



Politechnika Wrocławska

---

**DZIEDZINA:** Nauki inżynieryjne i techniczne

**DYSCYPLINA:** automatyka, elektronika, elektrotechnika i technologie kosmiczne

## ROZPRAWA DOKTORSKA

### **Opracowanie laserowego modułu absolutnego i precyzyjnego pomiaru odległości z przeznaczeniem do maszyn obróbczych**

mgr inż. Jędrzej Barański

Promotor:

dr hab. Jarosław Sotor prof. PWr

Promotor pomocniczy:

dr inż. Grzegorz Budzyń

Opiekun pomocniczy:

dr inż. Janusz Rzepka

Słowa kluczowe: dalmierz laserowy, absolutny pomiar odległości, kalibracja maszyn

WROCŁAW 2024

*Składam podziękowania promotorowi dr. hab. inż. Jarosławowi Sotorowi, oraz promotorowi pomocniczemu dr. inż. Grzegorzowi Budzyniowi, którym zawdzięczam powstanie niniejszej rozprawy.*

*Podziękowania kieruję również w stronę prof. Krzysztofa Abramskiego za opiekę nad kwestiami formalnymi.*

*Dziękuję Natalii Sobańskiej i Arkadiuszowi Jagodzińskiemu za przyjacielskie wsparcie podczas pisania dysertacji.*

Doktorat został zrealizowany w ramach IV edycji programu "Doktorat Wdrożeniowy" we współpracy z firmą Lasertex Przedsiębiorstwo Wdrażania Postępu Naukowo-Technicznego sp. z o.o. oraz Katedrą Teorii Pola, Układów Elektronicznych i Optoelektroniki działającej przy Politechnice Wrocławskiej.



# Spis treści

|                                                                                           |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| Lista Akronimów . . . . .                                                                 | 6         |
| <b>1 Wstęp</b>                                                                            | <b>7</b>  |
| <b>2 Metody pomiaru odległości i przesunięcia z wykorzystaniem laserów</b>                | <b>12</b> |
| 2.1 Wprowadzenie . . . . .                                                                | 12        |
| 2.2 Metody pomiaru odległości . . . . .                                                   | 13        |
| 2.2.1 Czujniki bazujące na intensywności wiązki lasera . . . . .                          | 14        |
| 2.2.2 Laserowa mikroskopia konfokalna . . . . .                                           | 15        |
| 2.2.3 Triangulacja . . . . .                                                              | 16        |
| 2.2.4 Pomiar czasu przelotu . . . . .                                                     | 18        |
| 2.2.5 Pomiar przesunięcia fazy . . . . .                                                  | 20        |
| 2.2.6 Metody interferometryczne . . . . .                                                 | 24        |
| 2.2.7 Fala ciągła modulowana częstotliwością . . . . .                                    | 29        |
| 2.3 Rozwiązania komercyjne rynkowo dostępne . . . . .                                     | 32        |
| 2.3.1 Interferometry laserowe . . . . .                                                   | 33        |
| 2.3.2 Trakcery laserowe . . . . .                                                         | 35        |
| 2.3.3 Tachimetry . . . . .                                                                | 37        |
| 2.4 Podsumowanie rozdziału . . . . .                                                      | 39        |
| <b>3 Metoda absolutnego pomiaru odległości</b>                                            | <b>41</b> |
| 3.1 Wprowadzenie . . . . .                                                                | 41        |
| 3.2 Wybór metody pomiaru odległości . . . . .                                             | 41        |
| 3.3 Idea układu pomiarowego . . . . .                                                     | 43        |
| 3.4 Detekcja synchroniczna i demodulacja kwadraturowa . . . . .                           | 43        |
| 3.4.1 Detekcja synchroniczna . . . . .                                                    | 43        |
| 3.4.2 Demodulacja kwadraturowa . . . . .                                                  | 45        |
| 3.4.3 Sygnały kwadraturowe . . . . .                                                      | 46        |
| 3.5 Błędy demodulacji kwadraturowej . . . . .                                             | 48        |
| 3.5.1 Analiza błędów . . . . .                                                            | 48        |
| 3.5.2 Kompensacja błędów . . . . .                                                        | 51        |
| 3.6 Wybrana do implementacji metoda absolutnego pomiaru odległości . . . . .              | 53        |
| 3.6.1 Zgrubne określenie odległości . . . . .                                             | 54        |
| 3.6.2 Precyzyjne wyznaczenie absolutnej odległości . . . . .                              | 55        |
| 3.6.3 Poprawka w absolutnym pomiarze odległości . . . . .                                 | 56        |
| 3.7 Określenie minimalnych wymagań technicznych . . . . .                                 | 57        |
| 3.7.1 Wpływ warunków atmosferycznych na pomiar odległości . . . . .                       | 57        |
| 3.7.2 Minimalna częstotliwość modulacji względem błędu wyznaczenia różnicy fazy . . . . . | 60        |

|          |                                                                                                 |            |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 3.7.3    | Wpływ błędu syntezy częstotliwości modulacji na pomiar odległości                               | 61         |
| 3.7.4    | Minimalny zakres przestrajania częstotliwości modulacji w absolutnym pomiarze odległości        | 62         |
| 3.8      | Podsumowanie rozdziału                                                                          | 63         |
| <b>4</b> | <b>Realizacja praktyczna prototypu dalmierza</b>                                                | <b>64</b>  |
| 4.1      | Wstęp                                                                                           | 64         |
| 4.2      | Wymagania dotyczące układów elektronicznych                                                     | 64         |
| 4.2.1    | Wymagania dotyczące układu pomiarowego                                                          | 64         |
| 4.2.2    | Wymagania funkcjonalne                                                                          | 65         |
| 4.3      | Moduły światłowodowe SFP                                                                        | 66         |
| 4.3.1    | Wprowadzenie                                                                                    | 66         |
| 4.3.2    | Opis wkładek światłowodowych SFP                                                                | 66         |
| 4.3.3    | Analiza układów optoelektronicznych modułów SFP                                                 | 67         |
| 4.3.4    | Interfejs diagnostyczny i transmisja danych                                                     | 70         |
| 4.4      | Eksperymentalna weryfikacja metody pomiaru odległości z wykorzystaniem modułów SFP (Prototyp I) | 70         |
| 4.4.1    | Opis układu                                                                                     | 70         |
| 4.4.2    | Eksperyment wstępny                                                                             | 72         |
| 4.5      | Opracowanie układu syntezy częstotliwości i automatyzacja procesu pomiaru (Prototyp II)         | 73         |
| 4.5.1    | Opis układu                                                                                     | 73         |
| 4.5.2    | Wpływ temperatury na zmianę przesunięcia fazy                                                   | 77         |
| 4.6      | Realizacja autorskiego układu nadawczego i odbiorczego (Prototyp III)                           | 78         |
| 4.6.1    | Opis układu                                                                                     | 78         |
| 4.6.2    | Synteza i przestrajanie częstotliwości                                                          | 81         |
| 4.7      | Opracowanie układu nadajnika z laserem z modulatorem elektroabsorbcyjnym (Prototyp IV)          | 84         |
| 4.7.1    | Opis układu                                                                                     | 84         |
| 4.8      | Realizacja światłowodowego układu optycznego i interfejsu użytkownika (Prototyp V)              | 88         |
| 4.8.1    | Opis układu                                                                                     | 88         |
| 4.8.2    | Obudowa                                                                                         | 92         |
| 4.8.3    | Kosztorys urządzenia                                                                            | 94         |
| 4.8.4    | Błędy demodulacji kwadraturowej                                                                 | 94         |
| 4.9      | Oprogramowanie dalmierza                                                                        | 97         |
| 4.10     | Aplikacja do akwizycji danych z prototypów dalmierza                                            | 98         |
| 4.11     | Podsumowanie rozdziału                                                                          | 99         |
| <b>5</b> | <b>Wpływ modulacji amplitudy na modulację fazy w fotodiodach typu PIN</b>                       | <b>101</b> |
| 5.1      | Wstęp                                                                                           | 101        |
| 5.2      | Opis efektu AM-to-PM                                                                            | 102        |
| 5.3      | Pomiar efektu AM-to-PM w fotodiodzie krzemowej                                                  | 105        |
| 5.4      | Pomiar efektu AM-to-PM w fotodiodzie InGaAs                                                     | 107        |
| 5.5      | Wpływ zjustowania układu optycznego na pomiar odległości                                        | 110        |
| 5.6      | Podsumowanie rozdziału                                                                          | 111        |

---

|          |                                                                           |            |
|----------|---------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>6</b> | <b>Weryfikacja parametrów dalmierza</b>                                   | <b>113</b> |
| 6.1      | Wstęp . . . . .                                                           | 113        |
| 6.2      | Wzorcowanie systemów pomiaru odległości . . . . .                         | 113        |
| 6.3      | Weryfikacja dokładności pomiaru odległości . . . . .                      | 114        |
| 6.3.1    | Układy pomiarowe wykorzystane do weryfikacji parametrów dalmierza         | 114        |
| 6.3.2    | Błędy pomiarów odległości . . . . .                                       | 116        |
| 6.4      | Weryfikacja stabilności długoterminowej i powtarzalności pomiarów . . . . | 117        |
| 6.5      | Maksymalny zakres pomiaru . . . . .                                       | 119        |
| 6.6      | Podsumowanie rozdziału . . . . .                                          | 120        |
| <b>7</b> | <b>Zakończenie</b>                                                        | <b>122</b> |
|          | <b>Streszczenie</b>                                                       | <b>124</b> |
|          | Streszczenie w języku polskim . . . . .                                   | 124        |
|          | Streszczenie w języku angielskim . . . . .                                | 126        |
|          | <b>Wykaz osiągnięć</b>                                                    | <b>128</b> |
|          | <b>Bibliografia</b>                                                       | <b>129</b> |

# Lista Akronimów

- ADM** absolutny pomiar odległości (ang. absolute distance measurement)
- AM-to-PM** wpływ modulacji amplitudy na modulację fazy (ang. amplitude modulation to phase modulation)
- AMCW** fala ciągła modulowana amplitudowo (ang. Amplitude Modulation Continuous Wave)
- DFB** laser o rozproszonym sprzężeniu zwrotnym (ang. distributed-feedback laser)
- DMI** interferometryczny pomiar odległości (ang. distance measuring interferometry)
- DML** laser bezpośrednio modulowany (ang. directly modulated laser)
- EML** laser z modulatorem elektroabsorbcyjnym (ang. electro-absorption modulated laser)
- FMCW** fala ciągła modulowana częstotliwością (ang. Frequency-Modulated Continuous-Wave)
- OCMI** interferometria mikrofalowa oparta na nośnej optycznej (ang. optical carrier-based microwave interferometry)
- PLL** układ pętli synchronizacji fazy (ang. phase locked loop)
- PSD** optyczny detektor położenia (ang. position sensitive detector)
- ROSA** podzespół optyczny odbiornika (ang. receiver optical sub-assembly)
- TCXO** generator kwarcowy z kompensacją temperatury (ang. temperature compensated crystal oscillator)
- TIA** wzmacniacz transimpedancyjny (ang. transimpedance amplifier)
- TOF** pomiar czasu przelotu (ang. Time of Flight)
- TOSA** podzespół optyczny nadajnika (ang. transmitter optical sub-assembly)
- VCO** generator sterowany napięciem (ang. voltage controlled oscillator)
- VCSEL** laser o emisji powierzchniowej z pionową wnęką rezonansową (ang. vertical-cavity surface-emitting laser)

# Rozdział 1

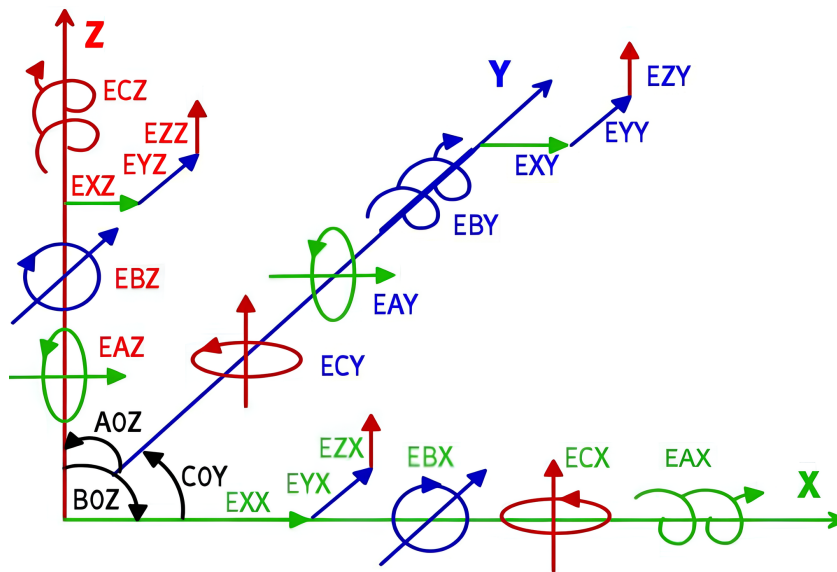
## Wstęp

Niniejszy doktorat powstał w ramach IV edycji programu "Doktorat Wdrożeniowy" we współpracy z firmą Lasertex oraz Katedrą Teorii Pola, Układów Elektronicznych i Optoelektroniki działającej przy Politechnice Wrocławskiej.

Firma Lasertex od 1989 roku zajmuje się projektowaniem i produkcją precyzyjnych laserowych systemów pomiarowych, które wykorzystywane są w pomiarach i kalibracji geometrii maszyn sterowanych komputerowo (ang. computerized numerical control, CNC). Produktem flagowym firmy jest interferometr laserowy HPI-3D, który zyskał uznanie w wielu ośrodkach badawczych, urzędach miar i prywatnych firmach na całym świecie. Istotną częścią działalności firmy jest również produkcja wzorców częstotliwości optycznej He-Ne/ $I_2$ . Wśród innych produktów opracowanych przez Lasertex znajdują się liniowe enkodery laserowe, enkodery kątowe czy kalibratory ekstensometrów. Firma podejmuje się także jednostkowych realizacji systemów pomiarowych – jedną z nich było opracowanie i wykonanie 12-metrowego zautomatyzowanego stanowiska pomiarowego do wzorcowania urządzeń geodezyjnych dla nowego kampusu Głównego Urzędu Miar w Kielcach.

Maszyny obróbcze CNC, za sprawą rozwoju technologii, upowszechniły się w zakładach produkcyjnych, a procesy obróbki stały się powtarzalne, przez co zdecydowanie łatwiej jest utrzymać zakładane tolerancje i jakość wytwarzanych detali w seryjnej produkcji. Maszyny CNC, jak każde urządzenie mechaniczne, ulegają stopniowemu zużyciu, co negatywnie wpływa na jakość procesu skrawania, dlatego konieczna jest ich okresowa konserwacja i kalibracja. Zużycie maszyny wpływa między innymi na jej geometrię, co przekłada się na błędy w ruchu stołu i wrzeciona takiej maszyny, a więc i na błędy wykonania obrabianego detalu. Geometria maszyny może także ulec zmianie w wyniku transportu na inne miejsce, lub po kolizji wrzeciona albo stołu z innym elementem znajdującym się w przestrzeni roboczej. Podstawowa 3-osiowa frezarka ma 21 błędów geometrii [1], w przypadku frezarki 5-osiowej jest to już 49 błędów [2], które w różny sposób wpływają na obróbkę detalu. Na rysunku 1.1 zaprezentowano model błędów występujących w 3-osiowej frezarce. W modelu uwzględniono błędy pozycji, prostoliniowości, prostopadłości oraz błędy kątowe.

Proces kalibracji wymaga dużego doświadczenia i zaawansowanych urządzeń pomiarowych, takich jak interferometry laserowe lub specjalizowane systemy do pomiaru błędów w wielu osiach maszyny jednocześnie, takich jak np. Renishaw XM-60, lub obecnie wdrażany



**Rysunek 1.1:** Błędy geometrii w 3-osiowej frezarce CNC (źródło: [1]).

do sprzedaży Lasertex MS-6, które również korzystają z rozwiązań interferometrycznych. W trakcie kalibracji frezarka wykonuje przejazdy do określonych punktów, w których wykonywane są pomiary, w podstawowej wersji, przemieszczeń względem punktu początkowego i na ich podstawie określa się błędy geometrii maszyny. W przypadku systemów kalibrujących wiele stopni swobody, wykonuje się również pomiary zmian kątów stołu i wrzeciona. Wyznaczone błędy zostają przeliczone na poprawki, które wprowadza się do sterownika maszyny obróbczej.

W ciągu ostatnich lat firma Lasertex dostawała coraz więcej zapytań o system pomiarowy, który umożliwi wykonywanie precyzyjnych i absolutnych pomiarów geometrii dużych obiektów, takich jak elementy turbin wiatrowych, wagonów kolejowych czy lokomotyw. Ze względu na brak takiego produktu w ofercie, przeprowadzono analizę konkurencyjnych rozwiązań, która wykazała, że obecnie najbardziej adekwatne do takich pomiarów są trackery laserowe, a na rynku tego typu urządzenia dostępne są w sprzedaży tylko u trzech producentów. W dodatku trackery laserowe z powodzeniem wykorzystywane są do kalibrowania ramion robotycznych [3, 4], co dokładnie wpisuje się w działalność firmy. Wykonanie takiej kalibracji z wykorzystaniem interferometru, lub systemu mierzącego wiele stopni swobody jest trudne i niewygodne, podobnie, jak kalibracja przestrzeni roboczej dużych maszyn o długości stołu rzędu kilku lub nawet kilkunastu metrów.

Firma Lasertex posiada już doświadczenie w projektowaniu i kalibracji enkoderów kątowych, co ułatwiłoby prace nad własną konstrukcją trackera laserowego, ale nie posiadała urządzenia, które mogłoby wykonywać absolutne pomiary odległości. Z tego względu podjęto decyzję o rozpoczęciu badań pod kątem opracowania systemu absolutnego pomiaru odległości w ramach doktoratu wdrożeniowego. Ograniczeniem, jakie narzuciła firma, było wykorzystanie lasera półprzewodnikowego, zamiast gazowego. Firma nie miała dużego doświadczenia z laserami półprzewodnikowymi, dlatego w ramach realizacji nowego urządzenia, dodatkowym celem była analiza wykorzystania tego typu laserów w precyzyjnych

---

pomiarach odległości, tak, aby poznać wady i zalety takiego rozwiązania.

Uznano, że dalmierz znajdzie niszę na rynku, jeżeli uzyska dokładność pomiaru odległości na poziomie  $10\text{ }\mu\text{m/m}$  w zakresie 20 m, a koszt produkcji nie przekroczy 3000 euro. Realizacja urządzenia, wobec postawionych ograniczeń, stanowiła duże wyzwanie. Komeracyjnie urządzenia, które osiągają podobne, lub lepsze dokładności pomiaru korzystają z rozwiązań interferometrycznych [5] (tylko dla pomiarów przemieszczeń) lub z przestrajalnych źródeł laserowych [6, 7]. Ze względu na wykorzystane źródła laserowe, urządzenia są drogie. Opracowanie konkurencyjnego rozwiązania umożliwiłoby wejście na rynek systemów absolutnego pomiaru odległości.

W pracy omówiono metody pomiaru odległości i przemieszczenia z wyszczególnieniem ich zalet, wad, oraz potencjalnych zastosowań. W każdej z metod zaprezentowano typowe rozwiązania układowe oraz najnowsze osiągnięcia nauki i kierunki dalszych badań. Następnie przedstawiono analizę rynku pod kątem konkurencyjnych urządzeń wykorzystywanych do pomiaru przemieszczenia lub absolutnego pomiaru odległości. W dalszej części przedstawiono wybór metody absolutnego pomiaru odległości, a następnie omówiono architekturę układów elektronicznych systemu pomiarowego. Idea polegała na wykorzystaniu detekcji synchronicznej i układu demodulatora kwadraturowego, co znacznie podnosi stosunek sygnału do szumu i ułatwia wyznaczenie przesunięcia fazy. Następnie szczegółowo omówiono wybraną metodę pomiaru odległości, wraz z jej modyfikacją, która umożliwia realizację precyzyjnych i absolutnych pomiarów odległości, a następnie przedstawiono jej teoretyczne i praktyczne ograniczenia. Przeprowadzono także analizę minimalnych wymagań dla systemu pomiarowego względem błędów, które mogą występować w układach elektronicznych. Uwzględniono wpływ współczynnika refrakcji na pomiar odległości. Następnie wyspecyfikowano wymagania wobec układów elektronicznych oraz zdefiniowano wymagania funkcjonalne dalmierza. Przedstawiono ideę wykorzystania modułów światłowodowych do przyspieszenia realizacji pierwszych prototypów. Omówiono proces iteracyjnego projektowania i optymalizacji parametrów modułu dalmierza laserowego. W ramach doktoratu zaprojektowano, zrealizowano i scharakteryzowano pięć prototypów urządzenia. Omówiono także architekturę oprogramowania i aplikację, która była wykorzystywana do wyświetlania i zapisywania danych z prototypów.

Ze względu na zaobserwowane zjawisko wpływu modulacji amplitudy na modulację fazy w fotodiodzie wykorzystanej w projekcie dalmierza, przeprowadzono teoretyczną analizę zjawiska dla diod krzemowych oraz arsenkowo-indowo-galowych (InGaAs). Z wykorzystaniem układów elektronicznych interferometru HPI-3D i lasera helowo-neonowego przeprowadzono charakteryzację tego zjawiska w fotodiodzie krzemowej dla różnych wartości napięcia wstecznego i mocy wiązki oświetlającej fotodiodę. Wskazano optymalne punkty pracy, dla których szum fazowy testowanej fotodiody jest najniższy. W analogiczny sposób, wykorzystując układy elektroniczne opracowanego dalmierza, przetestowano fotodiodę InGaAs dla różnych poziomów mocy wiązki lasera i dla różnych częstotliwości modulacji. Wskazano optymalny zakres pracy i przeprowadzono analizę wpływu modulacji amplitudy na modulację fazy w pomiarach odległości.

Podsumowaniem wykonanej w ramach doktoratu pracy było przeprowadzenie testów weryfikujących działanie dalmierza. Przedstawiono powszechnie stosowaną metodę wzorcowania systemów pomiaru odległości z wykorzystaniem interferometru. Następnie omówiono metody wykorzystane do weryfikacji dokładności, powtarzalności i stabilności długoterminowej prototypu dalmierza. Wyniki uzyskane w trakcie testów dalmierza porównano z rezultatami innych rozwiązań opublikowanych w literaturze oraz z parametrami komercyjnie dostępnych urządzeń.

### Celem pracy było:

- Opracowanie nowego, przystosowanego do seryjnej produkcji, rozwiązania dalmierza laserowego, który umożliwi absolutny pomiar odległości w zakresie 20 metrów z dokładnością  $10\ \mu\text{m}/\text{m}$ .
- Wykorzystanie w dalmierzu lasera półprzewodnikowego zamiast lasera gazowego.
- Opracowanie metody absolutnego pomiaru odległości z uwzględnieniem przyjętych założeń dotyczących zakresu pomiarowego i dokładności oraz ograniczeń technicznych.
- Realizacja praktyczna urządzenia i demonstracja działania.

### Postawiono następujące tezy:

- Wykorzystanie laserów telekomunikacyjnych ze zintegrowanymi modulatorami intensywności światła i metody absolutnego pomiaru odległości z przesunięciem fazy pozwala na realizację dalmierza do zastosowań w precyzyjnym przemyśle maszynowym.
- Poprawa dokładności pomiaru odległości jest możliwa przez zminimalizowanie konwersji szumu amplitudowego na szum fazowy w fotodetektorze dalmierza laserowego.

Praca składa się z pięciu rozdziałów, wprowadzenia i zakończenia. Rozdziały 2 – 3 zawierają teoretyczne informacje, rozdziały 4 – 6 opisują praktyczną realizację urządzenia i eksperymenty przeprowadzone przez autora.

**Rozdział 2** zawiera przedstawienie najpopularniejszych metod pomiaru odległości i przemieszczenia. Dla każdej z metod omówiono ideę wykonywania pomiaru, podano, z odniesieniem do literatury, przykłady realizacji wraz z zakresem pomiarowym i dokładnością oraz wskazano najnowsze trendy i kierunki w badaniach naukowych. W drugiej części rozdziału przedstawiono komercyjne rozwiązania absolutnego pomiaru odległości. Analizie poddano ich cenę, zakres i dokładność pomiaru oraz dominujących na rynku producentów. Na koniec rozdziału przeprowadzono arbitralne porównanie metod pomiaru odległości.



---

**Rozdział 3** przedstawia proces wyboru metody pomiaru odległości, która została wykorzystana do realizacji dalmierza. Opisano ideę układu pomiarowego bazującą na wykorzystaniu architektury detekcji synchronicznej i demodulacji kwadraturowej. W kolejnych podrozdziałach omówiono najważniejsze cechy tego rozwiązania, przedstawiono błędy demodulacji kwadraturowej wraz ze sposobami ich kompensacji. Następnie szczegółowo omówiono metodę pomiaru odległości wraz z jej modyfikacją umożliwiającą wykonywanie absolutnych i precyzyjnych pomiarów odległości oraz przedstawiono teoretyczne i praktyczne ograniczenia tej metody. Na koniec rozdziału przeprowadzono analizę minimalnych wymagań, jakie musi spełnić układ pomiarowy, aby osiągnąć zakładany zakres i dokładność pomiaru odległości. W analizie uwzględniono błąd demodulacji kwadraturowej, wpływ współczynnika refrakcji powietrza, błąd syntezy częstotliwości oraz ustalono minimalną częstotliwość sygnału modulacji.

**Rozdział 4** poświęcony jest praktycznej realizacji prototypów dalmierza. Na początku rozdziału zdefiniowano wymagania wobec układu pomiarowego i wymagania funkcjonalne urządzenia. Przedstawiono pomysł na przyspieszenie realizacji projektu przez wykorzystanie modułów światłowodowych. W dalszej części opisano iteracyjną realizację pięciu prototypów urządzenia. Omówiono najważniejsze cechy każdego z prototypów, wskazano problemy, jakie wystąpiły w poszczególnych realizacjach i ich rozwiązania. Na koniec rozdziału przedstawiono architekturę oprogramowania mikrokontrolera urządzenia i aplikację wykorzystywaną do akwizycji i wyświetlania danych pomiarowych z prototypów.

**Rozdział 5** zawiera opis wpływu modulacji intensywności sygnałów optycznych na modulację fazy sygnałów elektrycznych w fotodiodach typu PIN. W rozdziale omówiono teoretyczne podstawy zmiany opóźnienia przetwarzania sygnałów optycznych na elektryczne w fotodiodach przy zmianie intensywności światła padającego na pole światłoczułe tychże. Przedstawiono aplikacje, które są szczególnie dotknięte przez ten efekt i omówiono powszechnie przyjęty sposób charakteryzowania fotodiod w celu poszukiwania punktów pracy, dla których szum fazowy konwersji sygnałów optycznych na elektryczne jest najmniejszy. W kolejnych podrozdziałach omówiono autorskie układy pomiarowe do charakteryzowania fotodiod krzemowych oraz InGaAs. Przeprowadzono analizę otrzymanych wyników pomiarów z pomocą opracowanych układów eksperymentalnych. W fotodiodzie krzemowej przeprowadzono także analizę wpływu fluktuacji napięcia wstecznego na szum fazowy. Na koniec rozdziału pokazano negatywne konsekwencje zmiany intensywności oświetlenia fotodiody na pomiar odległości i omówiono optymalny zakres pracy dla wykorzystanej w projekcie dalmierza fotodiody. Przedstawiono także wpływ zmiany lateralnej pozycji pozycji odbłyśnika na zmianę odczytu odległości.

**Rozdział 6** poświęcony jest weryfikacji dokładności pomiaru odległości, powtarzalności i stabilności długoterminowej prototypu dalmierza. W rozdziale pokazano metodę wzorcowania urządzeń z wykorzystaniem interferometru laserowego i w odniesieniu do niej przedstawiono wykorzystane sposoby weryfikacji prototypu z wykorzystaniem maszyny współrzędnościowej. W dalszej części rozdziału zaprezentowano i omówiono uzyskane wyniki.

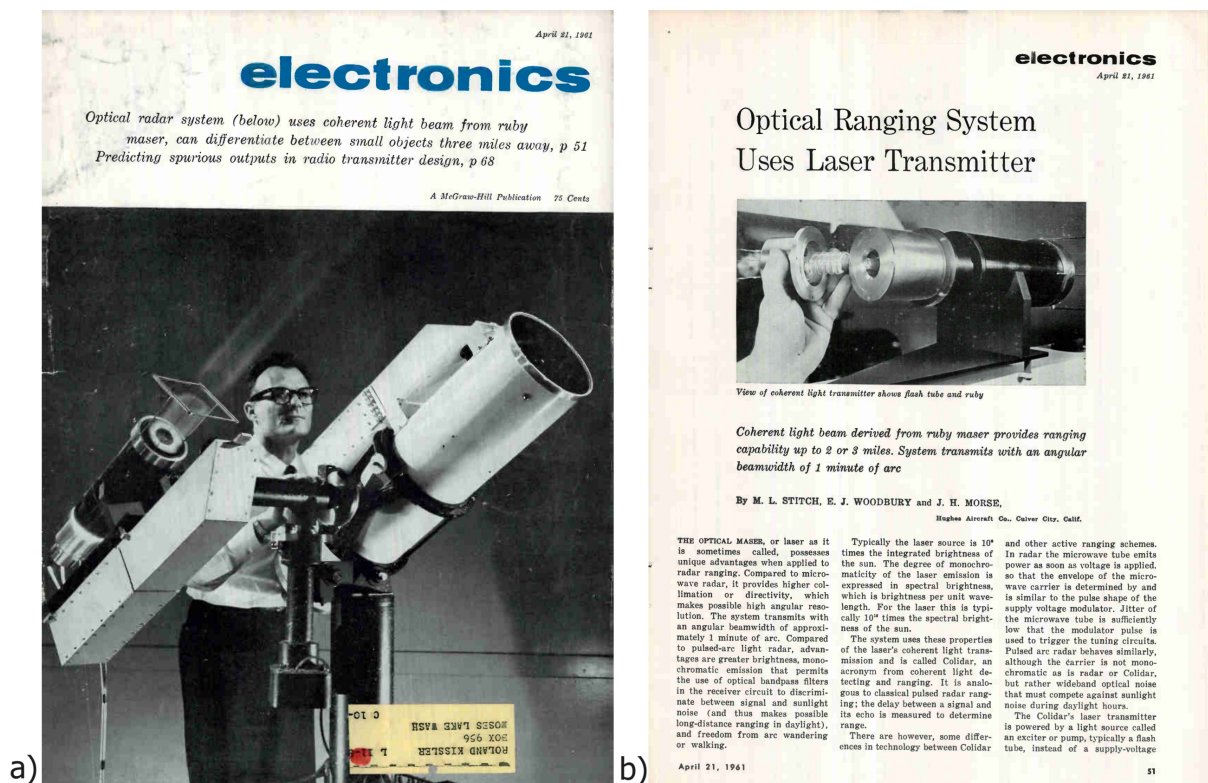
## Rozdział 2

# Metody pomiaru odległości i przesunięcia z wykorzystaniem laserów

### 2.1 Wprowadzenie

W 1960 roku pracownik Hughes Research Laboratories (HRL), Theodore Harold Maiman, zaprezentował Światu pierwszy laser [8]. Był to laser rubinowy pracujący w trybie impulsowym i emitujący światło o długości fali 694,3 nm. Zaledwie rok później, w kwietniu 1961 roku, na łamach czasopisma *Electronics* ukazał się artykuł opisujący, także opracowany w HRL, kolidar (ang. colidar - Coherent Light Detection and Ranging) [9], czyli urządzenie, które dzisiaj nazwane zostałoby dalmierzem laserowym. Kolidar miał wiele zalet względem radaru mikrofalowego, czy ówczesnie używanych dalmierzy optycznych z lampami łukowymi - m. in. skolimowana wiązka pozwalała na większą kierunkowość w porównaniu do radaru, a monochromatyczne światło ułatwiało odfiltrowanie sygnału pomiarowego od światła słonecznego. Konstrukcja urządzenia została zaprezentowana na rysunku 2.1. Dalmierz emitował impulsy o mocy szczytowej 10 kW i umożliwiał pomiar odległości w zakresie 3 mil (4,8 km).

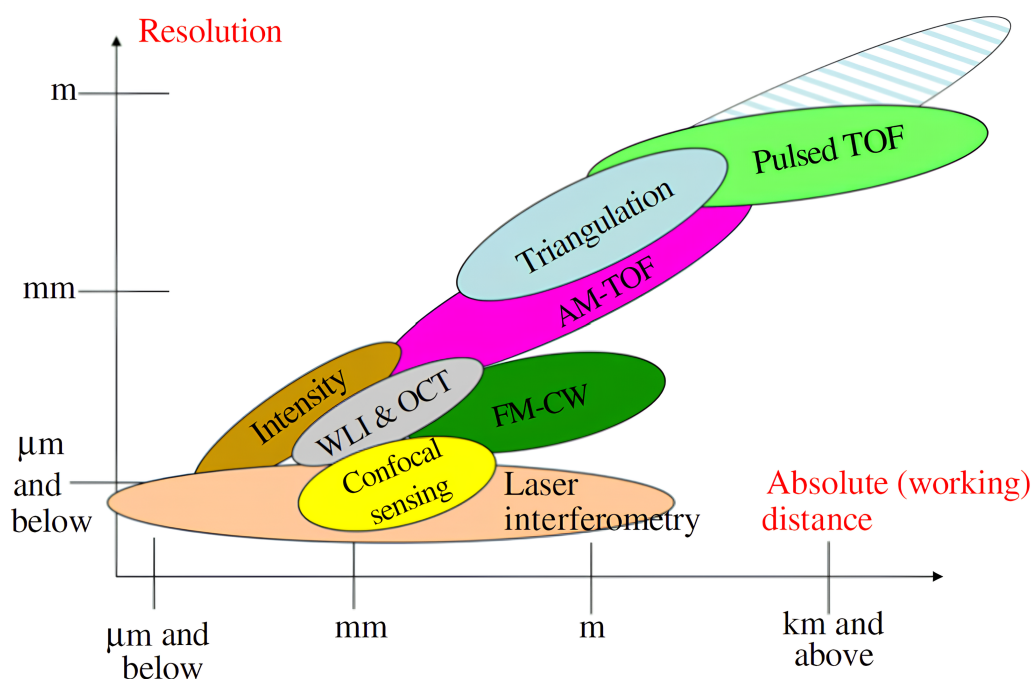
W ciągu ponad 60-ciu lat rozwoju powstało wiele nowych źródeł laserowych, jak i metod pomiaru odległości, które z nich korzystają. W tym rozdziale zostały przedstawione najpopularniejsze metody laserowego pomiaru odległości i przemieszczenia z opisem ich cech charakterystycznych, typowych konstrukcji, wraz z wyszczególnieniem zalet i wad. Dla każdej z omawianych metod przedstawiono najnowsze osiągnięcia nauki i techniki oraz kierunki rozwoju. Następnie omówiono dostępne na rynku typy urządzeń wykorzystywane do precyzyjnych pomiarów odległości i przemieszczenia. Przeprowadzono analizę ich możliwości, wykazano zalety oraz wady. Przedstawiono także najważniejszych producentów danego typu urządzeń. Na koniec rozdziału zrealizowano arbitralne porównanie metod pomiaru odległości.



**Rysunek 2.1:** Konstrukcja kolidaru, czyli pierwszego dalmierza laserowego; a) okładka czasopisma *Electronics* prezentująca kolidar b) pierwsza strona artykułu wraz ze zdjęciem lasera rubinowego użytego w kolidarze.

## 2.2 Metody pomiaru odległości

Metody pomiaru odległości można scharakteryzować pod względem maksymalnego zakresu pomiarowego i rozdzielczości pomiaru, gdyż te dwie cechy są najbardziej interesujące w momencie wyboru metody np. pod kątem realizacji nowego urządzenia. Teoretyczne założenia metody zazwyczaj nie stanowią czynnika limitującego zakresu i rozdzielczości pomiarów. Ograniczenia te wynikają głównie z trudności technicznych i sprzętowych, które są często problematyczne do obejścia lub zwyczajnie nieopłacalne. Charakteryzacja metod względem zakresu i rozdzielczości została przedstawiona w pracy [10]. Rysunek 2.2, pochodzący z tej publikacji, prezentuje porównanie wybranych laserowych metod pomiaru odległości i przemieszczenia pod kątem tych dwóch cech. Co warto podkreślić, są to jedynie typowe zakresy i rozdzielczości, gdyż faktycznie możliwe są do osiągnięcia zdecydowanie lepsze parametry dla wskazanych metod, szczególnie w najnowszych publikacjach, co zostało przedstawione w dalszej części tego rozdziału.



**Rysunek 2.2:** Charakterystyka laserowych metod pomiaru odległości względem typowego zakresu pomiarowego i rozdzielczości [10].

### 2.2.1 Czujniki bazujące na intensywności wiązki lasera

Sensory, które bazują na intensywności wiązki lasera (ang. intensity-based sensors) są bardzo proste w konstrukcji podobnie, jak ich zasada działania – laser emituje wiązkę o stałej mocy. Wiązka odbija się od obiektu i trafia na pole światłoczułe fotodiody. Wtedy możliwe jest przekształcenie odebranego sygnału, w formie poziomu napięcia, lub natężenia prądu, na konkretną odległość.

Czujniki, które wykorzystują tę metodę do pomiaru odległości cechują się szeregiem wad. Ilość odbieranego światła przez fotodiode wykorzystaną w czujniku na danym dystansie może być zakłócona choćby przez zapylenie, bądź jakiegokolwiek inne zanieczyszczenie powietrza, które zwiększą współczynnik ekstynkcji atmosferycznej. Powierzchnia obiektu, do którego mierzona jest odległość, również będzie wprowadzała błąd pomiaru, który będzie zależał od jej refraktancji. Dodatkowo, ilość odebranego światła może zostać zakłócona przez światło słoneczne, lub inne sztuczne źródło, które promieniuje światłem w zakresie czułości fotodiody. Ponadto, odpowiedź fotodiody na oświetlenie zazwyczaj nie jest liniowa i konieczne jest wykonanie linearyzacji czujnika.

Pomimo tych wad, sensory tego typu są wciąż rozwijane i wykorzystywane w aplikacjach, które zwykle nie wymagają dużych rozdzielczości pomiaru, a w zasadzie ich jedynym celem jest zasygnalizowanie, że w zakresie pomiarowym pojawił się obiekt. Czujniki bazujące na intensywności mogą być także wykorzystane w laserowych skanerach powierzchni [11], lub zostać zintegrowane w projektorach laserowych [12, 13], co umożliwia detekcję obiektu w zakresie kilkudziesięciu centymetrów z rozdzielczością kilku centymetrów.

Optymalne wykorzystanie tej metody w konkretnej aplikacji może dać bardzo wymierne efekty. Bazując na pomiarze intensywności, możliwe jest skonstruowanie precyzyjnych,

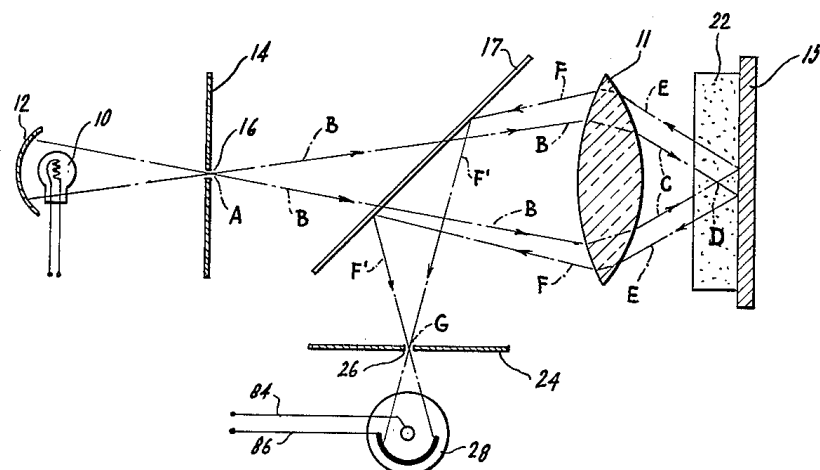
światłowodowych czujników przemieszczenia, pracujących w zakresie mikrometrów z nanometrową rozdzielczością [14], a także sensorów przemieszczenia kąтового [15] pozwalających na pomiar pojedynczych mikroradianów. Są to jednak głównie rozwiązania laboratoryjne.

### 2.2.2 Laserowa mikroskopia konfokalna

Mikroskop konfokalny, cechuje się tym, że światło trafiające do detektora pochodzi głównie z płaszczyzny ogniskowania, dzięki czemu możliwe jest uzyskanie większej rozdzielczości i lepszego kontrastu uzyskanego obrazu. Na rysunku 2.3 przedstawiono układ optyczny mikroskopu konfokalnego z patentu US3013467A [16]. W najprostszej postaci, pomiar odległości z wykorzystaniem optyki mikroskopu konfokalnego realizuje się przez próbę zogniskowania optyki mikroskopu do mierzonej płaszczyzny (obiektu) i jednocześnie pomiar intensywności światła docierającego do detektora. Precyzyjne wyznaczenie odległości jest możliwe przez analizę krzywej odpowiedzi (ang. depth response curve) [17–19]. Najwięcej światła dotrze do detektora w momencie zogniskowania do powierzchni, co będzie odznaczało się skokowym wzrostem intensywności na krzywej odpowiedzi.

Laserowa mikroskopia konfokalna, jak sugeruje nazwa, wykorzystuje optykę konfokalną, ale w porównaniu do światła białego, laser umożliwia otrzymanie mniejszej plamki oświetlającej próbkę i osiąganie wyższych poziomów intensywności w ognisku [20].

W przypadku pomiarów odległości, zakres pomiarowy wynosi zazwyczaj od kilkuset mikrometrów do kilku milimetrów w odległości kilkudziesięciu milimetrów od urządzenia – analogicznie, jak w mikroskopie. Metoda umożliwia wykonywanie bardzo precyzyjnych pomiarów z dokładnością mikrometrów, setek, a czasem nawet dziesiątek nanometrów. Z tego względu na podstawie laserowej mikroskopii konfokalnej opracowuje się precyzyjne czujniki przemieszczenia [21, 22].



**Rysunek 2.3:** Optyka konfokalna zaproponowana w patencie [16]; przysłona (14) z otworem (16) wymusza punktowe źródło światła, które przechodzi przez płytkę światłodzielącą (17) i zostaje skupione na próbce przez soczewkę (11); światło odbite od zwierciadła (15) wraca przez soczewkę i tym razem odbija się od płytki światłodzielącej (17), kolejna przysłona (24) z otworem (26) ogranicza światło trafiające do detektora (28) spoza obszaru ogniskowania.

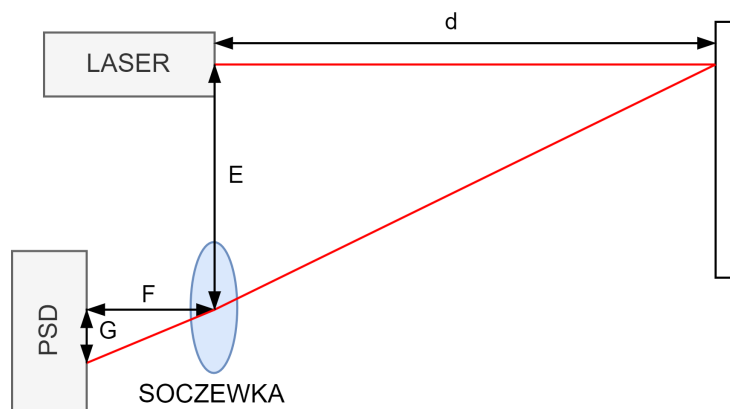
Obecnie częściej można spotkać się z określeniem konfokalnej laserowej mikroskopii skaningowej (ang. confocal laser scanning microscopy, CLSM), gdyż w czasie badania próbki realizuje się serię pomiarów, które umożliwiają przedstawienie mapy punktów i w ten sposób zobrazowanie nierówności powierzchni [19]. W przypadku niektórych półprzeźroczystych materiałów możliwe jest także badanie grubości mierzonych elementów [23]. W pracy [24] pokazano, iż możliwe jest zmierzenie jakości wewnętrznej, jak i zewnętrznej powierzchni sfery. W tym przypadku były to kapsułki wykorzystywane w kontrolowanej fuzji termojądrowej z wykorzystaniem laserów (ang. laser inertial confinement fusion). Ich geometria ma kluczowe znaczenie dla całego procesu.

### 2.2.3 Triangulacja

Laserowe dalmierze bazujące na metodzie triangulacji (ang. triangulation) wykorzystują proste zależności trygonometryczne w celu wyznaczenia odległości. Metodę pomiaru najprościej można przedstawić wykorzystując podobieństwo trójkątów [10, 25], co przedstawia rysunek 2.4. Wiązka lasera odbija się od obiektu i przez soczewkę trafia na optyczny detektor położenia (ang. position sensitive detector, PSD), który wyznacza położenie plamki lasera na swojej powierzchni. Z zależności w trójkątach podobnych możliwe jest wyznaczenie odległości  $d$ :

$$d = \frac{F \times E}{G}, \quad (2.1)$$

gdzie  $E$  oznacza odległość lasera do soczewki odbiorczej,  $F$  określa odległość od soczewki odbiornika do PSD. Wartości  $E$  i  $F$  są stałe, ponieważ wynikają z konstrukcji dalmierza, natomiast  $G$  wyznacza się przy pomocy PSD i jest to odległość plamki lasera od, zazwyczaj, osi optycznej soczewki.



**Rysunek 2.4:** Idea pomiaru przez triangulację przedstawiona w [10, 25]. Wymiary  $E$ ,  $F$ ,  $G$  odnoszą się do wzoru 2.1.

Inny sposób opisu dalmierzy triangulacyjnych przedstawiono w [26]. Wierzchołki trójkąta stanowią nadajnik, odbiornik i obiekt, do którego mierzona jest odległość, co pokazano na rysunku 2.5. W celu wyznaczenia zmiany odległości do obiektu, konieczna jest informacja o kącie  $\theta$  zawartym pomiędzy osią emisji wiązki lasera i osią obserwacji, czyli o kącie

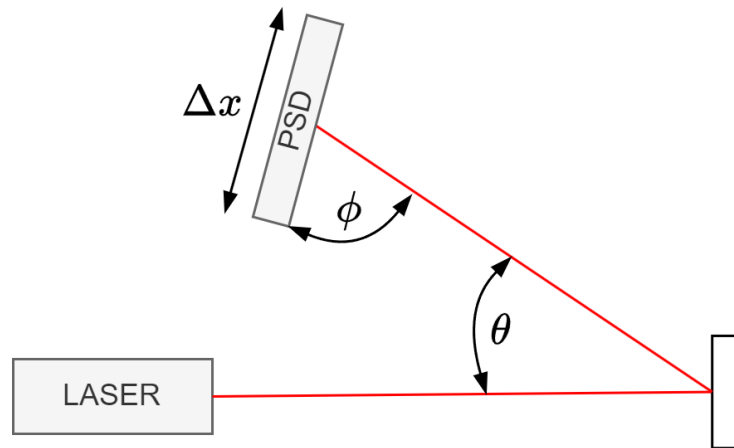
zawartym między laserem a PSD. Kąt  $\theta$  jest stały i wynika z konstrukcji dalmierza. Dodatkowo zakłada się, że PSD jest ustawiony prostopadłe do osi obserwacji. W takim przypadku zależność opisująca przemieszczenie  $\Delta d$ , korzystając z zależności trygonometrycznych, ma postać:

$$\Delta d = \frac{\Delta x}{\sin \theta}, \quad (2.2)$$

gdzie  $\Delta x$  jest przemieszczeniem plamki lasera na PSD względem osi obserwacji. W przypadku, gdy PSD nie jest ustawiony prostopadłe do osi obserwacji, we wzorze 2.2 należy uwzględnić kąt  $\phi$  wyznaczony przez oś obserwacji i płaszczyznę PSD [27]:

$$\Delta d = \frac{\Delta x \cdot \sin \phi}{\sin \theta}. \quad (2.3)$$

W celu wyznaczenia bezwzględnej odległości do obiektu, konieczne jest wykonanie kalibracji dalmierza i powiązanie pozycji  $x$  z absolutną odległością  $d$ .



**Rysunek 2.5:** Idea pomiaru przez triangulację przedstawiona w [26, 27]. Kąty  $\phi$ ,  $\theta$  oraz przemieszczenie  $\Delta x$  odnoszą się do wzorów 2.2 oraz 2.3.

Jako zalety metody triangulacji zdecydowanie należy uznać jej prostotę, jak i niewielki koszt elementów potrzebnych do wykonania takiego czujnika – między innymi z tego względu czujniki triangulacyjne są często spotykane w przemyśle i robotyce amatorskiej. Cechą charakterystyczną tej metody jest powiązanie konstrukcji (geometrii) dalmierza z jego maksymalnym i minimalnym zakresem pracy – im większy zakres, tym szerszy musi być czujnik, choć obecnie możliwe jest konstruowanie bardziej kompaktowych dalmierzów ze zmodyfikowanym układem optycznym [28]. Zwykle zakres czujników triangulacyjnych nie przekracza kilku metrów zachowując przy tym dokładność pomiaru od kilku centymetrów do kilku milimetrów.

Wykorzystanie PSD sprawia, iż pomiar odległości może zostać przekłamaný przez zmianę kształtu plamki lasera, lub światło pochodzące z innego źródła, które dostało się do detektora. Wiązka lasera może zostać zniekształcona przez powierzchnię, od której się odbiła, przez zabrudzony układ optyczny, lub zanieczyszczenia atmosfery. Z badań

zrealizowanych w firmie Lasertex wynika, iż do zniekształceń wiązki w wyniku zmian współczynnika refrakcji powietrza spowodowanego ruchami powietrza może dochodzić nawet na odległościach rzędu kilku metrów, co istotnie wpływa na odczyty z PSD [29]. Rozdzielczość metody, podobnie jak zakres pomiarowy, jest zależna od geometrii czujnika, a także czułości PSD i średnicy wiązki lasera. Wraz z dystansem rozdzielczość będzie spadać ze względu na zmianę średnicy wiązki docierającej do detektora. W [30] przedstawiono usprawnienia polegające na analizie obrazu z PSD w celu poprawy dokładności, co umożliwiło opracowanie konstrukcji dalmierza wykonującego pomiar z dokładnością 1,5 mm w zakresie 1 m, pogarszającą się do 8 mm w zakresie 4 m.

### 2.2.4 Pomiar czasu przelotu

Jedną z najpopularniejszych laserowych metod pomiaru odległości jest pomiar czasu przelotu (ang. Time of Flight, TOF), czasami określany również jako impulsowy TOF (ang. pulsed TOF). Bezsprzecznie jest też najstarszą laserową metodą pomiaru odległości – kolidar zaprezentowany we wstępie tego rozdziału realizował pomiar właśnie tą metodą.

TOF polega na emisji krótkiego impulsu laserowego i pomiarze czasu od chwili emisji do momentu odebrania tego impulsu przez fotodetektor. Ideę pomiaru odległości tą metodą przedstawiono na rysunku 2.6. Zmierzony czas jest wprost proporcjonalny do pokonanej, przez impuls, drogi, co odpowiada dwukrotnej odległości od czujnika do obiektu, od którego odbiła się wiązka. Odległość  $d$  w metodzie TOF można wyrazić zależnością:

$$d = \frac{\nu \cdot t}{2}, \quad (2.4)$$

gdzie  $t$  oznacza zmierzony czas przelotu wiązki lasera, a  $\nu$  prędkość światła w danym ośrodku, w przypadku dalmierzy, najczęściej w powietrzu i wyraża się zależnością:

$$\nu = \frac{c}{n}, \quad (2.5)$$

gdzie  $n$  jest współczynnikiem refrakcji, a  $c$  oznacza prędkość światła w próżni, która według najnowszej definicji ustanowionej podczas XXVI Generalnej Konferencji Miar wynosi dokładnie [31]:

$$c = 299\,792\,458 \text{ m/s}. \quad (2.6)$$

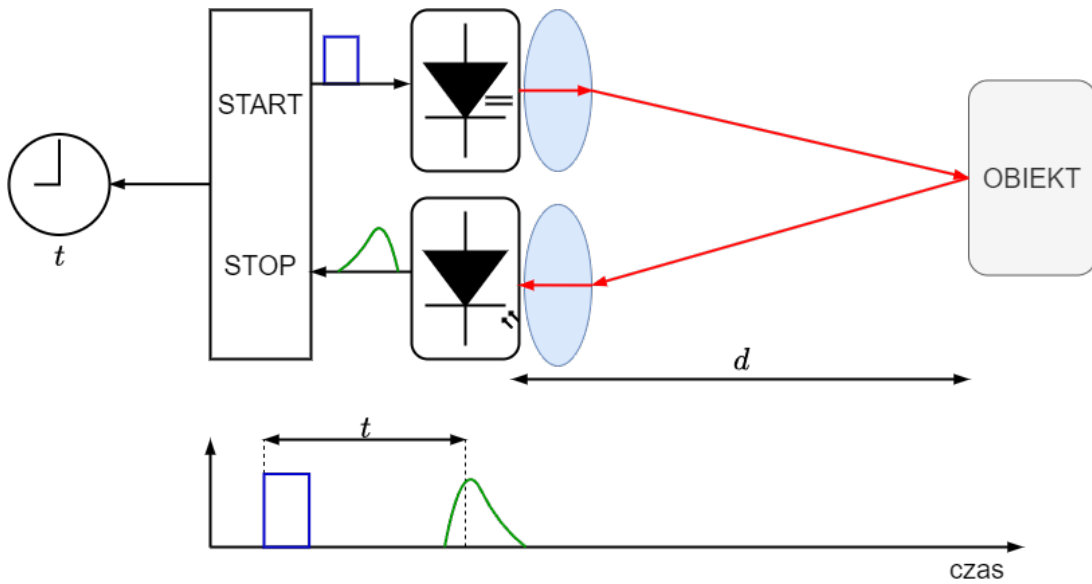
Metoda TOF, idealnie nadaje się do pomiarów dużych odległości rzędu kilometrów, a nawet setek tysięcy kilometrów – w ten sposób mierzona jest odległość z Ziemi do powierzchni Księżyca w programie *Lunar Laser Ranging* [32], jednak z powodzeniem można ją także stosować w pomiarach odległości rzędu metrów [33]. Wykorzystanie impulsów, pozwala na przekroczenie norm emisji mocy wiązki obowiązujących dla laserów pracy ciągłej, dzięki czemu możliwe jest dokonywanie pomiarów na tak dużych odległościach, a także do powierzchni o niskiej reflektancji. Zależnie od aplikacji, moc szczytowa lasera waha się od kilku watów [34] do kilku megawatów [35]. Fizycznym ograniczeniem zakresu pomiarowego jest minimalna moc wiązki, jaka musi wrócić do fotodetektora, aby uznać,



że impuls został odebrany. Moc wiązki, jaka dotrze do fotodiody określa zależność [36]:

$$P_{rx} = \frac{e^{-2\alpha d} \cdot \rho_{target} \cdot \eta_{tx} \cdot \eta_{rx} \cdot D^2 \cdot A_{target}}{16\pi \cdot \theta^2 \cdot d^4} \cdot P_{tx}, \quad (2.7)$$

gdzie  $\alpha$  oznacza współczynnik ekstynkcji atmosferycznej,  $\rho_{target}$  współczynnik rozpraszania wiązki przez obiekt, do którego wykonywany jest pomiar (cel),  $D$  oznacza średnicę apertury fotodetektora,  $\eta_{tx}$  to sprawność układu optycznego nadajnika,  $\eta_{rx}$  to sprawność układu optycznego fotodetektora,  $A_{target}$  oznacza powierzchnię celu,  $\theta$  oznacza dywergencję wiązki lasera, a  $P_{tx}$  to moc wyemitowanego impulsu.



**Rysunek 2.6:** Idea pomiaru odległości metodą TOF.

Istotnym problemem sprzętowym w metodzie TOF jest trudność w dokładnym zmierzeniu czasu w jakim impuls pokonał określony dystans. Przyjmując, że w dalmierzu za pomiar czasu odpowiada mikrokontroler taktowany zegarem o częstotliwości 100 MHz, to rozdzielczość takiego pomiaru wynosi 10 ns, co przekłada się na dystans 1,5 m, odpowiednio dla rozdzielczości 1 ns (zegar o częstotliwości 1 GHz) dystans wyniósłby 15 cm. Z tego względu wykorzystuje się specjalizowane układy, które przetwarzają czas na napięcie (ang. time to amplitude converter), lub na sygnał cyfrowy (ang. time to digital converter), co pozwala na uzyskanie dokładności kilku milimetrów przy zakresie pomiaru kilku metrów [37, 38], lub kilku centymetrów w zakresie kilkuset metrów [39].

Poprawny pomiar czasu przelotu wiązki jest możliwy tylko wtedy, gdy wiadomo, kiedy go rozpocząć i kiedy zakończyć. Posługując się analogią do biegu sprinterskiego, sygnałem początku pomiaru jest wystrzał z pistoletu, a sygnałem końca przekroczenie mety przez zawodnika. O ile sygnał rozpoczęcia pomiaru jest oczywisty i praktycznie nie wymaga analizy, tak moment przekroczenia mety podlega analizie z użyciem szybkich kamer. Podobnie jest w metodzie TOF – rozpoczęcie pomiaru czasu jest łatwe do wyznaczenia i zbiega się momentem wysterowania źródła laserowego, zwykle uwzględniając pewne opóźnienie w generacji impulsu wprowadzane przez laser. W przypadku odebranego impulsu,

wyznaczenie momentu zatrzymania pomiaru czasu nie jest oczywiste i sprawia wiele trudności. Z perspektywy układów elektronicznych, najprościej byłoby zastosować układ komparatora napięcia i wyzwać sygnał zakończenia pomiaru czasu przy odpowiednio wysokim poziomie napięcia sygnału z fotodiody, jednak sygnał elektryczny będzie miał różną amplitudę i charakter zbroczy zależny od odległości i refleksyjności powierzchni, do której wykonywany jest pomiar odległości. Jest to naturalnie związane ze stratami przy odbiciu wiązki oraz tłumieniem i zakłóceniami wprowadzanymi przez ośrodek (zależność 2.7). Dodatkowo, fotodiody wprowadzają opóźnienie i zniekształcenia podczas przetwarzania impulsów lasera na sygnały elektryczne. Opóźnienie, kształt obwiedni impulsu i amplituda sygnału elektrycznego są zależne od energii impulsu optycznego, który dotarł do fotodiody [40–46], a także jej temperatury [47]. W przypadku, gdy możliwe jest zdigitalizowanie odebranego sygnału z fotodiody, istnieją metody, które mają na celu zredukowanie błędów przetwarzania sygnału optycznego na elektryczny, poprzez analizę obwiedni impulsu [48]. Zwykle dotyczy to impulsów nanosekundowych, ponieważ ograniczeniem jest szybkość próbkowania przetworników analogowo-cyfrowych. Innym podejściem, pozwalającym na redukcję tego negatywnego zjawiska jest analiza sygnału powracającego do fotodiody po odbiciu od powierzchni o znanej refleksyjności i dobranie odpowiedniej korekcji, jak i uwzględnienie wpływu temperatury na fotodiode [49].

Pomimo opisanych powyżej problemów, koreańska grupa *Ultrafast Optics for Ultra-precision Group* pokazała, iż możliwe jest wykonanie pomiaru odległości metodą TOF i zarejestrowanie drgania zwierciadła przyklejonego do membrany piezoelektrycznej o amplitudzie 150 nm na odległości niespełna 696 m [50]. Do wykonania pomiaru wykorzystali laser femtosekundowy z przestrajalnym czasem repetycji, za podstawę czasu posłużył atomowy zegar rubidowy, a problematyczne wyznaczenie momentu odebrania impulsu zrealizowano z pomocą nieliniowego kryształu i układu realizującego optyczną korelację wzajemną pomiędzy impulsem referencyjnym i odebrany [51].

### 2.2.5 Pomiar przesunięcia fazy

Pomiar przesunięcia fazy (ang. phase shift) [52, 53] w literaturze doczekał się wielu określeń, takich jak pomiar różnicy fazy (ang. phase difference) [54], czy pośredni pomiar czasu przelotu (ang. indirect TOF) [55], ale również występuje pod hasłami takimi jak modulacja intensywności (ang. intensity modulation) [56] i fala ciągła modulowana amplitudowo (ang. Amplitude Modulation Continuous Wave, AMCW) [57].

Niezależnie od nazwy, idea pozostaje niezmienna i polega na wyznaczeniu różnicy fazy pomiędzy sygnałem nadawanym i odbieranym. Ideę pomiaru przesunięcia fazy zaprezentowano na rysunku 2.7 a). Informacja o różnicy fazy wraz ze znajomością częstotliwości modulacji jest wystarczająca do wyznaczenia czasu w jakim fala przebyła dystans do obiektu i z powrotem do detektora, stąd określenie pośredni TOF. Teoria jest taka sama dla fal radiowych, akustycznych, sygnałów elektrycznych w przewodniku i zmodulowanych amplitudowo wiązek laserowych w powietrzu i światłowodach, a czas w tej metodzie określa zależność [53]:

$$t = \frac{\Delta\phi}{2\pi} \cdot \frac{1}{f_{mod}}, \quad (2.8)$$

gdzie  $\Delta\phi$  oznacza różnicę fazy pomiędzy sygnałami nadawanym i odbieranym, a  $f_{mod}$  częstotliwość modulacji. Po podstawieniu do wzoru 2.4 otrzymujemy zależność na odległość w metodzie przesunięcia fazy:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\phi}{2\pi} \cdot \frac{\nu}{f_{mod}}. \quad (2.9)$$

Długość fali w zależności od częstotliwości modulacji można wyrazić zależnością [58]:

$$\lambda = \frac{c}{n} \cdot \frac{1}{f_{mod}} = \frac{\nu}{f_{mod}}, \quad (2.10)$$

co pozwala na przekształcenie równania 2.9 do postaci zależnej od długości fali i przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami:

$$d = \frac{1}{2} \lambda \cdot \left( \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right). \quad (2.11)$$

Należy zauważyć, że równania 2.9 i 2.11 pozwalają jednoznacznie określić odległość  $d$  w zakresie jednoznaczności  $d_{nar}$  (ang. non-ambiguity range), czyli zakresie nieprzekraczającym połowy długości fali, co jest ściśle powiązane z częstotliwością modulacji [59]:

$$d_{nar} = \frac{\nu}{2f_{mod}} = \frac{\lambda}{2}. \quad (2.12)$$

Rozdzielczość pomiaru odległości w tej metodzie głównie zależy od rozdzielczości pomiaru różnicy fazy, ale jest także powiązana z częstotliwością modulacji, co określa zależność [52, 60]:

$$\delta d = \frac{\nu}{2f_{mod}} \cdot \frac{\delta\phi}{2\pi}, \quad (2.13)$$

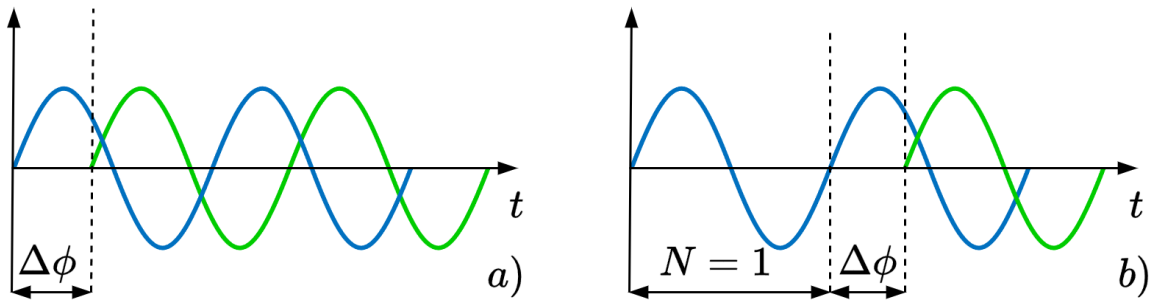
gdzie  $\delta\phi$  oznacza rozdzielczość wyznaczenia różnicy fazy, która głównie zależy od rozwiązania sprzętowego. Zakładając, że rozdzielczość  $\delta\phi$  jest stała, można przyjąć, że wraz ze wzrostem częstotliwości modulacji spada maksymalny zakres pomiarowy, ale poprawia się rozdzielczość.

Pomiar odległości powyżej zakresu  $d_{nar}$  jest fizycznie możliwy, ale będzie obciążony błędem wynoszącym  $N$ -krotność połowy długości fali, przy czym do wyznaczenia  $N$  konieczne jest skorzystanie z innych metod pomiaru odległości. Zależność 2.11 można rozszerzyć do postaci, która uwzględnia niejednoznaczność pomiaru:

$$d = \frac{1}{2} \lambda \cdot \left( N + \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right). \quad (2.14)$$

Na rysunku 2.7 zaprezentowano ideę pomiaru przesunięcia fazy dla dwóch sygnałów sinusoidalnych. W przykładzie a) pomiar realizowany jest w zakresie jednoznaczności, a w przykładzie b) powyżej tego zakresu. Bez dodatkowej weryfikacji, w obu przypadkach

wskazanie odległości będzie takie same, podczas gdy rzeczywista odległość w przykładzie b) jest większa o  $\lambda/2$ .



**Rysunek 2.7:** Idea pomiaru przesunięcia fazy, sygnał niebieski, nadawany, stanowi referencję dla sygnału zielonego, odbieranego; **a)** przykład jednoznacznego pomiaru odległości **b)** przykład pomiaru powyżej zakresu jednoznaczności

Dalmierze laserowe, które realizują pomiar odległości metodą przesunięcia fazy, korzystają z podobnych, a nawet tych samych, rozwiązań układowych co systemy radarowe czy urządzenia radiokomunikacyjne, dzięki czemu realizacja praktyczna takich dalmierzy jest zdecydowanie prostsza ze względu na dostępność szerokiej gamy układów scalonych realizujących syntezę częstotliwości i wyznaczanie różnicy fazy.

Układy elektroniczne takich dalmierzy są bardzo zróżnicowane pod względem złożoności. W najprostszej wersji źródło wiązki laserowej może stanowić dioda laserowa modulowana prądem [53, 57]. Ze względu na koszt i łatwość implementacji, jest to również najczęściej stosowane rozwiązanie. W bardziej zaawansowanych układach za modulację wiązki lasera pracy ciągłej odpowiada modulator elektrooptyczny (ang. electro-optic modulator, EOM) [56], lub modulator elektroabsorpcyjny (ang. electro-absorption modulator, EAM) [61, 62]. Właśnie ze względu na modulację amplitudy sygnału elektrycznego, a w następstwie optycznego, metoda zyskała określenie AMCW. Częstotliwość modulacji w tego typu urządzeniach waha się od kilku megaherców [60] do kilkudziesięciu gigaherców [56]. Wraz z rozwojem techniki, synteza częstotliwości na poziomie kilku, a nawet kilkunastu gigaherców nie stanowi obecnie dużego problemu [63, 64] przez co rozwiązania pracujące z bardzo wysoką częstotliwością modulacji stają się coraz popularniejsze. Alternatywnym podejściem jest, zamiast modulacji i demodulacji sygnału częstotliwości, wyemitowanie konkretnej sekwencji impulsów, którą po odebraniu porównuje się ze wzorcem [65].

Zwiększenie częstotliwości modulacji ma też negatywne skutki – zgodnie z zależnością 2.13 przynosi poprawę rozdzielczości, ale znacznie ogranicza zakres pomiaru – już dla częstotliwości 100 MHz zakres pomiaru wynosi 1,5 m, a przy 10 GHz jest to zaledwie 15 mm. Względem kosztów konstrukcji, zakres pomiaru na poziomie kilkunastu milimetrów jest niezadowalający i nieopłacalny, dlatego modyfikuje się metodę AMCW tak, aby zwiększyć zakres pomiaru, zachowując przy tym rozdzielczość osiąganą dla największej możliwej do osiągnięcia częstotliwości modulacji. Popularnym rozwiązaniem problemu rozdzielczości i zakresu jest zastosowanie kilku ściśle określonych częstotliwości modulacji, które umożli-

wiają wyznaczenie odległości powyżej zakresu  $d_{nar}$  [56]. Innym, ale podobnym sposobem jest stosowanie kilku częstotliwości, przy czym najniższa z nich gwarantuje jednoznaczność pomiaru, a każda wyższa częstotliwość poprawia rozdzielczość wykonanego pomiaru [61, 66, 67].

Warte odnotowania jest także wykorzystanie demodulatorów kwadraturowych w połączeniu z tzw. detekcją synchroniczną (ang. lock-in detection) [54, 68], co zdecydowanie poprawia stosunek sygnału do szumu i umożliwia stosowanie wolniejszych przetworników analogowo-cyfrowych, a samo wyznaczenie przesunięcia fazy staje się trywialnie proste. Wszystkie zalety tego rozwiązania zostały szeroko omówione w rozdziale 3.

W najnowszych badaniach opublikowanych w 2021 i 2022 przez koreańską grupę *Length Standard Group* z *Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS)* zaprezentowano nowe podejście do zwiększenia zakresu pomiaru [62, 69]. W ramach tego sposobu, częstotliwość modulacji jest inkrementalnie zwiększana, a wraz ze zmianą częstotliwości rejestrowane jest przesunięcie fazy. Tym sposobem odległość może być wyznaczona zgodnie z zależnością:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\phi(\Delta f_{mod})}{2\pi} \cdot \frac{\nu}{\Delta f_{mod}}, \quad (2.15)$$

gdzie  $\Delta f_{mod}$  oznacza zmianę częstotliwości modulacji, a  $\Delta\phi(\Delta f_{mod})$  odpowiadające przesunięcie fazy sygnału. Częstotliwość musi rosnać w inkrementalnych skokach, w innym przypadku niemożliwe byłoby wyznaczenie przesunięcia fazy powyżej pełnego okresu, a jest to krytyczne w celu wyznaczenia absolutnej odległości. W literaturze ten sposób nazywa się rozwijaniem fazy (ang. phase unwrapping). W celu zwiększenia rozdzielczości takiego pomiaru, konieczne jest zrealizowanie możliwie dużej zmiany, czyli tzw. przemiatania (ang. sweep), częstotliwości rzędu setek megaherców, a nawet kilku gigaherców. Chińska grupa z *State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments* w 2023 roku pokazała adaptację tej metody w ramach badań nad metodą występującą pod nazwą interferometria mikrofalowa oparta na nośnej optycznej (ang. optical carrier-based microwave interferometry, OCMI) [70]. Pomiar odległości wykonano przy zmianie częstotliwości modulacji w zakresie od 5 do 6 GHz.

Ze względu na trudności techniczne w przemiataniu częstotliwości w szerokim zakresie, metodę wykorzystuje się jedynie do wstępnego określenia odległości z dokładnością lepszą niż połowa długości fali przy najwyższej częstotliwości modulacji tak, aby następnie móc wyznaczyć wartość  $N$  (czyli liczbę całkowitych długości fali dla najwyższej częstotliwości modulacji) i skorzystać ze wzoru 2.12 w celu dokładnego obliczenia odległości. Zastosowanie tej metody w eksperymentalnych pomiarach pozwoliło uzyskanie zakresu 8 metrów, z dokładnością na poziomie 2,6 mikrometrów i powtarzalnością na poziomie 50 nanometrów przy zmianie częstotliwości na poziomie 30 MHz [62].

Podobnie, jak w przypadku metody TOF, tak i w metodzie AMCW widać wyraźny nurt rozwiązań bazujących na laserach femtosekundowych, a konkretniej, na optycznych grzebieniach częstotliwości. Pomimo, iż same impulsy femtosekundowe mogą posłużyć do

wyznaczenia odległości, co zostało już omówione, to równie interesujące jest spektrum mikrofalowe takich impulsów po odebraniu przez fotodetektor. Wykorzystując laser femtosekundowy jako modulator, możliwe jest zgrubne wyznaczenie absolutnej odległości z pomocą częstotliwości repetycji (setki megaherców) i przesunięcia fazy na tej częstotliwości, by w kolejnym kroku zwiększyć dokładność pomiaru korzystając z jednej z harmoniczných częstotliwości repetycji (dziesiątki gigaherców) i odpowiadającym przesunięciu fazy [71]. Rozwijając to podejście możliwe jest wykorzystanie wielu zębów, czyli harmoniczných częstotliwości repetycji, grzebienia w celu dokładnego wyznaczenia odległości [72–74]. Względem sposobu wyznaczenia absolutnej odległości opisanego w poprzednim akapicie, można zaryzykować stwierdzenie, że metody wykorzystujące lasery femtosekundowe wykorzystają dokładnie tę samą ideę, jedynie zmienia się sposób syntezy częstotliwości.

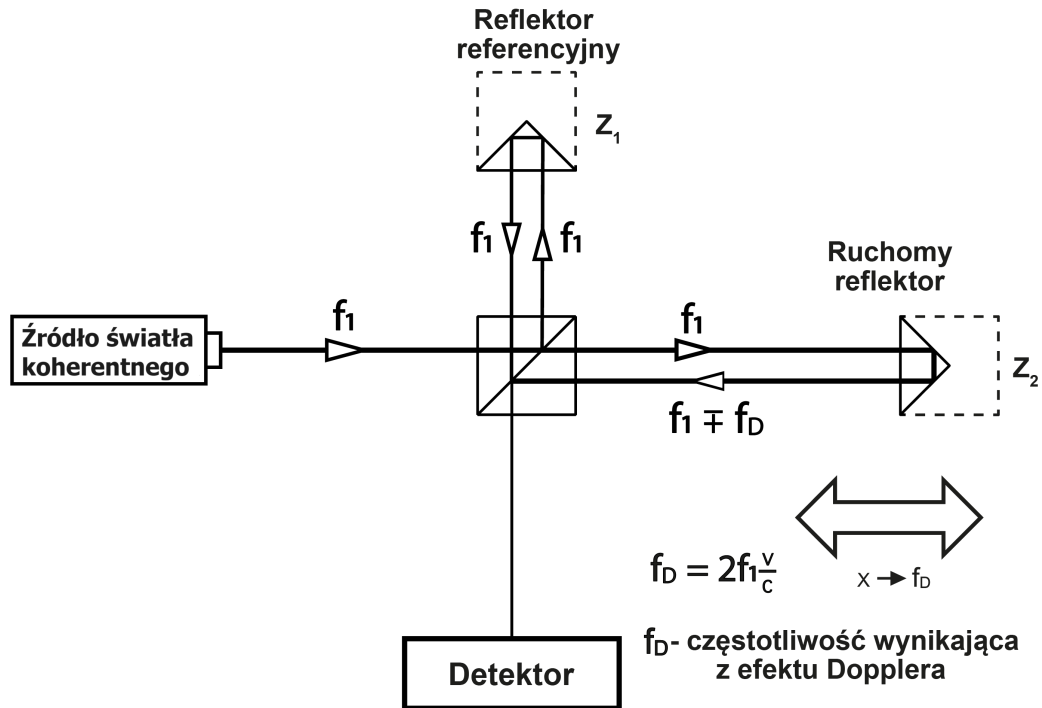
Absolutną odległość można także otrzymać wykonując pomiar przy użyciu dwóch grzebieni częstotliwości z przesuniętymi częstotliwościami repetycji [75, 76]. Wyznaczenie fazy, a następnie odległości z takiego pomiaru pozwala na osiągnięcie błędu na poziomie 5 nm w zakresie 1,5 m, przy czym zakres pomiaru może zostać zwiększony do 30 km [77].

Podsumowując, metoda przesunięcia fazy pozwala na wykonywanie pomiarów odległości z ponadprzeciętną dokładnością, wykorzystując przy tym relatywnie prostą i taną architekturę (z wyłączeniem rozwiązań korzystających z laserów femtosekundowych). Istotną wadą jest powiązanie zakresu jednoznacznego pomiaru odległości z częstotliwością modulacji, która przekłada się na rozdzielczość pomiaru. Pokazano jednak, że przy odpowiednich rozwiązaniach sprzętowych możliwe jest zwiększenie zakresu absolutnego pomiaru odległości ponad połowę długości fali bez utraty rozdzielczości.

### 2.2.6 Metody interferometryczne

Interferometry laserowe (ang. laser interferometers) wykorzystują zjawisko interferencji fal koherentnego światła laserowego do bardzo dokładnych pomiarów przemieszczenia. Na rysunku 2.8 zaprezentowano ideę wykorzystania interferometru Michelsona w pomiarze przemieszczenia. Interferometr posiada dwa prostopadłe względem siebie ramiona – referencyjne i pomiarowe. Światło lasera rozdzielane jest na dwie wiązki przez zwierciadło półprzepuszczalne lub dzielnik wiązki w taki sposób, że pierwsza z nich trafia do ramienia referencyjnego, a druga do ramienia pomiarowego. Zwykle na końcach ramion znajdują się zwierciadła, które odbijają wiązki, jednak celu zagwarantowania, że wiązki zostaną odbite równolegle, zamiast zwierciadeł stosuje się retroreflektory (odbłyśniki). W ramieniu referencyjnym odbłyśnik jest nieruchomy, a w ramieniu pomiarowym odbłyśnik może się poruszać w osi wiązki lasera. Odbite wiązki wracają do dzielnika i interferują ze sobą. Interferencja, zależnie od przesunięcia fazy między wiązkami, może być konstruktywna, co objawia się jasnym prążkiem lub destruktywna, co skutkuje ciemnym prążkiem. Przemieszczanie retroreflektora w ramieniu pomiarowym sprawia, że faza między wiązkami się zmienia, a w następstwie także wzór interferencyjny ulega zmianie. Najprostszy sposób wyznaczenia przemieszczenia polega na zliczaniu zmian jasnych i ciemnych prążków padających na

detektor zgodnie z zależnością:



**Rysunek 2.8:** Interferometr Michelsona (źródło: instrukcja interferometru Lasertex HPI 3D).

$$\Delta d = N \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad (2.16)$$

gdzie  $N$  oznacza ilość zmian z jasnego prążka na ciemny lub z ciemnego na jasny, a  $\lambda$  oznacza długość fali wiązki lasera. Ten sposób umożliwia określenie przemieszczenia z rozdzielczością wynoszącą połowę długości fali, ponieważ pełny cykl zmiany z prążka ciemnego na jasny obserwowany jest przy przemieszczeniu odbłyśnika właśnie o połowę długości fali. Na przykład dla lasera helowo–neonowego (He-Ne) o długości fali 632 nm rozdzielczość pomiaru przemieszczenia wynosi 316 nm.

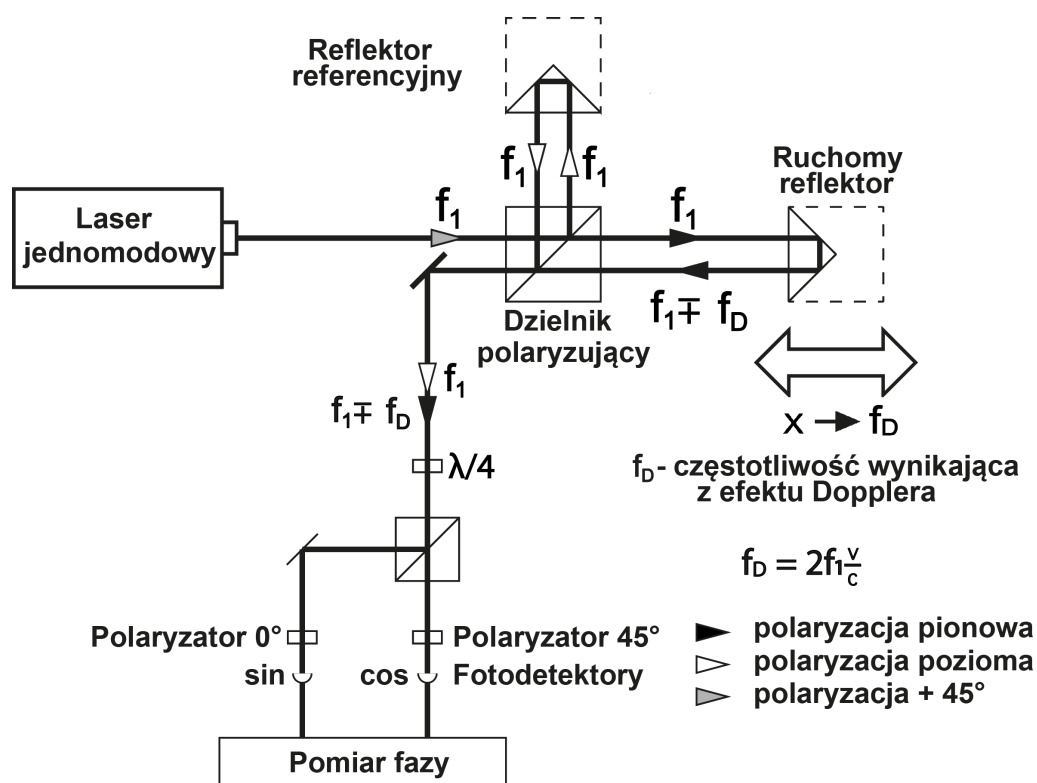
Zgodnie ze zależnością 2.16 stabilna i dokładnie określona długość fali jest krytyczna do osiągnięcia precyzyjnych pomiarów przemieszczenia, dlatego w interferometrach laserowych zwykle stosuje się gazowe lasery He-Ne, które dodatkowo stabilizuje się termicznie w celu utrzymania konkretnej długości fali. W bardziej zaawansowanych aplikacjach we wnęce rezonatora montuje się zwierciadła naklejone na aktuatorzy piezoelektryczne, co umożliwia stabilizację długości wnęki przez rozszerzanie i kurczenie elementów piezoelektrycznych [78]. Ważne jest także dokładne określenie współczynnika refrakcji, ponieważ ma on wpływ na długość fali (zależność 2.10), co bezpośrednio wpływa na dokładność pomiaru, dlatego interferometry wykorzystywane do pomiarów posiadają własną stację pogodową, która mierzy temperaturę, ciśnienie i wilgotność powietrza.

Zdecydowanie rzadziej wspomina się o równie istotnej kwestii, jaką jest stabilizacja prądu płynącego przez laser gazowy. W celu rozpoczęcia akcji laserowej konieczne jest przyłożenie napięcia rzędu kilku kilowoltów do elektrod lasera, aby zjonizować znajdujący

się w szklanej tubie gaz. Zasilacze wysokonapięciowe wykorzystują układy powielaczy napięcia, które wprowadzają tętnienia prądu, co negatywnie wpływa na pracę lasera, dlatego konieczne jest stosowanie dodatkowych układów redukujących tętnienia prądu.

Należy zwrócić uwagę, że w przedstawionym rozwiązaniu z interferometrem Michelsona detektor rejestruje przemieszczenie, ale nie ma żadnej możliwości zweryfikowania, czy odbłyśnik się oddala, czy przybliża. Z tego powodu modyfikuje się podstawowy układ interferometru Michelsona w taki sposób, aby możliwe było ustalenie kierunku przemieszczenia odbłyśnika. Obecnie w powszechnym użyciu są dwie metody, które umożliwiają pomiar przemieszczenia retroreflektometru wraz z ustaleniem kierunku w jakim się porusza. Pierwsza z nich to tak zwana optyczna detekcja homodynowa (ang. optical homodyne detection), wykorzystująca jedną długość fali lasera, a druga to optyczna detekcja heterodynowa (ang. optical heterodyne detection), wykorzystująca dwie długości fali.

Ideę optycznej detekcji homodynowej zaprezentowano na rysunku 2.9. Laser jednomodo-



**Rysunek 2.9:** Interferometr laserowy pracujący w układzie optycznej detekcji homodynowej (źródło: instrukcja interferometru Lasertex HPI 3D).

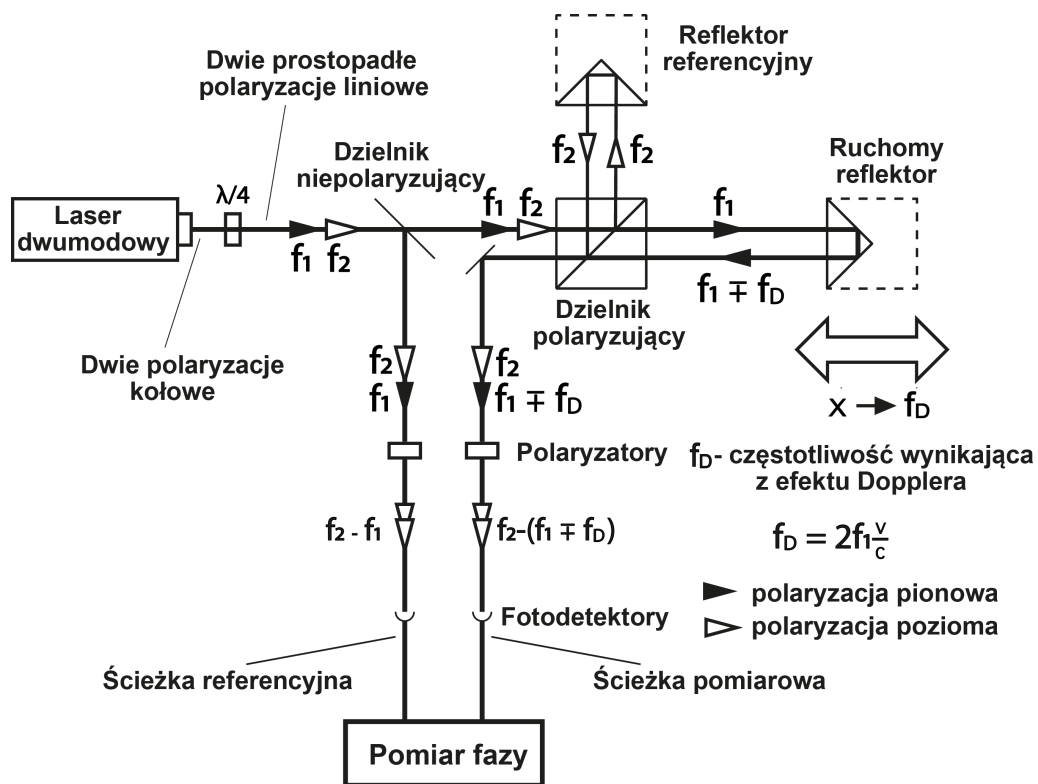
wy emituje wiązkę światła o liniowej polaryzacji  $45^\circ$ , która trafia na dzielnik polaryzacyjny. Światło dzielone jest na dwie wiązki, podobnie jak w interferometrze Michelsona, z tą różnicą, że ich polaryzacje są względem siebie prostopadłe. Pierwsza wiązka trafia do ramienia referencyjnego, a druga do pomiarowego. Po odbiciu wracają przez dzielnik polaryzujący, przechodzą przez płytkę ćwierćfalową, co umożliwia interferencję. Następnie wiązka zostaje ponownie rozdzielona. Po przejściu przez polaryzatory wiązki trafiają do detektorów. W ten sposób otrzymuje się dwa sygnały sinusoidalne, które są przesunięte względem siebie w fazie o  $90^\circ$  oraz o dodatkowy kąt wynikający z pozycji odbłyśnika. Zależnie od



kierunku przemieszczania odbłyśnika przesunięcie fazy będzie miało dodatni znak ( $+90^\circ$ ) albo ujemny ( $-90^\circ$ ). Jest to tak zwany układ interferometru homodynowego z detekcją kwadraturową. Sygnały kwadraturowe zostały omówione w rozdziale 3.

Przedstawiony układ optyczny interferometru homodynowego nie jest jedyną możliwą realizacją takiego układu pomiarowego. Istnieje wiele różnych, choć podobnych do siebie, układów optycznych takich interferometrów [79–83].

Układ optycznej heterodyny (rysunek 2.10) wykorzystuje laser dwumodowy, który emituje wiązkę zawierającą dwie częstotliwości  $f_1$  i  $f_2$  o prostopadłych, względem siebie, polaryzacjach liniowych. Dzielnik niepolaryzujący rozdziela wiązkę na część referencyjną oraz część pomiarową. Wiązka w części referencyjnej przechodzi przez polaryzator i interferuje, w efekcie do detektora dociera wiązka o częstotliwości  $f_1 - f_2$ . Wiązka w części pomiarowej trafia na dzielnik polaryzujący, gdzie ponownie zostaje rozdzielona. Pierwsza, spolaryzowana wiązka trafia do ramienia referencyjnego interferometru, a druga (o polaryzacji prostopadłej do pierwszej) do ramienia pomiarowego. Po odbiciu ponownie spotykają się w dzielniku polaryzującym i po przejściu przez polaryzator interferują. Na detektor pomiarowy trafia wiązka o częstotliwości równej  $f_1 - f_2 \pm f_D$ , gdzie  $f_D$  to częstotliwość Dopplera wynikająca z ruchu odbłyśnika. W sytuacji, gdy odbłyśnik się nie porusza, sygnały na detektorach mają tę samą częstotliwość i są przesunięte w fazie adekwatnie do położenia odbłyśnika.



**Rysunek 2.10:** Interferometr laserowy pracujący w układzie optycznej detekcji heterodynowej (źródło: instrukcja interferometru Lasertex HPI 3D).

Podobnie, jak w przypadku interferometru homodynowego, układ optycznej heterodyny może się różnić zależnie od implementacji, jednak idea pozostaje niezmienna [84–86].

Przy projektowaniu interferometru heterodynowego należy mieć na uwadze częstotliwość sygnałów trafiających na detektory, ponieważ zbyt wysoka częstotliwość może przekraczać pasmo pracy detektorów, lub pozostałych układów elektronicznych, aby te sygnały zostały poprawnie przetworzone. Należy także zwrócić uwagę, że częstotliwość Dopplera nie może przekroczyć różnicy częstotliwości  $f_1 - f_2$ , co ogranicza maksymalną prędkość posuwu odbłyśnika. Dla lasera o długości fali 632 nm i różnicy częstotliwości  $f_1 - f_2$  wynoszącej 10 MHz, maksymalny posuw wynosi 3 m/s.

Zgodnie z powyższym opisem, interferometry homodynowy i heterodynowy pozwalają otrzymać dwa sygnały elektryczne, których przesunięcie w fazie jest adekwatne do przemieszczenia odbłyśnika, co prowadzi do prostego wniosku, że wyznaczenie tej różnicy fazy pozwoli określić przemieszczenie odbłyśnika (wraz z jego kierunkiem), a także pozwoli zrobić to z większą rozdzielczością niż połowa długości fali. Przesunięcie odbłyśnika można wyznaczyć przez analogię do wzoru 2.11 [5]:

$$\Delta d = \frac{1}{2}\lambda \cdot \left( \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right), \quad (2.17)$$

gdzie  $\lambda$  oznacza długość fali wiązki lasera w ramieniu pomiarowym interferometru, a  $\Delta\phi$  różnicę fazy między sygnałami, które docierają do detektorów. Zliczając kolejne zmiany prążków, czyli pełne obroty fazy możliwe jest zarejestrowanie przemieszczenia powyżej długości fali (przez analogię do wzorów 2.16 oraz 2.14):

$$\Delta d = \frac{1}{2}\lambda \cdot \left( N + \frac{\Delta\phi}{2\pi} \right). \quad (2.18)$$

Niewątpliwą zaletą interferometrów laserowych jest możliwość wykonywania pomiarów przemieszczenia z nanometrową [87], a nawet pikometrową [79, 82, 85] rozdzielczością, przy relatywnie prostej konstrukcji układu optycznego. Istotnym problemem są nieliniowości powstające w układzie optycznym, które sprawiają, że dokładność pomiaru zwykle wynosi od kilku do kilkuset nanometrów. Nieliniowości mogą wynikać z przesłuchów polaryzacji wynikających z jakości wykonania elementów optycznych [79, 86], niepoprawnego zjustowania układu optycznego [84, 87] czy nieliniową pracą fotodiod [81].

Najnowsze badania skupione są na wykorzystaniu interferometrów w absolutnych pomiarach odległości. Symulacyjnie zademonstrowano możliwość wykorzystania dwukolorowego interferometru heterodynowego do pomiarów odległości w zakresie 1,5 m i dokładnością 20 nm [88]. Z pomocą interferometru i optycznego grzebienia częstotliwości wykonano pomiar odległości na dystansie 3,8 m z błędem 62 nm [89]. Wspomniana już chińska grupa z *State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments* pracująca nad OCMI przedstawiła szereg sposobów wykonywania absolutnych pomiarów odległości z wykorzystaniem interferencji niekoherentnego światła lasera [70, 90–94]. Zależnie od rozwiązania uzyskano bardzo rozbieżne wyniki np. 60  $\mu\text{m}$  na 27 metrach [94], lub 0,043  $\mu\text{m}$  na odcinku jednego metra [91].

### 2.2.7 Fala ciągła modulowana częstotliwością

Ostatnią z omawianych metod jest fala ciągła modulowana częstotliwością (ang. Frequency-Modulated Continuous-Wave, FMCW), która zdobyła dużą popularność w technice radarów mikrofalowych. Tego typu radary mogą określać położenie wielu obiektów i ich prędkości na raz, dlatego są szeroko stosowane do śledzenia ruchu lotniczego na niebie.

Zasada działania dalmierzy laserowych, jak i radarów mikrofalowych, FMCW polega na przemiataniu częstotliwości, czyli emisji sygnału zmodulowanego w szerokim zakresie częstotliwości, tzw. świergotu (ang. chirp). Zazwyczaj mówi się o rosnącym świergocie (ang. up-chirp), lub opadającym (ang. down-chirp). Sygnał, który wrócił do odbiornika jest mieszany z sygnałem emitowanym. Produktem takiego zmieszania, po filtracji dolno-przepustowej w celu odrzucenia składowej o wysokiej częstotliwości, jest tzw. częstotliwość zdudnienia (ang. beat frequency) równa różnicy częstotliwości emitowanej i odbieranej. Częstotliwość zdudnienia zależy od zakresu modulacji częstotliwości, okresu przemiatania, a także czasu, w jakim sygnał powrócił do odbiornika i jest wyrażona zależnością [95]:

$$f_b = \frac{\Delta f}{T_s} \cdot t, \quad (2.19)$$

gdzie  $\Delta f$  oznacza zakres modulacji,  $T_s$  okres przemiatania, a  $t$  czas przelotu sygnału. Można zauważyć, że zgodnie ze zależnością 2.4, czas przelotu jest wyrażony jako  $t = 2d/\nu$ , co po podstawieniu do wzoru 2.19 bezpośrednio prowadzi do równania, z którego został usunięty problematyczny do zmierzenia czas przelotu, a jedyną niewiadomą jest odległość:

$$f_b = \frac{\Delta f}{T_s} \cdot \frac{2d}{\nu}. \quad (2.20)$$

Po odpowiednim przekształceniu równania 2.20 otrzymujemy zależność na odległość w metodzie FMCW:

$$d = \frac{f_b T_s \nu}{2\Delta f}. \quad (2.21)$$

Podczas projektowania radarów i dalmierzy FMCW należy zwrócić uwagę na minimalną i maksymalną odległość, jaką docelowe urządzenie będzie mogło zmierzyć. Do wyznaczenia odległości wymagana jest co najmniej połowa okresu częstotliwości zdudnienia, stąd minimalna odległość jest określona zależnością [96]:

$$d_{min} = \frac{\nu}{2\Delta f}. \quad (2.22)$$

Maksymalna odległość jest teoretycznie ograniczona przez czas przelotu wiązki – nie może być większy niż połowa okresu modulacji  $T_s$ :

$$d_{max} = \frac{\nu T_s}{2}, \quad (2.23)$$

w praktyce jednak dużo większym problemem jest tłumienie ośrodka, rozpraszanie wiązki, czy kolimacja wiązki na tak dużej odległości, więc rzeczywisty maksymalny zakres pomiaru

będzie zdecydowanie mniejszy. Idealna, teoretyczna rozdzielczość jest wyrażona zależnością:

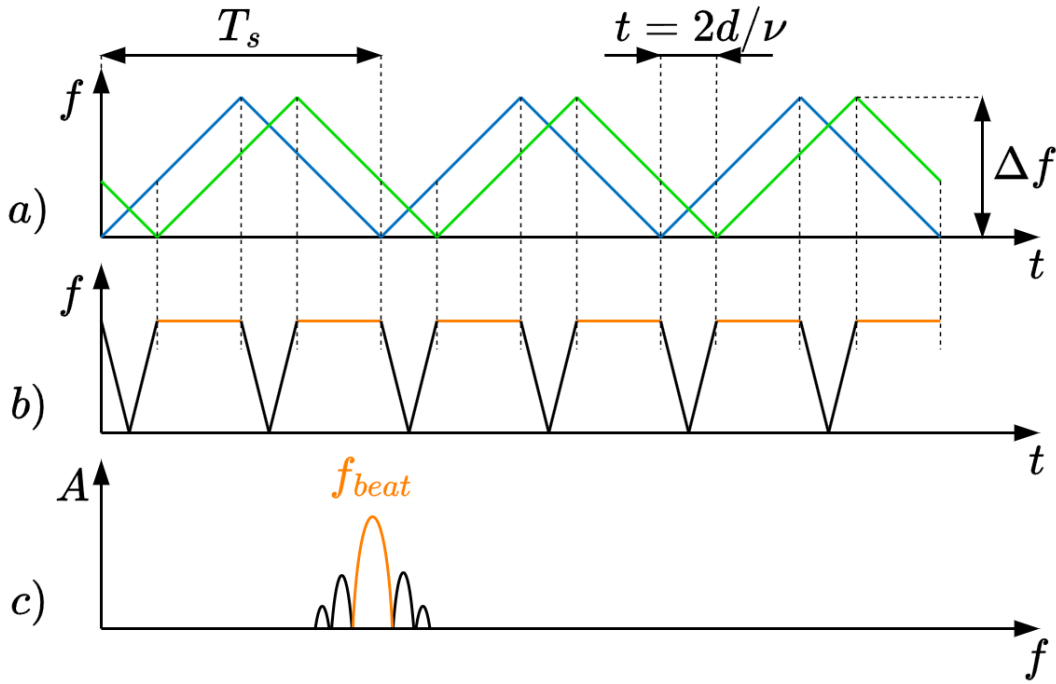
$$\delta d = \frac{\nu}{2\Delta f}, \quad (2.24)$$

przy czym należy oczekiwać, że rozdzielczość będzie się pogarszać wraz z odległością:

$$\delta d_{deg} = \frac{\nu}{2\Delta f \left(1 - \frac{2d_{max}}{\nu T_s}\right)}. \quad (2.25)$$

W praktycznej implementacji rozdzielczość dodatkowo pogorszy się w związku z przetwarzaniem sygnału z wykorzystaniem transformaty Fouriera.

Modulacja częstotliwości może mieć różny kształt i charakter narostu lub opadania, co zwykle wiąże się z osiąganiem dodatkowych korzyści [97]. Na przykład dla modulacji o trójkątnym kształcie narostu i opadania analiza widma jest dużo prostsza i w łatwy sposób można wyznaczyć częstotliwość dopplerowską, dzięki czemu jednocześnie można określić położenie i prędkość obiektu. Na rysunku 2.11 zaprezentowano ideę pomiaru odległości z wykorzystaniem metody FMCW z modulacją trójkątną do statycznego obiektu, czyli bez analizy częstotliwości dopplerowskiej. Czasami modulacja trójkątna jest zwyczajnie



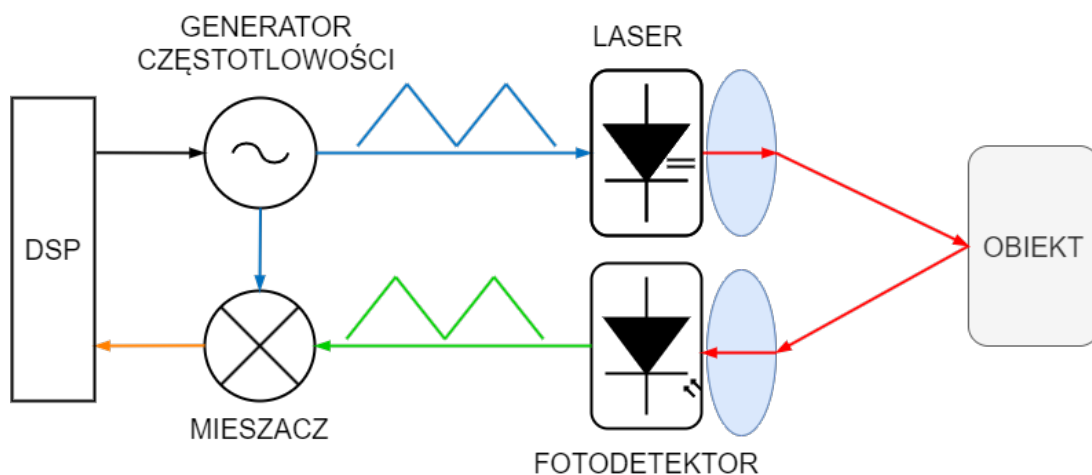
**Rysunek 2.11:** Pomiar odległości metodą FMCW z modulacją trójkątną  
**a)** zależność częstotliwości modulacji od czasu dla sygnału emitowanego (kolor niebieski) i powracającego do detektora (kolor zielony);  $\Delta f$  oznacza zakres modulacji częstotliwości,  $T_s$  to okres przesłania,  $t$  oznacza czas w jakim wiązka pokonała odległość od nadajnika do obiektu i z powrotem **b)** częstotliwość zdudnienia będąca produktem zmieszania sygnału nadawanego i odbieranego; kolorem pomarańczowym zaznaczono zakresy stałej różnicy częstotliwości między sygnałem nadawanym i odbieranym, w których można wykonać prawidłowy pomiar odległości **c)** widmo sygnału z wyróżnioną częstotliwością zdudnienia  $f_{beat}$ .

wygodniejsza w implementacji [98] i z tego względu jest chętnie stosowana. Warto jednak zauważyć, że w porównaniu z modulacją piłokształtną, pełny zakres modulacji częstotliwości osiągany jest już w połowie okresu przemiatania. W efekcie częstotliwość zdudnienia jest dwukrotnie większa, co implikuje dwukrotne zmniejszenie zakresu pomiarowego [96].

### Modulacja częstotliwości mikrofalowej

W technice dalmierzy laserowych metoda FMCW została zaadaptowana na dwa sposoby. Pierwszy z nich polega na wykorzystaniu architektury i układów elektronicznych radaru mikrofalowego, ale zamiast anteny nadawczej stosuje się źródło laserowe, a zamiast anteny odbiorczej fotodetektor, co zaprezentowano na rysunku 2.12. Jest to klasyczny układ detekcji homodynowej zrealizowanej z mieszaniem sygnałów elektrycznych. Za syntezę częstotliwości modulacji odpowiada generator sterowany napięciem (ang. voltage controlled oscillator, VCO) – częstotliwość na wyjściu odpowiada przyłożonemu napięciu sterującemu VCO. Za mieszanie sygnałów nadanego i odebranego odpowiada mikrofalowy mieszacz częstotliwości. Otrzymuje się w ten sposób sumę częstotliwości, którą łatwo odfiltrować i różnicę, czyli częstotliwość zdudnienia.

Obecnie rozwiązania bazujące na metodzie FMCW i na elektrycznym mieszaniu częstotliwości są rzadko spotykane ze względu na niską dokładność pomiaru w porównaniu do innych metod. Dla zakresu modulacji rzędu 10 GHz, w idealnym przypadku, możliwa do uzyskania dokładność wynosi zaledwie 15 cm (wzór 2.24). Nawet przy zakresie modulacji, trudnym do osiągnięcia dla współczesnych układów elektronicznych, sięgającym 100 GHz rozdzielczość wynosi 1,5 cm. Ostatnie opublikowane rozwiązania z przestrajaniem częstotliwości mikrofalowej pochodzą z końca XX wieku. Umożliwiały pomiar odległości od kilku do kilkudziesięciu metrów [96, 99]. W żadnej z cytowanych prac nie przedstawiono rozdzielczości i dokładności opracowanych urządzeń.



**Rysunek 2.12:** Idea pomiaru odległości metodą FMCW z wykorzystaniem modulacji częstotliwości mikrofalowej i mieszania sygnałów elektrycznych.

## Modulacja częstotliwości optycznej

Drugi sposób wykorzystania metody FMCW w dalmierzach laserowych polega na przestrajaniu częstotliwości optycznej lasera i optycznej detekcji homodynowej. Podstawowy układ optyczny jest dokładnie taki sam, jak w interferometrze homodynowym (rysunek 2.9) [98, 100]. Zakres częstotliwości modulacji nie jest już problemem jak w przypadku elektrycznej syntezy częstotliwości. Przestrajanie długości fali lasera w przeliczeniu na częstotliwość optyczną pozwala na osiąganie imponującego zakresu modulacji rzędu kilku teraherców [101, 102].

Zastosowanie przestrajalnych źródeł laserowych niesie ze sobą także negatywne skutki. Szeroki zakres modulacji częstotliwości optycznej pozwala na osiągnięcie bardzo dobrej rozdzielczości rzędu dziesiątek mikrometrów, ale zakres pomiaru ograniczony jest przez krótką drogę koherencji związaną z szerokością linii spektralnej lasera. Droga koherencji określona jest zależnością [103]:

$$l_c = \frac{2 \ln 2}{\pi} \frac{\lambda_c^2}{n \Delta \lambda}, \quad (2.26)$$

gdzie  $\lambda_c$  oznacza centralną długość fali, a  $\Delta \lambda$  szerokość połówkową (ang. full width at half maximum, FWHM). Jakość źródła laserowego może istotnie zmniejszyć zakres pomiaru do zaledwie kilku metrów. Na przykład laser emitujący wiązkę o długości fali 1550 nm i szerokości połówkowej 10 MHz umożliwi pomiar odległości w zakresie 6,5 m, ponieważ droga koherencji wynosi 13 metrów [104].

Kolejnym, istotnym problemem, jest nieliniowość przestrajania częstotliwości źródeł laserowych, która negatywnie wpływa na rozdzielczość pomiaru. Z tego względu modyfikuje się podstawowy układ optyczny o dodatkowy interferometr w taki sposób, aby możliwe było skompensowanie tej nieliniowości [7, 105]. Innym podejściem, które przynosi wymierny efekt, jest zastosowanie układu linearyzującego przemiatanie częstotliwości modulacji przez odpowiednie zmodyfikowanie sygnału napięciowego, który wysterowuje laser [106].

W celu poprawy liniowości modulacji stosuje się także optyczne grzebienie częstotliwości. Częstotliwość modulacji jest zdudniana z grzebieniem (optyczna heterodyna), co pozwala na wyznaczenie i skompensowanie błędu częstotliwości podczas przemiatania [107, 108]. Takie rozwiązanie umożliwia osiągnięcie dokładności poniżej mikrometra w zakresie kilkunastu metrów.

## 2.3 Rozwiązania komercyjne rynkowo dostępne

Urządzenia sprzedawane do pracy w warunkach przemysłowych z reguły cechują się gorszymi parametrami w porównaniu do urządzeń laboratoryjnych i rozwiązań prezentowanych w publikacjach naukowych, ale są zdecydowanie bardziej odporne na czynniki zewnętrzne, takie jak wibracje, zapylenie, mgłę olejową, wyładowania elektrostatyczne czy silne pole elektromagnetyczne. Nie inaczej jest w przypadku precyzyjnych systemów pomiaru odległości i przesunięcia, dlatego próżno, przynajmniej na razie, szukać rozwiązań wykorzystujących np. optyczne grzebienie częstotliwości w komercyjnych produktach,

mimo, że można z ich pomocą osiągnąć bardzo dobre wyniki.

Rozwiązania komercyjne zwykle bazują na technologii opracowanej kilkanaście, albo kilkadziesiąt lat wcześniej i ewentualnie są udoskonalane. Na taki stan ma wpływ kilka czynników. Przede wszystkim cena końcowa urządzenia jest bardzo wysoka – zazwyczaj jest to wydatek rzędu od kilkunastu do kilkudziesięciu tysięcy euro. Koszt opracowania nowego rozwiązania także jest bardzo wysoki i będzie się zwracał latami ze względu na fakt, że takich produktów nie sprzedaje się w dużych ilościach. Jednym z mniej oczywistych powodów jest strach potencjalnych klientów przed nową technologią. W wielu zakładach produkcyjnych wciąż korzysta się z mechanicznych sposobów kalibracji maszyn, pomimo, że proces zajmuje więcej czasu względem metod z wykorzystaniem laserów, a sama kalibracja jest mało dokładna. Jeżeli klient decyduje się na zakup, zwykle wybiera produkt, który jest obecny na rynku od, co najmniej, kilku lat. Nierzadko zdarza się, że firma kupuje system po okresie próbnym wynoszącym kilka tygodni, gdy zaczyna zauważać korzyści wynikające z jego stosowania.

Gdy mowa o precyzyjnych pomiarach odległości i przemieszczenia do kalibracji maszyn CNC, ze względu na osiągany zakres i dokładność pomiaru, najczęściej wymienia się dwa rozwiązania: interferometry laserowe i trackery laserowe. Interferometry są chętnie wykorzystywane do kalibracji pozycjonowania stołu, wrzeciona, lub liniałów frezarki ze względu na submikronową dokładność. Oczywiście, wielokrotnie wspomnianą wadą interferometrów, jest pomiar przemieszczenia, co sprawia, że wykonanie pomiaru do punktu w przestrzeni staje się trudne, lub niewykonalne. Trackery laserowe, pomimo gorszej dokładności pomiaru, umożliwiają wykonywanie pomiarów w przestrzeni w odniesieniu do swojej pozycji, dlatego chętniej są wykorzystywane do kalibracji dużych maszyn, ramion robotycznych, lub po prostu wykonywania pomiarów geometrii obiektów.

Wśród urządzeń, o których także należy wspomnieć, są tachimetry. Ich dokładność nie jest wystarczająca do kalibracji maszyn, choć najlepsze modele osiągają już dokładności rzędu setek mikrometrów w zakresie setek metrów. Tachimetry stanowią ważne narzędzie weryfikacji w branży geodezyjnej i budowlanej, a sposób ich działania niewiele różni się od trackerów laserowych.

Na rynku znajduje się wiele innych czujników i systemów pomiaru odległości, ale mimo dobrej dokładności, zwykle zakres pomiaru jest niewystarczający do przeprowadzenia kalibracji frezarki. Wśród takich czujników można wymienić sensory konfokalne lub triangulacyjne (np. firmy *KEYENCE* [109]), które osiągają dokładność pomiaru na poziomie pojedynczych mikrometrów.

Poniżej omówiono trzy typy komercyjnych urządzeń: interferometry laserowe, trackery laserowe i tachimetry. Wskazano zalety i wady każdego z rozwiązań, przedstawiono podstawowe parametry i różnice pomiędzy urządzeniami od różnych producentów.

### 2.3.1 Interferometry laserowe

Interferometry laserowe powszechnie wykorzystuje się jako wzorce do wyznaczania dokładności innych urządzeń pomiarowych, dlatego cieszą się dużym zainteresowaniem

wśród urzędów miar, instytucji badawczych, czy działów badań i rozwoju, a także wszędzie tam, gdzie wymagany jest precyzyjny pomiar przemieszczenia, lub prędkości na odcinku kilkudziesięciu metrów. Interferometry w takich aplikacjach montowane są na ławach optycznych, gdzie ruchomym elementem jest stolik z odbłyśnikiem, który porusza się w osi wiązki lasera. Montując na stoliku drugi odbłyśnik, tarczę, lub zwierciadło, możliwe jest wykonanie pomiaru drugim urządzeniem i zweryfikowanie dokładności pomiaru.

Interferometry, jak już wspomniano, wykorzystuje się także do kalibracji błędów geometrii frezarek CNC. Proces kalibracji ma standardowy przebieg: najpierw ustawia się i uruchamia głowicę lasera; po rozgrzaniu głowicy przystępuje się do zjustowania układu optycznego, czyli optyki interferometru i odbłyśnika (w niektórych urządzeniach optyka interferometru jest zintegrowana z głowicą lasera); następnie wykonuje się przejazdy stołem, lub wrzecionem frezarki (zależnie od konstrukcji maszyny) podczas, gdy system rejestruje przejazd; na koniec wprowadza się poprawki do pamięci sterownika i wykonuje przejazd kontrolny. W porównaniu do standardowych systemów pomiarowych przystosowanych do kalibracji maszyn CNC, spotyka się dodatkowe czujniki PSD umieszczone po stronie odbiornika w celu rejestracji ruchów lateralnych podczas przejazdu maszyny. Dzięki temu możliwa jest jednoczesna analiza i kompensacja kilku stopni swobody maszyny bez zmiany ustawienia lasera i układu optycznego. Wraz z dodatkową optyką możliwe wyznaczenie również błędów kątowych badanej osi frezarki. Nieodłącznymi elementami takiego zestawu pomiarowego są zewnętrzne czujniki temperatury, wilgotności i ciśnienia atmosferycznego, dzięki którym możliwe jest dokładne wyznaczenie współczynnika refrakcji. W zestawie zazwyczaj znajdują się także czujniki, które umieszcza się na stole frezarki, lub jeśli jest taka możliwość, w pobliżu liniałów (enkoderów) frezarki, co umożliwia skompensowanie rozszerzalności temperaturowej materiału, z którego zostały wykonane liniały. Na rysunku 2.13 zaprezentowano dwie głowice laserowe interferometrów laserowych, w tym jedną z bazą do podłączenia zewnętrznych czujników (rysunek 2.13b).

W najbardziej zaawansowanych frezarkach CNC, interferometry laserowe są wykorzystywane jako enkodery liniowe, zamiast szklanych, lub metalowych liniałów. Zaletą takiego rozwiązania jest uniezależnienie od rozszerzalności temperaturowej materiału, z którego wykonany jest liniał. Ten trend dotarł również do drukarek 3D – jeden z partnerów firmy Lasertex wykorzystuje interferometry w drukarkach 3D wytwarzających obwody mikroelektroniczne z rozdzielczością  $0,5\ \mu\text{m}$ .

Koszt głowicy laserowej z optyką interferometru i czujnikami atmosferycznymi waha się od kilkunastu do kilkudziesięciu tysięcy euro. Urządzenia, ze względu na tę samą zasadę działania i to samo źródło wiązki laserowej (laser helowo-neonowy), są do siebie zbliżone parametrami, a różnice między oferowanymi produktami wynikają głównie z zastosowanych układów elektronicznych lub układów optycznych. Najważniejsze różnice pomiędzy interferometrami to:

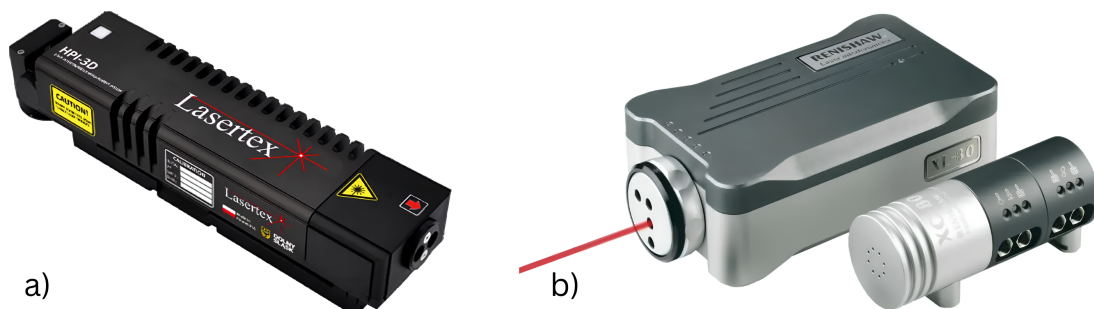
- maksymalna prędkość posuwu odbłyśnika (1 – 20 m/s);
- częstotliwość próbkowania (10 kHz – 1 MHz);



- dokładność pomiaru na metr ( $0.5 - 0.1 \mu\text{m/m}$ );
- czas rozgrzewania (3 – 15 minut);
- maksymalny zakres pomiaru (5 – 100 m);
- układ optycznej homodyny lub heterodyny.

Według analizy przeprowadzonej przez firmę Lasertex na rynku interferometrów laserowych dominuje szesnastu producentów, w tym pięciu chińskich (kolejność alfabetyczna):

- |                                                                   |                                           |
|-------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| • Attocube Systems;                                               | • Keysight;                               |
| • ACCRETECH (SEIMITSU);                                           | • Lasertex;                               |
| • Automated Precision Inc. (API);                                 | • Leica Geosystems (Hexagon);             |
| • Chengdu Tool Research Institute;                                | • Optodyne;                               |
| • Chotest Technology;                                             | • Renishaw;                               |
| • Harbin Ultra Precision Equipment Engineering Technology Center; | • SIOS Meßtechnik;                        |
| • JENAer Meßtechnik;                                              | • Taizhou Afa Optoelectronics Technology; |
| • Kede Numerical Control;                                         | • Zygo (AMETEK).                          |



**Rysunek 2.13:** Interferometry laserowe **a)** Lasertex HPI 3D, interferometr heterodynowy (źródło: materiały promocyjne Lasertex) **b)** Renishaw XL-80, interferometr homodynowy ze stacją czujników XC-80 (źródło: materiały reklamowe Renishaw).

### 2.3.2 Trakcery laserowe

Trackery laserowe, w porównaniu do interferometrów, umożliwiają absolutny pomiar odległości (ang. absolute distance measurement, ADM) do dowolnego punktu w przestrzeni, który znajduje się w zakresie pomiarowym. Trakcery, jak sugeruje angielska nazwa,

autonomicznie śledzą (ang. track) położenie odbłyśnika w przestrzeni i podążają głowicą w ten sposób, by wiązka zawsze znajdowała się w środku odbłyśnika. Głowica trackera posiada dwie zmotoryzowane osie, które dodatkowo wyposażone są w enkodery kątowe, dzięki czemu możliwe jest nie tylko zmierzenie odległości, ale również precyzyjne wyznaczenie położenia odbłyśnika w przestrzeni względem pozycji trackera.

Trackery laserowe mogą mierzyć odległość przez interferometryczny pomiar odległości (ang. distance measuring interferometry, DMI) lub ADM. W przypadku DMI konieczne jest umieszczenie odbłyśnika w specjalnie przygotowanym do tego miejscu na obudowie trackera, które stanowi punkt referencyjny, zwany "bird-bath", o znanych, dla urządzenia, koordynatach. Dalszy pomiar polega na przemieszczeniu odbłyśnika do miejsca, w którym ma zostać wykonany pomiar, bez przerywania wiązki lasera – dokładnie tak, jak w zwykłym interferometrze. Wykorzystanie ADM jest wygodniejsze, ponieważ pomiar można wykonać od razu w docelowym miejscu, jednak cechuje się mniejszą dokładnością.

O ile w przypadku interferometrów laserowych metoda pomiaru przemieszczenia jest powszechnie znana, tak w przypadku trackerów laserowych, metoda wykorzystana w absolutnym pomiarze odległości jest tematem spornym. Podejrzewa się, że ADM może być zrealizowany przez interferometrię wielokolorową [110], ale inne źródła podają, że jest to metoda TOF [6] lub, co bardziej prawdopodobne, FMCW z przestralajnym źródłem lasera pracującego w zakresie podczerwieni [111].

Trackery laserowe, mimo, że są bardziej wszechstronne od interferometrów, stanowią niszę na rynku systemów pomiarowych. Jednym z czynników, który na pewno wpływa na ich dostępność, jest koszt pojedynczego urządzenia – według nieoficjalnych danych wynoszący około 50–70 tysięcy euro. Obecnie, trackery laserowe produkowane są jedynie przez trzy firmy:

- Automated Precision Inc. (API);
- Faro Technologies;
- Leica Geosystems (Hexagon).

Na rysunku 2.14 zaprezentowano dwie głowice trackerów laserowych produkowanych przez Leica Geosystems oraz API. Głowice podczas pracy zamontowane są na dedykowanym trójnogu.

We wcześniejszych wersjach trackerów laserowych podział na pomiar absolutny i interferometryczny był wyraźny, a różnice w dokładności wynosiły kilkadziesiąt mikrometrów [6]. Obecnie, jedynie Leica Geosystems i API swoim w najbardziej zaawansowanym trackerze oferują pomiar interferometryczny, a różnice w dokładności pomiaru absolutnego i interferometrycznego praktycznie się zacierają. Dokładności pomiaru dla poszczególnych trackerów prezentują się następująco:

- API: ADM:  $15\ \mu\text{m}$  lub  $0,7\ \mu\text{m/m}$  (zależy co jest większe) w zakresie 80 m, lub DMI:  $0.5\ \mu\text{m/m}$  (tylko API Radian Pro);
- Leica Geosystems: ADM:  $14\ \mu\text{m}$  w zakresie 50 m, lub DMI:  $15\ \mu\text{m}$ ;



**Rysunek 2.14:** Trackery laserowe a) Leica AT960 (źródło: materiały promocyjne Hexagon) b) API Radian Plus (źródło: materiały reklamowe API).

- Faro: ADM:  $16 \mu\text{m} + 0,8 \mu\text{m/m}$  w zakresie 80 m.

Warto zauważyć, że w przypadku pomiarów wolumetrycznych, czyli w przestrzeni trójwymiarowej, dokładności są zdecydowanie gorsze i wynoszą odpowiednio:

- API:  $15 \mu\text{m} + 5 \mu\text{m/m}$ ;
- Leica Geosystems:  $5 \mu\text{m} + 6 \mu\text{m/m}$ ;
- Faro:  $20 \mu\text{m} + 5 \mu\text{m/m}$ .

### 2.3.3 Tachimetry

Tachimetry, podobnie jak trackery laserowe, umożliwiają wykonywanie absolutnych pomiarów odległości, ale mają zdecydowanie większy zakres pomiarowy okupiony mniejszą dokładnością. Związane jest to z ich zastosowaniem – głównie wykorzystywane są w nadzorowaniu budów i dużych konstrukcji. Tachimetry zwykle obsługiwane są przez dwie osoby – operatora i asystenta ustawiającego tarczę, ale dostępne są również wersje zrobotyzowane, które odnajdują odbłyśnik, lub tarczę w przestrzeni w taki sam sposób, jak trackery laserowe. Wtedy możliwa jest obsługa przez jedną osobę. Na rysunku 2.15 zaprezentowano dwa przykłady głowic tachimetrów zrobotyzowanych. W warunkach pracy, głowice montowane są na trójnogach. Warto zwrócić uwagę, że pomimo zmotoryzowanych osi, każda z głowic posiada dodatkowy system do poziomowania – są to trzy poziome pokrętki tuż przy podstawie.

Na rynku tachimetrów większość rynku posiada pięciu producentów, w tym dwóch chińskich (kolejność alfabetyczna):

- Kolida Instrument;



**Rysunek 2.15:** Tachimetry zrobotyzowane **a)** Leica Geosystems Nova TS60 (źródło: materiały promocyjne Hexagon) **b)** Topcon Corporation MS AXII (źródło: materiały reklamowe Topcon Corporation).

- Leica Geosystems (Hexagon Metrology);
- Shanghai Huace Navigation Technology (CHC Navigation);
- Topcon Corporation;
- Trimble.

Niewątpliwie, najbardziej rozpoznawalna firma w tej branży to Topcon Corporation i jako jedyna prezentuje swoje osiągnięcia w publikacjach naukowych, a nie tylko w patentach. W 2010 roku opisali metodę pomiaru wykorzystywaną w tachimetrach z serii *Pulse Total Station GPT* [112]. Według archiwalnych danych, pierwszy tachimetr z tej serii powstał w 1998 roku, a ostatni w 2005 roku, a więc Topcon wstrzymywał się z publikacją swojej metody pomiaru przez co najmniej 12 lat. Do pomiaru odległości wykorzystano laser półprzewodnikowy, który generował impulsy o szerokości 8 ns z repetycją na poziomie 85 kHz. Dodatkowo laser był modulowany amplitudowo sygnałem o częstotliwości 15 MHz. Wykorzystanie impulsów, zamiast ciągłej wiązki, umożliwiło pomiar odległości w zakresie 7 km, a demodulacja i odtworzenie fazy odebranego sygnału pozwoliło na wyznaczenie różnicy fazy względem sygnału nadawanego. W ten sposób uzyskano dokładność pomiaru rzędu 1 mm. Częstotliwość modulacji wynosząca 15 MHz ogranicza zakres pomiaru do niespełna 10 m, dlatego odległość wstępnie zostaje określona metodą TOF, a następnie dokładność zostaje poprawiona przez metodę przesunięcia fazy.

Główne różnice pomiędzy tachimetrami to:

- dokładność pomiaru do pryzmatu (od 1 mm + 2 ppm do 5 mm + 2 ppm);
- dokładność pomiaru bez pryzmatu (od 2 mm + 2 ppm do 10 mm + 10 ppm);

- zakres pomiaru do pryzmatu (2 – 10 km);
- zakres pomiaru bez pryzmatu (100 – 2000 m);
- czas wykonywania pomiaru (1 – 3 s);
- motoryzacja tachimetru lub jej brak.

Ceny tachimetrów są bardzo zróżnicowane. Podstawowe urządzenie można kupić za kilka do kilkunastu tysięcy złotych. Najdroższe modele, jak te zaprezentowane na rysunku 2.15, kosztują około 200 tysięcy złotych.

## 2.4 Podsumowanie rozdziału

Omówione metody, można arbitralnie podzielić na dwie grupy. Pierwsza, to metody, które wykorzystują cechy fizyczne lub geometryczne układu optoelektronicznego do wyznaczenia odległości, takie jak czujniki bazujące na intensywności wiązki lasera, oraz czujniki triangulacyjne i konfokalne. Druga grupa to metody, które w sposób bezpośredni, lub pośredni wykonują pomiar czasu przelotu wiązki lasera, a więc takie metody, jak TOF, pomiar przesunięcia fazy, interferometria, czy FMCW. Architektura systemów opartych o pośredni pomiar czasu jest do siebie bardzo zbliżona, a w wielu aspektach wręcz identyczna, co najlepiej widać porównując metodę przesunięcia fazy i metody interferometryczne.

Przegląd metod pomiaru odległości i przemieszczenia pozwala wysnuć prosty wniosek, iż nie ma jednej, uniwersalnej metody, która mogłaby zastąpić wszystkie pozostałe. Każda z omówionych metod ma swoje unikalne zalety i wady, które decydują o jej wykorzystaniu w konkretnych aplikacjach. Poza zakresem pomiarowym i rozdzielczością, liczą się również takie cechy, jak złożoność konstrukcji i złożoność obliczeń, które są konieczne do przetworzenia odebranych sygnałów na odległość, a także koszt wykonania, oraz fizyczne i techniczne ograniczenia metody. W ramach przedstawionych przykładów wielokrotnie demonstrowano, że optymalne wykorzystanie metody pomiarowej może owocować wysoką rozdzielczością i dokładnością przy relatywnie prostej konstrukcji i niskim koszcie rozwiązania.

Po przeprowadzonej analizie, autor dokonał subiektywnego i przekrojowego porównania metod względem wcześniej wymienionych cech, które zamieszczono w tabeli 2.1.

Wśród rozwiązań prezentowanych w najnowszych i najbardziej wpływowych publikacjach widać rosnący trend wykorzystania laserów femtosekundowych i optycznych grzebieni częstotliwości do pomiaru odległości [50, 51, 71–77]. Bezsprzecznie, najlepsze opublikowane wyniki osiągnięto właśnie przy użyciu laserów femtosekundowych. Należy jednak zwrócić uwagę, iż duża część zacytowanych publikacji skupia się na analizie i optymalizacji już istniejących konstrukcji, w szczególności duży nacisk kładzie się na próbę zredukowania charakterystycznych błędów dla danej metody, które istotnie wpływają na dokładność pomiaru.

Przeprowadzona analiza komercyjnych rozwiązań pozwala stwierdzić, że urządzenia wykonujące pomiary odległości i przemieszczenia z dużą dokładnością wciąż stanowią niszę

|                   |             | złożoność   |              |                    |                     |
|-------------------|-------------|-------------|--------------|--------------------|---------------------|
| metoda            | koszt       | konstrukcji | obliczeniowa | dokładność         | zakres (rzęd) [m]   |
| Intensywność      | niski       | niska       | niska        | nm/cm              | $10^{-6} / 10^{-1}$ |
| Konfokalna        | wysoki      | wysoka      | niska        | nm - $\mu\text{m}$ | $10^{-5} - 10^{-4}$ |
| Triangulacja      | niski       | niska       | niska        | cm                 | $10^{-1} - 10^1$    |
| TOF               | niski       | niska       | niska        | mm - cm            | $10^1 - 10^4$       |
| Przesunięcie fazy | umiarkowany | umiarkowana | umiarkowana  | $\mu\text{m}$ -mm  | $10^{-1} - 10^1$    |
| interferometria   | wysoki      | wysoka      | umiarkowana  | nm                 | -                   |
| FMCW              | wysoki      | wysoka      | wysoka       | $\mu\text{m}$ -cm  | $10^0 - 10^1$       |

**Tabela 2.1:** Porównanie metod laserowego pomiaru odległości i przemieszczenia.

na rynku. Ta nisza jest szczególnie widoczna wśród systemów zdolnych do wykonywania absolutnych pomiarów odległości takich jak trackery laserowe.

## Rozdział 3

# Metoda absolutnego pomiaru odległości

### 3.1 Wprowadzenie

Wybór odpowiedniej metody absolutnego pomiaru odległości, na bazie której powstanie docelowe urządzenie, jest jedną z najważniejszych decyzji podczas realizacji projektu. Dobór komponentów i realizacja techniczna są ściśle uzależnione od tej decyzji. Zmiana metody pomiaru, już w trakcie realizacji technicznej, jest równoważna z rozpoczęciem projektu praktycznie początku, co oznacza wysokie koszty poniesione na rewizję projektu i jego dalszą realizację z nowymi założeniami.

Najważniejszą kwestią przy wyborze metody pomiaru jest wykazanie, iż możliwe jest osiągnięcie zakładanego zakresu pomiarowego i dokładności z uwzględnieniem technicznych ograniczeń. W rozdziale omówiono i uzasadniono wybór metody absolutnego pomiaru odległości w odniesieniu do sformułowanych w pracy celów dotyczących dokładności i zakresu pomiarowego oraz wykorzystania lasera półprzewodnikowego. W kolejnym podrozdziale przedstawiono architekturę układów elektronicznych, które zostały wybrane do realizacji pomiaru odległości z wyszczególnieniem ich zalet oraz omówieniem błędów wraz z możliwościami ich kompensacji. W następnym podrozdziale szczegółowo omówiono wybraną metodę pomiaru odległości wraz z jej modyfikacją umożliwiającą wykonywanie precyzyjnego i absolutnego pomiaru odległości. Na koniec przeprowadzono analizę najważniejszych błędów wpływających na pomiar odległości i minimalnych wymagań technicznych dla układów elektronicznych dalmierza w celu osiągnięcia docelowej dokładności pomiaru.

### 3.2 Wybór metody pomiaru odległości

Wybór metody pomiaru odległości przede wszystkim jest uzależniony od wymagań, które postawiono w celach tego doktoratu, a więc opracowania dalmierza laserowego, wykorzystującego laser półprzewodnikowy, który umożliwi wykonywanie pomiarów odległości z dokładnością  $10\text{ }\mu\text{m/m}$  w zakresie 20 m. Projekt urządzenia jest tworzony z myślą o seryjnej produkcji, dlatego należy także uwzględnić ograniczenia technologiczne firmy

dotyczące np. możliwości montażu układów optoelektronicznych, ograniczenia w doborze elementów związane z możliwością wykorzystania jedynie seryjnie produkowanych komponentów, a przede wszystkim te związane z ostatecznym kosztem wykonania urządzenia tak, aby po wyprodukowaniu sprzedaż dalmierza przynosiła zyski. Ustalono, że koszty produkcji dalmierza nie powinny przekroczyć 3 tysięcy euro.

Na podstawie przeglądu literatury i omówionych metod w rozdziale 2, jedynie trzy metody, czyli TOF, pomiar przesunięcia fazy i FMCW, umożliwiają opracowanie laserowych systemów pomiaru odległości, które osiągają odpowiednio wysoką rozdzielczość i dokładność pomiaru oraz umożliwiają wykonywanie absolutnych pomiarów odległości w zakresie kilkudziesięciu metrów. W przypadku metody TOF, opublikowane rozwiązania, które osiągają oczekiwaną dokładność pomiaru odległości, są nierealne do komercyjnego wdrożenia chociażby ze względu na bardzo wysoki koszt wykorzystanych laserów femtosekundowych [50, 51]. Metody przesunięcia fazy i FMCW umożliwiają opracowanie zdecydowanie tańszych urządzeń, korzystających z relatywnie prostych rozwiązań układowych.

Firma Lasertex, w okresie przygotowawczym, porównywała metodę przesunięcia fazy i FMCW pod kątem odporności na zakłócenia sygnału pod kątem absolutnego pomiaru odległości [113]. Z przeprowadzonych badań wynika, iż metoda pomiaru przesunięcia fazy, w porównywalnej konfiguracji, osiąga lepsze parametry niż FMCW dla sygnału z szumem już na poziomie 1% sygnału skutecznego. Należy zwrócić uwagę, że w celu osiągnięcia oczekiwanej rozdzielczości metodą FMCW konieczne jest wykorzystywanie przestrajalnego źródła laserowego z odpowiednio wąską linią spektralną, która zapewni drogę koherencji wiązki laserowej co najmniej dwukrotnie większą od oczekiwanego zakresu pomiarowego, tj. 40 metrów. Ten komponent stanowi jednocześnie najważniejszy i najdroższy element systemu modulacji częstotliwości optycznej, bez którego pomiar odległości tą metodą jest niemożliwy. Koszt przestrajalnego źródła laserowego, które umożliwiłoby spełnienie założonych celów, oszacowano na kilka tysięcy euro. Oznacza to, że wraz z pozostałymi elementami elektronicznymi i zwykle wysokim kosztem elementów optycznych założony budżet zostanie znacznie przekroczony. W przypadku metody pomiaru przesunięcia fazy, za źródło laserowe mógłby posłużyć tani laser półprzewodnikowy wykorzystywany w modułach światłowodowych. W [65] pokazano, iż możliwe jest wykorzystanie takiego źródła laserowego w pomiarze odległości do nadawania sekwencji znaków przez modulację wiązki lasera. Stwierdzono, że równie dobrze taki laser może zostać wykorzystany do nadawania sygnału częstotliwości modulacji.

Ze względu na dużo większe doświadczenie firmy z metodą pomiaru przesunięcia fazy, która wykorzystywana jest w produkowanych interferometrach, oraz obawą związaną z wysokim kosztem rozwoju systemu opartego na przestrajalnym źródle laserowym, postanowiono zrealizować prototyp dalmierza z wykorzystaniem metody pomiaru przesunięcia fazy. Do pomiaru przesunięcia fazy zdecydowano się wykorzystać architekturę detekcji synchronicznej i demodulacji kwadraturowej.

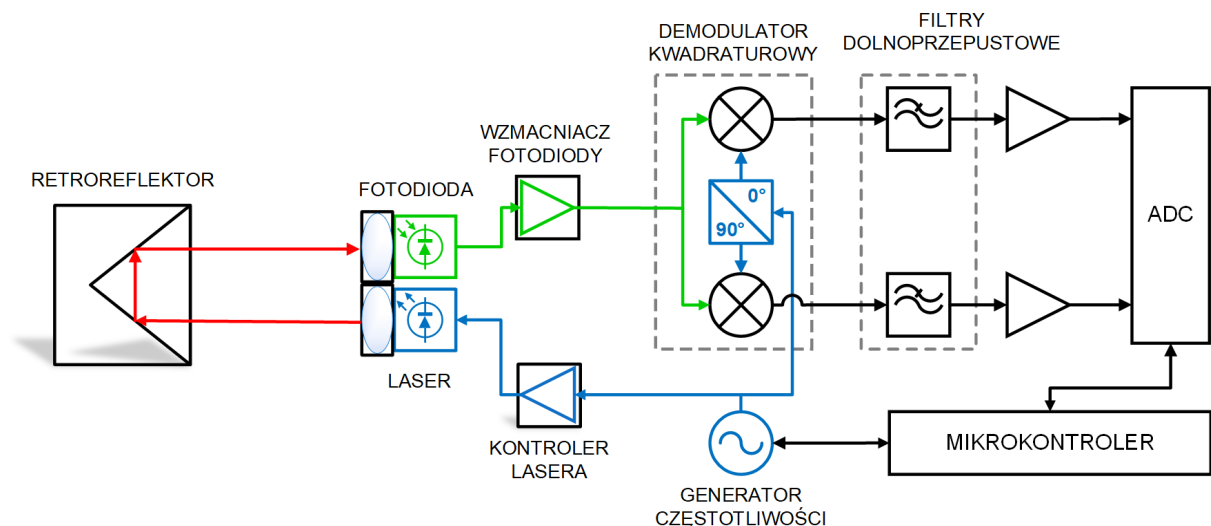


### 3.3 Idea układu pomiarowego

Na rysunku 3.1 przedstawiono ideę realizacji układu pomiarowego dalmierza, która szczegółowo została omówiona w dalszej części rozdziału.

Sygnał częstotliwości modulacji z generatora jednocześnie trafia do kontrolera lasera oraz do wejścia demodulatora kwadraturowego. Kontroler lasera moduluje prąd lasera zgodnie z podawanym sygnałem częstotliwości, co skutkuje modulacją intensywności wiązki laserowej. Sygnał optyczny odbija się od odbłyśnika i trafia do fotodiody gdzie następuje konwersja na sygnał elektryczny, który, po wzmacnieniu, trafia do demodulatora kwadraturowego.

W demodulatorze kwadraturowym sygnały nadawany i odbierany są ze sobą mieszane, czego produktem, po filtracji dolnoprzepustowej, są dwa sygnały stałe. Na podstawie wartości napięcia tych sygnałów i funkcji arcus tangens możliwe jest wyznaczenie przesunięcia fazy między sygnałem nadawanym i odbieranym, co pozwala na zastosowanie dwukanałowego przetwornika analogowo-cyfrowego i mikrokontrolera do automatyzacji pomiarów przesunięcia fazy.



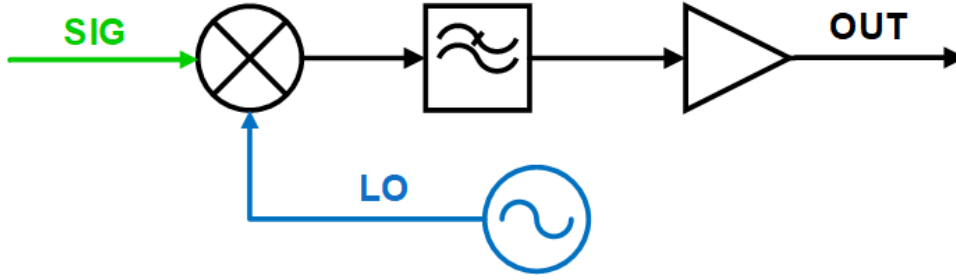
Rysunek 3.1: Idea układu pomiarowego dalmierza

## 3.4 Detekcja synchroniczna i demodulacja kwadraturowa

### 3.4.1 Detekcja synchroniczna

Układy detekcji synchronicznej (ang. phase-sensitive detection), często spotykane pod nazwą wzmacniaczy homodynowych (ang. lock-in amplifiers), wykorzystywane są przede wszystkim w aplikacjach, w których sygnał pomiarowy występuje w obecności silnych zakłóceń. Wzmacniacze homodynowe mogą być postrzegane jako aktywne filtry pasmowo-przepustowe o bardzo wysokiej dobroci rzędu  $10^8$  i wzmacnieniu sięgającym 180 dB [114].

Tak dobre parametry umożliwiają odzyskanie sygnału pomiarowego nawet, jeżeli amplituda sygnału jest mniejsza od towarzyszących mu zakłóceń, czyli stosunek sygnału do szumu jest poniżej jedności. Z tego względu detekcja synchroniczna jest obecnie wykorzystywana praktycznie w każdej dziedzinie nauki i techniki [115, 116]. Wzmacniacze homodynowe są szczególnie chętnie wykorzystywane w układach pomiarowych, w których amplituda sygnałów pomiarowych jest na poziomie mikrowoltów, a nawet nanowoltów. Idea działania analogowego wzmacniacza homodynowego została przedstawiona na rysunku 3.2.



**Rysunek 3.2:** Idea analogowego wzmacniacza homodynowego.

Detekcja synchroniczna polega na zmieszaniu sygnału pomiarowego  $SIG$  o znanej częstotliwości z sygnałem referencyjnym  $LO$  o dokładnie tej samej częstotliwości. Układ pomiarowy odpowiedzialny za nadawanie sygnału pomiarowego  $SIG$ , może samodzielnie modulować ten sygnał z zadaną częstotliwością, bądź może być pobudzany sygnałem referencyjnym  $LO$ . Istotne jest, aby znać i zrównać częstotliwości sygnałów  $LO$  i  $SIG$ . Sygnały referencyjny  $V_{lo}(t)$  i pomiarowy  $V_{sig}(t)$  można przedstawić jako dwa sygnały sinusoidalne o amplitudach odpowiednio  $A_{lo}$  i  $A_{sig}$ , fazach  $\phi_{lo}$  i  $\phi_{sig}$  oraz częstotliwościach  $\omega_{lo}t$  i  $\omega_{sig}t$ , pamiętając, że  $\omega_{lo}t = \omega_{sig}t$ :

$$V_{lo}(t) = A_{lo} \cdot \cos(\omega_{lo}t + \phi_{lo}), \quad (3.1)$$

$$V_{sig}(t) = A_{sig} \cdot \cos(\omega_{sig}t + \phi_{sig}). \quad (3.2)$$

Produktem zmieszania sygnałów  $V_{sig}(t)$  i  $V_{lo}(t)$  jest sygnał, który zawiera dwie składowe częstotliwości – sumę oraz różnicę  $\omega_{lo}t$  i  $\omega_{sig}t$ :

$$V_{if}(t) = \frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2} \cdot \left[ \cos((\omega_{sig} - \omega_{lo})t + \phi_{sig} - \phi_{lo}) - \cos((\omega_{sig} + \omega_{lo})t + \phi_{sig} + \phi_{lo}) \right] \quad (3.3)$$

Zastosowanie filtra dolnoprzepustowego umożliwia odfiltrowanie składowej o wysokiej częstotliwości. Druga składowa, wynikająca z różnicy częstotliwości, ze względu na wcześniejsze założenie  $\omega_{lo}t = \omega_{sig}t$ , jest sygnałem stałym zależnym od amplitud sygnału pomiarowego i referencyjnego oraz od różnicy fazy między tymi sygnałami:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2} \cdot \cos(\phi_{sig} - \phi_{lo}). \quad (3.4)$$

W układzie detekcji synchronicznej dąży się, aby fazy sygnału pomiarowego i referencyjnego były takie same. Wtedy sygnał wyjściowy ma najwyższą amplitudę:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2}. \quad (3.5)$$

W celu osiągnięcia maksymalnej amplitudy na wyjściu konieczne jest śledzenie różnicy fazy pomiędzy sygnałami referencyjnym i pomiarowym. W teoretycznym przypadku, gdy amplitudy  $A_{lo}$  i  $A_{sig}$  są stałe, sygnał wyjściowy zależy jedynie od różnicy fazy i istnieje możliwość dostrojenia fazy sygnału referencyjnego w celu optymalizacji amplitudy sygnału wyjściowego. W praktyce amplitudy  $A_{lo}$  i  $A_{sig}$  nigdy nie będą stałe, a śledzenie różnicy fazy w takiej konfiguracji jest trudne. Z tego względu do precyzyjnego wyznaczania różnicy fazy i amplitudy sygnału stosuje się demodulatory kwadraturowe.

### 3.4.2 Demodulacja kwadraturowa

Demodulatory kwadraturowe w znacznym stopniu ułatwiają wyznaczenie różnicy fazy między sygnałem referencyjnym i pomiarowym, a także amplitudy sygnału wyjściowego przy zachowaniu wszystkich zalet podstawowej konfiguracji wzmacniacza homodynowego [117]. Układ demodulatora kwadraturowego, zaprezentowany na rysunku 3.3, można rozpatrywać jako dwa pojedyncze wzmacniacze homodynowe, które pracują z tym samym sygnałem pomiarowym. Ich sygnały referencyjne choć pochodzą z tego samego źródła i mają tę samą częstotliwość, są przesunięte w fazie względem siebie o  $90^\circ$ , czyli tworzą parę wzajemnie ortogonalnych sygnałów:

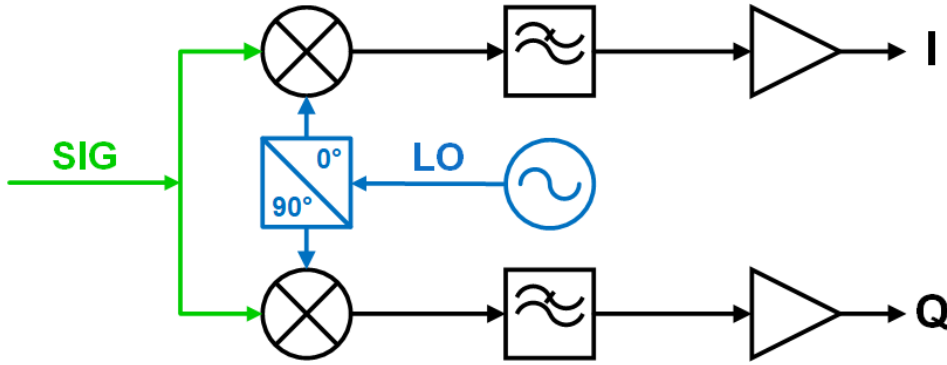
$$V_{loI}(t) = A_{lo} \cdot \cos(\omega_{lo}t + \phi_{lo}), \quad (3.6)$$

$$V_{loQ}(t) = A_{lo} \cdot \cos\left(\omega_{lo}t + \phi_{lo} - \frac{\pi}{2}\right) = A_{lo} \cdot \sin(\omega_{lo}t + \phi_{lo}). \quad (3.7)$$

Po zmieszaniu z sygnałem pomiarowym i odfiltrowaniu składowych o wysokiej częstotliwości na wyjściu demodulatora otrzymuje się sygnały kwadraturowe  $V_I(t)$  w fazie (ang. in-phase) i  $V_Q(t)$  w kwadraturze (ang. quadrature):

$$V_I(t) = \frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2} \cdot \cos(\phi_{sig} - \phi_{lo}), \quad (3.8)$$

$$V_Q(t) = \frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2} \cdot \sin(\phi_{sig} - \phi_{lo}). \quad (3.9)$$



Rysunek 3.3: Demodulator kwadraturowy.

### 3.4.3 Sygnały kwadraturowe

Sygnały kwadraturowe, mają bardzo dobrą reprezentację w dziedzinie liczb zespolonych, dzięki czemu wszelkie działania na tych sygnałach sprowadzają się do prostych operacji matematycznych. Każdą taką parę sygnałów można wyrazić na cztery różne sposoby, z których można zamiennie korzystać. Przekształcenie w inną formę może być korzystne, zależnie od wykonywanych operacji matematycznych [118]. Najbardziej intuicyjna, kartezjańska, forma zapisu pozwala na graficzną reprezentację pary sygnałów kwadraturowych jako punktu na płaszczyźnie liczb zespolonych:

$$c = a + jb. \quad (3.10)$$

Druga, także graficzna, reprezentacja sygnałów kwadraturowych to strzałka fazowa o amplitudzie  $M$  i kącie fazy  $\theta$  na płaszczyźnie liczb zespolonych:

$$c = M\angle\theta \quad (3.11)$$

Dwie pozostałe, analityczne formy zapisu to reprezentacja trygonometryczna:

$$c = M[\cos \theta + j \sin \theta], \quad (3.12)$$

oraz eksponencjalna:

$$c = Me^{j\theta}. \quad (3.13)$$

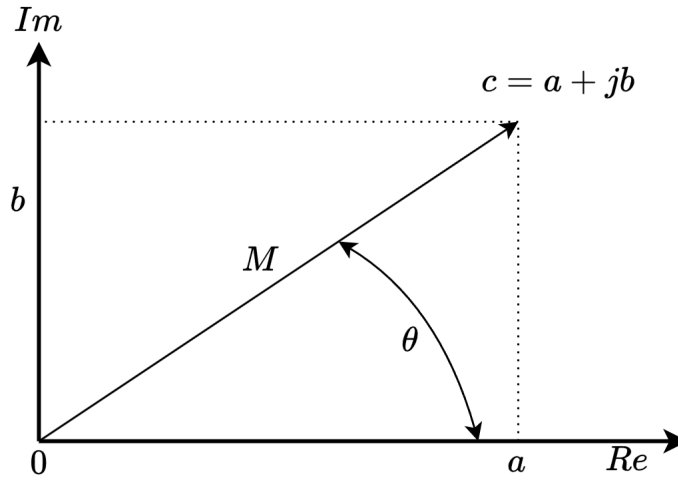
Na rysunku 3.4 przedstawiono graficzną reprezentację sygnałów kwadraturowych na płaszczyźnie zespolonej w formie punktu  $c = a + jb$  oraz strzałki fazowej  $c = M\angle\theta$ . Jak wspomniano, zależnie od potrzeby można zamiennie posługiwać się każdą z czterech form zapisu. Reprezentacja kartezjańska jest najbliższa fizycznym sygnałom kwadraturowym, ponieważ na wyjściu demodulatora kwadraturowego otrzymuje się dwie wartości napięcia. Istotą działania całego układu demodulatora jest niezależne wyznaczenie amplitudy i przesunięcia fazy między sygnałem referencyjnym i pomiarowym, z tego względu konieczne jest przekształcenie formy kartezjańskiej na jedną z trzech pozostałych reprezentacji, co sprowadza się do obliczenia amplitudy  $M$  i kąta fazy  $\theta$ . Amplituda sygnału jest równa

długości strzałki fazowej, co sprowadza się do obliczenia długości fazora od początku układu współrzędnych do punktu  $(a,b)$ :

$$M = |c| = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad (3.14)$$

natomiast kąt fazy zawarty pomiędzy osią odciętych, a strzałką fazową wyznacza się z zależności trygonometrycznej:

$$\theta = \arctan\left(\frac{b}{a}\right). \quad (3.15)$$



**Rysunek 3.4:** Reprezentacja graficzna sygnałów kwadraturowych na płaszczyźnie zespolonej.

Wszystkie przedstawione właściwości sygnałów kwadraturowych z powodzeniem można zastosować do fizycznych sygnałów  $V_I(t)$  i  $V_Q(t)$ , otrzymanych na wyjściu demodulatora kwadraturowego. Zgodnie ze wzorem 3.13 chwilowe wartości napięcia sygnałów mogą zostać przedstawione jako punkt na płaszczyźnie zespolonej:

$$c(t) = V_I(t) + jV_Q(t). \quad (3.16)$$

Chwilowa, wypadkowa amplituda tych sygnałów na wyjściu demodulatora, zgodnie ze wzorem 3.14, będzie miała wartość:

$$\frac{A_{lo} \cdot A_{sig}}{2} = \sqrt{V_I(t)^2 + V_Q(t)^2}. \quad (3.17)$$

Różnica fazy między sygnałem referencyjnym i pomiarowym, na podstawie wzoru 3.15, jest możliwa do wyznaczenia:

$$\phi_{sig}(t) - \phi_{lo}(t) = \arctan\left(\frac{V_Q(t)}{V_I(t)}\right). \quad (3.18)$$

W ten sposób osiągnięto początkowy cel, czyli możliwość niezależnego wyznaczenia różnicy fazy pomiędzy sygnałem referencyjnym i pomiarowym oraz amplitudy tych sygnałów. W przypadku detekcji synchronicznej, śledzenie i sprowadzanie różnicy fazy do zera jest istotne, aby utrzymywać jak najwyższą amplitudę sygnału na wyjściu (wzór 3.5).

Równie dobrze układ demodulatora kwadraturowego może zostać wykorzystany tylko do wyznaczania różnicy fazy korzystając jednocześnie ze wszystkich zalet wynikających z użycia wzmacniacza homodynowego. Takie rozwiązanie stanowi bardzo dobrą bazę do układu pomiaru różnicy fazy. Dodatkowo, sygnał referencyjny może zostać wykorzystany do modulowania intensywności wiązki lasera, a więc wyznaczona różnica fazy, po odebraniu tego sygnału i demodulacji, będzie wprost proporcjonalna do przebytej odległości, co stanowi istotę działania dalmierza laserowego. Ze względu na wymienione zalety, postanowiono wykorzystać układ demodulatora kwadraturowego w realizacji dalmierza laserowego.

## 3.5 Błędy demodulacji kwadraturowej

### 3.5.1 Analiza błędów

Przetwarzanie sygnałów elektrycznych zawsze wiąże się z różnego rodzaju zakłóceniami, które negatywnie wpływają na jakość otrzymywanych wyników. W przypadku dalmierzy, zniekształcenia sygnałów przekładają się przede wszystkim na gorszą rozdzielczość i dokładność pomiaru odległości. Z tego powodu należy dołożyć wszelkich starań, aby zakłócenia sygnałów pomiarowych były jak najmniejsze. Składową każdego sygnału elektrycznego jest szum. Do pewnego stopnia można zwiększyć stosunek sygnału do szumu stosując odpowiednie filtry, jednak należy się spodziewać, że sygnały pomiarowe ulegają dodatkowym zniekształceniom w wyniku przetwarzania przez nieidealne układy elektroniczne.

Nie inaczej jest w przypadku układów elektronicznych demodulatorów kwadraturowych. Zniekształcenia wprowadzane przez te układy negatywnie wpływają na pomiar przesunięcia fazy między sygnałem referencyjnym a pomiarowym, a więc i na pomiar odległości. Ze względu na powszechne wykorzystanie demodulatorów kwadraturowych w układach pomiarowych, charakterystyczne zakłócenia wprowadzane przez te układy są dobrze znane i zostały obszernie opisane [80, 81, 119–122]. Do trzech najistotniejszych błędów, które powstają w wyniku demodulacji kwadraturowej można zaliczyć:

- błędy offsetu w torach I i Q, spowodowanych przez dodatkowe, niezerowe napięcie stałe w kanałach pomiarowych,
- błędy niezrównoważenia amplitud w torach I i Q,
- błąd wynikający z nieidealnego, różnego od  $90^\circ$ , przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami referencyjnymi, który przekłada się przesunięcie fazy między sygnałami w torach I i Q.

W idealnym przypadku, sygnały kwadraturowe będą miały dokładnie te same amplitudy, będą pozbawione offsetów, a przesunięcie fazy między torami I i Q będzie wynosiło dokładnie  $90^\circ$ . Wtedy te sygnały będą miały postać:

$$V_I(t) = A \cdot \cos(\Delta\phi(t)), \quad (3.19)$$

$$V_Q(t) = A \cdot \sin(\Delta\phi(t)). \quad (3.20)$$

W rzeczywistości, sygnały pomiarowe będą miały różne amplitudy  $A_1$  i  $B_1$  oraz niezerowe offsety  $a_0$  i  $b_0$ . Dzielnik fazy będzie wprowadzał dodatkowe przesunięcie fazy  $\beta$  między torami pomiarowymi. Uwzględniając błędy, sygnały kwadraturowe będą opisane poniższymi wzorami:

$$V_I^d(t) = A_1 \cdot \cos(\Delta\phi(t)) + a_0, \quad (3.21)$$

$$V_Q^d(t) = B_1 \cdot \sin(\Delta\phi(t) + \beta) + b_0. \quad (3.22)$$

Dla idealnych sygnałów, różnicę fazy  $\Delta\phi(t)$  można wyznaczyć zgodnie ze wzorem 3.18. W przypadku sygnałów opisanych wzorami 3.21 oraz 3.22, przy obliczaniu różnicy fazy należy dodatkowo uwzględnić pięć parametrów ( $A_1$ ,  $B_1$ ,  $a_0$ ,  $b_0$ ,  $\beta$ ), co istotnie komplikuje, pierwotnie proste, zadanie [80]:

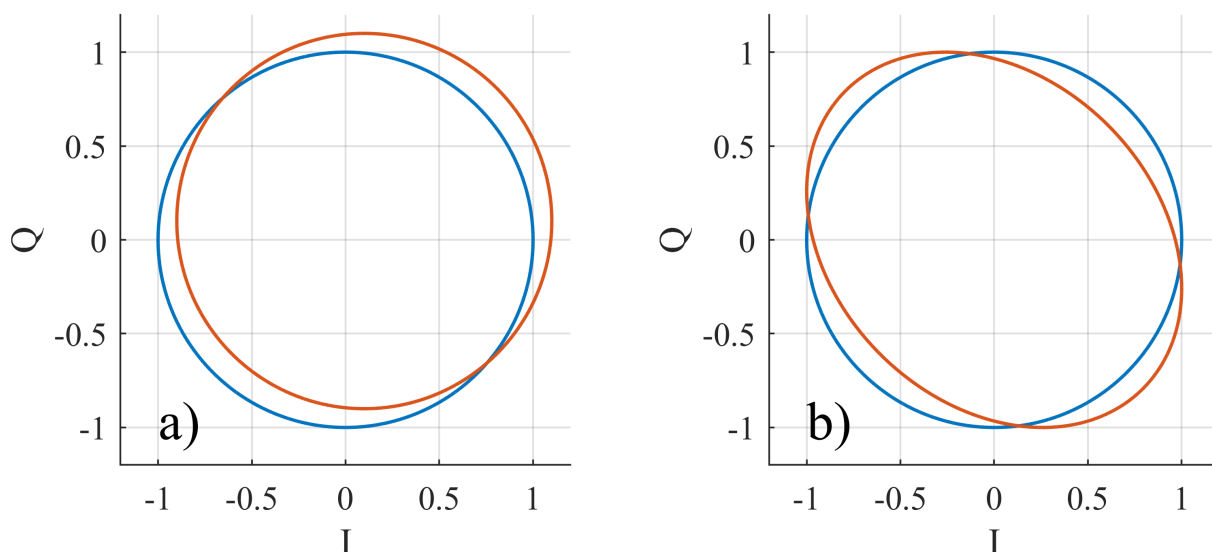
$$\Delta\phi(t) = \arctan \left( \frac{A_1 \cdot (V_Q^d(t) - b_0)}{B_1 \cdot (V_I^d(t) - a_0) \cdot \cos(\beta)} - \tan(\beta) \right). \quad (3.23)$$

### Graficzna prezentacja błędów

Zwizualizowanie przebiegów sygnałów kwadraturowych umożliwia szybką i intuicyjną weryfikację występujących zniekształceń oraz ich intensywności. Błędy wyznaczenia fazy, spowodowane zniekształceniem sygnałów kwadraturowych, ze względu na okresowość funkcji sinus i cosinus, będą powtarzały się cyklicznie z okresem wynoszącym  $2\pi$ , dlatego analiza jednego pełnego okresu sygnałów jest wystarczająca do stwierdzenia problemów występujących podczas demodulacji.

Do wizualizowania przebiegów sygnałów w torach I i Q oraz ich zniekształceń idealnie nadają się krzywe Lissajous, co zaprezentowano na rysunku 3.5. Krzywa Lissajous wykreślona przez idealne sygnały kwadraturowe opisane wzorami 3.19 oraz 3.20 jest okręgiem o promieniu równym amplitudzie  $A$  i środkiem w początku układu współrzędnych. W przypadku zakłóconych sygnałów kwadraturowych, offset w torach I i Q przesunąłby środek okręgu krzywej Lissajous o wektor  $(a_0, b_0)$ . Przykład takiego przesunięcia przedstawiono na rysunku 3.5a. Dla referencji na niebiesko wykreślono krzywą dla idealnych sygnałów. Niezrównoważenie amplitud sygnałów pomiarowych sprawia, że krzywa Lissajous ma eliptyczny kształt. Ostatni błąd, wynikający z dodatkowego przesunięcia fazy pomiędzy torami pomiarowymi, istotnie komplikuje rozważania analityczne, ponieważ do opisu krzywej Lissajous powstałej w wyniku tego zniekształcenia potrzebne jest uogólnione równanie elipsy [80, 81, 120]. Na rysunku 3.5b zaprezentowano krzywą Lissajous powstałą

w wyniku przesunięcia fazy między torami I i Q o  $-15^\circ$ .



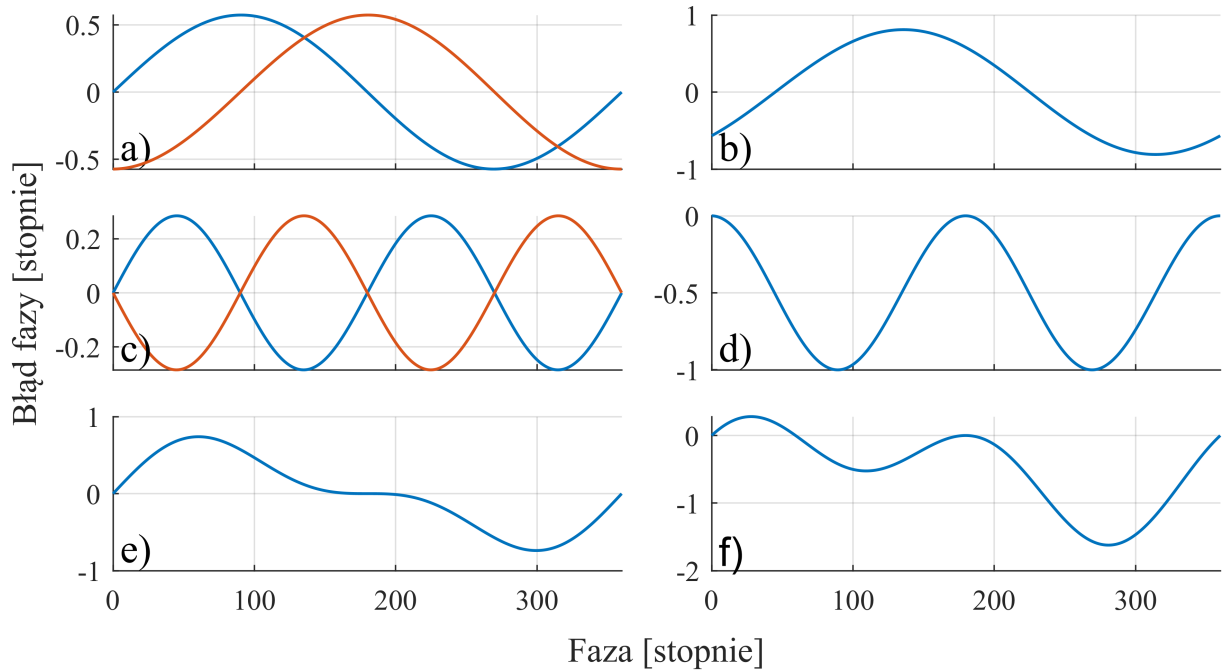
**Rysunek 3.5:** Porównanie krzywych Lissajous dla idealnych sygnałów kwadraturowych (kolor niebieski) i silnie zniekształconych (kolor pomarańczowy)  
**a)** zniekształcenie wynikające z błędów offsetu na poziomie 10% amplitudy sygnałów I i Q **b)** zniekształcenie spowodowane błędem przesunięcia fazy między torami I i Q na poziomie  $-15^\circ$ .

Zniekształcenia przedstawione na rysunku 3.5 celowo zostały dobrane tak, aby wyraźnie zaprezentować ideę wykorzystania krzywych Lissajous do analizy zakłóceń sygnałów kwadraturowych. W praktyce uznaje się, że zniekształcenia na poziomie już kilku procent, odniesione do poziomu amplitudy, są znaczące.

Na rysunku 3.6 zaprezentowano sześć przykładów błędów wyznaczenia fazy, z poziomem zniekształceń, których można się spodziewać w rzeczywistym układzie demodulatora. Każdy z wykresów powstał przez wygenerowanie zakłóconych przebiegów sygnałów kwadraturowych i obliczenie fazy zgodnie ze wzorem 3.18, a następnie wyznaczenie różnicy względem idealnych przebiegów. Należy zwrócić uwagę, że zniekształcenia sygnałów kwadraturowych wpływają na błąd pomiaru przesunięcia fazy w różnym stopniu. Dla tej samej wartości błędu, tj. 1% wartości amplitudy, widać, że zniekształcenia offsetu (przykład a) powodują większy błąd fazy niż niezrównoważenie amplitud (przykład c). Poszczególne zniekształcenia mogą się kumulować, co pokazano na przykładach b, e i f, co zwykle prowadzi do większego błędu pomiaru fazy.

Na przykład dla częstotliwości modulacji 1 GHz, błąd offsetu na poziomie 1% amplitudy przekłada się błąd pomiaru odległości rzędu  $237 \mu\text{m}$ , błąd niezrównoważenia amplitud na poziomie 1% daje błąd pomiaru odległości  $83 \mu\text{m}$ , przesunięcie fazy między torami pomiarowymi o jeden stopień powoduje błąd pomiaru odległości rzędu  $416 \mu\text{m}$ .





**Rysunek 3.6:** Przykłady błędów demodulacji kwadraturowej **a)** niebieski: offset w torze I równy 1% amplitudy, pomarańczowy: analogicznie dla toru Q **b)** kombinacja błędów offsetu w obu kanałach **c)** niebieski: amplituda w torze I większa o 1%, pomarańczowy: analogicznie dla toru Q **d)** błąd przesunięcia fazy między torami na poziomie  $-1^\circ$  **e)** offset i amplituda w torze I większe o 1% względem toru Q **f)** jak w poprzednim punkcie z dodatkowym błędem fazy na poziomie  $-1^\circ$ .

### 3.5.2 Kompensacja błędów

Błędy demodulacji kwadraturowej, jak pokazano na rysunku 3.6, istotnie wpływają na dokładność pomiaru fazy, dlatego powstało wiele sposobów, które umożliwiają wyznaczenie i skompensowanie zniekształceń sygnałów kwadraturowych. Najczęściej w literaturze można spotkać się z kompleksowymi metodami bazującymi na wieloparametrycznym dopasowaniu do elipsy. To podejście pierwszy raz zostało zaprezentowane przez Petera Heydemanna w 1981 roku [123]. Od tamtego momentu powstało wiele prac, które optymalizują lub modyfikują tę metodę na własne potrzeby [80, 120–122, 124].

Istotnym problemem w dopasowaniu krzywej do danych pomiarowych jest złożoność obliczeniowa wykorzystanego algorytmu i liczba parametrów elipsy koniecznych do wyznaczenia, przez co implementacja tego typu metod w mikrokontrolerze lub procesorze sygnałowym staje się trudna, lub niemożliwa, dlatego do tego celu wykorzystuje się specjalistyczne oprogramowanie uruchomione na komputerach PC. W [122] wykorzystano specjalistyczne oprogramowanie *Igor Pro* do wyznaczenia parametrów elipsy, a w [121] do tego celu posłużono się oprogramowaniem *LabVIEW*. Kolejnym problemem jest czas potrzebny na wykonanie obliczeń i dopasowanie parametrów elipsy do danych pomiarowych. W skrajnych przypadkach może być zbyt długi, aby wykonywać kompensację w czasie rzeczywistym [120]. Dochodzi również kwestia odporności algorytmu na szum, który może istotnie wpłynąć na otrzymane parametry dopasowania.

W zastosowaniach wymagających kompensacji w czasie rzeczywistym, lub o zbyt małej mocy obliczeniowej do realizacji algorytmu dopasowania do elipsy, korzysta się z podejść charakteryzujących się mniejszą złożonością obliczeniową. Są one często są wspomagane przez dodatkowe rozwiązania sprzętowe [125–127]. Poniżej przedstawiono nieskomplikowane metody, które z powodzeniem stosuje się w systemach mikroprocesorowych do kompensacji błędów demodulacji kwadraturowej.

### Kompensacja błędów offsetu

Popularnym i często stosowanym sposobem na wyznaczenie offsetów w torach I i Q jest ustalenie środka elipsy (docelowo okręgu) na podstawie średniej z maksymalnej i minimalnej wartości napięcia w torach pomiarowych:

$$a_0 = \frac{\max(V_I^d) + \min(V_I^d)}{2}, \quad (3.24)$$

$$b_0 = \frac{\max(V_Q^d) + \min(V_Q^d)}{2}. \quad (3.25)$$

Alternatywną metodą wyznaczenia offsetów w torach pomiarowych jest wykorzystanie algorytmu dopasowania do okręgu Kasy [128]. Ten sposób, z modyfikacjami zwiększającymi odporność na szum, został zaimplementowany na jednym z etapów kompensacji błędów w interferometrze Lasertex HPI 3D, co umożliwiło wykonywanie pomiarów przemieszczenia z rozdzielczością na poziomie 100 pikometrów [126].

### Kompensacja błędów niezrównoważenia amplitud

Błąd niezrównoważenia amplitud może zostać wyznaczony i zredukowany na dwa sposoby, przy założeniu, że we wcześniejszym kroku skompensowano błędy offsetu. Pierwszy polega na normalizacji wartości amplitud w torach pomiarowych:

$$V_I^d(t) = \frac{A_1}{\max(V_I^d)} \cdot \cos(\Delta\phi(t)), \quad (3.26)$$

$$V_Q^d(t) = \frac{B_1}{\max(V_Q^d)} \cdot \sin(\Delta\phi(t) + \beta). \quad (3.27)$$

Drugi polega na dodaniu współczynnika korygującego do jednego z kanałów:

$$V_I^d(t) = A_1 \cdot \cos(\Delta\phi(t)), \quad (3.28)$$

$$V_Q^d(t) = \frac{\max(V_I^d)}{\max(V_Q^d)} B_1 \cdot \sin(\Delta\phi(t) + \beta). \quad (3.29)$$

### Kompensacja błędu przesunięcia fazy sygnałów referencyjnych

Najtrudniejszym błędem do wyznaczenia i skompensowania jest przesunięcie fazy sygnałów referencyjnych. Jeżeli błąd cykliczny pomiaru fazy po skompensowaniu błędów

amplitud i offsetów jest na zadowalająco niskim poziomie, jedną z opcji jest zaniechanie kompensacji błędu przesunięcia fazy. W przypadku, gdy błąd jest znaczący i kompensacja jest konieczna, alternatywną do stosowania algorytmów dopasowania do elipsy może być metoda zaproponowana w [127]. Polega ona na wyznaczeniu błędu przesunięcia fazy w procesie minimalizacji wariancji funkcji kąta  $\beta$  wyrażonej wzorem:

$$f(\beta) = V_I^2 + \left( \frac{V_Q - V_I \sin(\beta)}{\cos(\beta)} \right)^2. \quad (3.30)$$

Inną opcją kompensacji jest ręczny, lub półautomatyczny dobór wartości kąta  $\beta$  w celu zminimalizowania błędu demodulacji kwadraturowej. Sprowadza się to do iteracyjnego podejścia, w którym wartość kąta  $\beta$  jest zmieniana, a następnie sprawdzany jest wynikowy błąd demodulacji. Po znalezieniu optymalnej wartości kąta, dla której błąd jest najmniejszy, zostaje ona wprowadzona jako stała poprawka.

## 3.6 Wybrana do implementacji metoda absolutnego pomiaru odległości

Zgodnie z założeniami opisanymi w podrozdziale 3.2, do pomiaru odległości została wybrana metoda pomiaru przesunięcia fazy, jednak nie doprecyzowano jej szczegółów, ani nie określono w jaki sposób będzie realizowany absolutny pomiar odległości. W podrozdziale 2.2.5 przedstawiono kilka możliwości realizacji absolutnego pomiaru odległości z wykorzystaniem metody pomiaru przesunięcia fazy przy zachowaniu bardzo wysokiej rozdzielczości. Jednym z wymienionych sposobów była jednoczesna zmiana częstotliwości modulacji i pomiar przesunięcia fazy opisanej zależnością 2.15 z tzw. rozwijaniem fazy i to właśnie ta metoda została wykorzystana do realizacji absolutnego pomiaru odległości. Decyzję podjęto głównie na podstawie teoretycznej analizy możliwej do osiągnięcia dokładności pomiaru przeprowadzonej w dalszej części tego rozdziału oraz ograniczeń technicznych, które szeroko omówiono w rozdziale 4.

Wedle najlepszej wiedzy autora, do 2021 roku ta metoda była wykorzystywana przede wszystkim w profilometrii np. do zwiększenia rozdzielczości skanowania elementów przez system złożony z kamer i projektor prążków [129–131]. Autor zaadaptował matematyczne podstawy tej metody do rozszerzania zakresu pomiarowego w absolutnym pomiarze odległości z wykorzystaniem metody przesunięcia fazy.

W 2021 i 2022 Koreańska grupa *Length Standard Group* z *Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS)* opublikowała system pomiaru odległości z wykorzystaniem tej metody [62, 69], co zbiegło się w czasie z realizacją niniejszego doktoratu, który rozpoczął się w 2020 roku. W cytowanych publikacjach, przy opisie metody pomiaru odległości, powołano się na pracę dotyczącą rozwijania fazy z wykorzystaniem grzebieni optycznych w skanerze laserowym [132].

Pomimo, że idea absolutnego pomiaru odległości jest taka sama, rozwiązania techniczne zaprezentowane w dalszej części doktoratu zdecydowanie różnią się od tych przedstawio-

nych w publikacjach grupy *Length Standard Group*. W cytowanych pracach zastosowano demodulację sygnałów optycznych z wykorzystaniem modulatorów Macha-Zehndera, w doktoracie zastosowano demodulację sygnałów elektrycznych (po odebraniu przez fotodiodę) w mieszaczu mikrofalowym. Istotną różnicą jest także fakt, iż niniejszy doktorat przedstawia zintegrowane rozwiązanie przygotowane do komercjalizacji, które samodzielnie może realizować pomiary odległości. Istotną rolę odgrywa ostateczny koszt urządzenia, który wedle założeń nie może przekroczyć 3000 euro. Dla porównania, koszt jednego z trzech modulatorów wykorzystanych w laboratoryjnym układzie eksperymentalnym przedstawionym w publikacjach koreańskiej grupy wynosi około 5000 dolarów (na podstawie danych Thorlabs z września 2024).

W dalszej części tego podrozdziału omówiono teoretyczne podstawy absolutnego pomiaru odległości wraz ze zwiększeniem rozdzielczości przez wyznaczenie wartości  $N$  dla wybranej długości fali oraz praktyczną procedurę pomiaru odległości. Przedstawiono także teoretyczne i praktyczne ograniczenia tej metody.

### 3.6.1 Zgrubne określenie odległości

W metodzie pomiaru przesunięcia fazy, zgodnie ze wzorem 2.9 wyznaczenie odległości  $d$  jest możliwe pod warunkiem, że znane jest przesunięcie fazy między sygnałem pomiarowym i referencyjnym oraz znana jest częstotliwość modulacji tych sygnałów. Tą samą odległość  $d$  można wyznaczyć wykorzystując inną częstotliwość modulacji i odpowiadające tej częstotliwości przesunięcie fazy sygnałów:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\phi(f_1)}{2\pi} \cdot \frac{\nu}{f_1}, \quad (3.31)$$

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\phi(f_2)}{2\pi} \cdot \frac{\nu}{f_2}. \quad (3.32)$$

Poza różnicą fazy, która wynika z odległości dla jednej częstotliwości, możliwe jest również wyznaczenie różnicy fazy wynikające z użycia różnych częstotliwości modulacji dla tej samej odległości:

$$\Delta\phi(f_2 - f_1) = \frac{4\pi d}{\nu} \cdot (f_2 - f_1). \quad (3.33)$$

Należy jednak pamiętać, że poprawne, tj. jednoznaczne, wyznaczenie różnicy fazy jest możliwe tylko wtedy, gdy ta różnica jest mniejsza niż  $2\pi$ . Stąd wynika, że maksymalna różnica częstotliwości musi spełniać warunek:

$$|f_2 - f_1| < \frac{2\pi\nu}{4\pi d} = \frac{\nu}{2d}. \quad (3.34)$$

Jest to bardzo ważna zależność, która umożliwia określenie maksymalnej różnicy (maksymalnego skoku) częstotliwości dla danego zakresu pomiarowego. Zbyt duża różnica częstotliwości sprawi, że otrzymane wyniki będą fałszywe. Dla zakresu pomiaru wynoszącego 20 metrów, skok częstotliwości nie może być większy niż 7,49 MHz. Dodatkowo należy

zauważyć, że na każdy milimetr odległości, zmiana przesunięcia fazy będzie wynosić jedynie  $0,018^\circ$ , co stawia bardzo duże wymagania wobec rozdzielczości układu pomiarowego. Z tego względu różnicę częstotliwości zwiększa się wykonując wielokrotne skoki częstotliwości, jednak każda kolejna częstotliwość  $f_{n+1}$  musi spełniać warunek  $|f_{n+1} - f_n| < \nu/2d$ . Warto zwrócić uwagę, że tak zdefiniowany warunek zakłada, że faza tylko przyrasta, lub maleje. W praktycznej realizacji konieczne jest rozróżnianie czy strzałka fazowa na płaszczyźnie IQ obraca się zgodnie ze wskazówkami zegara, czy przeciwnie. Z technicznego punktu widzenia, oznacza to, że na jeden pełny obrót fazy powinny przypadać co najmniej dwa punkty, czyli, że skok częstotliwości powinien powodować zmianę fazy o mniej niż 180 stopni:

$$|f_{n+1} - f_n| < \frac{1}{2} \cdot \frac{\nu}{2d}. \quad (3.35)$$

Większa różnica częstotliwości implikuje większą różnicę fazy przy tej samej odległości i jednocześnie redukuje wymagania dotyczące rozdzielczości układu pomiarowego. Wynikowa różnica fazy będzie równa sumie różnic fazy z poszczególnych skoków częstotliwości modulacji, co wyraża wzór:

$$\Delta\phi(f_n - f_1) = \frac{4\pi d}{\nu} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} (f_{i+1} - f_i). \quad (3.36)$$

Warto zwrócić uwagę, że suma  $\sum_{i=1}^{n-1} (f_{i+1} - f_i)$  zostanie zredukowana do postaci  $f_n - f_1$ , stąd absolutna odległość jest wyrażona wzorem:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta\phi(f_n - f_1)}{2\pi} \cdot \frac{\nu}{(f_n - f_1)}. \quad (3.37)$$

### 3.6.2 Precyzyjne wyznaczenie absolutnej odległości

Dokładne wyznaczenie absolutnej odległości, możliwe jest z wykorzystaniem zależności 2.14 przy znajomości wartości  $N$  czyli liczby całkowitych wielokrotności długości fali. Wartość  $N$  można wyznaczyć na podstawie zgrubnego pomiaru odległości odpowiednio przekształcając równanie 2.14:

$$N = \left\lfloor \frac{f_n}{\nu} \left( 2d - \frac{\Delta\phi(f_n)}{2\pi} \right) + \frac{1}{2} \right\rfloor. \quad (3.38)$$

Dodatkowy ułamek  $\frac{1}{2}$  i funkcja podłogi zapewniają, że wartość  $N$  zostanie zaokrąglona do najbliższej liczby całkowitej. Warunkiem koniecznym do poprawnego wyznaczenia  $N$  jest zapewnienie, że błąd zgrubnego pomiaru odległości  $\epsilon d$ , wykonanego w przednim etapie, jest mniejszy niż połowa długości fali dla częstotliwości modulacji  $f_n$ :

$$\epsilon d < \frac{1}{2} \cdot \frac{\nu}{f_n}. \quad (3.39)$$

Należy mieć na uwadze, że w związku z błędami zaokrąglenia w górę, lub w dół wartość  $N$  może być zawyżona, lub zaniżona o 1, co zawsze będzie problemem, niezależnie od dokładności zgrubnego pomiaru odległości. Problemатyczne przypadki to te, które w wyniku

dają wartości bliskie granic zaokrągleń, jak np. 1,5. Z tego względu, należy rozpatrywać jeszcze dwa przypadki podczas wyznaczania precyzyjnej odległości, co sprowadza się do obliczenia odległości z zależności 2.14 dla dwóch dodatkowych wartości:  $N + 1$  i  $N - 1$ , a następnie wybrać to rozwiązanie, dla którego wynik precyzyjnej odległości, jest najbliższy zgrubnemu pomiarowi odległości. Gwarancją otrzymania poprawnego rozwiązania wartości  $N$  jest warunek 3.39.

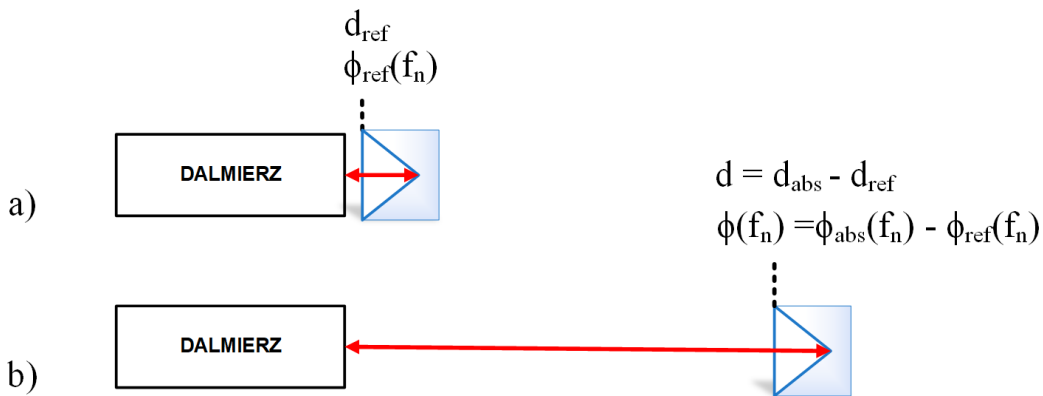
W praktyce, ze względu na konieczność obliczenia dwóch dodatkowych rozwiązań absolutnej odległości (dla wartości  $N + 1$  i  $N - 1$ ) możliwe jest zredukowanie obliczeń związanych z wyznaczeniem wartości  $N$  i wykluczenie z zależności 3.38 członu  $\Delta\phi(f_n)/(2\pi)$  związanego z różnicą fazy na częstotliwości modulacji wykorzystanej do wyznaczenia precyzyjnej odległości, co daje postać:

$$N = \left\lfloor \frac{2d \cdot f_n}{\nu} + \frac{1}{2} \right\rfloor. \quad (3.40)$$

### 3.6.3 Poprawka w absolutnym pomiarze odległości

W analizie pomiaru odległości do tej pory nie uwzględniano faktu, iż pomiar różnicy fazy jest realizowany dopiero w demodulatorze kwadraturowym, co oznacza, że pośrednio zmierzony czas będzie większy, ze względu na fakt, że sygnał musiał pokonać dodatkową drogę w skład której wchodzi: ścieżki na płycie PCB, laser, fotodioda, układy elektroniczne, które w jakikolwiek sposób przetwarzają sygnał pomiarowy, odcinki światłowodów i soczewki kolimatora.

Absolutny pomiar odległości będzie zawierał odcinek od czoła dalmierza do odbłyśnika oraz drogę, jaką sygnał pomiarowy pokonał wewnątrz urządzenia. Najlepszym sposobem na wyznaczenie tej dodatkowej drogi jest jednorazowe przyłożenie odbłyśnika do czoła dalmierza na początku wykonywania pomiarów, co umożliwi wyznaczenie tego odcinka i wprowadzenie poprawki do absolutnego pomiaru odległości. Dodanie poprawki symbolicznie zaprezentowano na rysunku 3.7 w przykładzie a).



**Rysunek 3.7:** Absolutny pomiar odległości z uwzględnieniem poprawki  
a) pomiar poprawki b) pomiar odległości z poprawką.

Wyznaczenie i uwzględnienie tej poprawki w absolutnym pomiarze odległości jest standar-

dową procedurą w urządzeniach dostępnych na rynku. W podrozdziale 2.3.2 dotyczącym trakcerów laserowych wspomniano o punkcie referencyjnym "bird-bath", który służy właśnie do określenia znanej odległości i wprowadzenia poprawki. Podobnie, w przypadku tachimetrów, rozwiązanie zaprezentowane przez firmę TOPCON [112] korzysta z mechanicznego choppera, czyli wirującej, lustrzanej tarczy z przerwami, która odbija wiązkę lasera prosto do fotodetektora, lub przepuszcza ją dalej.

## 3.7 Określenie minimalnych wymagań technicznych

Przed realizacją praktyczną urządzenia konieczne jest ustalenie minimalnych wymagań, jakie muszą spełnić układy elektroniczne dalmierza, aby uzyskać zakładaną dokładność pomiaru. Ważna jest również analiza czynników, które mają, lub mogą mieć wpływ na końcowy błąd pomiaru wraz z określeniem ich istotności.

W metodzie pomiaru przesunięcia fazy, głębszej analizy na pewno wymagają błędy związane z syntezą częstotliwości modulacji oraz błędy związane z wyznaczeniem różnicy fazy. O ile dokonano już przeglądu błędów demodulacji kwadraturowej, które de facto mają bezpośredni wpływ na wyznaczenie fazy, to nie określono stopnia w jakim przyczyniają się do błędu pomiaru odległości względem częstotliwości modulacji. Wśród czynników, które także należy przeanalizować jest współczynnik refrakcji powietrza, ponieważ w zakresie pomiarowym rzędu 20 metrów może istotnie wpływać na wynik pomiaru odległości.

Do dalszej analizy sformułowano cztery zagadnienia, które umożliwiają określenie minimalnych wymagań technicznych dla układów elektronicznych dalmierza:

- wpływ warunków atmosferycznych na pomiar odległości wraz z ustaleniem, czy konieczne jest dokładne wyznaczanie współczynnika refrakcji powietrza;
- określenie minimalnej częstotliwości modulacji, która umożliwi osiągnięcie zakładanej dokładności dla różnych wartości błędu wyznaczenia różnicy fazy;
- określenie jaki wpływ ma błąd generacji częstotliwości modulacji na błąd pomiaru odległości i wyznaczenie maksymalnego błędu generacji częstotliwości;
- określenie minimalnego zakresu przestrajania częstotliwości modulacji, dla którego błąd absolutnego pomiaru odległości będzie mniejszy niż połowa długości fali dla częstotliwości wykorzystanej do dokładnego wyznaczenia odległości.

Przedstawione problemy zostały omówione w dalszej części tego rozdziału.

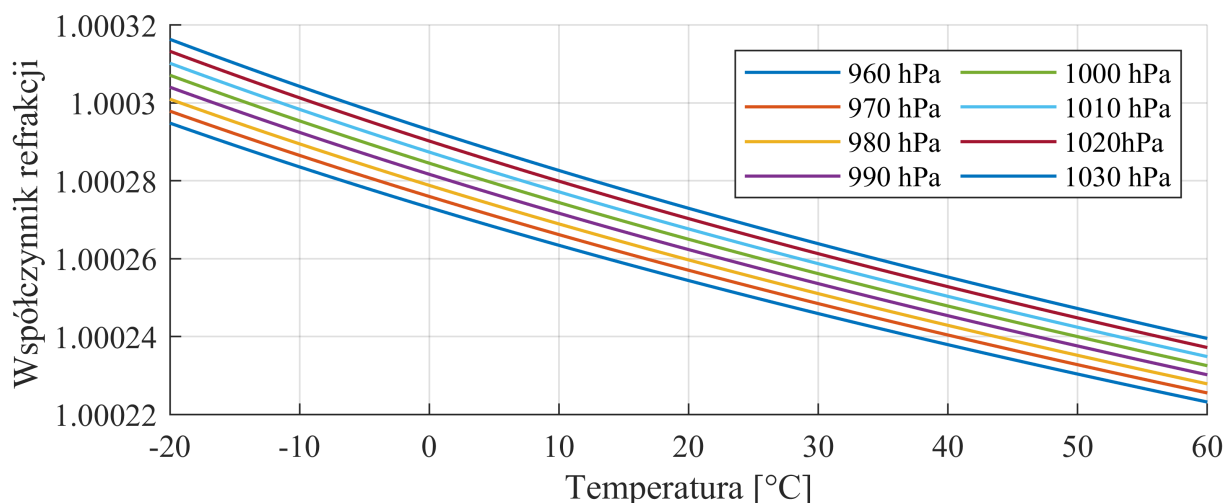
### 3.7.1 Wpływ warunków atmosferycznych na pomiar odległości

Warunki atmosferyczne takie jak temperatura, ciśnienie, względna wilgotność oraz poziom dwutlenku węgla mają istotny wpływ na współczynnik refrakcji powietrza, a więc i na pomiar odległości. Wyznaczenie współczynnika refrakcji wymaga dodatkowych czujników temperatury, ciśnienia, wilgotności i ewentualnie czujnika dwutlenku węgla oraz

ich odpowiedniego umieszczenia w obudowie urządzenia. W przypadku, gdy dokładne wyznaczenie współczynnika refrakcji nie jest konieczne, dodatkowe układy elektroniczne jedynie podnoszą koszt urządzenia bez wymiernych korzyści. Jednak przy oczekiwanej dokładności na poziomie  $10 \mu\text{m}/\text{m}$  i zakresie pomiarowym 20 m zaniechanie wyznaczenia współczynnika refrakcji może uniemożliwić osiągnięcie tego celu.

Do wyznaczania współczynnika refrakcji powietrza dla długości fal od 350 nm do 650 nm z powodzeniem stosuje się równania Edlena [133] lub ich nowszą, zmodyfikowaną wersję [134]. Ze względu na wzrost popularności laserów emitujących wiązkę w zakresie podczerwieni wykorzystywanych w systemach pomiaru odległości, Ciddor wyprowadził nowe równania [135], dzięki którym możliwe jest dokładne wyznaczenie współczynnika refrakcji dla długości fal od 300 nm do 1690 nm w szerokim zakresie temperatur oraz z uwzględnieniem poziomu dwutlenku węgla w atmosferze.

Na zmianę współczynnika refrakcji największy wpływ mają temperatura i ciśnienie [136]. Wpływ związany z wilgotnością i zawartością dwutlenku węgla jest o dwa rzędy mniejszy względem temperatury i ciśnienia. W związku z tym przeprowadzono symulację, z wykorzystaniem równań Ciddora, dla długości fali 1550 nm, 50-procentowej wilgotności i stężeniu dwutlenku węgla na poziomie 420 ppm, co odpowiada średniej zawartości tego gazu w atmosferze, w zależności od różnych wartości ciśnienia od 960 hPa do 1030 hPa i temperatury od  $-20^\circ\text{C}$  do  $60^\circ\text{C}$ . Długość fali 1550 nm wybrano nieprzypadkowo – lasery pracujące w III oknie telekomunikacyjnym są tanie i łatwo dostępne. Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunku 3.8.



**Rysunek 3.8:** Symulacja współczynnika refrakcji powietrza dla różnych wartości ciśnienia i temperatury dla długości fali lasera 1550 nm,  $H = 50\%$ ,  $\text{CO}_2 = 420$  ppm.

Skrajne wartości współczynnika refrakcji otrzymane w symulacji wykorzystano do obliczenia odległości wykorzystując wzór 2.14 dla częstotliwości modulacji 1 GHz, wartością  $N$  wynoszącą 133 i różnicą fazy  $\Delta\phi$  równą  $165^\circ$ , co odpowiada odległości około 20 metrów. Tak skrajne wartości ciśnienia i temperatury występują rzadko, dlatego analogiczne obliczenia przeprowadzono dla współczynników refrakcji powietrza otrzymanych dla temperatury  $25^\circ\text{C}$  i skrajnych wartości ciśnienia, tj. 960 hPa i 1030 hPa, gdyż takie warunki zdarzają



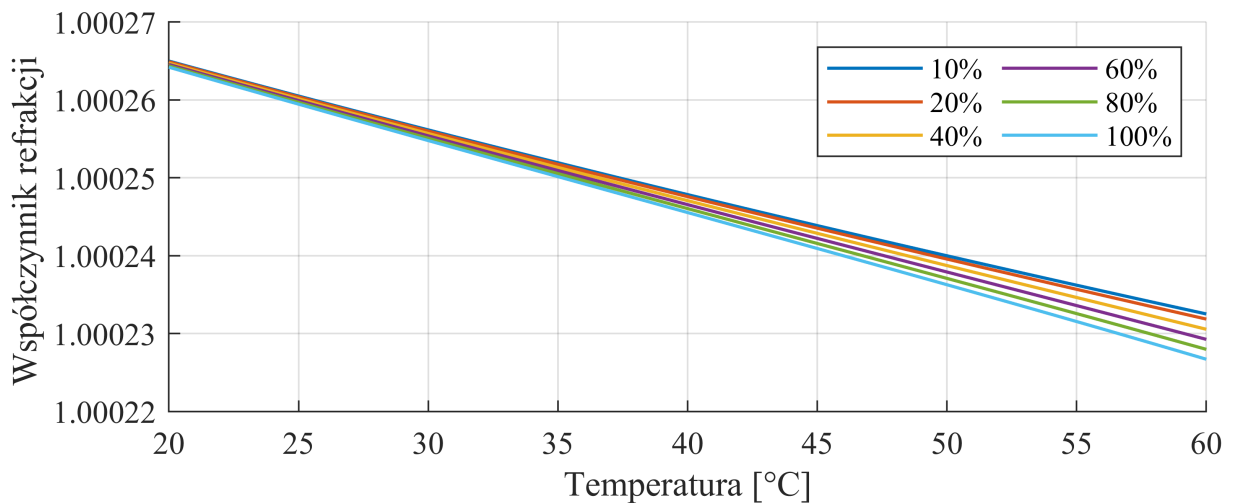
się zdecydowanie częściej. Wartości otrzymanych współczynników refrakcji, wyznaczone na ich podstawie długości fali i wyniki obliczeń odległości zamieszczono w tabeli 3.1.

| warunki                | n        | $\lambda$ [mm] | d [mm]    | warunki                 | n        | $\lambda$ [mm] | d [mm]    |
|------------------------|----------|----------------|-----------|-------------------------|----------|----------------|-----------|
| T = 60 °C, P=960 hPa   | 1,000221 | 299,726        | 20000,489 | T = 25 °C, P = 960 hPa  | 1,000250 | 299,718        | 19999,909 |
| T = -20 °C, P=1030 hPa | 1,000316 | 299,698        | 19998,575 | T = 25 °C, P = 1030 hPa | 1,000268 | 299,712        | 19999,544 |
| różnica:               |          |                | 1,914     | różnica:                |          |                | 0,365     |

**Tabela 3.1:** Wyniki obliczeń odległości dla  $f_{mod} = 1$  GHz, różnych wartości temperatury i ciśnienia przy stałej wilgotności  $H = 50\%$  i poziomym  $CO_2 = 420$  ppm. Oznaczenia: n - współczynnik refrakcji,  $\lambda$  - obliczona długość fali na podstawie n, d - odległość wyznaczona na podstawie  $\lambda$ .

Analogiczną symulację przeprowadzono dla różnych wartości wilgotności powietrza od 10% do 100% przy stałym ciśnieniu atmosferycznym wynoszącym 1000 hPa i zawartości dwutlenku węgla na poziomie 420 ppm. Ze względu na minimalny wpływ wilgotności powietrza na współczynnik refrakcji w niskich temperaturach, symulację wykonano w zakresie temperatur od 20°C do 60°C. Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunku 3.9.

Skrajne wartości współczynnika refrakcji wykorzystano do obliczenia odległości. Do drugiej serii obliczeń wykorzystano wartości współczynnika refrakcji dla temperatury 25°C i skrajnych wartości wilgotności. Wyniki obliczeń zawarto w tabeli 3.2.



**Rysunek 3.9:** Symulacja współczynnika refrakcji powietrza dla różnych wartości wilgotności i temperatury dla długości fali lasera 1550 nm,  $P = 1000$  hPa, %,  $CO_2 = 420$  ppm.

Obliczenia wykonano także dla dwóch różnych poziomów dwutlenku węgla w atmosferze, tj. 380 ppm i 440 ppm, dla temperatury 25°C, ciśnienia 1000 hPa i wilgotności na poziomie 50%. W zakresie 20 metrów odnotowano różnicę w obliczeniu odległości rzędu 170 nanometrów.

Wyniki symulacji i obliczeń wskazują, iż zmiana współczynnika refrakcji w szerokim zakresie temperatur i ciśnienia atmosferycznego znacznie wpływa na pomiar odległości w zakładanym zakresie pomiarowym. Przy jednakowej temperaturze, zmiana ciśnienia

| warunki             | n        | $\lambda$ [mm] | d [mm]    | warunki             | n        | $\lambda$ [mm] | d [mm]    |
|---------------------|----------|----------------|-----------|---------------------|----------|----------------|-----------|
| T = 20°C, H = 10%   | 1,000227 | 299,725        | 20000,367 | T = 25°C, H = 10%   | 1,000260 | 299,714        | 19999,691 |
| T = 60 °C, H = 100% | 1,000265 | 299,713        | 19999,601 | T = 25 °C, H = 100% | 1,000259 | 299,715        | 19999,712 |
| różnica:            |          |                | 0,765     | różnica:            |          |                | -0,021    |

**Tabela 3.2:** Wyniki obliczeń odległości dla  $f_{mod} = 1$  GHz, różnych wartości temperatury i wilgotności przy stałym ciśnieniu  $P = 1000$  hPa i poziomie  $CO_2 = 420$  ppm. Oznaczenia: n - współczynnik refrakcji,  $\lambda$  - obliczona długość fali na podstawie n, d - odległość wyznaczona na podstawie  $\lambda$ .

atmosferycznego jest wystarczająca, aby wprowadzić błąd wyznaczenia odległości przekraczający zakładaną dokładność tj.  $200 \mu m$  w zakresie 20 metrów. Zmiany wilgotności powietrza mają mniejszy, ale wciąż znaczący wpływ na pomiar odległości. Obliczenia wykonane dla różnych zawartości dwutlenku węgla wykazały, iż wpływ poziomu  $CO_2$  na pomiar odległości jest marginalny.

Otrzymane wyniki pozwalają stwierdzić, że w celu osiągnięcia zakładanej dokładności pomiaru odległości konieczne jest stosowanie czujników temperatury, ciśnienia i wilgotności, aby możliwe było dokładne wyznaczenie współczynnika refrakcji powietrza.

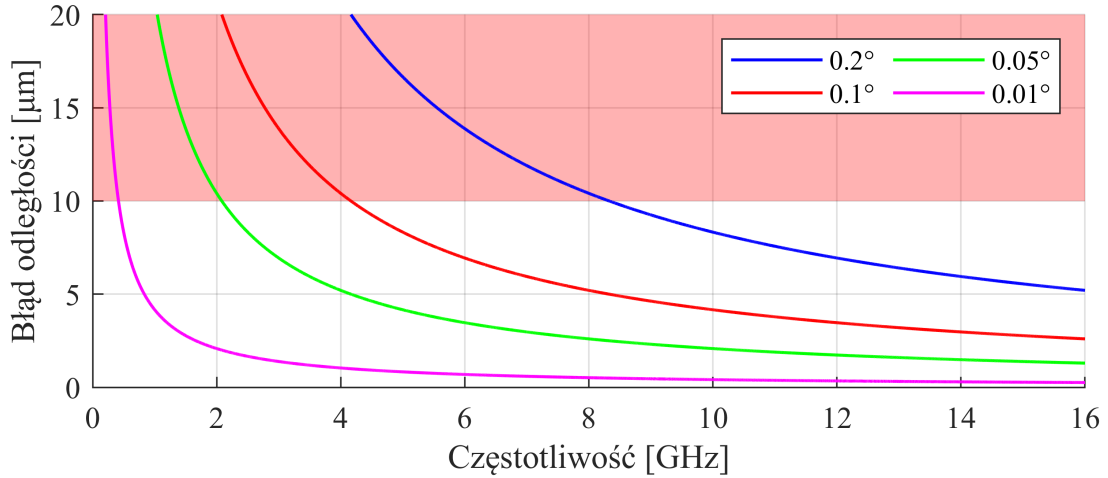
### 3.7.2 Minimalna częstotliwość modulacji względem błędu wyznaczenia różnicy fazy

Z analizy przeprowadzonej w podrozdziale 3.5, dotyczącej błędów demodulacji kwadraturowej, wynika, iż zniekształcenia sygnału pomiarowego, wpływające na pomiar przesunięcia fazy, wprowadzane przez układ demodulatora kwadraturowego mogą zostać do pewnego stopnia skompensowane, jednak konieczne jest uwzględnienie ich negatywnego wpływu na dokładność pomiaru odległości. Należy się także spodziewać, że na wielkość błędu wyznaczenia różnicy fazy będą miały wpływ inne czynniki, jak choćby szum towarzyszący sygnałom pomiarowym, zniekształcenia spowodowane przez pozostałe układy elektroniczne, czy błędy akwizycji przetwornika analogowo-cyfrowego.

Zgodnie ze wzorem 2.9, przy założeniu, że błąd wyznaczenia fazy jest stały, poprawa dokładności pomiaru odległości jest możliwa przez zwiększenie częstotliwości modulacji. Co istotne, na podstawie wzoru 2.14 można stwierdzić, że błąd pomiaru odległości spowodowany błędem wyznaczenia fazy jest stały i nie skaluje się z odległością. Oznacza to, że ten błąd jest szczególnie zauważalny w pomiarach odległości na niewielkich dystansach. Warto również zwrócić uwagę, że producenci systemów pomiaru odległości uwzględniają tego typu błędy w postaci stałej wartości, gdy podają dokładność pomiaru odległości urządzenia (np. w podrozdziale 2.3.2).

Utrzymując w sile założenie o stałym błędzie wyznaczenia fazy, możliwe jest wyznaczenie takiej częstotliwości modulacji, która pozwoli otrzymać odpowiednio niski błąd pomiaru odległości. W celu wyznaczenia minimalnej częstotliwości modulacji, dla której możliwe jest osiągnięcie zakładanej dokładności, przeprowadzono symulację błędu pomiaru odległości dla kilku prawdopodobnych wartości błędu wyznaczenia fazy w zależności od częstotliwości modulacji. W ramach symulacji nie uwzględniono innych czynników, które wpływają

na pomiar odległości. Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunku 3.10.



**Rysunek 3.10:** Symulacja możliwej do osiągnięcia dokładności pomiaru odległości dla 4 stałych wartości błędu wyznaczenia różnicy fazy w zależności od częstotliwości modulacji.

Otrzymane wyniki prowadzą do konkluzji, że dla wybranych błędów wyznaczenia fazy, w najgorszym założonym przypadku, częstotliwość modulacji powinna wynosić co najmniej 8,5 GHz. Warto jednak zwrócić uwagę, że w praktycznej aplikacji bardziej korzystne może być stosowanie niższej częstotliwości modulacji, jeżeli możliwe jest uzyskanie odpowiednio mniejszego błędu wyznaczenia fazy. Z perspektywy układów elektronicznych, wyższa częstotliwość modulacji oznacza więcej problemów technicznych, które należy rozwiązać, dlatego stosowanie bardzo wysokiej częstotliwości modulacji nie zawsze jest najlepszym wyborem.

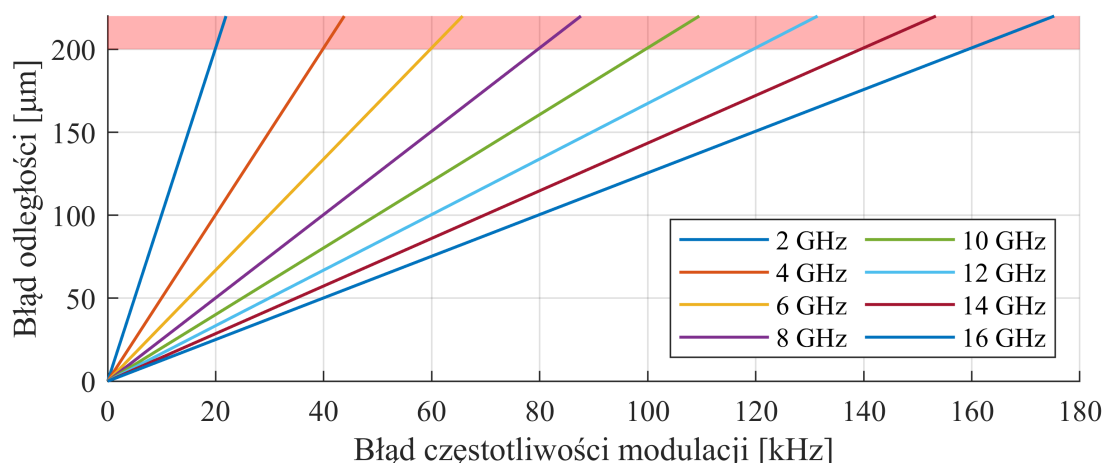
### 3.7.3 Wpływ błędu syntezy częstotliwości modulacji na pomiar odległości

Kolejną istotną kwestią związaną z częstotliwością modulacji jest fakt, iż ma ona bezpośredni i znaczny wpływ na dokładność pomiaru odległości, co bardzo dobrze widać po przekształceniu wzoru 2.14 do postaci:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{\nu}{f_{mod}} \cdot \left( N + \frac{\Delta \cdot \phi}{2\pi} \right). \quad (3.41)$$

W dodatku błąd wyznaczenia odległości spowodowany błędem generacji częstotliwości będzie skalował się z odległością.

W celu określenia maksymalnego błędu syntezy częstotliwości, dla którego możliwe jest osiągnięcie błędu pomiaru odległości poniżej 200 μm dla odległości 20 m, przeprowadzono symulację dla różnych docelowych częstotliwości modulacji. Wyniki przedstawiono na rysunku 3.11. Podobnie, jak w innych symulacjach, nie uwzględniono pozostałych czynników wpływających na pomiar odległości.



**Rysunek 3.11:** Symulacja błędu pomiaru odległości w zależności od błędu syntezy częstotliwości dla różnych częstotliwości modulacji.

Wyniki symulacji wskazują, iż synteza częstotliwości pełni krytyczną rolę w pomiarze odległości z wykorzystaniem metody pomiaru przesunięcia fazy. Na rysunku 3.11 zaprezentowano wyniki dla bezwzględnych wartości błęd generacji częstotliwości. W przypadku względnych wartości, błąd generacji częstotliwości nie może być większy niż 0,001% wartości docelowej częstotliwości modulacji, co stawia relatywnie wysokie wymagania wobec układu syntezy częstotliwości.

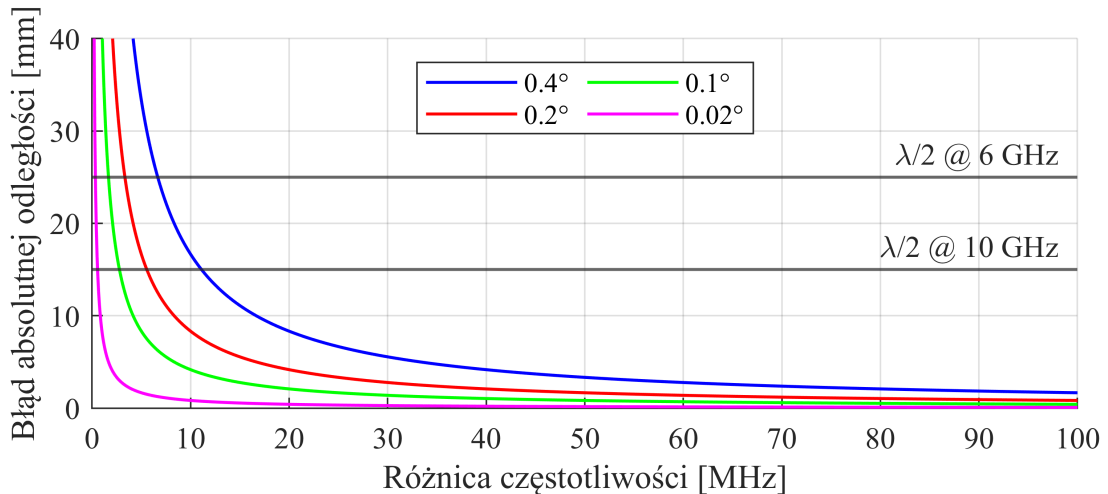
### 3.7.4 Minimalny zakres przestrajania częstotliwości modulacji w absolutnym pomiarze odległości

Zgodnie z opisem zawartym w podrozdziale 3.6.2 precyzyjne wyznaczenie odległości jest możliwe na podstawie zgrubnego pomiaru odległości, pod warunkiem, że błąd zgrubnego pomiaru odległości nie jest większy niż połowa długości fali dla częstotliwości modulacji wykorzystanej do precyzyjnego wyznaczenia odległości.

W związku z koniecznością spełnienia tego warunku w realizacji technicznej, istotne jest ustalenie minimalnego zakresu przestrajania częstotliwości modulacji przy towarzyszących błędach. Zgodnie ze wzorem 3.37 na błąd zgrubnego pomiaru odległości wpływają błędy wyznaczenia różnicy fazy i błąd syntezy częstotliwości modulacji. W ramach analizy problemu przeprowadzono symulację wpływu błęd wyznaczenia fazy na błąd absolutnego pomiaru odległości w zależności od zakresu przestrajania częstotliwości modulacji. Do symulacji wykorzystano te same wartości błędów co w podrozdziale 3.7.2, przy czym uwzględniono, że występują dwukrotnie, tj. dla dolnej i górnej częstotliwości zakresu przestrajania.

Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunku 3.12. Na wykresie czarnymi poziomymi liniami zaznaczono graniczne błędy pomiaru odległości, dla częstotliwości modulacji równych 6 GHz oraz 10 GHz, dla których spełniony jest warunek umożliwiający dokładne wyznaczenie odległości.

Z symulacji wynika, że dla tak dobranych błędów wyznaczenia fazy, w pełni wystarczający zakres modulacji częstotliwości wynosi około 20 MHz.



**Rysunek 3.12:** Symulacja błędu absolutnego pomiaru odległości dla różnych wartości błędu wyznaczenia fazy w zależności od różnicy częstotliwości modulacji.

Wobec faktu, iż błąd syntezy częstotliwości również może mieć wpływ na absolutny pomiar odległości, przeprowadzono analogiczną symulację dla dwukrotności maksymalnej wartości błędu syntezy częstotliwości otrzymanej z symulacji w podrozdziale 3.7.3. Z obliczeń wynika, iż błąd syntezy na poziomie 320 kHz ma minimalny wpływ na pomiar odległości jeżeli zakres przestrajania wynosi co najmniej 10 MHz.

## 3.8 Podsumowanie rozdziału

W rozdziale dokonano analizy trzech metod, czyli TOF, pomiar przesunięcia fazy oraz FMCW, które potencjalnie mogłyby zostać wykorzystane do realizacji projektu. Względem przedstawionej argumentacji, wybrano metodę pomiaru przesunięcia jako najlepszą do osiągnięcia zakładanych celów i zdecydowano o wykorzystaniu demodulatora kwadraturowego do pomiaru różnicy fazy. Omówiono zalety tego rozwiązania, czyli wysoki stosunek sygnału do szumu, łatwość wyznaczenia różnicy fazy i możliwość skompensowania błędów związanych z pracą demodulatora kwadraturowego.

W dalszej części rozdziału szczegółowo przedstawiono metodę pomiaru przesunięcia fazy w zgrubnym pomiarze odległości i konieczność stosowania poprawki w celu wyznaczenia odległości od czoła dalmierza do odbłyśnika. Określono warunki dla jakich możliwe jest poprawne obliczenie wartości  $N$  i w ten sposób wyznaczenie dokładnej odległości.

Na koniec rozdziału przeprowadzono analizę błędów związanych z wybraną metodą i czynników wpływających na pomiar. Stwierdzono, iż konieczne jest stosowanie czujników temperatury, wilgotności i ciśnienia w celu wyznaczania współczynnika refrakcji powietrza, który ma istotny wpływ na dokładność pomiaru odległości. Wykazano, że maksymalny błąd generowanej częstotliwości modulacji nie może być większy niż 0,001% wartości docelowej. Oszacowano minimalną częstotliwość modulacji w zależności od błędu wyznaczenia fazy – w najgorszym zakładanym przypadku powinna wynosić co najmniej 8,5 GHz. Określono także minimalny zakres przestrajania częstotliwości, który wynosi 20 MHz.

## Rozdział 4

# Realizacja praktyczna prototypu dalmierza

### 4.1 Wstęp

Realizacja praktyczna dalmierza zdolnego do spełnienia założonych w doktoracie celów dotyczących dokładności i zakresu pomiarowego stanowiła kluczową część tej pracy. Opracowanie, uruchomienie i optymalizacja układów elektronicznych demodulatora kwadraturowego i syntezy częstotliwości stanowiły jedynie fragment wykonanych prac. Równie istotne było zaprojektowanie toru nadajnika i odbiornika wraz z doбором odpowiedniego źródła laserowego i fotodetektora oraz opracowanie układu optycznego do kolimacji wiązki laserowej. W związku z realizacją komercyjnego rozwiązania konieczne było także zadbanie o pozostałe układy elektroniczne, jak na przykład system zasilania, czy interfejs użytkownika, bez których korzystanie z dalmierza byłoby niemożliwe.

W rozdziale odniesiono się do analizy minimalnych wymagań, które zostały opracowane w rozdziale 3 i na ich podstawie zdefiniowano wymagania wobec układu pomiarowego. Omówiono także wymagania funkcjonalne urządzenia. W dalszej części rozdziału przedstawiono pomysł wykorzystania modułów światłowodowych w celu przyspieszenia realizacji prototypów i omówiono korzyści płynące z tego rozwiązania. W kolejnych podrozdziałach przedstawiono proces iteracyjnej pracy nad rozwojem urządzenia na podstawie pięciu prototypów dalmierza, które zostały zrealizowane w ramach doktoratu. Na koniec rozdziału omówiono najważniejsze aspekty oprogramowania urządzenia i przedstawiono aplikację do diagnostyki i akwizycji danych z dalmierza.

### 4.2 Wymagania dotyczące układów elektronicznych

#### 4.2.1 Wymagania dotyczące układu pomiarowego

Analiza błędów i czynników wpływających na pomiar odległości przeprowadzona w rozdziale 3 umożliwiła postawienie minimalnych wymagań dotyczących układów elektronicznych systemu pomiarowego, które powinny zagwarantować spełnienie założonych

celów w postaci dokładności pomiaru i zakresu pomiarowego. W symulacjach dokonano analizy jedynie najbardziej istotnych błędów, a poszczególne minimalne kryteria zostały wyznaczone osobno, tj. bez uwzględnienia kombinacji błędów. Zgodnie z inżynierską praktyką stwierdzono, że wymagania wobec układów elektronicznych, w ramach zdrowego rozsądku, powinny być wyższe niż minimalne, gdyby błędy w rzeczywistym układzie były większe, niż szacowane w symulacjach lub w przypadku wystąpienia zakłóceń, które nie zostały ujęte w analizie.

Istotnym ograniczeniem dla układów elektronicznych jest maksymalna częstotliwość sygnałów, jakie mogą przetwarzać. Ilość komponentów, które potencjalnie mogłyby zostać wykorzystane w projekcie, gwałtownie się zmniejsza dla częstotliwości pracy powyżej 10 GHz, dlatego uznano, że stawianie wyższych wymagań wobec częstotliwości modulacji istotnie utrudni realizację urządzenia. Zdecydowanie łatwiej znaleźć układy, które umożliwiają przestrajanie częstotliwości w znacznie większym zakresie i syntezują częstotliwość z dużo mniejszym, względem minimalnych wymagań, błędem. Z tego względu wymagania wobec błędów syntezy i zakresu przestrajania zwiększono dziesięciokrotnie. Ostateczne wymagania wobec układów elektronicznych biorących udział w pomiarze odległości prezentują się następująco:

- możliwość syntezy częstotliwości modulacji na poziomie 10 GHz z błędem poniżej 0,0001% (10 kHz przy 10 GHz);
- możliwość przestrajania częstotliwości modulacji w zakresie co najmniej 200 MHz;
- zastosowanie czujników temperatury, ciśnienia i wilgotności.

### 4.2.2 Wymagania funkcjonalne

Dalmierz, jako urządzenie konsumenckie, musi spełnić także szereg wymagań dotyczących konstrukcji, funkcjonalności i komfortu użytkowania. Pomimo, że projektowane urządzenie domyślnie ma stanowić komponent (moduł) trackera laserowego, lub innego systemu realizującego absolutny pomiar odległości, zdecydowano, że prototyp powinien mieć możliwość pracy jako niezależne urządzenie z prostym interfejsem użytkownika i pełnić rolę demonstratora technologii.

Wykorzystanie lasera półprzewodnikowego daje sposobność zaprojektowania systemu pomiarowego, który będzie mógł pracować z zasilaniem akumulatorowym. Sprawność lasera półprzewodnikowego jest zdecydowanie wyższa od lasera gazowego, a także nie wymaga stosowania zasilacza wysokonapięciowego, ani grzałek stabilizujących temperaturę szklanej tuby lasera gazowego, co jest zdecydowaną przewagą rozwiązań stosujących półprzewodnikowe źródła laserowe.

Jak każde nowoczesne urządzenie, dalmierz powinien mieć możliwość podłączenia do komputera w celu przeprowadzenia diagnostyki, lub zapisania wykonanych pomiarów. Z tego względu do wymagań dodano konieczność posiadania złącza USB z możliwością ładowania i zdefiniowanym protokołem komunikacji.

Użytkownik powinien mieć opcję do zmiany trybu pomiaru dalmierza z absolutnego pomiaru odległości do trybu ciągłego, tj, przyrostowego. Może to być przydatne, gdy wiązka nie została przerwana, a użytkownik chce zwiększyć częstotliwość pomiaru. Podstawowe wymagania dotyczące funkcjonalności dalmierza podsumowano w pięciu punktach:

- możliwość pracy na akumulatorach (energooszczędność i mobilność);
- możliwość pracy jako samodzielne urządzenie;
- możliwość prezentacji wyniku pomiaru na wyświetlaczu i prostej interakcji z wykorzystaniem przycisków;
- możliwość komunikacji z komputerem i ładowania z wykorzystaniem złącza USB.
- możliwość zmiany trybu pomiaru z absolutnego na przyrostowy i odwrotnie.

### 4.3 Moduły światłowodowe SFP

#### 4.3.1 Wprowadzenie

Zaprojektowanie układów elektronicznych, spełniających postawione wymagania, stanowi nietrywialne zadanie ze względu na bardzo wysoką częstotliwość sygnałów pomiarowych. Poza doбором układów scalonych, kluczowe jest, aby zadbać o odpowiednią impedancję ścieżek, ich prowadzenie na płycie PCB, a także dopasowanie impedancji pomiędzy wejściami i wyjściami układów. Można zaryzykować stwierdzenie, że układy elektroniczne odpowiedzialne za pomiar odległości należy traktować jak fazoczuły system radiowy. O ile nowoczesne oprogramowanie do projektowania układów elektronicznych wspiera projektanta w wielu kwestiach dotyczących kontroli impedancji, to wciąż cały proces wymaga dużego doświadczenia i jest czasochłonny.

W celu przyspieszenia realizacji projektu, zdecydowano, że pierwsze prototypy dalmierza będą wykorzystywać moduły światłowodowe typu SFP (ang. Small Form-factor Pluggable) do emitowania i odbierania zmodulowanej wiązki lasera. W ten sposób możliwe było skupienie się, w pierwszej kolejności, na zaprojektowaniu układu pomiarowego z demodulatorem kwadraturowym, by w kolejnych prototypach opracować układ syntezy częstotliwości oraz autorskie rozwiązanie układu transmisji zmodulowanej wiązki lasera i układu odbiorczego.

#### 4.3.2 Opis wkładek światłowodowych SFP

Moduły światłowodowe SFP to układy optoelektroniczne, które w torze transmisyjnym przekształcają sygnały elektryczne na zmodulowane amplitudowo sygnały optyczne, a w torze odbiorczym wykonują zadanie odwrotne. W ostatnich latach bardzo zyskały na popularności w wielu zastosowaniach wymagających transferu danych z dużą przepływnością. Najczęściej wykorzystywane są do bezpośredniego łączenia ze sobą serwerów,



przełączników sieciowych i routerów, ale umożliwiają także podłączenie urządzeń do sieci światłowodowych CWDM (ang. Coarse Wavelength Division Multiplexing), lub DWDM (ang. Dense Wavelength Division Multiplexing). Moduły SFP cechuje duża uniwersalność, dobrze udokumentowany standard złącz i poziomów sygnałów, oraz wysoka przepustowość danych przy względnie niskim koszcie pojedynczego urządzenia.

Do tej pory powstało kilka generacji wkładek światłowodowych SFP, które różnią się maksymalnymi prędkościami transmisji danych, ale są między sobą kompatybilne pod względem standardu złącz i poziomów sygnałów:

- SFP, do 1 Gb/s;
- SFP+, do 10 Gb/s;
- SFP28, do 25 Gb/s;
- SFP56, do 50 Gb/s;
- SFP-DD i SFP112, do 100 Gb/s;
- SFP-DD112, do 200 Gb/s.

Poza różnicami w prędkości transmisji, wkładki światłowodowe SFP rozróżnia się także pod względem:

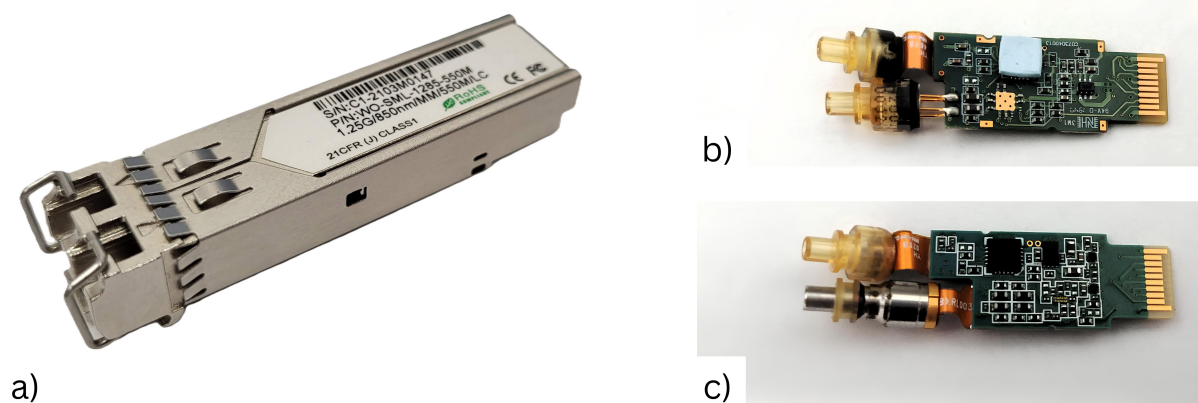
- odległości transmisji danych: od 80 m do 160 km;
- długości fali wiązki lasera: 850 nm, 1330 nm i 1550 nm, lub konkretnego kanału komunikacji w przypadku sieci CWDM (18 kanałów z separacją 20 nm od 1271 nm do 1611 nm) i DWDM (40 kanałów z separacją 0,8 nm, lub 80 z separacją 0,4 nm od 1514 nm do 1577 nm).
- przystosowania do światłowodów jednomodowych (1330 nm i 1550 nm) lub wielomodowych (850 nm).

Koszt modułów jest zależny od powyższych parametrów. Najtańsze moduły kosztują kilkadziesiąt złotych, a najdroższe kilkadziesiąt tysięcy złotych, jednak zdecydowana większość urządzeń jest dostępna w kwotach od 80 złotych do 2 tysięcy złotych.

### 4.3.3 Analiza układów optoelektronicznych modułów SFP

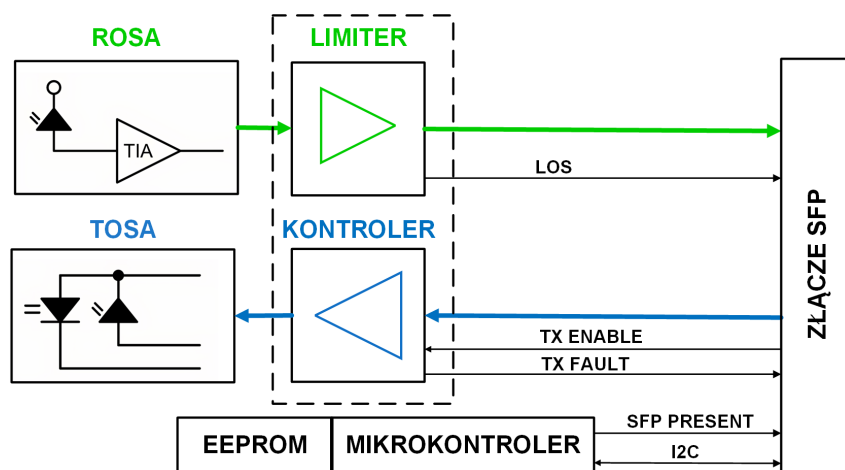
W związku z wykorzystaniem wkładek światłowodowych SFP w pierwszych prototypach dalmierza przeprowadzono analizę dokumentacji, która standaryzuje moduły SFP pod względem poziomów napięć, wymiarów obudowy i konektora. Zrealizowano również przegląd architektury układów elektronicznych oraz źródeł laserowych i fotodetektorów wchodzących w skład modułów SFP. W tym celu zakupiono i rozebrano kilka różnych modułów SFP z możliwością transmisji danych do 1 Gb/s. Na rysunku 4.1 zaprezentowano przykład wkładki SFP i dwóch układów optoelektronicznych wkładek światłowodowych.

Na podstawie przeprowadzonej analizy opracowano schemat blokowy połączeń najważniejszych układów w module SFP, który został zaprezentowany na rysunku 4.2. Główny element modułu stanowi układ scalony, który jednocześnie pełni rolę kontrolera mocy lasera, modulatora intensywności wiązki i limitera dla odebranych sygnałów. Warto zauważyć, że ten układ generuje na tyle dużo ciepła, że konieczne jest odprowadzanie nadmiaru energii



**Rysunek 4.1:** Wkładki światłowodowe SFP a) zakupiona wkładka światłowodowa SFP b) układy optoelektroniczne modułu SFP 850 nm c) układy optoelektroniczne modułu SFP 1550 nm.

do metalowej obudowy wkładki SFP z pomocą taśmy termoprzewodzącej. Na rysunku 4.1b niebieski element naklejony na układ scalony stanowi fragment taśmy termoprzewodzącej, który po złożeniu ciasno przylega do obudowy modułu. Na płycie PCB znajduje się także mikrokontroler, który służy przede wszystkim do monitorowania stanu nadajnika, odbiornika i kontrolera lasera oraz do obsługi magistrali I2C (ang. Inter-Integrated Circuit). Każdy moduł posiada także pamięć EEPROM z danymi wprowadzonymi przez producenta. Część z nich można odczytać odpytując moduł przez magistralę I2C.



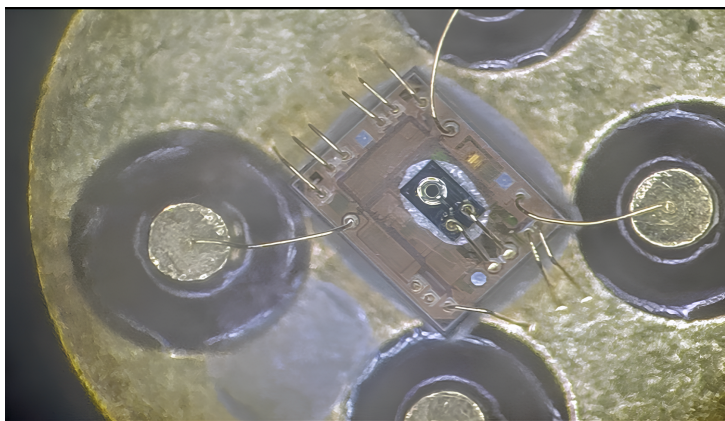
**Rysunek 4.2:** Schemat blokowy modułu SFP.

W modułach SFP interesujące rozwiązanie zastosowano w przypadku układów nadajnika i odbiornika. Za emisję zmodulowanej wiązki lasera odpowiedzialny jest tzw. podzespół optyczny nadajnika (ang. transmitter optical sub-assembly, TOSA), a za odbieranie sygnału optycznego odpowiada tzw. podzespół optyczny odbiornika (ang. receiver optical sub-assembly, ROSA). TOSA to zintegrowany układ lasera półprzewodnikowego i fotodiody monitorującej poziom natężenia wiązki laserowej zamknięty w obudowie ze złączem światłowodowym LC/PC. W modułach SFP źródło lasera o długości fali 850 nm stanowi laser o emisji powierzchniowej z pionową wnęką rezonansową (ang. vertical-cavity

surface-emitting laser, VCSEL), a w przypadku długości fal 1330 nm i 1550 nm jest to zwykle laser o rozproszonym sprzężeniu zwrotnym (ang. distributed-feedback laser, DFB). W celu poprawy odprowadzania ciepła z lasera stosuje się podobny zabieg, co w przypadku układów scalonych, czyli umieszcza się fragmenty taśmy termoprzewodzącej pomiędzy obudowę lasera i obudowę wkładki SFP.

ROSA integruje w swojej obudowie fotodiody typu PIN oraz wzmacniacz transimpedancyjny (ang. transimpedance amplifier, TIA) i podobnie jak TOSA także posiada złącze światłowodowe LC/PC. Co istotne, fotodiody jest bezpośrednio naklejona na strukturę półprzewodnikową TIA i połączona z resztą układów w procesie bondowania, co zaprezentowano na rysunku 4.3. Połączenie fotodiody i wzmacniacza transimpedancyjnego w ramach obudowy podzespołu optycznego niesie ze sobą wiele zalet:

- przede wszystkim znacznie ogranicza zakłócenia, ponieważ sygnał o małej amplitudzie z fotodiody jest od razu wzmacniany jeszcze przed opuszczeniem obudowy fotodiody;
- pozwala zmniejszyć ilość elementów elektronicznych i powierzchnię na płycie PCB, co bezpośrednio przekłada się na zmniejszenie kosztu urządzenia;
- zaprojektowanie wzmacniacza transimpedancyjnego dla sygnałów wysokiej częstotliwości jest trudnym i złożonym zadaniem, dlatego zintegrowane rozwiązanie nie tylko jest oszczędne czasowo, ale także zmniejsza ryzyko popełnienia błędu przez projektanta i przyspiesza realizację projektu.



**Rysunek 4.3:** Zdjęcie fotodiody naklejonej na strukturę wzmacniacza transimpedancyjnego wykonane pod mikroskopem. Średnica pola światłoczułego ma około  $30\mu\text{m}$ .

ROSA i TOSA mają istotną wadę, jaką jest brak szczegółowych informacji dotyczących parametrów tych układów. Dokumentacja jest bardzo uboga i zawiera jedynie podstawowe informacje o maksymalnych zakresach napięć i mocy optycznej oraz wymaganiach dotyczących zasilania. O ile te informacje są wystarczające do zaprojektowania modułu SFP, to pozostawiają niedosyt w przypadku innych zastosowań.

#### 4.3.4 Interfejs diagnostyczny i transmisja danych

Moduły SFP posiadają interfejs, który umożliwia komunikowanie problemów związanych z transmisją danych z pomocą dwóch sygnałów:

- *LOS* (ang. Loss of Signal), który informuje o zbyt niskim poziomie sygnału optycznego na wejściu odbiornika;
- *TX FAULT*, który informuje o uszkodzeniu, lub chwilowej dysfunkcji nadajnika i przerwaniu nadawania danych.

Transmisja może także zostać zdalnie włączona, lub wyłączona z pomocą sygnału *TX ENABLE*. Dodatkowe informacje związane z pracą modułu można uzyskać wykorzystując magistralę I2C. Informację, czy moduł znajduje się aktualnie w gnieździe zapewnia sygnał *SFP PRESENT*, co jest przydatne podczas wymiany wkładek bez wyłączania urządzenia korzystającego z modułów SFP, tzw. hot swap. Nazwy omówionych sygnałów zostały także zamieszczone na schemacie blokowym na rysunku 4.2.

Wkładowki światłowodowe SFP wykorzystują dwie pary linii różnicowych o impedancji  $100\Omega$  do nadawania i odbierania danych. Według standardu, do prawidłowej pracy modułu napięcie sygnału na wejściu modułu powinno znajdować się w zakresie od 500 mV do 2400 mV. Zakres napięcia dla sygnału wyjściowego zdefiniowany jest od 370 mV do 2000 mV.

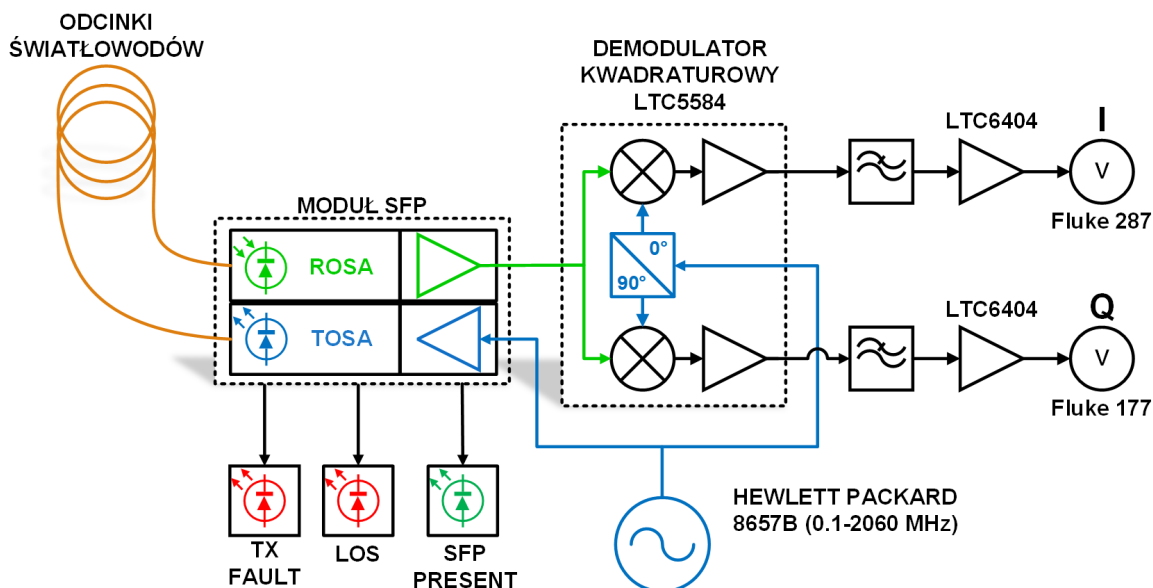
### 4.4 Eksperymentalna weryfikacja metody pomiaru odległości z wykorzystaniem modułów SFP (Prototyp I)

#### 4.4.1 Opis układu

Pierwszy prototyp został zaprojektowany z myślą o możliwie szybkim rozpoczęciu eksperymentów, które miały zweryfikować, czy zasadne jest realizowanie projektu z przyjętą metodą pomiaru odległości. Celem postawionym dla tego prototypu było także sprawdzenie koncepcji wykorzystania modułu SFP do nadawania i odbierania zmodulowanej wiązki w połączeniu z demodulatorem kwadraturowym. W przypadku odkrycia krytycznych wad na wczesnym etapie, wciąż możliwa była zmiana koncepcji całego projektu. Schemat prototypu został przedstawiony na rysunku 4.4.

Zdecydowano, że na tym etapie sygnał częstotliwości modulacji nie będzie generowany na płycie PCB, co także było podyktowane oszczędnością czasu i środków w przypadku negatywnych wyników eksperymentów. Zaplanowano, że do testów posłuży generator sygnału Hewlett Packard 8657B, który syntezuje sygnał w zakresie częstotliwości od 0,1 do 2060 MHz. Na płycie przewidziano złącze SMA, które umożliwia podłączenie sygnału z generatora oraz dzielnik sygnału SYPS-2-252+, który posłużył do rozdzielenia sygnału z generatora na tor referencyjny (wejście LO demodulatora) i pomiarowy (wejście nadajnika modułu SFP). Generator nie podaje sygnału różnicowego, dlatego w projekcie

uwzględniono także symetryzatory sygnału TC1-1-13MG2+, aby móc dopasować się do wejść modułu i demodulatora kwadraturowego. Dodatkowo przy symetryzatorach przygotowano pola do ewentualnego wlutowania rezystorów lub cewek w celu dopasowania impedancji.



**Rysunek 4.4:** Schemat blokowy pierwszego prototypu dalmierza.

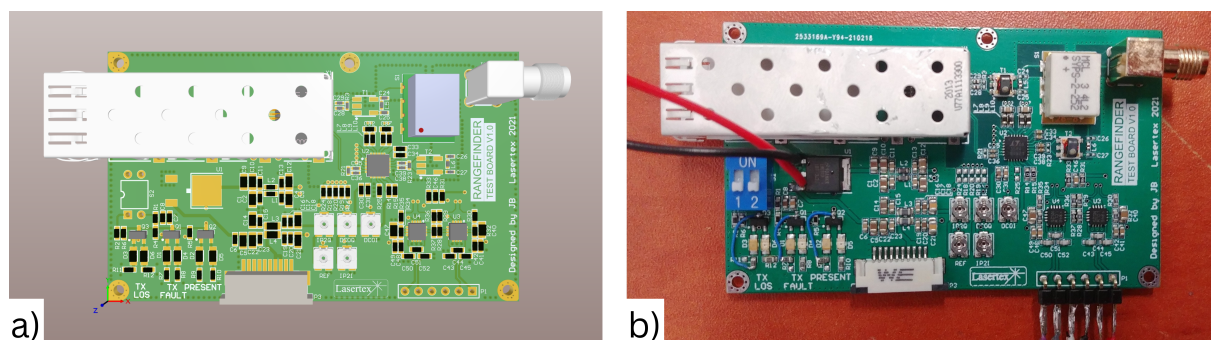
Ze względu na wykorzystanie generatora maksymalna częstotliwość modulacji wynosiła 2 GHz, dlatego postanowiono wykorzystać moduły światłowodowe SFP, zamiast SFP+, z możliwością transmisji danych do 1 Gb/s, co odpowiada granicznej częstotliwości około 1 GHz. Na płycie PCB przygotowano złącze i gniazdo, do którego można włożyć moduł SFP. Adekwatnie do potrzeb dobrano demodulator kwadraturowy LTC5584 pracujący w zakresie od 30 do 1400 MHz. Demodulator posiada wejścia i wyjścia różnicowe o impedancji 100  $\Omega$ , czyli dokładnie takie, jak moduł SFP. Do wzmocnienia sygnałów po demodulacji wybrano wzmacniacze pracujące z sygnałami różnicowymi LTC6404, a do pomiaru napięcia w torach I i Q wykorzystano multimetry Fluke 287 i 177.

Przy uruchamianiu nowych projektów informacja, że komponent pracuje poprawnie jest bardzo istotna, dlatego do monitorowania stanu modułu SFP wykorzystano sygnały *TX FAULT*, *LOS* i *SFP PRESENT*, które zostały podłączone do diod LED.

Większość układów wykorzystanych w projekcie wymaga zasilania o napięciu 3,3 V, jedynie wzmacniacze do prawidłowej pracy potrzebują 5 V. Z tego względu zaplanowano, że układ będzie posiadał regulator liniowy 3,3 V. Zewnętrzne zasilanie z zasilacza laboratoryjnego o napięciu 5 V pozwoli na bezpośrednie zasilanie wzmacniaczy, a stabilizator liniowy zapewni regulację napięcia dla pozostałych układów na płycie PCB. W celu odfiltrowania szumów zasilania na liniach zasilających zastosowano pasywne filtry LC typu II.

Ten prototyp, jak i każdy kolejny, zaprojektowano z wykorzystaniem oprogramowania Altium Designer. Wizualizację i wykonanie praktyczne zaprezentowano na rysunku 4.5. W projekcie użyto 4-warstwowego laminatu z włókna szklanego FR4 z zapłotem 7628 i stałej dielektrycznej rdzenia laminatu równej 4,6. Zapłot 7628 dobrze nadaje się do projektów

wymagających kontroli impedancji ze względu na ciasny splot włókien w laminacie przez co możliwe jest osiągnięcie jednorodnej, jak na laminaty FR4, struktury rdzenia.



**Rysunek 4.5:** Pierwszy prototyp dalmierza a) wizualizacja b) wykonanie praktyczne.

#### 4.4.2 Eksperyment wstępny

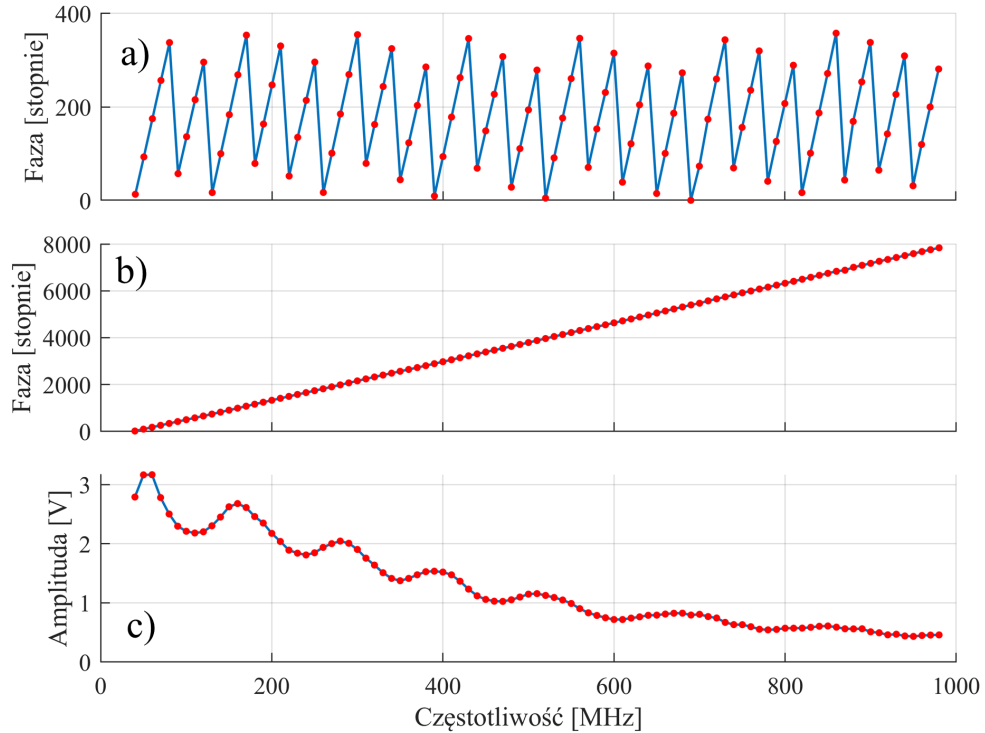
Zgodnie z opisem metody pomiaru przesunięcia fazy w podrozdziale 2.2.5 idea pomiaru odległości jest taka sama niezależnie od ośrodka w którym porusza się sygnał. Kluczowe jest, aby znać prędkość fali poruszającej się w tym ośrodku, co w przypadku sygnałów optycznych sprowadza się do znajomości współczynnika refrakcji tego medium. Z tego względu w projekcie nie przewidziano konstrukcji kolimatora i do pierwszych eksperymentów wykorzystano odcinków światłowodów, które imitowały dystans pokonany przez wiązkę światła w powietrzu. Priorytetem było przetestowanie działania układów elektronicznych, połączenia demodulatora z modułem SFP i metody pomiaru odległości, a wykorzystanie światłowodów pozwoliło uniknąć potencjalnych problemów z realizacją kolimatora.

W przeprowadzonych eksperymentach wykorzystano kilkumetrowe odcinki światłowodów jednomodowych SMF-28 ze złączami LC/PC, a do obliczeń przyjęto, że współczynnik refrakcji jest równy 1,47. W celu zweryfikowania metody absolutnego pomiaru odległości wykonano pomiary przesunięcia fazy zmieniając częstotliwość modulacji co 10 MHz w zakresie od 30 MHz do 980 MHz dla metrowego odcinka światłowodu, który posłużył do wyznaczenia poprawki zgodnie z procedurą opisaną w podrozdziale 3.6.3. Następnie dodano kolejne odcinki światłowodów o łącznej długości ponad 4 metrów i pomiar wykonano ponownie. Przykład jednego z takich pomiarów zaprezentowano na rysunku 4.6. Długość fali obliczona dla częstotliwości modulacji 980 MHz i współczynnika refrakcji wynosi 20,8 cm, zatem mierzone odcinki światłowodów były znacznie dłuższe od długości fali sygnału pomiarowego.

Pomiar powtórzono dla innych konfiguracji, za każdym razem uzyskując błąd poniżej 4 mm. Do zmierzenia długości odcinków światłowodów wykorzystano miarę zwijaną, co oznacza, że różnica w pomiarach na poziomie 4 mm może głównie wynikać z niedokładności pomiaru odcinków światłowodów miarą zwijaną. Co ważniejsze wyniki pozwoliły stwierdzić, że wykorzystując metodę absolutnego pomiaru odległości z modułami SFP i demodulatorem kwadraturowym możliwe jest zmierzenie odległości na dystansie większym,



niż połowa długości fali dla wybranej częstotliwości modulacji. Z tego względu podjęto decyzję o kontynuowaniu projektu z wykorzystaniem tej metody pomiaru odległości i architektury układów elektronicznych opartej o demodulator kwadraturowy i moduł SFP.



**Rysunek 4.6:** Pomiar długości światłowodu wykonany z wykorzystaniem modułu SFP i demodulatora kwadraturowego **a)** wyniki pomiaru przesunięcia fazy **b)** przyrost przesunięcia fazy wykorzystany do obliczenia absolutnej odległości **c** amplituda sygnału.

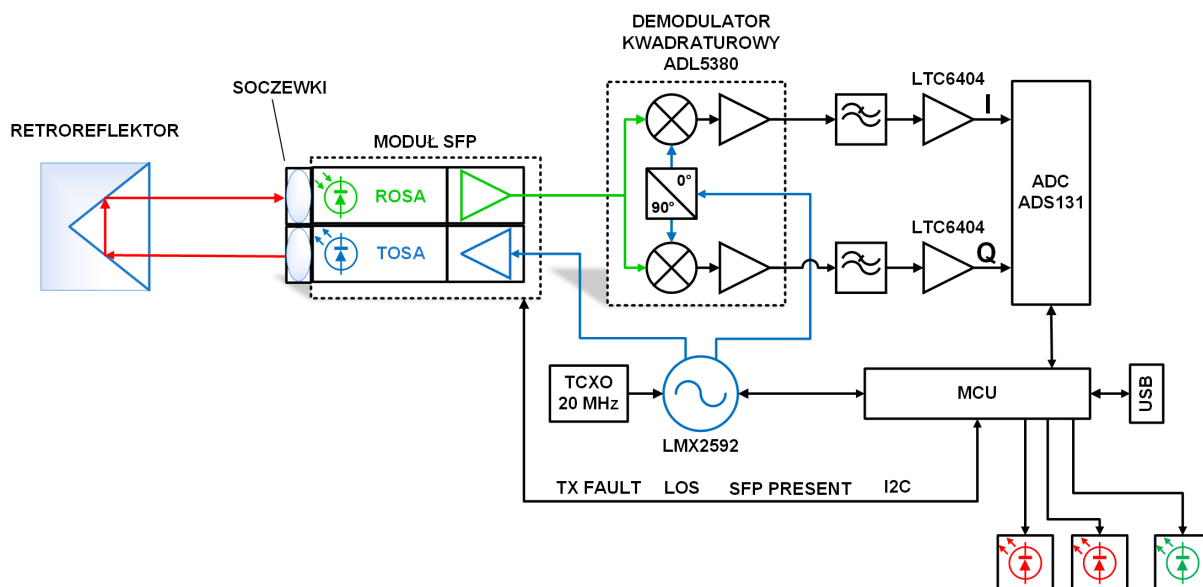
## 4.5 Opracowanie układu syntezy częstotliwości i automatyzacja procesu pomiaru (Prototyp II)

### 4.5.1 Opis układu

Projekt drugiego prototypu dalmierza został zrealizowany z zamysłem opracowania i realizacji układu syntezy częstotliwości modulacji i automatycznym wykonywaniu pomiaru przesunięcia fazy. Ustalono także, że na tym etapie prototyp musi komunikować się z komputerem i przysyłać dane pomiarowe w czasie rzeczywistym. Koncepcję drugiego prototypu dalmierza pokazano na rysunku 4.7.

Zautomatyzowanie procesu bezpośrednio wiąże się z wykorzystaniem sterownika, który będzie zarządzał układami realizującymi pomiar. W projekcie prototypu postanowiono wykorzystać mikrokontroler STM32F722RET6. Uznano ten wybór za wystarczający ze względu na maksymalną częstotliwość rdzenia sięgającą 216 MHz i dodatkowy koprocessor arytmetyczny, który znacznie przyspiesza obliczenia zmiennoprzecinkowe, co ma

duże znaczenie przy obliczaniu przesunięcia fazy. Mikrokontroler posiadał także wystarczającą ilość peryferiów w postaci magistral komunikacyjnych, timerów i przetworników analogowo-cyfrowych do zrealizowania projektu.



**Rysunek 4.7:** Schemat blokowy drugiego prototypu dalmierza.

Do komunikacji, zgodnie z założeniami projektu, wykorzystano złącze USB typu C i kontroler portu FT230XQ-R. Mikrokontrolery STM z rodziny F7 mają wbudowaną obsługę portu USB i nie wymagają dodatkowych układów, jednak podczas programowania mikrokontroler przestaje zgłaszać się jako urządzenie USB, a system operacyjny komputera odczytuje to jako awarię podłączonego urządzenia. W pracach rozwojowych mikrokontroler jest przeprogramowywany kilkadziesiąt razy dziennie, dlatego skorzystano z dodatkowego kontrolera portu USB, który cały czas podtrzymuje komunikację z komputerem.

W związku z realizacją układu syntezy częstotliwościowo przeprowadzono analizę dostępnych na rynku rozwiązań, biorąc jednocześnie pod uwagę wymagania dotyczące dokładności generacji częstotliwości. Z analizy wynika, iż jedynie układy posiadające pętle sprzężenia zwrotnego, takie jak na przykład synteзаторы zawierające układ pętli synchronizacji fazy (ang. phase locked loop, PLL), są w stanie osiągnąć zadowalającą dokładność generacji częstotliwości[64, 137]. Przegląd rynku pozwolił ustalić, że zakładaną częstotliwość modulacji wraz z możliwością jej przestrajania osiągały dwie rodziny układów synteзаторów:

- *ADF* produkcji Analog Devices, oraz
- *LMX* produkcji Texas Instruments.

W rodzinie *LMX* zidentyfikowano, dopasowany do projektu, układ LMX8410L, który integruje w sobie synteзатор częstotliwości i demodulator kwadraturowy. Układ generuje częstotliwość referencyjną i demoduluje sygnały w zakresie częstotliwości od 4 GHz do 10 GHz. Posiada także dodatkowe wyjście sygnału referencyjnego, które może służyć do



modulowania wiązki lasera. W momencie opracowywania prototypu, ze względu na braki komponentów spowodowane pandemią COVID-19 najbliższa dostawa tego układu była zaplanowana za kilka miesięcy, dlatego zdecydowano się wybrać inny układ syntezy, by nie wstrzymywać realizacji projektu.

Do dalszych prac wybrano syntezy LMX2592, który ma możliwość syntezy częstotliwości od 20 MHz do 9,8 GHz. Układ posiada ułamkowy, 32-bitowy dzielnik częstotliwości w pętli sprzężenia zwrotnego, co umożliwia generację częstotliwości z rozdzielczością poniżej 1 Hz. Dwa, zsynchronizowane w fazie, kanały umożliwiają generację sygnału pomiarowego i referencyjnego o różnych amplitudach, co ułatwia dopasowanie do poziomów napięć wejść wkładki SFP i demodulatora kwadraturowego. Filtr dolnoprzepustowy PLL zaprojektowano z użyciem oprogramowania Texas Instruments PLLATINUMSIM-SW.

Jako źródło zegara dla syntezy częstotliwości wybrano generator kwarcowy z kompensacją temperatury (ang. temperature compensated crystal oscillator, TCXO) DOT050F-020.0M, który zapewnia stabilność częstotliwości na poziomie 50 ppb i niski szum fazowy. Przy założeniu, że PLL korzysta tylko z dzielnika całkowitoliczbowego, błąd generacji częstotliwości powinien zależeć jedynie od stabilności źródła zegara. Dla 9,8 GHz i stabilności częstotliwości 50 ppb błąd nie powinien być większy niż 49 Hz.

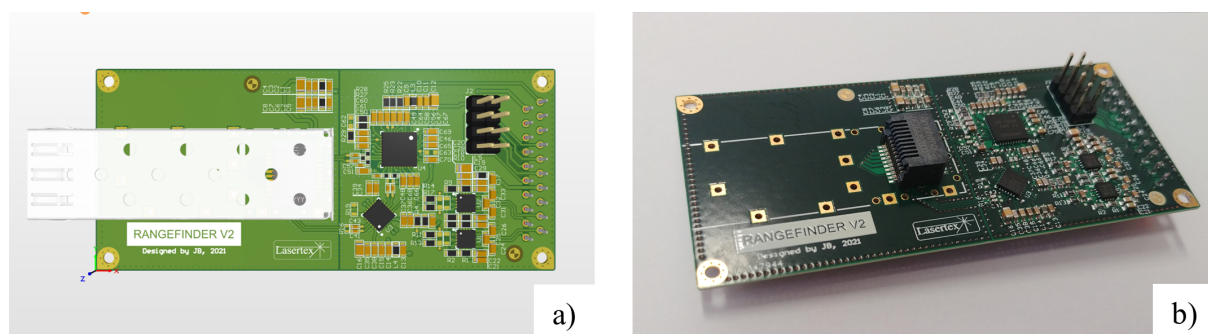
Przy wyborze demodulatora kwadraturowego kierowano się przede wszystkim możliwie najwyższą częstotliwością pracy. Ponownie, ze względu na ograniczenia w dostępności układów zdecydowano się na układ ADL5380, który pracuje w zakresie od 400 MHz do 6 GHz. Do wzmocnienia sygnałów z demodulatora wykorzystano sprawdzone w pierwszym prototypie wzmacniacze LTC6404.

Do akwizycji sygnałów z demodulatora kwadraturowego wybrano przetwornik analogowo-cyfrowy ADS131M02 o maksymalnej częstotliwości próbkowania 32 kHz. W porównaniu ze standardowymi układami, których kanały są multipleksowane, a próbkowanie sygnału faktycznie odbywa się z użyciem tylko jednego przetwornika, ADS131M02 posiada dwa niezależne 24-bitowe przetworniki  $\Sigma\Delta$  wyzwalane tym samym sygnałem zegara. Jest to istotne w akwizycji sygnałów z demodulatora kwadraturowego, ponieważ pomiar sygnałów kwadraturowych z pewnym przesunięciem w czasie będzie wprowadzał do pomiaru błąd przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami. Przetwornik umożliwia przeprowadzenie automatycznej kompensacji niezerównoważenia amplitud w kanałach i błędów offsetu, co także jest bardzo korzystne z perspektywy tego zastosowania.

Zasilanie układu zrealizowano w podobny sposób, jak w pierwszym prototypie z tą różnicą, że do stabilizacji napięcia zasilania na poziomie 5 V wykorzystano przetwornicę impulsową z szerokim zakresem napięć wejściowych. Do stabilizacji napięcia 3,3 V ponownie wykorzystano stabilizator liniowy, który był zasilany z przetwornicy 5 V.

Projekt urządzenia zrealizowano na dwóch płytach PCB w układzie tzw. kanapki, czyli płyt PCB umieszczonych jedna nad drugą i połączonych złączami pionowymi. Pierwsza z nich została zrealizowana z myślą o sygnałach wysokiej częstotliwości. Ze względu na wysokie koszty produkcji płyt PCB do układów radiowych, projekt postanowiono zrealizować na dwuwarstwowym, zamiast 4-warstwowym, laminacie Isola Tera z rdzeniem IS680, co umożliwiło obniżenie kosztu wykonania serii prototypowej płyt PCB. Wybrany laminat

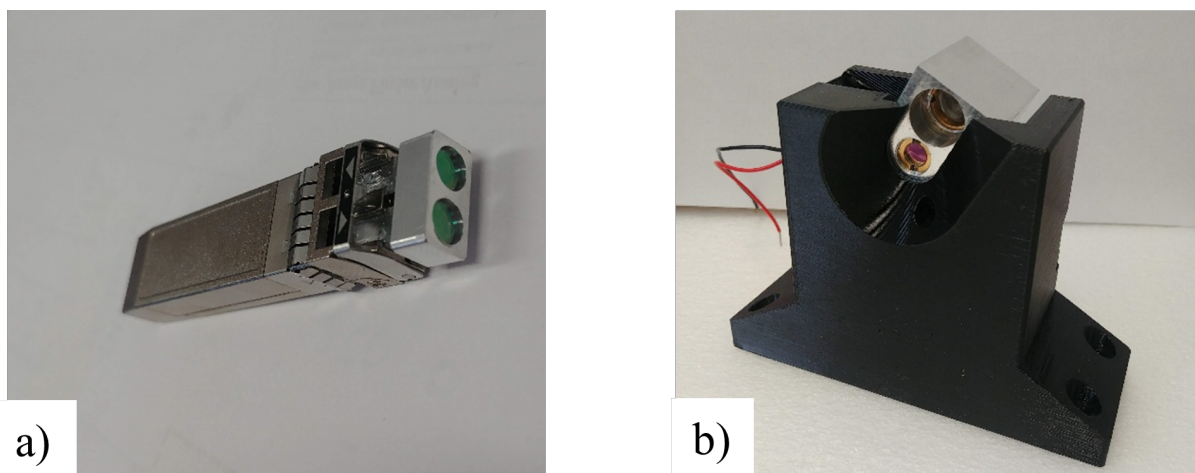
utrzymuje swoje parametry w zakresie temperatur od  $-55^{\circ}\text{C}$  do  $125^{\circ}\text{C}$  oraz umożliwia projektowanie obwodów elektronicznych pracujących z częstotliwościami do 20 GHz. Na tej płycie umieszczono gniazdo wkładki SFP, demodulator kwadraturowy, syntezy i wzmacniacze. Wizualizację i realizację projektu zaprezentowano na rysunku 4.8. Druga płyta została zaprojektowana na standardowym laminacie FR4. Znalazły się na niej wszystkie pozostałe układy elektroniczne w tym także przetwornik analogowo-cyfrowy i TCXO oraz diody informujące o statusie modułu SFP ze względu na ograniczone miejsce na pierwszej płycie.



**Rysunek 4.8:** Płyta PCB układu pomiarowego drugiego prototypu dalmierza  
a) wizualizacja b) realizacja praktyczna (przed montażem gniazda na moduł SFP).

Ze względu na wykorzystanie modułu światłowodowego zdecydowano, że do pomiarów odległości zostanie wykorzystany kolimator światłowodowy pełniący jednocześnie rolę nadajnika i odbiornika. Niesie to duże korzyści związane z łatwością zjustowania układu optycznego ze względu na fakt, że wiązka nadana i odbita porusza się po tej samej drodze. Do pierwszych testów wykorzystano kolimator CFC-11X-C w układzie z cyrkulatorem światłowodowym, jednak moc wiązki trafiająca do odbiornika modułu SFP była zbyt słaba, aby przeprowadzić jakiegokolwiek pomiary odległości. Podjęto jeszcze próby z dwoma innymi kolimatorami wykonanymi na potrzeby własne firmy Lasertex i różnymi modułami SFP, które zakończyły się z podobnym skutkiem.

Do momentu rozwiązania problemu z kolimatorem światłowodowym zdecydowano się na zrealizowanie układu optycznego bez użycia światłowodów, aby móc przeprowadzić testy pomiarów odległości. Na rysunku 4.9 zaprezentowano wykonane układy optyczne. Pierwszy z powstałych kolimatorów (przykład a) został przystosowany do wciskania do modułu SFP w podobny sposób, jak złącza światłowodowe i umożliwiał pomiar odległości w zakresie kilkunastu centymetrów. Drugi kolimator (przykład b) wymagał rozebrania wkładki światłowodowej. Laser i fotodiodę wklejono do bloku aluminium z soczewkami o większej aperturze, co umożliwiło zwiększenie zasięgu do kilkudziesięciu centymetrów.

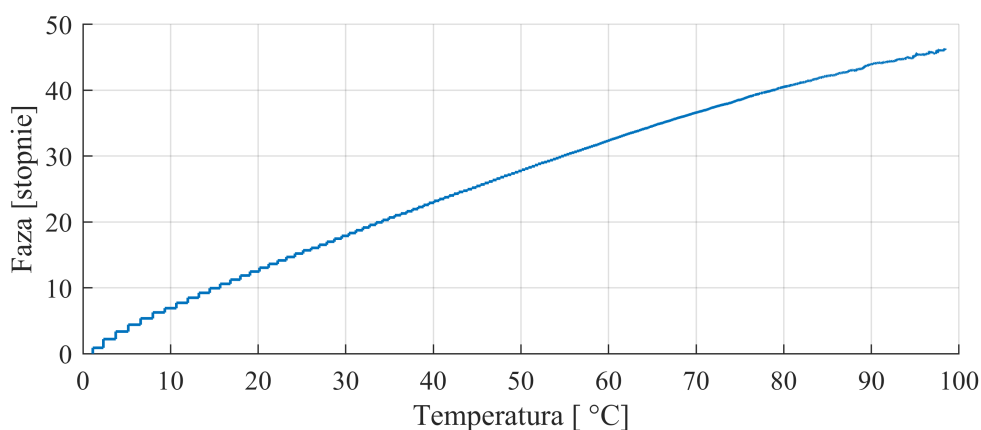


**Rysunek 4.9:** Kolimatory przygotowane dla drugiego prototypu dalmierza  
a) kolimator wciskany w moduł SFP b) kolimator z wklejonym laserem i fotodiodą.

#### 4.5.2 Wpływ temperatury na zmianę przesunięcia fazy

Zauważono, że syntezytor częstotliwości i demodulator kwadraturowy generują znaczne ilości ciepła. Ze względu na niewielką powierzchnię laminatu układy nie miały możliwości skutecznie oddawać ciepła, co prowadziło do ich nadmiernego rozgrzewania, a w następstwie do wzrostu temperatury laminatu i pozostałych układów na tej płycie PCB. Zauważono także, że wraz ze wzrostem temperatury układów i laminatu zmienia się mierzone przesunięcie fazy. W celu wykreślenia zależności zmiany przesunięcia fazy od temperatury, do płyty PCB przytwierdzono czujnik temperatury i jednocześnie rejestrowano przesunięcie fazy w odniesieniu do temperatury laminatu.

Na rysunku 4.10 przedstawiono charakterystykę zmiany przesunięcia fazy w funkcji



**Rysunek 4.10:** Pomiar przesunięcia fazy w zależności od temperatury.

temperatury płyty PCB. Laminat podczas testu rozgrzał się do prawie 100 °C, a zmiana przesunięcia fazy wyniosła ponad 45 stopni. Układy elektroniczne pracujące w tak wysokiej temperaturze zwykle mają dużo mniejszą sprawność, co negatywnie przekłada się na czas pracy na akumulatorach, a także skraca się ich średni czas bezawaryjnej pracy (ang. mean time between failures).

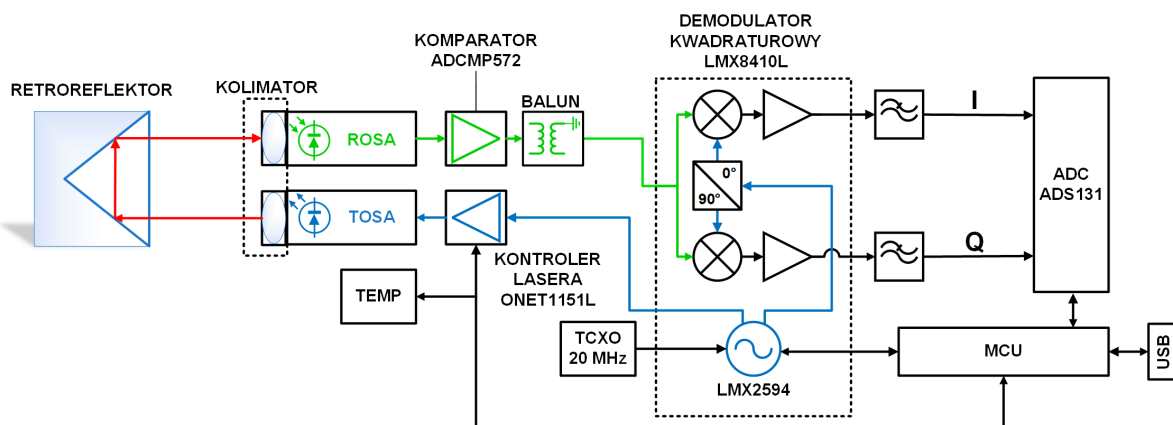
Zmiana temperatury bezpośrednio wpływa na przesunięcie fazy, czyli także pomiar odległości. Uznano, iż w kolejnych wersjach urządzenia konieczne jest poprawienie odprowadzania ciepła z układów, próba ustabilizowania temperatury w jednym punkcie pracy oraz stałe monitorowanie temperatury laminatu w celu ewentualnego skompensowania zmiany temperatury laminatu na pomiar odległości.

## 4.6 Realizacja autorskiego układu nadawczego i odbiorczego (Prototyp III)

### 4.6.1 Opis układu

Podczas realizacji trzeciego prototypu dalmierza skupiono się na opracowaniu autorskiego toru nadawczego i odbiorczego. W projekcie postanowiono także poprawić kwestię odprowadzania ciepła z układów elektronicznych oraz płyty PCB. Uwzględniono również rozwiązanie umożliwiające pracę na akumulatorach. Schemat blokowy prototypu zaprezentowano na rysunku 4.11.

W projekcie wykorzystano układ syntezy i demodulatora kwadraturowego LMX8410L, który nie mógł zostać użyty we wcześniejszym prototypie ze względu na braki dostaw. LMX8410L integruje w swojej obudowie układ scalony syntezy częstotliwości LMX2594, który jest wydajniejszą wersją wykorzystanego w drugim prototypie układu LMX2592. Część rejestrów jest wspólna dla obu układów, co ułatwiło migrację do nowego układu. Ponownie do zaprojektowania filtra PLL wykorzystano oprogramowanie PLLATINUMSIM-SW. Z projektu usunięto wzmacniacze pomiędzy demodulatorem i przetwornikiem analogowo-cyfrowym, ze względu na wystarczającą amplitudę sygnału osiągniętą przez wbudowane wzmacniacze demodulatora.



**Rysunek 4.11:** Schemat blokowy układu pomiarowego trzeciej wersji prototypu dalmierza.

Ze względu na łatwą integrację modułów światłowodowych SFP z układami elektronicznymi systemu pomiarowego i bardzo zadowalające wyniki osiągnięte szczególnie

w pierwszym prototypie wstępnie rozważano wykorzystanie wkładek SFP w komercyjnej wersji dalmierza. Należało jednak uwzględnić argumenty przeciw takiemu rozwiązaniu:

- kilka modułów SFP zakupionych na początku realizacji projektu zostało po kilku miesiącach wycofanych z rynku i zastąpionych innymi modelami. Docelowe urządzenie powinno korzystać z dokładnie tych samych komponentów, szczególnie w torze pomiarowym. Jest to również istotne pod kątem certyfikacji urządzenia w celu sprzedaży na rynku europejskim (oznakowanie CE). Gwarancja dostępności komponentów przez co najmniej kilka lat od rozpoczęcia projektu jest kluczowym aspektem w realizacji projektów komercyjnych.
- Zauważono, że droższe moduły SFP, które emitują wyższą moc wiązki laserowej i tym samym umożliwiają komunikację na większym dystansie praktycznie nie różnią się układowo od tańszych wkładek, co prowadzi do wniosku, iż moc wyjściowa jest ustalana programowo. Użytkownik nie ma możliwości zmiany mocy wyjściowej, ani innych parametrów dotyczących pracy lasera, z pomocą dostępnego interfejsu komunikacyjnego. Kontrola tych podstawowych parametrów sterownika lasera powinna być możliwa, choćby po to, aby móc dostosować moc wiązki do potrzeb dalmierza laserowego.
- Ze względu na, zauważony w drugim prototypie, problem z wpływem temperatury na pomiar przesunięcia fazy, wszystkie układy elektroniczne biorące udział w pomiarze odległości powinny nagrzewać się w miarę równomiernie. Umieszczenie układów na jednej płycie PCB powinno ułatwić potencjalną kompensację zmian temperatury na przesunięcie fazy i realizację odprowadzania ciepła z układów.
- Realizacja autorskiego nadajnika i odbiornika daje także swobodę doborze i w ułożeniu elementów na płycie PCB, co chociażby umożliwia zastosowanie większych soczewek nadajnika i odbiornika przez zwiększenie rozstawu lasera i fotodiody. Możliwe jest także przetestowanie i dobranie optymalnych układów do kontroli lasera i wzmacniania sygnału z fotodiody.

Ostatecznie podjęto decyzję, by zrezygnować z dalszego używania modułów SFP i zaprojektować autorski system nadajnika i odbiornika, jednak ze względu na wymierne korzyści opisane w podrozdziale 4.3, postanowiono pozostać przy wykorzystaniu podzespołów optycznych ROSA i TOSA.

Do kontroli lasera wybrano układ ONET1151L, który umożliwia jednoczesną modulację sygnału optycznego i stabilizowanie mocy wiązki laserowej w pętli sprzężenia zwrotnego. Za pomocą komunikacji z wykorzystaniem magistrali I2C możliwa jest zmiana prądu lasera, głębokości modulacji i wartości granicznej prądu, dla której laser zostanie wyłączony. Układ posiada także rejestry, które umożliwiają dostosowanie go do pracy z konkretną konfiguracją podzespołu optycznego, na przykład, gdy fotodioda zintegrowana z laserem jest inaczej spolaryzowana. Do pracy kontrolera lasera wymagane są cztery pasywne układy dodające składową stałą napięcia, tzw. *bias tee* i to one stanowią największe wyzwanie tej części

obwodów elektronicznych ze względu na możliwe przeciekanie sygnału referencyjnego do masy układu. W układach detekcji synchronicznej taki przeciek może powodować dostawanie się części sygnału po masie do mieszacza demodulatora i powodować trudne do skompensowania błędy demodulacji kwadraturowej.

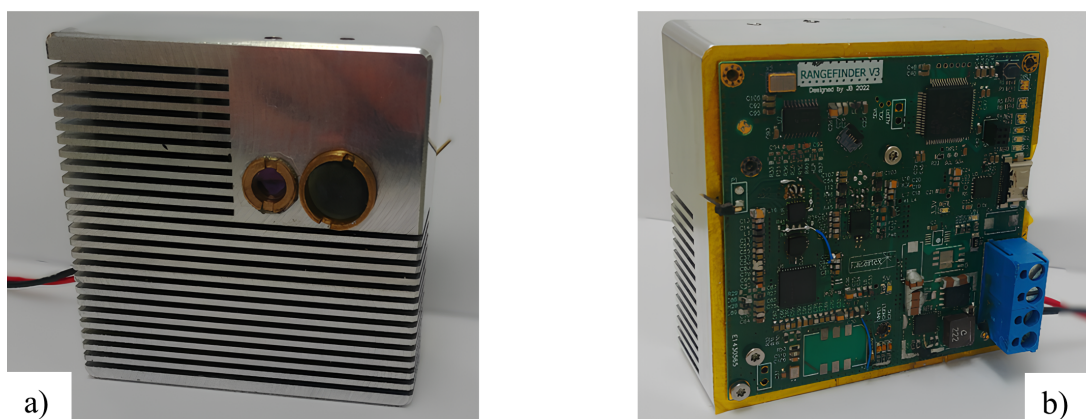
W torze odbiorczym zamiast limitera wykorzystano komparator ADCMP572 z pasmem przenoszenia do 8 GHz. Celem było sprawdzenie hipotezy dotyczącej wpływu limitera na przesunięcie fazy w zależności od amplitudy sygnału wejściowego, co zostało omówione w rozdziale 5. Zdecydowanie lepszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie wzmacniacza różnicowego, jednak ze względu na brak wzmacniaczy różnicowych z odpowiednim pasmem pracy, zastosowano komparator jako substytut wzmacniacza. Układ demodulatora nie ma wejścia różnicowego, z tego powodu zastosowano symetryzator sygnału MTX2-143+, w celu połączenia różnicowych wyjść komparatora z wejściem demodulatora. Warto zauważyć, że wybrany symetryzator, według danych katalogowych, pracuje w zakresie od 5,5 GHz do 13,5 GHz. Straty sygnału dla częstotliwości 4 GHz wynoszą około 1,6 dB, ale jednocześnie wzmocnienie wejścia LMX8410L jest wtedy najwyższe, więc większe straty sygnału są praktycznie niezauważalne.

System zasilania zaprojektowano w oparciu o układ LTC4040, co umożliwiło korzystanie z akumulatorów z chemią  $\text{LiFePO}_4$ . Krzywa napięcia podczas rozładowywania tych akumulatorów znajduje się w zakresie od 3,45 V do 2,9 V, co pozwala na bezpośrednie zasilanie układów wykonanych w technologii CMOS (3,3 V) i zmniejszenie strat energii wynikających ze stosowania przetwornic lub stabilizatorów liniowych. Założono, że napięcie na wejściu układu zasilania będzie wynosiło 5 V. Przy podłączonym zewnętrznym zasilaniu układ LTC4040 ładuje akumulatory. Po odłączeniu, układy czerpią zasilanie bezpośrednio z akumulatora, a LTC4040 zaczyna działać jak przetwornica podnosząca napięcie dla układów wymagających zasilania o napięciu 5 V.

W poprzednim prototypie syntezy i mieszacz osiągały wysokie temperatury obudowy przez co rozgrzewały laminat i elementy pasywne dookoła. Z tego względu zdecydowano, że na płycie PCB zostanie umieszczony czujnik temperatury, który będzie monitorował temperaturę laminatu i sąsiednich układów. W celu efektywnego odprowadzenia ciepła zaplanowano, że płyta zostanie przykręcona do aluminiowego radiatora, który jednocześnie będzie umożliwiał montaż soczewek kolimatora. Na rysunku 4.12 zaprezentowano przód i tył trzeciego prototypu dalmierza.

Podzespoły optyczne ROSA i TOSA posiadają elastyczne taśmy zakończone wyprowadzeniami, które służą do przylutowania do płyty PCB. W tej wersji prototypu postanowiono przetestować montaż podzespołów optycznych bezpośrednio do płyty PCB z pominięciem taśm. Korpusy nadajnika i odbiornika zostały ustawione prostopadłe do laminatu i przylutowane, a następnie przykryte blokiem kolimatora. Niestety, ten sposób montażu zdecydowanie utrudnił zjustowanie soczewek kolimatora i tym samym uzyskanie skolimowanej wiązki. Próby poprawienia ustawienia lasera i fotodiody nie przyniosły oczekiwanego efektu, dlatego zaniechano tego sposobu montażu w kolejnych prototypach.





**Rysunek 4.12:** Trzeci prototyp dalmierza a) widok z przodu b) widok z tyłu.

#### 4.6.2 Synteza i przestrajanie częstotliwości

Zgodnie z dokumentacją techniczną, układ syntezy LM2594, który został zintegrowany w obudowie układu demodulatora LM8410L, może generować sygnał częstotliwości w zakresie od 10 MHz do 15 GHz. Do tego celu wykorzystuje 7 rdzeni VCO, które łącznie umożliwiają generację sygnału częstotliwości w zakresie od 7,5 GHz do 15 GHz. W celu uzyskania na wyjściu częstotliwości w zakresie od 10 MHz do 7,5 GHz, sygnał z VCO przed opuszczeniem syntezy dodatkowo trafia na system dzielników częstotliwości. Układ może syntezywać niemalże dowolną częstotliwość z wykorzystaniem ułamkowego dzielnika częstotliwości wbudowanego w pętlę sprzężenia zwrotnego układu regulacji PLL.

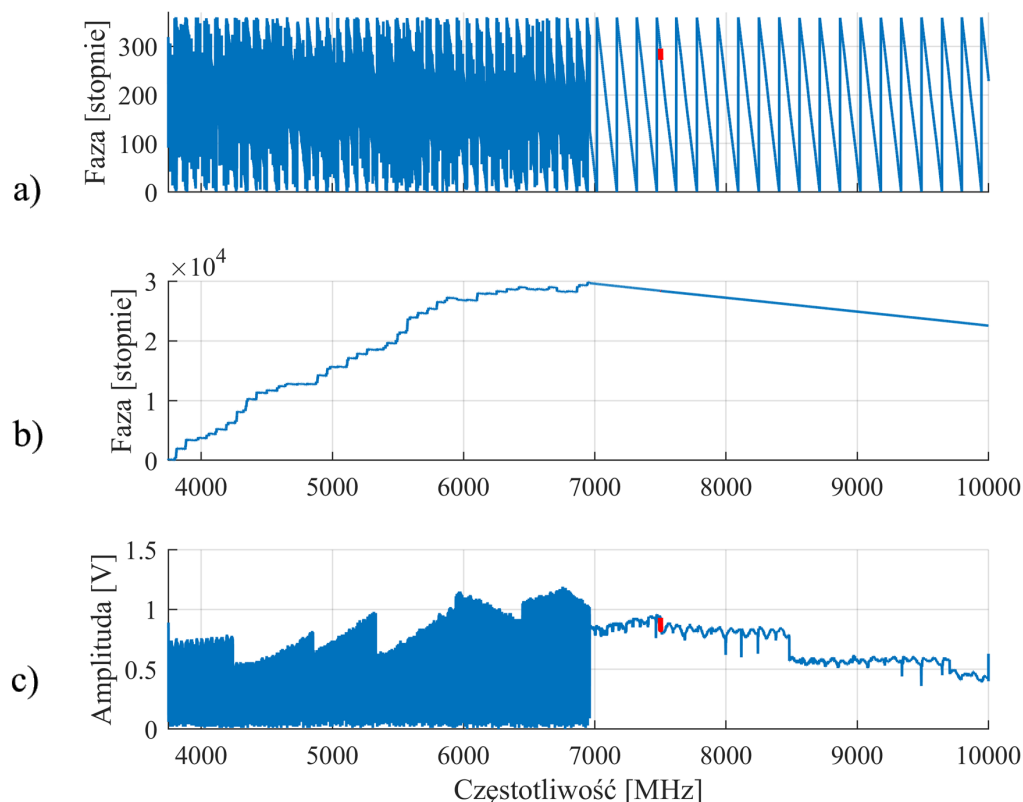
Demodulator kwadraturowy układu LM8410L pracuje w zakresie częstotliwości od 4 GHz do 10 GHz, jednak na wejście referencyjne ( $LO$ ) zawsze trafia sygnał częstotliwości bezpośrednio wygenerowany przez VCO, ponieważ demodulator posiada tzw. układ generacji (przetwarzania) sygnału referencyjnego (ang. LO generation block,  $LOGEN$ ), który ma wbudowany dzielnik częstotliwości dla zakresu pracy od 4 GHz do 7,5 GHz (8 GHz do 15 GHz częstotliwości pracy VCO), a powyżej tego zakresu przełącza się na filtr polifazowy, który umożliwia pracę do 10 GHz. Wyjście sygnału referencyjnego  $LO$  układu LM8410L jest domyślnie zasilane przez układ syntezy, co oznacza, że może byćysterowane w pełnym zakresie pracy syntezy (od 10 MHz do 15 GHz).

W celu wygenerowania zadanego sygnału częstotliwości, syntezy musi przede wszystkim otrzymać informacje o wartości dzielnika całkowitoliczbowego, oraz wartościach licznika i mianownika dzielnika ułamkowego znajdujących się w pętli sprzężenia zwrotnego. Do poprawnego działania układu konieczne jest zdefiniowanie łącznie 126 16-bitowych rejestrów. Niektóre rejestry nie są opisane w dokumentacji, jednak ich wartości domyślne są dostępne w oprogramowaniu Texas Instruments TICSPRO-SW, a procedura startowa wymaga zainicjowania wszystkich rejestrów, ponieważ producent nie gwarantuje, że po restarcie układu pola bitowe w rejestrach przyjmują wartości domyślne. Do komunikacji z układem LM8410L wykorzystuje się interfejs SPI (ang. Serial Peripheral Interface). Rozpoczęcie procedury strojenia częstotliwości odbywa się przez wysłanie odpowiedniej sekwencji poleceń zmieniających wartości pól bitowych w rejestrach konfiguracyjnych

układu. Po zakończeniu procesu strojenia, układ wysterowuje sygnał *LOCK DETECT*, czym informuje, że osiągnięto zadaną częstotliwość modulacji.

Sygnał *LOCK DETECT* został wykorzystany w procedurze przemiatawania częstotliwości modulacji – za każdym razem, gdy syntezytor sygnalizuje zakończenie procesu strojenia, możliwe jest zadanie nowej częstotliwości modulacji, czyli wysłanie nowych wartości dzielników i polecenia rozpoczęcia strojenia. W ten sposób możliwe zrealizowanie przemiatawania częstotliwości w całym zakresie pracy demodulatora kwadraturowego, oczywiście z uwzględnieniem przełączenia dzielnika częstotliwości na filtr polifazowy w bloku *LOGEN*.

W trakcie testów przestrajania częstotliwości modulacji, zauważono, że przesunięcie fazy losowo i skokowo zmieniało się po osiągnięciu, przez syntezytor, nowej częstotliwości. Zmiana fazy podczas przemiatawania częstotliwości jest zjawiskiem oczekiwanym, jednak charakter zmian powinien być liniowy. W zarejestrowanych przebiegach skoki fazy wynosiły od kilku do kilkuset stopni i nie występowały powtarzalnie. Na rysunku 4.13 zaprezentowano

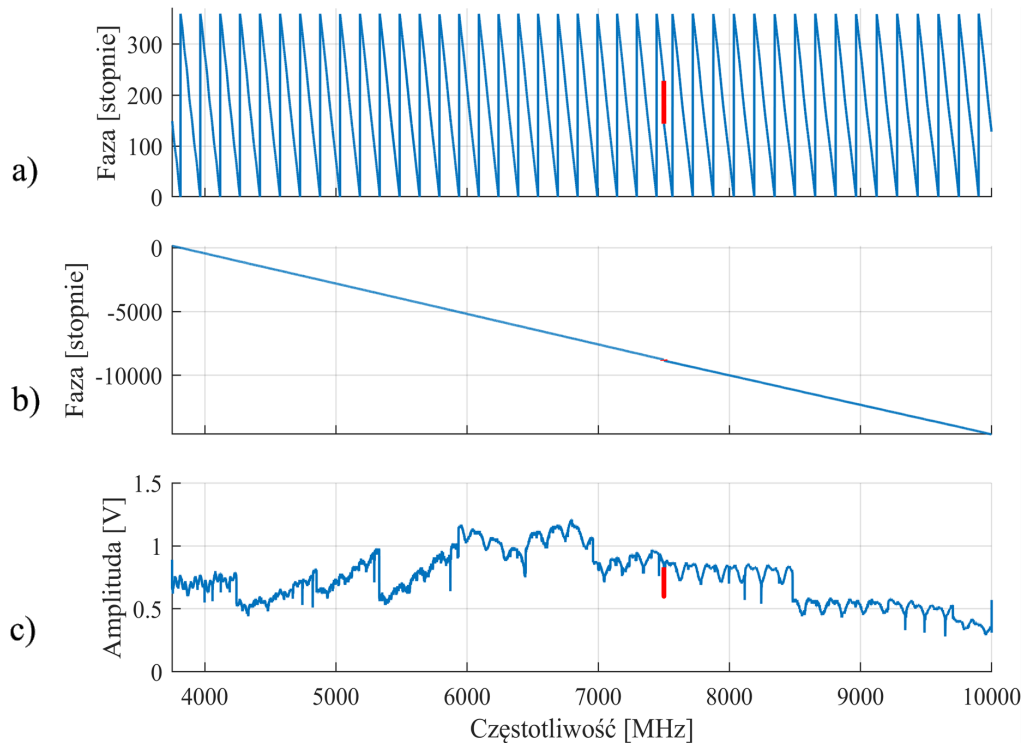


**Rysunek 4.13:** Przestrajanie częstotliwości ze skokami fazy **a)** przebieg fazy **b)** rozwinięcie fazy **c)** amplituda sygnału. Kolorem czerwonym zaznaczono przeskok fazy związany z przełączeniem dzielnika częstotliwości na filtr polifazowy w bloku *LOGEN* demodulatora.

przykładowy przebieg ze skokami fazy podczas przemiatawania częstotliwości modulacji. Zauważalne były także duże fluktuacje amplitudy sygnału na wyjściu demodulatora (rysunek 4.13c), a charakterystyka rozwiniętej fazy (rysunek 4.13b) w żadnym wypadku nie była liniowa. Dla porównania na rysunku 4.14 przedstawiono prawidłową charakterystykę zmiany fazy w funkcji częstotliwości. Rozwinięta faza (rysunek 4.14b) ma liniowy charakter,



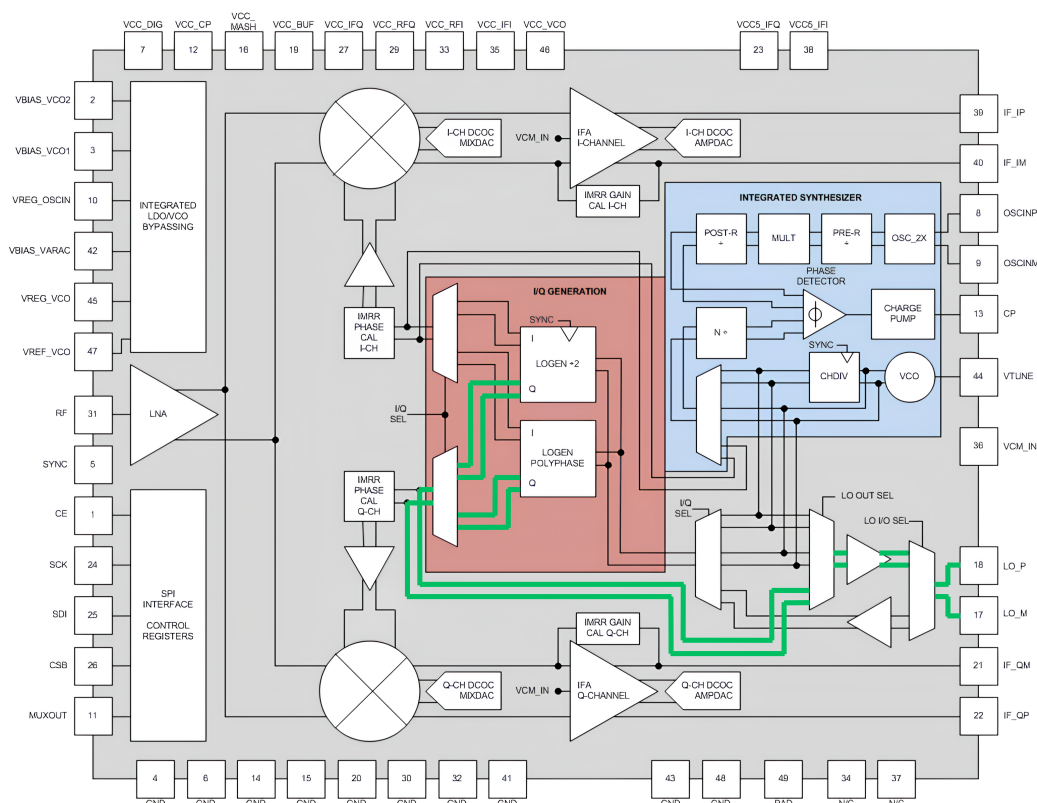
co oznacza prawidłowe działanie układu pomiarowego – to, że rozwinięta faza maleje nie ma znaczenia dla ostatecznego wyniku i jest kwestią interpretacji wyników.



**Rysunek 4.14:** Prawidłowe przestrajanie częstotliwości **a)** przebieg fazy **b)** rozwinięcie fazy **c)** amplituda sygnału. Kolorem czerwonym zaznaczono przeskok fazy związany z przełączeniem dzielnika częstotliwości na filtr polifazowy w bloku *LOGEN* demodulatora.

Problem próbowano rozwiązać przez dodanie opóźnienia pomiędzy otrzymaniem sygnału sygnału *LOCK DETECT*, a wysłaniem nowego polecenia rozpoczęcia procedury strojenia częstotliwości, co zmniejszyło liczę przeskoku fazy podczas przestrajania. Takie zachowanie sugerowało, że sygnał częstotliwości modulacji trafiający na wyjście *LO* układu LMX8410L najprawdopodobniej nie jest zsynchronizowany z sygnałem trafiającym na wejście bloku *LOGEN* demodulatora kwadraturowego. Problem rozwiązano w nieszablony sposób z wykorzystaniem rejestrów układu, które oficjalnie nie są udokumentowane przez producenta. Wymuszono, za pomocą multiplekserów sygnału wysokiej częstotliwości wewnątrz układu, aby sygnał trafiający do wyjścia układu był podawany z bloku *LOGEN* demodulatora kwadraturowego, a nie z wyjścia syntezy. Schemat układu wraz ze zmienioną ścieżką sygnału zaprezentowano na rysunku 4.15. W ten sposób zagwarantowano, że sygnał referencyjny trafiający na wejście mieszacza demodulatora i sygnał pomiarowy na wyjściu układu LMX8410L mają tę samą fazę. Do analizy zachowania układu demodulatora i znalezienia rejestrów odpowiedzialnych za multipleksery radiowe wykorzystano m. in. oprogramowanie Texas Instruments TICSPRO-SW.

Na rysunkach 4.13 i 4.14 czerwonym kolorem zaznaczono przeskok fazy w układzie pomiarowym przy częstotliwości 7,5 GHz spowodowany przełączeniem dzielnika częstotliwości na filtr polifazowy w bloku *LOGEN* demodulatora kwadraturowego. Oznacza



**Rysunek 4.15:** Schemat połączeń wewnątrz układu LMX8410L z zaznaczoną ścieżką (kolor zielony) sygnału częstotliwości od przesuwnika fazy do wyjścia układu (źródło oryginalnego obrazka: dokumentacja techniczna układu LMX8410L).

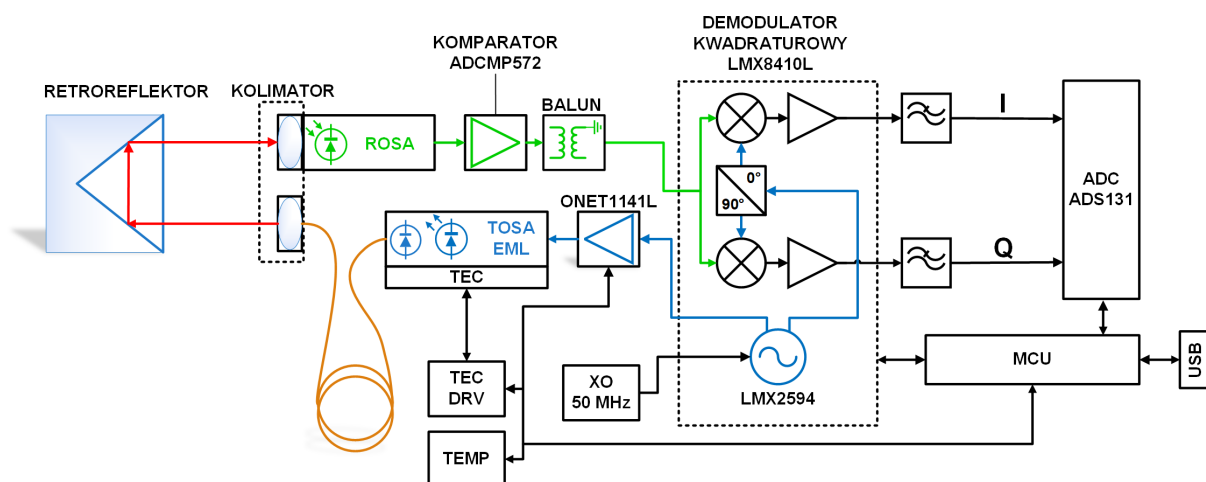
to, że zakres przestrajania częstotliwości modulacji w absolutnym pomiarze odległości powinien być dobrany tak, aby pominąć ten przeskok, co sprowadza się do wyboru zakresu od 4 GHz do 7,5 GHz, albo od 7,5 GHz do 10 GHz.

## 4.7 Opracowanie układu nadajnika z laserem z modulatorem elektroabsorbcyjnym (Prototyp IV)

### 4.7.1 Opis układu

W czwartym prototypie dalmierza wniesiono poprawki wynikające z wniosków z poprzedniej wersji. Istotną zmianą był nowy kolimator z wyfrezowanym miejscem na podzespoły optyczne. Przełom w rozwoju dalmierza stanowiło wykorzystanie źródła laserowego z modulatorem elektroabsorbcyjnym. Koncepcję czwartego prototypu dalmierza przedstawiono na rysunku 4.16.

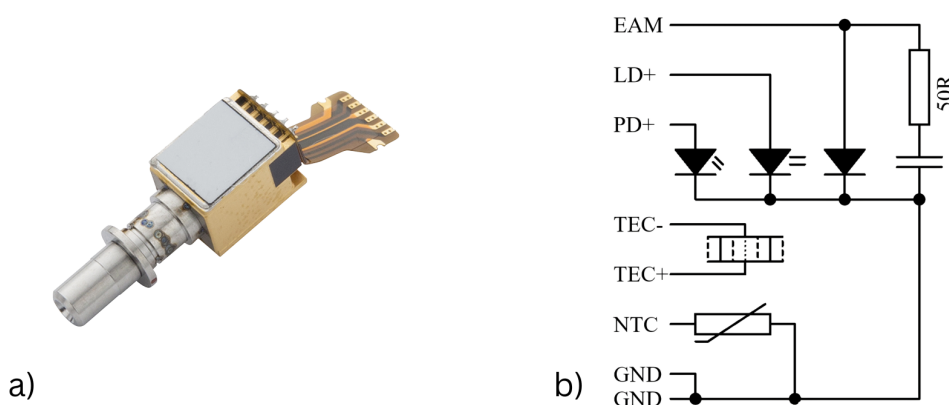
Układ elektroniczny w większości pozostał niezmienny względem poprzedniej wersji. W nowym projekcie zoptymalizowano położenie elementów, prowadzenie ścieżek i wymieniono TCXO na dużo bardziej kompaktowy model B31-050.0M o stabilności częstotliwości 500 ppb, co wciąż pozwalało na spełnienie przyjętych wymagań.



**Rysunek 4.16:** Schemat blokowy układu pomiarowego prototypu dalmierza

W poprzednich prototypach dalmierza podzespół optyczny nadajnika wykorzystywał laser bezpośrednio modulowany (ang. directly modulated laser, DML). Modulacja prądu lasera w celu zmiany intensywności wiązki sprawia, że tego typu rozwiązanie cechuje się wysoką dyspersją chromatyczną [138]. Przestrajanie prądu wiąże się też bezpośrednio ze świergotem lasera, który w tym zastosowaniu jest efektem niepożądanym [139]. Zjawiska te mają negatywny wpływ na jakość wiązki laserowej i pomiar przesunięcia fazy.

Z tego względu postanowiono użyć w projekcie podzespół optyczny, który wykorzystuje laser z modulatorem elektroabsorbcyjnym (ang. electro-absorption modulated laser, EML). Na rysunku 4.17 zaprezentowano przykład podzespołu optycznego wykorzystującego EML

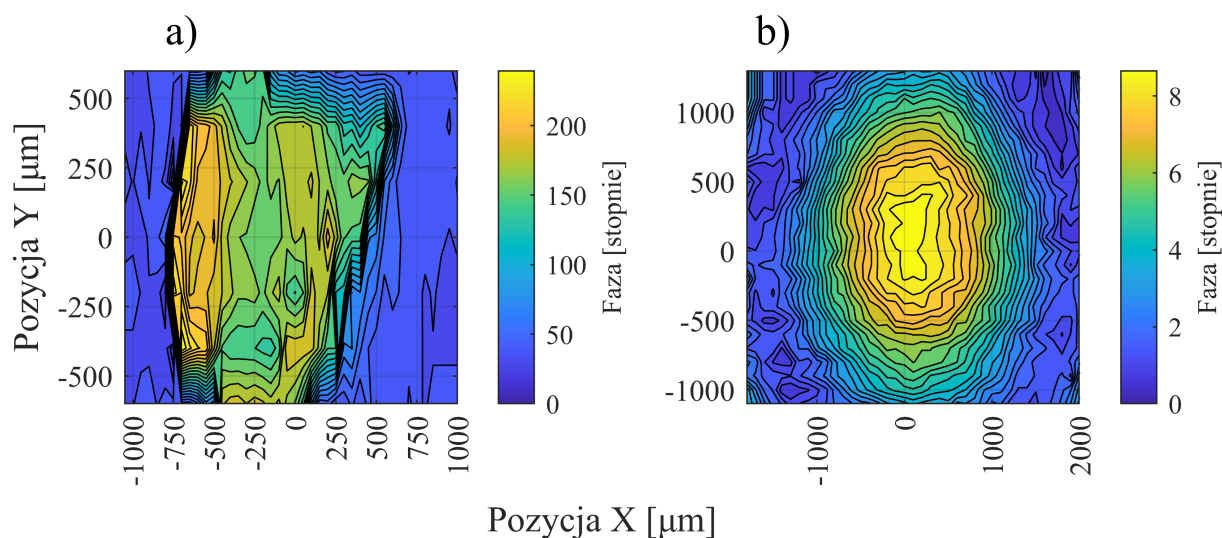


**Rysunek 4.17:** TOSA z laserem modulowanym elektroabsorbcją a) przykład podzespołu optycznego b) schemat ideowy: EAM – wejście modulatora, LD+ – zasilanie lasera, PD+ – wyjście fotodiody, TEC- i TEC+ – zasilanie modułu Peltiera, NTC – wyjście termistora.

i jego schemat ideowy. Najważniejszą różnicą względem laserów z bezpośrednią modulacją jest zastosowanie zintegrowanego modulatora elektroabsorbcyjnego. Laser nie jest modulowany prądem i służy jedynie do emitowania stałej wiązki laserowej, co umożliwia ustabilizowanie parametrów pracy lasera w jednym punkcie, co skutkuje obniżeniem świergotu, jak i dyspersji chromatycznej. Te zjawiska wciąż są obecne i są także wynikiem

pracy modulatora elektroabsorbcyjnego [140], jednak są znacznie mniejsze w porównaniu do laserów z bezpośrednią modulacją [141].

Na rysunku 4.18 zaprezentowano porównanie jakości wiązek lasera DML wykorzysty-



**Rysunek 4.18:** Porównanie jakości wiązki lasera a) DML b) EML.

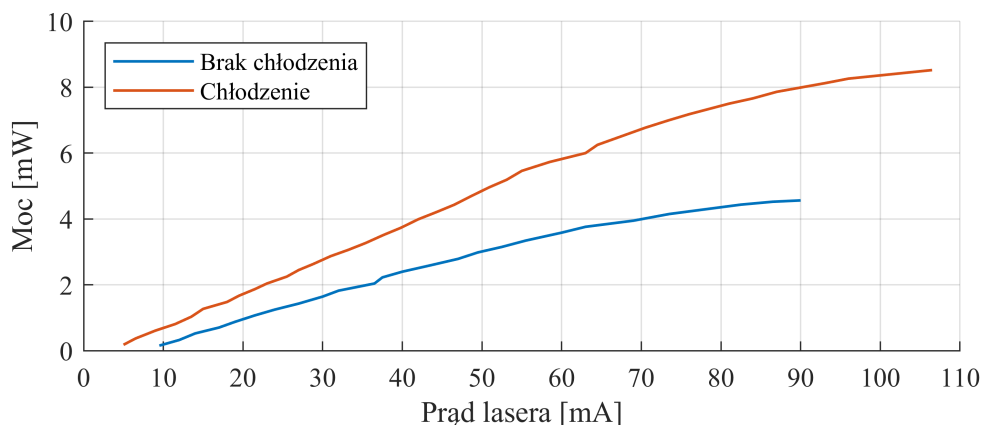
wanego w trzecim prototypie i lasera EML użytego w czwartym prototypie. Na wykresach pokazano zmianę przesunięcia fazy sygnału w przekroju wiązek. Efekt jest spowodowany przez zmianę mocy wiązki oświetlającej pole światłoczułe fotodiody i został szeroko omówiony w rozdziale 5. Fluktuacje mocy w przekroju wiązki lasera DML są dramatycznie duże (skala do 200 stopni). W przypadku lasera EML rozkład natężenia w wiązce jest bliski gusowskiemu, a fluktuacje są zdecydowanie mniejsze (skala do 8 stopni).

Zintegrowany w obudowie moduł Pelitera (ang. thermoelectric cooler, TEC) i termistor o ujemnym współczynniku temperaturowym (ang. negative temperature coefficient thermistor, NTC) pozwalają na kontrolę temperatury struktury lasera i modulatora w pętli sprzężenia zwrotnego, co umożliwia stabilizację pracy w lasera jednym punkcie. Pozytywnie się to na stabilizację długości fali i mniejsze fluktuacje mocy wiązki laserowej. Dodatkowe chłodzenie pozwala także na osiąganie wyższej mocy wiązki lasera, o ile ciepło jest efektywnie odprowadzane z obudowy lasera. Na rysunku 4.19 zaprezentowano porównanie mocy wyjściowej lasera EML z włączoną stabilizacją temperatury i bez stabilizacji.

Podczas testów utrzymywano temperaturę struktury lasera na poziomie 25°C. Wykorzystanie modułu Peltier do chłodzenia struktury umożliwiło osiągnięcie dwukrotnie większej mocy wiązki laserowej i wyższej sprawności lasera – przy tym samym prądzie moc wiązki laserowej była większa niż lasera bez chłodzenia.

Większa moc wiązki może być korzystna przy pomiarach odległości na dużych dystansach, a także, jak pokazano w rozdziale 5, odpowiednio dobierana moc wiązki, która trafia do fotodetektora, umożliwia zmniejszenie szumu fazowego, co pozytywnie przekłada się na powtarzalność i dokładność pomiaru odległości.

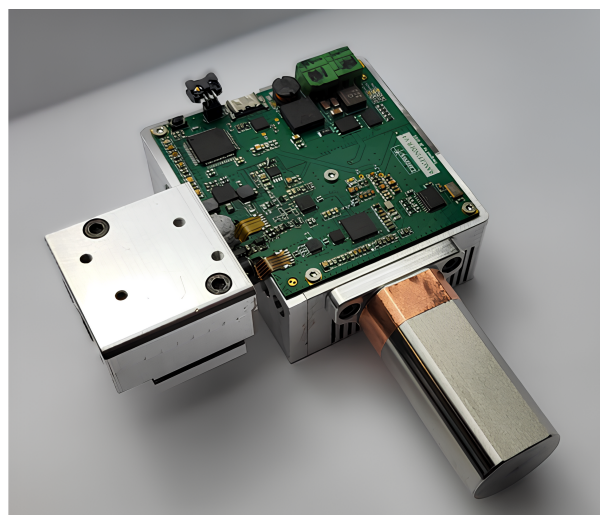
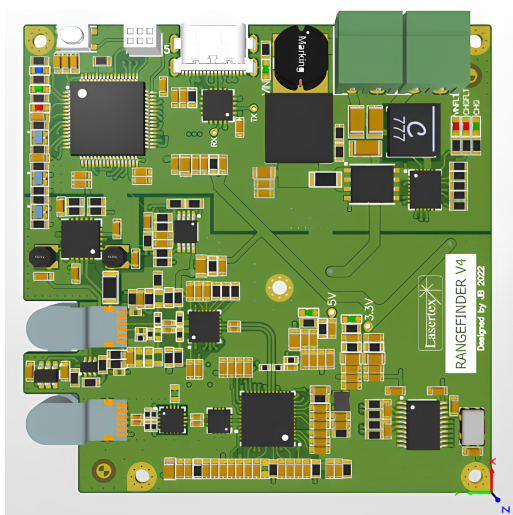
W celu wykorzystania całego potencjału EML w projekcie przewidziano dodatkowe układy elektroniczne odpowiedzialne za stabilizację temperatury struktury lasera. Do za-



**Rysunek 4.19:** Porównanie mocy wyjściowej lasera EML z chłodzeniem i bez chłodzenia w zależności od prądu diody laserowej.

silania modułu Pelitera wybrano układ MAX8521, który jest dedykowany do tego typu rozwiązań. Zaprojektowano analogową pętlę regulacji temperatury z wykorzystaniem dwóch wzmacniaczy MAX4477. Ze względu na konfigurację fotodiody w strukturze EML konieczne było zastosowanie zwierciadła prądowego i przetwornicy odwracającej napięcie, aby możliwe było sterowanie mocą wiązki laserowej w pętli sprzężenia zwrotnego. Do kontroli mocy i modulacji wiązki laserowej wykorzystano układ ONET1141L. Jest on bliźniaczo podobny do wykorzystanego w trzecim prototypie układu ONET1151L, ale impedancja wyjść jest dostosowana do impedancji modulatora wynoszącej 50  $\Omega$ . W przypadku DML impedancja wynosi zwykle od 25  $\Omega$  do 35  $\Omega$ .

Wizualizację układów elektronicznych i złożony prototyp zaprezentowano na rysunku 4.20. W prototypie powrócono do montażu podzespołów optycznych na taśmach. Kolimator



**Rysunek 4.20:** Czwarty prototyp dalmierza a) wizualizacja układów elektronicznych b) realizacja praktyczna prototypu.

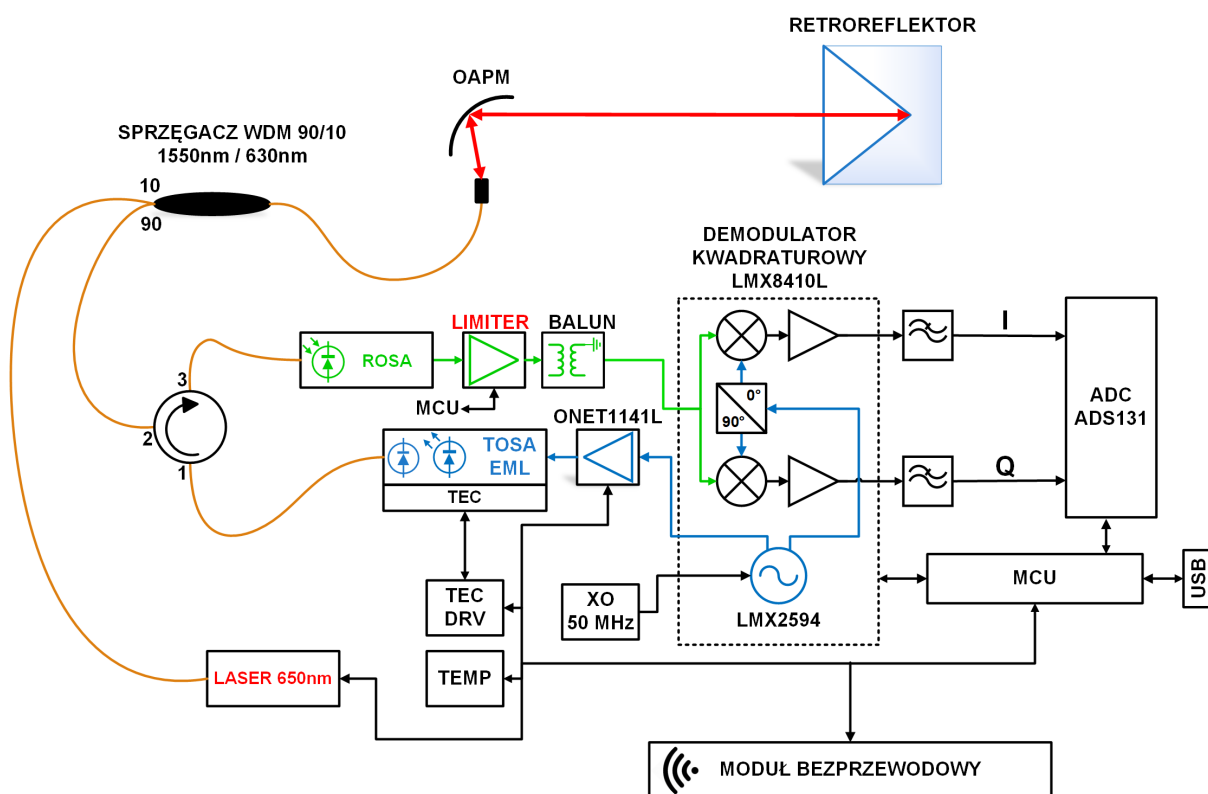
został odseparowany od radiatora. Opracowano także możliwość łatwej wymiany kolimatora, aby testować różne konstrukcje. W prototypie przewidziano także trzpień, który umożliwił montaż prototypu w uchwycie ułatwiającym justowanie dalmierza do odbłyśnika.



## 4.8 Realizacja światłowodowego układu optycznego i interfejsu użytkownika (Prototyp V)

### 4.8.1 Opis układu

Piąta, najnowsza, wersja prototypu została zaprojektowana od podstaw bazując na doświadczeniu zdobytym podczas realizacji czterech poprzednich urządzeń. Układy elektroniczne w całości przeprojektowano z zamysłem umieszczenia płyt PCB, akumulatorów i kolimatora w obudowie. Kolejnym przełomem w realizacji urządzenia okazało się wykorzystanie kolimatora ze zwierciadłem parabolicznym (ang. off-axis parabolic mirror, OAPM). W celu spełnienia wymagań funkcjonalnych w projekcie przewidziano także wyświetlacz LCD i przyciski dla użytkownika. Schemat blokowy układu pomiarowego piątej wersji dalmierza przedstawiono na rysunku 4.21.



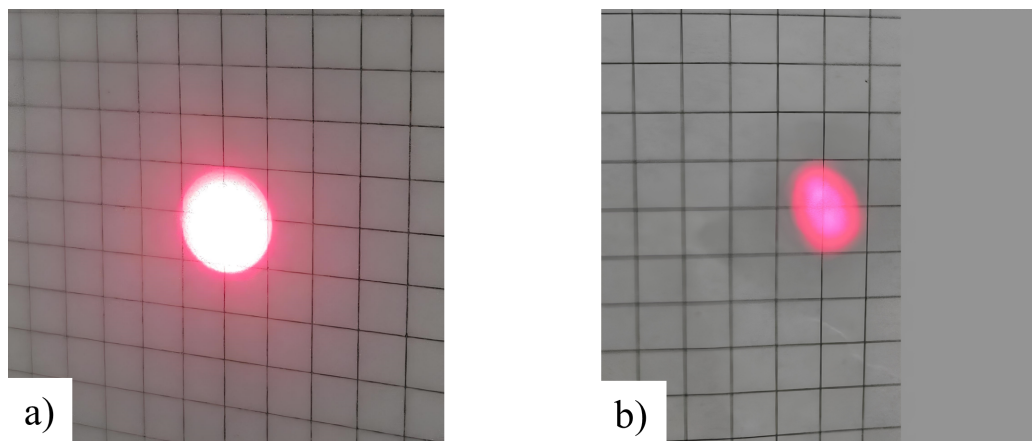
**Rysunek 4.21:** Schemat układu pomiarowego piątej wersji dalmierza.

Zastosowanie kolimatora ze zwierciadłem parabolicznym umożliwiło zrealizowanie w pełni światłowodowego systemu optycznego. W przeprowadzonych próbach z kolimatorami Thorlabs RC08APC-P01, RC12APC-P01 i cyrkulatorem optycznym, moc wiązki na wejściu fotodiody stanowiła 45%-50% mocy wyemitowanej z lasera, czego nie udało się uzyskać korzystając z kolimatorów soczewkowych w tej samej konfiguracji. W dodatku laser i fotodioda nie muszą być umieszczane na krawędzi płyty PCB, co do tej pory było koniecznością. Zdecydowano, że kolimator Thorlabs RC08APC-P01 zostanie wykorzystany w projekcie prototypu. Koszt kolimatora na poziomie 960 euro stanowi jedną trzecią

#### 4.8. Realizacja światłowodowego układu optycznego i interfejsu użytkownika (Prototyp V)

założonego kosztu produkcji urządzenia, jednak istnieje możliwość zredukowania tej kwoty przez opracowanie własnej konstrukcji kolimatora ze zwierciadłem parabolicznym. Koszt samego zwierciadła wynosi 140 euro.

Zwierciadła paraboliczne ze srebrną powłoką umożliwiają pracę z długościami fal od 450 nm do 20  $\mu\text{m}$ , co pozwala na dodanie widzialnej wiązki lasera, która zdecydowanie podnosi komfort pracy i umożliwia justowanie układu optycznego na dużych odległościach. W projekcie prototypu uwzględniono czerwony laser światłowodowy 650 nm, którego wiązkę dołączono przez sprzęgacz światłowodowy WDM (ang. Wavelength Division Multiplexing). Istniała uzasadniona obawa, że czerwona plamka lasera zostanie zniekształcona po przejściu przez światłowód dla fali 1550 nm, który dla czerwonego światła jest światłowodem wielomodowym. Z tego względu przeprowadzono próbę, aby sprawdzić jak zmieni się kształt plamki widzialnej wiązki laserowej po przebyciu 20 metrów. Na rysunku 4.22 przedstawiono porównanie kształtów plamki lasera 650 nm w odległości 30 cm i 20 m



**Rysunek 4.22:** Kształt plamki widzialnej wiązki lasera **a)** w odległości 30 cm od kolimatora **b)** w odległości 20 m od kolimatora.

od kolimatora. Widoczne jest eliptyczne zniekształcenie, jednak nie jest ono na tyle duże, by utrudniało określanie pozycji wiązki w przestrzeni i celowanie do odbłyśnika. W celu weryfikacji wpływu przejścia wiązki laserowej 650 nm przez światłowód dla długości fali 1550 nm przeprowadzono analogiczny test z pominięciem sprzęgacza WDM (światłowód lasera był bezpośrednio połączony z kolimatorem), w którym uzyskano identyczne wyniki, dlatego zrealizowano jeszcze jeden test z wykorzystaniem lasera He-Ne, którego wiązka laserowa została wprowadzona do światłowodu. Również w tej próbie kształt plamki lasera po przebyciu 20 metrów został zniekształcony, co prowadzi do wniosku, iż efekt jest bezpośrednio związany z wykorzystanym kolimatorem.

Systemy światłowodowe są problematyczne w montażu w obudowie. Należy zadbać o odpowiedni promień gięcia i zapewnić, że światłowody nie zostaną przygniecione, ani nie splatają się podczas układania, co mogłoby skutkować pęknięciem. Z tego względu zaprojektowano i zlecono produkcję systemu światłowodowego, zamkniętego w plastikowej obudowie, składającego się z cyrkulatora i sprzęgacza światłowodowego. Na rysunku 4.23 przedstawiono wykonany projekt układu światłowodowego. Takie rozwiązanie zdecydowanie ułatwia montaż systemu światłowodowego w obudowie.



**Rysunek 4.23:** Zrealizowany układ światłowodowy.

W projekcie prototypu całkowicie zmieniono system zasilania. Do ładowania akumulatorów wykorzystano układ LTC4156, który umożliwia ładowanie z portu USB, lub z zasilacza sieciowego prądem do 3,5 A i sam przełącza się między źródłami. W celu zwiększenia prądu ładowania z portu USB C, dodano układ TUSB320, który w standardzie USB Power Delivery komunikuje, że urządzenie chce pobierać większy prąd, w tym przypadku, zgodnie ze standardem, 3 A przy 5 V. Do zabezpieczenia układów elektronicznych przed zwarciami wykorzystano bezpiecznik elektroniczny TPS259804. Rozwiązanie cechuje się lepszymi parametrami niż bezpieczniki polimerowe i daje możliwość dokładnego ustawienia prądu, przy którym zadziała zabezpieczenie. Zabezpieczenie jest konieczne ze względu na zasilanie z akumulatorów, ponieważ przypadkowe zwarcie przy testowaniu płyty PCB mogłoby zniszczyć cały układ elektroniczny. W projekcie wykorzystano dwie przetwornice podnoszące napięcie – jedną na 5 V i drugą na 14 V do zasilania wyświetlacza LCD.

W projekcie nowego prototypu zmieniono kontroler temperatury lasera. Układ MAX8521 okazał się być problematyczny ze względu na bardzo niską sprawność, na poziomie 15%, przy niewielkich prądach płynących przez ogniwo Peltera. W testach układu okazało się, że struktura lasera i modulatora nie wymaga dużej energii do schłodzenia i utrzymania zadanej temperatury pracy. Z tego względu układ pracował przy dużych stratach energii, których należy unikać w systemach zasilanych akumulatorami. Znalezione alternatywne układy ADN8834, który utrzymuje wysoką sprawność nawet, gdy ogniwo Peltier nie wymaga dużego prądu do chłodzenia struktury lasera.

W celu szerszej diagnostyki do stale monitorowanych parametrów dodano moc wiązki padającą na fotodiode oraz temperaturę lasera. Aby nie zwiększać ilości układów w projekcie, wykorzystano wolne kanały przetwornika analogowo-cyfrowego mikrokontrolera.

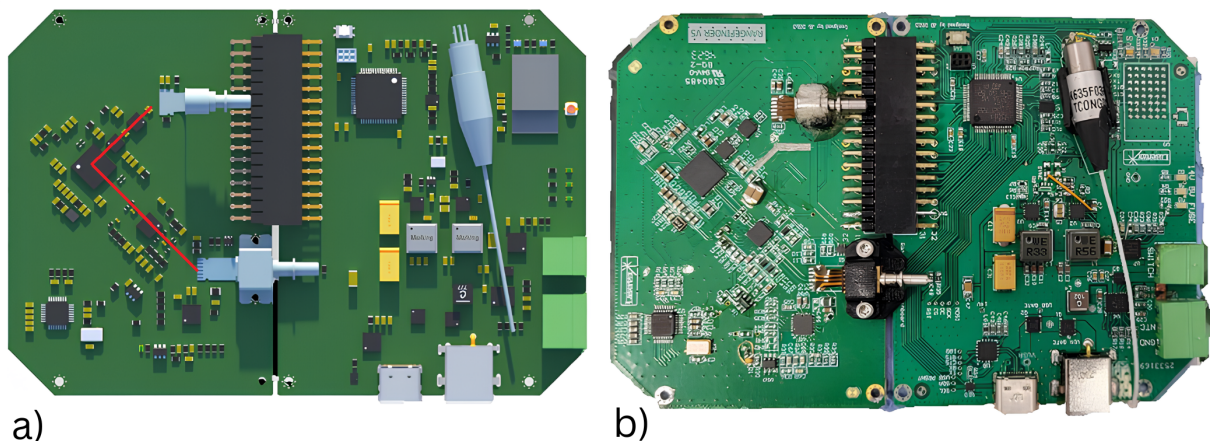
Interfejs użytkownika zrealizowano z wykorzystaniem wyświetlacza LCD o wymiarach 256x64 pikseli i trzech przycisków. Rozmiar wyświetlacza dobrano tak, aby wynik można było odczytać z kilku metrów. Użytkownik z pomocą przycisków może zmieniać tryb pomiaru z absolutnego do przyrostowego, zerować wskazania i zmieniać wyświetlane jednostki.



#### 4.8. Realizacja światłowodowego układu optycznego i interfejsu użytkownika (Prototyp V)

Docelowo czujniki meteorologiczne mają być umieszczone na obudowie urządzenia, jednak ze względu, iż był to pierwszy prototyp, który miał być umieszczony w obudowie, spodziewano się niedociągnięć w projekcie obudowy i problemów montażem elementów, dlatego, aby zredukować ilość elementów przytwierdzanych do obudowy, zdecydowano się się wykorzystać bezprzewodowe czujniki interferometru HPI 3D. W projekcie układów elektronicznych przewidziano moduł bezprzewodowy umożliwiający łączenie się z tymi czujnikami.

Układy elektroniczne prototypu zaprezentowano na rysunku 4.24. Powrócono do koncep-

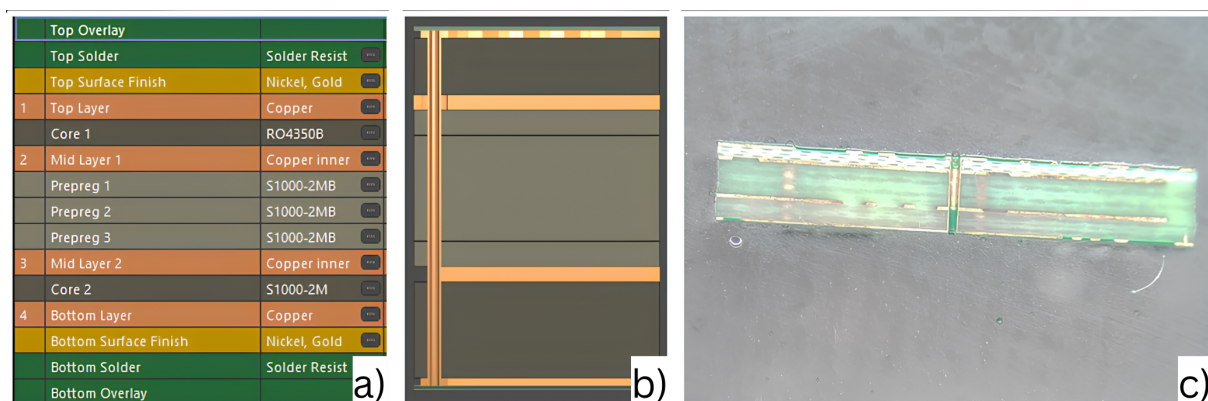


**Rysunek 4.24:** Układy elektroniczne piątej wersji prototypu dalmierza a) wizualizacja b) realizacja praktyczna.

cji dwóch płyt PCB – jednej z układami biorącymi udział w pomiarze i drugą, realizującą pozostałe funkcje, przy czym płyty były łączone ze sobą równolegle, a nie w formie kanapki. Wymiary płyt PCB zostały zwiększone względem poprzednich prototypów w celu poprawy odprowadzenia ciepła z układów oraz zwiększenia powierzchni odprowadzania ciepła do obudowy. Uwagę zwraca umiejscowienie podzespołów optycznych nadajnika i odbiornika. Ich położenie zostało podyktowane ułożeniem światłowodów w obudowie z zachowaniem odpowiednich promieni gięcia. Na wizualizacji płyt PCB czerwonymi liniami zaznaczono toru układów elektronicznych nadajnika i odbiornika. Celowo zostały ustawione względem siebie pod kątem prostym, aby ograniczyć przesłuchy między kanałami.

Płyta PCB z układami pomiarowymi została zrealizowana z wykorzystaniem 4-warstwowego hybrydowego laminatu, który pozwolił kilkukrotnie obniżyć koszt wykonania tego projektu. Wycena partii prototypowej na laminacie radiowym to koszt rzędu 1200 euro, na laminacie hybrydowym 350 euro. Konstrukcję laminatu zaprezentowano na rysunku 4.25.

Laminat składa się z dwóch rdzeni: ROGERS 4350B, który umożliwia projektowanie układów wysokiej częstotliwości oraz Shengyi S1000-2M, czyli standardowy laminat FR4. Takie połączenie pozwala na zrealizowanie obwodów wysokiej częstotliwości na pierwszych dwóch warstwach miedzi przedzielonych rdzeniem ROGERS 4350B oraz poprowadzenie pozostałych sygnałów i ścieżek zasilania na kolejnych dwóch warstwach. Koszt laminatu jest dużo niższy ze względu na wykorzystanie tylko jednego rdzenia ROGERS 4350B, zamiast dwóch. Stanowi to optymalne rozwiązanie względem kosztów wykonania, gdy



**Rysunek 4.25:** Laminat hybrydowy wykorzystany w prototypie dalmierza  
**a)** opis warstw **b)** wizualizacja grubości poszczególnych warstw **c)** zdjęcie przekroju laminatu wykonane pod mikroskopem, biała warstwa to rdzeń ROGERS 4350B.

możliwe jest poprowadzenie sygnałów wysokiej częstotliwości tylko na połowie warstw laminatu, a konkretniej tylko na jednej, ponieważ druga warstwa stanowi masę odniesienia.

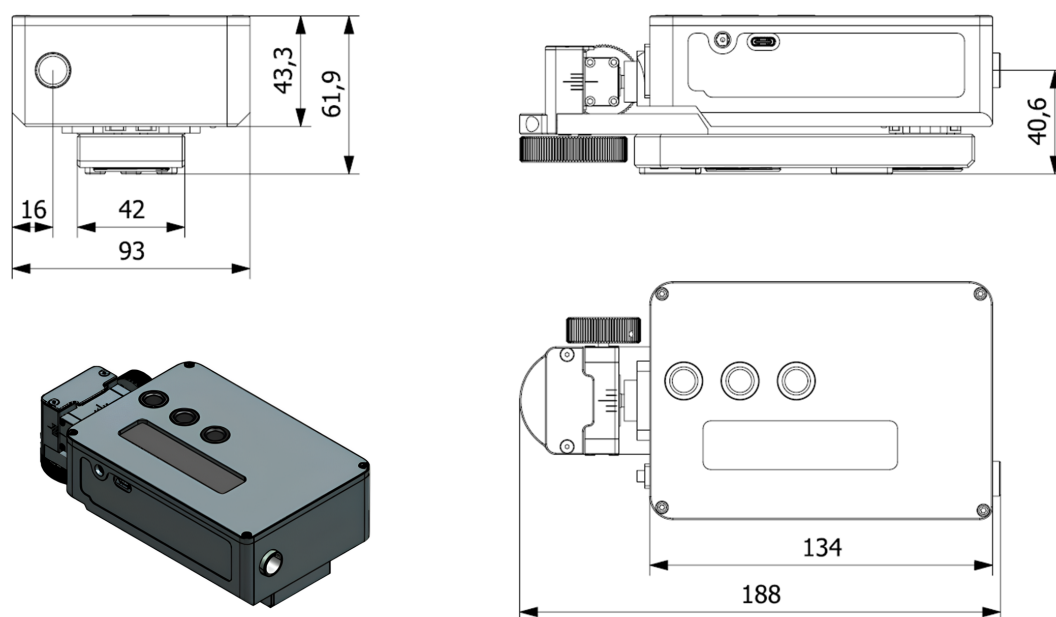
W produkcji płyt PCB zwykle zewnętrzne warstwy miedzi są grubsze od wewnętrznych. W przypadku tego laminatu jest odwrotnie i to również jest celowym zabiegiem mającym na celu zmniejszenie szerokości ścieżek doprowadzających zasilanie na wewnętrznych warstwach oraz zmniejszenie rezystancji termicznej. Płyta PCB ma odprowadzać ciepło z układów do obudowy i aby robić to efektywnie, transport ciepła w przekroju laminatu musi być jak najlepszy.

#### 4.8.2 Obudowa

Obudowa prototypu dalmierza została zrealizowana we współpracy z mechanikiem konstruktorem pracującym w firmie Lasertex. Na rysunku 4.26 zaprezentowano projekt obudowy z najważniejszymi wymiarami. W obudowie przewidziano miejsce na dwa ogniwa  $\text{LiFePO}_4$ , kolimator, układy elektroniczne i system światłowodowy. Na krawędzi obudowy znalazły się wycięcia pod włącznik kołyskowy, gniazdo ładowania i gniazdo USB C. Na górze obudowy przewidziano miejsce na wyświetlacz i przyciski. W projekcie zaplanowano, że płyty PCB będą przykręcane do wieka obudowy, a przestrzeń pomiędzy laminatem i wiekiem obudowy będzie wypełniona taśmą termoprzewodzącą, co poprawi odprowadzanie ciepła z płyt PCB.

Integralną częścią obudowy jest tzw. stopa magnetyczna, która umożliwia przytwierdzenie dalmierza do metalowych elementów konstrukcji. Na rysunku 4.27 przedstawiono złożony prototyp dalmierza przytwierdzony do stołu frezarki. Obudowa urządzenia jest połączona ze stopą magnetyczną ruchomymi przegubami, a dwa pokrętła (widoczne w rzutach na rysunku 4.26) umożliwiają precyzyjne zjustowanie wiązki lasera do odbłyśnika.

#### 4.8. Realizacja światłowodowego układu optycznego i interfejsu użytkownika (Prototyp V)



Rysunek 4.26: Projekt CAD obudowy dalmierza.



Rysunek 4.27: Prototyp dalmierza w trakcie pomiarów na stole frezarki CNC.

### 4.8.3 Kosztorys urządzenia

Jednym z wymogów dotyczących projektu dalmierza było opracowanie takiego konstrukcji, której koszt wykonania nie przekroczy 3000 euro. W celu wykazania, iż ten wymóg został spełniony, przeprowadzono analizę kosztów poszczególnych komponentów dalmierza. Zestawienie kosztów (zaokrąglonych w górę) wykonania pojedynczego urządzenia przedstawiono tabeli 4.1. Do wyceny elementów elektronicznych wykorzystano cenniki

| Co                            | Koszt (euro) |
|-------------------------------|--------------|
| Elementy elektroniczne PCB RF | 150          |
| Elementy elektroniczne PCB 2  | 150          |
| PCB RF                        | 60           |
| PCB 2                         | 10           |
| TOSA                          | 325          |
| ROSA                          | 40           |
| Laser 650 nm                  | 140          |
| System światłowodowy          | 170          |
| Kolimator                     | 960          |
| Wykonanie obudowy             | 350          |
| <b>Suma</b>                   | <b>2355</b>  |

**Tabela 4.1:** Kosztorys prototypu dalmierza.

hurtowni takich jak Mouser, TME, DigiKey i Farnell. Wyceny źródeł laserowych, systemu światłowodowego i fotodetektora zostały ustalone z partnerami firmy Lasertex. Wyceny laminatów zostały ustalone dla najmniejszej możliwej partii do zamówienia, tj. 5 sztuk. W kosztorysie uwzględniono koszt kolimatora ze zwierciadłem parabolicznym na poziomie 960 euro. Obecnie trwają prace nad obniżeniem tego wydatku przez realizację własnej konstrukcji kolimatora. Obudowy urządzeń są wykonywane w warsztacie firmy Lasertex, dlatego w kosztorysie uwzględniono koszt materiałów i pracy maszyn.

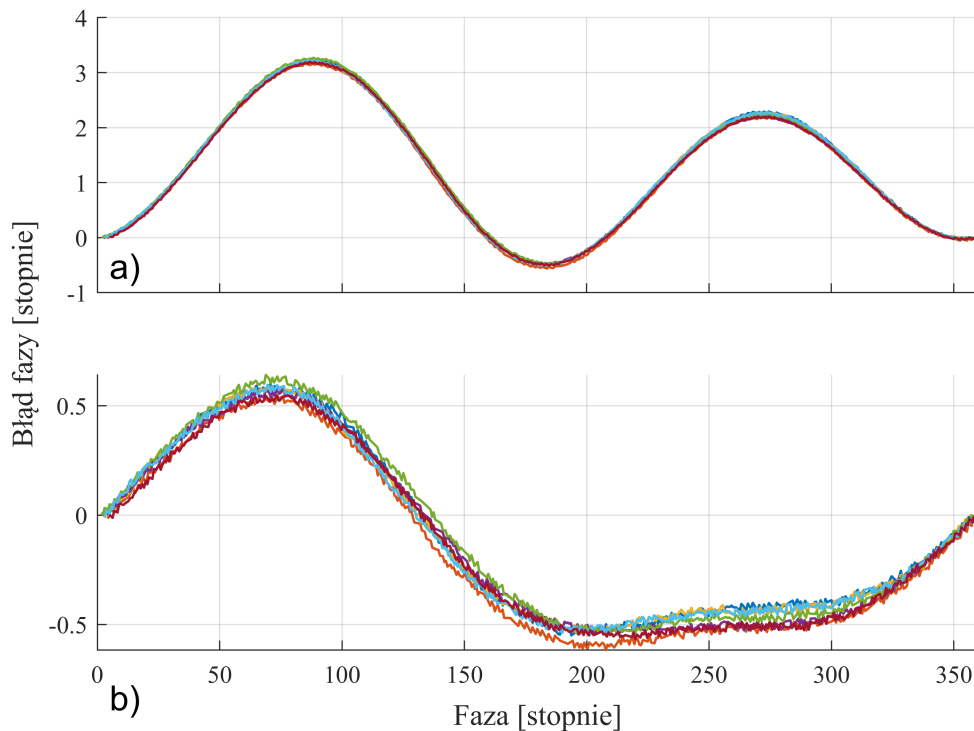
Na ten moment koszt wykonania urządzenia wynosi około 2355 euro, co oznacza, że wymóg został spełniony. Dalsza optymalizacja kosztów jest możliwa, szczególnie w przypadku rozpoczęcia produkcji seryjnej, gdyż wtedy można negocjować dużo lepsze ceny komponentów u partnerów, jak i hurtowniach, a także obniżyć koszty realizacji płyt PCB.

### 4.8.4 Błędy demodulacji kwadraturowej

Zgodnie z podrozdziałem 3.5, należy spodziewać się, że błędy demodulacji kwadraturowej będą występować w rzeczywistym układzie elektronicznym. Zniekształcenia sygnału wynikające z demodulacji kwadraturowej bezpośrednio wpływają na dokładność pomiaru odległości, dlatego postanowiono przeprowadzić analizę wielkości tych błędów dla różnych częstotliwości modulacji i różnych konfiguracji układu elektronicznego.

Punkt wyjścia do analizy stanowił układ elektroniczny z rysunku 4.21. Ze względu na bardzo duże tłumienie sygnału dla częstotliwości modulacji 10 GHz, pomiar błędy

kwadratury zrealizowano dla częstotliwości 9 GHz. W celu wyznaczenia krzywej Lissajous odbłyśnik, w trybie pomiaru ciągłego, przemieszczono na odcinku kilkudziesięciu centymetrów, co pozwoliło na wykreślenie kilku przebiegów krzywej na płaszczyźnie IQ. Na rysunku 4.28 zaprezentowano błąd wyznaczenia fazy wynikający ze zniekształceń sygnału w układzie pomiarowym. Na rysunku 4.28a zaprezentowano przebiegi bez kompensacji błędów demodulacji. Na rysunku 4.28b po kompensacji, metodami omówionymi w podrozdziale 3.5. Błąd demodulacji bez skompensowania jest bardzo duży i przekłada się na błąd pomiaru odległości  $370\ \mu\text{m}$ . Po skompensowaniu błąd wynosi  $92\ \mu\text{m}$ .



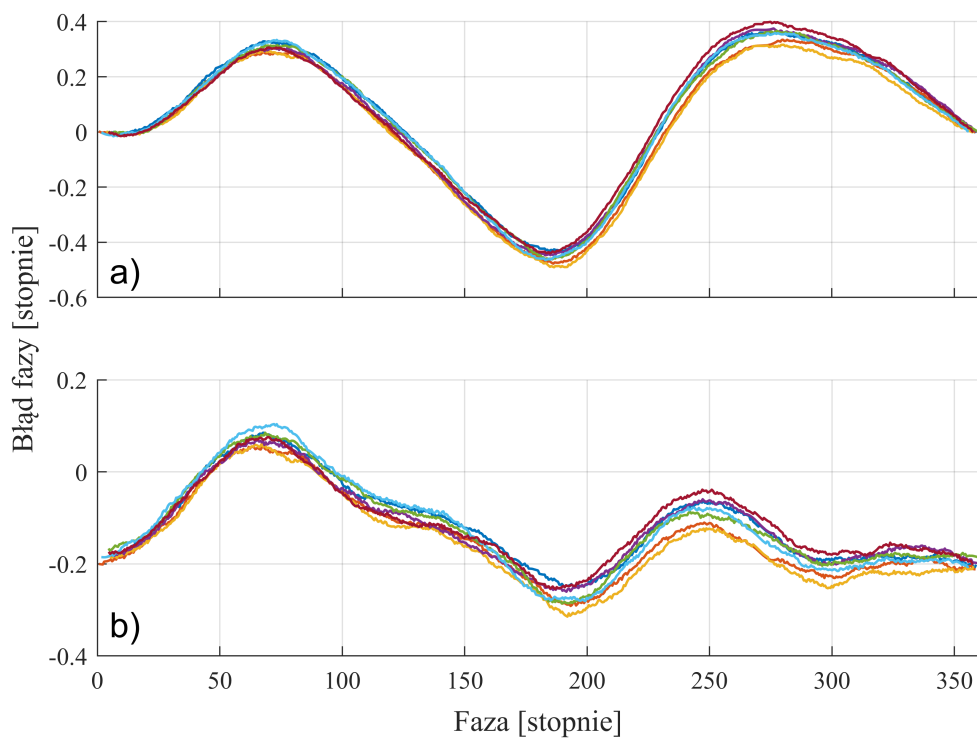
**Rysunek 4.28:** Błąd demodulacji kwadraturowej dla częstotliwości modulacji 9 GHz a) bez kompensacji b) z kompensacją.

Zauważono, że błąd demodulacji jest znacznie większy, gdy demodulator pracuje z częstotliwościami modulacji generowanymi bezpośrednio z VCO (zakres od 7,5 GHz do 10 GHz), dlatego analogiczny test przeprowadzono dla częstotliwości modulacji 7,5 GHz, ale korzystając z dzielnika częstotliwości. Wyniki pomiarów zaprezentowano na rysunku 4.29. Błąd demodulacji bez kompensacji przekładał się na błąd pomiaru odległości na poziomie  $49\ \mu\text{m}$ , a po kompensacji  $19,5\ \mu\text{m}$ .

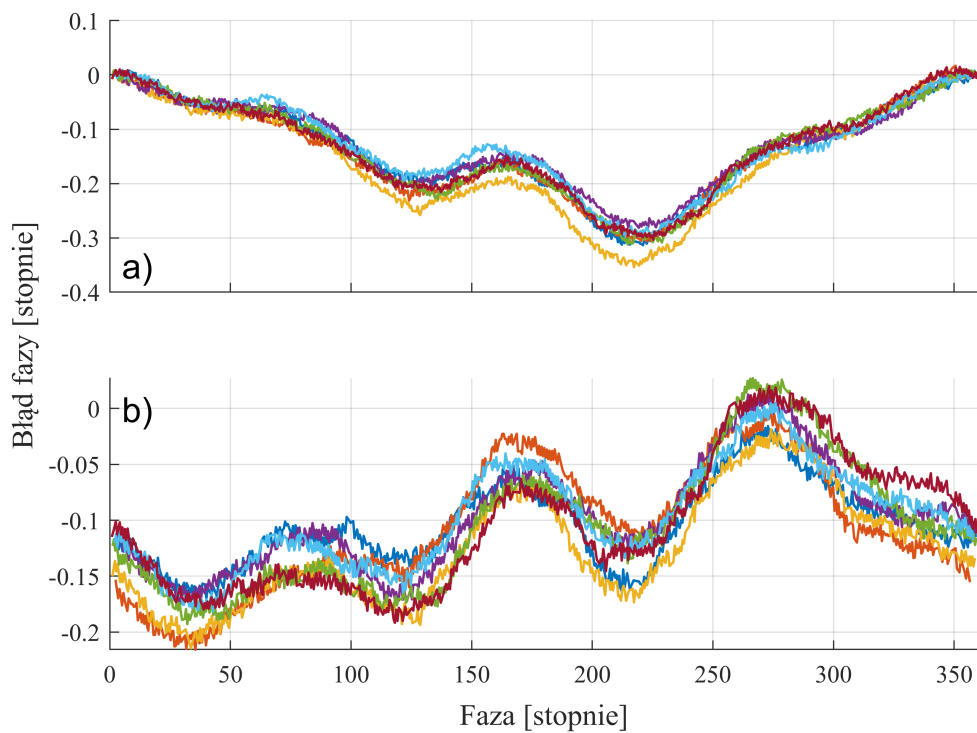
We względu na wysoką amplitudę sygnału dla częstotliwości 7,5 GHz usunięto z toru odbiornika limiter i przeprowadzono trzeci pomiar błędów demodulacji. Wyniki zaprezentowano na rysunku 4.30. Błąd bez kompensacji przekłada się na błąd pomiaru odległości na poziomie  $17,8\ \mu\text{m}$ , a po kompensacji  $11,1\ \mu\text{m}$ , dlatego właśnie tę konfigurację pozostawiono.

Błąd demodulacji, nawet po skompensowaniu pozostaje na relatywnie wysokim poziomie. Możliwe, iż jest to efekt przecieku sygnału wewnątrz demodulatora z synteźnika na blok mieszaczy, lub na płycie PCB przez masę układu.





**Rysunek 4.29:** Błąd demodulacji kwadraturowej dla częstotliwości modulacji 7,5 GHz **a)** bez kompensacji **b)** z kompensacją.



**Rysunek 4.30:** Błąd demodulacji kwadraturowej dla częstotliwości modulacji 7,5 GHz bez limitera w układzie odbiornika **a)** bez kompensacji **b)** z kompensacją.

## 4.9 Oprogramowanie dalmierza

Oprogramowanie mikrokontrolera użytego w dalmierzu napisano w języku C z użyciem bibliotek dostarczonych przez producenta. Do kompilowania i debugowania kodu wykorzystano środowisko STM32CubeIDE. Projekt, bez zewnętrznych bibliotek, ma ponad 17 tysięcy linii kodu.

W celu optymalizacji wydajności mikrokontrolera zdecydowano się na architekturę kodu z pętlą główną, systemem przerwań i bezpośrednim dostępem peryferiów do pamięci (ang. direct memory access, DMA). Najmniej istotne zadania wykonywane są w pętli głównej i w każdym momencie mogą zostać wstrzymane w celu obsługi przerwania np. obliczenia nowej wartości przesunięcia fazy. Do transmisji danych z i do peryferiów mikrokontrolera wykorzystano bezpośredni dostęp do pamięci co pozwoliło na odciążenie procesora i zwiększenie ilości przetwarzanych próbek z przetwornika ADC. Bezpośredni dostęp do pamięci został wykorzystany przede wszystkim do odbierania danych z przetwornika analogowo-cyfrowego, a także do wysyłania i odbierania danych podczas komunikacji z komputerem przez port USB oraz do wysyłania ramek z danymi do syntezy częstotliwości i wyświetlacza LCD.

Podstawowym zadaniem mikrokontrolera jest ciągłe obliczanie przesunięcia fazy, dlatego przerwanie o otrzymaniu nowych danych pomiarowych ma jeden z najwyższych priorytetów (wyższe są tylko przerwania o awariach). Zgodnie z założeniami, użytkownik może wybrać tryb absolutnego pomiaru, lub tryb przyrostowy. W jednym i drugim przypadku konieczne jest zapamiętanie informacji o zmianie przesunięcia fazy, co następnie jest podstawą do obliczenia odległości lub przemieszczenia. W tym celu stworzono rozwiązanie, które oblicza i przechowuje wartość przyrostu przesunięcia fazy z uwzględnieniem problematycznego przejścia przez "0". W tym celu obliczony wynik przesunięcia fazy jest porównywany z poprzednim. Jeżeli różnica jest większa lub równa 270 stopni, od wartości różnicy odejmuje się 360 stopni, analogicznie, jeżeli jest mniejsza lub równa -270 stopni, do wartości różnicy dodaje się 360 stopni. Następnie wartość różnicy można zsumować z wynikiem przyrostu fazy. Implementację tego rozwiązania przedstawiono w listingu 4.1. Jest to prosta, acz efektywna i odporna na błędy metoda, nawet przy wielokrotnych przeskokach fazy wokół zera, co nie jest niczym nadzwyczajnym przy szybkim próbkowaniu przetwornika ADC.

Wydajność mikrokontrolera, wraz z obsługą pozostałych peryferiów, pozwala na przetwarzanie 16 tysięcy próbek z przetwornika ADC na sekundę, co umożliwia uśrednianie wyników. Przesyłanie danych portem USB ograniczono do 4 tysięcy ramek na sekundę, co wynika z ograniczenia USB w standardzie 2,0 – w projekcie wykorzystano złącze USB typu C, ale w standardzie transmisji USB 2,0.

```

1 void MEAS_Calculate_Angle(float channel_I, float channel_Q)
2 {
3     // obliczanie przesunięcia fazy w stopniach
4     Meas.new_angle = atan2f(channel_Q, channel_I) * 180.0f / (float)M_PI;
5
6     // funkcja atan2 zwraca kąt od -180 do 180 stopni

```

```
7 // zamiana zakresu 0 do 360 stopni
8 if (Meas.new_angle < 0)
9     Meas.new_angle += 360.0f;
10
11 // obliczanie różnicy pomiędzy nowym i starym pomiarem
12 float difference = Meas.new_angle - Meas.last_angle;
13
14 // sprawdzenie przejścia przez 0
15 if (difference >= 270.0f)
16 {difference -= 360.0f;}
17 else if (difference <= -270.0f)
18 {difference += 360.0f;}
19
20 // dodaj pomiar do akumulatora fazy
21 Meas.incremented_angle += difference;
22 // zapisz pomiar do kolejnego porównania
23 Meas.last_angle = Meas.new_angle;
24 }
```

**Listing 4.1:** implementacja obliczania i przechowywania przesunięcia fazy.

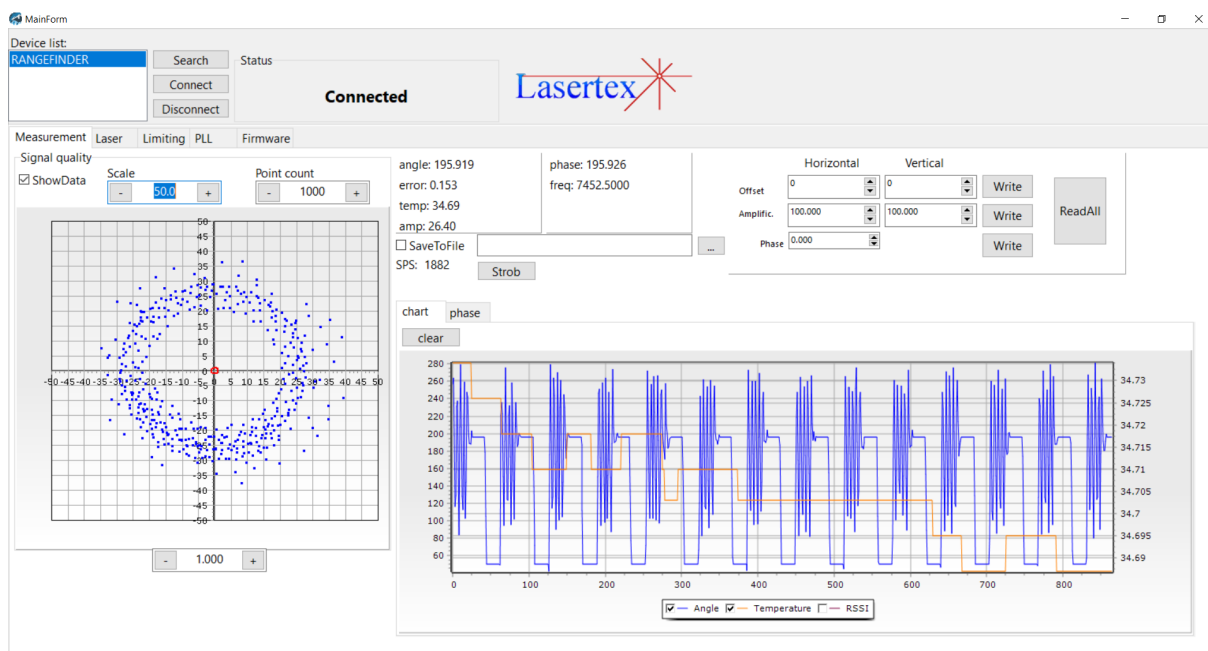
## 4.10 Aplikacja do akwizycji danych z prototypów dalmierza

We współpracy z programistą zatrudnionym w firmie Lasertex napisano oprogramowanie diagnostyczne w języku Delphi umożliwiające łączenie się z prototypami dalmierza w celu akwizycji i wyświetlania danych z urządzeń. Rysunek 4.31 przedstawia przykładowy widok aplikacji.

Oprogramowanie ewoluowało wraz z realizacją kolejnych prototypów i przyrastającymi potrzebami analizy coraz większej liczby parametrów. W najnowszej wersji aplikacja pozwala na wyświetlanie w czasie rzeczywistym danych pomiarowych takich jak: wartości napięcia z torów I i Q, obliczone w dalmierzu przesunięcie fazy i amplituda sygnału, temperatura płyty PCB, temperatura lasera EML, moc wiązki laserowej docierającej do fotodiody, aktualna częstotliwość modulacji i różnica fazy wynikająca z przemiatania częstotliwości modulacji służąca do obliczenia absolutnej odległości, a także średnia ilość ramek odebranych w ciągu sekundy.

Wartości napięcia z torów I i Q wyświetlane są na płaszczyźnie IQ (wykres po lewej stronie aplikacji), co umożliwia wstępne zdiagnozowanie problemów z demodulacją kwadraturową. Dla ułatwienia obserwacji, na wykresie można ograniczyć maksymalną liczbę punktów pomiarowych, a także ręcznie zmienić skalę osi. Na kolejnym wykresie (po prawej stronie), pokazującym dynamikę zmian, wyświetlane są wartości fazy, temperatury laminatu i lasera oraz mocy wiązki. Poszczególne przebiegi można ukrywać w celu zwiększenia czytelności. Na ostatnim wykresie, znajdującym się w innej zakładce aplikacji, wyświetlane są pomiary fazy do absolutnego pomiaru odległości. Pozostałe dane





Rysunek 4.31: Zrzut ekranu aplikacji.

wyświetlane są w formie wartości liczbowych w głównym oknie aplikacji. Wszystkie dane docierające do aplikacji można zapisać do pliku w celu dalszej analizy.

Aplikacja, w osobnej zakładce, pozwala także na odczyt i zmianę podstawowych parametrów pracy dalmierza, jak prąd lasera i wybór sterowania w pętli zamkniętej lub otwartej, głębokość modulacji wiązki laserowej, czy temperatura struktury lasera EML. Możliwe jest także całkowite wyłączenie lasera, jak i regulacji temperatury struktury lasera. W głównym panelu dodano także możliwość odczytu aktualnych offsetów, amplitud i przesunięcia fazy między torami I i Q wykorzystanych do kompensacji błędu kwadratury z możliwością ich ręcznego modyfikowania.

Zrzut ekranu aplikacji widoczny na rysunku 4.31 został wykonany podczas testowania absolutnego pomiaru odległości. Na płaszczyźnie IQ widać punkty wynikające z przestrajania częstotliwości. Pomiar fazy był wykonywany także w trakcie przestrajania syntezy (nie ma to wpływu na ostateczny wynik), stąd na wykresie widoczne są punkty z różną amplitudą. Na wykresie dynamicznym widać przebieg fazy (niebieski kolor) i temperatury laminatu (kolor pomarańczowy) w czasie.

## 4.11 Podsumowanie rozdziału

W rozdziale, ustalono minimalne wymagania dla układów elektronicznych systemu pomiarowego na podstawie analizy przeprowadzonej w rozdziale 3. Zdecydowano, że wymagania będą wyższe, niż te, które wynikają z symulacji na wypadek, gdyby błędy w rzeczywistym układzie okazały się większe od przyjętych w teoretycznych rozważaniach i określono minimalną częstotliwość modulacji na poziomie 10 GHz, błąd syntezy częstotliwości nie większy niż 0,0001% częstotliwości modulacji (10 kHz dla 10 GHz) oraz zakres

przestrzajania nie mniejszy niż 200 MHz. Wymogiem było także zastosowanie czujników meteorologicznych do wyznaczania współczynnika refrakcji. Zdefiniowano również wymagania funkcjonalne urządzenia, takie jak możliwość pracy na akumulatorach, możliwość wyświetlania danych i zmiany trybu pomiaru przez użytkownika za pomocą przycisków.

W kolejnych podrozdziale omówiono pomysł wykorzystania modułów światłowodowych w celu przyspieszenia realizacji prototypów urządzenia i omówiono korzyści wynikające z tego rozwiązania. Następnie przedstawiono opis każdego z pięciu prototypów dalmierza z wyszczególnieniem najważniejszych zmian. Ostatni prototyp spełnia wszystkie wymagania funkcjonalne i wymagania dotyczące systemu pomiarowego. Światłowodowy układ optyczny z kolimatorem ze zwierciadłem parabolicznym umożliwia wykonywanie pomiaru w zakresie 20 metrów, a dodatkowa wiązka laserowa o długości fali 650 nm ułatwia, lub wręcz umożliwia zjustowanie układu optycznego w całym zakresie pomiarowym. Wszystkie komponenty urządzenia zostały umieszczone w aluminiowej obudowie ze stopą magnetyczną, która umożliwia przytwierdzanie dalmierza do metalowych elementów np. frezarki i ułatwia justowanie wiązki lasera do odbłyśnika.

W następnym podrozdziale omówiono najważniejsze aspekty oprogramowania mikrokontrolera dalmierza, w tym architekturę kodu umożliwiającą optymalizację wydajności. Przedstawiono także algorytm obliczania przesunięcia fazy i zapisywania przyrostu różnicy fazy np. podczas przestrzajania częstotliwości modulacji w trakcie wykonywania absolutnego pomiaru odległości. Określono maksymalną ilość próbek z przetwornika analogowo-cyfrowego, które mikrokontroler może przetworzyć na poziomie 16 tysięcy na sekundę. Omówiono ograniczenie w transferze danych przez port USB.

Na koniec rozdziału przedstawiono aplikację, która została stworzona do akwizycji danych pomiarowych z dalmierza, a w kolejnych etapach także do zmieniania parametrów pracy urządzenia.

## Rozdział 5

# Wpływ modulacji amplitudy na modulację fazy w fotodiodach typu PIN

### 5.1 Wstęp

Podczas pomiarów odległości zauważono dodatkowy błąd przesunięcia fazy, który nabierał na sile wraz ze spadkiem mocy optycznej na detektorze. W pierwszej kolejności podejrzewano, iż za ten efekt odpowiedzialne są układy elektroniczne w torze odbiornika, a konkretnie limiter. W modułach SFP wykorzystuje się limity, które posiadają dodatkowe układy korekcji przetwarzanego sygnału i redukowania offsetu. Praca tych podzespołów potencjalnie może wpływać na przesunięcie fazy sygnału. Problem mógł także wynikać z niedopasowania fazy na wejściu lub wyjściu układu. W celu sprawdzenia tej hipotezy limiter wymieniono na komparator, jednak zmiana nie przyniosła żadnej poprawy, dlatego efektu zaczęto doszukiwać się w fotodiodzie.

Na podstawie przeprowadzonego przeglądu literatury zidentyfikowano ten efekt jako wpływ modulacji amplitudy na modulację fazy (ang. amplitude modulation to phase modulation, AM-to-PM) [142–144]. Zjawisko jest ściśle powiązane z efektami występującymi w fotodiodach w dalmierzach impulsowych, opisanymi przy okazji omawiania metody TOF [40–46].

W rozdziale omówiono teoretyczne podstawy efektu AM-to-PM i wskazano najważniejsze zastosowania, które są dotknięte tym problemem. Przedstawiono powszechnie stosowany sposób minimalizacji szumu fazowego, spowodowanego fluktuacjami intensywności wiązki i najnowsze trendy w badaniach nad optymalizacją fotodiod pod kątem redukcji tego zjawiska. Omówiono także inne czynniki, które wpływają na efekt AM-to-PM. W dalszej części rozdziału przedstawiono autorskie układy pomiarowe do charakteryzacji efektu AM-to-PM w fotodiodach krzemowych oraz InGaAs i przedstawiono wyniki otrzymane dla zbadanych fotodiod. Wskazano optymalne punkty pracy fotodiod, szczególnie fotodiody InGaAs wykorzystanej w projekcie dalmierza, w których szum fazowy jest najmniejszy, co pozytywnie przekłada się na dokładność i powtarzalność w pomiarze odległości. Na koniec

rozdziału przedstawiono wpływ nierównomiernego oświetlenia fotodiody na przesunięcie fazy sygnału w pomiarach odległości.

## 5.2 Opis efektu AM-to-PM

Prędkości elektronów i dziur elektronowych ściśle zależą od pola elektrycznego występującego w złączu fotodiody [145], na które dominujący wpływ ma przyłożone napięcie wsteczne. Pole elektryczne zmienia się także pod wpływem płynącego przez złącze fotoprądu w następstwie oświetlenia pola światłoczułego fotodiody [146]. Oznacza to, że padające na fotodiodę światło zmienia pole elektryczne, co wpływa na prędkość ładunków w złączu, a więc i na opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny, czyli tzw. czas tranzytu (ang. transit time) [147]. Fluktuacje mocy wiązki światła oświetlającego fotodiodę, przekładają się na fluktuacje fotoprądu płynącego przez złącze, co powoduje zmiany prędkości ładunków, a w wyniku fluktuacje czasu tranzytu. Tak powstaje szum fazowy w konwersji sygnałów optycznych na elektryczne w fotodiodzie. Ten efekt znany jako AM-to-PM.

Prędkości ładunków w złączu zależą także od typu półprzewodnika, z jakiego złącze zostało wykonane, co oznacza, że efekt AM-to-PM ściśle zależy od konstrukcji fotodiody. Do najczęściej wykorzystywanych półprzewodników do produkcji fotodiod należą krzem dla spektrum widzialnego i arsenek indu i galu (InGaAs) dla spektrum podczerwieni. W fotodiodach krzemowych wpływ pola elektrycznego  $E$  na prędkości elektronów  $V_n$  i dziur elektronowych  $V_p$  został opisany zależnościami [148]:

$$V_n(E) = V_{n\ell} \cdot \frac{E/E_{cn}}{\sqrt{1 + (E/E_{cn})^2}}, \quad (5.1)$$

$$V_p(E) = V_{p\ell} \cdot \frac{E/E_{cp}}{1 + E/E_{cp}}, \quad (5.2)$$

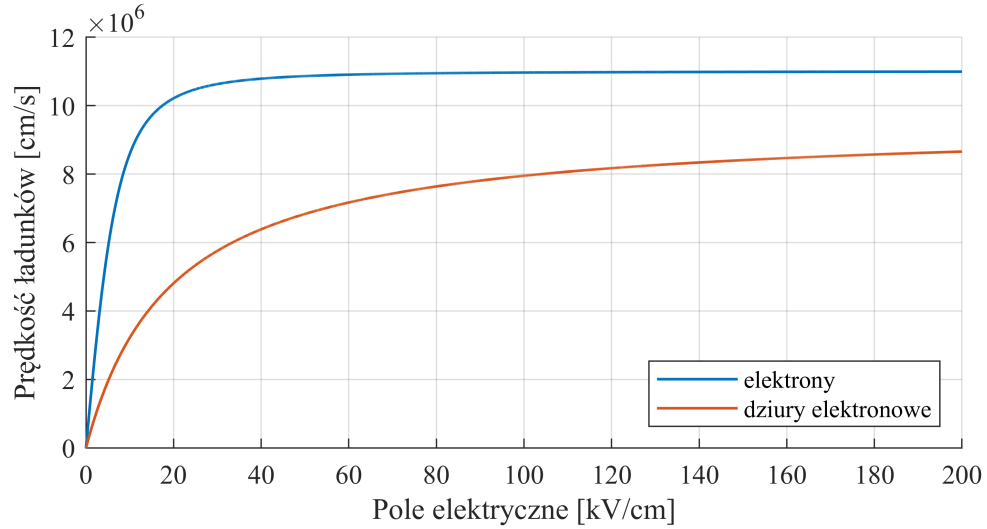
gdzie  $V_{n\ell}$ ,  $V_{p\ell}$  oznaczają odpowiednio prędkość saturacji elektronów i dziur elektronowych, a  $E_{cn}$  i  $E_{cp}$  oznaczają pola krytyczne dla elektronów i dziur elektronowych [149]. Rysunek 5.1 przedstawia prędkości ładunków w zależności od pola elektrycznego w krzemie.

W przypadku fotodiod wykonanych z półprzewodnika InGaAs, prędkości elektronów i dziur elektronowych zostały opisane zależnościami [150]:

$$V_n(E) = \frac{(\mu_n E + \beta \cdot V_{n\ell} \cdot E^\gamma)}{(1 + \beta E^\gamma)}, \quad (5.3)$$

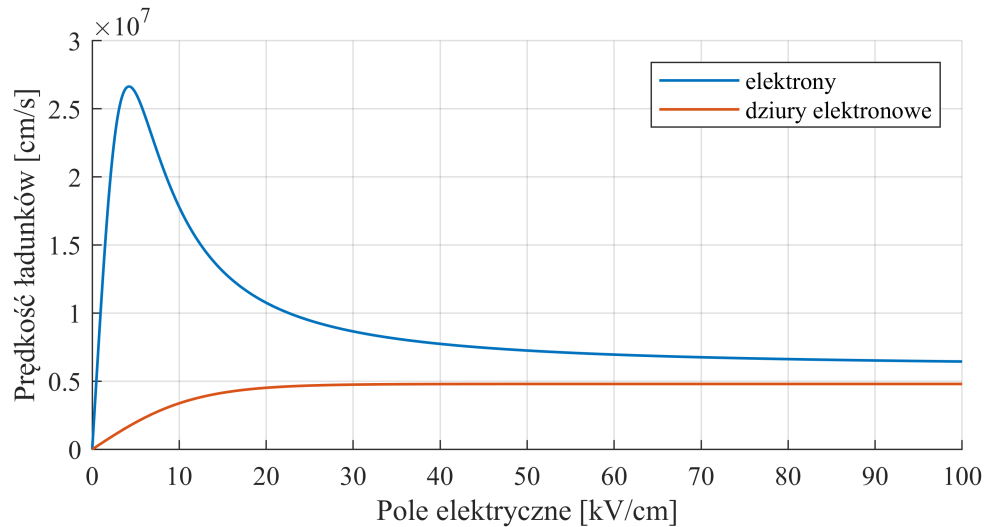
$$V_p(E) = V_{p\ell} \cdot \tanh\left(\frac{\mu_p E}{V_{p\ell}}\right), \quad (5.4)$$

gdzie  $\mu_n$  i  $\mu_p$  to ruchliwość elektronów i dziur elektronowych,  $V_{n\ell}$ ,  $V_{p\ell}$  oznaczają odpowiednio prędkość saturacji elektronów i dziur elektronowych. Na rysunku 5.2 zaprezentowano prędkość ładunków w zależności od pola elektrycznego w półprzewodniku InGaAs. Należy zauważyć, że prędkości ładunków w obu półprzewodnikach cechują się dużą dynamiką zmian dla relatywnie niewielkich wartości pola elektrycznego i stabilizują się wraz z jego



**Rysunek 5.1:** Prędkości ładunków w krzemie w zależności od pola elektrycznego dla temperatury 300 K. Wartości wykorzystane do obliczenia prędkości:  $V_{nl} = 1,10 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$ ,  $V_{\rho\ell} = 9,50 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$ ,  $E_{cn} = 8,00 \cdot 10^3 \text{ V/cm}$ ,  $E_{cp} = 1,95 \cdot 10^4 \text{ V/cm}$ .

wzrostem. Oznacza to, że fotodiody wykonane z tych półprzewodników są bardziej podatne na wpływ efektu AM-to-PM dla niskich wartości napięcia wstecznego.



**Rysunek 5.2:** Prędkości ładunków w półprzewodniku InGaAs dla temperatury 300 K. Wartości wykorzystane do obliczenia prędkości:  $\mu_n = 10500 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ,  $\mu_p = 420 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ,  $V_{nl} = 6 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$ ,  $V_{\rho\ell} = 4,8 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$ .

Efekt AM-to-PM ma negatywny wpływ praktycznie we wszystkich dziedzinach nauki i techniki, w których występuje konwersja sygnałów optycznych na elektryczne, objawiając się w postaci szumu fazowego, z tego powodu efekt najbardziej odczuwalny jest w precyzyjnych układach pomiarowych. Wśród najczęściej wymienianych zastosowań dotkniętych tym problemem są: precyzyjne źródła czasu i częstotliwości [151–154], światłowodowe sieci dystrybucji sygnału wzorca czasu i częstotliwości [155–157], oraz grzebienie częstotliwości optycznej i spektroskopy [158]. Pokazano, że efekt ma także wpływ na błędy w pomiarach

odległości [159].

Z tego względu podejmuje się działania, które mają na celu zminimalizowanie szumu fazowego spowodowanego przez efekt AM-to-PM w konwersji sygnałów optycznych. Jednym z szeroko stosowanych sposobów jest charakteryzacja fotodiody w poszukiwaniu takich punktów pracy, dla których szum fazowy jest najmniejszy [144, 146, 147]. Są to tak zwane *punkty zerowe* (ang. null points). W celu znalezienia punktów zerowych bada się przesunięcie fazy sygnału, czyli opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny, fotodiody w zależności od intensywności światła padającego na pole światłoczułe. Na podstawie otrzymanych danych możliwe jest wyznaczenie współczynnika konwersji określonego zależnością [160]:

$$\alpha = \frac{\Delta\phi}{\Delta I_p/I_p} = \frac{\Delta\phi}{\Delta P/P}, \quad (5.5)$$

gdzie  $\Delta\phi$  to fluktuacja fazy spowodowana fluktuacją fotoprądu  $\Delta I_p/I_p$ , która jest bezpośrednio spowodowana fluktuacją mocy optycznej  $\Delta P/P$  światła padającego na fotodiodę. Szum fazowy jest wprost proporcjonalny do kwadratu współczynnika  $\alpha$  [146], co oznacza, że im mniejsza wartość współczynnika, tym mniejszy szum fazowy. Punkty zerowe, które są tak poszukiwane, to wartości mocy optycznej, dla których współczynnik  $\alpha$  jest równy, lub bliski zeru.

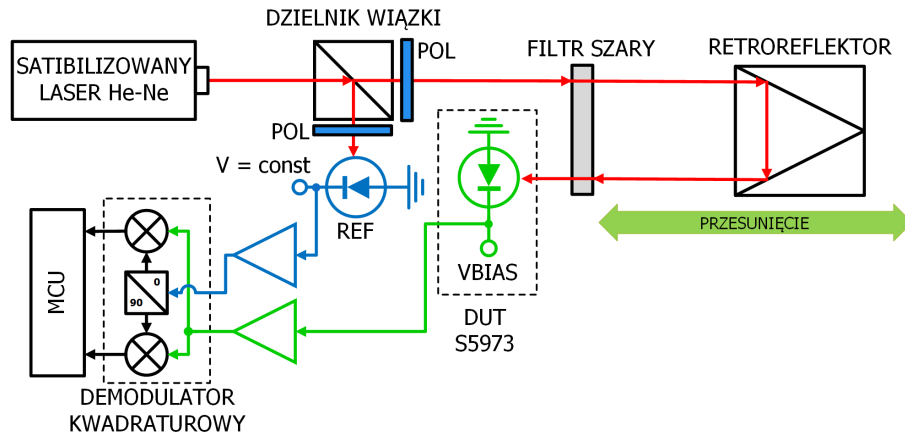
Wykazano, że efekt AM-to-PM jest także zależny od częstotliwości modulacji światła padającego na fotodiodę [146] i od temperatury złącza fotodiody [161], co silne powiązanie ze zmianą prędkości nośników w zależności od temperatury. Oznacza to, że charakteryzacja fotodiody powinna zostać przeprowadzona w dokładnie takich samych warunkach, w jakich będzie pracować w docelowym zastosowaniu.

Najnowsze badania nie tylko skupiają się na charakteryzowaniu istniejących fotodiod, ale także są prowadzone pod kątem optymalizacji struktur półprzewodnikowych fotodiod, aby zminimalizować szum fazowy spowodowany efektem AM-to-PM [142, 143, 145, 160]. Prace głównie polegają na tworzeniu i symulacji takich struktur, które zapewniają możliwie najwięcej punktów zerowych przy relatywnie niewielkiej mocy optycznej.

W celu zbadania efektu AM-to-PM występującego w fotodiodach wykorzystywanych w firmie Lasertex, w tym tej wykorzystanej w prototypie dalmierza, autor wykonał dwa układy eksperymentalne korzystające z demodulatorów kwadraturowych. Pierwszy został zrealizowany do scharakteryzowania fotodiody krzemowej, drugi do fotodiody InGaAs. Wyniki i układy eksperymentalne omawiane w kolejnych dwóch podrozdziałach zostały opisane w publikacji "Direct characterisation of AM-to-PM phenomena in fast Si and InGaAs photodiodes", która została zaakceptowana do druku w czasopiśmie Opto-Electronics Review.

## 5.3 Pomiar efektu AM-to-PM w fotodiodzie krzemowej

Układ eksperymentalny do scharakteryzowania efektu AM-to-PM w krzemowej fotodiodzie typu PIN został zaprezentowany na rysunku 5.3.

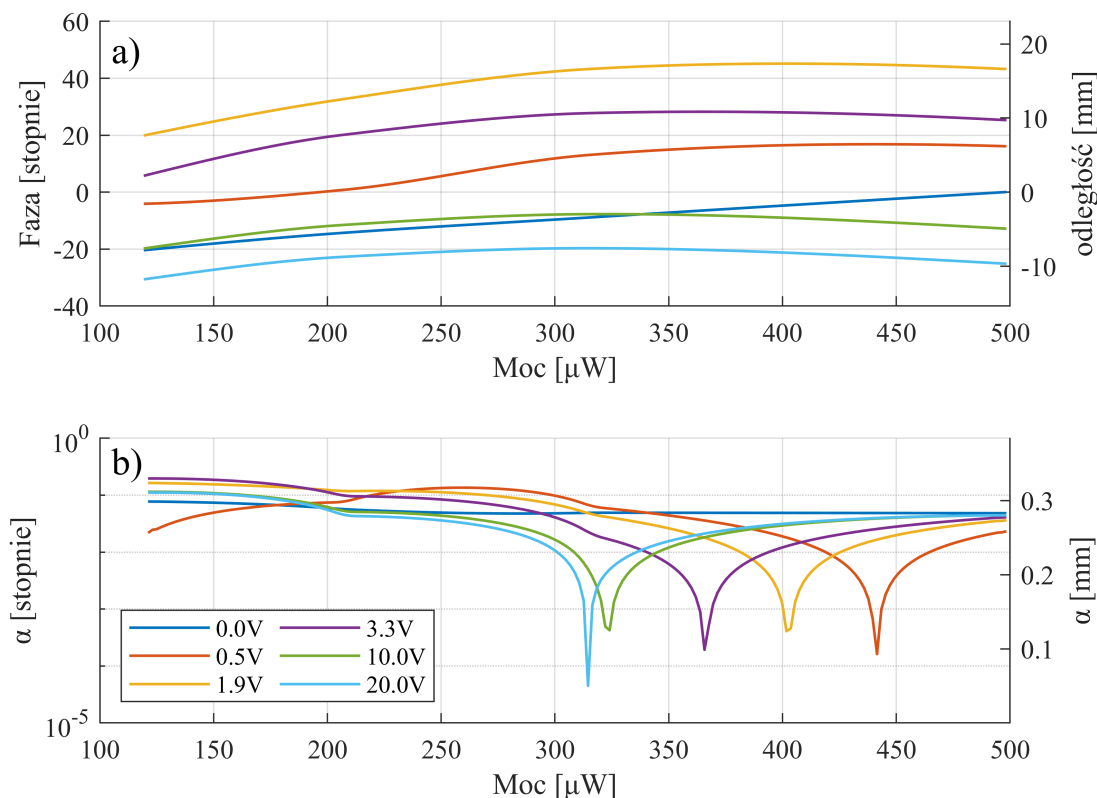


**Rysunek 5.3:** Układ eksperymentalny do pomiarów efektu AM-to-PM w fotodiodzie krzemowej.

Do testów wykorzystano fotodiode Hamamatsu S5973 o częstotliwości granicznej 1 GHz dla napięcia wstecznego 3,3 V. Jako źródło wiązki laserowej użyto stabilizowany termicznie dwumodowy laser helowo-neonowy o długości fali 632,8 nm i mocy 1 mW. Laser emituje wiązkę o dwóch prostopadłych polaryzacjach, która przechodzi przez dzielnik wiązki i polaryzatory 45° (POL), które wymuszają interferencję. W ten sposób powstają dwie zmodulowane amplitudowo wiązki laserowe. Częstotliwość modulacji jest równa różnicy częstotliwości modów lasera i wynosi 1084 MHz, czyli na granicy pasma badanej fotodiody. Pierwsza z wiązek trafia na fotodiode referencyjną o stałym napięciu wstecznym i stałej mocy optycznej. Druga wiązka przechodzi przez filtr szary i trafia do badanej fotodiody. Odbłyśnik w układzie został wykorzystany jako linia opóźniająca, aby układ pomiarowy mógł zebrać próbki i przeprowadzić kompensację błędów demodulacji kwadraturowej. Sygnały z fotodiod następnie trafiają do demodulatora TRF371109, a mikrokontroler oblicza różnicę fazy.

Fotodiode scharakteryzowano dla 8 wartości mocy wiązki od około 100  $\mu\text{W}$  do 500  $\mu\text{W}$  co 50  $\mu\text{W}$  w zakresie napięcia wstecznego od 0 V do 20 V ze skokiem 0,1 V. W celu obliczenia współczynnika  $\alpha$  przeprowadzono interpolację pomiarów mocy optycznej. Na rysunku 5.4 zaprezentowano wyznaczoną różnicę fazy w zależności od mocy wiązki i wykres współczynnika  $\alpha$ . Minima lokalne oznaczają punkty zerowe tej fotodiody.

Warto zauważyć, że dla przebiegów na wykresie 5.4a punktem odniesienia jest przesunięcie fazy przy braku napięcia wstecznego i mocy 500  $\mu\text{W}$ . Wartości napięcia wstecznego na wykresie zostały dobrane tak, żeby pokazać, iż opóźnienie konwersji sygnałów optycznych może rosnąć, lub maleć w zależności od przyłożonego napięcia wstecznego. Z wyznaczonej charakterystyki na rysunku 5.4b wynika także, że im wyższe jest napięcie wsteczne, tym



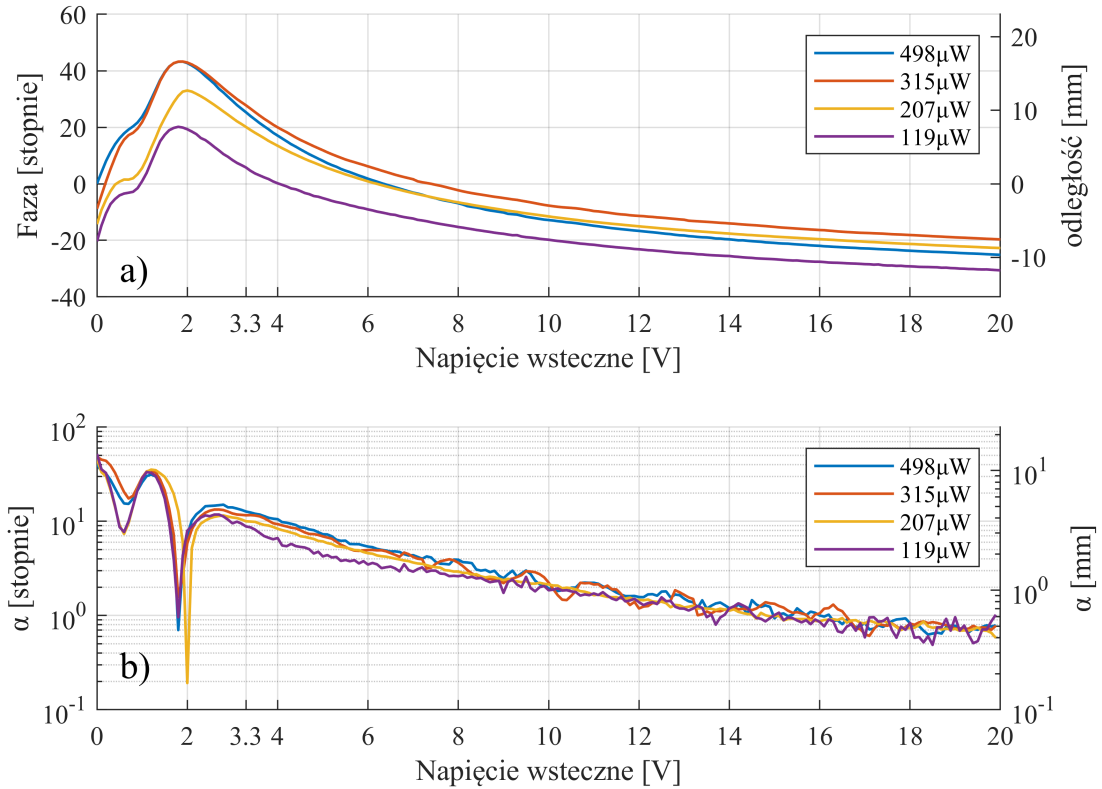
**Rysunek 5.4:** Charakterystyka krzemowej fotodiody PIN w zależności od mocy wiązki **a)** opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny **b)** współczynnik  $\alpha$  – badanie efektu AM-to-PM.

mniejsza moc jest potrzebna do osiągnięcia punktu zerowego. Pełną charakterystykę zmiany przesunięcia fazy w zależności od napięcia wstecznego dla tej fotodiody przedstawia rysunek 5.5a.

W badaniach naukowych nacisk głównie kładzie się na badanie wpływu fluktuacji mocy optycznej na fluktuację fazy, traktując inne parametry takie jak napięcie wsteczne i częstotliwość modulacji jako stałe, które nie zmieniają się w czasie. Autor zaproponował i na podstawie dostępnych danych przeprowadził analizę, która pozwoliła określić wpływ fluktuacji napięcia wstecznego na fluktuację fazy. Taka charakteryzacja ma sens na przykład w układach, które są zasilane z akumulatorów i wykorzystują przetwornice impulsowe do stabilizacji napięcia w celu zwiększenia sprawności, co jest dużo efektywniejszym rozwiązaniem od stosowania stabilizatorów liniowych. Na rysunku 5.5 zaprezentowano otrzymane wyniki.

Zgodnie z oczekiwaniem, dla małych wartości napięcia wstecznego dynamika zmian jest duża, a następnie zmiany są coraz mniejsze co pokrywa się z wykresem prędkości ładunków w zależności od pola elektrycznego (rysunek 5.1). Interesujące jest przebiegięcie w okolicy 2 V, które umożliwia uzyskanie równie dobrych efektów, jakie osiągnięto przy maksymalnym napięciu wstecznym. Warto także zwrócić uwagę, że w przypadku fluktuacji napięcia wstecznego, napięcie wsteczne na poziomie 3,3 V jest jednym z najgorszych punktów pracy dla tej fotodiody. Producent określa, że dla tego napięcia fotodioda osiąga swoją nominalną częstotliwość graniczną, czyli 1 GHz i jednocześnie jest to napięcie





**Rysunek 5.5:** Charakterystyka krzemowej fotodiody PIN w zależności od mocy wiązki a) opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny b) wpływ fluktuacji napięcia wstecznego na fluktuację fazy.

powszechnie przyjęte do zasilania układów CMOS, co subtelnie sugeruje, żeby właśnie takim napięciem spolaryzować fotodiodę, choć, jak pokazują wyniki pomiarów jest to i tak lepszym wyjściem, niż pozostawienie fotodiody bez żadnej polaryzacji.

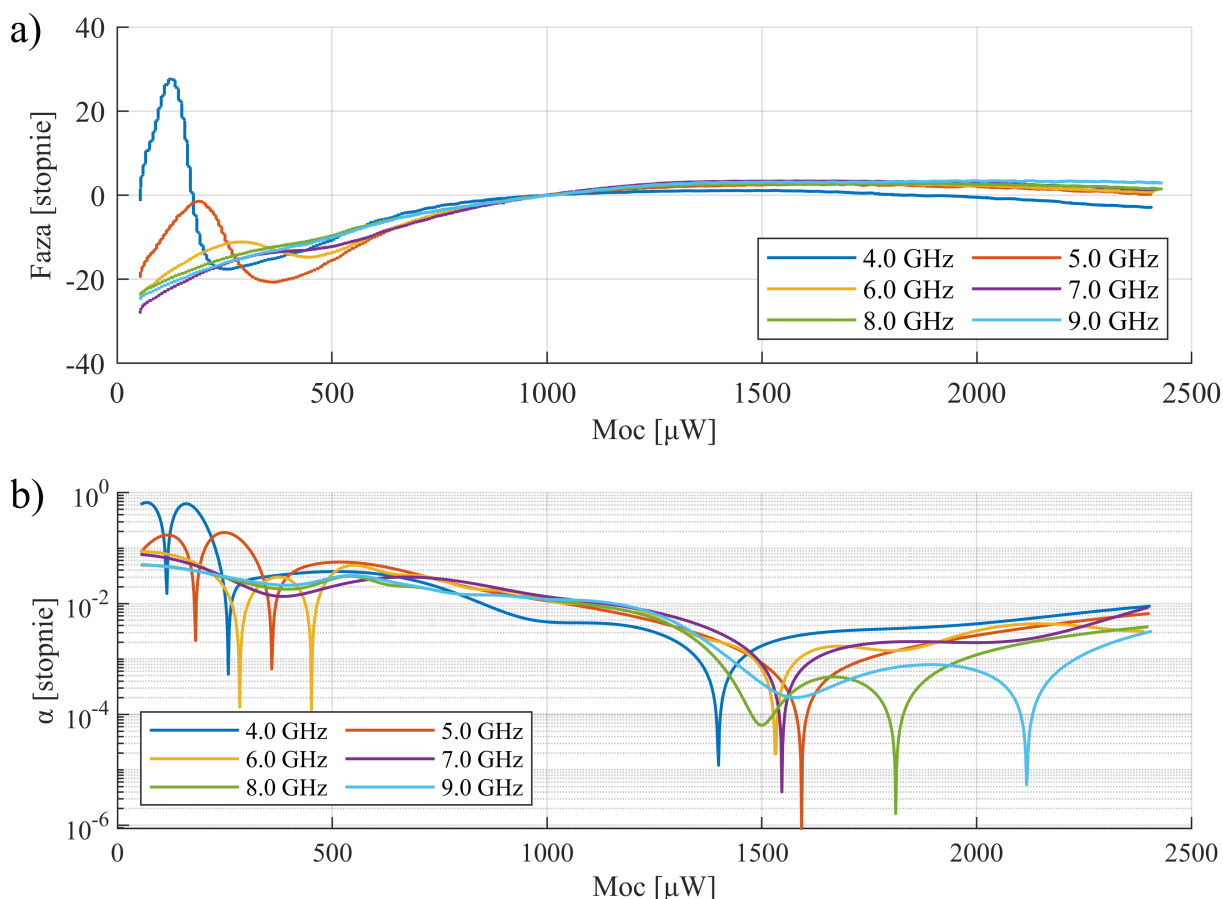
## 5.4 Pomiar efektu AM-to-PM w fotodiodzie InGaAs

W układzie do charakteryzowania fotodiod w spektrum podczerwieni wykorzystano system pomiarowy opracowany na potrzeby piątego prototypu dalmierza, który został już opisany w podrozdziale 4.8 (rysunek 4.21). Układ umożliwia charakteryzowanie fotodiod w zakresie mocy optycznej wiązki laserowej od około 70 μW do 4000 μW (połowa maksymalnej mocy wyjściowej lasera) z rozdzielczością wynoszącą około 15 μW oraz w zakresie częstotliwości modulacji od 4 GHz do 9 GHz.

Do badania wybrano podzespół optyczny ROSA Wooriro WPPT100FNTCNC, który integruje fotodiodę InGaAs i wzmacniacz transimpedancyjny. Wybór tego fotodetektora był celowy - stanowi on część opracowanego dalmierza, a charakteryzacja efektu AM-to-PM jest istotna w kontekście optymalizacji dokładności i powtarzalności pomiaru, na które bezpośrednio ma wpływ szum fazowy konwersji sygnałów optycznych na elektryczne. Fotodiodę scharakteryzowano w zakresie mocy wiązki od 70 μW do 2400 μW, czyli w pełnym zakresie pracy detektora dla częstotliwości od 4 GHz co 1 GHz do 9 GHz. Charakteryzację wykonano tylko dla różnych poziomów mocy optycznej, ponieważ wykorzystany w pomia-

rach podzespół optyczny ROSA nie posiada osobnego wejścia do spolaryzowania fotodiody. Zgodnie z dokumentacją, napięcie zasilania powinno spełniać wymogi dla układów CMOS (3,3 V).

Na rysunku 5.6 zaprezentowano otrzymaną z pomiarów charakterystykę badanej foto-



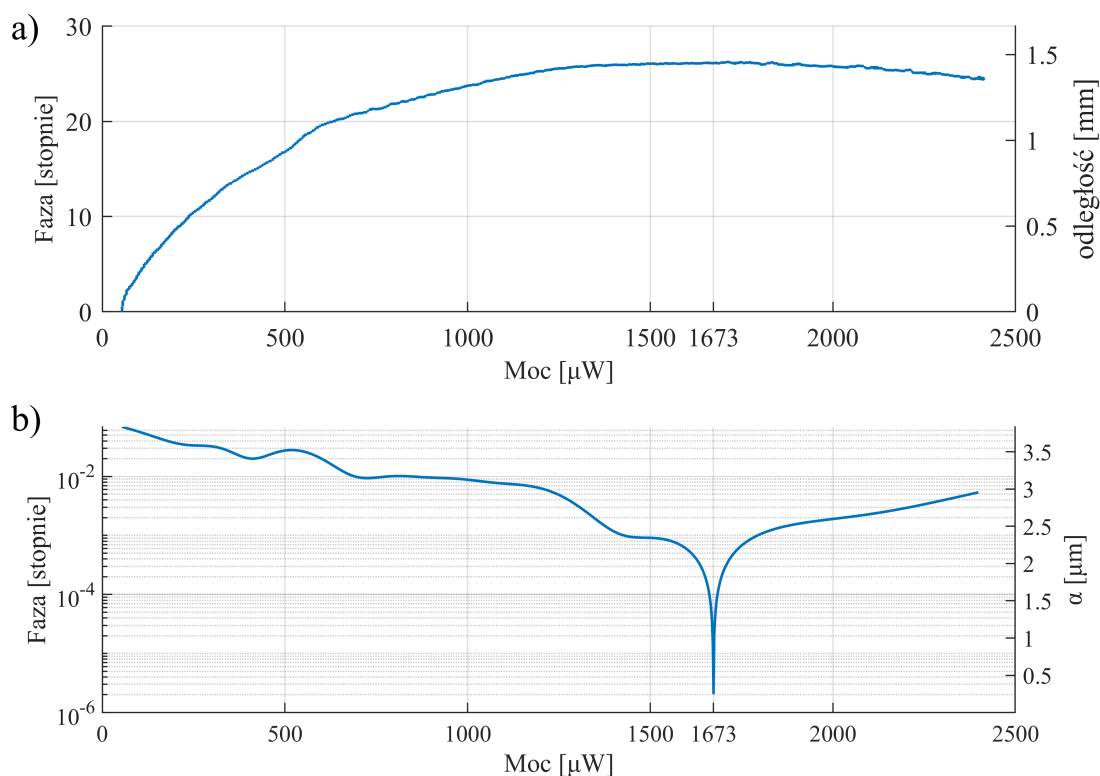
**Rysunek 5.6:** Charakterystyka fotodiody InGaAs typu PIN w zależności od mocy światła padającego na pole światłoczułe **a)** opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny **b)** współczynnik  $\alpha$  – badanie efektu AM-to-PM.

diody InGaAs. Na wykresie 5.6b widać dwie grupy punktów zerowych dla częstotliwości modulacji od 4 GHz do 6 GHz. Pierwsza grupa występuje w zakresie mocy wiązki laserowej od 70 μW do 500 μW, w której dla każdej z częstotliwości modulacji znajdują się po dwa punkty zerowe, a druga w zakresie od 1400 μW do 1600 μW, w której dla każdej częstotliwości występuje jeden punkt zerowy. Dla częstotliwości od 7 GHz do 9 GHz znaleziono jedną grupę punktów, która występuje w zakresie mocy od 1540 μW do 2120 μW. Warte uwagi są gwałtowne zmiany w opóźnieniu konwersji sygnałów optycznych widoczne na wykresie 5.6a w zakresie mocy od 0 μW do około 500 μW. Dynamika zmian jest największa dla częstotliwości modulacji 4 GHz i maleje wraz ze wzrostem częstotliwości.

Zależnie od zastosowania, oczekiwanym efektem charakteryzacji fotodiody może być znalezienie odpowiedniego punktu zerowego w celu zminimalizowania szumu fazowego, co bezpośrednio wynika z wykresu 5.6b. W przypadku fotodetektorów, które pracują w szerokim zakresie częstotliwości modulacji np. w OCMI [70, 90–94] korzystniejszym może być wybór takiego zakresu mocy wiązki laserowej, dla którego przemiatanie częstotliwości

modulacji nie będzie powodowało istotnych dla pomiaru zmian czasu tranzytu. Przebiegi na rysunku 5.6a zostały sztucznie przesunięte, aby ich przesunięcie fazy było równe 0 dla mocy  $1000 \mu\text{W}$ . Jest to punkt pracy z relatywnie dobrym współczynnikiem  $\alpha$  (rysunek 5.6b) i niewielkimi zmianami przesunięcia fazy spowodowanymi zmianą mocy wiązki dla wszystkich badanych częstotliwości modulacji, co może stanowić optymalny wybór dla tego typu zastosowań.

Ze względu, iż w prototypie dalmierza optymalne parametry amplitudy sygnału pomiarowego i błędu demodulacji kwadraturowej otrzymano dla częstotliwości modulacji na poziomie  $7,5 \text{ GHz}$ , przeprowadzono osobną charakteryzację fotodiody właśnie dla tej częstotliwości. Wyniki badania przedstawia rysunek 5.7.



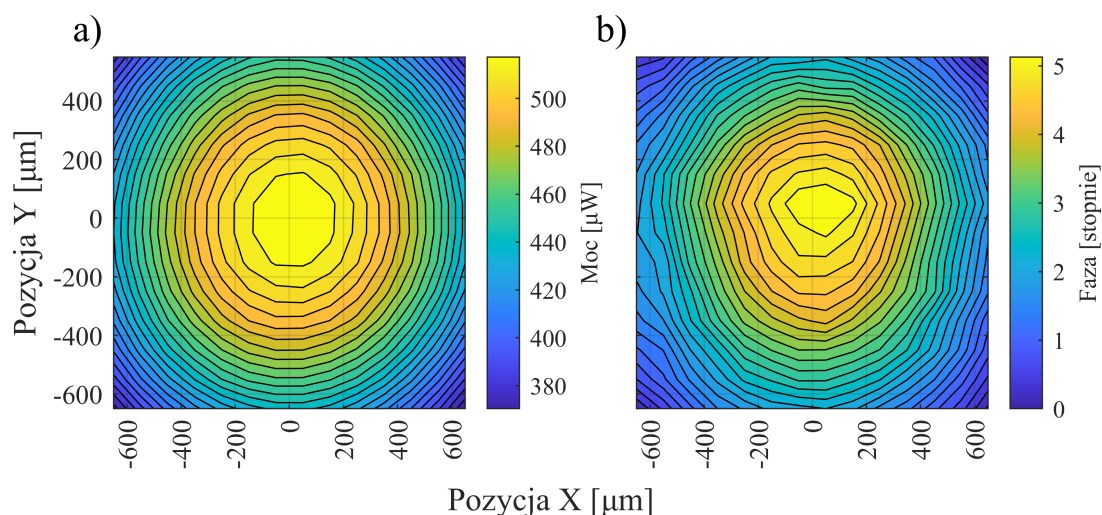
**Rysunek 5.7:** Charakterystyka fotodiody InGaAs typu PIN w zależności od mocy światła padającego na pole światłoczułe dla  $f_{mod} = 7,5 \text{ GHz}$  **a)** opóźnienie konwersji sygnału optycznego na elektryczny **b)** współczynnik  $\alpha$  – badanie efektu AM-to-PM.

Z analizy wynika, iż optymalny punkt pracy dla fotodiody wykorzystanej w projekcie dalmierza dla częstotliwości  $7,5 \text{ GHz}$  wynosi  $1673 \mu\text{W}$ . W idealnym przypadku, fotodetektor powinien być stale oświetlony wiązką o takiej mocy, jednak w pomiarze odległości jest to technicznie trudne do zrealizowania, szczególnie na większych odległościach. Zakres mocy z minimalnym szumem jest bardzo wąski, więc nawet niewielka zmiana mocy docierającej do fotodetektora sprawi, że szum fazowy będzie większy niż oczekiwany. Możliwa jest natomiast praca w zakresie mocy optycznej dookoła punktu zerowego, gdzie współczynnik konwersji jest relatywnie niski, a przesunięcie fazy spowodowane zmianą mocy wiązki lasera także jest minimalne (rysunek 5.7a). Należy pamiętać, że laser, który stale emituje

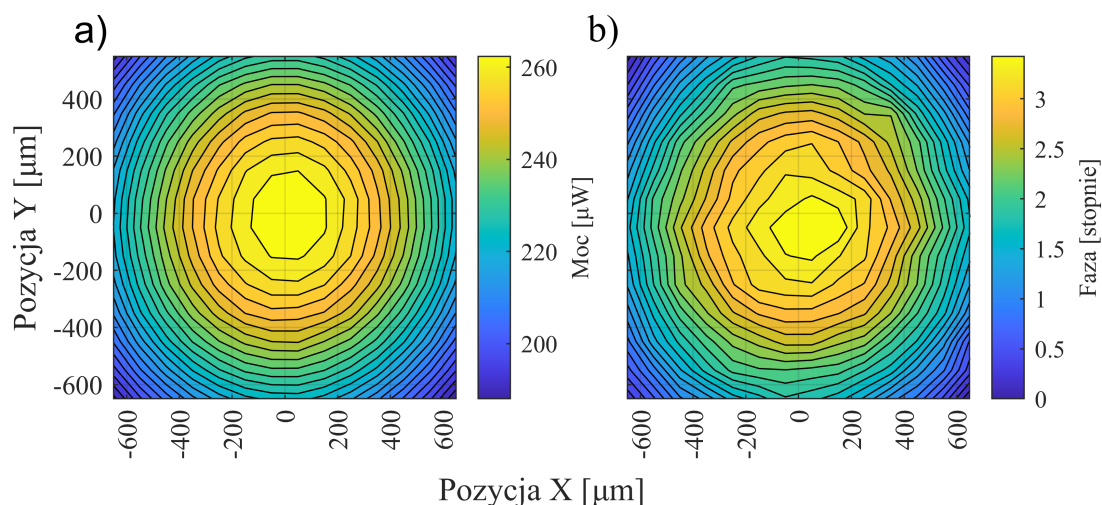
wiązkę o mocy około 3,7 mW (zakładając sprawność układu optycznego na poziomie 45%) musi być odpowiednio chłodzony, aby nie uległ uszkodzeniu termicznemu.

## 5.5 Wpływ zjustowania układu optycznego na pomiar odległości

Nierównomiernie oświetlenie pola światłoczułego fotodiody także ma wpływ na ruch ładunków w złączu fotodiody i również wpływa na zmianę opóźnienia konwersji sygnałów optycznych. W prototypie dalmierza zbadano wpływ przemieszczeń lateralnych odbłyśnika na poziom sygnału i przesunięcie fazy rejestrowane przez układ pomiarowy. Na rysunkach 5.8 i 5.9 zaprezentowano wyniki otrzymane dla dwóch poziomów mocy wiązki lasera.



**Rysunek 5.8:** Wpływ przemieszczenia lateralnego odbłyśnika na a) moc wiązki padającą na fotodiode b) przesunięcie fazy.



**Rysunek 5.9:** Wpływ przemieszczenia lateralnego odbłyśnika na a) moc wiązki padającą na fotodiode b) przesunięcie fazy.

Rozjustowanie układu skutkuje gwałtownym spadkiem fotoprądu i w następstwie zmianą

czasu tranzytu. Zmianę przesunięcia fazy względem mocy padającej na fotodiodę porównano z charakterystyką wyznaczoną podczas badania efektu AM-to-PM (rysunek 5.6a). Wyniki różnią o kilka stopni. Oznacza to, że na tę chwilę, aby uniknąć tego błędu konieczne jest justowanie układu optycznego na maksimum mocy.

W [162] opisano problem wynikający z nierównomiernego oświetlenia fotodiody w zastosowaniu pomiaru odległości. Celem kolejnych badań nad prototypem będzie zredukowanie tego efektu, aby dalmierz nie był podatny na błędy spowodowane rozjustowaniem układu optycznego.

## 5.6 Podsumowanie rozdziału

W rozdziale omówiono teoretyczne podstawy zmiany czasu przetwarzania sygnałów optycznych na elektryczne w fotodiodzie. Przedstawiono zależność prędkości elektronów i dziur elektronowych w złączu półprzewodnika od pola elektrycznego i fotoprądu płynącego przez złącze. Wskazano, że za efekt AM-to-PM odpowiada fluktuacja intensywności światła, która przekłada się na fluktuację fotoprądu, a w następstwie pola elektrycznego, co objawia się szumem fazowym.

Omówiono metodę minimalizacji szumu fazowego przez charakteryzację fotodiod i poszukiwanie tzw. punktów zerowych, w których szum przetwarzania dla danej fotodiody jest najmniejszy. Pokazano także badania, których celem jest tworzenie nowych struktur półprzewodnikowych fotodiod pod kątem zwiększenia ilości punktów zerowych i minimalizacji efektu AM-to-PM.

W rozdziale przedstawiono dwa autorskie układy do pomiaru fotodiod krzemowych pracujących w spektrum widzialnym i InGaAs pracujących w spektrum podczerwieni. Układ pomiarowy do charakteryzowania fotodiod krzemowych wykorzystuje laser He-Ne o długości fali 632,8 nm, a przesunięcie fazy mierzone jest przy pomocy demodulatora kwadraturowego. W celu kompensacji błędów kwadratury wykorzystano odbłyśnik, który pełni funkcję linii opóźniającej. Układ, ze względu na wykorzystany laser umożliwia badanie fotodiod z częstotliwością modulacji na poziomie 1084 MHz lasera, a moc wiązki laserowej oświetlającej fotodiodę ustalana jest z pomocą filtrów szarych, Maksymalna moc wiązki lasera docierająca do fotodiody to 500  $\mu\text{W}$ .

Drugi z układów do badania fotodiod InGaAs pod kątem efektu AM-to-PM powstał na podstawie systemu pomiarowego piątej wersji dalmierza. Wykorzystuje laser półprzewodnikowy o długości fali 1550 nm i może charakteryzować fotodiody w zakresie częstotliwości modulacji od 4 GHz do 9 GHz oraz w zakresie mocy wiązki lasera od około 70  $\mu\text{W}$  do 4000  $\mu\text{W}$  z rozdzielczością 15  $\mu\text{W}$ .

Dla fotodiody krzemowej przeprowadzono badanie pod kątem efektu AM-to-PM, a także scharakteryzowano wpływ fluktuacji napięcia wstecznego na szum fazowy. Przeprowadzono analizę otrzymanych wyników i wskazano optymalne punkty pracy. Skomentowano proponowane przez producenta napięcie wsteczne (3,3 V) jako jeden z najgorszych punktów pracy fotodiody.

Charakteryzację efektu AM-to-PM dla fotodiody InGaAs przeprowadzono w szerokim

zakresie częstotliwości modulacji – od 4 GHz do 9 GHz co 1 GHz dla całego zakresu mocy optycznej tj. od  $70 \mu\text{W}$  do  $2400 \mu\text{W}$ , zgodnie z dokumentacją fotodiody. Przeprowadzono analizę punktów zerowych. Wskazano ilość punktów zależnie od częstotliwości modulacji i zakresy ich występowania. Pokazano, iż możliwa jest optymalizacja fotodiody w ramach pracy z sygnałami na jednej częstotliwości modulacji, lub, jak to ma miejsce w przypadku OCMI w szerokim zakresie częstotliwości – zaproponowano punkt pracy na poziomie  $1000 \mu\text{W}$ , który zapewnia relatywnie dobry współczynnik  $\alpha$ , a zmiany przesunięcia fazy są nieznaczne dla całego badanego spektrum częstotliwości modulacji.

Przeprowadzono także dodatkową analizę fotodiody dla częstotliwości modulacji 7,5 GHz w celu znalezienia optymalnego punktu i zakresu pracy w zastosowaniu fotodiody w pomiarze odległości. Punkt zerowy fotodiody dla tej częstotliwości wynosi  $1673 \mu\text{W}$ . Z technicznego punktu widzenia oświetlenie fotodiody przez cały proces pomiaru dokładnie taką mocą jest trudne, lub wręcz niemożliwe, ale wykonywanie pomiarów z mocą optyczną zbliżoną do tej wartości przynosi wymierne korzyści w powtarzalności i dokładności pomiaru. Przedstawiona analiza dowodzi tezę, że poprawa dokładności pomiaru odległości jest możliwa przez zminimalizowanie konwersji szumu amplitudowego na szum fazowy w fotodetektorze dalmierza laserowego.

Na koniec rozdziału omówiono wpływ lateralnego przemieszczenia odbłyśnika na pomiar odległości i przedstawiono wyniki pomiarów z wykorzystaniem prototypu dalmierza.

# Rozdział 6

## Weryfikacja parametrów dalmierza

### 6.1 Wstęp

Potencjalny klient przeszukując rynek systemów pomiaru odległości przede wszystkim kieruje się dwoma kryteriami: dokładnością i zakresem pomiarowym. Te dwa parametry określają przydatność przyrządu w interesującym klienta zastosowaniu i dopiero, gdy te kryteria zostaną spełnione, w wyborze urządzenia istotna zaczyna być cena, komfort użytkowania, czy chociażby czas pracy na akumulatorach.

Zadaniem producenta jest zapewnienie, że przyrząd pomiarowy będzie wykonywał pomiary z błędem nie większym niż ten podany w specyfikacji. W celu weryfikacji dokładności i powtarzalności pomiarów urządzeń metrologicznych wykonuje się proces wzorcowania, czyli testu przeprowadzonego w kontrolowanych warunkach, w którym porównuje się wyniki pomiarów testowanego przyrządu z uznanym w danej dziedzinie urządzeniem, które pełni rolę wzorca.

W rozdziale przedstawiono powszechnie stosowaną metodę do wzorcowania systemów pomiaru odległości i przemieszczenia. W odniesieniu do tej metody, omówiono sposoby weryfikacji dokładności, stabilności długoterminowej i powtarzalności pomiarów opracowanego prototypu dalmierza, a następnie przedstawiono uzyskane wyniki. Przeprowadzono również test maksymalnego zasięgu dalmierza.

### 6.2 Wzorcowanie systemów pomiaru odległości

Szeroko przyjętą metodą weryfikowania dokładności laserowych systemów pomiaru odległości lub przemieszczenia jest pomiar komparacyjny z interferometrem laserowym, który pełni rolę wzorca odległości, na kilkudziesięciometrowej ławie optycznej [163, 164]. W ten sposób powszechnie wzorcuje się przyrządy geodezyjne takie jak np. tachimetry.

W celu wykonania wzorcowania, testowany przyrząd i wzorzec zwykle umieszcza się na przeciwległych końcach ławy optycznej. Następnie każde z urządzeń ustawia się tak, by wykonywały pomiary odległości do odbłyśników umieszczonych na ruchomym wózku znajdującym się na szynach ławy optycznej. Wózek może się poruszać w całej długości ławy. Przy ustawianiu przyrządów należy zadbać, aby wzorzec, testowane urządzenie



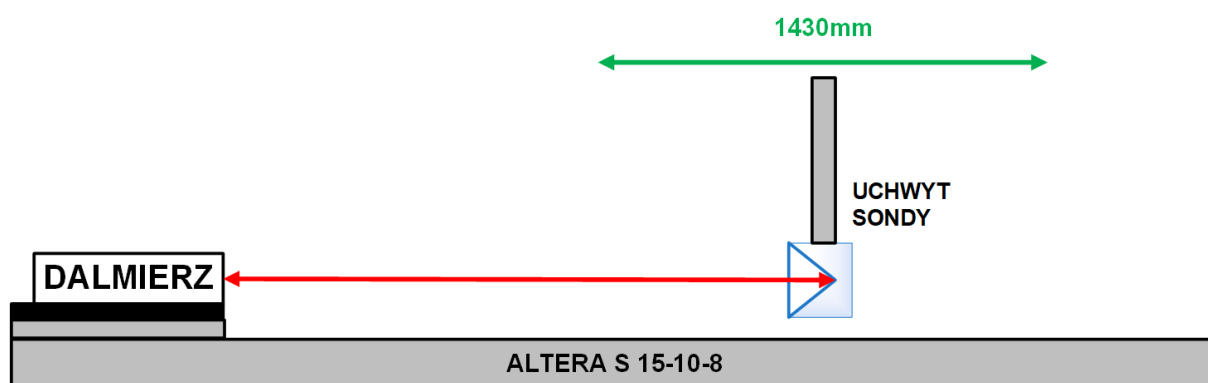
i odbłyśniki znajdowały się na jednej prostej w celu uniknięcia błędu Abbego [165]. W trakcie wzorcowania wykonuje się pomiary przemieszczeń w ustalonych punktach i zapisuje wyniki pomiarów otrzymanych z użyciem wzorca i wzorcowanego urządzenia. Wózek przemieszcza się punkt po punkcie aż do zakończenia serii pomiarowej. Następnie porównuje się wyniki z obu urządzeń i określa błąd pomiaru odległości względem wzorca.

## 6.3 Weryfikacja dokładności pomiaru odległości

### 6.3.1 Układy pomiarowe wykorzystane do weryfikacji parametrów dalmierza

Zgodnie z założeniami, oczekiwany błąd dalmierza laserowego powinien mieścić się w kilkudziesięciu mikrometrach, dlatego wzorcowanie powinno odbyć się z wykorzystaniem dokładniejszego systemu pomiarowego takiego, jak np. interferometr laserowy. Idealnym rozwiązaniem byłoby przeprowadzenie wzorcowania na 20-metrowej ławie optycznej z użyciem interferometru jako wzorca. O ile firma Lasertex produkuje interferometry i w każdym momencie możliwe jest skorzystanie z takiego systemu, tak problemem jest dostęp do kilkudziesięciometrowej ławy optycznej. Z tego względu postanowiono, iż wzorcowanie dalmierza zostanie zrealizowane z wykorzystaniem nowego nabytku firmy, jakim jest współrzędnościowa maszyna pomiarowa (ang. coordinate measuring machine, CMM) *Nikon ALTERA S 15-10-8*. Maszyna CMM korzysta z enkoderów liniowych *Renishaw TONiC* wykonanych ze stali nierdzewnej, które zapewniają rozdzielczość pomiaru przemieszczenia na poziomie 50 nm. Dokładność pozycjonowania wolumetrycznego głowicy pomiarowej wynosi  $1,8 \mu\text{m}$ , a system pomiarowy zapewnia kompensację rozszerzalności temperaturowej liniałów. Dodatkowo, w celu spełnienia wymagań dotyczących warunków pracy maszyny, w pomieszczeniu znajduje się klimatyzacja utrzymująca temperaturę na poziomie  $22^\circ\text{C}$ .

W pierwszym etapie zrealizowano pomiary na stole maszyny CMM w maksymalnym możliwym zakresie tj. 1430 mm. Na rysunku 6.1 przedstawiono układ pomiarowy wyko-



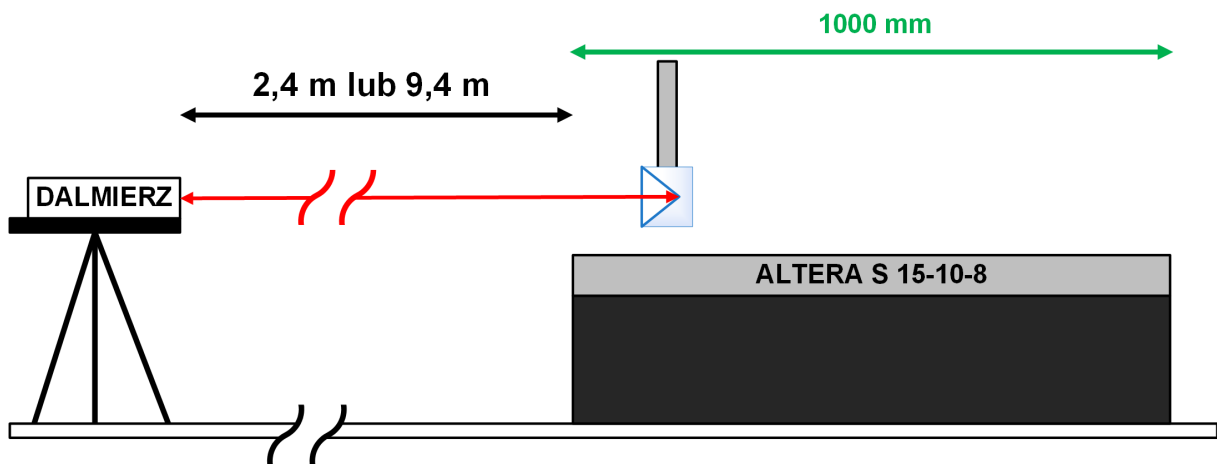
**Rysunek 6.1:** Układ pomiarowy do weryfikacji dokładności pomiaru odległości dalmierza z wykorzystaniem maszyny CMM *Nikon ALTERA S 15-10-8*.

zystany do wzorcowania. Do uchwytu sondy pomiarowej maszyny CMM przytwierdzono



odbłyśnik, a na stole maszyny ustawiono dalmierz. Po wycelowaniu wiązki lasera w środek odbłyśnika i upewniając się, że w całym zakresie pomiarowym uzyskano odpowiednią moc wiązki na detektorze dalmierza, wykonano serię pomiarów wykonując przemieszczając głowicę maszyny CMM co 5 mm. Pomiar rozpoczęto praktycznie stykając odbłyśnik z czołem dalmierza i zakończono, gdy osiągnięto maksymalny zakres posuwu głowicy pomiarowej. Łącznie w tej serii wykonano 286 pomiarów.

W celu zweryfikowania dokładności pomiaru odległości dalmierza na dystansie przekraczającym zakres pomiarowy maszyny CMM wykorzystano układ pomiarowy zaprezentowany na rysunku 6.2. Idea weryfikacji dokładności systemu pomiarowego z wykorzystaniem



**Rysunek 6.2:** Układ pomiarowy do weryfikacji dokładności pomiaru odległości dalmierza z wykorzystaniem maszyny CMM *Nikon ALTERA S 15-10-8* powyżej zakresu pomiarowego tejże.

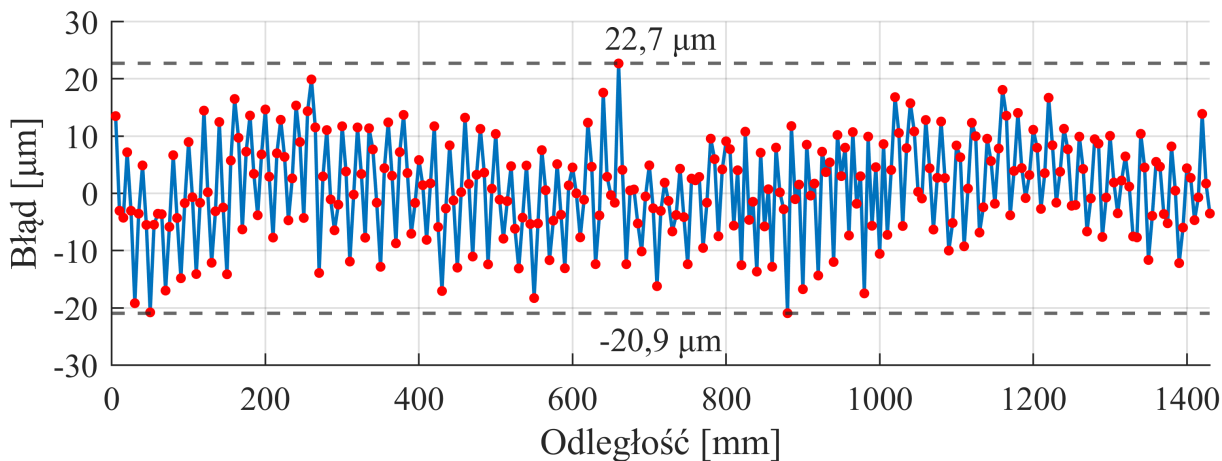
przedstawionego układu pomiarowego jest uznana w literaturze [50, 51, 94] i korzysta się z niej, gdy nie ma innej możliwości zweryfikowania dokładności pomiaru na dystansie przekraczającym zakres pomiarowy wzorca. Weryfikacja błędów wzorcowanego urządzenia w takim układzie polega na wykonywaniu pomiarów odległości (przez wzorcowane urządzenie) na pewnym, określonym wcześniej, dystansie do odbłyśnika, którego przesunięcie można zmierzyć z pomocą wzorca takiego jak interferometr laserowy, czy w tym przypadku, maszyna współrzędnościowa. W ten sposób otrzymuje się serię pomiarów przemieszczeń odbłyśnika na podstawie której możliwe jest określenie dokładności wzorcowanego urządzenia.

Dalmierz został przymocowany do trójnogu, który najpierw został ustawiony w odległości około 2,4 m od krawędzi maszyny CMM, a następnie został przeniesiony na odległość około 9,4 m. W każdym z ustawień trójnogu wykonano pomiary odległości do odbłyśnika zamocowanego w głowicy pomiarowej maszyny CMM, który był przemieszczany co 5 mm (analogicznie, jak w pierwszym układzie pomiarowym). Ze względu na ustawienie maszyny CMM, w celu zmaksymalizowania dystansu w jakim był ustawiony trójnóg względem maszyny CMM, kolejne serie pomiarów zostały wykonane w krótszej osi maszyny współrzędnościowej, co ograniczyło zakres pomiarowy do 1000 mm. W każdej

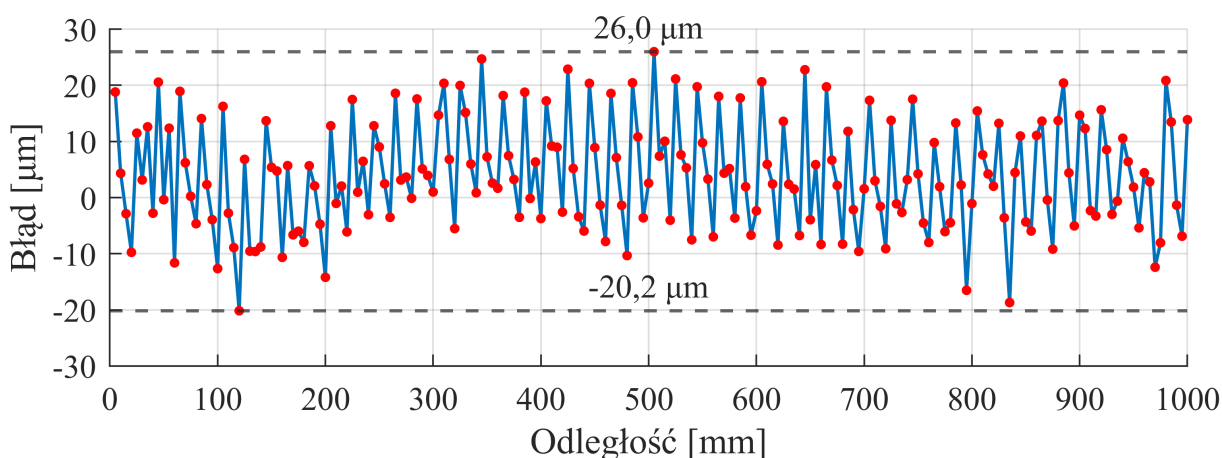
z prób wykonano po 200 pomiarów odległości.

### 6.3.2 Błędy pomiarów odległości

Wyniki błędów pomiarów odległości zostały zaprezentowane na rysunkach 6.3, 6.4 oraz 6.5. Na wykresach 6.4 i 6.5 zachowano skalę od 0 do 1000 mm w celu zachowania



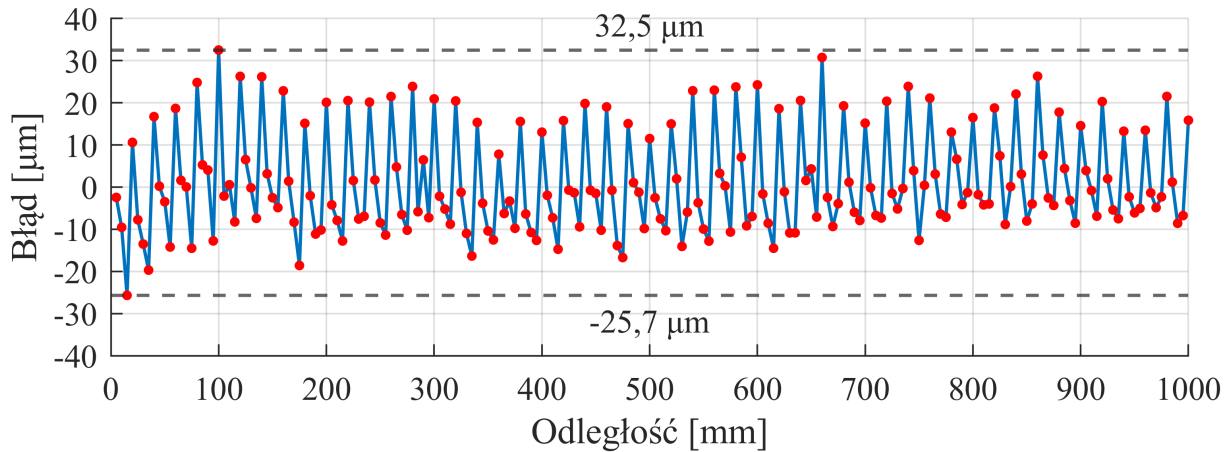
**Rysunek 6.3:** Błędy pomiaru odległości w zakresie 1430 mm od czoła czujnika.



**Rysunek 6.4:** Błędy pomiaru odległości w zakresie od 2389,956 mm do 3389,956 mm od czoła czujnika.

czytelności. W pomiarach z wykorzystaniem trójnogu, zmierzone odległości użyciem dalmierza do pierwszej pozycji odbłyśnika wyniosły odpowiednio 2389,956 mm i 9408,921 mm. Maksymalny błąd wyniósł  $32,5 \mu\text{m}$  na dystansie ponad 10 metrów od czoła dalmierza. Zgodnie z oczekiwaniem, wartości błędów rosną wraz z dystansem. Odchylenie standardowe błędów na kolejnych zakresach wyniosło odpowiednio  $8,5 \mu\text{m}$ ,  $9,7 \mu\text{m}$  i  $12,0 \mu\text{m}$ .

W przeprowadzonych pomiarach zauważalny jest duży udział błędów demodulacji kwadraturowej (wyznaczenia różnicy fazy), które zgodnie z analizą błędów przedstawioną w podrozdziale 3.7.2 nie skalują się z odległością. Z tego powodu można uznać, że mają dominujący wpływ na całkowity błąd pomiaru odległości szczególnie na niewielkim



**Rysunek 6.5:** Błędy pomiaru odległości w zakresie od 9408,921 mm do 10408,921 mm od czoła czujnika.

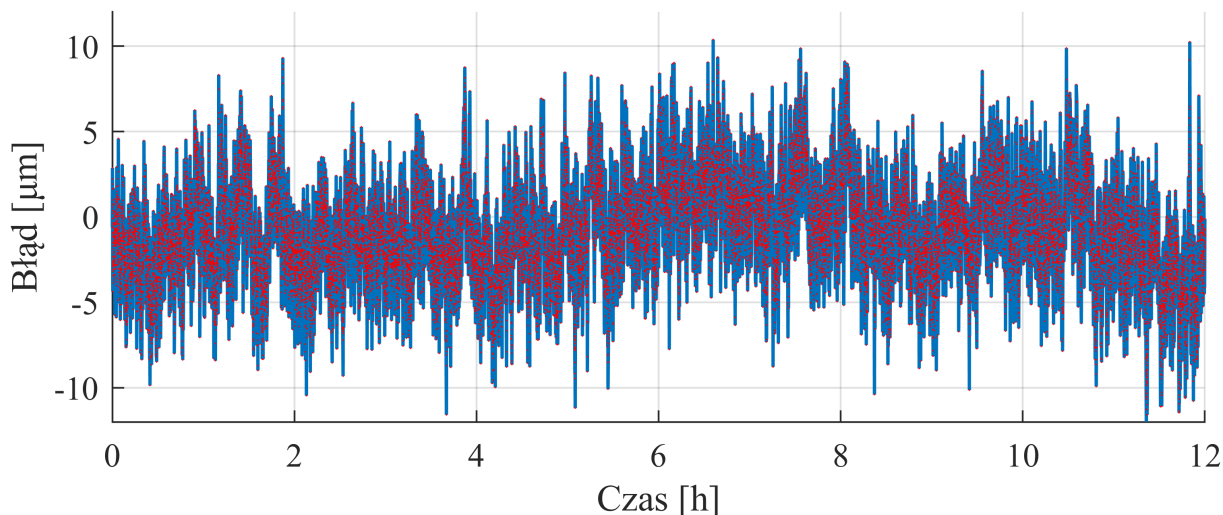
dystansie. We wszystkich seriach pomiarowych błędy układają się w poziome linie (najlepiej widoczne na rysunku 6.5), co także jest charakterystyczne dla błędów demodulacji kwadraturowej. Oznacza to, iż dalsza optymalizacja urządzenia związana z minimalizacją błędów demodulacji przyniesie wymierne korzyści skutkujące zmniejszeniem błędu pomiaru odległości.

Porównując maksymalne błędy pomiaru odległości w zakresie 1 i 10 metrów, różnica wynosi  $9,8 \mu\text{m}$ , co można uznać za zadowalający wynik, gdyż oznacza to, że wpływ błędu syntezy częstotliwości i współczynnika refrakcji na pomiar odległości wynosi poniżej  $1 \mu\text{m/m}$ .

## 6.4 Weryfikacja stabilności długoterminowej i powtarzalności pomiarów

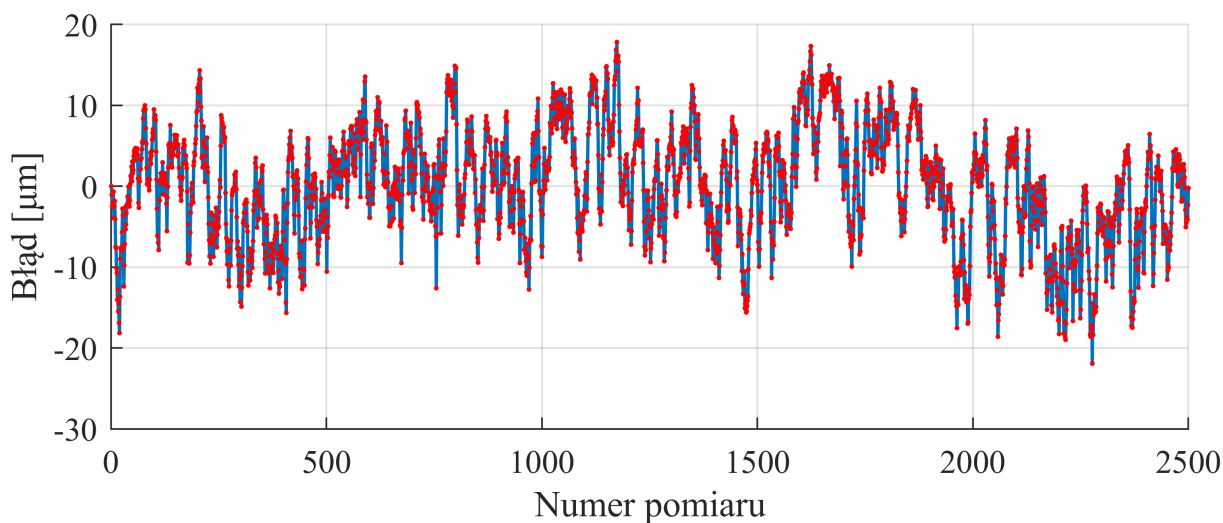
W celu sprawdzenia stabilności długoterminowej dalmierza wykonano statyczny test na stole optycznym, na którym w odległości około 1,5 m na przeciwległych końcach stołu umieszczono dalmierz i odbłyśnik. Po ustawieniu układu optycznego, urządzenie nieprzerwanie wykonywało pomiar do odbłyśnika przez 12 godzin, co umożliwiło zarejestrowanie ponad 30 tysięcy pomiarów (około 2500 pomiarów na godzinę). W trakcie testu utrzymywano temperaturę pomieszczenia na poziomie  $22^\circ\text{C}$ . Do analizy przyjęto, iż pierwszy wykonany pomiar będzie stanowił punkt odniesienia dla całej serii. Na rysunku 6.6 przedstawiono błędy pomiaru odległości wykonane podczas statycznej próby w czasie 12 godzin pracy dalmierza. Podczas testu maksymalny błąd, względem pierwszego pomiaru, wyniósł  $12,5 \mu\text{m}$ .

W identycznych warunkach i w tym samym układzie pomiarowym przeprowadzono przez godzinę przeprowadzono test wpływu zmiany współczynnika refrakcji spowodowanego turbulencjami powietrza na pomiar odległości. Do tego celu wykorzystano wentylator, który został ustawiony prostopadle do drogi wiązki laserowej. W trakcie pomiarów wiązka laserowa przechodziła przez strumień powietrza generowany przez wentylator. Na rysunku



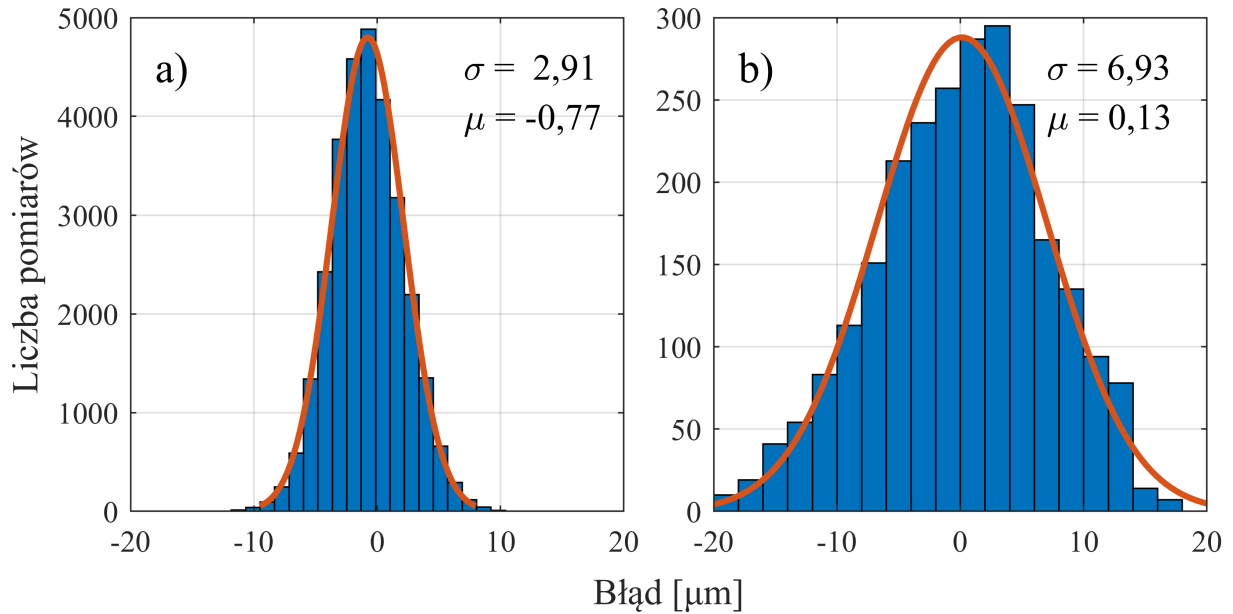
**Rysunek 6.6:** Powtarzalność pomiaru odległości dalmierza w czasie 12 godzin pracy urządzenia.

6.7 przedstawiono otrzymane wyniki. W tej próbie maksymalny błąd pomiaru odległości wyniósł  $21,9 \mu\text{m}$



**Rysunek 6.7:** Powtarzalność pomiaru odległości dalmierza podczas próby z bocznym strumieniem powietrza.

Na podstawie wyników z obu prób stworzono histogramy błędów, które zostały zaprezentowane na rysunku 6.8. przedstawiono histogramy błędów powtarzalności z testu statycznego oraz próby z wentylatorem. Na histogramy dodatkowo nałożono krzywą rozkładu normalnego, obliczono wartość oczekiwaną i odchylenie standardowe. W tym porównaniu wyraźnie widać, iż boczny strumień powietrza znacząco pogorszył powtarzalność pomiarów odległości. Odchylenie standardowe w próbie z wentylatorem jest ponad dwukrotnie większe ( $6,93 \mu\text{m}$ ) względem próby statycznej bez wentylatora ( $2,91 \mu\text{m}$ ). Należy zwrócić uwagę, iż odchylenie standardowe na poziomie  $2,91 \mu\text{m}$  w teście długoterminowym jest bardzo zadowalającym wynikiem.

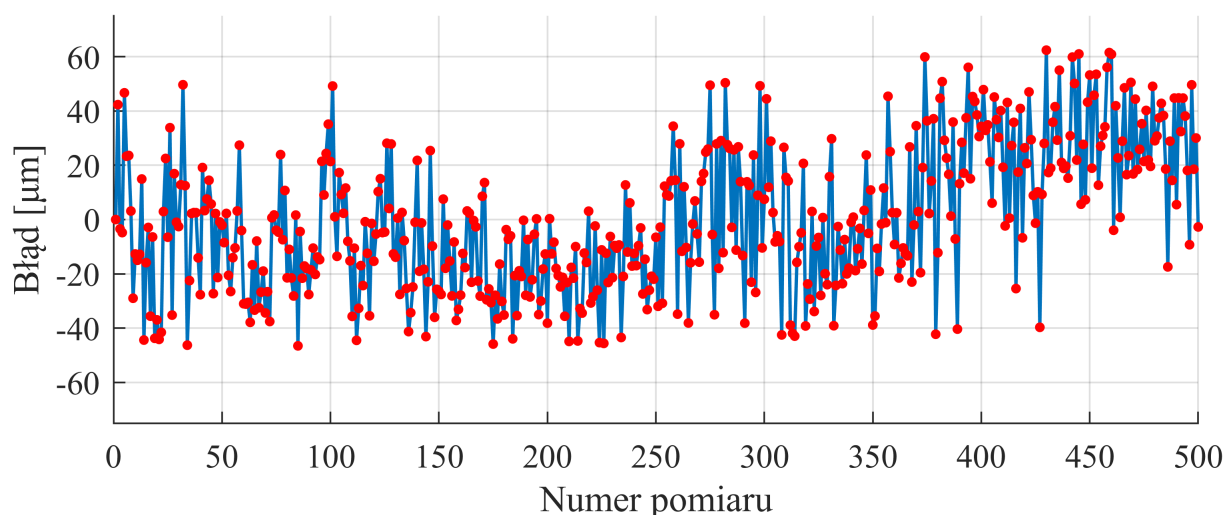


**Rysunek 6.8:** Histogramy błędów powtarzalności a) z próby statycznej b) z próby statycznej z wentylatorem.

## 6.5 Maksymalny zakres pomiaru

Ze względu na brak technicznej możliwości wykonania wzorcowania dalmierza na dystansie powyżej 11 metrów, zdecydowano się na przeprowadzenie testu zasięgu urządzenia, by sprawdzić, czy opracowany prototyp jest w stanie wykonywać pomiary w odległości co najmniej 20 metrów od czoła urządzenia. Miało to na celu przede wszystkim sprawdzenie możliwości kolimatora i systemu mechanicznego wykorzystywanego do ustawiania wiązki do odbłyśnika.

Test wykonano sukcesywnie oddalając odbłyśnik od dalmierza i sprawdzając, czy możliwe jest wycelowanie wiązki laserowej do odbłyśnika, tak, aby po odbiciu trafiła z powrotem do kolimatora. Tym sposobem osiągnięto maksymalny dystans, jaki można zmierzyć w budynku firmy, czyli 33 metry. W tym położeniu odbłyśnika przeprowadzono testy powtarzalności pomiaru, które zostały zaprezentowane na rysunku 6.9. Wiązka przechodziła przez trzy pomieszczenia, co miało istotny wpływ na zmianę współczynnika refrakcji i tym samym na powtarzalność pomiarów. Maksymalny błąd w tej próbie wyniósł  $62,4 \mu\text{m}$ , a odchylenie standardowe błędów  $26,0 \mu\text{m}$ .



**Rysunek 6.9:** Powtarzalność pomiaru odległości na dystansie 33 metrów.

## 6.6 Podsumowanie rozdziału

W rozdziale przedstawiono powszechnie uznaną metodę wzorcowania laserowych systemów odległości z wykorzystaniem ławy optycznej i interferometru laserowego. W odniesieniu do tej metody, jak i rozwiązań prezentowanych w literaturze, przedstawiono sposób wzorcowania prototypu dalmierza z wykorzystaniem współrzędnościowej maszyny pomiarowej *Nikon ALTERA S 15-10-8*. Wykonano trzy serie pomiarów w różnych odległościach od odbłyśnika. Największy błąd pomiaru wynosił  $32,5 \mu\text{m}$  na dystansie ponad 10 metrów od odbłyśnika. Wskazano, iż dominującym błędem w pomiarach jest błąd demodulacji kwadraturowej, który nie skaluje się wraz z odległością.

Sprawdzono także stabilność długoterminową prototypu dalmierza w teście trwającym 12 godzin. Maksymalny błąd powtarzalności wyniósł  $12,5 \mu\text{m}$ , a odchylenie standardowe błędów wyniosło  $2,91 \mu\text{m}$ , co oznacza, że 68% pomiarów zostało wykonanych z błędem mniejszym, lub równym  $2,91 \mu\text{m}$ . W próbie z bocznym nadmuchem powietrza uzyskano odchylenie standardowe błędów na poziomie  $6,93 \mu\text{m}$ .

Ze względu na brak możliwości wykonania wzorcowania na dystansie większym niż 11 metrów, w celu zweryfikowania maksymalnego zasięgu przeprowadzono test maksymalnego zakresu pomiarowego dalmierza. Wykazano, iż urządzenie z powodzeniem może wykonywać pomiar odległości na dystansie 33 metrów. Maksymalny błąd powtarzalności pomiaru na tym dystansie wyniósł  $62,4 \mu\text{m}$ , a odchylenie standardowe błędów wyniosło  $26,0 \mu\text{m}$ .

Na podstawie pomiarów odległości wykonanych podczas wzorcowania możliwe jest określenie błędu pomiaru odległości prototypu dalmierza. Jak omówiono w podrozdziale 6.3 w pomiarach odległości dominują błędy demodulacji kwadraturowej, które nie skalują się wraz z odległością. Producenci systemów absolutnego pomiaru odległości uwzględniają takie błędy jako stałą wartość błędu w pomiarze odległości, co zostało pokazane na przykład w podrozdziale 2.3.2. Postępując w ten sam sposób, można ustalić błąd pomiaru



odległości dalmierza na poziomie  $23 \mu\text{m} + 1 \mu\text{m}/\text{m}$ , czyli zaokrąglony błąd  $22,7 \mu\text{m}$  pomiaru w zakresie jednego metra (pierwsza seria pomiarów) oraz  $1 \mu\text{m}/\text{m}$  obliczony z różnicy błędów na dystansie 10 metrów i 1 metra, podzielonej przez dystans i zaokrąglonej do jedności. Daje to zbliżony wynik do trackera laserowego Faro, którego błąd pomiaru odległości wynosi  $16 \mu\text{m} + 0,8 \mu\text{m}/\text{m}$ . Jeżeli błąd pomiaru odległości jest rozpatrywany bezwzględnie, wtedy otrzymany wynik na dystansie 10 metrów daje błąd rzędu  $3,25 \mu\text{m}/\text{m}$ .

Wyniki wzorcowania na maszynie CMM potwierdzają, że opracowany dalmierz spełnił zakładany cel doktoratu dotyczący dokładności pomiaru i może konkurować z innymi, komercyjnie dostępnymi, urządzeniami wykorzystywanymi w przemyśle maszynowym. To dowodzi tezę, że wykorzystanie laserów telekomunikacyjnych ze zintegrowanymi modulatorami intensywności światła i metody absolutnego pomiaru odległości z przesunięciem fazy pozwala na realizację dalmierza do zastosowań w precyzyjnym przemyśle maszynowym.

Obiektywne porównanie prototypu dalmierza z innymi rozwiązaniami zaprezentowanymi w literaturze w formie tabelarycznego zestawienia jest trudne ze względu na różne zakresy pomiarowe, czy wykorzystane układy eksperymentalne, dlatego autor postanowił odnieść się bezpośrednio do najbardziej zbliżonych prac w celu omówienia i porównania osiągniętych dokładności pomiaru.

W, już wspomnianych, pracach [62, 69] koreańskiej grupy *Length Standard Group* z *KRISS* przedstawiono rozwiązanie polegające na modulacji i mieszaniu sygnałów optycznych w modulatorach Macha-Zehndera, które umożliwiło osiągnięcie odchylenia standardowego błędów pomiaru odległości na poziomie  $2,6 \mu\text{m}$ . Wyniki pomiarów porównywano z odczytami z interferometru homodynowego. W eksperymencie pomiar odległości realizowano na dystansach 0,3 metra oraz 8,2 metra, przy czym w drugim przypadku dystans był symulowany przy użyciu odcinka światłowodu. Szacowana wartość aparatury wykorzystanej do realizacji układu pomiarowego to ponad 25 tysięcy euro – 3 modulatory Macha-Zehndera (po 5 tysięcy euro każdy) oraz miernik fazy *MOKU:LAB* (10 tysięcy euro). Dla porównania, z wykorzystaniem dalmierza otrzymano odchylenie standardowe błędów pomiaru odległości na poziomie  $12,0 \mu\text{m}$  realizując pomiar w powietrzu na dystansie 9,4 metra, a koszt realizacji urządzenia wyniósł 2355 euro.

W [70] przedstawiono połączenie OCMI z rozwijaniem fazy. W pracy pokazano wyniki pomiarów na dystansach 6 i 8 metrów, które były symulowane odcinkami światłowodów. Do pomiaru odległości wykorzystano przemiatanie częstotliwości w zakresie od 5 GHz do 6 GHz, co umożliwiło osiągnięcie dokładności pomiaru na poziomie 3 cm.

W [61] przedstawiono rozwiązanie polegające na pomiarze fazy na kilku sztucznie syntezowanych częstotliwościach modulacji. W porównywalnym zakresie, tj. 20 metrów, odchylenie standardowe błędów powtarzalności pomiaru odległości wyniosło  $12 \mu\text{m}$ .

# Rozdział 7

## Zakończenie

Przedmiotem niniejszej rozprawy było opracowanie laserowego systemu absolutnego pomiaru odległości z przeznaczeniem do kalibracji maszyn obróbczych. W celu realizacji projektu opracowano architekturę układów elektronicznych i metodę absolutnego pomiaru odległości na podstawie pomiaru przesunięcia fazy. Przeprowadzono analizę czynników wpływających na pomiar i wyspecyfikowano wymagania wobec układów elektronicznych systemu pomiarowego. W iteracyjny sposób zrealizowano pięć prototypów urządzenia za każdym razem optymalizując konstrukcję urządzenia. Przeprowadzono analizę wpływu modulacji amplitudy na modulację fazy w fotodiodach krzemowych i InGaAs oraz przeprowadzono analizę w celu minimalizacji tego efektu w fotodiodzie dalmierza. Podsumowaniem prac wykonanych w ramach doktoratu było wykonanie wzorcowania urządzenia z wykorzystaniem współrzędnościowej maszyny pomiarowej.

Rozdział 2 zawierał przegląd metod pomiaru odległości i przemieszczenia. Przedstawiono najpopularniejsze metody pomiaru odległości, omówiono typowe konstrukcje, cechy charakterystyczne i typowe dokładności oraz zakresy pomiaru. Przeprowadzono analizę komercyjnych rozwiązań dostępnych na rynku.

W Rozdziale 3 przedstawiono wybór metody absolutnego pomiaru odległości, omówiono architekturę układów elektronicznych demodulatora kwadraturowego oraz przeprowadzono analizę czynników wpływających na błędy pomiaru odległości w metodzie pomiaru przesunięcia fazy.

W rozdziale 4 omówiono wymagania wobec układów elektronicznych dalmierza, przedstawiono ideę wykorzystania modułów światłowodowych w celu przyspieszenia realizacji prototypów. Przedstawiono proces iteracyjnej realizacji konstrukcji dalmierza laserowego i pokazano najważniejsze cechy każdego z pięciu prototypów, które powstały w ramach tej pracy. Omówiono oprogramowanie dalmierza i przedstawiono aplikację do akwizycji i wyświetlania danych z urządzenia.

Rozdział 5 zawierał teoretyczną analizę wpływu modulacji amplitudy na modulację fazy w fotodiodach typu PIN. Przedstawiono sposób optymalizacji diod i minimalizacji efektu AM-to-PM na szum fazowy. Zaprezentowano dwa autorskie układy do charakteryzowania fotodiod i przedstawiono wyniki pokazujące możliwość redukcji szumu fazowego w badanych fotodiodach. Omówiono efekt pod kątem błędów pomiaru odległości i optymalizacji diody



---

wykorzystanej w konstrukcji dalmierza.

W rozdziale 6 przedstawiono metodę wzorcowania systemów pomiaru odległości z wykorzystaniem interferometru, a następnie omówiono metody wykorzystane do weryfikacji dokładności, powtarzalności i stabilności długoterminowej prototypu dalmierza. Przedstawiono otrzymane wyniki i dokonano ich analizy.

Wszystkie cele doktoratu zostały zrealizowane. Opracowano prototyp dalmierza, spełniający wymogi dotyczące komercjalizacji i seryjnej produkcji. W urządzeniu zastosowano półprzewodnikowe źródło laserowe. Opracowana metoda absolutnego pomiaru odległości, wraz z układami elektronicznymi systemu pomiarowego, zapewnia docelową dokładność na poziomie  $23\ \mu\text{m} + 1\ \mu\text{m}/\text{m}$ , co zostało wykazane w testach z użyciem maszyny współrzędnościowej.

Tezy postawione w pracy zostały udowodnione. Opracowany system absolutnego pomiaru odległości z telekomunikacyjnym laserem z modulatorem absorbcyjnym cechuje się odpowiednią dokładnością, która została potwierdzona w trakcie wzorcowania z użyciem maszyny współrzędnościowej, aby można go było stosować w przemyśle maszynowym. Wykazano również, że minimalizacja efektu AM-to-PM umożliwia zmniejszenie szumu fazowego i poprawę dokładności pomiaru odległości.

Najważniejsze oryginalne osiągnięcia naukowe i wdrożeniowe w tej pracy podsumowano poniżej.

- Opracowanie laserowego modułu absolutnego pomiaru odległości z dokładnością pomiaru  $23\ \mu\text{m} \pm 1\ \mu\text{m}/\text{m}$ , zakresem pomiarowym 33 m i odchyleniem standardowym powtarzalności  $2,9\ \mu\text{m}$ .
- Zaprojektowanie układów elektronicznych systemu pomiaru przesunięcia fazy z demodulatorem kwadraturowym i synteizatorem częstotliwości pracującym do 10 GHz.
- Opracowanie układu światłowodowego układu optycznego z kolimatorem parabolicznym i możliwością dodania widzialnej wiązki laserowej.
- Realizacja dwóch układów eksperymentalnych do charakteryzowania i minimalizacji konwersji szumu amplitudowego na szum fazowy fotodiod krzemowych i InGaAs.
- Analiza i minimalizacja efektu AM-to-PM w fotodiodzie wykorzystanej w konstrukcji dalmierza laserowego.

Autor dalej kontynuuje prace badawcze i rozwojowe dalmierza w celu dalszej optymalizacji parametrów urządzenia, jak i jego komercjalizacji.

# Streszczenie

## Streszczenie w języku polskim

Maszyny obróbcze sterowane komputerowo są coraz częściej spotykane w zakładach produkcyjnych. Obrabiarki, jak każde urządzenie mechaniczne, ulegają stopniowemu zużyciu i wymagają okresowych kalibracji w celu utrzymania jakości obróbki. Do tego celu wykorzystuje się interferometry laserowe ze względu na ich dokładność pomiaru. Interferometry mierzą przemieszczenie, a nie absolutną odległość, przez co są niepraktyczne w pomiarach wolumetrycznych i kalibracji np. dużych obrabiarek, lub manipulatorów robotycznych. W takich zastosowaniach dużo lepiej sprawdzają się systemy absolutnego pomiaru odległości. W ramach realizacji doktoratu wdrożeniowego w firmie Lasertex, która rozwija i produkuje systemy do kalibracji obrabiarek, zrealizowano kompletną konstrukcję laserowego modułu absolutnego i precyzyjnego pomiaru odległości do kalibracji maszyn obróbczych.

Praca doktorska przedstawia przegląd różnych metod pomiaru odległości i przemieszczenia, w ramach którego omówiono poszczególne realizacje układowe uwzględniając ich osiąganą dokładność i zakres pomiarowy. Dla każdej z metod przedstawiono charakterystyczne problemy, błędy pomiaru i sposoby minimalizowania tychże. Ze względu na wdrożeniowy charakter doktoratu przeprowadzono również przegląd komercyjnych systemów pomiaru odległości i przemieszczenia z określeniem ich kluczowych parametrów i ceny urządzeń.

W pracy przedstawiono iteracyjną realizację modułu dalmierza, w ramach której opracowano uruchomiono i scharakteryzowano pięć prototypów urządzenia. Dla każdej z konstrukcji omówiono specyfikację układów optoelektronicznych i wskazano najważniejsze problemy, które poprawiano w kolejnych wersjach. Najnowsze urządzenie syntezyuje sygnał częstotliwości modulacji w zakresie od 4 GHz do 10 GHz i wykorzystuje telekomunikacyjny laser 1550 nm z modulatorem elektroabsorpcyjnym. W dalmierzu zrealizowano autorski tor nadawczy i odbiorczy wysokiej częstotliwości z wykorzystaniem radiowego laminatu hybrydowego, a także system stabilizacji temperatury lasera oraz układ światłowodowy ze zwierciadłem parabolicznym w roli kolimatora, umożliwiający dodanie wiązki lasera w świetle widzialnym. Urządzenie działa w pełni autonomicznie, posiada ekran wyświetlający wyniki i pracuje na akumulatorach. Zaimplementowane oprogramowania umożliwia automatyczną realizację pomiaru w trybie absolutnym lub ciągłym. W ramach prac zrealizowano również aplikację do wyświetlania wyników z dalmierza w celach diagnostycznych.

---

W doktoracie omówiono fizyczne podstawy wpływu modulacji amplitudy sygnałów optycznych na modulację fazy sygnałów elektrycznych w fotodiodach typu PIN oraz wynikający z tego efektu szum fazowy. Opracowano dwa autorskie układy eksperymentalne umożliwiające scharakteryzowanie fotodiod krzemowych oraz arsenekowo-indowo-galowych (InGaAs) i z ich pomocą wykonano charakteryzację fotodiod i wskazano optymalne punkty pracy dla których szum fazowy jest najmniejszy. Przedstawiono także wpływ tego efektu w zastosowaniach pomiaru odległości i pokazano, że optymalizacja punktu pracy fotodiody pozwala kilkukrotnie poprawić szum fazowy oraz zmniejszyć podatność na błąd pomiaru odległości przez zmianę intensywności oświetlenia.

W ramach podsumowania wykonanej pracy przeprowadzono weryfikację dokładności pomiaru odległości prototypu dalmierza z wykorzystaniem współrzędnościowej maszyny pomiarowej, a także powtarzalności i stabilności długoterminowej. Dokładność pomiaru odległości dalmierza określono na poziomie  $23 \mu\text{m} + 1 \mu\text{m}/\text{m}$ . Odchylenie standardowe powtarzalności pomiaru wynosi  $2,9 \mu\text{m}$ , a maksymalny zakres pomiaru to 33 metry.

## Streszczenie w języku angielskim

Computer-controlled machining centres are increasingly common in manufacturing plants. Machine tools, like any mechanical device, are subject to gradual wear and require periodic calibration to maintain machining quality. Laser interferometers are used for this purpose because of their measurement accuracy. Interferometers measure displacement rather than absolute distance, making them impractical for volumetric measurements and calibration of, for example, large machining centres or robotic manipulators. Absolute distance measurement systems are much better suited for such applications. As part of an implementation dissertation at Lasertex, which develops and manufactures systems for the calibration of machining centres, a complete design of a laser module for absolute and precise distance measurement for the calibration of machining machines was implemented.

The dissertation presents an overview of the various distance and displacement measurement methods, within which the various system realisations are discussed taking into account their achievable accuracy and measurement range. Characteristic problems, measurement errors and ways to minimise these are presented for each method. Due to the implementation nature of the PhD, a review of commercial distance and displacement measurement systems was also carried out, identifying their key parameters and the price of the devices.

The thesis presents an iterative implementation of a rangefinder module, where five prototypes of the device were designed, launched and characterised. For each design, the specification of the optoelectronic circuits was discussed and key issues were identified, which were corrected in subsequent versions. The latest device synthesises a modulation frequency signal in the range of 4 GHz to 10 GHz and uses a 1550 nm telecommunication laser with an electroabsorption modulator. The rangefinder realises a proprietary high-frequency transmit and receive path using a radio hybrid laminate, as well as a laser temperature stabilisation system and a fibre-optic system with a parabolic mirror as a collimator to add the laser beam in visible light. The instrument operates fully autonomously, has a screen displaying results and runs on accumulators. The implemented software allows the measurement to be carried out automatically in absolute or continuous mode. The work also included the realisation of an application to display the results from the rangefinder for diagnostic purposes.

The dissertation discusses the physical principles of the effect of amplitude modulation of optical signals on the phase modulation of electrical signals in PIN-type photodiodes and the resulting phase noise. Two original experimental setups were developed to characterise silicon and indium gallium arsenide (InGaAs) photodiodes and, with their help, the photodiodes were characterised and optimal operating points for which the phase noise is lowest were identified. The impact of this effect in distance measurement applications was also presented and it was shown that by optimising the photodiode operating point, the phase noise can be improved several times and the susceptibility to distance measurement error by varying the illumination intensity can be reduced.

As a summary of the work performed, the distance measurement accuracy of the pro-

---

totype rangefinder using the coordinate measuring machine was verified, as well as the repeatability and long-term stability. The distance measurement accuracy of the rangefinder was determined to be  $23\ \mu\text{m} + 1\ \mu\text{m}/\text{m}$ . The standard deviation of the measurement repeatability is  $2.9\ \mu\text{m}$  and the maximum measurement range is 33 metres.

# Wykaz osiągnięć

## Lista publikacji

1. G. Budzyń, **J. Barański**, J. Rzepka, "Matrix data analysis methods for applications in laser beam position measurement modules", Photonics Letters of Poland, vol. **14**, no. 4, pp. 83–85, Dec. 2022.
2. G. Budzyń, E. Frączek, **J. Barański**, "Study on usage of optical vortices in laser beam position estimation", Measurement, vol. **208**, 2023, 112495.
3. **Praca zaakceptowana do druku:** G. Budzyń, **J. Barański**, "Direct characterisation of AM-to-PM phenomena in fast Si and InGaAs photodiodes", Opto-Electronics Review.

## Wystąpienia konferencyjne

- **J. Barański**, G. Budzyń, J. Rzepka, "Laserowy moduł absolutnego i precyzyjnego pomiaru odległości do pozycjonowania maszyn CNC", Polska Konferencja Optyczna 2022, Płock, plakat
- **J. Barański**, G. Budzyń, J. Rzepka, "Laserowy moduł absolutnego i precyzyjnego pomiaru odległości do pozycjonowania maszyn CNC", XIII Sympozjum Techniki Laserowej (2022), Karpacz, plakat
- **J. Barański**, G. Budzyń, J. Rzepka, "Wpływ wysterowania lasera EML na parametry komunikacji optycznej", Polska Konferencja Optyczna 2023, Toruń, plakat

## Udział w projektach realizowanych przez firmę Lasertex

- "Laserowy system pomiarowy do badań geometrii tokarek CNC"(POIR.01.01.01-00-1609/20), dofinansowany przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju (NCBR)
- "Fotoniczny system pomiarowy do badań dokładności wolumetrycznej maszyn" (RPDS.01.02.02-02-0005/19), dofinansowany przez Dolnośląską Instytucję Pośredniczącą (DIP)

# Bibliografia

- [1] J. Józwik. *Experimental Methods of Error Identification in CNC Machine Tool Operation*. 2018. 211 s.
- [2] F. Viprey, H. Nouria, S. Lavernhe i C. Tournier. “Modelling and Characterisation of Geometric Errors on 5-Axis Machine-Tool”. W: *Mechanics & Industry* 20.6 (2019), s. 605.
- [3] L. Lattanzi, C. Cristalli, D. Massa, S. Boria, P. Lépine i M. Pellicciari. “Geometrical Calibration of a 6-Axis Robotic Arm for High Accuracy Manufacturing Task”. W: *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology* 111.7-8 (2020), s. 1813–1829.
- [4] M. Franaszek i G. S. Cheok. “Using Locally Adjustable Hand-Eye Calibrations to Reduce Robot Localization Error”. W: *SN Applied Sciences* 2.5 (2020), s. 839.
- [5] “Displacement Measuring Interferometry”. W: *Handbook of Optical Dimensional Metrology*. 0 wyd. 2016, s. 157–238.
- [6] J. H. Burge, P. Su, C. Zhao i T. Zobrist. “Use of a Commercial Laser Tracker for Optical Alignment”. W: *Optical Engineering + Applications*. 2007, 66760E.
- [7] G. Shi, F. Zhang, X. Qu i X. Meng. “High-Resolution Frequency-Modulated Continuous-Wave Laser Ranging for Precision Distance Metrology Applications”. W: *Optical Engineering* 53.12 (2014), s. 122402.
- [8] T. H. Maiman. “Stimulated Optical Radiation in Ruby”. W: *Nature* 187.4736 (1960), s. 493–494.
- [9] M. L. Stitch, E. J. Woodbury i J. H. Morse. “Optical Ranging System Uses Laser Transmitter”. W: *Electronics* (1961), s. 51–53.
- [10] G. Berkovic i E. Shafir. “Optical Methods for Distance and Displacement Measurements”. W: *Advances in Optics and Photonics* 4.4 (2012), s. 441.
- [11] K. Kim, J. Hwang i C.-H. Ji. “Intensity-Based Laser Distance Measurement System Using 2D Electromagnetic Scanning Micromirror”. W: *Micro and Nano Systems Letters* 6.1 (2018), s. 11.
- [12] Á. Cassinelli, S. Perrin i M. Ishikawa. “Smart Laser-Scanner for 3D Human-Machine Interface”. W: *CHI '05 Extended Abstracts on Human Factors in Computing Systems*. CHI05: CHI 2005 Conference on Human Factors in Computing Systems. 2005, s. 1138–1139.

- [13] A. Cassinelli, A. Zerroug, Y. Watanabe, M. Ishikawa i J. Angelesleva. “Camera-Less Smart Laser Projector”. W: *ACM SIGGRAPH 2010 Emerging Technologies*. SIGGRAPH '10: Special Interest Group on Computer Graphics and Interactive Techniques Conference. 2010, s. 1–1.
- [14] A. Shimamoto i K. Tanaka. “Geometrical Analysis of an Optical Fiber Bundle Displacement Sensor”. W: *Applied Optics* 35.34 (1996), s. 6767.
- [15] J. M. S. Sakamoto, G. M. Pacheco, C. Kitano i B. R. Tittmann. “Geometrical Parameter Analysis of a High-Sensitivity Fiber Optic Angular Displacement Sensor”. W: *Applied Optics* 53.36 (2014), s. 8436.
- [16] M. Marvin. “Microscopy Apparatus”. Pat. USA 3013467A. Individual. 1961.
- [17] M. Visscher i K. G. Struik. “Optical Profilometry and Its Application to Mechanically Inaccessible Surfaces Part I: Principles of Focus Error Detection”. W: *PRECISION ENGINEERING* 16.3 (1994).
- [18] A. K. Ruprecht, C. Pruss, H. J. Tiziani, W. Osten, P. Lucke, A. Last, J. Mohr i P. Lehmann. “Confocal Micro-Optical Distance Sensor: Principle and Design”. W: *Optical Metrology*. 2005, s. 128.
- [19] S. Fu, F. Cheng, T. Tjahjowidodo, Y. Zhou i D. Butler. “A Non-Contact Measuring System for In-Situ Surface Characterization Based on Laser Confocal Microscopy”. W: *Sensors* 18.8 (2018), s. 2657.
- [20] R. Artigas. “Imaging Confocal Microscopy”. W: *Optical Measurement of Surface Topography*. 2011, s. 237–286.
- [21] C.-J. Weng, T.-H. Lan, C.-H. Hwang, D.-R. Liu, C.-Y. Chen, P.-Y. Cheng i K.-Y. Hsu. “Confocal Displacement Sensor with Varifocal Lens”. W: *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*. 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). 2015, s. 728–733.
- [22] K. Nakazawa, T. Sasaki, H. Furuta, J. Kamiya, H. Sasaki, T. Kamiya i K. Hane. “Confocal Laser Displacement Sensor Using a Micro-Machined Varifocal Mirror”. W: *Applied Optics* 56.24 (2017), s. 6911.
- [23] Y.-M. Choi, H. Yoo i D. Kang. “Large-Area Thickness Measurement of Transparent Multi-Layer Films Based on Laser Confocal Reflection Sensor”. W: *Measurement* 153 (2020), s. 107390.
- [24] X. Ma, L. Qiu, Y. Wang, M. Lu i W. Zhao. “High-Precision Laser Differential Confocal Measurement Method for Multi-Geometric Parameters of Inner and Outer Spherical Surfaces of Laser Fusion Capsules”. W: *Optics Express* 28.7 (2020), s. 9913.
- [25] J. A. S. D. Fonseca, A. Baptista, M. J. Martins i J. P. N. Torres. “Distance Measurement Systems Using Lasers and Their Applications”. W: *Applied Physics Research* 9.4 (2017), s. 33.
- [26] R. G. Dorsch, G. Häusler i J. M. Herrmann. “Laser Triangulation: Fundamental Uncertainty in Distance Measurement”. W: *Applied Optics* 33.7 (1994), s. 1306.



- 
- [27] Z. Ji i M. C. Leu. “Design of Optical Triangulation Devices”. W: 5 (1989).
  - [28] R. Dhawan, N. Kawade i B. Dikshit. “Design and Performance of a Laser-Based Compact Position Sensor for Long Standoff Distance”. W: *IEEE Sensors Journal* 18.16 (2018), s. 6557–6562.
  - [29] G. Budzyń, E. Frączek i J. Barański. “Study on Usage of Optical Vortices in Laser Beam Position Estimation”. W: *Measurement* 208 (2023), s. 112495.
  - [30] C. C. Liebe i K. Coste. “Distance Measurement Utilizing Image-Based Triangulation”. W: *IEEE Sensors Journal* 13.1 (2013), s. 234–244.
  - [31] “On the Revision of the International System of Units (SI). Resolution 1 (CGPM 26th Meeting, Versailles, November 13–16, 2018)”. W: *Measurement Techniques* 62.5 (2019), s. 472–473.
  - [32] T. W. Murphy. “Lunar Laser Ranging: The Millimeter Challenge”. W: *Reports on Progress in Physics* 76.7 (2013), s. 076901.
  - [33] L. Kaisto, J. Kostamovaara, M. Manninen i R. Myllyla. “Optical Range Finder for 15–10-m Distances”. W: *Applied Optics* 22.20 (1983), s. 3258.
  - [34] J. Młyńczak, K. Kopczyński, Z. Mierczyk, M. Zygmunt, S. Natkański, M. Muzal, J. Wojtanowski, P. Kirwil, M. Jakubaszek, P. Knysak, W. Piotrowski, A. Zarzycka i A. Gawlikowski. “Practical Application of Pulsed “Eye-Safe” Microchip Laser to Laser Rangefinders”. W: *Opto-Electronics Review* 21.3 (2013).
  - [35] S. M. Nejad i S. Olyaei. “Low-Noise High-Accuracy TOF Laser Range Finder”. W: *American Journal of Applied Sciences* 5.7 (2008), s. 755–762.
  - [36] S. Kruapech i J. Widjaja. “Laser Range Finder Using Gaussian Beam Range Equation”. W: *Optics & Laser Technology* 42.5 (2010), s. 749–754.
  - [37] A. Kilpelä, R. Pennala i J. Kostamovaara. “Precise Pulsed Time-of-Flight Laser Range Finder for Industrial Distance Measurements”. W: *Review of Scientific Instruments* 72.4 (2001), s. 2197–2202.
  - [38] S. Pellegrini, G. S. Buller, J. M. Smith, A. M. Wallace i S. Cova. “Laser-Based Distance Measurement Using Picosecond Resolution Time-Correlated Single-Photon Counting”. W: *Measurement Science and Technology* 11.6 (2000), s. 712–716.
  - [39] F. Zhu, K. Gong i Y. Huo. “A Wide Dynamic Range Laser Rangefinder with Cm-Level Resolution Based on AGC Amplifier Structure”. W: *Infrared Physics & Technology* 55.2-3 (2012), s. 210–215.
  - [40] D. Kuhl, F. Hieronymi, E. Bottcher, T. Wolf, D. Bimberg, J. Kuhl i M. Klengenstein. “Influence of Space Charges on the Impulse Response of InGaAs Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors”. W: *Journal of Lightwave Technology* 10.6 (1992), s. 753–759.
  - [41] Chi-Kuang Sun, I-Hsing Tan i J. Bowers. “Ultrafast Transport Dynamics of P-i-n Photodetectors under High-Power Illumination”. W: *IEEE Photonics Technology Letters* 10.1 (1998), s. 135–137.

- [42] E. Ivanov, S. Diddams i L. Hollberg. “Study of the Excess Noise Associated with Demodulation of Ultra-Short Infrared Pulses”. W: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 52.7 (2005), s. 1068–1074.
- [43] M. Currie i I. Vurgaftman. “Microwave Phase Retardation in Saturated InGaAs Photodetectors”. W: *IEEE Photonics Technology Letters* 18.13 (2006), s. 1433–1435.
- [44] G. Perrais, S. Derelle, L. Mollard, J.-P. Chamonal, G. Destefanis, G. Vincent, S. Bernhardt i J. Rothman. “Study of the Transit-Time Limitations of the Impulse Response in Mid-Wave Infrared HgCdTe Avalanche Photodiodes”. W: *Journal of Electronic Materials* 38.8 (2009), s. 1790–1799.
- [45] R. Bouchand, D. Nicolodi, X. Xie, C. Alexandre i Y. Le Coq. “Accurate Control of Optoelectronic Amplitude to Phase Noise Conversion in Photodetection of Ultra-Fast Optical Pulses”. W: *Optics Express* 25.11 (2017), s. 12268.
- [46] Y. Zhang, X. Dou, F. Li i X. Sun. “The Response Characteristics of Avalanche Photodiodes to Ultrashort Pulsed Laser”. W: *Infrared Physics & Technology* 73 (2015), s. 226–231.
- [47] Y. Xiao i M. Deen. “Temperature Dependent Studies of InP/InGaAs Avalanche Photodiodes Based on Time Domain Modeling”. W: *IEEE Transactions on Electron Devices* 48.4 (2001), s. 661–670.
- [48] M. Muzal, M. Zygmunt, P. Knysak, T. Drozd i M. Jakubaszek. “Methods of Precise Distance Measurements for Laser Rangefinders with Digital Acquisition of Signals”. W: *Sensors* 21.19 (2021), s. 6426.
- [49] H. Ma, Y. Luo, Y. He, S. Pan, L. Ren i J. Shang. “The Short-Range, High-Accuracy Compact Pulsed Laser Ranging System”. W: *Sensors* 22.6 (2022), s. 2146.
- [50] J. Lee, Y.-J. Kim, K. Lee, S. Lee i S.-W. Kim. “Time-of-Flight Measurement with Femtosecond Light Pulses”. W: *Nature Photonics* 4.10 (2010), s. 716–720.
- [51] J. Lee, K. Lee, S. Lee, S.-W. Kim i Y.-J. Kim. “High Precision Laser Ranging by Time-of-Flight Measurement of Femtosecond Pulses”. W: *Measurement Science and Technology* 23.6 (2012), s. 065203.
- [52] P. Hu, J. Tan, H. Yang, X. Zhao i S. Liu. “Phase-Shift Laser Range Finder Based on High Speed and High Precision Phase-Measuring Techniques”. W: The 10th International Symposium on Measurement Technology and Intelligent Instruments (ISMTII 2011). 2011, s. 1–5.
- [53] S. XianBo, T. JianJun, X. Jian i H. ShaoJun. “Research on Key Technology for Phase-Shift Laser Range Finder”. W: *2013 IEEE 11th International Conference on Dependable, Autonomic and Secure Computing*. 2013 IEEE International Conference on Dependable, Autonomic and Secure Computing (DASC). 2013, s. 235–237.
- [54] H. Yoon i K. Park. “Development of a Laser Range Finder Using the Phase Difference Method”. W: *Optomechatronic Technologies* 2005. 2005, 60490R.

- 
- [55] C. Bamji, J. Godbaz, M. Oh, S. Mehta, A. Payne, S. Ortiz, S. Nagaraja, T. Perry i B. Thompson. “A Review of Indirect Time-of-Flight Technologies”. W: *IEEE Transactions on Electron Devices* 69.6 (2022), s. 2779–2793.
- [56] I. Fujima, S. Iwasaki i K. Seta. “High-Resolution Distance Meter Using Optical Intensity Modulation at 28 GHz”. W: *Measurement Science and Technology* 9.7 (1998), s. 1049–1052.
- [57] S. Perez, E. Garcia i H. Lamela. “AMCW Laser Rangefinder for Machine Vision Using Two Modulation Frequencies for Wide Measurement Range and High Resolution”. W: *Optoelectronics '99 - Integrated Optoelectronic Devices*. 1999, s. 48.
- [58] D. C. Cassidy, G. J. Holton i F. J. Rutherford. “Periodic Waves”. W: *Understanding Physics*. 2002, s. 338–342.
- [59] S. Poujouly, B. Journet i D. Miller. “Laser Range Finder Based on Fully Digital Phase-Shift Measurement”. W: *IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (Cat. No.99CH36309)*. IMTC/99. 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Measurements for the New Millennium. T. 3. 1999, s. 1773–1776.
- [60] B. Journet, G. Bazin i F. Bras. “Conception of an Adaptative Laser Range Finder Based on Phase Shift Measurement”. W: *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*. 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. T. 2. 1996, s. 784–789.
- [61] J. Guillory, R. Šmíd, J. García-Márquez, D. Truong, C. Alexandre i J.-P. Wallerand. “High Resolution Kilometric Range Optical Telemetry in Air by Radio Frequency Phase Measurement”. W: *Review of Scientific Instruments* 87.7 (2016), s. 075105.
- [62] Y.-S. Jang, J. Park i J. Jin. “Sub-100-Nm Precision Distance Measurement by Means of All-Fiber Photonic Microwave Mixing”. W: *Optics Express* 29.8 (2021), s. 12229.
- [63] R. B. Staszewski. “State-of-the-Art and Future Directions of High-Performance All-Digital Frequency Synthesis in Nanometer CMOS”. W: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 58.7 (2011), s. 1497–1510.
- [64] S. N. Pawar i P. B. Mane. “Wide Band PLL Frequency Synthesizer: A Survey”. W: *2017 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3)*. 2017 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3). 2017, s. 1–6.
- [65] N. Arbel, L. Hirschbrand, S. Weiss, N. Levanon i A. Zadok. “Continuously Operating Laser Range Finder Based on Incoherent Pulse Compression: Noise Analysis and Experiment”. W: *IEEE Photonics Journal* 8.2 (2016), s. 1–11.

- [66] S. Poujouly i B. A. Journet. “Laser Range-Finding by Phase-Shift Measurement: Moving toward Smart Systems”. W: *Intelligent Systems and Smart Manufacturing*. 2001, s. 152–160.
- [67] H. Yang, P. Hu i J. Tan. “Long-Distance Measurement Applying Two High-Stability and Synchronous Wavelengths”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 64.3 (2015), s. 750–757.
- [68] S. Poujouly, B. Journet i D. Placko. “Digital Laser Range Finder: Phase-Shift Estimation by Undersampling Technique”. W: *IECON’99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.99CH37029)*. IECON’99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. T. 3. 1999, s. 1312–1317.
- [69] Y.-S. Jang, J. Park i J. Jin. “Periodic-Error-Free All-Fiber Distance Measurement Method With Photonic Microwave Modulation Toward On-Chip-Based Devices”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 71 (2022), s. 1–7.
- [70] H. Li, J. Kang, L. Feng, J. Yue, Y. Hou, A. Ding, T. Xue i B. Wu. “Photonic Approach for Precise and Efficient Distance Measurement via Utilization of Multi-Frequency Broadband Optical Carrier-Based Microwave Signal”. W: *Optics Communications* 528 (2023), s. 129029.
- [71] N. R. Doloca, K. Meiners-Hagen, M. Wedde, F. Pollinger i A. Abou-Zeid. “Absolute Distance Measurement System Using a Femtosecond Laser as a Modulator”. W: *Measurement Science and Technology* 21.11 (2010), s. 115302.
- [72] K. Minoshima i H. Matsumoto. “High-Accuracy Measurement of 240-m Distance in an Optical Tunnel by Use of a Compact Femtosecond Laser”. W: *Applied Optics* 39.30 (2000), s. 5512.
- [73] A. Pesatori, M. Norgia, C. Svelto, M. Zucco, M. Stupka i A. De Marchi. “High-Resolution Mode-Locked Laser Rangefinder With Harmonic Downconversion”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 61.5 (2012), s. 1536–1542.
- [74] X. Xu, Z. Zhang, H. Zhang, H. Zhao, W. Xia, M. He, J. Li, J. Zhai i H. Wu. “Long Distance Measurement by Dynamic Optical Frequency Comb”. W: *Optics Express* 28.4 (2020), s. 4398.
- [75] H. Zhang, H. Wei, X. Wu, H. Yang i Y. Li. “Absolute Distance Measurement by Dual-Comb Nonlinear Asynchronous Optical Sampling”. W: *Optics Express* 22.6 (2014), s. 6597.
- [76] Z. Wang, J. Zhi, H. Wu, B. E. Little, S. T. Chu, J. Zhang, Z. Lu, C. Shao, W. Wang i W. Zhang. “Rapid and Precise Distance Measurement with Hybrid Comb Lasers”. W: *Advanced Photonics Nexus* 3.04 (2024).
- [77] I. Coddington, W. C. Swann, L. Nenadovic i N. R. Newbury. “Rapid and Precise Absolute Distance Measurements at Long Range”. W: *Nature Photonics* 3.6 (2009), s. 351–356.

- 
- [78] Z. Zeng, S. Zhang, Y. Tan, Y. Wu i Y. Li. "The Frequency Stabilization Method of Laser Feedback Interferometer Based on External Cavity Modulation". W: *Review of Scientific Instruments* 84.2 (2013), s. 025108.
- [79] J. Ahn, J.-A. Kim, C.-S. Kang, J. W. Kim i S. Kim. "A Passive Method to Compensate Nonlinearity in a Homodyne Interferometer". W: *Optics Express* 17.25 (2009), s. 23299.
- [80] R. Köning, G. Wimmer i V. Witkovský. "Ellipse Fitting by Nonlinear Constraints to Demodulate Quadrature Homodyne Interferometer Signals and to Determine the Statistical Uncertainty of the Interferometric Phase". W: *Measurement Science and Technology* 25.11 (2014), s. 115001.
- [81] P. Gregorčič, T. Požar i J. Možina. "Quadrature Phase-Shift Error Analysis Using a Homodyne Laser Interferometer". W: *Optics Express* 17.18 (2009), s. 16322.
- [82] T. Keem, S. Gonda, I. Misumi, Q. Huang i T. Kurosawa. "Simple, Real-Time Method for Removing the Cyclic Error of a Homodyne Interferometer with a Quadrature Detector System". W: *Applied Optics* 44.17 (2005), s. 3492.
- [83] R. Schödel, A. Yacoot i A. Lewis. "The New Mise En Pratique for the Metre - a Review of Approaches for the Practical Realization of Traceable Length Metrology from  $10^{-11}$  m to  $10^{13}$  m". W: *Metrologia* 58.5 (2021), s. 052002.
- [84] L. Yan, B. Chen, C. Zhang, E. Zhang i Y. Yang. "Analysis and Verification of the Nonlinear Error Resulting from the Misalignment of a Polarizing Beam Splitter in a Heterodyne Interferometer". W: *Measurement Science and Technology* 26.8 (2015), s. 085006.
- [85] E. Zhang, B. Chen, L. Yan, T. Yang, Q. Hao, W. Dong i C. Li. "Laser Heterodyne Interferometric Signal Processing Method Based on Rising Edge Locking with High Frequency Clock Signal". W: *Optics Express* 21.4 (2013), s. 4638.
- [86] S. Cosijns, H. Haitjema i P. Schellekens. "Modeling and Verifying Non-Linearities in Heterodyne Displacement Interferometry". W: *Precision Engineering* 26.4 (2002), s. 448–455.
- [87] T. Požar, P. Gregorčič i J. Možina. "A Precise and Wide-Dynamic-Range Displacement-Measuring Homodyne Quadrature Laser Interferometer". W: *Applied Physics B* 105.3 (2011), s. 575–582.
- [88] Z. Liu, W. Li, Bayanheshig, X. Li, S. Jiang, Y. Song i Q. Lv. "Two-Color Heterodyne Laser Interferometry for Long-Distance Stage Measurement with Correction of Uncertainties in Measured Optical Distances". W: *Scientific Reports* 7.1 (2017), s. 8173.
- [89] Y.-S. Jang, G. Wang, S. Hyun, H. J. Kang, B. J. Chun, Y.-J. Kim i S.-W. Kim. "Comb-Referenced Laser Distance Interferometer for Industrial Nanotechnology". W: *Scientific Reports* 6.1 (2016), s. 31770.
- [90] A. Ding, B. Wu, Y. Hou i J. Yue. "Ranging System Based on Optical Carrier-Based Microwave Interferometry". W: *Applied Optics* 60.29 (2021), s. 9095.

- [91] Y. Hou, J. Kang, J. Yue, H. Li, T. Xue i B. Wu. “Method of High-Precision Spatial Distance Measurement Based on Optical-Carried Microwave Interference”. W: *Optics Express* 30.11 (2022), s. 18762.
- [92] H. Li, J. Kang, L. Feng, J. Yue, Y. Hou i B. Wu. “Phase Extraction of Optical Carrier-Based Microwave Interferometry with All-Phase Fast Fourier Transform for Distance Measurement”. W: *Optics and Lasers in Engineering* 156 (2022), s. 107090.
- [93] R. Liu, J. Kang, Z. Zhang, Y. Cao i B. Wu. “Optical-Carried Microwave Interferometric Ranging Method Based on Frequency-Scanning Phase”. W: *Optics and Lasers in Engineering* 175 (2024), s. 108050.
- [94] Z. Zhang, J. Kang, R. Liu, Y. Cao, Y. Hao, Z. Sun, L. Feng, Z. Zhao, B. Wu i T. Xue. “Multi-Channel Absolute Distance Measurement Based on Optical Carrier-Based Microwave Scanning Interferometry”. W: *Journal of Lightwave Technology* 42.17 (2024), s. 5830–5838.
- [95] M. Jankiraman. *FMCW Radar Design*. 2018. 401 s.
- [96] B. Journet i G. Bazin. “A Low-Cost Laser Range Finder Based on an FMCW-like Method”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 49.4 (Aug./2000), s. 840–843.
- [97] K. Parrish. *An Overview of FMCW Systems in MATLAB*. 2010.
- [98] U. Minoni, L. Rovati i F. Docchio. “Absolute Distance Meter Based on a Frequency-Modulated Laser Diode”. W: *Review of Scientific Instruments* 69.11 (1998), s. 3992–3995.
- [99] G. Bazin i B. Journet. “A New Laser Range-Finder Based on FMCW-like Method”. W: Quality Measurement: The Indispensable Bridge between Theory and Reality (No Measurements? No Science! Joint Conference - 1996: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference and IMEKO Technical Committee 7. Conference Proceedings. T. 1. 1996, s. 90–93.
- [100] R. Schneider. “Distance Measurement of Moving Objects by Frequency Modulated Laser Radar”. W: *Optical Engineering* 40.1 (2001), s. 33.
- [101] A. B. Mateo i Z. W. Barber. “Precision and Accuracy Testing of FMCW Ladar-Based Length Metrology”. W: *Applied Optics* 54.19 (2015), s. 6019.
- [102] G. Shi, W. Wang i F. Zhang. “Precision Improvement of Frequency-Modulated Continuous-Wave Laser Ranging System with Two Auxiliary Interferometers”. W: *Optics Communications* 411 (2018), s. 152–157.
- [103] J. Schmitt. “Optical Coherence Tomography (OCT): A Review”. W: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 5.4 (July-Aug./1999), s. 1205–1215.
- [104] T. Hariyama, P. A. M. Sandborn, M. Watanabe i M. C. Wu. “High-Accuracy Range-Sensing System Based on FMCW Using Low-Cost VCSEL”. W: *Optics Express* 26.7 (2018), s. 9285.

- 
- [105] C. Lin, Y. Wang i Y. Tan. “Laser Feedback FMCW Ranging System Based on Multiple-Equal-Phase-Subdivision Resampling”. W: *Journal of Lightwave Technology* (2023), s. 1–9.
- [106] X. Zhang, J. Pouls i M. C. Wu. “Laser Frequency Sweep Linearization by Iterative Learning Pre-Distortion for FMCW LiDAR”. W: *Optics Express* 27.7 (2019), s. 9965.
- [107] E. Baumann, F. R. Giorgetta, I. Coddington, L. C. Sinclair, K. Knabe, W. C. Swann i N. R. Newbury. “Comb-Calibrated Frequency-Modulated Continuous-Wave Ladar for Absolute Distance Measurements”. W: *Optics Letters* 38.12 (2013), s. 2026.
- [108] E. Baumann, F. R. Giorgetta, J.-D. Deschênes, W. C. Swann, I. Coddington i N. R. Newbury. “Comb-Calibrated Laser Ranging for Three-Dimensional Surface Profiling with Micrometer-Level Precision at a Distance”. W: *Optics Express* 22.21 (2014), s. 24914.
- [109] *KEYENCE Measurement Sensors*. URL: <https://www.keyence.com/products/measure/>.
- [110] K. Meiners-Hagen, N. R. Doloca, F. Pollinger, K. Wendt i F. Härtig. *Absolute Distance Interferometer in LaserTracer Geometry*. Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), 2013, s. 1–9.
- [111] B. Muralikrishnan, S. Phillips i D. Sawyer. “Laser Trackers for Large-Scale Dimensional Metrology: A Review”. W: *Precision Engineering* 44 (2016), s. 13–28.
- [112] F. Ohtomo. “High-Resolution Rangefinder with a Pulsed Laser Developed by an Undersampling Method”. W: *Optical Engineering* 49.6 (2010), s. 064302.
- [113] G. Budzyn, J. Tkaczyk, T. Podzorny i J. Rzepka. “Methods of Real Time High Resolution Phase Detection for Use in Laser Rangefinders”. W: 11TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON VIBRATION MEASUREMENTS BY LASER AND NONCONTACT TECHNIQUES - AIVELA 2014: Advances and Applications. 2014, s. 292–297.
- [114] R. Burdett. “Amplitude Modulated Signals: The Lock-in Amplifier”. W: *Handbook of Measuring System Design*. 1 wyd. 2005.
- [115] Q. Zhang, W. Jeong i D. J. Kang. “Lock-in Amplifiers as a Platform for Weak Signal Measurements: Development and Applications”. W: *Current Applied Physics* 66 (2024), s. 95–109.
- [116] K. Kishore i S. A. Akbar. “Evolution of Lock-In Amplifier as Portable Sensor Interface Platform: A Review”. W: *IEEE Sensors Journal* 20.18 (2020), s. 10345–10354.
- [117] J. Leis, C. Kelly i D. Buttsworth. “Sampling, Quantization and Computational Aspects of the Quadrature Lock-in Amplifier”. W: *2012 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*. 2012 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS 2012). 2012, s. 1–7.

- [118] R. G. Lyons. “Quadrature Signals”. W: *Understanding Digital Signal Processing*. 3rd ed. 2011, s. 439–478.
- [119] J. Finol i M. Buchholz. “Design of an Inphase and Quadrature Phase and Amplitude Imbalance Compensation in Quadrature Receivers”. W: *Proceedings of the Fifth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 2004*. Fifth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 2004. T. 1. 2004, s. 254–258.
- [120] P.-c. Hu, F. Pollinger, K. Meiners-Hagen, H.-x. Yang i A. Abou-Zeid. “Fine Correction of Nonlinearity in Homodyne Interferometry”. W: Sixth International Symposium on Precision Engineering Measurements and Instrumentation. 2010, 75444E.
- [121] J.-h. Hwang i C.-S. Park. “Quadrature-Detection-Error Compensation in a Sinusoidally Modulated Optical Interferometer Using Digital Signal Processing”. W: *Current Optics and Photonics* 3.3 (2019), s. 204–209.
- [122] C. Barraud, L. Garcia, B. Cross i E. Charlaix. “Real-Time Single Analog Output for Quadrature Phase Interferometry”. W: *Measurement Science and Technology* 28.4 (2017), s. 045103.
- [123] P. L. M. Heydemann. “Determination and Correction of Quadrature Fringe Measurement Errors in Interferometers”. W: *Applied Optics* 20.19 (1981), s. 3382.
- [124] P. Hu, J. Zhu, X. Guo i J. Tan. “Compensation for the Variable Cyclic Error in Homodyne Laser Interferometers”. W: *Sensors* 15.2 (2015), s. 3090–3106.
- [125] T. Eom, J. Kim i K. Jeong. “The Dynamic Compensation of Nonlinearity in a Homodyne Laser Interferometer”. W: *Measurement Science and Technology* 12.10 (2001), s. 1734–1738.
- [126] T. Podzorny, G. Budzyń i J. Rzepka. “Linearization Methods of Laser Interferometers for Pico/Nano Positioning Stages”. W: *Optik* 124.23 (2013), s. 6345–6348.
- [127] F. A. Zhuravel’, A. I. Skurlatov i A. M. Shcherbachenko. “Signal Error Detection and Correction of Quadrature Detectors of Laser Interferometers”. W: *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing* 55.3 (2019), s. 249–254.
- [128] I. Kasa. “A Circle Fitting Procedure and Its Error Analysis”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* IM-25.1 (1976), s. 8–14.
- [129] C. Reich, R. Ritter i J. Thesing. “White Light Heterodyne Principle for 3D-measurement”. W: *Lasers and Optics in Manufacturing III*. 1997, s. 236–244.
- [130] M. Zhang, Q. Chen, T. Tao, S. Feng, Y. Hu, H. Li i C. Zuo. “Robust and Efficient Multi-Frequency Temporal Phase Unwrapping: Optimal Fringe Frequency and Pattern Sequence Selection”. W: *Optics Express* 25.17 (2017), s. 20381.
- [131] L. Han, Z. Li, K. Zhong, X. Cheng, H. Luo, G. Liu, J. Shang, C. Wang i Y. Shi. “Vibration Detection and Motion Compensation for Multi-Frequency Phase-Shifting-Based 3D Sensors”. W: *Sensors* 19.6 (2019), s. 1368.



- 
- [132] N. Kuse i M. E. Fermann. “Frequency-Modulated Comb LIDAR”. W: *APL Photonics* 4.10 (2019), s. 106105.
- [133] B. Edlén. “The Refractive Index of Air”. W: *Metrologia* 2.2 (1966), s. 71–80.
- [134] K. P. Birch i M. J. Downs. “An Updated Edlén Equation for the Refractive Index of Air”. W: *Metrologia* 30.3 (1993), s. 155–162.
- [135] P. E. Ciddor. “Refractive Index of Air: New Equations for the Visible and near Infrared”. W: *Applied Optics* 35.9 (1996), s. 1566.
- [136] Y.-S. Jang i S.-W. Kim. “Compensation of the Refractive Index of Air in Laser Interferometer for Distance Measurement: A Review”. W: *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing* 18.12 (2017), s. 1881–1890.
- [137] B. Haraoubia. “The Phase-locked Loop (PLL)”. W: *Non-Linear Electronics 2*. 2019, s. 191–309.
- [138] K. Zhang, Q. Zhuge, H. Xin, W. Hu i D. V. Plant. “Performance Comparison of DML, EML and MZM in Dispersion-Unmanaged Short Reach Transmissions with Digital Signal Processing”. W: *Optics Express* 26.26 (2018), s. 34288.
- [139] N. H. Zhu, Z. Shi, Z. K. Zhang, Y. M. Zhang, C. W. Zou, Z. P. Zhao, Y. Liu, W. Li i M. Li. “Directly Modulated Semiconductor Lasers”. W: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 24.1 (2018), s. 1–19.
- [140] B. Schrenk. “Electroabsorption-modulated Laser as Optical Transmitter and Receiver: Status and Opportunities”. W: *IET Optoelectronics* 14.6 (2020), s. 374–385.
- [141] G. Sinatkas, T. Christopoulos, O. Tsilipakos i E. E. Kriezis. “Electro-Optic Modulation in Integrated Photonics”. W: *Journal of Applied Physics* 130.1 (2021), s. 010901.
- [142] J. Zang, X. Xie, Q. Yu, Z. Yang, A. Beling i J. C. Campbell. “Reduction of Amplitude-to-Phase Conversion in Charge-Compensated Modified Unitraveling Carrier Photodiodes”. W: *Journal of Lightwave Technology* 36.22 (2018), s. 5218–5223.
- [143] X. Xie, J. Zang, A. Beling i J. Campbell. “Characterization of Amplitude Noise to Phase Noise Conversion in Charge-Compensated Modified Unitravelling Carrier Photodiodes”. W: *Journal of Lightwave Technology* 35.9 (2017), s. 1718–1724.
- [144] M. Lessing, H. S. Margolis, C. T. A. Brown, P. Gill i G. Marra. “Suppression of Amplitude-to-Phase Noise Conversion in Balanced Optical-Microwave Phase Detectors”. W: *Optics Express* 21.22 (2013), s. 27057.
- [145] Y. Hu, C. R. Menyuk, X. Xie, M. N. Hutchinson, V. J. Urick, J. C. Campbell i K. J. Williams. “Computational Study of Amplitude-to-Phase Conversion in a Modified Unitraveling Carrier Photodetector”. W: *IEEE Photonics Journal* 9.2 (2017), s. 1–11.

- [146] J. Sun, B. Xu, W. H. Sun, S. Zhu i N. H. Zhu. “The Effect of Bias and Frequency on Amplitude to Phase Conversion of Photodiodes”. W: *IEEE Photonics Journal* (2020), s. 1–1.
- [147] L. Kang i B. H. Kolner. “Characterization of AM-to-PM Conversion in Silicon p-i-n Photodiodes”. W: *IEEE Photonics Technology Letters* 31.13 (2019), s. 1001–1004.
- [148] V. Rodriguez, H. Ruegg i M.-A. Nicolet. “Measurement of the Drift Velocity of Holes in Silicon at High-Field Strengths”. W: *IEEE Transactions on Electron Devices* 14.1 (1967), s. 44–46.
- [149] E. J. Ryder. “Mobility of Holes and Electrons in High Electric Fields”. W: *Physical Review* 90.5 (1953), s. 766–769.
- [150] M. Dentan i B. De Cremoux. “Numerical Simulation of the Nonlinear Response of a P-i-n Photodiode under High Illumination”. W: *Journal of Lightwave Technology* 8.8 (Aug./1990), s. 1137–1144.
- [151] F. N. Baynes, F. Quinlan, T. M. Fortier, Q. Zhou, A. Beling, J. C. Campbell i S. A. Diddams. “Attosecond Timing in Optical-to-Electrical Conversion”. W: *Optica* 2.2 (2015), s. 141.
- [152] N. Hinkley, J. A. Sherman, N. B. Phillips, M. Schioppo, N. D. Lemke, K. Beloy, M. Pizzocaro, C. W. Oates i A. D. Ludlow. “An Atomic Clock with  $10^{-18}$  Instability”. W: *Science* 341.6151 (2013), s. 1215–1218.
- [153] L.-S. Ma, Z. Bi, A. Bartels, L. Robertsson, M. Zucco, R. S. Windeler, G. Wilpers, C. Oates, L. Hollberg i S. A. Diddams. “Optical Frequency Synthesis and Comparison with Uncertainty at the  $10^{-19}$  Level”. W: *Science* 303.5665 (2004), s. 1843–1845.
- [154] T. M. Fortier, M. S. Kirchner, F. Quinlan, J. Taylor, J. C. Bergquist, T. Rosenband, N. Lemke, A. Ludlow, Y. Jiang, C. W. Oates i S. A. Diddams. “Generation of Ultrastable Microwaves via Optical Frequency Division”. W: *Nature Photonics* 5.7 (2011), s. 425–429.
- [155] C. Lisdat, G. Grosche, N. Quintin, C. Shi, S. Raupach, C. Grebing, D. Nicolodi, F. Stefani, A. Al-Masoudi, S. Dörscher, S. Häfner, J.-L. Robyr, N. Chiodo, S. Bilicki, E. Bookjans, A. Koczwara, S. Koke, A. Kuhl, F. Wiotte, F. Meynadier, E. Camisard, M. Abgrall, M. Lours, T. Legero, H. Schnatz, U. Sterr, H. Denker, C. Chardonnet, Y. Le Coq, G. Santarelli, A. Amy-Klein, R. Le Targat, J. Lodewyck, O. Lopez i P.-E. Pottie. “A Clock Network for Geodesy and Fundamental Science”. W: *Nature Communications* 7.1 (2016), s. 12443.
- [156] K. Predehl, G. Grosche, S. M. F. Raupach, S. Droste, O. Terra, J. Alnis, Th. Legero, T. W. Hänsch, Th. Udem, R. Holzwarth i H. Schnatz. “A 920-Kilometer Optical Fiber Link for Frequency Metrology at the 19th Decimal Place”. W: *Science* 336.6080 (2012), s. 441–444.
- [157] D. Eliyahu, D. Seidel i L. Maleki. “RF Amplitude and Phase-Noise Reduction of an Optical Link and an Opto-Electronic Oscillator”. W: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 56.2 (2008), s. 449–456.

- 
- [158] J. Kim i F. Kärtner. “Attosecond-precision Ultrafast Photonics”. W: *Laser & Photonics Reviews* 4.3 (2010), s. 432–456.
- [159] J. Guillory, J. García-Márquez, C. Alexandre, D. Truong i J.-P. Wallerand. “Characterization and Reduction of the Amplitude-to-Phase Conversion Effects in Telemetry”. W: *Measurement Science and Technology* 26.8 (2015), s. 084006.
- [160] Z. Song, Z. Zhou, J. Huang, X. Zou, C. Yang i B. Chen. “Analysis of AM-to-PM Conversion in MUTC Photodiodes Based on an Equivalent Circuit Model”. W: *Optics Express* 29.21 (2021), s. 33582.
- [161] R. Alizade i A. Ghadimi. “The Study of Quantum Efficiency in PIN Photodiodes in Terms of Temperature and Capacitive Effects under Non-Uniform Illumination Conditions”. W: *Optical and Quantum Electronics* 51.1 (2019), s. 16.
- [162] K. S. Hashemi, P. T. Hurst i J. N. Oliver. “Sources of Error in a Laser Rangefinder”. W: *Review of Scientific Instruments* 65.10 (1994), s. 3165–3171.
- [163] T. Szczutko. “Technology of Precision Calibration of Electro-Optical Rangefinders Using Laboratory Methods and Field Test Baseline.: Technologia Kalibracji Precyzyjnych Dalmierzy Elektrooptycznych z Wykorzystaniem Metod Laboratoryjnych Oraz Polowej Bazy Testowej.” W: *Geomatics and Environmental Engineering* 8.4 (2014), s. 67.
- [164] V. Frangez, D. Salido-Monzu i A. Wieser. “Assessment and Improvement of Distance Measurement Accuracy for Time-of-Flight Cameras”. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 71 (2022), s. 1–11.
- [165] L. C. Lipus, G. Budzyn i B. Acko. “Analysis of Laser Interferometer Measurement Uncertainty by Simulating Error Sources”. W: *International Journal of Simulation Modelling* 20.2 (2021), s. 339–350.