

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

DYSCYPLINA NAUKOWA AUTOMATYKA, ELEKTRONIKA
I ELEKTROTECHNIKA
DZIEDZINA NAUK INŻYNIERYJNO-TECHNICZNYCH

Rozprawa doktorska

mgr inż. Mateusz Żbik

**Optymalizacja połączeń fotodiod HgCdTe z torem wzmacniania
modułu detekcyjnego promieniowania podczerwonego**

Promotor

dr hab. inż. Wojciech Wiatr

Promotor pomocniczy

dr inż. Waldemar Gawron

WARSZAWA 2022

Pragnę złożyć podziękowania Promotorowi pracy Panu dr hab. inż. Wojciechowi Wiatrowi za doskonałą opiekę naukową i wkład włożony w powstanie niniejszej pracy.

Ponadto dziękuję Promotorowi pomocniczemu Panu dr inż. Waldemarowi Gawronowi za cenne rady i wsparcie we wdrażaniu rezultatów pracy w VIGO System S.A.

Dziękuję moim rodzicom za to, że zawsze inspirowali mnie i zachęcali do zdobywania wiedzy oraz dążenia do realizacji moich celów.

Gorąco dziękuję mojej żonie Angelinie za cierpliwość i nieustające wsparcie podczas pisania pracy.

Autor

Smutne to czasy, gdy łatwiej rozbić
atom niż pokonać przesąd.

Albert Einstein

Streszczenie

Przedmiotem rozprawy jest zagadnienie optymalizacji elektrycznych właściwości modułów detekcyjnych dla zakresu średniej podczerwieni, jakie produkuje VIGO System S.A. dla zaawansowanych zastosowań w urządzeniach spektroskopowych oraz telekomunikacyjnych, aby wykrywać impulsy trwające od setek piko- do pojedynczych nanosekund. W takich modułach krytyczne znaczenie ma obwód wejściowy, zawierający układ połączeń pomiędzy fotodiodą HgCdTe a przedwzmacniaczem, bowiem skutek strat, dyspersji oraz nieciągłości impedancji tych połączeń, widmo sygnału transmitowanego jest w nim liniowo zniekształcane. Wpływ tych zniekształceń należy uwzględniać projektując moduły detekcyjne pod konkretne wymagania zamawiających, przy użyciu nowoczesnych narzędzi komputerowego wspomaganie projektowania (CAD) m.in. w postaci programu obwodowej symulacji układów elektronicznych. Ponieważ do tego celu niezbędny jest schemat zastępczy fotodetektora w obudowie, więc główną osią rozprawy są zagadnienia dotyczące eksperymentalnej identyfikacji takiego schematu na podstawie charakterystyk mierzonych w szerokim zakresie częstotliwości za pomocą wektorowego analizatora sieci (VNA) i specjalnej głowicy pomiarowej.

W rozprawie główny wysiłek nakierowano, aby rozwikłać problemy pomiarowe, opracowując rozwiązania natury zarówno praktycznej, jak i teoretycznej. Celem tych pierwszych było zapewnić jak największą powtarzalność i precyzję pomiarów wykonywanych w głowicy, co jest niezbędne, aby móc wiarygodnie wyznaczyć jej macierz i ekstrahować impedancję badanego detektora. Natomiast działania teoretyczne dotyczyły opracowania nowej metody kalibracji głowicy, opartej na mierzeniu tylko trzech par znanych wzorców o charakterze obiciowym oraz częściowo znanego wzorca transmisyjnego. Opracowując taką metodę, nazwaną dwustopniową metodą kalibracji SOLR16 (od skrótów stosowanych wzorców), dokonano przełomu w dotychczasowym podejściu do kalibracji wektorowego systemu pomiarowego, opisanego 16-to czynnikowym, liniowym modelem,

uwzględniającym wpływ przesłuchów między torami pomiarowymi. Dzięki starannemu wykonaniu wzorców kalibracyjnych i określeniu ich właściwości przy użyciu programu do symulacji rozkładów pola elektromagnetycznego, osiągnięto dużą dokładność określenia czterowrotowej macierzy rozproszenia głowicy oraz ekstrahowania dwuwrotowej macierzy badanych detektorów.

Ekstrahowane wyniki pomiaru detektora wykorzystuje się do określenia jego charakterystyki różnicowej impedancji, na podstawie której wyznacza się wartości elementów jego schematu zastępczego, dopasowując obliczaną charakterystykę do ekstrahowanej. Prawidłowość identyfikacji takiego schematu zweryfikowano doświadczalnie tak w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu w systemie nieliniowego VNA, porównując mierzoną odpowiedź detektora na impulsowe pobudzenie promieniem lasera z wynikiem symulacji obwodowej tej odpowiedzi obliczonej na podstawie takiego schematu.

Schemat zastępczy fotodiody następnie wykorzystano w obwodowych symulatorach układów elektronicznych, aby zaprojektować moduł detekcyjny o nowatorskiej konstrukcji i znacznie rozszerzonym paśmie przepustowym do około 2 GHz. Podczas optymalizacji tego układu używano także innych programów CAD, analizując rozkłady pola elektromagnetycznego i temperatury w obudowie fotodetektora, dzięki czemu tak udoskonalony moduł detekcyjny został wykonany, przebadany i pomyślnie wdrożony do produkcji seryjnej.

Przedstawione w niniejszej rozprawie rozwiązania zostały przystosowane do warunków produkcyjnych i wdrożone w VIGO w postaci zautomatyzowanego stanowiska pomiarowego. Ponieważ dzięki opracowaniu odpowiednich procedur dane pomiarowe są przekazywane wprost do programów analizy i optymalizacji elektrycznych właściwości układów detekcyjnych, wdrożony system spełnia postulaty nowoczesnej organizacji produkcji, określanej jako Przemysł 4.0.

Słowa kluczowe: głowica pomiarowa, szybka fotodioda HgCdTe, wektorowy analizator sieci, korekcja systematycznych błędów pomiarowych, Przemysł 4.0.

Abstract

The main issue discussed in this thesis regards the optimization of the electrical parameters of mid-infrared detection modules manufactured by VIGO System S.A. for spectroscopic and telecommunication devices to acquire laser pulses of hundreds pico- to nanosecond duration. In such modules the input circuit composed of a HgCdTe photodiode and its interconnects to a preamplifier is of critical significance due to losses, dispersion and effects of impedance discontinuities which linearly distort spectrum of the transmitted signal. The impact of such distortions has to be accounted for when designing the detection module aimed at meeting customer-specific requirements. To provide high effectiveness of the design, the use of modern computer aided design (CAD) tools i.e. electrical circuit simulators is postulated in the thesis. Since an equivalent circuit of the housed photodetector is necessary to this end, this dissertation focuses mainly on the experimental identification of such model with the use of the vector network analyzer (VNA) system and a special test fixture.

The measurement problems discussed and solved in this thesis are of both practical and theoretical kind. The first ones were aimed at providing high repeatability and precision of measurements performed in the fixture which are indispensable to reliably determine its scattering matrix and extract the impedance of the detector under test. The latter problems were solved on the theoretical ground using a novel method developed for calibrating the fixture with only three pairs of known calibration standards and a partially-known, symmetrical and reciprocal transmission device. This new method, called the two-tier SOLR16 (name after standards abbreviations), constitutes a breakthrough in the current approach to calibrating the leaky VNA systems described by the linear 16-term error model. Due to the careful design and rigorous electromagnetic analysis of the calibration standards the four-port scattering matrix of the fixture and the extracted two-port matrix of the tested detector are accurately determined.

The extracted measurements are then utilized to determine differential impedance of the photodetector, on the basis of which values of its equivalent circuit elements are determined by fitting the model characteristic to the extracted one. The correctness of the identified model has been experimentally verified in the frequency-domain as well as in the time-domain with a non-linear VNA system, by comparing the measured detector response to a pulsed laser excitation and the results of circuit simulation.

Such an equivalent circuit was then utilized in the simulator to develop the detection module with an improved design and significantly extended bandwidth to about 2 GHz. During circuit optimization, additional CAD software was utilized to analyze thermal and electromagnetic properties of the interconnects. The developed module was manufactured, tested and deployed for VIGO mass-production.

The fixture-based measurement system presented in this thesis has been recently implemented at VIGO's production site as an automated turn-key solution. Since the measurement data are directly transferred to a CAD software for the analysis and optimization of the electrical parameters of detection modules, the system fulfills Industry 4.0 postulates.

Keywords: test fixture, fast HgCdTe photodiode, vector network analyzer, calibration, de-embedding, Industry 4.0.

Spis treści

Streszczenie	v
Abstract	vii
Wprowadzenie	1
1 Reprezentacja małosygnałowych właściwości fotodiod z HgCdTe	18
1.1 Uwarunkowania konstrukcji fotodiod średniej podczerwieni	23
1.2 Schemat zastępczy fotodetektora w obudowie typu TO-8	32
1.3 Podsumowanie	37
2 Podstawy wektorowej analizy obwodów wielkiej częstotliwości	39
2.1 Falowy opis obwodów liniowych	42
2.1.1 Reprezentacja właściwości jednowrotników	42
2.1.2 Reprezentacja właściwości wielowrotników	44
2.1.3 Wielorodzajowy opis dwuwrotników liniowych	45
2.2 Mikrofalowe pomiary jedno- i dwuwrotników	47
2.2.1 Ogólny, 16-to czynnikowy model dwuwrotowego VNA	48
2.2.2 8-mio czynnikowy model dwuwrotowego VNA	51
2.3 Kalibracja VNA	52
2.3.1 Kalibracja systemu opisanego modelem 8-czynnikowym	54
2.3.2 Kalibracja systemu opisanego modelem 16-czynnikowym	55
2.3.3 Stosowanie wzorców tylko częściowo określonych	57
2.3.4 Kalibracja dwuetapowa	58
2.4 Podsumowanie	60

3	Metoda kalibracji głowicy pomiarowej z wewnętrznymi przesłuchami	61
3.1	Model pomiaru fotodetektora w głowicy	62
3.2	Algorytm kalibracji SOLR16	65
3.2.1	Samokalibracja parametrów wzorca transmisyjnego	67
3.2.2	Algorytm obliczeń wyrazów macierzy głowicy	69
3.3	Podsumowanie	72
4	Wyniki eksperymentalne	73
4.1	Kalibracja głowicy TO-8	74
4.2	Modelowanie fotodetektorów TO-8	83
4.3	Eksperymentalna weryfikacja modelu małosygnałowego	86
4.3.1	Kalibracja NVNA	88
4.3.2	Układ wielkosygnałowego analizatora elektrooptycznego	89
4.3.3	Pomiar i korekcja odpowiedzi impulsowej fotodetektora PVI	91
4.4	Analiza pasożytniczego wpływu indukcyjności połączeń fotodetektora	96
4.5	Podsumowanie	98
5	Wdrożenie opracowanych metod, procedur i głowicy do procesu produkcji	100
5.1	Projekt szybkiego modułu detekcyjnego	101
5.2	Stanowisko do badań parametrów fotodetektorów w zakresie wielkich częstotliwości	108
5.3	Podsumowanie	115
	Zakończenie	118
	Bibliografia	126
	Wykaz symboli i skrótów	146
	Spis rysunków	154
	Spis tablic	158
	Spis algorytmów	159

Dodatki	160
D.1 Analiza pojemności pól kontaktowych szafirowej podkładki montażowej . .	160
D.2 Zasada działania dwuwrotowego wektorowego analizatora obwodów	164
D.3 Wzorce kalibracyjne TO-8	168
D.4 Transformacja impedancji odniesienia systemu pomiarowego	173
D.5 Opis głowicy pomiarowej według normy IEEE-370	176
D.6 Opis projektu wzmacniacza transimpedancyjnego	180
D.7 Analiza odpowiedzi impulsowej fotodetektorów MWIR i LWIR	185
D.8 Charakteryzowanie wielkosygnałowej odpowiedzi impulsowej	190

Wprowadzenie

Optoelektronika jest dziedziną techniki, w której wykorzystywane jest oddziaływanie różnego rodzaju promieniowania świetlnego z materią, aby generować, przetwarzać i wykrywać sygnały optyczne w zakresie widmowym: od głębokiego ultrafioletu do dalekiej podczerwieni. Szczególne właściwości wykazuje promieniowanie w zakresie średniej podczerwieni, rozciągające się od $2\text{ }\mu\text{m}$ do $20\text{ }\mu\text{m}$. Występuje ono powszechnie, ponieważ wszystkie ciała o temperaturze większej od zera bezwzględnego, wytwarzają promieniowanie termiczne. Natomiast obiekty o temperaturze zbliżonej do średniej temperatury, panującej na powierzchni Ziemi (około 300 K), wykazują maksimum emisji dla długości fali $9,7\text{ }\mu\text{m}$, co jest szeroko wykorzystywane do bezkontaktowych pomiarów temperatury [1] i w termowizji [2].

Ponieważ promieniowanie elektromagnetyczne z zakresu średniej podczerwieni ma częstotliwość zbliżoną do rezonansowych częstotliwości drgań cząsteczek, wiele rodzin gazów, cieczy i ciał stałych wykazuje silne pasma absorpcji dla charakterystycznych długości fal, głównie w tak zwanym pasmie średnioletowym (MWIR ang. Mid-Wavelength Infrared) od $3\text{ }\mu\text{m}$ do $8\text{ }\mu\text{m}$ oraz tzw. długofalowym (LWIR ang. Long-Wavelength Infrared) od $8\text{ }\mu\text{m}$ do $16\text{ }\mu\text{m}$ [3]. Tę właściwość powszechnie stosuje się w medycynie, chemii oraz fizyce, aby wykrywać prążki absorpcyjne i na tej podstawie uzyskiwać różnorodne informacje o badanej substancji, począwszy od jej koncentracji aż po budowę chemiczną [4]. Zakres podczerwieni jest również atrakcyjny dla zastosowań telekomunikacyjnych w wolnej przestrzeni, ponieważ atmosfera Ziemi posiada dwa tzw. okna transmisyjne w pasmach $3\text{--}5\text{ }\mu\text{m}$ oraz $8\text{--}12\text{ }\mu\text{m}$, w których sygnał optyczny podlega niewielkiemu tłumieniu i rozpraszaniu [5]. Zatem promieniowanie podczerwone może być z powodzeniem używane m.in. w komunikacji satelit z Ziemią [6].

Historycznie pierwsze konstrukcje układów optoelektronicznych średniej podczerwieni były oparte na detektorach bolometrycznych, termoparach lub kryształach, wykazują-

cych efekt piroelektryczny [7]. Jednak wraz z rozwojem przemysłu półprzewodnikowego powstawały coraz to doskonalsze fotodetektory z materiałów takich jak: selenek ołowiu (PbSe), tellurek kadmowo-rtęciowy (HgCdTe) oraz stopów materiałów z grupy III-V, tj. antymonu (Sb), arsenu (As), galu (Ga) i indu (In) zwane fotodetektorami fotonowymi. Wykorzystują one zjawisko fotoelektryczne wewnętrzne, w którym padające fotony generują w półprzewodniku pary nośników ładunku [7, 8] i w odróżnieniu od detektorów termicznych, cechują się selektywną charakterystyką spektralną. Odcięcie tej charakterystyki w zakresie dłuższych fal promieniowania odpowiada energii fotonów bliskiej progowi przejścia optycznego wywołującego generację nośników. Detektory fotonowe charakteryzuje duża szybkość działania, określona szybkością rekombinacji nośników i ich usuwania z aktywnego obszaru detektora. Jednak podstawową niedogodnością jest konieczność chłodzenia złącza tak, aby zapewnić optymalne warunki ich pracy, tj. wysoką wydajność kwantową przy jednoczesnym zminimalizowaniu prądu ciemnego i szumów własnych [7]. Dlatego w pierwszych konstrukcjach takich detektorów stosowano chłodzenie ciekłym azotem za pomocą naczyń Dewara [1, 9], wskutek czego ich wytwarzanie i eksploatacja stały się kosztowne, a z uwagi na znaczny ciężar i rozmiar naczyń, ich powszechne stosowanie jest obecnie bardzo utrudnione.

W nowoczesnych fotodetektorach promieniowania podczerwonego produkcji VIGO (VIGO System S.A.), zamiast chłodzenia kriogenicznego, wykorzystuje się miniaturowe chłodziarki termoelektryczne (TEC ang. Thermo-Electric Cooler), które umożliwiają pracę w temperaturze w zakresie od 195 K do 300 K, przez co określane są jako detektory HOT (ang. Higher-Operating Temperature) [8, 10]. Dzięki udoskonalanej od ponad 30 lat konstrukcji [1, 7], fotodetektory VIGO zapewniają wysoką wykrywalność znormalizowaną¹ (D^*) [7]. Jednocześnie są niezawodne i nie wymagają specjalnej obsługi. To wszystko sprawia, że detektory i urządzenia pracujące w paśmie MWIR i LWIR są znacznie wygodniejsze w użytkowaniu a zainteresowanie nimi z roku na rok coraz bardziej wzrasta [8]. Sprzyja temu m.in. miniaturyzacja konstrukcji źródeł podczerwieni, która dynamizuje rozwój nowych zastosowań o dużym znaczeniu praktycznym.

¹Widmowa wykrywalność znormalizowana D^* , określona dla danej długości fali promieniowania, jest najczęściej używanym parametrem reprezentującym właściwości szumowe fotodetektorów [7, rozdz. 1, ppkt. 2.3]. Można ją zdefiniować jako stosunek sygnału do szumu na wyjściu przyrządu, znormalizowany do jednostkowej mocy promieniowania padającego na detektor, jednostkowej powierzchni czulej i jednostkowego pasma częstotliwości elektrycznych [7, 11].

Chociaż w przypadku źródeł promieniowania z zakresu LWIR wciąż jeszcze wykorzystuje się emitery termiczne, które, co prawda, wytwarzają promieniowanie podczerwone opisane rozkładem Plancka, to w przeciwieństwie do laserów, ich maksymalna częstotliwość bezpośredniej modulacji obwiedni sygnału wynosi zaledwie kilkadziesiąt Hz [12]. Dopiero w 1994 roku po opracowaniu źródeł półprzewodnikowych przez Faista, Capasso i innych [13] w postaci kwantowych laserów kaskadowych (QCL ang. Quantum Cascade Laser) oraz - niemal w tym samym czasie - międzypasmowych laserów kaskadowych (ICL ang. Interband Cascade Laser) [14, 15], nastąpił szybki rozwój zaawansowanych urządzeń do spektroskopii w zakresie średniej podczerwieni m.in. nieinwazyjnych glukometrów [16] oraz przenośnych laboratoriów biochemicznych [17–19].

Wraz z pojawieniem się nowych zastosowań, zaczęto zwracać coraz większą uwagę na szybkość działania układów detekcyjnych, aby móc jak najwierniej odtwarzać informację zawartą w zmodulowanym promieniowaniu laserowym. Podobnie do mikrofal, można wyróżnić cztery podstawowe rodzaje modulacji: kluczowanie mocy (OOK ang. On-Off Keying), modulację częstotliwościową (FM ang. Frequency Modulation), modulację fazową (PM ang. Phase Modulation) oraz modulację polaryzacyjną. Ta ostatnia nie znajduje zastosowania w podczerwieni, z powodu trudno dostępnych modulatorów polaryzacji, dlatego szerzej omówiono tylko metody detekcji bezpośredniej sygnału OOK oraz pośredniej FM/PM.

Amplitudowo zmodulowana obwiednia promieniowania jest zazwyczaj stosowana w telekomunikacji w wolnej przestrzeni (FSO ang. Free-Space Optical communication) [20], aby w łatwy sposób móc zakodować informację (dwu- lub wielostanowo [21]) i przesłać ją na znaczną odległość [22, 23]. Układ detekcji musi więc bezpośrednio przetwarzać obwiednię promieniowania podczerwonego w piko- i nanosekundowe impulsy prądowe bądź napięciowe. Ze względu na fakt, że częstotliwościowe widmo takiego sygnału elektrycznego może sięgać dziesiątek GHz, aby móc bezbłędnie zdekodować informację fotodetektor musi charakteryzować się odpowiednio niskimi zniekształceniami liniowymi i nieliniowymi sygnału wielkich częstotliwości (w.cz.), co szczegółowo omówiono w [24, rozdz. 4, pkt. 7].

Aby móc przetworzyć zmodulowany FM/PM sygnał optyczny, drugim zastosowaniem szybkich fotodiod z HgCdTe jest praca w układzie mieszającym tzw. detekcja heterodynowa [25]. Tę właściwość wykorzystuje się w systemach spektroskopowych, w których

dwa specjalne lasery Fabry’ego-Perota wytwarzają osobne grzebienie częstotliwości² (FC ang. Frequency Comb) [13]. Ponieważ oświetlają one jednocześnie pojedynczy detektor fotonowy, a ich długości fal nieznacznie odstraja się, wskutek czego zgodnie z [27, wz. (4)] w sygnale prądowym fotodiody, oprócz składowych proporcjonalnych do mocy średnich obu laserów, pojawią się harmoniczne na charakterystycznych częstotliwościach, będących różnicą częstotliwości poszczególnych harmonicznych w pasmie optycznym. Wskutek takiego przetwarzania sygnał elektryczny zawiera się w paśmie sięgającym kilku GHz, co ukazano w [17, rys. 6]. Dzięki odpowiednio szerokiemu pasmu przenoszenia fotodetektora, można więc odtwarzać informację zawartą w sygnale FM oraz PM i obserwować zmiany sygnału lasera jednocześnie na kilku długościach fal.

Istnieje również drugi typ detekcji heterodynowej, w której wykorzystuje się tylko jeden laser QCL typu FC, co pokazano niedawno w [28]. Z uwagi na to, że odstęp pomiędzy poszczególnymi harmonicznymi sygnału optycznego (ang. intermodal beatnote) wynosi zwykle 5 – 20 GHz (np. w [28] i [29], odpowiednio, 7,0 GHz i 5,5 GHz), fotodioda przetwarza je bezpośrednio do pasma mikrofalowego.

W wymienionych metodach przetwarzania sygnału optycznego, kluczowe znaczenie mają właściwości dynamiczne fotodetektorów. Aby móc osiągnąć wysoką sprawność detekcji i przenieść harmoniczne sygnału optycznego do zmodulowanego sygnału elektrycznego, należy użyć przyrządów o możliwie jak najszerszym pasmie przenoszenia, co tym samym przekłada się na ich zdolności do szybkiej reakcji na docierający sygnał optyczny [30]. Obecnie w tym celu najczęściej stosuje się heterostrukuralne fotodiody z HgCdTe [7, 8, 31–33], których to obszar aktywny cechuje się przerwą energetyczną o szerokości zbliżonej do energii fotonów wykrywanego promieniowania [7], dzięki czemu wykazuje on wysoką sprawność kwantową.

W ramach niniejszej pracy rozważania teoretyczne będą w znacznej mierze dotyczyły przyrządów przeznaczonych do pracy w pasmie LWIR, ponieważ w stosunku do MWIR, odznaczają się większą szybkością odpowiedzi [11]. Koncepcję i zasadę ich działania opisali Ashley, Elliott i inni [34,35] w 1985 roku. Opracowana przez nich konstrukcja, stanowi pewną modyfikację fotodiod PIN (ang. P-type-Intrinsic-N-type) z szeroką przerwą energe-

²Unikalną właściwością laserów grzebieniowych jest stabilne w czasie i bogate w harmoniczne widmo optyczne - patrz [26].

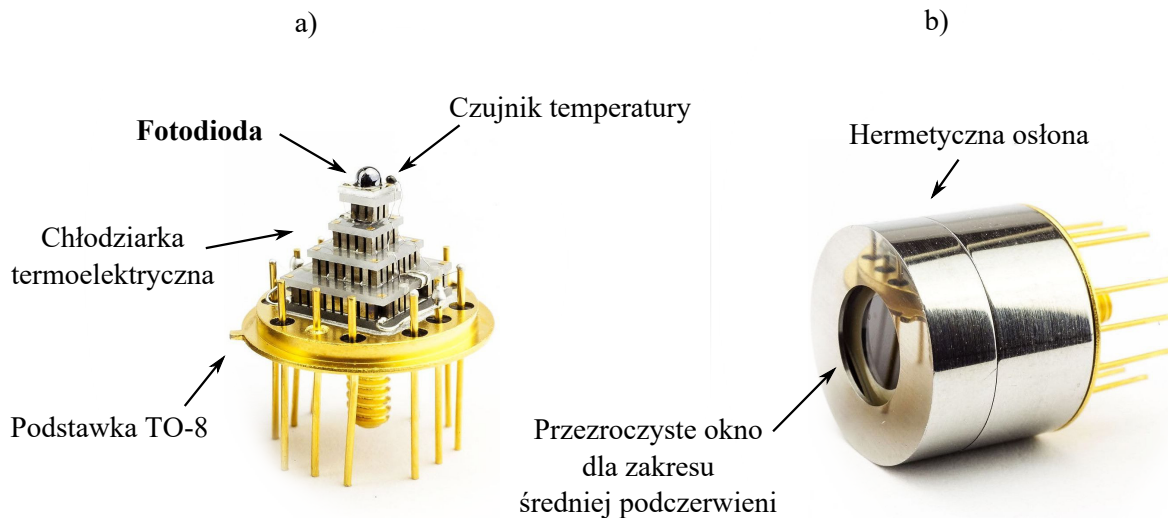
tyczną³ [36], powszechnie wykorzystywanych w telekomunikacji światłowodowej. Działając w tzw. krótkofalowym pasmie podczerwieni (SWIR ang. Short-Wavelength Infrared), rozciągającym się w zakresie od $1\ \mu m$ do $3\ \mu m$, zapewniają jedne z najkrótszych czasów odpowiedzi, rzędu kilku pikosekund [37]. Pomimo pewnych podobieństw w konstrukcji i wprowadzeniu niezbędnych modyfikacji [7, 11, 31], wskutek ograniczeń konstrukcyjnych i technologicznych, osiągnięcie podobnej szybkości odpowiedzi w przypadku przyrządów z HgCdTe jest niezwykle trudne. Dominującym czynnikiem jest tu znaczna pojemność dyfuzyjna, występująca w złączu fotodiody, której minimalny czas rozładowywania jest ograniczany przez pasożytniczą rezystancję szeregową warstw neutralnych (podkontaktowych) oraz słabej jakości kontaktów typu metal-półprzewodnik [11]. Zgodnie z wynikami symulacji odpowiedzi fotodiod LWIR przedstawione przez Pawluczuka i innych w [31], można uzyskać stałą czasową odpowiedzi⁴ przyrządu krótszą niż 100 ps, dzięki optymalizacji konstrukcji fotodiody długofalowej. Takie działanie polega m.in. na ograniczeniu jej powierzchni aktywnej oraz zastosowaniu zasilania złącza w kierunku zaporowym. Fotodiody o takich parametrach spełniają oczekiwania większości konstruktorów zarówno wielkoczęstotliwościowych urządzeń spektroskopowych, jak i współczesnych łączy telekomunikacyjnych dla zakresu średniej podczerwieni.

Szybkość odpowiedzi układu detekcyjnego ograniczają też inne czynniki natury konstrukcyjnej, wynikające z wpływu połączeń wewnątrz obudowy fotodetektora oraz na zewnątrz detektora z układem odbiorczym. Detekowany sygnał jest wyprowadzany do wejścia wzmacniacza fotoprądu za pomocą połączeń drutowych oraz ścieżek o skończonej długości. Wskutek tego w obwodzie wejściowym wzmacniacza pojawiają się pasożytnicze pojemności i indukcyjności, których wpływ przejawia się w zniekształceniach kształtu odpowiedzi impulsowej układu [38]. Przyjmują one postać ograniczenia szybkości narastania oraz gasnących oscylacji sygnału [38], które obserwuje się zwłaszcza przy pobudzeniu krótkim impulsem laserowym. To ostatnie zjawisko jest szczególnie istotne w przypadku chłodzonych struktur z HgCdTe, które są umieszczane na szczycie chłodziarki termoelektrycznej i montowane w obudowach typu tranzystorowego (TO ang. Transistor Outline).

Na rys. 1 ukazano zespół fotodetektora, w którym pola kontaktowe fotodiody łączy się

³Takie przyrządy zwykle są wytwarzane ze stopów krzemu (Si), germanu (Ge) lub InGaAs.

⁴W szczególnym przypadku układu o charakterystyce jednobiegunowej, stała czasowa τ jest ściśle powiązana z jego pasmem przenoszenia: $f = \frac{1}{2\pi\tau}$.



Rysunek 1. Zdjęcie fotodetektora przyklejonego do górnego stopnia czterostopniowej chłodziarki umieszczonej na podstawce TO-8 b) oraz fotodetektor hermetycznie zamknięty w obudowie TO-8 c) [41].

z podstawką TO-8 złotymi drutami. Mogą one mieć sumaryczną długość nawet 30 mm, więc ich pasożytnicza indukcyjność jest w stanie znacząco wpływać na tę odpowiedź. Wykazały to badania przedstawione w [39], w których Wiatr i inni opracowali model zastępczy układu połączeń, a następnie w [40] Opalski i Opalska przedstawili wyniki symulacji komputerowych, które wskazują, że połączenia drutowe znacząco zmniejszają szybkość i powodują oscylacje w odpowiedzi skokowej detektorów typu MWIR i LWIR.

Pomimo znacznego postępu w miniaturyzacji urządzeń optoelektronicznych, napędzanego głównie przez rozwój telekomunikacji światłowodowej, obudowa TO-8 jest wciąż chętnie stosowana w zaawansowanych aplikacjach w zakresie średniej podczerwieni. Dzieje się tak m.in. ze względu na jej mały rozmiar, niski koszt produkcji i efektywne odprowadzanie ciepła z układów TEC. Jeszcze stosunkowo niedawno doprowadzenia podstawki łączono przewodami z wolnostojącymi modułami systemów spektroskopowych i telekomunikacyjnych. Miało to rację bytu wyłącznie w przypadku wolnych systemów analizy, gdy znaczna długość połączeń kablowych nie przyczyniała się do powstania większych błędów pomiarowych. Natomiast ze względu na niskie poziomy mierzonych sygnałów⁵, takie rozwiązanie połączeń było przyczyną dużej wrażliwości budowanych układów na wpływ zakłóceń elektromagnetycznych i mechanicznych (mikrofonowanie). Dlatego VIGO, do-

⁵Zakres liniowego przetwarzania sygnału optycznego przez fotodiody jest zwykle ograniczony do kilkudziesięciu μW [42], wskutek czego szczytowe natężenie fotoprądu jest zazwyczaj mniejsze niż $100 \mu\text{A}$, co przy pobudzeniu sygnałem sinusoidalnym odpowiada mocy -42 dBm na obciążeniu 50Ω .

strzegłszy wady takiego rozwiązania, wprowadziło do swojej oferty fotodetektory integralnie połączone ze specjalnymi wzmacniaczami transimpedancyjnymi [43] w postaci tzw. modułów detekcyjnych.

Zintegrowane urządzenia detekcyjne są częściej spotykane w przemyśle telekomunikacji światłowodowej pod akronimem ROSA (ang. Receiver Optical Sub Assembly). Zapewniają one mechaniczne oraz elektryczne połączenie fotodetektora ze wzmacniaczem oraz standaryzowane napięcia zasilania i poziomy mocy sygnałów na wyjściu układu detekcji.

Na rys. 2 ukazano zdjęcie przykładowego modułu detekcyjnego dla zakresu średniej podczerwieni z wbudowanym kontrolerem układu TEC. Takie układy są odporne na wspomniane zakłócenia i przetwarzają padającą moc optyczną w użyteczny sygnał napięciowy. Są one poszukiwane przez wielu klientów VIGO, gdyż ze względu na normalizację napięć, można je łatwiej łączyć z różnorodnymi systemami optoelektronicznymi.

Obecnie projektowanie modułów detekcyjnych na potrzeby przemysłu telekomunikacyjnego oraz konstruktorów urządzeń spektroskopowych, stanowi jedno z ważniejszych zadań Działu Badań i Rozwoju VIGO. Aby osiągnąć kompromis pomiędzy szybkim czasem reakcji, a jak najmniejszym poziomem szumów własnych układu, podczas projektowania tych urządzeń, należy godzić wiele, często sprzecznych ze sobą wymagań. Dotyczą one m.in. jak najmniejszych zniekształceń liniowych i nieliniowych obwiedni sygnału optycznego oraz optymalizowania wzmocnienia wzmacniacza, przy zachowaniu warunku bezwzględnej stabilności. Projektant musi dbać o to, aby poprawnie dopasować impedancję wejściową wzmacniacza do zastępczej impedancji fotodiody wraz z połączeniami elektrycznymi [44] w taki sposób, żeby zniekształcenia wprowadzane przez układ połączeń były na niskim poziomie i nie pogarszały parametrów modułu detekcyjnego. Niestety wskutek występowania rozrzutów związanych z wytwarzaniem fotodiod z materiału HgCdTe oraz ich montażem w obudowie TO-8, aby spełnić powyższe wymagania należy skrupulatnie optymalizować parametry każdego urządzenia z osobna. W takiej sytuacji proces seryjnego wytwarzania modułów detekcyjnych będzie zawodny, a wykorzystanie linii wytwórczej - nieefektywne.

Próba przyspieszenia procesu produkcji, bez odpowiednich narzędzi wspomagających, może przyczynić się do niskiej jakości i spadku powtarzalności oferowanych produktów. Dlatego wielkoseryjna produkcja zindywidualizowanych modułów detekcyjnych wymaga organizacji elastycznej linii wytwórczej wyposażonej w zautomatyzowane stanowiska pomiarowe, dzięki czemu można zapewnić najdokładniejszą charakterystykę właściwości fo-

to detektorów, a także kontrolę ich parametrów w ciągu produkcyjnym. Dzięki takiej organizacji fabrykacji można wykorzystać duże ilości informacji w komputerowych programach wspomagających projektowanie i wytwarzanie układów wzmacniaczy. Bez takich zaawansowanych narzędzi łatwiej może dochodzić do błędów spowodowanych czynnikiem ludzkim, będących przyczyną późniejszych reklamacji.



Rysunek 2. Uniwersalny moduł detekcyjny produkcji VIGO [43].

Stan wcześniejszych prac badawczych

Już od początku minionej dekady w VIGO zamierzano rozszerzyć ofertę standardowych modułów detekcyjnych o urządzenia detekujące promieniowanie podczerwone zmodulowane AM i FM sygnałami o widmie sięgającym w zakres mikrofalowy, jednakże świadomość złożoności zagadnień z tym związanych nie była wówczas dostateczna. Chociaż podjęto próbę konstrukcji takiego układu, stosując do tego celu szybkie fotodiody HOT z HgCdTe o paśmie kilku GHz, to po połączeniu ich z szerokopasmowymi wzmacniaczami w.cz. w jeden moduł detekcyjny, uzyskiwana odpowiedź na impuls laserowy była kilkukrotnie dłuższa niż sama struktura detekcyjna. Nie spełniało to oczekiwań wymagających klientów, dlatego rozwiązanie tego problemu zostało wpisane jako jeden z ważnych punktów strategii rozwoju przedsiębiorstwa. Przyczyniło się to do sformułowania najważniejszych zagadnień dla planowanych projektów badawczych.

Jednym z takich projektów, mającym na celu poprawę technologii wytwarzania modułów detekcyjnych w VIGO, był rozpoczęty w 2013 roku projekt zatytułowany: „Integracja detektorów podczerwieni chłodzonych termoelektrycznie lub pracujących w temperaturze otoczenia z szerokopasmowym układem odbiorczym” - w skrócie INTIR (ang. INTegration of InfraRed detectors cooled thermoelectrically or operating in ambient temperature

with wideband electronics). W skład konsorcjum wchodziły: Instytut Systemów Elektronicznych (ISE), Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki Politechniki Warszawskiej (IMIO) oraz Katedra Przyrządów Półprzewodnikowych i Optoelektronicznych Politechniki Łódzkiej (KPPO). Zakres niemal trzyletnich prac badawczych współfinansowanych przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju (NCBiR) obejmował głównie optymalizowanie procesu wytwarzania fotodiod i opracowanie małostratnych elektrycznych połączeń w obudowie fotodetektora. W ich wyniku miała zostać opracowana technologia zautomatyzowanego i powtarzalnego integrowania fotodetektorów z szerokopasmowym układem odbiorczym w jeden moduł detekcyjny, dzięki czemu można by seryjnie produkować urządzenia o dostatecznie krótkim czasie odpowiedzi impulsowej.

Podstawowym narzędziem służącym do szerokopasmowego charakteryzowania właściwości przyrządów z HgCdTe oraz wzmacniaczy, jaki wykorzystano w tym projekcie, był wektorowy analizator obwodów (VNA ang. Vector Network Analyzer) o wysokiej dynamice pomiaru. Wyposażony w sondy mikrofalowe i odpowiednie oprogramowanie do ich kalibracji umożliwia pomiary małosygnałowego współczynnika odbicia struktur fotodiod. Wykorzystanie tak zaawansowanej aparatury było podyktowane unikalnymi właściwościami badanych przyrządów, które m.in. charakteryzują się silnie nieliniowym przebiegiem charakterystyki prądowo-napięciowej (IV) [11]. Po pozytywnych doświadczeniach z takim charakteryzowaniem fotodiod, przystąpiono do bardziej zaawansowanych badań przy użyciu zaawansowanej stacji pomiarowej, umożliwiającej chłodzenie struktur. W celu zamodelowania elektrycznych właściwości fotodetektora, opracowano uniwersalny schemat zastępczy struktury na podstawie szerokopasmowych pomiarów współczynnika odbicia w funkcji napięcia polaryzacji oraz temperatury złącza, który w postaci obwodowego układu o stałych skupionych [44] wykorzystano w symulacjach komputerowych m.in. w SPICE [45] i MO (Microwave Office, Cadence) [46] w szerokim zakresie częstotliwości [40, 44].

Ze względu na znaczny koszt zakupu⁶ i utrzymania stacji wdrożenie tego rodzaju pomiarów do linii produkcyjnej VIGO nie było w tamtym czasie możliwe. Wówczas w projekcie opracowano tańsze rozwiązanie pomiarowe w postaci unikalnej głowicy (ang. fixture) do wielorodzajowego charakteryzowania fotodetektorów zamkniętych w obudowach TO-8 za pomocą dwuwrotowego VNA [47]. Dzięki specyficznej konstrukcji tego

⁶Zakup stacji pomiarowej oraz analizatora wraz z oprzyrządowaniem to koszt przekraczający 1,5 mln zł.

urządzenia można było zapewnić różnicowy odbiór sygnału z fotodiody, a korzystając z naturalnej symetrii jej połączeń drutowych, zminimalizować wpływ pasożytniczych sprzężeń sygnału w.cz. do układu TEC, co zostało szerzej omówione w [39]. Wraz z głowicą skonstruowano również zestaw specjalistycznych wzorców oraz opracowano nową metodę do jej kalibracji, typową dla mikrofalowych systemów pomiarowych [48]. W rezultacie uzyskano system zdolny do przeprowadzenia pomiarów w pasmie sięgającym 4 GHz [47].

Opracowana głowica posłużyła do scharakteryzowania i sporządzenia schematów zastępczych połączeń drutowych w obudowach TO-8, opisanych w [39]. W wyniku tych analiz stwierdzono, iż takie połączenia mogą w znacznym stopniu ograniczać szybkość odpowiedzi fotodetektorów. W trakcie poszukiwań alternatywnego rozwiązania dla połączeń drutowych, zaproponowano zastosowanie koplanarnych przewodnic falowych o niskiej impedancji charakterystycznej, które następnie wykonano z elastycznej wstążki z niklowymi paskami [49, 50]. Dodatkowo, aby skrócić drogę przepływu fotoprądu, jej długość została ograniczona do około 4 mm, dzięki czemu znacząco poprawiono transmisję sygnału w.cz., co wykazano w [51]. Niestety jednocześnie spowodowało to zwiększenie przepływu ciepła z podstawki do struktury detekcyjnej [49]. W celu zminimalizowania tego efektu konstruktorzy zmienili typ obudowy fotodetektora ze standardowej TO-8 na znacznie droższą i trudniej dostępną obudowę planarną typu *Butterfly*, zwykle wykorzystywaną w przemyśle laserowym [52]. Następnie zespół KPPO przeprowadził niezbędne symulacje rozkładu pola elektromagnetycznego oraz rozptyłu ciepła w przyrządzie, które potwierdziły zasadność zmiany technologii układu połączeń [53].

Jednym z trudniejszych zadań w projekcie okazał się być wybór wejściowego wzmacniacza sygnału prądowego. W pierwszej fazie sporządzono listę układów scalonych, dostępnych wówczas na rynku, spośród których wytypowano wzmacniacze o najlepszych właściwościach. Wybrano je ze względu na pasmo przenoszenia, niską impedancję wejściową oraz najmniejszy wpływ szumów własnych. Następnie na podstawie pomiarów parametrów szumowych oraz rozproszenia tych układów naukowcy zastosowali procedury modelowania układów w.cz. [54, 55] oraz optymalizację parametrów modułu detekcyjnego w SPICE [40, 56].

Inżynierowie VIGO zastosowali zdobytą w opisany wyżej sposób wiedzę w projekcie nowego modułu detekcyjnego. Stosując pobudzenie impulsem laserowym, osiągnięto wówczas czas opadania odpowiedzi impulsowej krótszy niż 500 ps, co w przypadku układu

jednobiegunowego odpowiada około 700 MHz pasma przenoszenia⁷. W rezultacie powstał prototyp modułu detekcyjnego, pracujący w pasmie optycznym LWIR o parametrach wystarczających do zastosowań w spektrometrach Fouriera oraz wysokoczułych analizatorach gazu ze źródłem QCL.

Motywacja do dalszych badań

Nowe zastosowania fotodiod podczerwieni m.in. w przemyśle, medycynie i wojsku [58] przyczyniają się do większego tempa wzrostu światowego rynku optoelektronicznego, który w okresie ostatnich pięciu lat powiększył się niemal dwukrotnie [59,60]. W związku z tym w 2016 r. w VIGO rozpoczęto budowę nowej linii produkcyjnej, zaprojektowanej w myśl tzw. czwartej rewolucji przemysłowej (ang. Industry 4.0) [61]. Jej celem jest dostarczanie zaawansowanych produktów pod konkretne wymagania klientów, a także możliwość skutecznego konkurowania z innymi firmami na rynku optoelektronicznym.

Taka inwestycja produkcyjna jest istotna z uwagi na obecne wymagania odbiorców, którzy są zdecydowanie bardziej zainteresowani produkcją zindywidualizowanych wyrobów i krótkich serii, tzw. masowym dostosowywaniem (ang. mass customization) [62], niż masową produkcją na skład (ang. mass production) modułów detekcyjnych VIGO. Stąd też proces produkcji zgodnie z nową koncepcją podlegać będzie uelastycznieniu poprzez łączenie wszystkich stanowisk produkcyjnych i pomiarowych w jedną sieć. Dzięki tzw. internetowi rzeczy (IoT, ang. Internet of Things) można centralnie zarządzać przebiegiem procesu produkcji małych i średnich serii modułów detekcyjnych. Wyniki pomiarów muszą posiadać odpowiednią strukturę tak, aby zdołały przekazywać dane pomiędzy stanowiskami oraz przechowywać je w centralnej bazie. To właśnie znaczna ilość informacji (ang. big data) o poszczególnych etapach produkcji, przetwarzana w tzw. chmurze (ang. cloud computing), umożliwia prowadzenie statystyki i sprawną wymianę informacji pomiędzy producentem i klientem [63,64]. Aby taki proces produkcji przebiegał sprawnie, należy go zautomatyzować, natomiast proces projektowania modułów - wyposażać w komputerowe narzędzia CAD (ang. Computer Aided Design). Pozwoli to na efektywną optymalizację

⁷W przypadku układu o charakterystyce jednobiegunowej, czas opadania odpowiedzi impulsowej t_f , wyrażany jako czas potrzebny na spadek amplitudy impulsu z 90 % do 10 % wartości początkowej, może być powiązany z jego stałą czasową $t_f \approx 2,2 \tau$, a tym samym z pasmem przenoszenia: $f \approx \frac{0,35}{t_f}$ [57].

parametrów urządzenia. W tym celu należy jednak opracować dostatecznie dokładne metody pomiarowe, dzięki którym będzie można otrzymywać dane niezbędne do tworzenia wiarygodnych modeli przyrządów.

W świetle współczesnej optoelektroniki prace wykonane w ramach grantu INTIR miały nowatorski charakter. Dostarczały one producentowi ważnych informacji o fundamentalnych zjawiskach zachodzących w fotodiodzie i wewnątrz obudowy detektora. W miarę coraz lepszego poznawania specyfiki działania detektorów, pojawiały się nowe koncepcje badawcze, których do tej pory dokładnie nie zbadano w dużej mierze ze względu na ograniczony czas realizacji projektu. W przypadku głowicy do pomiarów obudowanych fotodetektorów nie udało się wykryć i usunąć przyczyny niespójności pomiarowej wzorców stosowanych do jej kalibracji. Wskutek tego parametry głowicy identyfikowane na podstawie pomiarów kalibracyjnych [47] były obciążone systematycznymi błędami o naturze trudnej wówczas do zweryfikowania. Takie błędy mogą znacząco wpływać na dokładność charakteryzowania fotodetektorów w zakresie w.cz. zwłaszcza, że ograniczając moc pobudzenia analizatora poniżej -40 dBm (wymaganą, aby pracował w zakresie małosygnałowym) obserwuje się już wyraźnie wpływ szumów systemu.

W praktyce okazało się, że prawidłowe odwzorowanie właściwości fotodiod, połączeń drutowych oraz paskowych na podstawie tak mierzonych parametrów rozproszenia, nie było wówczas możliwe, gdyż próby optymalizowania obwodu wejściowego wzmacniaczy nie przynosiły pożądanych rezultatów. W rzeczywistej odpowiedzi impulsowej modułu detekcyjnego odnotowano występowanie wyraźnych oscylacji, podczas gdy wyniki licznych symulacji układu w programie SPICE takowych nie wykazały. Powodem tych znaczących różnic była niewłaściwie skompensowana, wielobiegunkowa (≥ 3) charakterystyka fotodetektora połączonego z przedwzmacniaczem. Opalski i Opalska podjęli próbę optymalizacji tych biegunków, co opisali w [40]. Jednakże ich metoda wykazała dużą wrażliwość na wpływ błędów pomiarowych, co objawiało się potencjalną niestabilnością układu. Takie działanie modułu detekcyjnego jest wysoce niepożądane, zwłaszcza w przypadku urządzeń telekomunikacyjnych lub spektroskopowych, ponieważ może ono skutkować trwałym uszkodzeniem ich czułych podzespołów. W rezultacie początkowe próby stosowania nowych metod charakteryzowania i projektowania modułów zakończyły się niepowodzeniem.

Ze względu na ograniczony czas trwania projektu, wiele rozwiązań opracowanych w ramach INTR (w tym głowica pomiarowa [47]) nie zostały dostatecznie przystosowane

do wdrożenia w warunkach produkcyjnych. Jednak pomimo tych niedostatków, wyniki charakteryzowania fotodetektorów w obudowach TO-8 w szerokim pasmie częstotliwości były obiecujące i mogłyby zrewolucjonizować obecną technologię wytwarzania urządzeń optoelektronicznych. To właśnie ta obserwacja skłoniła doktoranta do podjęcia dalszych prac nad charakteryzowaniem i modelowaniem fotodetektorów z HgCdTe. Rozwiązanie tego multidyscyplinarnego problemu doskonale wpisało się w założenia programu „Doktorat Wdrożeniowy” i to właśnie w jego ramach w dwa lata po zakończeniu INTIR, autor niniejszej pracy zdecydował się kontynuować działania, których celem jest wdrożenie nowych metod charakteryzowania fotodetektorów i wytwarzania modułów detekcyjnych.

Ponieważ rezultaty dotychczasowych metod projektowania nie były zadowalające, zastosowanie w VIGO nowoczesnych programów komputerowego wspomaganie projektowania układów, wydawało się najwłaściwszym rozwiązaniem. Tu natknięto się na trzy zasadnicze problemy: po pierwsze należało zidentyfikować adekwatny schemat zastępczy detektora, po drugie - opracować dostatecznie dokładny sposób określenia jego parametrów (oba można próbować rozwiązać, jeśli dysponuje się dokładnymi wynikami pomiaru detektorów w głowicy, a kluczem do tego jest dokładna znajomość parametrów głowicy), natomiast trzecim problemem niniejszej rozprawy było opracowanie nowej metody jej kalibracji, za pomocą której można dokładnie określić model systemu pomiarowego, a następnie skutecznie usunąć systematyczne błędy pomiarowe.

Wraz z rozpoczęciem prac przez autora, linia produkcyjna VIGO była przekształcana w myśl nowej rewolucji przemysłowej, wskutek czego narzędzia pomiarowe należało opracować zgodnie z szeregiem twardych wymagań. Przede wszystkim każdy etap kontrolny musi odbywać się na wyznaczonych stanowiskach pomiarowych, które stanowią poszczególne ogniwa całego łańcucha produkcji modułu detekcyjnego. Aby móc osiągnąć wysoką jakość i powtarzalność wytwarzanych urządzeń, narzędzia pomiarowe muszą zapewniać wysoką i niezmienną w czasie dokładność pomiarów, np. przy określaniu współczynnika odbicia fotodetektora za pomocą VNA oraz mieć możliwość automatycznego identyfikowania i wykrywania usterek poszczególnych elementów danego stanowiska. Jest to niezwykle istotne w ciągłym procesie produkcyjnym, w którym dochodzi do naturalnego zużywania się kabli oraz gniazd aparatury pomiarowej. Ponadto należało wdrożyć standardowe procedury i zapewnić możliwie daleko posuniętą automatyzację procesu pomiarowego tak, aby za pomocą opracowanych narzędzi CAD można było wydajnie wspomagać proces

produkcji. Pozwoli to na sprowadzenie do minimum ręcznych procedur strojenia i doboru elementów urządzenia tzw. metodą prób i błędów, dzięki czemu zasoby linii produkcyjnej mogą być lepiej wykorzystywane.

Cel i zakres pracy

Najważniejszym zadaniem, jakie przejawiało się jeszcze przed podjęciem niniejszej pracy, było udoskonalenie systemu do charakteryzowania właściwości fotodetektorów w obudowach TO-8. Dopiero wówczas można próbować badać fundamentalne zjawiska wiążące się z detekcją promieniowania podczerwonego o szybkozmiennej obwiedni za pomocą fotodiody z HgCdTe. Takie badania uznano za niezbędne, aby następnie móc zoptymalizować układ połączeń w obudowie fotodetektora i uzyskać możliwie dużą szybkość odpowiedzi modułu detekcyjnego, tzn. fotodiody dołączonej do układu wzmacniacza w.c.z.

Udokumentowane ograniczenia i niedostatki znanych metod charakteryzowania oraz modelowania fotodetektorów, jak również projektowania układów przedwzmacniaczy, skłoniły autora rozprawy do sformułowania następujących tez:

1. Jednym z palących problemów, jaki należało rozwiązać, był brak dostatecznie wiarygodnej metody kalibracji głowicy pomiarowej przedstawionej w [47]. Wskutek specyficznej budowy jej kompletny, liniowy model błędów liczył aż 16 parametrów, ponieważ musiał uwzględniać wpływ przesłuchów. Zaobserwowane przejawy niespójności tej kalibracji, mogły wynikać zarówno z niepowtarzalności parametrów stosowanych wzorców kalibracyjnych, mającej naturę konstrukcyjną, jak i z błędów w ich definicji, używanych w obliczeniach parametrów głowicy. Ponieważ w zaproponowanej w [47] metodzie kalibracji SOLT wszystkie wzorce były traktowane równoprawnie, to taka niespójność istotnie przyczyniła się do powstania systematycznych błędów kalibracji. Jednakże ponieważ wystąpiła tam pewna nadmiarowość pomiarów ponad liczbę niewiadomych współczynników opisu głowicy pomiarowej, więc można ją było wykorzystać do tzw. samokalibracji wzorców - znanego matematycznego sposobu dookreślania parametrów nieznanymi wzorców [48]. **Dlatego należy tę dotychczasową metodę [47] udoskonalić za pomocą metody samokalibracji, eliminując przyczynę niespójności.**

2. Modelowanie fotodetektorów podczerwieni ma szczególne znaczenie z punktu widzenia rozwoju technologii i produkcji tych przyrządów. Chociaż wyniki przedstawione m.in. w [44], wykazały, że takie podejście ma sens, to zaproponowane schematy zastępcze, zawierające kilka ogniw drabinki RC, wymagały gruntownej weryfikacji. Podobnie było w przypadku modelu połączeń zaproponowanym w [39], gdyż arbitralne przyjęcie wartości elementów w schemacie zastępczym, nie jest właściwe ze względu na wpływ nieuniknionych rozrzutów technologicznych, jakie występują podczas montażu. Dlatego w ramach niniejszej pracy opracowano nowe schematy zastępcze fotodiod o możliwie prostej strukturze, które pozwalają na uwzględnienie pasożytniczego wpływu połączeń drutowych. **Poszukiwany schemat zastępczy pozwoli dostatecznie dokładnie odwzorować wpływ najważniejszych zjawisk zachodzących w detektorze oraz wewnątrz jego obudowy, jakie są obserwowane w szerokim zakresie częstotliwości.**
3. Analiza poprawności skonstruowanego schematu zastępczego może być przeprowadzana na drodze symulacji numerycznych (SPICE lub MO) oraz pomiarów w eksperymentalnym systemie nieliniowego VNA, aby móc zmierzyć odpowiedź impulsową rzeczywistego fotodetektora, pobudzanego krótkim impulsem laserowym.
4. Na podstawie opracowanego schematu zastępczego można będzie zbadać, jak połączenia drutowe wewnątrz obudowy fotodetektora wpływają na szybkość odpowiedzi modułu detekcyjnego. **Tym samym autor rozprawy zamierza potwierdzić, iż typ struktury detekcyjnej opracowanej w [11, 31] charakteryzuje się pasmem przenoszenia co najmniej 2 GHz.** Natomiast, aby móc osiągnąć podobne pasmo w połączeniu ze wzmacniaczem, należy udoskonalić konstrukcję połączeń drutowych.
5. Jednym z ważniejszych zadań o dużym znaczeniu praktycznym było przystosowanie opracowanych narzędzi do charakteryzowania małych i średnich serii fotodetektorów. Przede wszystkim wymagano, aby było to samodzielne stanowisko (lub stanowiska), funkcjonalnie przystosowane do warunków linii produkcyjnej VIGO, podobnie jak miało to miejsce w przemysłowych głowicach pomiarowych [65]. W tym celu musiało zostać ono wyposażone w odpowiednią aparaturę oraz komputerowy

system, który zarządza całą procedurą pomiarową i umożliwia korekcję systematycznych błędów pomiarowych, identyfikowanych za pomocą nowej metody kalibracji, 16-czynnikowego liniowego modelu, jaki uwzględnia wpływ przesłuchów w głowicy. **Dzięki wdrożeniu standardowych procedur pomiarowych oraz wsparciu procesu narzędziami CAD, parametry modułów detekcyjnych o szerokim pasmie przenoszenia będzie można dostatecznie dokładnie określić jeszcze na etapie ich projektowania, natomiast sam proces seryjnej produkcji tych urządzeń zostanie przyspieszony.**

Niniejsza rozprawa jest zorganizowana w następującym porządku:

1. W części pierwszej autor zreferował obecny stan technologii wytwarzania fotodiod na zakres średniej podczerwieni, koncentrując się na tych, które charakteryzują się znaczną szybkością odpowiedzi. Następnie na podstawie zjawisk fizycznych zachodzących w złączu fotodiody, a także wpływowi obudowy fotodetektora na transmisję sygnału w.cz., stworzył małosygnałowy schemat zastępczy o elementach skupionych.
2. W części drugiej, autor omówił podstawy wektorowej analizy obwodów oraz zasadność stosowania falowego opisu sygnałów do charakteryzowania właściwości fotodetektora LWIR. Następnie przedstawił znane metody wykorzystywane do kalibracji systemu pomiarowego, wykorzystywane wpierw do korekcji systematycznych błędów pomiarowych, a następnie do wydobycia pożądanej informacji o badanym przyrządzie. Ograniczenia i niedostatki metod opisanych w literaturze uzasadniają sformułowanie pierwszej tezy naukowej spośród wyżej wymienionych.
3. W części trzeciej omówiono konstrukcję głowicy pomiarowej oraz odpowiedni dla niej, 16-to czynnikowy liniowy model, jaki uwzględnia wpływ pasożytniczych przesłuchów. Ze względu na ograniczenia związane z wytworzeniem odpowiedniego zestawu wzorców kalibracyjnych w standardzie TO-8, autor zaproponował nową metodę kalibracji sieci odwracalnej, nazwanej SOLR16. Należy ona do najważniejszych wyników rozprawy, gdyż skutecznie rozwiązuje problem niedokładnej definicji wzorca bezpośredniego połączenia wrót głowicy pomiarowej.
4. W części czwartej autor przedstawił praktyczne zastosowanie wszystkich opracowanych narzędzi. W pierwszej kolejności, przeprowadził kalibrację głowicy, za pomocą

samodzielnie skonstruowanych wzorców kalibracyjnych. Następnie scharakteryzował wielorodzajowy współczynniki odbicia fotodetektora LWIR, aby następnie móc na jego podstawie określić wartości elementów w schemacie zastępczych. Aby zweryfikować poprawne odwzorowanie zachowania danego przyrządu, porównał jego odpowiedź skokową, otrzymaną na podstawie symulacji obwodowych, z odpowiedzią rzeczywistego fotodetektora pobudzanego impulsowym laserem QCL.

5. W części ostatniej opisano modyfikacje opracowanych metod i narzędzi pomiarowych, aby móc je dostosować do warunków produkcyjnych VIGO. Celem opisywanych tu prac jest zautomatyzowanie procedur pomiarowych i przyspieszenie procesu produkcji zintegrowanych urządzeń detekcyjnych. Schemat zastępczy fotodetektora został tu wykorzystany aby móc optymalizować parametry modułu detekcyjnego za pomocą symulacji w MO od Cadence. W ramach tej części omówiono również wdrożenie przemysłowego systemu do charakteryzowania i automatycznej ekstrakcji parametrów fotodetektorów w obudowach TO-8. Niniejsza część zwięźliła rozprawę i umożliwiła sprawdzenie słuszności tez postawionych przez autora.

Praca posiada dodatki, które bardziej szczegółowo dokumentują zagadnienia, związane z:

- pasożytniczymi sprzężeniami pojemnościowymi, występującymi w obudowie TO-8 fotodetektora,
- zasadą działania wektorowego analizatora sieci,
- konstrukcją wzorców kalibracyjnych TO-8,
- transformacją impedancji odniesienia systemu VNA,
- sposobem opisu głowicy według normy IEEE-370,
- projektem wzmacniacza transimpedancyjnego,
- analizą odpowiedzi skokowej fotodetektorów,
- charakteryzowaniem wielkosygnałowej odpowiedzi fotodetektora LWIR.

Rozdział 1

Reprezentacja małosygnałowych właściwości fotodiod z HgCdTe

Głównym obiektem zainteresowania autora rozprawy są fotodiody HOT z HgCdTe przeznaczone do zastosowań w tzw. długofalowym zakresie podczerwieni LWIR, w których szybki czas reakcji poszczególnych podzespołów ma istotne znaczenie dla działania całego urządzenia spektroskopowego lub telekomunikacyjnego. Ponieważ wytworzenie takich systemów jest czasochłonne i niezwykle kosztowne [66], należy dążyć do tego, aby jeszcze na etapie ich zaprojektowania, za pomocą symulacji komputerowych, móc sprawdzić poprawność ich działania. W tym celu niezbędne są wiarygodne modele matematyczne, które dokładnie opisują statyczne oraz dynamiczne właściwości wszystkich podzespołów w tym fotodetektorów,¹ wchodzących w skład kompletnego urządzenia optoelektronicznego.

Modelowanie zjawisk zachodzących w przyrządach półprzewodnikowych polega na rozwiązywaniu równań różniczkowych, które można definiować w skali mikro albo makro. W pierwszym przypadku w tym celu używa się specjalistycznego oprogramowania komputerowego i określonego mianem modelowania fizycznego, natomiast w drugim - te równania w przybliżeniu reprezentowane są przez schemat zastępczy i analizowane za pomocą programów symulacji obwodowej [67].

Podejście fizyczne jest niezbędne, aby w ogóle móc projektować i wytwarzać przyrządy półprzewodnikowe. Dlatego też stosuje się np. oprogramowanie komputerowe APSYS (Crosslight Software Inc.), które pozwala odtwarzać procesy statyczne i dynamiczne (w

¹W ramach niniejszej pracy mianem fotodiody będzie określana wyłącznie sama struktura półprzewodnikowa, natomiast fotodetektor (detektor) jest to struktura w obudowie TO-8, wraz z układem połączeń.

dzielinie czasu) zachodzące w poszczególnych warstwach półprzewodnikowych [68, 69]. Odbywa się to w wielu warstwach półprzewodnika o odmiennych stopniach domieszkowania i różnych szerokościach przerw energetycznych w wyniku rozwiązywania skomplikowanych dwu- i trójwymiarowych cząstkowych równań różniczkowych transportu nośników ładunku. W tych obliczeniach uwzględnia się działanie generacji-rekombinacji nośników ładunku w strukturze detekcyjnej, procesy termiczne, a nawet powielanie lawinowe nośników ładunku, dzięki temu otrzymuje się przestrzenny rozkład pola elektromagnetycznego [31]. Chociaż w przemyśle półprzewodnikowym powszechnie uznaje się, że ten sposób analizy jest jednym z najdokładniejszych, to wskutek znacznej złożoności problemu, symulacje są niezwykle czasochłonne, a sama postać modelu nie jest kompatybilna ze standardowymi programami do symulacji obwodowej układów elektronicznych. Ponadto obliczenia w APSYS dotyczą wyłącznie samej struktury fotodiody i nie uwzględniają wpływu jej montażu wewnątrz obudowy fotodetektora, w wyniku czego weryfikowanie jakości modelu fizycznego na podstawie szerokopasmowych pomiarów przyrządów jest utrudnione. Dlatego przy rozwiązywaniu problemów współczesnej elektroniki w.c.z. znacznie wygodniejsze w użyciu są symulacje obwodowe, tworzone w oparciu o schematy zastępcze, które reprezentują właściwości elektryczne oraz optoelektryczne badanych przyrządów.

Znajomość schematu zastępczego fotodetektora ma również kluczowe znaczenie zarówno dla technologów, którzy wytwarzają struktury fotodiod, jak i dla projektantów układów optoelektronicznych, którzy później wykorzystują je do budowy modułów detekcyjnych. Ci pierwsi, na podstawie zastępczych pojemności i rezystancji, mogą oszacować czas transportu nośników w złączu oraz wyciągnąć kluczowe informacje na temat jakości i powtarzalności procesów osadzania materiału, np. w technologii MOCVD (ang. Metalorganic Chemical Vapour Deposition), dzięki czemu można wytworzyć funkcjonalny przyrząd optoelektroniczny [70]. Natomiast dla tych drugich schemat zastępczy fotodiody jest niezbędnym narzędziem wykorzystywanym do komputerowego symulowania i optymalizacji układów wzmacniaczy w.c.z. Dlatego wprowadzenie spójnej reprezentacji właściwości przyrządu pozwala określić jakość i granice technologii wytwarzania, służy również do kontroli jakości i uzyskania produkcji oraz ma kluczowe znaczenie dla projektowania, a także dla konstruowania modułów detekcyjnych o znacznej szybkości odpowiedzi i małym udziale szumów własnych.

Celem tej części rozprawy jest więc określenie takiego schematu zastępczego, który

mógłby z dużą dokładnością odwzorowywać zachowanie fotodetektora w dziedzinie czasu lub częstotliwości, a jednocześnie dostatecznie prostym, aby jego poszczególne elementy móc określać na podstawie ograniczonego zbioru danych eksperymentalnych. Taki zbiór stanowią charakterystyki impedancji lub współczynnika odbicia fotodetektora, mierzone w określonym pasmie częstotliwości, jak też odpowiedź przyrządu w dziedzinie czasu na pobudzenie impulsowo zmodulowanym sygnałem optycznym. Na ich podstawie należy określić zarówno właściwości samej fotodiody, jak i również wpływ obudowy i układu połączeń fotodetektora w postaci strat oraz pasożytniczych sprzężeń sygnału, jakie naturalnie występują w rozważanym tu zakresie częstotliwości mikrofalowej.

Analizując typowe charakterystyki IV [71] oraz przejściową (amplituda fotoprądu w funkcji padającej mocy optycznej [42]) fotodiody na zakres średniej podczerwieni, można wywnioskować, iż przy pobudzeniu wielkosygnałowym jest ona przyrządem silnie nieliniowym. Ta nieliniowość uwidacznia się przede wszystkim przy zasilaniu w kierunku zaporowym, ponieważ zazwyczaj występuje tam obszar ujemnej rezystancji dynamicznej. Ponadto fotodioda jest wrażliwa na zbyt silne oświetlenie sygnałem o wysokiej mocy, wskutek czego następuje zjawisko nasycenia złącza i ograniczenie sprawności oraz szybkości przetwarzania sygnału optycznego na elektryczny [7] (patrz dodatek D.8). Ponieważ odwzorowanie tych zjawisk w schemacie zastępczym może okazać się niepraktyczne w wyniku jego znacznej złożoności, dlatego w niniejszej pracy rozważane są modele małosygnałowe, tworzone w ustalonym punkcie pracy danej fotodiody.

Aby stworzyć model małosygnałowy fotodiody na podstawie pomiarów, jej odpowiedź musi być liniowa, a zatem do jej pobudzenia należy stosować sygnał o niewielkiej amplitudzie [72]. To podejście jest podyktowane następującymi względami praktycznymi:

- podstawowym rodzajem pracy fotodiod jest przetwarzanie mocy optycznej promieniowania podczerwonego na fotoprąd przy jak najmniejszych zniekształceniach nieliniowych,
- fotodiody z HgCdTe wykonane w obecnej technologii osiągają maksymalną szybkość odpowiedzi w określonych warunkach pracy takich jak: temperatura złącza czy napięcie polaryzacji,
- małosygnałowe schematy zastępcze można łatwo zastosować w typowych symulatorach obwodów elektronicznych (np. MO od Cadence lub ADS od Keysight) po-

wszechnie używanych w przemyśle elektronicznym.

Chociaż w takim podejściu liczba elementów w schemacie zastępczym samej fotodiody może zostać zredukowana, to wraz ze wzrostem częstotliwości jej pracy, uwidacznia się wpływ zjawisk związanych z technologią montażu. W rozważanym pasmie mikrofalowym występują większe straty sygnału (m.in. odbiciowe i związane z występowaniem efektu naskórkowego układu połączeń) oraz dochodzi do pasożytniczych sprzężeń toru sygnałowego z układem chłodziarki [39]. Dlatego, aby poprawić dokładność odwzorowania odpowiedzi przyrządu w szerokim zakresie częstotliwości, należy zwiększać liczbę elementów schematu zastępczego. Niestety, może to prowadzić do zwiększenia niepewności i błędów modelowania, gdyż liczba stopni swobody w procedurze dopasowywania modelu do danych pomiarowych rośnie. W rezultacie może powstać efekt zwany nadmiernym dopasowaniem (ang. overfitting) [73, rozdz. 7]. Zatem podstawowym zadaniem postawionym przed autorem niniejszej pracy było uwzględnienie tylko czynników dominujących w rozpatrywanym zakresie częstotliwości i pominięcie tych, o drugorzędnym znaczeniu. W konsekwencji można osiągnąć pewne optimum: dokładnie odwzorować zachowanie przyrządu, a jednocześnie uzyskać lepsze uwarunkowanie procedury modelowania, dzięki czemu wrażliwość parametrów modelu na przypadkowe i systematyczne błędy pomiarowe maleje [73, rys. 7.4].

Wyniki pionierskich badań nad małosygnałowym modelowaniem fotodiod MWIR i LWIR w dziedzinie częstotliwości przedstawione w [44] były dla autora niniejszej pracy ważną wskazówką. Mianowicie za pomocą schematu zastępczego, składającego się z dwóch lub trzech kaskadowo połączonych ogniw R-C oraz jednego szeregowego ogniwa R-L, można osiągnąć zadowalającą dokładność modelowania w pewnych zakresach napięcia polaryzacji badanego przyrządu. Chociaż takie podejście z powodzeniem zastosowano w szerokim zakresie częstotliwości, sięgającym 6 GHz, to należy jednak zwrócić uwagę na pewne niedogodności i ograniczenia podejścia opisywanego w [44]. Po pierwsze wykorzystano specjalną stację pomiarową z komorą chłodzącą i wyposażoną w specjalne sondy mikrofalowe, aby móc zapewnić bezpośredni kontakt aparatury pomiarowej do struktury detekcyjnej a jednocześnie obniżyć jej temperaturę pracy. Takie rozwiązanie jest niezwykle kosztowne i zazwyczaj stanowi wyposażenie laboratoriów zajmujących się masowym charakteryzowaniem przyrządów wykonanych z krzemu. Po drugie do modelowania zastosowano arbitralny schemat zastępczy, składający się z kilku ogniw RC, a poszczególne

elementy schematu nie zostały *a priori* powiązane ze zjawiskami fizycznymi zachodzącymi w złączu fotodiody. Ich specyficzne połączenie było podyktowane wyłącznie lepszym dopasowaniem modelu do danych pomiarowych, co jest określane mianem metody tzw. „czarnej skrzynki” (ang. black-box) [74], która może prowadzić do nadmiernej komplikacji modelu. Ponadto zwykle pożądanym jest modelowanie fotodetektorów w dziedzinie czasu, co podyktowane jest charakterystyką urządzeń spektroskopowych i telekomunikacyjnych, gdzie informacja jest zaszyta w impulsowo zmodulowanej obwiedni promieniowania laserowego. Zatem powstaje zasadnicze pytanie, gdzie umieścić zastępcze źródło prądowe, które można by powiązać z pobudzaniem struktury sygnałem świetlnym, a tym samym odtworzyć zachowanie przyrządu w symulacji obwodowej?

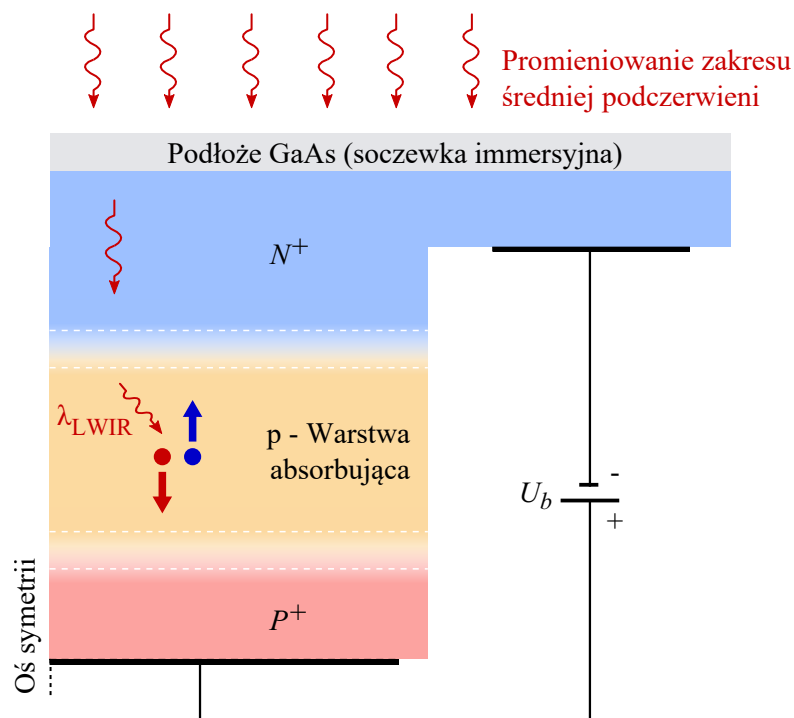
Mając na uwadze wymienione powyżej ograniczenia modelowania z [44], autor niniejszej pracy postanowił budować schemat zastępczy przyrządu w taki sposób, aby każdy z jego elementów mógł być powiązany (interpretowany) ze zjawiskiem fizycznym, zachodzącym w fotodiodzie lub obudowie fotodetektora, by w rezultacie móc dokładnie odtworzyć zachowanie przyrządu w dziedzinie czasu. Takie podejście jest zbliżone do koncepcji tzw. „białej skrzynki” (ang. white-box) [73, rozdz. 1, pkt. 3]. W celu jego zastosowania, należy wpierw dokładnie przeanalizować strukturę fotodiody, zwracając szczególną uwagę na te czynniki, które decydują o szybkości odpowiedzi. Punktem wyjścia do tej analizy jest obecny stan technologii tych przyrządów w VIGO, a jej wynikiem będzie schemat zastępczy. Jego poszczególne elementy, skutek oświetlenia zmodulowanym promieniowaniem z zakresu średniej podczerwieni, będą miały fizyczną interpretację i z dużą dokładnością będą mogły odwzorować właściwości dynamiczne przyrządu w dziedzinie czasu.

Warto podkreślić, że proponowana wyżej analiza obejmuje także modelowanie wpływu obudowy oraz połączeń drutowych na propagację sygnału w.cz. Odniesieniem dla tej analizy jest schemat zastępczy zaproponowany w [39]. Tak zarysowany plan badań ma duże znaczenie praktyczne, ponieważ uniwersalny i wiarygodny model fotodetektora w obudowie TO-8, dotąd jeszcze nie powstał.

1.1 Uwarunkowania konstrukcji fotodiod średniej podczerwieni

Budowa fotodiody LWIR ma charakter wielu naprzemiennie ułożonych kondygnacji, które są wykonywane poprzez osadzanie cienkich warstw materiału półprzewodnikowego o różnych właściwościach. Ich centralną częścią jest tzw. absorber, którego konstrukcja ściśle wiąże się z zakresem widmowym, w jakim dany przyrząd ma działać [75]. Dla przyrządu z HgCdTe tym obszarem jest odpowiednio domieszkowana, aktywna warstwa półprzewodnika typu p o wąskiej przerwie energetycznej. Natomiast silnie domieszkowane warstwy N^+ i P^+ pełnią rolę kontaktów i zapewniają optymalny odbiór nośników wygenerowanych przez pobudzenie optyczne. Taką konstrukcję, ukazaną na rys. 1.1, określa się mianem zmodyfikowanej fotodiody PIN, zwanej niekiedy $P\pi N$. Ponieważ przerwa energetyczna warstw zewnętrznych jest znacznie szersza niż energia padających fotonów w zakresie średniej podczerwieni, zatem promieniowanie padające prostopadłe w stosunku do ich ułożenia, niemal bezstratnie propaguje przez podłoże z arsenku galu (GaAs) i kontakt N^+ aż do warstwy absorpcyjnej o wąskiej przerwie energetycznej. Docierające do niej fotony są absorbowane, natomiast ich energia generuje natychmiast pary nośników ładunku, które są częściowo usuwane z objętości absorbera w wyniku transportu do obszarów kontaktowych, częściowo zanikają w procesie rekombinacji niepromienistej, stanowiąc część traconego sygnału. Ponieważ pierwsze z tych zjawisk wywołuje pożądany przepływ fotoprądu przez złącze, a drugie przyczynia się do powstawania niekorzystnego szumu generacyjno-rekombinacyjnego w złączu, dąży się do tego, aby prąd związany z rekombinacją był jak najmniejszy [76].

Projektowanie heterozłącza odbywa się przy użyciu procedur optymalizacyjnych np. w APSYS i ma na celu przy jak najkrótszej stałej czasowej τ odpowiedzi fotodiody, zapewnić możliwie wysokie wartości wydajności kwantowej η oraz widmowej wykrywalności znormalizowanej D^* . Domieszkowanie i grubości warstwy absorbującej typu p , dobiera się tak, aby zmaksymalizować efektywność konwersji promieniowania na sygnał elektryczny [11, (2.21)]. W przypadku fotodiod MWIR i LWIR wytwarzanych obecnie w technologii MOCVD, ich grubość wynosi zazwyczaj od $4\text{ }\mu\text{m}$ do $8\text{ }\mu\text{m}$ [31], wskutek czego przyrządy te zalicza się do rodziny tzw. fotodiod objętościowych (ang. bulk photodetectors). Niestety takie uwarunkowanie konstrukcyjne przyczynia się do pogorszenia pozostałych paramet-



Rysunek 1.1. Schemat struktury heterozłącza półprzewodnikowego N^+pP^+ z HgCdTe [31].

trów z powodu występowania dwu pasożytniczych efektów: wzrostu natężenia tzw. prądu ciemnego oraz znacznej pojemności złącza. Ponieważ D^* i τ decydują o rozdzielczości urządzeń spektroskopowych, jak również szybkości transmisji danych i wskaźniku stopy błędów transmisji (BER ang. Bit Error Rate) w FSO, zatem należy je rozważyć optymalizować, dobierając odpowiednie napięcie polaryzacji i temperaturę pracy fotodiody.

Głównym czynnikiem ograniczającym szybkość odpowiedzi fotodiod są pojemności dy-

fuzyjna² i złączowa³. Źródłem pojemności dyfuzyjnej są nagromadzone w warstwie absorbującej ładunki nośników mniejszościowych, a jednym ze skuteczniejszych sposobów jej ograniczania jest spolaryzowanie złącza napięciem wstecznym (ozn. U_b zgodnie z rys. 1.1). Wówczas dochodzi do zubożenia absorbera⁴ [81, rozdz. 20, pp. 2.2]. Przy napięciowej wstecznej polaryzacji, wynoszącej zwykle od $-0,5$ V do $-0,7$ V, maleje również pojemność złączowa, choć jej wpływ jest zazwyczaj wielokrotnie mniejszy niż towarzyszącej jej pojemności dyfuzyjnej.

W wyniku występowania pasożytniczej rezystancji szeregowej, ładunek ze złącza przy-

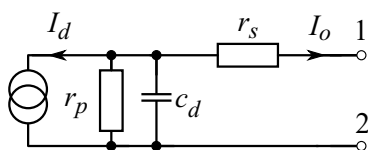
²Pomimo pewnego podobieństwa zmodyfikowanej fotodiody PIN z HgCdTe do klasycznej np. z InGaAs [77] o szerokiej przerwie energetycznej, wpływ natężenia wewnętrznego pola elektrycznego w złączu tej pierwszej jest pomijalny, wskutek czego transport nośników ma charakter dyfuzyjny [7], natomiast w przypadku tej drugiej - dryftowy [78]. W rezultacie prędkość transportu nośników w absorberze wykonanego z HgCdTe jest wielokrotnie niższa, wskutek czego przy oświetleniu zmodulowanym sygnałem optycznym następuje gromadzenie ładunku nośników, co interpretuje się jako wpływ znacznej pojemności dyfuzyjnej.

³Pojemność złączowa, nazywana niekiedy pojemnością warstwy zubożonej, odpowiada pojemności kondensatora płaskiego, którego okładki tworzą warstwy ładunków w absorberze, oddalonych od siebie na odległość równą szerokości warstwy zaporowej. Chociaż może być porównywalna, a nawet przewyższać pojemność dyfuzyjną w przypadku przyrządów pracujących przy zerowym napięciu wstecznym [11, 69, 79], to w ramach rozprawy omawiane są wyłącznie te z silną polaryzacją zaporową, dlatego wpływ pojemności złączowej jest drugorzędny. Należy jednak zaznaczyć, że ten efekt jest pewną analogią do tego, który zachodzi w fotodiodach z szeroką przerwą energetyczną np. ze stopu InGaAs, gdzie pojemność złączowa i transport dryftowy nośników mogą ograniczać szybkość odpowiedzi przyrządów w podobnym stopniu - informacji na temat tego zjawiska należy szukać w literaturze fachowej, np. w [80].

⁴Dzieje się tak wskutek występowania zjawiska ekstrakcji i ekskluzji elektronów, odpowiednio na złączu N^+p i pP^+ . Ma to szczególne znaczenie w przypadku absorbera typu p , ponieważ czas dyfuzji ambipolarnej skraca się i staje się równy czasowi dyfuzji elektronów, który jest o dwa rzędy wielkości krótszy, niż w przypadku dziur w materiale typu n [76]. Dodatkowo wydaje się, że w przypadku silnej polaryzacji złącza, gdy obszar ładunku przestrzennego rozszerzy się i zajmie część objętości absorbera, mogłby ujawnić się wpływ dryftu nośników ładunku, a w rezultacie szybkość odpowiedzi fotodiody z HgCdTe można by porównywać do klasycznej fotodiody PIN z szeroką przerwą energetyczną. Niestety, jest to możliwe wyłącznie, gdy grubość absorbera jest mała, tj. $< 1 \mu\text{m}$ [7, rozdz. 6, ppkt. 2.1], czego ze względu na małą sprawność kwantową nie stosuje się w praktyce. Ponadto wytworzenie takich absorberów jest technologicznie ograniczone, gdyż znaczne wartości współczynników dyfuzji w materiale HgCdTe [11] sprawiają, że wytworzenie ostrych przejść, tzw. interfejsów, pomiędzy warstwami N^+ i p oraz p i P^+ nie jest możliwe. Należy też dodać, iż czas potrzebny na usuwanie ładunku z absorbera może być krótszy wskutek m.in. rekombinacji nośników w złączu, chociaż jak już wspomniano, udział rekombinacji jest celowo minimalizowany aby zmniejszyć poziom szumu fotodiody.

rzędu z HgCdTe jest usuwany ze skończoną stałą czasową, co niedawno wykazali w [31] Pawluczyk i inni oraz w [32] Kopytko i inni. Aby móc łatwiej omówić to zjawisko, warto zastosować opis obwodowy fotodiody w postaci schematu zastępczego z elementami skupionymi takimi jak: rezystancje i pojemności. Jeden z szerzej rozpowszechnionych tego typu schematów stosowanym m.in. w komunikacji światłowodowej, np. [24, 82], przedstawia rys. 1.2. Można go zastosować do reprezentowania właściwości dynamicznej fotodiody z HgCdTe w dziedzinie czasu, chociaż jego poszczególne elementy mogą wiązać się z nieco innymi zjawiskami.

Promieniowanie podczerwone, padające na absorber, generuje pary nośników ładunku, które docierając do warstw kontaktowych, wymuszają przepływ fotoprądu przez złącze fotodiody, co na schemacie jest reprezentowane przez źródło prądowe oznaczone jako I_d . Natomiast magazynowanie nośników mniejszościowych, występujące wskutek powolnych mechanizmów transportu oraz wpływu niewielkiej pojemności złączowej, reprezentuje pojemność c_d , będąca ich sumą. Wpływ pasożytniczej rezystancji szeregowej (związanej z niedoskonałościami warstw kontaktowych N^+ i P^+ oraz kontaktów metal-półprzewodnik [7, pkt. 6.2]), odwzorowuje rezystancja szeregowa r_s , natomiast małosygnałową rezystancję złącza - jako r_p (jest ona związana ze zjawiskami generacji prądu ciemnego - patrz [7, rys. 6.29]). Chociaż ta ostatnia jest zwykle pomijana w modelach zastępczych fotodiod z szeroką przerwą energetyczną, to należy ją uwzględnić w ogólnym schemacie, gdyż w przypadku niektórych przyrządów LWIR może być porównywalna z r_s .



Rysunek 1.2. Małosygnałowy schemat zastępczy fotodiody o stałych skupionych.

Mając schemat zastępczy złącza fotodiody, można przeanalizować, jak jej poszczególne elementy wpływają na czas odpowiedzi przyrządu. Z uwagi na to, że generację nośników reprezentuje źródło prądowe, to maksymalny prąd na wyjściu I_o określa się w stanie zwarcia zacisków 1-2 fotodiody. W rzeczywistości jest ona zwykle obciążana pewną impedancją wejściową przedwzmacniacza, jednakże dzięki takiemu uproszczeniu, można zapisać prostą zależność prądu wyjściowego I_o od wydajności prądowej złącza fotodiody I_d w postaci

transmitancji pierwszego rzędu dla zespolonej częstotliwości s :

$$k_d(s) = \frac{I_o(s)}{I_d(s)} = K_d \frac{1}{1 + \tau_d s}, \quad (1.1)$$

gdzie:

$$K_d = \frac{r_p}{r_s + r_p} \quad (1.2)$$

określa rozptyw prądów w zakresie m.cz., natomiast:

$$\tau_d = c_d \frac{r_p r_s}{r_p + r_s}, \quad (1.3)$$

jest stałą czasową odpowiedzi. Układ z rys. 1.2 można scharakteryzować w dziedzinie czasu, pobudzając go skokiem jednostkowym prądu i mierząc czas narastania⁵ odpowiedzi na wyjściu. Jest on związany z (1.3) znaną zależnością [83, rozdz. 6]:

$$t_{rd} \approx 2,197 \tau_d. \quad (1.4)$$

Transmitancję (1.1) można również interpretować w dziedzinie częstotliwości rzeczywistych f , podstawiając do (1.1) $s = 2j \Pi f$. Wówczas częstotliwość, przy której następuje spadek modułu charakterystyki częstotliwościowej o 3 dB, tzw. pasmo przenoszenia, określa się z następującej zależności:

$$f_{cd} = \frac{1}{2\Pi\tau_d}, \quad (1.5)$$

przy czym jej związek z czasem narastania jest następujący:

$$t_{rd} \approx \frac{0,35}{f_{cd}}. \quad (1.6)$$

Jeśli założyć, że $r_p \gg r_s$, co jest słuszne dla większości polaryzowanych fotodiod z HgCdTe, to (1.3) upraszcza się do postaci $\tau_d \approx c_d r_s$. Wówczas (1.4) i (1.5) upraszczają się do postaci odpowiednio:

$$t_{rd} \underset{r_p \gg r_s}{\approx} 2,197 c_d r_s \quad \text{oraz} \quad f_{cd} \underset{r_p \gg r_s}{\approx} \frac{1}{2\Pi c_d r_s}. \quad (1.7)$$

⁵Czas potrzebny na zwiększenie amplitudy odpowiedzi od 10 % do 90 % wartości odpowiedzi w stanie ustalonym.

Równania te uwidaczniają bardzo istotną zależność: aby uzyskać krótką stałą czasową odpowiedzi fotodiody, lub odpowiednio szerokie pasmo przenoszenia, należy przede wszystkim minimalizować rezystancję szeregową oraz pojemność dyfuzyjną struktury detektora. Chociaż wartość tej pierwszej należy uznać za zdeterminowaną obecną technologią wytwarzania przyrządów z HgCdTe, to w związku z objętościowym charakterem warstwy absorbera pojemność należy ograniczać, zmniejszając powierzchnię aktywną złącza. Taki zabieg przynosi dwojaką korzyść: ogranicza objętość ładunku dyfuzyjnego i jednocześnie zmniejsza natężenie pasożytniczego prądu ciemnego. Te zależności pozytywnie zweryfikowano w [31], gdzie opracowano fotodiodę o powierzchni $A = 32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$, charakteryzującą się stałą czasową odpowiedzi impulsowej krótszą niż 100 ps. Tak szybkie fotodiody mogłyby być stosowane do detekcji zmodulowanej obwiedni sygnału optycznego m.in. w zaawansowanych urządzeniach spektroskopowych i telekomunikacyjnych [84,85]. Niestety dalsze zmniejszanie powierzchni fizycznej przyrządów prowadzi do zwiększenia natężenia prądu ciemnego, dlatego w wyniku optymalizacji technologii najmniejsze wytwarzane fotodiody w VIGO posiadają absorber o powierzchni nie mniejszej niż $25 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ [43].

Szerszego komentarza wymaga również omówienie przyczyny powstawania szumu w fotodiodach z HgCdTe oraz metod jego ograniczania w celu osiągnięcia jego wysokiej wykrywalności. Dla detektorów fotonowych wykrywalność może być zastąpiona niekiedy wygodniejszym w użyciu parametrem opisującym ich właściwości szumowe, tzw. równoważną mocą szumów⁶ (NEP ang. Noise Equivalent Power). Określa się ją jako graniczna moc padającego promieniowania, przy której iloraz mocy sygnału do szumu (SNR ang. Signal-to-Noise Ratio) wynosi jeden. Podstawową przyczyną powstawania szumu w spolaryzowanej napięciem wstecznym strukturze fotodiody jest tzw. prąd ciemny, który wywołuje szum śrutowy o mocy proporcjonalnej do jego średniego natężenia [11, rozdz. 5, pkt. 4]. Wskutek specyficznej konstrukcji absorbera⁷, w przyrządach na zakres średniej podczer-

⁶Parametr NEP jest odwrotnie proporcjonalny do wykrywalności znormalizowanej D^* .

⁷Warstwa absorpcyjna charakteryzuje się prostą przerwą energetyczną oraz niską energią progową przejścia nośników ładunku. Pierwszy z tych czynników zapewnia wysoką wykrywalność, natomiast drugi jest niezbędny, aby w ogóle zaabsorbować fotony, których energia w pasmie LWIR wynosi jedynie od około 0,08 eV do 0,16 eV. To oznacza, że szerokość przerwy energetycznej w takich materiałach jest zaledwie kilkukrotnie większa od energii termicznej atomów i jonów sieci krystalicznej w półprzewodniku o temperaturze bliskiej pokojowej, co z dużym prawdopodobieństwem może wywołać samoistne procesy generacji-rekombinacji nośników ładunku poprzez trzy główne mechanizmy: promienisty, pośredni Shockleya-Reada-Halla (SRH) lub Augera [7, 11].

wieni, prąd ciemny wywołany działaniem generacji-rekombinacji termicznej może osiągać znaczące natężenie, nawet kilkudziesięciu mA. Ponieważ prąd generacji-rekombinacji maleje przy zmniejszaniu temperatury, gdyż jednocześnie maleje energia termiczna cząstek w złączu, znaczącą poprawę parametrów fotodiody przynosi jej schłodzenie.

Chłodzenie kriogeniczne przyrządów z HgCdTe do temperatury 77 K stosowano już w latach 80. XX wieku. Obecnie, w nowoczesnych fotodiodach HOT [8], aby zmniejszyć prąd ciemny o ponad rząd wielkości wystarczy, aby temperaturę obniżyć do wartości bliskich 200 K [86]. Jak wspomniano we *Wprowadzeniu*, takie chłodzenie osiąga się dzięki zjawisku Peltier’a wykorzystywanemu w miniaturowych, wielostopniowych układach TEC. Wówczas w przyrządach na zakres MWIR oraz LWIR ($A = 32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$) osiąga się NEP na poziomie mniejszym niż, odpowiednio, $110 \frac{\text{fW}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ oraz $8 \frac{\text{pW}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ (D^* odpowiednio $> 3,0 \cdot 10^{10} \frac{\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$ oraz $> 4,0 \cdot 10^8 \frac{\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$). Ponadto w obniżonej temperaturze, wskutek zwiększonej ambipolarnej ruchliwość nośników i ambipolarnego współczynnik dyfuzji, maleje również pojemność dyfuzyjna.

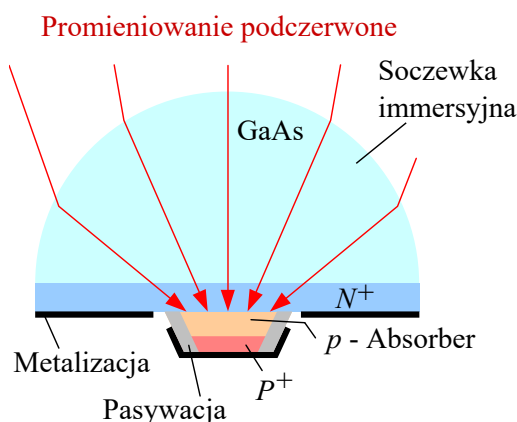
Poprawę NEP można osiągnąć, polaryzując złącze napięciem wstecznym, wynoszącym około -0,7 V, ponieważ prowadzi to do tzw. dławienia generacji Augera [87]. Wówczas zmniejsza się szum szerokopasmowy⁸, zwany szumem białym, jednak należy mieć na uwadze fakt, że przyłożenie napięcia wstecznego o zbyt dużej wartości, np. poniżej -1 V, może doprowadzić do wzrostu natężenia prądu ciemnego. Jego rezultatem jest występowanie efektu tunelowania nośników poprzez stany defektowe [11].

Ponieważ mała powierzchnia fotodiody, rzędu $32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$, może utrudniać skupienie wiązki lasera skierowanej na absorber, zwłaszcza gdy światło propaguje się w wolnej przestrzeni i jest ono podatne na turbulencje atmosfery [23], w VIGO stosuje się pewne unikalne rozwiązanie technologiczne w postaci soczewki hiperhemisferycznej ukazanej w przekroju na rys. 1.3. Wytwarza się ją z przezroczystej dla promieniowania podczerwonego warstwy podłożowej GaAs, będącej integralną częścią struktury fotodiody. W efekcie osiąga się niskie straty transmisyjne i odbiciowe. Dzięki zastosowaniu soczewki, przy niezmienniej objętości fotoczułego absorbera promieniowania⁹ zgodnie z rys. 1.3a [7], powierzchnia

⁸Jednocześnie wyraźne rośnie wpływ szumu niskoczęstotliwościowego, tzw. szumu miotania [88], jednak dla konstruktorów układów w.cz. zazwyczaj nie ma to znaczenia, gdyż zakres m.cz. jest wykorzystywany do polaryzacji układów aktywnych i zazwyczaj jest odcinany w głównym torze sygnałowym.

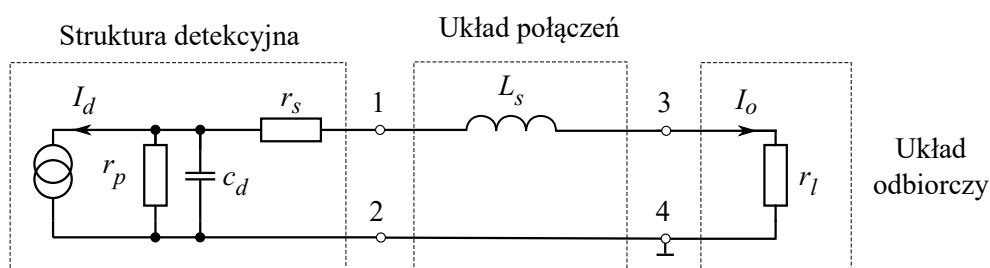
⁹Ponieważ fizyczna objętość absorbera nie ulega zmianie, NEP również pozostaje na tym samym poziomie.

optyczna przyrządu rośnie. W rezultacie D^* wzrasta o około rząd wielkości a pasmo przenoszenia fotodiody pozostaje niezmiennie.



Rysunek 1.3. Przekrój przez fotodiode z wbudowaną soczewką hiperhemisferyczną [11].

Sposób wyprowadzania sygnału elektrycznego z fotodiody jest kolejnym problemem konstrukcyjnym, jaki silnie ogranicza szybkość odpowiedzi detektora, więc należy go dokładnie zbadać. W celu wyprowadzenia sygnału najczęściej stosuje się połączenia drutowe, których wpływ na schemacie zastępczym pokazanym na rys. 1.4 reprezentuje pasożytnicza indukcyjność L_s . Tym razem, aby dokładniej odwzorować rzeczywiste warunki pracy fotodetektora, w schemacie odtworzono również nieidealne zwarcie zacisków fotodiody za pomocą zastępczej rezystancji obciążenia r_l .



Rysunek 1.4. Małosygnałowy schemat zastępczy zespołu fotodetektora, uwzględniający układ połączeń oraz zewnętrzne obciążenie rezystancyjne.

Ponieważ w schemacie zastępczym fotodiody znajdują się teraz dwa elementy magazynujące energię w postaci pojemności złącza i indukcyjności połączeń, małosygnałowa transmitancja prądowa jest to transmitancja układu drugiego rzędu w postaci [89]:

$$k_f(s) = \frac{I_o(s)}{I_d(s)} = K_f \frac{1}{1 + 2\tau_f \zeta s + \tau_f^2 s^2}, \quad (1.8)$$

gdzie:

$$K_f = \frac{r_p}{r_p + r_s + r_l} \quad (1.9)$$

jest to wielkość określająca rozptył prądów dla zakresu m.cz., podobnie do (1.2), natomiast:

$$\tau_f = \sqrt{\frac{r_p c_d L_s}{r_p + r_s + r_l}} \quad (1.10)$$

jest to stała czasowa układu, podczas gdy:

$$\zeta_f = \frac{L_s + r_p c_d (r_s + r_l)}{2\sqrt{r_p c_d L_s} \sqrt{r_p + r_s + r_l}} \quad (1.11)$$

jest to współczynnik tłumienia oscylacji w odpowiedzi fotodetektora. Jeśli bieguny na płaszczyźnie zmiennej zespolonej s są zespolone i jednocześnie sprzężone, w amplitudowej charakterystyce (1.8), pojawia się wyraźne maksimum na częstotliwości rezonansu własnego układu fotodiody i układu połączeń [90]. W rezultacie odpowiedź skokowa (1.8) przyjmuje charakter oscylacyjny, co jest wysoce niepożądane zwłaszcza w urządzeniach telekomunikacyjnych, ponieważ gasnące oscylacje mogą zostać nieprawidłowo zinterpretowane jako użyteczny sygnał niosący zakodowaną informację.

Aby osiągnąć możliwe krótki czas narastania odpowiedzi układu i jednocześnie zapewnić kształt odpowiedzi skokowej o charakterze aperiodycznym krytycznym, należy optymalizować położenie biegunów (1.8), aby zapewnić $\zeta \geq 1$ [91, 92]. Ponieważ zwykle dąży się do tego, aby wartość r_l była możliwie bliską zera, jak również parametry fotodiody należy uznać za zdeterminowane obecną technologią wytwarzania. Tak więc pozostałym stopniem swobody jest zmniejszanie zastępczej indukcyjności połączeń L_s . W efekcie, krytyczna wartość tej indukcyjności może zostać określona z następującej zależności:

$$L_{s \text{ kryt}} = 2r_p c_d \left[r_p - \sqrt{r_p (r_p + r_s)} + \frac{1}{2} r_s \right]. \quad (1.12)$$

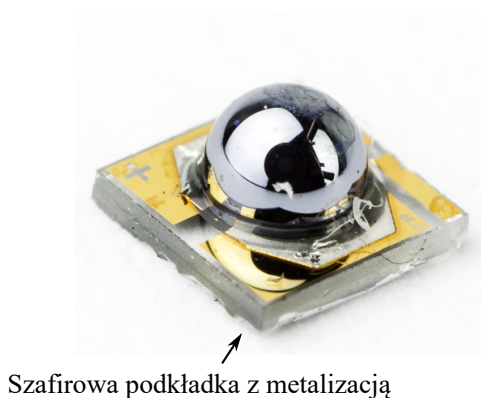
W praktyce nierzadko okazuje się jednak, że dla fotodetektorów w obudowach TO-8 współczynnik tłumienia oscylacji jest mniejszy od jedności. Można to łatwo udowodnić, jeśli przyjmie się typowe wartości elementów w schemacie zastępczym z rys. 1.4 na podstawie opublikowanych wyników badań VIGO i ISE. Takie analizy przeprowadzono w

ramach dodatku D.7.

Ponieważ poza próbą modelowania drutów połączeniowych, przeprowadzoną w ramach INTIR [39], wpływ innych czynników na stałą czasową odpowiedzi fotodetektorów nie był do tej pory badany, autor rozprawy postanowił podjąć się tego zadania, poczynając od prostego schematu zastępczego omówionego wcześniej. Ten schemat należy rozbudować o elementy reprezentujące wpływ połączeń drutowych, chłodziarki TEC oraz doprowadzeń podstawki obudowy TO-8. Dzięki takiemu sposobowi budowy schematu zastępczego detektorów, będzie można ilościowo oceniać, jak poszczególne jego elementy wpływają na parametry konstruowanych modułów detekcyjnych.

1.2 Schemat zastępczy fotodetektora w obudowie typu TO-8

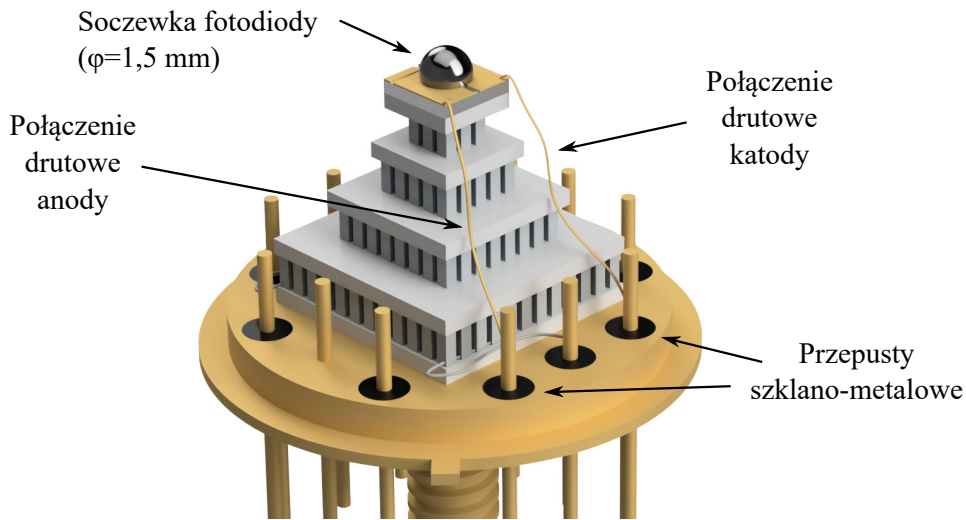
Aby umieścić fotodiode na szczycie układu chłodziarki, niezbędna jest specjalna podkładka, którą przedstawiono na rys. 1.5. Ze względów technologicznych jest ona wykonana z szafiru i posiada złote pola kontaktowe. Osadza się na nich strukturę detekcyjną i za pomocą warstwy indu, trwale łączy kontakty anody i katody. W rezultacie pola kontaktowe podkładki stanowią miejsce dołączenia połączeń drutowych.



Rysunek 1.5. Zdjęcie fotodiody z soczewką po przytwierdzeniu jej do szafirowej podkładki ze złotą metalizacją [41].

Na rys. 1.6 ukazano wewnętrzną konstrukcję całego zespołu, aby móc łatwiej analizować sposób, w jaki TEC wpływa na właściwości detektora. Strukturę detekcyjną wyniesiono na tzw. zimny palec (ang. cold finger) chłodziarki, a metalizowane pola podkładki połączono z doprowadzeniami podstawki TO-8 złotym drutem o średnicy ok. 25 μm .

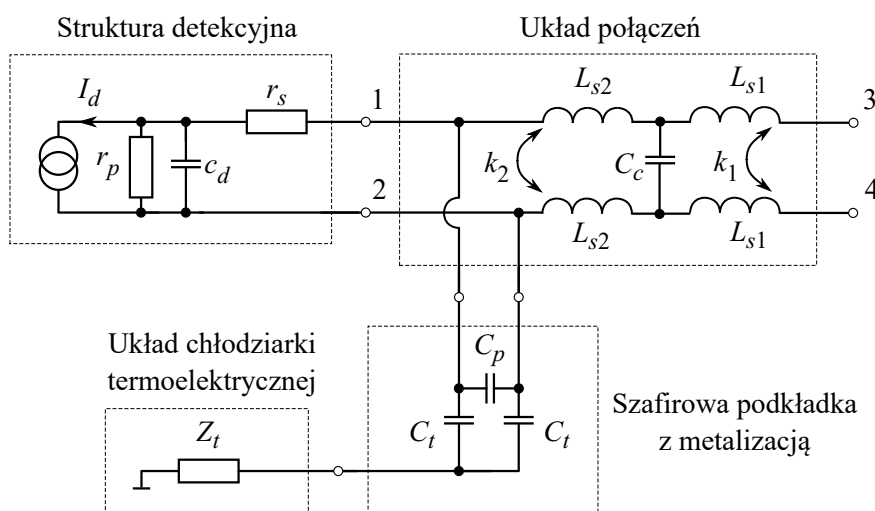
Ponieważ prowadzi się go schodkowo wzdłuż poszczególnych stopni TEC, aby zapewnić większą skuteczność chłodzenia, długość pojedynczego drutu jest proporcjonalna do liczby stopni chłodziarki i wynosi od ok. 9 mm aż do 15 mm. Jak to wynika z wcześniejszej analizy w dodatku D.7, znaczna indukcyjność szeregową układu połączeń silnie wpływa na właściwości przyrządu. Oprócz połączeń drutowych należy także uwzględnić wpływ doprowadzeń w szklano-metalowych przepustach podstawki, za pośrednictwem których sygnał w.cz. jest wyprowadzany poza obudowę. W tym miejscu należy wyraźnie podkreślić, iż taka konstrukcja zespołu fotodetektora prowadzi do symetrii układu połączeń elektrycznych względem osi symetrii podstawki TO-8, a w konsekwencji również i symetrii schematu zastępczego.



Rysunek 1.6. Wizualizacja konstrukcji połączeń drutowych, prowadzonych wzdłuż układu czterostopniowej chłodziarki umieszczonej na podstawce TO-8 [41].

W wyniku wnikliwej analizy toru sygnału między fotodiodą a doprowadzeniami w górnej płaszczyźnie podstawki TO-8 utworzono schemat zastępczy detektora ukazany na rys. 1.7. Uwzględniono w nim symetryczny układ połączeń, w którym złote druty, prowadzone stosunkowo blisko siebie, są ze sobą sprzężone pojemnościowo i magnetycznie. Podobnie jak w [93] układ ten jest reprezentowany przez dwie pary szeregowo połączonych indukcyjności L_{s1} oraz L_{s2} , których sprzężenie magnetyczne opisują współczynniki k_1 i k_2 , natomiast ich sprzężenie pojemnościowe - pojemność C_c . W tym schemacie zastępczym pominięto jednak wpływ strat, bo chociaż w takiej linii występują niewielkie straty związane ze skończoną przewodnością złota, które rosną wraz ze wzrostem częstotliwości

wskutek występowania efektu naskórkowego¹⁰, to ze względu na drugorzędne znaczenie zrezygnowano z modelowania ich wpływu. Zgodnie z rys. 1.7 zaciski 3-4 na schemacie zastępczym reprezentują miejsce dołączenia doprowadzeń do podstawki TO-8, natomiast zaciski 1-2 stanowią kontakty metalizowanej podkładki, umieszczonej na szczycie układu chłodziarki.



Rysunek 1.7. Małosygnałowy schemat zastępczy fotodetektora, uwzględniający jej symetryczny układ połączeń oraz sprzężenia z układem chłodziarki termoelektrycznej.

Konstrukcja szafirowej podkładki, przedstawionej na rys. 1.5, sprawia, że wskutek bliskiego usytuowania kontaktów są one sprzężone pojemnościowo. Co więcej, chociaż może się wydawać, że złota metalizacja pól kontaktowych ma niewielką powierzchnię, wynoszącą około 6 mm^2 , to jej bliskie usytuowanie względem układu TEC sprawia, że tu również zachodzi sprzężenie pojemnościowe, które może osiągać wartość ponad 500 fF - patrz dodatek D.1. Pierwsze z tych zjawisk uwzględniono w schemacie zastępczym za pomocą skupionej pojemności C_p , natomiast drugie - za pomocą pary pojemności C_t dołączonych do zastępczego układu chłodziarki. Pomimo że obserwuje się jego wyraźny wpływ w odpowiedzi fotodetektora, co wykazały badania opublikowane w [39, 40], to dokładne od-

¹⁰Modelowanie zjawiska naskórkowego jest zadaniem stosunkowo trudnym i nie będzie dalej omawiane, jednakże więcej informacji na ten temat można znaleźć np. w [94].

wzorowanie właściwości chłodziarki jest zadaniem złożonym¹¹. Dlatego w niniejszej pracy jest ona reprezentowana ogólnie - poprzez zastępczą impedancję Z_t .

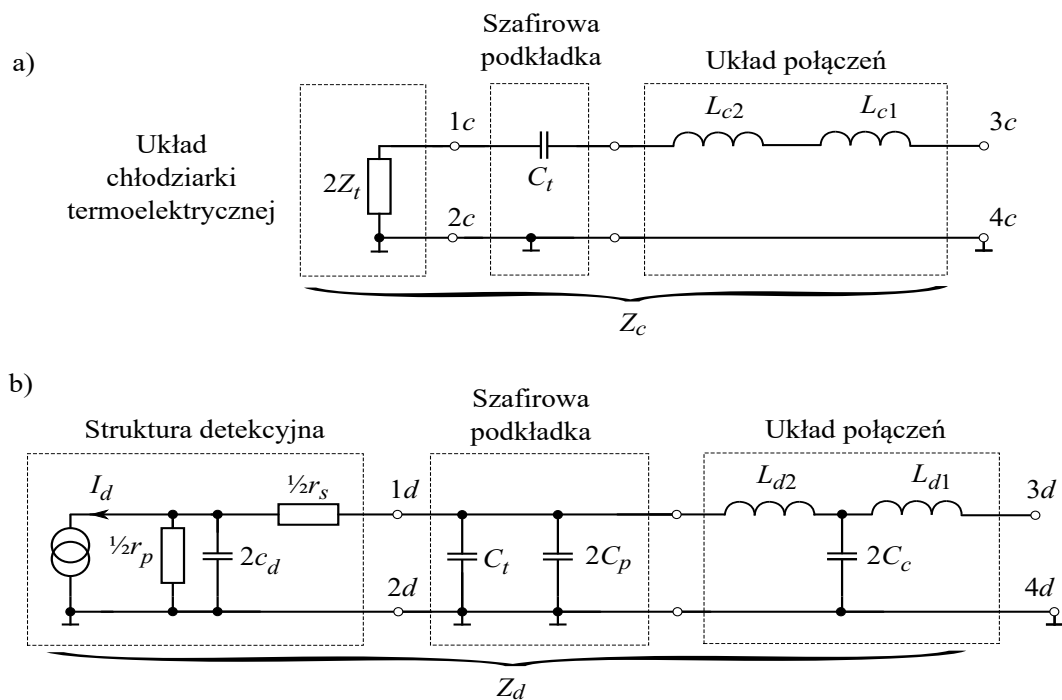
Po analizie struktury zaproponowanego na rys. 1.7 schematu zastępczego, należałoby postawić pytanie, jak na podstawie danych eksperymentalnych, np. zespolonej impedancji mierzonej na zaciskach 3-4 w funkcji częstotliwości, poprawnie zidentyfikować parametry złącza fotodiody, dołączonej do zacisków 1-2? Biorąc pod uwagę liczbę stopni swobody w postaci elementów o stałych skupionych współczynników k_1 i k_2 oraz trudnej do określenia impedancji zastępczej układu TEC, może to być bardzo trudne. Należy więc znaleźć inny sposób, aby ten schemat zastępczy uprościć, jednocześnie korzystając z jego symetrii.

Schematy zastępcze przy pobudzeniu wielorodzajowym

Dzięki symetrii schematu z rys. 1.7 można do niego zastosować twierdzenie Bartletta o podziale obwodów [97]. Pobudzając zaciski wyjściowe 3-4 na rys. 1.7 sumacyjnie i różnicowo uzyskuje się prostsze schematy zastępcze przedstawione na rys. 1.8. Jak można zauważyć, ze schematu dla pobudzenia różnicowego na rys. 1.8b znika pasożytnicze sprzężenie sygnału w.cz. z układem TEC, a ujawnia się tylko dla pobudzenia sumacyjnego w schemacie z rys. 1.8a. Takie właściwości obu rodzajów odpowiedzi zostały potwierdzone przez wyniki badań Wiatra i innych w [39].

Ponadto dzięki takiemu wielorodzajowemu pobudzeniu ze schematów znikają współczynniki sprzężenia magnetycznego połączeń k_1 i k_2 , które są kłopotliwe do ujęcia w typowej analizie obwodów. W obu schematach ich wpływ przejawia się w różnych wartościach indukcyjności dla składowych różnicowej i sumacyjnej o podwojoną wartość indukcyjności wzajemnej. W rezultacie, operując schematem dla pobudzenia różnicowego, małosygnałowe właściwości fotodetektora określa 7 parametrów, jeśli sumę pojemności C_t i $2C_p$ potraktować jako jeden element.

¹¹Układy TEC wykorzystywane do chłodzenia fotodiod z HgCdTe posiadają właściwości układu o stałych rozłożonych, jaki cechują liczne rezonanse, związane z magazynowaniem energii w.cz. dla charakterystycznych częstotliwości rezonansowych. Chociaż w przypadku jednostopniowej chłodziarki można to opisać za pomocą jednego lub dwóch obwodów rezonansowych, jak np. w [95, 96], to w przypadku wielostopniowej wersji, rezonanse rozłożone są w pasmie od około 600 MHz do 10 GHz, charakteryzują się różną dobrocią i występują w liczbie zależnej od typu i liczby stopni chłodzenia [39]. Dlatego próba dokładnego odwzorowania właściwości układu TEC jest trudne, a jego wynik może być niepewny.



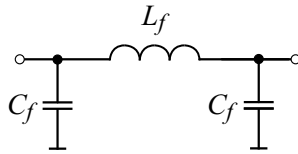
Rysunek 1.8. Małosygnałowy schemat zastępczy fotodetektora dla sumacyjnego a) i różnicowego b) pobudzenia jej zacisków.

Ponieważ analityczne wyrażenie transmitancji prądowej schematu dla pobudzenia różnicowego z rys. 1.8b jest trudne, ze względu na liczbę aż pięciu biegunów, jakie wiążą się z wszystkimi pięcioma elementami magazynującymi energię, dlatego nie będzie tu szczegółowo analizowana. Tym niemniej, w zakresie małych częstotliwości ta transmitancja zbliża się do postaci dwubiegunowej (1.8), jaką omawiano wyżej dla schematu z rys. 1.4. W zakresie w.cz. należy spodziewać się jednak, że to dwubiegunowe przybliżenie nie wystarczy, aby odwzorować odpowiedź rzeczywistego fotodetektora.

Schemat zastępczy dla modelowania wpływu szklano-metalowych przepustów podstawki TO-8

Chociaż schemat z rys. 1.8b można uznać za kompletny dla opisu transmisji sygnału wewnątrz obudowy TO-8, to wyprowadzając sygnał na zewnątrz, należy uwzględnić jeszcze wpływ przepustów szklano-metalowych podstawki TO-8, ukazanych na rys. 1.6. W tym celu można zastosować uproszczony model przepustu w postaci układu typu II o stałych skupionych zaproponowany w [39]. Ten schemat zastępczy, ukazany na rys. 1.9, jest słuszny w zakresie częstotliwości kilku GHz, w którym w wyniku zjawiska naskórkowego prąd koncentruje się w dobrze przewodzącej, cienkiej warstwie złota naniesionego na

powierzchnię podstawki i doprowadzeń jej szklano-metalowych¹² przepustów. Ze względu na to, że pod warstwą złota znajduje się jeszcze cienka warstwa niklu nałożona na rdzeń wykonany z kowaru, przebieg zjawiska naskórkowego przy zmniejszającej się częstotliwości jest bardzo złożony, bowiem oba wymienione metale są ferromagnetykami o znacznej rezystywności. W rezultacie sygnał propagujący przez taki przepust podlega dyspersji, której wpływ jest jednak nieznaczny, bo fizyczna długość przepustu wynosi 1,54 mm. Dlatego można przyjąć, że schemat zastępczy z rys. 1.9 jest wystarczająco dokładny, aby stosować go do modelowania w tej pracy.



Rysunek 1.9. Schemat zastępczy szklanego przepustu w podstawce TO-8 [39].

1.3 Podsumowanie

Na zakończenie tej części rozważań należy podkreślić, że specyficzne uwarunkowania konstrukcji szybkich fotodetektorów podczerwieni, podyktowane głównie ich chłodzeniem do temperatury bliskiej 200 K, mają zasadniczy wpływ na charakter odpowiedzi całego przyrządu. Uzyskanie krótkiego czasu narastania odpowiedzi, przy zachowaniu niskiego poziomu szumów własnych, jest trudnym i wieloczynnikowym zadaniem optymalizacyjnym, co potwierdzają prace prowadzone m.in. w [7, 31–33, 68, 69, 79, 98]. Chociaż w ich

¹²Wskutek chłodzenia fotodiody do temperatury bliskiej 200 K, należy umieścić ją w atmosferze ksenonu, całkowicie pozbawionej pary wodnej [11]. Dlatego, aby wyprowadzić sygnał elektryczny i jednocześnie zapewnić hermetyczną szczelność obudowy TO-8, jej doprowadzenia zatapia się w próżnioszczelnym stopie szkła, co zaznaczono na rys. 1.6. Ponieważ szkło jest materiałem znacznie bardziej kruchym niż metal, materiały te muszą mieć zgodne współczynniki rozszerzalności termicznej, aby nie doszło do pęknięcia tego pierwszego. W związku z tym, podstawkę TO-8 i jej doprowadzenia wykonuje się z kowaru, który jest ferromagnetycznym stopem niklu (30 %), kobaltu (20 %) i żelaza (50 %), ale niestety charakteryzuje się wysoką rezystywnością, typowo $0,49 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$, oraz niską przewodnością cieplną rzędu $17 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$. Aby zapobiec utlenianiu się żelaza, jak również ułatwić zwilżenie doprowadzeń w przepustach stopem lutowniczym podczas montażu złotych drutów fotodiody, zewnętrzną powierzchnię podstawki pokrywa cienka warstwa złota. Cały zespół fotodetektora zamyka osłona obudowy TO-8, tzw. kubek, na szczycie którego umieszcza się przezroczyste dla podczerwieni okno, co pokazano na rys. 1.

rezultacie osiągnięto zadowalające parametry fotodiod spolaryzowanych wstecznie napięciem rzędu $U_b = -0,7$ V, to autorzy tych prac zazwyczaj koncentrują się wyłącznie na problemach związanych z optymalizowaniem technologii wytwarzania półprzewodników. Natomiast zbyt mało uwagi przykładają się do czynników związanych z montażem fotodiody w obudowie TO-8 z chłodziarką TEC i ich wpływowi na końcowe właściwości fotodetektora.

Właściwości złącza fotodiody, a tym samym wartości elementów schematu zastępczego, należy uznać za zdeterminowane obecną technologią ich wytwarzania, ponieważ naturalnym rozwiązaniem opisywanego problemu wydaje się być zmniejszanie indukcyjności połączeń. Jednak przez daną technologię montażu fotodiod w obudowach taka optymalizacja ich konstrukcji jest wciąż ograniczona. Ostatnim stopniem swobody jaki ma projektant jest optymalizowanie impedancji obciążającej zaciski fotodetektora, co było przedmiotem pracy m.in. przez Opalskiego i Opalskiej w [40], gdzie zastosowali dodatkowy układ o charakterze reaktancyjnym, będący faktycznie układem transformującym impedancję. Niestety przedstawiane tam wyniki, oparte na podstawie symulacji obwodowych, mogą okazać się trudne do realizacji w rzeczywistych układach, zwłaszcza, że wymagają one precyzyjnej znajomości wszystkich elementów schematu zastępczego fotodetektora. Dlatego właśnie w kolejnych rozdziałach autor niniejszej rozprawy przedstawił zarówno wyniki prac teoretycznych, mających na celu opracowanie metod ekstrakcji schematu zastępczego fotodetektora, jak i eksperymentalnych, prowadzących do zwiększenia szybkości odpowiedzi przyrządu LWIR, również w połączeniu z szerokopasmowym wzmacniaczem.

Rozdział 2

Podstawy wektorowej analizy obwodów wielkiej częstotliwości

Podstawą wiarygodnego charakteryzowania właściwości fotodetektorów podczerwieni są wysoka precyzja i powtarzalność pomiarów. Dopiero po ich zapewnieniu można określać parametry statyczne badanego przyrządu zarówno takie jak czułość spektralna, charakterystyka IV czy prąd ciemny, jak i również te parametry, które reprezentują jego właściwości dynamiczne¹: m.in. pasożytnicze pojemności i indukcyjności, omówione szerzej w rozdz. 1.1. Ten drugi zbiór charakterystyk jest szczególnie istotny w badaniach naukowych, gdyż dostarcza on bardzo ważnych informacji na temat jakości procesów technologicznych. Umożliwia on również określenia, jak układ połączeń i obudowa wpływają na odpowiedź fotodetektora, a w rezultacie - osiągać wysoką powtarzalność i jakość modułów detekcyjnych wytwarzanych masowo.

Podstawowe parametry statyczne fotodetektorów mogą być dokładnie i stosunkowo łatwo zmierzone za pomocą aparatury takiej jak spektrofotometry laboratoryjne, urządzenia stałoprądowego charakteryzowania (SMU, ang. Source-Measure Unit) lub uniwersalne analizatory parametrów przyrządów półprzewodnikowych (SPA, ang. Semiconductor Parameter Analyzer), co opisał w [101] Bielecki i inni. Podobnie wartości elementów

¹Do parametrów dynamicznych można zaliczyć również widmową gęstość mocy szumów fotodiody, która podobnie jak użyteczny sygnał prądowy, może być generowana od zakresu m.cz, aż do wielu GHz. Chociaż zjawisko powstawania i metody pomiaru szumu fotodiod nie są przedmiotem niniejszej pracy, to należy nadmienić, że aby móc go poprawnie scharakteryzować, należy posłużyć się zaawansowaną aparaturą w postaci szerokopasmowego analizatora widma lub radiometru wielostanowego [99, 100].

prostego schematu zastępczego fotodiody z szeroką przerwą energetyczną (np. ze stopów InGaAs lub Si), ukazanym na rys. 1.2, w tym pojemności złącza, można określić, stosując standardowe procedury pomiarowe SPA do wyznaczania charakterystyk pojemnościowo-napięciowych (CV) oraz IV [102]. Jednak w przypadku fotodetektorów z HgCdTe w obudowach TO-8 taka standardowa aparatura i procedury zawodzą, co zostało potwierdzone dzięki wstępnym pracom prowadzonym przez doktoranta. Okazało się, że wskutek większej złożoności opracowanego modelu, ukazanego na rys. 1.8b, poprawne określenie pojemności fotodiody typu MWIR było trudne, a w przypadku fotodiody LWIR, gdzie wraz z niewielką pojemnością złącza występuje jego wyjątkowo mała rezystancja równoległa, wręcz niemożliwe.

W przypadku przyrządów o dużo bardziej rozbudowanym schemacie zastępczym, zasadniczym ograniczeniem systemu SPA jest maksymalny zakres częstotliwości pobudzającej, ograniczony zwykle do 10 MHz. Natomiast jak wskazują wnioski płynące z [39, 44], aby móc poprawnie oddzielić odpowiedź złącza fotodiody od pasożytniczego wpływu połączeń drutowych, pasmo analizy musi rozciągać się co najmniej do kilkuset MHz, a nawet do kilku GHz. Ponadto wskutek obniżonego potencjału elektrotermicznemu i silnie nieliniowej charakterystyce IV fotodiody z HgCdTe, pobudzenie SPA posiada zbyt dużą amplitudę. Ponieważ jej minimalną wartość ograniczono do 10 mV wartości skutecznej, co odpowiada około 28 mV wartości międzyszczytowej, to obserwuje się zmianę prądu polaryzacji (zmianę punktu pracy). W odpowiedzi przyrządu pojawiają się wówczas harmoniczne wyższego rzędu, co jednoznacznie wskazuje na przekroczenie zakresu pobudzenia małosygnałowego.

Aby móc poprawnie scharakteryzować właściwości fotodetektorów na zakres średniej podczerwieni, należy więc użyć aparatury zapewniającej pobudzenie o amplitudzie mniejszej niż 5 mV (-40 dBm) w pasmie sięgającym kilku GHz. Niestety taki specjalistyczny system jest zwykle bardzo kosztowny, więc aby jego zakup był uzasadniony ekonomicznie dla przedsiębiorstwa, powinien zapewniać wysoką niezawodność pomiarów, a jednocześnie być na tyle uniwersalnym tak, aby można było charakteryzować szeroką gamę produkowanych fotodetektorów. Dlatego podobnie jak w zakończonym projekcie INTIR, do realizacji niniejszego zdania pomiarowego wybrano wektorowy analizator sieci [103]. Współczesne systemy VNA ze względu na swą wszechstronność mogą posłużyć zarówno do charakteryzowania liniowych układów aktywnych takich jak niskoszumowe przedwzmacniacze (LNA,

ang. Low Noise Amplifier), stanowiące podstawowy element każdego modułu detekcyjnego, a dzięki dodatkowemu wyposażeniu [104] - umożliwić pomiary wielkosygnałowej odpowiedzi fotodetektorów z HgCdTe.

Obecnie systemy VNA należą do standardowego wyposażenia wielu laboratoriów przemysłowych miernictwa w.cz. [105], ponieważ pomiary w dziedzinie częstotliwości odznaczają się większą dokładnością (m.in. dzięki wysokiej dynamice) w stosunku do pomiarów w dziedzinie czasu [72]. Już od kilkudziesięciu lat VNA znajdują również zastosowanie w warunkach przemysłowych, gdzie duże znaczenie ma technika komputerowa, która umożliwia daleko posuniętą automatyzację procesu pomiarowego, co jest jedynym z podstawowych postulatów nowej, czwartej rewolucji przemysłowej [61]. Dzięki włączeniu do procesu produkcji komputerowych systemów wspomagania, zwiększa się powtarzalność pomiaru i jednocześnie zostaje wyeliminowany czynnik ludzki, znacząco zmniejszając ryzyko powstania błędów.

Nieuniknionym źródłem błędów są jednak niedoskonałości samej aparatury pomiarowej. Pomimo szybkiego rozwoju nowych systemów pomiarowych w.cz., to sam analizator, jak również akcesoria niezbędne do charakteryzowania przyrządów półprzewodnikowych, istotnie zaburzają pomiary, zwłaszcza te wykonywane w zakresie mikrofalowym. Ponieważ skutkiem tego są znaczne systematyczne błędy pomiarowe, w efekcie sięga się po zaawansowane metody numeryczne [48, 106], które umożliwiają ich skorygowanie. Jest to możliwe dzięki falowemu (wektorowemu) opisowi sygnałów propagujących w tzw. przewodnicach falowych [107], które oddziałują zarówno na badany fotodetektor, jak i na poszczególne elementy systemu pomiarowego. Znając właściwości tych fal, tworzy się matematyczny opis (model błędów) aparatury pomiarowej, który w pierwszej kolejności wykorzystuje się do kalibracji systemu i określenia jego parametrów. Następnie, stosując ten model do numerycznej korekcji wpływu tych błędów [108], wydobywa się pożądaną informację o badanym przyrządzie [109]. To nowoczesne podejście oparte na numerycznym przetwarzaniu wyników pomiarowych zdecydowano zastosować, aby rozwiązać problem charakteryzowania fotodetektorów zakresu średniej podczerwieni montowanych w obudowach TO-8.

W niniejszym rozdziale przedstawiono uniwersalny opis właściwości systemu pomiarowego i badanych układów, typowy dla techniki w.cz., wprowadzając czytelnika w zagadnienia związane z miernictwem mikrofalowym przy wykorzystaniu VNA. Następnie

przedstawiono podstawowe modele błędów systemu pomiarowego oraz omówiono zasadność ich stosowania w przypadku, gdy w systemie występują pasożytnicze przesłuchy. Wpływ takich przesłuchów ujawnia się zazwyczaj w systemach VNA wyposażonych w głowice lub mikrofalowe sondy pomiarowe [65, 110].

Ostatnia część niniejszego rozdziału dotyczy omówienia znanych metod kalibracji dla dwu modeli błędów, do czego wykorzystuje się zestawy precyzyjnie dobranych układów zwanych wzorcami (obciążeniami) kalibracyjnymi. Szczególną uwagę poświęcono metodzie tzw. samokalibracji, w której pewien nadmiar wyników pomiarów kalibracyjnych można wykorzystać do określenia pewnych nieznanych parametrów wzorców.

2.1 Falowy opis obwodów liniowych

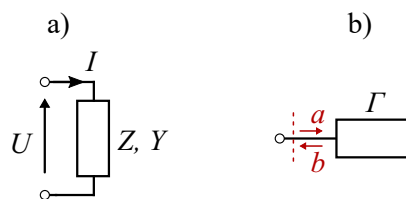
Zasada działania VNA opiera się na liniowych i stacjonarnych związkach sygnałów pomiarowych z odpowiednimi falami w przewodnicach mikrofalowych (patrz dodatek D.2). Związki te można potraktować jako oddzielenie badanego układu od aparatury pomiarowej pewną siecią połączeń, której podstawową a za razem uniwersalną formą opisu jest opis macierzowy. Chociaż jest on zwykle stosowany do modelowania rozkładu fal (na danej częstotliwości pobudzającej) w ustalonych płaszczyznach odniesienia, to dzięki odpowiednim przekształceniom macierzowym, można go zastosować do charakteryzowania właściwości różnorodnych przyrządów półprzewodnikowych [103] w tym fotodetektorów średniej podczzerwieni.

2.1.1 Reprezentacja właściwości jednowrotników

Omówienie modelu błędów systemu należy zacząć od podstawowego zadania pomiarowego w zakresie małych częstotliwości (m.cz.), polegającym na charakteryzowaniu właściwości liniowych elementów dwuzaciskowych, tzw. dwójników. Ich właściwości reprezentuje impedancja Z lub admitancja Y , które można wyrazić jako iloraz zespolonych amplitud napięcia i prądu badanego obciążenia:

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{U}{I}, \quad (2.1)$$

co na rys. 2.1a przedstawiono w postaci symbolu takiego dwójnika opisanego w klasyczny sposób.



Rysunek 2.1. Symbole dwójnika a) oraz jednowrotnika b).

W przypadku techniki mikrofalowej, gdy rozmiary badanych przyrządów mogą być porównywalne z długością fali pobudzenia, wygodniej jest wyrażać właściwości dwójników poprzez oddziaływanie zespolonych fal, rozchodzących się w danej przewodnicy falowej. W takim ujęciu pobudzany dwójnik o impedancji Z , dołączony do końca jednorodnej przewodnicy falowej, reprezentuje współczynnik odbicia Γ zdefiniowany jako:

$$\Gamma = \frac{b}{a} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y}, \quad (2.2)$$

gdzie a i b są zespolonymi wskazami odpowiednio fali padającej i fali odbitej od wrót jednowrotnika, natomiast Z_0 i Y_0 są odpowiednio impedancją i admitancją odniesienia. Na rys. 2.1b ukazano falowy symbol jednowrotnika z zaznaczonymi linią przerywaną wrótami, zwanymi również płaszczyzną odniesienia, względem których określa się właściwości fal² padającej a i odbitej b . Taki opis ma wówczas prostą interpretację fizyczną, gdyż parametry falowe są bezpośrednio związane z takimi parametrami jak rozkłady napięć i prądów czy też moce fal rozchodzących się w przewodnicach [111].

Zazwyczaj impedancja charakterystyczna systemu pomiarowego i kabli jest zbliżona do standardowej impedancji, wynoszącej 50Ω . Ponieważ dla tzw. obciążenia dopasowanego $Z = Z_0$ zachodzi pełna terminacja wrót, tj. $\Gamma = 0$, wskutek czego moduł współczynnika odbicia Γ jest często definiowany jako miara niedopasowania obciążenia do impedancji³ Z_0 .

²Takie podejście ma fundamentalne znaczenie dla przyrządów falowodowych, którym nie można przypisać dwu zacisków, natomiast można określić położenie płaszczyzny odniesienia, zwykle ułożonej prostopadłej do kierunku propagacji fali.

³W dodatku D.4 omówiony został szczególny przypadek, gdy Z_0 przyjmuje wartości zespolone.

2.1.2 Reprezentacja właściwości wielowrotników

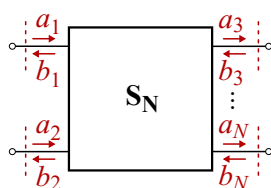
Charakteryzowanie układów wielowrotowych należy do najważniejszych zadań współczesnego miernictwa w.cz. Ich naturalną formą opisu jest macierz rozproszenia [112], która bezpośrednio wiąże ze sobą fale padające i odbite we wszystkich płaszczyznach odniesienia układu. Dla N –wrotnika, fale padające i odbite są zgrupowane w dwa wektory, odpowiednio:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad \text{oraz} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix},$$

natomiast ich liniowy związek z macierzą $\mathbf{S}$ wyraża się jako:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \cdot & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \mathbf{a}, \quad (2.3)$$

co symbolicznie przedstawia rys. 2.2. Jeżeli dany wielowrotnik wykazuje identyczną transmisję pomiędzy poszczególnymi parami wrót, tj. $S_{ij} = S_{ji}$ dla każdego $i \neq j$ w (2.3), to nosi on miano odwracalnego. Natomiast gdy współczynniki odbicia wszystkich wrót są równe, tj. zachodzi $S_{ii} = S_{jj}$ dla każdego i oraz j , to taki wielowrotnik jest symetryczny.



Rysunek 2.2. Symbol N –wrotnika.

Z punktu widzenia charakteryzowania fotodetektorów w obudowach TO-8, szczególnie ważnym rodzajem wielowrotnika jest dwuwrotnik, opisany macierzą:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

której diagonalne i pozadiagonalne elementy nazywane są odpowiednio reflektancjami i transmitancjami, ponieważ opisują one efekty związane z odbiciem lub transmisją sygnału.

W technice w.cz. często zachodzi konieczność łańcuchowego połączenia kilku dwuwrotników opisanych macierzą $\mathbf{S}$, wówczas wygodniej jest operować opisem transmisyjnym:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

ponieważ wynikowa macierz propagacji sygnału przez K połączonych dwuwrotników ma postać:

$$\mathbf{T} = \prod_{i=1}^K \mathbf{T}_i, \quad (2.6)$$

dla $i = 1, \dots, K$, przy czym związki pomiędzy macierzą transmisyjną a macierzą rozproszenia dwuwrotnika są następujące:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

oraz:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

2.1.3 Wielorodzajowy opis dwuwrotników liniowych

W przypadku dwuwrotników o symetrycznej konstrukcji, jakimi są fotodetektory w obudowie TO-8, istotne korzyści przynosi analiza wielorodzajowych współczynników odbicia [113], pozwalając łatwo rozdzielić reprezentację właściwości struktury detektora od pasożytniczego wpływu układu TEC - patrz rozdz. 1. Ponieważ każde z doprowadzeń fotodetektora, pokazanych na rys. 1.6, można potraktować jako osobne wrota, więc nie ma przeszkód, aby opisać go pełną macierzą $\mathbf{S}$ dwuwrotnika. Dzięki temu, korzystając z właściwości i superpozycji fal we wrotach układu liniowego [114]:

$$\mathbf{S}_{\text{mm}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S} \mathbf{M} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{11} + S_{21} + S_{12} + S_{22} & S_{12} + S_{22} - S_{11} - S_{21} \\ S_{21} + S_{22} - S_{11} - S_{12} & S_{11} + S_{22} - S_{21} - S_{12} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

gdzie macierz transformacji:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

otrzymuje się jego opis wielorodzajowy:

$$\mathbf{S}_{\text{mm}} = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{cc} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

w którym diagonalne elementy S_{dd} oraz S_{cc} są odpowiednio różnicowym i sumacyjnym parametrem rozproszenia dwuwrotnika, natomiast S_{cd} i S_{dc} określają współczynniki konwersji międzymodowej odpowiednio z rodzaju różnicowego do sumacyjnego oraz sumacyjnego do różnicowego.

Jeżeli za pomocą (2.11) opisać się dwuwrotnik symetryczny i odwracalny, tj. gdy w (2.9) zachodzi:

$$S_{11} = S_{22} \quad \text{ i } \quad S_{12} = S_{21}, \quad (2.12)$$

wówczas konwersja międzyrodzajowa nie występuje, dzięki czemu macierz rozproszenia $\mathbf{S}_{\text{mm}}$ można uprościć, zapisując ją w postaci macierzy współczynnika odbicia w ujęciu wielorodzajowym:

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{M} \mathbf{S} \mathbf{M}^{-1} \underset{S_{11}=S_{22} \wedge S_{21}=S_{12}}{=} \begin{bmatrix} \Gamma_d & 0 \\ 0 & \Gamma_c \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

gdzie Γ_d oraz Γ_c są współczynnikami odbicia odpowiednio dla różnicowego i sumacyjnego pobudzania wrót układu. Charakteryzowanie tych współczynników stanowi punkt wyjścia dla metod modelowania fotodetektorów na zakres średniej podczerwieni, co udowodniono w [39], gdyż ten pierwszy niesie pożądane informacje o właściwościach fotodiody, podczas gdy ten drugi reprezentuje wpływ pasożytniczych sprzężeń do układu TEC.

W następnym rozdziale niniejszej rozprawy omówione zostały zagadnienia związane z nowatorską metodą kalibracji systemu VNA, gdzie pomiarom będą poddawane układy testowe (wzorce kalibracyjne), dla których zakłada się pasywność:

$$|\Gamma_d| \leq 1, \quad |\Gamma_c| \leq 1 \quad (2.14)$$

oraz (2.12), tj. pełną symetrię i odwracalność. Zatem, znając ich różnicowy oraz sumacyjny współczynnik odbicia, teoretycznie można odtworzyć ich kompletną macierz $\mathbf{S}$ na podstawie następującej zależności:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Gamma_d + \Gamma_c & \Gamma_d - \Gamma_c \\ \Gamma_d - \Gamma_c & \Gamma_d + \Gamma_c \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

W rzeczywistości kalibracja systemu pomiarowego może być jednak obarczona pewnymi błędami, których wpływ może prowadzić do błędnej ekstrakcji różnicowego i sumacyjnego współczynnika odbicia układu testowego, np. wzorca transmisyjnego. Może więc dochodzić do dwu niepożądanych zjawisk w postaci zaburzenia warunku (2.12) w (2.9), co prowadzi do:

$$S_{dc} \neq 0 \quad \text{ i } \quad S_{cd} \neq 0 \quad (2.16)$$

lub nawet naruszenia warunku pasywności (2.14). Zatem wyrazy macierzy (2.12) otrzymane np. w wyniku procedury samokalibracji parametrów wzorca kalibracyjnego mogą zostać wykorzystane do jakościowej oceny dokładności kalibracji głowicy, co szczegółowo omówiono w p. 4.1.

2.2 Mikrofalowe pomiary jedno- i dwuwrotników

W poprzednim punkcie omówiono uniwersalny opis jedno- i wielowrotników, który opiera się na właściwościach i oddziaływaniu fal z badanym układem. Bezpośrednio z niego wynika wniosek, że aby móc określić współczynnik odbicia lub elementy macierzy $\mathbf{S}$ badanego układu, należy jego pojedyncze wrota pobudzić sygnałem o znanych parametrach i obserwować zespolone parametry fal padających i odbitych w poszczególnych płaszczyznach odniesienia. To zadanie realizuje wektorowy analizator sieci⁴, który będąc standardowo wyposażonym w dwa wrota pomiarowe, pozwala scharakteryzować cztery małosygnałowe parametry rozproszenia fotodetektora w obudowie TO-8.

Konstrukcja systemu VNA, omówiona szerzej w dodatku D.2, sprawia, że płaszczyzny, w których obserwuje się właściwości fal, są oddzielone od rzeczywistych wrót badanego

⁴W odniesieniu do pp. 2.1.1 należy zaznaczyć, że wektorowy analizator obwodów jest *de facto* wektorowym analizatorem fal. Ta niespójność wynika z nomenklatury przejętej z j. angielskiego.

przyrządu poprzez wewnętrzne układy analizatora, okablowanie i adaptory, czego skutkiem są systematyczne błędy pomiarowe. Chociaż są one znaczące i zwykle dominują nad wpływem błędów przypadkowych, to można je uznać za powtarzalne, a dzięki założeniu liniowości i stacjonarności wzajemnych związków pomiędzy falami i mierzonymi sygnałami [115] - ich wpływ można potraktować jako oddzielenie badanego układu od aparatury pomiarowej poprzez pewną sieć połączeń. Jeżeli taka sieć jest znana, to systematyczne błędy można skutecznie usunąć i wydobyć pożądane informacje o badanym układzie, co jest określane w języku angielskim jako *de-embedding* [109].

Sieć transformującą płaszczyzny odniesienia dwuwrotnika do płaszczyzn obserwacji określa się mianem tzw. modelu błędów (ang. error model) systemu. Aby móc poprawnie skorygować wyniki pomiarów, podstawowym problemem jest określenie jego struktury. Dlatego w tym punkcie szczegółowo omówiono najczęściej wykorzystywane modele sieci 16- i 8-mio czynnikowe⁵, oparte odpowiednio na macierzy rozproszenia/transmisyjnej czterowrotnika i dwu macierzach transmisyjnych dwuwrotnika.

2.2.1 Ogólny, 16-to czynnikowy model dwuwrotowego VNA

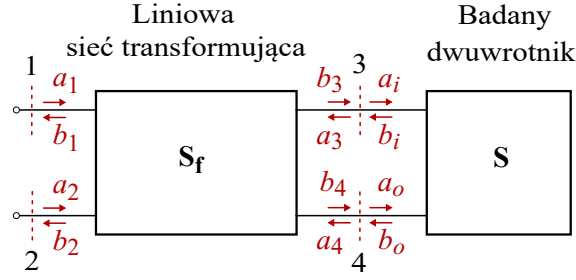
Najogólniejszy model systemu VNA został zaproponowany w 1977 roku przez Speciale [119], w którym transformację macierzy $\mathbf{S}$ badanego przyrządu do postaci mierzonej przez analizator (niekorygowanej) macierzy $\mathbf{S}_m$ opisał pełną macierzą czterowrotnika $\mathbf{S}_f$ [120, 121]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_m \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \mathbf{S}_f \begin{bmatrix} \mathbf{a}_m \\ \mathbf{a} \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

gdzie wektory fal padających i odbitych mają postać:

$$\mathbf{a}_m = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_m = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix},$$

⁵Historycznie pierwszym modelem był 12-to czynnikowy, zaproponowany w 1978 r. w [116] jako jedyna wówczas metoda opisu VNA z niekompletnym układem reflektometrycznym. W tej metodzie, błędy systemu postanowiono uwzględnić poprzez reprezentację systemu pomiarowego za pomocą grafów skierowanych. Chociaż obecnie zostały one wyparte na korzyść opisu macierzowego, to w niektórych przypadkach model 12-to czynnikowy może zostać przekształcony do postaci modelu 8-czynnikowego i *vice versa*, o czym mowa w [117, 118].



Rysunek 2.3. Ogólny model błędów VNA.

podczas gdy rzeczywiste fale we wrotach dwuwrotnika są opisane:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}.$$

Dołączenie badanego dwuwrotnika do systemu pomiarowego przedstawiono schematycznie na rys. 2.3 i w tym miejscu należy podkreślić, iż jego model:

$$\mathbf{S}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_A & \mathbf{S}_B \\ \mathbf{S}_C & \mathbf{S}_D \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} & s_{24} \\ \hline s_{31} & s_{32} & s_{33} & s_{34} \\ s_{41} & s_{42} & s_{43} & s_{44} \end{array} \right] \quad (2.18)$$

zawiera wszystkie możliwe tory transmisji sygnału w.cz., opisane za pomocą 16 niezerowych współczynników błędów:

- diagonalne elementy macierzy klatkowych $\mathbf{S}_B$ oraz $\mathbf{S}_C$ reprezentują transmitancje systemu,
- diagonalne wyrazy $\mathbf{S}_f$ opisują refleksje czterowrotnika,
- antydiagonala $\mathbf{S}_f$ określa wewnętrzne (krzyżowe względem ułożenia wrót na rys. 2.3) przesłuchy systemu,
- oraz antydiagonalne wyraz $\mathbf{S}_A$ oraz $\mathbf{S}_D$ reprezentują sprzężenia pomiędzy poszczególnymi parami wrót.

W celu określenia związku między realną macierzą dwuwrotnika $\mathbf{S}$ a niekorygowanymi pomiarami $\mathbf{S}_m$, należy wykorzystać zależności dla oryginalnych fal w postaci:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \mathbf{a}, \quad (2.19)$$

oraz mierzonych przez układy VNA:

$$\mathbf{b}_m = \mathbf{S}_m \mathbf{a}_m, \quad (2.20)$$

które po podstawieniu do (2.18) dają następującą zależność:

$$\mathbf{S}_C (\mathbf{S}_m - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D - \mathbf{S}^{-1} = \mathbf{0}. \quad (2.21)$$

Po jej prostym przekształceniu otrzymuje się transformację:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_C (\mathbf{S}_m - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D]^{-1}, \quad (2.22)$$

która nosi miano wzoru korekcyjnego [120, 122], a jej parametry są określane podczas kalibracji systemu pomiarowego [123]. Chociaż $\mathbf{S}_f$ zawiera ogółem 16 zespolonych elementów, to jednak wykorzystując jeden z diagonalnych wyrazów $\mathbf{S}_B$ lub $\mathbf{S}_C$ jako wspólny podzielnik dla pozostałych [120], model redukuje się do 15-to czynnikowego.

Ponieważ pomimo prostego wyprowadzenia, związki pomiędzy $\mathbf{S}_m$ oraz $\mathbf{S}$ w (2.22) są nieliniową funkcją parametrów modelu, dlatego łatwiejszy w użyciu jest opis oparty na transmisyjnym modelu 16/15-to czynnikowym [120, 124], który reprezentuje liniowe związki sieci z rys. 2.3 w następujący sposób:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_m \\ \mathbf{a}_m \end{bmatrix} = \mathbf{T}_f \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_A & \mathbf{T}_B \\ \mathbf{T}_C & \mathbf{T}_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} \\ \hline t_{31} & t_{32} & t_{33} & t_{34} \\ t_{41} & t_{42} & t_{43} & t_{44} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Po podstawieniu zależności (2.19)-(2.20) do (2.23) i odpowiednich przekształceniach otrzymuje się:

$$\mathbf{T}_A \mathbf{S} + \mathbf{T}_B - \mathbf{S}_m \mathbf{T}_C \mathbf{S} - \mathbf{S}_m \mathbf{T}_D = \mathbf{0}, \quad (2.24)$$

gdzie $\mathbf{0}$ jest macierzą zerową o wymiarze dwa, natomiast macierze klatkowe $\mathbf{T}_f$ wiążą się

z wyrazami $\mathbf{S}_f$ poprzez następujące zależności:

$$\mathbf{T}_A = \mathbf{S}_B - \mathbf{S}_A \mathbf{S}_C^{-1} \mathbf{S}_D, \quad (2.25)$$

$$\mathbf{T}_B = \mathbf{S}_A \mathbf{S}_C^{-1}, \quad (2.26)$$

$$\mathbf{T}_C = -\mathbf{S}_C^{-1} \mathbf{S}_D, \quad (2.27)$$

$$\mathbf{T}_D = \mathbf{S}_C^{-1}. \quad (2.28)$$

Ponieważ za pomocą liniowej transformacji (2.24) można łatwo zestawić i rozwiązać układ równań, dlatego stanowi fundament wielu różnych procedur kalibracji kompletnego modelu VNA, np. [120, 125].

2.2.2 8-mio czynnikowy model dwuwrotowego VNA

Dzięki udoskonalonej konstrukcji nowoczesnych systemów pomiarowych wpływ pasożytniczych sprzężeń wewnątrz analizatora wektorowego można pominąć, wskutek czego w modelu (2.18) pozostaje tylko 8 niezerowych współczynników. Wówczas tor sygnałowy zamyka się wyłącznie pomiędzy wrotami 1 i 2 poprzez badany dwuwrotnik, dlatego takie połączenie można opisać za pomocą trzech łańcuchowo połączonych dwuwrotników przedstawionych na rys. 2.4. Ich macierze transmisyjne wiążą fale we wrotach badanego dwuwrotnika w następującej relacji:

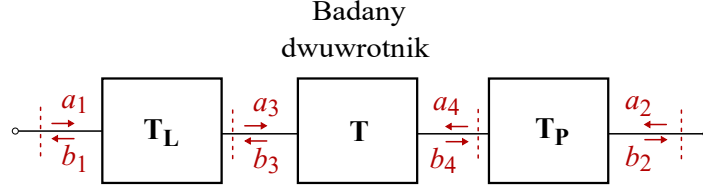
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_L \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

oraz

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_P \begin{bmatrix} a_4 \\ b_4 \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

natomiast transmisję całej kaskady można zapisać jako:

$$\mathbf{T}_m = \mathbf{T}_L \mathbf{T} \mathbf{T}_P, \quad (2.31)$$



Rysunek 2.4. 8-mio czynnikowy model błędów VNA.

gdzie $\mathbf{T}_m$ oraz $\mathbf{T}$ są to transmisyjne reprezentacje (2.7), odpowiednio, $\mathbf{S}_m$ oraz $\mathbf{S}$. Za pomocą prostych przekształceń, otrzymuje się równanie korekcyjne dla modelu 8-czynnikowego:

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_L^{-1} \mathbf{T}_m \mathbf{T}_P^{-1}, \quad (2.32)$$

które, podobnie jak (2.22), można zredukować do 7 parametrów, jeśli jeden ze współczynników błędu zostanie wspólnym dzielnikiem pozostałych. W rezultacie transformacja (2.32) stanowi podwaliny większości procedur kalibracyjnych stosowanych w nowoczesnych analizatorach [48].

2.3 Kalibracja VNA

Celem kalibracji (ang. calibration) systemu pomiarowego jest wyznaczenie współczynników danego modelu systemu VNA, których znajomość jest niezbędna, aby móc poprawnie korygować wpływ systematycznych błędów i odtwarzać oryginalne sygnały pomiarowe lub ich stosunki, np. przy użyciu wzoru korekcyjnego (2.22), (2.24) lub (2.32). Taka kalibracja odbywa się w kilku krokach [120, 122, 126] i polega na mierzeniu określonego zestawu dwuwrotowych układów o dokładnie znanych właściwościach elektrycznych zwanych wzorcami kalibracyjnymi. Są one umieszczane w płaszczyźnie 3-4 modelu VNA z rys. 2.3 lub z rys. 2.4 i służą do realizacji różnych znanych stanów połączeń wrót analizatora. Do tego celu najczęściej wykorzystuje się:

1. Zwarcie (ang. Short)

$$\mathbf{S}_s = \Gamma_s \mathbf{I}. \quad (2.33)$$

2. Rozwarcie (ang. Open):

$$\mathbf{S}_o = \Gamma_o \mathbf{I}. \quad (2.34)$$

3. Obciążenie bliskie impedancji charakterystycznej systemu (ang. Load lub ang. Match):

$$\mathbf{S}_l = \Gamma_l \mathbf{I}. \quad (2.35)$$

4. Bezpośrednie połączenie wrót pomiarowych (ang. Thru):

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

5. Połączenie wrót za pośrednictwem odcinka linii wzorcowej o długości l i stałej propagacji $\gamma = \alpha + j\beta$ (ang. Line lub ang. Delay):

$$\mathbf{S}_d = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

W (2.33)-(2.35) $\mathbf{I}$ oznacza macierz jednostkową o wymiarze dwa, natomiast Γ_s oraz Γ_o oznaczają współczynniki odbicia odpowiednio zwarcia i rozwarcia. Ponieważ zapewniają one pełną izolację wrót VNA oraz zazwyczaj zachodzi $|\Gamma_s| \approx |\Gamma_o| \approx 1$, dlatego określane są jako wzorce odbiciowe (ang. reflect). W przypadku trzeciego obciążenia, zwykle $|\Gamma_l| \approx 0$, stąd jest ono określane mianem wzorca dopasowania, podczas gdy moduły transmitancji $\mathbf{S}_t$ oraz $\mathbf{S}_d$ są zazwyczaj bliskie jedności, więc nazywane są wzorcami transmisyjnymi (ang. transmission).

Korzystając z zależności określonych dla modelu 8-mio czynnikowego (2.31) lub 16-to czynnikowego (2.21) na podstawie pomiarów takich wzorców, tworzy się odpowiedni układ równań. Aby móc go rozwiązać, liczba niezależnych związków, opisujących wszystkie stany kalibracyjne analizatora, musi wynosić co najmniej tyle, ile jest poszukiwanych parametrów modelu. Istnieje więc ścisły związek pomiędzy stopniem złożoności modelu błędów a liczbą wymaganych wzorców kalibracyjnych.

Niestety wykonanie wzorców i określenie rozkładu pola elektromagnetycznego w płaszczyźnie odniesienia VNA wyposażonego w głowicę lub sondy pomiarowe jest trudne, zwłaszcza w rozważanym tu zakresie mikrofalowym, dlatego w praktyce rzeczywiste charakterystyki wzorców odbiegają od prostych definicji (2.33)-(2.37). Skutkiem tego jest powstawanie systematycznych błędów identyfikowanych parametrów systemu, określaných

mianem błędów definicji wzorców kalibracyjnych [127, 128]. Dlatego pomimo formalnej prostoty przedstawionych modeli błędów pomiarowych, optymalna identyfikacja ich parametrów jest zagadnieniem złożonym, co stało się przedmiotem szerszej dyskusji.

2.3.1 Kalibracja systemu opisanego modelem 8-czynnikowym

Aby w ogóle móc skalibrować dwuwrotowy system VNA, należy zawsze wykonać pomiar kalibracyjny co najmniej jednego wzorca typu transmisyjnego oraz zamknąć wrota pomiarowe wzorcami o znacznym współczynniku odbicia [48]. W przypadku 7/8-mio czynnikowego modelu błędów, każdy taki stan analizatora opisuje się za pomocą równania macierzowego (2.31). W przypadku wzorca transmisyjnego na jego podstawie można ułożyć układ czterech niezależnych liniowo równań. Natomiast dla wzorca odbiciowego część transmisyjna (2.31) nie reprezentuje żadnych sensownych związków. Mimo że wówczas otrzymuje się tylko dwa równania, co może wydawać się pewnym ograniczeniem, to warto zwrócić uwagę na to, że wzorce typu odbiciowego i dopasowania można dołączać do poszczególnych wrót analizatora osobno lub nawet naprzemiennie.

W związku z powyższym do określenia 8-miu współczynników modelu błędów można wykorzystać bezpośrednie połączenie wrót VNA oraz trzy pary wzorców w kombinacji zwarcia, rozwarcia i obciążenia dopasowanego (otrzymując 10 liniowo niezależnych równań z (2.31)), co zaproponowali Kruppa oraz Sodomsy w 1971 r. [129]. Kilka lat później Speciale [119] położył podwaliny macierzowego opisu metod kalibracji, jednocześnie przedstawiając metodę trzech wzorców TSD⁶, spośród których dwa łączą ze sobą wrota analizatora. Ta metoda została następnie rozwinięta w NIST (ang. National Institute of Standards and Technology) jako TRL⁷ [130] i obecnie należy do najbardziej popularnych a jednocześnie najdokładniejszych metod kalibracji systemów VNA. Jest to wynik właściwego dobrania kombinacji i zniesienia części założeń dotyczących wzorców kalibracyjnych, gdyż odcinki linii powietrznej bez podpór są uważane za jedne z najdokładniejszych wzorców impedancji [131], a symetryczne obciążenie obiciowe może mieć dowolny współczynnik odbicia, co zostało szerzej omówione w dalszej części tego rozdziału. Niemniej jednak,

⁶Akronim danej metody kalibracji zwykle pochodzi od pierwszych liter nazw obciążeń zapisanych w j. angielskim. Z ang. Thru-Short-Delay, tzn. wzorce bezpośredniego połączenia, zwarcia i linii opóźniającej łączonej wrota VNA.

⁷Z ang. Thru-Reflect-Line, tzn. wzorce bezpośredniego połączenia, dowolnego odbicia i jednorodnej linii włączonej we wrota VNA.

zakres stosowania tej kalibracji jest ograniczony wskutek złego uwarunkowania układu równań, gdy przy danej częstotliwości elektryczna długość linii zbliża się do całkowitej liczby połówek fali pobudzenia. Aby uniknąć takiej sytuacji, długość linii należy odpowiednio dobierać w zależności od wymaganego pasma analizy, co szczegółowo omówiono w [130].

Ograniczeń częstotliwościowych nie posiada natomiast metoda TRM⁸, która zamiast wzorca linii wykorzystuje obciążenie dopasowane, traktowane jako linia wzorcowa o skończonej tłumienności i nieskończonej długości. Ponieważ zrealizowanie takiego wzorca do pracy w szerokim zakresie częstotliwości jest niemożliwe, dlatego górny zakres częstotliwości stosowania TRM jest ograniczony.

Aby przezwyciężyć częstotliwościowe ograniczenia TRL i TRM, zamiast jednej linii lub obciążenia dopasowanego, trzeci stan analizatora realizuje się poprzez mierzenie wrót VNA wieloma liniami wzorcowymi różnej długości. W rezultacie otrzymuje się tzw. wieloliniową kalibrację TRL (ang. multiline TRL) [131–133]. Dzięki optymalnemu wykorzystaniu informacji pomiarowej, osiąga się dużą dokładność modelowania wpływu błędów systemu w szerokim zakresie częstotliwości, co wykazano w [134] dla zakresu od 1 GHz aż do 110 GHz.

Metody kalibracji modelu 7/8-mio czynnikowego można uznać za dokładne, a dzięki ograniczonej liczbie wymaganych wzorców, stosunkowo proste i chętnie stosowane w laboratoriach pomiarowych w.cz. Niestety wszystkie z wymienionych są nieodpowiednie w przypadku wystąpienia przesłuchów międzykanałowych w systemie VNA, gdyż typowa korekcja systematycznych błędów pomiarowych zawodzi, wskutek czego dokładność kalibracji znacząco spada. Wówczas należy sięgnąć po kompletny opis systemu pomiarowego, którego kalibracja jest bardziej złożona.

2.3.2 Kalibracja systemu opisanego modelem 16-czynnikowym

Problem kalibracji ogólnego modelu 15/16-to czynnikowego został poruszony przez Heltona i Speciale już w 1983 r. [123], jednak zyskał popularność dopiero wraz z rozwojem pomiarów na płytkach półprzewodnikowych (ang. on-wafer) w zakresie fal milimetrowych, w których do uzyskania wysokiej dokładności kalibracji należy uwzględnić wszystkie drogi

⁸Z ang. Thru-Reflect-Match, tzn. wzorce bezpośredniego połączenia wrót, dowolnego odbicia i obciążenia dopasowanego.

możliwych przesłuchów. Dlatego metody prowadzące do optymalnego rozwiązania problemu kalibracji pełnego modelu zostały rozpoznane w literaturze dopiero niemal dekadę później [120–122, 124, 125, 135]. Częściowym rozwiązaniem problemu kalibracji sieci z przesłuchami może być nowa metoda zaproponowana przez Liu i innych w [136], w której model 7/8-mio czynnikowy rozszerzono o jeden, dominujący tor sprzężeń. Jednak Butler i inni w [120] wykazali wcześniej, że dokładność takiego podejścia drastycznie spada w przypadku wystąpienia wielu torów pasożytniczej transmisji.

Z powodu występowania wielu torów przesłuchów w modelu 15/16-to czynnikowym (2.18), na podstawie pomiaru każdego wzorca kalibracyjnego, w tym par obciążeń typu odbiciowego i dopasowania, otrzymuje się cztery liniowo niezależne równania z (2.21). Chociaż wydawałoby się, że do określenia poszukiwanych 16 współczynników modelu powinny wystarczyć pomiary tylko czterech znanych obciążeń (aby otrzymać 16 liniowo niezależnych równań z (2.21)), to Silvonen wykazał w [125], że należy zastosować aż pięć różnych wzorców kalibracyjnych w tym bezpośrednie połączenie wrót analizatora oraz przynajmniej jedną parę mieszanych wzorców odbiciowych, np. zwarcie-rozwarcie. Ponadto, aby móc poprawnie skalibrować sieć z przesłuchami, jej wrota pomiarowe należy jednocześnie zamknąć dwoma obciążeniami odbiciowymi lub dopasowania, wchodzącymi w skład danego obciążenia kalibracyjnego [124].

Chociaż taka kalibracja jest zazwyczaj możliwa dla VNA, wyposażonego w złącza współosiowe (np. [124]), to w przypadku systemów wyposażonych w otwarte przewodnice falowe stanowią poważne ograniczenia. Wytworzenie i dokładne zdefiniowanie aż pięciu różnych par obciążeń kalibracyjnych może być trudne lub wręcz - niewykonalne [137]. Ten problem dotyczy zwłaszcza wzorca bezpośredniego połączenia wrót analizatora w pomiarach na płytkach krzemowych, który rozwiązali Ferrero i Pisani w [138] dla modelu 7/8-mio czynnikowego, a następnie tę metodę wykorzystali Basu i Hayden w [139]. Należy również nadmienić, że wielokrotne dołączanie wzorców do wrót VNA zwiększa prawdopodobieństwo wystąpienia błędów związanych z niepowtarzalnością styku złączy [140].

W związku z powyższym przy wybieraniu lub opracowywaniu nowych metod kalibracji dąży się do tego, aby zarówno liczba wzorców niezbędnych do tego celu, jak i też ograniczeń im stawianych była jak najmniejsza. Należy podkreślić, że stopień złożoności modelu systemu przekłada się na większą liczbę wzorców stosowanych do kalibracji, więc wykorzystanie wszelkich związków, jakie umożliwiają zredukować tę złożoność, prowadzi

do zmniejszenia tej liczby i skrócenia czasu kalibracji. Dlatego należy optymalnie wykorzystywać informację pomiarową, tak, aby dzięki procedurze tzw. samokalibracji móc znieść część wymagań stawianych tym wzorcom.

2.3.3 Stosowanie wzorców tylko częściowo określonych

Pod względem sposobu wykorzystania wyników pomiarowych metody kalibracji można podzielić na dwie grupy: deterministyczne oraz nadmiarowe. W przypadku tych pierwszych, liczba niezależnych związków otrzymanych z pomiarów kalibracyjnych wynosi dokładnie tyle, ile jest poszukiwanych parametrów modelu [48, 141], jak np. w metodzie QSOLT⁹, opartej na modelu 7-cio czynnikowym [142]. W przypadku metod nadmiarowych, informacji pomiarowej jest więcej, niż nieznanych współczynników modelu błędu.

Metody nadmiarowe stają się statystycznymi, gdy ten nadmiar pomiarów wykorzystuje się, stosując metody statystyczne, dostosowane do pewnego modelu błędów pomiarowych (zakłada się ich rozkład prawdopodobieństwa). Wówczas liczba niezależnych liniowo równań otrzymywanych na podstawie pomiarów kalibracyjnych jest większa niż liczba nieświadomych w modelu błędów. Zazwyczaj tę dodatkową informację wykorzystuje się do określenia nieznanych lub tylko częściowo znanych parametrów obciążeń kalibracyjnych, aby w ten sposób poprawić dokładność lub w ogóle umożliwić kalibrację systemu. Wówczas taka metoda nosi miano procedury samokalibrującej (ang. self-calibration) [48], a dobrym jej przykładem jest metoda TRL dla modelu 7/8-mio czynnikowego. Podczas tej kalibracji otrzymuje się nadmiarowy układ 10 niezależnych równań, z których prócz parametrów modelu pokazanego na rys. 2.4, wyznacza się również zespolony współczynnik odbicia nieznanego obciążenia oraz współczynnik propagacji linii wzorcowej [130].

Do grona metod samokalibrujących również zaliczają się: TAN¹⁰ [143], w której określa się aż pięć nieznanych parametrów wzorców tłumienia i dowolnej sieci, oraz SOLR¹¹ opracowanej przez Ferrero i Pisaniego w [138], w której wzorzec typu transmisyjnego nie musi być z góry znany, lecz musi spełniać założenie odwracalności. Innym sposobem efektywnego wykorzystania informacji pomiarowej, np. w przypadku, gdy wszystkie wzorce mają

⁹Z ang. Quick Short-Open-Load-Thru, tzn. wzorce zwarcia, rozwarcia, obciążanie dopasowanego i bezpośredniego połączenia wrót VNA.

¹⁰Z ang. Thru-Attenuator-Network, tzn. trzy wzorce typu transmisyjnego: bezpośredniego połączenie wrót, nieznanego tłumienia oraz nieznannej sieci.

¹¹Z ang. Short-Open-Load-Reciprocal, tzn. wzorce zwarcia, rozwarcia, obciążenia dopasowanego i odwracalnego połączenia wrót.

dokładnie zdefiniowane parametry lub gdy liczba wzorców transmisyjnych jest większa, jak w przypadku wieloliniowej metody TRL, jest wykorzystanie nadmiarowego układu równań do oceny błędów kalibracji systemu [131].

Ponieważ związki opisujące zależności dla sieci transformującej z przesłuchami (2.22) są bardziej złożone, optymalne wykorzystanie informacji pomiarowej jest stosunkowo trudne i wymaga wielu założeń. Do tej pory, powstało tylko kilka metod samokalibracji dla pełnego modelu 15/16-to czynnika, spośród których należy wyróżnić TMRN¹² i MURN¹³ opublikowane w [144] przez Heuremanna oraz LMR¹⁴ opisaną w [124] przez Silvoneną. Chociaż dzięki nim można zmniejszyć wrażliwość kalibracji na błędy wzorców, to do wrót VNA należy dołączyć aż pięć różnych kombinacji obciążeń. W tym celu, aby móc uprościć model błędów, trzeba wykorzystać dodatkowe zależności, a tym samym zmniejszyć liczbę wymaganych wzorców.

2.3.4 Kalibracja dwuetapowa

Proste związki, jakie można wykorzystać do uproszczenia modelu 15/16-to czynnika, umożliwiającego przeprowadzenie jednostopniowej kalibracji (ang. one-tier calibration), dotyczą założeń odwracalności lub symetrii w modelu błędów. Wówczas (2.18) można uprościć do postaci 11/12-czynnikowej lub 9/10 czynnikowej. Niestety obydwa te założenia nie mogą być stosowane bezpośrednio do zbioru równań kalibracji w jednym kroku, ponieważ analizator jest wyposażony w układy przełączników, będących przyczyną błędów przełączania, które nie są reprezentowane przez omawiane tu modele - patrz dodatek D.2. Dlatego, aby móc zastosować odwracalny i/lub symetryczny model sieci z przesłuchami, należy uprzednio skalibrować system VNA np. rutynową metodą TRL/TRM, która usuwa m.in. błędy przełączania. Dopiero w kolejnym kroku należy wykonać drugi etap kalibracji (ang. second-tier calibration), który uwzględniając przesłuchy oprzyrządowania, umożliwia określenie macierzy głowicy lub sond mikrofalowych do pomiaru struktur na płytkach krzemowych [145].

¹²Z ang. Thru-Match-Reflect-Network, tzn. wzorce bezpośredniego połączenia wrót, obciążenia dopasowanego, dowolnego odbicia i nieznanej sieci łączącej wrota VNA.

¹³Z ang. Match-Unknown-Reflect-Network, tzn. wzorce dopasowania, dwu nieznanymi obciążeniami jednowrotowymi, dwu nieznanymi odbiciami, nieznanej sieci łączącej wrota VNA.

¹⁴Z ang. Line-Match-Reflect, tzn. wzorce jednorodnej linii łączącej wrota VNA, dopasowania oraz nieznanego wzorca odbiciowego, dołączane w różnych kombinacjach.

O ile pełna symetria sond lub głowic pomiarowych może być trudna do zrealizowania w praktyce [110], to pasywne adaptory i układy dołączane do VNA są układami odwra- calnymi [146]. Dzięki tej właściwości liczba nieznanych parametrów w modelu 15/16-to czynnikowym (2.18) znacznie się zmniejsza, bowiem zachodzą wtedy następujące związki:

$$\mathbf{S}_B = \mathbf{S}_C^T, \quad (2.38)$$

$$\mathbf{S}_A = \mathbf{S}_A^T \quad (2.39)$$

oraz

$$\mathbf{S}_D = \mathbf{S}_D^T, \quad (2.40)$$

co jest często wykorzystywaną zależnością w literaturze fachowej, m.in. w [145–148]. Wy- korzystując te związki w (2.21) z pomiaru każdego wzorca, można ułożyć układ trzech liniowo niezależnych równań, zatem aby określić w sumie 9/10 unikalnych parametrów modelu, wymagane są co najmniej cztery stany kalibracyjne analizatora, np. w popular- nej kombinacji SOLT [47].

Nadmiarową informację pomiarową można następnie wykorzystać do oceny błędów kalibracji [47] lub też, jak to niedawno pokazali w [145] Dahlberg i inni, do procedury samokalibracji. W ich metodzie LRRM¹⁵ w pełni znane były tylko parametry linii trans- misyjnej, rezystancja obciążeń dopasowanych oraz założono bezstratność obu par wzorców odbiciowych. Natomiast zarówno faza współczynników odbicia wzorców odbiciowych, jak i również dwie reaktancje wzorca dopasowania, były określane już w procedurze samoka- libracji.

Należy również wspomnieć o innych przypadkach kalibracji dwuetapowej dla typowego VNA i modelu 7/8-czynnikowego. Chociaż taka procedura nie przynosi większych korzyści przy standardowej kalibracji TRL w jednym kroku, to za jej pomocą można rozwiązać częsty problem niezgodności złączy wrót VNA i badanych układów (ang. non-insertable devices). Wówczas stosuje się dodatkowy adapter, aby móc wytworzyć zgodne wrota pomiarowe do wykonania kalibracji systemu a następnie, stosując metody opisane np. w [149, 150] (ang. adapter removal), wpływ tego przejścia można skutecznie usunąć.

¹⁵Z ang. Line-Reflect-Reflect-Match, tzn. wzorce linii transmisyjnej łączącej wrota po- miarowe, dwu par nieznanych obciążeń odbiciowych oraz pary obciążeń dopasowanych.

2.4 Podsumowanie

Wybór właściwej metody kalibracji oraz modelu błędów w znaczącym stopniu decydują o dokładności kalibracji systemu pomiarowego. Większość obecnych metod opiera się na modelu 7/8-mio czynnikowym [48, 119, 129–131, 134, 138, 142]. Pomimo prostoty, charakteryzują się one największą dokładnością, pod warunkiem, że wpływ pasożytniczych przesłuchów jest pomijalny. Jeśli takie założenie jest spełnione, a zastosuje się wówczas bardziej złożony 15/16-to czynnikowy model, to nie przynosi to większych korzyści, a wręcz przeciwnie, zwiększa się wrażliwość kalibracji na systematyczne błędy wzorców [105, 151].

Gdy jednak przesłuchy mogą potencjalnie wpłynąć na jakość kalibracji, a w rezultacie uniemożliwić poprawną korekcję systematycznych błędów, należy sięgać po model 15/16-to czynnikowy [120–125, 135]. Niestety wówczas trzeba użyć pięciu par precyzyjnie wykonanych wzorców, co zazwyczaj stanowi poważne ograniczenie stosowania tego modelu m.in. w pomiarach na płytkach krzemowych za pomocą sond mikrofalowych.

Metody kalibracji sieci z przesłuchami, prowadzące do zmniejszenia liczby wymaganych wzorców lub też stawianych im wymagań, są stosunkowo nowe [145, 146]. Jednym ze sposobów jest założenie odwracalności lub symetrii [110] modelu, co w rezultacie umożliwia skalibrowanie oprzyrządowania za pomocą standardowej kombinacji czterech wzorców, np. SOLT [47]. Takie podejście uznano za właściwe do kalibracji głowicy pomiarowej TO-8, co w rozdz. 3 jest przedmiotem wnikliwej dyskusji.

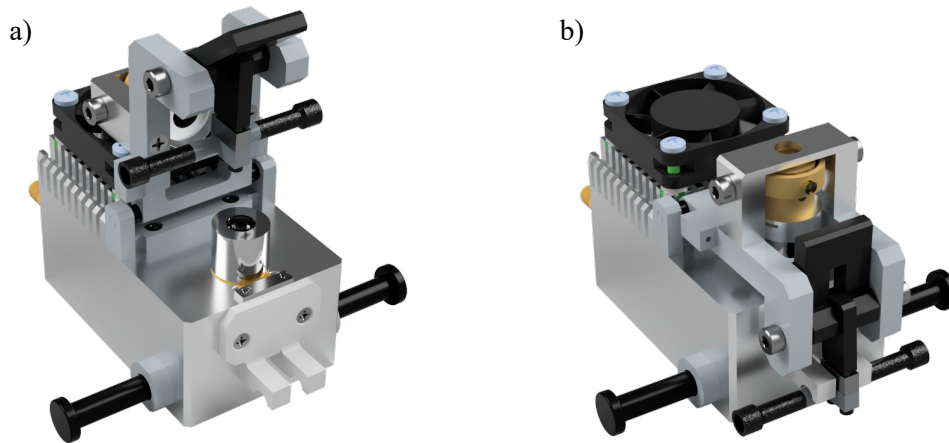
Rozdział 3

Metoda kalibracji głowicy pomiarowej z wewnętrznymi przesłuchami

Charakteryzowanie przyrządów wyposażonych w standardowe złącza współosiowe jest zagadnieniem doskonale rozpoznany w literaturze fachowej [48, 141]. Dzięki nowym procedurom kalibracyjnym i dostępnym komercyjnie wzorcom kalibracyjnym stosunkowo łatwo można zapewnić dużą dokładność pomiarów. Natomiast zdecydowanie trudniej jest charakteryzować przyrządy zainstalowane w obudowach przeznaczonych do montażu przewlekane lub wyposażone tylko w pola kontaktowe do sond mikrofalowych. W przypadku tych pierwszych stosuje się specjalne głowice pomiarowe [65], które zapewniają możliwie jednorodne (niskostratne) pod względem elektrycznym i niezawodne pod względem mechanicznym połączenie pomiędzy badanym układem a VNA wyposażonym w standardowe złącza współosiowe.

Nie inaczej jest w przypadku szerokopasmowego charakteryzowania fotodetektorów zakresu średniej podczerwieni, ponieważ zespół przyrządu umieszczony w obudowie TO-8, zaprezentowanej we *Wprowadzeniu* na rys. 1.6, nie jest przystosowany do przenoszenia sygnałów w.cz. Zatem konieczne jest zastosowanie specjalnych adapterów, jak ten przedstawiony na rys. 3.1, który został opracowany przez Wiatra i innych w [47].

Głowica pomiarowa umożliwia badanie przyrządów w typowych warunkach pracy, tj. struktura detektora zamontowana jest na szczycie układu TEC w hermetycznie zamkniętej obudowie TO-8, co w rozdz. 1 ukazano na rys. 1. Fotodetektor dołącza się do aparatury,



Rysunek 3.1. Głowica z fotodetektorem TO-8 wsuniętym w gniazdo pomiarowe a) oraz zamkniętym mechanizmem docisku b).

umieszczając go w specjalnym gnieździe pomiarowym, tak jak to przedstawiono na rys. 3.1a. To gniazdo zapewnia elektryczny kontakt anody i katody fotodetektora, łącząc je z parą złącz współosiowych, umieszczonych na tylnej ścianie głowicy. Dzięki temu, podłączając głowicę do dwuwrotowego VNA za pomocą standardowych kabli współosiowych, można scharakteryzować wielorodzajowy współczynnik odbicia badanego fotodetektora, co omówiono w p. 2.1.3.

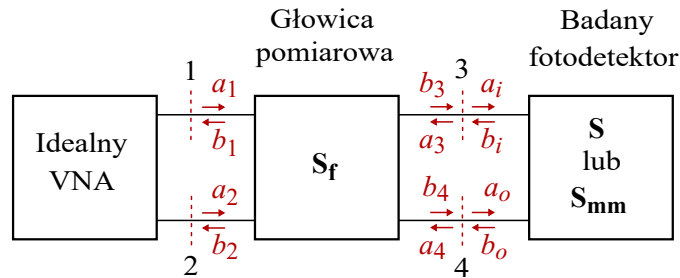
Ze względu na ograniczenia konstrukcyjne głowicy, a zwłaszcza gniazda stanowiącego przejście ze współosiowych złączy VNA do wewnętrznej płaszczyzny podstawki TO-8, wskutek zarówno strat i opóźnienia sygnału, wpływu niejednorodności torów jak też pasywnych przesłuchów międzykanałowych, powstają systematyczne błędy. Przesłuchy te zaburzają pomiary zwłaszcza w zakresie w.cz., gdzie to sprzężenie osiąga około -30 dB [47]. Aby móc prawidłowo określić właściwości fotodetektora lub też samej struktury fotodetekcyjnej, wpływ tych zaburzeń musi zostać skutecznie usunięty. Dlatego należy opracować matematyczny opis transformacji sygnałów w głowicy i wykorzystać go do jej kalibracji a następnie korekcji systematycznych błędów pomiarowych.

3.1 Model pomiaru fotodetektora w głowicy

Ze względu na wpływ przesłuchów podstawą opisu transformacji sygnału w głowicy jest ogólny 15/16-czynnikowy model, co omówiono w p. 2.3.2. Aby określić macierz głowicy, należałoby dysponować aż 5 różnymi dwuwrotowymi wzorcami. Jednak wy-

konanie tylu precyzyjnych obciążeń odbiciowych na podstawkach TO-8 jest trudne, a w przypadku wzorca transmisyjnego - niemożliwe. Dlatego, aby zmniejszyć liczbę wymaganych wzorców do czterech, model głowicy sprowadzono do sieci odwracalnej, podobnie do innych opracowań poruszających zagadnienia kalibracji z uwzględnianiem przesłuchów [145, 146, 148, 152]. Zgodnie z p. 2.3.4 model (2.17) opisuje wówczas transformację płaszczyzny odniesienia badanego dwuwrotnika do płaszczyzny współosiowych złączy kalibrowanego (ang. pre-calibrated) VNA, co zilustrowano na rys. 3.2.

Ponieważ w macierzy $\mathbf{S}_f$ zachodzą związki (2.38)-(2.40), to w procesie kalibracji należy określić w sumie 10 jej czynników. Chociaż do opisu transformacji parametrów dwuwrotnika wystarcza 9 parametrów, jeśli jeden z nich zostanie wspólnym podzielnikiem pozostałych, to jednak ze względu na możliwości zastosowania wyniku kalibracji głowicy, m.in. do charakteryzowania widmowej gęstości szumu fotodetektorów [153] lub pomiarów w dziedzinie czasu w systemie NVNA [104], bardziej użyteczny jest jej pełny, 10-cio czynnikowy opis.



Rysunek 3.2. Model wpływu systematycznych błędów odwracalnej sieci z przesłuchami dołączonej do skalibrowanego VNA.

Wzorce kalibracyjne i metoda kalibracji głowicy

Aby móc scharakteryzować elektryczne właściwości głowicy, należy zmierzyć zespół czterech miniaturowych wzorców kalibracyjnych SOLT, których pierwowzór opracował Wiatr i inni w [47]. Taka kombinacja obciążeń gniazda głowicy zapewnia dobre uwarunkowanie układu równań. Jednak zaproponowana w [47] metoda kalibracji jest podatna na błędy definicji wzorców, ze względu na ich specyficzną konstrukcję - patrz dodatek D.3. Przede wszystkim nie można połączyć wrót pomiarowych głowicy za pomocą jednorodnej linii transmisyjnej ani bezpośrednio, ani pośrednio. Tak więc zrealizowanie wzorca transmisyjnego o konkretnych i przewidywalnych parametrach jest niemożliwe. Zatem, aby

móc rozwiązać omawiany tu problem kalibracji głowicy, większość metod kalibracji pełnego modelu 16/15-to czynnikowego [120–125, 135, 154, 155], jak i również zredukowanego do 10-cio czynnikowej sieci odwracalnej [145–148, 152, 156, 157] - jest niewłaściwa.

Aby wyznaczyć nieznane parametry symetrycznego wzorca transmisyjnego, należy wykorzystać ideę samokalibracji. Dla sieci z przesłuchami dotychczas opracowano tylko kilka takich metod, spośród których należy wyróżnić opartą na pełnym 15/16-to czynnikowym modelu [155] Heuremanna i Schieka (wraz z jej niedawną modyfikacją dla zmienionej kombinacji wzorców kalibracyjnych opisaną w [158] przez Wagnera i Stolle'a) oraz na sieci reprezentowanej przez (2.18), odwracalnej i częściowo symetrycznej, gdy $s_{11} = s_{22}$ oraz $s_{33} = s_{44}$, przedstawionej w [110] przez Scharamma i innych. Żadna z nich nie odpowiada warunkom pomiarów, jakie są wykonywane w głowicy, bowiem w przypadku tej pierwszej należałoby rozszerzyć kombinację SOLT o dodatkową, niesymetryczną parę obciążeń jednowrotowych (patrz p. 2.3.2). Natomiast w drugim - wskutek skomplikowanej konstrukcji gniazda głowicy - nie można założyć jej symetrii. Według wiedzy autora procedura samokalibracji wzorca transmisyjnego, dołączonego do sieci odwracalnej z przesłuchami, nie została jak do tej pory opracowana.

Pozostałe wzorce odbiciowe wykonano podobnie jak w [47], umieszczając ich elementy konstrukcyjne niemal bezpośrednio w płaszczyźnie kalibracji, tj. po wewnętrznej części podstawki TO-8. Wówczas ich parametry można znacznie lepiej kontrolować, co szerzej omówiono w dodatku D.3. Niemniej jednak przyjęcie ich idealizowanych definicji, tak jak w [47], tj. $\mathbf{S}_s = -\mathbf{I}$, $\mathbf{S}_o = \mathbf{I}$ oraz $\mathbf{S}_1 = \mathbf{0}$, może być przyczyną systematycznych błędów definicji wzorców, ze względu na wpływ pasożytniczych pojemności i indukcyjności zwarcia, rozwarcia i dopasowania [159]. Szczególną uwagę należy poświęcić temu ostatniemu, ponieważ w wyniku samokalibracji wzorca transmisyjnego, określa on impedancję odniesienia systemu pomiarowego. W rezultacie jeśli przy założeniu $\mathbf{S}_1 = \mathbf{0}$ przeprowadzona zostanie kalibracja np. SOLT [47] za pomocą wzorca dopasowania o charakterze reakcyjnym, to późniejsza ekstrakcja modułu współczynnika odbicia pasywnego układu może przyjmować wartości większe od jedności, co wyjaśnił w [160] Roy.

Chociaż istnieją metody dookreślenia parametrów obciążeń jednowrotowych na drodze samokalibracji, jak np. w [145, 154], to dotyczą one sytuacji, gdy wzorzec transmisyjny jest w pełni znany. Biorąc pod uwagę liczbę stopni swobody z pomiarów czterech dwuwrotowych wzorców odbiciowych, to jednak z nadmiaru informacji z pomiarów można ob-

liczyć tylko dwa nieznane, zespolone parametry wzorca bezpośredniego połączenia wrót. Dlatego, aby móc określić parametry wzorców odbiciowych, podobnie jak wzorca dopasowania, wykorzystano tu symulacje rozkładu pola elektromagnetycznego, o czym mowa w dodatku D.3. Takie symulacje można również próbować wykorzystać do określenia parametrów bezpośredniego połączenia wrót głowicy, podobnie jak w [47]. Jednakże to podejście ze względu na trudność precyzyjnego wykonania takiego wzorca, który nie jest dopasowany oraz wprowadza pewne opóźnienie i straty sygnału (zależące od częstotliwości wskutek zjawiska naskórkowego [161], gdy prąd w.cz. skupia się w warstwach przewodnika o różnej przewodności - patrz p. 1.2) uznano za mało dokładne.

Przy samodzielnej budowie miniaturowych wzorców kalibracyjnych typu odbiciowego w postaci par zwarć, rozwarć i obciążeń dopasowanych należy stawiać sobie również pytanie, czy każdą z takich par można traktować jako układ wzajemnie izolowanych jednowrotników o pomijalnym wpływie ich pasożytniczych sprzężeń? Chociaż takie założenie rzadko pojawia się w literaturze fachowej, to w przypadku omawianych tu wzorców na podstawkach TO-8, zostało potwierdzone na podstawie symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego - patrz dodatek D.3.

Omówione wyżej ograniczenia dotychczasowych metod kalibracji motywowały autora niniejszej pracy do prowadzenia badań nad alternatywną metodą określenia parametrów macierzy odwracalnej sieci z przesłuchami. W ich wyniku opracowano nową metodę kalibracji głowicy SOLR16, która stanowi alternatywę dla SOLR zaproponowanej przez Ferrero i Pisaniego w [138], którą rutynowo stosuje się do kalibracji modelu 8/7-czynnikowego [139].

3.2 Algorytm kalibracji SOLR16

Aby opracować algorytm kalibracji, wykorzystano biliniowy związek rzeczywistych parametrów rozproszenia dwuwrotnika $\mathbf{S}$ z nekorygowanymi pomiarami $\mathbf{S}_m$ (2.22), który po przekształceniach przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{S}^{-1} = \mathbf{S}_C (\mathbf{S}_m - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D. \quad (3.1)$$

Chociaż może się wydawać, że łatwiejsze w zastosowaniu są zależności transmisyjne (2.24), to opis za pomocą parametrów rozproszenia umożliwia jawne sformułowanie warunków

odwracalności głowicy (2.38)-(2.40) [125, 152].

Punktem wyjściowym do opisywania zależności samokalibracji i kalibracji modelu głowicy w metodzie SOLR są cztery równania macierzowe (3.1), które wiążą mierzone macierze $\mathbf{S}_{\vartheta\mathbf{m}}$, dla wzorców określonych wskaźnikiem $\vartheta = \{s, o, l, r\}$, który przyporządkowuje je do odpowiednio zwarcia, rozwarca, obciążenia dopasowanego oraz odwracalnego i symetrycznego połączenia wrót analizatora oraz odpowiednie macierze $\mathbf{S}_{\vartheta}$, definiujące dany wzorzec. Mają one następującą postać dla:

- pary doskonale dopasowanych obciążeń do $Z_0 = 50 \Omega$ ($\mathbf{S}_l = \Gamma_l \mathbf{I} = \mathbf{0}$):

$$\mathbf{S}_{lm} = \mathbf{S}_A, \quad (3.2)$$

- pary symetrycznych zwarć o znanym współczynniku odbicia Γ_s ($\mathbf{S}_s = \Gamma_s \mathbf{I}$):

$$\Gamma_s^{-1} \mathbf{I} = \mathbf{S}_C (\mathbf{S}_{sm} - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.3)$$

- pary rozwarć o znanym współczynniku odbicia Γ_o ($\mathbf{S}_o = \Gamma_o \mathbf{I}$):

$$\Gamma_o^{-1} \mathbf{I} = \mathbf{S}_C (\mathbf{S}_{om} - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.4)$$

- nieznanego, odwracalnego i symetrycznego dwuwrotnika o skończonej transmisji

$$\left(\mathbf{S}_r = \begin{bmatrix} s_{1r} & s_{2r} \\ s_{2r} & s_{1r} \end{bmatrix} \right): \quad \mathbf{S}_r^{-1} = \mathbf{S}_C (\mathbf{S}_{rm} - \mathbf{S}_A)^{-1} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.5)$$

przy czym Γ_o oraz Γ_s są współczynnikami odbicia odpowiednio nieidealnego rozwarca i zwarcia, podczas gdy oba parametry s_{1r} oraz s_{2r} w (3.5) określają odpowiednio nieznanne współczynniki odbicia i transmisję wzorca transmisyjnego. Cztery macierze (3.2)-(3.5) zawierają w sumie 12 różnych czynników (stopni swobody), które można wykorzystać do wyznaczenia elementów macierzy $\mathbf{S}_f$.

Szerszego komentarza wymaga jednak (3.2), w którym ze względów obliczeniowych przyjęto idealizowaną definicję wzorca dopasowania, stosownie do klasycznego podejścia w znanych metodach kalibracji [138, 143]. Takie założenie nie ogranicza tu swobody obliczeń, bo jeśli $\mathbf{S}_l \neq \mathbf{0}$ (co wykazano w dodatku D.3), to metoda omówiona w [162]

umożliwia uwzględnienie konsekwencji tego idealizującego założenia w procesie kalibracji SOLR16. W rezultacie kalibracja głowicy odbywa się dwuetapowo: najpierw przeprowadza się idealizowaną kalibrację wstępną, aby w następnym kroku, gdy znany jest współczynnik odbicia Γ_l , skorygować macierz rozproszenia głowicy, odnosząc ją do pożądanej impedancji odniesienia $Z_0 = 50 \Omega$ - patrz dodatek D.4.

Jeśli założymy się $\mathbf{S}_l = \mathbf{0}$, to parametry symetrycznej macierzy klatkowej $\mathbf{S}_A$ można wyznaczyć wprost z pomiaru, a tym samym zmniejszyć liczbę nieznanych parametrów modelu głowicy $\mathbf{S}_f$ do siedmiu (bo $\mathbf{S}_A = \mathbf{S}_A^T$). Wówczas otrzymuje się układ równań macierzowych (3.3)-(3.5), który po przekształceniu do postaci:

$$\Gamma_s^{-1} \mathbf{I} = \mathbf{S}_C \mathbf{D}_{sm} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.6)$$

$$\Gamma_o^{-1} \mathbf{I} = \mathbf{S}_C \mathbf{D}_{om} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{S}_r^{-1} = \mathbf{S}_C \mathbf{D}_{rm} \mathbf{S}_B + \mathbf{S}_D, \quad (3.8)$$

zawiera dziewięć niewiadomych (wraz z nieznanymi parametrami s_{1r} i s_{2r}), gdzie $\mathbf{D}_{\alpha m} = (\mathbf{S}_{\alpha m} - \mathbf{S}_{lm})^{-1}$ dla $\alpha = \{s, o, l\}$, a zatem występuje nadmiar dwóch stopni swobody, który można wykorzystać tak, aby wyznaczyć parametry wzorca transmisyjnego opisanego macierzą $\mathbf{S}_r$.

3.2.1 Samokalibracja parametrów wzorca transmisyjnego

Po odjęciu stronami (3.6) od (3.7) oraz od (3.8), otrzymuje się układ dwu równań macierzowych, jaki można wykorzystać na potrzeby samokalibracji:

$$\mathbf{Q}_o = \mathbf{S}_C \mathbf{Q}_{om} \mathbf{S}_B, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{Q}_r = \mathbf{S}_C \mathbf{Q}_{rm} \mathbf{S}_B, \quad (3.10)$$

gdzie:

$$\mathbf{Q}_\kappa = \mathbf{S}_\kappa^{-1} - \Gamma_s^{-1} \mathbf{I}, \quad \mathbf{Q}_{\kappa m} = \mathbf{D}_{\kappa m} - \mathbf{D}_{sm}$$

dla $\kappa = \{o, r\}$. Z układu równań (3.9) i (3.10) można już wyrugować jedną z pary macierzy $\mathbf{S}_B$ lub $\mathbf{S}_C$, korzystając z odpowiedniej macierzy odwrotnej. Odwracanie tych macierzy jest bezpieczne, bowiem wyrazy leżące na diagonalu to wyrazy s_{13} i s_{24} , które re-

prezentują główne tory transmisji sygnału w głowicy, podczas gdy wyrazy poza diagonalą odpowiadają za pasożytnicze przesłuchy o znacznie mniejszym module. W rezultacie obie te macierze są dobrze uwarunkowane i mogą być bez przeszkód odwracane. Zatem po wyrugowaniu $\mathbf{S}_C$ z (3.9)-(3.10), otrzymuje się następujący związek zwany przekształceniem podobieństwa [163]:

$$\mathbf{S}_r = \mathbf{S}_B^{-1} \mathbf{W} \mathbf{S}_B, \quad (3.11)$$

gdzie macierz:

$$\mathbf{W} = \left(\mathbf{Q}_o \mathbf{Q}_{om}^{-1} \mathbf{Q}_{rm} + \Gamma_s^{-1} \mathbf{I} \right)^{-1}.$$

Znaną własnością przekształcenia (3.11) są równe wartości własne $\mathbf{S}_r$ oraz $\mathbf{W}$, które mogą być z łatwością obliczone [163]. Natomiast na podstawie znanych właściwości symetrycznego i odwracalnego dwuwrotnika, opisanych np. w [164], wartości własne jego macierzy rozproszenia opisują jego odpowiedź przy wielorodzajowym pobudzeniu - patrz p. 2.1.3.

Rozwiązując równanie charakterystyczne dla $\mathbf{W}$, otrzymuje się dwie takie wartości: λ_1 oraz λ_2 , które odpowiadają współczynnikom odbicia układu transmisyjnego $\mathbf{S}_r$, pobudzonego różnicowo lub sumacyjnie, co na podstawie (2.13) można zapisać jako:

$$\mathbf{\Gamma}_r = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}_r \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \Gamma_{dr} & 0 \\ 0 & \Gamma_{cr} \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Aby móc przypisać odpowiednią wartość własną $\mathbf{W}$ do konkretnego rodzaju pobudzenia $\mathbf{S}_r$, należy wykorzystać informacje o przybliżonych parametrach elektrycznych wzorca łączącego wrota głowicy. Ponieważ zwykle długość tego wzorca jest znacznie krótsza niż długość fali pobudzenia, zatem przesunięcie fazy Γ_{dr} oraz Γ_{cr} jest bliskie odpowiednio idealnemu zwarciu oraz rozwarciu. Porównując fazę dwu wartości własnych λ_1 i λ_2 , można je z łatwością przyporządkować odpowiednim wyrazom macierzy $\mathbf{\Gamma}_r$ i w rezultacie odtworzyć macierz rozproszenia symetrycznego i odwracalnego wzorca $\mathbf{S}_r$, korzystając z (2.15):

$$\mathbf{S}_r = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Gamma_{dr} + \Gamma_{cr} & \Gamma_{dr} - \Gamma_{cr} \\ \Gamma_{dr} - \Gamma_{cr} & \Gamma_{dr} + \Gamma_{cr} \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

a więc w wyniku samokalibracji można odtworzyć nieznaną macierz $\mathbf{S}_r$ i wykorzystać ją w dalszych obliczeniach kalibracyjnych głowicy.

3.2.2 Algorytm obliczeń wyrazów macierzy głowicy

Po samokalibracji wszystkie parametry wzorców (3.2)-(3.5) są już znane. Ponieważ w przedstawionej wyżej metodzie obliczeń, wykorzystano wszystkie stopnie swobody, układ równań (3.9)-(3.10) ma charakter deterministyczny i może być rozwiązany dokładnie. Korzystając z warunku odwracalności głowicy (2.38)-(2.40), układ (3.9) oraz (3.10) można przekształcić do postaci:

$$\mathbf{S}_B^{-T} \mathbf{Q}_o = \mathbf{Q}_{om} \mathbf{S}_B, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{S}_B^{-T} \mathbf{Q}_r = \mathbf{Q}_{rm} \mathbf{S}_B, \quad (3.15)$$

gdzie indeks górny $(-T)$ oznacza odwrotność macierzy transponowanej.

Chociaż w tym układzie 8 równań nieznane są tylko cztery parametry $\mathbf{S}_B$, to usunięcie zeń liniowo zależnych równań jest trudne, ponieważ są wzajemnie powiązane nie tylko wartościami własnymi macierzy $\mathbf{S}_r$, ale również poprzez ilorazy ich wyznaczników:

$$\frac{\det \mathbf{Q}_{om}}{\det \mathbf{Q}_{rm}} = \frac{\det \mathbf{Q}_o}{\det \mathbf{Q}_r}.$$

Dlatego, łatwiej ten układ rozwiązać podobnie jak w [119], korzystając z właściwości mnożenia Korneckera [163] oznaczanego symbolem $\otimes$:

$$d \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{om} \mathbf{v} - \mathbf{Q}_o \otimes \mathbf{I} \bar{\mathbf{v}} = \mathbf{0}, \quad (3.16)$$

$$d \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{rm} \mathbf{v} - \mathbf{Q}_r \otimes \mathbf{I} \bar{\mathbf{v}} = \mathbf{0}, \quad (3.17)$$

gdzie wektory:

$$\mathbf{v} = \text{vec}(\mathbf{S}_B) = \begin{bmatrix} s_{13} & s_{23} & s_{14} & s_{24} \end{bmatrix}^T$$

oraz:

$$\bar{\mathbf{v}} = d \cdot \text{vec}(\mathbf{S}_B^{-T}) = \begin{bmatrix} s_{24} & -s_{14} & -s_{23} & s_{13} \end{bmatrix}^T$$

powstały w wyniku wektoryzacji macierzy kwadratowych odpowiednio $\mathbf{S}_B$ oraz $\mathbf{S}_C^{-1}$, natomiast współczynnik d w tym ostatnim ma postać:

$$d = \det \mathbf{S}_B = \det \mathbf{S}_C = s_{13}s_{24} - s_{23}s_{14} = \pm \sqrt{\frac{\det \mathbf{Q}_o}{\det \mathbf{Q}_{om}}} = \pm \sqrt{\frac{\det \mathbf{Q}_m}{\det \mathbf{Q}_{rm}}}. \quad (3.18)$$

Problem niejednoznaczności znaku d można łatwo rozwikłać, wiedząc, że w ogólności wpływ parametrów transmisyjnych głowicy jest w (3.18) znacznie silniejszy od pasożytniczych przesłuchów, więc $|s_{13}s_{24}| \gg |s_{23}s_{14}|$. W związku z tym częstotliwościową zależność fazy można przybliżyć na podstawie iloczynu s_{13} i s_{24} , otrzymanego na podstawie niekorygowanego pomiaru dobrze zdefiniowanego wzorca odbiciowego w omawianym tu przypadku rozwarcia, ponieważ przesunięcie fazy wprowadzane przez to obciążenie jest dobrze określone i zwykle $\arg(\Gamma_o) \approx 0$. W rezultacie, $\arg(s_{13})$ oraz $\arg(s_{24})$ są w przybliżeniu równe połowie wartości tego przesunięcia fazy, odpowiednio pierwszego i drugiego wyrazu diagonalii $\mathbf{S}_{\text{om}}$.

Aby sprowadzić wszystkie składniki równań (3.16)-(3.17) związane iloczynem Kornecera do jednego układu ze wspólnym wektorem nieznanych parametrów, są one przekształcane do postaci:

$$(d \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{\text{om}} - \mathbf{Q}_{\text{o}}^T \otimes \mathbf{I} \mathbf{P}) \mathbf{v} = \mathbf{0}, \quad (3.19)$$

$$(d \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{\text{rm}} - \mathbf{Q}_{\text{r}}^T \otimes \mathbf{I} \mathbf{P}) \mathbf{v} = \mathbf{0}, \quad (3.20)$$

gdzie występuje zależność:

$$d \mathbf{P} \bar{\mathbf{v}} = \mathbf{v}, \quad (3.21)$$

a macierz $\mathbf{P}$ o wymiarze 4×4 ma następującą postać:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Ten jednorodny układ równań (3.19) oraz (3.20) można zapisać w zwartej postaci:

$$\mathbf{X} \mathbf{v} = \mathbf{0}, \quad (3.22)$$

gdzie:

$$\mathbf{X} = d \begin{bmatrix} \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{\text{om}} \\ \mathbf{I} \otimes \mathbf{Q}_{\text{rm}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{\text{o}}^T \otimes \mathbf{I} \\ \mathbf{Q}_{\text{r}}^T \otimes \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{P}, \quad (3.23)$$

a ponieważ rząd (3.23) wynosi trzy¹, więc z (3.22) można wyznaczyć tylko trzy liczby

¹Ze względu na złożoną postać (3.23), rząd równania określono na podstawie analizy symbolicznej w MATLAB.

zespolone. Zatem podobnie jak w [47], jeden z parametrów $\mathbf{v}$ o module bliskim jedności należy wykorzystać jako wspólny podzielnik pozostałych:

$$\mathbf{v}_n = \frac{1}{s_{24}} \mathbf{v},$$

dzięki czemu otrzymuje się nieosobliwy układ równań:

$$\mathbf{X}_n \mathbf{v}_n = \mathbf{y}, \quad (3.24)$$

gdzie wektor $\mathbf{y}$ powstaje z przeniesienia ostatniej kolumny $\mathbf{X}$ na prawą stronę (3.22) (związanej teraz z parametrem s_{24}). Natomiast $\mathbf{v}_n$ zawiera pozostałe trzy nieznane parametry równania.

Ponieważ macierz współczynników $\mathbf{X}_n$ ma wymiar 8×3 , do rozwiązania (3.24) należy wykorzystać operację pseudoodwrotności macierzy [163], otrzymując wektor trzech znormalizowanych parametrów, które można sprowadzić do postaci znormalizowanej macierzy $\mathbf{S}_B$ za pomocą operacji odwrotnej do wektoryzacji:

$$\mathbf{V}_n = \frac{1}{s_{24}} \mathbf{S}_B = \begin{bmatrix} \frac{s_{13}}{s_{24}} & \frac{s_{14}}{s_{24}} \\ \frac{s_{23}}{s_{24}} & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Aby odtworzyć rzeczywiste parametry rozproszenia macierzy głowicy, należy wyznaczyć współczynnik skalujący s_{24} na podstawie zależności wyznaczników (3.18) oraz (3.25):

$$s_{24} = \pm \sqrt{\frac{\det \mathbf{S}_B}{\det (\mathbf{V}_n)}}, \quad (3.26)$$

których znak można określić na podstawie niekorygowanego pomiaru wzorca odbiciowego, podobnie jak to miało miejsce w przypadku wyznaczania (3.18).

Ostatecznie pozadiagonalne macierze klatkowe w $\mathbf{S}_f$ oblicza się, mnożąc (3.25):

$$\mathbf{S}_B = s_{24} \mathbf{V}_n$$

i odpowiednio z (2.38):

$$\mathbf{S}_C = \mathbf{S}_B^T.$$

Macierz $\mathbf{S}_D$ można już łatwo wyznaczyć na podstawie (3.8):

$$\mathbf{S}_D = \mathbf{S}_r^{-1} - \mathbf{S}_C \mathbf{D}_{rm} \mathbf{S}_B, \quad (3.27)$$

dzięki czemu otrzymuje się komplet macierzy klatkowych umożliwiające poprawne skorygowanie pomiarów wykonywanych w głowicy za pomocą wzoru korekcyjnego (2.22).

3.3 Podsumowanie

Operacje (3.1)-(3.27) opisane w ramach tego rozdziału, kończą pierwszy etap kalibracji głowicy, oparty na typowym założeniu idealizacji wzorca dopasowanego obciążenia, podobnie jak to się przyjmuje w standardowej metodzie TRM, czy SOLR dla modelu 7/8-mio czynnikowego. Jeśli jednak to założenie nie jest spełnione, tak jak ma to miejsce w przypadku głowicy TO-8, macierz $\mathbf{S}_f$ należy odpowiednio skorygować, co omówiono w dodatku D.4.

Aby uzyskać wysoką dokładność całej procedury kalibracji, jak również korekcji impedancji odniesienia, fundamentalną kwestią jest właściwe określenie parametrów wzorców kalibracyjnych SOL. Dlatego szczególną uwagę poświęcono ich starannej konstrukcji oraz wykorzystano symulator rozkładu pola elektromagnetycznego w HFSS od Ansys, aby określić współczynniki odbicia wzorców odbiciowych. Jeżeli wzorce jednowrotowe mają poprawnie określone właściwości, to założenie odwracalności sieci transformującej z przesłuchami jest spełnione.

Ogólnie można stwierdzić, że w nowej metodzie SOLR16 w porównaniu z rutynową metodą SOLR [138], uwzględnia się wszystkie możliwe tory przesłuchów i optymalnie wykorzystuje informację pomiarową, wskutek czego można określić kompletną macierz rozproszenia reprezentującą wpływ sond mikrofalowych lub głowicy pomiarowej. W kolejnym rozdziale rozprawy, autor wykorzystał nową metodę do kalibracji głowicy do pomiarów fotodetektorów w TO-8 a na podstawie danych eksperymentalnych, porówna SOLR16 i SOLR pod względem poprawności korekcji systematycznych błędów pomiarowych.

Rozdział 4

Wyniki eksperymentalne

Rozważania przedstawione w poprzednich rozdziałach posłużyły do teoretycznego rozwiązania problemu dokładnego charakteryzowania właściwości fotodiod zakresu średniej podczerwieni montowanych w obudowach TO-8. Natomiast celem niniejszego rozdziału jest praktyczne zademonstrowanie użyteczności opracowanych metod i procedur. Przedstawione tu wyniki eksperymentalne podzielono na trzy grupy dotyczące następujących działań:

1. Kalibracji głowicy pomiarowej za pomocą metody SOLR16 przy użyciu precyzyjnych wzorców kalibracyjnych wykonanych we własnym zakresie.
2. Pomiaru i ekstrakcji wielorodzajowego współczynnika odbicia fotodetektora LWIR, a następnie modelowaniu charakterystyki różnicowego współczynnika odbicia za pomocą odpowiedniego schematu zastępczego - patrz rozdz. 1.
3. Sprawdzenia poprawności opracowanego modelu fotodetektora za pomocą oryginalnej metody opartej na symulacjach obwodowych i pomiarach w systemie nieliniowego VNA.

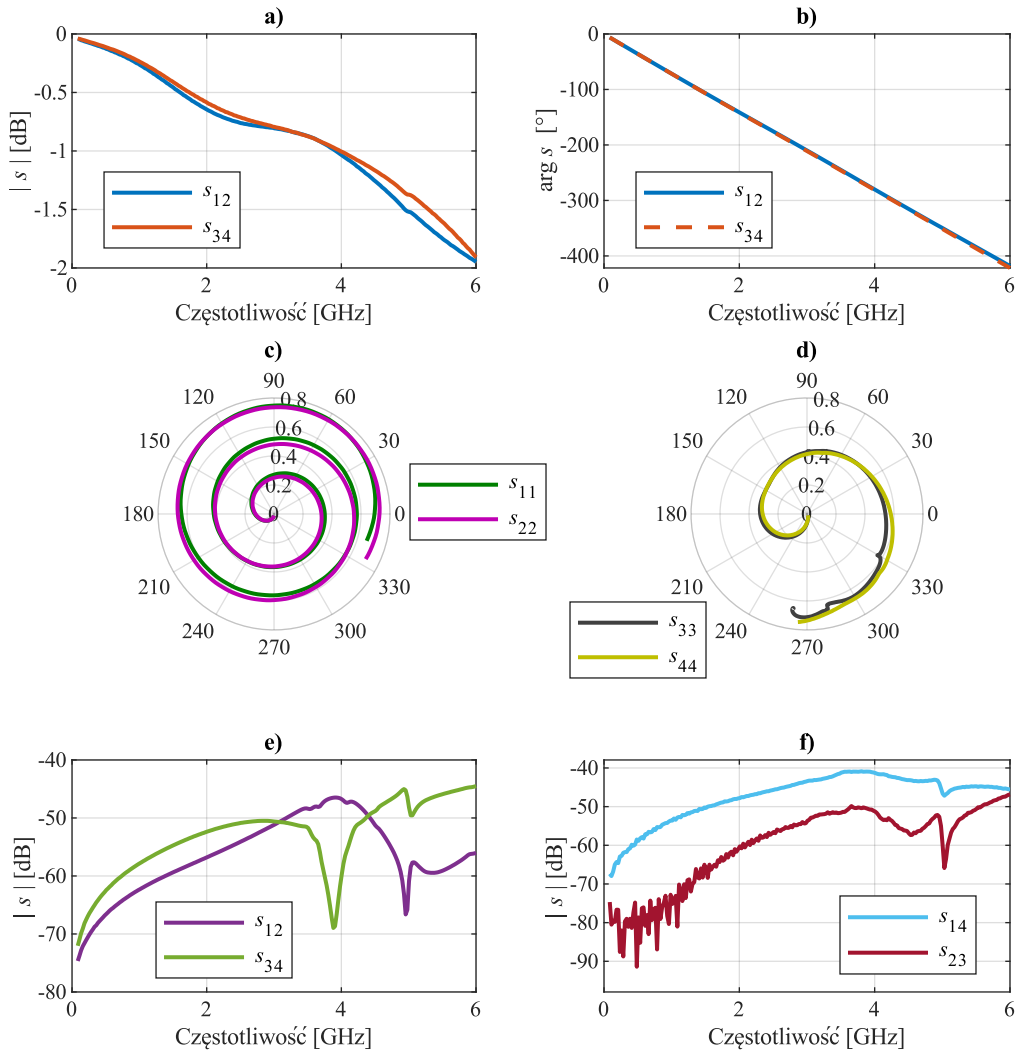
Taki logiczny układ niniejszego rozdziału pozwoli lepiej przedstawić wyniki prac autora rozprawy i zweryfikować trzy pierwsze tezy postawione we *Wprowadzeniu* niniejszej rozprawy.

4.1 Kalibracja głowicy TO-8

Aby móc poprawnie scharakteryzować głowicę pomiarową, należy wpierw usunąć wszystkie błędy systematyczne wprowadzane przez analizator obwodów, bo wówczas głowicę dołączoną do wrót idealnego VNA można opisać 10-cio czynnikowym modelem błędów i poprawnie wykorzystać związki macierzy $\mathbf{S}_f$ z rys. 3.2, szczegółowo opisane w rozdz. 3. W tym celu, VNA (Rohde&Schwarz ZVA-50) skalibrowano w pierwszym kroku (ang. first tier) za pomocą rutynowej procedury TRM, używając zestawu wzorców współosiowych ze złączami w standardzie SMA [165, rozdz. 1, ppkt. 8.2].

W drugim etapie kalibracji, w gnieździe głowicy, mierzono cztery rodzaje dwuwrotowych wzorców z zestawu SOLR-0, których konstrukcję omówiono w dodatku D.3. Znając tylko parametry wzorców odbiciowych SOL, można było przeprowadzić procedurę kalibracji SOLR16 (patrz podrozdz. 3.2), w wyniku której określono 10 współczynników modelu błędów odniesionych do $Z_0 = 50 \Omega$.

Wybrane parametry głowicy, określone w drugim korku procedury, przedstawiono na rys. 4.1. Chociaż tłumienie głównych torów sygnałowych z rys. 4.1a sięga -2 dB dla 6 GHz, to przyczyną powstawania dominujących systematycznych błędów pomiarowych jest opóźnienie fazy oraz niedopasowanie wrót głowicy, ukazane odpowiednio na rys. 4.1b oraz rys. 4.1c-d. Z drugiej strony, mimo że moduły pasożytniczych transmisji s_{12} , s_{14} i s_{23} z rys. 4.1e-f osiągają maksimum na częstotliwości około 3,9 GHz, to wciąż są one na poziomie mniejszym niż -40 dB i mogą być niekiedy błędnie uznane za zaniedbywalne. W przypadku głowicy pomiarowej inny charakter ma natomiast $|s_{34}|$, ponieważ wykazuje on spadek na charakterystycznej częstotliwości, występujący wskutek niedoskonałego ekranowania torów transmisyjnych i wyraźnego wpływu rezonansowego sprzężenia w gnieździe TO-8. Niemniej jednak, wpływ tych niewielkich transmisji w torze w.cz. głowicy może mieć znaczący wpływ na dokładność ekstrahowania parametrów badanych układów (fotodetektorów), co zostało wykazane w dalszej części niniejszego rozdziału.



Rysunek 4.1. Charakterystyki wybranych parametrów rozproszenia opisujących głowicę pomiarową.

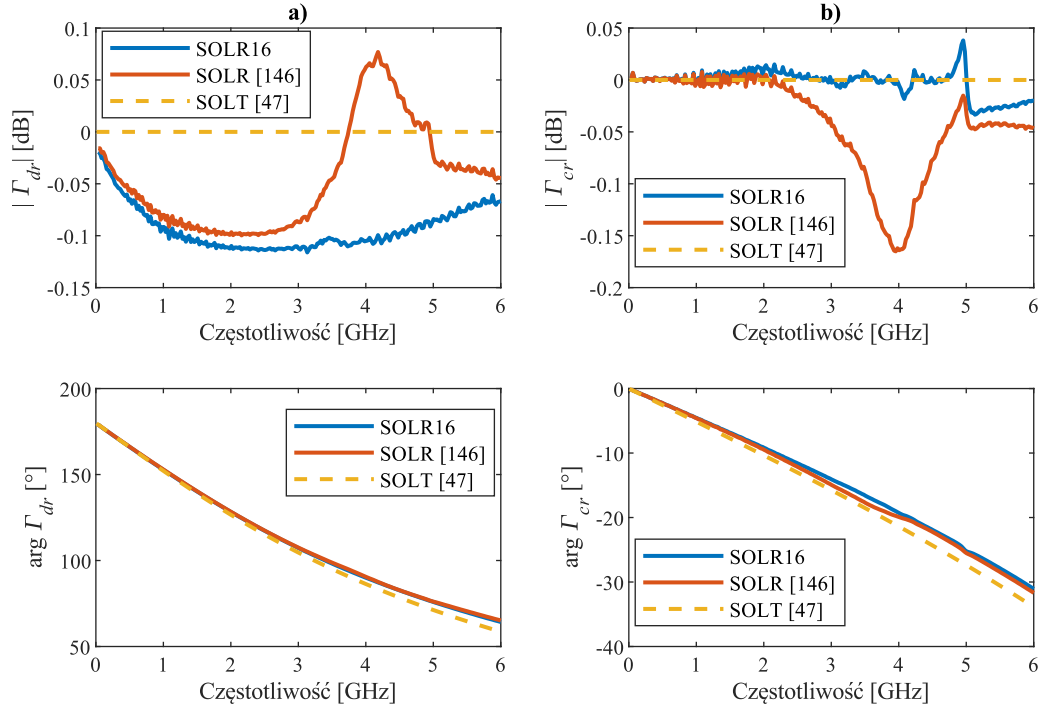
Ocena dokładności przedstawionej kalibracji jest jednak trudna, ze względu na brak wzorców kalibracyjnych wyższej klasy (ang. calibration verification kit), których wyniki pomiarów w głowicy mogłyby stanowić odniesienie. W tej sytuacji taka ocena może mieć charakter jakościowy, jeśli oprzeć ją na kryterium pasywności charakterystyk wzorca transmisyjnego (2.14), lub ilościowy, jeśli porównać wyniki pomiarów kilku zestawów wzorców SOLR tej samej klasy. Takie porównanie, w sensie ilościowym, może posłużyć do oceny powtarzalności stanów kalibracyjnych realizowanych w mierzonych zestawach.

Jakościowa ocena kalibracji SOLR16

Jakościowa ocena kalibracji SOLR16 jest w tym przypadku możliwa dzięki procedurze samokalibracji¹ opisanej w p. 3.2.1, ponieważ niezależnie wyznacza się tutaj nieznanne parametry obciążenia transmisyjnego, tj. parę współczynników odbicia dla pobudzenia różnicowego oraz sumacyjnego (odpowiednio Γ_{dr} oraz Γ_{cr}). Obserwując więc ich charakterystyki w funkcji częstotliwości (od 10 MHz aż do górnej granicy użyteczności głowicy² wynoszącej 6 GHz), można zbadać czy spełnione jest kryterium pasywności (2.14). Na rys. 4.2 ukazano pary Γ_{dr} oraz Γ_{cr} otrzymane z dwu metod samokalibracji SOLR16 i klasycznej SOLR dla głowicy opisanej modelem 8-mio czynnikowym [138] oraz dodatkowo określoną na podstawie symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego, podobnie jak w metodzie SOLT opisanej w [47]. Dla pierwszej z tych par do częstotliwości około 4,5 GHz otrzymano poprawne charakterystyki, ponieważ warunki ich pasywności są spełnione, tj. $|\Gamma_{dr}| \leq 1$ oraz $|\Gamma_{cr}| \leq 1$. Chociaż charakterystyka modułu współczynnika odbicia dla SOLR16 z rys. 4.2b wynosi niemal 0 dB w całym zakresie częstotliwości, to na około 5 GHz obserwuje się jego skokową zmianę o $+0,038/-0,031$ dB. Taka anomalia może wynikać z wpływu rezonansów wewnątrz układu w.cz. w głowicy, obserwowanych dla wszystkich charakterystyk z rys. 4.1e-f w pobliżu 5 GHz. Pomimo kilkukrotnej kalibracji głowicy ich wpływ na ekstrakcję $|\Gamma_{cr}|$ zmieniał się, lecz wciąż był dostrzegalny, prawdopodobnie skutek udziału przypadkowych błędów związanych z niepowtarzalnością zarówno samych wzorców TO-8, jak i też ich kontaktu z gniazdem głowicy. Wpływ tego zaburzenia na dokładność charakteryzowania rzeczywistych fotodetektorów należy więc zbadać, co będzie przedmiotem dalszej dyskusji w p. 4.2.

¹Dla metod kalibracji należących do klasy metod statystycznych np. wieloliniowej TRL jakość kalibracji można określić na podstawie analizy reszt dopasowania modelu błędów do danych pomiarowych.

²Maksymalna częstotliwość pracy głowicy została określona na 6 GHz, ponieważ powyżej niej występują wewnętrzne rezonanse o dużej dobroci. Wskutek tego transmisja głównych torów głowicy s_{31} i s_{42} (wg. modelu z rys. 3.2) drastycznie spada na charakterystycznych częstotliwościach. Niestety ze względu na dużą wrażliwość na błędy wzorców odbiciowych oraz na błędy przypadkowe, związane z niepowtarzalnością kontaktu, metoda kalibracji SOLR16 wówczas zawodzi.



Rysunek 4.2. Ekstrakcja charakterystyk różnicowego a) i sumacyjnego b) współczynnika odbicia wzorca transmisyjnego.

Jak można zaobserwować na rys. 4.2a, przebieg charakterystyki otrzymanej za pomocą metody SOLR16 wskazuje na występowanie strat w przewodniku wzorca transmisyjnego, które osiągają maksimum na częstotliwości około 2,5 GHz ($|\Gamma_{dr}| = -0,11$ dB). Jednak wraz ze wzrostem częstotliwości pochodna tej charakterystyki zmienia znak na dodatni, teoretycznie dążąc do $|\Gamma_{dr}| \rightarrow 0$ dB, gdy elektryczna długość wzorca transmisyjnego jest bliska ćwiartce długości fali pobudzenia, tj. wówczas gdy $\arg \Gamma_{dr} \approx 180^\circ$. Zgodnie z oczekiwaniami, w analizowanym zakresie częstotliwości straty dla pobudzenia sumacyjnego są wciąż niewielkie, chociaż w zakresie większych - będą wzrastać.

Mając na uwadze bliską rzeczywistości zależność $|\Gamma_{dr}|$ od częstotliwości obliczoną w SOLR16, można przypuszczać, że gdyby do kalibracji głowicy zastosowano metodę SOLT [47] lub LRRM [145] (brak samokalibracji wzorca transmisyjnego) i do obliczeń wzięto symulacyjnie określone parametry wzorca transmisyjnego (oznaczono przerywaną linią na rys. 4.2), to należałoby spodziewać się znacznego wpływu systematycznych błędów wzorców. Chociaż w stosunku do SOLR16 zależności faz obliczone za pomocą symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego różniły się mniej niż 8° dla 6 GHz, to za pomocą tychże symulacji nie można poprawnie odtworzyć wpływu strat w przewodniku. Można

więc ogólnie stwierdzić, że brak dobrze określonego wzorca transmisyjnego wyklucza tu znane metody SOLT i LRRM, o czym już wspomniano w podrozdz. 3.1.

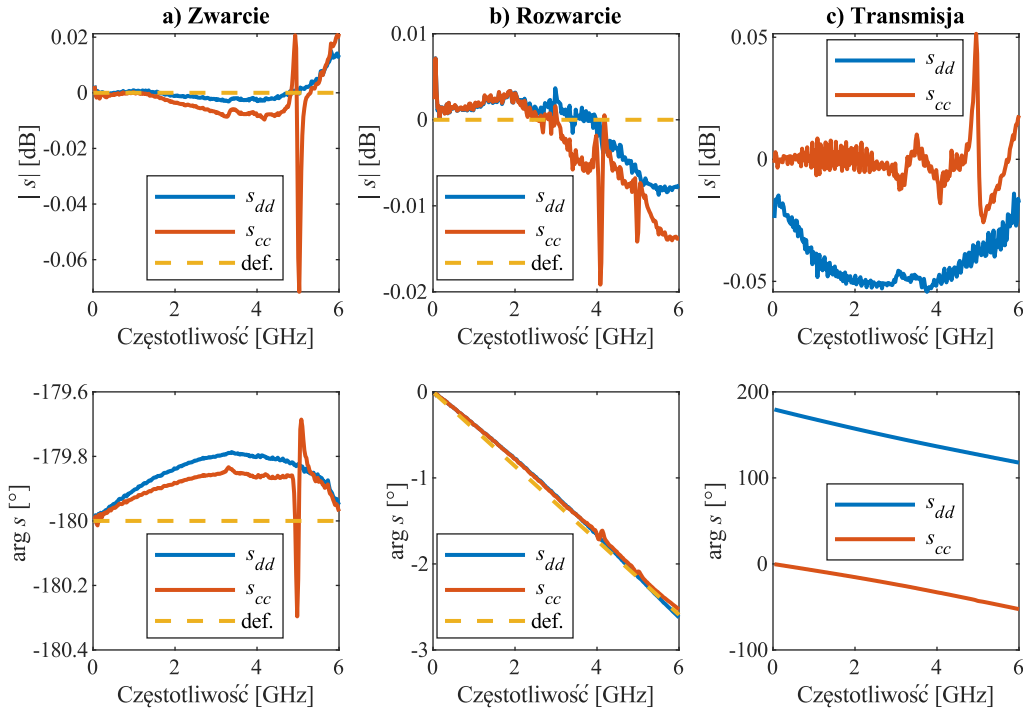
Jednym z ważnych czynników wyraźnych niespójności omawianych charakterystyk jest wpływ pasożytniczych przesłuchów pomijanych w klasycznej metodzie SOLR [138] opartej na modelu 8-mio czynnikowym (2.32). Pomimo pozornej zgodności faz współczynników na rys. 4.2, obliczonych dzięki procedurom samokalibrującym SOLR16 i SOLR, charakterystyki modułów wyraźnie różnią się, gdyż te określone dla modelu 8-mio czynnikowego wykazują niepożądane podbicie ($|\Gamma_{dr}| > 0.05$ dB) i spadek ($|\Gamma_{cr}| < -0.15$ dB) o charakterze rezonansowym. Występują one na około 4 GHz, co jest to zgodne z wynikami SOLR16, gdyż $|s_{12}|$, $|s_{14}|$ i $|s_{23}|$ z rys. 4.1 osiągają maksimum właśnie na tej częstotliwości.

Ilościowa ocena kalibracji SOLR16

Aby móc ilościowo ocenić dokładność kalibracji SOLR16, w głowicy zmierzono cztery obciążenia testowe (zwarcie, rozwarcie, dopasowanie i połączenie transmisyjne) z zestawu SOLR-WER. Ponieważ konstrukcja obciążeń odbiciowych jest identyczna do SOLR-0, który wykorzystano wcześniej do kalibracji głowicy, można więc porównać wyniki takich pomiarów z definicjami wzorców określonymi w tabl. D.5 w dodatku D.3. Natomiast obserwując charakterystyki obciążenia transmisyjnego SOLR-WER, można zbadać zachowanie warunku pasywności, podobnie jak miało to miejsce w analizie jakościowej. Dla ułatwienia wszystkie charakterystyki postanowiono analizować tu w zapisie wielorodzajowym (2.11), tak jak te z rys. 4.2.

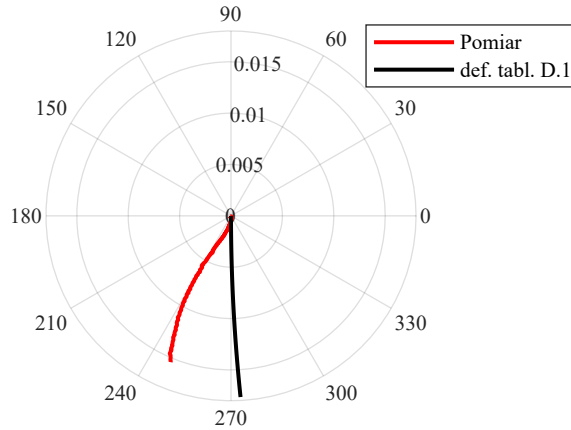
W pierwszej kolejności pary różnicowych i sumacyjnych współczynników odbicia, zarówno dla zwarcia, jak i dla rozwarcia zestawu SOLR-WER, porównano z odpowiednimi definicjami (D.3). Jak pokazano na rys. 4.3a-b, charakterystyki modułów są bliskie zeru, a w zakresie częstotliwości do 4 GHz ich odchylenie od tej wartości nigdzie nie przekracza 0,006 dB. Powyżej tej częstotliwości w pomiarach charakterystyk $|s_{cc}|$ z rys. 4.3a-b uwiadamia się wpływ sprzężeń w głowicy o charakterze rezonansowym (patrz 4.1e-f), wskutek czego różnice pomiaru w stosunku do definicji rosną, osiągając maksymalnie 0,02 dB. Pomimo tego obserwuje się dobrą zgodność ich faz w całym zakresie częstotliwości, bo jest ono mniejsze niż $0,2^\circ$ oraz $0,1^\circ$ dla charakterystyk odpowiednio z rys. 4.3a oraz rys. 4.3b. Chociaż do analizy ilościowej użyto obciążenia transmisyjnego SOLR-WER o nieco innej konstrukcji niż SOLR-0 (patrz dodatek D.3), to na podstawie zmierzonej charakterystyki

modułu różnicowego współczynnika odbicia z rys. 4.3c udowodniono, że warunek pasywności jest wciąż zachowany.



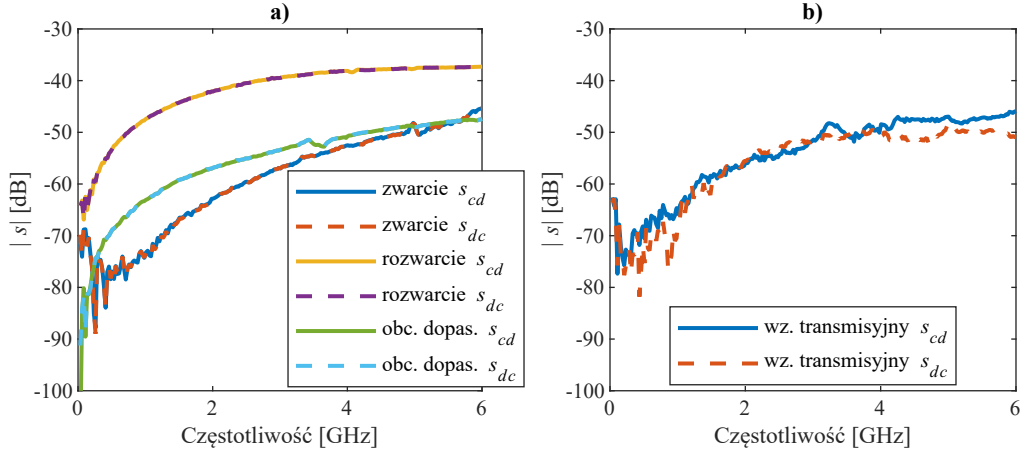
Rysunek 4.3. Charakterystyki różnicowego i sumacyjnego współczynnika odbicia zwarcia a), rozwarcia b) oraz wzorca transmisyjnego c) testowego zestawu obciążeń SOLR-WER po kalibracji zestawem SOLR-0.

Następnie na rys. 4.4 porównano pomiar różnicowego współczynnika odbicia obciążenia dopasowanego wraz z jego definicją - patrz dodatek D.3. W tym przypadku największa wartość modułu różnicy charakterystyk jest nie większy niż 0,005 (dla 6 GHz), przy czym należy podkreślić, że przy tak małym współczynniku odbicia (wartość modułu dla 6 GHz jest na poziomie około -36 dB) błędy fazy mają zazwyczaj drugorzędne znaczenie.



Rysunek 4.4. Charakterystyka współczynnik odbicia obciążenia dopasowanego SOLR-WER we współrzędnych biegunowych.

Chociaż mierzone tu obciążenia są z założenia odwracalne i symetryczne, to resztkowe błędy kalibracji głowicy mogą przyczyniać się do zaburzenia warunku ich symetrii i odwracalności (2.12). Wskutek tego, w przypadku pomiaru obciążeń SOLR-WER, nie można w trakcie analizy ilościowej pominąć wyrazów s_{cd} oraz s_{dc} znajdujących się poza diagonalą macierzy (2.11). Dla omawianej tu kombinacji: zwarcia, rozwarcia, dopasowania i obciążenia transmisyjnego na rys. 4.5 przedstawiono charakterystyki $|s_{cd}|$ oraz $|s_{dc}|$. Można zaobserwować, że dla rozwarcia są one na poziomie mniejszym niż -37 dB, podczas gdy dla pozostałych nie przekraczają -45 dB. Przyczyną różnic pomiędzy tymi wartościami mogą być zarówno wpływ systematycznych błędów w kalibracji głowicy, jak i też niedokładne (niesymetryczne) wykonanie rozwarcia zestawu SOLR-WER. Należy również zaznaczyć, że ze względu na odwracalność głowicy, teoretycznie powinna zachodzić równość parametrów $s_{cd} = s_{dc}$, jednak wskutek wpływu błędów przypadkowych (m.in. spowodowanych niepowtarzalnością kontaktów oraz szumem i dryftem VNA) obserwuje się ich niewielkie odchyłki.



Rysunek 4.5. Charakterystyki współczynników konwersji międzymodowej zwarcia, rozwarcia, obciążenia dopasowanego a) oraz wzorca transmisyjnego b) SOLR-WER.

Ogólnie można stwierdzić na podstawie analizy jakościowej i ilościowej, że parametry rozproszenia opisujące głowicę pomiarową z rys. 4.1 zostały poprawnie określone w wyniku kalibracji, co jest niezbędnym warunkiem dokładnego mierzenia rzeczywistych fotodetektorów. Chociaż do weryfikacji głowicy stworzono specjalny zestaw obciążeń SOLR-WER, to niestety jest on tej samej klasy, co podstawowy zestaw kalibracyjny SOLR-0. Ponadto dochodzi do nieuniknionych błędów przypadkowych związanych z niepowtarzalnością styku w gnieździe TO-8 głowicy. W związku z tym w metodzie ilościowej uwidaczniają się zarówno systematyczne błędy w kalibracji głowicy, jak i również błędy wykonania obciążeń (wzorców) zestawu weryfikacyjnego. Dlatego w kolejnym punkcie sprawdzono, jak zamiana zestawu kalibracyjnego, wpływa na wyniki pomiaru i późniejszej ekstrakcji zastępczych parametrów fotodetektora.

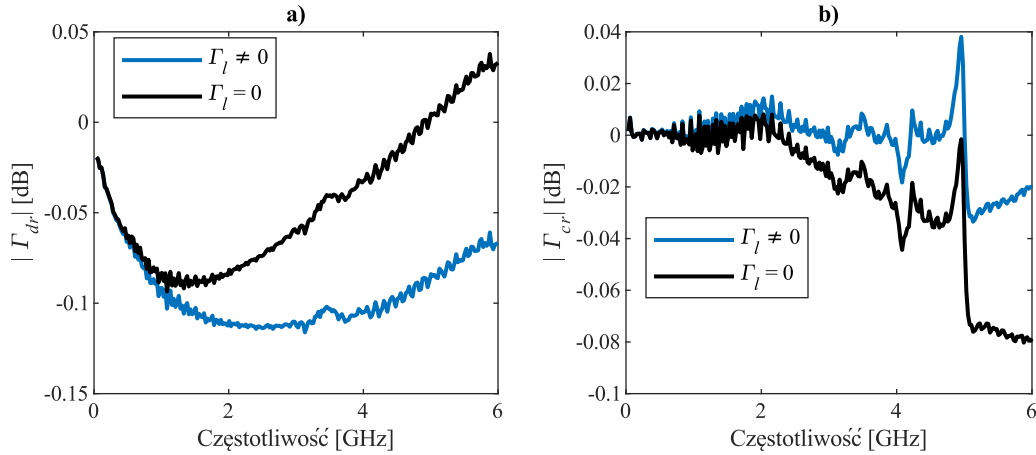
Wpływ impedancji odniesienia na wyniki kalibracji

W efekcie niedoskonałego zamknięcia wrót pomiarowych wzorcem dopasowania i pominięciu tego faktu w kalibracji, może dochodzić do błędnego określenia macierzy klatkowej $\mathbf{S}_A$, która określana jest wprost z pomiaru (3.2). Ponieważ macierz ta służy do określania pozostałych trzech macierzy klatkowych, wszystkie wyrazy $\mathbf{S}_f$ są określane niedokładnie.

W niniejszej pracy niedoskonałość wzorca dopasowania została zbadana w dodatku D.3 i opisana za pomocą prostego schematu zastępczego. Natomiast jej wpływ na wynik kalibracji można łatwo reprezentować za pomocą obwodu transformującego macierz głowicy $\mathbf{S}_f$, jak to opisano w dodatku D.4. Wówczas, obliczając współczynnik odbicia

obciążenia z (D.3) na podstawie tabl. D.5 można łatwo dokonać transformacji macierzy głowicy, zgodnie z zależnością (D.6).

Aby jednak móc ocenić zasadność stosowania tej transformacji, na rys. 4.6 przedstawiono ekstrakcję modułu wielorodzajowego współczynnika odbicia wzorca transmisyjnego SOLR-0 dla dwu przypadków: rzeczywistej ($\Gamma_l \neq 0$ z rys. D.12a) oraz idealizowanej ($\Gamma_l = 0$) definicji wzorca dopasowania. Dla tej ostatniej na rys. 4.6a można zauważyć, że charakterystyka powyżej 5 GHz osiąga wartości $|\Gamma_{dr}| > 0$ dB, co oznacza naruszenie warunku pasywności wskutek nieprawidłowego odniesienia macierzy głowicy do pewnej impedancji zespolonej - patrz [160]. Warto zwrócić uwagę, że w przypadku $|\Gamma_{cr}|$ obserwuje się spadek wartości współczynnika odbicia wraz ze wzrostem częstotliwości, co może być błędnie interpretowane jako zwiększony udział strat wzorca transmisyjnego przy pobudzeniu sumacyjnym. Można więc stwierdzić, że transformacja (D.6) jest właściwym sposobem opisu systematycznych błędów kalibracji wynikających z wpływu niedoskonałego obciążenia dopasowanego. Ponieważ przyjęcie idealizowanej definicji wzorca dopasowania (jak w metodach SOLT oraz TRM) może później skutkować niespójnością wyników pomiarowych, więc transformacja impedancji odniesienia w kalibracji głowicy pomiarowej jest niezbędna.



Rysunek 4.6. Ekstrakcja charakterystyki różnicowego a) i sumacyjnego b) współczynnika odbicia wzorca transmisyjnego otrzymane metodą SOLR16 przy założeniu rzeczywistej $\Gamma_l \neq 0$ oraz idealizowanej $\Gamma_l = 0$ definicji wzorca dopasowania.

4.2 Modelowanie fotodetektorów TO-8

W niniejszym eksperymencie scharakteryzowano właściwości rzeczywistego fotodetektora z rodziny LWIR PVI-4TE-10.6-1x1³ (w skrócie PVI) o numerze seryjnym #11852, gdyż taki typ jest jednym z najczęściej wykorzystywanych przez konstruktorów systemów spektroskopowych i telekomunikacyjnych. W pierwszej kolejności postanowiono przeanalizować jego odpowiedzi na różne rodzaje pobudzeń i sprawdzić czy rzeczywiście można oddzielić odpowiedź fotodiody od pasożytniczego wpływu układu chłodziarki.

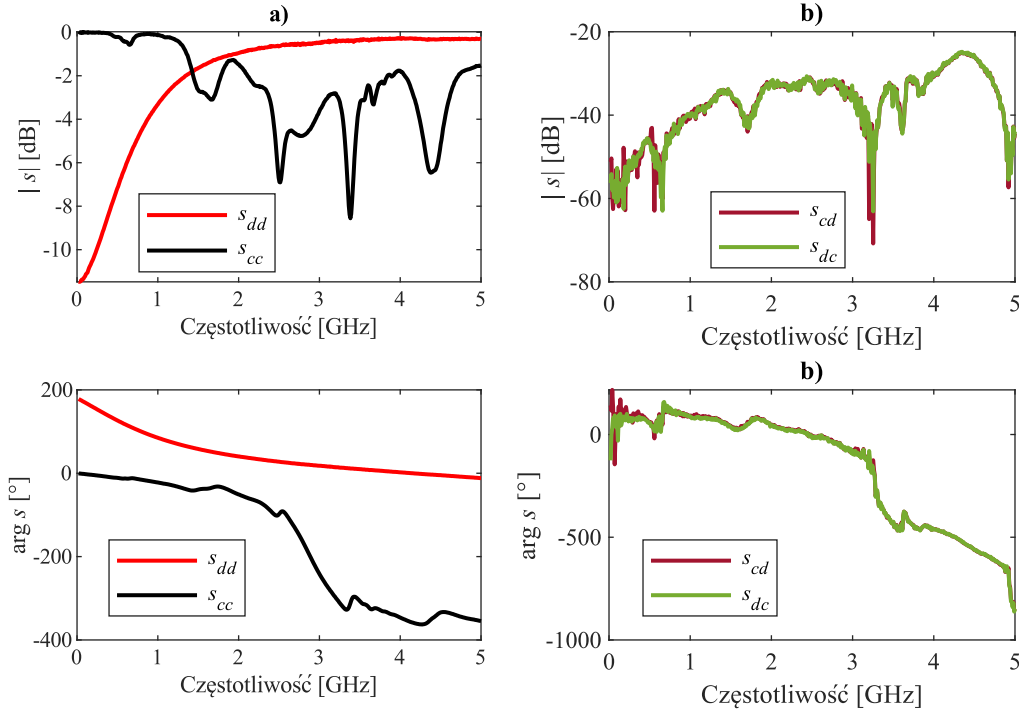
Pomiary w głowicy wykonano w warunkach małosygnałowego pobudzenia, ograniczając moc VNA do -45 dBm przy zasilaniu zaporowym (SMU 236 od Keithley) oraz chłodzeniu (VIGO PTCC) struktury detekcyjnej (odpowiednio $U_b = -0,7$ V oraz $T=200$ K). Chociaż dzięki znajomości macierzy głowicy (rys. 4.1) można skorygować systematyczne błędy pomiarowe za pomocą (2.22), to dodatkowo należy zmniejszyć wpływ szumu systemu pomiarowego (wpływ błędów przypadkowych), zawężając pasmo analizy RBW (ang. Resolution BandWidth) do 50 Hz tak, aby móc poprawnie charakteryzować parametry fotodetektora.

Macierz rozproszenia fotodetektora PVI w zapisie wielorodzajowym obliczono za pomocą (2.11), a odpowiednie charakterystyki przedstawiono na rys. 4.7. Jak można zauważyć, przebieg charakterystyki modułu sumacyjnego współczynnika odbicia z rys. 4.7a wskazuje na występowanie licznych rezonansów związanych z wpływem sprzężenia szafinowej podkładki z układem TEC, którego wartość oszacowano w dodatku D.1. Pierwszy rezonans jest już dostrzegalny na częstotliwości około 550 MHz, a kolejne są nierównomiernie rozłożone w całym pasmie analizy.

Charakterystyka modułu różnicowego współczynnika odbicia z rys. 4.7a takich rezonansów nie wykazuje, co oznacza, że przy tego rodzaju pobudzeniu prąd płynący przez chłodziarkę jest pomijalny. Ponieważ modelowanie odpowiedzi s_{cc} z rys. 4.7 jest trudne, a jej wynik nie niesie pożądanych informacji o badanym fotodetektorze, dlatego nie będzie ona przedmiotem dalszej dyskusji. Ponadto warto zauważyć, że charakterystyka modułu pary s_{cd} i s_{dc} z rys. 4.7b rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości, jednak nie przekraczają

³PVI - detektor fotowoltaiczny (fotonowy, z j. ang. photovoltaic) wyposażony w soczewkę hiperhemisferyczną, 4TE - chłodziarka czterostopniowa, 10.6 - optymalna długość fali pracy fotodetektora w μm , 1x1 - powierzchnia optyczna przyrządu $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$, powierzchnia fizyczna złącza $100\text{ }\mu\text{m} \times 100\text{ }\mu\text{m}$.

-25 dB, co świadczy o zachowanej symetrii przyrządu, tzn. dużej dokładności wykonania połączeń drutowych wewnątrz obudowy fotodetektora.



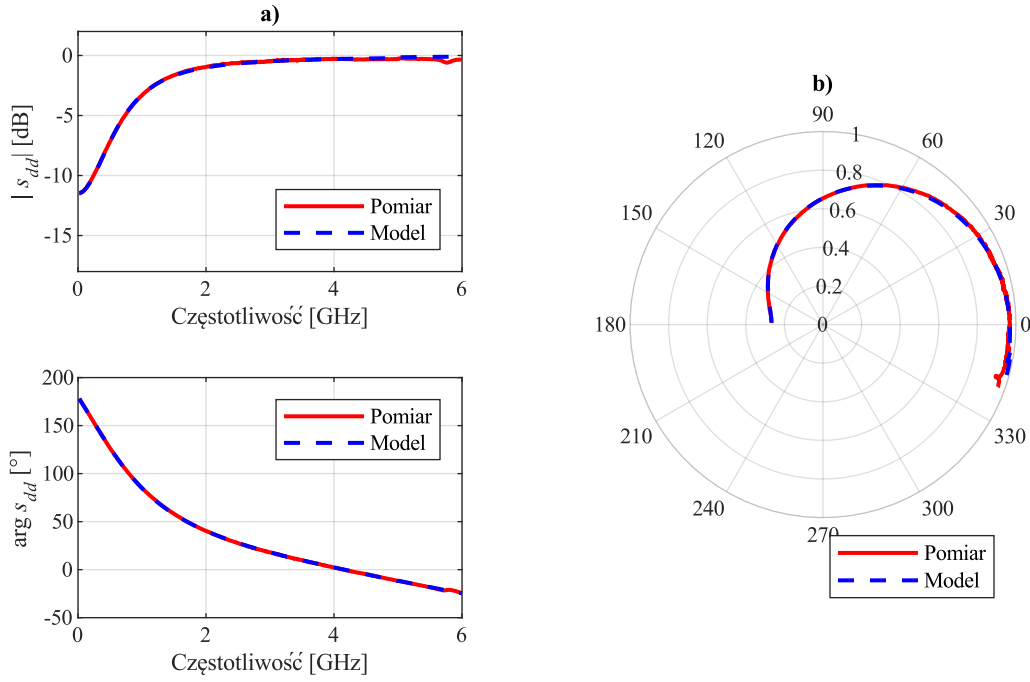
Rysunek 4.7. Charakterystyki wyrazów wielorodzajowej macierzy rozproszenia fotodetektora PVI.

Ponieważ parametr s_{dd} z rys. 4.7a zawiera pożądaną informację o fotodiodzie, zostanie on wykorzystany do określenia wartości elementów w schemacie zastępczym fotodetektora z rys. 1.8b. Aby móc określić w sumie 6 różnych wartości (pojemności $2C_p$ i C_t zostały z dobrą dokładnością określone w dodatku D.1) wykorzystano funkcję $fmincon$ środowiska Matlab, a punktem startowym procedury były typowe⁴ parametry fotodetektora LWIR (patrz tabl. D.9).

Charakterystyki różnicowego współczynnika odbicia fotodetektora PVI ukazano na rys. 4.8, gdzie linią ciągłą przedstawiono wynik pomiaru po korekcji systematycznych błędów pomiarowych, natomiast przerywaną - charakterystykę współczynnika odbicia, jaką obliczono na podstawie schematu zastępczego fotodetektora z rys. 1.8b. Jak można zauważyć, uzyskano dobre dopasowanie obu tych charakterystyk, a wyekstrahowane wartości elementów schematu zastępczego fotodetektora zamieszczono w tabl. 4.1.

⁴Aby poprawić uwarunkowanie tej procedury, wartości minimalne i maksymalne poszczególnych parametrów mogły zmieniać się maksymalnie o dwie dekady od punktu startu optymalizacji.

Mając na uwadze potencjalny wpływ systematycznych błędów w kalibracji głowicy, procedurę optymalizacyjną przeprowadzono również dla przypadku kalibracji głowicy zestawem SOLR-WER (pominięto na rys. 4.8). Chociaż różnice w wartościach poszczególnych elementów są zauważalne, jak można odczytać z tabl. 4.1, to jednak błędy względne⁵ są tutaj niewielkie i nie będą wpływać na poprawne odwzorowanie odpowiedzi fotodetektora w dziedzinie czasu (patrz p. 4.3).



Rysunek 4.8. Porównanie charakterystyk zmierzonego oraz modelowanego różnicowego współczynnika odbicia fotodetektora PVI-4TE-10.6-1x1 ($T=200$ K, $U_b = -0,7$ V) we współrzędnych prostokątnych a) oraz biegunowych b).

Tablica 4.1. Wartości elementów w schemacie zastępczym fotodetektora LWIR PVI dla kalibracji właściwej (SOLR-0) i weryfikacyjnej (SOLR-WER).

	$\frac{1}{2}r_p$ [Ω]	$2c_d$ [pF]	$\frac{1}{2}r_s$ [Ω]	C_t [pF]	$2C_p$ [pF]	L_{d2} [nH]	$2C_c$ [pF]	L_{d1} [nH]
SOLR-0	14,12	16,31	14,80	0,25	0,65	7,68	0,20	1,45
SOLR-WER	14,02	16,45	14,48	0,25	0,65	7,54	0,20	1,46
Błąd [%]	0,75	-0,86	2,17	-	-	1,84	-0,25	-0,72

⁵Błąd względny obliczany jest z zależności $\frac{x_0 - x_{wer}}{x_0} \cdot 100$ %, gdzie x_0 są to parametry określone za pomocą kalibracji z użyciem zestawu SOLR-0, podczas gdy x_{wer} określono przy kalibracji zestawem SOLR-WER.

W celu precyzyjniejszego opisanie błędu dopasowania modelu do danych eksperymentalnych, Opalska i inni w [44] zaproponowali następującą zależność:

$$\delta = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_i \left(\frac{\operatorname{Re}(Y_m^{(i)}) - \operatorname{Re}(Y_r^{(i)})}{\max_i |\operatorname{Re}(Y_r^{(i)})|} \right)^2 + \sum_i \left(\frac{\operatorname{Im}(Y_m^{(i)}) - \operatorname{Im}(Y_r^{(i)})}{\max_i |\operatorname{Im}(Y_r^{(i)})|} \right)^2}, \quad (4.1)$$

gdzie N jest liczbą punktów pomiarowych (częstotliwości), a $Y_m^{(i)}$ i $Y_r^{(i)}$ są zastępczymi admittancjami fotodetektora na i -tej częstotliwości, obliczone odpowiednio z danych modelu i pomiaru. W tabl. 4.2 zamieszczono wartości tego błędu obliczone po modelowaniu fotodetektora PVI. Uwzględniono tu dwa przypadki kalibracji głowicy za pomocą zestawów SOLR-0 i SOLR-WER oraz dla porównania podano też wartość (4.1) z [44]. Jak można zauważyć, błędy dopasowania uzyskane z pomiarów w głowicy dwukrotnie skalibrowanej metodą SOLR16 są na zbliżonym poziomie, co świadczy o dużej powtarzalności wykonanych zestawów obciążeń, jak też ich kontaktu z gniazdem głowicy. Ponadto uzyskane błędy dopasowania są o rząd wielkości mniejsze w stosunku do pomiarów przy użyciu stacji kriogenicznej opisanych w [44]. Można więc wnioskować, że aby móc dokładnie charakteryzować fotodiody z HgCdTe w obudowach TO-8, opracowany system pomiarowy z głowicą jest odpowiedni.

Tablica 4.2. Określenie błędu dopasowania modelu do danych pomiarowych w zakresie w.cz.

	SOLR-0	SOLR-WER	najlepszy wynik w [44]
$\delta \cdot 100 \text{ \% } [\%]$	0,014	0,041	> 0,400

4.3 Eksperymentalna weryfikacja modelu małosygnałowego

Schemat zastępczy z rys. 1.8b poprawnie określony w dziedzinie częstotliwości jest niezwykle cennym źródłem informacji, pod warunkiem, że reprezentuje fizyczne właściwości badanego przyrządu. Taki model powinien równie dobrze funkcjonować w dziedzinie czasu, poprawnie odwzorowując odpowiedź fotodetektora oświetlanego wiązką laserową o obwiedni zmodulowanej sygnałem w.cz. Aby móc to zweryfikować, postanowiono porów-

nać zmierzoną odpowiedź fotodetektora PVI w systemie laserowym z jego odpowiedzią określoną na podstawie symulacji obwodowych.

W tym celu rzeczywistą odpowiedź fotodetektora można scharakteryzować dwojako: w dziedzinie częstotliwości (przy pobudzeniu wiązką lasera o obwiedni zmodulowanej sygnałem harmonicznym) lub w dziedzinie czasu (pobudzając badany przyrząd krótkimi impulsami świetlnymi). W pierwszym ujęciu stosuje się zazwyczaj standardowy analizator VNA, który po rozbudowaniu o liniowo zmodulowane źródło laserowe, jak np. w [166,167], staje się tzw. małosygnałowym analizatorem elektrooptycznym. Takim systemem można w relatywnie łatwy sposób wykonywać kalibrowane pomiary odpowiedzi fotodetektorów, jednak wskutek braku odpowiednich modulatorów promieniowania, jego realizacja w rozpatrywanym tu zakresie średniej podczerwieni jest niemożliwa.

Aby rozwiązać ten problem wykorzystano dostępne impulsowe źródła podczerwieni [168], które mogą posłużyć jako pobudzenie w systemie operującym w dziedzinie czasu. W ramach tej pracy postanowiono wykorzystać VNA i na jego bazie stworzyć wielkosygnałowy (impulsowy) analizator elektrooptyczny [104]. Jako źródło zmodulowanego światła zastosowano tu laser QCL (opracowany przez autora pracy w VIGO [169]), gdzie zamiast klasycznego modulatora optycznego, modulację światła realizuje się za pomocą szybkiego układu elektronicznego, który kluczuje napięcie zasilania lasera [170].

Chociaż z założenia takim systemem można scharakteryzować również nieliniową odpowiedź fotodetektora, jak np. w [171,172], to jednak wykonywanie kalibrowanych pomiarów wymaga większych nakładów sprzętowych. Aby móc poprawnie odebrać impuls elektryczny wytworzony przez pobudzony fotodetektor, analizator VNA musi mierzyć rzeczywiste parametry fal we wrotach (a_1 , a_2 , b_1 oraz b_2 według schematu z rys. 3.2), a nie wyrażać ich stosunki w postaci parametrów rozproszenia. Dzięki temu na podstawie charakterystyk fotodetektora zmierzonych w dziedzinie częstotliwości, można bezpośrednio odtworzyć jego odpowiedź impulsową w dziedzinie czasu.

Wskutek przełączania częstotliwości pobudzenia w klasycznym systemie VNA, traci się zależności fazowe pomiędzy poszczególnymi punktami (częstotliwościami) pomiarowymi. Dlatego system wykorzystywany uprzednio do pomiarów małosygnałowych, należy odpowiednio rozbudować do postaci nieliniowego NVNA (ang. Non-linear VNA) [173]. Do tego celu należy użyć co najmniej trzywrotowego VNA, do którego, oprócz głowicy pomiarowej, dołącza się specjalny generator wielu harmonicznym, który zapewnia odniesienie fazy dla

sygnałów mierzonych we wrotach z dołączoną głowicą. Niezbędne są wówczas dodatkowe etapy kalibracji oraz akcesoria w postaci pary generatorów impulsowych i miernika mocy.

4.3.1 Kalibracja NVNA

Ponieważ kalibracja systemu NVNA jest zagadnieniem dobrze rozpoznanym w literaturze fachowej, w ramach tego rozdziału te kwestie opisano bez wdawania się w szczegóły. Jednak dla wnikliwego czytelnika autor rozprawy poleca zapoznanie się np. z [173, pkt. 2.4].

Aby móc przygotować NVNA do mierzenia fal, należy najpierw wykonać zwykłą kalibrację systemu. W tym celu użyto rutynowej metody TRM, podobnie jak ma to miejsce w przypadku kalibracji głowicy TO-8. W kolejnym etapie skalibrowano moc wewnętrznego generatora analizatora za pomocą czujnika mocy (Rohde&Schwarz NRP-Z41), dzięki czemu amplitudy fal można wyrazić w wartościach bezwzględnych⁶. W ostatnim kroku, charakterystycznym tylko dla NVNA, przeprowadzono kalibrację fazy za pomocą pary specjalnych generatorów zwanych w języku angielskim jako *Harmonic Phase Reference* (HPR).

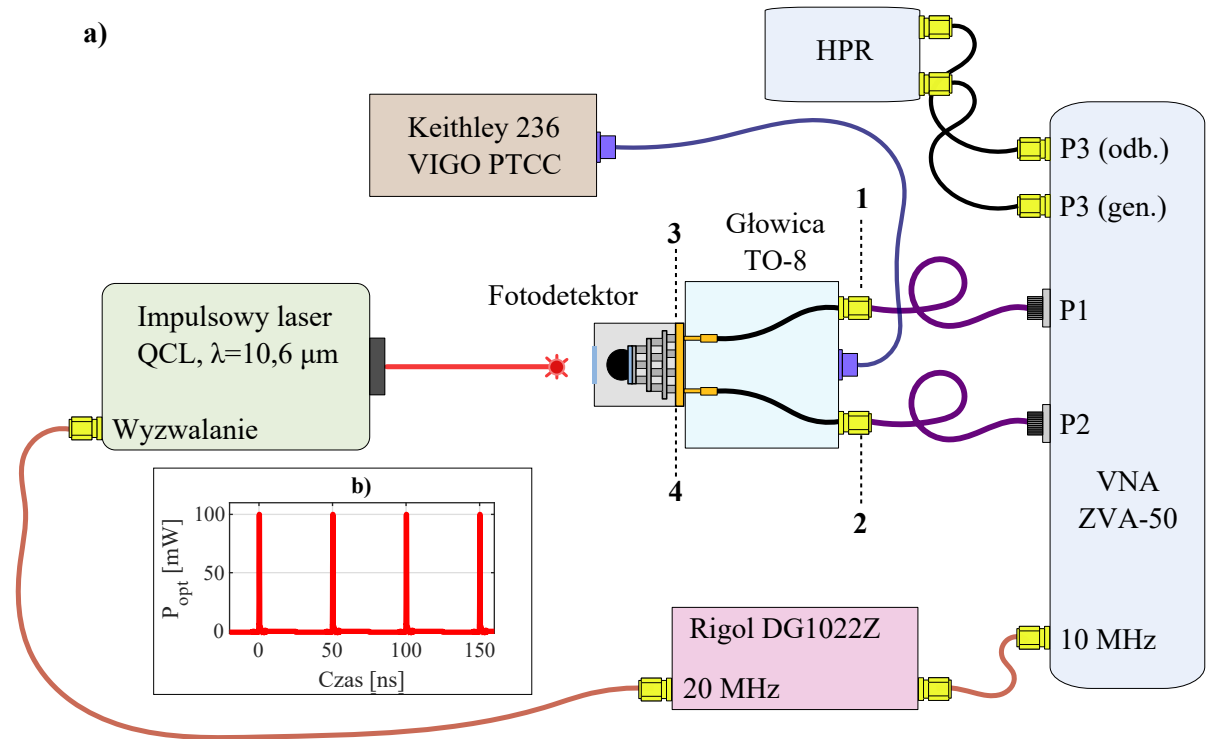
W takich generatorach referencyjnych, które są obecnie najczęściej wykorzystywane jako odniesienie dla pomiarów fazy w NVNA, wytwarza się impulsy elektryczne przypominające ciąg delt Diraca rozłożonych w równych odstępach czasu. W omawianym systemie jeden z takich generatorów dołącza się na stałe do dodatkowych wrót analizatora (opisane dalej jako wrota nr 3), natomiast drugi umieszcza się we wrotach pomiarowych (wrota nr 1 lub nr 2) na potrzeby kalibracji. Celem takiego działania jest określenie dokładnej relacji fazowej pomiędzy wrotami pomiarowymi a generatorem referencyjnym. W ten sposób usuwa się systematyczne błędy pomiaru zależności fazowych. W rezultacie dzięki kalibracji mocy i fazy można na podstawie mierzonych sygnałów w NVNA odtworzyć zarówno widmo amplitudowe, jak i fazowe fal padających i odbitych od wrót analizatora, zgodnie z rys. 3.2.

⁶Kalibrację mocy często przeprowadza się przy pomiarach wzmacniaczy mocy, gdzie bada się m.in. jednodecybelowy punkt kompresji mocy.

4.3.2 Układ wielkosygnałowego analizatora elektrooptycznego

Skalibrowany system NVNA uzupełniono o źródło impulsów laserowych, tworząc tzw. wielkosygnałowy analizator elektrooptyczny. Należy nadmienić, że w takim układzie analizator wykorzystuje się jako pasywny układ odbiorczy sygnału z głowicy TO-8, więc wyłączono jego wewnętrzny generator - patrz rys. D.8 w dodatku D.2.

Na rys. 4.9a ukazano schemat ideowy systemu, który zaaranżowano w laboratorium ISE PW w oparciu o czterowrotowy analizator sieci (ZVA-50, Rohde&Schwarz). Do wrót 1-2 analizatora dołączono głowicę TO-8, a do torów generatora i odbiornika wrót nr 3 - generator HPR (NM231, NMDG) wzorcowany w NIST.



Rysunek 4.9. Schemat blokowy analizatora elektrooptycznego a); obwiednia sygnału optycznego QCL w dziedzinie czasu b).

Laser impulsowy (QCL $\lambda = 9,6 \mu\text{m}$, VIGO) zsynchronizowano względem podstawowej częstotliwości powtarzania HPR, wynoszącej 20 MHz [174], stosując generator funkcyjny w roli podwajacza częstotliwości zegara VNA (10 MHz). Wskutek tego kształt obwiedni promieniowania laserowego, ukazanej na rys. 4.9b w dziedzinie czasu, jest ciągiem wąskich impulsów o okresie 50 ns i kształcie podobnym do krzywej Gaussa o szerokości połówkowej około 200 ps [169]. Ponieważ analizuje się tu w sumie 250 równo rozłożonych harmoniczných, w paśmie od 20 MHz do 5 GHz, to ze względu na skończony czas trwa-

nia tych impulsów w rozpatrywanym tu zakresie częstotliwości, amplituda harmonicznych wyraźnie (-3 dB) maleje powyżej 2,6 GHz. W związku z tym podczas analizowania odpowiedzi impulsowej fotodetektorów, należy uwzględnić też wpływ liniowych zniekształceń (z zakresu w.cz.) widma generowanej obwiedni promieniowania optycznego.

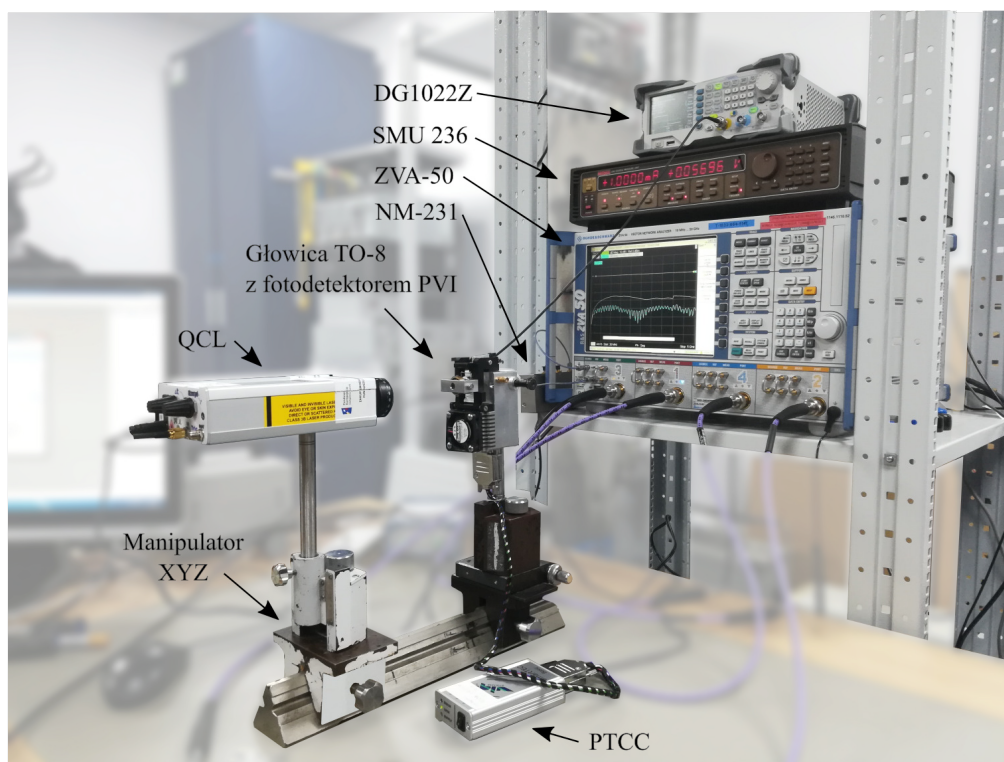
Wiązkę lasera skoncentrowano oraz precyzyjnie wyjustowano za pomocą odpowiednio soczewki oraz manipulatora XYZ tak, aby możliwe jednorośnie oświetlać strukturę fotodetektora umieszczonego w głowicy. Należy jednak mieć na uwadze, że całkowita moc promieniowania padającą na strukturę aktywną detektora należy ograniczyć do około $P_{opt} \approx 600 \mu W^7$ wartości szczytowej tak, aby nie przekroczyć zakresu liniowej pracy przyrządu (patrz dodatek D.8). Jednak przy tak niewielkiej mocy sygnału, szum własny NVNA wyraźnie wpływa na pomiar, będąc przyczyną błędów przypadkowych, gdyż harmoniczne fotoprądu po detekcji (w płaszczyźnie 3-4 na schemacie z rys. 4.9a) mają amplitudę zazwyczaj poniżej -60 dBm na 20 MHz. A na skutek wpływu liniowych zniekształceń charakterystyki przenoszenia fotodetektora są wyraźnie jeszcze mniejsze w zakresie większych częstotliwości. Dlatego, aby móc poprawnie odebrać kolejne harmoniczne i poprawnie określić tę charakterystykę w zakresie w.cz., należy ograniczyć poziom szumu systemu NVNA, zawężając pasmo RBW do 10 Hz. Wówczas przy poziomie szumów własnych NVNA rzędu -120 dBm, można obserwować harmoniczne fotoprądu o amplitudzie nawet na poziomie -115 dBm.

Takie parametry systemu pomiarowego są już odpowiednie do przeprowadzenia eksperymentu i zweryfikowania małosygnałowego modelu fotodetektora. Procedura pomiaru odpowiedzi impulsowej odbywa się automatycznie dzięki sporządzeniu odpowiednich procedur pomiarowych w środowiska Matlab, które kontroluje aparaturę pomiarową (Keithely 236, PTCC i DG1022Z) za pomocą standardów komunikacji GPIB i Ethernet, podczas gdy pomiary nieliniowe w NVNA są wspierane przez specjalistyczne oprogramowanie ICE od NMDG [174].

⁷W [104] szacowaną moc szczytową lasera QCL zaniżono, wskutek przyjęcia błędnego współczynnika konwersji promieniowania laserowego na fotoprąd.

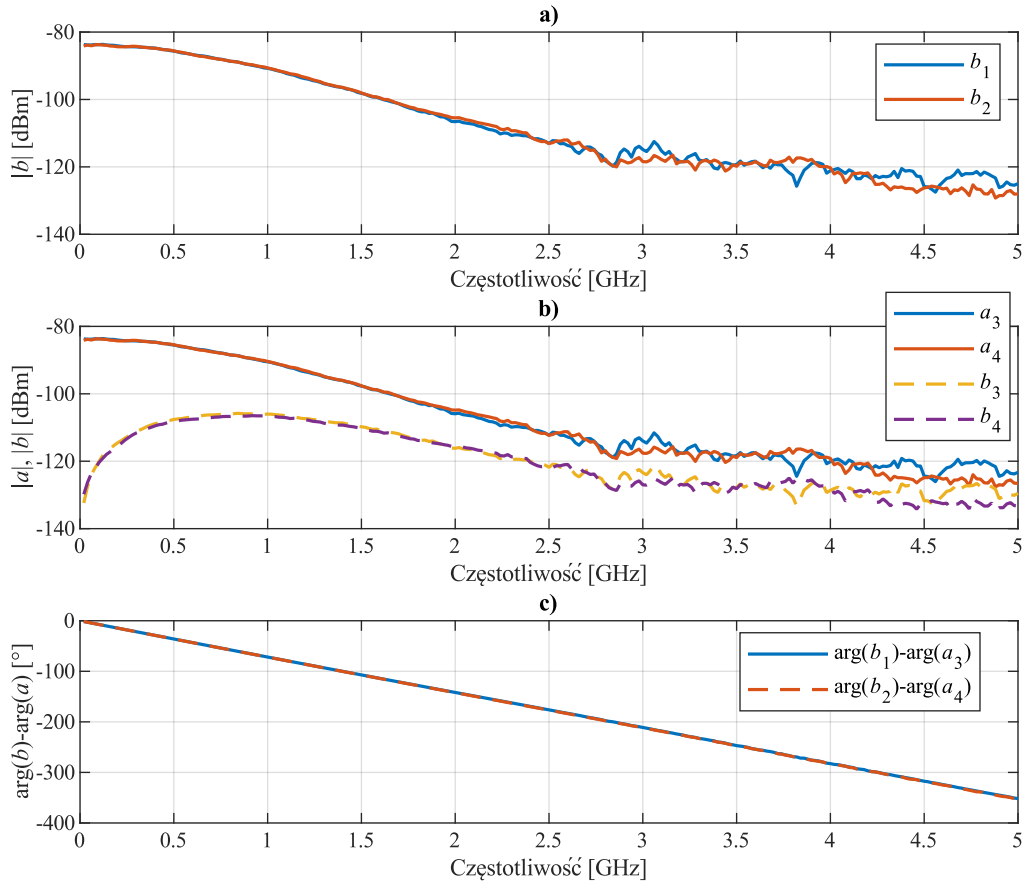
4.3.3 Pomiar i korekcja odpowiedzi impulsowej fotodetektora PVI

Kompletne stanowisko pomiarowe analizatora elektrooptycznego ukazano na rys. 4.10. Po umieszczeniu fotodetektora PVI w gnieździe głowicy, zmierzono parametry fal padających na wrotach NVNA (płaszczyzna odniesienia 1-2 na schemacie z rys. 4.9a), a ich amplitudy przedstawiono na rys. 4.11a. Jak można zaobserwować, dzięki wysokiej dynamice pomiaru NVNA, powstające harmoniczne fotoprądu odtworzono w pasmie do około 2,8 GHz, jednak należy przy tym zaznaczyć, że w tych wynikach występują systematyczne błędy wprowadzane przez głowicę pomiarową. Można je jednak z łatwością usunąć dzięki znajomości kompletnej macierzy rozproszenia głowicy, określonej w wyniku kalibracji SOLR16 w p. 4.1.



Rysunek 4.10. Zdjęcie eksperymentalnego analizatora elektrooptycznego podczas pracy.

Aby móc skorygować wpływ systematycznych błędów, należy przesunąć płaszczyznę odniesienia pomiaru NVNA do płaszczyzny kalibracji głowicy TO-8, oznaczonej 3-4 na



Rysunek 4.11. Amplituda fal: padających na wrota 1-2 NVNA a) oraz padających i odbitych w płaszczyźnie 3-4 gniazda głowicy pomiarowej b); różnica faz pomiędzy falami padającymi na wrota NVNA ($\mathbf{b}_m$) i padającymi na wrota pomiarowe głowicy ($\mathbf{a}_m$) c).

schemacie blokowym z rys. 4.1. W tym celu macierz głowicy należy sprowadzić do postaci transmisyjnej, a następnie przeprowadzić operację odwrotną do (2.23), tj.:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_f^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m \\ \mathbf{a}_m \end{bmatrix} = \mathbf{T}_f^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Wektor fal odbitych od NVNA, tj. $\mathbf{a}_m = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \end{bmatrix}^T$ wynosi tutaj zero, ponieważ dzięki kalibracji pierwszego stopnia (metoda TRM) skutecznie usuwa się wpływ błędów systematycznych związanych z układami analizatora VNA, o których mowa w dodatku D.2.

Skorygowane wyniki pomiarowe w postaci amplitud fal padających i odbitych od gniazda pomiarowego głowicy pomiarowej przedstawiono na rys. 4.11b. Można zaobserwować, że amplitudy fal padających maleją już o około 5 dB na częstotliwości 1 GHz za sprawą zarówno występowania znacznej pojemności struktury detekcyjnej, jak i również pasożyt-

niczego wpływu obudowy TO-8 i połączeń drutowych. Natomiast amplitudy fal odbitych od gniazda głowicy b_3 i b_4 początkowo rosną wraz ze wzrostem częstotliwości, osiągając szczyt na około 800 MHz, wskutek rosnącego niedopasowania gniazda TO-8 głowicy do impedancji charakterystycznej systemu, co przedstawia rys. 4.1d. Natomiast powyżej 1 GHz amplitudy fal obitych maleją wraz z obserwowanym spadkiem amplitud fal padających a_3 i a_4 .

Chociaż obserwacja zmiany fazy fal padających i odbitych w płaszczyźnie podstawki TO-8 nie niesie przydatnych informacji o zachowaniu samego fotodetektora, to na rys. 4.11c ukazano relacje fazowe pomiędzy falami padającymi na wrota NVNA (ujęte w wektorze $\mathbf{b}_m$) a falami padającymi na gniazdo pomiarowe głowicy (wektor $\mathbf{a}$). Jak można zaobserwować, obliczone przesunięcie fazowe odpowiada charakterystyce fazowej współczynników s_{12} i s_{34} z rys. 4.1b, co potwierdza, że poprawnie skorygowano tutaj wpływ opóźnienia głównych torów transmisyjnych głowicy.

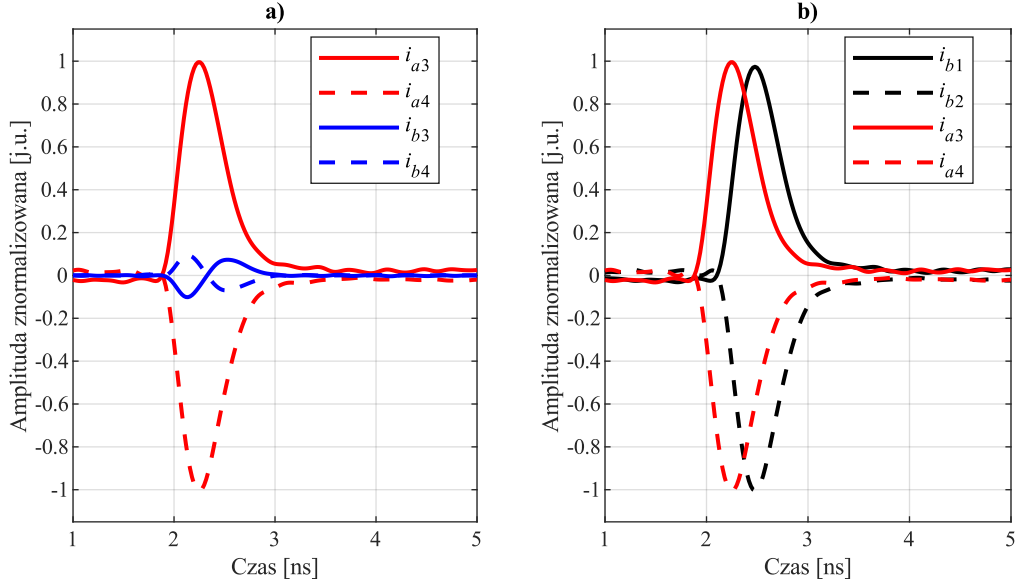
Aby móc w pełni wykorzystać możliwości pomiaru systemem NVNA, zespolone widma sygnałów z rys. 4.11 przetransformowano za pomocą odwrotnej szybkiej transformaty Fouriera (IFFT, ang. Inverse Fast Fourier Transform), gdyż można wówczas analizować amplitudy fal padających i odbitych w dziedzinie czasu. Na rys. 4.12a przedstawiono wyniki takiej transformacji, odniesione do płaszczyzny 3-4 gniazda głowicy, wyrażone jako fale fotoprądu:

$$i_{a3} = \frac{a_3}{Z_0}, \quad i_{a4} = \frac{a_4}{Z_0}, \quad i_{b3} = \frac{b_3}{Z_0} \quad \text{oraz} \quad i_{b4} = \frac{b_4}{Z_0}.$$

Ponieważ anoda i katoda fotodetektora są dołączone do osobnych wrót pomiarowych, sygnał i_{a4} (i_{b4}) występuje w przeciwfazie względem i_{a3} (i_{b3}). Ponadto impuls odbity od gniazda głowicy przypomina ujemną pochodną odpowiadającego mu sygnału padającego, co wynika z wzajemnych zależności zespolonych współczynników odbicia głowicy pomiarowej (patrz rys. 4.1d) i fotodetektora (rys. 4.7).

Zależności fazowe widma sygnałów a_3 i a_4 w stosunku do b_1 i b_2 z rys. 4.11c można teraz łatwiej przeanalizować na rys. 4.12b w dziedzinie czasu. Opóźnienie odpowiedzi impulsowej wprowadzane przez głowicę pomiarową wynosi w tym przypadku 240 ps.

Ponieważ wpływ na odpowiedź impulsową fotodetektora może mieć również pasożytnicze sprzężenie z układem TEC, podobnie jak miało to miejsce w przypadku analizowania współczynnika odbicia w p. 4.2, należy wyrazić odpowiedź impulsową w ujęciu wieloro-



Rysunek 4.12. Amplitudy fal padających i odbitych w płaszczyźnie gniazda głowicy pomiarowej a) oraz fal padających na wrota NVNA i gniazdo głowicy b).

dzajowym. W tym celu różnicową odpowiedź prądową fotodetektora z rys. 4.12 oblicza się z prostej zależności:

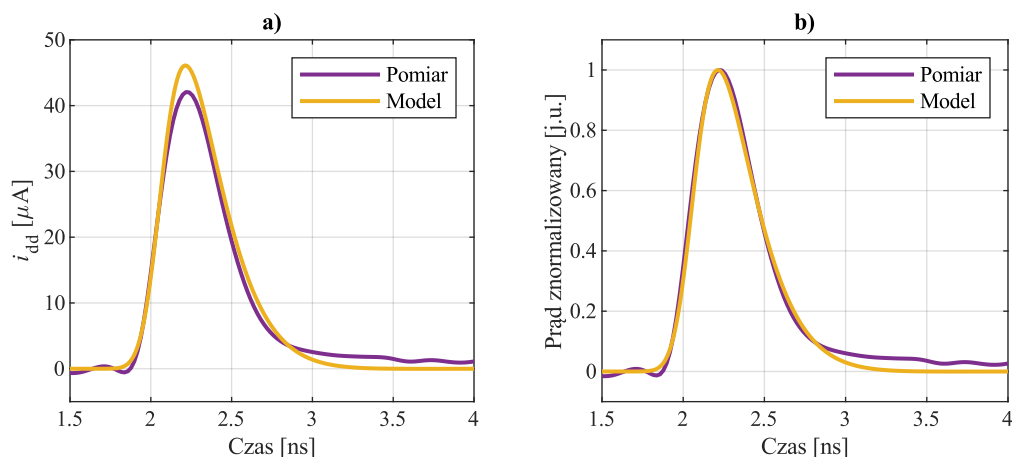
$$i_{dd} = (i_{a3} - i_{a4}) - (i_{b3} - i_{b4}). \quad (4.2)$$

Wówczas można wreszcie porównać odpowiedź rzeczywistego fotodetektora otrzymaną z pomiaru NVNA z odpowiedzią obliczoną na podstawie symulacji schematu zastępczego.

W symulacji pobudzenie prądowe I_d z rys. 1.8b ma kształt impulsu Gaussa o połówkowym czasie trwania 200 ps, co odpowiada charakterystyce rzeczywistego impulsu lasera, natomiast amplitudę szczytową tego źródła określono dzięki znajomości czułości prądowej R_i fotodetektora: $I_{peak} = R_i \cdot P_{opt} = 2,5 \frac{\text{A}}{\text{W}} \cdot 600 \mu\text{W} = 1,5 \text{ mA}$. Na rys. 4.13a ukazano przebieg fotoprądu w dziedzinie czasu, otrzymany zarówno z pomiarów w systemie NVNA, jak i również na podstawie symulacji w SPICE. Chociaż wartość szczytowa tego ostatniego jest większa od zmierzonej o około $4 \mu\text{A}$, to zgodność przebiegów jest wyraźnie widoczna.

Aby móc łatwiej obserwować przebiegi w chwilach czasowych, w których ich pochodna osiąga największe wartości, można unormować ich amplitudy do jedności, co przedstawia rys. 4.13b. Chociaż i tu stwierdzono dobrą zgodność, to należy jednak zadać sobie pytanie, dlaczego zmierzona odpowiedź nie zbiega szybko do zera po zaniku impulsu, tak jak widać to w odpowiedzi otrzymanej na podstawie symulacji? Prawdopodobna przyczyna

tej niezgodności tkwi w nasycaniu złącza fotodiody zbyt dużą mocą optyczną lub jest to skutek wpływu niepełnego zubożenia absorbera z elektronów [31].



Rysunek 4.13. Odpowiedź impulsowa fotodetektora PVI otrzymana z pomiarów w NVNA oraz symulacji obwodowej w SPICE, wyrażone jako fotoprąd a) oraz w postaci unormowanej b).

Prócz jakościowej oceny odpowiedzi z rys. 4.13, wykorzystano również współczynniki podane w dodatku D.7. Przede wszystkim należy zauważyć, że zarówno w pomiarze, jak i w symulacji otrzymano przebiegi o charakterze aperiodycznym krytycznym, wskutek czego przeregulowanie odpowiedzi (zdefiniowane tak jak (D.7)) praktycznie tutaj nie występuje ($<0,01\%$). Analizując pozostałe parametry opisujące odpowiedź impulsową, zawarto w tabl. 4.3 i mając na uwadze jak niewielkie błędy względne⁸ uzyskano, można stwierdzić, że za pomocą zaproponowanego w rozdz. 1 małosygnałowego schematu zastępczego, można poprawnie odtworzyć odpowiedź impulsową fotodetektora PVI w dziedzinie czasu.

Tablica 4.3. Porównanie parametrów dynamicznych fotodetektora PVI otrzymanych za pomocą pomiaru NVNA względem symulacji obwodowej w SPICE.

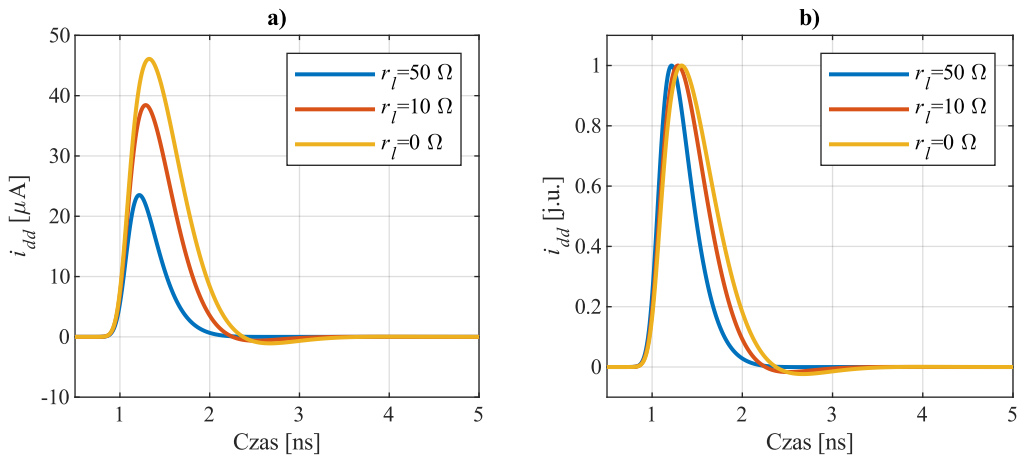
	Wartość szczytowa [μA]	czas narastania odpowiedzi t_r [ps]	czas opadania odpowiedzi t_r [ns]
NVNA	42,1	205	495
SPICE	46,1	204	510
Błąd [%]	8	<1	3

⁸Błąd względny obliczany jest z zależności $\frac{x_N - x_S}{x_N} \cdot 100\%$, gdzie x_N są to parametry określone dla pomiaru NVNA, podczas gdy x_S określono za pomocą symulacji w SPICE.

4.4 Analiza pasożytniczego wpływu indukcyjności połączeń fotodetektora

Celem niniejszego podrozdziału jest teoretyczne zbadanie odpowiedzi fotodetektora PVI dla różnych wartości rezystancji obciążającej jej zaciski i określenie optymalnej indukcyjności połączeń, dla których obserwuje się odpowiedź o charakterze aperiodycznym krytycznym. Chociaż w pomiarach NVNA uzyskano poprawną (aperiodyczną) odpowiedź impulsową, to obciążenie zacisków fotodiody impedancją $50\ \Omega$ nie jest optymalne, co szczegółowo omówiono dla uproszczonego modelu fotodetektora z rys. 1.4 w rozdz. 1. Przede wszystkim im mniejsza jest rezystancja obciążenia r_l , tym współczynnik K_f określający rozpyły prądów (1.9) jest większy. Wskutek tego amplituda impulsu prądowego rośnie, co ukazano na rys. 4.14, gdzie dla trzech teoretycznych wartości r_l ($50\ \Omega$, $10\ \Omega$ oraz $0\ \Omega$) przeprowadzono symulacje obwodowe w SPICE.

Chociaż mogłoby się wydawać, zgodnie z zależnością (1.3) dla układu jednobiegunowego, że zmniejszanie r_l powinno skracać stałą czasową odpowiedzi przyrządu, to w układzie dwubiegunowym zależności omówione w p. 1.1 są bardziej złożone. W efekcie zmniejszania r_l do $10\ \Omega$, a następnie do $0\ \Omega$, w odpowiedzi przyrządu na rys. 4.14b obserwuje się dwa niepożądane zjawiska: zwiększenie czasu opadania oraz niewielkiego przeregulowania (około 2,5 %). Przyczyną tych niepożądanych efektów jest znaczna zastępcza indukcyjność połączeń, co można łatwo wykazać na podstawie wyprowadzonych wcześniej zależności na stałą czasową (1.10) i współczynnik tłumienia oscylacji (1.11).



Rysunek 4.14. Odpowiedź impulsowa modelu fotodetektora PVI dla różnych wartości r_l , wyrażone jako fotoprąd a) oraz w postaci unormowanej b).

Nie ulega więc wątpliwości, że układ połączeń wewnątrz obudowy fotodetektora należy móc optymalizować, aby uzyskać optymalną szybkość odpowiedzi fotodiody. Jeśli roboczo przyjąć schemat zastępczy przyrządu jak na rys. 1.4, to wówczas można określić maksymalną wartość indukcyjności połączeń, dla której odpowiedź fotodetektora ma charakter aperiodyczny krytyczny. Następnie na tej podstawie można oszacować maksymalną szybkość odpowiedzi przyrządu.

W tabl. 4.4 określono $L_{d \text{ kryt}}$ dla trzech rozważanych rezystancji obciążającej zaciski fotodetektora: 50Ω , 10Ω oraz 0Ω , a dzięki symulacjom obwodowym w SPICE, określono czas opadania odpowiedzi impulsowej i odpowiadające mu pasmo przenoszenia z (1.6). W przypadku obciążenia o największej rezystancji, ograniczając indukcyjność połączeń o około 3 nH ($L_{d1} + L_{d2} = 9,12 \text{ nH}$ z tabl. 4.1) do wartości $L_{d \text{ kryt}} = 6,05 \text{ nH}$, czas opadania odpowiedzi impulsowej zmniejszono tylko o 50 ps . Jednak w przypadku dwu pozostałych rezystancji uzyskuje się wyraźnie przyspieszenie odpowiedzi, tj. czasy opadania wynoszące odpowiednio 305 ps oraz 231 ps . Ta ostatnia wartość, stanowiąca połowę wartości uprzednio zmierzonej za pomocą NVNA (patrz tabl. 4.3), jest teoretyczną maksymalną szybkością odpowiedzi fotodiody PVI, a odpowiadające jej pasmo przenoszenia wynosi $1,52 \text{ GHz}$.

Tablica 4.4. Krytyczna wartość indukcyjności układu połączeń dla fotodetektora PVI, możliwe do uzyskania szybkości odpowiedzi oraz pasma przenoszenia dla różnych obciążeń.

r_l	$L_{d \text{ kryt}} [\text{nH}]$	$t_{f \text{ kryt}} [\text{ps}]$	$f_{\text{ kryt}} [\text{GHz}]$
50Ω	6,05	441	0,79
10Ω	1,42	305	1,14
0Ω	0,60	231	1,52

Niestety tak duże ograniczenie zastępczej indukcyjności połączeń jest w praktyce trudne do zrealizowania, ponieważ nadmierne skracanie długości połączeń drutowych wiąże się ze zwiększonym transportem ciepła z obciążenia (najczęściej jest to szerokopasmowy przedwzmacniacz transimpedancyjny) do szafirowej podkładki. Wówczas temperatura struktury detekcyjnej rośnie, co skutkuje większym natężeniem prądu ciemnego i podniesieniem poziomu szumu związanego z tymże prądem (patrz *Wprowadzenie*). Jest to tzw. *sprzecznosc technologiczna* [175] występująca przy próbie zaprojektowania odpowiedniego układu połączeń, której rozwiązanie jest tu pewnym kompromisem pomiędzy szybkością

odpowiedzi a parametrem NEP przyrządu z HgCdTe.

Podsumowując powyższe analizy, obecna konstrukcja połączeń drutowych wewnątrz obudowy fotodetektora powinna zostać udoskonalona, jednak nie jest to zadanie łatwe. Dopiero wówczas szerokopasmowe moduły detekcyjne LWIR produkcji VIGO będą mogły osiągać krótszy czas odpowiedzi i skuteczniej konkurować z innymi rozwiązaniami na rozwijającym się rynku fotoniki.

4.5 Podsumowanie

W rozdziale 4 niniejszej rozprawy przedstawiono praktyczne zastosowanie opracowanej dwuetapowej metody kalibracji SOLR16. Pomimo wykorzystania wzorców kalibracyjnych wykonanych we własny zakresie, analizy jakościowa oraz ilościowa potwierdzają, iż osiągnięto dużą dokładność określania systematycznych błędów wprowadzanych przez wewnętrzne układy głowicy TO-8. Opracowana metoda łączy zalety znanych metod SOLR [138] oraz SOLT [47], tj. umożliwia samokalibrację wzorca transmisyjnego oraz uwzględnia wszystkie pasożytnicze tory transmisji w głowicy.

Aby móc potwierdzić czy opracowany we *Wprowadzeniu* schemat zastępczy poprawnie odwzorowuje właściwości fotodetektora w dziedzinie częstotliwości, w skalibrowanej głowicy zmierzono typowy fotodetektor PVI z rodziny LWIR. Korzystając z wielorodzajowego opisu macierzy rozproszenia za pomocą procedury optymalizacyjnej wyznaczono wartości poszczególnych elementów w jego schemacie zastępczym. Dzięki temu określono zarówno właściwości samego złącza fotodiody, jak i również wpływ obudowy i układu połączeń fotodetektora w postaci strat oraz pasożytniczych sprzężeń sygnału, jakie naturalnie występują w rozważanym tu zakresie częstotliwości mikrofalowej. Na podstawie analizy błędów dopasowania z tabl. 4.2 stwierdzono, że opracowany model bardzo dobrze przybliżył wartości małosygnałowe fotodiody z rodziny LWIR w zakresie częstotliwości od 10 MHz do 6 GHz.

Ponadto w zaaranżowanym systemie eksperymentalnego analizatora elektrooptycznego z głowicą TO-8 przeprowadzono kalibrowane pomiary odpowiedzi impulsowej fotodetektora PVI. Dzięki temu na podstawie symulacji obwodowych w SPICE udowodniono, że za pomocą zaproponowanego schematu zastępczego można dokładnie odtworzyć zachowanie przyrządu również w dziedzinie czasu. W związku z tym opracowany model fotodetektora

można wykorzystać do zaprojektowania i optymalizacji wzmacniacza modułu ROSA.

Uzyskane w tym rozdziale wyniki jednoznacznie wskazują, że w przypadku kalibracji głowicy do charakteryzowania fotodetektorów w obudowach TO-8, należy zastosować samokalibrację wzorca transmisyjnego, co potwierdza **pierwszą tezę** niniejszej pracy. Wówczas można poprawnie określić małosygnałowe charakterystyki rzeczywistego fotodetektora w szerokim zakresie częstotliwości i dokładnie odwzorować wpływ najważniejszych zjawisk zachodzących w detektorze oraz wewnątrz jego obudowy zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu. Za pomocą tych eksperymentów empirycznie udowodniono również **drugą** oraz **trzecią tezę** pracy, gdzie twierdzono, iż przewidywany schemat zastępczy pozwoli dostatecznie dokładnie odwzorować wpływ najważniejszych zjawisk zachodzących w detektorze oraz wewnątrz jego obudowy. Natomiast analiza poprawności schematu zastępczego może być przeprowadzona przez eksperymenty na drodze symulacji numerycznych (SPICE lub MO) oraz pomiarów w eksperymentalnym systemie nieliniowego VNA.

Dzięki zwiększeniu dokładności charakteryzowania fotodetektorów z HgCdTe i analizie teoretycznej ich schematów zastępczych, można sformułować dwa ważne wnioski. Po pierwsze stwierdzono, że opracowany system pomiarowy może zostać wdrożony do linii produkcyjnej VIGO tak, aby móc przyspieszyć proces projektowania i wytwarzania modułów detekcyjnych. Po drugie poprawa technologii montażu, jak również konstrukcji połączeń pomiędzy fotodiodą a układem odbiorczym, mogą prowadzić do znacznego zwiększenia pasma przenoszenia wytwarzanych urządzeń. Ponieważ teoretyczne parametry fotodetektora PVI, zamieszczone w tabl. 4.4 są bliskie założeniom czwartej tezy pracy, w kolejnym rozdziale autor pracy podjął się dwu ważnych zadań: zaprojektowania i wykonania kompletnego modułu detekcyjnego w oparciu o udoskonaloną konstrukcję układów doprowadzeń drutowych oraz wdrożenia stanowiska do automatycznego charakteryzowania fotodetektorów w szerokim zakresie częstotliwości.

Rozdział 5

Wdrożenie opracowanych metod, procedur i głowicy do procesu produkcji

W poprzednich rozdziałach rozprawy omówiono rozwiązanie multidyscyplinarnego problemu charakteryzowania i modelowania fotodetektorów z HgCdTe w obudowach TO-8. Natomiast w niniejszym rozdziale zostaną opisane modyfikacje opracowanych metod i narzędzi pomiarowych tak, aby móc je dostosować do warunków produkcyjnych VIGO. Celem opisywanych tu prac jest zautomatyzowanie procedur pomiarowych i przyspieszenie procesu produkcji zintegrowanych urządzeń detekcyjnych.

Obecnie dużym wyzwaniem dla przedsiębiorstwa jest seryjne wytwarzanie układów ROSA: modułów detekcyjnych przeznaczonych do zastosowań w przemyśle telekomunikacji w wolnej przestrzeni (FSO) w długofalowym oknie transmisyjnym (LWIR). Do tej pory w wyniku grantu INTIR, opracowano urządzenie charakteryzujące się pasmem przenoszenia rzędu 700 MHz (co zgodnie z (1.6) odpowiada około 500 ps czasu opadania odpowiedzi impulsowej), podczas gdy analiza danych z p. 4.4 wskazuje, iż teoretyczne pasmo przenoszenia struktury PVI z HgCdTe może przekraczać 1,5 GHz. Ponieważ najbardziej wymagający klienci VIGO potrzebują takich, a nawet lepszych parametrów w module detekcyjnym, autor rozprawy, w oparciu o szybką fotodiodę o konstrukcji opisanej w [31], podjął się próby samodzielnego wytworzenia takiego urządzenia z pasmem przenoszenia 2 GHz. Aby osiągnąć dostatecznie niską temperaturę pracy fotodiody, a jednocześnie zmniejszyć indukcyjność doprowadzeń (patrz *sprzecznosc technologiczna* omówiona w

p. 4.4), autor podszedł do rozwiązania tego problemu dwutorowo: jednocześnie optymalizował konstrukcję połączeń drutowych, badał temperaturę struktury oraz projektował przedwzmacniacz w.cz. W wymienionych przypadkach korzystano z metod wspomagania projektowania w środowisku HFSS od Ansys (badanie rozkładu pola elektromagnetycznego oraz rozkładu temperatury) oraz MO od Cadence (symulacje tranzystorowego wzmacniacza w.cz.).

Oprócz opracowywania nowych urządzeń, autor rozprawy postanowił również przyspieszyć produkcję obecnie produkowanych w VIGO modułów detekcyjnych, wyposażonych w fotodetektory w obudowach TO-8¹. Ponieważ w rozdz. 4 wykazano, że VNA w połączeniu z głowicą pomiarową jest właściwą aparaturą do analizowania elektrycznych właściwości fotodiod wraz z układem połączeń drutowych, system ten postanowiono wyposażyć w specjalne oprogramowanie pomiarowe. Wówczas eliminując wpływ czynnika ludzkiego i zapewniając możliwie daleko posuniętą automatyzację pomiaru, głowicę pomiarową można włączyć w sieć internetu rzeczy (IoT) VIGO i centralnie zarządzać przebiegiem procesu produkcji małych i średnich serii fotodetektorów.

Aby móc jak najdokładniej ekstrahować wartości elementów w schemacie zastępczym większości typów fotodetektorów, produkowanych przez firmę VIGO [43], procedury numeryczne omówione w rozdz. 4 odpowiednio rozszerzono. Dzięki temu można prowadzić ciągłą kontrolę właściwości elektrycznych fotodiod i znacznie przyspieszyć dalsze procesy wytwarzania modułów detekcyjnych wyposażonych w fotodetektory w obudowach TO-8.

5.1 Projekt szybkiego modułu detekcyjnego

Aby móc systematycznie rozwiązać problem wytworzenia modułu detekcyjnego o paśmie przenoszenia sięgającym 2 GHz, należy:

1. Wykorzystać fotodiode o mniejszym polu powierzchni absorbera, a tym samym mniejszej pojemności dyfuzyjnej - patrz rozdz. 1.
2. Optymalizować układ połączeń drutowych, co zgodnie z zależnościami omówionymi w p. 1.1 skróci czas odpowiedzi przyrządu (poszerzy pasmo przenoszenia) i zmniejszy potencjalne przeregulowanie odpowiedzi impulsowej.

¹Moduły detekcyjne z fotodetektorami w obudowach TO-8 o czasie odpowiedzi >1 ns stanowią ponad 70 % obecnej produkcji VIGO.

3. Zaprojektować przedwzmacniacz transimpedancyjny w.cz. o możliwe niskiej impedancji wejściowej i szerokim pasmie przenoszenia.

W trakcie prowadzonych prac napotkano na szereg problemów związanych z technologią montażu fotodiody i połączeniu jej z układem wzmacniania. Jeden z takich problemów dotyczył umieszczenia wzmacniacza wraz z fotodiodą w tej samej obudowie, której planarna konstrukcja [52] określana jest potocznie z języka angielskiego jako *Butterfly*. Ze względów praktycznych zrezygnowano z różnicowego odbioru sygnału, godząc się na pewne niedokładności w odwzorowaniu odpowiedzi impulsowej urządzenia, wynikające z pomijanego tu wpływu pasożytniczych sprzężeń szafirowej podkładki do układu TEC.

Schemat zastępczy fotodiody PV o małym polu powierzchni

Na podstawie parametrów zastępczych fotodiody PVI omówionych w rozdz. 4.2, ustalono, że maksymalne pasmo przenoszenia takiego przyrządu (1,52 GHz) jest niewystarczające dla najbardziej wymagających klientów. Dlatego wytypowano tu inny przyrząd: detektor fotowoltaiczny płaski (PV) o powierzchni fizycznej złącza $30\ \mu\text{m} \times 30\ \mu\text{m}$, pracujący w podczerwieni z zakresu LWIR [31]. Dzięki pomiarom w głowicy, podobnie jak w p. 4.2, określono małosygnałowe parametry takiej fotodiody.

W tabl. 5.1 zamieszczono wartości w schemacie zastępczym przyrządu PV, przy czym pojemności podkładki szafirowej C_p i C_t przyjęto na podstawie wyników symulacji w HFSS, omówionych w dodatku D.1. Zgodnie ze wcześniejszymi przypuszczeniami w stosunku do fotodiody PVI, pojemność struktury PV, przy jednocześnie większej zastępczej rezystancji równoległej, jest zdecydowanie mniejsza. Wskutek tego, obciążając fotodiodę rezystancją $r_d = 10\ \Omega$ za pomocą połączeń o optymalnej wartości 210 pH, otrzymuje się pasmo przenoszenia wypełniające z nadmiarem założenia projektowe. Należy jednak zaznaczyć, że w obecnej technologii wytwarzania struktur i wzmacniaczy w.cz. nie można w praktyce zapewnić tak krótkich połączeń², co stało się przedmiotem dalszej dyskusji.

²Takie indukcyjności połączeń uzyskuje się wytwarzając jednocześnie detektor i wzmacniacz w tej samej technologii scalonej, tzw. układy fotoniki scalonej (ang. photonic integrated circuit).

Tablica 5.1. Małosygnałowe parametry zastępcze fotodiody PV oraz parametry w.cz. uzyskane na podstawie symulacji obwodowych dla $r_d = 10 \Omega$.

	$\frac{1}{2}r_p [\Omega]$	$2c_d [\text{pF}]$	$\frac{1}{2}r_s [\Omega]$	$L_d \text{ kryt} [\text{nH}]$	$t_r \text{ kryt} [\text{ps}]$	$f \text{ kryt} [\text{GHz}]$
PV	118,38	1,55	14,78	0,21	57,68	6,16

Optymalizacja połączeń drutowych

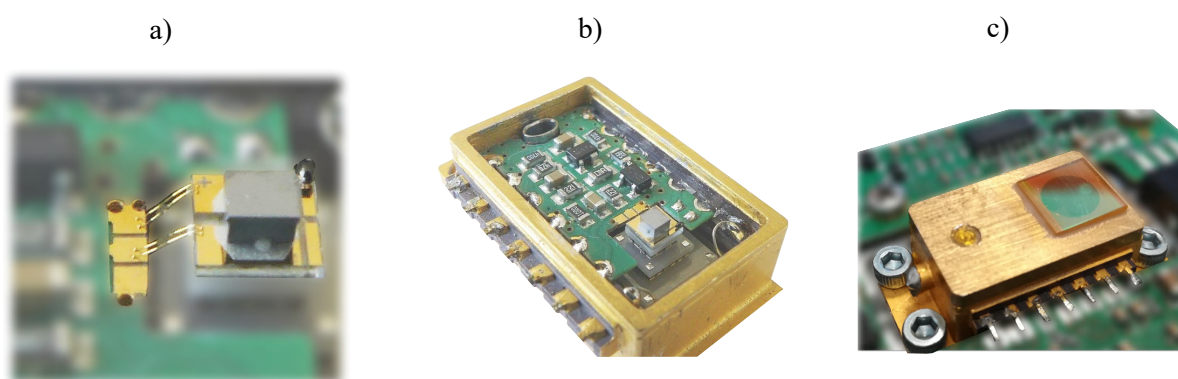
Jak wspomniano w p. 4.4 krótkie połączenia drutowe pomiędzy wzmacniaczem a fotodiodą mogą zwiększać jej temperaturę, co skutkuje pogorszeniem jej parametrów, m.in. wzrostem poziomu szumu. Na takie ograniczenie natknęli się również badacze w projekcie INTIR (patrz *Wprowadzenie*), gdzie w konsekwencji zbliżenia fotodetektora do wzmacniacza za pomocą paskowej linii transmisyjnej, znacząco wzrosła temperatura zimnego palca układu TEC.

W ramach tej pracy, decydując się na pewien kompromis pomiędzy wzrostem pasożytniczej indukcyjności złotych drutów a minimalną temperaturą struktury, na podstawie symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego w HFSS oraz rozkładu temperatury (program Icepak od Ansys) w obudowie fotodetektora, zaprojektowano odpowiedni układ połączeń, ukazany na rys. 5.1a. W rezultacie, wykorzystując czterostopniowy układ TEC, ustabilizowano temperaturę struktury na poziomie 215 K. Chociaż taka temperatura jest wyższa od uzyskiwanej w obudowie TO-8 (około 200 K), to poziom NEP przyrządu wynosi $10 \frac{\text{pW}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ (dla częstotliwości z zakresu od 100 MHz do 1 GHz), co jest wystarczające do większości zastosowań telekomunikacyjnych [23].

Symetryczne dołączenie anody i katody zapewnia para złotych drutów o długości 1,1 mm, którą można opisać za pomocą zastępczej indukcyjności o wartości około 1,2 nH. Dzięki temu wypadkową indukcyjność połączeń zmniejszono niemal ośmiokrotnie w porównaniu z obudową TO-8, gdzie $L_{d1} + L_{d2} = 9,1 \text{ nH}$ w tabl. 4.1. Ponadto na podstawie wyników symulacji w HFSS stwierdzono, że w schemacie zastępczym takiej linii sprzężenia magnetyczne i pojemnościowe (k_1 , k_2 oraz C_c z rys. 1.7) mają drugorzędne znaczenie.

Aby jednak móc zastosować opracowany układ połączeń w praktyce, wzmacniacz należy umieścić we wspólnej obudowie z detektorem, co ukazano na rys. 5.1b. Niestety wskutek ograniczonego miejsca w obudowie *Butterfly*, zrealizowanie wzmacniacza różnicowego z dostępnych tranzystorów w.cz. okazało się niemożliwe. Zatem aby móc dokładnie

opisać stopień wejściowy wzmacniacza dla asymetrycznego odbioru sygnału, w schemacie zastępczym fotodiody należałoby uwzględnić sprzężenie do układu TEC, zgodnie z ogólnym schematem z rys. 1.7. Ponieważ określenie zastępczej impedancji Z_t jest trudne³, wskutek występowania wielu rezonansów (co obserwuje się na rys. 4.7a), w tym przykładzie postanowiono pominąć wpływ układu TEC na odpowiedź modułu detekcyjnego. Tym samym, stosując asymetryczny odbiór fotoprądu, należy spodziewać się występowania większych rozbieżności pomiędzy wynikami symulacji w procesie projektowania a zachowaniem rzeczywistego urządzenia.



Rysunek 5.1. Zdjęcia połączeń drutowych a) oraz zespołu fotodetektora i wzmacniacza we wspólnej obudowie przed b) i po założeniu pokrywy z oknem c).

Projekt przedwzmacniacza i weryfikacja parametrów modułu detekcyjnego

Dzięki określeniu uproszczonego schematu zastępczego fotodiody i połączeń drutowych, w dodatku D.6 autor rozprawy podjął się zadania zaprojektowania przedwzmacniacza w.cz. Za pomocą narzędzi CAD zautomatyzowano większość procesu projektowania i w łatwy sposób określono optymalne parametry wzmacniacza transimpedancyjnego. Taki układ wytworzono w VIGO, następnie umieszczono w obudowie Butterfly (patrz rys. 5.1)

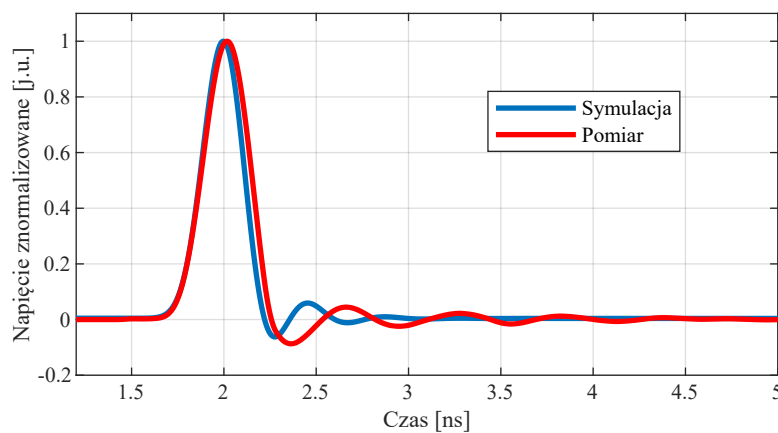
³Aby móc uwzględnić pasożytniczy wpływ chłodziarki, należałoby dokładnie zbadać rozkład pola elektromagnetycznego układu wewnątrz obudowy Butterfly (np. w Ansys, HFSS). Niestety, takie symulacje są bardzo czasochłonne: przy użyciu serwera obliczeniowego w ISE (24 rdzenie Intel XEON E5 2,6 GHz, 64 GB pamięci RAM) jedna symulacja może trwać >24 h.

i ostatecznie zamknięto szczelnie za pomocą pokryw z oknem przezroczystym dla zakresu podczerwieni, co przedstawia rys. 5.1.

Aby móc doświadczalnie sprawdzić działanie modułu detekcyjnego, pobudzano go impulsem laserowym i zmierzono napięciowy sygnał impulsowy za pomocą szerokopasmowego oscyloskopu (Keysight MSOS104A). Na rys. 5.2 przedstawiono wyniki eksperymentu, gdzie odpowiedź urządzenia porównano z wynikami symulacji numerycznych z MO, analogicznie jak w pomiarach NVNA opisanych w p. 4.3.3. Jak można zaobserwować, otrzymano dobrą zgodność kształtu charakterystyk, jednak przeregulowanie i czas ustalania odpowiedzi impulsowej rzeczywistego urządzenia są wyraźnie większe.

Aby móc lepiej wyrazić te różnice w tabl. 5.2 zamieszczono parametry odpowiedzi modułu detekcyjnego obliczone zarówno dla pobudzenia w dziedzinie czasu, jak również w dziedzinie częstotliwości. Porównując obie charakterystyki, dla tej zmierzonej za pomocą oscyloskopu obserwowane są większe przeregulowanie i dłuższy czas ustalania odpowiedzi o odpowiednio 2,5 % i 140 ps. Prawdopodobną przyczyną tych rozbieżności jest pominięcie sprzężeń szafirowej podkładki z układem TEC oraz niedokładne odwzorowanie rozkładu pola elektromagnetycznego wewnątrz obudowy modułu detekcyjnego w MO - patrz dodatek D.6.

Otrzymane pasmo przenoszenia wynoszące 2,22 GHz, jak również pozostałe parametry modułu detekcyjnego spełniają założenia projektowe. Jednak na zakończenie tego przykładu, należy sprawdzić czy przeregulowanie w odpowiedzi impulsowej rzędu 9 % może wpływać na pogorszenie działania urządzenia w łączy telekomunikacyjnym FSO.



Rysunek 5.2. Odpowiedź impulsowa modułu detekcyjnego z fotodiody PV otrzymane na podstawie pomiarów oscyloskopowych w dziedzinie czasu oraz symulacji w MO.

Tablica 5.2. Porównanie parametrów dynamicznych modułu detekcyjnego z fotodiodą PV otrzymanych z pomiaru oraz symulacji w MO.

	czas narastania odpowiedzi t_r [ps]	czas opadania odpowiedzi t_r [ps]	Przeregulowanie u_p [%]	Czas ustalania odpowiedzi t_u [ps]	Pasmo przenoszenia [GHz]
Pomiar	197	154	8,7	590	2,22
Symulacja	183	143	6,2	450	2,64

Przykład praktycznego zastosowania obwodowego modelu modułu detekcyjnego

W celu zweryfikowania jakości odpowiedzi wytworzonego modułu detekcyjnego, należałoby go użyć w systemie telekomunikacyjnym, np. podobnym do opisanego w [22], a następnie zmierzyć współczynnik błędów transmisji. Chociaż wykracza to poza zakres niniejszej rozprawy, to postanowiono zweryfikować maksymalną przepustowość układu detekcyjnego na podstawie symulacji odpowiedzi modułu detekcyjnego w SPICE.

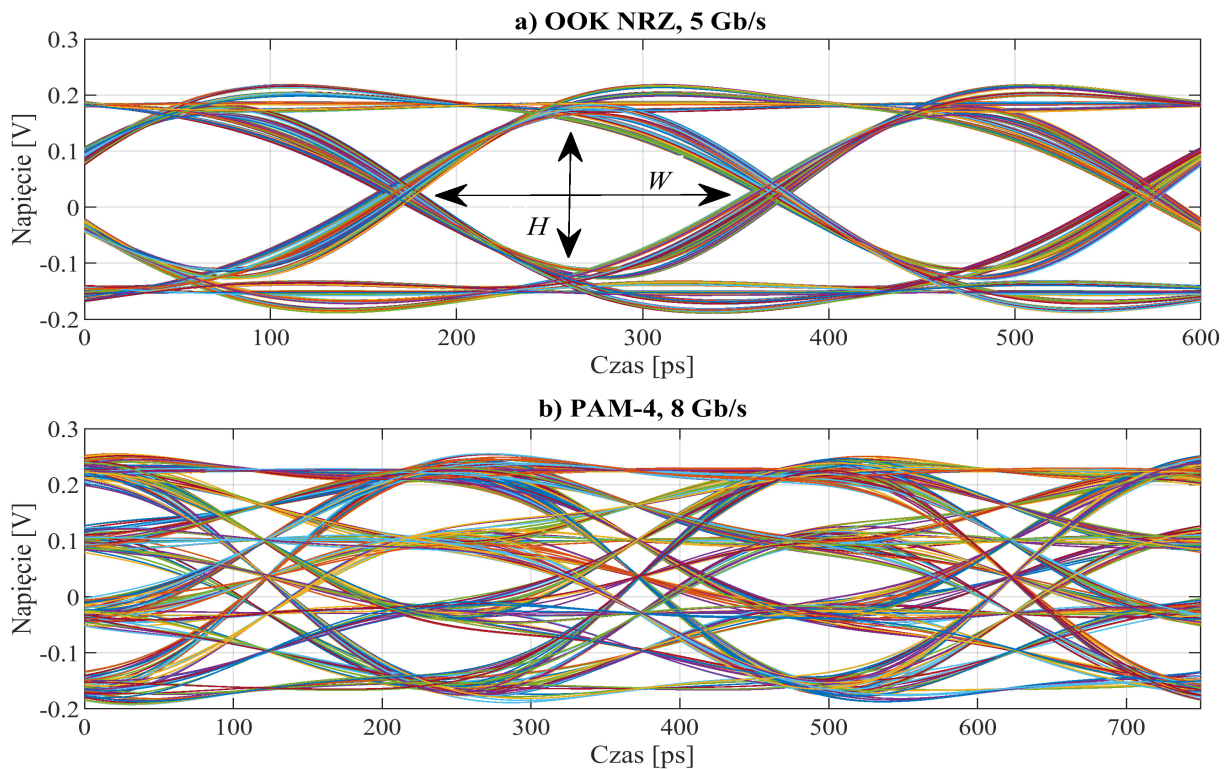
W symulacjach pominięto udział szumu lasera i detektora oraz przyjęto idealizowane parametry toru propagacji sygnału optycznego, m.in. zaniehbując wpływ turbulencji, rozpraszania i absorpcji atmosfery. Sygnał, pobudzający moduł detekcyjny, zakodowano typową modulacją dwustanową OOK-NRZ (ang. On-Off Keying - Non Return to Zero) oraz bardziej złożoną, czterostanową PAM-4 (ang. Pulse Amplitude Modulation 4-level) [21].

Analizując otrzymane wykresy oka (ang. eye diagram) z rys. 5.3 stwierdzono, że teoretyczna maksymalna szybkość transmisji dla modulacji OOK-NRZ oraz PAM-4 wynosi odpowiednio 5 Gb/s (giga bitów na sekundę) i 8 Gb/s. Wówczas uzyskuje się szerokość i wysokość oka, oznaczone odpowiednio jako W i H na rys. 5.3a, jak w tabl. 5.3. Na podstawie wyników symulacji można stwierdzić, że przeregulowanie odpowiedzi urządzenia z rys. 5.2, obserwowane również w wykresie oka na rys. 5.3, nie będzie wpływać na błędne dekodowanie zmodulowanego sygnału. Ostatecznie stwierdzono, że opracowany moduł detekcyjny może zostać z powodzeniem wykorzystany w systemie do komunikacji FSO⁴.

Warto również zauważyć, że chociaż sygnał zegara taktującego transmisję w przypadku

⁴Warto przytoczyć tu pewną ciekawostkę: gdyby chcieć przesłać takim łączem film w formacie Blu-Ray (zwykle 25 GB danych) za pomocą kodowania PAM-4 oraz OOK-NRZ o przepustowości określonej w tabl. 5.3, zajęłoby to odpowiednio 25 s oraz 40 s.

kodowania PAM-4 ma mniejszą częstotliwość niż w OOK-NRZ, to w jednym takcie można przesłać aż dwa bity, stąd większa wypadkowa przepustowość transmisji dla kodowania czterostanowego. Tym samym wysokość oka dla PAM-4 jest niemal trzykrotnie mniejsza niż OOK-NRZ (dla takiej samej szczytowej mocy lasera), wskutek czego kodowanie czterostanowe jest bardziej podatne na błędy transmisji w wyniku udziału szumu przy niewielkiej mocy lasera⁵. Można więc próbować wykorzystać parametry W i H w funkcji celu procedury optymalizacyjnej w dodatku D.6, aby maksymalizować rozpiętość wykresu oka, a tym samym jeszcze na etapie projektowania detektora sygnału, minimalizować potencjalne błędy w transmisji rzeczywistego łącza.



Rysunek 5.3. Wykresy oczkowe modułu detekcyjnego dla modulacji OOK-NRZ oraz PAM4.

Tablica 5.3. Parametry wykresów oczkowych dla kodowania OOK-NRZ oraz PAM-4.

	Szybkość transmisji [Gb/s]	szerokość oczka W [ps]	wysokość oczka H [mV]
OOK-NRZ	5	197	270
PAM-4	8	183	98

⁵Moc wiązki lasera może podlegać znacznemu tłumieniu podczas trudnych warunków atmosferycznych jak opad deszczu czy obecność smogu.

5.2 Stanowisko do badań parametrów fotodetektorów w zakresie wielkich częstotliwości

Modelowanie fotodetektorów za pomocą schematów zastępczych jest to syntetyczny i uniwersalny sposób przedstawienia właściwości samych fotodiod, jak również wpływu połączeń i doprowadzeń obudowy. Szczególnie pożądane jest określenie pojemności oraz rezystancji dynamicznej złącza w funkcji napięcia polaryzacji, ponieważ dzięki ich znajomości inżynierowie w VIGO mogą:

- na bieżąco kontrolować stan produkcji i technologii, a tym samym utrzymywać wyższą rynkową wartość wyrobów,
- skrócić czas potrzebny na wytworzenie modułu detekcyjnego i zredukować liczbę wadliwych egzemplarzy (zwiększyć uzysk produkcyjny),
- skutecznie konkurować na rynku światowym, opracowując w krótkim czasie nowe rozwiązania dla wymagających klientów (masowe dostosowywanie produktów wg. koncepcji zwanej Przemysłem 4.0 [61]).

Podobnie jak użytkownicy, którzy za pomocą symulacji obwodowych mogą:

- doskonalić projektowane układy spektroskopowe i telekomunikacyjne,
- poszukiwać nowych zastosowań detektorów podczerwieni o potencjalnie dużym znaczeniu dla nauki i przemysłu.

W tym celu, autor rozprawy wdrożył w VIGO stanowisko do automatycznej ekstrakcji parametrów fotodetektora w zakresie w.cz. Koncepcję opracowanego systemu pomiarowego można podzielić na cztery części:

1. Sprzętową: głowica pomiarowa, VNA i kontroler układu TEC.
2. Komunikacyjną: łączenie różnych urządzeń w jeden system za pomocą tzw. interfejsów.

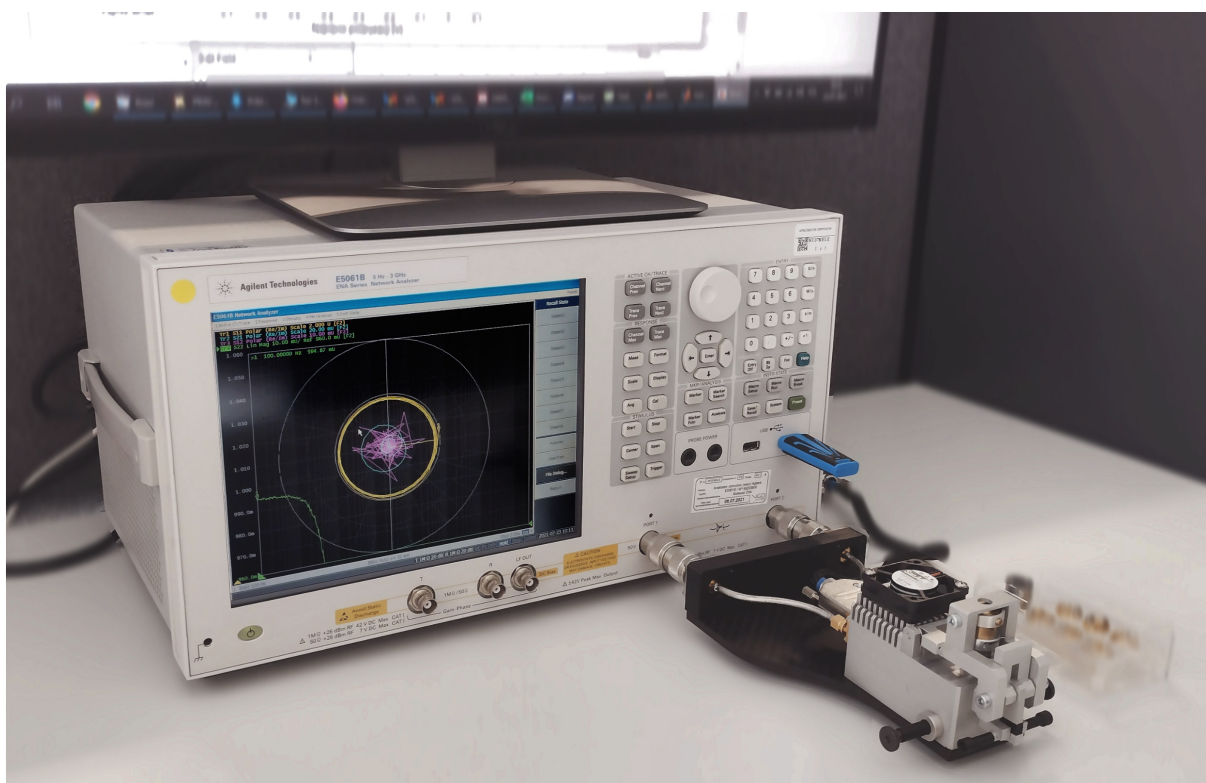
3. Programową (zarządzającą): program do sterowania systemem pomiarowym, który służy przetwarzaniu i analizie danych.
4. Archiwizacyjną: wyświetlenie wyników pomiaru, sporządzenie raportu oraz przechowywanie wyników w bazie danych.

Głowica pomiarowa stanowi kluczowy element omawianego stanowiska, ponieważ decyduje zarówno o dokładności i powtarzalności pomiarów, jak również o łatwości obsługi w warunkach produkcyjnych.

Aby móc zbadać przyrząd w typowych warunkach pracy, tj. detektor dowolnego typu zamontowany na szczycie układu TEC w obudowie TO-8, należy umieścić go w specjalnym gnieździe pomiarowym przedstawionym na rys. 3.1a. Powtarzalny kontakt elektryczny z podstawką zapewnia zatraskiwane ramię z przegubem Cardana o regulowanej sile docisku, ukazane na rys. 3.1b. Aby móc łatwo wymienić przyrząd w głowicy zastosowano mechanizm wypychania fotodetektora z gniazda za pomocą ramion umieszczonych na bokach urządzenia.

Gniazdo pomiarowe służy do elektrycznego łączenia doprowadzeń anody i katody fotodetektora do pary złącz współosiowych, umieszczonych na tylnej ścianie głowicy [47]. Dzięki temu głowicę można bezpośrednio dołączyć za pomocą pary krótkich odcinków kabla półsztywnego do wrót VNA, eliminując dłuższe kable pomiarowe, których gięcie i przemieszczanie może być przyczyną potencjalnych przypadkowych błędów pomiarowych związanych ze zmianą fazy sygnału propagującego się w kablach. Należy przypomnieć (patrz p. 4.1), że przed pomiarami fotodetektora, analizator należy uprzednio skalibrować za pomocą rutynowej procedury, np. TRM lub SOLT, aby następnie móc zastosować 16-czynnikową macierz rozproszenia (lub transmisyjną) głowicy do korekcji systematycznych błędów pomiarowych.

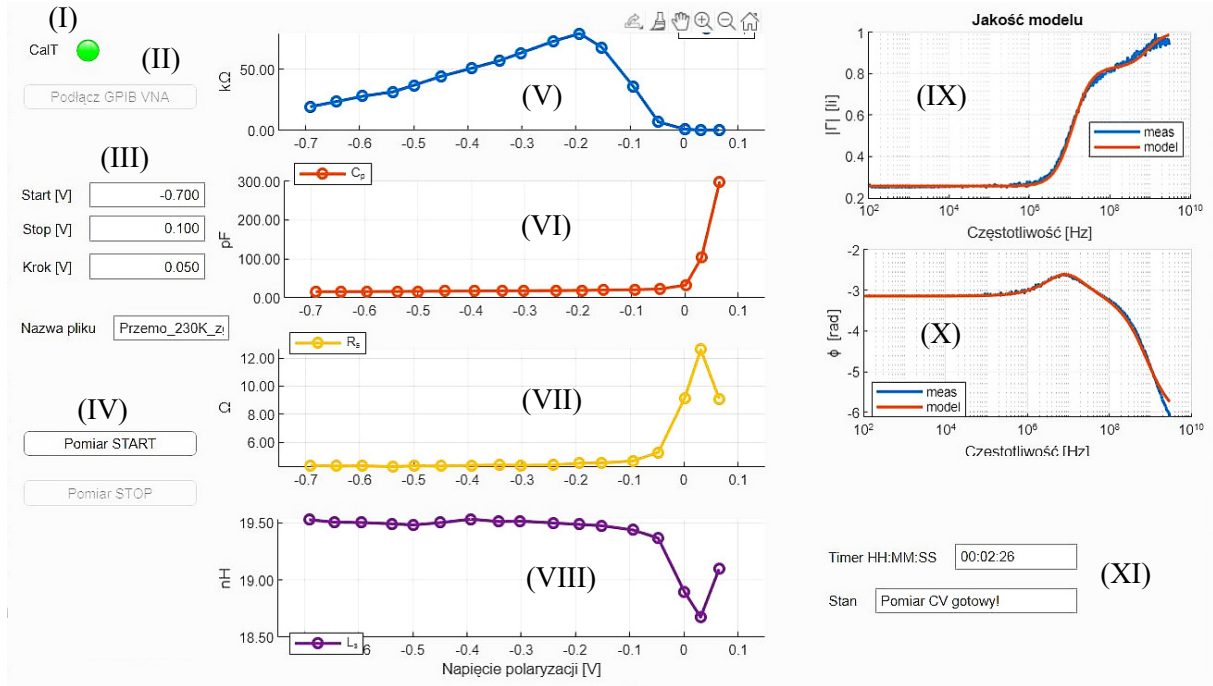
Na rys. 5.4 przedstawiono stanowisko pomiarowe w czasie normalnej pracy. Tory w.cz. głowicy dołączono do wrót VNA (E5061B, Agilent), podczas gdy sygnały m.cz. układu TEC oraz czujnika temperatury (wyprowadzone obok złącz współosiowych głowicy) doprowadzono do kontrolera chłodziarki (PTCC, VIGO). W takim systemie można wówczas scharakteryzować właściwości badanego fotodetektora (patrz p. 2.1.3) w statycznych warunkach pracy przyrządu, tj. dla dokładnie określonych napięcia polaryzacji (za pomocą wewnętrznych obwodów VNA) oraz temperatury.



Rysunek 5.4. Zdjęcie stanowiska kontrolno-pomiarowego do ekstrakcji parametrów fotodetektorów w obudowach TO-8.

Aby móc sprawnie zarządzać procesem pomiarowym, VNA i PTCC połączono z komputerem osobistym za pomocą dwu interfejsów komunikacyjnych, odpowiednio, GPIB oraz USB. Wówczas aplikacja pomiarowa służy do wysyłania komend do poszczególnych urządzeń, a po ich wykonaniu - do odbioru danych pomiarowych i dalszego ich przetwarzania.

Na rys. 5.5 przedstawiono zrzut ekranu aplikacji pomiarowej napisanej w środowisku MATLAB (GUI), wraz z legendą opisującą poszczególne okna i przyciski. Aby móc łatwiej przedstawić jej działanie, przebieg całej procedury pomiarowej i sposób wyznaczania schematu zastępczego fotodetektora przedstawiono w formie tzw. pseudokodu w algorytmie 5.1.



Rysunek 5.5. Ekranu aplikacji pomiarowej *CV_TO8*: I - wynik weryfikacji poprawności kalibracji głowicy, II - ustanowienie połączenia z VNA, III - parametry pomiaru, IV - uruchomienie/zatrzymanie pomiaru, V - wynik ekstrakcji równoległej rezystancji struktury r_p , VI - wynik ekstrakcji pojemności struktury c_d , VII - wynik ekstrakcji szeregowej rezystancji struktury r_s , VIII - wynik ekstrakcji sumarycznej indukcyjności połączeń, IX - wizualizacja jakości dopasowania modelu $|Γ_{dr}|$ do danych pomiarowych, X - wizualizacja jakości dopasowania modelu $argΓ_{dr}$ do danych pomiarowych, XI - aktualny czas i stan procesu pomiarowego.

Algorytm 5.1 Procedura pomiaru i ekstrakcji parametrów fotodetektora TO-8.

Przygotowanie stanowiska do pomiaru (jednokrotne)

1. Należy uruchomić aplikację *CV_TO8.exe*, która po naciśnięciu przycisku *Podłącz GPIB VNA* (II na rys. 5.5) służy do:
 - (a) nawiązania połączenia z VNA poprzez łącze GPIB i wczytania nastaw początkowych analizatora:
 - i. zakres częstotliwości od 1 kHz do 3 GHz, 401 punktów pomiarowych, logarytmiczna siatka częstotliwości,
 - ii. moc pobudzenia w.cz -45 dBm,
 - iii. włączenie polaryzacji stałoprądowej wrót pomiarowych (zasilanie fotodetektora),
 - iv. wczytanie do pamięci analizatora aktualnej kalibracji pierwszego stopnia (SOLT),
 - (b) nawiązania połączenia z kontrolerem układu TEC poprzez szynę danych USB,
 - (c) wczytania pliku w formacie Touchstone (pamięć zewnętrzna) z aktualną kalibracją głowicy pomiarowej (patrz dodatek D.5) i weryfikacji zgodności pliku z nastawami analizatora - poprawne uruchomienie systemu sygnalizowane jest za pomocą zielonej kontrolki I z rys. 5.5.

Przygotowanie fotodetektora do pomiaru (dla każdego badanego przyrządu)

2. Czynności manualne wykonywane przez technika:
 - (a) umieszczenie fotodetektora w gnieździe pomiarowym,
 - (b) opuszczenie ramienia dociskowego z rys. 3.1 i zamknięcie zatrzasku.
 3. Określenie warunków pomiaru w aplikacji (wprowadzane przez technika):
 - (a) ustalenie wymaganej temperatury pracy struktury (aplikacja PTCC),
 - (b) wpisanie w polu III aplikacji z rys. 5.5 zakresu napięć polaryzacji: początkowego (zazwyczaj o wartości ujemnej oznaczającej kierunek polaryzacji zaporowej) U_{start} , końcowego (zwykle dodatnie - polaryzacja w kierunku przewodzenia) U_{stop} oraz kroku, z jakim ma być przeprowadzony pomiar U_{krok} - wówczas kolejne punkty można obliczać z zależności $U_b(i) = U_{start} + (i - 1)U_{krok}$,
 - (c) określenie nazwy pomiaru, pod którą zostanie zapisany w centralnej bazie danych.
-

Pomiar i ekstrakcja parametrów fotodetektora

4. Po naciśnięciu *Pomiar START* (IV na rys. 5.5) następuje przygotowanie procedury pomiarowej, gdzie aplikacja służy do wyzerowania zegara pomiaru i ustawienia licznika punktów pomiarowych $i = 1$ oraz sygnalizacji rozpoczęcia pomiaru w oknie stanu pomiarowego XI na rys. 5.5.
5. Właściwa procedura pomiarowa ma całkowicie automatyczny przebieg (można ją w każdej chwili awaryjnie przerwać po naciśnięciu *Pomiar STOP*), podczas której aplikacja służy do:

- (a) wysłania komendy ustalającej napięcie polaryzacji fotodetektora $U_b(i)$,
- (b) wyzwalania pomiaru w VNA, a po jego zakończeniu - odczytania zmierzonej macierzy rozproszenia i korekcji systematycznych błędów pomiarowych wprowadzanych przez głowicę za pomocą wzoru korekcyjnego (2.22),
- (c) obliczenia różnicowego współczynnika odbicia fotodetektora Γ_{dr} korzystając z (3.12) oraz obliczenia różnicowej impedancji fotodetektora Z_{dr} z (2.2), która służy do określenia punktów startowych procedury, tj. r_p dla $f_0=1$ kHz i c_d dla $f_{10}=10$ MHz,
- (d) określenia wektora q poszukiwanych parametrów w schemacie zastępczym z rys. 1.8b, gdzie q_0 jest punktem startu procedury optymalizacyjnej, a q_{min} i q_{maks} wyznaczają dopuszczalny zakres zmian wartości elementów w schemacie zastępczym:

q	$\frac{1}{2}r_p$ [Ω]	$2c_d$ [F]	$\frac{1}{2}r_s$ [Ω]	$C_t, 2C_p$ [pF]	L_{d1}, L_{d2} [nH]	$2C_c$ [pF]
q_0	$\Re(Z_{dr}(f_0))$	$[2 \Pi f_{10} \Im(Z_{dr}(f_{10}))]^{-1}$	10	0,2	5	0,15
q_{maks}	$10 q_0$	$1 \cdot 10^{-7}$	100	0,3	15	0,25
q_{min}	$0,1 q_0$	$1 \cdot 10^{-12}$	0,1	0,1	1	0,05

- (e) uruchomienia procedury optymalizacyjnej $fmincon$ w punkcie q_0 , jak również w 20 innych punktach startowych, losowo rozłożonych w ramach ograniczeń, korzystając z funkcji *multistart*,
- (f) zapisania w pamięci wyniku optymalizacji o najmniejszym błędzie według zależności (4.1),
- (g) wizualizacji danych:
 - i. na wykresach V-VIII zamieszczone są wartości, odpowiednio, r_p , c_d , r_s oraz sumaryczna zastępcza indukcyjność doprowadzeń dla danego napięcia $U_b(i)$,
 - ii. na wykresach IX i X z rys. 5.5 wykreślane są moduły i fazy Γ_{dr} otrzymane zarówno z pomiaru, jak również na podstawie optymalizacji,
- (h) sprawdzenia, czy $U_b(i+1)$ nie wykracza poza zakres U_{stop} - jeśli tak, to przechodzi do p. 6, a w innym wypadku zwiększa licznik $i = i+1$ i przechodzi do p. 5a, aby przeprowadzić procedurę pomiaru dla kolejnego napięcia polaryzacji.

Zakończenie pomiaru

6. Po wyznaczeniu schematu zastępczego fotodetektora dla wszystkich zadanych napięć polaryzacji, aplikacja służy do:
 - (a) wyłączenia napięcia polaryzacji oraz pobudzenia w.cz. fotodetektora,
 - (b) wyłączenia układu TEC fotodetektora,
 - (c) zapisania w bazie danych folderu z nazwą pomiaru, w którym umieszczane są wszystkie wyniki pomiarowe w formie pliku tekstowego z rozszerzeniem .csv, model fotodetektora w formacie odpowiednim dla SPICE oraz wszystkie wykresy,
 - (d) zatrzymania zegara pomiaru (IX na rys. 5.5) i zasygnalizowania końca procedury.
 7. Czynności manualne wykonywane przez technika:
 - (a) zwolnienie mechanizmu dociskowego,
 - (b) naciśnięcie dźwigni mechanizmu wypychacza i wyjęcie fotodetektora z gniazda.
 8. Aby scharakteryzować kolejny fotodetektor, należy przejść do p. 2 niniejszej procedury, a w innym wypadku - **koniec**.
-

Za pomocą opracowanego systemu zmierzono serię około 300 szt. fotodetektorów, a wyniki pomiarów posłużyły m.in. do:

- określenia parametrów eksperymentalnych struktur detekcyjnych VIGO ze stopu InGaAs,
- kontroli obecnej technologii wytwarzania fotodiod z HgCdTe,
- opracowania trzech nowych urządzeń (modułów detekcyjnych) UHSM, NIP oraz UM [43] do zastosowań w laserowych systemach spektroskopowych i telekomunikacyjnych,
- przeprowadzenia analizy starzeniowej fotodetektorów typu PEM LWIR [43].

Dzięki takim informacjom można w tzw. chmurze VIGO gromadzić znaczne ilości informacji i na ich podstawie prowadzić analizę statystyczną produkowanych przyrządów. Natomiast modele zastępcze fotodetektorów mogą być przekazywane klientom wraz z produktem, aby mogli oni przyspieszyć wytwarzanie własnych urządzeń.

Co istotniejsze wielokrotnie skrócono czas potrzebny na seryjne wytwarzanie modułu detekcyjnego UHSM, którego konstrukcję opisano w p. 5.1. Dzięki ciągłej kontroli parametrów fotodetektorów PV (zamontowanych tymczasowo w obudowach TO-8) można osiągnąć dużą dokładność symulacji układu wzmacniacza, opisanych w dodatku D.6. Wówczas czas potrzebny na optymalizację parametrów wzmacniacza, tj. około 1 h nieprzerwanej pracy technika, skrócono do jedynie 5 min obliczeń komputerowych.

Chociaż opracowany system pomiarowy włączono do centralnej sieci IoT VIGO, to wciąż jest on w fazie testowania i p. 3 powyższej procedury nie następuje automatycznie. Jednak po całkowitym zakończeniu fazy wdrażania (ang. deployment), planuje się zarządzać nastawami systemu i przebiegiem procesu zdalnie za pomocą centralnej sieci pomiarowej VIGO. Wówczas można niemal zupełnie wyeliminować czynnik ludzki w procedurze, co istotnie zwiększa powtarzalność takich pomiarów.

Pewną wadą opracowanego systemu jest stosunkowo długi czas pomiaru VNA i przetwarzania danych. W efekcie zawężenia pasma p.cz. analizatora do 100 Hz i użycia funkcji *multistart* w procedurze optymalizacyjnej, charakteryzowanie fotodetektora w jednym punkcie (dla jednego napięcia polaryzacji) zajmuje około 8 s. Niemniej jednak, gdyby chcieć charakteryzować wielkoseryjnie tylko jeden typ fotodetektora, opracowaną procedurę można udoskonalić i ten czas znacząco skrócić, np. redukując liczbę punktów startu procedury *multistart*.

5.3 Podsumowanie

W ostatnim rozdziale niniejszej rozprawy autor podjął się praktycznego zastosowania opracowanych narzędzi pomiarowych do samodzielnego zaprojektowania modułu detekcyjnego do zastosowań w telekomunikacji FSO oraz laserowych systemach spektroskopowych. Dzięki optymalizacji połączeń drutowych oraz wykorzystaniu narzędzi CAD do zaprojektowania przedwzmacniacza uzyskał on założone pasmo przenoszenia urządzenia, przekraczające 2,2 GHz. Symulacyjnie wykazano również, że opracowane urządzenie może być z powodzeniem stosowane w łączy telekomunikacyjnym o przepustowości sięgającej 8 Gb/s. Co więcej, jak pokazują teoretyczne obliczenia przedstawione w tabl. 5.1, pasmo przenoszenia samej fotodiody może sięgać nawet 6 GHz. Zatem przedstawione tu wyniki jednoznacznie potwierdzają **czwartą tezę** postawioną we *Wprowadzeniu*, gdzie

twierdzono, iż typ struktury detekcyjnej opracowanej w [31] charakteryzuje się pasmem przenoszenia co najmniej 2 GHz, lecz aby to pasmo osiągać należy udoskonalić konstrukcję połączeń drutowych.

Przedstawiona metoda projektowania modułu detekcyjnego przeznaczonego do FSO jest zgodna z wytycznymi tzw. czwartej rewolucji przemysłowej, ponieważ dzięki wsparciu narzędziami CAD można efektywniej wykorzystywać moce przerobowe linii produkcyjnej, zwiększyć nakład wytwarzanych urządzeń i zmniejszyć liczbę wadliwych egzemplarzy. Jednocześnie dzięki daleko posuniętej automatyzacji procesu projektowania, w procesie produkcji można na bieżąco (z j. ang. in-line) zmieniać parametry produktu i w krótkim czasie dostarczać zaawansowane urządzenia pod konkretne wymagania klientów. Przy czym w nowym podejściu unika się wymiany elementów w obudowie *Butterfly*, dzięki czemu maleje ryzyko uszkodzenia fotodetektora i następuje redukcja odrzutów w partii.

Szybki moduł detekcyjny został wdrożony do seryjnej produkcji VIGO pod nazwą UHSM-10.6 [176]. Na życzenie klientów jest on wyposażany w fotodiody o większej powierzchni, np. $50\ \mu\text{m} \times 50\ \mu\text{m}$ co ułatwia oświetlenie struktury aktywnej laserem, jednak wówczas przyrząd charakteryzuje się mniejszym pasmem przenoszenia, wynoszącym zwykle około 1,5 GHz. Takie urządzenia są obecnie wykorzystywane m.in. w nowoczesnej spektroskopii DCS [17] oraz telekomunikacji [177, 178].

Po wdrożeniu stanowiska pomiarowego i standardowych procedur pomiarowych, VIGO może teraz zapewniać wyższy standard produkcji swoich fotodetektorów i modułów detekcyjnych. Zebrane dane są obecnie wykorzystywane tak, aby móc określić *a priori* parametry modułu detekcyjnego, co według wstępnych szacunków autora skróciło czas potrzebny na optymalizowanie konstrukcji modułu detekcyjnego z około 1 h w dotychczasowym trybie pracy technika do kilku minut symulacji komputerowej. Tym samym, opracowując innowacyjne narzędzia pomiarowe dla przemysłu półprzewodnikowego, autor potwierdził ostatnią, **piątą tezę** rozprawy, gdzie twierdzono, że dzięki wdrożeniu procedur pomiarowych oraz wsparciu procesu projektowania narzędziami CAD, można będzie dokładnie określić parametry modułów detekcyjnych jeszcze na etapie ich projektowania. Natomiast sam proces seryjnej produkcji tych urządzeń zostanie przyspieszony.

Niniejszy rozdział jest zwięźczeniem prac prowadzonych przez autora w ramach programu „Doktorat Wdrożeniowy”. Opracowany moduł detekcyjny został skomercjalizowany i obecnie znajduje się w stałej ofercie VIGO, jako samodzielny produkt pod nazwą

UHSM. Co bardziej istotne, wyniki uzyskane w badaniach nad głowicą pomiarową zostały wdrożone w praktyce przemysłowej w postaci stanowiska pomiarowego wykorzystywanego do seryjnej ekstrakcji małosygnałowych parametrów szerokiej gamy fotodetektorów w obudowach TO-8.

Zakończenie

Głównym celem niniejszej rozprawy jest optymalizacja układu połączeń fotodiody średniej podczerwieni z torem wzmacniania modułu detekcyjnego za pomocą nowoczesnych programów komputerowego projektowania układów w.cz., aby móc szybko i powtarzalnie wytwarzać większe serie urządzeń, charakteryzujących się pasmem przenoszenia rzędu 1 GHz i więcej. Ponieważ dla tak zaawansowanych narzędzi wspomagających projektowania niezbędne są schematy zastępcze fotodetektorów, więc głównym tematem rozprawy są badania, dotyczące zagadnień eksperymentalnej identyfikacji takich schematów. Jednak, aby to osiągnąć, należało wpierw zrealizować trzy zadania pośrednie:

1. Opracować nową metodę kalibracji, za pomocą której można dokładnie określić macierz rozproszenia głowicy pomiarowej, a następnie skutecznie usuwać wpływ systematycznych błędów pomiarowych.
2. Zbadać fundamentalne zjawiska i ograniczenia, jakie wiążą się z detekcją promieniowania o szybkozmiennej obwiedni oraz zidentyfikować adekwatny schemat zastępczy fotodiody.
3. Opracować najlepszy sposób ekstrakcji parametrów schematu zastępczego, a następnie wykazać, że prawidłowo reprezentuje fizyczne właściwości fotodiod zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu.

Znając taki schemat, można wówczas łatwo ocenić pasmo przetwarzania fotodiod i przeanalizować wpływ połączeń drutowych. Takie badania są niezbędne, aby za pomocą komputerowego oprogramowania móc wytworzyć moduł detekcyjny przeznaczony np. do telekomunikacji.

Rozwiązanie pierwszego zadania polegało na opracowaniu nowej metody kalibracji SOLR16, opartej na mierzeniu tylko trzech par wzorców o charakterze obiciowym oraz

częściowo znanego wzorca transmisyjnego. Punktem wyjścia była metoda SOLT opublikowana przez Wiatra i innych w trakcie trwania projektu badawczego INTIR [47]. Chociaż wówczas zaproponowano w niej właściwy, liniowy model dla opisu błędów, uwzględniający wpływ pasożytniczych transmisji w głowicy, to ze względu na niespójność definicji wzorców kalibracyjnych dwuetapowa metoda SOLT (patrz p. 2.3.4) nie zapewniała prawidłowej identyfikacji macierzy głowicy. Unikalną właściwością nowej metody jest optymalne wykorzystanie nadmiaru informacji otrzymywanych z pomiarów wzorców. Ten nadmiar wykorzystano w pp. 3.2.1 do tzw. samokalibracji - dookreślania parametrów tylko częściowo określonego wzorca transmisyjnego. W opracowanej metodzie kalibracji SOLR16:

- wystarczy zrealizować tylko trzy znane stany współczynnika odbicia w płaszczyznach kalibracji, za pomocą pary zwarć, rozwarć i obciążeń dopasowanych,
- określa się wszystkie parametry pasożytniczych transmisji w 16-to czynnikowym modelu głowicy - patrz opis takiego modelu w p. 2.3.2,
- obciążenie transmisyjne poza odwracalnością ($S_{12} = S_{21}$), powinno spełniać również warunek symetrii, tj. $S_{11} = S_{22}$.

Stwierdzono, że takie właściwości opracowanej metody są odpowiednie do kalibracji głowicy TO-8, w odróżnieniu od podobnych metod samokalibracyjnych takich jak MORN opracowanej w [155] przez Heuremanna i Schieka czy SOLR zaproponowanej w [138] przez Ferrero i Pisaniego.

Zaproponowano również metodę korekcji błędów kalibracji występujących wskutek niedoskonałego zamknięcia wrót pomiarowych wzorcem dopasowania (brak wzorcowego obciążenia transmisyjnego w zestawie kalibracyjnym jak np. w TRM). Wpływ tej niedoskonałości na wynik kalibracji postanowiono reprezentować w dodatku D.4 za pomocą obwodu transformującego macierz głowicy. Dzięki znajomości właściwości wzorca dopasowania dokonano transformacji macierzy $\mathbf{S}_f$ za pomocą (D.6) i przetransformowano ją do właściwej impedancji odniesienia ($Z_0 = 50 \Omega$), korygując błędy obecne w wynikach kalibracji głowicy (patrz rys. 4.6).

Wreszcie udoskonalono konstrukcję wzorców kalibracyjnych, analizując rozkład pola elektromagnetycznego aproksymowano ich symulowane odpowiedzi za pomocą prostych schematów zastępczych (patrz dodatek D.3). We własnym zakresie wytworzono dwa zestawy podobnych do siebie układów SOLR-0 oraz SOLR-WER.

Przeprowadzono dwie eksperymentalne analizy; jakościową i ilościową, w których wykorzystano wymienione wyżej dwa zestawy wzorców (patrz p. 4.1) oraz rzeczywisty fotodetektor LWIR w obudowie TO-8. Zdaniem autora wyniki tych analiz, a zwłaszcza spójne wyniki ekstrakcji parametrów fotodetektora uzyskane dla dwu różnych kalibracji głowicy (patrz tabl. 4.1 w p. 4.2), potwierdzają, że dokładność i powtarzalność metody SOLR16 są wystarczające do prawidłowego określania parametrów macierzy głowicy $\mathbf{S}_f$.

Opracowując metodę kalibracji SOLR16, autor zrealizował jedno z podstawowych zadań rozprawy, jakim było zapewnienie jak największej powtarzalności i precyzji pomiarów wykonywanych w szerokim zakresie częstotliwości, co jest niezbędne aby móc wiarygodnie wyznaczyć macierz rozproszenia głowicy i ekstrahować impedancję badanego detektora. Tym samym, udowodniono pierwszą tezę rozprawy, w której twierdzono, że należy wykorzystywać nadmiar informacji w pomiarach, aby w drodze samokalibracji dookreślić parametry wzorca transmisyjnego i udoskonalić dotychczas stosowaną metodę SOLT [47]. Na uwagę zasługuje fakt, że dzięki temu osiągnięto dużą dokładność wyników pomiarowych w zakresie aż do częstotliwości 6 GHz, a więc przewyższającym obecne potrzeby VIGO. Zdaniem autora metoda kalibracji SOLR16 jest największym osiągnięciem niniejszej rozprawy i można ją uznać za przełomową w stosunku do dotychczas stosowanych metod kalibracji sieci opisywanej ogólnym modelem 16-to czynnikowym.

W ramach drugiego zadania dokładnie przeanalizowano wpływ kluczowych zjawisk fizycznych zachodzących w fotodetektorze i wychodząc z przesłanek teoretycznych, w rozdz. 1 opracowano małosygnałowy schemat zastępczy o elementach skupionych. W p. 1.1 skupiono się wprawdzie na strukturze fotodiody HgCdTe pracującej w ustalonych warunkach (zasilanie wsteczne i chłodzenie termoelektryczne) i opisano jej właściwości korzystając z najprostszego fizycznego schematu zastępczego typu RC. Został on uzupełniony o pojemności i indukcyjności, aby zamodelować wpływu zjawisk pasożytniczych związanych z obudową, tj. strat i opóźnień wprowadzanych przez układ połączeń drutowych oraz sprzężeń z układem TEC, oszacowanych w dodatku D.1.

Ten opracowany schemat celowo sprowadzono do dwu uzupełniających się schematów zastępczych, opisując jego strukturę przy wielorodzajowym pobudzeniu zacisków. Dla pobudzenia różnicowego można wtedy pominąć pasożytnicze sprzężenie toru sygnałowego z układem chłodziarki, będącej trudną do określenia, wielorezonansową charakterystyką - patrz charakterystyka współczynnika s_{cc} z rys. 4.7a. Wówczas istotne elementy tego

schematu (patrz rys. 1.8b), odpowiedzialne za modelowanie struktury fotodiody, można łatwiej identyfikować doświadczalnie na podstawie charakterystyki impedancyjnej przyrządu zmierzonej w szerokim zakresie częstotliwości.

Ostatnie z wymienionych powyżej zadań dotyczyło się pomiarowego charakteryzowania detektorów w szerokim zakresie częstotliwości przy użyciu głowicy pomiarowej i VNA. Za pomocą takiego systemu wyznaczono dwuwrotową macierz rozproszenia fotodetektora w zakresie częstotliwości sięgającej 6 GHz, a mając do dyspozycji dobrze określoną macierz głowicy $\mathbf{S}_f$, skutecznie usunięto systematyczne błędy pomiarowe. Wyekstrahowaną macierz fotodetektora przekształcono, korzystając z zależności przytoczonych w rozdz. 2, do postaci impedancji różnicowej, aby móc na jej podstawie wyznaczyć wartości elementów schematu zastępczego, dopasowując obliczaną charakterystykę do ekstrahowanej. Wykorzystano do tego celu specjalną, opracowaną w p. 4.2 procedurę obliczeniową, uzyskując bardzo małe błędy niedopasowania charakterystyk. Udowodniono więc, że opracowany schemat dobrze odwzorowuje właściwości elektryczne fotodetektora w dziedzinie częstotliwości.

Prawidłowość identyfikacji takiego schematu zweryfikowano ostatecznie w systemie eksperymentalnego analizatora elektrooptycznego. Do tego celu wykorzystano NVNA, mierząc w dziedzinie czasu odpowiedź fotodetektora na impulsowe pobudzenie promieniem lasera QCL i porównując ją z wynikiem symulacji tej odpowiedzi obliczonej na podstawie takiego schematu. Należy podkreślić, że zaaranżowany system, którego budowę omówiono w p. 4.3, dzięki wzorcowaniu generatorów HPR w NIST i dokładnie określonej macierzy rozproszenia głowicy, umożliwiał kalibrowane pomiary odpowiedzi impulsowej fotodetektora. W wyniku prowadzonych analiz potwierdzono, że odpowiedź impulsowa otrzymana w wyniku symulacji obwodowej w SPICE jest zgodna z odpowiedzią rzeczywistego fotodetektora.

W ten sposób uzasadniono, że przedstawiona metoda jest odpowiednim i uniwersalnym sposobem opisu właściwości dynamicznych fotodiody HgCdTe, co potwierdza drugą tezę pracy, mówiącą, że opracowany schemat zastępczy pozwoli dostatecznie dokładnie odwzorować wpływ najważniejszych zjawisk zachodzących w detektorze oraz wewnątrz jego obudowy. Dzięki zaaranżowaniu nowatorskiego systemu analizatora elektrooptycznego, potwierdzono również третią tezę pracy, stanowiącą iż zweryfikowanie poprawności skonstruowanego schematu jest możliwe na drodze symulacji komputerowej, aby móc

numerycznie odtworzyć odpowiedź fotodetektora pobudzanego krótkim impulsem świetlnym.

Wnioski z przeprowadzonych doświadczeń były niezbędne, aby móc próbować rozwiązać główny cel rozprawy, tj. móc optymalizować układ połączeń fotodiody średniej podczerwieni z torem wzmacniania modułu detekcyjnego. Ponieważ w wyniku ekstrakcji impedancji w szerokim paśmie i jej modelowania w dziedzinie częstotliwości, otrzymuje się fizyczny schemat zastępczy detektora, na tej podstawie przeanalizowano transmitancję prądową i określono wpływ układu połączeń na szybkość odpowiedzi w module detekcyjnym. Opracowany model wykorzystano do określenia teoretycznego czasu odpowiedzi (pasma przenoszenia) fotodiody PVI oraz PV, odpowiednio w p. 4.3.3 oraz p. 5.1, udowadniając, iż do uzyskania maksymalnej szybkości odpowiedzi w module detekcyjnym należy znacząco skrócić połączenia drutowe oraz obciążyć jej zaciski wzmacniaczem prądowym (transimpedancyjnym). Natknięto się tu jednak na dwa zasadnicze ograniczenia, występujące wskutek:

- konieczności chłodzenia i obecnej technologii montażu fotodiody na szafirowej podkładce,
- braku wzmacniaczy dostępnych handlowo o parametrach odpowiednich do zastosowań w module detekcyjnym z fotodiodą LWIR.

Dlatego stopień wykonalności układu połączeń, jak również wzmacniacza w.cz., należało powiązać z obecną technologią wytwarzania modułów detekcyjnych w VIGO. Aby właściwie podejść do rozwiązania tego problemu należało wykorzystać komputerowe oprogramowanie takie jak: HFSS (badanie rozkładu pola elektromagnetycznego oraz rozkładu temperatury), MO (projektowanie tranzystorowego wzmacniacza w.cz.) oraz SPICE (symulacje obwodowe). Dzięki temu w p. 5.1 zaprojektowano od podstaw moduł detekcyjny o nowej konstrukcji i znacznie rozszerzonym paśmie przenoszenia do około 2,2 GHz. Został on wytworzony w VIGO, a następnie dokładnie przebadany, przede wszystkim pod kątem zastosowań w telekomunikacji. Autor udowodnił więc czwartą tezę rozprawy, w której twierdzono, iż struktura detekcyjna LWIR opracowana w [11, 31] charakteryzuje się pasmem przenoszenia co najmniej 2 GHz, natomiast, aby móc osiągnąć podobne pasmo w module detekcyjnym, należy jednocześnie móc optymalizować konstrukcję połączeń drutowych oraz parametry szerokopasmowego wzmacniacza.

Moduł detekcyjny wdrożono do seryjnej produkcji w VIGO, pod nazwą produktu UHSM [176]. Obecnie znajduje on zastosowanie zarówno w zaawansowanych systemach spektroskopowych [17] jak i telekomunikacyjnych [177, 178]. Tym samym udowodniono, że zastosowanie zaawansowanych technik ekstrakcji i modelowania fotodetektorów jest dla przedsiębiorstwa opłacalne.

Nowe rozwiązania w postaci głowicy pomiarowej oraz metod charakteryzowania i modelowania fotodetektorów przystosowano do warunków produkcyjnych i wdrożono w VIGO w postaci samodzielnego stanowiska pomiarowego - patrz p. 5.2. Służy ono do ekstrakcji schematu zastępczego niemal wszystkich typów⁶ detektorów produkowanych w VIGO, zarówno w funkcji temperatury, jak i napięcia zasilania struktury detekcyjnej.

Główny wysiłek nakierowano na opracowanie standaryzowanych procedur pomiarowych, dlatego działanie tego stanowiska i dokumentowanie wyników pomiarów jest wysoce zautomatyzowane. Dzięki temu dane otrzymane na podstawie pomiarów w stanowisku są przekazywane wprost do procedur do analizy i optymalizacji elektrycznych właściwości obwodu wejściowego układów detekcyjnych. Taka organizacja produkcji spełnia postulaty nowoczesnej organizacji produkcji, określanej jako Przemysł 4.0. Według wstępnych szacunków autora, czas potrzebny na optymalizowanie konstrukcji modułu detekcyjnego skrócono z około 1 h w dotychczasowym trybie pracy technika do kilku minut symulacji komputerowej. Tym samym, opracowując innowacyjne narzędzia pomiarowe dla przemysłu, autor potwierdził ostatnią, piątą tezę rozprawy, w której twierdzono, że dzięki wdrożeniu procedur pomiarowych oraz wsparciu procesu projektowania narzędziami CAD, można będzie dokładnie określić właściwości modułów detekcyjnych jeszcze na etapie ich projektowania, dzięki czemu sam proces seryjnej produkcji tych urządzeń zostanie przyspieszony.

W czasie prowadzenia prac wdrożeniowych w VIGO autor sformułował kilka ogólnych, lecz bardzo ważnych wniosków:

1. Aby móc podtrzymać postęp w technologii wytwarzania szybkich fotodetektorów, jak również modułów detekcyjnych, należy odejść od rutynowych metod pomiaru charakterystyk IV i CV, które często okazują się być zawodne, na rzecz szerokopasmowych pomiarów w głowicy pomiarowej dołączonej do wektorowego analizatora

⁶Można tu wymienić m.in.: fotorezystory, fotodiody pozycjoczułe, detektory fotoelektromagnetyczne i detektory ze stopów grupy materiałów III-V.

obwodów.

2. Wspomaganie procesu produkcji narzędziami CAD daje wiele korzyści, zwłaszcza tym przedsiębiorstwom, które projektują swoją produkcję w myśl postulatów przemysłu 4.0 [63, 64]. Wówczas oprócz produktu, do odbiorcy końcowego można dostarczać model zastępczy kompletnego urządzenia i przyspieszać budowę złożonych systemów optoelektronicznych.
3. Przystosowując metody pomiarowe rodem z laboratorium miernictwa w.cz. do warunków produkcyjnych, w postaci samodzielnych stanowisk i standaryzowanych procedur pomiarowych, można zwiększyć potencjał technologiczny przedsiębiorstwa oraz poprawić uzysk produkcyjny i skrócić czas potrzebny na dostarczenie produktów pod konkretne wymagania klientów.

Wyniki prac i zastosowanie opracowanych metod przedstawiono m.in. w [18, 19, 104, 169, 170, 179] oraz wykorzystano do realizacji w dwu międzynarodowych projektach współfinansowanych przez Unię Europejską pod akronimami PETRA (ang. PETRochemical Analyzer) [180] oraz ACCORDS (ang. Active Coherent Remote Dispersion Spectrometer) [181]. Projekty te prowadzono w latach odpowiednio 2015–2017 oraz 2017 – 2020, a ich celem było stworzenie laserowych systemów spektroskopowych DCS do detekcji wycieków szkodliwych gazów w wolnej przestrzeni w przemyśle petrochemicznym [182]. W trakcie trwania tych projektów wyniki programu „Doktorat Wdrożeniowy” mogły być natychmiast wdrażane do projektowania zaawansowanych urządzeń, których wysoką jakość potwierdzili m.in. badacze z Politechniki Federalnej w Zurychu.

Plan dalszych prac

Planuje się prowadzenie prac nad wykorzystaniem metody SOLR16 do kalibracji innych systemów (głównie pomiarowych) w jakich należy określić wszystkie tory pasożytniczych transmisji. Jednym z takich systemów jest np. stacja do pomiarów *on-wafer*, w której nie zawsze można w łatwy sposób zrealizować dobrze określony stan transmisji, podobnie jak to omówiono w [139].

Ponadto autor planuje rozwijać techniki charakteryzowania oraz modelowania przyrządów optoelektronicznych, również dla telekomunikacji światłowodowej. Ponieważ opar-

cowany analizator elektrooptyczny umożliwia pomiary wielkosygnałowej odpowiedzi fotodetektorów, kolejnym krokiem będzie więc próba opracowania wiarygodnego modelu wielkosygnałowego fotodiody LWIR z HgCdTe. Opracowane techniki pomiarowe planuje się wykorzystać do charakteryzowania przyrządów na inne zakresy spektralne promieniowania, w tym z zakresu widzialnego i terahercowego.

Bibliografia

- [1] A. Rogalski, “HgCdTe infrared detector material: history, status and outlook,” *Rep. Prog. Phys.*, t. 68, nr 10, ss. 2267–2336, sierpień 2005.
- [2] A. Rogalski, P. Martyniuk i M. Kopytko, “Challenges of small-pixel infrared detectors: a review,” *Reports on Progress in Physics*, t. 79, nr 4, s. 046501, marzec 2016. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1088/0034-4885/79/4/046501>
- [3] P. Werle, F. Slemr, K. Maurer, R. Kormann, R. Mücke i B. Jänker, “Near- and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis,” *Opt Laser Eng*, t. 37, nr 2-3, ss. 101–114, luty 2002.
- [4] J. Haas i B. Mizaikoff, “Advances in mid-infrared spectroscopy for chemical analysis,” *Annu. Rev. Anal. Chem.*, t. 9, 07 2016.
- [5] N. S. Prasad, *Optical Communications in the mid-wave IR spectral band*. New York, NY: Springer New York, 2008, ss. 347–391. Dostępny w Internecie: https://doi.org/10.1007/978-0-387-28677-8_8
- [6] H. Kaushal i G. Kaddoum, “Optical communication in space: Challenges and mitigation techniques,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, t. 19, nr 1, ss. 57–96, 2017.
- [7] J. Piotrowski i A. Rogalski, *High-operating-temperature infrared photodetectors*. Bellingham: Spie Press Book, marzec 2007, t. PM169.
- [8] A. Rogalski, P. Martyniuk, M. Kopytko i W. Hu, “Trends in performance limits of the HOT infrared photodetectors,” *Applied Sciences*, t. 11, nr 2, 2021. Dostępny w Internecie: <https://www.mdpi.com/2076-3417/11/2/501>

- [9] Hamamatsu. (2021, sierpień) Katalog. Dostępny w Internecie: <https://www.hamamatsu.com/eu/en/product/type/G7754-01/index.html>
- [10] J. Piotrowski i A. Piotrowski, *Room Temperature IR Photodetectors*. Wiley-Blackwell, 2010, ch. 22, ss. 513–537. Dostępny w Internecie: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470669464.ch22>
- [11] J. Pawluczyk, “Optymalizacja heterostrukтурalnych detektorów długofalowego promieniowania podczerwonego pracujących bez chłodzenia,” Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, 2011.
- [12] D. Lainé, S. Carpenter, M. Al-Jourani i M. Sedgbeer, “Pulsed wideband IR thermal source,” *IEE Proceedings - Optoelectronics*, t. 144, nr 5, ss. 315–322, październik 1997.
- [13] J. Faist, F. Capasso, D. L. Sivco, C. Sirtori, A. L. Hutchinson i A. Y. Cho, “Quantum cascade laser,” *Science*, t. 264, nr 5158, ss. 553–556, 1994. Dostępny w Internecie: <https://science.sciencemag.org/content/264/5158/553>
- [14] R. Q. Yang, “Infrared laser based on intersubband transitions in quantum wells,” *Superlattices Microstruct.*, t. 17, nr 1, ss. 77–83, styczeń 1995.
- [15] I. Vurgaftman i inni., “Interband cascade lasers,” *Journal of Physics D: Applied Physics*, t. 48, nr 12, s. 123001, mar 2015. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/48/12/123001>
- [16] S. Liakat, K. Bors, L. Xu, C. Woods, J. Doyle i C. Gmachl, “Noninvasive in vivo glucose sensing on human subjects using mid-infrared light,” *Biomed. Opt. Express*, t. 5, 07 2014.
- [17] Ł. A. Sterczewski i inni., “Multiheterodyne spectroscopy using interband cascade lasers,” *Opt. Eng.*, t. 57, nr 1, ss. 1 – 12, 2017. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1117/1.OE.57.1.011014>
- [18] N. Doulamis i inni., “WaterSpy: A high sensitivity, portable photonic device for pervasive water quality analysis,” *Sensors*, t. 19, nr 1, 2019. Dostępny w Internecie: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/1/33>

- [19] C. K. Akhgar, G. Ramer, M. Żbik, A. Trajnerowicz, J. Pawluczyk, A. Schwaighofer i B. Lendl, “The next generation of IR spectroscopy: EC-QCL-based mid-IR transmission spectroscopy of proteins with balanced detection,” *Analytical Chemistry*, t. 92, nr 14, ss. 9901–9907, czerwiec 2020.
- [20] X. Pang i inni., “Gigabit free-space multi-level signal transmission with a mid-infrared quantum cascade laser operating at room temperature,” *Opt. Lett.*, t. 42, nr 18, ss. 3646–3649, Sep 2017. Dostępny w Internecie: <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-42-18-3646>
- [21] B. Min, K. Lee i S. Palermo, “A 20gb/s triple-mode (PAM-2, PAM-4, and duobinary) transmitter,” *Microelectron. J.*, t. 43, nr 10, ss. 687–696, październik 2012.
- [22] R. Martini i E. A. Whittaker, “Quantum cascade laser-based free space optical communications,” w *Free-Space Laser Communications*. Springer New York, 2005, ss. 393–406.
- [23] J. Mikołajczyk, Z. Bielecki, M. Bugajski, J. Piotrowski, J. Wojtas, W. Gawron, D. Szabra i A. Prokopiuk, “Analysis of free-space optics development,” *Metrol. Meas. Syst.*, t. 24, nr 4, ss. 653–674, grudzień 2017.
- [24] B. Galwas, *Podstawy telekomunikacji optofalowej*. Warszawska Wyższa Szkoła Informatyki, 2018.
- [25] O. E. DeLange, “Optical heterodyne detection,” *IEEE Spectr.*, t. 5, nr 10, ss. 77–85, październik 1968.
- [26] T. Fortier i E. Baumann, “20 years of developments in optical frequency comb technology and applications,” *Communications Physics*, t. 2, nr 1, grudzień 2019.
- [27] J.-M. Liu, “Photodetection,” w *Principles of Photonics*. Cambridge University Press, ss. 362–395.
- [28] F. Cappelli i inni., “Retrieval of phase relation and emission profile of quantum cascade laser frequency combs,” *Nat. Photonics*, t. 13, nr 8, ss. 562–568, czerwiec 2019.

- [29] M. Piccardo *i inni.*, “Radio frequency transmitter based on a laser frequency comb,” *Proc. Natl. Acad. Sci.*, t. 116, nr 19, ss. 9181–9185, kwiecień 2019.
- [30] I. Coddington, N. Newbury i W. Swann, “Dual-comb spectroscopy,” *Optica*, t. 3, nr 4, ss. 414–426, 3 2016. Dostępny w Internecie: <http://www.osapublishing.org/optica/abstract.cfm?URI=optica-3-4-414>
- [31] J. Pawluczyk, J. Piotrowski, W. Pusz, A. Koźniewski, Z. Orman, W. Gawron i A. Piotrowski, “Complex behavior of time response of HgCdTe HOT photodetectors,” *J. Electron. Mater.*, t. 44, 06 2015.
- [32] M. Kopytko, A. Kębłowski, P. Madejczyk, P. Martyniuk, J. Piotrowski, W. Gawron, K. Grodecki, K. Jóźwikowski i J. Rutkowski, “Optimization of a HOT LWIR HgCdTe photodiode for fast response and high detectivity in zero-bias operation mode,” *J. Electron. Mater.*, ss. 1–11, 05 2017.
- [33] B. Chen, Y. Chen i Z. Deng, “Recent advances in high speed photodetectors for eSWIR/MWIR/LWIR applications,” *Photonics*, t. 8, nr 1, 2021. Dostępny w Internecie: <https://www.mdpi.com/2304-6732/8/1/14>
- [34] T. Ashley i C. Elliott, “Nonequilibrium devices for infra-red detection,” *Electron. Lett.*, t. 21, nr 10, ss. 451–452, maj 1985.
- [35] T. Ashley, C. T. Elliott i A. M. White, “Non-equilibrium devices for infrared detection,” w *Infrared Technology XI*, R. A. Mollicone i I. J. Spiro, Red. SPIE, grudzień 1985.
- [36] J. Mathews, R. Roucka, J. Xie, S.-Q. Yu, J. Menéndez i J. Kouvetakis, “Extended performance GeSn/si(100) p-i-n photodetectors for full spectral range telecommunication applications,” *Appl. Phys. Lett.*, t. 95, nr 13, s. 133506, wrzesień 2009.
- [37] 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. Wireless Compon. Lett.*, t. 12, nr 10, ss. 378–380, październik 2002.
- [38] D. M. Gvozdić, “Analysis of transfer function of metal-semiconductor-metal photodetector equivalent circuit,” *Appl. Phys. Lett.*, t. 70, nr 3, ss. 286–288, styczeń 1997.

- [39] W. Wiatr, L. Opalski, J. Piotrowski i M. Kryszicki, "Modeling interconnects for thermoelectrically cooled infrared detectors," w *2016 21st Int. Conf. Microw., Radar and Wireless Commun. (MIKON)*, maj 2016, ss. 1–4.
- [40] L. J. Opalski i K. Opalska, "Bandwidth broadening of the photodetector signal path," w *2016 MIXDES - 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*, 2016, ss. 168–173.
- [41] *VIGO System S.A.* Dostępny w Internecie: <http://www.vigo.com.pl>
- [42] E. Theocharous, J. Ishii i N. P. Fox, "Absolute linearity measurements on HgCdTe detectors in the infrared region," *Appl. Opt.*, t. 43, nr 21, s. 4182, lipiec 2004.
- [43] *VIGO System S.A.* (2021, lipiec) Katalog. Dostępny w Internecie: <https://vigo.com.pl/downloads/vigo-product-catalogue/>
- [44] K. Opalska i inni., "Small-signal lumped-element equivalent model for high operating temperature infrared photodetectors," w *2016 21st Int. Conf. Microw., Radar and Wireless Commun. (MIKON)*, maj 2016, ss. 1–4.
- [45] L. W. Nagel i D. Pederson, "SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)," Tech. Rep. UCB/ERL M382, kwiecień 1973. Dostępny w Internecie: <http://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1973/22871.html>
- [46] *Advancing the Wireless Revolution*, 2021. Dostępny w Internecie: <https://www.awr.com/awr-software/products/awr-design-environment>
- [47] W. Wiatr, B. Łączyński, J. Piotrowski, L. Opalski i M. Kryszicki, "A broadband test fixture for characterizing circuits mounted inside TO-8 package," w *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, listopad 2015, ss. 1–4.
- [48] A. Rumiantsev i N. Ridler, "VNA calibration," *IEEE Microw. Mag.*, t. 9, nr 3, ss. 86–99, czerwiec 2008.
- [49] R. Kisiel, Z. Szczepański, J. Weremczuk, M. Myśliwiec, J. Piotrowski i P. Kalinowski, "Design and technology of flexible connections for low temperature applications," w *Proceedings of 38th International Microelectronics and Packaging Conference of IMAPS-CPMT*, t. CD, 2014, ss. 1–4.

- [50] J. Weremczuk, J. Piotrowski, P. Kalinowski i R. Kisiel, “Flexible coplanar line of low heat load to cooled infrared detector,” *Procedia Eng.*, t. 120, ss. 1183–1186, 2015, eurosensors 2015. Dostępny w Internecie: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877705815024431>
- [51] M. Myśliwiec, A. Lewandowski, W. Wiatr, J. Weremczuk, Z. Szczepański i R. Kisiel, “Challenges in packaging of IR detectors - technology of elastic electrical connections,” *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, t. 104, s. 012007, styczeń 2016.
- [52] RMT. (2021, wrzesień) Katalog. Dostępny w Internecie: <https://www.rmtltd.ru/products/submounts/butterfly/>
- [53] E. Raj, Z. Lisik, L. Ruta, B. Guzowski, P. Kalinowski i Z. Orman, “Integration of electronic system with electro-thermally cooled IR detector: thermal analysis,” *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, t. 104, s. 012009, styczeń 2016. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/104/1/012009>
- [54] K. Opalska, “Frequency and time domain modeling of high speed amplifier,” w *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2015*, R. S. Romaniuk, Red., t. 9662, International Society for Optics and Photonics. SPIE, 2015, ss. 1261 – 1267. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1117/12.2205603>
- [55] Katarzyna Opalska, “Lumped circuit model of RF amplifier for SPICE simulator,” w *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2014*, R. S. Romaniuk, Red., t. 9290, International Society for Optics and Photonics. SPIE, 2014, ss. 924 – 930. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1117/12.2075021>
- [56] L. J. Opalski, “Efficient global sensitivity analysis method for models of systems with functional outputs,” w *2015 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2015, ss. 1–4.
- [57] C. Mittermayer i A. Steininger, “On the determination of dynamic errors for rise time measurement with an oscilloscope,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, t. 48, nr 6, ss. 1103–1107, 1999.

- [58] VIGO System S.A. (2021, wrzesień) Aplikacje. Dostępny w Internecie: <https://vigo.com.pl/baza-wiedzy/aplikacje/>
- [59] MarketsandMarkets. (2021, sierpień) Infrared Detector Market by Type (MCT, InGaAs, Pyroelectric, Thermopile, Microbolometer, and Others), Technology (Cooled and Uncooled), Wavelength (NIR & SWIR, MWIR, and LWIR), Application, Vertical, and Geography - Global Forecast to 2025. Dostępny w Internecie: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/ir-detector-market-161116561.html>
- [60] YOLE Development, “Infrared LEDs and Laser Diodes: Technology, Applications and Industry Trends,” Tech. Rep., październik 2018. Dostępny w Internecie: https://s3.i-micronews.com/uploads/2019/01/YD18039-IR_LEDS_AND_LASERS_2018_-_TECHNOLOGY_APPLICATIONS_AND_INDUSTRY_TRENDS_flyer_web.pdf
- [61] K. Schwab, *Shaping the future of the fourth industrial revolution : a guide to building a better world*. London UK: Portfolio Penguin, listopad 2018.
- [62] I. Torn i T. Vaneker, “Mass personalization with industry 4.0 by SMEs: a concept for collaborative networks,” *Procedia Manufacturing*, t. 28, ss. 135–141, 2019.
- [63] L. Thames i D. Schaefer, “Software-defined cloud manufacturing for industry 4.0,” *Procedia CIRP*, t. 52, ss. 12–17, 2016.
- [64] N. Velásquez, E. Estevez i P. Pesado, “Cloud computing, big data and the industry 4.0 reference architectures,” *J. Comput. Sci. Technol.*, t. 18, nr 03, s. e29, grudzień 2018.
- [65] Hewlett-Packard, “In-fixture measurements using vector network analyzers,” Tech. Rep. Application Note 1287-9, maj 1999. Dostępny w Internecie: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-5329E.pdf>
- [66] “NIR Versus Mid-IR: How to Choose,” *Spectroscopy*, t. 21, nr 4, 20 2006. Dostępny w Internecie: <https://www.spectroscopyonline.com/view/nir-versus-mid-ir-how-choose>
- [67] C. M. Snowden, Red., *Semiconductor Device Modelling*. Springer London, 1989.

- [68] W. Gawron, P. Martyniuk, P. Madejczyk, A. Rogalski i J. Piotrowski, "Modeling of HgCdTe LWIR detector for high operation temperature conditions," *Metrol. Meas. Syst.*, nr No 2, ss. 159–170, 2013. Dostępny w Internecie: http://journals.pan.pl/Content/90101/PDF/Journal10178-VolumeXX%20Issue2_01.pdf
- [69] P. Martyniuk, P. Madejczyk, M. Kopytko, W. Gawron i J. Rutkowski, "Utmost response time of long-wave HgCdTe photodetectors operating under zero voltage condition," *Opt. Quantum. Electron.*, t. 50, nr 1, grudzień 2017.
- [70] P. Madejczyk, W. Gawron, A. Kęłowski i A. Piotrowski, "MOCVD grown HgCdTe heterostructures," w *Chemical Vapor Deposition - Recent Advances and Applications in Optical, Solar Cells and Solid State Devices*. InTech, sierpień 2016.
- [71] P. Martyniuk, W. Gawron, D. Stępień, J. Pawluczyk, A. Kęłowski, P. Madejczyk, M. Kopytko i A. Koźniewski, "Status of long-wave Auger suppressed HgCdTe detectors operating > 200 K," *Opto-Electronics Review*, t. vol. 23, nr No 4, ss. 278–286, 2015. Dostępny w Internecie: http://journals.pan.pl/Content/116151/PDF/opelre_2015_36.pdf
- [72] S. Laux, "Techniques for small-signal analysis of semiconductor devices," *IEEE Trans. Electron Devices*, t. 32, nr 10, ss. 2028–2037, październik 1985.
- [73] O. Nelles, *Nonlinear System Identification*. Springer Berlin Heidelberg, marzec 2013. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/33666482/oliver_nelles_nonlinear_system_identification.html
- [74] J. Wood, D. Root i N. Tufillaro, "A behavioral modeling approach to nonlinear model-order reduction for RF/microwave ICs and systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 52, nr 9, ss. 2274–2284, wrzesień 2004.
- [75] C. Dereniak, *Optical Radiation Detectors*. Wiley, wrzesień 1984. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/3597657/dereniak_crowe_optical_radiation_detectors.html
- [76] M. Reine, A. Sood i T. Tredwell, "Chapter 6 photovoltaic infrared detectors," w *Semiconductors and Semimetals*. Elsevier, 1981, ss. 201–311.

- [77] M. Achouche, G. Glastre, C. Caillaud, M. Lahrichi, M. Chtioui i D. Carpentier, “In-GaAs communication photodiodes: From low- to high-power-level designs,” *IEEE Photon. J.*, t. 2, nr 3, ss. 460–468, czerwiec 2010.
- [78] A. O. Goushcha i B. Tabbert, “On response time of semiconductor photodiodes,” *Opt. Eng.*, t. 56, nr 09, s. 1, wrzesień 2017.
- [79] M. Kopytko, P. Martyniuk, P. Madejczyk, K. Jóźwikowski i J. Rutkowski, “High frequency response of LWIR HgCdTe photodiodes operated under zero-bias mode,” *Opt. Quantum. Electron.*, t. 50, nr 2, styczeń 2018.
- [80] J. M. T. Pereira i J. P. N. Torres, “Frequency response optimization of dual depletion InGaAs/InP PIN photodiodes,” *Photonic Sensors*, t. 6, nr 1, ss. 63–70, styczeń 2016.
- [81] P. Capper i J. Garland, Red., *Mercury Cadmium Telluride*. Wiley, wrzesień 2010.
- [82] P. Fay, M. Arafa, W. Wohlmuth, C. Caneau, S. Chandrasekhar i I. Adesida, “Design, fabrication, and performance of high-speed monolithically integrated InAlAs/InGaAs/InP MSM/HEMT photoreceivers,” *J. Light. Technol.*, t. 15, nr 10, ss. 1871–1879, 1997.
- [83] P. Horowitz, *The art of electronics*. Cambridge England New York: Cambridge University Press, 1989.
- [84] S. Schiller, “Spectrometry with frequency combs,” *Opt. Lett.*, t. 27, nr 9, s. 766, maj 2002.
- [85] S. Lambert-Girard, M. Allard, M. Piché i F. Babin, “Differential optical absorption spectroscopy lidar for mid-infrared gaseous measurements,” *Appl. Opt.*, t. 54, nr 7, s. 1647, luty 2015.
- [86] A. Rogalski, M. Kopytko, P. Martyniuk i W. Hu, “Comparison of performance limits of HOT HgCdTe photodiodes with 2D material infrared photodetectors,” *Opto-Electronics Rev.*, t. 28, nr 2, ss. 82–92, 2020. Dostępny w Internecie: http://journals.pan.pl/Content/115772/PDF/OPELRE-00017-2020-02_A_Rogalski.pdf
- [87] P. E. Petersen, “Chapter 4 Auger Recombination in Mercury Cadmium Telluride,” w *Mercury Cadmium Telluride*. Elsevier, 1981, ss. 121–155.

- [88] Ł. Ciura, A. Kolek, W. Gawron, A. Kowalewski i D. Stanaszek, “Measurements of low frequency noise of infrared photo-detectors with transimpedance detection system,” *Metrol. Meas. Syst.*, t. 21, nr 3, ss. 461–472, sierpień 2014.
- [89] M. A. Haidekker, “Solving differential equations in the laplace domain,” w *Linear Feedback Controls*. Elsevier, 2013, ss. 27–56.
- [90] C. Chen, N. H. Zhu, S. J. Zhang i Y. Liu, “Characterization of parasitics in TO-packaged high-speed laser modules,” *IEEE Trans. Adv. Packag.*, t. 30, nr 1, ss. 97–103, luty 2007.
- [91] J. Ruiz-Amaya, M. Delgado-Restituto i A. Rodriguez-Vazquez, “Accurate settling-time modeling and design procedures for two-stage miller-compensated amplifiers for switched-capacitor circuits,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, t. 56, nr 6, ss. 1077–1087, czerwiec 2009.
- [92] A. Antonov, “Oscillation processes as a tool of physics cognition,” *American Journal of Scientific and Industrial Research*, t. 1, nr 2, ss. 342–349, wrzesień 2010.
- [93] N. Holte, “Simulation of crosstalk in twisted pair cables,” w *Proceedings of the 7th Nordic Signal Processing Symposium - NORSIG 2006*. IEEE, czerwiec 2006.
- [94] S. Kim i D. Neikirk, “Compact equivalent circuit model for the skin effect,” w *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. IEEE.
- [95] H. Nakano, S. Sasaki, M. Maeda i K. Aiki, “Dual-in-line laser diode module for fiber-optic transmission up to 4 Gbit/s,” *J. Light. Technol.*, t. 5, nr 10, ss. 1403–1411, 1987.
- [96] J. Lee, S. Nam, S. Lee i J. Jeong, “A complete small-signal equivalent circuit model of cooled butterfly-type 2.5 gbps DFB laser modules and its application to improve high frequency characteristics,” *IEEE Trans. Adv. Packag.*, t. 25, nr 4, ss. 543–548, listopad 2002.
- [97] A. Bartlett, “LXXXIV.an extension of a property of artificial lines,” *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, t. 4, nr 24, ss. 902–907, listopad 1927.

- [98] K. Grodecki, P. Martyniuk, M. Kopytko, A. Kowalewski, D. Stępień, A. Kębłowski, A. Piotrowski, J. Piotrowski, W. Gawron i A. Rogalski, “Fast response HOT (111) HgCdTe MWIR detectors,” *Metrol. Meas. Syst.*, t. 24, nr 3, ss. 509–514, wrzesień 2017.
- [99] W. Wiatr i M. Schmidt-Szalowski, “The multistate radiometer: a novel means for impedance and noise temperature measurement,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, t. 46, nr 2, ss. 486–489, kwiecień 1997.
- [100] S. A. Maas, *Noise in Linear and Nonlinear Circuits*. ARTECH HOUSE INC, sierpień 2005. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/4010598/stephen_a_maas_noise_in_linear_and_nonlinear_circuits.html
- [101] Z. Bielecki, K. Achtenberg, M. Kopytko, J. Mikołajczyk, J. Wojtas i A. Rogalski, “Bulletin of the polish academy of sciences: Technical sciences,” 2022.
- [102] *4200A-SCS Parameter Analyzer*, Keithley. Dostępny w Internecie: <https://www.tek.com/en/datasheet/4200a-scs-parameter-analyzer>
- [103] M. Hiebel, *Fundamentals of Vector Network Analysis*. Rohde & Schwarz, 2007.
- [104] M. Żbik, J. Szatkowski i W. Wiatr, “Time-domain characterization of high-speed mid-infrared photodetectors using a laser-based non-linear vector network analyzer system,” w *2020 23rd Int. Conf. Microw., Radar and Wireless Commun. (MIKON)*, 2020, ss. 263–267.
- [105] D. Rytting, “ARFTG 50 year network analyzer history,” w *2008 71st ARFTG Microwave Measurement Conference*. IEEE, czerwiec 2008.
- [106] N. Shoaib, *Vector Network Analyzer (VNA) Measurements and Uncertainty Assessment*. Springer-Verlag GmbH, wrzesień 2016. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/27990348/nosherwan_shoaib_vector_network_analyzer_vna_measurements_and_uncertainty_assessment.html
- [107] T. Morawski, *Pola i fale elektromagnetyczne*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 2017.

- [108] D. K. Rytting, “Network analyzer accuracy overview,” w *58th ARFTG Conference Digest*. IEEE, listopad 2001.
- [109] R. Bauer i P. Penfield, “De-embedding and unterminating,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 22, nr 3, ss. 282–288, marzec 1974.
- [110] M. Schramm, M. Hrobak, J. Schur, L.-P. Schmidt i M. Konrad, “MOS-16: A new method for in-fixture calibration and fixture characterization,” w *77th ARFTG Microwave Measurement Conference*. IEEE, czerwiec 2011.
- [111] H.-P. Company, *S-parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*, ser. Application note: Hewlett-Packard Company. Hewlett Packard, 1968.
Dostępny w Internecie: <https://books.google.pl/books?id=7C1NmWEACAAJ>
- [112] J. A. Dobrowolski, *Scattering Parameters in RF and Microwave Circuit Analysis and Design*. Artech House Publishers, 2016.
- [113] T. Carrasco, J. Sieiro, J. M. Lopez Villegas, N. Vidal, R. Gonzalez-Echevarría i E. Roca, “Mixed-mode impedance and reflection coefficient of two-port devices,” *Progress in Electromagnetics Research*, t. 130, ss. 411–428, 01 2012.
- [114] D. Bockelman i W. Eisenstadt, “Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 43, nr 7, ss. 1530–1539, lipiec 1995.
- [115] G. F. Engen, *Microwave Circuit Theory and Foundations of Microwave Metrology*, ser. IEE Electrical Measurement Series. Peter Peregrinus, for the Institution of Electrical Engineers, 1992.
- [116] J. Fitzpatrick, “Error models for systems measurement,” *Microwave Journal*, ss. 63–66, maj 1978.
- [117] R. B. Marks, “Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms,” w *50th ARFTG Conference Digest*. IEEE, grudzień 1997.
- [118] S. Vandenberghe, D. Schreurs, G. Carchon, B. Nauwelaers i W. D. Raedt, “Identifying error-box parameters from the twelve-term vector network analyzer error model,” w *60th ARFTG Conference Digest, Fall 2002*. IEEE, 2002.

- [119] R. A. Speciale, "A generalization of the TSD network-analyzer calibration procedure, covering n-port scattering-parameter measurements, affected by leakage errors," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, t. 25, nr 12, ss. 1100–1115, grudzień 1977.
- [120] J. Butler, D. Rytting, M. Iskander, R. Pollard i M. V. Bossche, "16-term error model and calibration procedure for on-wafer network analysis measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 39, nr 12, ss. 2211–2217, 1991.
- [121] H. V. Hamme i M. V. Bossche, "Flexible vector network analyzer calibration with accuracy bounds using an 8-term or a 16-term error correction model," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 42, nr 6, ss. 976–987, czerwiec 1994.
- [122] H. Heuermann i B. Schiek, "Results of network analyzer measurements with leakage errors corrected with the TMS-15-term procedure," w *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*. IEEE, 1994.
- [123] J. W. Helton i R. A. Speciale, "A complete and unambiguous solution to the Super-TSD multiport-calibration problem," w *1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1983, ss. 251–252.
- [124] K. Silvonen, "LMR 16-a self-calibration procedure for a leaky network analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 45, nr 7, ss. 1041–1049, lipiec 1997.
- [125] K. Silvonen, *New Five-Standard Calibration Procedures for Network Analyzers and Wafer Probes*, ser. Circuit Theory Laboratory Report Series. Helsinki University of Technology, Circuit Theory Laboratory, 1994, nr CT-19.
- [126] M. Wojnowski, V. Issakov, G. Sommer i R. Weigel, "Multimode TRL calibration technique for characterization of differential devices," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 60, nr 7, ss. 2220–2247, lipiec 2012.
- [127] P. Leuchtmann i J. Rufenacht, "On the calculation of the electrical properties of precision coaxial lines," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, t. 53, nr 2, ss. 392–397, kwiecień 2004.

- [128] M. Kossel, P. Leuchtman i J. Rufenacht, “Traceable correction method for complex reflection coefficient using calculable air line impedance standards,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 53, nr 2, ss. 398–405, kwiecień 2004.
- [129] W. Kruppa i K. Sodomsy, “An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set (correspondence),” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 19, nr 1, ss. 122–123, styczeń 1971.
- [130] G. Engen i C. Hoer, “Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 27, nr 12, ss. 987–993, grudzień 1979.
- [131] R. Marks, “A multiline method of network analyzer calibration,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 39, nr 7, ss. 1205–1215, lipiec 1991.
- [132] D. Williams, C. Wang i U. Arz, “An optimal multiline TRL calibration algorithm,” w *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*. IEEE.
- [133] A. Lewandowski, D. F. Williams, P. D. Hale, J. C. M. Wang i A. Dienstfrey, “Covariance-based vector-network-analyzer uncertainty analysis for time- and frequency-domain measurements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 58, nr 7, ss. 1877–1886, lipiec 2010.
- [134] A. Rumiantsev, S. L. Sweeney i P. L. Corson, “Comparison of on-wafer multiline TRL and LRM+ calibrations for RF CMOS applications,” w *2008 72nd ARFTG Microwave Measurement Symposium*. IEEE, grudzień 2008.
- [135] A. Ferrero i F. Sanpietro, “A simplified algorithm for leaky network analyzer calibration,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, t. 5, nr 4, ss. 119–121, kwiecień 1995.
- [136] C. Liu, A. Wu, C. Li i N. Ridler, “A new SOLT calibration method for leaky on-wafer measurements using a 10-term error model,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 66, nr 8, ss. 3894–3900, sierpień 2018.
- [137] R. Doemer i A. Rumiantsev, “Verification of the wafer-level LRM calibration technique for GaAs applications up to 110 GHz,” w *65th ARFTG Conference Digest, 2005. Spring 2005*. IEEE.

- [138] A. Ferrero i U. Pisani, "Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru'," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, t. 2, nr 12, ss. 505–507, grudzień 1992.
- [139] S. Basu i L. Hayden, "An SOLR calibration for accurate measurement of orthogonal on-wafer DUTs," w *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. IEEE.
- [140] A. Abramowicz, A. Lewandowski i W. Wiatr, "Electromagnetic and circuit modeling of the pin gap effect in coaxial connectors up to 110 GHz," w *2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*. IEEE, wrzesień 2011.
- [141] A. Lewandowski, "Multi-frequency approach to vector-network-analyzer scattering-parameter measurements," Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, 2010.
- [142] A. Ferrero i U. Pisani, "QSOLT: A new fast calibration algorithm for two port s parameter measurements," w *38th ARFTG Conference Digest*. IEEE, grudzień 1991.
- [143] H.-J. Eul i B. Schiek, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 39, nr 4, ss. 724–731, kwiecień 1991.
- [144] H. Heuermann, "Sure methods of on-wafer scattering parameter measurements with self-calibration procedures," w *47th ARFTG Conference Digest*. IEEE, czerwiec 1996.
- [145] K. Dahlberg i K. Silvonen, "A method to determine LRRM calibration standards in measurement configurations affected by leakage," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 62, nr 9, ss. 2132–2139, wrzesień 2014.
- [146] K. Silvonen, K. Dahlberg i T. Kiuru, "16-term error model in reciprocal systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 60, nr 11, ss. 3551–3558, listopad 2012.
- [147] C. R. Curry, "How to calibrate through balun transformers to accurately measure balanced systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 51, nr 3, ss. 961–965, marzec 2003.

- [148] N. Maeda, S. Fukui, T. Sekine i Y. Takahashi, "S-parameter estimation for a multiport connection and a multiport device with non-common ground," w *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, wrzesień 2014, ss. 838–843.
- [149] M. Hiebel, "Vector network analyzer (vna) calibration: the basics," *White Paper*, 2008.
- [150] J. Randa, W. Wiatr i R. Billinger, "Comparison of methods for adapter characterization," w *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*. IEEE.
- [151] Keysight, "Specifying Calibration Standards for the Agilent 8510 Network Analyzer," Tech. Rep. Application Note 8510-5B, czerwiec 2006. Dostępny w Internecie: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5956-4352.pdf>
- [152] Y. Zhang, K. Silvonen i N. H. Zhu, "Measurement of a reciprocal four-port transmission line structure using the 16-term error model," *Microw Opt Techn Let*, t. 49, nr 7, ss. 1511–1515, 2007.
- [153] M. Abramowicz i W. Wiatr, "A broadband test setup for differential mode measurement of infrared photodiodes in TO-8 package," w *2018 22nd Int. Conf. Microw., Radar and Wireless Commun. (MIKON)*, Poznań, Poland, maj 2018.
- [154] A. Gronefeld i B. Schiek, "Network-analyzer self-calibration with four or five standards for the 15-term error-model," w *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. IEEE.
- [155] H. Heuermann i B. Schiek, "15-term self-calibration methods for the error-correction of on-wafer measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, t. 46, nr 5, ss. 1105–1110, 1997.
- [156] M. Neumayer i T. Bretterklieber, "Estimation of a 4-port scatter matrix from 2-port measurements," w *2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, maj 2014, ss. 221–225.
- [157] N. Maeda, S. Fukui, T. Sekine i Y. Takahashi, "An indirect measurement method for multiport s-parameters with reduced number of measurements," w *2016 IEEE*

- International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*. IEEE, lipiec 2016.
- [158] S. Wagner i R. Stolle, “15-term self-calibration without an ideal THRU- or LINE-standard,” w *2018 91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*. IEEE, czerwiec 2018.
- [159] B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio i I. Molina-Fernandez, “Design and implementation of DC–20-GHz lumped resistor matched loads for planar microwave circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 57, nr 10, ss. 2439–2443, październik 2009.
- [160] S. C. D. Roy, “Some little-known facts about transmission lines and some new results,” *IEEE Trans. Educ.*, t. 53, nr 4, ss. 556–561, listopad 2010.
- [161] K. Coperich, J. Morsey, V. Okhmatovski, A. Cangellaris i A. Ruehli, “Systematic development of transmission-line models for interconnects with frequency-dependent losses,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 49, nr 10, ss. 1677–1685, 2001.
- [162] A. Rumiantsev, R. Doerner i F. Lenk, “Impact of in-situ TRL reference impedance determination on parameter extraction,” w *2012 42nd European Microwave Conference*. IEEE, październik 2012.
- [163] K. B. Petersen i M. S. Pedersen, “The matrix cookbook,” listopad 2012, version 20121115. Dostępny w Internecie: <http://www2.compute.dtu.dk/pubdb/pubs/3274-full.html>
- [164] J. Helszajn, “Measurement of symmetrical waveguide discontinuities using the eigenvalue approach,” *IEE Proceedings H Microwaves, Optics and Antennas*, t. 127, nr 2, s. 74, 1980.
- [165] J. P. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements*. Wiley, maj 2020. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/39147414/joel_p_dunsmore_handbook_of_microwave_component_measurements.html
- [166] B. Elamaram, R. Pollard i S. Iezekiel, “Implementation and calibration of a two-port electrooptic network analyzer,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, t. 9, nr 9, ss. 369–371, 1999.

- [167] A. Ferrero, G. Ghione i M. Pirola, “A new, simple, test-set for on-wafer characterization of millimeter-wave electro-optic devices,” w *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*. IEEE, 2000.
- [168] A. Godard, “Infrared (2-12 μm) solid-state laser sources: a review,” *Comptes Rendus Physique*, t. 8, nr 10, ss. 1100–1128, grudzień 2007.
- [169] M. Żbik, “Sub-nanosecond pulsed quantum cascade laser driver.” Optical Society of America, 2019, s. AF3K.7. Dostępny w Internecie: http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=CLEO_AT-2019-AF3K.7
- [170] M. Żbik i P. Wieczorek, “Charge-line dual-FET high-repetition-rate pulsed laser driver,” *Applied Sciences*, t. 9, nr 7, s. 1289, marzec 2019.
- [171] A. Ghose, B. Bunz, J. Weide i G. Kompa, “Extraction of nonlinear parameters of dispersive avalanche photodiode using pulsed RF measurement and quasi-DC optical excitation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 53, nr 6, ss. 2082–2087, czerwiec 2005.
- [172] M. Bieler, H. Fuser i K. Pierz, “Time-domain optoelectronic vector network analysis on coplanar waveguides,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 63, nr 11, ss. 3775–3784, listopad 2015.
- [173] P. Roblin, *Nonlinear RF Circuits and Nonlinear Vector Network Analyzers*. Cambridge University Press, 2009.
- [174] “Extension kit for R&S vector network analysers characterisation of nonlinear RF/HF components in time and frequency domain,” <http://www.nmdg.be/>, 2011.
- [175] A. Gajewski, “TRIZ – inwentyczna metoda rozwiązywania problemów,” *Zeszyty Naukowe Uniwersytetu Ekonomicznego w Krakowie*, nr 924, ss. 7–19, 2013.
- [176] VIGO System S.A. (2021, lipiec) Nota katalogowa UHSM-10.6. Dostępny w Internecie: <https://z7r8z4w7.stackpathcdn.com/wp-content/uploads/2021/04/UHSM-10.6-datasheet.pdf>
- [177] A. Herdt, “The laser-as-detector approach exploiting mid-infrared emitting inter-band cascade lasers: A potential for spectroscopy and communication applications,” 2020.

- [178] S. Pirotta, N.-L. Tran, A. Jollivet, G. Biasiol, P. Crozat, J.-M. Manceau, A. Bossekou i R. Colombelli, “Fast amplitude modulation up to 1.5 GHz of mid-IR free-space beams at room-temperature,” *Nature Communications*, t. 12, nr 1, luty 2021.
- [179] M. Żbik, J. Szatkowski i W. Wiatr, “Pulse response characterization of the mid-infrared photodetectors in nonlinear vector network analyzer system (Conference Presentation),” w *Infrared Technology and Applications XLVI*, t. 11407, International Society for Optics and Photonics. SPIE, 2020. Dostępny w Internecie: <https://doi.org/10.1117/12.2566978>
- [180] VIGO System S.A. (2021, sierpień) PETRA. Dostępny w Internecie: <https://vigo.com.pl/o-nas/projekty-badawcze/eurostars/petra/>
- [181] ——. (2021, sierpień) ACCORDS. Dostępny w Internecie: <https://vigo.com.pl/o-nas/projekty-badawcze/eurostars/accords/>
- [182] M. Geiser, J. L. Klocke, M. Mangold, P. Allmendinger, A. Hugi, P. Jouy, B. Horvath, J. Faist i T. Kottke, “Single-shot microsecond-resolved spectroscopy of the bacteriorhodopsin photocycle with quantum cascade laser frequency combs,” *Biophys. J.*, t. 114, nr 3, s. 173a, luty 2018.
- [183] R. B. Marks, “Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch terms,” w *50th ARFTG Conference Digest*, 1997, ss. 115–126.
- [184] R. B. Marks i D. F. Williams, “A general waveguide circuit theory,” *Journal of research of the National Institute of Standards and Technology*, t. 97, ss. 533–562, wrzesień 1992.
- [185] A. Ferrero, V. Teppati, M. Garelli i A. Neri, “A novel calibration algorithm for a special class of multiport vector network analyzers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, t. 56, nr 3, ss. 693–699, marzec 2008.
- [186] Keysight. (2021, sierpień) Katalog. Dostępny w Internecie: <https://www.keysight.com/zz/en/products/network-analyzers/pna-network-analyzers/pna-network-analyzers>

- [187] Rohde&Schwarz. (2021, sierpień) Katalog. Dostępny w Internecie: https://www.rohde-schwarz.com/us/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-zna-vector-network-analyzers_63493-551810
- [188] A. Orii, M. Suizu, S. Amakawa, K. Katayama, K. Takano, M. Motoyoshi, T. Yoshida i M. Fujishima, “On the length of THRU standard for TRL de-embedding on Si substrate above 110 GHz,” w *2013 IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS)*, 2013, ss. 81–86.
- [189] G. D. Vendelin, A. M. Pavio i U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. WILEY, czerwiec 2005. Dostępny w Internecie: https://www.ebook.de/de/product/3616312/george_d_vendelin_anthony_m_pavio_ulrich_l_rohde_microwave_circuit_design_using_linear_and_nonlinear_techniques.html
- [190] W. V. Moer i L. Gomme, “NVNA versus LSNA: enemies or friends?” *IEEE Microw. Mag.*, t. 11, nr 1, ss. 97–103, luty 2010.
- [191] E. F. Da Silva i M. K. McPhun, “Calibration techniques for one port measurement,” t. 21, ss. 97–100, czerwiec 1978.
- [192] “IEEE standard for electrical characterization of printed circuit board and related interconnects at frequencies up to 50 ghz,” *IEEE Std 370-2020*, ss. 1–147, 2021.
- [193] *11.3 Gbps Limiting Transimpedance Amplifier With RSSI*, Texas Instruments. Dostępny w Internecie: <https://www.ti.com/lit/gpn/onet8531t>
- [194] W. Bolton, “Chapter 10 - system response,” w *Instrumentation and Control Systems (Third Edition)*, third edition ed., W. Bolton, Red. Newnes, 2021, ss. 227–256. Dostępny w Internecie: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128234716000101>
- [195] M. Azadeh, “Signal characterization and representation,” w *Optical Networks*. Springer US, 2009, ss. 61–93.

Lista symboli

Wykaz symboli:

$\mathbf{0}$	macierz zerowa o wymiarze dwa
$\mathbf{a}$	wektor fal padających na wielowrotnik
A	powierzchnia aktywna (fizyczna) struktury fotodiody
a	fala padająca na wrota jednowrotnika
$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$	mnożenie Kroneckera macierzy $\mathbf{A}$ przez macierz $\mathbf{B}$
$\mathbf{A}^{-1}$	odwrotność macierzy $\mathbf{A}$
$\mathbf{A}^T$	transpozycja macierzy $\mathbf{A}$
$\mathbf{A}^{-T}$	odwrotność transponowanej macierzy $\mathbf{A}$
$\mathbf{a}^T$	transpozycja wektora $\mathbf{a}$
$\text{vec}(\mathbf{A})$	transformacja macierzy $\mathbf{A}$ w wektor kolumnowy $[a_{11}, a_{21}, a_{31}, \dots, a_{12}, a_{22}, a_{32}, \dots]^T$, tzw. wektoryzacja
a_i	fala padająca na i-te wrota wielowrotnika
α	część rzeczywista współczynnika propagacji γ nazywana stałą tłumienia
$\mathbf{b}$	wektor fal odbitych od wielowrotnika
b	fala odbita od wrót jednowrotnika
β	część urojona współczynnika propagacji γ nazywana stałą fazową
b_i	fala odbita od i-tych wrót wielowrotnika

C	pojemność wielkosygnałowa
c	pojemność małosygnałowa
δ	błąd dopasowania modelu fotodetektora do danych pomiarowych
D^*	widmowa wykrywalność znormalizowana, wyrażana w jednostce Jones lub $\frac{\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$
η	wydajność kwantowa, wyrażana jako liczba z przedziału od 0 do 1
f	częstotliwość, pasmo przenoszenia
Γ	współczynnik odbicia
γ	współczynnik propagacji linii transmisyjnej $\gamma = \alpha + j\beta$
Γ_c	sumacyjny współczynnik odbicia symetrycznego i odwracalnego dwuwrotnika (ang. common-mode reflection coefficient)
Γ_d	różnicowy współczynnik odbicia symetrycznego i odwracalnego dwuwrotnika (ang. differential-mode reflection coefficient)
$\mathbf{\Gamma}$	macierz wielorodzajowych współczynników odbicia symetrycznego i odwracalnego dwuwrotnika
H	wysokość wykresu oka
I	prąd stały lub zespolony wskaz prądu
i	zespolona fala fotoprądu
k	sprzężenie magnetyczne
$k_d(s)$	małosygnałowa transmitancja prądowa układu jednobiegunowego
K_d	stopień podziału dzielnika prądowego układu jednobiegunowego
$k_f(s)$	małosygnałowa transmitancja układu dwubiegunowego
K_f	stopień podziału dzielnika prądowego układu dwubiegunowego
L	indukcyjność
λ	długość fali promieniowania świetlnego

n	półprzewodnik domieszkowany o przewodnictwie elektronowym
N^+	półprzewodnik silnie domieszkowany typu n
P	moc elektryczna lub optyczna
p	półprzewodnik domieszkowany o przewodnictwie dziurowym
P^+	półprzewodnik silnie domieszkowany typu p
R	rezystancja wielkosygnałowa, stałoprądowa
r	małosygnałowa rezystancja
R_i	czułość prądowa fotodetektora
r_l	małosygnałowa rezystancja obciążenia fotodiody
r_p	małosygnałowa rezystancja złącza fotodiody
r_s	małosygnałowa rezystancja szeregową fotodiody
$\mathbf{S}$	macierz rozproszenia dwuwrotnika
s	parametry rozproszenia macierzy głowicy $\mathbf{S}_f$ lub części zespolona transmitancji $s = 2j \Pi f$
S_{cc}	parametr rozproszenia dowolnego dwuwrotnika przy pobudzeniu sumacyjnym
S_{cd}	współczynnik konwersji międzymodowej z rodzaju różnicowego do sumacyjnego dowolnego dwuwrotnika
S_{dc}	współczynnik konwersji międzymodowej z rodzaju sumacyjnego do różnicowego dowolnego dwuwrotnika
S_{dd}	parametr rozproszenia dowolnego dwuwrotnika przy pobudzeniu różnicowym
$\mathbf{S}_f$	macierz rozproszenia głowicy pomiarowej
$\mathbf{S}_m$	nieskorygowana macierz rozproszenia dwuwrotnika
$\mathbf{S}_{mm}$	macierz $\mathbf{S}$ w zapisie wielorodzajowym
$\mathbf{S}$	macierz rozproszenia wielowrotnika

$\mathbf{T}$	macierz transmisyjna dwuwrotnika
t	czas
τ	stała czasowa
t_u	czas ustalania odpowiedzi impulsowej układu dwubiegunowego
t_r, t_f	czas narastania (opadania) odpowiedzi impulsowej, wyrażany jako czas potrzebny na wzrost (spadek) amplitudy impulsu z 10 % do 90 % (90 % do 10 %) wartości w stanie ustalonym
T	temperatura
U	napięcie stałe lub zespolony wskaz napięcia
$u_{p\%}$	przergulowanie odpowiedzi impulsowej układu dwubiegunowego, wyrażane w %
U_b	napięcie stałe zasilania fotodetektora
W	szerokość wykresu oka
Y	admitancja
Y_0	admitancja falowa odniesienia $\frac{1}{50}$ S
Z	impedancja
Z_0	impedancja falowa odniesienia 50 Ω
ζ	współczynnik tłumienia oscylacji transmitancji dwubiegunowej

Wykaz skrótów:

ADC	przetwornik analogowo-cyfrowy (ang. Analog to Digital Converter)
ADS	ang. Advanced Design Studio, oprogramowanie do symulowania układów w.cz. od Keysight
Ag	srebro
Al ₂ O ₃	ceramika alundowa
AM	modulacja amplitudowa (ang. Amplitude Modulation)

As	arsen
BER	wskaźnik stopy błędów transmisji cyfrowej (ang. Bit Error Rate)
CAD	projektowanie wspomagane komputerowo (ang. Computer Aided Design)
CV	charakterystyka pojemnościowo-napięciowa
DCS	spektrofotometria z dwoma grzebieniami częstotliwości (ang. Dual-Comb Spectroscopy)
FC	grzebień częstotliwości (ang. Frequency Comb)
FM	modulacja częstotliwościowa (ang. Frequency Modulation)
FSO	telekomunikacja w wolnej przestrzeni (ang. Free-Space Optical communication)
Ga	gal
Ge	german
GPIB	łącze danych wykorzystywane w automatycznych systemach pomiarowych (ang. General Purpose Interface Bus), inaczej IEEE-488
HFSS	z ang. High Frequency Simulation Software, program do symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego od Ansys
HgCdTe	tellurek kadmowo-rtęciowy
HOT	fotodetektory średniej podczerwieni, pracujące temperaturze w zakresie od 200 K do 300 K (ang. Higher-Operating Temperature)
HPR	harmoniczny wzorzec fazy (ang. Harmonic Phase Reference)
ICE	ang. Integrated Component Characterization Environment, oprogramowanie do nieliniowych pomiarów wektorowych od NMDG
ICL	międzypasmowy laser kaskadowy (ang. Interband Cascade Laser)
IMIO	Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki Politechniki Warszawskiej
In	ind

INTIR	integracja detektorów podczerwieni chłodzonych termoelektrycznie lub pracujących w temperaturze otoczenia z szerokopasmowym układem odbiorczym (ang. INTegration of InfraRed detectors cooled thermoelectrically or operating in ambient temperature with wideband electronics)
IoT	sieć tzw. internetu rzeczy (ang. Internet of Things)
ISE	Instytut Systemów Elektronicznych Politechniki Warszawskiej
IV	charakterystyka prądowo-napięciowa
KPPO	Katedra Przyrządów Półprzewodnikowych i Optoelektronicznych Politechniki Łódzkiej
LMR	wzorce jednorodnej linii łączącej wrota VNA, dopasowania oraz nieznanego wzorca odbiciowego (ang. Line-Match-Reflect)
LNA	niskoszumowy przedwzmacniacz (ang. Low Noise Amplifier)
LRRM	wzorce linii transmisyjnej łączącej wrota pomiarowe, dwu par nieznanymi obciążen odbiciowych oraz pary obciążeń dopasowanych (ang. Line-Reflect-Reflect-Match)
LWIR	długofalowy zakres podczerwieni (ang. Long-Wavelength InfraRed)
m.cz.	małe częstotliwości
MOCVD	chemiczne osadzanie z fazy gazowej z użyciem związków metaloorganicznych (ang. Metalorganic Chemical Vapour Deposition)
MO	ang. Microwave Office, oprogramowanie do symulowania układów w.cz. od Cadence
MURN	wzorce dopasowania, dwu nieznanymi odbić, dwu nieznanymi sieci łączących wrota VNA (ang. Match-Unknown-Reflect-Network)
MWIR	średniofalowy zakres podczerwieni (ang. Mid-Wavelength InfraRed)
NCBiR	Narodowe Centrum Badań i Rozwoju
NEP	równoważna moc szumów fotodetektora (ang. Noise Equivalent Power)

NIST	ang. National Institute of Standards and Technology
NVNA	nieliniowy analizator obwodów (ang. Nonlinear Vector Network Analyzer)
OOK-NRZ	amplitudowa modulacja dwustanowa bez powrotu do zera (ang. On-Off Keying - Non Return to Zero)
OOK	amplitudowa modulacja dwustanowa (ang. On-Off Keying)
PAM-4	amplitudowa modulacja czterostanowa (ang. Pulse Amplitude Modulation 4-level)
PbSe	selenek ołowiu
p.cz.	pośrednie częstotliwości
PIN	fotodioda ze złączem typu PIN (ang. P-type-Intrinsic-N-type)
PM	modulacja fazowa (ang. Phase Modulation)
P π N	wąskoprzerwowa zmodyfikowana fotodioda PIN
PTCC	cyfrowy kontroler układu TEC od VIGO
PVI	detektor fotowoltaiczny z soczewką hiperhemisferyczną
PV	detektor fotowoltaiczny
QCL	kwantowy laser kaskadowy (ang. Quantum Cascade Laser)
QSOLT	wzorce zwarcia, rozwarcia, obciążanie dopasowanego i bezpośredniego połączenia wrót VNA (ang. Quisck Short-Open-Load-Thru)
ROSA	zintegrowane urządzenie detekcyjn (ang. Receiver Optical Sub Assembly)
Sb	antymon
Si	krzem
SMU	stałoprądowy charakteryzator półprzewodników (ang. Source-Measure Unit)
SNR	iloraz mocy sygnału użytecznego do szumu (SNR ang. Signal-to-Noise Ratio)

SOLR16	wzorce zwarcia, rozwarcia, obciążenia dopasowanego oraz symetrycznego i odwracalnego połączenia wrót dla odwracalnego modelu 16-to czynnikowego (ang. Short-Open-Load-Reciprocal-16)
SOLR	zwarcie-rozwarcie-dopasowanie-odwracalne połączenie (ang. Short-Open-Load-Reciprocal)
SPA	uniwersalny analizator parametrów przyrządów półprzewodnikowych (ang. Semiconductor Parameter Analyzer)
SPICE	oprogramowanie do modelowania oraz symulacji elektronicznych układów analogowych i cyfrowych (ang. Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis)
SWIR	krótkofalowy zakres poczerwieni (ang. Mid-Wavelength InfraRed)
TAN	połączenie bezpośrednie-tłumik-nieznana sieć (ang. Short-Attenuator-Network)
TEC	chłodziarka termoelektryczna (ang. ThermoElectric Cooler)
TMRN	dopasowanie-rozwarcie-nieznany wzorzec odbiciowy-nieznana sieć (ang. Thru-Match-Reflect-Network)
TO	obudowa typu tranzystorowego (ang. Transistor Outline)
TRL	wzorce bezpośredniego połączenia, dowolnego odbicia i jednorodnej linii włączonej we wrota VNA (ang. Thru-Reflect-Line)
TRM	wzorce bezpośredniego połączenia wrót, dowolnego odbicia i obciążenia dopasowanego (ang. Thru-Reflect-Match)
TSD	wzorce bezpośredniego połączenia, zwarcia i linii opóźniającej łączonej wrota VNA (ang. Thru-Short-Delay)
USB	uniwersalna magistrala szeregową (ang. Universal Serial Bus)
VIGO	VIGO System S.A., Poznańska 129/133, 05-850 Ożarów Mazowiecki
VNA	wektorowy analizator obwodów(ang. Vector Network Analyzer)
w.cz.	wielkie częstotliwości

Spis rysunków

1	Zdjęcie fotodetektora przyklejonego do górnego stopnia czterostopniowej chłodziarki umieszczonej na podstawie TO-8 b) oraz fotodetektor hermetycznie zamknięty w obudowie TO-8 c) [41].	6
2	Uniwersalny moduł detekcyjny produkcji VIGO [43].	8
1.1	Schemat struktury heterozłącza półprzewodnikowego N^+pP^+ z HgCdTe [31].	24
1.2	Małosygnałowy schemat zastępczy fotodiody o stałych skupionych.	26
1.3	Przekrój przez fotodiode z wbudowaną soczewką hiperhemisferyczną [11]. .	30
1.4	Małosygnałowy schemat zastępczy zespołu fotodetektora, uwzględniający układ połączeń oraz zewnętrzne obciążenie rezystancyjne.	30
1.5	Zdjęcie fotodiody z soczewką po przytwierdzeniu jej do szafirowej podkładki ze złotą metalizacją [41].	32
1.6	Wizualizacja konstrukcji połączeń drutowych, prowadzonych wzdłuż układu czterostopniowej chłodziarki umieszczonej na podstawie TO-8 [41].	33
1.7	Małosygnałowy schemat zastępczy fotodetektora, uwzględniający jej symetryczny układ połączeń oraz sprzężenia z układem chłodziarki termoelektrycznej.	34
1.8	Małosygnałowy schemat zastępczy fotodetektora dla sumacyjnego a) i różnicowego b) pobudzenia jej zacisków.	36
1.9	Schemat zastępczy szklanego przepustu w podstawie TO-8 [39].	37
2.1	Symbole dwójnika a) oraz jednowrotnika b).	43
2.2	Symbol N –wrotnika.	44
2.3	Ogólny model błędów VNA.	49
2.4	8-mio czynnikowy model błędów VNA.	52

3.1	Głowica z fotodetekтором TO-8 wsuniętym w gniazdo pomiarowe a) oraz zamkniętym mechanizmem docisku b).	62
3.2	Model wpływu systematycznych błędów odwracalnej sieci z przesłuchami dołączonej do skalibrowanego VNA.	63
4.1	Charakterystyki wybranych parametrów rozproszenia opisujących głowicę pomiarową.	75
4.2	Ekstrakcja charakterystyk różnicowego a) i sumacyjnego b) współczynnika odbicia wzorca transmisyjnego.	77
4.3	Charakterystyki różnicowego i sumacyjnego współczynnika odbicia zwarcia a), rozwarcia b) oraz wzorca transmisyjnego c) testowego zestawu obciążeń SOLR-WER po kalibracji zestawem SOLR-0.	79
4.4	Charakterystyka współczynnik odbicia obciążenia dopasowanego SOLR-WER we współrzędnych biegunowych.	80
4.5	Charakterystyki współczynników konwersji międzymodowej zwarcia, rozwarcia, obciążenia dopasowanego a) oraz wzorca transmisyjnego b) SOLR-WER.	81
4.6	Ekstrakcja charakterystyki różnicowego a) i sumacyjnego b) współczynnika odbicia wzorca transmisyjnego otrzymane metodą SOLR16 przy założeniu rzeczywistej $\Gamma_l \neq 0$ oraz idealizowanej $\Gamma_l = 0$ definicji wzorca dopasowania.	82
4.7	Charakterystyki wyrazów wielorodzajowej macierzy rozproszenia fotodetektora PVI.	84
4.8	Porównanie charakterystyk zmierzonego oraz modelowanego różnicowego współczynnika odbicia fotodetektora PVI-4TE-10.6-1x1 ($T=200$ K, $U_b = -0,7$ V) we współrzędnych prostokątnych a) oraz biegunowych b).	85
4.9	Schemat blokowy analizatora elektrooptycznego a); obwiednia sygnału optycznego QCL w dziedzinie czasu b).	89
4.10	Zdjęcie eksperymentalnego analizatora elektrooptycznego podczas pracy.	91
4.11	Amplituda fal: padających na wrota 1-2 NVNA a) oraz padających i odbitych w płaszczyźnie 3-4 gniazda głowicy pomiarowej b); różnica faz pomiędzy falami padającymi na wrota NVNA ($\mathbf{b}_m$) i padającymi na wrota pomiarowe głowicy ($\mathbf{a}_m$) c).	92

4.12	Amplitudy fal padających i odbitych w płaszczyźnie gniazda głowicy pomiarowej a) oraz fal padających na wrota NVNA i gniazdo głowicy b).	94
4.13	Odpowiedź impulsowa fotodetektora PVI otrzymana z pomiarów w NVNA oraz symulacji obwodowej w SPICE, wyrażone jako fotoprąd a) oraz w postaci unormowanej b).	95
4.14	Odpowiedź impulsowa modelu fotodetektora PVI dla różnych wartości r_l , wyrażone jako fotoprąd a) oraz w postaci unormowanej b).	96
5.1	Zdjęcia połączeń drutowych a) oraz zespołu fotodetektora i wzmacniacza we wspólnej obudowie przed b) i po założeniu pokrywy z oknem c).	104
5.2	Odpowiedź impulsowa modułu detekcyjnego z fotodiodą PV otrzymane na podstawie pomiarów oscyloskopowych w dziedzinie czasu oraz symulacji w MO.	105
5.3	Wykresy oczkowe modułu detekcyjnego dla modulacji OOK-NRZ oraz PAM4.	107
5.4	Zdjęcie stanowiska kontrolno-pomiarowego do ekstrakcji parametrów fotodetektorów w obudowach TO-8.	110
5.5	Ekranu aplikacji pomiarowej <i>CV_TO8</i> : I - wynik weryfikacji poprawności kalibracji głowicy, II - ustanowienie połączenia z VNA, III - parametry pomiaru, IV - uruchomienie/zatrzymanie pomiaru, V - wynik ekstrakcji równoległej rezystancji struktury r_p , VI - wynik ekstrakcji pojemności struktury c_d , VII - wynik ekstrakcji szeregowej rezystancji struktury r_s , VIII - wynik ekstrakcji sumarycznej indukcyjności połączeń, IX - wizualizacja jakości dopasowania modelu $ \Gamma_{dr} $ do danych pomiarowych, X - wizualizacja jakości dopasowania modelu $arg\Gamma_{dr}$ do danych pomiarowych, XI - aktualny czas i stan procesu pomiarowego.	111
D.6	Wizualizacja modelu przestrzennego górnego stopnia układu TEC.	161
D.7	Schemat zastępczy sprzężeń pojemnościowych związanych z szafirową podkładką.	162
D.8	Schemat blokowy czterokanałowego VNA (przełącznik w pozycji transmisji normalnej) [141].	165
D.9	Wzorce kalibracyjne SOLR-0: płaszczyzna kalibracji a), rzut z góry b) oraz widok perspektywiczny c) zestawu.	169

D.10 Zdjęcie metalizacji cienkowarstwowego rezystora a) oraz model przestrzenny pary takich elementów w HFSS b).	170
D.11 Modele zastępcze wzorców zwarcia a), rozwarcia b) oraz obciążenia dopasowanego c).	170
D.12 Porównanie symulacji HFSS i modelu: współczynnika odbicia wzorca dopasowania a) oraz zmiany fazy współczynnika odbicia rozwarcia b).	171
D.13 Dwuwrotnik transformujący pożądaną ($\Gamma_l \neq 0$) płaszczyznę odniesienia k do płaszczyzny fikcyjnej ($\Gamma'_l = 0$) k' , $k = \{3, 4\}$	174
D.14 Schemat układu wzmacniania zastosowany w module detekcyjnym.	181
D.15 Topografia ścieżek wzmacniacza transimpedancyjnego.	182
D.16 Parametry rozproszenia dwustopniowego wzmacniacza transimpedancyjnego: współczynnik odbicia wejścia i wyjścia we współrzędnych biegunowych a) oraz moduł transmitancji we współrzędnych prostokątnych b).	183
D.17 Odpowiedź skokowa fotodetektorów LWIR i MWIR.	188
D.18 Odpowiedź impulsowa fotodetektora PVI przy pobudzeniu rosnącą mocą optyczną.	190

Spis tablic

4.1	Wartości elementów w schemacie zastępczym fotodetektora LWIR PVI dla kalibracji właściwej (SOLR-0) i weryfikacyjnej (SOLR-WER).	85
4.2	Określenie błędu dopasowania modelu do danych pomiarowych w zakresie w.cz.	86
4.3	Porównanie parametrów dynamicznych fotodetektora PVI otrzymanych za pomocą pomiaru NVNA względem symulacji obwodowej w SPICE.	95
4.4	Krytyczna wartość indukcyjności układu połączeń dla fotodetektora PVI, możliwe do uzyskania szybkości odpowiedzi oraz pasma przenoszenia dla różnych obciążeń.	97
5.1	Małosygnałowe parametry zastępcze fotodiody PV oraz parametry w.cz. uzyskane na podstawie symulacji obwodowych dla $r_d = 10 \Omega$	103
5.2	Porównanie parametrów dynamicznych modułu detekcyjnego z fotodiody PV otrzymanych z pomiaru oraz symulacji w MO.	106
5.3	Parametry wykresów oczkowych dla kodowania OOK-NRZ oraz PAM-4. . .	107
D.4	Zastępcze pojemności opisująca wpływ pasożytniczych sprzężeń podkładki szafirowej.	162
D.5	Parametry zastępcze zestawu kalibracyjnego SOLR-0.	171
D.6	Parametry opisujące pasywność, odwracalność i przyczynowość głowicy pomiarowej zgodnie z normą IEEE-370.	177
D.7	Wartości elementów w schemacie wzmacniacza transimpedancyjnego. . . .	183
D.8	Parametry modułu detekcyjnego z fotodiody typu PV uzyskane z symulacji.	184
D.9	Jakość odpowiedzi impulsowej fotodetektorów MWIR i LWIR.	187
D.10	Optymalna wartość indukcyjności układu połączeń fotodetektorów MWIR i LWIR.	189

Lista algorytmów

5.1	Procedura pomiaru i ekstrakcji parametrów fotodetektora TO-8.	112
-----	---	-----

Dodatki

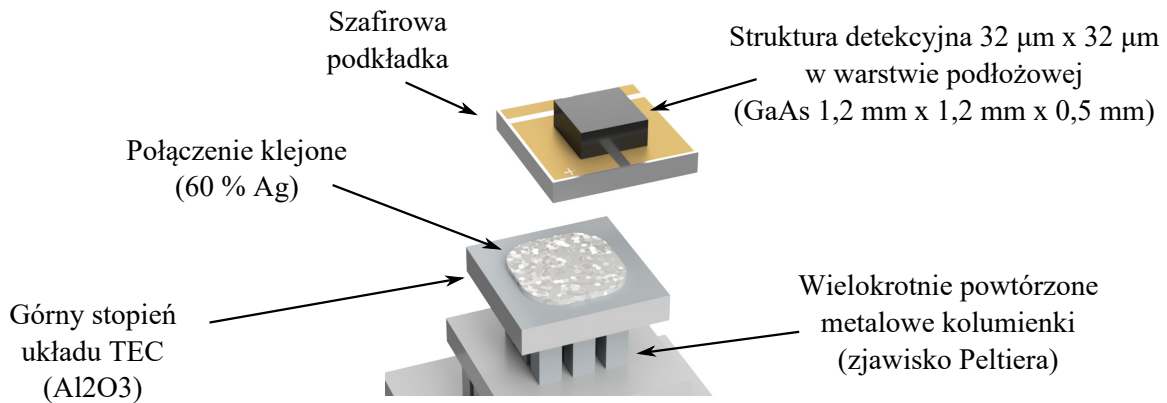
D.1 Analiza pojemności pól kontaktowych szafirowej podkładki montażowej

Szafirowa podkładka montowana na szczycie układu TEC ma za zadanie zapewnić niezawodne połączenie fotodiody, zarówno mechaniczne z zimnym palcem chłodziarki, jak i elektryczne z doprowadzeniami podstawki. Podkładka wraz z metalizacją kształtującą rozkład pola elektromagnetycznego wokół struktury detektora, więc jej wpływ ma potencjalnie duże znaczenie na właściwości całego przyrządu.

Celem niniejszego dodatku jest określenie dwu pojemności C_t oraz C_p w ogólnym schemacie zastępczym fotodetektora (patrz rys. 1.7), jakie odwzorowują wpływ pasożytniczych sprzężeń pojemnościowych, występujących odpowiednio pomiędzy kontaktami podkładki szafirowej, ukazanej na rys. 1.5 oraz pomiędzy tymi kontaktami a układem miniaturowej chłodziarki, wykorzystującej efekt Peltiera, pokazanej na rys. 1.6. W rezultacie w przeprowadzonej w p. 4.2 procedurze dopasowywania modelu fotodetektora w obudowie TO-8 do (ograniczonego) zbioru danych eksperymentalnych można zmniejszyć liczbę stopni swobody i poprawić jej uwarunkowanie.

Pomimo pozornej prostoty konstrukcji podkładki szafirowej, aby móc poprawnie określić pojemności C_p , należy uwzględnić wpływ dwu mniej oczywistych czynników: dielektrycznej warstwy GaAs otaczającej złącze fotodiody oraz technologii klejenia podkładki do zimnego palca chłodziarki. W pierwszym przypadku linie pola elektrycznego pomiędzy kontaktami metalizacji częściowo zamykają się poprzez warstwę o wysokiej przenikalności elektrycznej, więc pojemność C_p przy pobudzeniu różnicowym rośnie. Chociaż w p. 4.2 omówiono modelowanie fotodiody PVI o powierzchni fizycznej tylko $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$, to aby zwiększyć jej powierzchnię optyczną do $1\ \text{mm} \times 1\ \text{mm}$, wyposaża się ją w soczewkę

o średnicy około 1,5 mm [43]. Podobnie jest w przypadku fotodiody PV o płaskim czole, wykorzystanej do budowy modułu detekcyjnego w p. 5.1, gdyż przy powierzchni fizycznej łączy $32\ \mu\text{m} \times 32\ \mu\text{m}$ warstwa podłoża z GaAs, na której spoczywa, ma wymiary $1,2\ \text{mm} \times 1,2\ \text{mm} \times 0,5\ \text{mm}$. W związku z powyższym zarówno dla fotodiod typu PVI, jak i dla PV produkowanych w VIGO, w prowadzonych tu analizach, należy uwzględnić wpływ dielektrycznej warstwy z GaAs.



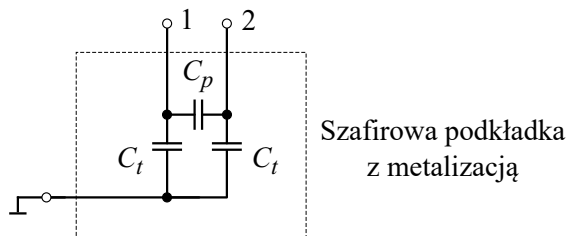
Rysunek D.6. Wizualizacja modelu przestrzennego górnego stopnia układu TEC.

Drugim czynnikiem, który należy wziąć pod uwagę, jest technologia klejenia podkładki szafirowej do układu TEC. Chociaż jego górny stopień pokazany na rys. D.6 jest dielektrykiem (ceramika alundowa, Al_2O_3 o zbliżonej przenikalności elektrycznej do szafiru), to aby trwale zespolić te elementy, zazwyczaj wykorzystuje się klej przewodzący, zawierający ponad 60 % cząstek srebra. Wówczas dochodzi do silniejszego sprzężenia pomiędzy polami kontaktowymi podkładki i wzrostu zastępczej pojemności C_p .

W przypadku sprzężenia pól kontaktowych z metalowymi kolumnienkami chłodziarki, w których dochodzi do zjawiska Peltiera (patrz rys. D.6), wyżej wymienione czynniki mają drugorzędne znaczenie. W związku z tym zastępcza pojemność C_t nie zależy tu od technologii montażu ani od udziału podłoża z GaAs.

Wskutek złożonej konstrukcji zespołu detektora, umieszczanego na zimnym palcu chłodziarki, najwłaściwszym sposobem określenia pojemności C_t oraz C_p jest symulacyjne zbadanie rozkładu pola elektromagnetycznego w pobliżu szafirowej podkładki. W tym celu w programie HFSS (Ansys) stworzono przestrzenny model chłodziarki, podkładki szafirowej oraz odpowiedniej struktury z GaAs. Następnie pola kontaktowe pobudzano

różnicowo oraz sumacyjnie, a na podstawie wyników symulacji, określono wartości pojemności, posilując się uproszczonym schematem zastępczym z rys. D.7 (dla obu typów fotodiod).



Rysunek D.7. Schemat zastępczy sprzężeń pojemnościowych związanych z szafirową podkładką.

Analizując otrzymane wartości ukazane w tabl. D.4, obserwuje się mniejsze sprzężenia pomiędzy polami kontaktowymi, które opisuje pojemność C_p , jeśli zmniejsza się rozmiar struktury otaczającej fotodiode. Efekt ten widać wyraźnie w ostatnim wierszu tabl. D.4, gdzie w symulacji całkowicie pominięto podłoże z GaAs. Ponieważ metalizacja szafirowej podkładki ma wszędzie taką samą powierzchnię, sprzężenie do układu TEC nie zmienia się, a więc pojemność C_t pozostaje w przybliżeniu na tym samym poziomie.

Tablica D.4. Zastępcze pojemności opisująca wpływ pasożytniczych sprzężeń podkładki szafirowej.

Typ struktury	C_p [fF]	C_t [fF]	$C_r = C_t + 2C_p$ [fF]
PVI	323	243	889
PV	278	239	795
bez GaAs	201	238	640

Ogólnie można stwierdzić, że dla pobudzenia różnicowego zacisków ogólnego schematu zastępczego fotodetektora (patrz rys. 1.8b) wpływ wypadkowej pojemności związanej z szafirową podkładką ($C_r = C_t + 2C_p$) jest znaczący. Tyczy się to zwłaszcza fotodiod o małej pojemności dyfuzyjnej, np. PV wykorzystanej w p. 5.1 do budowy modułu detekcyjnego, gdzie pojemność złącza $2c_d = 1,55$ pF stanowi jedynie dwukrotność pojemności $C_r = 889$ fF zamieszczonej w tabl. D.4. Można więc postulować, że obecny sposób montażu fotodiod jest niedoskonały i wymaga poprawy technologii. Przede wszystkim należy:

1. Zastosować klej dielektrycznych do zamocowania szafirowej podkładki do tzw. zimnego palca układu TEC, bo wówczas pojemność C_r dla fotodiod PVI oraz PV maleje do poziomu odpowiednio 655 fF oraz 592 fF.
2. Zmniejszyć objętość podłoża GaAs, na którym wykonuje się strukturę detekcyjną.

Chociaż wartość C_t w tabl. D.4 pozostaje na takim samym poziomie (z dokładnością do kilku fF), niezależnie od sposobu montażu fotodiody, to ją również można skutecznie ograniczyć:

- zmniejszając pole powierzchni metalizowanych kontaktów,
- zwiększając grubość podkładki, oddalając kontakty od górnego stopnia TEC.

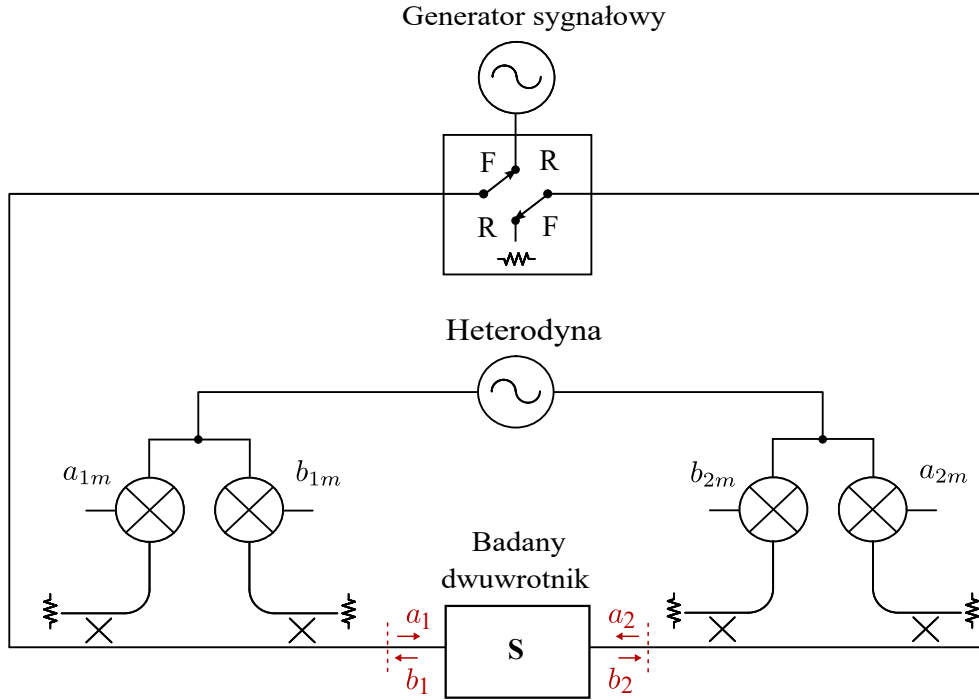
D.2 Zasada działania dwuwrotowego wektorowego analizatora obwodów

W niniejszym załączniku omówiono budowę i zasadę działania klasycznego, dwuwrotowego analizatora sieci. Rozważania ograniczono wyłącznie do nowoczesnych systemów wyposażonych w cztery tory przetwarzania sygnału (sprzęgacze kierunkowe), ponieważ ich konstrukcja umożliwia łatwą implementację zaawansowanych metod kalibracji jak np. wieloliniowej TRL [103].

Zazwyczaj system VNA wyposażany jest w standardowe złącza współosiowe [165, rozdz. 1, ppkt. 8.2], w których rozkład pola elektromagnetycznego i położenie odpowiednich płaszczyzn odniesienia jest dobrze zdefiniowane. Dzięki temu badane układy wyposażone również w złącza współosiowe, można dołączać do wrót VNA za pomocą kabli pomiarowych.

Na rys. D.8 ukazano uproszczony schemat takiego VNA, do którego poszczególnych wrót dołącza się badany dwuwrotnik. Aby móc zmierzyć jego macierz rozproszenia $\mathbf{S}$ na danej częstotliwości, należy pobudzić pierwsze wrota sygnałem a_1 o znanych parametrach, a pozostałe zamknąć impedancją odniesienia systemu tak, aby zapewnić $a_2 = 0$. W literaturze taki stan VNA nosi miano normalnego kierunku transmisji [183], w którym do określenia parametrów S_{11} oraz S_{21} wystarczyłoby zmierzyć zespolone parametry fali odbitej b_1 oraz transmitowanej b_2 , a następnie skorzystać z właściwości macierzy rozproszenia (2.3). Aby obliczyć dwa pozostałe parametry S_{12} oraz S_{22} , należy zmienić kierunek pobudzenia dwuwrotnika z normalnego na tzw. wsteczny, co odbywa się automatycznie, poprzez zmianę stanu przełącznika półprzewodnikowego z pozycji F (od ang. Forward) na R (od ang. Reverse), zgodnie z rys. D.8. Następnie, znając parametry sygnału a_2 , należałoby zmierzyć parametry fal b_2 oraz b_1 i wykonać odpowiednie obliczenia.

Niestety zmierzenie właściwości fal bezpośrednio w płaszczyznach odniesienia badanego dwuwrotnika jest w praktyce niemożliwe. Dlatego w systemie VNA takiego pomiaru dokonuje się pośrednio w tzw. płaszczyźnie obserwacji, dzięki wyposażeniu każdego z dwu torów analizatora w parę sprzęgaczy kierunkowych, które obierają części mocy w.cz. padającej i odbitej od badanego układu, co ukazano na rys. D.8. Aby ułatwić pomiar takich sygnałów, wskutek procesu mieszania fal z sygnałem lokalnej heterodyny i odpowiedniej filtracji (nie pokazano na schemacie), są one przenoszone z pasma w.cz. do pasma często-



Rysunek D.8. Schemat blokowy czterokanałowego VNA (przełącznik w pozycji transmisji normalnej) [141].

tliwościowi pośrednich (p.cz.). W rezultacie otrzymuje się zespolone parametry fal a_{1m} , b_{1m} , a_{2m} oraz b_{2m} , które są proporcjonalne do fal we wrotach badanego dwuwrotnika, a ich postać zostaje do parametrów rozproszenia:

$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}}, \quad S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} \quad (\text{D.1})$$

oraz:

$$S_{22m} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}}, \quad S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} \quad (\text{D.2})$$

nosi miano nekorygowanych parametrów macierzy rozproszenia dwuwrotnika $\mathbf{S}_m$.

Przyczyny systematycznych błędów pomiarowych analizatora

Przybliżenie właściwości dwuwrotnika $\mathbf{S}$ za pomocą 165 i (D.2) jest zwykle niewłaściwe nawet w pasmie sięgającym tylko kilku MHz, ponieważ mikrofalowa część układu pomiarowego, jak również osprzęt VNA, mają zasadniczy wpływ na systematyczne błędy pomiaru. Ich podstawowymi źródłami są:

- skończona kierunkowość sprzęgaczy,
- niedopasowanie obciążeń i generatora sygnału do impedancji odniesienia systemu, co w przypadku normalnego kierunku transmisji skutkuje m.in. niedokładnym określeniem pobudzenia a_1 oraz falą $a_2 \neq 0$,
- niejednorodności impedancji charakterystycznej przewodnic falowych,
- opóźnienia i straty wprowadzane przez okablowanie i adaptery,
- sprzężenia występujące pomiędzy wewnętrznymi torami w.cz. analizatora.

Chociaż wpływ pasożytniczych przesłuchów występujących w wewnętrznych obwodach nowoczesnych analizatorów można uznać za pomijalny, to w przypadku charakteryzowania przyrządów o innym standardzie złącz, np. za pomocą głowic lub sond mikrofalowych, należy poświęcić im szczególną uwagę. W efekcie niepełnego separowania torów pomiarowych, gdzie końcówki takich sond leżą blisko siebie [136], wpływ pasożytniczych przesłuchów może przyczyniać się do powstawania poważnych błędów systematycznych.

Należy również wspomnieć o tzw. błędach przełączania, których źródłem są zmiany impedancji oraz transmisji, występujące podczas przełączania kierunków pobudzenia VNA pomiędzy F i R . Chociaż są one przyczyną niestacjonarności systemu pomiarowego [121], to można je łatwo wyeliminować, jeśli dysponuje się czterema kanałami (odbiornikami) w analizatorze⁷, przy zastosowaniu procedury omówionej, np. w [183].

Na zakończenie rozważań należy również wspomnieć o błędach przypadkowych, których źródłem są niepowtarzalność styku kontaktów oraz wpływ szumu i dryftu systemu. Chociaż należy je uznać za nieusuwalne, to można je minimalizować, stosując się do odpowiednich praktyk pomiarowych:

- ograniczać liczbę niezbędnych wzorców kalibracyjnych tak, aby zmniejszyć prawdopodobieństwo wystąpienia błędów związanych ze stykiem złącz, które szczegółowo opisał Lewandowski w [141, rozdz. 5, ppkt. 3.1],

⁷Ponieważ pomiar przy użyciu trójkanałowego analizatora w normalnym kierunku transmisji nie dostarcza informacji o parametrach sygnału a_2 (odpowiednio a_1 dla drugiego stanu pomiarowego) [184], dlatego do niedawna uważano, że całkowite usunięcie tych błędów jest niemożliwe. Dopiero Ferrero w [185] wykazał, że błędy przełączania w systemie z trzema sprzęgaczami można w pełni opisać i poprawnie skorygować pomiary.

- zawęzić pasmo sygnału p.cz., aby zmniejszyć poziom widmowej gęstości szumu analizatora,
- utrzymywać stałe warunki pomiarów, takie jak: temperatura, wilgotność otoczenia czy ułożenie kabli i osprzętu na stanowisku pomiarowym.

Zaawansowane systemy pomiarowe

Konstrukcja współczesnych systemów VNA jest nieporównywalnie bardziej skomplikowana, niż schemat ukazany na rys. D.8. Obecny standard przemysłowy stanowią analizatory pokrywające pasmo pomiarowe od 10 MHz do 67 GHz [186, 187], a nawet 110 GHz [188], przy zakresie dynamicznym pomiaru sięgającym 130 dB. Aby uzyskać takie parametry, sygnał w.cz. należy wielokrotnie konwertować do różnych pasm pośrednich częstotliwości i ostatecznie spróbować zespolony sygnał p.cz. w wielokanałowych przetwornikach analogowo-cyfrowych (ADC ang. Analog to Digital Converter).

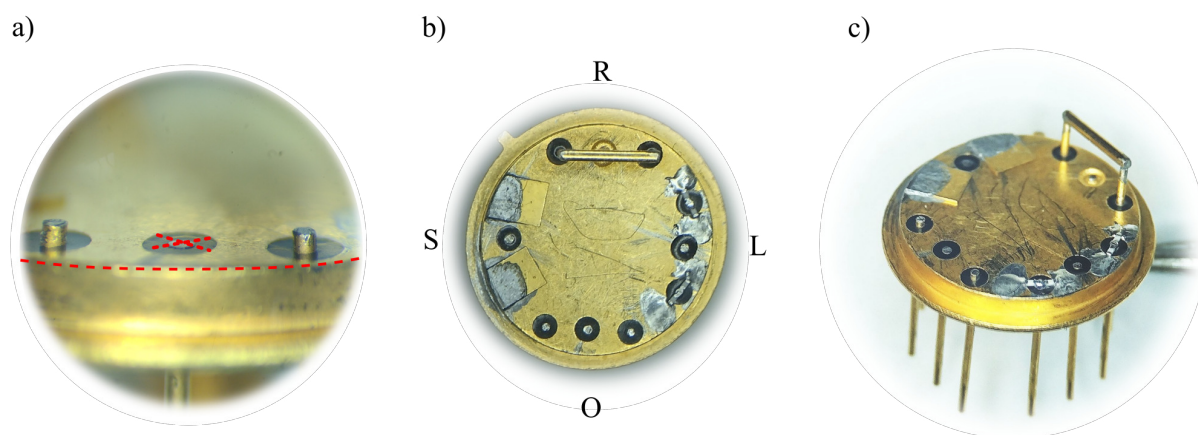
Analizatory o większej liczbie wrót i bardziej rozbudowanej konstrukcji mogą być dodatkowo wyposażone w osobne generatory sygnałowe dla każdego wrót pomiarowych, jak również oddzielne sygnały heterodyny dla każdego z torów pomiarowych [187]. Dzięki temu, możliwe jest skonfigurowanie systemu VNA tak, aby rzeczywiście scharakteryzować wielorodzajową macierz współczynników odbicia (2.11) badanego układu, jednocześnie pobudzając jego poszczególne wrota [189, rozdz. 4, ppkt. 9.1]. Natomiast, gdy taki analizator zostanie dodatkowo wyposażony w harmoniczny wzorzec fazy (HPR ang. Harmonic Phase Reference), można wówczas przekształcić system do postaci nieliniowego VNA (NVNA ang. Nonlinear Vector Network Analyzer) i charakteryzować przyrządy w ujęciu wielosygnałowym [190], o czym mowa w rozdz. 4.

D.3 Wzorce kalibracyjne TO-8

Właściwe wzorce kalibracyjne są niezbędne do tego, aby móc poprawnie skalibrować system VNA, niezależnie od wybranej metody i modelu błędów. Zapewniają one ściśle określone stany w płaszczyźnie kalibracji, którą w przypadku kalibracji głowicy pomiarowej TO-8 stanowi wewnętrzna powierzchnia podstawki, ukazana na rys. 1.6. To w niej umieszczane są precyzyjne elementy (przewodniki, układy stratne lub izolatory), mające na celu zapewnić znany rozkład pola elektromagnetycznego w płaszczyźnie kalibracji.

Na rys. D.9a przerywaną linią zaznaczono rzeczoną płaszczyznę. Jak można zaobserwować, każde doprowadzenie podstawki można potraktować jako odcinek linii współosiowej, gdzie rolę dielektryka pełni szklane wypełnienie przepustu. Co najbardziej istotne bezpośrednie połączenie dwóch takich linii, a tym samym bezpośrednie połączenie wrót pomiarowych, jest niemożliwe. Również ich łączenie za pomocą jednorodnej linii transmisyjnej zawodzi (wzorzec typu linii wzorcowej - Line), wskutek skoków impedancji pomiędzy linią ze szklanym wypełnieniem, a linią z dielektrykiem powietrznym lub teflonowym. Ponieważ w metodzie SOLR16 wymaganiami, jakie stawia się wzorcowi transmisyjnemu, są symetria i odwracalność, tu zrealizowano go jako odcinek przewodnika (łącznik doprowadzeń podstawki) o kształcie litery Π , który oznaczono symbolem R na rys. D.9b-c. Chociaż stosunkowo łatwo wykonać go we własnym zakresie, to jednak aby uzyskać zadowalające parametry, w trakcie montażu należy zadbać o precyzyjne przylutowanie łącznika na doprowadzeniach i ułożenie go równolegle względem płaszczyzny podstawki TO-8.

Pomimo umieszczenia wzorców odbiciowych w kombinacji SOL z rys. D.9b-c bezpośrednio w płaszczyźnie kalibracji (patrz rys. D.9a), to tylko zwarcie zapewnia stan prawie doskonały, bo można ściśle określić jego położenie i zapewnić małe straty przewodzenia (pełne odbicie jak w przypadku idealnej ścianki elektrycznej). W przypadku pozostałych proste, idealizowane definicje (patrz p. 2.3) zawodzą, w wyniku czego mogą powstać poważne systematyczne błędy w identyfikacji parametrów systemu [127,128]. W przypadku rozwarcia nie można zrealizować jego stanu idealnego (idealnej ścianki magnetycznej), bo w efekcie część linii pola elektromagnetycznego zamyka się poza płaszczyznę kalibracji i faza odbicia zależy od częstotliwości. Natomiast ze względu na trudności uzyskania bardzo dobrego dopasowania w szerokim zakresie częstotliwości, obciążenia falowe w technice w.cz. z reguły nie są uznawane za wzorce dokładne.

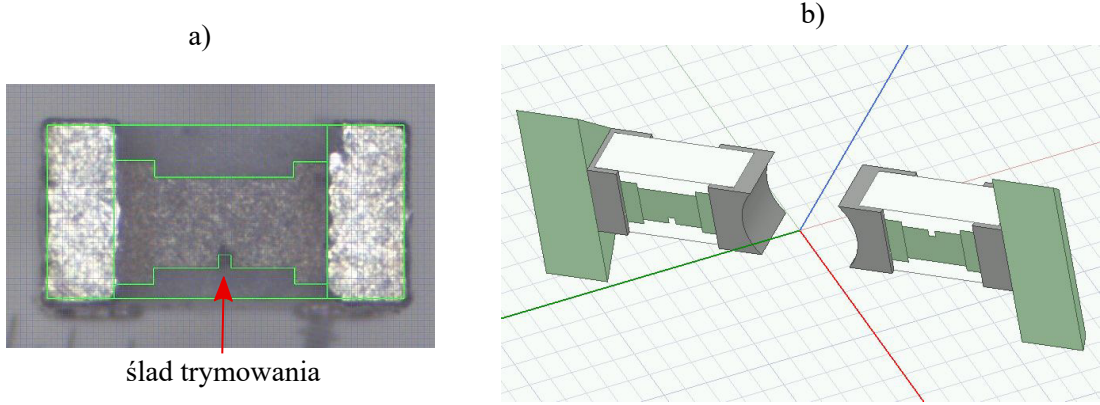


Rysunek D.9. Wzorce kalibracyjne SOLR-0: płaszczyzna kalibracji a), rzut z góry b) oraz widok perspektywiczny c) zestawu.

Aby zrealizować stan zwarcia w płaszczyźnie odniesienia głowicy, wykorzystano dwie złożone płytki przylutowane bezpośrednio do wewnętrznej płaszczyzny obudowy TO-8 z rys. D.9b. Natomiast wzorec rozwarcia stanowi tu odcinek doprowadzenia podstawki TO-8, który precyzyjnie skrócono do 0,3 mm wysokości ponad płaszczyznę odniesienia - patrz dwa skrajne doprowadzenia z rys. D.9a⁸. Aby móc wykonać szerokopasmowe obciążenie dopasowane, wykorzystano parę starannie wyselekcjonowanych rezystorów (SU-SUMU 100 Ω RR0306P-101-D, rozmiar obudowy 0201). Elementy te wykonano w technologii cienkowarstwowej i tolerancji 0,5 %. Natomiast w odróżnieniu od wielu innych produktów rynkowych, ich szczególną cechą jest sposób trzymowania rezystancji. Na rys. D.10a ukazano warstwę metalizacji, której kształt nieznacznie skorygowano za pomocą wiązki lasera mocy (zaznaczono strzałką), podczas gdy zazwyczaj po takiej korekcie ma ona kształt długiego, kilkumilimetrowego meandra wskutek czego wyraźnie wzrasta pasywna indukcyjność obciążenia dopasowanego.

Ponieważ nie można przyjąć idealizowanych definicji obciążeń rozwarcia i dopasowania, tj. $\Gamma_o = 1$ i $\Gamma_l = 0$, należy wytworzyć je z dużą dokładnością i określić ich współczynniki dobicia na drodze symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego. Ich modele, przykładowo pokazany dla dopasowania na rys. D.10b, stworzono w HFSS (Ansys), a następnie przeprowadzono symulację rozkładu pola elektromagnetycznego. W ten sposób otrzymano

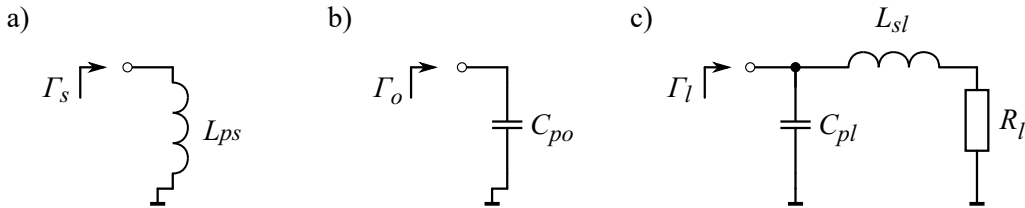
⁸Ponieważ zdjęcie z rys. D.9a wykonywano za pomocą mikroskopu, to wskutek zniekształceń optycznych wydaje się, że pochylenie skrajnych doprowadzeń w stronę doprowadzenia środkowego, jednak w rzeczywistości ono nie występuje.



Rysunek D.10. Zdjęcie metalizacji cienkowarstwowego rezystora a) oraz model przestrzenny pary takich elementów w HFSS b).

trzy współczynniki odbicia obciążeń Γ_{ϑ} , gdzie $\vartheta = \{s, o, l\}$, które można już wykorzystać do kalibracji głowicy opisanej w p. 3.2.

Ponieważ rozmiary analizowanych wzorców odbiciowych są niewielkie w porównaniu do rozpatrywanej długości fali, ich odpowiedź można przybliżać za pomocą prostych schematów zastępczych o stałych skupionych, przedstawionych na rys. D.11. Wartości ich poszczególnych elementów zamieszczono w tabl. D.5 podobnie jak w [151, 159], dzięki czemu można w uniwersalny sposób opisać niedoskonałości obciążeń kalibracyjnych.



Rysunek D.11. Modele zastępcze wzorców zwarcia a), rozwarcia b) oraz obciążenia dopasowanego c).

Podczas właściwej procedury kalibracji, współczynniki dobiecia obciążeń można obliczyć korzystając z prostych zależności:

$$\Gamma_s = \frac{j2\pi f L_{ps} - Z_0}{j2\pi f L_{ps} + Z_0}, \quad \Gamma_o = \frac{1 - j2\pi f C_{po} Z_0}{1 + j2\pi f C_{po} Z_0}, \quad \text{oraz} \quad \Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}, \quad (\text{D.3})$$

gdzie:

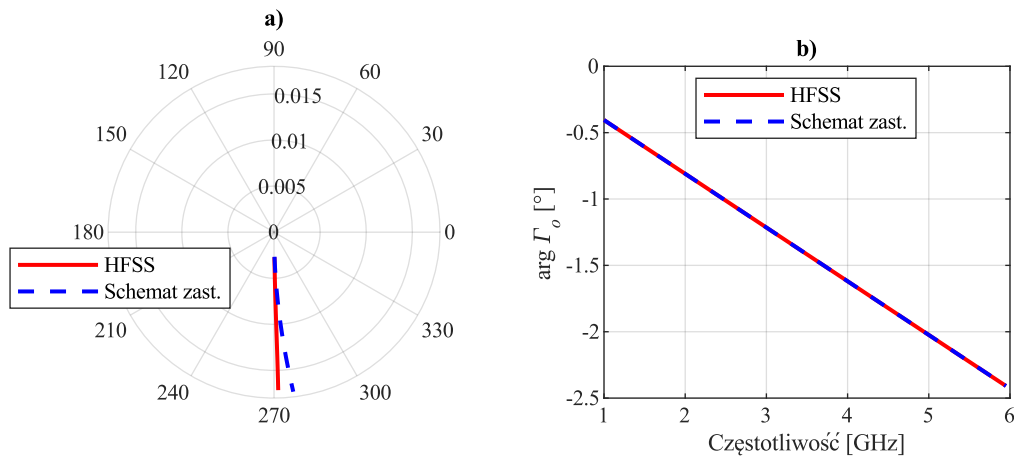
$$Z_l = \frac{j2\pi f L_{sl} + R_l}{1 + j2\pi f C_{pl}(j2\pi f L_{sl} + R_l)},$$

jest to zastępcza impedancja obciążenia dopasowanego [103].

Tablica D.5. Parametry zastępcze zestawu kalibracyjnego SOLR-0.

	Zwarcie	Rozwarcie	Obciążenie dopasowane
$C_{p\vartheta}$ [fF]	-	12,0	45,0
$L_{s\vartheta}$ [pH]	0	-	86,0
R_{ϑ} [Ω]	-	-	51,0

Jakość dopasowania charakterystyk obliczonych na podstawie schematu zastępczego do wyników symulacji rozkładu pola elektromagnetycznego można ocenić na podstawie rys. D.12. Jak można zaobserwować zarówno dla wzorca dopasowania, jak i rozwarcia otrzymano bardzo dobrą zgodność.



Rysunek D.12. Porównanie symulacji HFSS i modelu: współczynnika odbicia wzorca dopasowania a) oraz zmiany fazy współczynnika odbicia rozwarcia b).

Niepowtarzalność wykonania wzorców kalibracyjnych

Aby móc uzyskać dużą dokładność kalibracji metodą SOLR16 za pomocą wzorców zdefiniowanych w tabl. D.5, model przestrzenny w symulatorze HFSS musi dokładnie odwzorowywać rzeczywistą podstawkę obudowy TO-8 i zbudowane na niej obciążenia. Niestety, o ile technologię montażu wzorców SOLR można dokładnie skontrolować za pomocą mikroskopu pomiarowego i wprowadzić niezbędne korekty, to sama podstawka wykonana jest nieprecyzyjnie, co jest przyczyną powstawania systematycznych błędów wzorców.

W procesie masowej produkcji podstawki TO-8 pojawia się wpływ dwóch niepożą-

danych czynników: niecałkowitego stopnia wypełnienia szkłem przestrzeni przepustów szklano-metalowych oraz niecentrycznego osadzania doprowadzenia w tymże przepuszcie, przy czym wpływ tego ostatniego ma drugorzędne znaczenie. Jeżeli warstwa szkła, ukazana na rys. D.9a, znajduje się znacznie poniżej płaszczyzny kalibracji (niekiedy nawet 0,3 mm), to rzeczywista wartość zastępczej pojemności obciążenia dopasowanego i rozwarcia będzie mniejsza, niż ta określona w tabl. D.5. Co więcej, ponieważ szkło w takim niedoskonałym przepuszcie może tworzyć menisk, wpływ którego trudno uwzględnić w HFSS. Dlatego w ramach tej pracy, z partii 40 szt. podstawek, wytypowano dwie o możliwe podobnym wypełnieniu szkłem przepustów, które posłużyły do budowy dwu bliźniaczych zestawów kalibracyjnych: SOLR-0 oraz SOLR-WER.

Pierwszy z opracowanych SOLR-0 posłużył do kalibracji głowicy pomiarowej w p. 4.1, natomiast wzorcami SOLR-WER weryfikowano dokładność tej kalibracji. W tym drugim zestawie połączenie wrót głowicy zrealizowano podobnie jak na rys. D.9c, jednak łącznik doprowadzeń w postaci odcinka kabla półsztywnego umieszczono znacznie bliżej płaszczyzny kalibracji, wskutek czego długość elektryczna wzorca transmisyjnego jest mniejsza.

Należy również podkreślić, że nieprecyzyjne wykonanie podstawki TO-8 (rozrzuty technologiczne), która wchodzi w skład zespołu niemal każdego fotodetektora VIGO, będzie wpływać na późniejszą ekstrakcję i niepewność określenia parametrów fotodetektora, np. w p. 4.2. Ponieważ dokładne zbadanie tego zagadnienia i określenie niepewności pomiarowej w głowicy wykracza poza zakres tej pracy, nie będzie dalej omawiane.

Na zakończenie tej części rozważań warto wspomnieć o zagadnieniu często pomijanym w literaturze fachowej, tj. zweryfikowaniu pasożytniczych sprzężeń pomiędzy parami wzorców odbiciowych. W SOLR16, jak również w innych metodach kalibracji sieci z przesłuchami, każdą taką parę z góry traktuje się jako wzajemnie izolowaną. To założenie jest spełnione dla zestawu SOLR-0, ponieważ na podstawie symulacji w HFSS stwierdzono, że przesłuchy pomiędzy parami rozwarć i obciążeń dopasowanych są na poziomie mniejszym niż -98 dB w zakresie częstotliwości sięgającym 6 GHz. Należy jednak pamiętać, że niespełnienie tego założenia może być potencjalną przyczyną systematycznych błędów pomiarowych.

D.4 Transformacja impedancji odniesienia systemu pomiarowego

W niniejszym dodatku omówiono metodę transformacji impedancji odniesienia ogólnego 16-to czynnikowego modelu błędów. Jest ona niezbędna, gdy dana metoda kalibracji opiera się na idealizowanym opisie wzorca dopasowania (m.in. TRM [48], SOLR [138], SOLT [47] i SOLR16), który powinien doskonale (bezodbiciowo) zamykać wrota VNA. Ponieważ w rzeczywistości taki wzorzec wykazuje odbicie fali w.cz., więc skutek takiej idealizacji, mierzone parametry rozproszenia są odnoszone do pewnej zespolonej impedancji $Z_{ref} \neq Z_0 = 50 \Omega$, zaburzonej w efekcie wpływu pasożytniczych elementów schematu zastępczego - patrz dodatek D.3. W rezultacie w wyniku ekstrakcji współczynnika odbicia pasywnego układu, jego moduł może przyjmować wartości większe od jedności, co wyjaśnił w [160] Roy.

Opisana wyżej niespójność może być przedstawiona jako kalibracja modelu z rys. 3.2, wykonana w pewnych fikcyjnych płaszczyznach odniesienia $3'-4'$, ukazanych na rys. D.13, gdzie indeks górny $'$ oznacza kalibrację za pomocą idealizowanego wzorca dopasowania:

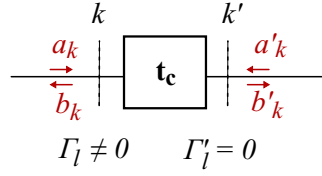
$$\mathbf{S}'_1 = \Gamma'_l \mathbf{I} = \mathbf{0},$$

podczas gdy właściwe płaszczyzny 3-4, ustalone podczas kalibracji nieidealnym wzorcem:

$$\mathbf{S}_1 = \Gamma_l \mathbf{I} \neq \mathbf{0},$$

są oddzielone dwiema, wzajemnie separowanymi macierzami transmisyjnymi $\mathbf{t}_c$. Aby móc usunąć wpływ takiej transformacji na podstawie znanego współczynnika odbicia $\Gamma_l \neq 0$ należy wpierw określić macierz transmisyjną $\mathbf{t}_c$, która wiąże płaszczyzny odniesienia $k-k'$, dla $k = \{3, 4\}$ [162]:

$$\begin{bmatrix} b_k \\ a_k \end{bmatrix} = \mathbf{t}_c \begin{bmatrix} a'_k \\ b'_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1 - \Gamma_l^2}} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_l \\ \Gamma_l & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_k \\ b'_k \end{bmatrix}. \quad (\text{D.4})$$



Rysunek D.13. Dwuwrotnik transformujący pożądaną ($\Gamma_l \neq 0$) płaszczyznę odniesienia k do płaszczyzny fikcyjnej ($\Gamma'_l = 0$) k' , $k = \{3, 4\}$.

Należy pamiętać, że określone w p. 3.2 definicje wzorców zwarcia i rozwarcia są odniesione do fikcyjnej płaszczyzny k' , więc $\mathbf{S}'_s$ i $\mathbf{S}'_o$ w (3.3)-(3.4) trzeba przetransformować do płaszczyzny k . Chociaż wydaje się, że te macierze najłatwiej jest przekształcić do postaci transmisyjnej i bezpośrednio wykonać odpowiednie mnożenie macierzowe (analogicznie do metody korekcji modelu 8-mio czynnikowego (2.32)), ponieważ transmisja takich wzorców jest zerowa, więc w przekształceniu (2.7) występuje osobliwość. Dlatego należy wpięrow potraktować zwarcie i rozwarcie jako obciążenia jednowrotowe Γ'_s i Γ'_o , a następnie wykonać operację przesunięcia płaszczyzny odniesienia, typową dla pomiarów jednowrotników [191], otrzymując: $\mathbf{S}_s = \Gamma_s \mathbf{I}$ i $\mathbf{S}_o = \Gamma_o \mathbf{I}$ odniesione do właściwej płaszczyzny k . W przypadku gdy $\mathbf{S}'_s = -\mathbf{I}$ lub $\mathbf{S}'_o = \mathbf{I}$. Takie operacje nie są konieczne, ponieważ transformacja impedancji odniesienia nie zmienia współczynników odbicia idealnych wzorców odbiciowych, co omówiono w [184].

Korzystając z nowych definicji wzorców odbiciowych, należy teraz przeprowadzić całą procedurę kalibracji (3.3)-(3.27), otrzymując macierz głowicy $\mathbf{S}'_f$, która jest wciąż odniesiona do impedancji fikcyjnych wrót. Korzystając z jej transmisyjnej postaci na podstawie (2.25)-(2.28), $\mathbf{T}'_f$ można ją wyrazić jako:

$$\mathbf{T}'_f = \mathbf{T}_f (\mathbf{t}_c \otimes \mathbf{I}). \quad (\text{D.5})$$

Następnie po przekształceniu (D.5):

$$\mathbf{T}_f = \mathbf{T}'_f (\mathbf{t}_c^{-1} \otimes \mathbf{I}) \quad (\text{D.6})$$

można wreszcie przesunąć płaszczyznę odniesienia kalibracji do płaszczyzny 3-4, a tym samym odnieść model głowicy do pożądanej impedancji $Z_{ref} = Z_0 = 50 \Omega$. Ostatecznie do korekcji pomiarów można wykorzystać zarówno macierz $\mathbf{T}_f$ i wzór korekcyjny wprowadzony przez Speciale w [119, wz. (13')], jak również przekształcić postać transmisyjną

głowicy do odpowiednich parametrów rozproszenia i wykorzystać zależność (2.22).

D.5 Opis głowicy pomiarowej według normy IEEE-370

W 2021 r. organizacja IEEE (ang. Institute of Electrical and Electronics Engineers) opublikowała normę IEEE-370 [192] opisującą zalecane metody projektowania, kalibrowania i usuwania wpływu systematycznych błędów głowic pomiarowych. Uwagę skupiono na urządzeniach do charakteryzowania złączy, stosowanych do przesyłania sygnałów cyfrowych w.cz. pomiędzy obwodami drukowanymi PCB (ang. Printed Circuit Board). W tej normie określono konkretne parametry głowicy, jakie musi spełniać, aby umożliwić poprawne charakteryzowanie takich połączeń w pasmie do 50 GHz. Chociaż zakres częstotliwości stosowania oraz konstrukcja głowicy TO-8 znacząco różnią się od wymogów normy, to parametry liczbowe określone w jej ramach mogą posłużyć do oceny jakości kalibracji głowicy. Jest to możliwe, ponieważ w nowej metodzie SOLR16 w p. 4.1 określono pełną, 16-to czynnиковą macierz rozproszenia głowicy.

Norma określa w tablicy [192, tabl. 4] w sumie osiem parametrów FER (ang. Fixture Electrical Requirements), spośród których głowica TO-8 osiąga najwyższą klasę „A” dla siedmiu. Niestety określenie parametru głowicy FER2 (straty odbiciowe dla bezpośredniego połączenia wrót głowicy) jest trudne, ponieważ jednorodne połączenie wrót pomiarowych głowicy nie jest możliwe. W omawianym przypadku, łącząc wrota głowicy wzorcem transmisyjnym zestawu SOLR-0 (patrz dodatek D.3), głowica osiąga klasę „A” dla FER2 do częstotliwości około 1,3 GHz, a w szerszym zakresie, wskutek rosnącego niedopasowania gniazda TO-8 (patrz rys. 4.1d), wykracza już poza klasę „C”.

Wraz z normą dostarczane są funkcje do oprogramowania MATLAB do badania pasywności, odwracalności oraz przyczynowości głowic pomiarowych zarówno w dziedzinie częstotliwości [192, pkt. 7.3], jak i w dziedzinie czasu [192, pkt. 7.4]. W tabl. D.6 przedstawiono współczynniki uzyskane dla pobudzenia wielorodzajowego, które dla idealizowanej głowicy powinny dążyć do 100 % dla badania w dziedzinie częstotliwości oraz 0 mV w dziedzinie czasu. Ponieważ norma zakłada weryfikowanie właściwości głowic w pasmie do 50 GHz, parametr CQMa nie został poprawnie określony dla głowicy TO-8, specyfikowanej tylko do 6 GHz. Wbrew temu, na podstawie pozostałych danych stwierdzono, że opracowana głowica spełnia wymogi najwyższej klasy „A” normy IEEE-370 w zakresie częstotliwości od 10 MHz do 6 GHz.

Tablica D.6. Parametry opisujące pasywność, odwracalność i przyczynowość głowicy pomiarowej zgodnie z normą IEEE-370.

Pobudzenie	różnicowe	sumacyjne	
Pasywność PQMi [%]	99,99	99,99	dziedzina częstotliwości
Odwracalność RQMi [%]	99,83	99,83	
Przyczynowość CQMi [%]	92,63	89,46	
Pasywność PQMa [mV]	0,0	0,0	dziedzina czasu
Odwracalność RQMa [mV]	0,1	0,1	
Przyczynowość CQMa [mV]	-	-	

W nowoczesnych analizatorach sieci (np. Rohde&Schwarz ZVA-50) macierz opisującą parametry głowicy pomiarowej można przenieść do wewnętrznej pamięci systemu pomiarowego. Wówczas analizator umożliwia korekcję systematycznych błędów pomiarowych w czasie rzeczywistym, a w przypadku gdy wysoka dokładność pomiarów nie jest wymagana, każdorazowa kalibracja głowicy za pomocą wzorców TO-8 nie jest konieczna. Można więc znacznie szybciej uruchomić procedury pomiarowe w przypadku wykorzystania głowicy w innym stanowisku pomiarowym.

Zgodnie z wytycznymi normy IEEE-370 [192, ppkt. 3.5.11], plik opisujący właściwości głowicy pomiarowej należy stworzyć w uniwersalnym formacie Touchstone (rozszerzenie *.s4p*). Jego nagłówek i parametry macierzy rozproszenia dla najmniejszej oraz największej częstotliwości pracy głowicy, odpowiednio 300 kHz oraz 6 GHz, zamieszczono poniżej:

```
!TO-8 TEST FIXTURE
```

```
!This data was taken in accordance with the requirements defined in IEEE
```

```
P370
```

```
!
```

```
!Date 20 June 2021 Mateusz Zbik
```

```
![IEEE-370 Start]
```

```
!
```

```
![Number of Ports] 4
```

```
![Number of frequencies] 801
```

```
![Data Source] measured
```

```

! [Component Type] DUT
! [Calibration Method] SOLR16
! [De-embedding Method] Full 4-Port Matrix Correction
!
! The normative metrics defined in Clause 7 of IEEE Std 370-2020
! are as follows:
! differential-mode: PQMi=99.99%, RQMi=99.83%, CQMi=92.63%,
! common-mode: PQMi=99.99%, RQMi=99.83%, CQMi=89.64%,
! differential-mode: PQMa=0mV, RQMa=0.1mV, CQMa=NOT APPLICABLE,
! common-mode: PQMa=0mV, RQMa=0.1mV, CQMa=NOT APPLICABLE.
! The test fixture achieved Class A compliance to 6 GHz (FER1, FER3..FER8).
! The test fixture achieved Class A compliance to 1.3 GHz (FER1..FER8).
! PIN MAPPING:
! PORT 1 (VNA PORT 1) ->- PORT2 (DUT port 1)
! PORT 3 (VNA PORT 2) ->- PORT4 (DUT port 2)
! [IEEE-370 End]
!
# GHz S RI R 50
! S-Parameters data
! Freq reS11 imS11 reS12 imS12 reS13 imS13 reS14 imS14
! reS21 imS21 reS22 imS22 reS23 imS23 reS24 imS24
! reS31 imS31 reS32 imS32 reS33 imS33 reS34 imS34
! reS41 imS41 reS42 imS42 reS43 imS43 reS44 imS44
0.0003000000 0.0005868809 0.0002227172
0.9992246478 -0.0007502281 0.0000178467
0.0000112016 -0.0000178271 0.0003166898
0.9992246479 -0.0007502281
0.0011415456 0.0001402315 -0.0000364919
-0.0003308754 0.0000434741 0.0000156482
0.0000178467 0.0000112016
-0.0000364919 -0.0003308754 -0.0000274843
0.0002506026 0.9994774926 -0.0007535079
-0.0000178270 0.0003166898
0.0000434531 0.0000156327 0.9994774926

```

-0.0007535079	0.0011579007	0.0002802555
...		
6.0000000000	0.0893085419	-0.5380487477
-0.3447461033	-0.7114151868	-0.0023722834
0.0003031494	-0.0032389159	0.0036067266
	-0.3447245586	-0.7114212676
0.4585272258	0.2017640241	-0.0002541933
-0.0001403775	-0.0024144337	-0.0050997806
	-0.0023722834	0.0003031494
-0.0005626940	-0.0003261223	0.0224167329
-0.5189814536	-0.3990357581	-0.7056751982
	-0.0030261526	0.0037680117
-0.0014658390	-0.0050960077	-0.3990554083
-0.7056665329	0.4496582532	0.2330582813
6.0400735000	0.0478183445	-0.5444431168
-0.3824415992	-0.6907402267	-0.0023994390
0.0004581077	-0.0030652499	0.0035820399
!END OF FILE		

D.6 Opis projektu wzmacniacza transimpedancyjnego

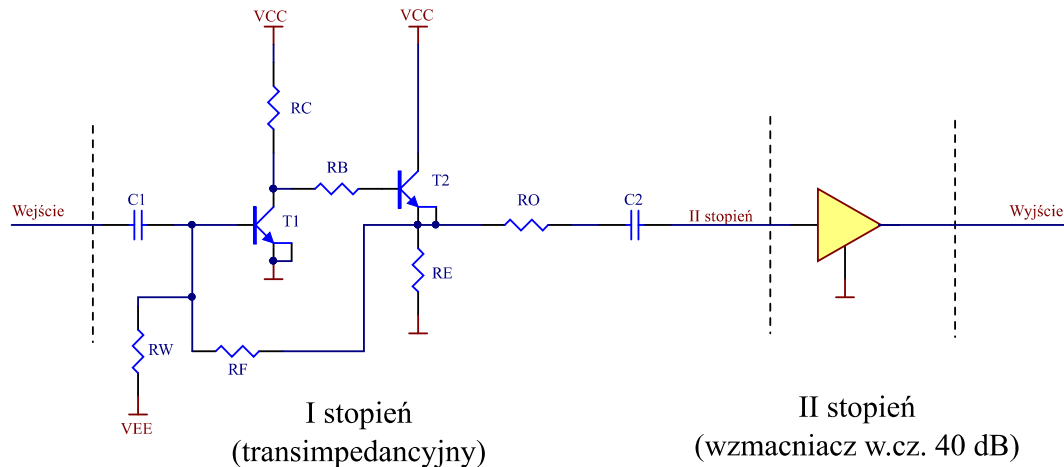
W niniejszym dodatku omówiono metodę projektowania oraz szczegóły techniczne układu wzmacniania sygnału fotodiody średniej podczerwieni. Ponieważ opisywana metoda ma zostać docelowo wdrożona w dziale produkcji modułów detekcyjnych VIGO, duży nacisk położono na możliwie jak najdalej posuniętą automatyzację całego procesu za pomocą narzędzi CAD. Wówczas można skutecznie dostosowywać parametry układu wzmacniacza do konkretnego typu fotodetektora i określać właściwości modułu detekcyjnego jeszcze na etapie projektowania. W opisywanej tu procedurze pod uwagę wzięto również aspekty praktyczne tak, aby układ można było wykonać, stosując łatwo dostępne układy aktywne i pasywne.

Aby uzyskać możliwie małą stałą czasową odpowiedzi modułu detekcyjnego, należy zgodnie z zależnością (1.10) dążyć do zwarcia zacisków fotodiody i prądowego odbioru sygnału. Naturalnym wyborem stopnia wejściowego jest więc wzmacniacz transimpedancyjny. Niestety komercyjnie dostępne wzmacniacze scalone (np. ONET8531T produkcji Texas Instruments [193]) są zazwyczaj przystosowane do pracy z fotodiodami PIN z InGaAs, dlatego gdy do wejścia dołączy się fotodiode z HgCdTe, uzyskiwane parametry są wielokrotnie gorsze od katalogowych wskutek znacznie mniejszej małosygnałowej rezystancji fotodetektorów na zakres LWIR. W rezultacie wzrasta poziom szumu modułu detekcyjnego i zawęża się pasmo przenoszenia samego wzmacniacza. Aby ten problem rozwiązać, autor rozprawy postanowił samodzielnie zaprojektować wzmacniacz transimpedancyjny, przeznaczony do pracy z fotodiodami typu LWIR.

Wstępne założenia projektowe układu sformułowano na podstawie wniosków płynących z p. 1.1, spośród których wzmacniacz powinien przede wszystkim zapewniać:

- impedancję wejściową bliską idealnemu zwarciu,
- pasmo przenoszenia w połączeniu z fotodetektorem $>2,0$ GHz,
- przeregulowanie odpowiedzi impulsowej <10 %,
- niski poziom szumu własnego,
- bezwarunkową stabilność.

Na rys. D.14 ukazano schemat typowego układu transimpedancyjnego, składający się z dwóch stopni wzmacniania: głównego o niskiej impedancji wejściowej oraz pomocniczego - scalonego wzmacniacza w.cz. W przypadku tego pierwszego, wykorzystano dwa tranzystory bipolarne w układzie wspólnego emitera i wspólnego kolektora, które objęto pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Aby móc obniżyć małosygnałową impedancję wejściową układu, połączono emiter T2 z bazą T1 poprzez rezystancję R_F , która określa wypadkową transimpedancję układu [83, rozdz. 8, pkt. 5]. Ponieważ w tego typu wzmacniaczach rezystancja sprzężenia zwrotnego jest zwykle mniejsza niż $1\text{ k}\Omega$, w wyniku czego na wyjściu pierwszego stopnia otrzymuje się małą moc sygnału. W konsekwencji zgodnie ze schematem z rys. D.14, w tor sygnałowy włączono wspomniany wzmacniacz w.cz.



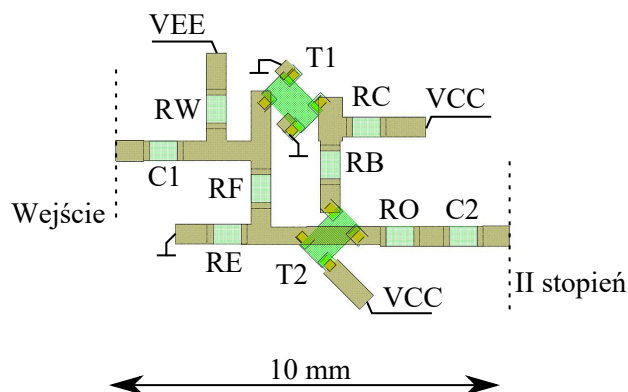
Rysunek D.14. Schemat układu wzmacniania zastosowany w module detekcyjnym.

Pierwszym problemem, jaki należało rozwiązać, było wytypowanie odpowiednich tranzystorów i określenie ich właściwego punktu pracy. Na podstawie wyników symulacji obwodowych, przeprowadzonych w środowisku MO od Cadence, do konstrukcji pierwszego stopnia wybrano parę niskoszumnych tranzystorów SiGe (BFP540, $f_t = 30\text{ GHz}$, Infineon), natomiast do drugiego - dwa scalone wzmacniacze LNA w.cz. (BGA616, Infineon) o sumarycznym wzmocnieniu 40 dB . Taki zespół powinien zapewnić dostateczne wzmocnienie fotoprądu w pasmie sięgającym co najmniej $2,5\text{ GHz}$.

Projektowanie wzmacniacza na zakres mikrofalowy wymaga jednak znacznie większej uwagi. Należy zwiększyć dokładność symulacji, m.in. uzupełniając schemat zastępczy wzmacniacza o wpływ sprzężeń w postaci indukcyjności i pojemności, które odwzorowują wpływ dobudowy danego komponentu⁹ na transmisję sygnału w.cz. Ponadto wskutek

⁹Wybrano kondensatory i rezystory w rozmiarze $1,0\text{ mm} \cdot 0,5\text{ mm}$ oraz tranzystory w obudowie typu TSFP.

gęstego upakowania elementów, występują pasożytnicze sprzężenia pomiędzy ścieżkami na płycie PCB (RO4350B o grubości 0,5 mm, Rogers), które mogą zaburzyć stabilność układu. Wpływ tych sprzężeń uwzględniono symulując rozkład pola elektromagnetycznego (AXIEM, Cadence) dla topografii ścieżek, ukazanej na rys. D.15.



Rysunek D.15. Topografia ścieżek wzmacniacza transimpedancyjnego.

Dzięki określeniu reguł projektowych, wymienionych jako punkty 1-5 na początku niniejszego dodatku, można było dobrać odpowiednią funkcję celu w MO¹⁰. W tym dodatku ograniczono się do wyznaczenia jej minimum, dla fotodetektora PV o parametrach określonych w tabl. 5.1, który dołączono do wejścia wzmacniacza, stosując sumaryczną zastępczą indukcyjność $L_d=2,4$ nH. Należy przy tym pamiętać, że ze względów technologicznych przyjęto tu pewne uproszczenie. Ponieważ w tym przykładzie zastosowano asymetryczny odbiór sygnału, więc aby uzyskać możliwie dużą dokładność odwzorowania właściwości układu powinien obowiązywać tu pełny schemat zastępczy fotodiody z rys. 1.7. Jednak aby omawiany problem uprościć, pominięto tu sprzężenia toru sygnałowego do układu TEC, godząc się na pewną utratę dokładności w symulacji.

W wyniku procedury optymalizacyjnej uzyskano zestaw parametrów projektowych, które zamieszczono w tabl. D.7. Wartości elementów pasywnych przybliżono wartościami z szeregu E24 tak, aby wzmacniacz móc wykonać za pomocą elementów łatwo dostępnych na rynku. Dla tak dobranych elementów przeprowadzono symulację w wyniku której określono parametry rozproszenia wzmacniacza transimpedancyjnego i sporządzono od-

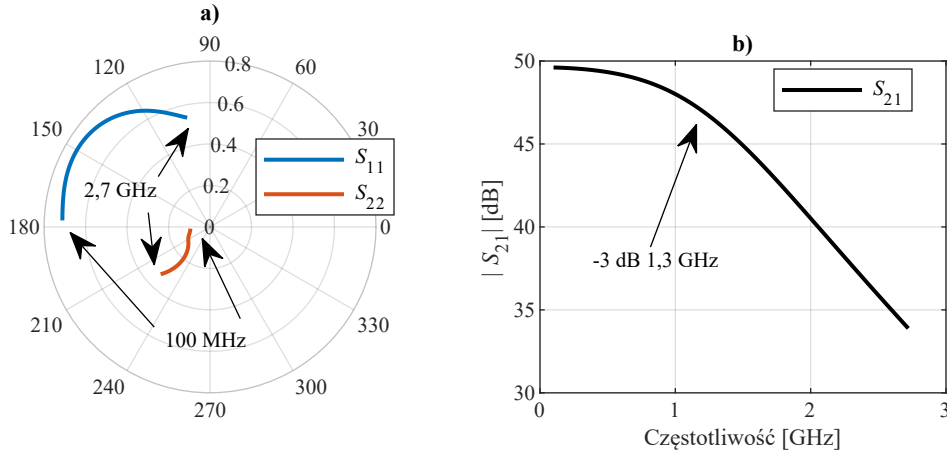
¹⁰Zastosowano metodę graficznego wyznaczania funkcji celu minimalizując ją za pomocą funkcję *Optimizer*.

powiedni raport¹¹.

Tablica D.7. Wartości elementów w schemacie wzmacniacza transimpedancyjnego.

C1, C2 [nF]	RW [kΩ]	RF [Ω]	RC [Ω]	RE [Ω]	RB [Ω]	RO [Ω]	VCC [V]	VEE [V]
10	2	680	270	270	220	47	5,6	-1,8

Na rys. D.16 ukazano wybrane parametry macierzy rozproszenia wzmacniacza transimpedancyjnego dla $Z_0 = 50 \Omega$. Jak można zaobserwować na rys. D.16a, impedancja wejściowa wzmacniacza jest bliska zwarcia dla 100 MHz ($|Z_{11}| \approx 8 \Omega$) i przyjmuje charakter indukcyjny wraz ze wzrostem częstotliwości. Dopasowanie wyjścia układu jest zgodne z deklaracją producenta wzmacniacza scalonego i w zakresie częstotliwości do 2 GHz wynosi maksymalnie -14 dB. Wskutek strat odbiciowych, charakterystyka modułu transmitancji wzmacniacza z rys. D.16b spada o 3 dB już na częstotliwości 1,3 GHz, jednak należy pamiętać, że parametry modułu detekcyjnego optymalizowano z dołączonymi elementami schematu zastępczego fotodiody.



Rysunek D.16. Parametry rozproszenia dwustopniowego wzmacniacza transimpedancyjnego: współczynnik odbicia wejścia i wyjścia we współrzędnych biegunowych a) oraz moduł transmitancji we współrzędnych prostokątnych b).

Po dołączeniu do wejścia wzmacniacza fotodiody PV, parametry statyczne oraz dynamiczne modułu detekcyjnego zamieszczono w tabl. D.8. Chociaż teoretyczne pasmo

¹¹Taki raport zawiera podstawowe parametry statyczne i dynamiczne modułu detekcyjnego w formie pliku tekstowego. Ponadto generowany jest model modułu detekcyjnego w postaci macierzy rozproszenia oraz tzw. netlisty środowiska SPICE [45], co potencjalnie może przyspieszyć projektowanie systemów spektroskopowych i telekomunikacyjnych.

przenoszenia samej struktury sięga 6 GHz (patrz tabl. 5.1), to w tym eksperymencie uzyskano pasmo przenoszenia urządzenia przekraczające 2 GHz. Wypełnia to pierwotne założenia (pasmo $>2,0$ GHz), jednak można próbować zmodyfikować funkcję celu i ponownie określić strukturę wzmacniacza, chociaż prawdopodobnie odbędzie się to kosztem pogorszenia innych parametrów, np. zwiększenie przeregulowania odpowiedzi impulsowej.

Tablica D.8. Parametry modułu detekcyjnego z fotodiodą typu PV uzyskane z symulacji.

Pasmo przenosze- nia [GHz]	Przeregulo- wanie $u_p\%$ [%]	czas na- rastania odpowie- dzi t_r [ps]	czas opadania odpowie- dzi t_r [ps]	Efektywna transim- pedancja [k Ω]	NEP (100 MHz) [$\frac{pW}{\sqrt{Hz}}$]
2,30	6,2	183	143	17,76	5,2

W tabl. D.8 zebrano również efektywną transimpedancję oraz NEP wzmacniacza¹². Gdyby chciał te parametry zmodyfikować, np. na życzenia klienta, aby mógł bezpośrednio podłączyć zamówiony moduł detekcyjny do systemu telekomunikacyjnego, należy tylko nieznacznie zmodyfikować funkcję celu i ponownie określić strukturę wzmacniacza, za pomocą funkcji środowiska MO. Podobnie można podjąć próbę rozszerzenia pasma przenoszenia I-ego stopnia wzmacniania, wybierając inny rodzaj tranzystorów w.cz. co również może odbywać się automatycznie w MO, dzięki wbudowanej weń dużej bazie dostępnych komercyjnie tranzystorów i wzmacniaczy w.cz.

¹²Zazwyczaj parametr NEP służy do opisu parametrów fotodetektora, jednak znając współczynnik konwersji mocy optycznej na fotoprąd ($2,5 \frac{A}{W}$ dla fotodiody PV), można go użyć do opisu układu wzmacniacza.

D.7 Analiza odpowiedzi impulsowej fotodetektorów MWIR i LWIR

W niniejszym dodatku przeprowadzono analizę obwodową odpowiedzi skokowej dwu fotodetektorów MWIR i LWIR w obudowach TO-8. Celem tego przykładu jest zbadanie obecnego stanu technologii w VIGO, wskazanie jej niedoskonałości i wyznaczenie potencjalnych kierunków optymalizacji konstrukcji doprowadzeń. Aby przeprowadzić taką analizę, wykorzystano wyprowadzone w p. 1.1 równanie transmitancji (1.8), a wartości poszczególnych elementów w schemacie z rys. 1.4 określono na podstawie publikacji ISE i VIGO [11, 31, 44]:

- LWIR [11, 31, 44] ($A = 32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$, $T = 200 \text{ K}$, $U_b = -0,7 \text{ V}$): $c_d = 2 \text{ pF}$, $r_p = 130 \Omega$, $r_s = 20 \Omega$,
- MWIR [11] ($A = 100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$, $T = 230 \text{ K}$, $U_b = -0,7 \text{ V}$): $c_d = 3 \text{ pF}$, $r_p = 200 \text{ k}\Omega$, $r_s = 10 \Omega$,

przy czym należy zwrócić uwagę na wyraźne różnice w wartościach elementów, a zwłaszcza rezystancji małosygnałowej r_p . Jest ona ponad trzy rzędy wielkości większa dla fotodiody MWIR, z powodu węższej przerwy energetycznej warstwy absorbującej fotodiody LWIR i większego natężenia prądu generacji-rekombinacji termicznej.

Aby w odpowiedzi przyrządów móc uwzględnić wpływ doprowadzeń, w schemacie zastępczym indukcyjność połączeń L_s dla obu fotodetektorów określono na podstawie wyników modelowania z [39] dla trzech różnych typów chłodziarek: jedno-, dwu- oraz trójstopniowej, ozn. odpowiednio 2TE, 3TE oraz 4TE, standardowo stosowanych do chłodzenia fotodetektorów w obudowach TO-8. Natomiast jako obciążenie zacisków fotodetektora przyjęto $r_l = 50 \Omega$ oraz $r_l = 10 \Omega$, które w tym przykładzie odwzorowują impedancje wejściowe odpowiednio wzmacniacza scalonego w.cz. oraz wzmacniacza transimpedancyjnego, podobnie jak to uczyniono w [31].

Do liczbowej oceny jakości odpowiedzi danego fotodetektora w dziedzinie czasu, przy pobudzeniu skokiem jednostkowym prądu I_d (patrz rys. 1.4), oprócz czasu narastania (1.7), wprowadzono dwa nowe parametry [194]:

$$u_p\% = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta_f^2}}} \cdot 100 \%, \quad (\text{D.7})$$

który określa procentową wartość przeregulowania (oscylacji) odpowiedzi skokowej, określaną w j. angielskim jako *overshoot*, oraz:

$$t_u \approx \frac{3}{\zeta_f \omega_0}, \quad (\text{D.8})$$

który przybliża czas potrzebny na ustalenie się odpowiedzi (wygaśnięcie oscylacji) tak, aby nie wykraczała ona poza zakres $\pm 5\%$ amplitudy w stanie ustalonym, gdzie: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s c_p}}$.

Parametry odpowiedzi impulsowej obliczone za pomocą (1.7) oraz (D.7)-(D.8), jak również współczynnik tłumienia oscylacji (1.11) obliczono dla trzech przypadków L_s , co ukazano w tabl. D.9, przy czym pierwsza połowa wierszy tablicy odnosi się do schematu z $r_l=50\ \Omega$, podczas gdy druga - do $r_l=10\ \Omega$. Jak można zauważyć, współczynnik ζ jest zawsze mniejszy od jedności, wskutek czego omawiane tu fotodetektory MWIR i LWIR charakteryzują się odpowiedzią o charakterze oscylacyjnym. Ponieważ występują pewne różnice pomiędzy wartościami elementów w schematach zastępczych tych struktur, obliczony stopień przeregulowania fotodiody typu MWIR jest zdecydowanie większy niż LWIR. Należy przy tym zaznaczyć, że chociaż zmniejszenie rezystancji obciążającej r_l z $50\ \Omega$ do $10\ \Omega$ dla obu przyrządów przynosi zysk w postaci skrócenia czasu narastania odpowiedzi t_r , to należy zwrócić uwagę, że przeregulowanie LWIR-4TE wzrasta z około 10% do 18% , natomiast w przypadku MWIR-4TE, z początkowych 29% , osiąga wartość aż 68% .

Tablica D.9. Jakość odpowiedzi impulsowej fotodetektorów MWIR i LWIR.

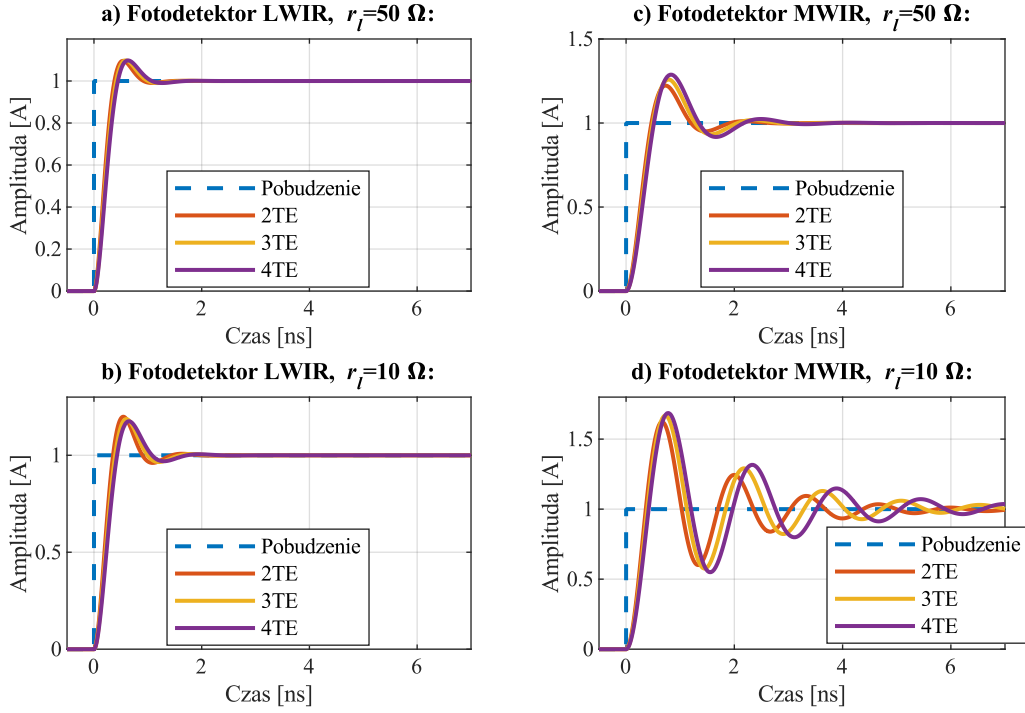
Typ chłodziarki	MWIR			LWIR			
	2TE	3TE	4TE	2TE	3TE	4TE	
L_s [nH] [39]	14,6	17,5	20,0	14,6	17,5	20,0	
ζ_f	0,59	0,59	0,59	0,43	0,39	0,4	
$u_{p\%}$ [%]	9,8	10,0	9,9	22,7	26,1	29,0	$r_l=50 \Omega$
t_u [ns]	0,87	0,95	1,02	1,48	1,75	2,0	
t_r [ns]	0,26	0,28	0,30	0,32	0,33	0,4	
ζ_f	0,46	0,47	0,48	0,14	0,13	0,1	
$u_{p\%}$ [%]	19,7	18,9	17,7	63,6	66,0	68,0	$r_l=10 \Omega$
t_u [ns]	1,13	1,19	1,24	4,45	5,23	6,0	
t_r [ns]	0,24	0,27	0,29	0,24	0,26	0,3	

Aby móc lepiej zobrazować skalę omawianego problemu na rys. D.17 ukazano odpowiedzi obu fotodetektorów otrzymaną na podstawie przeprowadzonych symulacji obwodowych w SPICE. O ile przeregulowanie odpowiedzi ukazane na rys. D.17a może być pod pewnymi warunkami akceptowalne¹³, o tyle większe zniekształcenia, jak te z rys. D.17b-d, mogą prowadzić do powstawania znaczących błędów przy detekcji zmodulowanego promieniowania podczerwonego.

Na podstawie t_u i $u_{p\%}$ z tabl. D.9 można ogólnie stwierdzić, że jakość odpowiedzi skokowej poprawia się wraz ze zmniejszaniem indukcyjności połączeń. To prowadzi do naturalnego wniosku, że aby uzyskiwać zadowalające parametry układów detekcji, należy dążyć do ograniczania indukcyjności L_s w rzeczywistym układzie.

Zgodnie z tabl. D.9, wartość $L_{s \text{ kryt}}$ dla warunku $\zeta_f = 1$ musi zależeć od rezystancji obciążenia r_l , więc należy ją uwzględnić w transmitancji (1.12):

¹³Taka sytuacja może mieć miejsce m.in. w przypadku transmisji informacji zakodowanej AM, gdzie niewielkie przeregulowanie rzędu 5 % lub nawet 10 % może okazać się korzystne, wskutek zwiększenia tzw. wysokości wykresu oka (ang. eye diagram) [195], o czym mowa w p. 5.1.



Rysunek D.17. Odpowiedź skokowa fotodetektorów LWIR i MWIR.

$$L_{s \text{ kryt}} = 2r_p c_d \left[r_p - \sqrt{r_p (r_p + r_s + r_l)} + \frac{1}{2}(r_s + r_l) \right]. \quad (\text{D.9})$$

Wówczas optymalną wartość L_s dla schematu z rys. 1.4 można łatwo oszacować, co ukazano w tabl. D.10. Jak można zauważyć, aby osiągnąć bezoscylacyjną odpowiedź obu fotodetektorów przy obciążeniu $r_l = 50 \, \Omega$, należałoby ograniczyć L_s niemal dziesięciokrotnie w stosunku do obecnej technologii montażu w obudowach TO-8. Jednak już dla $r_l = 10 \, \Omega$, indukcyjność L_s musi być mniejsza niż $0,5 \, \text{nH}$, co oznacza, że fotodiody musiałyby zostać niemal bezpośrednio dołączone do obciążenia. W obecnej technologii montażu fotodiod w obudowie TO-8 jest to niemożliwe. Niemniej jednak, dążąc do ograniczenia L_s możliwie blisko $L_{s \text{ kryt}}$, można znacząco zwiększyć szybkość odpowiedzi fotodetektorów, bo czas narastania $t_{r \text{ kryt}}(r_l = 10 \, \Omega)$ w tabl. D.10 zmniejszył się niemal trzykrotnie w stosunku do danych z tabl. D.9.

Tablica D.10. Optymalna wartość indukcyjności układu połączeń fotodetektorów MWIR i LWIR.

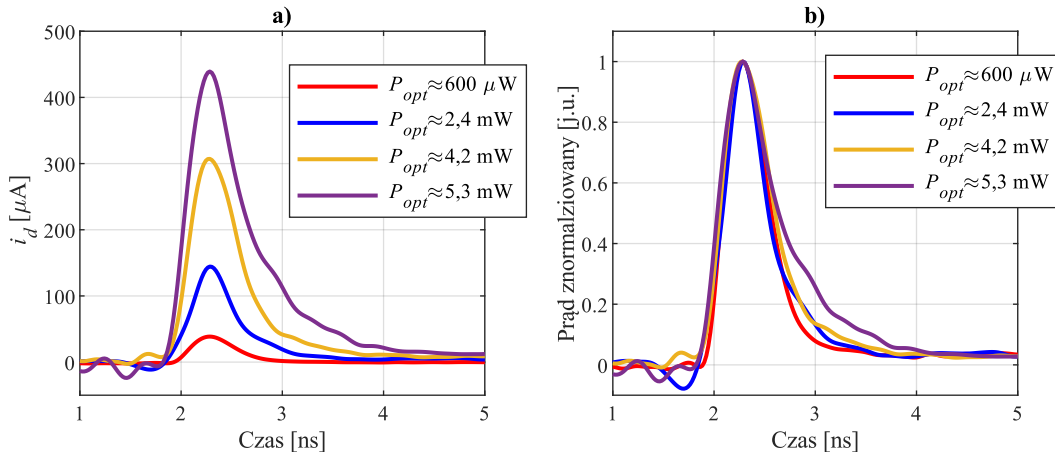
	MWIR	LWIR	r_l
$L_{s \text{ kryt}}$ [nH]	2,67	1,95	50 Ω
$t_{r \text{ kryt}}$ [ps]	304	170	
$L_{s \text{ kryt}}$ [nH]	0,30	0,40	10 Ω
$t_{r \text{ kryt}}$ [ps]	102	87	

Na zakończenie powyższych rozważań ogólnie można stwierdzić, że aby poprawić właściwości dynamiczne fotodetektorów VIGO należy ograniczać zastępczą indukcyjność połączeń. Dobrym przykładem mogą być wyniki badań opublikowane w [31]. Jeśli wówczas udoskonalonoby układ wyprowadzenia sygnału w.cz. poza obudowę, to na podstawie powyższych analiz można przypuszczać, że rzeczywisty fotodetektor LWIR mógłby charakteryzować się ponad dwukrotnie krótszym czasem odpowiedzi, wynoszącym około 100 ps (odpowiednio 3,5 GHz pasma przenoszenia). Te bardzo ważne obserwacje posłużyły autorowi rozprawy jako punkt wyjścia do optymalizacji układu połączeń pomiędzy fotodiodą a wejściem wzmacniacza w.cz.

D.8 Charakteryzowanie wielkosygnałowej odpowiedzi impulsowej

Unikalną cechą systemu NVNA jest możliwość scharakteryzowania wielkosygnałowej odpowiedzi fotodiody z HgCdTe przy pobudzeniu impulsem laserowym. W tym przykładzie fotodetektor PVI, którego model małosygnałowy analizowano w p. 4.2, pobudzano impulsami o różnej mocy szczytowej.

Na rys. D.18 ukazano odpowiedź przyrządu dla czterech różnych nastaw źródła laserowego. Jak można zaobserwować na rys. D.18a, wraz z rosnącą mocą impulsu optycznego, amplituda fotoprądu wzrasta. Jednak obserwując opadające zbocze impulsu na rys. D.18b, można dostrzec, że wraz ze wzrostem mocy pobudzenia, zanik fotoprądu jest wyraźnie wolniejszy. Jest to efekt związany z generacją nadmiarowej liczby nośników ładunku w złączu, zwany nasyceniem. Ponieważ może ono pogorszyć szybkość odpowiedzi przyrządu, w systemach laserowych należy zadbać o odpowiedni poziom mocy optycznej. Jest to zwłaszcza istotne w systemach telekomunikacyjnych, gdzie nadmierna moc pobudzenia może wpływać na zwiększenie współczynnika błędów w transmisji łączem FSO.



Rysunek D.18. Odpowiedź impulsowa fotodetektora PVI przy pobudzeniu rosnącą mocą optyczną.