

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

DYSCYPLINA NAUKOWA INFORMATYKA TECHNICZNA
I TELEKOMUNIKACJA

DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH

Rozprawa doktorska

mgr inż. Łukasz Chorchos

**Modelowanie fotodiod i laserów VCSEL
dla potrzeb transmisji optycznej**

Promotor

prof. dr hab. inż. Jarosław Turkiewicz

WARSZAWA 2025

Streszczenie

Niniejsza praca dedykowana jest modelowaniu małosygnałowemu i charakteryzacji komponentów optoelektronicznych dla potrzeb światłowodowej transmisji krótkodystansowej. W pracy rozwinięto modele małosygnałowe kluczowych elementów optoelektronicznych wykorzystywanych w systemach światłowodowych: standardowych i wieloaperturowych laserów o emisji powierzchniowej z pionową wnęką rezonansową (VCSEL) oraz fotodiod PIN. Opracowany model VCSEL charakteryzuje się wysoką zgodnością charakterystyki częstotliwościowej z rzeczywistymi komponentami. W pracy zweryfikowano, iż struktury wieloaperturowe mogą osiągać pasma do około 30 GHz, porównywalne ze standardowymi laserami VCSEL. Głównym ograniczeniem ich odpowiedzi częstotliwościowej okazały się efekty pojemnościowe redukujące pasmo części pasożytniczej do 26,8 GHz dla lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm przy prądzie polaryzacji 10 mA. W kolejnej części opracowano model małosygnałowy fotodiod PIN pracujących w pierwszym oknie transmisyjnym. Przeanalizowano wpływ układu pasożytniczego i konwersji optyczno-elektrycznej. Zbadano fotodiody o różnych średnicach obszaru aktywnego (8–32 μm) oraz z niepełnym kontaktem elektrycznym. Wykazano, że mimo zwiększenia powierzchni efektywnej, pasmo fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym ulega pogorszeniu. Dalsza część pracy dedykowana jest transmisji danych z użyciem badanych laserów i fotodiod, zarówno samodzielnych, jak i zintegrowanych ze sterownikami. Udowodniono możliwość osiągnięcia przepływności rzędu 100 Gbit/s przy zastosowaniu prostych formatów modulacji, takich jak Duobinary i PAM-4.

Praca wnosi oryginalny wkład w rozwój telekomunikacyjnych systemów światłowodowych, proponując zastosowanie laserów VCSEL o wielu aperturach w celu zwiększenia zasięgu transmisji przy zachowaniu wysokiej mocy i wąskiej linii widmowej. Opracowane modele mogą być wykorzystane do projektowania i symulacji układów nadawczo-odbiorczych, stanowiąc praktyczne narzędzie inżynierskie.

Abstract

The thesis is dedicated to modelling and characterization of opto-electronic components used in short-range optical fiber communication. Models of the key opto-electronic components: standard and multi-aperture vertical cavity surface emitting lasers (VCSEL) and photodiodes were developed. The proposed VCSEL model shows excellent agreement between the simulated and experimental frequency responses. It is shown that the multi-aperture structures can achieve bandwidths of up to 30 GHz, comparable to those of conventional single-aperture VCSELs. The study further reveals that the primary limitation in their frequency response arises from the capacitive effects, which reduce the parasitic section bandwidth to 26.8 GHz for an 850 nm VCSEL biased at 10 mA. In the subsequent part of the work, a small-signal model of the PIN photodiodes operating in the first optical transmission window is developed. The influence of the parasitic network and optoelectronic conversion processes is analysed in detail. The photodiodes with various active-area diameters (8-32 μm), including structures with the incomplete electrical contact are investigated. The results demonstrate that although an increase in effective area enhances the optical coupling, it also leads to a deterioration of the photodiode bandwidth. The final part of the dissertation is dedicated to data transmission experiments employing the investigated lasers and photodiodes, both as discrete components and integrated with driver circuits. It is demonstrated that data rates around 100 Gbit/s can be achieved using simple modulation formats such as Duobinary and PAM-4.

This work makes an original contribution to the advancement of fiber-optic telecommunication systems by proposing the use of multi-aperture VCSELs to extend transmission reach while maintaining high optical power and narrow spectral linewidth. The developed models provide valuable tools for the design and simulation of transmitter-receiver circuits and can serve as a practical foundation for future engineering applications in high-speed optical interconnects.

Wykaz najważniejszych skrótów i oznaczeń

CAP	–	<i>carrierless amplitude phase</i> , modulacja amplitudowo-fazowa bez nośnej
DB	–	<i>duobinary</i> , modulacja o trzech poziomach
DBR	–	<i>distributed Bragg reflector</i> , zwierciadło Bragga
DMT	–	<i>discrete multitone modulation</i> , dyskretna modulacja wielotonowa
DSP	–	<i>digital signal processing</i> , cyfrowe przetwarzanie sygnałów
EEL	–	<i>edge emitting laser</i> , laser o emisji krawędziowej
FIR	–	<i>finite impulse response</i> , filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej
IM/DD	–	<i>intensity modulation/direct detection</i> , modulacja amplitudy z detekcją bezpośrednią
LED	–	<i>light emitting diode</i> , dioda elektroluminescencyjna
MBE	–	<i>molecular beam epitaxy</i> , epitaksja z wiązek molekularnych
MOCVD	–	<i>metalorganic chemical vapour deposition</i> , chemiczne osadzanie z fazy gazowej z użyciem związków metaloorganicznych
NRZ	–	<i>non-return to zero</i> , modulacja/kod transmisyjny bez powrotu do zera
OFDM	–	<i>orthogonal frequency-division multiplexing</i> , zwielokrotnianie z ortogonalnym zwielokrotnieniem częstotliwości
PAM-N	–	<i>pulse amplitude modulation with N levels</i> , modulacja amplitudowa o N poziomach
PRBS	–	<i>pseudo-random bit sequence</i> , pseudolosowa sekwencja bitów
VCSEL	–	<i>vertical cavity surface emitting laser</i> , laser o emisji powierzchniowej z pionową wnęką rezonansową
VNA	–	<i>vector network analyser</i> , analizator sieci
C_x	–	pojemność
f	–	częstotliwość
f_r	–	częstotliwość rezonansowa
$f_{3dBTerm}$	–	pasmo 3-decybelowe wynikające z ograniczeń termicznych
$f_{3dB\text{tłum}}$	–	pasmo 3-decybelowe wynikające z efektów związanych z szybkością tłumienia
$H(f)$	–	odpowiedź częstotliwościowa układu
$i_x(f)/u_x(f)$	–	prąd/napięcie w funkcji częstotliwości

$j. u.$	–	jednostki umowne
L_X	–	indukcyjność
R_X	–	oporność
S_{11}/S_{22}	–	parametr rozproszenia odpowiedzialny za odbicia
S_{21}/S_{12}	–	parametr rozproszenia odpowiedzialny za transmisję
Z_X	–	impedancja danego obwodu
γ	–	szybkość tłumienia
ϵ	–	przenikalność elektryczna materiału
ω	–	pulsacja

Spis treści

STRESZCZENIE	3
ABSTRACT	5
WYKAZ NAJWAŻNIEJSZYCH SKRÓTÓW I OZNACZEŃ	7
1. WSTĘP	11
2. ROZWÓJ LASERÓW VCSEL I FOTODIOD PIN	15
2.1 LASERY VCSEL	15
2.3 ROZWÓJ FOTODIODY PIN	17
2.3 TRANSMISJA DANYCH W PIERWSZYM OKNIE TRANSMISYJNYM	19
3. CHARAKTERYZACJA I MODELOWANIE LASERÓW VCSEL	23
3.1 PARAMETRY STATYCZNE LASERÓW O POJEDYNCZEJ I Z CZTEREMA APERTURAMI	23
3.2 PARAMETRY ROZPROSZENIA S11 I S21 LASERÓW VCSEL.....	27
3.3 WYNIKI EKSTRAKCJI PARAMETRÓW MAŁOSYGNAŁOWYCH	31
4. CHARAKTERYZACJA I MODELOWANIE FOTODIOD PIN	43
4.1 MODELOWANIE MAŁOSYGNAŁOWE NA PODSTAWIE CHARAKTERYSTYKI ODBICIOWEJ S22	43
4.2 ROZKŁAD PRĄDÓW W OBWODZIE PASOŻYTNICZYM FOTODIODY PIN	47
4.3 OKREŚLENIE PARAMETRÓW FOTODIODY ZWIĄZANYCH Z KONWERSJĄ OPTYCZNO-ELEKTRYCZNĄ.....	49
4.4 WYNIKI MODELOWANIA MAŁOSYGNAŁOWEGO STANDARDOWYCH FOTODIOD PIN Z PEŁNYM KONTAKTEM ELEKTRYCZNYM	51
4.5 MODELOWANIE FOTODIOD PIN O NIEPEŁNYM KONTAKCIE ELEKTRYCZNYM	60
4.6 UKŁADY ODBIORCZE O NISKIEJ REZYSTANCJI WEJŚCIOWEJ.....	66
5. EKSPERYMENTY TRANSMISYJNE	69
5.1 GENERACJA I ODBIÓR SYGNAŁÓW NRZ	69
5.2 TRANSMISJA Z MODULACJĄ NRZ, DUOBINARY ORAZ PAM-4.....	74
5.3 TRANSMISJA O ZWIĘKSZONYM ZASIĘGU	80
5.4 INTEGRACJA STRUKTUR VCSEL ORAZ PIN Z UKŁADAMI ELEKTRONICZNYMI	83
6. PODSUMOWANIE	89
BIBLIOGRAFIA	91
SPIS RYSUNKÓW	103

1. Wstęp

Nieustający wzrost ruchu internetowego stawia wyzwania optycznym sieciom telekomunikacyjnym: od rdzeniowych po sieci krótkiego zasięgu [1, 2]. Systemy krótkiego zasięgu, wykorzystywane głównie w centrach danych, wymagają od producentów opracowania rozwiązań, które będą tanie, małych rozmiarów oraz efektywne energetycznie. Z rosnącym rozmiarem ruchu wiążą się wysiłki organizacji standaryzacyjnych, które pracują nad coraz nowszymi standardami łączy, zarówno elektrycznych jak i optycznych, które będą w stanie zaspokoić to zapotrzebowanie. Tak jak łącza krótkiego zasięgu bazujące na miedzi pracujące z przepływnością rzędu 200 Gbit/s mają zasięg ograniczony do ~ 1 m (jak chociażby standard CEI-224G-LR [3]), tak opracowywane standardy optyczne mogą pracować z przepływnościami rzędu 400 Gbit/s nawet na dystansach 80 km (400GBASE-ZR [4]) czy 800 Gbit/s na dystansie od 500 m do 2 km (800GBASE-DR8 i 800GBASE-DR8-2 [5]). Łącza te wykorzystują zwielokrotnienie przestrzenne, lasery pracujące w drugim oknie transmisyjnym, zewnętrzne modulatory oraz światłowody jednomodowe. Wiąże się to jednak z relatywnie wysokimi kosztami samych komponentów oraz kosztami operacyjnymi wynikającymi z wysokiego zużycia energii. Biorąc pod uwagę specyfikę centrów danych, gdzie 90% łączy jest krótsza niż 100 m [6, 7] możliwe jest zastosowanie rozwiązań efektywnych zarówno ze względu na koszty jak i zużycie energii, które to bazują na laserach pracujących w pierwszym oknie transmisyjnym i wykorzystują światłowody wielomodowe OM3-OM5. Dla takich łączy zdefiniowano kilka standardów np. dla przepływności 800 Gbit/s standard 800GBASE-SR8 dla zasięgów transmisyjnych do 100 m i światłowodów OM4 oraz OM5 z wykorzystaniem 8 linii, każda pracująca z przepływnością 106,25 Gbit/s (uwzględniając narzut związany z kodowaniem korekcyjnym) z wykorzystaniem modulacji PAM-4 (przepływność symboli PAM-4 wynosząca 53,125 Gbaud) [8]. Obecnie trwają prace nad przyszłymi standardami, jak 1,6 Tbit Ethernet czy InfiniBand XDR/GDR. Aby sprostać tym wymaganiom, ciągle rozwijane są komponenty opto-elektroniczne takie jak lasery i fotodiody, dążąc do uzyskania coraz większego pasma [9-14]. Inne prace obejmują rozwój zaawansowanych formatów modulacji [15-18] czy zwiększanie zasięgu transmisji [19, 20] przy zachowaniu efektywności kosztowej.

Praca ta skupia się na charakteryzacji częstotliwościowej, modelowaniu i przedstawieniu możliwości zastosowania komponentów elektrooptycznych w transmisji danych z przepływnością na poziomie 100 Gbit/s dla łączy krótkiego zasięgu. Tezy stawiane w tej pracy są następujące:

Teza 1: *Możliwa jest adaptacja modeli małosygnalowych standardowych laserów VCSEL na potrzeby modelowania laserów VCSEL o wielu aperturach.*

Teza 2: *Zwiększenie powierzchni efektywnej fotodiody poprzez ograniczenie powierzchni kontaktu elektrycznego może prowadzić do ograniczenia pasma modulacji tak zaprojektowanych struktur.*

Teza 3: *Możliwa jest realizacja łączy optycznych krótkiego zasięgu o przepływnościach do 100 Gbit/s z wykorzystaniem standardowych i wieloaperturowych laserów VCSEL z zastosowaniem formatów modulacji takich jak NRZ, Duobinary i PAM-4.*

W ramach pracy zaproponowano i zweryfikowano modele małosygnalowe dla laserów VCSEL o wielu aperturach oraz fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym. Ponadto praca ta rozszerzona została o obszerną analizę fotodiod PIN stanowiących nieodłączny element traktu optycznego.

Poniższa rozprawa doktorska bazuje i rozszerza wyniki prac badawczych przedstawionych w następujących publikacjach:

[A1] Ł. Chorchoś, N. N. Ledentsov, J. P. Turkiewicz, „850 nm Multiaperture Vertical Cavity Surface Emitting Lasers: Equivalent Circuit Modeling, Intrinsic Response, Transmission Performance and Comparison to Standard VCSEL Design”, *J. Lightwave Technol.*, t. 43, nr 9, s. 4331–4337, 2025, doi: 10.1109/JLT.2025.3538126.

[A2] L. Chorchoś et al., „NRZ, DB, and DMT performance for short-reach VCSEL-based optical interconnects”, *Optical Interconnects XXI*, eds. H. Schröder, R. T. Chen. Online Only, United States: SPIE, mar. 2021, s. 10. doi: 10.1117/12.2578553.

[A3] L. Chorchoś et al., „Multi Aperture High Power 100G Single Mode 850nm VCSEL for Extended Reach 800G Ethernet”, 2023 *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, San Diego, CA, USA: IEEE, 2023, s. 1–3. doi: 10.23919/OFC49934.2023.10116524.

[A4] L. Chorchoś et al., „Energy Efficient 850 nm VCSEL Based Optical Transmitter and Receiver Link Capable of 80 Gbit/s NRZ Multi-Mode Fiber Data Transmission”, *J. Lightwave Technol.*, t. 38, nr 7, s. 1747–1752, 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.2970299.

Przedstawione w pracy badania zrealizowano między innymi w ramach projektów:

- „High bandwidth optical wireless transmission for secure communication”, PERFECT, 2022 – 2024, 5 Konkurs Współpraca Polska-Berlin/Brandenburgia, numer umowy NCBR POLBER/5/62/PERFECT/2022, cel projektu: rozwój technik bezpiecznej bezprzewodowej transmisji świetlnej z wykorzystaniem laserów VCSEL, konsorcjum: Fraunhofer HHI Niemcy, VI Systems Niemcy, Exatel Polska i Politechnika Warszawska, rola w projekcie: wykonawca
- „The optical fibre vibration and deformation sensor based on multicore optical fibre and VCSEL array technologies”, OVERSCAN, 2018 – 2021, 3 Konkurs Współpraca Polska-Berlin-Brandenburgia, numer umowy NCBR 3/POLBER-3/2018, cel projektu: rozwój czujnika światłowodowego wykorzystującego macierze laserów VCSEL i światłowód wielordzeniowy, konsorcjum: Fraunhofer IZM Niemcy, VI Systems Niemcy, InPhoTech Polska i Politechnika Warszawska, rola w projekcie: wykonawca

Wykorzystane w badaniach lasery i fotodiody zostały opracowane przez firmę VI Systems GmbH, Niemcy (<https://v-i-systems.com>).

Struktura pracy:

Rozdział 1 wprowadza w tematykę łączności optycznych krótkiego zasięgu i przedstawia tezę pracy.

Rozdział 2 wprowadza do tematyki laserów VCSEL oraz fotodiod PIN, przedstawiając po krótku ich historię oraz obecny stan sztuki.

Rozdział 3 prezentuje porównanie tradycyjnych laserów VCSEL o jednej aperturze z laserami wieloaperturowymi i wprowadza oraz weryfikuje model małosygnałowy tych struktur.

Rozdział 4 przedstawia modelowanie małosygnałowe fotodiod PIN i wprowadza model struktur z niepełnym kontaktem elektrycznym.

Rozdział 5 przedstawia wyniki eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem omawianych struktur.

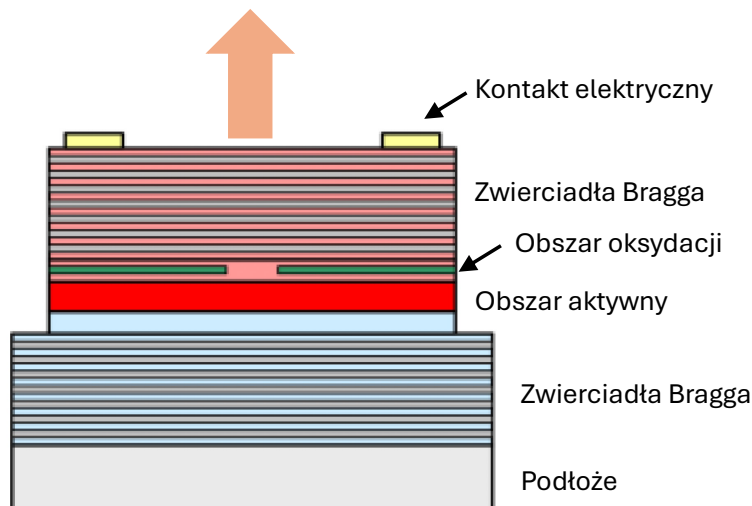
Rozdział 6 stanowi podsumowanie pracy.

2. Rozwój laserów VCSEL i fotodiod PIN

2.1 Lasery VCSEL

Lasery VCSEL (*vertical-cavity surface-emitting laser*), czyli lasery o emisji powierzchniowej z pionową wnęką rezonansową, zostały po raz pierwszy zaprezentowane przez profesora Kenichi Ige w 1979 roku [21], chociaż sama propozycja takiej struktury miała powstać w 1977 roku [22]. Kolejnym krokiem milowym w rozwoju tego typu laserów było zastosowanie po raz pierwszy zwierciadeł DBR (*distributed Bragg reflector*) w strukturze laserów VCSEL [23]. Potrzeba było jednak dwunastu lat, aby pierwsze lasery VCSEL zostały wprowadzone do komercyjnej oferty w 1996 roku [22], po czym prace nad rozwojem tego typu struktur nabrały tempa. Ich rolę w telekomunikacji w łączach krótkiego zasięgu odzwierciedla liczba standardów, które powstały od tego czasu [24]. Lasery VCSEL wykazują wiele zalet w porównaniu z laserami o emisji krawędziowej (EEL - *edge emitting laser*) m.in. niski koszt wytwarzania i testowania bezpośrednio na podłożu, małe rozmiary lasera, niski pobór prądu czy szerokie pasmo elektryczne. Dodatkowo ich zastosowanie nie ogranicza się wyłącznie do transmisji danych. Pojedyncze lasery i matryce możemy obecnie znaleźć w telefonach, gdzie służą do rozpoznawania twarzy [25], czy w optycznych systemach radarowych (LiDAR - *light detection and ranging*) [26].

W telekomunikacji najpopularniejszymi obecnie laserami VCSEL są lasery pracujące na długości fali 850 nm (pierwsze okno transmisyjne) i mające aperturę tlenkową (*oxide aperture*). Przykładowa struktura takiego lasera została zaprezentowana na rys. 1 [27]. Zwierciadła Bragga (górne i dolne) tworzą wnękę rezonansową i składają się z kilkudziesięciu naprzemiennie ułożonych warstw materiału o dużym kontraście i współczynniku odbicia dochodzącym do 100% [28]. Obszar czynny składa się ze studni kwantowych, w których następuje emisja fotonów [27, 28]. Rozmiar apertury tlenkowej odpowiada natomiast za rodzaj emisji lasera VCSEL i ogranicza przestrzennie prąd płynący przez tę strukturę oraz mody, które mogą w niej rezonować [29]. Średnica apertury tlenkowej poniżej 3 μm pozwala na otrzymanie jednomodowych lub quasi-jednomodowych laserów VCSEL, natomiast im większy jest rozmiar tego obszaru, tym większa jest liczba generowanych modów poprzecznych [30, 31].

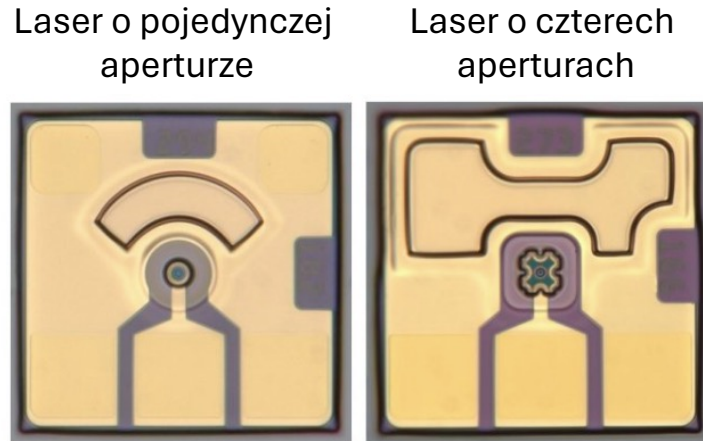


Rys. 1. Struktura przykładowego lasera VCSEL [27]

Obecnie lasery VCSEL wytwarzane są między innymi na podłożu z arsenku galu (GaAs) w procesie chemicznego osadzania z fazy gazowej związków metaloorganicznych (MOCVD - *metalorganic chemical vapor deposition*) [32, 33] lub z wykorzystaniem epitaksji z wiązek molekularnych (MBE - *molecular beam epitaxy*) [34, 35]. Urządzenia przedstawione w tej pracy zostały wykonane w procesie MOCVD.

Na temat samych laserów VCSEL i zasad ich działania powstało wiele opracowań naukowych, np. chociażby autorstwa samego K. Iga [36] czy dość znana pozycja R. Michalzika [22].

Ostatnich kilka lat przyniosło stagnację w kontekście zwiększania pasma modulacji laserów VCSEL pracujących z długością fali 850 nm na poziomie około 30 GHz [37-39]. Przyczyn tych ograniczeń należy doszukiwać się w połączeniu efektów termicznych z ograniczeniami wynikającymi z samej struktury lasera (tworzącej elektryczny obwód pasożytniczy) [40], która działa jak filtr dolnopasmowy. Zwiększanie możliwej do uzyskania przepływności z wykorzystaniem tych laserów sprowadza się obecnie do zastosowania coraz to bardziej zaawansowanych formatów modulacji i metod korekcji sygnałów [38, 41-43]. Zaprzecza to idei, która przyświecała im na samym początku, a mianowicie prostocie i niskiemu poborowi mocy systemów transmisyjnych. Jeden z kierunków rozwoju skupia się na wykorzystaniu sprzężenia optycznego w celu zwiększenia pasma modulacji [44-47]. Jednak dotychczas żadne z tych rozwiązań nie pokazało wydajności transmisyjnej zbliżonej do znanych rozwiązań. Innym kierunkiem rozwoju są macierze laserów VCSEL [48], które mogą znaleźć zastosowanie nie tylko w transmisji światłowodowej, ale też w transmisji w wolnej przestrzeni [49]. Właśnie macierzom laserów VCSEL poświęcona jest część pracy

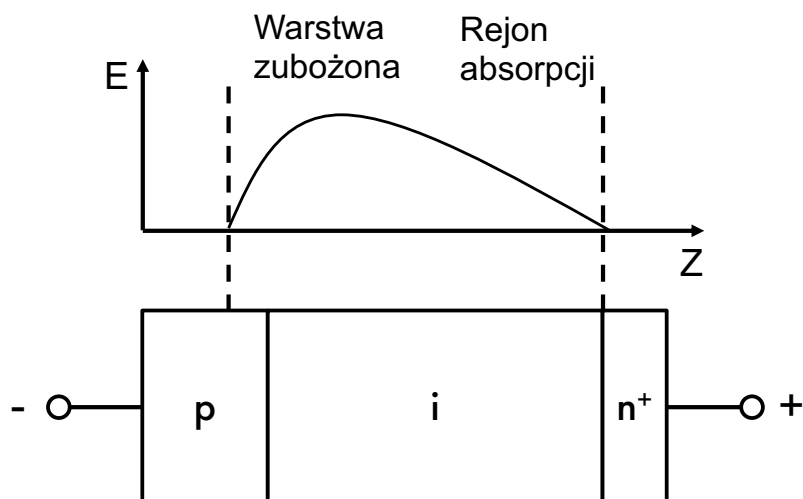


Rys. 2. Rzut z góry na omawiane w pracy lasery VCSEL (zdjęcie dzięki uprzejmości VI Systems GmbH)

doktorskiej. W ramach prac badawczych dokonano ich charakteryzacji, zaproponowano model małosygnałowy struktur o wielu aperturach oraz zweryfikowano ich możliwości transmisyjne. Struktury te zostały zrealizowane przez VI Systems GmbH i zostały zaprezentowane na rys. 2. Struktury te bazują na arsenku galu oraz warstwach GaAlAs pełniących rolę zwierciadeł DBR. Celem opracowania lasera o wielu aperturach było zapewnienie relatywnie jednomodowej pracy takiej struktury przy możliwie wysokiej mocy wyjściowej, porównywalnej z mocą laserów wielomodowych z pojedynczą aperturą. Takie rozwiązanie powinno pozwolić na zwiększenie zasięgu transmisji.

2.3 Rozwój fotodiody PIN

Historię fotodiod należy rozpocząć od jednego z największych fizyków naszych czasów: Alberta Einsteina i opisanego przez niego w 1905 roku efektu, za który dostał nagrodę Nobla, a mianowicie efektu fotoelektrycznego [50]. Efekt fotoelektryczny jest podstawą działania fotodiod. Jednak to rok 1959 przyjmuje się za umowną datę początku detektorów bazujących na półprzewodnikach, kiedy to W. Gartner opisał efekty występujące w warstwie zubożonej półprzewodników p-n przy ujemnym napięciu polaryzacji [51]. Fotodiody typu PIN ze względu na zwiększony obszar pochłaniania światła oraz zmniejszoną pojemność złącza w porównaniu z diodami PN [52, s. 660, 53, s. 59–68] znalazły szerokie zastosowanie w telekomunikacji. W strukturze takiej fotodiody (rys. 3) można wydzielić trzy obszary: obszar złącza *p*, obszar złącza *n* oraz obszar niedomieszkowany *i*. Dodanie obszaru *i* dodatkowo zwiększa obszar pochłaniania światła, co istotne jest szczególnie dla fal dłuższych [53, s. 59–68].



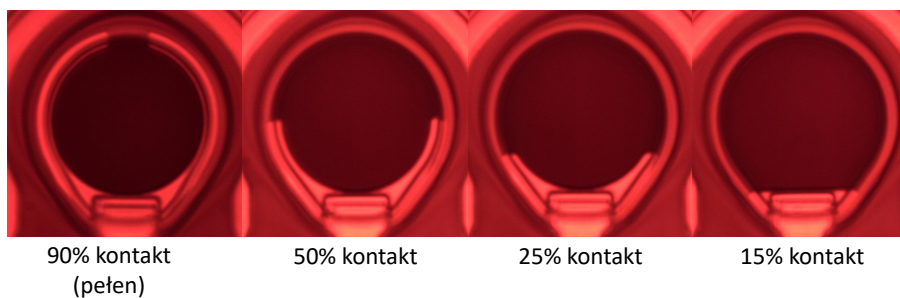
Rys. 3. Struktura fotodiody PIN (na podstawie [53])

Rozwój fotodetektorów do zastosowań telekomunikacyjnych zbiegł się w czasie z rozwojem laserów półprzewodnikowych. Na przełomie lat siedemdziesiątych i osiemdziesiątych XX wieku takie struktury mogły pracować z przepływnością na poziomie 1 Gbit/s [54-57]. Już w roku 1999 dostępne były fotodiody PIN o paśmie rzędu 50 GHz [58] pracujące w drugim i trzecim oknie transmisyjnym (długości fal 1310 nm i 1550 nm). Wyższe pasmo elektryczne fotodiody PIN wiąże się z mniejszym rozmiarem obszaru pochłaniającego światło, rzędu kilku mikrometrów. W przypadku transmisji z wykorzystaniem światłowodu jednomodowego nie stanowi to większego problemu ze względu na średnicę rdzenia wynoszącą 8-10 μm . Jednak w przypadku transmisji z wykorzystaniem włókna wielomodowego pożądane są detektory o powierzchni powyżej 20 μm , aby móc efektywnie sprzęgać światło z włókna o średnicy 50 μm . Dla pierwszego okna transmisyjnego można wykorzystywać fotodiody PIN bazujące na krzemie (Si) z pasmem elektrycznym rzędu kilkunastu GHz [59], germanie (Ge) o podobnym paśmie [60], arsenku galu (GaAs) z pasmem 25 GHz [61], InGaAs/InP z pasmem 21 GHz [62] czy InGaP/GaAs z pasmem rzędu 10 GHz [63].

Obecnie prace nad zwiększeniem pasma elektrycznego tego typu fotodetektorów skupiają się na dwóch głównych kierunkach. Pierwszym z nich jest zastosowanie podwójnego rejonu zubożonego, co redukuje czas związany z transportem nośników w strukturze i pozwala lepiej zarządzać pojemnością złącza [64]. Wykorzystanie tego podejścia umożliwiło wytworzenie fotodiody bazującej na GaAs/AlGaAs z rozmiarem powierzchni aktywnej 20 μm o paśmie zbliżającym się do 30 GHz [65]. Drugim sposobem na zwiększenie pasma fotodiod dla potrzeb transmisji wielomodowej jest takie zaprojektowanie struktury PIN,

które wykorzystuje wyłącznie „szybsze” nośniki, czyli elektrony (UTC - *uni-traveling-carrier*) [66]. Rozwiązanie to dla detektorów pracujących na długości fali 850 nm jak na razie nie pozwala na uzyskanie wyraźnie wyższego pasma pracy niż wymienione wcześniej rozwiązania z podwójnym obszarem zubożonym. Dla fotodiody o powierzchni 28 μm uzyskane pasmo z zastosowaniem UTC wyniosło 23,2 GHz dla struktury bazującej na GaAs/AlGaAs [67].

W rozprawie przedstawione zostaną zoptymalizowane do pracy na długości fali 850 nm fotodiody PIN bazujące na InGaAs/InP o czułości prądowej 0,5 A/W, prądzie ciemnym na poziomie 4 nA oraz paśmie elektrycznym rzędu 30 GHz. Opisane zostaną fotodiody z rozmiarem obszaru aktywnego w zakresie od 8-32 μm oraz cztery wersje kontaktu elektrycznego. Główna uwaga zostanie poświęcona charakterystykom częstotliwościowym i modelowaniu małosygnalowemu fotodiod. Rys. 4 pokazuje cztery przykładowe fotodiody o różnych rozmiarach kontaktu elektrycznego, które zostaną omówione w tej pracy.



Rys. 4. Cztery wersje fotodiod omawianych w pracy w zależności od rozmiaru kontaktu elektrycznego

2.3 Transmisja danych w pierwszym oknie transmisyjnym

W systemach transmisji optycznej krótkiego zasięgu działających w pierwszym oknie transmisyjnym wykorzystuje się modulację bezpośrednią lasera (IM - *intensity modulation*). Laser (lub dioda LED) modulowane są prądowo (lub napięciowo) sygnałem danych. Do odbioru danych wykorzystywana jest detekcja bezpośrednia (DD - *direct detection*) z wykorzystaniem fotodiod/fotoodbiorników zamieniających sygnał optyczny na prąd elektryczny. Takie systemy w literaturze określa się jako IM/DD [68-70]. Przykładowy schemat układu transmisyjnego został zaprezentowany na rys. 5. Składa się on ze sterownika lasera, lasera, medium transmisyjnego, którym w tym przypadku jest światłowód wielomodowy oraz fotodiody ze sterownikiem, które pełnią rolę fotoodbiornika.



Rys. 5. Przykładowy system transmisyjny IM/DD

Obecne standardy łączy krótkiego zasięgu, o których wspomiano wcześniej, definiują pracę systemu transmisyjnego właśnie z wykorzystaniem IM/DD oraz z wykorzystaniem modulacji NRZ (*non-return-to-zero*) i PAM-4 (*pulse-amplitude modulation*). Wybór tych formatów modulacji wynika z braku konieczności stosowania zaawansowanego przetwarzania sygnałów w nadajniku i odbiorniku oraz gwarantuje redukcję opóźnienia. Jak już wcześniej wspomniano, w celu osiągnięcia wyższej przepływności w badaniach wykorzystuje się wyższe formaty modulacji, takie jak PAM-8, OFDM/DMT (*orthogonal frequency-division multiplexing discrete multi-tone*) czy CAP/MultiCAP (*carrierless amplitude phase*). W tabeli 1 zebrano dane dotyczące systemów transmisyjnych pracujących w pierwszym oknie transmisyjnym. Zaprezentowano wykorzystane formaty modulacji. Wprowadzono podział na standardowe lasery VCSEL oraz wielordzeniowe (CC – *coupled cores*, TC - *transverse-coupled-cavity*). Od początku komercyjnego zastosowania laserów VCSEL do czasów współczesnych maksymalna możliwa do uzyskania przepływność danych z modulacją NRZ zwiększyła się dziesięciokrotnie, z 10 Gbit/s [71] do 102 Gbit/s [92]. Jak można zauważyć, w ciągu ostatnich kilku lat zwiększenie przepływności uzyskiwane jest wyłącznie poprzez zastosowanie zaawansowanych formatów modulacji lub algorytmów korekcji sygnałów, której celem jest kompensacja ograniczeń łącza optycznego. Jeśli chodzi o lasery wielordzeniowe w zastosowaniach telekomunikacyjnych, ich rozwój dopiero nabiera tempa i uzyskiwana obecnie przepływność kształtuje się na poziomie 50 Gbit/s z modulacją NRZ.

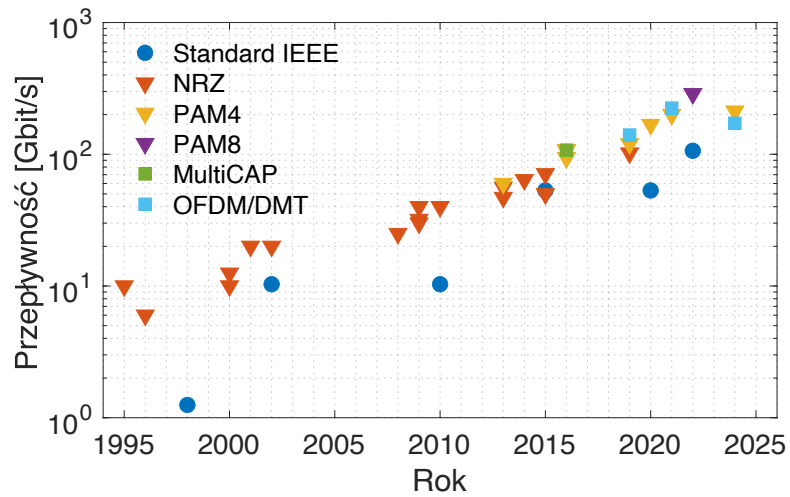
Tabela 1. Zestawienie systemów transmisyjnych pracujących w pierwszym oknie transmisyjnym

Rok	Przepływność [Gbit/s]	Modulacja	Długość fali [nm]	Literatura
Standardowe lasery VCSEL				
1995	10	NRZ	980	[71]
1996	6	NRZ	850	[72]
2000	10	NRZ	850	[73]
	12,5	NRZ	850	[74]
2001	20	NRZ	850	[75]
2002	20	NRZ	850	[76]
2008	25	NRZ	850	[77]
2009	30	NRZ	850	[78]
	32	NRZ	850	[79]
	40	NRZ	850	[80]

Rok	Przepływność [Gbit/s]	Modulacja	Długość fali [nm]	Literatura
2013	47	NRZ	850	[82]
	56,1	NRZ	850	[83]
	60	PAM-4	850	[84]
2014	64	NRZ	850	[85]
2015	50	NRZ	850	[86]
	71	NRZ	850	[87]
2016	94	PAM-4	850	[88]
	108	PAM-4	850	[89]
	107,5	MultiCAP	850	[90]
	107	PAM-4	850	[91]
2019	102	NRZ	850	[92]
	120	PAM-4	850	[93]
	140	OFDM	850	[94]
2020	168	PAM-4	850	[95]
2021	224	DMT	850/910	[42]
	200	PAM-4	850	[96]
2022	288	PAM-8	850	[97]
2024	212,5	PAM-4	850	[98]
	172	DMT	850	[99]
Wielordzeniowe lasery VCSEL				
2015	40	NRZ	TC 850	[100]
2017	25	NRZ	CC 850	[101]
2019	36	NRZ	CC 850	[46]
2025	50	NRZ	CC 850	[Ta praca]

Warto podkreślić, iż systemy transmisyjne pokazane w publikacjach [42, 89, 90, 93, 95] zostały zrealizowane z udziałem zespołu z Politechniki Warszawskiej, w tym autora.

Przedstawione w tabeli przepływności zestawiono z przepływnościami definiowanymi przez standardy IEEE. Zestawienie to zostało zaprezentowane na rys. 6. Na rysunku zaprezentowano przepływności definiowane dla pojedynczej linii transmisyjnej. Jak możemy zauważyć, możliwe do uzyskania przez lasery VCSEL przepływności nie odbiegają znacząco od definiowanych przez standardy.



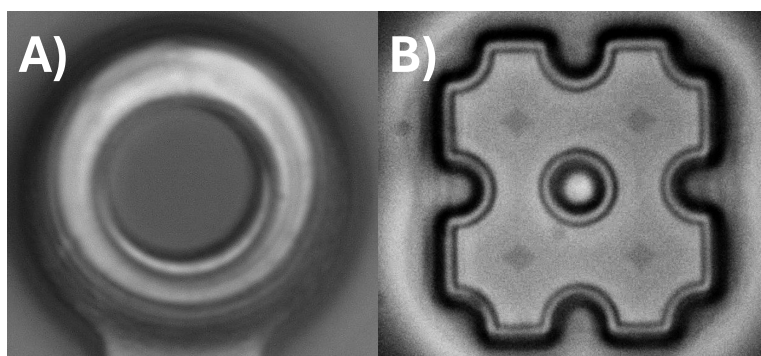
Rys. 6. Rozwój przepływności laserów VCSEL w kontekście definiowanych przez standardy IEEE

3. Charakteryzacja i modelowanie laserów VCSEL

W tym rozdziale zaprezentowane zostanie porównanie standardowych wielomodowych laserów VCSEL z pojedynczą aperturą ze strukturami składającymi się z wielu (w tym przypadku czterech) apertur, gdzie każda z nich zawiera obszar aktywny o średnicy zapewniającej jednomodową emisję. Komponenty zarówno z jedną jak i wieloma aperturami pracują w pierwszym oknie transmisyjnym na długości fali 850 nm oraz 910 nm, co zapewnia zgodność ze standardem rozszerzającym przedstawione powyżej o technikę zwielokrotnienia w dziedzinie długości fali WDM (IEEE 400GBASE-SR4.2 [102]). Model małosygnałowy wielordzeniowych i standardowych laserów VCSEL oraz ich zależności temperaturowych zostały przedstawione w pracy [A1]. W tym rozdziale zostaną przedstawione wyniki dla temperatury pracy 25°C rozszerzone o wyniki dla długości fali 910 nm.

3.1 Parametry statyczne laserów o pojedynczej i z czterema aperturami

Na rys. 7 przedstawiono zdjęcie obszarów aktywnych struktur omawianych w tym rozdziale. Laser wielomodowy o pojedynczej aperturze charakteryzuje się owalnym obszarem aktywnym o średnicy 6 μm , podczas gdy w przypadku struktury wieloaperturowej można wyraźnie wyróżnić cztery oddzielne obszary aktywne, każdy z nich w kształcie diamentu. Taki kształt obszaru aktywnego zapewnia tym urządzeniom stabilność polaryzacyjną bez konieczności stosowania siatek dyfrakcyjnych w strukturze lasera. Całkowita powierzchnia obszaru aktywnego lasera o czterech aperturach została dobrana tak, aby odpowiadała powierzchni struktury o jednej aperturze i wynosiła około 27 μm^2 . Pomiary tych dwóch struktur rozpoczęto od określenia ich parametrów statycznych, a mianowicie charakterystyki LIV (*light-current-voltage*), widma optycznego oraz pola bliskiego i dalekiego (*near field/far field*).

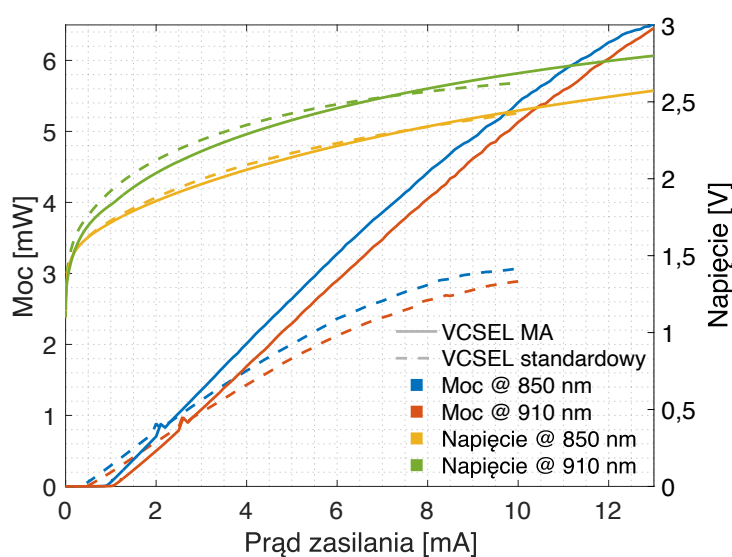


Rys. 7. Zdjęcie apertury wielomodowego lasera VCSEL (A) oraz lasera o czterech aperturach (B)

Charakterystyki LIV zarówno standardowych, jednoaperturowowych laserów VCSEL, jak i struktur złożonych z czterech apertur zostały zmierzone przy wykorzystaniu laboratoryjnego źródła prądowego Thorlabs PRO800 z wkładką ITC8022 oraz miernika mocy optycznej Thorlabs PM100USB z przystawką S121C pozwalającą na pomiary w zakresie długości fali 400-1100 nm z mocą do 500 mW. Zmierzone charakterystyki zostały przedstawione na rys. 8.

Maksymalną moc w badanym zakresie prądów dla wieloaperturowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm w temperaturze otoczenia 25°C uzyskano przy prądzie zasilania 13 mA i wynosiła ona 6,5 mW. Dla tego samego typu lasera pracującego na długości fali 910 nm uzyskana maksymalna moc optyczna była nieznacznie niższa i wyniosła 6,45 mW przy prądzie zasilania 13 mA. Prąd progowy wyniósł odpowiednio 0,87 mA i 1,02 mA dla długości fali 850 nm i 910 nm. Należy zaznaczyć, że wyniki te są określone dla całej struktury i aby obliczyć moc emitowaną przez pojedynczą aperturę należy uzyskaną wartość podzielić przez liczbę apertur - w tym przypadku przez 4.

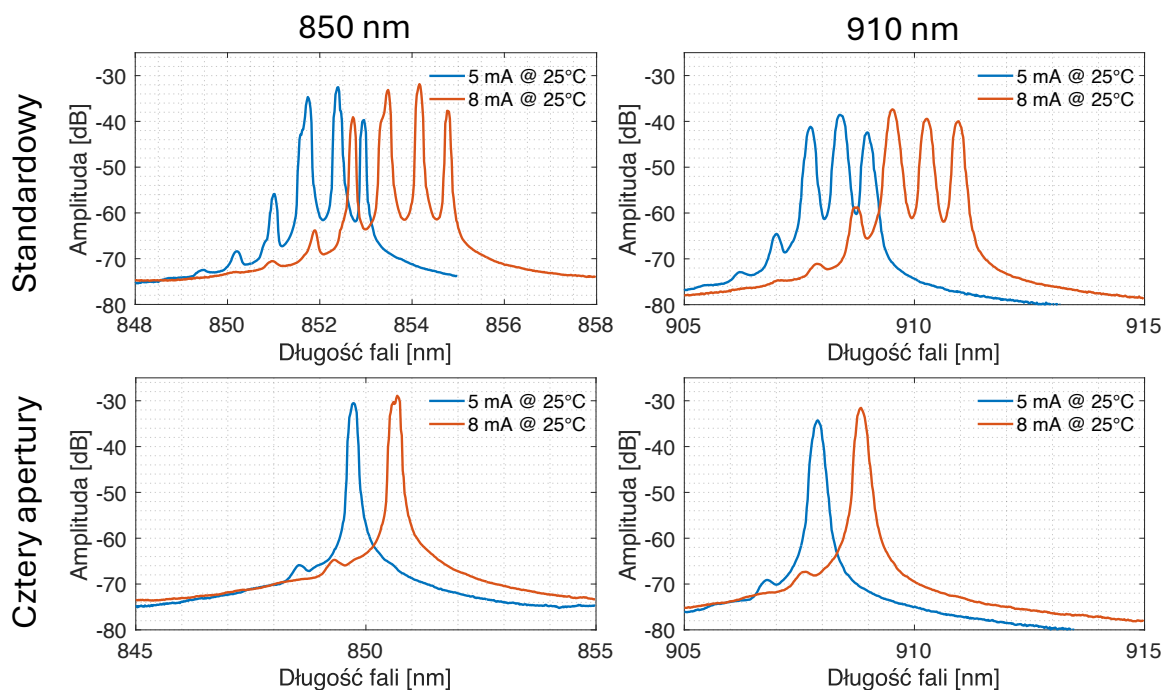
Dla standardowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm maksymalną moc wynoszącą 3,0 mW uzyskano dla prądu zasilania 10 mA natomiast w przypadku lasera pracującego na długości fali 910 nm wartość ta, podobnie jak w przypadku struktury wielordzeniowej, była nieznacznie niższa i wyniosła 2,9 mW. Wartość progowa prądu wyniosła 0,34 mA i 0,46 mA odpowiednio dla długości fali 850 nm i 910 nm.



Rys. 8. Charakterystyka LIV lasera VCSEL o czterech aperturach (VCSEL MA) i standardowego dla dwóch długości fali: 850 nm i 910 nm w temperaturze otoczenia 25°C

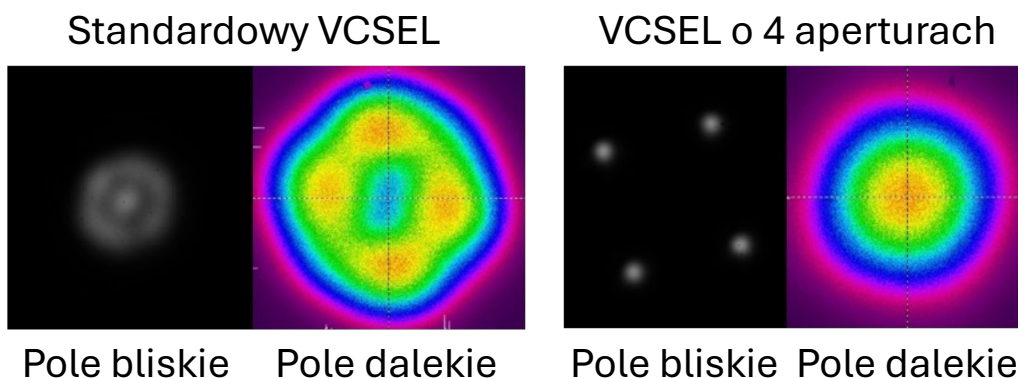
Charakterystyki napięciowe struktur wieloaperturowych i standardowych przy zadanej długości fali są prawie identyczne. Znaczące różnice występują między strukturami pracującymi na różnych długościach fali. W przypadku struktur pracujących na długości fali 910 nm wartości napięcia są wyraźnie wyższe, co spowodowane jest wyższą rezystancją samej struktury. Więcej o przyczynach tego zjawiska zostanie powiedziane w podrozdziale dotyczącym modelowania małosygnalowego. Zakres napięć dla badanych struktur kształtuje się w przedziale od 0,0 V (dla prądu zasilania 0 mA) do 2,6 V, przy prądzie zasilania 13 mA w przypadku wielordzeniowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm oraz od 0,0 V dla prądu zasilania 0 mA do 2,8 V, przy prądzie zasilania 13 mA w przypadku wielordzeniowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 910 nm. Dla prądów powyżej 2 mA charakterystyki przybierają relatywnie liniową zależność, dzięki czemu badane struktury mogą być bez problemu bezpośrednio modulowane do celów transmisji danych.

Na rys. 9 przedstawiono widma optyczne dla dwóch wybranych wartości prądu pracy lasera VCSEL: 5 mA i 8 mA. W lewej kolumnie wykreślono widmo laserów pracujących na długości fali 850 nm, natomiast w prawej kolumnie na długości fali 910 nm.



Rys. 9. Widma optyczne dla standardowego lasera VCSEL i lasera o czterech aperturach na długości fali 850 nm i 910 nm

Struktura o jednej aperturze (rys. 9) charakteryzuje się pracą wielomodową, z dominującymi modami powyżej LP01, zarówno dla długości fali 850 nm jak i 910 nm. Szerokość linii widmowej [103] osiąga wartości 0,7 nm zarówno dla 850 nm jak i 910 nm. Struktura o czterech aperturach charakteryzuje się bardzo wąskim widmem optycznym o szerokości linii widmowej 0,2 nm, porównywalnej do struktur jednomodowych. Dodatkowo w widmie lasera 850 nm o wielu emiterach dla prądu 8 mA można zauważyć rozdzielenie się modów, co może wskazywać na nierównomierne rozproszanie doprowadzanego prądu lub nierównomierne odprowadzanie ciepła w strukturze. Rys. 10, który prezentuje pole bliskie i dalekie potwierdza przedstawioną na rys. 9 kompozycję modową badanych laserów. W przypadku lasera VCSEL o czterech aperturach dominuje emisja podstawowa LP01, natomiast w przypadku lasera o jednej aperturze potwierdzić możemy dominację modów wyższego rzędu poprzez charakterystyczną emisję w kształcie okręgów [104]. Kąt rozbieżności wiązki laserowej określony dla punktu mocy na poziomie $\frac{1}{e^2}$ wyniósł w przypadku standardowego lasera VCSEL 32°, natomiast w przypadku struktury wieloaperturowej 24°.

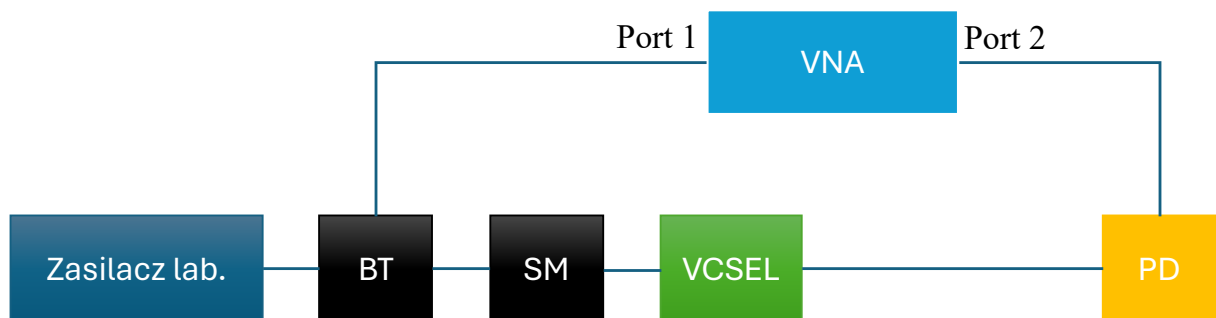


Rys. 10. Pole bliskie i dalekie dla dwóch typów laserów pracujących na długości fali 850 nm przy prądzie zasilania 8mA (za [A1])

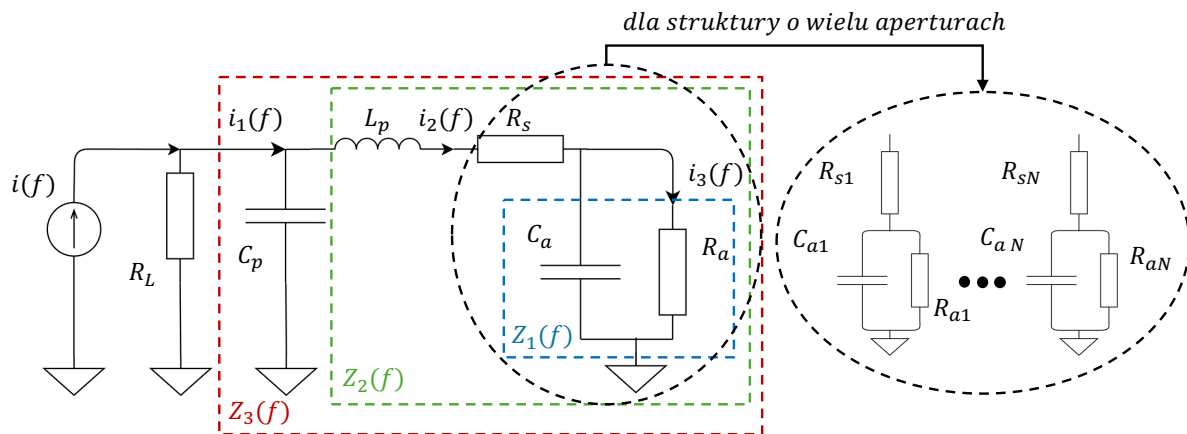
3.2 Parametry rozproszenia S11 i S21 laserów VCSEL

Parametry rozproszenia S11 i S21 badanych laserów zostały zmierzone w układzie pokazanym na rys. 11. Jako wektorowego analizatora sieci (VNA – *vector network analyzer*) użyto urządzenia Keysight P5007A. Lasery VCSEL podłączone były do niego poprzez elektryczną sondę mikrofalową (SM) w konfiguracji GSG (*ground-signal-ground*) o paśmie 63 GHz, wysokoczęstotliwościowy trójnik umożliwiający połączenie sygnału z VNA ze składową stałą (BT – *bias-tee*) oraz przewód o długości 50 cm. Sygnał emitowany przez lasery podawany był do światłowodu wielomodowego typu OM2 o długości 1 m zakończonego od strony lasera soczewką. Druga strona światłowodu zakończona była złączem typu FC/PC. Efektywność takiej metody sprzęgania światła lasera ze światłowodem wynosiła >75%. Konwersja optyczno-elektryczna następowała z wykorzystaniem fotodetektora (PD) Thorlabs DXM30BF o paśmie elektrycznym ~30 GHz. Sygnał elektryczny podano do drugiego portu VNA. Dla pomiarów parametru odbiciowego S11 system pomiarowy został skalibrowany do płaszczyzny lasera. Przy pomiarze parametru transmisyjnego S21 korekcji dokonano *a posteriori* z wykorzystaniem zarówno znanych, jak i zmierzonych parametrów linii transmisyjnej. Do znanych (dostarczone pomiary referencyjne) parametrów zaliczono charakterystykę fotodetektora oraz sondy mikrofalowej, natomiast charakterystykę przejściową przewodów oraz trójnika zmierzono po dokonaniu pomiaru.

Zastosowany model małosygnalowy do ekstrakcji parametrów pokazany na rys. 12, wzorowany był na powszechnie wykorzystywanych modelach [105-106]. Model ten i odpowiadające mu równania przedstawiono w publikacji [A1]. Parametry przedstawione na rysunku i odnoszące się do struktury lasera to odpowiednio: pojemność C_p i indukcyjność L_p kontaktów elektrycznych, opór szeregowy R_s wynikający z połączenia rezystancji kontaktów



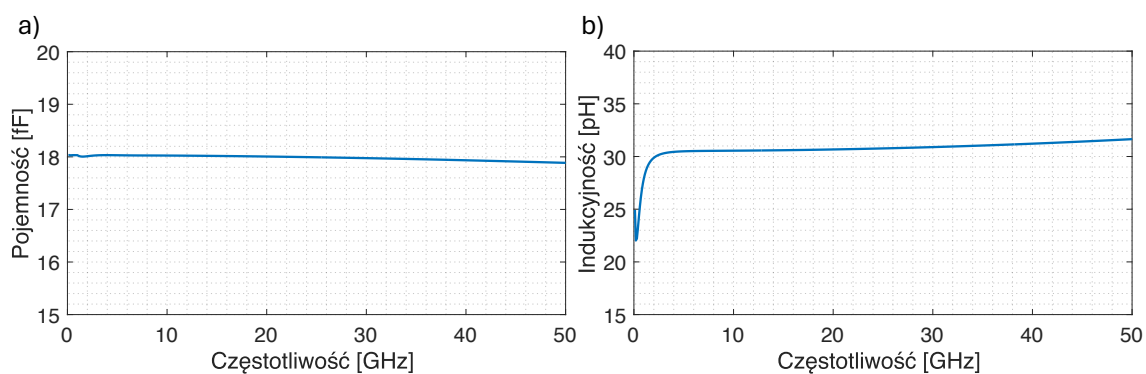
Rys. 11. Układ pomiarowy do pomiarów parametrów rozproszenia laserów VCSEL



Rys. 12. Schemat zastępczy modelu małosygnalowego laserów VCSEL

elektrycznych i efektów występujących w zwierciadłach DBR [107], opór R_a zdefiniowany jako opór złącza oraz pojemność C_a obszaru aktywnego struktury, na którą to składają się pojemność warstwy zubożonej lasera, pojemność dyfuzji a także pojemność apertury tlenkowej [108]. Aby zapewnić prawidłową ekstrakcję parametrów tego modelu, zdecydowano się zminimalizować liczbę parametrów zmiennych poprzez określenie pojemności C_p i indukcyjności L_p badanych struktur z wykorzystaniem wysokoczęstotliwościowych symulacji strukturalnych w oprogramowaniu Ansys Electronics. Wyniki tej symulacji dla struktury z pojedynczą aperturą przedstawiono na rys. 13.

Jak można zauważyć, parametry C_p i L_p w mierzonym zakresie częstotliwości pozostają relatywnie stałe, dlatego też w taki sposób zostały one użyte przy ekstrakcji parametrów. Dla omawianych laserów wartości pojemności C_p oraz indukcyjności L_p przyjęto odpowiednio na poziomach 18,00 fF i 30,56 pH. Pozostałe parametry modelu małosygnalowego zostały określone z wykorzystaniem nieliniowej metody najmniejszych kwadratów zarówno do części



Rys. 13. Wyniki symulacji: a) pojemności kontaktów elektrycznych C_p b) indukcyjności kontaktów elektrycznych L_p laserów VCSEL

rzeczywistej, jak i urojonej współczynnika odbiciowego S_{11} . Współczynnik odbiciowy w analizowanym modelu zastępczym może zostać wyrażony jako [A1]:

$$S_{11} = \frac{Z(f) - Z_{Load}}{Z(f) + Z_{Load}}, \quad (1)$$

gdzie:

$$Z(f) = \left(i2\pi f C_p + \frac{1}{i2\pi f L_p + R_s + \frac{R_a}{i2\pi f C_a R_a + 1}} \right)^{-1}, \quad (2)$$

$$Z_{Load} = 50 \Omega. \quad (3)$$

Prąd $i_3(f)$ płynący przez rezystor R_a , który później stanowić będzie wejście do sekcji odpowiedzialnej za konwersję elektro-optyczną, może zostać obliczony przy wykorzystaniu praw Kirchhoffa [A1]:

$$i_1(f) = \frac{Z_{Load}}{Z_{Load} + Z_3(f)}, \quad (4)$$

$$i_2(f) = i_1(f) \frac{\frac{1}{i2\pi f C_p}}{\frac{1}{i2\pi f C_p} + Z_2(f)}, \quad (5)$$

$$i_3(f) = i_2(f) \frac{\frac{1}{i2\pi f C_a}}{\frac{1}{i2\pi f C_a} + R_a}, \quad (6)$$

gdzie:

$$Z_1(f) = \frac{R_a}{i2\pi f C_a R_a + 1}, \quad (7)$$

$$Z_2(f) = i2\pi f L_p + R_s + Z_1, \quad (8)$$

$$Z_3(f) = \frac{1}{i2\pi f C_p + \frac{1}{Z_2}}. \quad (9)$$

W przypadku laserów o wielu aperturach zastosowano podobne podejście, jeśli chodzi o określenie schematu zastępczego w celu ekstrakcji parametrów modelu pasożytniczego. Ponieważ jedyną różnicą między standardowym laserem VCSEL a badanym w tej pracy wieloaperturowym jest liczba emiterów, każdy z tych emiterów można traktować jako niezależny laser połączony równolegle z innymi. Jako że pojemność oraz indukcyjność kontaktów elektrycznych pozostaje taka sama, gdyż każda z apertur zasilana jest poprzez to samo podłączenie elektryczne, jedynie parametry R_s , R_a i C_a ulegają zmianie. Schemat zastępczy badanego w tej pracy lasera o N aperturach został przedstawiony na rys. 12. Ze względu na to, że mamy w tym przypadku do czynienia z równoległym podłączeniem każdego z emiterów, do ekstrakcji parametrów modelu możemy wykorzystać wcześniej wyprowadzone równania z tym wyjątkiem, że otrzymane wartości będą wartościami rezystancji zastępczej R_s i R_a oraz pojemności zastępczej C_a , które w odniesieniu do pojedynczej apertury lasera można przedstawić jako [A1]:

$$R_{s1} = 4R_s, C_{a1} = \frac{C_a}{4}, R_{a1} = 4R_a \quad (10)$$

Przypadek ten można również uogólnić na inną liczbę apertur otrzymując zależność w postaci [A1]:

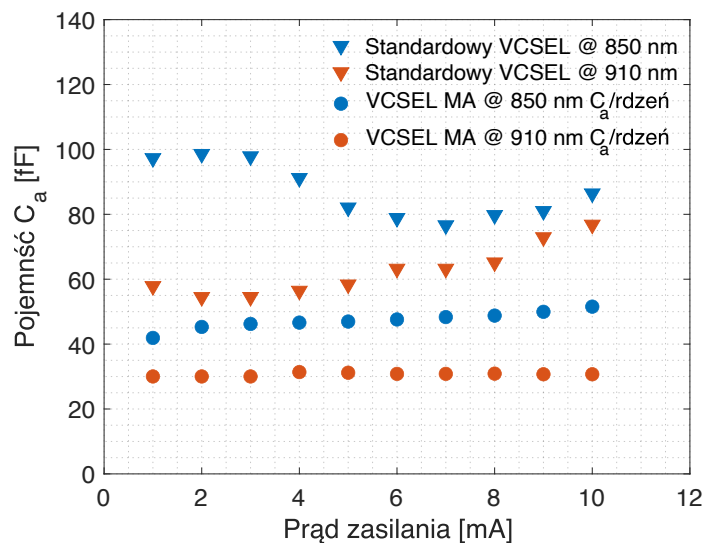
$$R_{s1} = NR_s, C_{a1} = \frac{C_a}{N}, R_{a1} = NR_a \quad (11)$$

W kontekście prądu płynącego przez kolejne rezystory R_{aN} , to obwód zastępczy będzie definiował ten prąd, dlatego korzystając w modelowaniu struktur o wielu aperturach ze schematu przedstawionego dla pojedynczej apertury, otrzymane parametry (wartość prądu) możemy wykorzystać wprost do określenia prądu płynącego przez rezystor R_a z taką różnicą, że jego amplituda zmaleje N -krotnie.

3.3 Wyniki ekstrakcji parametrów małosygnalowych

Używając metodyki opisanej w poprzednim podrozdziale określono parametry układu zastępczego dla standardowego i wieloaperturowego lasera VCSEL. Dla drugiego typu struktury otrzymane wartości przeliczono tak, aby wyniki odpowiadały wartościom dla pojedynczej apertury. Na rys. 14 przedstawiono uzyskane wartości pojemności obszaru aktywnego C_a dla prądu w zakresie 1-10 mA. W przypadku lasera wieloaperturowego zależność pojemności C_a od prądu zasilania pozostaje relatywnie liniowa zarówno dla lasera pracującego na długości fali 850 nm, jak i 910 nm. Dla lasera pracującego na długości fali 850 nm pojemność zmienia się w zakresie od 41,9 fF przy prądzie zasilania 1 mA do 51,5 fF dla prądu 10 mA, natomiast dla lasera pracującego na długości fali 910 nm wartości te są mniejsze i oscylują wokół 30,5 fF z minimalną wartością 30,0 fF i maksymalną 31,2 fF dla prądów 1 mA i 5 mA. Prądy zasilania zdefiniowane zostały w tym przypadku dla całej struktury.

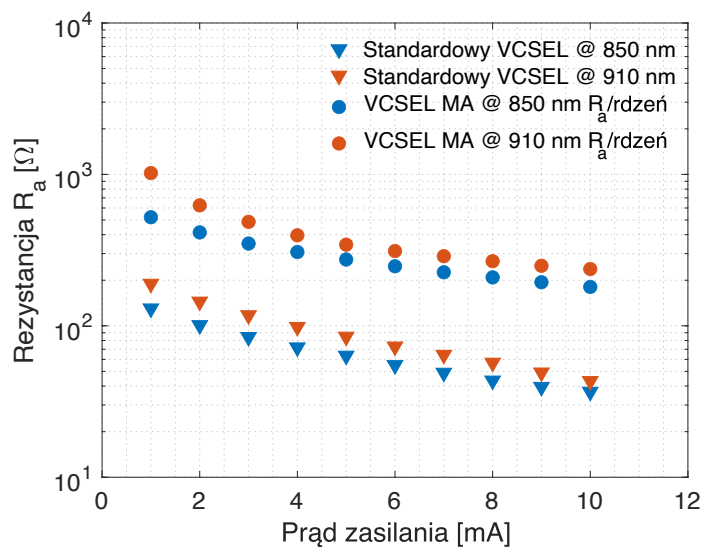
W przypadku standardowego lasera VCSEL relacja między pojemnością obszaru aktywnego, a prądem zasilania nie charakteryzuje się taką liniowością, szczególnie dla długości fali 850 nm. Dla niej wartość pojemności C_a pozostaje względnie stała na poziomie 98,0 fF dla prądów w zakresie 1-3 mA, aby zacząć maleć aż do wartości 76,6 fF przy prądzie zasilania 7 mA. Następnie pojemność zaczyna rosnąć, osiągając wartość 86,4 fF przy prądzie wynoszącym 10 mA. Dla lasera pracującego na długości fali 910 nm pojemność C_a pozostaje relatywnie stała dla prądów 1-5 mA i oscyluje wokół 56,0 fF, by następnie zacząć rosnąć do maksymalnej wartości 76,8 fF dla prądu zasilania 10 mA.



Rys. 14. Pojemność C_a dwóch typów laserów VCSEL w funkcji prądu zasilania

Warto zaznaczyć, iż takie nieliniowe zachowanie pojemności obszaru aktywnego wielomodowych struktur VCSEL o pojedynczej aperturze zostało zaobserwowane w pracy [105], podczas gdy wcześniejsze prace takie jak [106] prezentowały w większości liniową lub stałą zależność tego parametru w funkcji prądu zasilania. W pracy [105] przypisano ten nieliniowy efekt dwóm konkurującym mechanizmom zachodzącym w strukturze lasera, a mianowicie: a) rosnącej pojemności związanej z dyfuzją przy rosnącym prądzie zasilania, b) zwięźaniem się drogi, którą przemieszcza się prąd w strukturze lasera w związku z rosnącą temperaturą, co wpływa na spadek pojemności. W przypadku struktury o czterech aperturach dominującym efektem wydaje się efekt związany z dyfuzją, z czego wynika widoczny liniowy wzrost pojemności C_a [A1].

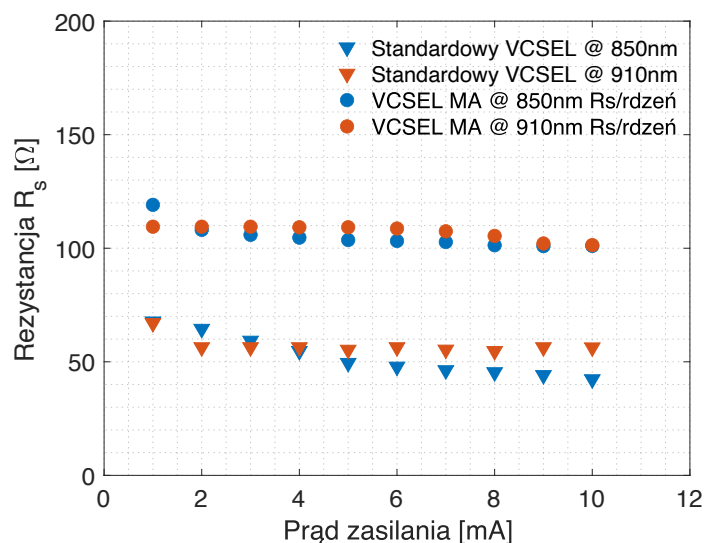
Na rys. 15 przedstawiono zmianę rezystancji obszaru aktywnego R_a wraz ze wzrostem prądu zasilania. Podobnie jak w przypadku pojemności C_a , dla struktury o czterech aperturach wartości te przeliczono tak, aby odpowiadały pojedynczej aperturze. Ponieważ wartości te charakteryzowały się dość dużą zmiennością pomiędzy typami struktur zdecydowano się wykreślić je w skali logarytmicznej. Jak można zauważyć, zmiana rezystancji obszaru aktywnego wraz ze wzrastającym prądem charakteryzuje się spadkiem w tempie wykładniczym zarówno dla struktury o jednej aperturze jak i wielu aperturach.



Rys. 15. Rezystancja obszaru aktywnego R_a w funkcji prądu zasilania dla struktury z pojedynczym rdzeniem i z czterema niezależnymi rdzeniami dla dwóch długości fali

W przypadku lasera o czterech emiterach wartości rezystancji R_a dla długości fali 850 nm zmieniają się w zakresie od 521 Ω przy prądzie zasilania 1 mA do 180 Ω dla 10 mA. Dla długości fali 910 nm wartości rezystancji wynoszą 1021 Ω oraz 237 Ω odpowiednio dla prądu wynoszącego 1 mA oraz 10 mA. Dla standardowego lasera VCSEL uzyskane wartości są znacząco niższe i wynoszą dla struktury pracującej na długości fali 850 nm 130 Ω przy prądzie zasilania 1 mA i 37 Ω dla 10 mA. Dla długości fali 910 nm wartości rezystancji są wyższe i wynoszą odpowiednio 190 Ω oraz 43 Ω dla prądów zasilania 1 mA i 10 mA. Spadek wartości rezystancji obszaru aktywnego lasera VCSEL wraz ze wzrostem prądu zasilania jest efektem związanym z redukcją jednej ze składowych rezystancji obszaru aktywnego a mianowicie rezystancji dyfuzji [109].

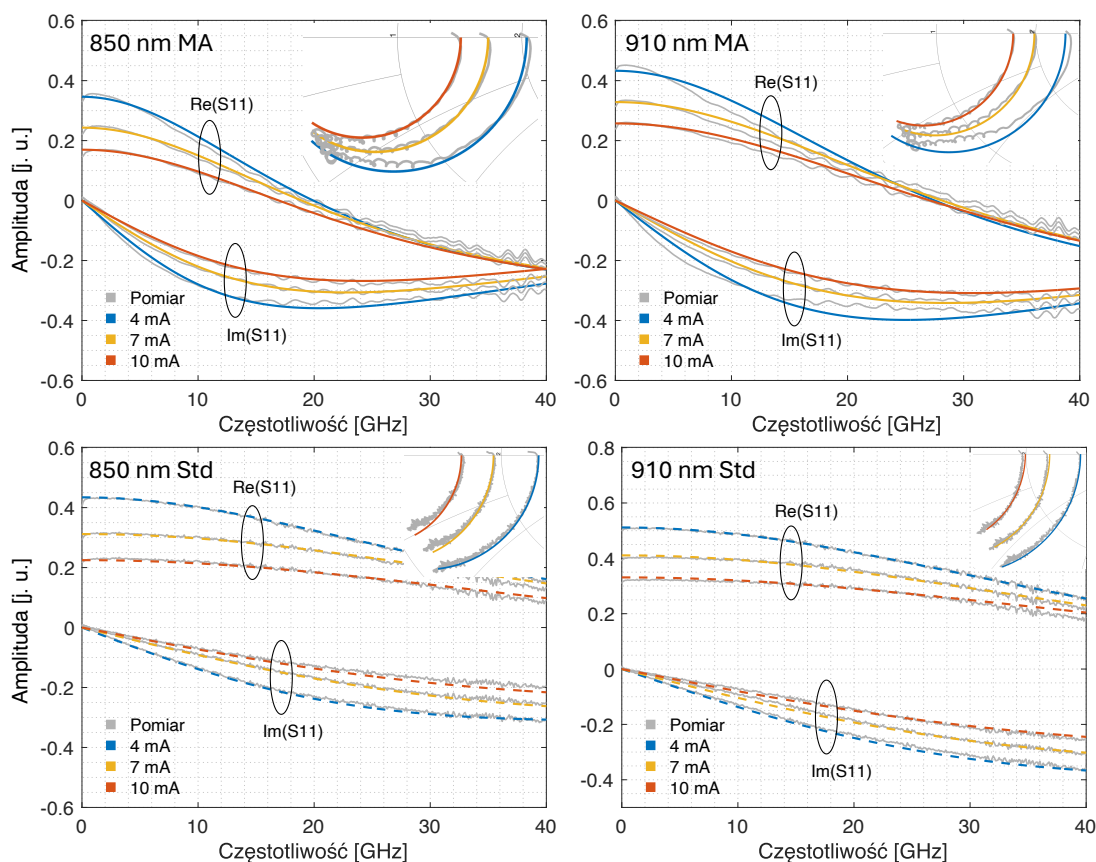
Zależność rezystancji szeregowej R_s od prądu zasilania została zaprezentowana na rys. 16. Zakres zmienności tego parametru dla standardowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm kształtuje się w przedziale od 68 Ω przy prądzie zasilania 1 mA do 42 Ω (10 mA). Dla długości fali 910 nm otrzymane w procesie modelowania wartości charakteryzują się mniejszą zmiennością i wynoszą odpowiednio 67 Ω dla prądu zasilania 1 mA i 56 Ω dla 10 mA. W przypadku lasera pracującego na długości fali 850 nm oraz 910 nm rezystancja szeregową utrzymuje się w okolicach 50 Ω dla prądów zasilania równych bądź większych od 5 mA. W przypadku struktury o czterech aperturach rezystancja szeregową obliczona dla pojedynczego rdzenia pozostaje relatywnie stała zarówno dla lasera pracującego na długości fali 850 nm jak i 910 nm i wynosi od 101 Ω do 119 Ω ze średnią wartością w okolicach 103 Ω .



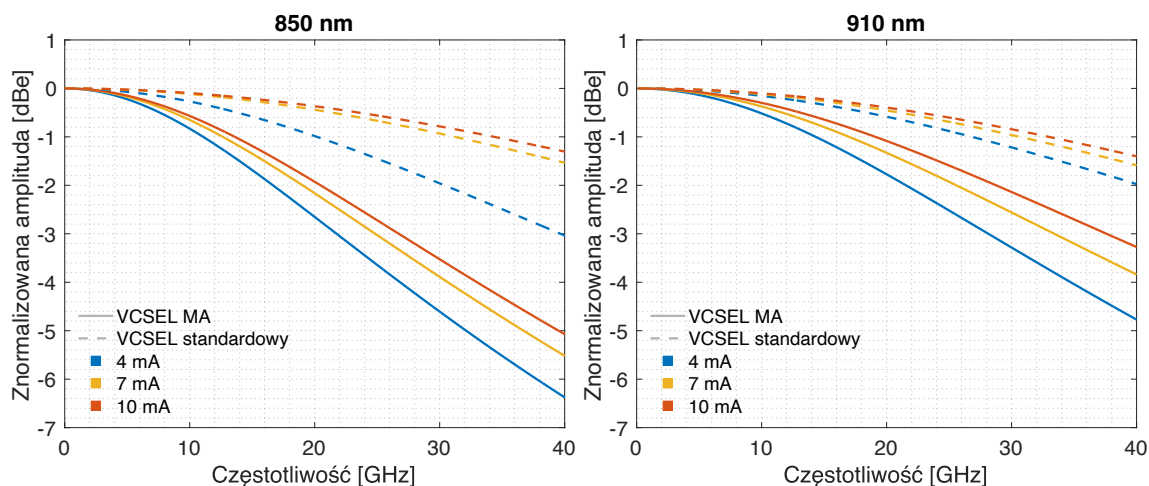
Rys. 16. Rezystancja R_s w funkcji prądu zasilania struktur z pojedynczym rdzeniem i z czterema niezależnymi rdzeniami dla dwóch długości fali

Na rys. 17 przedstawiono wyniki modelowania i pomiarów parametru odbiciowego S_{11} jako część rzeczywista $\text{Re}(S_{11})$ oraz część zespolona $\text{Im}(S_{11})$ tego parametru dla trzech wybranych prądów zasilania. Dodatkowo dla każdego z laserów jako wstawkę zamieszczono wykres Smitha. Na rysunkach tych można zaobserwować bardzo dobre dopasowanie wyników modelowania do wyników pomiarów co potwierdza możliwość zastosowania przedstawionego modelu małosygnałowego do struktur laserowych o wielu aperturach.

Znając wszystkie parametry modelu małosygnałowego, można przejść do obliczenia ograniczeń pasmowych wynikających z obwodu zastępczego (będącego obwodem pasożytniczym) lasera, czyli obliczenia prądu płynącego przez rezystor R_a . Aby to zrobić, należy skorzystać z równań (4-6). W celu uproszczenia analizy, można wyrazić otrzymane wartości prądu w decybelach. Wyniki tych obliczeń dla wybranych prądów zasilania (4 mA, 7 mA i 10 mA) oraz omawianych w tej pracy długości fal przedstawiono na rys. 18. Ograniczenia pasmowe standardowego lasera VCSEL z pojedynczą aperturą (pracującego zarówno na długości fali 850 nm jak i 910 nm) wynikające z obwodu pasożytniczego mają minimalny wpływ na całościową charakterystykę częstotliwościową lasera.



Rys. 17. Porównanie wyników modelowania parametru S_{11} z wynikami pomiarów czterech omawianych laserów VCSEL



Rys. 18. Ograniczenia pasmowe wynikające z obwodu pasożytniczego omawianych laserów VCSEL

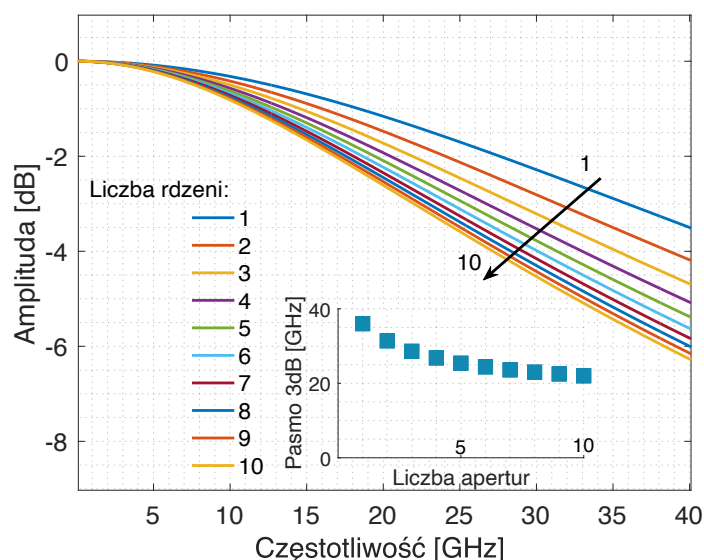
Pasma 3-decybelowe w tym przypadku przekracza 40,0 GHz dla prądów równych 4 mA i wyższych. W przypadku lasera o czterech aperturach wpływ obwodu pasożytniczego w znacznym stopniu wpływa na ograniczenia pasmowe takiej struktury. Dla lasera pracującego na długości fali 850 nm obliczone w tym przypadku pasmo 3-decybelowe wynosi 25,0 GHz przy prądzie zasilania 7 mA. Maksymalne uzyskane pasmo 3-decybelowe w przypadku tej struktury wyniosło 26,8 GHz dla prądu zasilania 10 mA. W przypadku lasera o czterech aperturach pracującego na długości fali 910 nm uzyskane wartości pasma 3-decybelowego są wyższe i wynoszą 33,4 GHz przy prądzie zasilania 4 mA oraz 37,6 GHz dla prądu 10 mA.

Ograniczenia pasmowe wynikające z obwodu pasożytniczego uzyskane dla struktury o czterech aperturach są zdecydowanie bardziej restrykcyjne niż w przypadku omawianej struktury z pojedynczą aperturą. Przyczyny takiego ograniczenia są dwójakie: po pierwsze, lasery o małej powierzchni apertury charakteryzują się ogólnie gorszymi parametrami układu pasożytniczego i większą impedancją co powoduje niedopasowanie impedancyjne do obciążenia. Po drugie, równoległe podłączenie czterech apertur dodatkowo potęguje niedopasowanie impedancyjne do obciążenia źródła poprzez zwiększoną pojemność zastępczą w porównaniu ze strukturami z pojedynczą aperturą.

Różnice w otrzymanych wartościach dostępnego pasma 3-decybelowego pomiędzy długościami fali wynikają natomiast z rozmiarów (wysokości) samej struktury lasera, co również przekłada się na wartość pojemności C_a i rezystancji R_a . Laser pracujący na długości fali 910 nm charakteryzuje się mniejszymi wartościami pojemności C_a (wyższymi wartościami pasma 3-decybelowego). Wynika to z faktu, że apertura lasera zachowuje się jak kondensator

płytkowy, dla którego przy wyższych długościach fali odległość między „płytkami” również się zwiększa, co zmniejsza samą pojemność (która jest odwrotnie proporcjonalna do odległości [110]).

Aby pokazać wpływ zmiany liczby apertur na pasmo układu pasożytniczego, przeprowadzono symulacje takich struktur dla długości fali 850 nm (ze względu na najwyższe ograniczenie pasmowe wynikające z efektów pasożytniczych spośród omawianych struktur) w zakresie liczby apertur od 1 do 10 przy założeniu stałych wartości parametrów R_s , R_a i C_a otrzymanych w przedstawianych w tej pracy symulacjach przy przeliczeniu na pojedynczą aperturę. W celu określenia maksymalnego możliwego do uzyskania pasma wykorzystano wartości tych parametrów otrzymane dla prądu zasilania 10 mA. Wyniki symulacji zostały przedstawione na rys. 19. Najwyższą wartość pasma 3-decybelowego wynikającego z ograniczeń pasożytniczych otrzymuje się przy jednej aperturze, natomiast wraz ze wzrostem ich liczby dostępne pasmo maleje w sposób nieliniowy. I tak dla jednej apertury, co odpowiada standardowemu jednomodowemu laserowi VCSEL o małej średnicy obszaru aktywnego, otrzymane pasmo wynosi 36,0 GHz i jest o 9,2 GHz wyższe niż w przypadku omawianej w tej pracy struktury składającej się z czterech apertur przy tych samych warunkach pracy. Dla struktury składającej się z dziesięciu emiterów wartość pasma 3-decybelowego spada do 22,0 GHz.



Rys. 19. Charakterystyka częstotliwościowa układu pasożytniczego laserów wielordzeniowych w zależności od liczby rdzeni dla prądu 10 mA; wstawka – zmiana pasma 3 dB w funkcji liczby apertur

Na wstawce do rys. 19 można zaobserwować zmianę pasma 3-decybelowego w funkcji liczby apertur. Wyniki przedstawione na wykresie biorą pod uwagę jedynie wpływ zmiany liczby apertur i wpływ związany ze zmianą rezystancji szeregowej oraz rezystancji i pojemności obszaru aktywnego na pasmo. Pomijają natomiast efekty związane ze zmianą rozmiaru kontaktów elektrycznych w takiej strukturze. Pasma 3-decybelowe, pomimo zmniejszania wraz ze wzrostem liczby emiterów, ulega saturacji w okolicach 20,0 GHz, co wyznacza w tym przypadku dolne ograniczenie pasma wynikające z obwodu pasożytniczego omawianych w tej pracy struktur o wielu aperturach.

Mając określone charakterystyki częstotliwościowe wynikające z układu pasożytniczego laserów, można skompensować ich zmierzoną charakterystykę częstotliwościową otrzymując ograniczenia pasmowe wynikające z konwersji elektryczno-optycznej w strukturze lasera, a następnie opisać tak uzyskaną odpowiedź częstotliwościową zgodnie z [77] jako:

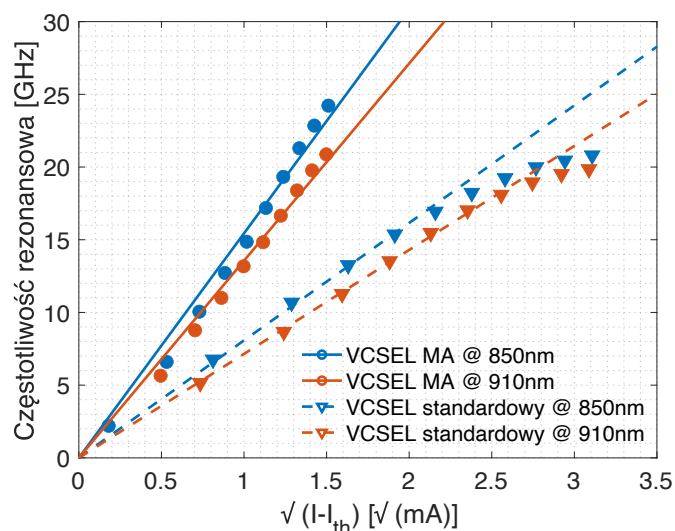
$$|H_{int}(f)| = 20 \log_{10} \left| \frac{f_r^2}{f_r^2 - f^2 + i \frac{f}{2\pi} \gamma} \right|, \quad (12)$$

gdzie:

f_r - częstotliwość rezonansowa,

γ – współczynnik szybkości tłumienia.

Parametry te określono używając metody najmniejszych kwadratów z wykorzystaniem oprogramowania Matlab. Otrzymane parametry związane z konwersją elektrooptyczną zostały następnie wykorzystane do obliczenia dwóch współczynników: K (związanego z szybkością tłumienia) i D (związanego ze zmianą częstotliwości rezonansowej). Współczynniki te określone zgodnie z [104] i pozwalają one na uzyskanie pogłębionego wglądu w ograniczenia częstotliwościowe badanych struktur laserowych oraz ich przyczyny. Częstotliwość rezonansowa w funkcji pierwiastka prądu zasilania powyżej prądu progowego, której zmiana jest zdefiniowana jako parametr D, została przedstawiona na rys. 20.



Rys. 20. Częstotliwość rezonansowa w funkcji pierwiastka prądu powyżej prądu progowego.

Dla standardowego lasera VCSEL pracującego na długości fali 850 nm parametr D jest na poziomie $8,08 \text{ GHz}/\sqrt{\text{mA}}$, natomiast dla lasera pracującego na długości fali 910 nm na poziomie $7,15 \text{ GHz}/\sqrt{\text{mA}}$. W przypadku standardowego lasera przy wartościach prądu polaryzacji przekraczających $2,0 \sqrt{\text{mA}}$ dla długości fali 850 nm i $2,7 \sqrt{\text{mA}}$ dla długości fali 910 nm widoczne zaczynają być efekty termiczne występujące w strukturze lasera, takie jak redukcja wzmocnienia i wewnętrznej efektywności kwantowej, a które to przyczyniają się do saturacji częstotliwości rezonansowej [104]. Maksymalne wartości częstotliwości rezonansowej w tym przypadku wyniosły odpowiednio $20,8 \text{ GHz}$ dla fali 850 nm oraz $19,9 \text{ GHz}$ dla 910 nm.

Dla struktury o czterech aperturach uzyskane wartości współczynnika D były prawie dwukrotnie wyższe i wyniosły $15,44 \text{ GHz}/\sqrt{\text{mA}}$ dla 850 nm oraz $13,57 \text{ GHz}/\sqrt{\text{mA}}$ dla 910 nm. Efekty termiczne występujące w obszarze aktywnym lasera dla tego przypadku zdają się nie mieć znaczącego wpływu na liniowość współczynnika D , na co wskazuje brak oznak saturacji wartości częstotliwości rezonansowej wraz z rosnącym prądem zasilania dla badanego zakresu prądów zasilania. Uzyskane maksymalne wartości częstotliwości rezonansowej w badanym zakresie prądów wyniosły w tym przypadku $24,2 \text{ GHz}$ oraz $20,9 \text{ GHz}$ odpowiednio dla laserów pracujących na długości fali 850 nm i 910 nm.

Uzyskane w tej pracy zależności między analizowanymi strukturami odzwierciedlają zależności opisywane wcześniej w literaturze, które porównywały lasery VCSEL o różnych rozmiarach obszaru aktywnego. Jak zostało pokazane w [111], lasery o mniejszej średnicy

obszaru aktywnego ograniczonego aperturą tlenkową charakteryzują się wyższymi wartościami współczynnika D i osiągają wyższe wartości częstotliwości rezonansowej w porównaniu ze strukturami o większej średnicy obszaru aktywnego. Ma to związek z tym, że objętość obszaru aktywnego jest odwrotnie proporcjonalna do wartości współczynnika D [111].

Mając określone maksymalne wartości częstotliwości rezonansowej można określić maksymalne pasmo 3-decybelowe wynikające z ograniczeń termicznych laserów VCSEL. Pasmo to można określić jako [104, 109, 111, 112]:

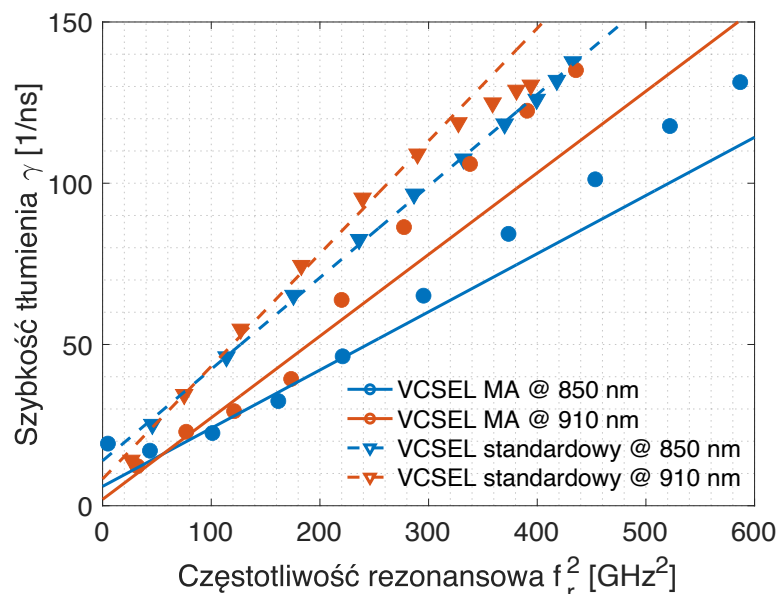
$$f_{3dBTerm} = \sqrt{1 + \sqrt{2}f_{rMAX}}. \quad (13)$$

Pasmo to dla standardowego lasera VCSEL wyniosło 32,3 GHz dla długości fali 850 nm i 30,9 GHz dla długości fali 910 nm. Ze względu na wyższe wartości maksymalnej częstotliwości rezonansowej dla struktury o czterech aperturach uzyskane wartości pasma były w tym przypadku odpowiednio wyższe i wyniosły 37,6 GHz dla 850 nm i 32,5 GHz dla 910 nm.

Aby wyznaczyć wartość parametru K, wyrysowano otrzymane wartości szybkości tłumienia γ w funkcji kwadratu częstotliwości rezonansowej, a następnie zastosowano regresję liniową w celu określenia szukanego parametru zgodnie z zależnością [112]:

$$\gamma = Kf_r^2 + \gamma_0. \quad (14)$$

Szybkość tłumienia, o której jest tu mowa, reprezentuje tempo utraty energii w rezonatorze laserowym, które w efekcie zmniejsza intensywność pików rezonansowych [22, s. 237]. Wyniki regresji liniowej wraz z wartościami γ i f_r otrzymanymi na podstawie modelowania odpowiedzi częstotliwościowej zostały przedstawione na rys. 21. W przypadku standardowego lasera VCSEL otrzymane wyniki wyniosły odpowiednio 0,28 1/ns dla lasera pracującego na długości fali 850 nm oraz 0,35 1/ns dla 910 nm z wartością stałą tłumienia wynoszącą odpowiednio 13,95 1/ns oraz 8,29 1/ns. W przypadku urządzenia o czterech emiternach uzyskane wartości tłumienia są niższe i wynoszą 0,18 1/ns dla 850 nm i 0,25 1/ns dla 910 nm z przesunięciem równym odpowiednio 6,01 1/ns i 1,98 1/ns.



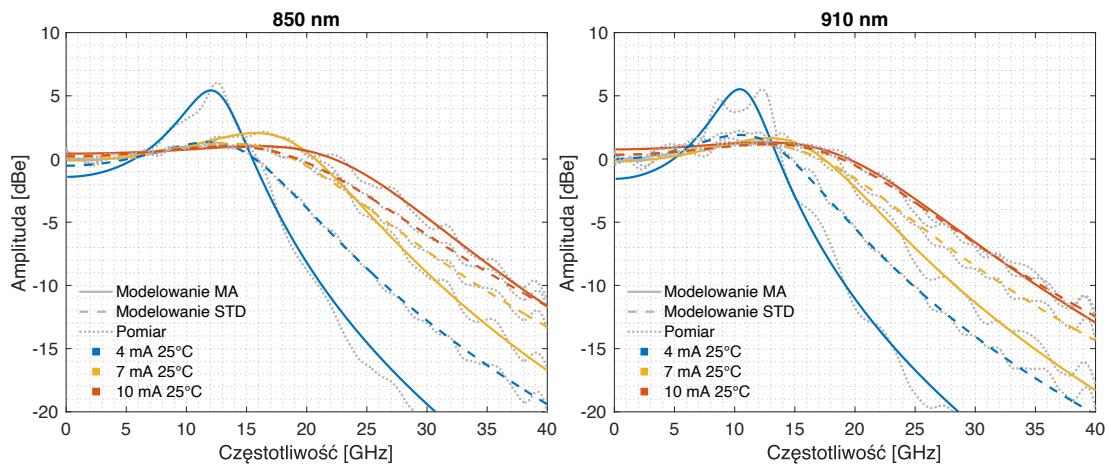
Rys. 21. Szybkość tłumienia γ w funkcji kwadratu częstotliwości rezonansowej laserów VCSEL

W odróżnieniu od parametru D, można tu zauważyć wpływ efektów cieplnych na parametr K dla laserów VCSEL o wielu emiterach. Efekt ten widoczny jest jako odchyłka od liniowej charakterystyki w przypadku wyższych częstotliwości rezonansowych. Niemniej jednak, odchyłka ta nie wpływa w znacznym stopniu na ograniczenie pasma wynikające z szybkości tłumienia, gdyż pomimo niej uzyskane wartości szybkości tłumienia są wyraźnie niższe w całym zakresie częstotliwości w porównaniu ze standardowym laserem VCSEL.

Znając wartość parametru K można określić ograniczenie pasmowe wynikające z efektów związanych z szybkością tłumienia zgodnie z [104] jako:

$$f_{3dB \text{ tłum}} = \frac{2\pi\sqrt{2}}{K}. \quad (15)$$

W przypadku standardowego lasera VCSEL ograniczenie pasmowe wynikające z tłumienia zachodzącego w strukturze lasera kształtuje się na poziomie 31,7 GHz dla 850 nm oraz 25,4 GHz dla 910 nm, natomiast w przypadku struktury wieloemiterowej wartości te są wyższe i wynoszą 49,4 GHz oraz 35,5 GHz dla laserów pracującego na długości fali odpowiednio 850 nm i 910 nm.



Rys. 22. Odpowiedź częstotliwościowa dla badanych laserów VCSEL

Mając określoną odpowiedź częstotliwościową części pasożytniczej i części związanej z konwersją elektrooptyczną, można uzyskać całościowe wyniki modelowania małosygnałowego laserów VCSEL. Na rys. 22 można zaobserwować nałożone na dane pomiarowe wyniki modelowania omawianych struktur przy prądach zasilania 4 mA, 7 mA i 10 mA dla omawianych długości fali. Wyniki modelowania bardzo dobrze pokrywają się z wynikami pomiarów w całym badanym zakresie częstotliwości. Maksymalne pasmo 3-decybelowe dla lasera VCSEL o czterech aperturach zostało określone na poziomie 27,7 GHz dla długości fali 850 nm i przy prądzie zasilania 10 mA oraz 24,8 GHz dla lasera pracującego na długości fali 910 nm przy prądzie 10 mA. Dla standardowej struktury te wartości wyniosły odpowiednio 25,2 GHz dla 850 nm i prądu zasilania 10 mA oraz 24,4 GHz dla długości fali 910 nm i prądu 10 mA.

Opierając się na przedstawionej w tym rozdziale analizie struktur laserów VCSEL pod kątem ograniczeń pasmowych można określić ich przyczyny. W przypadku standardowego wielomodowego lasera VCSEL omawianego w tej pracy głównym czynnikiem ograniczającym możliwość uzyskania wyższego pasma elektrycznego są efekty termiczne występujące w strukturze lasera skutkujące nasyceniem częstotliwości rezonansowej (rys. 20), niższymi wartościami parametru D oraz wyższą szybkością tłumienia w porównaniu ze strukturą o czterech aperturach. W przypadku wieloaperturowych laserów VCSEL ograniczeniem jest w omawianym przypadku wpływ obwodu pasożytniczego, co spowodowane jest wyższą niż w przypadku standardowej struktury pojemnością zastępczą obszaru aktywnego. Pomimo tego, że wartość pojemności C_a w przeliczeniu na pojedynczą aperturę jest niska,

przy połączeniu równoległym czterech apertur staje się około dwukrotnie wyższa (por. rys. 14) niż w przypadku standardowej struktury laserów VCSEL.

Przedstawiony model małosygnalowy może być wykorzystany do projektowania i optymalizacji układów nadawczych bazujących na laserach VCSEL o wielu emiterach. Model ten wskazuje ograniczenia pasmowe, na podstawie których można określić teoretyczne maksymalne przepływności. Taki model można zaimplementować w oprogramowaniu wspomagającym projektowanie układów scalonych. Nie jest to mimo wszystko model wyczerpujący tematykę. Aby lepiej zrozumieć procesy zachodzące wewnątrz struktur laserowych, można odwołać się do równań kinetycznych i uwzględnić reakcje zachodzące między nośnikami, jak to zostało przedstawione chociażby w [22, 113]. Ponieważ jednak praca ta skupia się na telekomunikacyjnym aspekcie, jej autor zdecydował się nie przedstawiać tej analizy.

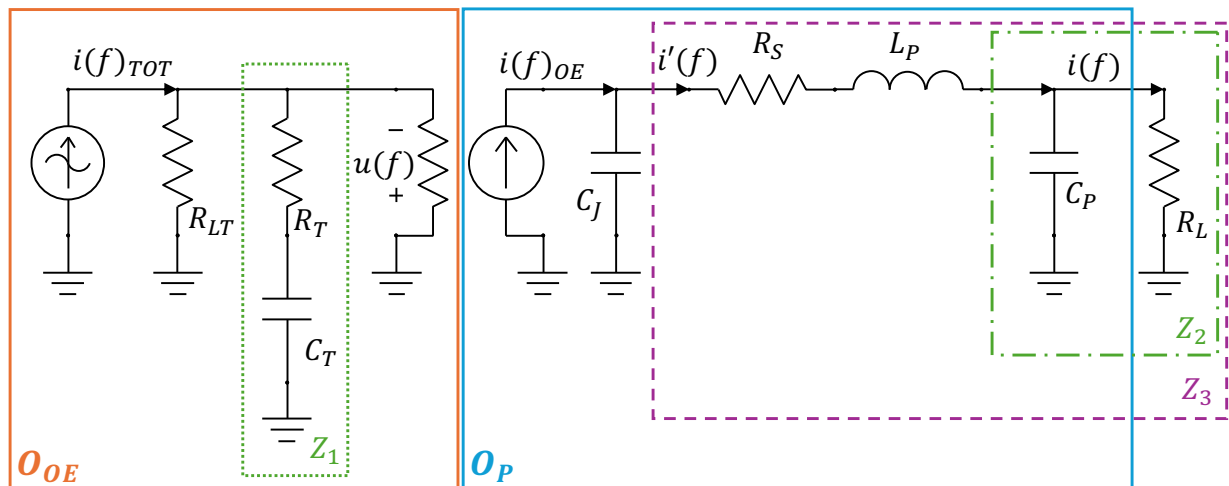
4. Charakteryzacja i modelowanie fotodiod PIN

Rozdział ten omawia modelowanie fotodiod PIN o pełnym i częściowym kontakcie elektrycznym. Określone zostają również ograniczenia pasmowe tych struktur.

4.1 Modelowanie małosygnałowe na podstawie charakterystyki odbiciowej S22

Na rys. 23 przedstawiony został schemat zastępczy modelu małosygnałowego fotodiody typu PIN. Model ten bazuje na modelach zaprezentowanych w [114-116] i został odpowiednio zaadaptowany na potrzeby tej pracy. Model ten składa się z dwóch części połączonych ze sobą źródłem prądowym sterowanym napięciowo.

Fragment oznaczony na rys. 23 jako O_P określa część obwodu związaną z efektami pasożytniczymi. Natomiast fragment oznaczony jako O_{OE} to część obwodu odpowiedzialna za konwersję optyczno-elektryczną. Elementy składowe części pasożytniczej odpowiadają fizycznym parametrom fotodiody. Mianowicie, dla części pasożytniczej C_P i L_P to odpowiednio pojemność i indukcyjność kontaktów elektrycznych, R_S to opór szeregowy, natomiast C_J odpowiada pojemności złącza PIN fotodiody (*junction capacitance*).

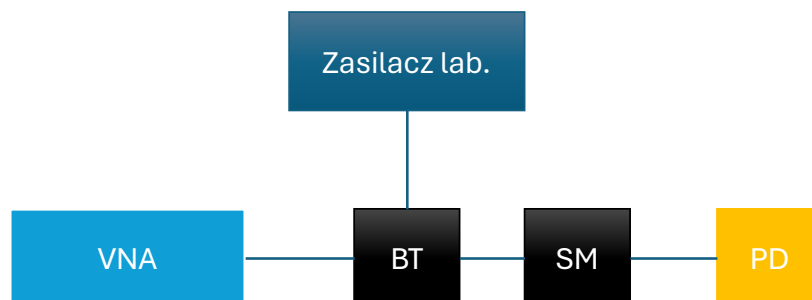


Rys. 23. Schemat zastępczy modelu małosygnałowego fotodiody PIN: R_L - obciążenie odbiornika, C_P - pojemność kontaktów elektrycznych, L_P - indukcyjność kontaktów elektrycznych, R_S - opór szeregowy, C_J - pojemność złącza PIN, R_T - oporność związana z konwersją optyczno-elektrycznej, C_T - pojemność związana z konwersją optyczno-elektrycznej, R_{LT} - obciążenie źródła

Dla obwodu określającego konwersję optyczno-elektryczną definiowane są dwa główne parametry, a mianowicie C_T oraz R_T , które odpowiedzialne są za pojemność i rezystancję związaną z konwersją optyczno-elektryczną. Taka postać schematu zastępczego bardzo dobrze modeluje charakterystykę częstotliwościową związaną ze zjawiskami zachodzącymi przy konwersji i jest powszechnie stosowana przy modelowaniu charakterystyki małosygnałowej fotodiod [115].

Do wyznaczenia odpowiedzi częstotliwościowej części pasożytniczej schematu zastępczego fotodiody PIN niezbędne jest określenie parametrów C_P , L_P , R_S oraz C_J modelu. W tym celu dokonano pomiaru odbiciowego parametru rozproszenia S_{22} dla wszystkich omawianych w tej pracy fotodiod oraz dla napięć polaryzacji w zakresie od -1 V do -5 V. Pomiarów dokonano w układzie jak na rys. 24, gdzie jako wektorowego analizatora sieci (VNA) użyto analizatora Keysight P5007A umożliwiający pomiar parametrów rozproszenia w zakresie częstotliwości od 100 kHz do 44 GHz. Analizator VNA został podłączony do fotodiod z wykorzystaniem przewodu o długości 50 cm, wysokoczęstotliwościowego trójnika (SHF BT 65 o paśmie do 65 GHz) umożliwiającego połączenie sygnału z VNA ze składową stałą stanowiącą napięcie polaryzacji oraz wysokoczęstotliwościowej sondy mikrofalowej Picoprobe 67A w konfiguracji GSG (o paśmie do 67 GHz). Jako źródła napięcia polaryzacji użyto zasilacza laboratoryjnego Keithley 2231A-30-3.

Pomiarów parametru S_{22} dokonano w zakresie częstotliwości od 10 MHz do 40 GHz. Moc pobudzenia wyniosła -15 dBm. Aby zapewnić poprawność pomiaru, przed jego wykonaniem dokonano kalibracji SOL (short, open, load) toru z wykorzystaniem dostarczonego przez producenta sondy mikrofalowej podłoża kalibracyjnego. Wyniki uzyskane podczas pomiarów S_{22} wyrażone były jako macierz o dwóch kolumnach, z których jedna



Rys. 24. Układ pomiarowy do pomiaru parametru rozproszenia S_{22} : VNA – wektorowy analizator widma, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, PD – fotodioda

zawierała amplitudę (w decybelach) natomiast druga - fazę (w stopniach). Wyniki te zostały przekształcone do postaci zespolonej zgodnie z zależnością:

$$S_{22} = 10^{\frac{\text{amplituda}}{20}} \exp\left(j \frac{\pi}{180} \text{faza}\right). \quad (16)$$

Do określenia zależności między pomiarem parametru S_{22} , a częścią pasożytniczą schematu zastępczego wykorzystano zależność:

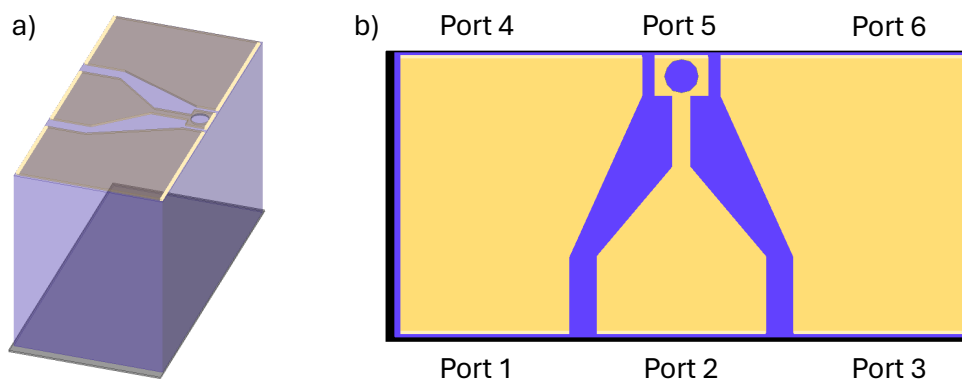
$$S_{22} = \frac{Z_{PD}(f) - Z_{Load}}{Z_{PD}(f) + Z_{Load}}, \quad (17)$$

gdzie $Z_{PD}(f)$ stanowi zespoloną impedancję części pasożytniczej fotodiody, którą, bazując na schemacie z rys. 23, można wyrazić jako:

$$Z_{PD}(f) = \frac{1}{j\omega C_P + \frac{1}{j\omega L_P + R_S + \frac{1}{j\omega C_J}}}, \quad (18)$$

gdzie Z_{Load} to obciążenie źródła wynoszące w omawianym przypadku 50 Ω . Dla $Z_{PD}(f)$ pomija się wpływ źródła prądowego (dla pomiaru S_{22} jest ono wyłączone).

Mając pełny opis analityczny pomiaru S_{22} w funkcji parametrów modelu małosygnałowego przeprowadzono ekstrakcję tych parametrów. W celu zminimalizowania liczby zmiennych w pierwszym kroku przeprowadzono wysokoczęstotliwościowe symulacje elektromagnetyczne struktury fotodiody PIN, aby określić wartości parametrów związanych z kontaktem elektrycznym, a mianowicie C_P oraz L_P . Symulacji tych dokonano w środowisku Ansys Electronics. Model fotodiody użyty do symulacji przedstawiono na rys. 25. Płaszczyzny wyznaczają z jednej strony punkt styku kontaktów elektrycznych z sondą mikrofalową (porty 1,2,3) natomiast z drugiej wyznaczają koniec obszaru aktywnego fotodiody (porty 4,5,6).

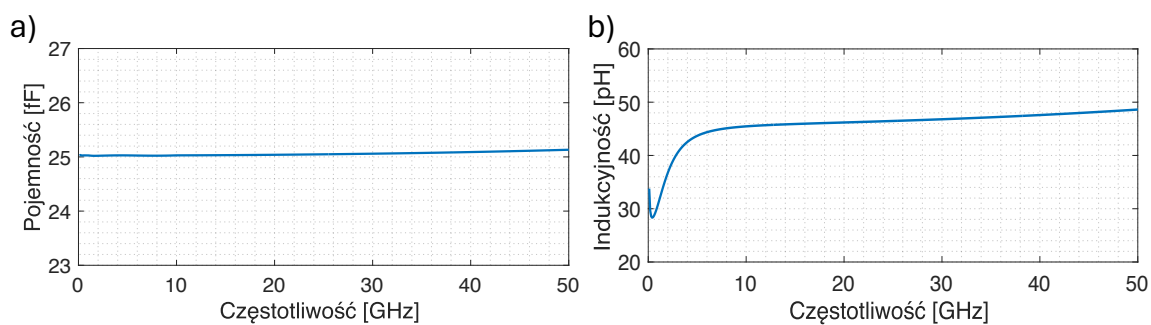


Rys. 25. Model fotodiody do wysokoczęstotliwościowych symulacji strukturalnych: a) model 3D, b) rzut z góry

Parametry użyte w symulacji odpowiadają rzeczywistym parametrom materiałów zastosowanych w omawianych detektorach. Dla kontaktów elektrycznych przyjęto złoto (grubość $1,2 \mu\text{m}$, przenikalność elektryczna wynosząca 1, tangens kąta stratności wynoszący 0) dla pozostałej części fotodiody był to fosforek indu (grubość $120 \mu\text{m}$, przenikalność elektryczna wynosząca 12,5, tangens kąta stratności wynoszący 0), ponieważ jest on dominującym materiałem). Wymiary odpowiadają wymiarom rzeczywistym. Rezultatem symulacji elektromagnetycznych była macierz rozproszenia dla sześciu portów. Na jej podstawie przeprowadzono dalsze symulacje, aby określić pojemność oraz indukcyjność kontaktów elektrycznych. W celu wyznaczenia indukcyjności zwarto porty wyjściowe (o numerach 4, 5 oraz 6) i obliczono wartość parametru S_{11} dla takiej konfiguracji. Podobnie postąpiono przy określeniu wartości pojemności z tą różnicą, że porty 4, 5 oraz 6 pozostawiono otwarte. Dla portów 1, 2 oraz 3 zasymulowano różnicowe podłączenie wektorowego analizatora sieci. Na przeprowadzenie symulacji i określenie pojemności oraz indukcyjności w ten sposób pozwala fakt, że długość kontaktów elektrycznych jest znacznie mniejsza niż ćwierć długości fali dla najwyższej analizowanej częstotliwości (kontakty elektryczne mają rozmiary około $100 \mu\text{m}$ natomiast ćwierć długości fali dla częstotliwości 40 GHz wynosi $\sim 2 \text{ mm}$), przez co zwarcie portów tworzy linię indukcyjną, natomiast pozostawienie ich rozwartych tworzy linię pojemnościową zgodnie z [117].

Posiadając dwa parametry S_{11} dla linii zwartej oraz rozwartej można określić impedancję oraz admitancję i określić wartości parametrów L_P oraz C_P . Wyniki tych obliczeń zostały przedstawione na rys. 26 dla zakresu częstotliwości od $0\text{-}50 \text{ GHz}$. Ze względu na niewielkie zmiany tych parametrów w omawianym zakresie częstotliwości oraz stały

rozmiar kontaktów elektrycznych dla każdej z omawianych wersji fotodiod, w dalszych obliczeniach zdecydowano się przyjąć uśrednione wartości tych parametrów. Dla pojemności C_P przyjęto wartość 25,05 fF, natomiast dla indukcyjności L_P przyjęto wartość 45,20 μH . W celu otrzymania wartości pozostałych parametrów modelu małosygnałowego, a mianowicie R_S oraz C_J , zastosowano aproksymację z wykorzystaniem oprogramowania Matlab i zaimplementowanej w nim metody najmniejszych kwadratów. Aproksymacji do analitycznego równania określającego parametr S22 przedstawionego wcześniej dokonano oddzielnie dla fazy oraz amplitudy (liniowej), przy czym danymi wejściowymi były wyniki pomiaru S22.



Rys. 26. Wyniki symulacji a) pojemności kontaktów elektrycznych C_P ; b) indukcyjności kontaktów elektrycznych L_P

4.2 Rozkład prądów w obwodzie pasożytniczym fotodiody PIN

W celu określenia charakterystyki częstotliwościowej prądu płynącego w układzie obwodu pasożytniczego obliczono prąd płynący poprzez rezystor R_L przy założeniu stałej charakterystyki częstotliwościowej prądu generowanego przez źródło prądowe. Takie podejście umożliwia określenie ograniczeń pasmowych związanych z pasożytniczymi efektami występującymi w fotodiodzie i pozwala na późniejsze określenie parametrów związanych z konwersją optyczno-elektryczną. Oznaczając prąd generowany przez źródło prądowe jako $i(f)_{OE}$ (rys. 23) i przyjmując jego wartość wynoszącą jeden dla każdej częstotliwości, można analitycznie wyznaczyć wartość prądu $i(f)$. W tym celu na początku określono impedancję Z_2 (rys. 23), która stanowi równoległe połączenie pojemności kontaktów elektrycznych z obciążeniem odbiornika. Ze względu na to, że pomiary dokonywane były w systemie z obciążeniem 50 Ω , taką właśnie wartość przyjęto w poniższym równaniu:

$$Z_2 = \frac{50}{1 + 50j\omega C_p}. \quad (19)$$

W dalszej części określono impedancję Z_3 , będącą szeregowym połączeniem impedancji Z_2 z oporem szeregowym oraz indukcyjnością kontaktów elektrycznych (rys. 23):

$$Z_3 = Z_2 + j\omega L_p + R_s. \quad (20)$$

Mając tak wyznaczone częściowe impedancje można wyprowadzić charakterystykę częstotliwościową prądu $i'(f)$ płynącego w obwodzie określonym impedancją Z_3 jako:

$$i'(f) = i(f)_{OE} \frac{\frac{1}{j\omega C_j}}{\frac{1}{j\omega C_j} + Z_3}. \quad (21)$$

Dla przyjętych założeń na wartość prądu $i(f)_{OE}$ równanie to upraszcza się do postaci:

$$i'(f) = \frac{\frac{1}{j\omega C_j}}{\frac{1}{j\omega C_j} + Z_3}. \quad (22)$$

Aby określić prąd $i(f)$, należy wykorzystać obliczony prąd $i'(f)$ i skorzystać z dzielnika prądowego pomiędzy obciążeniem odbiornika R_L a pojemnością kontaktów elektrycznych C_p :

$$i(f) = i'(f) \frac{\frac{1}{j\omega C_p}}{\frac{1}{j\omega C_p} + 50}. \quad (23)$$

Ogólnie biorąc, prąd płynący przez obciążenie odbiornika R_L jest prądem zespolonym i dlatego do przedstawienia jego charakterystyki częstotliwościowej zostanie określona jego wartość bezwzględna wyrażona w decybelach jako:

$$|H(f)_P|_{dB} = 20 \log_{10} |i(f)|. \quad (24)$$

4.3 Określenie parametrów fotodiody związanych z konwersją optyczno-elektryczną

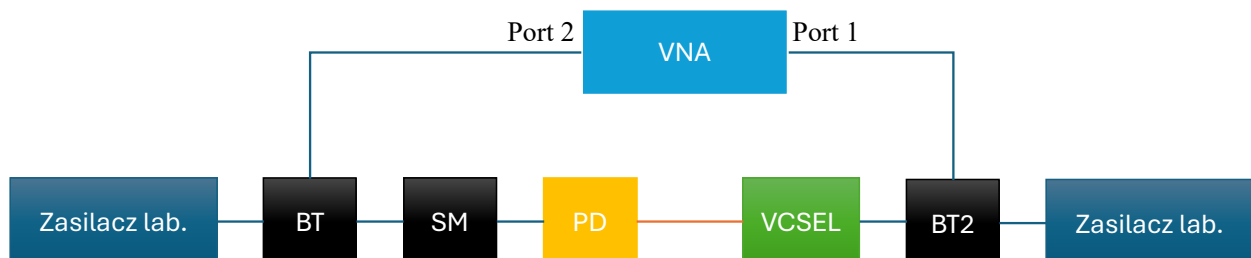
Do określenia parametrów związanych z konwersją optyczno-elektryczną potrzebny jest dodatkowy pomiar charakterystyki przejściowej S12 fotodiod. Pomiar ten zrealizowano w układzie jak na rys. 27, gdzie jako źródła sygnału odniesienia użyto lasera VCSEL o znanej charakterystyce przejściowej. Przed dokonaniem pomiarów dokonano pełnej kalibracji SOLT (*short, open, load, through*) do płaszczyzny końcówek sondy mikrofalowej po stronie portu 2 i portu wyjściowego z trójnika wysokoczęstotliwościowego po stronie portu 1. Charakterystyka przejściowa lasera VCSEL została skompensowana w oprogramowaniu analizatora. Taki rodzaj kalibracji pozwolił na poprawny pomiar charakterystyki amplitudowej omawianych fotodiod. Uzyskane w ten sposób wyniki stanowiły sumę charakterystyki częstotliwościowej związanej z konwersją optyczno-elektryczną oraz częścią pasożytniczą modelu fotodiody, co można przedstawić jako:

$$|H(f)|_{dB} = |H(f)_P|_{dB} + |H(f)_{OE}|_{dB}, \quad (25)$$

gdzie $|H(f)|_{dB}$ to charakterystyka częstotliwościowa fotodiody, $|H(f)_P|_{dB}$ to określona wcześniej charakterystyka związana z efektami pasożytniczymi, a $|H(f)_{OE}|_{dB}$ to charakterystyka związana z konwersją opto-elektryczną.

Mając określoną część charakterystyki związaną z efektami pasożytniczymi oraz otrzymaną w wyniku pomiarów charakterystykę całkowitą, można w łatwy sposób otrzymać część charakterystyki odpowiedzialną za konwersję optyczno-elektryczną:

$$|H(f)_{OE}|_{dB} = |H(f)|_{dB} - |H(f)_P|_{dB}. \quad (26)$$



Rys. 27. Układ pomiarowy do pomiaru parametru rozproszenia S12: VNA – wektorowy analizator widma, BT, BT2 – trójniki wysokoczęstotliwościowe, SM – sonda mikrofalowa, PD – fotodiody, VCSEL – laser o znanej charakterystyce częstotliwościowej

Następnie należy określić napięcie $u(f)$ sterujące źródłem prądowym, które generuje prąd $i(f)_{OE}$ będący wejściem do części pasożytniczej układu. W układzie związanym z konwersją optyczno-elektryczną mamy do czynienia z równoległym połączeniem trzech impedancji: R_{LT} , Z_1 oraz impedancji źródła prądowego, z których ta, która jest odpowiedzialna za sterowanie źródłem prądowym, powinna być w teorii nieskończona, co implikuje brak prądu przez nią płynącego. W takim układzie spadek napięcia na każdej z impedancji będzie jednakowy i w omawianym przypadku proporcjonalny do prądu płynącego przez opór R_{LT} . Tak więc, napięcie $u(f)$ można wyrazić poprzez:

$$u(f) \cong \frac{Z_1}{Z_1 + R_{LT}} i(f)_{TOT}, \quad (27)$$

gdzie

$$Z_1 = R_T + \frac{1}{j\omega C_T} = \frac{R_T j\omega C_T + 1}{j\omega C_T}, \quad (28)$$

a opór R_{LT} wynosi 50Ω .

Mając obliczoną wartość napięcia $u(f)$ można przedstawić $|H(f)_{OE}|_{dB}$ jako:

$$|H(f)_{OE}|_{dB} = 20 \log_{10} |u(f)|. \quad (29)$$

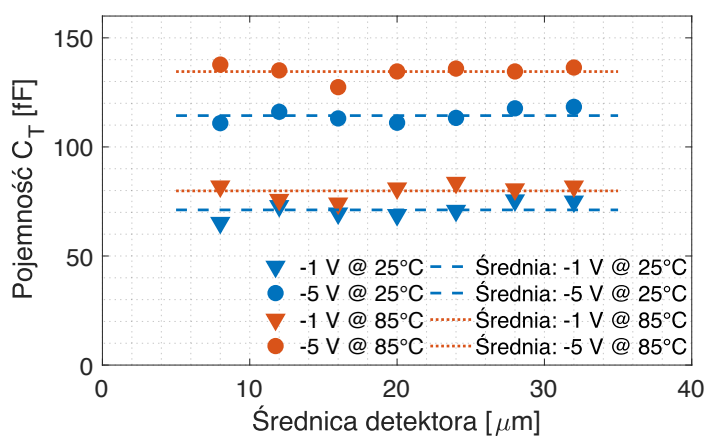
Dalej, posiadając zmierzoną i skompensowaną o część pasożytniczą charakterystykę fotodiody i analitycznie wyprowadzoną jej zależność w funkcji parametrów C_T oraz R_T , określono te parametry korzystając z metody najmniejszych kwadratów.

4.4 Wyniki modelowania małosygnalowego standardowych fotodiod PIN z pełnym kontaktem elektrycznym

W podrozdziale tym omówione zostaną wyniki przedstawionych w poprzednich rozdziałach parametrów modelu małosygnalowego fotodiod PIN. W pierwszej kolejności przedstawione zostaną wyniki związane z częścią modelu odpowiedzialną za konwersję optyczno-elektryczną, a następnie te które są związane z częścią pasożytniczą.

Na rys. 28 przedstawiono zależność pojemności związanej z konwersją optyczno-elektryczną C_T od rozmiaru obszaru aktywnego fotodiody dla dwóch wybranych napięć polaryzacji: -1 V oraz -5 V a także dwóch wartości temperatury: 25°C oraz 85°C. Dodatkowo na wykresie pokazano uśrednione wartości wyników modelowania. Jak można zauważyć, dla określonego napięcia polaryzacji oraz wybranej temperatury wartości pojemności pozostają względnie stałe i są niezależne od średnicy detektora.

Dla temperatury 25°C oraz napięcia polaryzacji -1 V otrzymane w procesie modelowania wartości pojemności znajdują się w zakresie od 65,2 fF do 75,5 fF ze średnią wartością wynoszącą 71,1 fF. Dla napięcia polaryzacji -5 V wartości te rosną do zakresu od 110,9 fF do 118,4 fF ze średnią wynoszącą 114,4 fF. Dla temperatury 85°C oraz napięcia polaryzacji -1 V wartości te kształtują się w zakresie od 74,1 fF do 83,6 fF ze średnią 79,9 fF gdzie przy napięciu polaryzacji -5 V uzyskane wartości pojemności C_T mieszczą się między 127,4 fF a 137,7 fF ze średnią wynoszącą 134,5 fF.

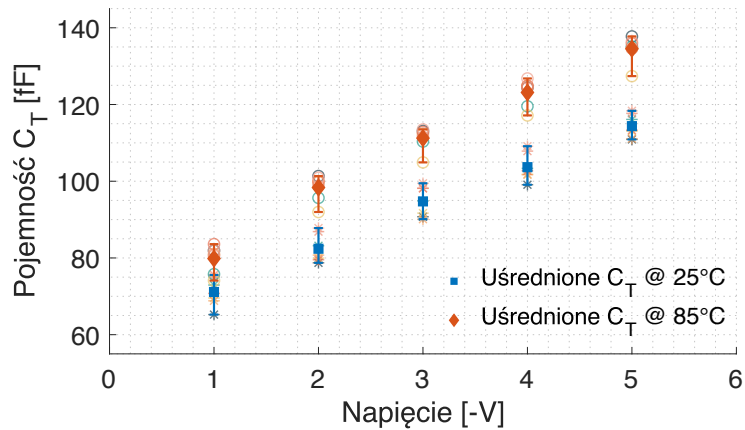


Rys. 28. Zależność pojemności C_T związanej z konwersją optyczno-elektryczną od rozmiaru obszaru aktywnego fotodiody PIN

Rozbieżności między wartościami pojemności związanymi z konwersją optyczno-elektryczną wynikają w tym przypadku z możliwych niedokładności pomiarowych co wpłynęło na dokładność modelowania tych struktur. Tak jak pomiary parametrów rozproszenia S22 obarczone były bardzo małym błędem, tak w przypadku S12, na podstawie którego estymowane były wartości C_T oraz R_T , zastosowane źródło sygnału referencyjnego oraz fakt, że eksperymenty dokonywane były dla niskich mocy odbieranego sygnału wpłynęły negatywnie na wyniki, szczególnie w zakresie wyższych częstotliwości. Niemniej jednak liczba pomiarów pozwala na dobre uśrednienie otrzymanych wartości i zwiększa zaufanie do otrzymanych w ten sposób wyników parametrów odpowiadających za konwersję optyczno-elektryczną.

Otrzymane wyniki, a mianowicie względnie niezmiennie wartości pojemności C_T w funkcji rozmiaru obszaru aktywnego fotodetektora, odpowiadają oczekiwaniom. Proces konwersji optyczno-elektrycznej i prędkość przemieszczania się elektronów i dziur w strukturze fotodiody nie są zależne od średnicy detektora, a od jego wysokości, czyli odległości między obszarem p i n w strukturze fotodiody. Związane jest to ze wzrostem czasu przejścia wraz ze zwiększaniem się rozmiaru warstwy i [118]. Otrzymane w ramach modelowania wartości rezystancji R_T dla każdej wersji fotodiody oscylowały w okolicach 1Ω i taką wartość przyjęto w dalszej analizie.

Na rys. 29 przedstawiono otrzymane podczas modelowania wartości pojemności C_T w funkcji przyłożonego napięcia polaryzacji w zakresie od -1 V do -5 V oraz dwóch wartości temperatury: 25°C i 85°C dla wszystkich rozmiarów obszaru aktywnego. Na rysunku pokazano uśrednione wartości pojemności wraz z przedziałem wyznaczającym maksymalne odchylenia otrzymane w wyniku modelowania. Jak można zauważyć, wraz ze spadkiem wartości przyłożonego napięcia polaryzacji można zaobserwować wzrost wartości pojemności związanej z konwersją optyczno-elektryczną zarówno dla temperatury 25°C , jak i 85°C . Wzrost wartości pojemności C_T wraz z malejącą wartością przyłożonego napięcia polaryzacji wiąże się ze zmianą prędkości dryfu (*drift velocity*) elektronów w polu elektrycznym [119-121]. Zależność ta ma charakter nieliniowy. Mianowicie przy napięciu polaryzacji ok. -1 V omawiane fotodiody osiągają maksymalną prędkość dryfu dla elektronów, natomiast przy zwiększaniu wartości napięcia prędkość ta się zmniejsza, co skutkuje zwiększaniem się wartości pojemności C_T .

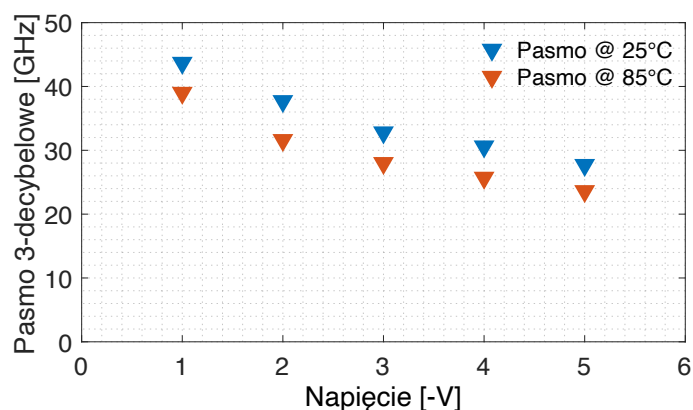


Rys. 29. Zależność pojemności C_T związanej z konwersją optyczno-elektryczną od przyłożonego napięcia polaryzacji

Z racji małych rozmiarów obszaru aktywnego fotodetektora (wysokość poniżej 2 μm) już dla napięcia -1 V otrzymuje się wartość natężenia pola elektrycznego na poziomie >5 kV/cm. Należy pamiętać, że pojemność C_T nie jest rzeczywistą pojemnością, a tylko reprezentacją efektów związanych z konwersją optyczno-elektryczną odbywającą się w fotodiodzie. Za wzrost wartości C_T wraz ze wzrostem temperatury odpowiedzialny jest natomiast efekt Halla. W badanej strukturze domieszkowanie warstwy i było na poziomie 10^{14}cm^{-3} , dla której to szybkość przemieszczania się elektronów spada dla temperatury powyżej 100 K [122-124].

Mając uśrednione wartości pojemności i rezystancji związanych z konwersją optyczno-elektryczną można teraz, na podstawie równania $u(f)$, określić część charakterystyki częstotliwościowej fotodiody. Ta część charakterystyki stanowić będzie ograniczenie wynikające z konwersji optyczno-elektrycznej (część O_{OE} schematu zastępczego) i szybkości przemieszczania się elektronów/dziur w półprzewodniku.

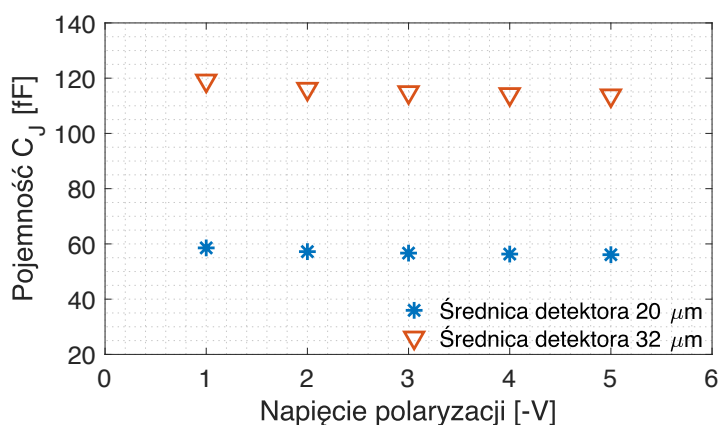
Na rys. 30 przedstawiono uzyskane wartości pasma 3-decybelowego dla konwersji optyczno-elektrycznej. Wartości te pokazano dla temperatury 25°C i 85°C oraz dla napięć z zakresu od -1 V do -5 V. Najwyższą wartość pasma dla części O_{OE} schematu zastępczego fotodiody uzyskano dla temperatury 25°C i napięcia polaryzacji -1 V i wyniosła ona 43,7 GHz. Dla temperatury 85°C wartość ta spadła do 39,0 GHz. Wraz ze wzrostem wartości bezwzględnej napięcia polaryzacji pasmo fotodiody maleje, zarówno w temperaturze 25°C jak i 85°C. Dla napięcia polaryzacji -5 V i temperatury 25°C wartość pasma zmniejszyła się



Rys. 30. Wartości pasma 3-decybelowego części O_{OE} fotodiody PIN w funkcji napięcia polaryzacji

do 27,7 GHz, natomiast przy temperaturze 85°C i tej samej wartości napięcia polaryzacji uzyskane pasmo wyniosło 23,6 GHz. Spadek wartości pasma wiąże się bezpośrednio z omówionym powyżej wzrostem wartości pojemności C_T . Warto zaznaczyć, że charakterystyka spadku pasma 3-decybelowego związanego z tą konwersją (rys. 30) pokrywa się ze spadkiem prędkości dryfu dla materiału, z którego wykonane są omawiane fotodiody [119] w rosnącym polu elektrycznym. Głównymi czynnikami ograniczającymi pasmo w przypadku badanych fotodiod jest, przy zwiększającym się polu elektrycznym, spadek prędkości dryfu, natomiast przy zwiększającej się temperaturze – efekt Halla.

Przechodząc do części pasożytniczej schematu zastępczego (O_P) fotodiody PIN, na rys. 31 zaprezentowano wykres pojemności C_J w funkcji napięcia polaryzacji dla dwóch rozmiarów obszaru aktywnego fotodiody: 20 μm i 32 μm . Jak można zauważyć, wartości pojemności C_J są praktycznie stałe w funkcji przyłożonego napięcia polaryzacji, jednak znacząco różnią się w funkcji rozmiaru obszaru aktywnego.



Rys. 31. Pojemność złącza fotodiody PIN w funkcji napięcia polaryzacji dla dwóch różnych rozmiarów obszaru aktywnego przy temperaturze 25°C

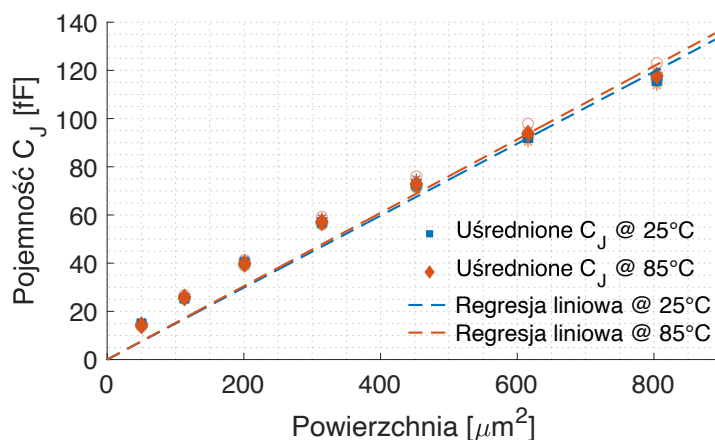
Na rys. 32 pokazano zmianę wartości pojemności C_J w funkcji powierzchni obszaru aktywnego fotodiody. Dodatkowo na wykresie dodano uśrednione wartości tej pojemności dla wszystkich omawianych napięć polaryzacji, temperatury 25°C i 85°C oraz dodano regresję liniową w postaci $y = ax$. Średnie wartości pojemności C_J dla temperatury 25°C kształtują się w zakresie od 78,5 fF dla fotodiody o średnicy 8 μm do 115,6 fF dla fotodiody o średnicy 32 μm . Dla temperatury 85°C te wartości wynoszą odpowiednio: 78,5 fF dla 8 μm i 117,8 fF dla 32 μm .

Obszar aktywny fotodetektora z punktu widzenia układu elektrycznego można traktować jako kondensator płytkowy i wyrazić jego pojemność jako:

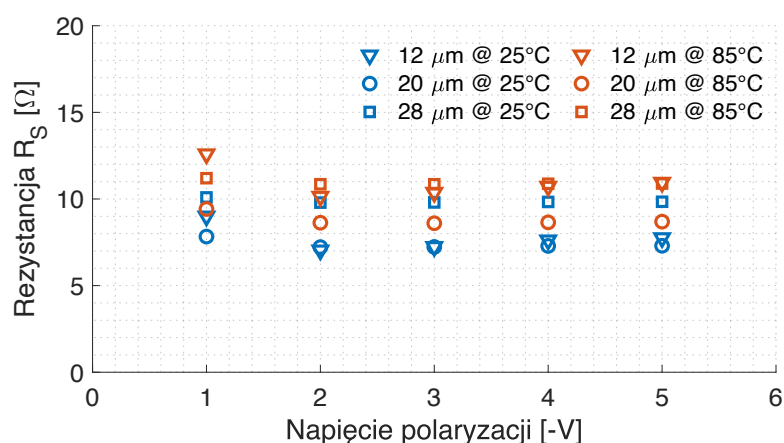
$$C = \frac{\varepsilon A}{d}, \quad (30)$$

gdzie C to pojemność tego kondensatora, A – jego powierzchnia, ε – przenikalność elektryczna materiału znajdującego się pomiędzy płytkami, d – odległość między płytkami.

Przy stałej wartości d oraz ε dla badanych fotodiod można stwierdzić, że pojemność związana z częścią pasożytniczą modelu będzie wprost proporcjonalna do powierzchni obszaru aktywnego. Dlatego dla tego parametru wykorzystano funkcję $y = ax$. Parametr a , który odpowiada stosunkowi ε / d , dla temperatury 25°C wyniósł 0,149 [F/m^2], natomiast dla temperatury 85°C 0,152 [F/m^2]. Kolejnym modelowanym parametrem była rezystancja szeregową R_S , której źródłem jest złącze omowe powstające między kontaktem elektrycznym fotodetektora a użytym półprzewodnikiem [125].



Rys. 32. Zmiana wartości pojemności złącza C_J w funkcji powierzchni rozmiaru aktywnego fotodiody dla temperatury pracy 25°C i 85°C

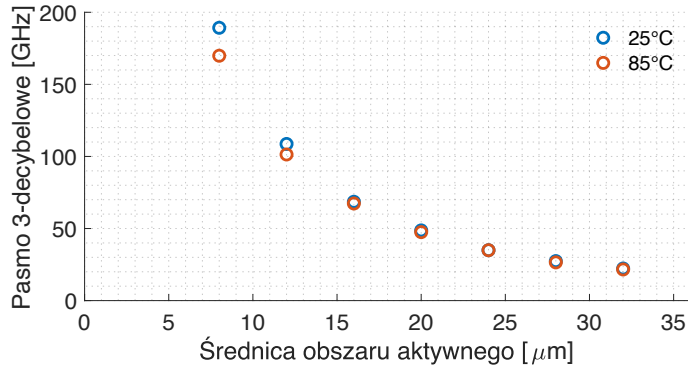


Rys. 33. Rezystancja szeregową R_S fotodiod dla wybranych rozmiarów średnicy obszaru aktywnego w funkcji napięcia polaryzacji

Rys. 33 prezentuje otrzymane wartości rezystancji szeregowej R_S dla wybranych rozmiarów obszaru aktywnego w funkcji napięcia polaryzacji dla dwóch omawianych temperatur. Jak można zauważyć, w określonej temperaturze zarówno wpływ przyłożonego napięcia jak i rozmiaru fotodetektora jest praktycznie niezauważalny. Natomiast wraz ze wzrostem temperatury obserwowany jest wzrost rezystancji szeregowej. I tak dla temperatury 25°C średnia wartość R_S wynosi 8,12 Ω natomiast przy temperaturze 85°C ta wartość rośnie do 10,87 Ω .

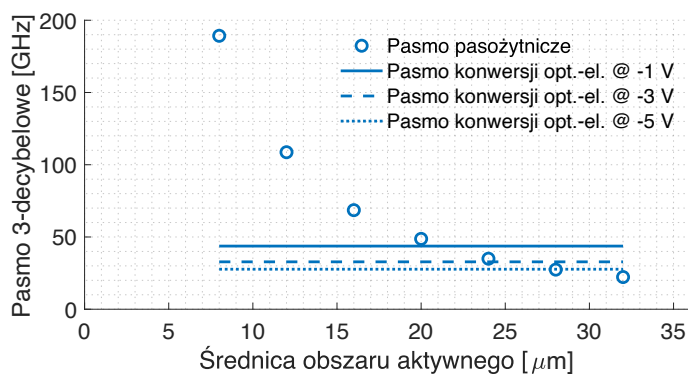
Znając wartości wszystkich parametrów układu pasożytniczego modelu zastępczego fotodiody, można przedstawić jej charakterystykę częstotliwościową, którą wyprowadzamy zgodnie z zależnością 24. Biorąc pod uwagę fakt, że zmienność pojemności C_J fotodiody dla określonego rozmiaru obszaru aktywnego w funkcji przyłożonego napięcia polaryzacji była znikoma (rys. 31 oraz rys. 32), zdecydowano się przedstawić wartości pasma 3-decybelowego dla uśrednionej w funkcji tegoż napięcia wartości pojemności C_J . Wyniki te dla dwóch wartości temperatury przedstawiono na rys. 34.

Najwyższe wartości pasma związanego z częścią pasożytniczą modelu fotodiody PIN otrzymano dla struktur o najmniejszym rozmiarze obszaru aktywnego równym 8 μm . Wartości pasma wyniosły tu 189,2 GHz i 169,9 GHz odpowiednio dla temperatur 25°C i 85°C. Wraz ze wzrostem rozmiaru obszaru aktywnego pasmo 3-decybelowe spadało do wartości 22,3 GHz (25°C) i 21,6 GHz (85°C) dla detektora, którego średnica obszaru aktywnego wynosiła 32 μm .

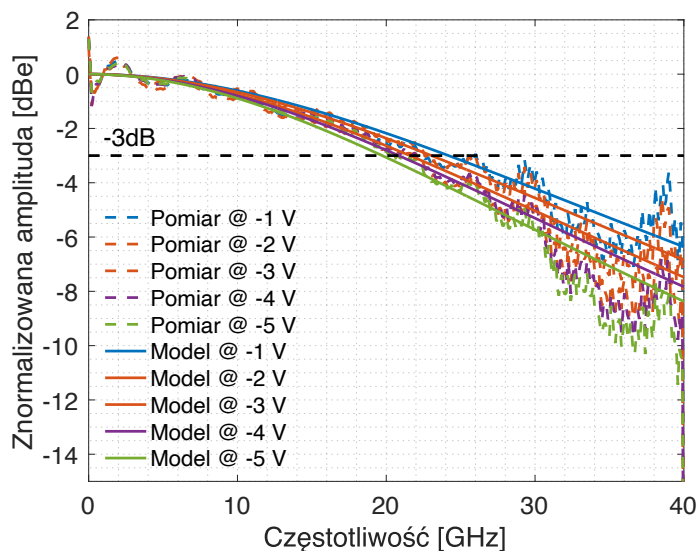


Rys. 34. Pasma 3-decybelowe związane z częścią pasożytniczą (O_p) modelu zastępczego PIN w funkcji rozmiaru obszaru aktywnego

Porównując wartości pasma otrzymane dla części pasożytniczej obwodu do wyników z części związanej z konwersją optyczno-elektryczną można określić, dla której grupy struktur ograniczenie stanowi konwersja optyczno-elektryczna, a dla których struktur to część pasożytnicza jest czynnikiem ograniczającym. Na rys. 35 pokazano wartości pasma związanego z częścią pasożytniczą obwodu w funkcji średnicy fotodiody oraz pasma związanego z konwersją optyczno-elektryczną dla trzech wartości napięcia polaryzacji: -1 V, -3 V oraz -5 V i temperatury 25°C. Dla napięcia polaryzacji -1 V dominujący wpływ ograniczenia pasmowego związanego z konwersją optyczno-elektryczną obserwuje się dla rozmiaru obszaru aktywnego od 8 do 20 μm włącznie. W przypadku większego rozmiaru obszaru aktywnego to część pasożytnicza układu ma większy wpływ na ograniczenie pasmowe struktury. Dla napięcia polaryzacji -3 V wpływ części pasożytniczej przeważa nad tym, związanym z konwersją optyczno-elektryczną dla rozmiaru obszaru aktywnego równego odpowiednio 28 μm i 32 μm . Natomiast przy napięciu polaryzacji -5 V wpływ tych dwóch komponentów jest porównywalny dla średnicy fotodiody równej 28 μm , gdzie dla średnicy 32 μm przeważa część pasożytnicza.



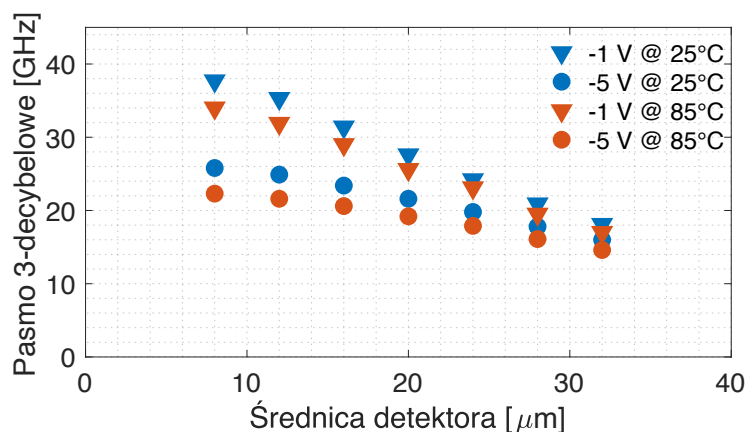
Rys. 35. Pasma pasożytnicze i konwersji optyczno-elektrycznej w temperaturze 25°C



Rys. 36. Wyniki modelowania małosygnałowego dla charakterystyki częstotliwościowej fotodiody oraz pomiarów dla detektora o średnicy 24 μm przy temperaturze 25°C

Wynikowe charakterystyki częstotliwościowe zostały określone zgodnie z wyprowadzoną zależnością 25 i, wraz z wynikami pomiarów S12, zostały przedstawione na rys. 36 dla detektora o średnicy obszaru aktywnego 24 μm w temperaturze 25°C w zakresie częstotliwości 0-40 GHz. Jak łatwo zauważyć, wyniki modelowania są bardzo zbliżone do wyników pomiarów w zakresie częstotliwości 0-30 GHz. Dla wyższych częstotliwości widoczne są rozbieżności między charakterystykami. Jednym ze źródeł tych różnic może być bardzo niska moc odbieranego sygnału dla częstotliwości powyżej 30 GHz oraz niedokładne określenie charakterystyki przejściowej lasera odniesienia dla tego zakresu częstotliwości.

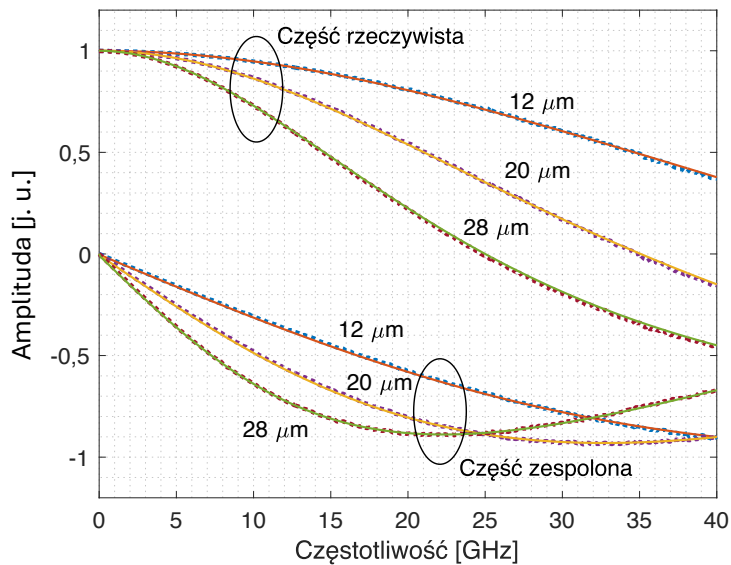
Na rys. 37 pokazano całkowite pasmo 3-decybelowe dla wszystkich badanych struktur, dwóch napięć polaryzacji: -1 V i -5 V oraz dwóch temperatur: 25°C i 85°C. Najwyższą wartość pasma 3-decybelowego uzyskano dla fotodetektora o rozmiarze obszaru aktywnego równym 8 μm przy napięciu polaryzacji -1 V w temperaturze 25°C i wynosiło ono 37,7 GHz. Dla tej samej struktury wzrost temperatury do 85°C spowodował spadek pasma 3-decybelowego do 34,0 GHz. Przy zwiększonym do -5 V napięciu polaryzacji zaobserwowano dalsze obniżenie wartości pasma 3-decybelowego do odpowiednio 25,8 GHz oraz 22,3 GHz dla 25°C i 85°C. Najniższe wartości pasma 3-decybelowego otrzymano dla fotodetektora, którego średnica obszaru aktywnego wynosiła 32 μm . Pasma te kształtowało się dla napięcia polaryzacji -1 V na poziomach 18,1 GHz i 17,0 GHz odpowiednio dla 25°C i 85°C, a przy napięciu polaryzacji równym -5 V na poziomach 16,0 GHz i 14,6 GHz. W tym momencie warto też przywołać



Rys. 37. Całkowite pasmo 3-decybelowe fotodiod w zależności od średnicy obszaru aktywnego dla napięcia polaryzacji -1 V oraz -5 V i temperatury 25°C oraz 85°C

wyniki dla fotodiod o średnicy obszaru aktywnego wynoszącej 20 μm i 24 μm , gdyż takie fotodiody mogą z powodzeniem zostać zastosowane w transmisji optycznej z wykorzystaniem włókien wielomodowych. Mianowicie, przy średnicy obszaru aktywnego 20 μm pasmo 3-decybelowe wynosiło odpowiednio 27,6 GHz dla 25°C i 25,6 GHz dla 85°C dla polaryzacji -1 V oraz 21,6 GHz dla 25°C i 19,2 GHz dla 85°C przy polaryzacji -5 V. Fotodioda, której średnica obszaru aktywnego wynosiła 24 μm , posiadała pasmo odpowiednio 24,2 GHz dla 25°C i 22,1 GHz dla 85°C przy polaryzacji -1 V oraz 19,8 GHz dla 25°C i 17,9 GHz dla 85°C przy polaryzacji -5 V.

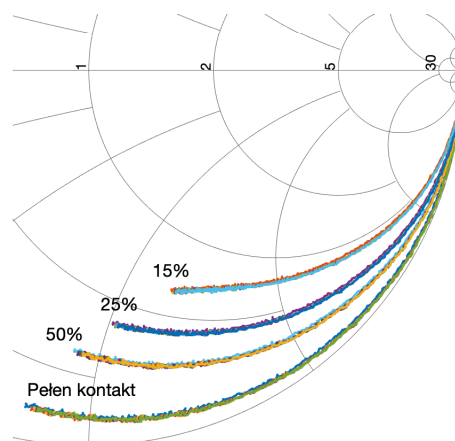
Na rys. 38 przedstawiono dodatkowo wyniki pomiaru oraz modelowania parametru rozproszenia S22 dla trzech wybranych rozmiarów obszaru aktywnego przy temperaturze 25°C i napięciu polaryzacji -2 V. Wykres pokazuje część rzeczywistą i zespoloną parametru S22. Jak można zauważyć, zastosowany model małosygnalowy bardzo dobrze odpowiada zmierzonej charakterystyce omawianych fotodiod w badanym zakresie częstotliwości, dlatego też, z punktu widzenia telekomunikacji i projektowania układów scalonych, które współpracować będą z tego typu fotodiodami, jest wystarczający do opisu częstotliwościowego tych struktur.



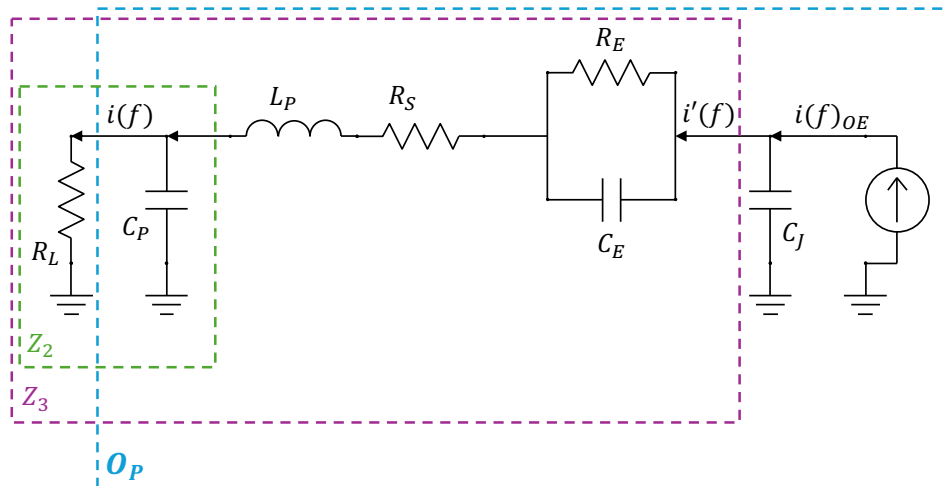
Rys. 38. Część rzeczywista i zespolona pomiaru (linia przerywana) i modelu (linia ciągła) odpowiedzi S22 dla trzech rozmiarów obszaru aktywnego przy temperaturze 25°C i napięciu polaryzacji -2 V

4.5 Modelowanie fotodiod PIN o niepełnym kontakcie elektrycznym

Modelowanie parametrów małosygnałowych fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym wymagało modyfikacji zastosowanego schematu zastępczego. Jak można zauważyć na rys. 39, zmniejszający się rozmiar kontaktu elektrycznego w znaczący sposób wpływa na mierzone wartości parametru S22, jednak pozostaje względnie niezależny od napięcia polaryzacji (co odpowiada nakładającym się na siebie pomiarom dla określonego rozmiaru kontaktu).



Rys. 39. Diagram Smitha dla fotodiod o średnicy obszaru aktywnego 20 μm i w temperaturze pracy 25°C dla czterech różnych rozmiarów kontaktu elektrycznego: 90% (określany jako pełny), 50% powierzchni, 25% powierzchni oraz 15% powierzchni dla każdego z omawianych napięć polaryzacji



Rys. 40. Schemat zastępczy części pasożytniczej modelu z niepełnym kontaktem elektrycznym

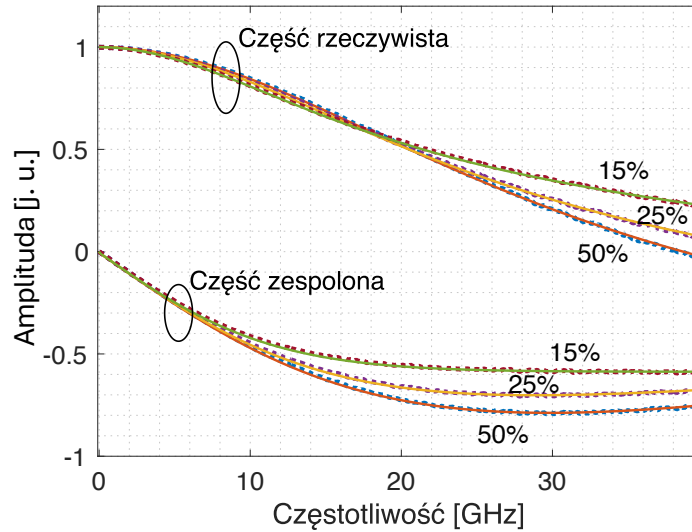
Oprócz rozmiaru samego kontaktu elektrycznego, inne parametry fotodiody nie uległy zmianie, dlatego w obliczeniach i modelowaniu takich struktur zdecydowano się na rozpoczęcie modelowania od przyjęcia obliczonych wcześniej parametrów C_P , L_P , R_S , C_J , C_T oraz R_T i modyfikację schematu zastępczego związanego z częścią pasożytniczą tak, aby uwzględniała zmiany obserwowane na rys. 39. Zmodyfikowany schemat przedstawiono na rys. 40. Taki model został wykorzystany również w [125], jednak opisane tam rozwiązanie nie obejmowało fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym.

Określenie dodatkowych parametrów zmodyfikowanego modelu małosygnalowego fotodiody, a mianowicie R_E oraz C_E , zostało dokonane w ten sam sposób, jak w przypadku standardowej struktury, jednak użyta w obliczeniach impedancja zastępcza oraz rozkład prądów zostały zmienione tak, aby uwzględnić dodatkowe równoległe połączenie pojemności i rezystancji, co przełożyło się na określenie Z_3' jako:

$$Z_3' = Z_2 + j\omega L_P + R_S + \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E}, \quad (31)$$

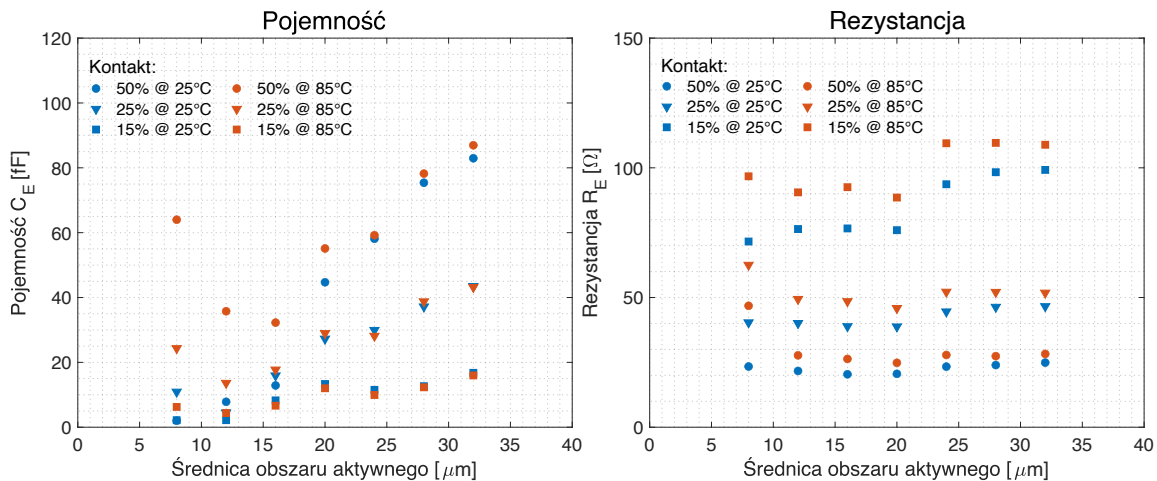
gdzie C_E i R_E to dodatkowe parametry związane ze zmodyfikowanym schematem zastępczym fotodetektora dla niepełnego kontaktu elektrycznego, a Z_2 to wprowadzona wcześniej impedancja zastępcza pojemności C_P z rezystancją obciążenia R_L .

Wyniki aproksymacji dla wybranej fotodiody zostały przedstawione na rys. 41. Jak można zauważyć, zaproponowany model dla niepełnego kontaktu elektrycznego bardzo dobrze pokrywa się z mierzonymi wartościami parametru S22.



Rys. 41. Dopasowanie modelu do wyników pomiaru S_{22} dla fotodiody o średnicy obszaru aktywnego wynoszącej $20\ \mu\text{m}$ przy napięciu polaryzacji $-2\ \text{V}$ dla trzech rozmiarów kontaktu elektrycznego

Biorąc pod uwagę fakt, że napięcie polaryzacji nie wpływa znacząco na charakterystykę odbiciową S_{22} fotodiod, co zostało pokazane w poprzednim podrozdziale i co można również zaobserwować na rys. 39, zdecydowano się przedstawić uśrednione wartości otrzymanych parametrów C_E oraz R_E . Wartości tych parametrów przedstawiono w funkcji średnicy obszaru aktywnego na rys. 42. Jak widać na rysunku, w przypadku pojemności C_E i dla średnicy obszaru aktywnego poniżej $16\ \mu\text{m}$ nie można określić wyraźnego trendu, zmiana wartości tej pojemności znajdują się w zakresie od $2,16\ \text{fF}$ dla 15% kontaktu w temperaturze 25°C do $64,0\ \text{fF}$ dla 50% kontaktu w temperaturze 85°C . Wyraźny trend zarysowuje się dla struktur, których średnica obszaru aktywnego przekracza $16\ \mu\text{m}$. Tu dla każdego z kontaktów można zaobserwować wyraźny liniowy trend wzrostowy, który jest niezależny od temperatury. Największe wartości pojemności C_E obserwuje się dla fotodiod z 50% kontaktem elektrycznym i są one w zakresie od $44,7\ \text{fF}$ do $87,0\ \text{fF}$. Dla 25% kontaktu elektrycznego wartości te znajdują się w zakresie od $27,3\ \text{fF}$ do $43,2\ \text{fF}$, natomiast dla 15% kontaktu zmieniają się w przedziale od $9,9\ \text{fF}$ do $16,8\ \text{fF}$. W tym momencie należy zaznaczyć, że zgodnie z wyprowadzoną zależnością na (31) Z_3' wpływ pojemności C_E jest odwrotnie proporcjonalny do jej wartości.



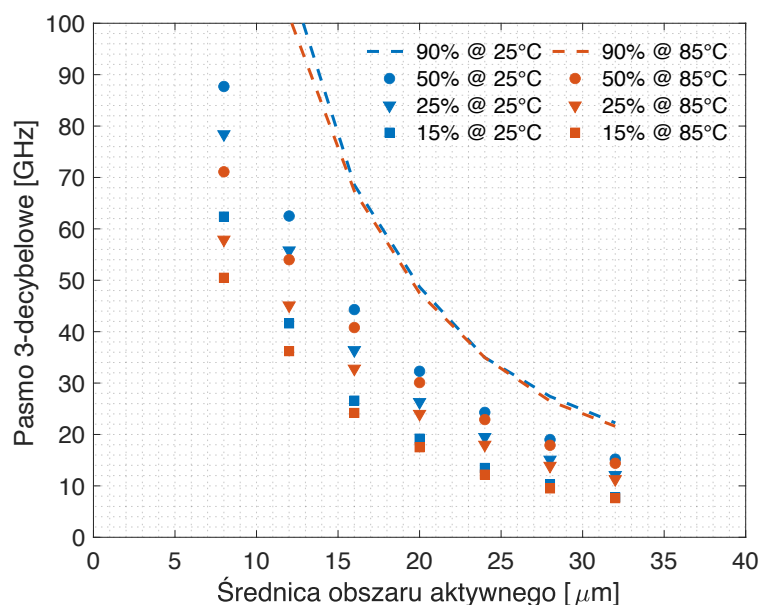
Rys. 42. Uśrednione wartości pojemności C_E i rezystancji R_E w funkcji średnicy obszaru aktywnego dla trzech wersji kontaktu elektrycznego i dla dwóch temperatur

Analizując wyniki uzyskane dla rezystancji R_E można zauważyć, że wraz ze wzrostem temperatury jej wartość również wzrasta. Dodatkowo dla 50% i 25% kontaktów wartości tej rezystancji pozostają relatywnie stałe w funkcji średnicy obszaru aktywnego fotodiody i kształtują się na średnim poziomie 22,6 Ω dla 50% kontaktu przy temperaturze 25°C i 29,9 Ω przy temperaturze 85°C. Dla 25% kontaktu wartości te wynoszą odpowiednio 42,2 Ω oraz 51,8 Ω . W przypadku 15% kontaktu można wyróżnić dwa obszary względnie stałej rezystancji: dla średnicy obszaru aktywnego poniżej i powyżej 20 μm . W przypadku tego pierwszego obszaru wartość średnia rezystancji w temperaturze 25°C wyniosła 75,1 Ω natomiast dla tego drugiego obszaru wartość ta jest wyższa i wynosi 97,1 Ω . W temperaturze 85°C wartości te są odpowiednio wyższe i wynoszą kolejno 92,1 Ω i 109,3 Ω .

Mając określone parametry modelu małosygnałowego fotodiody z niepełnym kontaktem elektrycznym można określić jego wpływ na charakterystykę częstotliwościową. W tym celu korzysta się z przekształconego równania 23 na prąd płynący przez obciążenie części pasożytniczej układu zmodyfikowanego tak, aby zostały uwzględnione dodatkowe parametry C_E i R_E (rys. 40). W tym celu zmodyfikowano równanie prądu $i'(f)$, podstawiając w miejsce wcześniej obliczonej impedancji Z_3 nowo obliczoną impedancję Z_3' :

$$i'(f) = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_j} + Z_3'} \quad (32)$$

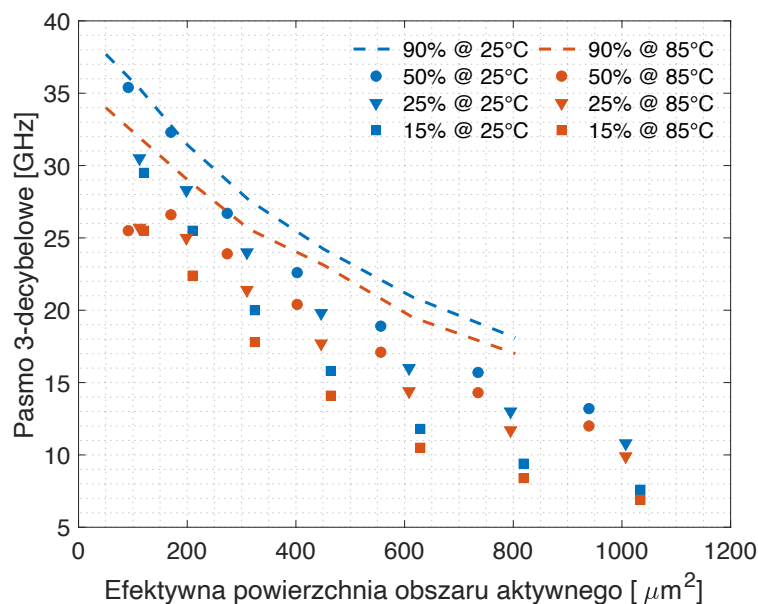
Ponieważ w przypadku fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym jedynie część pasożytnicza układu uległa zmianie, a część związana z konwersją optyczno-elektryczną pozostaje bez zmian (brak zmian w strukturze fotodiody), zdecydowano się przedstawić jedynie odpowiedź częstotliwościową tej części wraz ze zmianą całkowitego pasma. Wyniki te zaprezentowano na rys. 43. Dla 50% kontaktu elektrycznego średnie wartości pasma związanego z częścią pasożytniczą obwodu przy temperaturze 25°C kształtują się w zakresie od 15,2 GHz dla fotodiody z obszarem aktywnym o średnicy 32 μm do 87,7 GHz dla urządzenia o rozmiarze obszaru aktywnego 8 μm . Przy 25% rozmiarze kontaktu elektrycznego wartości analizowanego pasma spadają do 12,1 GHz dla fotodiody z obszarem aktywnym o rozmiarze 32 μm i do 78,4 GHz dla detektora z obszarem aktywnym o średnicy 8 μm . Przy 15% kontakcie elektrycznym wartości pasma związanego z częścią pasożytniczą obwodu wynoszą odpowiednio 7,8 GHz i 62,4 GHz. Wzrost temperatury fotodiody do 85°C powoduje zmniejszenie pasma związanego z częścią pasożytniczą obwodu zastępczego badanych struktur do odpowiednio 14,4 GHz i 71,1 GHz dla 50% kontaktu elektrycznego i rozmiaru obszaru aktywnego równego odpowiednio 32 μm i 8 μm , 11,3 GHz oraz 57,9 GHz dla 25% kontaktu elektrycznego i tych samych rozmiarów obszaru aktywnego oraz 7,6 GHz i 50,5 GHz dla 15% kontaktu elektrycznego z zachowaniem rozmiarów obszaru aktywnego.



Rys. 43. Pasma 3-decybelowe części pasożytniczej obwodu zastępczego fotodiody z niepełnym kontaktem w funkcji średnicy obszaru aktywnego. Dodatkowo naniesiono linią przerywaną wartości uzyskane dla fotodiod z pełnym (90%) kontaktem

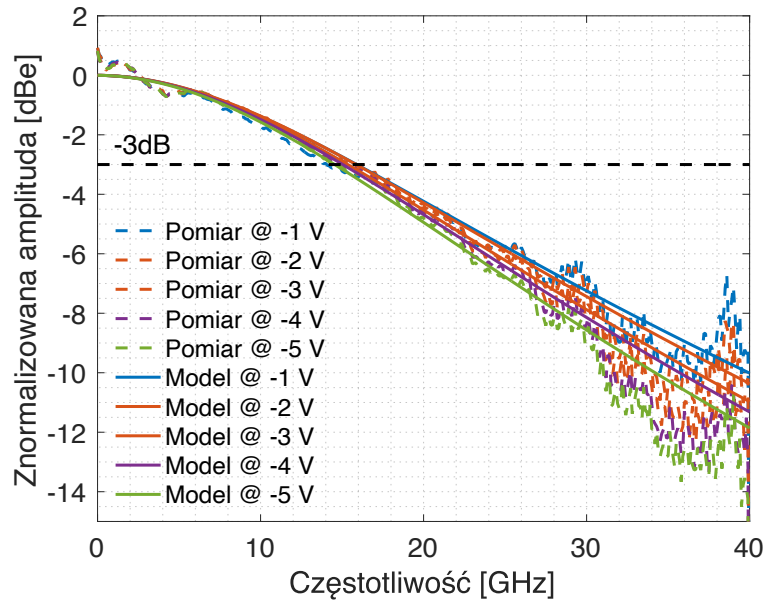
Całkowite pasmo struktur z niepełnym kontaktem elektrycznym obliczono, wykorzystując otrzymane wcześniej wartości pasma związanego z konwersją optyczno-elektryczną. Pasma te zależne jest od przyłożonego napięcia polaryzacji i zdecydowano się przedstawić je dla napięcia polaryzacji $-1V$, dla którego to otrzymano jego najwyższe wartości dla omawianych fotodiod. Na rys. 44 zaprezentowano otrzymane wyniki w funkcji efektywnej powierzchni obszaru aktywnego. Jednak, przy podawaniu wartości odniesiono się do wcześniej przyjętej konwencji związanej ze średnicą obszaru aktywnego. Dla 50% kontaktu elektrycznego i średnicy obszaru aktywnego wynoszącej $32 \mu m$ wartość pasma całkowitego wyniosła $13,2 \text{ GHz}$ przy temperaturze $25^\circ C$ oraz $12,0 \text{ GHz}$ dla temperatury $85^\circ C$. Wartości te są odpowiednio o $4,9 \text{ GHz}$ oraz $5,0 \text{ GHz}$ niższe niż w przypadku pełnego kontaktu elektrycznego. Dla 25% kontaktu elektrycznego różnica w paśmie w stosunku do pełnego (90%) kontaktu wynosi odpowiednio $7,3 \text{ GHz}$ i $7,1 \text{ GHz}$ dla temperatury $25^\circ C$ i $85^\circ C$, osiągając wartości $10,8 \text{ GHz}$ dla $25^\circ C$ i $9,9 \text{ GHz}$ dla $85^\circ C$. Dla 15% kontaktu elektrycznego w porównaniu z pełnym kontaktem wartości pasma są niższe o $10,5 \text{ GHz}$ i $10,1 \text{ GHz}$ z wartościami wynoszącymi $7,6 \text{ GHz}$ dla $25^\circ C$ i $6,9 \text{ GHz}$ dla $85^\circ C$.

Przykładowe wyniki porównania zastosowanego modelu do danych pomiarowych dla fotodiody z niepełnym kontaktem elektrycznym zostały zaprezentowane na rys. 45. Rysunek ten przedstawia charakterystykę częstotliwościową fotodiody z 25% kontaktem elektrycznym o średnicy obszaru aktywnego $24 \mu m$ w temperaturze $25^\circ C$. Jak można



Rys. 44. Całkowite pasmo fotodiod z różnymi wersjami kontaktu elektrycznego w funkcji efektywnej powierzchni obszaru aktywnego

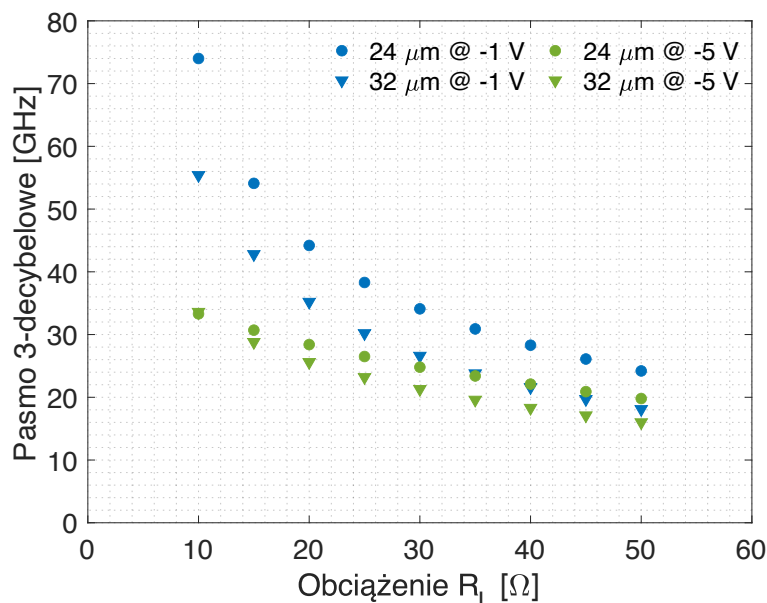
zauważyć, zastosowany model bardzo dobrze odwzorowuje zmierzoną charakterystykę częstotliwościową tej fotodiody. Podobnie jednak jak w przypadku pełnego kontaktu, dla częstotliwości powyżej 30,0 GHz zaobserwować można dość znaczne wahania zmierzonej charakterystyki.



Rys. 45. Charakterystyki częstotliwościowe fotodiody PIN z 25% kontaktem elektrycznym o średnicy obszaru aktywnego 24 μm i w temperaturze 25°C

4.6 Układy odbiorcze o niskiej rezystancji wejściowej

Jednym z prostszych zabiegów mających na celu zwiększenie pasma układów odbiorczych jest zmniejszenie obciążenia odbiornika i wykorzystanie wzmacniaczy transimpedancyjnych z bardzo niskimi wartościami impedancji wejściowej. Na potrzeby tej pracy zdecydowano się dokonać symulacji wpływu ograniczonej impedancji wejściowej takiego wzmacniacza na pasmo całkowite układu. Symulacje te przeprowadzono poprzez zmianę wartości obciążenia R_L w zakresie od 10 Ω do standardowych 50 Ω w temperaturze 25°C dla dwóch wariantów rozmiaru obszaru aktywnego: 32 μm i 24 μm oraz dla dwóch, skrajnych napięć polaryzacji -5 V oraz -1 V. Takie podejście jest oczywiście pewnym uproszczeniem ze względu na to, że R_L w ogólności jest zespolona. Pomimo tego, że zmiana obciążenia wpływa głównie na część pasożytniczą układu, zdecydowano się przedstawić całkowite pasmo takiego systemu, ponieważ to ono decyduje o możliwościach transmisyjnych omawianych struktur. Wyniki symulacji zostały przedstawione na rys. 46. Jak można zauważyć, wraz ze spadkiem wartości rezystancji obciążenia zauważalny jest znaczący wzrost pasma takiego układu. Dla fotodiody ze średnicą obszaru aktywnego

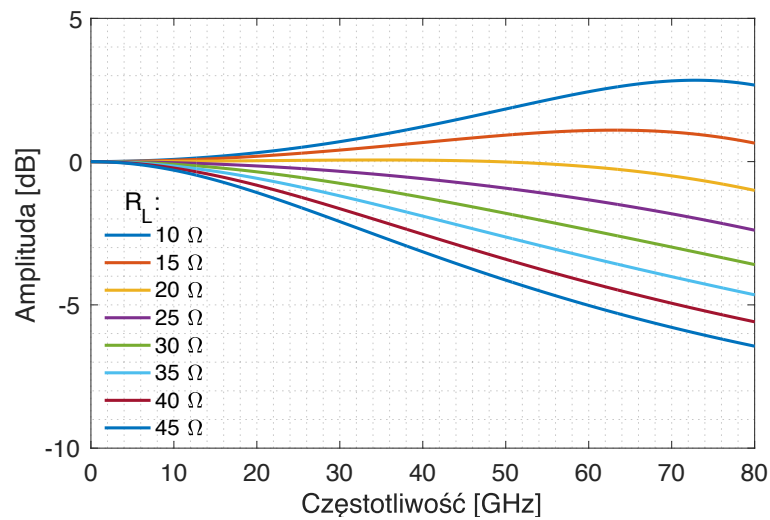


Rys. 46. Pasma 3-decybelowe fotodiody w funkcji obciążenia R_L dla 90% kontaktu elektrycznego, średnicy obszaru aktywnego 24 μm i 32 μm i dwóch napięć polaryzacji w temperaturze 25°C

wynoszącą 32 μm i przy napięciu polaryzacji -1 V wartość pasma wzrasta odpowiednio do 21,6 GHz dla obciążenia 40 Ω , 26,6 GHz dla obciążenia 30 Ω , 35,2 GHz dla obciążenia 20 Ω i 55,4 GHz dla obciążenia 10 Ω . Przy napięciu polaryzacji -5 V wartości te są równe odpowiednio 18,3 GHz, 21,3 GHz, 25,6 GHz oraz 33,6 GHz.

Biorąc pod uwagę fotodiode o średnicy obszaru aktywnego 24 μm i przy napięciu polaryzacji -1 V wartości te wzrastają odpowiednio do 28,3 GHz przy obciążeniu 40 Ω , 34,1 GHz dla 30 Ω , 44,2 GHz dla 20 Ω i 74,0 GHz dla obciążenia 10 Ω . Przy zwiększonym do -5 V napięciu polaryzacji ponownie obserwuje się spadek całkowitego pasma takiego układu do odpowiednio 22,1 GHz, 24,8 GHz, 28,4 GHz i 33,3 GHz dla najmniejszej wartości analizowanego obciążenia. Dla napięcia polaryzacji równego -1 V i średnicy obszaru aktywnego 32 μm przy obciążeniu równym 10 Ω pasmo takiego układu jest większe od pasma wynikającego z konwersji optyczno-elektrycznej. Takie samo zachowanie obserwuje się w przypadku fotodiody z obszarem aktywnym o średnicy 24 μm dla wartości rezystancji obciążenia poniżej 25 Ω przy tym samym napięciu polaryzacji. Efekt ten wiąże się z układem rezonansowym, który tworzy się w części pasożytniczej obwodu i który wzmacnia określone zakresy częstotliwości. Dzięki niemu taki układ może osiągać pasmo rzędu 50,0 GHz, co pozwala na transmisję danych z przepływnościami powyżej 100 Gbit/s przy zastosowaniu najprostszej modulacji NRZ.

Na rys. 47 pokazano charakterystykę częstotliwościową części pasożytniczej dla przypadków, w których całkowite pasmo układu przekracza ograniczenie pasmowe wynikające z konwersji optyczno-elektrycznej. Na rysunku tym widoczna jest zmiana charakterystyki częstotliwościowej części pasożytniczej dla fotodiody o średnicy obszaru aktywnego $24\ \mu\text{m}$ pracującej przy napięciu polaryzacji $-1\ \text{V}$ i temperaturze 25°C . Wyniki te zostały przedstawione w zakresie częstotliwości od $0\ \text{GHz}$ do $80\ \text{GHz}$. Efekt rezonatora w takim przypadku pozwala na zwiększenie amplitud sygnałów z analizowanego zakresu częstotliwości nawet o $2,8\ \text{dB}$ dla obciążenia R_L wynoszącego $10\ \Omega$.



Rys. 47. Pasmo części pasożytniczej fotodiody PIN o średnicy obszaru aktywnego $24\ \mu\text{m}$ przy napięciu polaryzacji $-1\ \text{V}$ i w temperaturze pracy 25°C dla wybranych wartości rezystancji obciążenia R_L

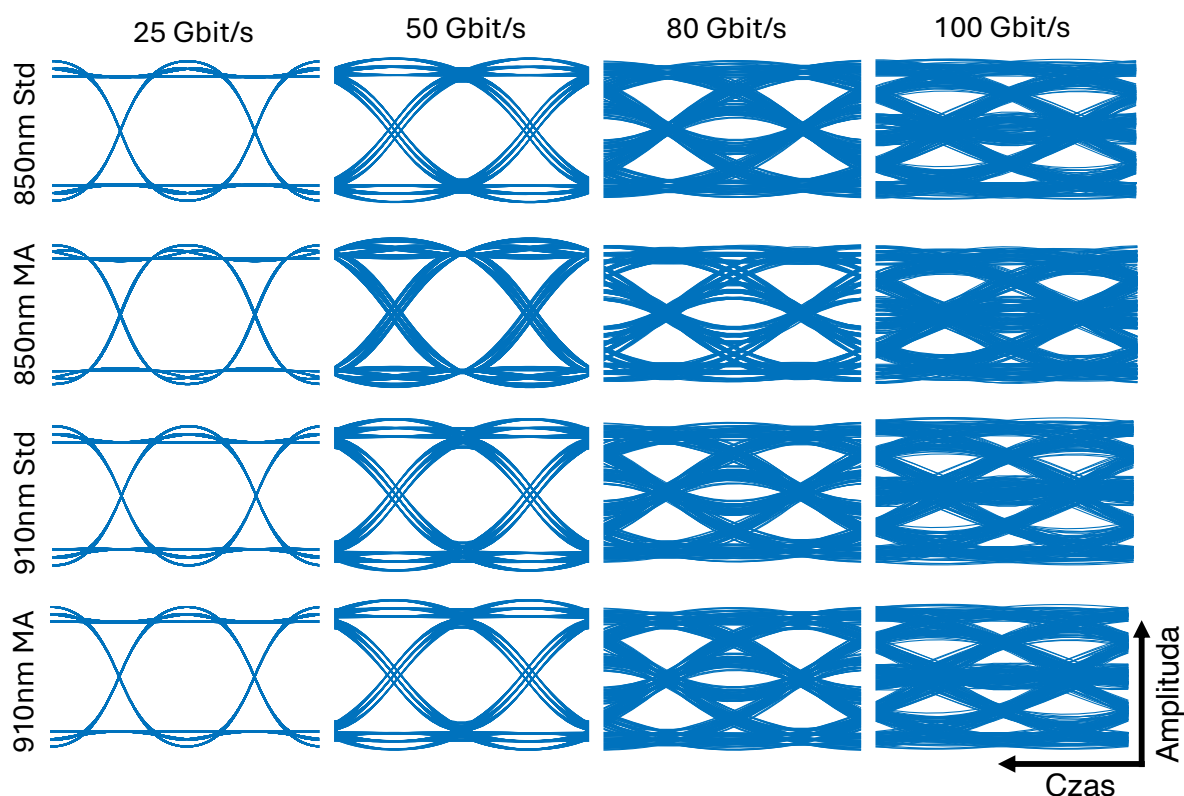
5. Eksperymenty transmisyjne

W rozdziale tym przedstawione zostaną wyniki symulacji i wyniki eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem laserów VCSEL oraz fotodiod PIN omawianych w pracy. Określone zostaną maksymalne uzyskane przepływności transmisyjne dla tych struktur w zależności od zastosowanego formatu modulacji. Ze względu na to, że łącza optyczne krótkiego zasięgu powinny charakteryzować się niskimi opóźnieniami, a przez to ograniczonym przetwarzaniem sygnałów, zdecydowano się ograniczyć analizę do trzech formatów modulacji: NRZ, Duobinary oraz PAM-4. Odniesienia do eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem wyższych formatami modulacji zostały przedstawione w rozdziale pierwszym.

5.1 Generacja i odbiór sygnałów NRZ

Mając określone charakterystyki częstotliwościowe poszczególnych komponentów omawianych w tej pracy można, na ich podstawie, przeprowadzić symulacje wpływu pasma tych komponentów na transmisję danych. Z racji, że omawiane modelowanie skupia się na odpowiedzi małosygnałowej komponentów i nie bierze pod uwagę takich zjawisk jak szumy, m. in. RIN (*relative intensity noise*), zdecydowano się przedstawić wyłącznie diagramy oka dla modulacji NRZ dla wybranych komponentów. Następnie przeprowadzono eksperymenty aby porównać wyniki modelowania do rzeczywistych pomiarów. W dalszej części pracy przedstawiono pomiary bitowej stopy błędów w rzeczywistych systemach transmisyjnych dla wybranych formatów modulacji.

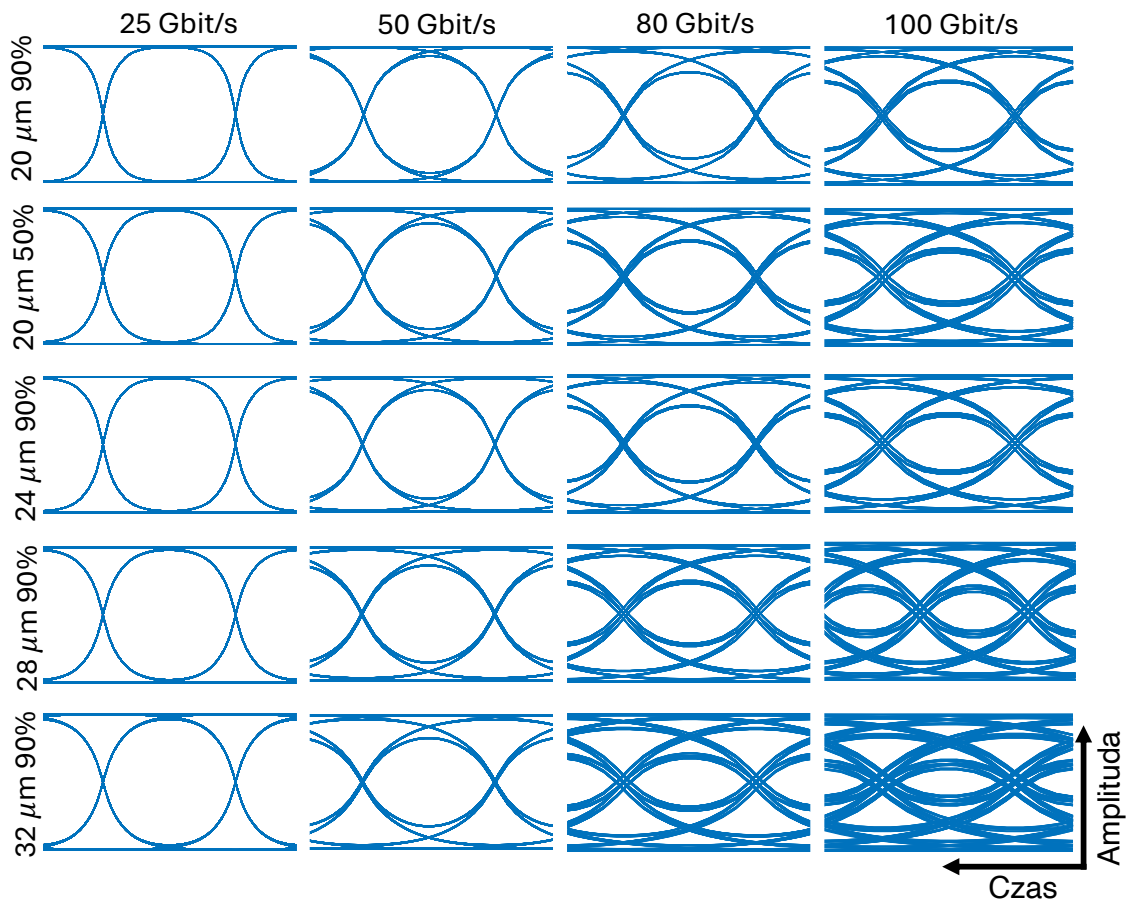
Symulacje wpływu charakterystyki częstotliwościowej na jakość transmisji danych przeprowadzono dla następujących komponentów i warunków ich pracy: a) wszystkie omawiane lasery VCSEL z prądem zasilania 10 mA w temperaturze 25°C b) cztery fotodiody z pełnym kontaktem elektrycznym o średnicy obszaru aktywnego odpowiednio: 20 μm , 24 μm , 28 μm i 32 μm oraz fotodiodę z 50% kontaktem o średnicy 20 μm . Symulacje dla fotodiod przeprowadzono dla napięcia polaryzacji -1 V. Do przeprowadzenia symulacji wykorzystano oprogramowania Matlab i dokonano ich w dziedzinie czasu z częstotliwością próbkowania wynoszącą 800 GHz. Wybrano następujące przepływności bitowe: 25 Gbit/s, 50 Gbit/s, 80 Gbit/s i 100 Gbit/s oraz użyto sekwencji pseudolosowej PRBS 11 (*pseudo random bit sequence*).



Rys. 48. Diagramy oka dla omawianych w pracy laserów VCSEL przy przepływnościach bitowych 25 Gbit/s, 50 Gbit/s, 80 Gbit/s i 100 Gbit/s

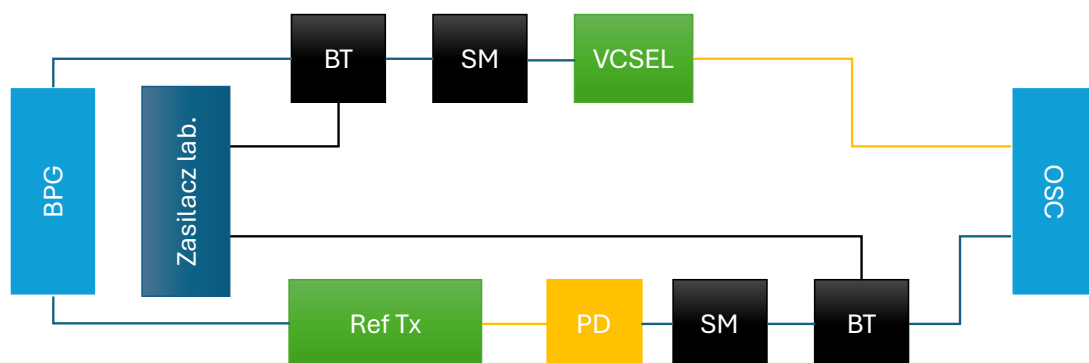
Wyniki symulacji dla laserów VCSEL zostały przedstawione na rys. 48. Jak można zauważyć, dla przepływności 25 Gbit/s i 50 Gbit/s wpływ pasma laserów VCSEL na jakość transmisji jest znikomy, gdzie dla przepływności 80 Gbit/s widoczne są już wyraźne ograniczenia pasmowe laserów przejawiające się w ograniczeniu rozwartości wykresu oka. Dla przepływności 100 Gbit/s wykres oka jest zamknięty, co praktycznie uniemożliwia poprawną realizację transmisji.

Rys. 49 przedstawia diagramy oka dla wybranych fotodiod. Zarówno dla przepływności 25 Gbit/s jak i 50 Gbit/s efekty związane z ograniczeniami pasmowymi tych komponentów w kontekście transmisji danych są pomijalne. Dla przepływności 80 Gbit/s i 100 Gbit/s efekty te zaczynają być widoczne i wraz ze wzrostem rozmiaru obszaru aktywnego detektora nasilają się. Niemniej jednak, nawet dla detektora o średnicy obszaru aktywnego 32 μm i przepływności 100 Gbit/s wykres oka jest częściowo rozwarty, co nie było możliwe w przypadku omawianych laserów VCSEL.



Rys. 49. Diagramy oka dla wybranych fotodiod przy przepływnościach bitowych 25 Gbit/s, 50 Gbit/s, 80 Gbit/s i 100 Gbit/s

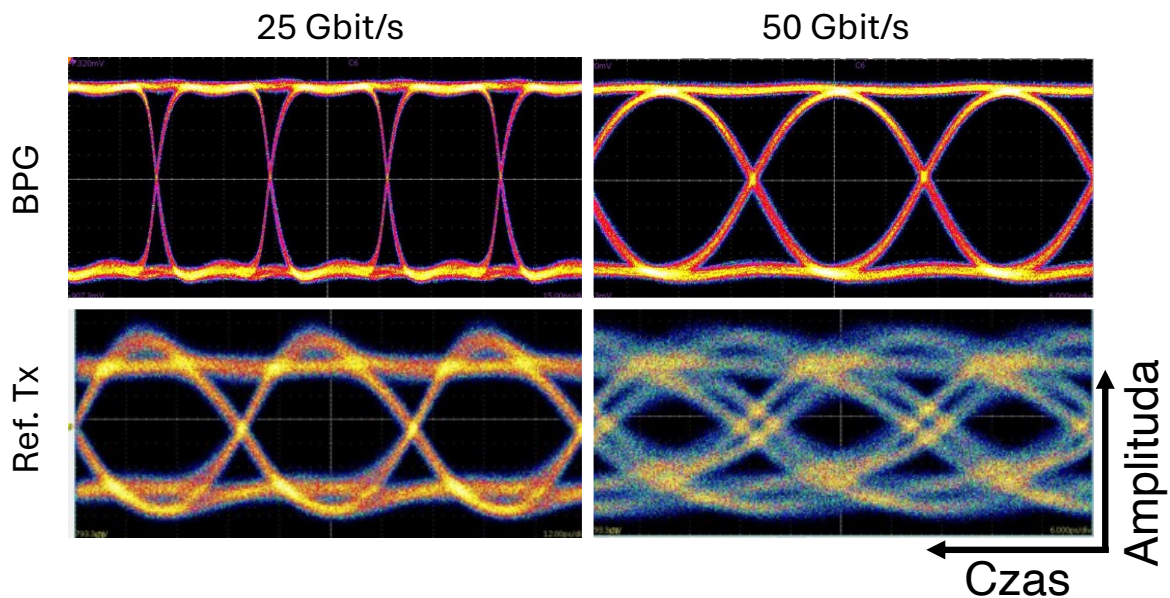
W kolejnym kroku przeprowadzono eksperymenty transmisyjne z wykorzystaniem omawianych komponentów dla przepływności 25 Gbit/s oraz 50 Gbit/s z modulacją NRZ. Do testów wybrano te same struktury dla których przeprowadzono powyższe symulacje. Układ pomiarowy został przedstawiony na rys. 50.



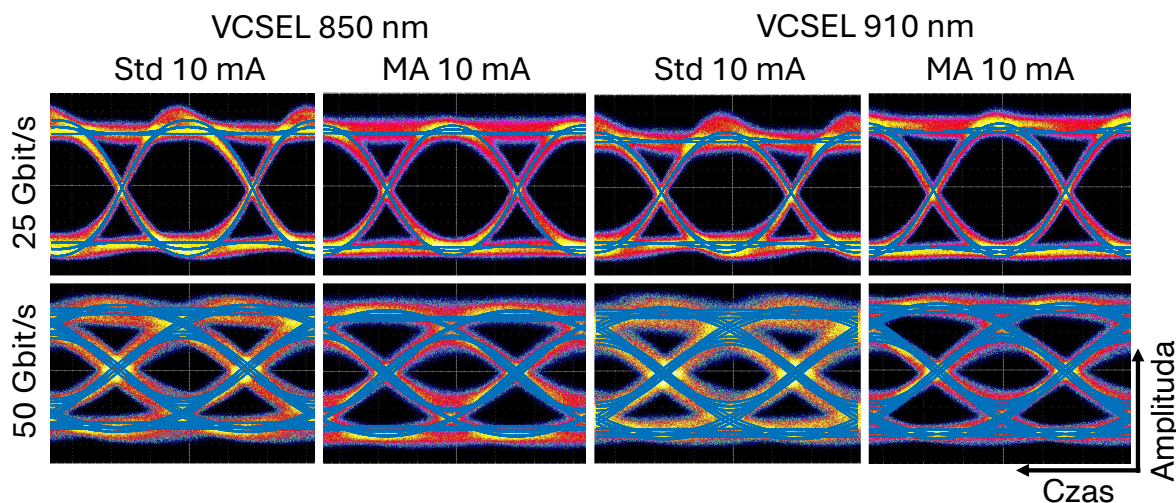
Rys. 50. Schemat systemu transmisyjnego 25 Gbit/s i 50 Gbit/s NRZ: BPG – generator sekwencji bitowej, BT – trójnik wysokoczęstotliwościowy, SM – sonda mikrofalowa, Ref Tx – nadajnik referencyjny, PD – fotodiody, OSC – oscyloskop

Układ ten składa się z generatora sekwencji PRBS (BPG – *bit pattern generator*) SHF 12104A generującego sekwencję PRBS 11 o wartości międzyszczytowej V_{pp} wynoszącej 500 mV i przepływności odpowiednio 25 Gbit/s i 50 Gbit/s podłączonego poprzez przewód o długości 30 cm do trójnika wysokoczęstotliwościowego (BT) (dla ramienia odpowiedzialnego za charakteryzację laserów) lub referencyjnego nadajnika (Ref Tx) (dla ramienia odpowiedzialnego za charakteryzację fotodiod). Ref Tx pracował na długości fali 850 nm. W ramieniu odpowiedzialnym za charakteryzację laserów sygnał z BPG łączył się z prądem polaryzacji generowanym przez zasilacz laboratoryjny i poprzez sondę mikrofalową (MF), podawany był do laserów VCSEL, a następnie transmitowany światłowodem wielomodowym OM3 o długości 1 m.

Do odbioru sygnału wykorzystano oscyloskop próbkujący (OSC) Tektronix DSA8300 z wkładką optyczną 80C15 umożliwiającą pomiary w zakresie długości fal 850 nm z pasmem elektrycznym wynoszącym 32 GHz. Do określenia wydajności transmisyjnej fotodiod sygnał z nadajnika referencyjnego podawany był poprzez światłowód zakończony soczewką na fotodiodę a następnie poprzez sondę mikrofalową i trójnik mikrofalowy trafiał do wejścia elektrycznego oscyloskopu o paśmie 50 GHz. Referencyjne diagramy oka: elektryczne z BPG i optyczne z Ref Tx, zmierzone za pomocą wkładki 80C15, zostały zaprezentowane na rys. 51.



Rys. 51. Diagramy oka dla sygnałów odniesienia przy pomiarach fotodiod i laserów VCSEL

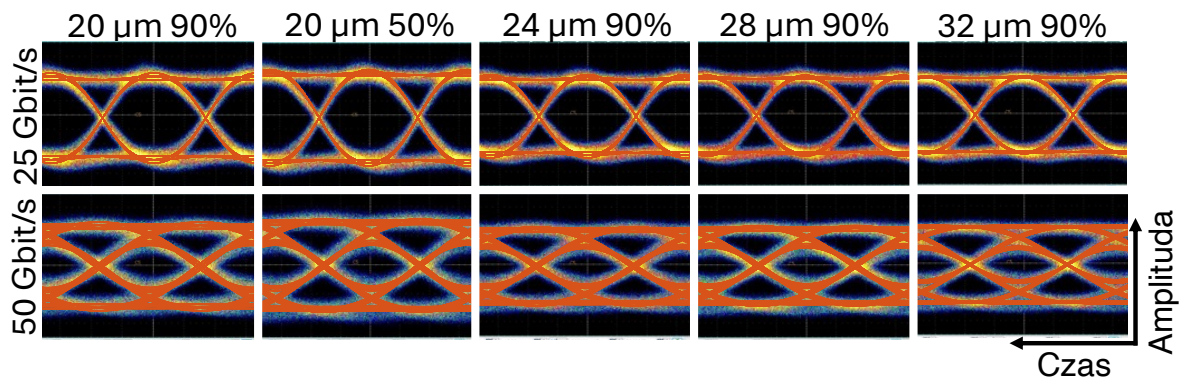


Rys. 52. Diagramy oka dla omawianych laserów VCSEL przy prądzie zasilania 10 mA dla przepływności 25 Gbit/s oraz 50 Gbit/s; Std – standardowy laser VCSEL, MA – laser VCSEL o czterech aperturach; niebieska linia – wyniki symulacji toru transmisyjnego z zastosowaniem określonych w tej pracy charakterystyk poszczególnych komponentów

Aby porównać wyniki pomiarów z symulacjami, dokonano symulacji łącza systemu transmisyjnego (bez uwzględnienia charakterystyki sondy mikrofalowej i trójnika wysokich częstotliwości). Na rys. 52 przedstawione zostały diagramy oka dla laserów VCSEL przy prądzie zasilania 10 mA, który zapewnia maksymalne pasmo częstotliwościowe. Na wykresy te nałożono wyniki symulacji. Jak można zauważyć, bardzo dobrze pokrywają się one z wynikami pomiarów. Dla przepływności 25 Gbit/s wykresy oka nie wskazują na ograniczenia pasmowe czy inne zjawiska mogące obniżyć jakość transmisji niezależnie od typu lasera. Dla przepływności 50 Gbit/s zaczynają być widoczne pierwsze efekty związane z ograniczonym pasmem użytych komponentów, które objawiają się jako wydłużony czas narastania oraz zwężenie się wykresu oka. Należy również pamiętać, że prezentowane tu diagramy oka obejmują cały tor transmisyjny, więc nie bez znaczenia pozostaje jego wpływ na przedstawione wyniki. Nawet pomimo zastosowania komponentów toru o paśmie elektrycznym powyżej 40 GHz ich wpływ na prezentowane wyniki pozostaje niezerowy.

Na rys. 53 zaprezentowane zostały diagramy oka dla wybranych fotodiod przy napięciu polaryzacji -1 V, które zapewnia najwyższe pasmo częstotliwościowe. Na diagramy oka nałożono przebiegi czasowe otrzymane podczas symulacji. Wyniki symulacji bardzo dobrze korespondują z wynikami pomiarów. Jak można zaobserwować na przedstawionych wykresach oka dla przepływności 50 Gbit/s, wraz ze wzrostem rozmiaru aktywnej fotodiody zaczynają

być dostrzegalne ograniczenia pasmowe widoczne w postaci zamykającego się diagramu oka. Jest to najlepiej widoczne dla detektorów o średnicy 20 μm oraz 32 μm z pełnym kontaktem elektrycznym. Dla przepływności 25 Gbit/s uzyskano bardzo podobne wyniki, a przedstawione wykresy oka praktycznie nie różnią się od siebie. Porównując diagramy oka otrzymane dla fotodiody z 50% kontaktem oraz dla komponentu o tej samej średnicy, lecz z pełnym (90%) kontaktem, różnice między nimi są praktycznie niedostrzegalne i oba komponenty mogą być wykorzystane w systemach transmisyjnych dla przepływności do 50 Gbit/s z modulacją NRZ.

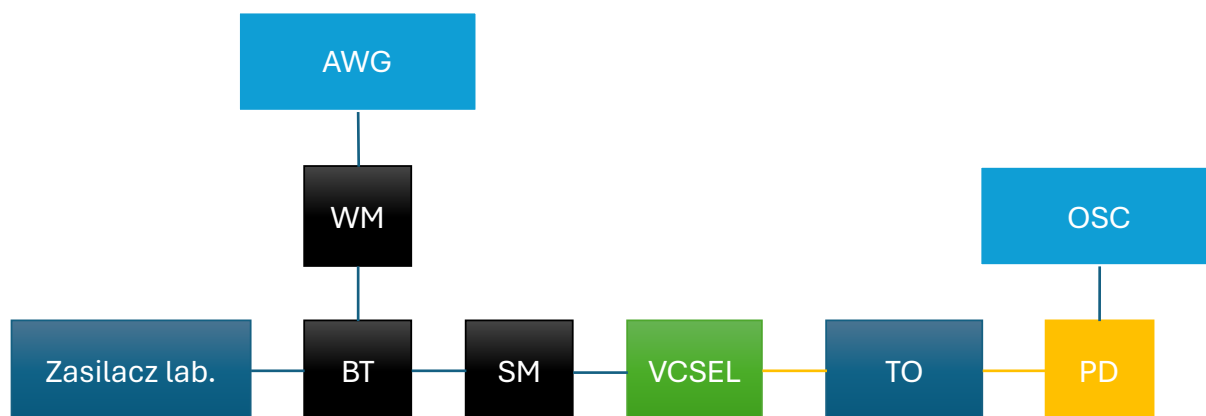


Rys. 53. Diagramy oka dla wybranych fotodiod przy napięciu polaryzacji -1 V; pomarańczowa linia – wyniki symulacji toru transmisyjnego z zastosowaniem określonych w tej pracy charakterystyk poszczególnych komponentów

5.2 Transmisja z modulacją NRZ, Duobinary oraz PAM-4

W tej części pracy zaprezentowane zostaną wyniki uzyskane dla laserów VCSEL 850 nm i 910 nm otrzymanych w tym samym procesie produkcyjnym co omawiane struktury z tą różnicą, że wykorzystane zostaną dwa standardowe lasery, każdy z aperturą o średnicy 3,5 μm , zapewniającą pracę dwumodową. Charakterystyka częstotliwościowa tych urządzeń jest identyczna z charakterystyką standardowych laserów VCSEL przedstawionych poprzednio. Rozdział ten bazuje i rozszerza wyniki zaprezentowane w [A2].

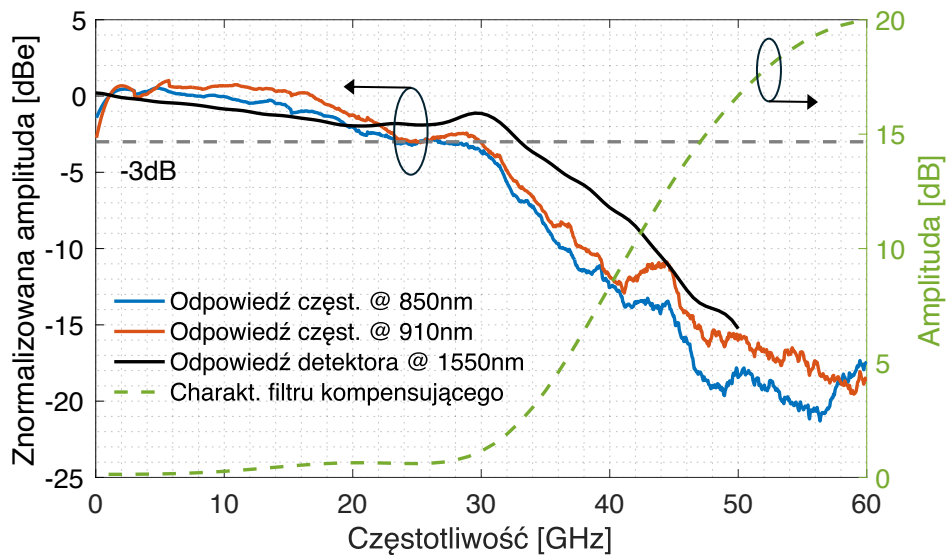
System transmisyjny z wykorzystaniem laserów VCSEL pracujących na długości fali 850 nm i 910 nm został przedstawiony na rys. 54. Do generacji sygnału elektrycznego wykorzystano generator sekwencji arbitralnych (AWG) Keysight M8194A pracujący z częstotliwością 120 GSamples/s z 3-decybelowym pasmem analogowym wynoszącym 45 GHz. Sygnał do laserów VCSEL podawany był poprzez 12-decybelowy wzmacniacz elektryczny (SHF M833B, pasmo 50 GHz) oraz 65 GHz trójnik umożliwiający dodanie składowej stałej prądu (SHF BT65). Prąd zasilania podawany był z zasilacza Keithley 2401.



Rys. 54. Schemat systemu transmisyjnego z modulacją NRZ, Duobinary i PAM-4; AWG – generator elektrycznych sekwencji arbitralnych, WM – wzmacniacz mikrofalowy, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, TO – tłumik optyczny, PD – fotodetektor, OSC – oscyloskop; linia niebieska – sygnał elektryczny, linia pomarańczowa – światłowód

W eksperymentach lasery zasilane były prądem 6 mA, co pozwoliło na osiągnięcie mocy wyjściowej około 2 mW. Za pomocą światłowodu OM3 o długości 1 m sygnał z laserów podawany był do tłumika optycznego EXFO FVA, a następnie trafiał do odbiornika Thorlabs DXM30BF (pasmo 33 GHz, responsywność 0,45 A/W). Po konwersji opto-elektrycznej sygnał podano do oscyloskopu czasu rzeczywistego Keysight UXR0704A o paśmie elektrycznym równym 70 GHz oraz o częstotliwości próbkowania 256 GS/s.

Aby zminimalizować wpływ szumów, pasmo oscyloskopu ograniczono za pomocą zaimplementowanych w nim filtrów do 60 GHz. Eksperymenty transmisyjne zostały przeprowadzone z wykorzystaniem dwóch formatów modulacji: NRZ oraz Duobinary. Eksperymenty dla modulacji PAM-4 przeprowadzono w innym układzie pomiarowym. Pasma elektryczne całego układu jak i samego detektora zostało pokazane na rys. 55. Jak można zauważyć pasmo elektryczne takiego systemu wynosi około 30 GHz. Bezspornie nie jest ono wystarczające do przeprowadzenia transmisji z przepływnością 100 Gbit/s wykorzystując modulację NRZ.



Rys. 55. Odpowiedź częstotliwościowa łącza transmisyjnego oraz odpowiedź częstotliwościowa zastosowanego fotodetektora [A2]

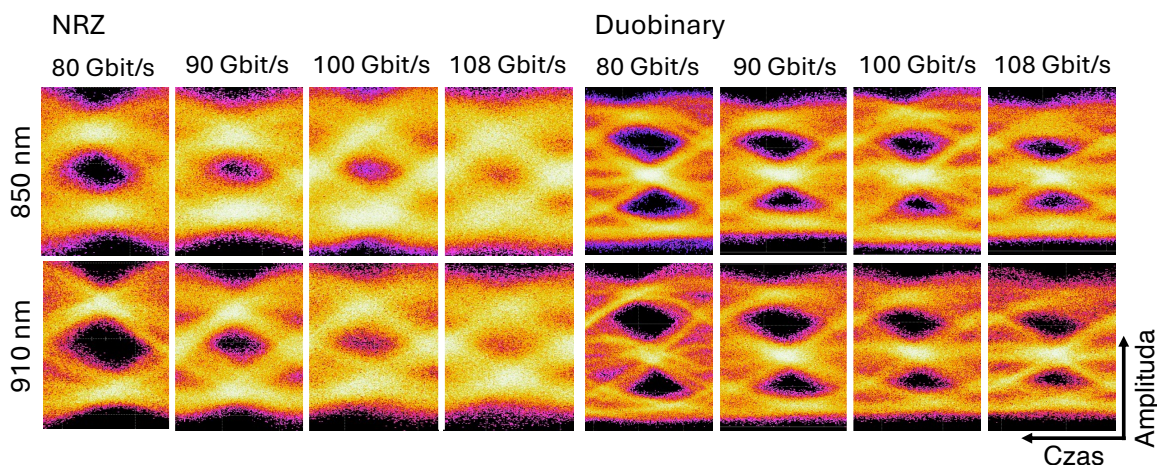
Transmitowane dane były sekwencjami pseudolosowymi PRBS 11 o długości 2047 bitów. Do sygnałów elektrycznych przed transmisją zastosowano algorytmy przetwarzania sygnałów uwzględniające dostosowywanie częstotliwości próbkowania wychodzącego sygnału, tak aby uzyskać oczekiwaną przepływność bitową oraz kształtowanie impulsu z wykorzystaniem filtru podniesionego kosinusa ze współczynnikiem poszerzenia pasma wynoszącym 0,1. Aby ograniczyć wpływ łącza na transmisję, po stronie nadawczej zastosowano dodatkowo filtr kompensujący o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR – *finite impulse response* (9 współczynników rozłożonych co UI – *unit interval*). Rys. 55 pokazuje charakterystykę częstotliwościową tego filtru.

Po stronie odbiorczej rozważono dwa przypadki: odbiór sygnału bez jakiegokolwiek zaawansowanego przetwarzania sygnałów oraz z wykorzystaniem wbudowanego w oscyloskop korektora FFE (*feed-forward equalizer*) o 7 współczynnikach rozłożonych co UI. Współczynniki filtra FFE zostały dobrane do każdej wartości przepływności pod kątem minimalizacji bitowej stopy błędów bazując na 200 pierwszych bitach sygnału. Na odbiór składało się również filtrowanie dolnopasmowe dopasowane do odbieranej przepływności sygnału, odpowiednie próbkowanie sygnału, tak aby otrzymać jedną próbkę na bit i określenie bitowej stopy błędów. Do określenia bitowej stopy błędów wykorzystano $1,5 \cdot 10^6$ bitów co zapewnia pewność obliczonej stopy błędów powyżej 99,9% dla BER wyższej od $5 \cdot 10^{-6}$. Obliczoną stopę błędów odniesiono do dwóch progów korekcyjnych zapewniających korekcję

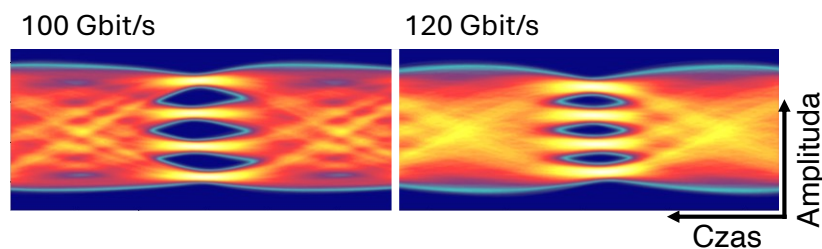
bitów do poziomu poniżej 10^{-12} a mianowicie: Reed-Solomon(544, 514, 15, 10) z narzutem 3% i progiem BER wynoszącym $3,09 \cdot 10^{-4}$ oraz Reed-Solomon(840, 771, 34, 10) z narzutem 6% i progiem BER $1,1 \cdot 10^{-3}$ [126].

Na rys. 56 przedstawiono diagramy oka sygnału po korekcji FFE dla czterech wybranych przepływności. Na diagramach tych można zaobserwować, jak dla modułacji NRZ przy zwiększającej się przepływności transmisji oko zamyka się. Dla przepływności 100 Gbit/s możemy ciągle wyróżnić dwa poziomy sygnału jednak środek diagramów oka wypełniony jest szumem. W przypadku modułacji Duobinary nawet dla przepływności 108 Gbit/s jesteśmy w stanie rozróżnić trzy niezależne poziomy tej modułacji przy ograniczonej obecności szumu pomiędzy nimi.

Eksperyment transmisyjny z wykorzystaniem modułacji PAM-4 został przeprowadzony wyłącznie dla długości fali 850 nm w układzie transmisyjnym jak na rys. 54 z tą różnicą, że odbiornikiem w tym przypadku był oscyloskop Tektronix z wkładką optyczną opisany we wcześniejszych podrozdziałach. W tym przypadku zastosowano prekompensację charakterystyki toru filtrem FIR o 6 współczynników, natomiast po stronie odbiorczej zastosowano korektor FFE o 5 współczynników rozłożonych co UI i dobranych podobnie jak dla modułacji NRZ i Duobinary w sposób minimalizujący bitową stopę błędów. W trakcie pomiarów z modulacją PAM-4 wykorzystano sekwencję PRBS11. Bitowa stopa błędów została określona z wykorzystaniem oprogramowania wbudowanego w oscyloskop bazując na metodzie *bathub*. Wykresy oka dla przepływności 100 Gbit/s oraz 120 Gbit/s zostały przedstawione na rys. 57. Jak można zauważyć, nawet dla przepływności 120 Gbit/s oka wykresu pozostają otwarte.



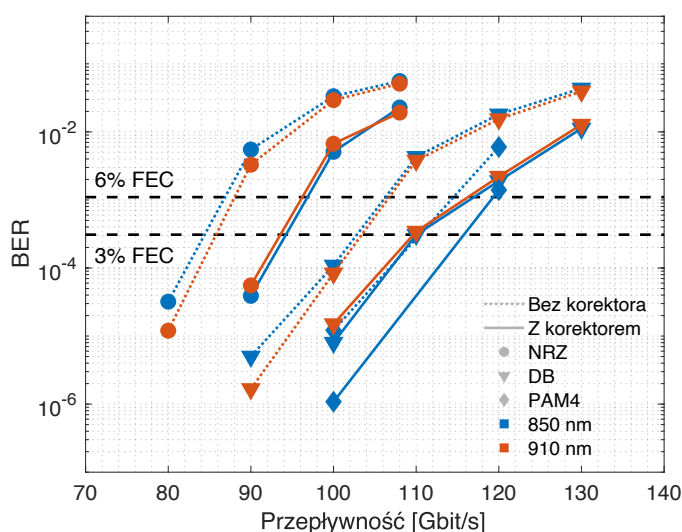
Rys. 56. Diagramy oka dla modułacji NRZ oraz Duobinary dla wybranych przepływności



Rys. 57. Diagramy oka dla modulacji PAM-4 i lasera VCSEL 850 nm z zastosowaniem korektora FFE

Na rys. 58 przedstawiono bitową stopę błędów w funkcji przepływności dla omawianych formatów modulacji. Bitowa stopa błędów dla modulacji PAM-4 jest najniższa zarówno, gdy porównuje się wyniki uzyskane bez korektora FFE po stronie odbiorczej, jak i z korektorem. Dla narzutu związanego z korekcją błędów na poziomie 3% możliwe do uzyskania przepływności są na poziomie 110 Gbit/s (106,7 Gbit/s netto) w przypadku braku korektora FFE oraz 116 Gbit/s (112,6 Gbit/s netto) w przypadku zastosowania korektora FFE po stronie odbiorczej. Dla progu korekcji błędów wynoszącego 6% wartości te wynoszą odpowiednio 114 Gbit/s (107,5 Gbit/s netto) oraz 119 Gbit/s (112,2 Gbit/s netto)

W przypadku modulacji Duobinary z wykorzystaniem korektora FFE transmisja zarówno na długości fali 850 nm jak i 910 nm pozwala na realizację łącza o przepływności 100 Gbit/s. Dla tych dwóch długości fali bitowa stopa błędów jest poniżej określonych progów korekcyjnych. Dla progu korekcyjnego 3% modulacja Duobinary pozwala na uzyskanie przepływności 110 Gbit/s, co, po odjęciu narzutu korektora, daje przepływność netto na poziomie 106 Gbit/s, a w przypadku progu korekcyjnego 6% przepływność netto rośnie

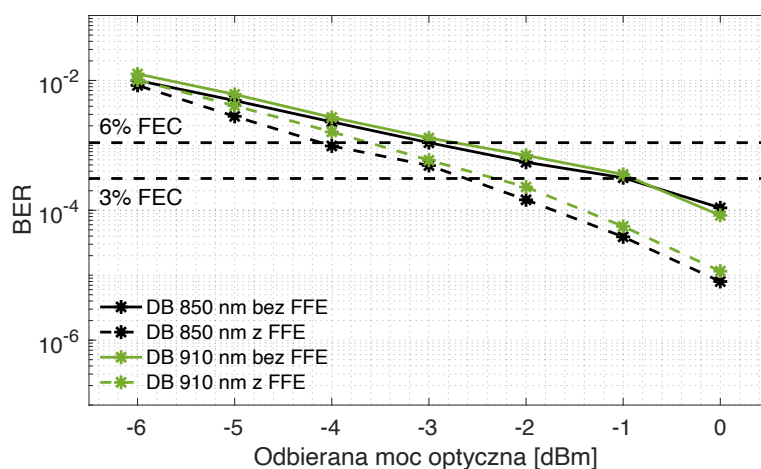


Rys. 58. Bitowa stopa błędów w funkcji przepływności dla omawianych eksperymentów

do 111 Gbit/s (wartość graniczna BER została osiągnięta w tym przypadku dla przepływności z narzutem korekcyjnym wynoszącej 118 Gbit/s). Bez zastosowania korektora FFE możliwa do uzyskania przepływność netto w przypadku modulacji Duobinary dla progu korekcyjnego 3% jak i 6% wynosi 100 Gbit/s.

Dla modulacji NRZ oraz korektora FFE możliwe do uzyskania przepływności netto okazały się niższe: 90 Gbit/s przy zastosowaniu korektora FFE, a w przypadku jego braku wartość ta spada do 81 Gbit/s. Taki spadek jakości transmisji można w tym przypadku uzasadnić niskim stosunkiem mocy sygnału do mocy szumu dla częstotliwości powyżej 40 GHz, które to są znacznie wzmacniane w nadajniku (por. rys. 55) oraz faktem, że modulacja NRZ wymaga więcej pasma elektrycznego do transmisji przy tej samej przepływności binarnej w porównaniu do innych formatów modulacji wyższego stopnia.

Dla przepływności 100 Gbit/s i modulacji Duobinary zdecydowano się również wykreślić zależność bitowej stopy błędów od mocy odbieranego sygnału, co zostało zaprezentowane na rys. 59. Dla systemu bez zastosowania korektora i niższego progu korekcji błędów (3%) budżet mocy jest w tym przypadku niewielki i wynosi około 1,0 dB, gdzie przy narzucie 6% budżet ten zwiększa się do 3,0 dB. Zastosowanie korektora znacznie poprawia tę sytuację, umożliwiając uzyskanie budżetu mocy na poziomie 2,5 dB w przypadku kodu korekcyjnego z narzutem 3% i 4,0 dB w przypadku kodu korekcyjnego z narzutem 6%. Uzyskane wyniki są praktycznie niezależne od długości fali lasera VCSEL co wynika z faktu, że odpowiedzi częstotliwościowe tych struktur są niemal identyczne.

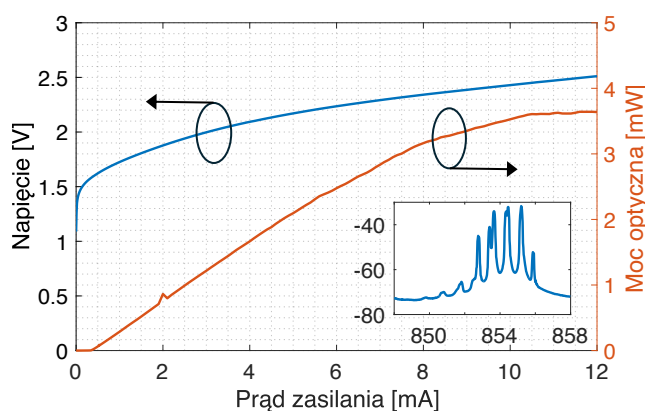


Rys. 59. Bitowa stopa błędów dla przepływności 100 Gbit/s w funkcji odbieranej mocy dla systemu z korektorem i bez [A2]

5.3 Transmisja o zwiększonym zasięgu

Kolejnym eksperymentem przeprowadzonym w ramach tej pracy było porównanie możliwości transmisyjnych omawianych laserów VCSEL w przypadku zwiększonej długości światłowodu wielomodowego. Badania przedstawione w tym podrozdziale opierają się na wynikach opublikowanych w pracy [A3]. W eksperymencie wykorzystano wieloaperturowy laser VCSEL oraz wielomodowy laser VCSEL o aperturze nieznacznie większej ($6,5 \mu\text{m}$) od omawianego wcześniej. Wybór lasera o nieznacznie większej aperturze ma na celu zapewnienie jak największej liczby modów emitowanych przez laser. Charakterystykę LIV wraz z widmem optycznym wielomodowego lasera przedstawiono na rys. 60. W celu porównania możliwości i ograniczeń transmisyjnych zmierzono charakterystykę traktu światłowodowego składającego się z omawianych laserów, wielomodowego światłowodu typu OM4 o długości od 1 m (połączenie bezpośrednie B2B – *back-to-back*) do 800 m oraz odbiornika Thorlabs DXM30BF. Do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej wykorzystano wektorowy analizator sieci VNA. Aby przedstawić wyłącznie charakterystykę laserów w połączeniu ze światłowodem, zdecydowano się skompensować zmierzone charakterystyki o wpływ zastosowanego odbiornika i łącza elektrycznego.

W celu otrzymania maksymalnego możliwego do uzyskania pasma oba lasery zasilane były prądem 11 mA. Wyniki pomiarów zostały zaprezentowane na rys. 61, gdzie linia ciągła odpowiada strukturze o czterech aperturach, natomiast linią przerywaną oznaczono wyniki dla wielomodowego lasera VCSEL. Zmiana charakterystyki systemu w przypadku lasera VCSEL o czterech aperturach jest niewielka przy transmisji na odległość do 400 m, gdzie zmiana pasma 3-decybelowego jest na poziomie 2,1 GHz (27,8 GHz w przypadku B2B

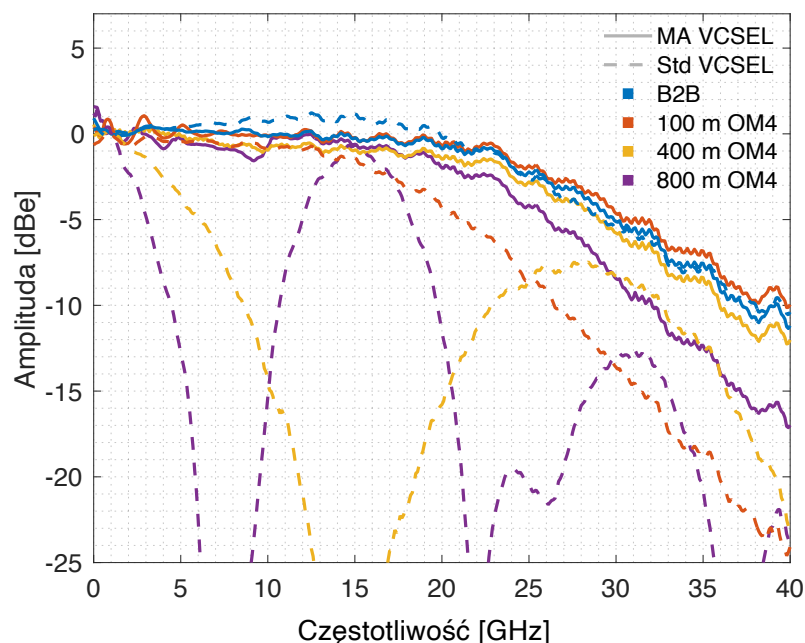


Rys. 60. Charakterystyka napięciowo-mocowa w funkcji prądu zasilania wielomodowego lasera VCSEL o średnicy obszaru aktywnego $6,5\mu\text{m}$, wstawka: widmo optyczne przy prądzie zasilania 10 mA

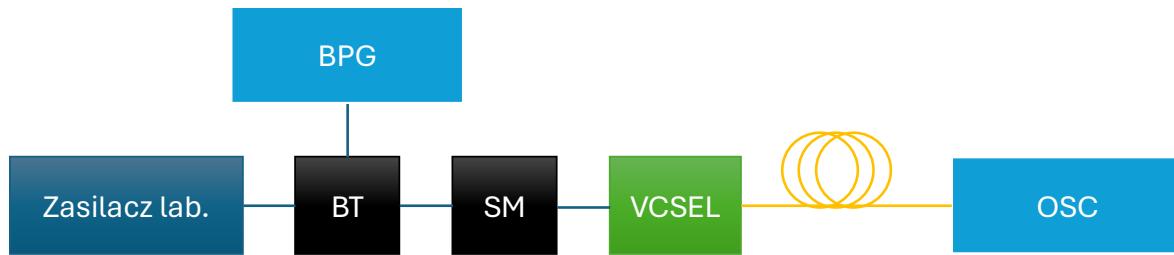
oraz 25,7 GHz po 400 m). Dla światłowodu o długości 800 m pasmo takiego systemu maleje do 23,6 GHz. W przypadku standardowej struktury VCSEL obserwuje się znaczną zmianę pasma systemu w zależności od jego długości. Mianowicie, już po 100 m transmisji dostępne pasmo maleje do 17,8 GHz z 26,2 GHz w przypadku B2B. Dla światłowodu o długości 400 m pasmo to maleje do 4,5 GHz, aby ostatecznie osiągnąć wartość 2,5 GHz po 800 m transmisji.

Dodatkowo dla transmisji 400 m i 800 m na rys. 61 można zauważyć charakterystyczne spadki w odpowiedzi częstotliwościowej, które związane są z efektami dyspersyjnymi i poszerzeniem się transmitowanych impulsów w dziedzinie czasu. Efekt ten spowodowany jest szeroką linią widmową, którą obserwuje się w przypadku wielomodowego lasera VCSEL (szerokość linii widmowej wynosi dla niego 0,73 nm), a która nie jest problemem w przypadku struktury o czterech aperturach (szerokość linii widmowej 0,2 nm) przy podobnej emitowanej mocy optycznej.

Możliwości transmisyjne przedstawionych struktur zostały przetestowane również w eksperymencie transmisji danych o przepływności 56 Gbit/s w układzie jak na rys. 62.



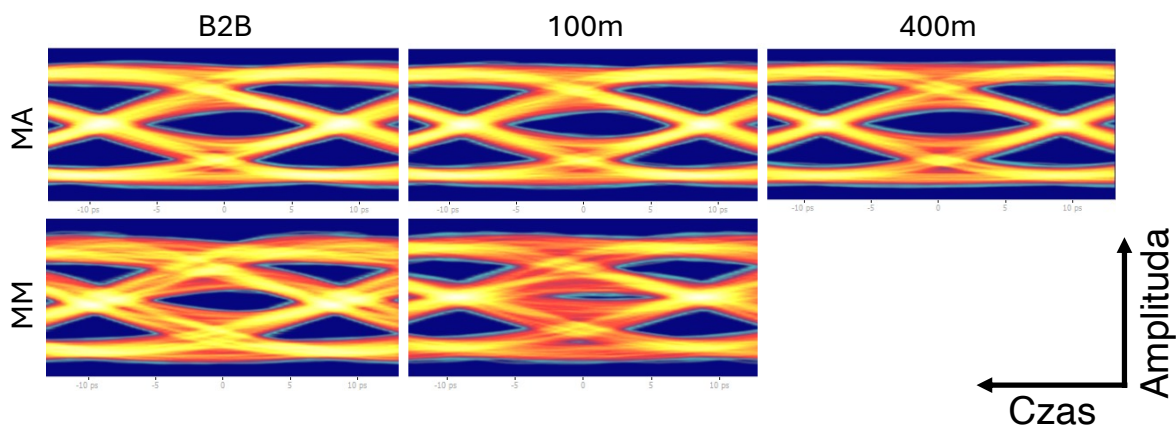
Rys. 61. Pasma systemu dla różnych typów lasera VCSEL i długości światłowodu, MA – laser o 4 aperturach, MM – laser wielomodowy, prąd zasilania wyniósł 11 mA [A3]



Rys. 62. Schemat systemu transmisyjnego wykorzystujący standardowy i wieloaperturowy laser VCSEL; BPG – generator sekwencji PRBS, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, OSC – oscyloskop z przystawką optyczną

Układ ten składał się z generatora sekwencji PRBS11 (BPG) SHF 12104A. Wartość międzyszczytowa V_{pp} tego sygnału wynosiła 500 mV, a przepływność 56 Gbit/s. Następnie, poprzez 30 cm przewodu wysokich częstotliwości sygnał ten trafiał do trójnika wysokoczęstotliwościowego (BT), gdzie wraz z prądem zasilania, podawany był przez sondę mikrofalową (MF) do laserów VCSEL. Sygnał optyczny transmitowany był przez wymienione wcześniej włókna światłowodowe OM4 o długości 1 m, 100 m i 400m. Do odbioru sygnału wykorzystano oscyloskop próbkujący (OSC) Tektronix DSA8300 z wkładką optyczną 80C15 umożliwiającą pomiary w zakresie długości fali 850 nm z pasmem elektrycznym wynoszącym 32 GHz. Podobnie jak w poprzednim eksperymencie, sygnał z laserów sprzęgany był ze światłowodem zakończonym soczewką. W odróżnieniu od wyników przedstawionych w poprzednim podrozdziale, w tym przypadku nie były implementowane algorytmy przetwarzania sygnałów. Do określenia bitowej stopy błędów wykorzystano wbudowaną w oscyloskop funkcję bazującą na metodzie określania BER na podstawie rozkładu gęstości prawdopodobieństwa i za bezbłędną transmisję przyjęto taką, dla której BER jest poniżej wartości 10^{-12} .

Wyniki tego eksperymentu w postaci diagramów oka zostały przedstawione na rys. 63. Ponieważ dla światłowodu o długości 800m dla obu laserów pasmo było znacząco ograniczone, zdecydowano się przeprowadzić eksperymenty dla światłowodów o długości do 400 m. Transmisję przy tak ustalonej stopie błędów zrealizowano dla lasera o 4 aperturach w całym omawianym zakresie długości światłowodu. Dla lasera wielomodowego już po 100 m transmisji zaobserwowano znaczne zniekształcenia w postaci zmniejszonej amplitudy sygnałów o wysokich przepływnościach jako zamykanie się wykresu oka. W przypadku tego dystansu można by jeszcze skompensować wpływ charakterystyki częstotliwościowej poprzez zastosowanie korektorów FFE jednak dla odległości 400 m transmisja ta nie była już możliwa do zrealizowania.

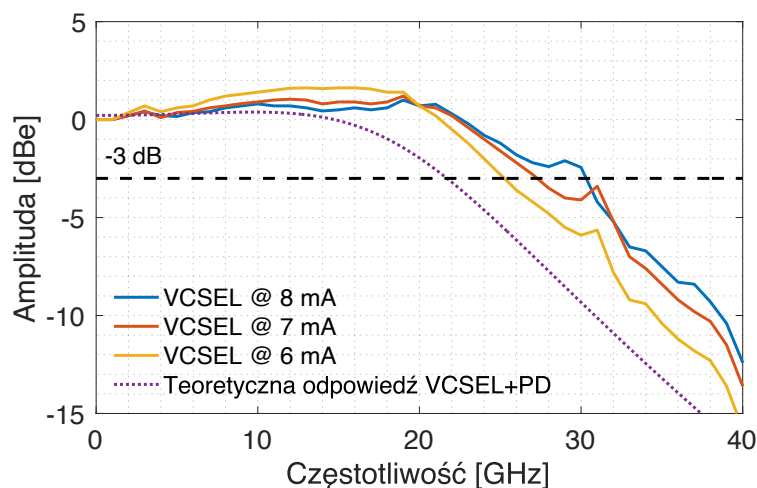


Rys. 63. Diagramy oka dla transmisji 56 Gbit/s z wykorzystaniem struktury o 4 aperturach (MA) i wielomodowego lasera VCSEL (MM) dla różnych długości światłowodu OM4 [A3]

5.4 Integracja struktur VCSEL oraz PIN z układami elektronicznymi

W tym podrozdziale zaprezentowana zostanie integracja omawianych w pracy struktur, a mianowicie fotodiody PIN o rozmiarze obszaru aktywnego $20\ \mu\text{m}$ ze wzmacniaczem transimpedancyjnym oraz lasera VCSEL o aperturze $3,5\ \mu\text{m}$ ze sterownikiem. Wzmacniacz transimpedancyjny i sterownik lasera zostały opracowane przez IHP GmbH i wykorzystane do integracji z omawianymi w tej pracy strukturami. Wzmacniacz transimpedancyjny bazuje na rozwiązaniu przedstawionym w [127], natomiast informacje o sterowniku lasera można znaleźć w [A4].

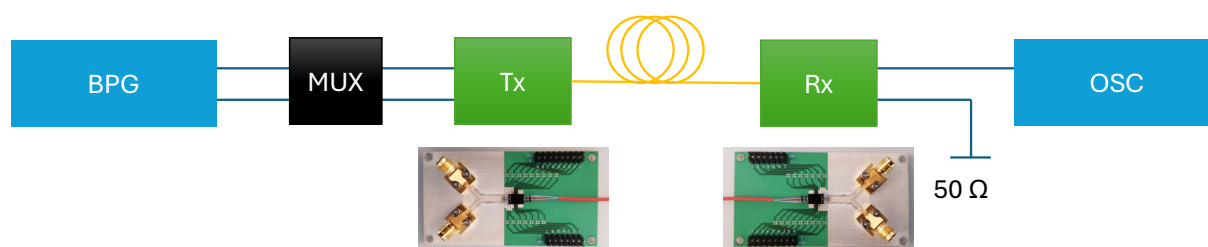
Odpowiedź częstotliwościowa łącza bazującego na zintegrowanym z układami elektronicznymi laserem VCSEL i fotodiody PIN przedstawiona została na rys. 64. Prezentuje ona trzy krzywe dla wybranych wartości prądu zasilania lasera VCSEL. Dodatkowo na rysunku zamieszczono zamodelowaną charakterystykę częstotliwościową omawianej fotodiody PIN w połączeniu z laserem VCSEL. Podobnie jak w poprzednich eksperymentach, została ona określona z wykorzystaniem wektorowego analizatora sieci Keysight 5007A. Pozostałe parametry sterowników zostały dobrane tak, aby zmaksymalizować dostępne pasmo łącza. Maksymalne uzyskane pasmo 3-decybelowe dla takiego łącza zostało określone na poziomie 30,3 GHz dla prądu zasilania lasera wynoszącego 8 mA.



Rys. 64. Charakterystyka częstotliwościowa zintegrowanego łącza optycznego (na podstawie [A4])

W przypadku niższego prądu zasilającego równego 6mA obserwuje się zmniejszenie dostępnego pasma do 25,3 GHz. Układ VCSEL – PD (bez sterowników) charakteryzuje się mniejszym pasmem wynoszącym 21,8 GHz. Różnica ta wynika z dwóch czynników: po pierwsze, sterownik lasera VCSEL w zakresie częstotliwości 20-50 GHz cechuje się wzmocnieniem na poziomie 2 dB. Po drugie, jak pokazano na rys. 47, integracja fotodiody PIN z urządzeniami o niskim obciążeniu wejściowym pozwala na rozszerzenie pasma ich pracy.

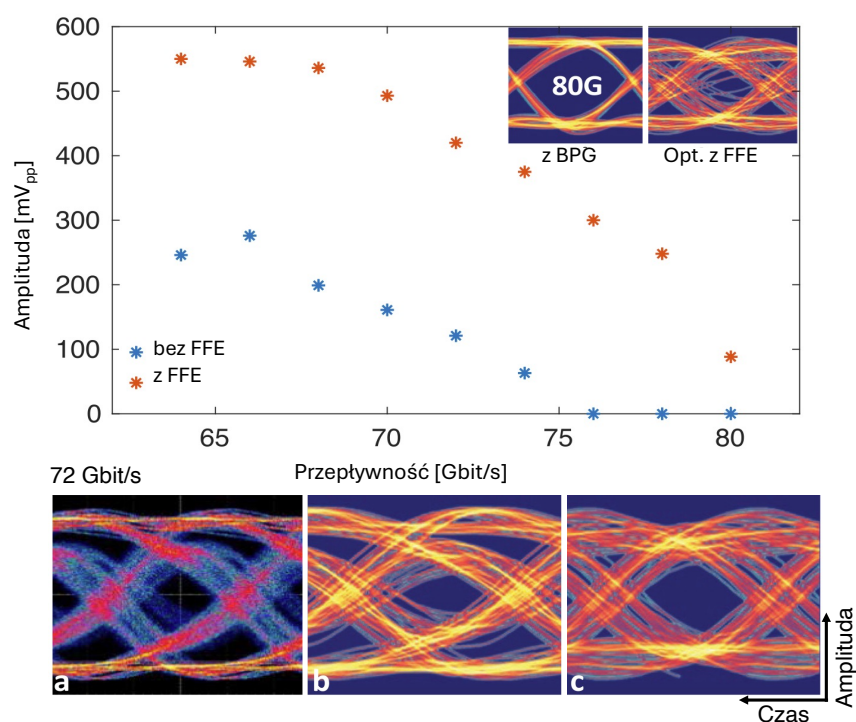
Układ pomiarowy do eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem omawianych sterowników zintegrowanych z laserem VCSEL i fotodiody PIN został przedstawiony na rys. 65. System składał się z generatora sekwencji PRBS (BPG) SHF 12104A, który poprzez multiplekser czasowy (MUX), podłączony był do modułu nadawczego (Tx), a następnie poprzez światłowód typu OM3 sygnał trafiał do modułu odbiornika (Rx). Moduł nadajnika i odbiornika zostały umieszczone na płycie ewaluacyjnej wyposażonej w dwa porty elektryczne 1.85 mm oraz sprzęgacz, którego rolą było w przypadku modułu nadajnika sprzęganie sygnału lasera ze światłowodem wielomodowym natomiast w przypadku modułu odbiorczego sprzęganie sygnału ze światłowodu z fotodiody. Efektywność sprzęgania wynosiła około 75%. Sygnał z jednego kanału modułu odbiornika trafiał następnie do oscyloskopu próbkującego Tektronix DSA8300 (OSC), natomiast z drugiego na obciążenie 50 Ω. Zastosowanie multipleksera czasowego (MUX) podyktowane było faktem, że generator BPG miał ograniczoną przepływność do 64 Gbit/s i w celu uzyskania wyższej przepływności niezbędna była multipleksacja dwóch kanałów. W tym eksperymencie zastosowano modulację NRZ z sekwencją PRBS7.



Rys. 65. Schemat układu do eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem zintegrowanych układów nadawczo-odbiorczych wykorzystujących omawiane w tej pracy lasery VCSEL i fotodiody PIN

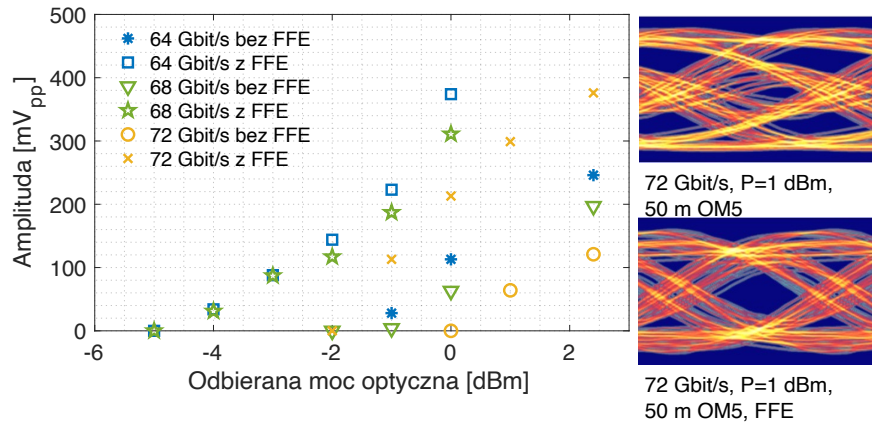
Aby zdekorelować źródła danych sekwencja z jednego kanału BPG przesunięta była względem drugiej o 64 bity. Wartość międzyszczytowa napięcia modulacji podawanego do modułu nadajnika wynosiła 600 mV_{pp} . Eksperymenty transmisyjne zostały przeprowadzone dla przepływności od 64 Gbit/s do 80 Gbit/s. Bitowa stopa błędów była estymowana na podstawie funkcji gęstości prawdopodobieństwa z wykorzystaniem zaimplementowanego w oscyloskopie oprogramowania. Jako poziom bezbłędnej transmisji przyjęto bitową stopę błędów na poziomie 10^{-12} i w odniesieniu do tej stopy błędów przedstawiono wyniki. W badaniach rozważono dwa przypadki: 1) bez wykorzystania korektora FFE po stronie odbiorczej, 2) z wykorzystaniem korektora FFE o dwóch współczynnikach realizowanego przez oprogramowanie oscyloskopu. Współczynniki korektora zostały ustalone dla przepływności 80 Gbit/s i tak wykorzystane również przy niższych przepływnościach. Na rys. 66 przedstawiono wyniki tych pomiarów.

Transmisja na poziomie BER 10^{-12} możliwa była do zrealizowania z wykorzystaniem omawianych układów dla przepływności do 74 Gbit/s bez zastosowania korektora oraz dla przepływności do 80 Gbit/s z wykorzystaniem korektora FFE. Z racji przyjętej w tym eksperymencie stopy błędów mamy tu do czynienia z efektywnymi przepływnościami, dla których niepotrzebny jest dodatkowy narzut związany z kodowaniem korekcyjnym, jak miało to miejsce w przypadku modulacji NRZ i Duobinary omawianych wcześniej. Dla transmisji o przepływnościach 80 Gbit/s z korektorem oraz 74 Gbit/s bez korektora margines błędu w kontekście odbieranej mocy praktycznie nie istniał. Dlatego też w przypadku pomiaru budżetu mocy zdecydowano się na wzięcie pod uwagę tylko trzech przepływności: 62 Gbit/s, 68 Gbit/s oraz 72 Gbit/s, dla których zarówno transmisja z wykorzystaniem korektora jak i bez niego pozwalała na uzyskanie BER na zadanym poziomie.



Rys. 66. Amplituda rozwarcia diagramu oka przy poziomie bitowej stopy błędu 10^{-12} dla transmisji bez korektora FF i z korektorem w zależności od przepływności oraz diagramy oka dla przepływności 72 Gbit/s: a) z oscyloskopu samplującego, b) z oprogramowania do estymacji BER, c) po zastosowaniu korektora FFE. Wstawka: diagram oka dla 80 Gbit/s bezpośrednio z BPG oraz po transmisji z wykorzystaniem modułów nadawczo-odbiorczych i z korektorem FFE (Opt. Z FFE) [A4]

Wyniki tych pomiarów zaprezentowano na rys. 67. Redukcji mocy optycznej dokonano z wykorzystaniem tłumika optycznego EXFO FVA znajdującego się pomiędzy modulem nadawczym a odbiorczym. Dla transmisji o przepływności 72 Gbit/s dostępny budżet mocy na zadanym poziomie BER wynosił jedynie 2,0 dB, gdzie dla przepływności 64 Gbit/s zwiększył się do 3,5 dB. Zastosowanie korektora zwiększyło ten budżet średnio o 3,0 dB dla przepływności 64 Gbit/s i 68 Gbit/s. Natomiast dla przepływności 72 Gbit/s zwiększyło o około 2,0 dB, w wyniku czego całkowity budżet mocy dla przepływności 72 Gbit/s to 4,0 dB natomiast dla niższych przepływności to 6,5 dB. Na rys. 67 zaprezentowano dodatkowo wykresy oka dla przepływności 72 Gbit/s dla transmisji z wykorzystaniem 50 m światłowodu wielomodowego typu OM5. Jak można zauważyć, dla transmisji bez korektora FFE wyraźnie widoczne są efekty związane z ograniczonym pasmem takiego systemu, co wiąże się z efektami dyspersyjnymi występującymi w światłowodzie. Aby przeciwdziałać tym efektom, należałoby skorzystać z lasera o węższej linii widmowej i podobnej mocy nadawczej, jak chociażby omawianego wcześniej lasera o czterech aperturach.



Rys. 67. Amplituda rozwarcia diagramu oka dla BER na poziomie 10^{-12} bez korektora oraz z zastosowaniem korektora FFE o 2 współczynnikach w funkcji odbieranej mocy; po prawej: diagramy oka dla transmisji 50m OM5 [A4]

6. Podsumowanie

Rozprawa ta poświęcona była modelowaniu małosygnalowemu i charakteryzacji komponentów optoelektronicznych dla potrzeb krótkodystansowej transmisji światłowodowej. Takie systemy transmisyjne wykorzystywane są do transmisji danych z przepływnościami powyżej 25 Gbit/s na dystansach do 1 km. Głównym miejscem zastosowań takich systemów transmisyjnych są centra danych.

W pracy opracowano model małosygnalowy laserów VCSEL o wielu aperturach i udowodniono, że zapewnia on bardzo dobre dopasowanie charakterystyki odbiciowej do otrzymanych pomiarów. Charakteryzacja częstotliwościowa nowych struktur i modelowanie pokazały, że pasmo możliwe do uzyskania przez struktury laserowe o wielu aperturach jest porównywalne do uzyskiwanego przez standardowe lasery VCSEL i wynosi ~ 30 GHz. Głównym ograniczeniem odpowiedzi częstotliwościowej struktur wieloaperturowych są efekty pojemnościowe związane z układem pasożytniczym, które to ograniczają pasmo laserów o 4 aperturach pracujących na długości fali 850 nm do 26,8 GHz dla prądu zasilania 10 mA. Rozdział ten udowodnił Tezę 1.

W kolejnym rozdziale omówiono model małosygnalowy fotodiod PIN pracujących w pierwszym oknie transmisyjnym. W tej części pracy skupiono się na analizie częstotliwościowej i wpływie zarówno układu pasożytniczego, jak i konwersji optyczno-elektrycznej na charakterystykę przenoszenia tych struktur. Pod uwagę wzięto fotodiody PIN o średnicy obszaru aktywnego w zakresie od 8 μm do 32 μm . Dodatkowo zaproponowano model małosygnalowy fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym i zbadano wpływ takiego kontaktu na odpowiedź częstotliwościową. Model ten bardzo dobrze odzwierciedla zachowanie omawianych fotodiod. Pokazano również, że pomimo zwiększonej efektywnej powierzchni obszaru aktywnego dla fotodiod z niepełnym kontaktem elektrycznym ich pasmo przenoszenia wyraźnie spada i takie podejście nie wykazuje przewagi nad fotodiodami z pełnym kontaktem elektrycznym. W ten sposób udowodniono Tezę 2.

Ostatnią część pracy poświęcono eksperymentom transmisyjnym z wykorzystaniem laserów VCSEL i fotodiod. Pokazano, że zarówno standardowe lasery VCSEL, jak i te o wielu aperturach mogą osiągać przepływności powyżej 100 Gbit/s przy zastosowaniu formatów modulacji takich jak Duobinary czy PAM-4. Modulacje te są prostsze w implementacji

i nie wymagają zaawansowanego przetwarzania sygnałów jak w przypadku bardziej zaawansowanych formatów modulacji typu DMT czy QAM. Wyniki te udowodniły Tezę 3.

Przedstawienie zastosowania laserów VCSEL o wielu aperturach w telekomunikacji stanowi oryginalne rozwiązanie kwestii realizacji systemu transmisyjnego bazującego na światłowodzie wielomodowym, gdzie problemem była konstrukcja takiego nadajnika, który zapewni zarówno wąską linię widmową jak i wysoką wyjściową moc optyczną. Przedstawione w pracy modele małosygnałowe można wykorzystać w projektowaniu i udoskonalaniu części elektrycznej układów nadawczo-odbiorczych światłowodowych systemów transmisyjnych. Takie modele można bez problemu zaimplementować w oprogramowaniu wspomagającym projektowanie i symulacje układów elektronicznych.

Możliwe dalsze kierunki badań obejmują między innymi wykorzystanie przedstawionych laserów wieloaperturowych do zastosowań w łączach optycznych w wolnej przestrzeni, a także do generacji nośnych z zakresu częstotliwości radiowych poprzez przestrajanie częstotliwości pracy poszczególnych z apertur.

Bibliografia

- [1] A. Feldmann *et al.*, „The Lockdown Effect: Implications of the COVID-19 Pandemic on Internet Traffic”, w *Proceedings of the ACM Internet Measurement Conference*, Virtual Event USA: ACM, paź. 2020, s. 1–18. doi: 10.1145/3419394.3423658.
- [2] „AI power: Expanding data center capacity to meet growing demand, McKinsey&Company, <https://www.mckinsey.com/industries/technology-media-and-telecommunications/our-insights/ai-power-expanding-data-center-capacity-to-meet-growing-demand> Dostęp: 01.2025”.
- [3] „Common Electrical I/O – 224G-LR”. OI Forum. [Online]. Dostępne na: <https://www.oiforum.com/technical-work/hot-topics/common-electrical-i-o-cei-224g/>
- [4] I. Lyubomirsky *et al.*, „Toward Baseline for 400GBASE-ZR Optical Specs”, IEEE P802.3ct Meeting, Vancouver, Canada, March 11-12, 2019, [Online]. Dostępne na: https://www.ieee802.org/3/ct/public/19_03/lyubomirsky_3ct_01a_0319.pdf.
- [5] B. Welch, „Baseline Proposals for 800GE Over Eight Fiber Pairs for 500m and 2km”. [Online]. Dostępne na: https://www.ieee802.org/3/df/public/22_02/welch_3df_01a_220222.pdf
- [6] R. Gruen i R. Kirkland, „The Data Center Evolution: How to Overcome Data Center Cabling Challenges”, *Corning Incorporated*. [Online]. Dostępne na: <https://www.corning.com/data-center/worldwide/en/home/knowledge-center/data-center-evolution-overcome-cabling-challenges.html>
- [7] D. M. Kuchta, „High Capacity VCSEL-based links”, w *Optical Fiber Communication Conference*, Los Angeles, California: OSA, 2017, s. Tu3C.4. doi: 10.1364/OFC.2017.Tu3C.4.
- [8] R. Murty, E. Parsons, M. Choudhury, i R. Lingle, „Baseline Proposal for 800 GbE over Eight Pairs of MMF for 50 and 100 m Reaches”, [Online]. Dostępne na: https://www.ieee802.org/3/df/public/22_03/murty_3df_01a_220315.pdf
- [9] J.-W. Shi, Y.-H. Cheng, J.-M. Wun, K.-L. Chi, Y.-M. Hsin, i S. D. Benjamin, „High-Speed, High-Efficiency, Large-Area p-i-n Photodiode for Application to Optical Interconnects from 0.85 to 1.55 μm Wavelengths”, *J. Light. Technol.*, t. 31, nr 24, s. 3956–3961, grudz. 2013, doi: 10.1109/JLT.2013.2278273.
- [10] Z. Xie, Z. Zhou, L. Li, Z. Deng, H. Ji, i B. Chen, „High-Speed 850 nm Photodetector for Zero-Bias Operation”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 28, nr 2: Optical Detectors, s. 1–7, mar. 2022, doi: 10.1109/JSTQE.2021.3095470.

- [11] T. Long *et al.*, „High-Speed 46-GHz 850 nm Photodetector With Inductive Peaking”, *J. Light. Technol.*, t. 42, nr 6, s. 2042–2048, mar. 2024, doi: 10.1109/JLT.2023.3328899.
- [12] N. Dupuis *et al.*, „Exploring the limits of high-speed receivers for multimode VCSEL-based optical links”, w *Optical Fiber Communication Conference*, San Francisco, California: OSA, 2014, s. M3G.5. doi: 10.1364/OFC.2014.M3G.5.
- [13] M. V. R. Murty *et al.*, „Development and Characterization of 100 Gb/s Data Communication VCSELs”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 33, nr 16, s. 812–815, sie. 2021, doi: 10.1109/LPT.2021.3069146.
- [14] M. Hoser, W. Kaiser, D. Quandt, J. Bueno, S. Saintenoy, i S. Eitel, „Highly Reliable 106 Gb/s PAM-4 850 nm Multi-Mode VCSEL for 800G Ethernet Applications”, w *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022*, San Diego, California: Optica Publishing Group, 2022, s. Tu2D.5. doi: 10.1364/OFC.2022.Tu2D.5.
- [15] Z. Jiang, H. Beshara, J. Lam, N. Ben-Hamida, i C. Plett, „High Speed DMT for 224 Gb/s and Faster Wireline Transmission”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, t. 70, nr 4, s. 1758–1771, kwi. 2023, doi: 10.1109/TCSI.2023.3234920.
- [16] J. Armstrong, „OFDM for Optical Communications”, *J. Light. Technol.*, t. 27, nr 3, s. 189–204, luty 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.2010061.
- [17] C. Kottke *et al.*, „High-Speed DMT and VCSEL-Based MMF Transmission Using Pre-Distortion”, *J. Light. Technol.*, t. 36, nr 2, s. 168–174, sty. 2018, doi: 10.1109/JLT.2017.2781800.
- [18] D. Zou *et al.*, „Comparison of Bit-Loading DMT and Pre-Equalized DFT-Spread DMT for 2-km Optical Interconnect System”, *J. Light. Technol.*, t. 37, nr 10, s. 2194–2200, maj 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2899737.
- [19] N. Ledentsov, V. A. Shchukin, N. N. Ledentsov, J.-R. Kropp, S. Burger, i F. Schmidt, „Direct Evidence of the Leaky Emission in Oxide-Confined Vertical Cavity Lasers”, *IEEE J. Quantum Electron.*, t. 52, nr 3, s. 1–7, mar. 2016, doi: 10.1109/JQE.2016.2518081.
- [20] E. Haglund, Å. Haglund, J. S. Gustavsson, B. Kögel, P. Westbergh, i A. Larsson, „Reducing the spectral width of high speed oxide confined VCSELs using an integrated mode filter”, zaprezentowano na SPIE OPTO, C. Lei i K. D. Choquette, Red., San Francisco, California, USA, luty 2012, s. 82760L. doi: 10.1117/12.908424.
- [21] H. Soda, K. Iga, C. Kitahara, i Y. Suematsu, „GaInAsP/InP Surface Emitting Injection Lasers”, *Jpn. J. Appl. Phys.*, t. 18, nr 12, s. 2329–2330, grudz. 1979, doi: 10.1143/JJAP.18.2329.

- [22] R. Michalzik, Red., *VCSELs: Fundamentals, Technology and Applications of Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers*, t. 166. w Springer Series in Optical Sciences, vol. 166. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013. doi: 10.1007/978-3-642-24986-0.
- [23] M. Ogura, T. Hata, i T. Yao, „Distributed Feed Back Surface Emitting Laser Diode with Multilayered Heterostructure”, *Jpn. J. Appl. Phys.*, t. 23, nr 7A, s. L512, lip. 1984, doi: 10.1143/JJAP.23.L512.
- [24] J. Jewell, „How Ethernet Standards Shaped VCSEL Technology”, w *2018 IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLC)*, Santa Fe, NM: IEEE, wrz. 2018, s. 1–2. doi: 10.1109/ISLC.2018.8516255.
- [25] A. Jaffal, P. Boulay, M. Vallo, i E. Dogmus, „VCSELs market outlook in consumer sensing and data communication”, w *Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers XXVIII*, K. D. Choquette i C. Lei, Red., San Francisco, United States: SPIE, mar. 2024, s. 12. doi: 10.1117/12.3009868.
- [26] M. Dummer, K. Johnson, S. Rothwell, K. Tatab, i M. K. Hibbs-Brenner, „The role of VCSELs in 3D sensing and LiDAR”, w *Optical Interconnects XXI*, H. Schröder i R. T. Chen, Red., Online Only, United States: SPIE, mar. 2021, s. 9. doi: 10.1117/12.2577885.
- [27] R. Sarzała, „Początek i rozwój półprzewodnikowych laserów VCSEL”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, t. 1, nr 8, s. 3–10, sie. 2017, doi: 10.15199/48.2017.08.01.
- [28] A. Wójcik-Jedlińska, „Innowacyjne konstrukcje laserów z pionową wnęką rezonansową”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, t. 1, nr 8, s. 87–90, sie. 2017, doi: 10.15199/48.2017.08.22.
- [29] M. Marciniak, „Mody poprzeczne w azotkowym laserze typu VCSEL”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, t. 1, nr 9, s. 127–131, wrz. 2015, doi: 10.15199/48.2015.09.33.
- [30] M. Grabherr, R. Jager, R. Michalzik, B. Weigl, G. Reiner, i K. J. Ebeling, „Efficient single-mode oxide-confined GaAs VCSEL’s emitting in the 850-nm wavelength regime”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 9, nr 10, s. 1304–1306, paź. 1997, doi: 10.1109/68.623244.
- [31] F. Adel Ismael Chaqmaqchee i J. A. Lott, „Impact of oxide aperture diameter on optical output power, spectral emission, and bandwidth for 980 nm VCSELs”, *OSA Contin.*, t. 3, nr 9, s. 2602, wrz. 2020, doi: 10.1364/OSAC.397687.
- [32] F. A. I. Chaqmaqchee, „Fabrication and characterization of stable temperature and reliable size oxide aperture VCSELs for short-reach communication”, *J. Opt.*, t. 53, nr 4, s. 3453–3462, wrz. 2024, doi: 10.1007/s12596-023-01519-w.

- [33] P. Moser *et al.*, „56 fJ dissipated energy per bit of oxide-confined 850 nm VCSELs operating at 25 Gbit/s”, *Electron. Lett.*, t. 48, nr 20, s. 1292–1294, wrz. 2012, doi: 10.1049/el.2012.2944.
- [34] H.-P. D. Yang *et al.*, „Characteristics of MOCVD- and MBE-grown InGa(N)As VCSELs”, *Semicond. Sci. Technol.*, t. 20, nr 8, s. 834–839, sie. 2005, doi: 10.1088/0268-1242/20/8/035.
- [35] Y.-H. Zhang i D. J. Smith, „Heterovalent semiconductor structures and devices grown by molecular beam epitaxy”, *J. Vac. Sci. Technol. Vac. Surf. Films*, t. 39, nr 3, s. 030803, maj 2021, doi: 10.1116/6.0000802.
- [36] H. E. Li i K. Iga, Red., *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Devices*, t. 6. w Springer Series in Photonics, vol. 6. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003. doi: 10.1007/978-3-662-05263-1.
- [37] E. Haglund *et al.*, „30 GHz bandwidth 850 nm VCSEL with sub-100 fJ/bit energy dissipation at 25–50 Gbit/s”, *Electron. Lett.*, t. 51, nr 14, s. 1096–1098, lip. 2015, doi: 10.1049/el.2015.0785.
- [38] H.-T. Cheng, Y.-C. Yang, T.-H. Liu, i C.-H. Wu, „Recent Advances in 850 nm VCSELs for High-Speed Interconnects”, *Photonics*, t. 9, nr 2, s. 107, luty 2022, doi: 10.3390/photonics9020107.
- [39] J. Wang *et al.*, „High speed 850nm oxide VCSEL development for 100Gb/s ethernet at Broadcom”, w *Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers XXVI*, K. D. Choquette, C. Lei, i L. A. Graham, Red., San Francisco, United States: SPIE, mar. 2022, s. 11. doi: 10.1117/12.2607305.
- [40] A. Larsson, J. S. Gustavsson, A. Fulop, E. Haglund, E. P. Haglund, i A. Kelkkanen, „The Future of VCSELs: Dynamics and Speed Limitations”, w *2020 IEEE Photonics Conference (IPC)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, wrz. 2020, s. 1–2. doi: 10.1109/IPC47351.2020.9252236.
- [41] T. Zuo, T. Zhang, S. Zhang, i L. Liu, „850-nm VCSEL-Based Single-Lane 200-Gbps PAM-4 Transmission for Datacenter Intra-Connections”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 33, nr 18, s. 1042–1045, wrz. 2021, doi: 10.1109/LPT.2021.3076828.
- [42] N. Ledentsov *et al.*, „Serial data transmission at 224 Gbit/s applying directly modulated 850 and 910 nm VCSELs”, *Electron. Lett.*, t. 57, nr 19, s. 735–737, wrz. 2021, doi: 10.1049/ell2.12236.

- [43] R. Puerta *et al.*, „Effective 100 Gb/s IM/DD 850-nm Multi- and Single-Mode VCSEL Transmission Through OM4 MMF”, *J. Light. Technol.*, t. 35, nr 3, s. 423–429, luty 2017, doi: 10.1109/JLT.2016.2625799.
- [44] M. D’Alessandro *et al.*, „Transverse Coupled Cavity VCSELs: Bridging Ultrabroadband Dynamics to Optical Supermodes”, *IEEE Photonics J.*, t. 16, nr 2, s. 1–7, kwi. 2024, doi: 10.1109/JPHOT.2024.3373171.
- [45] K. D. Choquette, „Optical Mode Engineering in VCSELs”, w *2021 27th International Semiconductor Laser Conference (ISLC)*, Potsdam, Germany: IEEE, paź. 2021, s. 1–2. doi: 10.1109/ISLC51662.2021.9615855.
- [46] H. Dave *et al.*, „Digital Modulation of Coherently-Coupled 2×1 Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Arrays”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 31, nr 2, s. 173–176, sty. 2019, doi: 10.1109/LPT.2018.2888806.
- [47] X. Gu, M. Nakahama, A. Matsutani, M. Ahmed, A. Bakry, i F. Koyama, „850 nm transverse-coupled-cavity vertical-cavity surface-emitting laser with direct modulation bandwidth of over 30 GHz”, *Appl. Phys. Express*, t. 8, nr 8, s. 082702, sie. 2015, doi: 10.7567/APEX.8.082702.
- [48] N. Haghghi, P. Moser, i J. A. Lott, „Power, Bandwidth, and Efficiency of Single VCSELs and Small VCSEL Arrays”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 25, nr 6, s. 1–15, lis. 2019, doi: 10.1109/JSTQE.2019.2922843.
- [49] H.-H. Lu *et al.*, „A 56 Gb/s PAM4 VCSEL-Based LiFi Transmission With Two-Stage Injection-Locked Technique”, *IEEE Photonics J.*, t. 9, nr 1, s. 1–8, luty 2017, doi: 10.1109/JPHOT.2016.2637564.
- [50] A. B. Arons i M. B. Peppard, „Einstein’s Proposal of the Photon Concept—a Translation of the Annalen der Physik Paper of 1905”, *Am. J. Phys.*, t. 33, nr 5, s. 367–374, maj 1965, doi: 10.1119/1.1971542.
- [51] W. W. Gärtner, „Depletion-Layer Photoeffects in Semiconductors”, *Phys. Rev.*, t. 116, nr 1, s. 84–87, paź. 1959, doi: 10.1103/PhysRev.116.84.
- [52] B. E. A. Saleh i M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*, 1. wyd. Wiley, 1991. doi: 10.1002/0471213748.
- [53] J. Siuzdak, *Systemy i sieci foniczne*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2009.
- [54] H. Melchior, M. B. Fisher, i F. R. Arams, „Photodetectors for optical communication systems”, *Proc. IEEE*, t. 58, nr 10, s. 1466–1486, 1970, doi: 10.1109/PROC.1970.7972.
- [55] A. Schlachetzki, „Photodiodes for Optical Communication”, 1979, doi: <https://doi.org/10.1515/FREQ.1979.33.10.283>.

- [56] T. P. Pearsall, „Photodetectors for Optical Communication”, *J. Opt. Commun.*, t. 2, nr 2, sty. 1981, doi: 10.1515/JOC.1981.2.2.42.
- [57] S. M. Abbott i W. M. Muska, „Low-noise optical detection of a 1.1 Gb/s optical data stream”, *Electron. Lett.*, t. 15, nr 9, s. 250–251, kwi. 1979, doi: 10.1049/el:19790177.
- [58] A. M. Joshi i X. Wang, „DC to 50-GHz wide-bandwidth InGaAs photodiodes and photoreceivers”, zaprezentowano na Critical Review Collection, Bellingham, United States, wrz. 1999, s. 102950C. doi: 10.1117/12.361073.
- [59] M. M. Pour Fard, C. Williams, G. Cowan, i O. Liboiron-Ladouceur, „High-speed grating-assisted all-silicon photodetectors for 850 nm applications”, *Opt. Express*, t. 25, nr 5, s. 5107, mar. 2017, doi: 10.1364/OE.25.005107.
- [60] B. Ciftcioglu, J. Zhang, R. Sobolewski, i H. Wu, „An 850-nm Normal-Incidence Germanium Metal–Semiconductor–Metal Photodetector With 13-GHz Bandwidth and 8- μ A Dark Current”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 22, nr 24, s. 1850–1852, grudz. 2010, doi: 10.1109/LPT.2010.2089506.
- [61] D. Wu, Y.-T. Peng, X. Yu, i M. Feng, „Process Optimization and Microwave Model of GaAs Photodiodes for 50 Gb/s Optical Links”, *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, t. 33, nr 4, s. 557–563, lis. 2020, doi: 10.1109/TSM.2020.3016612.
- [62] J.-W. Shi, K.-L. Chi, C.-Y. Li, i J.-M. Wun, „Dynamic Analysis of High-Efficiency InP-Based Photodiode for 40 Gbit/s Optical Interconnect Across a Wide Optical Window (0.85 to 1.55 μ m)”, *J. Light. Technol.*, t. 33, nr 4, s. 921–927, luty 2015, doi: 10.1109/JLT.2014.2364627.
- [63] Meng-Chyi Wu, Yun-Hsun Huang, i Chong-Long Ho, „High-Speed InGaP/GaAs p-i-n Photodiodes With Wide Spectral Range”, *IEEE Electron Device Lett.*, t. 28, nr 9, s. 797–799, wrz. 2007, doi: 10.1109/LED.2007.902609.
- [64] F. J. Effenberger, „Ultrafast, Dual-Depletion Region, InGaAsInP p-i-n Detector” *J. Light. Technol.*, t. 14, nr 8, s. 1859–1864, sierpień 1996, doi: 10.1109/50.532024.
- [65] T. Long *et al.*, „High-Speed 46-GHz 850 nm Photodetector With Inductive Peaking”, *J. Light. Technol.*, t. 42, nr 6, s. 2042–2048, mar. 2024, doi: 10.1109/JLT.2023.3328899.
- [66] T. Ishibashi i H. Ito, „Uni-traveling-carrier photodiodes”, *J. Appl. Phys.*, t. 127, nr 3, s. 031101, sty. 2020, doi: 10.1063/1.5128444.
- [67] Z. Xie, Z. Zhou, L. Li, Z. Deng, H. Ji, i B. Chen, „High-Speed 850 nm Photodetector for Zero-Bias Operation”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 28, nr 2: Optical Detectors, s. 1–7, mar. 2022, doi: 10.1109/JSTQE.2021.3095470.

- [68] C. Cox, E. Ackerman, R. Helkey, i G. E. Betts, „Techniques and Performance of Intensity-Modulation Direct-Detection Analog Optical Links”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 45, nr 8, s. 1375–1383, sie. 1997, doi: 10.1109/22.618439.
- [69] A. Malacarne, F. Fresi, G. Meloni, T. Foggi, i L. Poti, „Time–Frequency Packing Applied to Cost-Effective IM/DD Transmission Based on Directly Modulated VCSEL”, *J. Light. Technol.*, t. 35, nr 20, s. 4384–4391, paź. 2017, doi: 10.1109/JLT.2017.2743529.
- [70] W.-L. Wu *et al.*, „24.9-GHz-bandwidth VCSEL enables 170-Gbit/s OFDM, GFDM, and DMT transmissions”, *Photonics Res.*, t. 12, nr 2, s. 377, luty 2024, doi: 10.1364/PRJ.498963.
- [71] U. Fiedler, B. Möller, G. Reiner, P. Schnitzer, i K. J. Ebeling, „10 Gbit/s data transmission using top emitting VCSELs with high sidemode suppression”, *Electron. Lett.*, t. 31, nr 19, s. 1664–1665, wrz. 1995, doi: 10.1049/el:19951152.
- [72] K. K. Lear, H. Q. Hou, V. M. Hietala, K. D. Choquette, i R. P. Schneider, „Engineering high-performance vertical cavity lasers”, w *1996 Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices. Proceedings*, Canberra, ACT, Australia: IEEE, 1996, s. 33–41. doi: 10.1109/COMMAD.1996.610054.
- [73] M. Webster, R. V. Penty, I. H. White, M. R. T. Tan, i S. W. Corzine, „Performance of 10 Gbit/s VCSELs operating at 85/spl deg/C”, w *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO 2000). Technical Digest. Postconference Edition. TOPS Vol.39 (IEEE Cat. No.00CH37088)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, 2000, s. 201–202. doi: 10.1109/CLEO.2000.906912.
- [74] M. Kicherer, R. Jager, R. King, F. Mederer, H. J. Unold, i K. J. Ebeling, „Single- and multi-mode VCSELs for 12.5 Gb/s data links”, w *Conference Digest. 2000 Conference on Lasers and Electro-Optics Europe (Cat. No.00TH8505)*, Nice, France: IEEE, 2000, s. 1. doi: 10.1109/CLEOE.2000.909796.
- [75] D. M. Kuchta, P. Pepeljugoski, i Y. Kwark, „VCSEL modulation at 20 Gb/s over 200 m of multimode fiber using a 3.3 V SiGe laser driver IC”, w *2001 Digest of LEOS Summer Topical Meetings: Advanced Semiconductor Lasers and Applications/Ultraviolet and Blue Lasers and Their Applications/Ultralong Haul DWDM Transmission and Networking/WDM Components (IEEE Cat. No.01TH8572)*, Copper Mountain, CO, USA: IEEE, 2001, s. 2. doi: 10.1109/LEOSST.2001.941906.
- [76] P. Pepeljugoski, D. Kuchta, Y. Kwark, P. Pleunis, i G. Kuyt, „15.6-Gb/s transmission over 1 km of next generation multimode fiber”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 14, nr 5, s. 717–719, maj 2002, doi: 10.1109/68.998736.

- [77] P. Westbergh, J. S. Gustavsson, Å. Haglund, H. Sunnerud, i A. Larsson, „Large aperture 850 nm VCSELs operating at bit rates up to 25 Gbit/s”, *Electron. Lett.*, t. 44, nr 15, s. 907–908, lip. 2008, doi: 10.1049/el:20081475.
- [78] R. H. Johnson i D. M. Kuchta, „30 Gb/s Directly Modulated 850 nm Datacom VCSELs”, *Conference on Lasers and Electro-Optics* (p. CPDB2), maj 2008.
- [79] P. Westbergh *et al.*, „32 Gbit/s multimode fibre transmission using high-speed, low current density 850 nm VCSEL”, *Electron. Lett.*, t. 45, nr 7, s. 366–368, mar. 2009, doi: 10.1049/el.2009.0201.
- [80] S. A. Blokhin *et al.*, „Oxide-confined 850 nm VCSELs operating at bit rates up to 40 Gbit/s”, *Electron. Lett.*, t. 45, nr 10, s. 501–503, maj 2009, doi: 10.1049/el.2009.0552.
- [81] P. Westbergh *et al.*, „40 Gbit/s error-free operation of oxide-confined 850 nm VCSEL”, *Electron. Lett.*, t. 46, nr 14, s. 1014–1016, lip. 2010, doi: 10.1049/el.2010.1405.
- [82] P. Westbergh, R. Safaisini, E. Haglund, J. S. Gustavsson, A. Larsson, i A. Joel, „High-speed 850 nm VCSELs with 28 GHz modulation bandwidth for short reach communication”, zaprezentowano na SPIE OPTO, K. D. Choquette i J. K. Guenter, Red., San Francisco, California, USA, mar. 2013, s. 86390X. doi: 10.1117/12.2001497.
- [83] D. M. Kuchta *et al.*, „A 56.1Gb/s NRZ Modulated 850nm VCSEL-Based Optical Link”, w *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2013*, Anaheim, California: OSA, 2013, s. OW1B.5. doi: 10.1364/OFC.2013.OW1B.5.
- [84] K. Szczerba, P. Westbergh, M. Karlsson, P. A. Andrekson, i A. Larsson, „60 Gbits error-free 4-PAM operation with 850 nm VCSEL”, *Electron. Lett.*, t. 49, nr 15, s. 953–955, lip. 2013, doi: 10.1049/el.2013.1755.
- [85] D. M. Kuchta *et al.*, „64Gb/s Transmission over 57m MMF using an NRZ Modulated 850nm VCSEL”, w *Optical Fiber Communication Conference*, San Francisco, California: OSA, 2014, s. Th3C.2. doi: 10.1364/OFC.2014.Th3C.2.
- [86] D. M. Kuchta *et al.*, „A 50 Gb/s NRZ Modulated 850 nm VCSEL Transmitter Operating Error Free to 90 °C”, *J. Light. Technol.*, t. 33, nr 4, s. 802–810, luty 2015, doi: 10.1109/JLT.2014.2363848.
- [87] D. M. Kuchta *et al.*, „A 71-Gb/s NRZ Modulated 850-nm VCSEL-Based Optical Link”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 27, nr 6, s. 577–580, mar. 2015, doi: 10.1109/LPT.2014.2385671.
- [88] K. Szczerba, T. Lengyel, M. Karlsson, P. A. Andrekson, i A. Larsson, „94-Gb/s 4-PAM Using an 850-nm VCSEL, Pre-Emphasis, and Receiver Equalization”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 28, nr 22, s. 2519–2521, lis. 2016, doi: 10.1109/LPT.2016.2602008.

- [89] Grzegorz Stepniak *et al.*, „Up to 108 Gb/s PAM 850nm Multi and Single Mode VCSEL Transmission over 100m of Multi Mode Fiber”. ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication, 18 września 2016. [Online]. Dostępne na: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7767739>
- [90] R. Puerta *et al.*, „107.5 Gb/s 850 nm multi- and single-mode VCSEL transmission over 10 and 100 m of multi-mode fiber”, w *Optical Fiber Communication Conference Postdeadline Papers*, Anaheim, California: OSA, 2016, s. Th5B.5. doi: 10.1364/OFC.2016.Th5B.5.
- [91] M. J. Lavrencik *et al.*, „100 Gbps PAM-4 Transmission over 100m OM4 and Wideband Fiber using 850nm VCSELs”, *ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication*, Dusseldorf, Germany, 2016, pp. 1-3..
- [92] J. Lavrencik *et al.*, „102Gbps PAM-2 over 50m OM5 Fiber using 850nm Multimode VCSELs”, w *2019 IEEE Photonics Conference (IPC)*, San Antonio, TX, USA: IEEE, wrz. 2019, s. 1–2. doi: 10.1109/IPCon.2019.8908516.
- [93] U. Hecht *et al.*, „120Gbit/s multi-mode fiber transmission realized with feed forward equalization using 28GHz 850nm VCSELs”, w *45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019)*, Dublin, Ireland: Institution of Engineering and Technology, 2019, s. 85 (4 pp.)-85 (4 pp.). doi: 10.1049/cp.2019.0819.
- [94] W.-L. Wu *et al.*, „VCSEL with bi-layer oxidized aperture enables 140-Gbit/s OFDM Transmission over 100-m-long OM5 MMF”, w *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019*, San Diego, California: OSA, 2019, s. Tu3A.3. doi: 10.1364/OFC.2019.Tu3A.3.
- [95] J. Lavrencik, S. Varughese, N. Ledentsov, Ł. Chorchos, N. N. Ledentsov, i S. E. Ralph, „168Gbps PAM-4 Multimode Fiber Transmission through 50m using 28GHz 850nm Multimode VCSELs”, w *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2020*, San Diego, California: Optica Publishing Group, 2020, s. W1D.3. doi: 10.1364/OFC.2020.W1D.3.
- [96] T. Zuo, T. Zhang, S. Zhang, i L. Liu, „850-nm VCSEL-Based Single-Lane 200-Gbps PAM-4 Transmission for Datacenter Intra-Connections”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 33, nr 18, s. 1042–1045, wrz. 2021, doi: 10.1109/LPT.2021.3076828.
- [97] Y. Gao *et al.*, „288 Gb/s 850 nm VCSEL-based Interconnect over 100 m MMF based on Feature-enhanced Recurrent Neural Network”, w *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022*, San Diego, California: Optica Publishing Group, 2022, s. M4H.2. doi: 10.1364/OFC.2022.M4H.2.

- [98] M. V. R. Murty *et al.*, „Toward 200G per Lane VCSEL-based Multimode Links”, w *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2024*, San Diego California: Optica Publishing Group, 2024, s. M2D.3. doi: 10.1364/OFC.2024.M2D.3.
- [99] W.-L. Wu *et al.*, „24.9-GHz-bandwidth VCSEL enables 170-Gbit/s OFDM, GFDM, and DMT transmissions”, *Photonics Res.*, t. 12, nr 2, s. 377, luty 2024, doi: 10.1364/PRJ.498963.
- [100] X. Gu, M. Nakahama, A. Matsutani, M. Ahmed, A. Bakry, i F. Koyama, „850 nm transverse-coupled-cavity vertical-cavity surface-emitting laser with direct modulation bandwidth of over 30 GHz”, *Appl. Phys. Express*, t. 8, nr 8, s. 082702, sie. 2015, doi: 10.7567/APEX.8.082702.
- [101] S. T. M. Fryslie *et al.*, „Modulation of Coherently Coupled Phased Photonic Crystal Vertical Cavity Laser Arrays”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 23, nr 6, s. 1–9, lis. 2017, doi: 10.1109/JSTQE.2017.2699630.
- [102] „IEEE Standard for Ethernet -- Amendment 7: Physical Layer and Management Parameters for 400 Gb/s over Multimode Fiber”. IEEE Standard for Ethernet -- Amendment 7: Physical Layer and Management Parameters for 400 Gb/s over Multimode Fiber. [Online]. Dostępne na: <https://ieeexplore.ieee.org/document/STDGT24050>
- [103] „FOTP-127-A Basic Spectral Characterization of Laser Diodes”. TIA, listopada 2006, [Online] Dostęp: [https://img.antpedia.com/standard/files/pdfs_ora/20211203/TIA-455-127-A-2006\(2014\).pdf](https://img.antpedia.com/standard/files/pdfs_ora/20211203/TIA-455-127-A-2006(2014).pdf).
- [104] A. Larsson, „Advances in VCSELs for Communication and Sensing”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 17, nr 6, s. 1552–1567, lis. 2011, doi: 10.1109/JSTQE.2011.2119469.
- [105] W. Hamad, M. Bou Sanayeh, M. M. Hamad, i W. H. E. Hofmann, „Impedance Characteristics and Chip-Parasitics Extraction of High-Performance VCSELs”, *IEEE J. Quantum Electron.*, t. 56, nr 1, s. 1–11, luty 2020, doi: 10.1109/JQE.2019.2953710.
- [106] J. Gao, „High Frequency Modeling and Parameter Extraction for Vertical-Cavity Surface Emitting Lasers”, *J. Light. Technol.*, t. 30, nr 11, s. 1757–1763, cze. 2012, doi: 10.1109/JLT.2012.2189870.
- [107] P. Zhou *et al.*, „Low series resistance high-efficiency GaAs/AlGaAs vertical-cavity surface-emitting lasers with continuously graded mirrors grown by MOCVD”, *IEEE Photonics Technol. Lett.*, t. 3, nr 7, s. 591–593, lip. 1991, doi: 10.1109/68.87923.
- [108] Y.-C. Chang i L. A. Coldren, „Efficient, High-Data-Rate, Tapered Oxide-Aperture Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 15, nr 3, s. 704–715, 2009, doi: 10.1109/JSTQE.2008.2010955.

- [109] A. N. AL-Omari, I. K. AL-Kofahi, i K. L. Lear, „Fabrication, performance and parasitic parameter extraction of 850 nm high-speed vertical-cavity lasers”, *Semicond. Sci. Technol.*, t. 24, nr 9, s. 095024, wrz. 2009, doi: 10.1088/0268-1242/24/9/095024.
- [110] H. Nishiyama i M. Nakamura, „Form and capacitance of parallel-plate capacitors”, *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol. Part A*, t. 17, nr 3, s. 477–484, 1994, doi: 10.1109/95.311759.
- [111] K. L. Lear, A. Mar, K. D. Choquette, S. P. Kilcoyne, R. P. Schneider, i K. M. Geib, „High-frequency modulation of oxide-confined vertical-cavity surface emitting lasers”, *Electron. Lett.*, t. 32, nr 5, s. 457–458, luty 1996, doi: 10.1049/el:19960334.
- [112] P. Westbergh, J. S. Gustavsson, A. Haglund, M. Skold, A. Joel, i A. Larsson, „High-Speed, Low-Current-Density 850 nm VCSELs”, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, t. 15, nr 3, s. 694–703, 2009, doi: 10.1109/jstqe.2009.2015465.
- [113] P. V. Mena, J. J. Morikuni, S.-M. Kang, A. V. Harton, i K. W. Wyatt, „A simple rate-equation-based thermal VCSEL model”, *J. Light. Technol.*, t. 17, nr 5, s. 865–872, maj 1999, doi: 10.1109/50.762905.
- [114] X. Zhan *et al.*, „Coupled Equivalent Circuit for High-Speed Photodiodes”, *IEEE Electron Device Lett.*, t. 40, nr 10, s. 1654–1657, paź. 2019, doi: 10.1109/led.2019.2937677.
- [115] G. Wang, T. Tokumitsu, I. Hanawa, K. Sato, i M. Kobayashi, „Analysis of high speed p-i-n photodiode S-parameters by a novel small-signal equivalent circuit model”, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, t. 12, nr 10, s. 378–380, paź. 2002, doi: 10.1109/lmwc.2002.804557.
- [116] A. H. Steinbach *et al.*, „Equivalent circuit modelling of p-i-n photodiodes for 40 Gb/s receivers”, w *The 15th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Glasgow, UK: IEEE, s. 486–487. doi: 10.1109/leos.2002.1159393.
- [117] Brian C. Wadell, *Transmission line design handbook*. Artech House, 1991.
- [118] „Semiconductor Photon Detectors”, w *Fundamentals of Photonics*, 1. wyd., Wiley, 1991, s. 644–695. doi: 10.1002/0471213748.ch17.
- [119] V. Balynas, A. Krotkus, A. Stalnionis, A. T. Gorelionok, N. M. Shmidt, i J. A. Tellefsen, „Time-resolved, hot-electron conductivity measurement using an electro-optic sampling technique”, *Appl. Phys. Solids Surf.*, t. 51, nr 4, s. 357–360, paź. 1990, doi: 10.1007/bf00324321.
- [120] J. S. Blakemore, „Semiconducting and other major properties of gallium arsenide”, *J. Appl. Phys.*, t. 53, nr 10, s. R123–R181, paź. 1982, doi: 10.1063/1.331665.

- [121] T. G. Sanchez, J. E. V. Perez, P. M. G. Conde, i D. P. Collantes, „Electron transport in InP under high electric field conditions”, *Semicond. Sci. Technol.*, t. 7, nr 1, s. 31–36, sty. 1992, doi: 10.1088/0268-1242/7/1/006.
- [122] M. Razeghi, Ph. Maurel, M. Defour, F. Omnes, G. Neu, i A. Kozacki, „Very high purity InP epilayer grown by metalorganic chemical vapor deposition”, *Appl. Phys. Lett.*, t. 52, nr 2, s. 117–119, sty. 1988, doi: 10.1063/1.99068.
- [123] W. Walukiewicz *et al.*, „Electron mobility and free-carrier absorption in InP; determination of the compensation ratio”, *J. Appl. Phys.*, t. 51, nr 5, s. 2659–2668, maj 1980, doi: 10.1063/1.327925.
- [124] J. D. Oliver, L. F. Eastman, P. D. Kirchner, i W. J. Schaff, „Electrical characterization and alloy scattering measurements of LPE $GaxIn_{1-x}As/InP$ for high frequency device applications”, *J. Cryst. Growth*, t. 54, nr 1, s. 64–68, lip. 1981, doi: 10.1016/0022-0248(81)90250-5.
- [125] A. H. Steinbach *et al.*, „Equivalent circuit modelling of p-i-n photodiodes for 40 Gb/s receivers”, w *The 15th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, Glasgow, UK: IEEE, s. 486–487. doi: 10.1109/leos.2002.1159393.
- [126] X. Wang, T. Yang, i W. Wang, „FEC options for extended reach of 50/200/400GbE”. IEEE 802.3 NG-ECDC. [Online]. Dostępne na: https://www.ieee802.org/3/ad_hoc/ngrates/public/16_03/wang_ecdc_01_0316.pdf
- [127] I. Garcia Lopez, A. Awany, P. Rito, M. Ko, A. C. Ulusoy, i D. Kissinger, „100 Gb/s Differential Linear TIAs With Less Than 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ in 130-nm SiGe:C BiCMOS”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, t. 53, nr 2, s. 458–469, luty 2018, doi: 10.1109/jssc.2017.2782080.

Spis rysunków

Rys. 1. Struktura przykładowego lasera VCSEL [27].....	16
Rys. 2. Rzut z góry na omawiane w pracy lasery VCSEL (zdjęcie dzięki uprzejmości VI Systems GmbH).....	17
Rys. 3. Struktura fotodiody PIN (na podstawie [53]).....	18
Rys. 4. Cztery wersje fotodiod omawianych w pracy w zależności od rozmiaru kontaktu elektrycznego.....	19
Rys. 5. Przykładowy system transmisyjny IM/DD	19
Rys. 6. Rozwój przepływności laserów VCSEL w kontekście definiowanych przez standardy IEEE.....	22
Rys. 7. Zdjęcie apertury wielomodowego lasera VCSEL (A) oraz lasera o czterech aperturach (B).....	23
Rys. 8. Charakterystyka LIV lasera VCSEL o czterech aperturach (VCSEL MA) i standardowego dla dwóch długości fali: 850 nm i 910 nm w temperaturze otoczenia 25°C..	24
Rys. 9. Widma optyczne dla standardowego lasera VCSEL i lasera o czterech aperturach na długości fali 850 nm i 910 nm	25
Rys. 10. Pole bliskie i dalekie dla dwóch typów laserów pracujących na długości fali 850 nm przy prądzie zasilania 8mA (za [A1]).....	26
Rys. 11. Układ pomiarowy do pomiarów parametrów rozproszenia laserów VCSEL	27
Rys. 12. Schemat zastępczy modelu małosygnałowego laserów VCSEL	28
Rys. 13. Wyniki symulacji: a) pojemności kontaktów elektrycznych C_p b) indukcyjności kontaktów elektrycznych L_p laserów VCSEL	28
Rys. 14. Pojemność C_a dwóch typów laserów VCSEL w funkcji prądu zasilania	31
Rys. 15. Rezystancja obszaru aktywnego R_a w funkcji prądu zasilania dla struktury z pojedynczym rdzeniem i z czterema niezależnymi rdzeniami dla dwóch długości fali.....	32
Rys. 16. Rezystancja R_s w funkcji prądu zasilania struktur z pojedynczym rdzeniem i z czterema niezależnymi rdzeniami dla dwóch długości fali	33
Rys. 17. Porównanie wyników modelowania parametru S_{11} z wynikami pomiarów czterech omawianych laserów VCSEL.....	34
Rys. 18. Ograniczenia pasmowe wynikające z obwodu pasożytniczego omawianych laserów VCSEL.....	35

Rys. 19. Charakterystyka częstotliwościowa układu pasożytniczego laserów wielordzeniowych w zależności od liczby rdzeni dla prądu 10 mA; wstawka – zmiana pasma 3 dB w funkcji liczby apertur	36
Rys. 20. Częstotliwość rezonansowa w funkcji pierwiastka prądu powyżej prądu progowego.	38
Rys. 21. Szybkość tłumienia γ w funkcji kwadratu częstotliwości rezonansowej laserów VCSEL.....	40
Rys. 22. Odpowiedź częstotliwościowa dla badanych laserów VCSEL	41
Rys. 23. Schemat zastępczy modelu małosygnałowego fotodiody PIN: R_L - obciążenie odbiornika, C_p – pojemność kontaktów elektrycznych, L_p – indukcyjność kontaktów elektrycznych, R_s – opór szeregowy, C_j - pojemność złącza PIN, R_T – oporność związana z konwersją optyczno-elektryczną, C_T – pojemność związana z konwersją optyczno-elektryczną, R_{LT} – obciążenie źródła.....	43
Rys. 24. Układ pomiarowy do pomiaru parametru rozproszenia S22: VNA – wektorowy analizator widma, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, PD – fotodioda	44
Rys. 25. Model fotodiody do wysokoczęstotliwościowych symulacji strukturalnych: a) model 3D, b) rzut z góry.....	46
Rys. 26. Wyniki symulacji a) pojemności kontaktów elektrycznych C_p ; b) indukcyjności kontaktów elektrycznych L_p	47
Rys. 27. Układ pomiarowy do pomiaru parametru rozproszenia S12: VNA – wektorowy analizator widma, BT, BT2 – trójniki wysokoczęstotliwościowe, SM – sonda mikrofalowa, PD – fotodioda, VCSEL – laser o znanej charakterystyce częstotliwościowej.....	49
Rys. 28. Zależność pojemności C_T związanej z konwersją optyczno-elektryczną od rozmiaru obszaru aktywnego fotodiody PIN	51
Rys. 29. Zależność pojemności C_T związanej z konwersją optyczno-elektryczną od przyłożonego napięcia polaryzacji	53
Rys. 30. Wartości pasma 3-decybelowego części O_{OE} fotodiody PIN w funkcji napięcia polaryzacji	54
Rys. 31. Pojemność złącza fotodiody PIN w funkcji napięcia polaryzacji dla dwóch różnych rozmiarów obszaru aktywnego przy temperaturze 25°C.....	54
Rys. 32. Zmiana wartości pojemności złącza C_j w funkcji powierzchni rozmiaru aktywnego fotodiody dla temperatury pracy 25°C i 85°C.....	55

Rys. 33. Rezystancja szeregową R_S fotodiod dla wybranych rozmiarów średnicy obszaru aktywnego w funkcji napięcia polaryzacji	56
Rys. 34. Pasma 3-decybelowe związane z częścią pasożytniczą (O_P) modelu zastępczego PIN w funkcji rozmiaru obszaru aktywnego.....	57
Rys. 35. Pasma pasożytnicze i konwersji optyczno-elektrycznej w temperaturze 25°C	57
Rys. 36. Wyniki modelowania małosygnałowego dla charakterystyki częstotliwościowej fotodiody oraz pomiarów dla detektora o średnicy 24 μm przy temperaturze 25°C	58
Rys. 37. Całkowite pasmo 3-decybelowe fotodiod w zależności od średnicy obszaru aktywnego dla napięcia polaryzacji -1 V oraz -5 V i temperatury 25°C oraz 85°C	59
Rys. 38. Część rzeczywista i zespolona pomiaru (linia przerywana) i modelu (linia ciągła) odpowiedzi S22 dla trzech rozmiarów obszaru aktywnego przy temperaturze 25°C i napięciu polaryzacji -2 V	60
Rys. 39. Diagram Smitha dla fotodiod o średnicy obszaru aktywnego 20 μm i w temperaturze pracy 25°C dla czterech różnych rozmiarów kontaktu elektrycznego: 90% (określany jako pełny), 50% powierzchni, 25% powierzchni oraz 15% powierzchni dla każdego z omawianych napięć polaryzacji	60
Rys. 40. Schemat zastępczy części pasożytniczej modelu z niepełnym kontaktem elektrycznym	61
Rys. 41. Dopasowanie modelu do wyników pomiaru S22 dla fotodiody o średnicy obszaru aktywnego wynoszącej 20 μm przy napięciu polaryzacji -2 V dla trzech rozmiarów kontaktu elektrycznego.....	62
Rys. 42. Uśrednione wartości pojemności C_E i rezystancji R_E w funkcji średnicy obszaru aktywnego dla trzech wersji kontaktu elektrycznego i dla dwóch temperatur.....	63
Rys. 43. Pasma 3-decybelowe części pasożytniczej obwodu zastępczego fotodiody z niepełnym kontaktem w funkcji średnicy obszaru aktywnego. Dodatkowo naniesiono linią przerywaną wartości uzyskane dla fotodiod z pełnym (90%) kontaktem.....	64
Rys. 44. Całkowite pasmo fotodiod z różnymi wersjami kontaktu elektrycznego w funkcji efektywnej powierzchni obszaru aktywnego.....	65
Rys. 45. Charakterystyki częstotliwościowe fotodiody PIN z 25% kontaktem elektrycznym o średnicy obszaru aktywnego 24 μm i w temperaturze 25°C	66
Rys. 46. Pasma 3-decybelowe fotodiody w funkcji obciążenia R_L dla 90% kontaktu elektrycznego, średnicy obszaru aktywnego 24 μm i 32 μm i dwóch napięć polaryzacji w temperaturze 25°C	67

Rys. 47. Pasma części pasożytniczej fotodiody PIN o średnicy obszaru aktywnego 24 μm przy napięciu polaryzacji -1 V i w temperaturze pracy 25°C dla wybranych wartości rezystancji obciążenia R_L	68
Rys. 48. Diagramy oka dla omawianych w pracy laserów VCSEL przy przepływnościach bitowych 25 Gbit/s, 50 Gbit/s, 80 Gbit/s i 100 Gbit/s.....	70
Rys. 49. Diagramy oka dla wybranych fotodiod przy przepływnościach bitowych 25 Gbit/s, 50 Gbit/s, 80 Gbit/s i 100 Gbit/s.....	71
Rys. 50. Schemat systemu transmisyjnego 25 Gbit/s i 50 Gbit/s NRZ: BPG – generator sekwencji bitowej, BT – trójnik wysokoczęstotliwościowy, SM – sonda mikrofalowa, Ref Tx – nadajnik referencyjny, PD – fotodiody, OSC – oscyloskop.....	71
Rys. 51. Diagramy oka dla sygnałów odniesienia przy pomiarach fotodiod i laserów VCSEL	72
Rys. 52. Diagramy oka dla omawianych laserów VCSEL przy prądzie zasilania 10 mA dla przepływności 25 Gbit/s oraz 50 Gbit/s; Std – standardowy laser VCSEL, MA – laser VCSEL o czterech aperturach; niebieska linia – wyniki symulacji toru transmisyjnego z zastosowaniem określonych w tej pracy charakterystyk poszczególnych komponentów	73
Rys. 53. Diagramy oka dla wybranych fotodiod przy napięciu polaryzacji -1 V; pomarańczowa linia – wyniki symulacji toru transmisyjnego z zastosowaniem określonych w tej pracy charakterystyk poszczególnych komponentów	74
Rys. 54. Schemat systemu transmisyjnego z modulacją NRZ, Duobinary i PAM-4; AWG – generator elektrycznych sekwencji arbitralnych, WM – wzmacniacz mikrofalowy, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, TO – tłumik optyczny, PD – fotodetektor, OSC – oscyloskop; linia niebieska – sygnał elektryczny, linia pomarańczowa – światłowód.....	75
Rys. 55. Odpowiedź częstotliwościowa łącza transmisyjnego oraz odpowiedź częstotliwościowa zastosowanego fotodetektora [A2].....	76
Rys. 56. Diagramy oka dla modulacji NRZ oraz Duobinary dla wybranych przepływności ..	77
Rys. 57. Diagramy oka dla modulacji PAM-4 i lasera VCSEL 850 nm z zastosowaniem korektora FFE	78
Rys. 58. Bitowa stopa błędów w funkcji przepływności dla omawianych eksperymentów	78
Rys. 59. Bitowa stopa błędów dla przepływności 100 Gbit/s w funkcji odbieranej mocy dla systemu z korektorem i bez [A2].....	79

Rys. 60. Charakterystyka napięciowo-mocowa w funkcji prądu zasilania wielomodowego lasera VCSEL o średnicy obszaru aktywnego 6,5 μ m, wstawka: widmo optyczne przy prądzie zasilania 10 mA	80
Rys. 61. Pasma systemu dla różnych typów lasera VCSEL i długości światłowodu, MA – laser o 4 aperturach, MM – laser wielomodowy, prąd zasilania wyniósł 11 mA [A3]	81
Rys. 62. Schemat systemu transmisyjnego wykorzystujący standardowy i wieloaperturowy laser VCSEL; BPG – generator sekwencji PRBS, BT – wysokoczęstotliwościowy trójnik, SM – sonda mikrofalowa, OSC – oscyloskop z przystawką optyczną	82
Rys. 63. Diagramy oka dla transmisji 56 Gbit/s z wykorzystaniem struktury o 4 aperturach (MA) i wielomodowego lasera VCSEL (MM) dla różnych długości światłowodu OM4 [A3]	83
Rys. 64. Charakterystyka częstotliwościowa zintegrowanego łącza optycznego (na podstawie [A4])	84
Rys. 65. Schemat układu do eksperymentów transmisyjnych z wykorzystaniem zintegrowanych układów nadawczo-odbiorczych wykorzystujących omawiane w tej pracy lasery VCSEL i fotodiody PIN	85
Rys. 66. Amplituda rozwarcia diagramu oka przy poziomie bitowej stopy błędu 10^{-12} dla transmisji bez korektora FF i z korektorem w zależności od przepływności oraz diagramy oka dla przepływności 72 Gbit/s: a) z oscyloskopu samplującego, b) z oprogramowania do estymacji BER, c) po zastosowaniu korektora FFE. Wstawka: diagram oka dla przepływności 80 Gbit/s bezpośrednio z BPG oraz po transmisji z wykorzystaniem modułów nadawczo-odbiorczych i z korektorem FFE (Opt. Z FFE) [A4].....	86
Rys. 67. Amplituda rozwarcia diagramu oka dla BER na poziomie 10^{-12} bez korektora oraz z zastosowaniem korektora FFE o 2 współczynnikach w funkcji odbieranej mocy; po prawej: diagramy oka dla transmisji 50m OM5 [A4].....	87