

**WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA**  
im. Jarosława Dąbrowskiego

**ROZPRAWA DOKTORSKA**



**CYFROWY MIKROFALOWY DETEKTOR  
CZĘSTOTLIWOŚCI Z WYKORZYSTANIEM  
MACIERZY BUTLERA 4 X 4**

ppłk mgr inż. Hubert Stadnik

Promotor  
prof. dr hab. inż. Bronisław Stec

Promotor pomocniczy  
dr inż. Mirosław Czyżewski

Warszawa, 2023



# Streszczenie

Niniejsza rozprawa dotyczy mikrofalowych detektorów częstotliwości (MDCz) – nazywanych również mikrofalowymi dyskryminatorami częstotliwości, jako układów służących do uzyskania informacji o chwilowych wartościach częstotliwości odbieranego sygnału. Zadanie to mogą spełnić układy z konwersją częstotliwości, układy z rezonatorami mikrofalowymi czy nawet filtry pasmowo-przepustowe. Bardzo dobre wyniki natychmiastowego szerokopasmowego pomiaru częstotliwości sygnałów mikrofalowych zapewniają urządzenia realizujące oddziaływania interferometryczne. Wyniki, w postaci wolnozmiennych sygnałów amplitudowych, których wartość zależy od częstotliwości sygnału wejściowego, uzyskuje się niemal natychmiast. Opóźnienie wynika tylko z czasu propagacji sygnału przez elementy mikrofalowe. Dzięki tym zaletom, układ taki, jest szeroko stosowany jako główna część odbiorników do natychmiastowego pomiaru częstotliwości chwilowej (z ang. Instantaneous Frequency Measurement). Ogólna konstrukcja dyskryminatora składa się z elementu generującego dwa sygnały, których różnica faz jest proporcjonalna do częstotliwości sygnału wejściowego. Jedną z możliwych realizacji tego zadania jest element rozdzielający sygnał oraz dwie linie transmisyjne o różnej długości. Kolejnym elementem MDCz jest mikrofalowy detektor fazy (MDF), który ma generować wolnozmiennne sygnały proporcjonalne do różnicy faz dwóch sygnałów uzyskanych na wcześniejszym etapie. Aby zwiększyć rozdzielczość określania częstotliwości, można zastosować linie o większej długości. Należy jednak zauważyć, że taka procedura zawęży pasmo jednoznaczności pomiaru. Do poprawnej pracy urządzenia, można zastosować kilka detektorów częstotliwości o różnej długości linii. Wraz ze wzrostem liczby torów pomiarowych przy odpowiednio dobranych długościach linii, możliwe jest wyszczególnienie podpasem o jednoznacznej detekcji w założonym zakresie częstotliwości pracy urządzenia. W celu ułatwienia interpretacji sygnałów wyjściowych z MDCz i umożliwienia użycia ich w innych urządzeniach, sygnały te można przekształcić do postaci cyfrowej. Taki typ urządzenia nazywa się cyfrowym IFM (z ang. Digital Instantaneous Frequency Measurement, DIFM). Integracja IFM z DIFM jest rozwiązaniem polepszającym rozdzielczość pomiaru częstotliwości w bardzo szerokim paśmie. Niestety popularne rozwiązania słuszne są dla układów składających się z komponentów posiadających wzorcowe charakterystyki transmisyjne. W dysertacji zostanie zaprezentowane urządzenie, wykorzystujące interferometr zrealizowany w postaci matrycy Butlera  $4 \times 4$ . Autor proponuje również, metodę uniknięcia niejednoznaczności pomiaru częstotliwości, która pojawia się przy implementacji elementów o rzeczywistych charakterystykach.

# Abstract

This dissertation concerns Microwave frequency discriminators (MFD) that are systems used to develop information on the temporary values of frequency of the received signal. This task can be completed by systems with frequency conversion, systems with microwave resonators or even band-pass filters. Very good results of immediate broadband measurement of the frequency of microwave signals are achieved by devices where the interferometric properties are used. The results, slow-changing amplitude signals are obtained which value depends on the frequency of the input signal, are obtained almost in no time. This delay results only due to signal propagation time through few microwave elements. Thanks to that benefits, it is widely used as the main part of instantaneous frequency measurement (IFM) receivers. The overall structure of the discriminator consists of the element develop two signals, whose phase difference is proportional to the frequency of the input signal. One of the possible implementations of this task consists of a signal splitting element and two transmission lines of different lengths. Another element of MFD is the microwave phase detector system (MPhD), which is designed to generate slow-changing signals proportional to the phase difference of the two signals obtained at an earlier stage. To increase the frequency discrimination resolution, lines with a larger length can be used. However, it should be noticed that such a procedure narrows the measurement unambiguity band. For correct operation, several frequency discriminators with different line length may be used. With the increase in the number of MFD with this appropriately selected difference, the sub bands for unambiguous frequency detection may be determined. To facilitate interpretation and use of MFD output signals in other devices, these signals can be converted to digital form. Such type of device is called digital IFM (DIFM). Integration the IFM with the DIFM is the solution for better frequency measurement resolution in a very wide band what is very well known for the devices containing components with ideal characteristics. In this paper is going to be presented a device which use an interferometer implemented in the form of a  $4 \times 4$  Butler matrix. Author will suggest the method of how to tackle the ambiguity of frequency measurement that occurs when the elements with real characteristics are implemented.

# Spis treści

Wykaz ważniejszych skrótów .....	7
Wykaz ważniejszych oznaczeń .....	8
Wstęp.....	9
Rozdział 1 Analiza stanu wiedzy w dziedzinie rozprawy .....	10
Rozdział 2 Cel i teza rozprawy.....	13
Rozdział 3 Interferometryczne mikrofalowe detektory częstotliwości.....	15
3.1. Zasada działania interferometrycznego mikrofalowego detektora częstotliwości.....	16
3.2. Analiza stosunku <i>sygnał/szum</i> od wejścia do wyjścia mikrofalowego detektora.....	18
3.3. MDCz z interferometrem o klasycznej strukturze wykorzystującym elementy o parametrach niezależnych od częstotliwości.....	22
3.4. Zastosowanie struktury macierzy Butlera 4 x 4 wykorzystującej elementy o stałych charakterystykach jako interferometru w MDCz .....	28
3.5. Wyniki symulacji interferometrycznego MDCz zrealizowanego na bazie elementów o teoretycznych charakterystykach transmisyjnych.....	31
3.6. Porównanie dokładności pomiaru analogowego MDCz z interferometrem klasycznym z MDCz z interferometrem w postaci macierzy Butlera 4 x 4.....	34
3.7. Zwiłokrotnianie kanałowe MDCZ .....	36
3.8. Wpływ zmiany współczynnika sprzężenia sprzęgacza na dokładność pomiarów MDCz z interferometrem w postaci macierzy Butlera 4 x 4.....	37
3.9. Zastosowanie sprzęgaczy o większym współczynniku sprzężenia dla wielotorowych MDCz z macrycą Butlera 4 x 4 .....	39
Rozdział 4 Cyfrowy mikrofalowy detektor częstotliwości wykorzystujący metodę przejsć przez zero.....	41
4.1. Cyfrowy MDCz zbudowany z elementów o charakterystykach transmisyjnych niezależnych częstotliwościowo .....	42
4.2. Interferometryczny CMDCz z elementami opisanymi modelem analitycznym.....	46
4.3. Zwiłokrotnienie torów pomiarowych CMDCz .....	50
Rozdział 5 Analiza rzeczywistych elementów wybranych do realizacji CMDCz.....	56
5.1. Sprzęgacz kierunkowy.....	57
5.2. Szerokopasmowy przesuwnik fazy 45° .....	62
5.3. Układ wypracowujący proporcjonalną różnicę faz .....	65
5.4. Detektor mikrofalowy .....	67
Rozdział 6 Wyniki pomiarów MDCz z macrycą Butlera 4 x 4.....	68

6.1. Zdolności detekcji sygnału i pomiaru częstotliwości sygnału .....	69
6.2. Automatyczne wyznaczenie przebiegów typu <i>sinus</i> i <i>kosinus</i> .....	73
6.3. Wyznaczanie przedziałów częstotliwości metodą przejść przez „zero” .....	74
6.4. Wyniki pomiarów rzeczywistego trójkanałowego CMDCz.....	81
Rozdział 7 Podsumowanie i wnioski końcowe .....	83
Literatura .....	85

## Wykaz ważniejszych skrótów

- CMDCz – cyfrowy mikrofalowy detektor częstotliwości
- DIFM – ang. *Digital Instantaneous Frequency Measurement* (cyfrowy układ natychmiastowego pomiaru częstotliwości)
- DM – dzielnik mocy
- EW – ang. *Electronic Warfare* (walka elektroniczna)
- IFM – ang. *Instantaneous Frequency Measurement* (układ natychmiastowego pomiaru częstotliwości)
- lod – linia odniesienia
- MDCz – mikrofalowy detektor częstotliwości
- MDF – mikrofalowy detektor fazy
- PF – przesuwnik fazy
- RTV – odbiorniki i nadajniki radiowo-telewizyjne
- SK – sprzęgacz kierunkowy
- SL – linia opóźniająca
- UWPRF – układ wypracowujący proporcjonalną różnicę faz

## Wykaz ważniejszych oznaczeń

$B_U$	–	postać cyfrowa sygnału $U$
$f_0$	–	częstotliwość środkowa pasma na wejściu detektora
$f_d$	–	dolna częstotliwość graniczna pasma
$f_g$	–	górną częstotliwość graniczną pasma
$I$	–	prąd wyjściowy detektora mikrofalowego
$I_{DC}$	–	prąd wyjściowy detektora mikrofalowego pobudzonego szumem białym i niezmodulowany sygnał fali ciągłej
$k$	–	współczynnik sprzężenia sprzęgacza
$l_{SL}$	–	długość linii transmisyjnej SL
$S$	–	macierz rozproszenia elementu mikrofalowego
$S_A$	–	amplituda sygnału na wejściu detektora mikrofalowego
$T_{iw}$	–	współczynnik opisujący tor przejścia sygnału przez układu od wrót wejściowych $w$ do $i$ -tych wrót wyjściowych
$U_{Dk}$	–	napięcie na wyjściu $k$ -tego detektora
$u_{we}$	–	napięcie sygnału na wejściu MDCz
$V$	–	poziom sygnału wejściowego detektora mikrofalowego
$v$	–	prędkość propagacji sygnału w linii transmisyjnej
$w$	–	gęstość widmowa mocy szumu
$W(F)$	–	widmo mocy na wyjściu detektora mikrofalowego
$WB_X$	–	wartość binarna sygnału układu $X$
$Z_0$	–	impedancja charakterystyczna linii mikropaskowej
$Z_S$	–	impedancja charakterystyczna strojnika
$\alpha$	–	stała detekcji detektora mikrofalowego
$\Delta f_0$	–	pasmo częstotliwości na wejściu detektora
$\Delta F$	–	pasmo częstotliwości na wyjściu detektora
$\theta$	–	długość elektryczna
$\rho_{we}$	–	stosunek <i>sygnał/szum</i> na wejściu układu
$\rho_{wy}$	–	stosunek <i>sygnał/szum</i> na wyjściu układu
$\varphi$	–	faza początkowa (dla sygnału), wprowadzane przesunięcie fazy (dla układu)
$\Phi_{wzgl}$	–	wartość względnego przesunięcia fazy układu
$\omega$	–	pulsacja



# Wstęp

Współcześnie w przestrzeni propagują się sygnały będące wynikiem emisji zamierzonych oraz niezamierzonych przez człowieka. Część tych sygnałów niesie określoną informację, część jest ubocznym produktem pracy różnych urządzeń, a niekiedy służą do maskowania aktywności urządzeń specjalnego przeznaczenia.

Wykrycie występowania sygnałów wielkiej częstotliwości oraz określenie ich długo- i krótkoterminowych parametrów jest jednym z pierwszych kroków do pozyskania informacji o emitującym je urządzeniu nadawczym. Informacje te służą identyfikacji pracującego sprzętu oraz umożliwiają określenie jego położenia w obserwowanym obszarze. Nowoczesne urządzenia przeznaczone do monitoringu widma elektromagnetycznego powinny cechować dużą rozdzielczość w częstotliwości i zdolność dokonywania pomiarów parametrów pojedynczych emisji, aby następnie skutecznie prowadzić detekcję chociażby w warunkach odbioru kilku sygnałów jednocześnie.

Wymagania stawiane nowoczesnym urządzeniom rozpoznawczym to: jak największa liczba mierzonych parametrów przy zachowaniu odpowiedniej precyzji ich określania, a także możliwie mały czas potrzebny na analizę wykrywanych sygnałów. Do najważniejszych parametrów wykrywanych sygnałów wielkiej częstotliwości zalicza się między innymi charakterystyki czasowo-częstotliwościowe i czasowo-fazowe sygnałów zarówno impulsowych, jak i ciągłych. Opisuje się je poprzez: chwilowy poziom mocy, kształt obwiedni, częstotliwość nośną, częstotliwość chwilową, strukturę częstotliwościową i strukturę fazową. Poprawność i szybkość estymacji wymaganej liczby parametrów jest wyznacznikiem trafności zastosowania systemu do obserwacji przestrzeni elektromagnetycznej. Dlatego też, badania tej przestrzeni prowadzi się metodami i układami natychmiastowego pomiaru parametrów sygnałów mikrofalowych, które są lub mogą się pojawić w nadzorowanym obszarze. Jako układy natychmiastowego (z ang. *instantaneous*) pomiaru rozumiane są układy w których opóźnienie estymacji częstotliwości sprowadza się do czasu propagacji sygnału przez układ pomiarowy. Wyniki takich badań można również wykorzystać do strojenia oraz kontroli poprawności funkcjonowania stacji radiolokacyjnych, systemów łączności radiowej i nadajników RTV.

W prezentowanej rozprawie przez detekcję rozumie się nie tylko proces wykrycia istnienia propagacji promieniowania elektromagnetycznego w monitorowanym obszarze, ale również dokonanie pomiaru chwilowej wartości jego częstotliwości (jest możliwy również pomiar chwilowej wartości mocy), a także poszukiwanie śladów modulacji dowolnego typu. Tak rozumiana detekcja powinna być prowadzona zarówno dla sygnału pojedynczego, jak również powinna obejmować dodatkową emisję, która pojawia się w czasie, gdy jest już obserwowany inny sygnał. Rozważania dotyczą natychmiastowej detekcji szerokopasmowej, to jest obejmującej w każdym momencie przedział częstotliwości nie węższy niż  $500\text{ MHz}$ . Bardzo dobre rezultaty uzyskuje się przy użyciu szerokiej gamy mikrofalowych detektorów częstotliwości MDCz.

# Rozdział 1

## Analiza stanu wiedzy w dziedzinie rozprawy

Częstotliwość jest podstawowym parametrem sygnału mikrofalowego. Parametr ten można zdefiniować jako liczbę okresowo zachodzących zmian pewnej wielkości fizycznej w jednostce czasu - w jednej sekundzie. Zgodnie z tą definicją częstotliwość  $f$  jest stosunkiem liczby okresów  $n$  przebiegu periodycznego do czasu zliczania  $t_p$ . Pomiar częstotliwości polega na zliczaniu impulsów w ściśle określonym odstępie czasu. Przyrządy, których działanie opiera się na wykorzystaniu powyższej zależności nazywa się cyfrowymi miernikami częstotliwości, licznikami częstotliwości albo częstościomierzami. Wraz z rozwojem elementów cyfrowych, zwiększeniem prędkości działania układów przetwarzania cyfrowego, co raz bardziej stosowane stają się urządzenia, które już na wejściu dokonują ucyfrowienia sygnału wejściowego i wówczas pozwalają na określanie parametrów sygnału [31, 32]. Przyrządy pozwalające na wyznaczenie częstotliwości na podstawie zależności wiążącej częstotliwość sygnału z długością fali – poprzez prędkość fazową propagowanej fali w danym ośrodku, nazywa się falomierzami. Jednym z przykładów takich urządzeń są falomierze współosiowe, które są rezonatorami mikrofalowymi wykonanymi z odcinka linii współosiowej. Innym rozwiązaniem jest zastosowanie rezonatora cylindrycznego wykonanego z falowodu cylindrycznego o określonych wymiarach. W obu przypadkach możliwość wzbudzenia się pola elektromagnetycznego w obszarze rezonatora będzie zależała od długości fali. Wspomniane liczniki częstotliwości muszą dysponować wzorcem czasu, który praktycznie jest wzorcem częstotliwości. Popularnymi wzorcami stosowanymi w cyfrowych miernikach częstotliwości są generatory, które charakteryzują się dużą stabilnością częstotliwości i niskim poziomem szumów fazowych generowanego sygnału. Drugą grupę stanowią atomowe wzorce częstotliwości, w których wykorzystuje się pewne zjawiska mechaniki kwantowej. Polegają one na tym, że różnica energii między niektórymi stanami energetycznymi atomów lub cząsteczek jest określona z wielką dokładnością, a odpowiadająca tej różnicy częstotliwość promieniowania wypada w paśmie mikrofalowym. Istotnym parametrem miernika jest jego częstotliwość graniczna, powyżej której układ błędnie zlicza impulsy. Układy takie, ze względu na zasadę działania, można podzielić na cztery zasadnicze grupy: układy ze wstępnym dzieleniem mierzonej częstotliwości, układy z mieszaniem częstotliwości mierzonej z sygnałem częstotliwości wzorcowej, zwane inaczej układami z przesunięciem częstotliwości, układy z generatorem pomocniczym synchronizowanym podharmonicznie zmierzonym sygnałem i układy z syntezerem pomocniczym o częstotliwości mieszanej podharmonicznie z mierzonym sygnałem [2].

Do detekcji sygnałów o dużych zmianach częstotliwości konieczne jest zastosowanie odbiorników szerokopasmowych, czyli takich które pokrywają zakres częstotliwości zbliżony do oktawy lub więcej. Rozwiązaniem dla takich układów mogą być mikrofalowe detektory częstotliwości (MDCz) stosowane w odbiornikach przeznaczonych do natychmiastowego pomiaru częstotliwości chwilowej. W wielu starszych realizacjach takich urządzeń informacja o częstotliwości odebranego sygnału przedstawiana jest w postaci analogowej, np. na ekranie oscyloskopu. Jednak taka forma utrudnia przeprowadzenie poprawnego procesu interpretacji zobrazowania i niemalże uniemożliwia wykorzystanie tej informacji w kolejnych stopniach bardziej rozbudowanych urządzeń. Dlatego, w nowoczesnych układach, przekształca się

sygnały analogowe do postaci cyfrowej i MDCz uzupełnia się o część systemu pomiarowego realizującą przedstawienie wyniku na podstawie np. słowa cyfrowego. Jednym z rozwiązań cyfrowego MDCz (CMDCz) jest zastosowanie wielokanałowego układu detektorów z odpowiednio przygotowanym bankiem filtrów, których relacja pasm determinuje wartość cyfrową informacji na temat estymowanej wartości częstotliwości. Zadanie to może być zrealizowane w układach z filtrami pasmowozaporowymi. Pasma pracy takiego urządzenia podzielone jest na zakresy częstotliwości dla których odpowiednio zaprojektowano pasma zaporowe filtrów. Sygnały, z poszczególnych podpasem pomiarowych wyznaczanych przez odpowiednie „tory filtracyjne”, poddaje się detekcji oraz przypisuje odpowiednie wartości binarne – odpowiednio „1” dla sytuacji, gdy zdetekowano sygnał w danym torze lub „0” gdy go nie zaobserwowano. W ten sposób możliwe jest określenie słowa binarnego, któremu odpowiada przedział częstotliwości dla odebranego sygnału [24, 26, 33].

Bardzo dobre rezultaty szerokopasmowego pomiaru częstotliwości sygnałów mikrofalowych uzyskuje się przy użyciu MDCz, opartego na metodzie interferometrycznej, na którego wyjściach uzyskuje się wolnozmiennne sygnały, których wartość zależy od częstotliwości sygnału podawanego na wejście. Pierwszym elementem ogólnej struktury takiego detektora jest układ wypracowujący dwa sygnały, których różnica faz jest proporcjonalna do częstotliwości sygnału wejściowego. Jedną z możliwych realizacji tej funkcji jest urządzenie, które składa się z elementu rozdziału sygnału oraz dwóch linii transmisyjnych o różnych długościach. Podzespoły te tworzą tak zwany układ wypracowania proporcjonalnej różnicy faz (UWPRF). Kolejnym zasadniczym członem MDCz jest układ mikrofalowego detektora fazy, który ma za zadanie wytworzyć sygnały wolnozmiennne proporcjonalne do, uzyskanej na wcześniejszym etapie, różnicy faz dwóch sygnałów. Tą funkcję mogą pełnić pojedyncze sprzęgacze lub wieloelementowe układy interferometrów mikrofalowych [1, 3 - 7, 11, 27, 28, 30, 34, 35, 37, 38]. Również wśród interferometrów możemy wyróżnić układy które charakteryzują się strukturą asymetryczną – zbudowaną np. z jednego dzielnika mocy i trzech kwadraturowych sprzęgaczy kierunkowych (nazywaną dalej strukturą klasyczną) lub dwóch dzielników mocy przesuwnika fazy i dwóch kwadraturowych sprzęgaczy kierunkowych oraz strukturą symetryczną – zbudowaną np. w postaci matrycy Butlera  $4 \times 4$  [11]. Jako elementy realizujące wektorowe sumowanie dwóch sygnałów mogą być zastosowane sprzęgacze gałęziowe, zbliżeniowe czy szczelinowe [2 - 7, 9, 10, 15, 16, 37, 38].

Odnosnie mikrofalowych detektorów częstotliwości sygnały analogowe można przekształcić w informację o postaci cyfrowej zgodnie z metodą przejść przez „zero” lub metodą porównania amplitud. Następnie, zgodnie z obranym algorytmem określane są przedziały częstotliwości dla których przypisane są odpowiednie wartości binarne lub słowa cyfrowe. Te zakresy częstotliwości definiują rozdzielczość częstotliwości urządzenia, a w tym przypadku również jego dokładność. W celu zwiększenia rozdzielczości określania częstotliwości przez MDCz można zastosować linie o większej różnicy długości. Jednak należy pamiętać, że zabieg taki zawęza pasmo jednoznacznego pomiaru częstotliwości. Dlatego dla poprawności działania stosuje się kilka dyskryminatorów częstotliwości o innych różnicach długości linii [4, 36]. Wraz ze wzrostem liczby MDCz, o odpowiednio dobranej tej różnicy, rośnie pasmo jednoznaczonej detekcji częstotliwości, bądź dokładność jej określania. Kolejne ograniczenie w stosowaniu linii o większej różnicy długości wynika z czasu trwania impulsu, którego częstotliwość chcemy mierzyć. Czas trwania impulsu musi umożliwić zaistnienie efektu interferencji sygnałów o proporcjonalnej różnicy faz [4].

Szybkość działania tych układów powoduje, że bardzo często są one zasadniczym elementem odbiorników natychmiastowego pomiaru częstotliwości IFM.

## Rozdział 2

### Cel i teza rozprawy

Problematyka niniejszej rozprawy doktorskiej dotyczy metod estymacji częstotliwości odebranego sygnału. Obejmuje ona zarówno zagadnienia związane z wyborem odpowiedniej struktury, komponentów systemu mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości, jak i opracowania metody pozwalającej na uniknięcie niejednoznaczności pomiaru częstotliwości już na etapie symulacji działania układu jak i w odniesieniu do fizycznie wykonanego urządzenia.

Z przeprowadzonej analizy stanu wiedzy w dziedzinie rozprawy wynika, iż istnieje wiele opracowań, w których przedstawione są rozwiązania bazujące na teoretycznych rozważaniach, nie zawsze uwzględniających rzeczywiste charakterystyki elementów składowych. Niestety zazwyczaj są to opracowania oparte jedynie na prowadzonych symulacjach nie uwzględniających rzeczywistych własności materiałów, które są możliwe do wykorzystania podczas realizacji projektu. Ponadto w dostępnej literaturze rzadko pojawiają się informacje o praktycznych zastosowaniach tego typu urządzeń. Może to wynikać z faktu, że MDCz z dużym powodzeniem mogą być wykorzystywane w wojskowych aplikacjach, o których informacje często nie są ujawniane do wiadomości publicznej.

Ze względu na wspomnianą małą ilość w dostępnej literaturze szczegółowych opisów i wyników badań systemów mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości, a także ze względu na przewidywany znaczny potencjał aplikacyjny takich systemów, celem rozprawy stało się opracowanie i zbadanie nowatorskiego cyfrowego mikrofalowego detektora częstotliwości.

Analizując stan wiedzy w dziedzinie rozprawy oraz uwzględniając doświadczenia badawcze autora w zakresie układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości, w niniejszej pracy autor postawił tezę, iż **zastosowanie interferometru o strukturze matrycy Butlera 4x4 i zaproponowana metoda usuwania niejednoznaczności pomiaru częstotliwości sygnału pozwala na uzyskanie szerokopasmowego układu CMDCz.**

Tak postanowiony cel pracy i sformułowana teza rozprawy sprawiły, że niezbędna okazała się realizacja wielu zadań badawczych, do których w głównej mierze należy zaliczyć:

- opracowanie modelu symulacyjnego MDCz z interferometrem o strukturze matrycy Butlera 4x4,
- wypracowanie metody usuwania niejednoznaczności układu wynikających z przyjętej struktury interferometru oraz wynikających z modeli analitycznych charakterystyk transmisyjnych podstawowych, symulowanych elementów,
- opracowanie modelu urządzenia cyfrowego o trzech kanałach pomiarowych zwiększających dokładność pomiaru,
- analiza i dobór rzeczywistych elementów składowych CMDCz,
- realizacja badań wykonanego urządzenia w warunkach rzeczywistych,

- określenie sposobu na usunięcie niejednoznaczności wynikających z nieidealności charakterystyk wykonanych elementów wchodzących w skład wielokanałowego, CMDCz.

Rozprawa dotyczy zagadnień związanych z tematyką pomiarów częstotliwości sygnałów mikrofalowych, opracowywaniem struktury i późniejszym wykonaniem urządzenia. W ramach realizacji pracy przeprowadzana była analiza wyników badań i odpowiednie reagowanie – wypracowanie metod mających na celu uzyskanie oczekiwanego wyniku – jednoznacznego pomiaru częstotliwości w szerokim paśmie częstotliwości. W celu uzupełnienia rozważań autor zajął się również analizą stosunku *sygnał/szum* od wejścia do wyjścia urządzenia wykorzystującego w swojej strukturze mikrofalowe detektory obwiedni. Dodatkowo w pracy przedstawiona zostanie zasadność stosowania szerokopasmowych mikrofalowych detektorów częstotliwości i wpływ odpowiedniej relacji szerokości pasma wejściowego do szerokości pasma wyjściowego MDCz na zdolność detekcji sygnału, a tym samym na dokładność pomiaru.

## Rozdział 3

# Interferometryczne mikrofalowe detektory częstotliwości

Odbiorniki do pomiaru częstotliwości chwilowej (IFM) stosowane są między innymi do wykonywania, w bardzo krótkim czasie, pomiarów bardzo krótkich sygnałów mikrofalowych – na przykład w odbiornikach rozpoznawczych systemów walki elektronicznej (z ang. EW, Electronic Warfare). Do ważnych elementów urządzenia IFM należy mikrofalowy dyskryminator częstotliwości (MDCz), który bardzo często jest zrealizowany na bazie układów, które wykorzystują właściwości wektorowego sumowania sygnałów – mikrofalowych interferometrów. Takie dyskryminatory, charakteryzują się prostą budową i jednocześnie bardzo pożądanymi parametrami. Składają się z podstawowych elementów mikrofalowych, takich jak sprzęgacze kierunkowe, dzielniki mocy, przesuwniki fazy, linie transmisyjne i bloki konwersji. Interferometryczne IFM składają się z trzech głównych obwodów: układu wypracowującego proporcjonalną różnicę faz, interferometru i bloków detekcyjnych. Sygnał wejściowy jest dzielony, następnie „produkty” podziału są opóźniane o znane (różne) przesunięcie fazowe, i kolejno poddawane są wzajemnej interferencji. Na podstawie relacji poziomów czterech sygnałów wyjściowych (po detekcji), estymowana jest wartość chwilowa częstotliwości sygnału wejściowego zgodnie z odpowiednią procedurą.

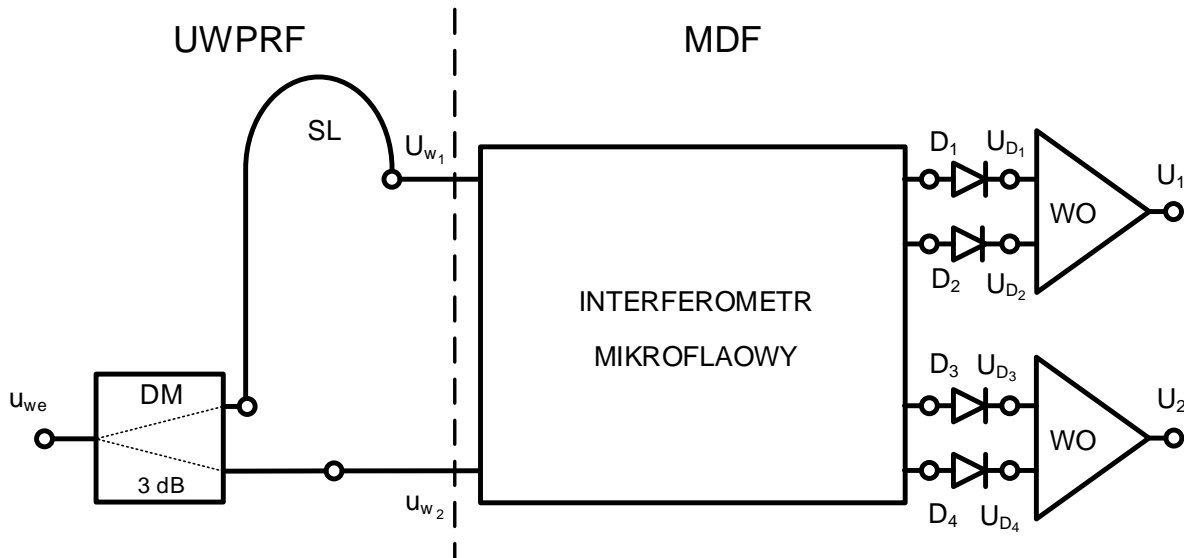
### 3.1. Zasada działania interferometrycznego mikrofalowego detektora częstotliwości

Układ interferometrycznego MDCz przedstawiony został na rysunku 3.1. Składa on się z dwóch podstawowych bloków funkcjonalnych, tj.: układu UWPRF oraz mikrofalowego układu detektora fazy (MDF), które pozwalają mierzyć częstotliwość  $f$  mikrofalowego sygnału wejściowego  $u_{we}$  (3.1).

$$u_{we} = U_{we} e^{j(2\pi ft + \varphi_w)}, \quad (3.1)$$

gdzie:  $U_{we}$  – amplituda sygnału wejściowego,  
 $\varphi_w$  – faza początkowa sygnału wejściowego,  
 $t$  – czas.

Pierwszy z bloków można zrealizować za pomocą dzielnika mocy (DM) lub, w niektórych aplikacjach [4, 7], może być zastosowany sprzęgacz kierunkowy (SK) – czyli elementu, który powinien zapewnić równy podział energii sygnału wejściowego oraz z linii opóźniającej SL o znanych parametrach.



Rys. 3.1. Schemat blokowy interferometrycznego MDCz

W kolejnym etapie, wypracowane dwa sygnały o znanej różnicy ich faz podawane są na wejścia mikrofalowego detektora fazy, który wykorzystuje w swojej strukturze interferometr mikrofalowy. W układzie interferometru sygnały uzyskane z UWPRF są odpowiednio dzielone na dwie pary sygnałów – równo pod względem poziomu mocy i nadając odpowiednią relację fazy pomiędzy poszczególnymi sygnałami. Następnie, te dwie pary sygnałów, w kolejnej sekcji interferometru składającej się z dwóch sprzęgaczy, są wektorowo sumowane. W efekcie na ich wyjściu, otrzymywane są cztery sygnały mikrofalowe, w amplitudach których, zawarta jest informacja o częstotliwości sygnału wejściowego. W kolejnym kroku, amplitudy te, poddawane są detekcji z wykorzystaniem czterech mikrofalowych detektorów. Produktem są cztery, wolnozmiennie (o stałej polaryzacji) sygnały, których poziom jest zależny od częstotliwości sygnału wejściowego i oczywiście



znanej struktury MDCz. Znając relację między ich wartościami jesteśmy w stanie określić wartość częstotliwości odebranego sygnału  $f_m$ :

$$f_m = f(U_{D_1}, U_{D_2}, U_{D_3}, U_{D_4}). \quad (3.2)$$

### 3.2. Analiza stosunku *sygnał/szum* od wejścia do wyjścia mikrofalowego detektora

Zasadniczym elementem każdego MDCz są mikrofalowe detektory obwiedni, które mają wpływ na uzyskiwaną w tym systemie zmianę stosunku *sygnał/szum* od wejścia do wyjścia urządzenia. Wszystkie detektory dla sygnałów o bardzo małym poziomie zachowują się jak detektory o charakterystyce kwadratowej, stąd zachodzi zależność sygnału wyjściowego w funkcji sygnału wejściowego detektora (3.3) [13, 21]:

$$I = \alpha V^2 \quad (3.3)$$

gdzie:  $I$  – prąd wyjściowy detektora,  
 $V$  – poziom sygnału wejściowego,  
 $\alpha$  – stała detekcji.

Należy przyjąć, że na wejściu takiego detektora pojawia się sygnał wraz z szumem z pasma częstotliwości  $\Delta f_0$  z częstotliwością środkową  $f_0$ . Natomiast interesującymi nas sygnałami wyjściowymi detektora, są produkty detekcji zawierające się w zakresie małych częstotliwości ( $F$ ) poniżej  $\Delta f_0$  (rys. 3.2). Do celów prowadzonych rozważań, szerokość pasma wejściowego, jeśli pominiemy wszelkie sygnały spoza tego zakresu, nie musi być dokładnie określona – powinna być co najmniej czterokrotnie mniejsza niż częstotliwość środkowa  $f_0$ ).



Rys. 3.2. Konfiguracja detektora

Jeżeli na wejście zostanie podany szum biały w paśmie  $\Delta f_0$  i niezmodulowany sygnał fali ciągłej  $S_A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)$  (gdzie jako  $S_A$  oznacza amplitudę sygnału) to na wyjściu uzyskamy  $I_{DC}$  w postaci (3.4):

$$I_{DC} = \frac{\alpha}{2} \cdot (S_A^2 + 2 \cdot w \cdot \Delta f_0), \quad (3.4)$$

gdzie:  $w$  – gęstość widmowa mocy szumu,

$\Delta f_0$  – pasmo wejściowe detektora,

co oznacza, że sygnał i szum podlegają detekcji oddzielnie.

Widmo mocy na wyjściu detektora  $W(F)$  (3.5) w paśmie częstotliwości od  $F = 0$  do  $F = \frac{\Delta f_0}{2}$  zależy od interferencji pomiędzy poszczególnymi składowymi szumu lub od interferencji pomiędzy składowymi szumu z sygnałem.

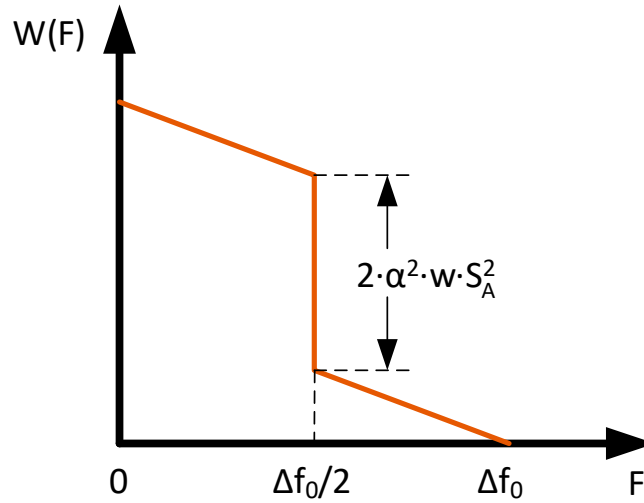
$$W(F) = 2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \left[ S_A^2 + w \cdot \Delta f_0 \cdot \left( 1 - \frac{F}{\Delta f_0} \right) \right], \quad \text{dla} \quad 0 < F < \frac{\Delta f_0}{2}, \quad (3.5)$$

Natomiast dla częstotliwości z zakresu od  $F = \frac{\Delta f_0}{2}$  do  $F = \Delta f_0$  widmo mocy  $W(F)$  zależy tylko od interferencji pomiędzy poszczególnymi składowymi szumu i przyjmuje postać:

$$W(F) = 2 \cdot \alpha^2 \cdot w^2 \cdot \Delta f_0 \cdot \left( 1 - \frac{F}{\Delta f_0} \right), \quad \text{dla} \quad \frac{\Delta f_0}{2} < F < \Delta f_0, \quad (3.6)$$

Widmo mocy na wyjściu kwadratowego detektora obwiedni, przy podaniu szumu białego w paśmie  $\Delta f_0$  i sygnału  $S_A$  o częstotliwości w środku pasma  $\Delta f_0$ , zostało przedstawione na rysunku 3.3. Szum wyjściowy w zakresie pasma przenoszenia, pod wpływem

oddziaływania sygnału, jest dużo większy niż szum wejściowy. Silny sygnał zwiększa moc szumu na wyjściu detektora obwiedni, co jest charakterystyczną cechą detekcji amplitudowej [12, 13, 21].



Rys. 3.3. Widmo mocy na wyjściu kwadratowego detektora obwiedni

Całkowita wartość niskoczęstotliwościowego szumu z pasma od  $F = 0$  do  $F \geq \Delta f_0$  jest równa:

$$\Delta I^2 = \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta f_0 \cdot (S_A^2 + w \cdot \Delta f_0), \quad (3.7)$$

co oznacza, że silny sygnał zwiększa moc szumów na wyjściu.

Z przedstawionymi rozwiązaniami wiąże się ściśle zależność stosunku *sygnał/szum* na wyjściu detektora ( $\rho_{wy}$ ) w funkcji stosunku *sygnał/szum* ( $\rho_{we}$ ) na wejściu detektora.

Jeśli przyjmiemy, że stosunek *sygnał/szum* na wejściu detektora wynosi:

$$\rho_{we} = \frac{S_A^2}{2 \cdot w \cdot \Delta f_0}. \quad (3.8)$$

Z zależności 3.4 sygnał wyjściowy  $S_o$  przyjmie postać:

$$S_o = I_{DC} - \alpha \cdot w \cdot \Delta f_0 = \alpha \cdot \frac{S_A^2}{2}. \quad (3.9)$$

Natomiast szum  $N_o^2$  przyjmuje postać:

$$N_o^2 = W(F) \cdot \Delta F = 2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot [S_A^2 + w \cdot \Delta f_0 \cdot \left(1 - \frac{F}{\Delta f_0}\right)] \cdot \Delta F. \quad (3.10)$$

Jeśli rozważymy, że w rzeczywistych układach pasmo przenoszenia  $\Delta F$  po detektorze jest zwykle dużo mniejsze od  $\Delta f_0$  ( $\Delta F \ll \Delta f_0$ ), czyli stosunek  $\frac{F}{\Delta f_0}$ , gdzie za  $F$  wstawiamy  $\Delta F$ , będzie bliski zeru, co przełoży się na to, że zależność na szum ostatecznie przyjmie postać:

$$N_o^2 = 2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta F \cdot (S_A^2 + w \cdot \Delta f_0). \quad (3.11)$$

Stąd stosunek *sygnał/szum* na wyjściu detektora będzie wynosić:

$$\rho_{wy} = \frac{S_o^2}{N_o^2} = \frac{\left(\frac{\alpha S_A^2}{2}\right)^2}{2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta F \cdot (S_A^2 + w \cdot \Delta f_0)}. \quad (3.12)$$

W celu uzyskania w liczniku równania wyrażenia odpowiadającego *sygnał/szum*  $\rho_{wy}$  należy licznik i mianownik podzielić przez wartość szumów ( $w \cdot \Delta f_0$ ) na wejściu odbiornika:

$$\rho_{wy} = \frac{\left(\frac{\alpha \cdot S_A^2}{2}\right)^2 \div (w \cdot \Delta f_0)}{2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta F \cdot (S_A^2 + w \cdot \Delta f_0) \div (w \cdot \Delta f_0)} = \frac{\alpha^2 \cdot \left(\frac{S_A}{2}\right)^2}{2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta F \cdot \left(\frac{S_A}{(w \cdot \Delta f_0)^2} + \frac{w \cdot \Delta f_0}{(w \cdot \Delta f_0)^2}\right)}. \quad (3.13)$$

Po zredukowaniu licznika i mianownika o  $\alpha^2$ , przemnożeniu licznika i mianownika przez  $\Delta f_0$  oraz w mianowniku przemnożenie przez  $w$  wyrazy w nawiasie, otrzymamy:

$$\rho_{wy} = \frac{\alpha^2 \cdot \left(\frac{S_A}{2}\right)^2 \cdot \Delta f_0}{2 \cdot \alpha^2 \cdot w \cdot \Delta F \cdot \left(\frac{S_A}{(w \cdot \Delta f_0)^2} + \frac{w \cdot \Delta f_0}{(w \cdot \Delta f_0)^2}\right) \cdot \Delta f_0} = \frac{\left(\frac{S_A}{2}\right)^2 \cdot \Delta f_0}{2 \cdot \Delta F \cdot \left(\frac{S_A \cdot w \cdot \Delta f_0}{(w \cdot \Delta f_0)^2} + \frac{w^2 \cdot \Delta f_0^2}{(w \cdot \Delta f_0)^2}\right)}. \quad (3.14)$$

Następnie skracając wyrazy podobne oraz zastępując wyrażenie  $\frac{S_A}{w \cdot \Delta f_0} = \rho_{we}$  uzyskujemy:

$$\rho_{wy} = \frac{\left(\frac{S_A}{2}\right)^2 \cdot \Delta f_0}{2 \cdot \Delta F \cdot \left(\frac{S_A \cdot w \cdot \Delta f_0}{(w \cdot \Delta f_0)^2} + \frac{w^2 \cdot \Delta f_0^2}{(w \cdot \Delta f_0)^2}\right)} = \frac{\rho_{we}^2 \cdot \Delta f_0}{2 \cdot (2 \cdot \rho_{we} + 1) \cdot \Delta F}. \quad (3.15)$$

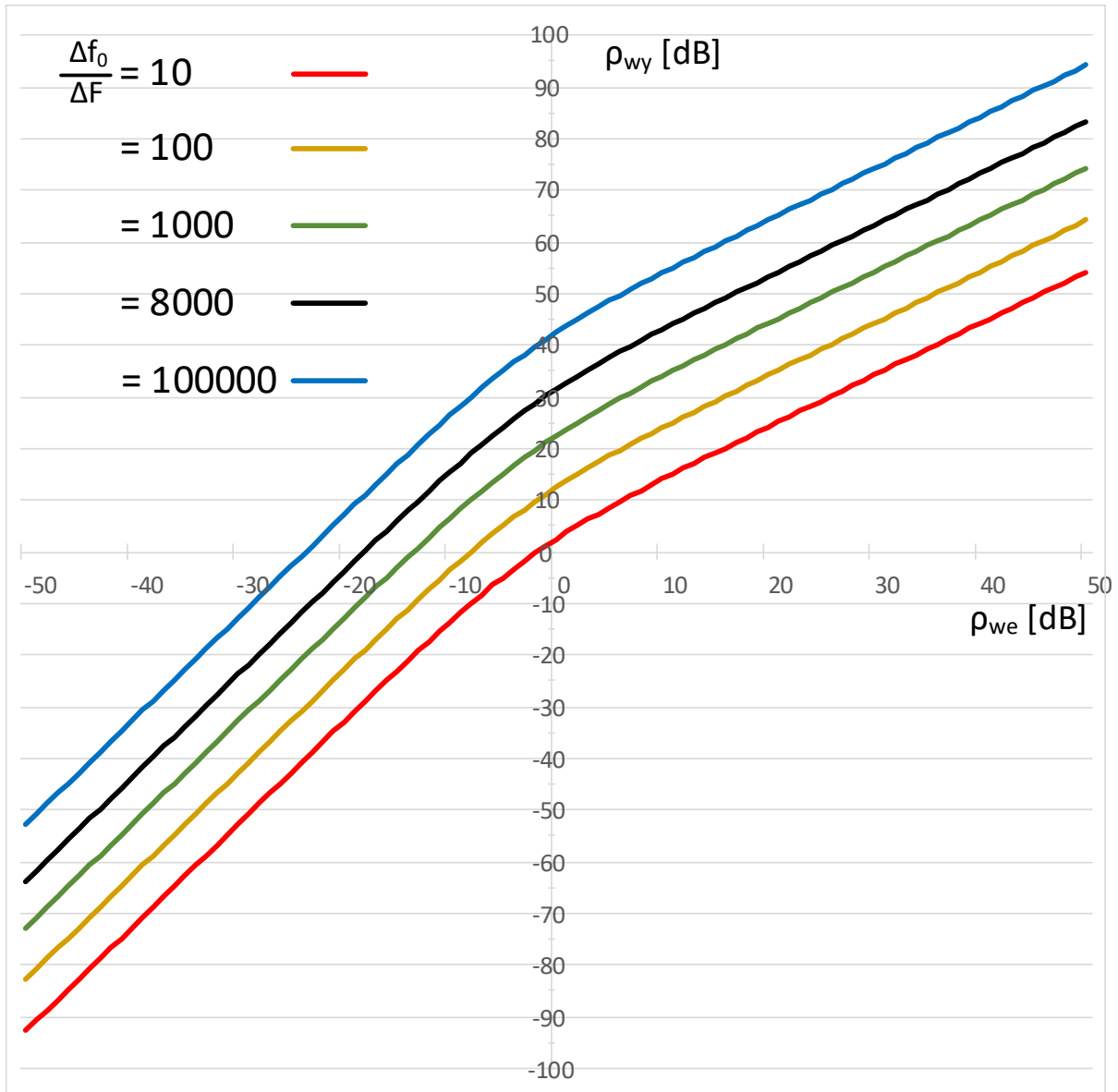
Dla małych wartości  $\rho_{we}$  równanie 3.15 na  $\rho_{wy}$  przyjmuje postać:

$$\rho_{wy} = \rho_{we}^2 \cdot \frac{\Delta f_0}{2 \cdot \Delta F}. \quad (3.16)$$

Przeważają tu składowe od szumów własnych, a sygnał jest wytłumiany przez szумы. Natomiast dla dużych wartości  $\rho_{we}$  równanie na  $\rho_{wy}$  przyjmuje postać:

$$\rho_{wy} = \rho_{we} \cdot \frac{\Delta f_0}{4 \cdot \Delta F}. \quad (3.17)$$

W tym przypadku szумы wyjściowe są proporcjonalne do mocy sygnału co prowadzi do liniowej zależności  $\rho_{wy}$  od  $\rho_{we}$  [13, 21]. Na rysunku 3.4 przedstawione zostały przebiegi zależności stosunku sygnał/szum na wyjściu detektora ( $\rho_{wy}$ ) w funkcji stosunku sygnał/szum na wejściu ( $\rho_{we}$ ) dla różnych stosunków szerokości pasma wejściowego detektora do szerokości pasma wyjściowego detektora.

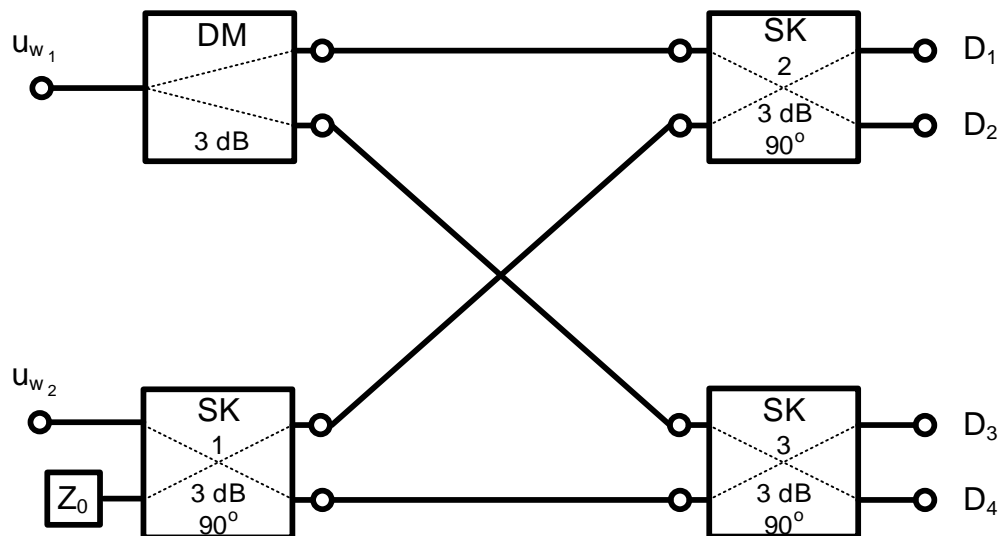


Rys. 3.4. Wykres zależności  $\rho_{wy}$  od  $\rho_{we}$  dla różnych relacji szerokości pasma wejściowego do szerokości pasma wyjściowego

Z wykresu wynika, że dla stosunku szerokości pasma wejściowego detektora do szerokości pasma wyjściowego detektora większego niż 10, przy sygnale wejściowym na poziomie szumów, na wyjściu detektora uzyskuje się sygnał o wyższym poziomie niż poziom szumów. Dla wyższych wartości tych stosunków pasm, otrzymuje się na wyjściu stosunek *sygnał/szum* ( $\rho_{wy}$ ) powyżej 0 dB, mimo, że na wejściu detektora sygnał jest poniżej poziomu szumów. Można stwierdzić, że przy odpowiednio dużym stosunku szerokości zakresu częstotliwości sygnałów doprowadzonych do detektora w porównaniu do szerokości pasma wyjściowego z detektora uzyskuje się polepszenie stosunku *sygnał/szum* pomiędzy wejściem, a wyjściem urządzenia wykorzystującego mikrofalowe detektory [12, 13, 21].

### 3.3. MDCz z interferometrem o klasycznej strukturze wykorzystującym elementy o parametrach niezależnych od częstotliwości

Interferometr, układu mikrofalowego detektora częstotliwości, składający się z trzech kierunkowych sprzęgaczy kwadraturowych i jednego dzielnika mocy (rys. 3.5), przez autora został nazwany układem klasycznym. Sygnał  $u_{w_1}$  jest podawany na wejście dzielnika mocy DM, który rozdziela go na dwa sygnały o tym samym poziomie i tej samej fazie, które są podawane na wejście odpowiednio sprzęgacza SK2 i SK3. Natomiast sygnał  $u_{w_2}$  jest podawany na wejście sprzęgacza SK1, który rozdziela go na dwa sygnały o tym samym poziomie, ale fazy przesuniętej o  $90^\circ$ , które są podawane na wejścia sprzęgaczy SK2 i SK3 izolowane względem wrót, na które podawany był sygnał z DM [3, 6, 7, 29, 37, 38].

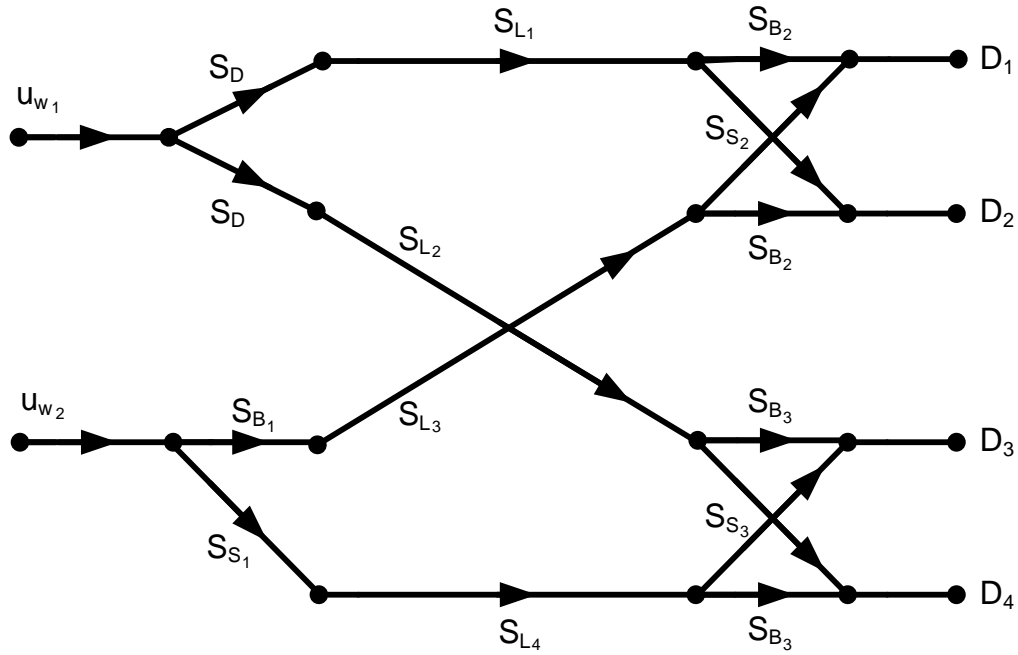


Rys. 3.5. Schemat blokowy klasycznego interferometru MDCz

Dla uproszczenia opisu, można przyjąć, że:

- wszystkie wrota każdego z elementów mikrofalowych dyskryminatora są dopasowane;
- izolacje odpowiednich wrót sprzęgaczy kierunkowych i dzielnika mocy są nieskończenie duże;
- wszystkie elementy mikrofalowe są w pełni symetryczne.

Dzięki tym uproszczeniom można uzyskać przejrzysty uproszczony graf przepływu sygnałów interferometru, który został przedstawiony na rysunku 3.6.


 Rys. 3.6. Uproszczony graf przepływu sygnałów interferometru mikrofalowego  $3 \times SK + 1 \times DM$ 

Współczynniki  $T_{iw_1}$  oraz  $T_{iw_2}$  opisujące tory przejścia sygnału od wrot wejściowych  $u_{w_1}$  i  $u_{w_2}$  do  $i$ -tych wrot wyjściowych, są równe iloczynom transmitancji gałęzi grafu łączących odpowiednie wrota (węzły grafu):

$$T_{1w_1} = S_D \cdot S_{L_1} \cdot S_{B_2'} \quad (3.18)$$

$$T_{2w_1} = S_D \cdot S_{L_1} \cdot S_{S_2'} \quad (3.19)$$

$$T_{3w_1} = S_D \cdot S_{L_2} \cdot S_{B_3'} \quad (3.20)$$

$$T_{4w_1} = S_D \cdot S_{L_2} \cdot S_{S_3'} \quad (3.21)$$

oraz:

$$T_{1w_2} = S_{B_1} \cdot S_{L_3} \cdot S_{S_2'} \quad (3.22)$$

$$T_{2w_2} = S_{B_1} \cdot S_{L_3} \cdot S_{B_2'} \quad (3.23)$$

$$T_{3w_2} = S_{S_1} \cdot S_{L_4} \cdot S_{S_3'} \quad (3.24)$$

$$T_{4w_2} = S_{S_1} \cdot S_{L_4} \cdot S_{B_3} \quad (3.25)$$

Przyjmując sygnały wejściowe interferometru w postaci:

$$u_{w_1} = U_{w_1} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_1})}, \quad (3.26)$$

$$u_{w_2} = U_{w_2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_2})}, \quad (3.27)$$

otrzymamy przebiegi napięć na wyjściach interferometru opisane zależnościami:

$$u_{D_1} = T_{1w_1} \cdot u_{w_1} + T_{1w_2} \cdot u_{w_2}, \quad (3.28)$$

$$u_{D_2} = T_{2w_1} \cdot u_{w_1} + T_{2w_2} \cdot u_{w_2}, \quad (3.29)$$

$$u_{D_3} = T_{3w_1} \cdot u_{w_1} + T_{3w_2} \cdot u_{w_2}, \quad (3.30)$$

$$u_{D_4} = T_{4w_1} \cdot u_{w_1} + T_{4w_2} \cdot u_{w_2}. \quad (3.31)$$

Moduły i argumenty transmitancji elementów składowych dyskryminatora o stałych charakterystykach – niezależnych od częstotliwości (indeks „I’”), przyjmują wartości odpowiednio:

$$|S_{D_i}| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_{D_i} = -\frac{\pi}{2}, \quad (3.32)$$

$$|S_{B_{ki}}| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_{B_{ki}} = -\frac{\pi}{2}, \quad k = 0,707, \quad (3.33)$$

$$|S_{S_{ki}}| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_{S_{ki}} = 0, \quad k = 0,707, \quad (3.34)$$

$$|S_{L_{ki}}| = 1, \quad \varphi_{L_{ki}} = \theta_{L_{ki}}. \quad (3.35)$$

gdzie:  $|S_{D_i}|$  – moduł transmitancji do wrót wyjściowych dzielnika o stałych charakterystykach,

$|S_{B_{ki}}|$  – moduł transmitancji do wrót bezpośrednich sprzęgacza o stałych charakterystykach,

$|S_{S_{ki}}|$  – moduł transmitancji do wrót sprzężonych sprzęgacza o stałych charakterystykach,

$|S_{L_{ki}}|$  – moduł transmitancji linii transmisyjnej o stałych charakterystykach.

Stąd transmitancje przybiorą postać:

$$T_{1w_1} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_1} - \pi)}, \quad (3.36)$$

$$T_{2w_1} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_1} - \frac{\pi}{2})}, \quad (3.37)$$

$$T_{3w_1} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_2} - \pi)}, \quad (3.38)$$

$$T_{4w_1} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_2} - \frac{\pi}{2})}, \quad (3.39)$$

oraz:

$$T_{1w_2} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_3} - \frac{\pi}{2})}, \quad (3.40)$$

$$T_{2w_2} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_3} - \pi)}, \quad (3.41)$$



$$T_{3w_2} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot \varphi_{L_4}}, \quad (3.42)$$

$$T_{4w_2} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_4} - \frac{\pi}{2})}. \quad (3.43)$$

Wówczas przebiegi na poszczególnych wrotach wyjściowych interferometru na częstotliwości  $f_0$  będą opisane wzorami:

$$u_{D_1} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_1} - \pi)} \cdot U_{w_1} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_1})} + \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_3} - \frac{\pi}{2})} \cdot U_{w_2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_2})}, \quad (3.44)$$

$$u_{D_2} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_1} - \frac{\pi}{2})} \cdot U_{w_1} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_1})} + \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_3} - \pi)} \cdot U_{w_2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_2})}, \quad (3.45)$$

$$u_{D_3} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_2} - \pi)} \cdot U_{w_1} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_1})} + \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot \varphi_{L_4}} \cdot U_{w_2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_2})}, \quad (3.46)$$

$$u_{D_4} = \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_2} - \frac{\pi}{2})} \cdot U_{w_1} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_1})} + \frac{1}{2} \cdot e^{j \cdot (\varphi_{L_4} - \frac{\pi}{2})} \cdot U_{w_2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{w_2})}. \quad (3.47)$$

Przyjmując, że wszystkie linie transmisyjne mają jednakowe długości elektryczne, a więc:

$$\theta_{L_1} = \theta_{L_2} = \theta_{L_3} = \theta_{L_4}, \quad (3.48)$$

to:

$$\varphi_{L_1} = \varphi_{L_2} = \varphi_{L_3} = \varphi_{L_4}. \quad (3.49)$$

Po amplitudowej detekcji kwadratowej i odfiltrowaniu składowej w.cz. na wyjściach mikrofalowego interferometru otrzymuje się przebiegi zgodnie z poniższymi zależnościami:

$$U_{D_1} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 + k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}), \quad (3.50)$$

$$U_{D_2} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 - k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}), \quad (3.51)$$

$$U_{D_3} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 - k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}), \quad (3.52)$$

$$U_{D_4} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 + k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}), \quad (3.53)$$

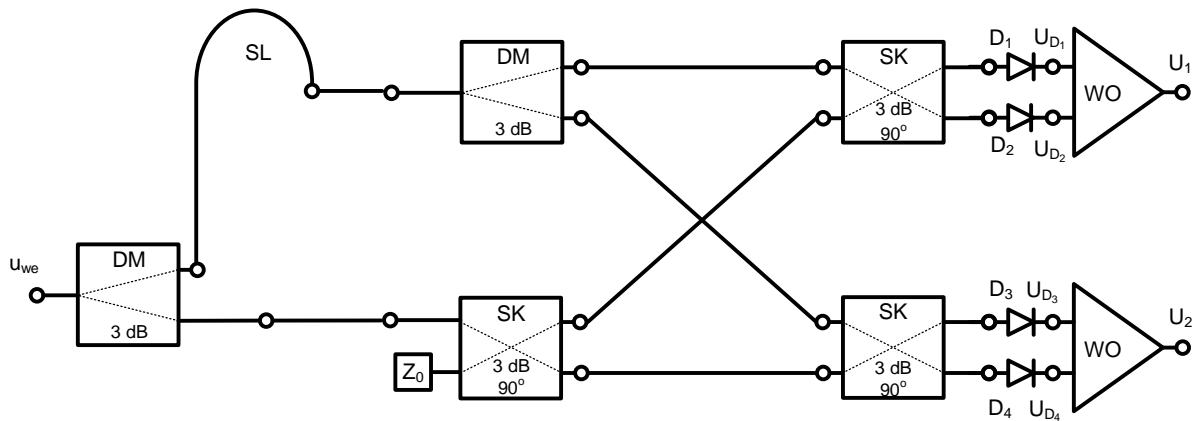
gdzie:  $k_d$  – oznacza współczynnik proporcjonalności (stała detekcji).

Po odjęciu parami napięć  $U_{D_i}$ , w kolejnym etapie otrzymuje się:

$$U_1 = U_{D_1} - U_{D_2} = k_d \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}), \quad (3.54)$$

$$U_2 = U_{D_4} - U_{D_3} = k_d \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2}). \quad (3.55)$$

Schemat blokowy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości wykorzystującego klasyczną postać interferometru został przedstawiony na rysunku 3.7.



Rys. 3.7 Schemat blokowy MDCz z klasyczną strukturą interferometru

Różnicę faz sygnałów  $u_{w_1}$  i  $u_{w_2}$  można określić zgodnie z zależnością (3.56) [3, 7]:

$$\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} = \arctan \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.56)$$

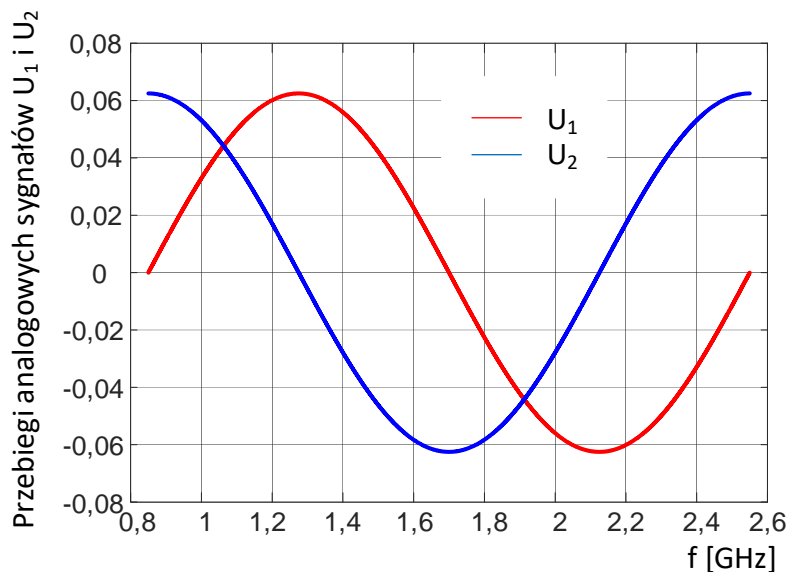
Różnica tych faz określona zależnością (3.56) jest zależna od długości linii opóźniającej SL jak również od częstotliwości sygnału (3.1) doprowadzanego do MDCz zgodnie z zależnością (3.57):

$$\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} = \frac{2 \cdot \pi}{v} \cdot f \cdot l_{SL}, \quad (3.57)$$

gdzie:  $v$  – prędkość propagacji sygnału w linii transmisyjnej,

$l_{SL}$  – długość linii transmisyjnej SL.

Przebiegi napięć  $U_1$  oraz  $U_2$  zobrazowane zostały na rysunku 3.8. Warto zwrócić uwagę, że przebiegi te w paśmie pracy mają charakter funkcji trygonometrycznych sinus oraz odpowiednio kosinus.


 Rys. 3.8 Przebiegi analogowych sygnałów  $U_1$  i  $U_2$  klasycznego MDCz z elementami o stałych charakterystykach

Stąd na podstawie przebiegów napięć  $U_1$  oraz  $U_2$ , przekształcając zależności (3.56) i (3.57), można wyznaczyć zależność na częstotliwość sygnału wejściowego (3.58):

$$f = \frac{(\arctan(\frac{U_1}{U_2})) \cdot v}{2 \cdot \pi \cdot l_{SL}}. \quad (3.58)$$

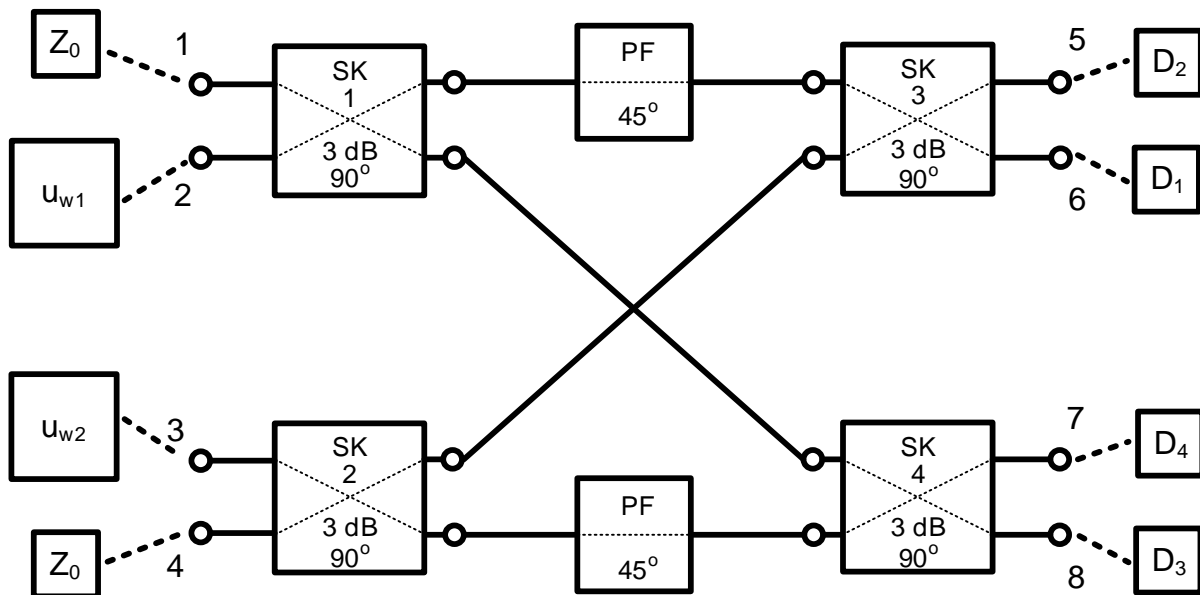
Długość linii opóźniającej  $l_{SL}$  powinna być tak dobrana, żeby w zakresie częstotliwości pracy urządzenia, różnica faz sygnałów  $u_{w_1}$  i  $u_{w_2}$  nie była większa niż  $2\pi$  radianów (przy uwzględnieniu polaryzacji napięć  $U_1$  oraz  $U_2$ ). Wówczas, ze względu na okresowość funkcji sinus i kosinus, zapewniony będzie warunek jednoznacznego określenia częstotliwości.

### 3.4. Zastosowanie struktury macierzy Butlera 4 x 4 wykorzystującej elementy o stałych charakterystykach jako interferometru w MDCz

Jako układ interferometru mikrofalowego dyskryminatora fazy można zastosować strukturę macierzy Butlera 4 x 4. Układ taki składa się z czterech kwadraturowych sprzęgaczy kierunkowych oraz dwóch szerokopasmowych przesuwników fazy (rys. 3.9) [9 - 11, 15, 16]. Element przesuwnika fazy powinien się charakteryzować względnym przesunięciem fazy równym  $45^\circ$  i nie tłumić sygnału (3.59).

$$S_{PF} = e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (3.59)$$

Jak można zauważyć, interferometr taki jest układem odwracalnym oraz charakteryzuje się symetrycznością.



Rys. 3.9. Schemat blokowy struktury macierzy Butlera 4 x 4

Dla układu tego – analogicznie jak dla układu o klasycznej strukturze (3.18 ÷ 3.25), można wyznaczyć współczynniki opisujące tory przejścia od wrót wejściowych  $u_{w1}$  i  $u_{w2}$  do  $i$ -tych wrót wyjściowych ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ):

$$T_{1w_1} = S_B \cdot S_{PF} \cdot S_B \quad (3.59)$$

$$T_{2w_1} = S_B \cdot S_{PF} \cdot S_S \quad (3.60)$$

$$T_{3w_1} = S_S \cdot S_B \quad (3.61)$$

$$T_{4w_1} = S_S \cdot S_S \quad (3.62)$$

oraz:

$$T_{1w_2} = S_S \cdot S_S \quad (3.63)$$

$$T_{2w_2} = S_S \cdot S_B \quad (3.64)$$

$$T_{3w_2} = S_B \cdot S_{PF} \cdot S_S \quad (3.65)$$

$$T_{4w_2} = S_B \cdot S_{PF} \cdot S_B \quad (3.66)$$

Co dla wymuszeń w postaci sygnałów (3.26) i (3.27) podanych na wejścia  $u_{w_1}$  i  $u_{w_2}$  i po amplitudowej detekcji kwadratowej i odfiltrowaniu składowej w.cz. otrzymuje się napięcia:

$$U_{D_1} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 - k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}) \quad (3.67)$$

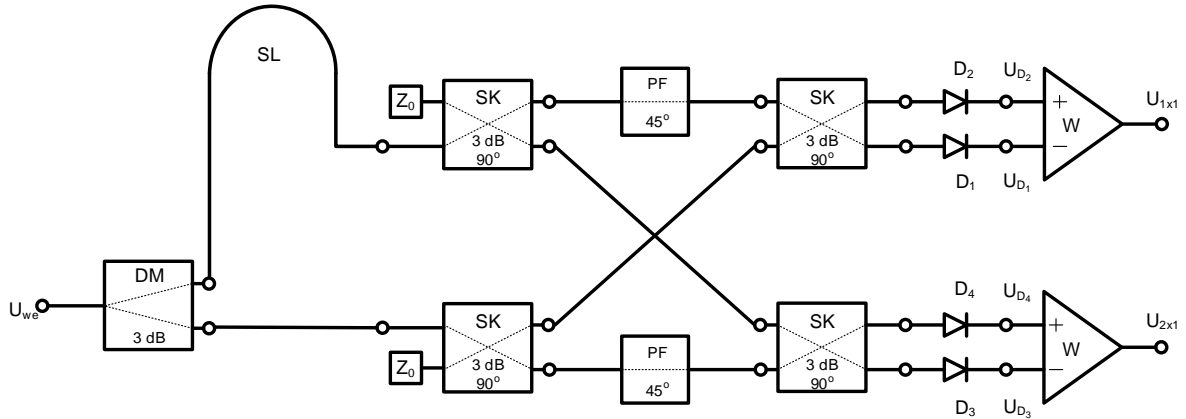
$$U_{D_2} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 + k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}) \quad (3.68)$$

$$U_{D_3} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 - k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}) \quad (3.69)$$

$$U_{D_4} = k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_1}^2 + k_d \cdot \frac{1}{4} \cdot U_{w_2}^2 + k_d \cdot \frac{1}{2} \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}) \quad (3.70)$$

W powyższych zależnościach można zauważyć duże podobieństwo do równań opisujących przebiegi uzyskiwane z detektorów w przypadku zastosowania interferometru o klasycznej budowie (3.50, 3.51, 3.52, 3.53) z tą jednak różnicą, że w argumentach funkcji trygonometrycznych mamy dodatkowy składnik  $\frac{\pi}{4}$ .

Schemat blokowy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości wykorzystującego macierz Butlera 4 x 4 jako interferometr został przedstawiony na rysunku 3.10. Można zauważyć, że zastosowanie takiego rodzaju interferometru nie wymusza zmiany UWPRF, ani części układu odpowiadającego za detekcję.



Rys. 3.10. Schemat blokowy MDCz z strukturą macierzy Butlera 4 x 4

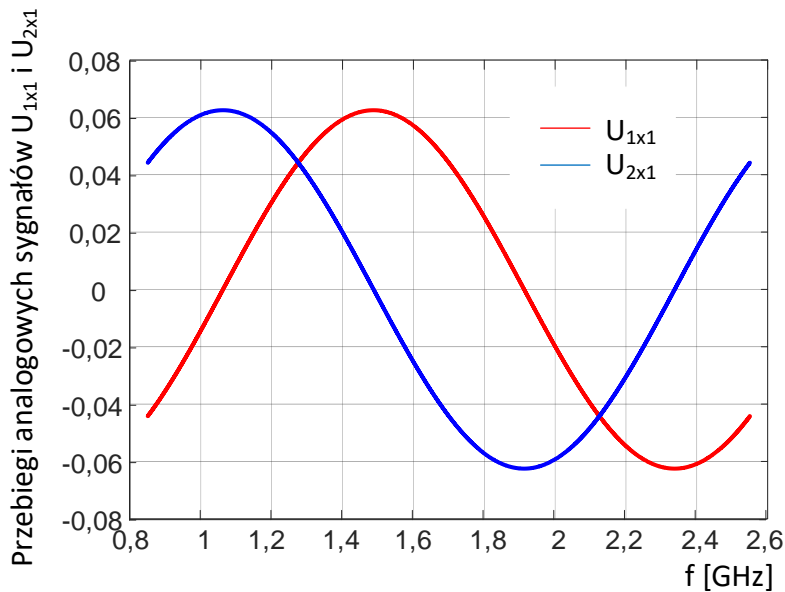
Dla takiego układu i sygnału wejściowego w postaci 3.1 oraz wykorzystując własności interferometru mikrofalowego (3.59 ÷ 3.66), można wyznaczyć wartości napięć  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$ :

$$U_{1x1} = U_{D_2} - U_{D_1} = k_d \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \sin(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}), \quad (3.71)$$

$$U_{2x1} = U_{D_4} - U_{D_3} = k_d \cdot U_{w_1} \cdot U_{w_2} \cdot \cos(\varphi_{w_1} - \varphi_{w_2} + \frac{\pi}{4}). \quad (3.72)$$

Przebiegi tych napięć zobrazowane są na rysunku 3.11. Warto zwrócić uwagę, że przebiegi te w paśmie pracy mają nadal charakter funkcji trygonometrycznych, ale nie

przyjmują wartości zero na początku i końcu pasma – w przypadku przebiegu typu sinus oraz nie przyjmują wartości maksymalnej na początku i końcu pasma – w przypadku przebiegu typu kosinus.



Rys. 3.11. Przebiegi analogowych sygnałów  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$  MDCz z macierzą Butlera  $4 \times 4$

Ostatecznie zależność na częstotliwość sygnału wejściowego wyliczaną na podstawie wartości przebiegów napięć  $U_{1x1}$  oraz  $U_{2x1}$  przyjmuje postać przedstawioną poniżej:

$$f = \frac{(\arctan(\frac{U_{1x1}}{U_{2x1}}) - \frac{\pi}{4}) \cdot v}{2 \cdot \pi \cdot l_{SL}} \quad (3.73)$$

Również w tym przypadku długość linii opóźniającej powinna być tak dobrana, żeby zapewnić warunek jednoznacznego określenia częstotliwości. Czyli różnica faz sygnałów  $u_{w1}$  i  $u_{w2}$  w paśmie pracy urządzenia nie powinna być większa niż  $2\pi$  radianów.

### 3.5. Wyniki symulacji interferometrycznego MDCz zrealizowanego na bazie elementów o teoretycznych charakterystykach transmisyjnych

Należy zgodzić się, że nawet dla elementów o teoretycznych charakterystykach transmitancji (indeks „R”), wartości parametrów transmisyjnych tych elementów zależą od częstotliwości. Do celów przeprowadzenia symulacji działania układu, można przyjąć, że poniższe zależności opisują model analityczny transmitancji do wrót wyjściowych dzielnika mocy, czy sprzęgacza do poszczególnych wrót sprzęgacza zbliżeniowego Langa:

- sprzęgacz kierunkowy:
  - transmitancja do wrót bezpośrednich:

$$S_{SB_R} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos(\theta(f)) + j \sin(\theta(f))}, \quad (3.74)$$

- transmitancja do wrót sprzężonych:

$$S_{SS_R} = \frac{jk \sin(\theta(f))}{\sqrt{1-k^2} \cos(\theta(f)) + j \sin(\theta(f))}, \quad (3.75)$$

gdzie:  $\theta(f)$  – długość elektryczna obszaru sprzężenia,

$k$  – współczynnik sprzężenia,

- dzielnik mocy Wilkinsona:

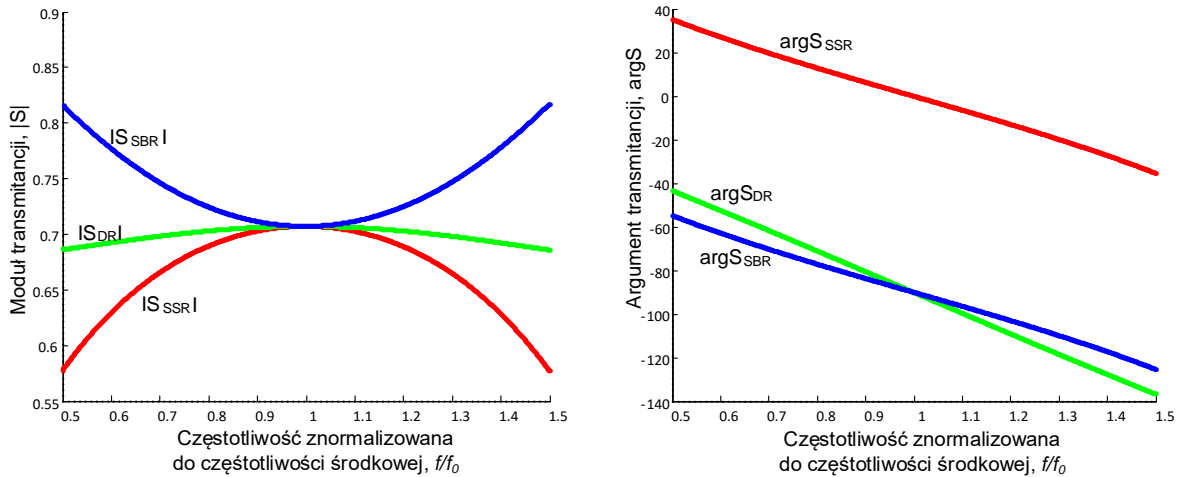
$$S_{DR} = \frac{2}{3 \cos(\theta(f)) + j 2\sqrt{2} \sin(\theta(f))}, \quad (3.76)$$

gdzie:  $\theta(f)$  – długość elektryczna dzielnika.

W ogólności można przyjąć, że zarówno długość elektryczna obszaru sprzężenia sprzęgacza jak i długość elektryczna dzielnika mocy Wilkinsona przyjmuje tę samą wartość opisaną poniższą zależnością:

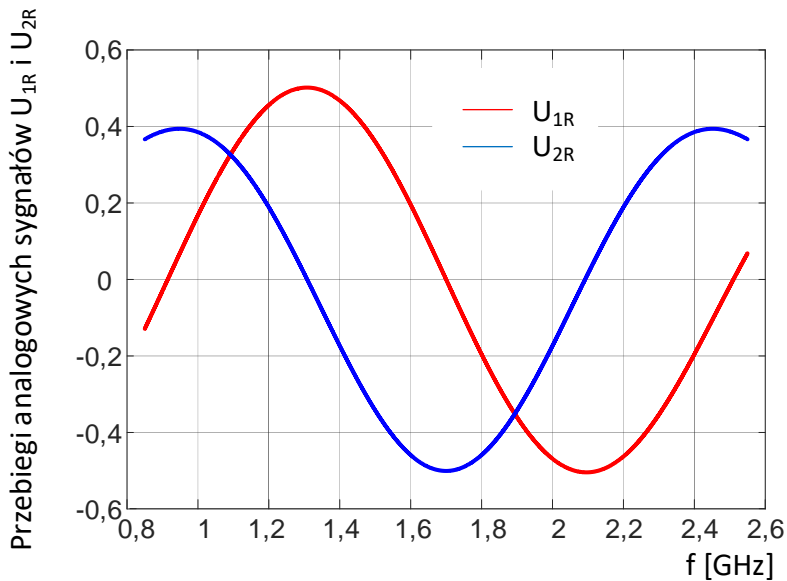
$$\theta = \frac{\pi f}{2 f_0}. \quad (3.77)$$

Na rysunku 3.12 przedstawiono przebiegi charakterystyk transmisyjnych sprzęgacza kierunkowego i dzielnika mocy Wilkinsona wyznaczone na podstawie powyższych wyrażeń (3.74, 3.75, 3.76).



Rys. 3.12. Przebiegi rzeczywistych charakterystyk transmisyjnych elementów składowych interferometru

Przebiegi napięć wyjściowych MDCz typu *sinus* i *kosinus* dla układu ze strukturą klasyczną interferometru wykorzystującego elementy o teoretycznych charakterystykach są zobrazowane na rysunku 3.13. Warto zwrócić uwagę, że przebiegi te w paśmie pracy mają nadal charakter funkcji trygonometrycznych, ale nie przyjmują wartości zero na początku i końcu pasma – w przypadku przebiegu typu sinus oraz nie przyjmują wartości maksymalnej na początku i końcu pasma – w przypadku przebiegu typu kosinus.

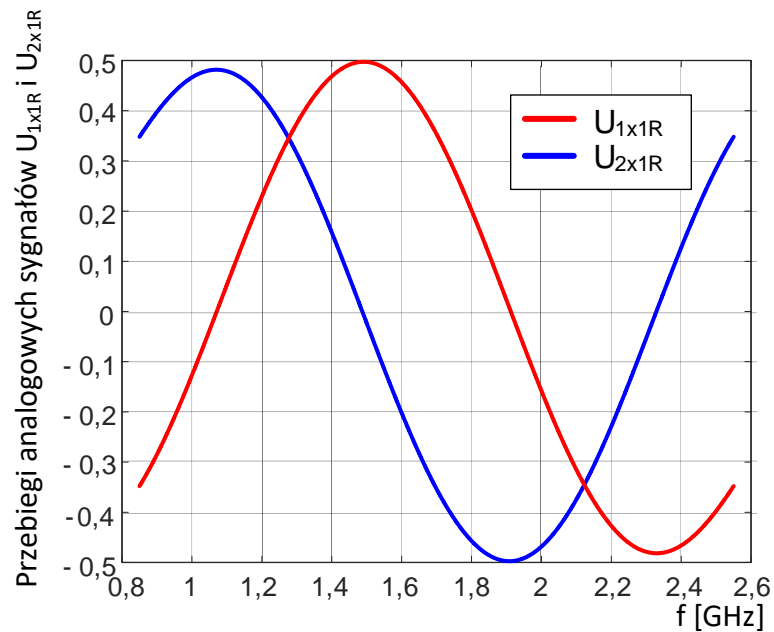


Rys. 3.13 Przebiegi analogowych sygnałów  $U_{1R}$  i  $U_{2R}$  klasycznego MDCz z elementami o teoretycznych charakterystykach

Układ takiego interferometru, wykorzystującego trzy kwadraturowe sprzęgacze kierunkowe i jeden dzielnik mocy jest układem niesymetrycznym w swojej topologii, co również można zauważyć w przebiegach sygnałów analogowych  $U_{1R}$  i  $U_{2R}$ , które chociażby mają różne amplitudy.

Przebiegi napięć wyjściowych MDCz typu sinus i kosinus dla układu ze strukturą Macierzy Butlera  $4 \times 4$  wykorzystującego elementy o teoretycznych charakterystykach są zobrazowane na rysunku 3.14.





Rys. 3.14. Przebiegi analogowych sygnałów  $U_{1x1R}$  i  $U_{2x1R}$  MDCz ze strukturą matrycy Butlera  $4 \times 4$  z elementami o teoretycznych charakterystykach

Warto zwrócić uwagę, że przebiegi te w paśmie pracy mają nadal charakter funkcji trygonometrycznych i są zbliżone do przebiegów uzyskanych dla układu z elementami o stałych charakterystykach. Widać pewne odchylenia dla częstotliwości odsuniętych od częstotliwości środkowej.

### 3.6. Porównanie dokładności pomiaru analogowego MDCz z interferometrem klasycznym z MDCz z interferometrem w postaci matrycy Butlera 4 x 4

Dokładność pomiaru częstotliwości sygnału 3.1 podawanego na wejście MDCz można przeprowadzić poprzez analizę zależności 3.58 w odniesieniu do MDCz o klasycznej strukturze oraz analizę zależności 3.73 w odniesieniu do MDCz wykorzystującego matrycę Butlera 4 x 4. Oczywiście dla rzeczywistych układów wyniki dyskryminacji zostaną obciążone błędem i zależności te przyjmą postać:

- dla MDCz z klasyczną strukturą interferometru:

$$f_K = \frac{(\arctan(\frac{U_1}{U_2})) \cdot v}{2 \cdot \pi \cdot l_{SL}} + \Delta f_K, \quad (3.78)$$

stąd:

$$\Delta f_K = f_K - f, \quad (3.79)$$

- dla MDCz ze strukturą interferometru w postaci matrycy Butlera:

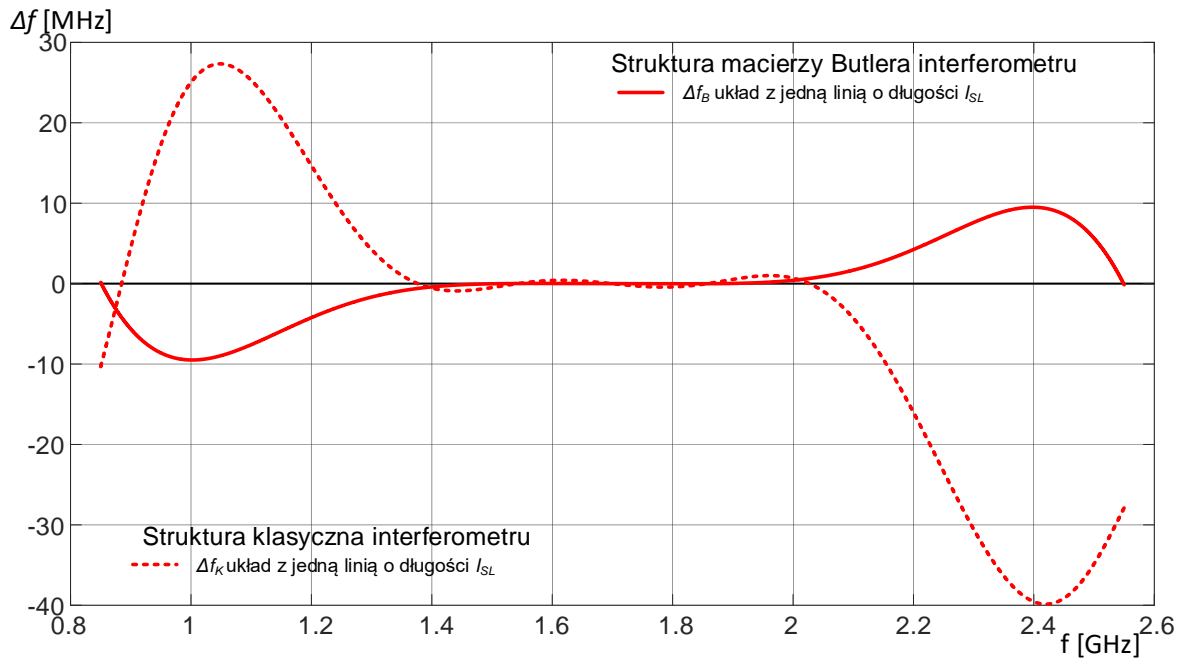
$$f_B = \frac{(\arctan(\frac{U_{1x1}}{U_{2x1}}) - \frac{\pi}{4}) \cdot v}{2 \cdot \pi \cdot l_{SL}} + \Delta f_B, \quad (3.80)$$

stąd:

$$\Delta f_B = f_B - f, \quad (3.81)$$

gdzie:  $\Delta f_K$ ,  $\Delta f_B$  – oznaczają błędy dyskryminacji częstotliwości MDCz odpowiednio dla struktury klasycznej i struktury matrycy Butlera 4 x 4.

Na rysunku 3.15 zostały przedstawione przebiegi błędów dyskryminacji  $\Delta f_K$  i  $\Delta f_B$  w całym paśmie pracy MDCz, w którym do symulacji zastosowano modele analityczne charakterystyk transmisyjnych sprzęgaczy i dzielnika mocy.



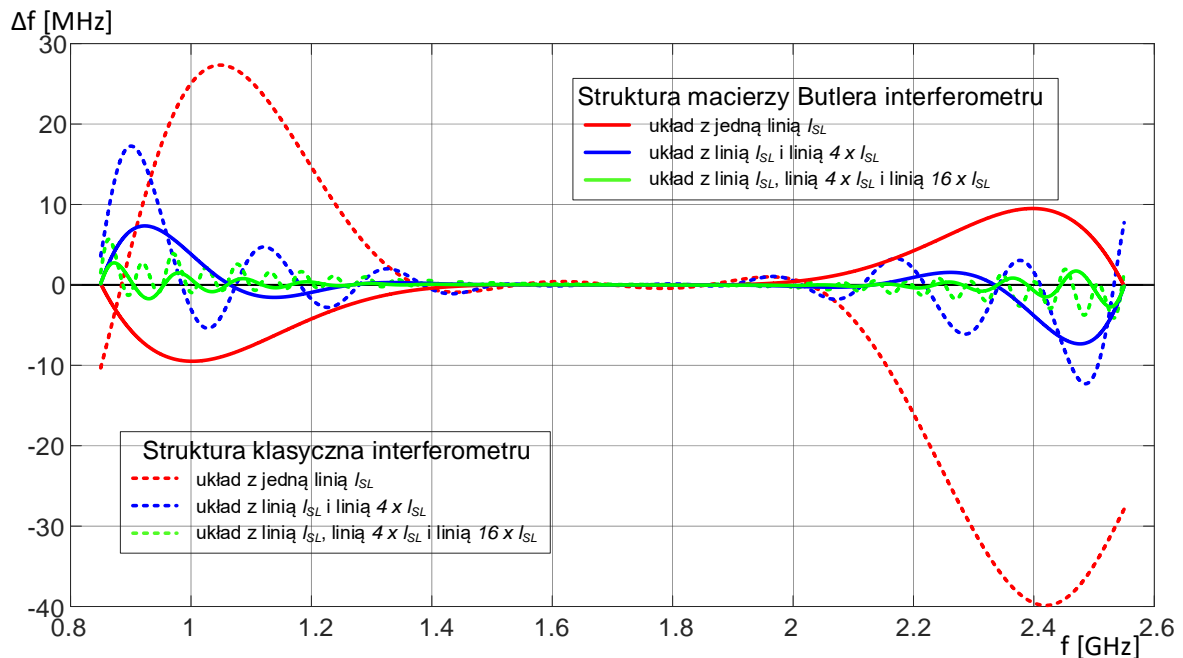
Rys. 3.15. Przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości MDCz

Można zauważyć, że dla układu z klasycznym interferometrem błąd dyskryminacji  $\Delta f_K$  nie jest większy niż  $\pm 40 \text{ MHz}$  w badanym paśmie częstotliwości. Natomiast dla układu wykorzystującego macierz Butlera  $4 \times 4$  błąd dyskryminacji ( $\Delta f_B$ ) nie jest większy niż  $\pm 10 \text{ MHz}$ . Natomiast jeśli tylko zawężilibyśmy pasmo pracy urządzenia do zakresu częstotliwości od  $1,2 \text{ GHz}$  do  $2,2 \text{ GHz}$ , wówczas błąd dyskryminacji częstotliwości, dla układu z macierzą, spada poniżej wartości  $\pm 4 \text{ MHz}$ .

### 3.7. Zwielokrotnianie kanałowe MDCZ

W pracy przedstawiony został sposób na zwiększenie dokładności pomiaru częstotliwości poprzez zwielokrotnienie kanałów pomiarowych za pośrednictwem trzech torów pomiarowych pracujących równolegle – wykorzystujących trzy różne, ale o ściśle określonej długości, linie opóźniające. W przypadku, gdy do symulacji przyjęto, że użyte elementy składowe cechują się stałymi charakterystykami transmisyjnymi, oba rozwiązania: interferometr o klasycznej strukturze jak i o strukturze matrycy Butlera 4 x 4, przynoszą pozytywne wyniki.

Jednak, już zastosowanie modeli analitycznych transmitancji do wrót bezpośrednich i wrót sprzężonych sprzęgaczy oraz modelu analitycznego transmitancji do wrót wyjściowych dzielnika mocy powoduje powstawanie błędów.



Rys. 3.16. Błędy dyskryminacji częstotliwości analogowego MDCz o strukturze klasycznej i z matrycą Butlera 4 x 4

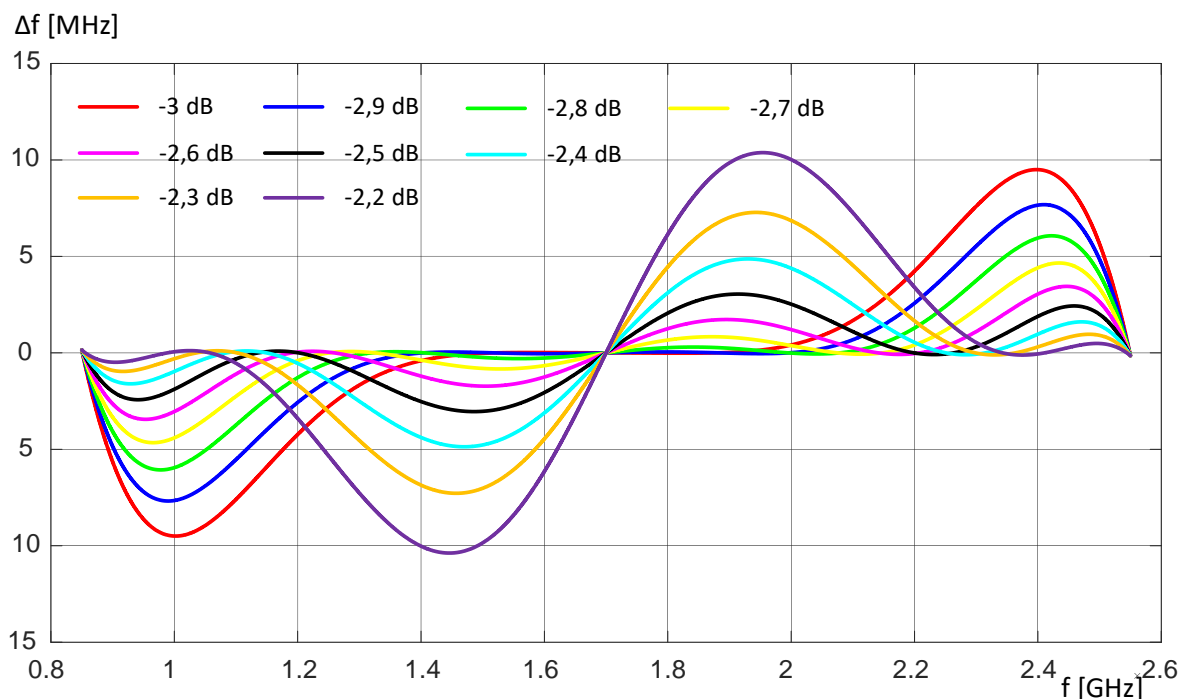
Przedstawione na rysunku 3.16 przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości potwierdzają, że wraz ze wzrostem liczby kanałów pomiarowych (z liniami opóźniającymi o coraz większej długości) błąd ten zmniejsza się dla obu rozwiązań konstrukcyjnych. Również zachowana została właściwość, że dla układu wykorzystującego matrycę Butlera 4 x 4 błąd określania częstotliwości jest mniejszy dla układu wielotorowego niż dla układu interferometru klasycznego. Dla układu MDCz z interferometrem w postaci matrycy Butlera 4 x 4 o trzech torach pomiarowych błąd dyskryminacji częstotliwości ( $\Delta f_B$ ) w całym badanym paśmie zmalał do wartości nie większej niż  $\pm 2,6 \text{ MHz}$ . Natomiast jeśli tylko zawężilibyśmy badane pasmo do zakresu częstotliwości od  $1,2 \text{ GHz}$  do  $2,2 \text{ GHz}$ , wówczas błąd dyskryminacji częstotliwości spada poniżej wartości  $\pm 0,3 \text{ MHz}$ .

### 3.8. Wpływ zmiany współczynnika sprzężenia sprzęgacza na dokładność pomiarów MDCz z interferometrem w postaci matrycy Butlera 4 x 4

Na przedstawionych na rysunku 3.16 przebiegach błędów dyskryminacji mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości można zauważyć, że błędy te są stosunkowo małe w środku pasma pracy i oscylacyjnie zwiększają się w miarę oddalania się od częstotliwości środkowej, zarówno w kierunku wyższych częstotliwości jak i w kierunku niższych częstotliwości. Zjawisko to jest następstwem nieidealności charakterystyk transmisyjnych sprzęgaczy – to znaczy, że równy podział mocy sygnału pomiędzy wrota sprzężone i wrota bezpośrednie zachodzi tylko dla częstotliwości środkowej pracy sprzęgacza. Dla uzyskania jak najmniejszych błędów dyskryminacji częstotliwości, równy podział mocy sygnału pożądanym byłoby w całym paśmie pracy urządzenia. Jednak poza częstotliwością środkową, wartość poziomu sygnału we wrotach sprzężonych maleje, a we wrotach bezpośrednich odpowiednio rośnie.

Zakładając, że zwiększone zostaną błędy określania częstotliwości w środku pasma pracy dyskryminatora, można uzyskać zmniejszenie tych błędów na skrajach tego pasma, a tym samym maksymalna wartość błędu w całym paśmie pracy urządzenia będzie mniejsza. Efekt ten można uzyskać poprzez zastosowanie sprzęgaczy o większym sprzężeniu.

Na rysunku 3.17 przedstawiono przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości MDCz z interferometrem w postaci matrycy Butlera 4 x 4 dla różnych współczynników sprzężenia sprzęgaczy - pomiary symulacyjne zostały wykonane z krokiem 0,1 dB w zakresie od  $-3$  dB do  $-2,2$  dB.



Rys. 3.17. Przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości MDCz z matrycą Butlera 4 x 4 dla różnych współczynników sprzężenia sprzęgaczy

Z przedstawionych przebiegów, można zauważyć, że wraz ze wzrostem sprzężenia rosną błędy dyskryminacji w okolicy częstotliwości środkowej, a maleją przy skraju pasma. Istnieje optymalna wartość współczynnika sprzężenia, dla której można uzyskać minimalną wartość błędu w całym paśmie pracy urządzenia. Dla wybranych wartości, najlepsze wyniki osiąga się

dla wartości  $-2,5\text{ dB}$  – przebieg koloru czarnego. Dla tej wartości sprzężenia sprzęgaczy, błąd dyskryminacji w całym paśmie jest na podobnym poziomie i nie jest większy niż  $\pm 3\text{MHz}$ .

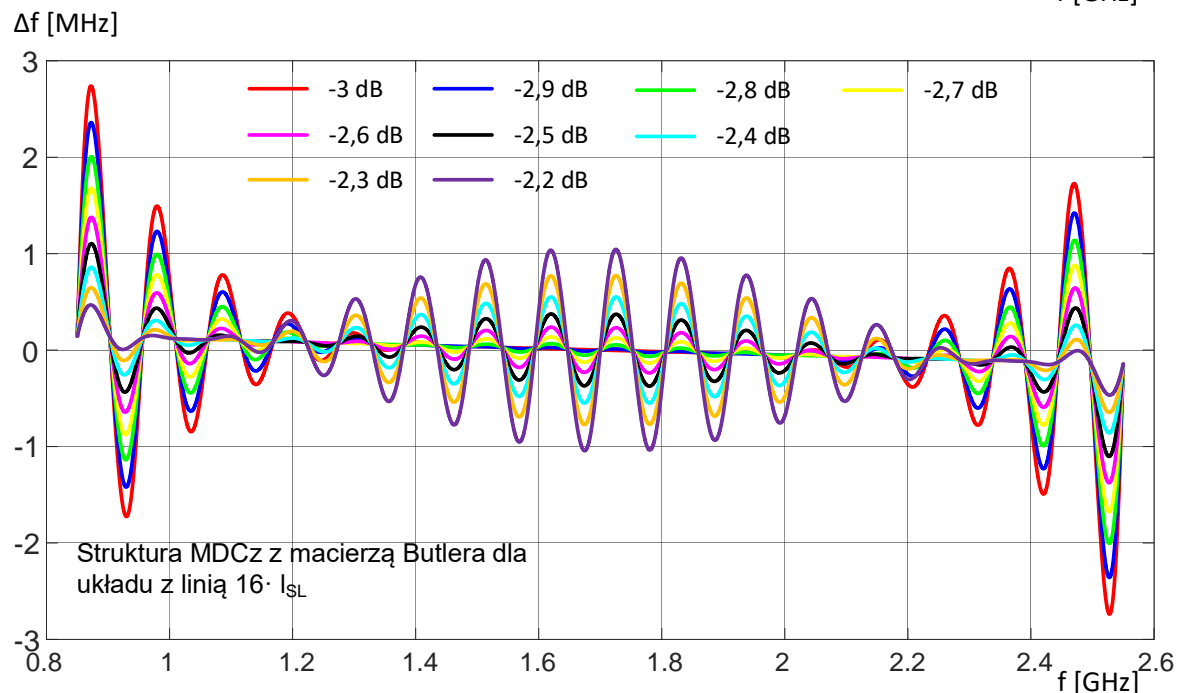
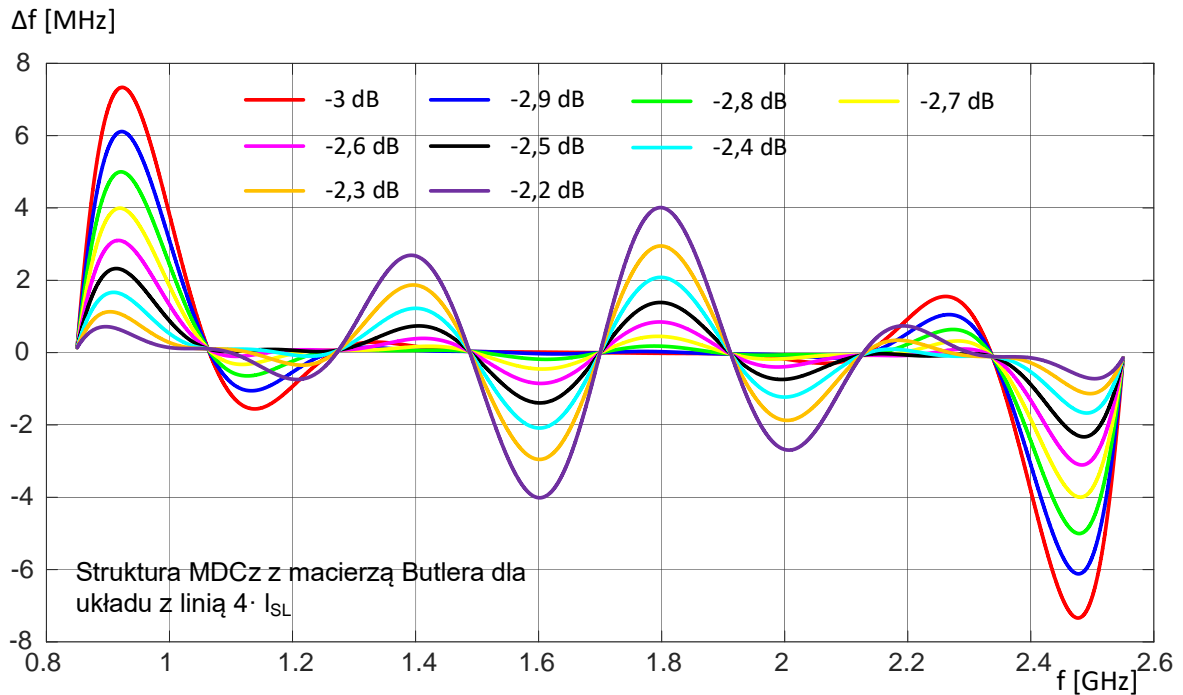
### **3.9. Zastosowanie sprzęgaczy o większym współczynniku sprzężenia dla wielotorowych MDCz z matrycą Butlera 4 x 4**

Dla dyskryminatorów analogowych, w środku badanego pasma osiąga się błąd dyskryminacji stosunkowo niewielki, natomiast rośnie on znacząco na skrajach tego pasma. Wielokrotnie powoduje to zawężenie użytecznego pasma pracy urządzenia.

Zjawiska te spowodowane są nierównym podziałem sygnału pomiędzy wrotami sprzężonymi i wrotami bezpośrednimi sprzęgaczy dla częstotliwości poza częstotliwością środkową.

W rozdziale 3.8 wykazano, że zastosowanie większego sprzężenia sprzęgaczy ( $-2,5\text{ dB}$ ) powoduje zmniejszenie błędu dyskryminacji MDCz dla układu z jednym torem pomiarowym. W kolejnym etapie autor przeprowadził badania dotyczące wpływu zmiany sprzężenia sprzęgaczy wchodzących w skład interferometrów na wartość błędu dyskryminacji częstotliwości dla układów wielotorowych.

Na rysunku 3.18 przedstawiono przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości dwu- i trójtorowego MDCz z interferometrem w postaci matrycy Butlera 4 x 4 dla różnych współczynników sprzężenia sprzęgaczy - pomiary symulacyjne zostały wykonane z krokiem  $0,1\text{ dB}$  w zakresie od  $-3\text{ dB}$  do  $-2,2\text{ dB}$ .



Rys. 3.18. Przebiegi błędów dyskryminacji częstotliwości dla dwu- i trzy-kanałowego MDCz z macierzą Butlera  $4 \times 4$  dla różnych współczynników sprzężenia sprzęgaczy

Przedstawione na rysunku 3.18 błędy dyskryminacji częstotliwości analogowego MDCz dwutorowego z liniami opóźniającymi o długościach  $l_{SL}$  i  $4 \cdot l_{SL}$  oraz błędy dla trójtorowego układu z liniami  $l_{SL}$ ,  $4 \cdot l_{SL}$  i  $16 \cdot l_{SL}$  potwierdzają, że zastosowanie większych (niż  $-3\text{dB}$ ) sprzężeń zmniejszają maksymalny błąd określania częstotliwości w całym paśmie pracy urządzenia. Dla układu dwutorowego, błąd dyskryminacji w całym paśmie nie jest większy niż  $\pm 2,1\text{MHz}$ , natomiast dla układu trójtorowego błąd ten w całym paśmie nie jest większy niż ok.  $\pm 0,75\text{MHz}$ . Warto również zauważyć, że dla poszczególnych konfiguracji torów MDCz, wartość sprzężenia, minimalizującego maksymalny błąd w całym paśmie, nie jest jednakowa i wynosi odpowiednio  $-2,4\text{dB}$  (drugi tor pomiarowy) i  $-2,3\text{dB}$  (trzeci tor pomiarowy).



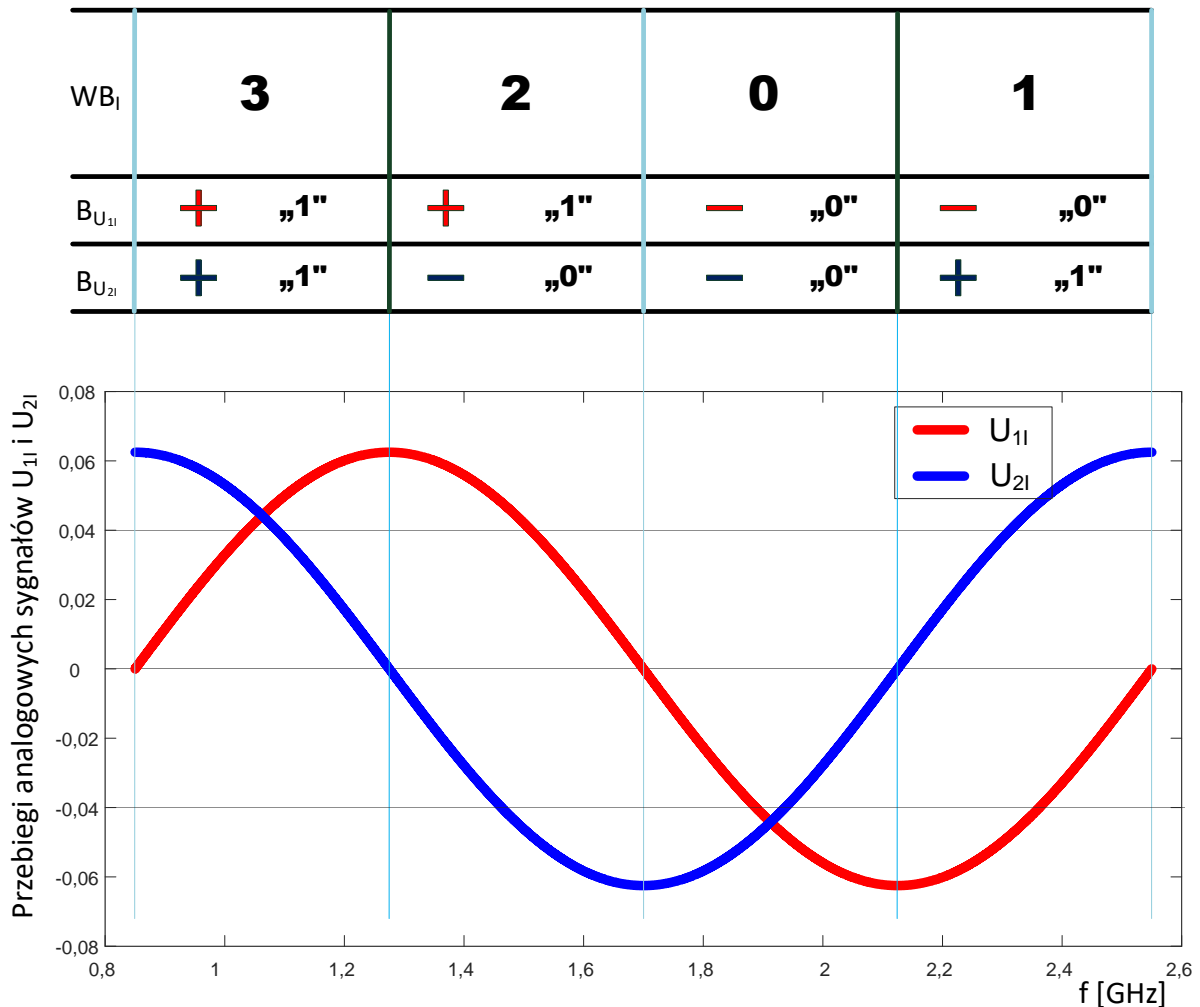
## Rozdział 4

# Cyfrowy mikrofalowy detektor częstotliwości wykorzystujący metodę przejść przez zero

Informacja o częstotliwości sygnału wejściowego CMDCz zawarta jest w słowie cyfrowym lub wyliczonej wartości binarnej, w odróżnieniu do układu analogowego MDCz, gdzie informacja o częstotliwości jest zawarta w relacji poziomów dwóch analogowych sygnałów. Digitalizacja sygnałów  $U_1$  oraz  $U_2$  – odpowiednio: *sinus* oraz *kosinus*, jedną z wybranych metod umożliwia użycie ich w kolejnych stopniach bardziej rozbudowanych systemów pomiarowych, czy rozpoznawczych. Wykorzystana przez autora metoda przejść przez zero polega na przypisaniu wartości logicznej „1” dla zakresu częstotliwości, w których analogowe sygnały przyjmują wartości dodatnie i analogicznie przypisaniu wartości logicznej „0” dla zakresu częstotliwości, w których analogowe sygnały przyjmują wartości ujemne. Czyli praktycznie można ją sprowadzić do zmiany wartości stanu cyfrowego sygnału w momencie przejścia wartości sygnału przez wartość zero [4, 8].

#### 4.1. Cyfrowy MDCz zbudowany z elementów o charakterystykach transmisyjnych niezależnych częstotliwościowo

Na rysunku 4.1 przedstawiony został proces digitalizacji analogowych sygnałów  $U_{1l}$  i  $U_{2l}$  układu klasycznego MDCz. Zrealizowany on zrealizowany z elementów o stałych charakterystykach. W dolnej części kolorem czerwonym i niebieskim zostały wyróżnione przebiegi sygnałów *sinus* i *kosinus* w całym paśmie częstotliwości. W górnej części wskazane zostały, wykorzystując metodę przejść przez zero, ich wartości cyfrowe, odpowiednio  $B_{U_{1l}}$  i  $B_{U_{2l}}$ .



Rys. 4.1. Zobrazowanie procesu digitalizacji analogowych sygnałów  $U_{1l}$  i  $U_{2l}$  MDCz.

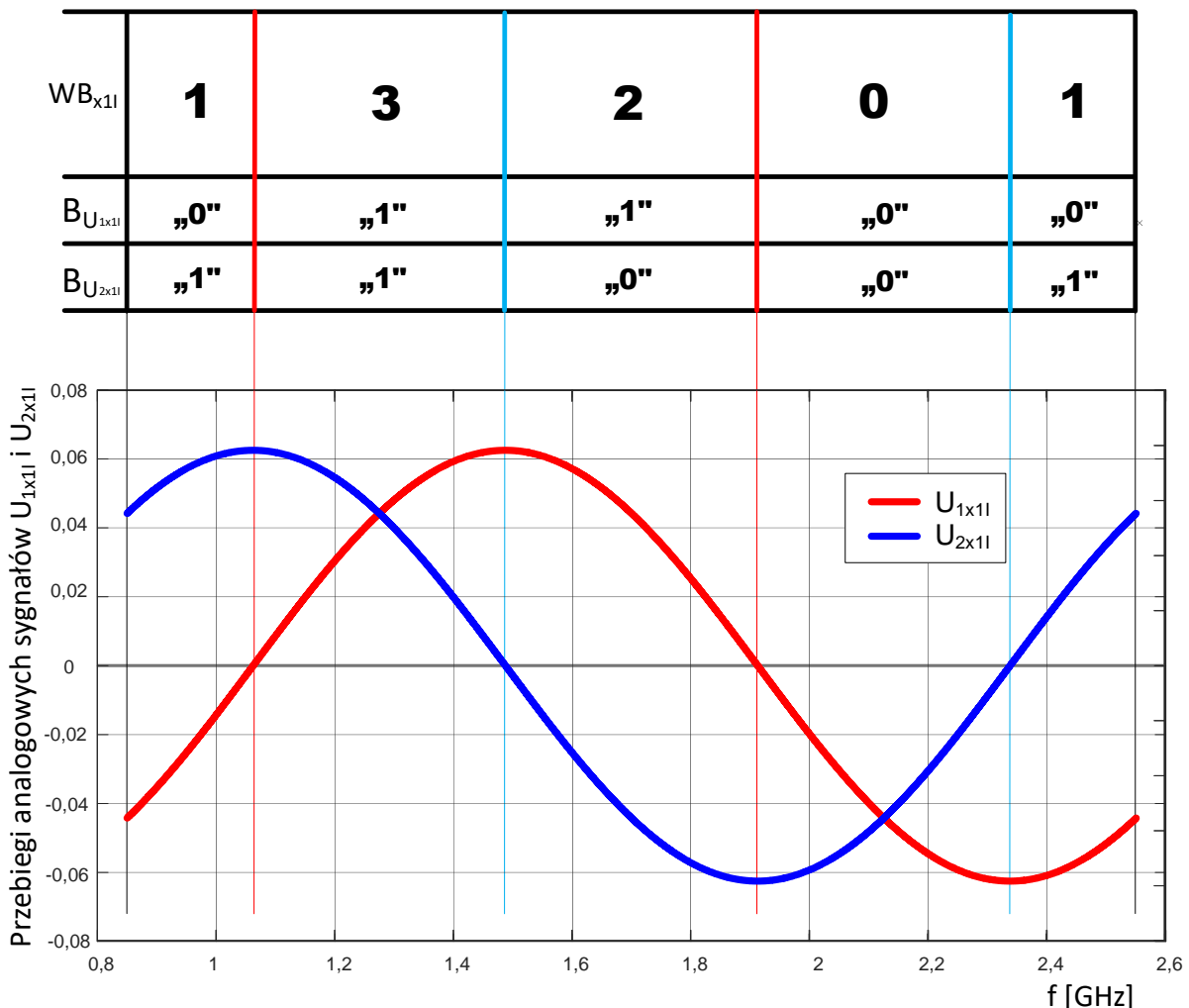
Mając już informację o sygnałach typu sinus i kosinus w postaci cyfrowej można dokonać rozróżnienia zakresów częstotliwości ze względu na przypisaną wartość binarną  $WB_l$  wyznaczoną w dwójkowym systemie liczbowym, obliczoną zgodnie z naturalnym kodem binarnym (4.1):

$$WB_l = B_{U_{1l}} \cdot 2^1 + B_{U_{2l}} \cdot 2^0. \quad (4.1)$$

Dzięki takiemu zabiegowi, w paśmie pracy urządzenia z jedną linią opóźniającą SL, możliwe jest jednoznaczne wyznaczenie czterech podpasem częstotliwości. Określając wartość binarną dla odbieranego sygnału jest możliwość przypisania wartości częstotliwości tego sygnału do odpowiedniego podzakresu. Warto również tutaj podkreślić, że wyodrębnianie

podpasm częstotliwości, w metodzie przejść przez zero, odbywa się niezależnie od poziomu sygnału wejściowego – jedynym warunkiem jest „wykrycie” sygnału.

Na rysunku 4.2 przedstawiony został proces digitalizacji analogowych sygnałów  $U_{1x1l}$  i  $U_{2x1l}$  układu MDCz wykorzystującego interferometr w postaci macierzy Butlera  $4 \times 4$  z elementami o stałych charakterystykach. W dolnej części kolorem czerwonym i niebieskim zostały wyróżnione przebiegi sygnałów *sinus* i *kosinus* w całym paśmie częstotliwości. W górnej części wskazane zostały, wykorzystując metodę przejść przez zero, ich wartości cyfrowe, odpowiednio  $B_{U_{1x1l}}$  i  $B_{U_{2x1l}}$ .



Rys. 4.2. Zobrazenie procesu digitalizacji analogowych sygnałów  $U_{1x1l}$  i  $U_{2x1l}$  MDCz

Analogicznie do układu z klasyczną strukturą interferometru, dla poszczególnych zakresów częstotliwości, zgodnie z zależnością 4.1, możemy przypisać wartość binarną  $WB_{x1l}$  wyznaczoną w dwójkowym systemie liczbowym, obliczoną zgodnie z naturalnym kodem binarnym (4.2):

$$WB_{x1l} = B_{U_{1x1l}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1l}} \cdot 2^0. \quad (4.2)$$

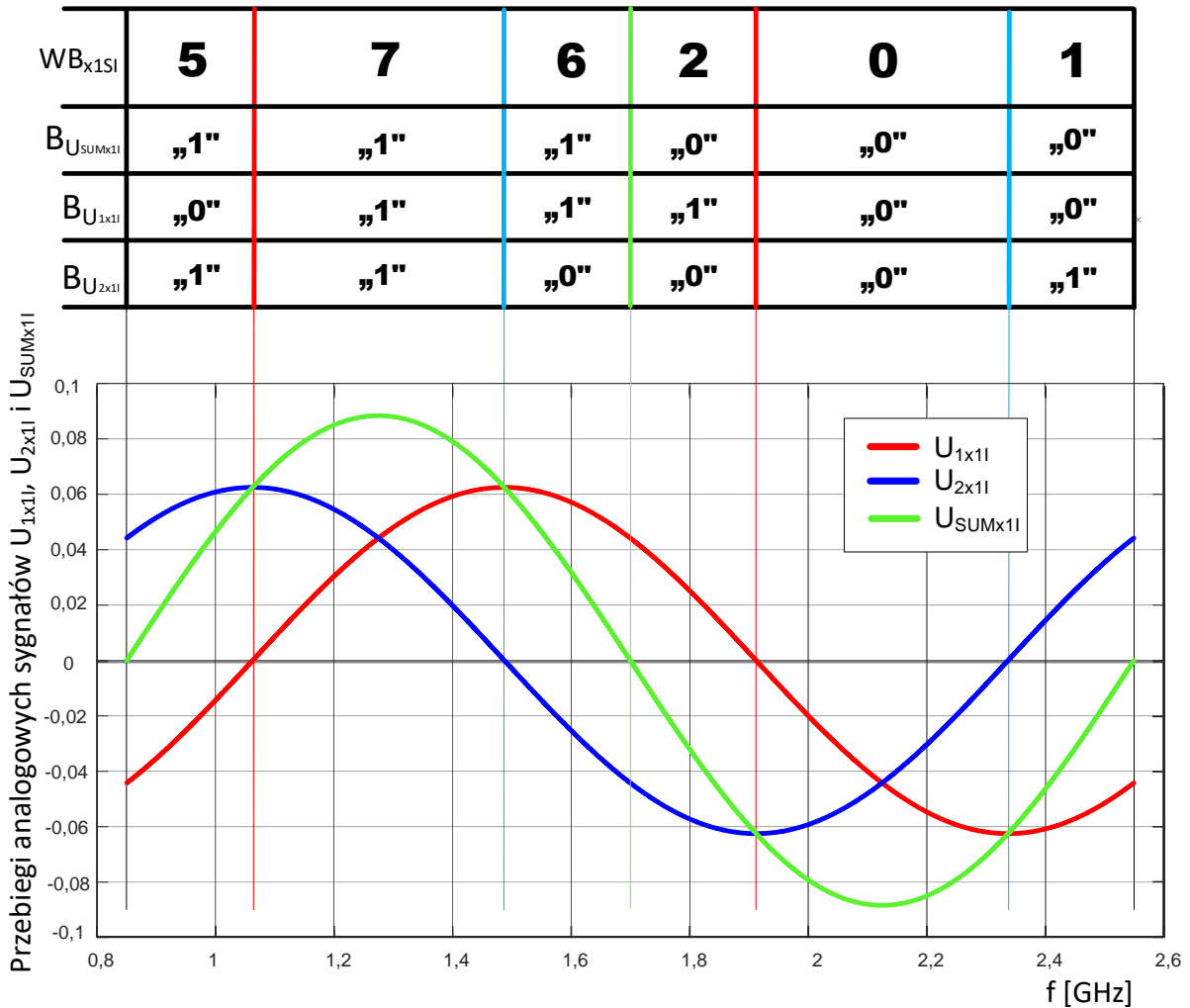
Jak można zauważyć, dla układu z interferometrem w postaci macierzy Butlera  $4 \times 4$ , w procesie wydzielania podpasm częstotliwości otrzymujemy pięć zakresów częstotliwości. Dwóm przedziałom przypisano takie same wartości binarne  $WB_{x1l} = 1$  (rys 4.2). Oznacza to,

że częstotliwość sygnałów z tych zakresów nie może być jednoznacznie określona. Dlatego, aby móc wykonywać pomiary częstotliwości w przyjętym paśmie pracy, należy podjąć kroki niwelujące powstałe niejednoznaczności.

W dostępnej literaturze można znaleźć co najmniej kilka pozycji w których poruszany jest problem powstawania oraz metody eliminowania niejednoznaczności cyfrowego określania zakresów częstotliwości wynikających z zastosowania elementów składowych o teoretycznych charakterystykach transmisyjnych. W pozycji [36], dla wielooktawowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości z fazoczułymi detektorami pierścieniowymi, zaproponowano eliminację niejednoznaczności poprzez modyfikację struktury układu mikrofalowego zrealizowaną przez włączenie pomiędzy wyjścia dzielnika mocy, a linię transmisyjną, korektorów fazy. Natomiast druga metoda modyfikuje strukturę układu przetwarzania MDCz poprzez zmianę napięcia progowego w komparatorach określających moment przejścia przez „0”. W opracowaniu [4], w odniesieniu do układu o klasycznej budowie interferometru, również stwierdzono powstawanie niejednoznaczności określania zakresów częstotliwości. W celu ich usunięcia zaproponowane zostało zastosowanie dodatkowych sygnałów będących liniową kombinacją sygnałów  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$ ,  $(U_{1x1} + U_{2x1})$ ,  $(U_{2x1} - U_{1x1})$ ,  $(X \cdot U_{2x1} + U_{1x1})$ ,  $(X \cdot U_{1x1} - U_{2x1})$ ,  $(X \cdot U_{1x1} + U_{2x1})$ , dla  $X = 0,414$ .

Wskazane przez autora powstawanie niejednoznacznie określanych przedziałów częstotliwości istnieje również dla układu z elementami o stałych charakterystykach, ponieważ wynikają one ze struktury interferometru wykorzystującego macierz Butlera  $4 \times 4$ . W celu wyeliminowania tych defektów, autor proponuje stworzyć dodatkowy – trzeci sygnał ( $U_{SUMx1l}$ ) będący kombinacją (sumą) sygnałów już istniejących (4.3).

$$U_{SUMx1l} = U_{1x1l} + U_{2x1l} \cdot \quad (4.3)$$



Rys. 4.3. Zastosowanie dodatkowego sygnału  $U_{SUMx1I}$  do usunięcia niejednoznaczności

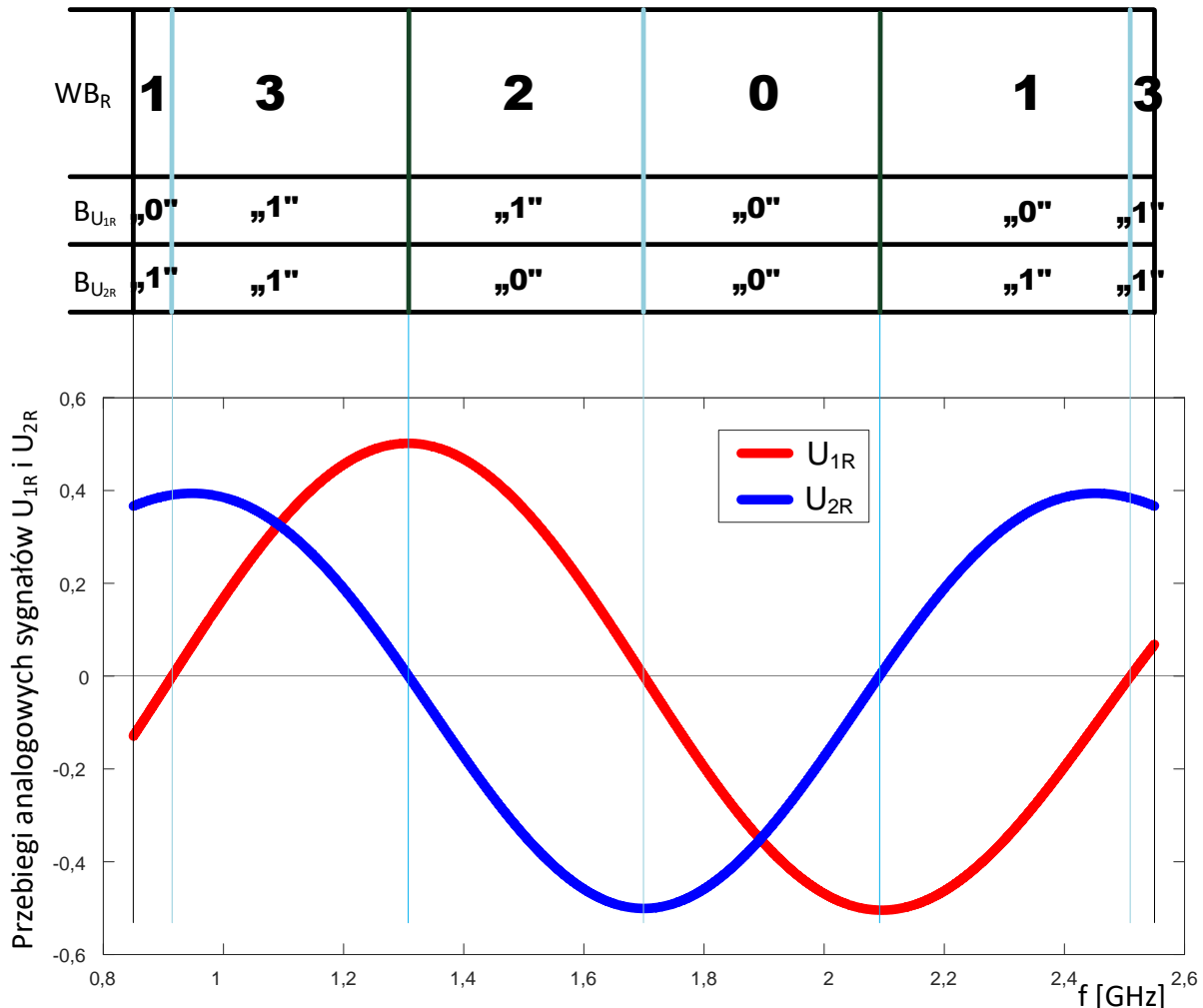
Przebieg sygnału  $U_{SUMx1I}$  w badanym paśmie pracy (rys. 4.3), wykazuje charakter funkcji trygonometrycznej (funkcji sinus). Dla częstotliwości sygnału poniżej częstotliwości środkowej – do częstotliwości dolnej pasma, przyjmuje wartości dodatnie, natomiast dla pozostałych częstotliwości pasma, przyjmuje wartości ujemne. Dzięki wartościom dodatnim sygnału  $U_{SUMx1I}$  dla niejednoznacznego zakresu częstotliwości z dolnej części pasma oraz wartościom ujemnym dla niejednoznacznego zakresu częstotliwości z górnej części pasma, istnieje – zgodnie z zaproponowaną przez autora metodą, możliwość usunięcia tej niejednoznaczności pomiaru częstotliwości. Oczywiście, sygnał  $U_{SUMx1I}$  również trzeba przekonwertować do postaci cyfrowej  $B_{U_{SUMx1I}}$  i z odpowiednią wagą dodać do wypadkowej wartości binarnej  $WB_{x1SI}$  zgodnie z poniższą zależnością:

$$WB_{x1SI} = B_{U_{SUMx1I}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1I}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1I}} \cdot 2^0. \quad (4.4)$$

Zgodnie z przeprowadzoną procedurą otrzymujemy sześć przedziałów częstotliwości dla których uzyskuje się różne wartości  $WB_{x1SI}$ , które jednoznacznie definiują podpasmo do którego należy przypisać sygnał ze względu na wartość częstotliwości.

#### 4.2. Interferometryczny CMDCz z elementami opisanymi modelem analitycznym

W kolejnym kroku autor zdecydował się, żeby sprawdzić dotychczasowe analizy układów CMDCz, w procesie symulacji wykorzystać modele analityczne transmitancji sprzęgaczy i dzielników mocy. W wyniku procesu digitalizacji przebiegów z takiego układu wykorzystującego klasyczną strukturę interferometru, uzyskujemy przebiegi jak na rysunku 4.4.



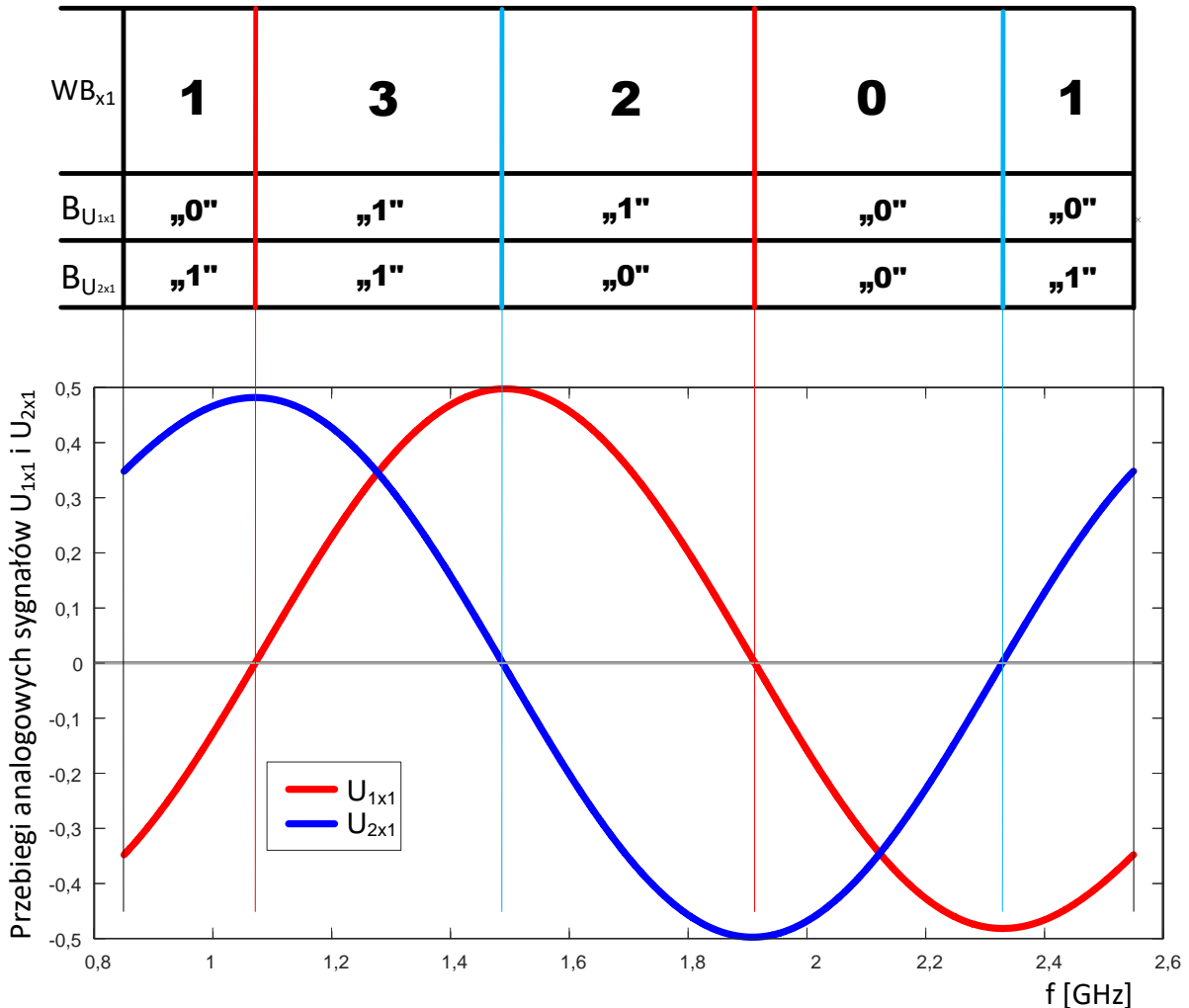
Rys. 4.4. Wyniki procesu digitalizacji analogowych sygnałów  $U_{1R}$  i  $U_{2R}$  MDCz wykonanego na bazie elementów o charakterystykach opisanym modelem analitycznym

Jak można zauważyć, dla układu z elementami o charakterystykach opisanym modelem analitycznym, w przyjętym paśmie pracy urządzenia, można wyróżnić dwie pary zakresów częstotliwości, dla których przypisane zostały te same wartości binarne  $WB_R$  ( $WB_R = 1$  i  $WB_R = 3$ ). Metoda usuwania tych niejednoznaczności została przedstawiona w pozycji [4].

W układzie MDCz z interferometrem o strukturze matrycy Butlera  $4 \times 4$ , wykorzystującej elementy o teoretycznych charakterystykach również możemy określać częstotliwość sygnału poprzez „przypisanie” tej wartości do podzakresu częstotliwości pasma pracy wyznaczonych poprzez wartość binarną  $WB_{x1}$  (4.). Wartości cyfrowe sygnałów  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$  (3.71 i 3.72) (*sinus* i *kosinus*) podobnie jak w poprzednich przypadkach należy wyznaczyć metodą przejść przez zero.

$$WB_{x1} = B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0. \quad (4.5)$$

Na rysunku 4.5 przedstawiono wynik procesu ucyfrowienia sygnałów *sinus* i *kosinus* MDCz w pasmie pracy urządzenia.



Rys. 4.5. Wyniki procesu digitalizacji sygnałów  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$  MDCz z interferometrem w postaci macierzy Butlera 4 x 4

Jak można zauważyć, dla tego układu z interferometrem w postaci macierzy Butlera 4 x 4, w procesie wyznaczania podpasł częstotliwości otrzymujemy pięć zakresów częstotliwości, jednak pojawiają się dwa przedziały o takich samych wartościach binarnych  $WB_{x1}$  – o wartości  $WB_{x1} = 1$  (rys 4.5). Oznacza to, że częstotliwość sygnałów z tych zakresów nie może być jednoznacznie określona. Tym razem powstanie tych niejednoznaczności określania częstotliwości wynikają zarówno ze struktury układu interferometru jak i nieidealnych przebiegów charakterystyk poszczególnych elementów składowych. Porównując te określone zakresy z analogicznymi podpasłami układu z elementami o stałych charakterystykach, można stwierdzić, że są one zbliżone. Można zauważyć jedynie niewielkie zmiany częstotliwości granicznych wyznaczonych zakresów częstotliwościowych.

Analogicznie do układu z interferometrem w postaci macierzy Butlera 4 x 4 wykorzystującego elementy o stałych charakterystykach, autor proponuje stworzyć dodatkowy – trzeci sygnał będący kombinacją sygnałów już istniejących. Sygnał ten

wytworzony będzie na podstawie już istniejących sygnałów  $U_{1x1}$  (*sinus*) i  $U_{2x1}$  (*kosinus*), to jest poprzez ich zsumowanie:

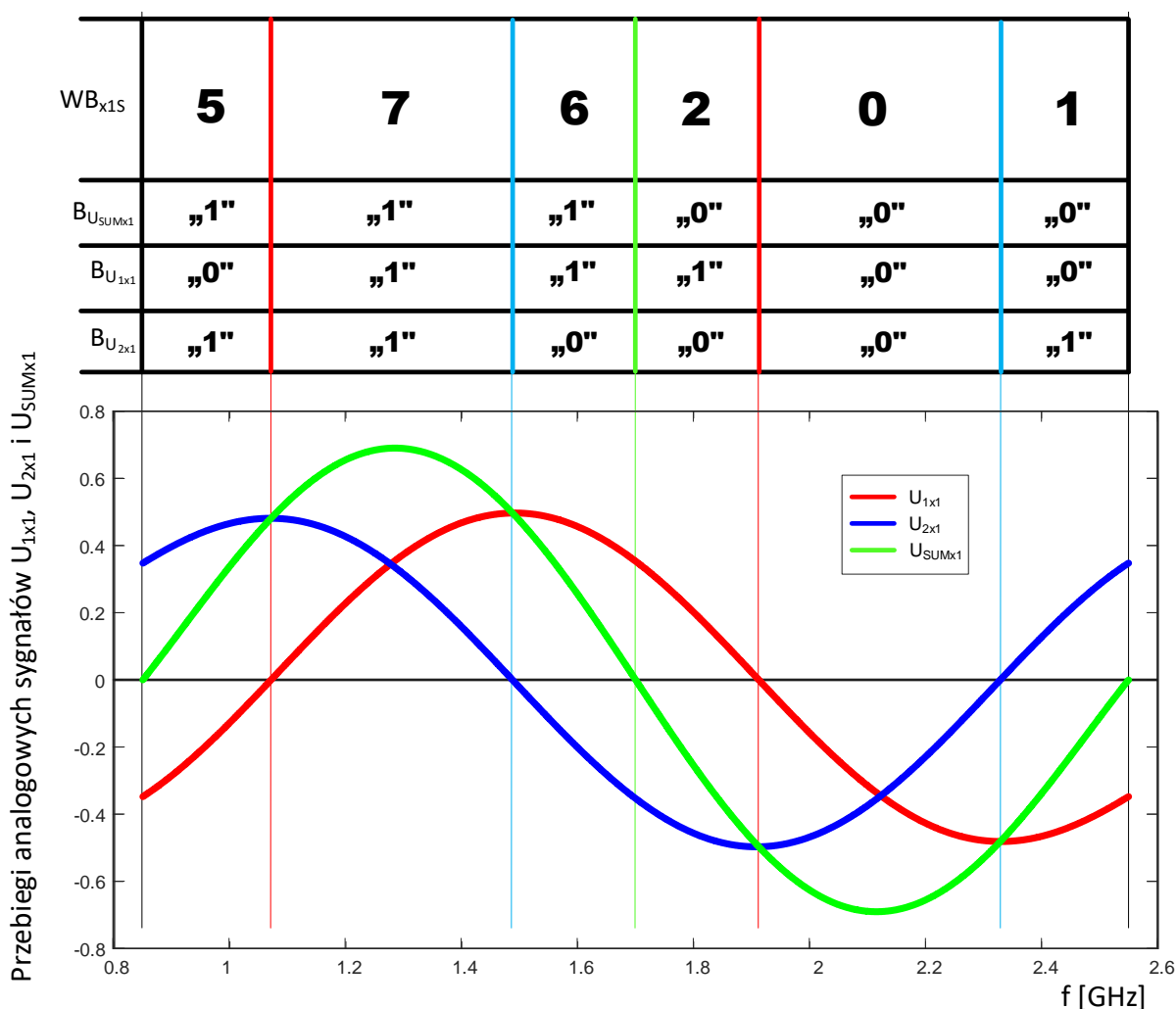
$$U_{SUMx1} = U_{1x1} + U_{2x1} . \quad (4.6)$$

Przebieg sygnału  $U_{SUMx1}$  w badanym paśmie pracy, również wykazuje charakter funkcji trygonometrycznej (funkcji sinus). Dla częstotliwości sygnału poniżej częstotliwości środkowej – do częstotliwości dolnej pasma, przyjmuje wartości dodatnie, natomiast dla pozostałych częstotliwości pasma, przyjmuje wartości ujemne. Dzięki wartościom dodatnim sygnału  $U_{SUMx1}$  dla niejednoznacznego zakresu częstotliwości z dolnej części pasma oraz wartościom ujemnym dla niejednoznacznego zakresu częstotliwości z górnej części pasma, istnieje – zgodnie z zaproponowaną przez autora metodą, możliwość usunięcia tej niejednoznaczności pomiaru częstotliwości. Oczywiście, sygnał  $U_{SUMx1}$  również trzeba przekonwertować do postaci cyfrowej  $B_{U_{SUMx1}}$  i z odpowiednią wagą dodać do wypadkowej wartości binarnej  $WB_{x1S}$  zgodnie z poniższą zależnością:

$$WB_{x1S} = B_{U_{SUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0 . \quad (4.7)$$

Na rysunku 4.6 przedstawione zostały zarówno przebiegi sygnałów analogowych jak i ich postaci cyfrowe oraz wartości binarne  $WB_{x1S}$  dla poszczególnych częstotliwości pasma.



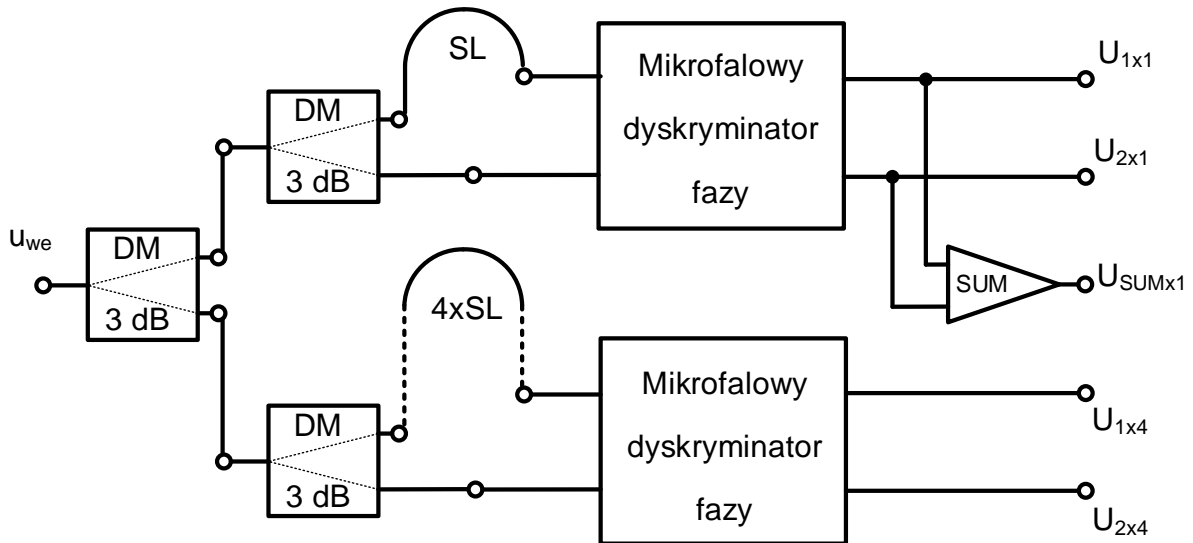


Rys. 4.6. Zastosowanie dodatkowego sygnału  $U_{SUMx1}$  do usunięcia niejednoznaczności

Zaproponowana metoda umożliwia jednoznaczne rozróżnienie – za pomocą wartości  $WB_{x1S}$  kodu binarnego, wszystkich wypracowanych podzakresów częstotliwości, a tym samym jednoznacznie określić przedział częstotliwości poddawany pomiarowi sygnału. Również i w tym przypadku, krok ten spowodował powstanie dodatkowego podpasma pomiarowego, które powstało z podziału środkowego zakresu.

### 4.3. Zwielokrotnienie torów pomiarowych CMDCz

W celu zwiększenia dokładności pomiaru częstotliwości poprzez zwiększenie rozdzielczości – czyli zawężenia wydzielanych podzakresów częstotliwości, można zastosować kolejny tor pomiarowy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości o czterokrotnie dłuższej linii opóźniającej SL, który będzie pracował jako tor pomiaru dokładnego. Na rysunku 4.7 przedstawiony został schemat blokowy takiego urządzenia składającego się z dwóch równoległych torów pomiarowych wykorzystujących układ MDCz. Taka topologia wymaga zastosowania dodatkowego dzielnika mocy, który sygnał wejściowy rozdzieli równo pomiędzy te dwa tory.



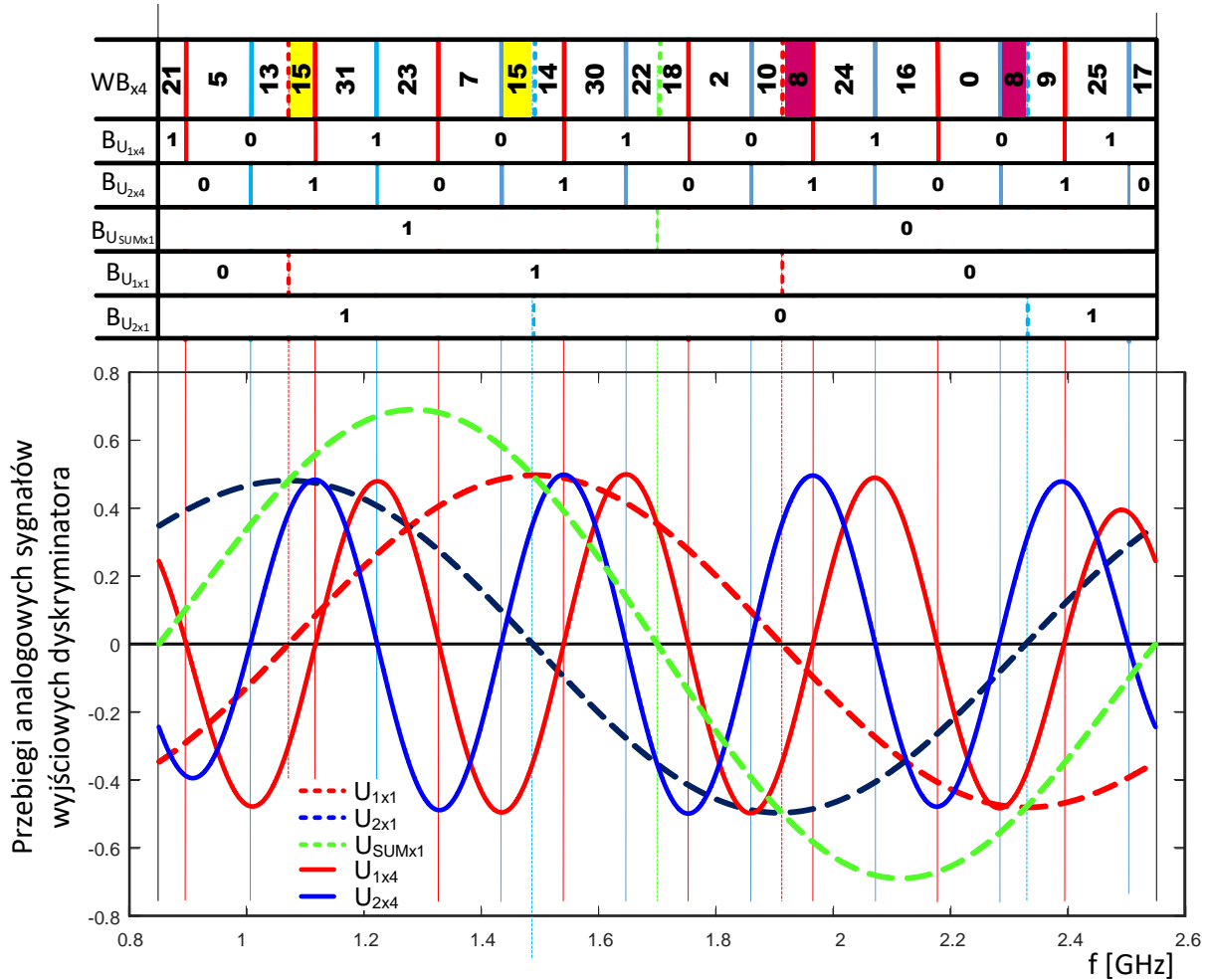
Rys. 4.7. Schemat blokowy dwutorowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości

Otrzymane sygnały analogowe  $U_{1x4}$  i  $U_{2x4}$  również należy poddać operacji digitalizacji. Następnie, stosując metodę przejść przez zero, odnośnie sygnałów wyjściowych:  $U_{1x1}$ ,  $U_{2x1}$ ,  $U_{SUMx1}$ ,  $U_{1x4}$  i  $U_{2x4}$ , możemy wyznaczyć 22 przedziały częstotliwości w badanym paśmie pracy całego urządzenia. Warto zwrócić uwagę, że te nowe podpasma częstotliwości są znacznie węższe niż dla przypadku zastosowania układu z jednym torem pomiarowym.

W celu uzyskania informacji cyfrowej wyróżniającej poszczególne zakresy częstotliwościowe należy, dla takiego układu wyliczyć wartość binarną – zgodnie z przyjętą metodologią, według poniższej zależności:

$$WB_{x4} = B_{U_{1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{SUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0. \quad (4.8)$$

Na rysunku 4.8 przedstawione zostały zarówno przebiegi sygnałów analogowych jak i ich postaci cyfrowe oraz wartości binarne  $WB_{x4}$  dla poszczególnych częstotliwości pasma.



Rys. 4.8. Wyniki digitalizacji sygnałów dwutorowego MDCz

Jak można zauważyć, wartości binarne  $WB_{x4}$  dwóch par przedziałów częstotliwości (o wartościach binarnych  $WB_{x4} = 8$  i  $WB_{x4} = 15$ ) są sobie równe – powoduje to powstanie niejednoznaczności pomiaru częstotliwości. Oznacza to, że dla sygnałów o częstotliwościach leżących w tych przedziałach może zostać błędnie przypisany podzakres częstotliwościowy.

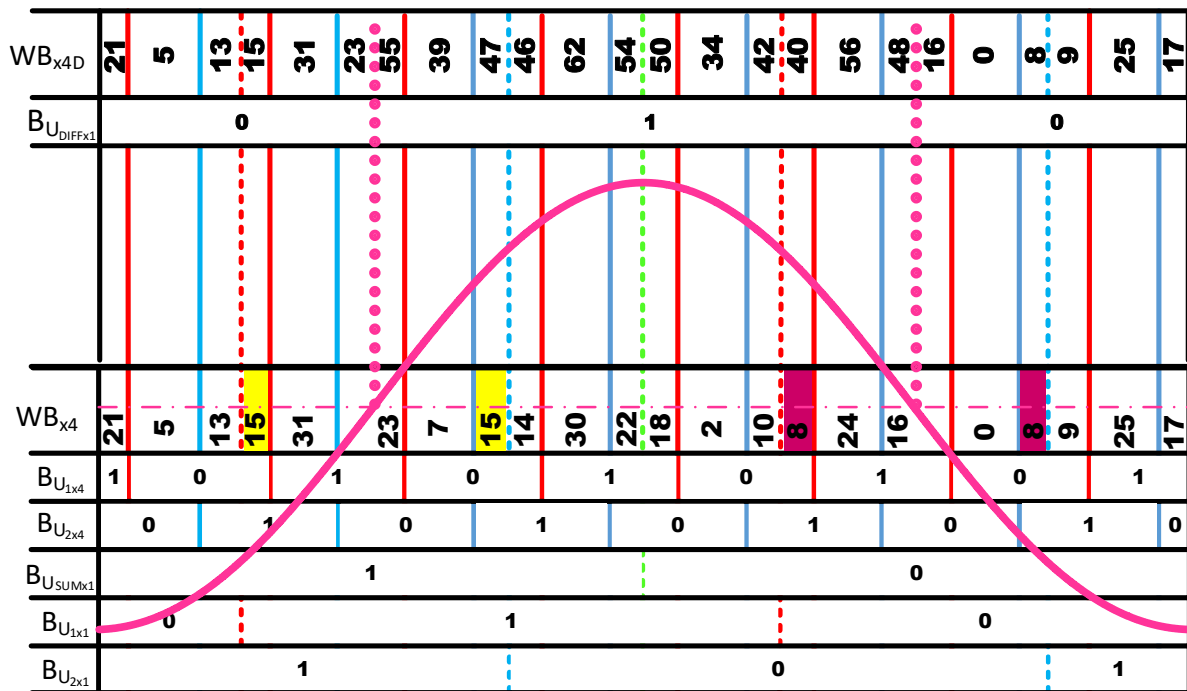
Jednak i tym razem możliwe jest uniknięcie niejednoznaczności pomiaru częstotliwości. W tym celu należy wygenerować kolejny sygnał, który również wytworzony jest na podstawie już istniejących sygnałów  $U_{1x1}$  (*sinus*) i  $U_{2x1}$  (*kosinus*), ale tym razem poprzez ich różnicę:

$$U_{DIFFx1} = U_{1x1} - U_{2x1} \quad (4.9)$$

Sygnał ten również trzeba przekonwertować do postaci cyfrowej  $B_{U_{DIFFx1}}$  i z odpowiednią wagą dodać do wypadkowej wartości binarnej:

$$WB_{x4D} = B_{U_{DIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{SUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0 \quad (4.10)$$

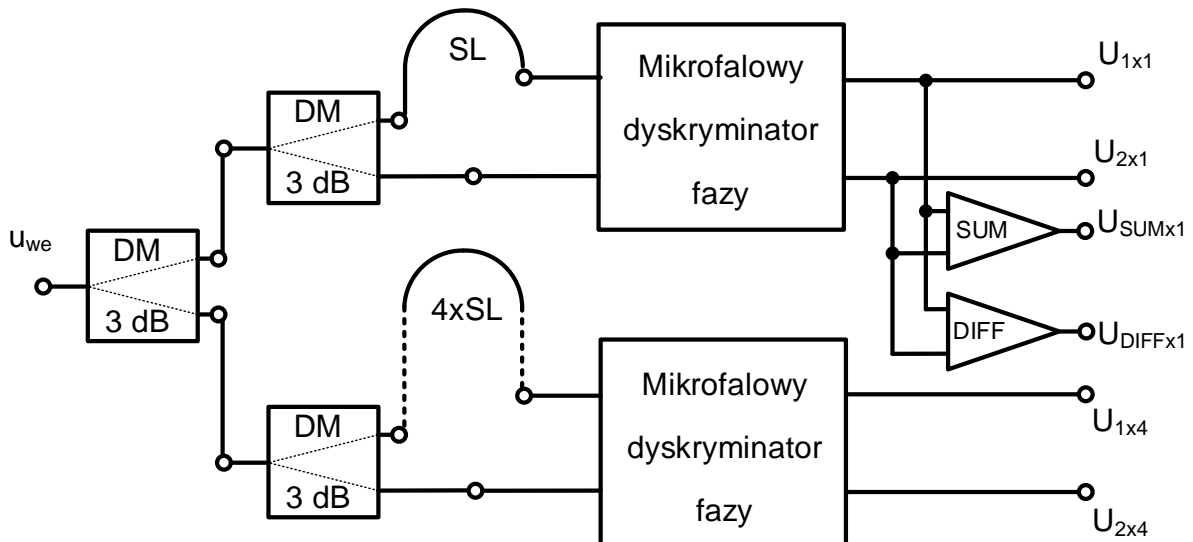
Na rysunku 4.9 przedstawiony został przebieg analogowego sygnału  $U_{DIFFx1}$  nałożony na przedziały częstotliwości wyznaczone przez wartości binarne  $WB_{x4}$ .



Rys. 4.9. Proces usuwania niejednoznaczności poprzez zastosowanie sygnału  $U_{DIFFx1}$

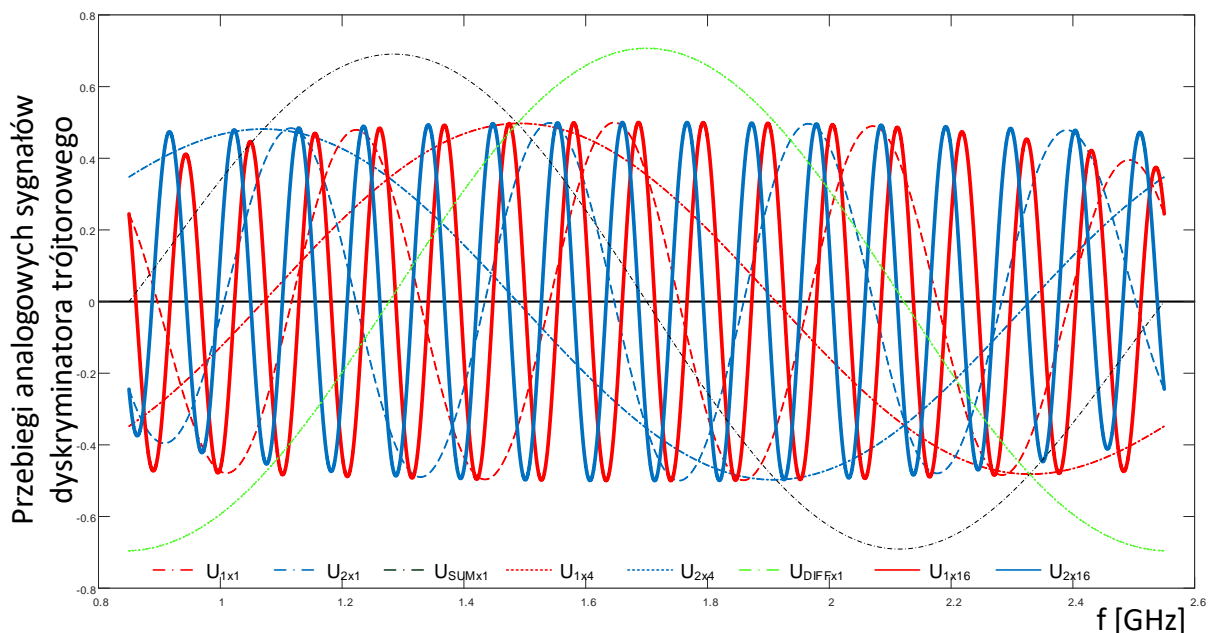
Dzięki zastosowaniu analogowego sygnału różnicy  $U_{DIFFx1}$ , który zmienia swój znak polaryzacji pomiędzy przedziałami częstotliwości o takich samych wartościach binarnych  $WB_{x4}$ , możliwe jest jednoznaczne określenie częstotliwości odebranego sygnału dzięki określeniu wartości binarnych  $WB_{x4D}$ . Warto również zauważyć, że zastosowanie tego sygnału powoduje zwiększenie ilości podpasm o 2 - do wartości 24, a tym samym nastąpiło zawężenie szerokości podzielonych zakresów częstotliwości – czyli zwiększenie dokładności pomiaru.

Schemat blokowy układu realizującego te sygnały został przedstawiony na rysunku 4.10. Można stwierdzić, że w porównaniu do układu z rysunku 4.7 dołożony został jeden element realizujący operację różnicy dwóch sygnałów  $U_{1x1}$  i  $U_{2x1}$  (DIFF).



Rys. 4.10. Schemat blokowy dwutorowego MDCz wraz z elementami wypracowującymi sygnały usuwające niejednoznaczności

W celu dalszego zwiększenia dokładności pomiarowej, należy dodać kolejny tor – układ z linią o szesnastokrotnie dłuższą linią opóźniającą SL (w porównaniu do układu z najkrótszą linią), który będzie pracował jako tor pomiaru najdokładniejszego (przy trzech torach pomiarowych). Dzięki temu zabiegowi do sygnałów z układu dwutorowego, można dodać dodatkowe sygnały analogowe, tj.  $U_{1x16}$  i  $U_{2x16}$  (rys. 4.11), które również trzeba poddać procesowi digitalizacji.

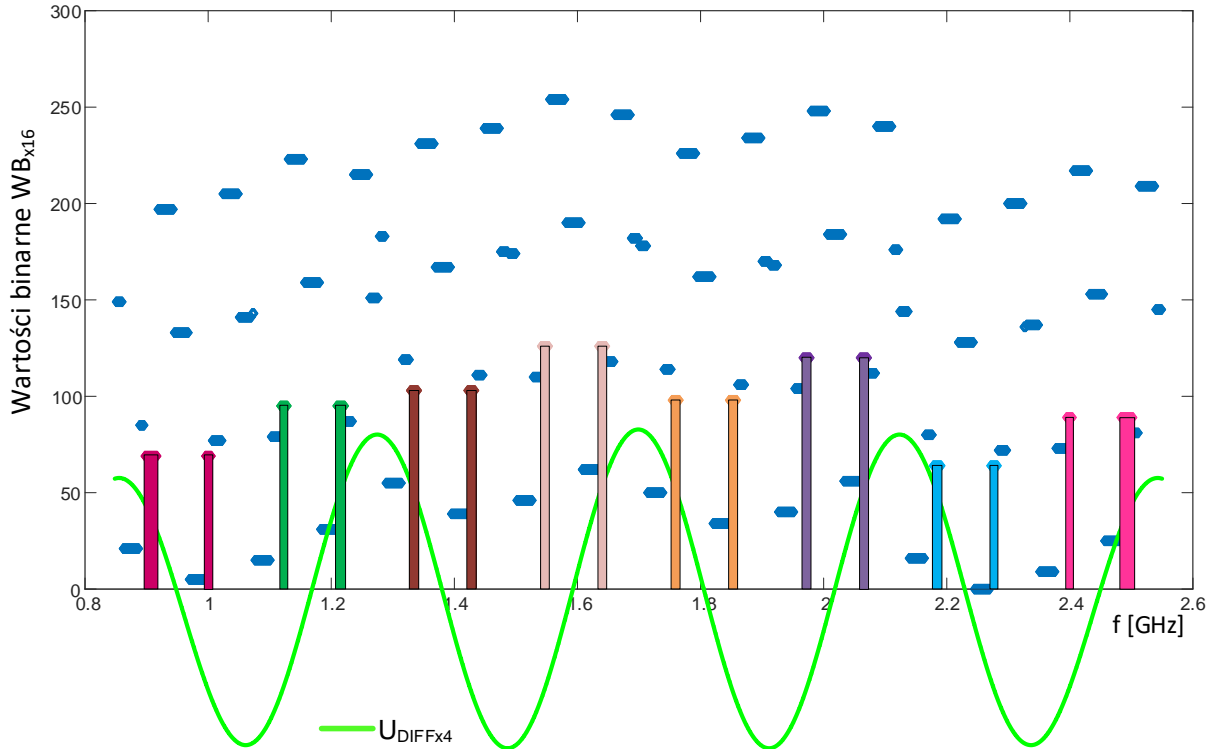


Rys. 4.11. Przebiegi analogowych sygnałów trójtorowego MDCz

Podążając dotychczasową metodyką, otrzymana zostanie wartość binarna  $WB_{x16}$  takiego układu, która będzie zapisana poniższą zależnością:

$$WB_{x16} = B_{U_{1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{DIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{SUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0. \quad (4.11)$$

Dla takiej konfiguracji – trójtorowego dyskryminatora częstotliwości, dzięki zastosowaniu metody przejść przez zero, uzyskano 88 przedziałów częstotliwości. Jednak dla ośmiu par przedziałów częstotliwości otrzymano taką samą wartość binarną – na rysunku 4.12 zostały one oznaczone za pomocą słupków o tym samym kolorze i wysokości odpowiadającej wartości binarnej. Czyli i po tym rozbudowaniu dyskryminatora zaistniał problem niejednoznaczności pomiaru częstotliwości sygnału wejściowego.



Rys. 4.12. Przedziały częstotliwościowe ze wskazanymi parami podzakresów niejednoznaczności wraz z przebiegiem sygnału  $U_{DIFFx4}$

Również i w tym przypadku, stosując wskazaną przez autora metodę, istnieje stosunkowo łatwy sposób na usunięcie tych niejednoznaczności. Trzeba wygenerować kolejny sygnał –  $U_{DIFFx4}$  (rys. 4.12), który i tym razem wygenerowany zostanie na podstawie już istniejących sygnałów  $U_{1x4}$  i  $U_{2x4}$  – a dokładnie poprzez ich różnicę:

$$U_{DIFFx4} = U_{1x4} - U_{2x4} . \quad (4.12)$$

Poddając  $U_{DIFFx4}$  procesowi digitalizacji otrzymamy postać cyfrową tego sygnału  $B_{U_{DIFFx4}}$ , którą wykorzystujemy we wzorze 4.13 celem wyliczenia wartości binarnej  $WB_{x16D}$  dla układu dyskryminatora trójtorowego, dla którego zostały usunięte niejednoznaczności określania częstotliwości sygnału.

$$WB_{x16D} = B_{U_{DIFFx4}} \cdot 2^8 + B_{U_{1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{DIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{SUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{2x1}} \cdot 2^0 . \quad (4.13)$$

Na podstawie powyższych rozważań można wypracować metodykę na eliminację niejednoznaczności określania częstotliwości mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości wykorzystującego jako interferometr mikrofalowy matrycę Butlera  $4 \times 4$ .

Dla układu MDF jednotorowego, czyli takiego z linią opóźniającą SL o długości  $l_{SL}$ , należy wygenerować dodatkowy sygnał  $U_{SUMx1}$  równy sumie sygnału typu *sinus* i *kosinus*. Natomiast dla układów wielotorowych, tzn. dla takich, gdzie układ jednotorowy rozbudowywany jest o układy z linią opóźniającą o długości równej  $K \cdot l_{SL}$  (gdzie zmienna  $K$  przyjmuje wartości  $K = 4, 16, \dots$  zgodnie z określoną krotnością długości linii opóźniającej danego toru dyskryminatora), w celu usunięcia niejednoznaczności należy wygenerować dodatkowe sygnały  $U_{DIFFx(\frac{K}{4})}$ , o wartości równej różnicy sygnału typu *sinus*  $U_{1x(\frac{K}{4})}$  i sygnału typu *kosinus*  $U_{2x(\frac{K}{4})}$  z toru dyskryminatora o jeden stopień mniej dokładnego (toru z długością zastosowanej linii opóźniającej czterokrotnie krótszej).

W ten sposób, dla symulowanego układu CMDCh o trzech kanałach (z trzema różnymi długościami linii opóźniających) udało się za pomocą wypracowanych dziewięciu sygnałów cyfrowych uzyskać 96 jednoznacznie określonych (za pomocą wartości binarnej) przedziałów częstotliwości. Szerokość tych przedziałów zmienia się od wartości 4,2 MHz do wartości 26,84 MHz z wartością średniokwadratową na poziomie 18,99 MHz.

## Rozdział 5

# Analiza rzeczywistych elementów wybranych do realizacji CMDCz

W kolejnym kroku prowadzonych badań autor postanowił potwierdzić swoją tezę i otrzymane wyniki analiz symulacyjnych, realizując rzeczywisty układ CMDCz. Dlatego dokonany został wybór elementów do realizacji układu.

W pierwszej części bieżącego rozdziału, w podrozdziale 5.1, omówiony został typ zastosowanych sprzęgaczy, sposób ich wykonania oraz przedstawione zostały podstawowe charakterystyki transmisyjne wykonanych elementów.

W dalszej części rozdziału autor przedstawił projekt szerokopasmowego przesuwnika fazy i linii odniesienia. W podrozdziale tym, zaprezentowane zostały również wyniki pomiarów wykonanych elementów.

W podrozdziale 5.3, omówiony został układ wypracowujący proporcjonalną różnicę faz. Wskazany został element rozdziału mocy sygnału. Przedstawiony został projekt linii odniesienia, wyniki symulacji, a także wyniki pomiarów wykonanego układu.

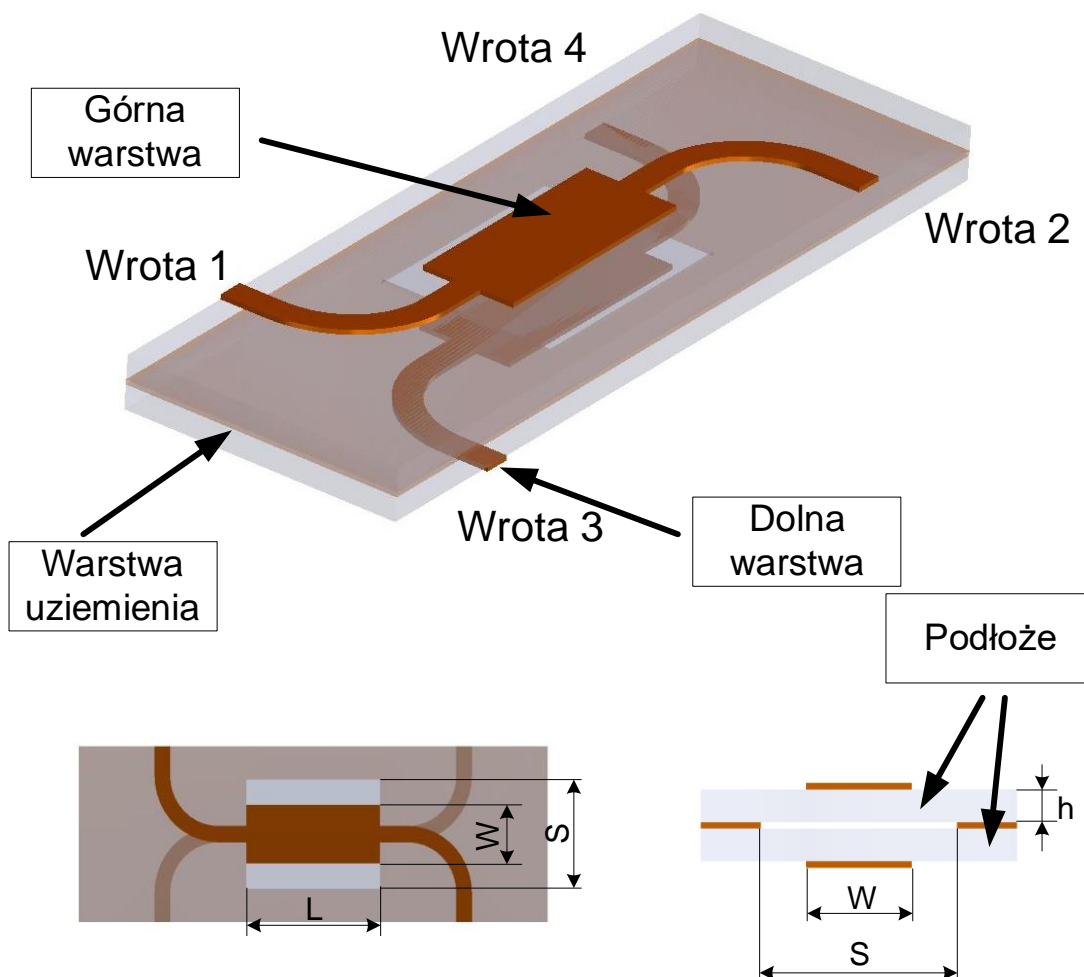
Poszczególne elementy mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości zdecydowano się wykonać w technologii niesymetrycznej linii paskowej na laminacie FR4 o grubości 1,5 mm i grubości metalizacji 70  $\mu\text{m}$  oraz półsłtywnej linii koncentrycznej RG402 o średnicy zewnętrznej 3,8 mm. Pomiary charakterystyk transmisyjnych poszczególnych elementów dyskryminatora wykonane zostały za pomocą wektorowego analizatora obwodów Anristu MS4624D.

W ostatnim podrozdziale rozdziału 5 wskazany został typ zastosowanego mikrofalowego detektora.



## 5.1. Sprzęgacz kierunkowy

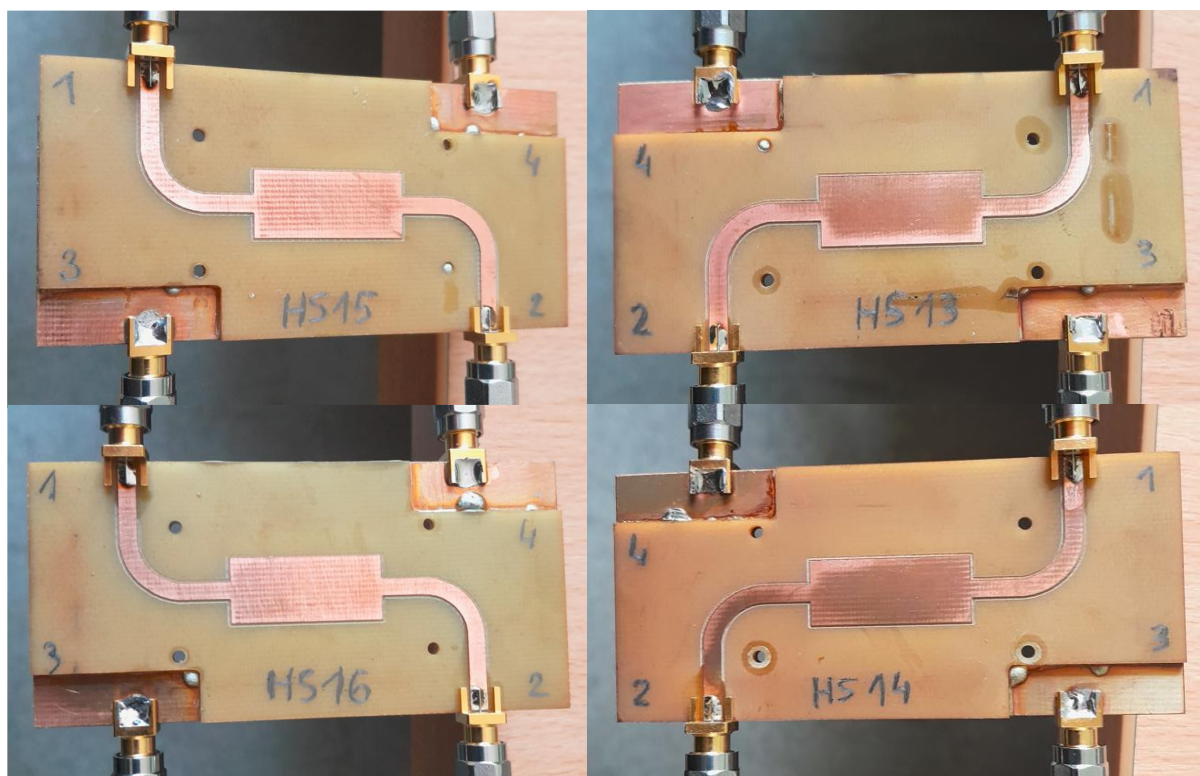
Jako sprzęgacz kierunkowy zastosowano strukturę hybrydowego 3 dB kwadraturowego sprzęgacza szczelinowego przedstawionego w pozycji [22]. Struktura takiego sprzęgacza została przedstawiona na rysunku 5.1. Zbudowany on jest z dwóch identycznych ćwierćfalowych linii mikropaskowych po jednej na każdej z zewnętrznej powierzchni laminatu oraz z jednej wspólnej warstwy uziemiającej pomiędzy laminatami [14 - 20, 22].



Rys. 5.1. Struktura sprzęgacza szczelinowego wykonanego w technologii linii mikropaskowej

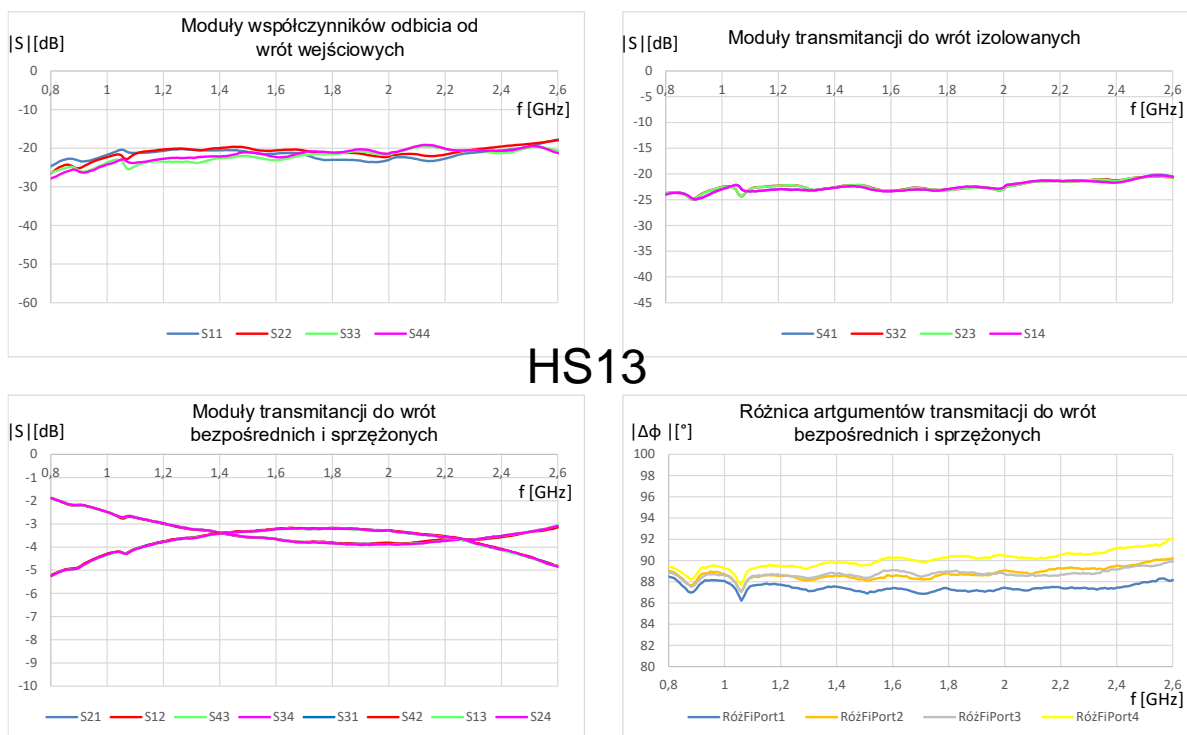
Efekt sprzężenia pomiędzy tymi liniami uzyskuje się dzięki szczelinie w warstwie uziemiającej. Wielkość sprzężenia można zmieniać dobierając odpowiednią szerokość ćwierćfalowych odcinków linii i dobierając odpowiednią szerokość szczeliny zapewniającej sprzężenie.

Na potrzeby badań prowadzonych w ramach pracy doktorskiej w Zakładzie Mikrofal Wydziału elektroniki WAT wykonana została seria sprzęgaczy szczelinowych, z których wybrano cztery (rys. 5.2), te cechujące się najbardziej równomiernymi charakterystykami częstotliwościowymi.



Rys. 5.2. Wyselekcjonowane sprzęgacze szczelinowe

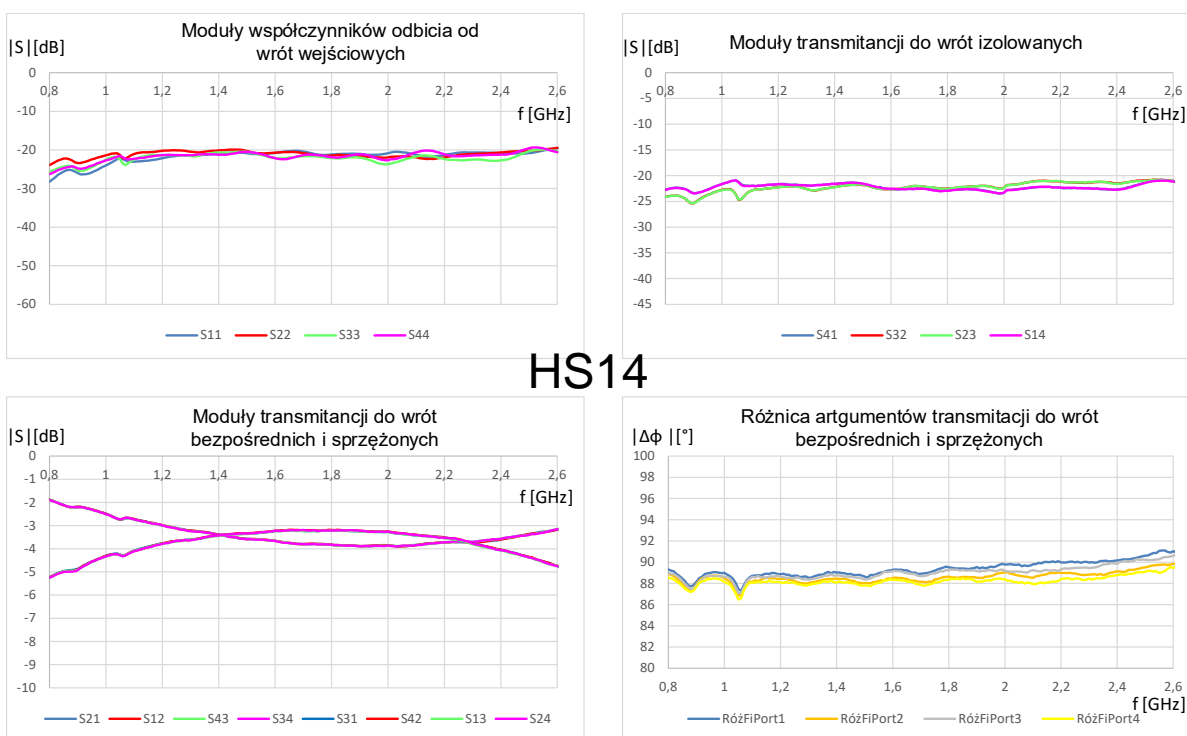
Na rysunkach od 5.3 do 5.6 przedstawione zostały charakterystyki transmisyjne wybranych sprzęgaczy (*HS13, HS14, HS15, HS16*). Na wykresach zobrazowane są przebiegi modułów współczynników odbicia od poszczególnych wrót wejściowych sprzęgacza ( $|S_{11}|, |S_{22}|, |S_{33}|, |S_{44}|$ ), świadczące o stopniu dopasowania poszczególnych wrót dla wszystkich wybranych sprzęgaczy. Na kolejnym rysunku umieszczono charakterystyki opisujące wartości modułów transmitancji do wrót izolowanych ( $|S_{41}|, |S_{32}|, |S_{23}|, |S_{14}|$ ). Następny wykres przedstawia moduły transmitancji do wrót bezpośrednich ( $|S_{21}|, |S_{12}|, |S_{43}|, |S_{34}|$ ), i do wrót sprzężonych ( $|S_{31}|, |S_{13}|, |S_{42}|, |S_{24}|$ ). Na ostatnim wykresie zobrazowane są przebiegi różnic pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych dla poszczególnych wrót wejściowych sprzęgacza. Przykładowo *RóżFiPort1* przedstawia te wartości dla wrót wejściowych 1 i analogicznie dla pozostałych.



### HS13

Rys. 5.3. Charakterystyki transmisyjne sprzęgacza HS13

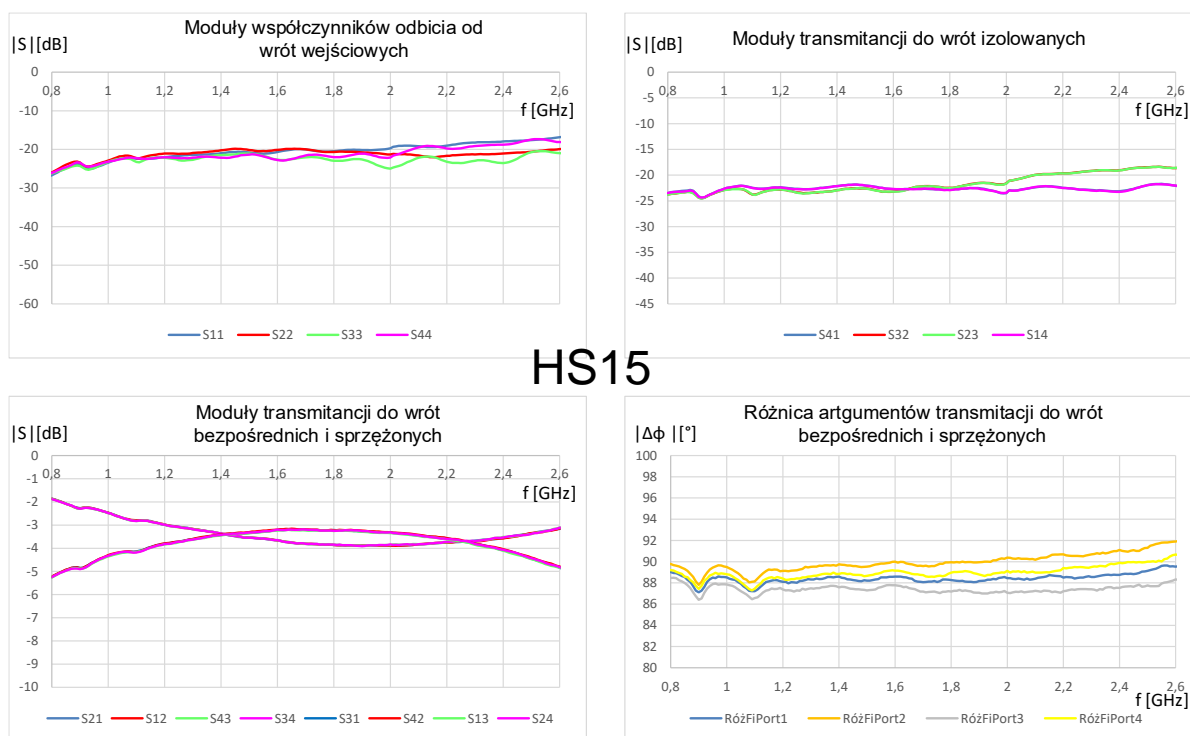
Z przedstawionych na rysunku 5.3 wyników pomiarów można określić, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ , moduły współczynników odbicia od wrót sprzęgacza H13 nie są większe niż  $-18\text{ dB}$ , a moduły izolacji nie są większe niż  $-20\text{ dB}$ . Różnica pomiędzy wartościami modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych nie jest większa niż  $2,9\text{ dB}$ . Natomiast zmiana różnicy pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych nie jest większa niż  $3^\circ$ .



### HS14

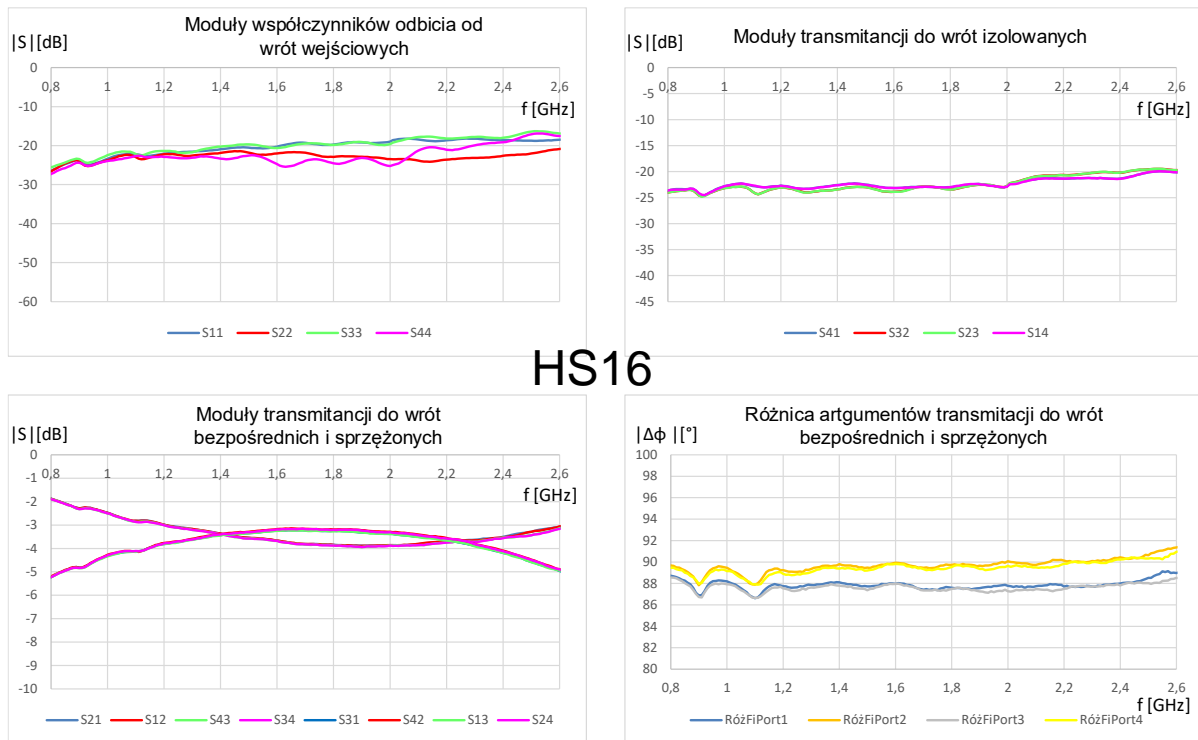
Rys. 5.4. Charakterystyki transmisyjne sprzęgacza HS14

Z przedstawionych na rysunku 5.4 wyników pomiarów można określić, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ , moduły współczynników odbicia od wrót sprzęgacza H14 nie są większe niż  $-19\text{ dB}$ , a moduły izolacji nie są większe niż  $-21\text{ dB}$ . Różnica pomiędzy wartościami modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych nie jest większa niż  $2,9\text{ dB}$ . Natomiast zmiana różnicy pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych nie jest większa niż  $2,9^\circ$ .



Rys. 5.5. Charakterystyki transmisyjne sprzęgacza HS15

Z przedstawionych na rysunku 5.5 wyników pomiarów można określić, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ , moduły współczynników odbicia od wrót sprzęgacza H15 nie są większe niż  $-17\text{ dB}$ , a moduły izolacji nie są większe niż  $-18\text{ dB}$ . Różnica pomiędzy wartościami modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych nie jest większa niż  $2,9\text{ dB}$ . Natomiast zmiana różnicy pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych nie jest większa niż  $3,5^\circ$ .



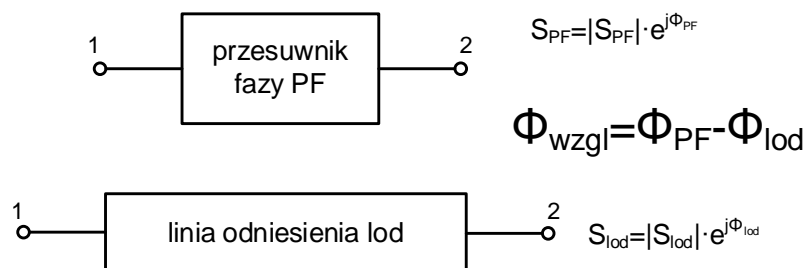
Rys. 5.6. Charakterystyki transmisyjne sprzęgacza HS16

Z przedstawionych na rysunku 5.6 wyników pomiarów można określić, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ , moduły współczynników odbicia od wrót sprzęgacza H16 nie są większe niż  $-18\text{ dB}$ , a moduły izolacji nie są większe niż  $-19\text{ dB}$ . Różnica pomiędzy wartościami modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych nie jest większa niż  $2,8\text{ dB}$ . Natomiast zmiana różnicy pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych nie jest większa niż  $3^\circ$ .

Na podstawie wyników pomiarów można określić, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ , moduły współczynników odbicia od wrót sprzęgaczy nie są większe niż  $-17\text{ dB}$ , a moduły izolacji nie są większe niż  $-18\text{ dB}$ . Dzięki zastosowaniu sprzęgaczy o sprzężeniu większym niż  $3\text{ dB}$  udało się uzyskać różnicę pomiędzy wartościami modułów transmitancji do wrót bezpośrednich i sprzężonych nie większą niż  $3\text{ dB}$ . Taka wartość tej różnicy istnieje tylko dla dolnych częstotliwości pasma pracy, a w pozostałej – znacznej części tego zakresu częstotliwości, różnica tych modułów transmitancji nie przekracza  $0,7\text{ dB}$ . Natomiast zmiana różnicy pomiędzy wartościami argumentu transmitancji do wrót bezpośrednich i argumentu transmitancji do wrót sprzężonych nie jest większa niż  $3,5^\circ$ .

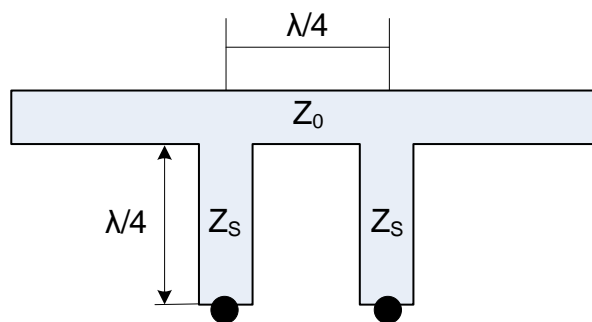
## 5.2. Szerokopasmowy przesuwnik fazy 45°

W celu realizacji interferometru mikrofalowego w postaci matrycy Butlera, oprócz czterech kwadraturowych sprzęgaczy kierunkowych, należy wykonać również dwa szerokopasmowe przesuwniki fazy 45°. Przesunięcie fazy  $\Phi_{PF}$  jakiemu ulega sygnał propagując się przez podzespół mikrofalowy jest wyrażone za pomocą argumentu transmitancji tego elementu. Innym parametrem charakteryzującym właściwości fazowe jest względne przesunięcie fazy przesuwnika  $\Phi_{wzgl.}$ . Względne przesunięcie fazy układu mikrofalowego jest różnicą argumentu transmitancji  $\Phi_{PF}$  tego układu i argumentu transmitancji  $\Phi_{lod}$  tak zwanego toru odniesienia (rys. 5.7) [23].



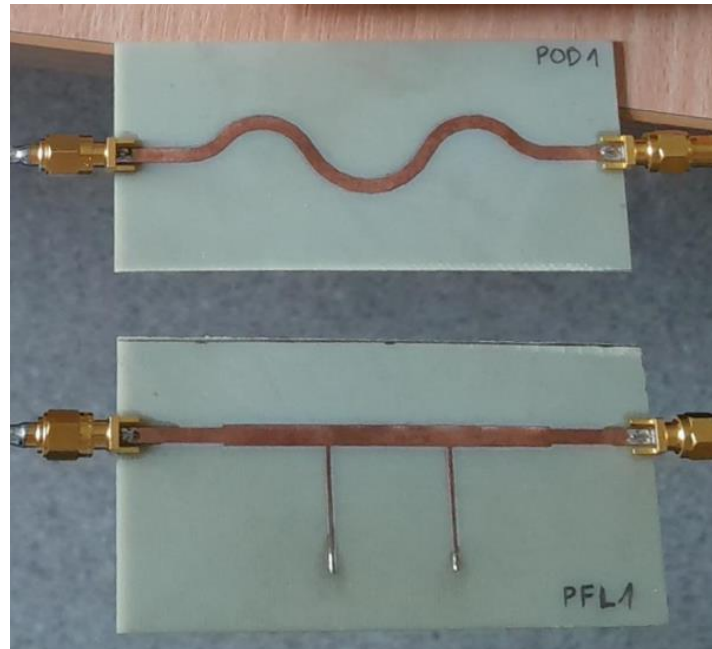
Rys. 5.7. Przesunięcie względne układu

Torem odniesienia może być pojedynczy element lub złożony układ mikrofalowy. W wielu przypadkach jako tor odniesienia stosuje się linię transmisyjną taką, jaka będzie zastosowana w projektowanym urządzeniu. Ponieważ autor zdecydował się wykonywać elementy interferometru mikrofalowego w technice niesymetrycznej linii paskowej i biorąc pod uwagę dotychczas zdobyte doświadczenie w tym obszarze, decyzja została podjęta o wykonaniu przesuwnika fazy typu transmisyjnego. Również tor odniesienia zrealizowany został w postaci linii mikropaskowej.



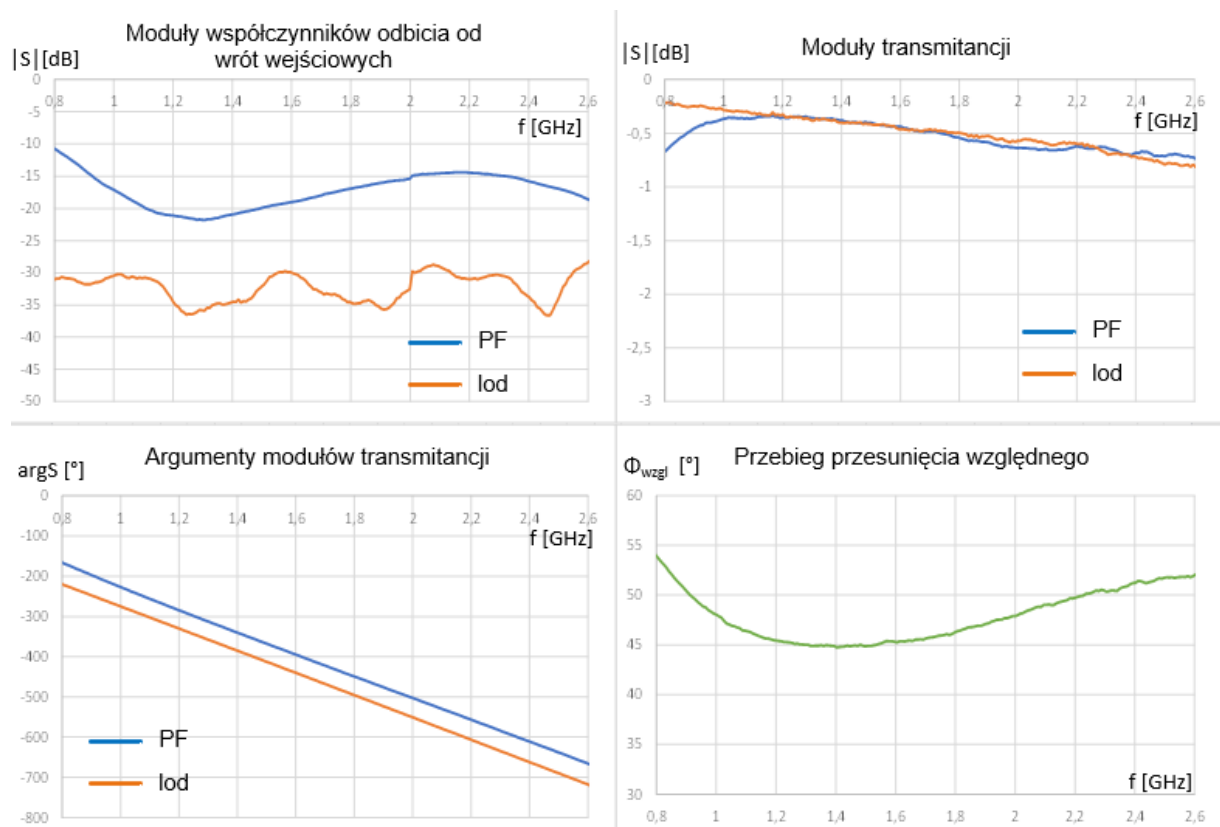
Rys. 5.8. Układ topologiczny transmisyjnego przesuwnika fazy wykonanego w technice NLP

Układ taki może być zrealizowany w postaci odcinka linii transmisyjnej, do której równolegle i oddalone od siebie o jedną czwartą długości fali są dwa strojniki zwarte (rys. 5.8). Zdjęcie wykonanych elementów zostało przedstawione na rysunku 5.9:



Rys. 5.9. Widok wykonanych elementów przesuwnika fazy i linii odniesienia

Wyniki pomiarów parametrów przesuwnika fazy (PF) i linii odniesienia (lod) zostały przedstawione na rysunku 5.10.



Rys. 5.10. Wyniki pomiarów parametrów przesuwnika fazy i linii odniesienia

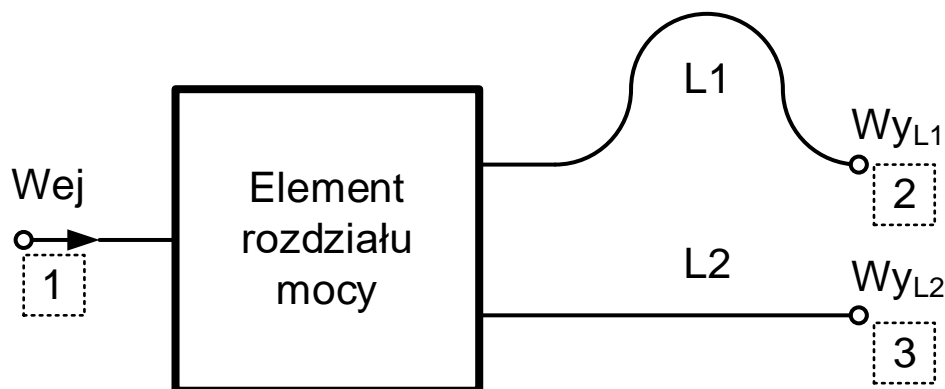
Z przedstawionych rezultatów pomiarów wynika, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od 0,85 GHz do 2,55 GHz, moduły współczynników odbicia od wrót wejściowych przesuwnika fazy nie są większe niż  $-12$  dB, a dla linii odniesienia nie są większe niż  $-28$  dB. Natomiast wartości modułów transmitancji przesuwnika fazy zmieniają

się od wartości od  $-0,5 \text{ dB}$  do około  $-0,7 \text{ dB}$ , natomiast dla linii odniesienia wartości te odpowiednio wynoszą od  $-0,2 \text{ dB}$  do około  $-0,8 \text{ dB}$ . Zmierzona wartość względnego przesunięcia fazy w paśmie pracy zmienia się od wartości  $44,7^\circ$  do około  $51,8^\circ$ . Wartość ta, dla środka pasma, wynosi  $45,6^\circ$ .



### 5.3. Układ wypracowujący proporcjonalną różnicę faz

Układ wypracowujący proporcjonalną różnicę faz (UWPRF) składa się z elementu rozdziału mocy i dwóch linii transmisyjnych o różnych długościach elektrycznych (rys. 5.11). Jako element podziału można zastosować mikrofalowy dzielnik mocy, a jako linie transmisyjne można zastosować typ przewodnic mikrofalowych wykorzystywanych podczas realizacji projektowanego urządzenia.



Rys. 5.11. Schemat funkcjonalny układu wypracowującego proporcjonalną różnicę faz

Różnica faz sygnałów na wyjściach  $Wy_{L1}$  i  $Wy_{L2}$  będzie opisana poniższą zależnością:

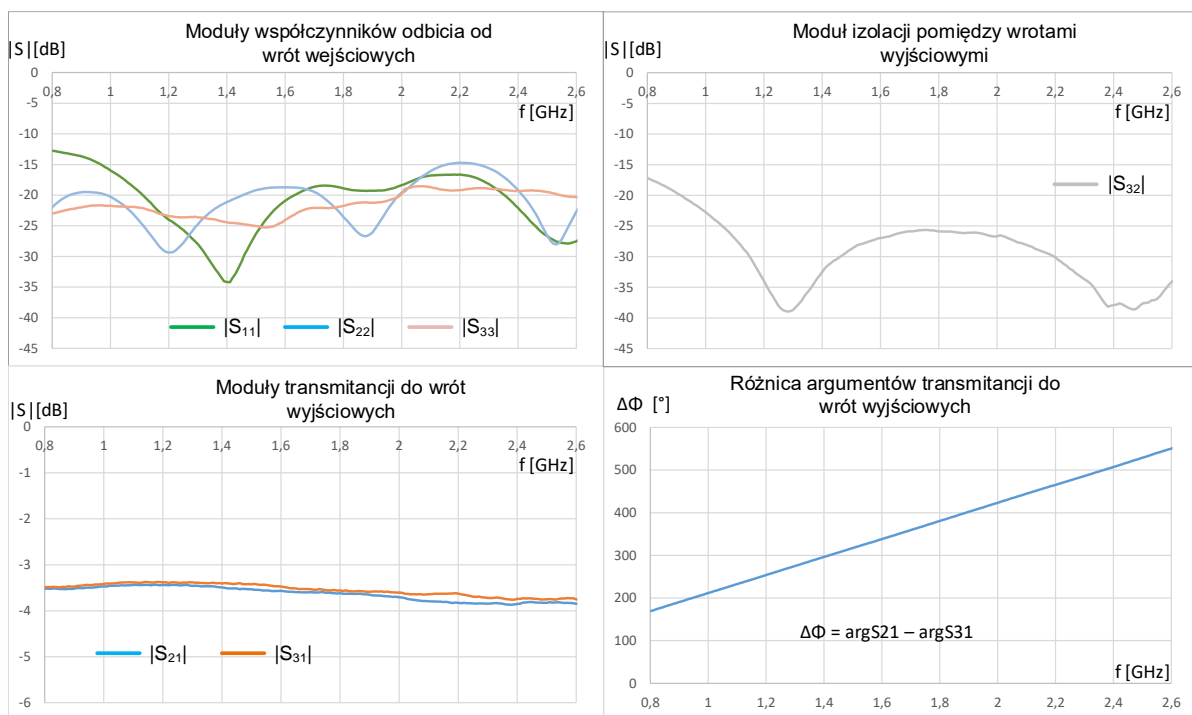
$$\varphi_{Wy_{L1}} - \varphi_{Wy_{L2}} = \frac{2 \cdot \pi}{v} \cdot f \cdot (l_{L1} - l_{L2}). \quad (5.1)$$

Dla celów badań, autor zdecydował się użyć czterostopniowy dzielnik mocy Wilkinsona (DW3), który został pozyskany z zasobów Zakładu Mikrofal. Natomiast jako linie transmisyjne zdecydowano zastosować jedną linię koncentryczną półsztywną RG402 (rys. 5.12).



Rys. 5.12. Widok wykonanych elementów UWPRF

Wyniki pomiarów parametrów układu wypracowania proporcjonalnej różnicy faz zostały przedstawione na rysunku 5.13.



Rys. 5.13. Wyniki pomiarów parametrów układu wypracowania proporcjonalnej różnicy faz

Z przedstawionych rezultatów pomiarów wynika, że w zakładanym paśmie pracy urządzenia, tj. od 0,85 GHz do 2,55 GHz, moduły współczynników odbicia od wrót UWPRF nie są większe niż  $-13$  dB, a moduł izolacji pomiędzy wrótami wyjściowymi nie jest większy niż  $-18$  dB. Natomiast wartości modułów transmitancji układu zmieniają się od wartości  $-3,4$  dB do około  $-3,8$  dB. Różnica pomiędzy poszczególnymi wartościami modułów transmitancji do wrót wyjściowych nie jest większa niż  $0,2$  dB. Kolejnym, równie ważnym parametrem przedstawionym na wykresie jest wartość różnicy argumentów transmitancji do poszczególnych wrót wyjściowych. Zmierzona wartość tej różnicy w paśmie pracy zmienia się od wartości  $180^\circ$  do  $540^\circ$ , czyli w paśmie wynosi  $360^\circ$ .

#### 5.4. Detektor mikrofalowy

Jako detektory mikrofalowe użyto LBHCD Crystal Detector 0,01-18 GHz. Typ użytych elementów to HDX-803-S-18 (HD COMM). W celu uzyskania jak najbardziej zbliżonych charakterystyk detekcyjnych zdecydowano się na zastosowanie opcji „matched pair”, gdzie już na poziomie producenta detektory są odpowiednio dobierane pod względem podobieństwa charakterystyk detekcyjnych.

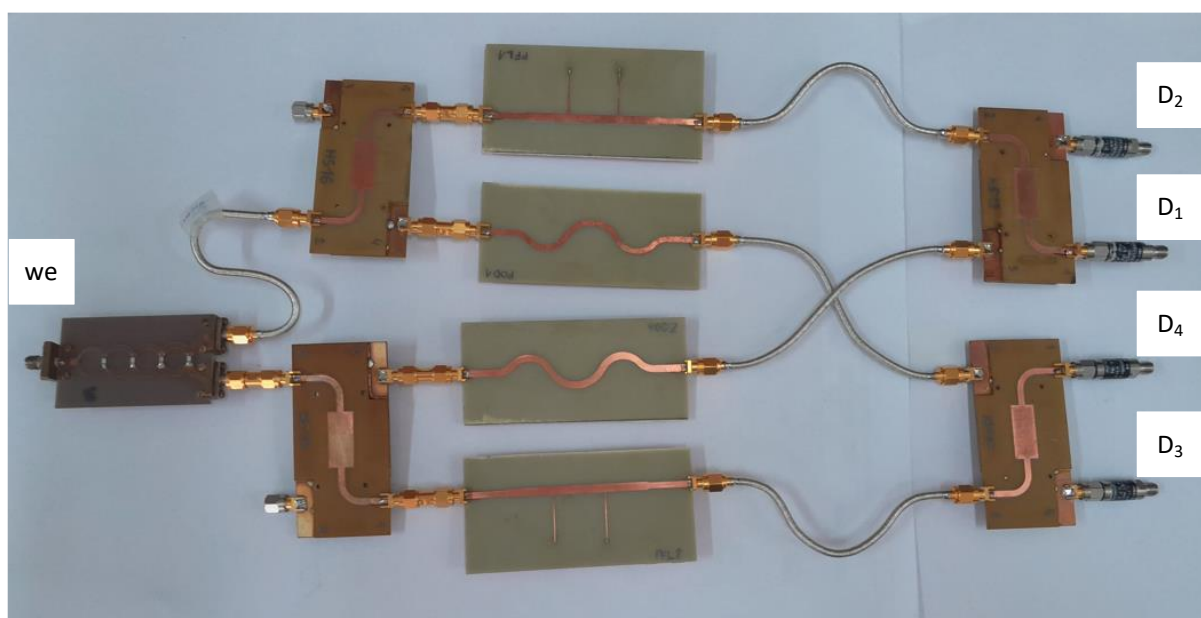
Podstawowe parametry:

- płaskość charakterystyki:	±1,0 dB normalna ±0,6 precyzyjna
- VSWR max.	2,0 max. 1,8 precyzyjny
- czułość (-30 dBm)	≥ 0,5 mW
- maksymalna moc wejściowa	100 mW

## Rozdział 6

### Wyniki pomiarów MDCz z matrycą Butlera 4 x 4

W poniższym rozdziale zostaną przedstawione wyniki pomiarów dyskryminatora częstotliwości zawierającego elementy zaprezentowane w rozdziale 5. Zastosowano, znajdujący się w zasobach Zakładu Mikrofal WEL WAT czterostopniowy dzielnik mocy Wilkinsona oraz cztery szczelinowe sprzęgacze kwadraturowe. Ponadto wykorzystano zaprojektowane i wykonane dwa przesuwniki fazy  $45^\circ$  wraz z liniami odniesienia oraz zakupione cztery mikrofalowe detektory sygnału HDX-803-S-18. Linie w torze wypracowania proporcjonalnej różnicy faz wykonano z półsztywnej linii koncentrycznej RG402. Tam gdzie to było możliwe do połączeń poszczególnych elementów wykorzystano adaptory SMA(m)/SMA(m). W celu realizacji połączeń pomiędzy przesuwnikami fazy, liniami odniesienia, a sprzęgaczami wyjściowymi, zastosowano cztery linie o jednakowej długości wykonane za pomocą półsztywnej linii koncentrycznej RG402.



Rys. 6.1. Układ wykonanego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości o strukturze matrycy Butlera 4 x 4

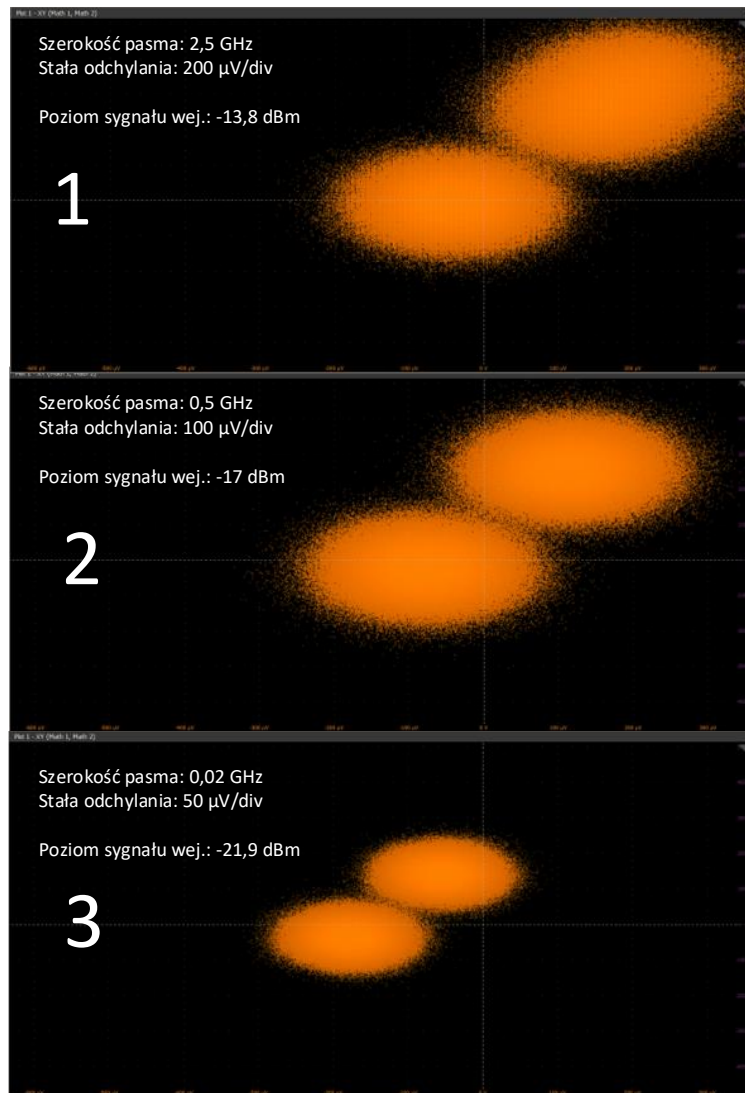
## 6.1. Zdolności detekcji sygnału i pomiaru częstotliwości sygnału

Wykazane w podrozdziale 3.2 własności szerokopasmowego detektora mikrofalowego – polepszające stosunek *sygnał/szum* na wyjściu, przekładają się na polepszenie dokładności odczytu z oscyloskopu, a tym samym prawidłowości określenie częstotliwości mierzonego sygnału.



Rys. 6.2. Zdjęcia zobrazowania oscyloskopu z pomiaru częstotliwości sygnału MDCz dla różnych szerokości pasma wejściowego

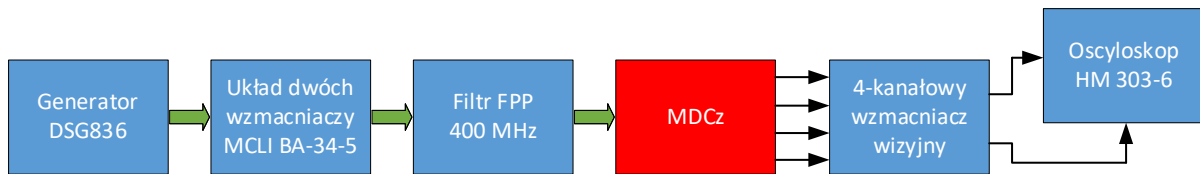
W celu potwierdzenia tego efektu na wejście MDCz podano sygnał o poziomie  $-13,8 \text{ dBm}$ , o częstotliwości  $1,3 \text{ GHz}$  zmodulowany amplitudowo falą prostokątną z współczynnikiem głębokości modulacji o wartości 100 %. Następnie sygnały analogowe z mikrofalowych detektorów obwiedni podane zostały na wejścia cyfrowego oscyloskopu. Wykorzystując możliwość realizacji operacji matematycznych (odejmowania podawanych sygnałów) tego urządzenia, w trybie pracy XY na odchylenie poziome został podany sygnał typu *sinus*, a na odchylenie poziome sygnał typu *kosinus*. Na ekranie uzyskano obraz przedstawiający dwa rozjaśnione obszary przyjmujące kształt koła – nazywane dalej przez autora „kołami szumowymi”. Powstają one w wyniku występowania szerokopasmowego szumu – koło w centrum obszaru wyświetlania, w momencie, gdy sygnał modulujący przyjmuje wartość zero, koło odchylone w momencie, gdy sygnał modulujący przyjmuje wartość maksymalną. Na ekranie oscyloskopu – przy ustawionej szerokości pasma wejściowego  $2,5 \text{ GHz}$ , uzyskano dwa styczne „koła szumowe” (rys. 6.2, zdjęcie 1). Gdy w oscyloskopie zawężono pasmo wejściowe do wartości  $0,5 \text{ GHz}$ , na ekranie oscyloskopu (rys. 6.2, zdjęcie 2) można zaobserwować zmniejszenie średnicy kół szumowych i tym samym ich rozdzielenie. W tym przypadku, interpretator będzie miał ułatwione zadanie w zakresie określenia częstotliwości sygnału.



Rys. 6.3. Zobrazowanie styczności kół szumowych pomiaru częstotliwości sygnału MDCz dla różnych szerokości pasma wejściowego

Rozdzielenie kół szumowych, uzyskiwane poprzez zawężanie pasma częstotliwości za detektorami, powoduje zmniejszenie minimalnej wartości poziomu sygnału, którego istnienie będziemy mogli stwierdzić – czyli uzyskać warunek styczności kół szumowych. Przy ustawionej szerokości pasma wejściowego oscyloskopu na wartości 2,5 GHz, styczność kół szumowych autor uzyskał dla wartości sygnału na poziomie  $-13,8 \text{ dBm}$ . Wraz ze zmianą szerokości tego pasma do wartości 0,5 GHz, a następnie do 0,02 GHz, warunek styczności kół uzyskano odpowiednio dla sygnałów o wartości  $-17 \text{ dBm}$  i  $-21,9 \text{ dBm}$  (rys. 6.3, zdjęcia 1-3).

W kolejnym etapie autor wykonał pomiar częstotliwości sygnału oscyloskopem analogowym, zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 6.4. W układzie pomiarowym wykorzystano generator sygnałowy Rigol DSG836, kaskadowy układ dwóch wzmacniaczy MCLI BA-34-5, filtr pasmowo-przepustowy FPP (1,1 ÷ 1,5) GHz wzmacniacz wizyjny m.cz. Zenmarco oraz analogowy oscyloskop Hameg HM 303-6.



Rys. 6.4. Schemat blokowy wraz ze zdjęciem układu MDCz z oscyloskopem analogowym wykorzystanym do pomiaru częstotliwości

Na rysunku 6.5 zostało przedstawione zobrazowanie sygnałów wyjściowych z MDCz na oscyloskopie analogowym uzyskane dla sygnału wejściowego o tej samej częstotliwości  $f = 1,3 \text{ GHz}$ , zmodulowanego amplitudowo falą prostokątną z współczynnikiem głębokości modulacji na poziomie 100%, ale o trzech różnych poziomach.



Rys. 6.5. Zobrazowanie na oscyloskopie dla różnych poziomów sygnału wejściowego

Na zdjęciu 1 rysunku 6.5 autor dążył do uzyskania styczności dwóch kół szumowych. Efekt ten udało się uzyskać dla sygnału na wyjściu generatora na poziomie  $-96 \text{ dBm}$ . Na kolejnych zdjęciach mamy zobrazowania dla sygnału na poziomie  $-91 \text{ dBm}$  i  $-76 \text{ dBm}$ . Należy zauważyć, że koła szumowe na zdjęciach 2 i 3 rozsunęły się, a ich średnice, w stosunku do odległości między nimi, zmalały. Dodatkowo na zdjęcia zostały nałożone odcinki linii, dzięki którym, metodą graficzną, powinno się wyznaczać kąt, który jest proporcjonalny do częstotliwości sygnału wejściowego. Można stwierdzić, że tą metodą, dla bardzo słabych sygnałów, określenie częstotliwości sygnału będzie obarczone bardzo dużym błędem.

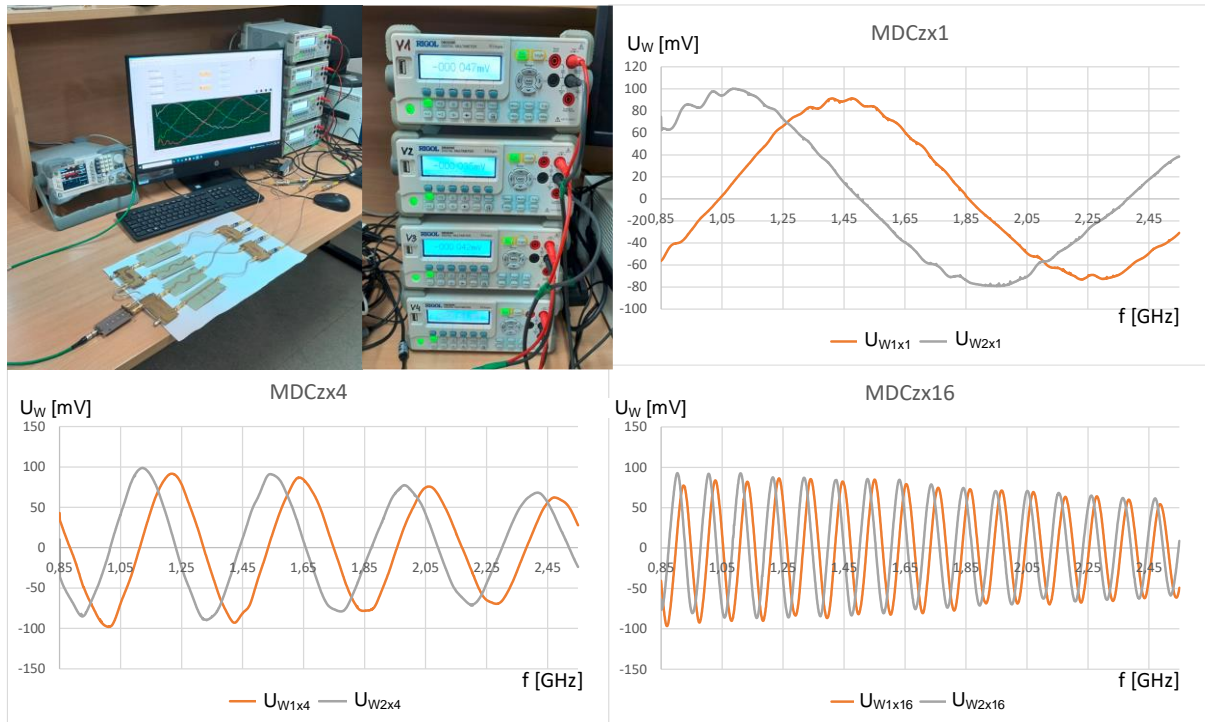
Wynikać on będzie z trudności w określeniu tych odcinków, co spowodowane jest bliskością kół szumowych i ich stosunkowo dużą średnicą. Dopiero dla sygnałów o wyższym poziomie możliwe jest uzyskanie wiarygodnych odczytów. A zatem okazuje się, że pomimo wykrycia sygnału o bardzo małym poziomie, dla którego osiągnęte jest zjawisko styczności kół szumowych, realnie nie jesteśmy w stanie dokonać pomiaru częstotliwości za pomocą analogowego MDCz [35].

Mimo polepszenia uzyskanego zobrazowania, odczyt nadal wymaga obecności wykwalifikowanego operatora, najlepiej z dużym doświadczeniem, żeby móc taki pomiar uznać za wiarygodny. Dlatego autor zdecydował się na realizację cyfrowego MDCz, czyli takiego, w którym informacja o częstotliwości sygnału w postaci wartości binarnej będzie uzyskana obiektywnie oraz pozwoli na łatwiejszą integrację z kolejnymi systemami, które będą z niej korzystać.



## 6.2. Automatyczne wyznaczenie przebiegów typu *sinus* i *kosinus*

W pierwszym etapie sprawdzenia mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości zdecydowano się zarejestrować poziomy napięć z mikrofalowych detektorów dla sygnału wejściowego o częstotliwości w zakresie od  $0,85\text{ GHz}$  do  $2,55\text{ GHz}$ . Do wykonania pomiarów, jako źródło sygnału wykorzystany został generator sygnałowy RIGOL DSG836, natomiast do pomiaru wartości poziomu sygnałów z mikrofalowych detektorów zastosowano cztery cyfrowe multimetry RIGOL DM3058E (rys. 6.6).



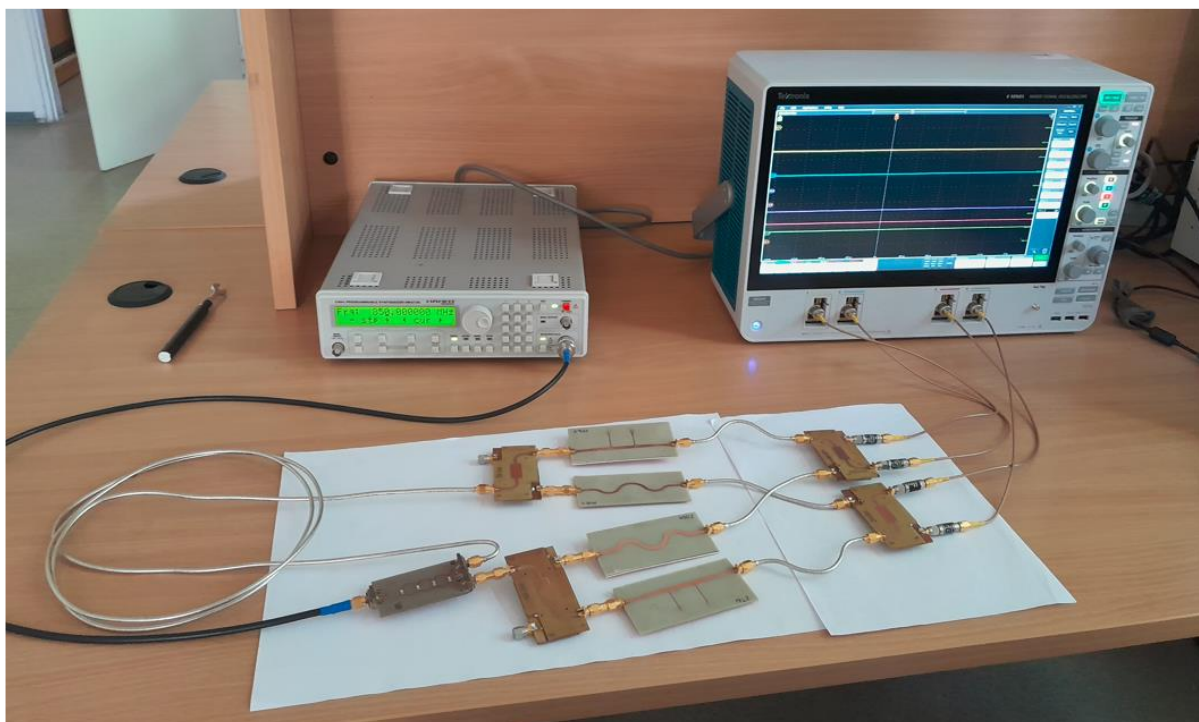
Rys. 6.6. Stanowisko do zautomatyzowanych pomiarów sygnałów wyjściowych z MDCz

Poszczególne przyrządy pomiarowe zostały sprzężone poprzez aplikację co umożliwiło automatycznie zmieniać częstotliwość sygnału z generatora z krokiem co  $1\text{ MHz}$ . W kolejnym kroku, na podstawie wyników, zostały wyliczone wartości przebiegu sinusoidalnego oraz kosinusoidalnego. Pomiaru te wykonane zostały dla trzech układów – z linią opóźniającą o długości  $l_{SL}$  ( $U_{W1x1}$  i  $U_{W2x1}$ ), z linią opóźniającą czterokrotnie dłuższą niż linia SL ( $U_{W1x4}$  i  $U_{W2x4}$ ) i z linią szesnastokrotnie dłuższą niż linia SL ( $U_{W1x16}$  i  $U_{W2x16}$ ). Kształt przebiegów przedstawionych na wykresach na rysunku 6.6 potwierdza charakter przebiegu sinusoidalnego i kosinusoidalnego.

### 6.3. Wyznaczanie przedziałów częstotliwości metodą przejść przez „zero”

W kolejnym etapie sprawdzenia mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości w przyjętym paśmie pracy, zdecydowano się zarejestrować częstotliwości sygnału dla których wartości przebiegów *sinus* i *kosinus* przechodzą przez wartość zero, w celu określenia wartości granicznych przedziałów częstotliwości, w których sygnały te przyjmują wartości dodatnie – oznaczając je wartością cyfrową „1” oraz dla których przyjmują wartości ujemne – oznaczając je wartością cyfrową „0”. Wartość częstotliwości dla której następowała zmiana wartości cyfrowej sygnału, była określana przez autora z krokiem 0,1 MHz.

W tym celu zestawiono układ pomiarowy, w którym użyto generator sygnałowy HAMEG HM8135, a poziomy sygnałów z detektorów mikrofalowych rejestrowane były poprzez czterokanałowy oscyloskop cyfrowy Tektronix MSO64 (rys. 6.7).



Rys. 6.7. Układ pomiarowy MDCz określania przedziałów częstotliwości metodą przejść przez zero

Dzięki tym pomiarom układu MDCz z linią opóźniającą o długości  $l_{SL}$ , w określonym paśmie pracy urządzenia, uzyskano dwa sygnały cyfrowe  $B_{U_{W1x1}}$  oraz  $B_{U_{W2x1}}$  (wiersz 2 i wiersz 1 licząc od dołu na rysunku 6.8). Następnie na ich podstawie wyliczona została wartość binarna tego układu zgodnie z zależnością wskazaną poniżej:

$$WB_{Wx1} = B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0 . \quad (6.1)$$

Analizując wartość binarną  $WB_{Wx1}$  (wiersz 3 licząc od dołu na rysunku 6.8) w paśmie pracy urządzenia uzyskujemy trzy zakresy częstotliwości o różnych wartościach (0, 2 i 3 odpowiednio) i jedną „parę” przedziałów częstotliwości dla, których wartość binarna jest jednakowa i wynosi  $WB_{Wx1} = 1$ . Czyli podobnie jak dla symulacji układu uzyskano niejednoznaczność pomiaru częstotliwości dla sygnałów o częstotliwości z zakresów dla których wartość binarna jest jednakowa.

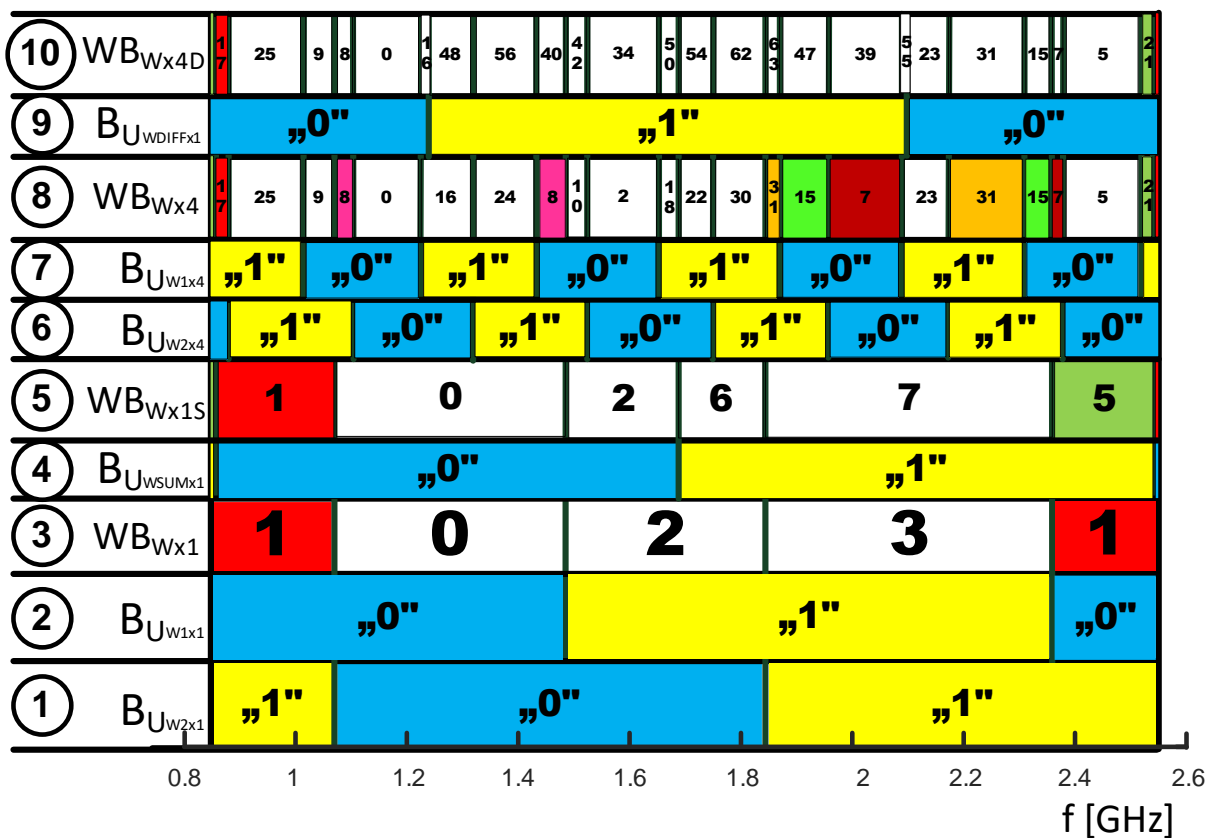
Dlatego, analogicznie do symulacji, na podstawie sygnałów  $U_{W1x1}$  i  $U_{W2x1}$  wygenerowano dodatkowy (trzeci) sygnał równy sumie tych dwóch pierwszych, który również został

poddany digitalizacji  $B_{U_{WSUMx1}}$  (wiersz 4 licząc od dołu na rysunku 6.8). Tutaj należy zwrócić uwagę, że dla zakresów częstotliwości od 0,85 GHz do 0,8518 GHz i od 1,6904 GHz do 2,5486 GHz przyjmuje wartość cyfrową „1”, a dla zakresów częstotliwości od 0,8519 GHz do 1,6903 GHz i od 2,5487 GHz do 2,55 GHz przyjmuje wartość cyfrową „0”.

Następnie na podstawie tych trzech sygnałów cyfrowych wyliczona została wartość binarna tego układu zgodnie z zależnością wskazaną poniżej:

$$WB_{Wx1S} = B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.2)$$

W odróżnieniu od przeprowadzanych symulacji należy zauważyć, że zastosowanie sygnału  $B_{U_{WSUMx1}}$  nie eliminuje niejednoznaczności pomiaru częstotliwości na podstawie wartości binarnej  $WB_{Wx1}$ . Można wyróżnić dwie pary zakresów częstotliwości, dla których wartość binarna  $WB_{Wx1S}$  przyjmuje tę samą wartość – wartość binarną  $WB_{Wx1S} = 5$  i  $WB_{Wx1S} = 1$  (wiersz 5 licząc od dołu na rysunku 6.8).



Rys. 6.8. Wyniki pomiarów digitalizacji sygnałów MDCz z liniami opóźniającymi SL i 4xSL

Autor zdecydował, że pomimo braku możliwości usunięcia niejednoznaczności dla układu z linią opóźniającą o długości  $l_{SL}$ , będzie kontynuował pomiary dla urządzenia rozbudowanego o układ MDCz z linią opóźniającą o czterokrotnie dłuższej linii opóźnienia.

Z układu z dłuższą linią opóźniającą otrzymujemy dwa dodatkowe sygnały cyfrowe  $B_{U_{W1x4}}$  oraz  $B_{U_{W2x4}}$  (wiersz 7 i wiersz 6 licząc od dołu na rysunku 6.8). Następnie na ich podstawie wyliczona została wartość binarna  $WB_{Wx4}$  (wiersz 8 licząc od dołu na rysunku 6.8) tego układu zgodnie z zależnością wskazaną poniżej:

$$WB_{Wx4} = B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.3)$$

Na podstawie wartości binarnej  $WB_{Wx4}$  można wyróżnić 24 zakresy częstotliwości jednak nie wszystkie te przedziały można jednoznacznie rozróżnić. Nadal pozostają dwie pary niejednoznacznych przedziałów częstotliwości stwierdzonych już dla wartości binarnej  $WB_{Wx1S}$  ( $WB_{Wx4} = 21$  i  $WB_{Wx4} = 17$ ) oraz powstały cztery dodatkowe pary przedziałów częstotliwości o wartości binarnej  $WB_{Wx4} = 8$ ,  $WB_{Wx1S} = 31$ ,  $WB_{Wx1S} = 15$  oraz  $WB_{Wx1S} = 7$ .

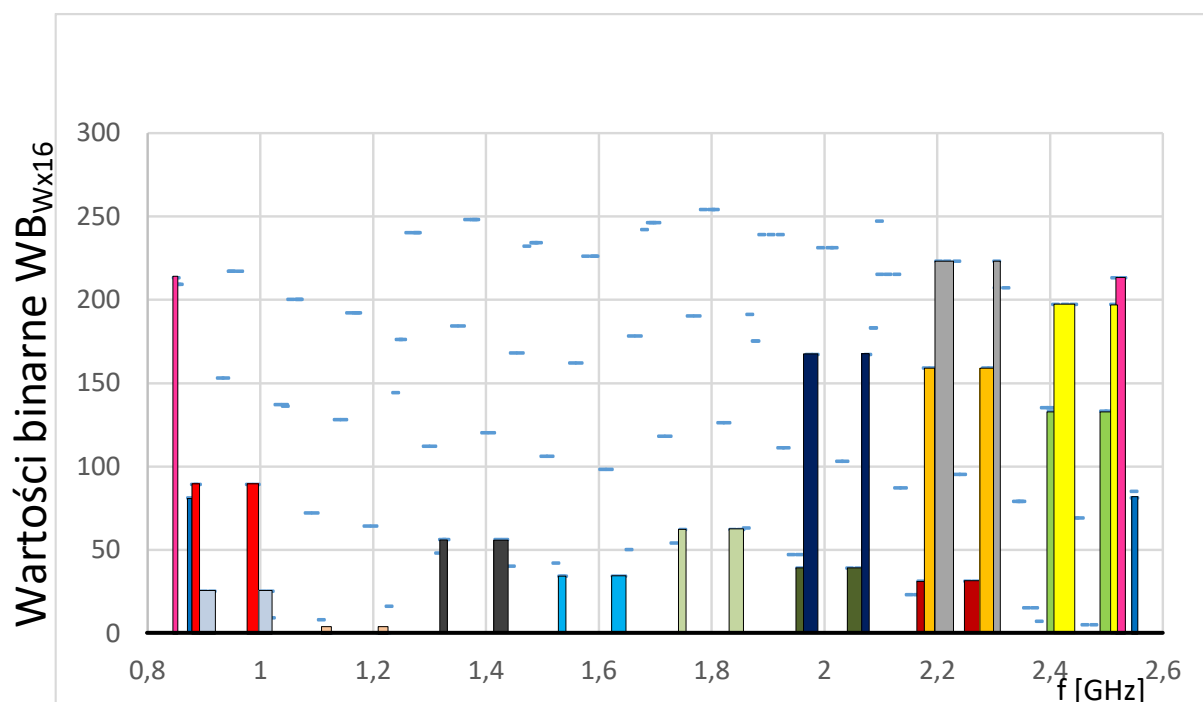
Tym razem autor zdecydował się zastosować cyfrową wartość sygnału ( $B_{U_{WDIFFx1}}$ ) różnicy sygnałów  $U_{W1x1}$  i  $U_{W2x1}$  (wiersz 9 licząc od dołu na rysunku 6.8). Po uwzględnieniu wartości cyfrowej tego różnicowego sygnału w wartości binarnej  $WB_{Wx4D}$  wyliczonej na podstawie zależności 6.4 otrzymujemy 26 zakresy częstotliwości – udało się wyeliminować niejednoznaczność czterech par zakresów częstotliwości, jednak nadal dwie pary przedziałów częstotliwości posiadają tę samą wartość binarną ( $WB_{Wx4D} = 21$  i  $WB_{Wx4D} = 17$ ), (wiersz 10 licząc od dołu rysunku 6.8).

$$WB_{Wx4D} = B_{U_{WDIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.4)$$

W tym przypadku, pomimo istniejących nadal przedziałów niejednoznaczności, autor postanowił podążać metodą wypracowaną w rozdziale 4, czyli do dwutorowego układu MDCz dołożono układ MDCz z linią opóźniającą o szesnastokrotnie dłuższej linii opóźnienia ( $16 \cdot l_{SL}$ ) w porównaniu do długości linii z pierwszego toru. Do wypracowanej już wartości binarnej  $WB_{Wx4D}$  – z odpowiednimi wagami, dodać należy wartości cyfrowe sygnałów  $U_{W1x16}$  i  $U_{W2x16}$ :

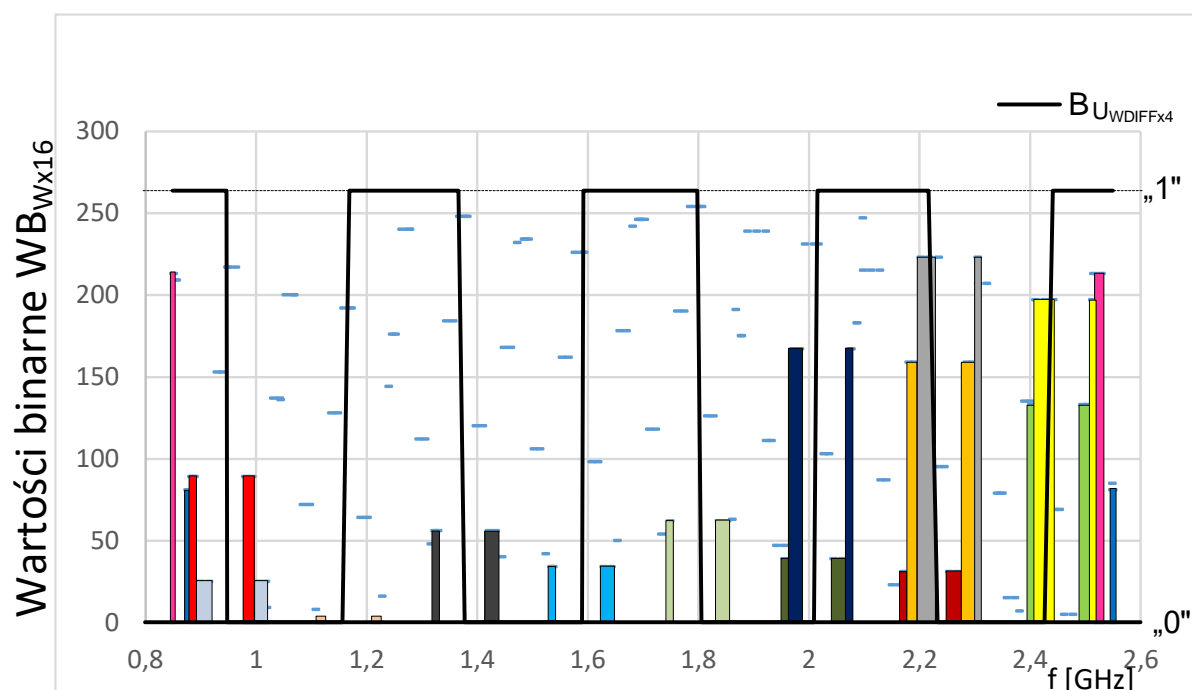
$$WB_{Wx16} = B_{U_{W1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{W2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{WDIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.5)$$

Wyliczone wartości binarne  $WB_{Wx16}$  układu trójtorowego zostały przedstawione na rysunku 6.9. Wartości binarne dla odpowiednich zakresów częstotliwości zostały oznaczone za pomocą poziomych niebieskich znaczników o szerokości odpowiadającej szerokości tego zakresu częstotliwości. Dla łatwiejszej analizy, przedziały częstotliwości o takich samych wartościach binarnych zostały oznaczone kolorowymi (odrębny kolor dla pary niejednoznacznych zakresów częstotliwości) słupkami o odpowiedniej wysokości.



Rys. 6.9. Wartości binarne  $WB_{Wx16}$  dla odpowiednich zakresów częstotliwości z wyróżnionymi zakresami niejednoznacznego określenia częstotliwości

Dla urządzenia „generującego” wartość binarną  $WB_{Wx16}$ , do już istniejących dwóch par niejednoznacznych zakresów (z poprzednich stopni MDCz), można wyróżnić trzynaście nowych par podpasów częstotliwości o takich samych wartościach binarnych. Podążając przyjętą metodą, „wygenerowano” kolejny dodatkowy sygnał  $U_{DIFFx4}$  (rys. 6.10) – równy różnicy sygnałów  $U_{W1x4}$  i  $U_{W2x4}$ .



Rys. 6.10. Przebieg sygnału  $B_{U_{WDIFFx4}}$  na tle wartości binarnych  $WB_{Wx16}$

Jak można zauważyć z przebiegu wartości tego sygnału  $B_{U_{WDIFFx4}}$  – dla kilku par przedziałów niejednoznacznych, zmienia on swoją wartość pomiędzy tymi zakresami – czyli

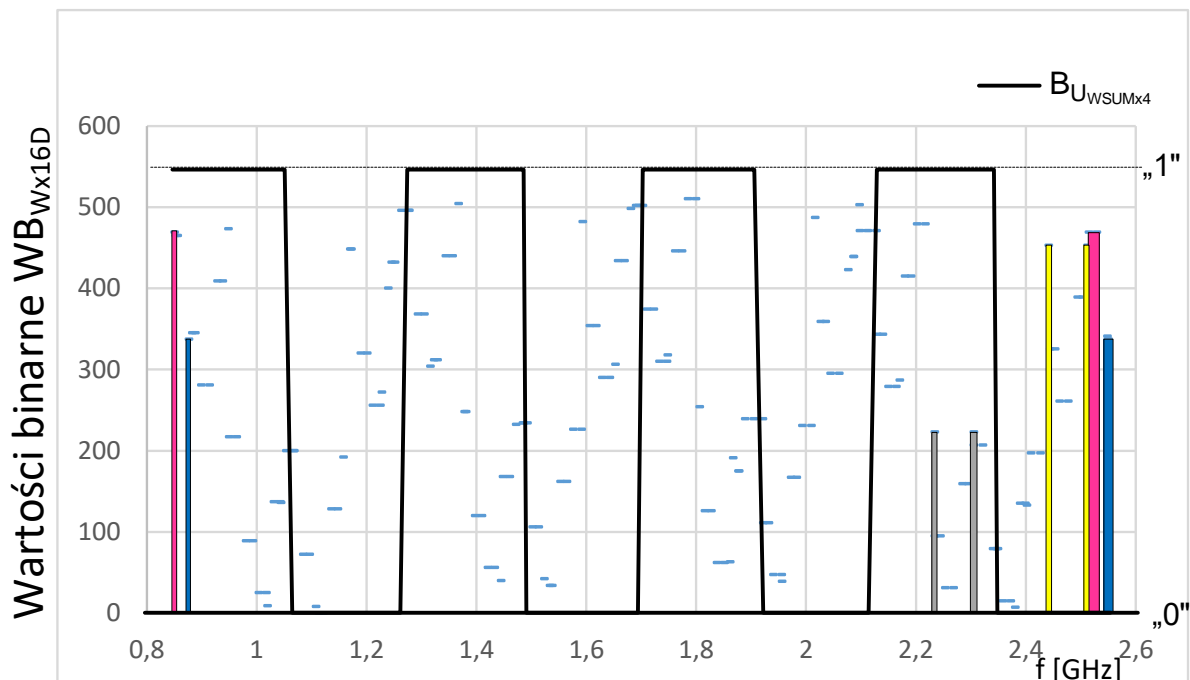
można się spodziewać, że w tych przypadkach niejednoznaczność zostanie usunięta. Natomiast dla dwóch par (słupki szare i żółte na rysunku 6.10) zmiana stanu sygnału  $B_{U_{WDIFFx4}}$  wypada „wewnątrz” jednego z przedziału częstotliwości – czyli te niejednoznaczności nie zostaną w pełni rozdzielone – pary niejednoznaczności pozostaną, ale przedziały te będą węższe. Oczywiście również dwie pary przedziałów ze skraju pasma pracy urządzenia (słupki różowe i granatowe na rysunku 6.10) – ze względu na taką samą wartość sygnału  $B_{U_{WDIFFx4}}$ , nie zostaną rozdzielone.

Po uwzględnieniu wartości cyfrowej sygnału  $B_{U_{WDIFFx4}}$ , wartość binarna  $WB_{Wx16D}$  zostanie określona zależnością:

$$WB_{Wx16D} = B_{U_{WDIFFx4}} \cdot 2^8 + B_{U_{W1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{W2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{WDIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.6)$$

Wykres wartości  $WB_{Wx16D}$  został przedstawiony na rysunku 6.11. Potwierdza on, że w paśmie pracy urządzenia nadal można wyróżnić cztery pary (słupki szare, żółte, różowe i granatowe) niejednoznacznych przedziałów częstotliwości. Czyli pomiary wykonanego urządzenia pokazują, że przy zastosowaniu elementów o charakterystykach przedstawionych w rozdziale 5, dotychczasowe kroki metody usuwania niejednoznaczności wskazanej w rozdziale 4 są niewystarczające, aby w paśmie pracy trójtorowego mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości można było jednoznacznie określić częstotliwość sygnału (3.1).

Dlatego autor zdecydował się dołożyć kolejny sygnał, mianowicie sygnał równy sumie sygnałów  $U_{W1x4}$  i  $U_{W2x4}$ , który oczywiście również należy poddać digitalizacji –  $B_{U_{WSUMx4}}$ . Już z przebiegu wartości tego sygnału (rys 6.11) wynika, że zastosowanie go w wyliczaniu wartości binarnej powinno usunąć niejednoznaczność par przedziałów ze skraju pasma pracy urządzenia (słupki różowe i granatowe na rysunku 6.11).



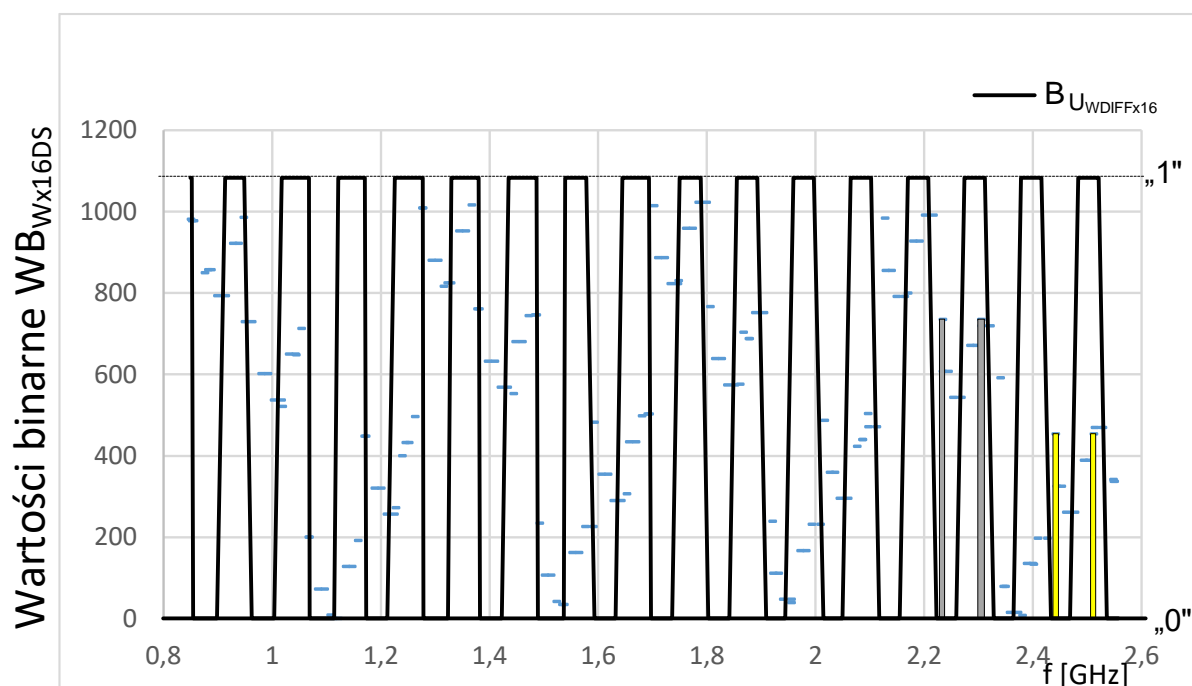
Rys. 6.11. Przebieg sygnału  $B_{U_{WSUMx4}}$  na tle wartości binarnych  $WB_{Wx16D}$

Po uwzględnieniu wartości cyfrowej sygnału  $B_{U_{WSUMx4}}$ , wartość binarna urządzenia zostanie określona zależnością:

$$WB_{Wx16DS} = B_{U_{WSUMx4}} \cdot 2^9 + B_{U_{WDIFFx4}} \cdot 2^8 + B_{U_{W1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{W2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{WDIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.7)$$

Z przedstawionego na rysunku 6.12 przebiegu wartości binarnej  $WB_{Wx16DS}$  wynika, że pary zakresów częstotliwości (słupki różowe i granatowe na rysunku 6.11) zostały rozdzielone i nie są już wykazywane jako niejednoznaczne zakresy pomiaru częstotliwości. Dalej pozostają jednak pary zakresów oznaczone słupkami w kolorze szarym i żółtym.

Stąd wypracowany został kolejny sygnał  $U_{DIFFx16}$ , który jest równy różnicy sygnałów  $U_{W1x16}$  i  $U_{W2x16}$ . Poddany digitalizacji przyjmuje postać  $B_{U_{WDIFFx16}}$  (rys. 6.12). Można zauważyć, że ten sygnał jednoznacznie rozdzieli pozostałe pary zakresów częstotliwości dla których przypisane były jednakowe wartości binarne  $WB_{Wx16DS}$ .

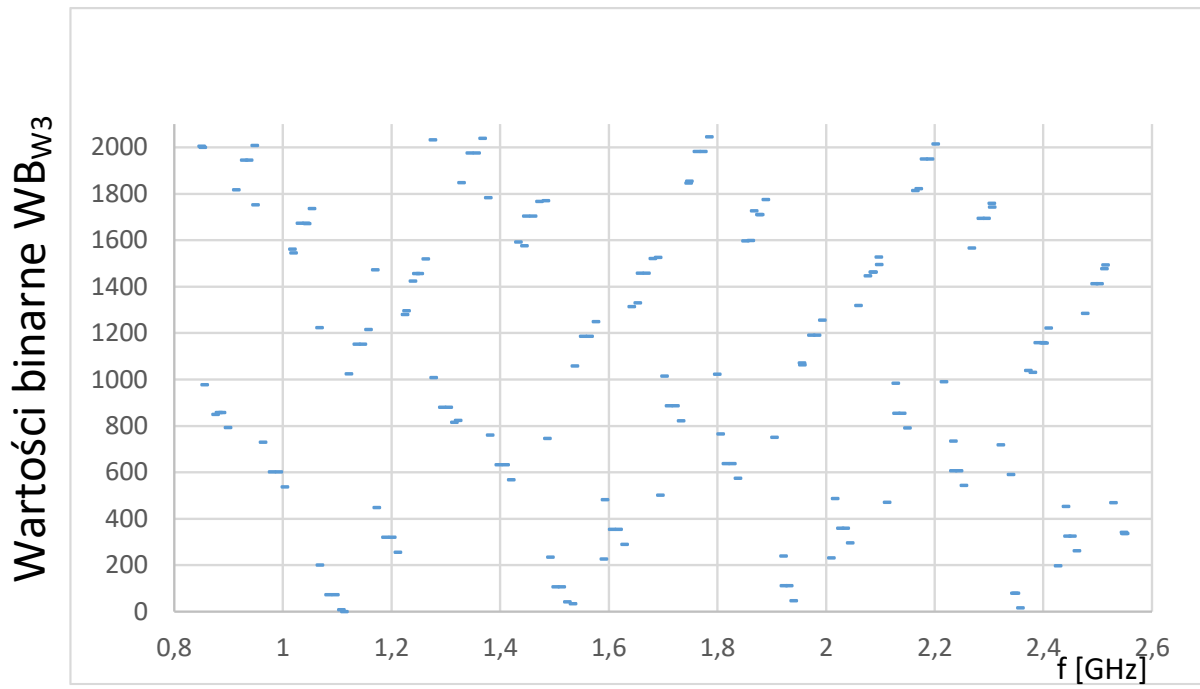


Rys. 6.12. Przebieg sygnału  $B_{U_{WDIFFx16}}$  na tle wartości binarnych  $WB_{Wx16DS}$

Biorąc pod uwagę binarną postać sygnału  $U_{DIFFx16}$ , wartość binarną ( $WB_{W3}$ ) trójtorowego dyskryminatora częstotliwości, który będzie mógł jednoznacznie określić częstotliwość sygnału w paśmie pracy, można wyliczyć na podstawie poniższej zależności:

$$WB_{W3} = B_{U_{WDIFFx16}} \cdot 2^{10} + B_{U_{WSUMx4}} \cdot 2^9 + B_{U_{WDIFFx4}} \cdot 2^8 + B_{U_{W1x16}} \cdot 2^7 + B_{U_{W2x16}} \cdot 2^6 + B_{U_{WDIFFx1}} \cdot 2^5 + B_{U_{W1x4}} \cdot 2^4 + B_{U_{W2x4}} \cdot 2^3 + B_{U_{WSUMx1}} \cdot 2^2 + B_{U_{W1x1}} \cdot 2^1 + B_{U_{W2x1}} \cdot 2^0. \quad (6.8)$$

Również przedstawiona na rysunku 6.13 zależność  $WB_{W3}$  od częstotliwości potwierdza, że w badanym paśmie pracy trójtorowego cyfrowego dyskryminatora częstotliwości nie ma dwóch zakresów częstotliwości o takiej samej wartości binarnej. Oznacza to, że można jednoznacznie określić częstotliwość sygnału w zakładanym paśmie pracy.



Rys. 6.13. Wartości binarne  $WB_{W3}$  dla odpowiednich zakresów częstotliwości



#### 6.4. Wyniki pomiarów rzeczywistego trójkanałowego CMDCz

W kolejnym kroku autor postanowił zastosować wypracowaną metodę usuwania niejednoznaczności pomiaru częstotliwości, do fizycznie wykonanego urządzenia. W tym celu w pierwszym etapie podjęto rozważania mające na celu wybór rodzaju sprzęgacza. Zdecydowano się zastosować sprzęgacze szczelinowe wykonane w postaci złożonych do siebie masami dwóch płytek laminatu z obwodami wykonanymi w technice niesymetrycznej linii paskowej. Za tym wyborem przemówiła szerokopasmowość tego elementu. Przejawiała się ona tym, że w bardzo szerokim paśmie (o stosunku  $f_g/f_d$  większym niż 3) zachowuje dobre własności parametrów macierzy rozproszenia  $\mathbf{S}$ . Transmitancje do wrót sprzężonych i do wrót bezpośrednich – charakteryzują się małą różnicą modułów tych parametrów i dodatkowo argumenty tych transmitancji zachowują różnicę bliską  $90^\circ$  w paśmie. Dopasowanie i izolacje też są na właściwym poziomie. Własności te zostały potwierdzone w pomiarach wykonanych sprzęgaczy – podrozdział 5.1. Kolejnym argumentem przemawiającym za wyborem tego rodzaju sprzęgacza jest jego topologia, a dokładniej to fakt, że wrota sprzężone i bezpośrednie znajdują się po przeciwnych stronach warstwy uziemienia, co dobrze rokuje w planowanych dalszych pracach, w ramach których realizowany będzie zintegrowany układ mikrofalowego interferometru o strukturze matrycy Butlera 4 x 4. Dodatkowo autor zdecydował się wykonać sprzęgacze o sprzężeniu większym niż 3 dB – w środku pasma, dzięki czemu, mimo, że podział sygnału pomiędzy wrotami sprzężonymi i wrotami bezpośrednimi nie będzie równy dla częstotliwości środkowej, to jednak w szerszym paśmie różnica pomiędzy wartościami tych modułów będzie mniejsza. Jak się w ostatecznym rozliczeniu okazało, wynikała nierówność podziału sygnału w środku pasma nie wpłynęła negatywnie na oczekiwany rezultat. W procesie przygotowywania zestawu czterech sprzęgaczy wykonano serię siedemnastu sprzęgaczy szczelinowych, z których wybrano te o najlepszych właściwościach – chociaż wciąż o nieidealnych parametrach.

Analizę wykonanego układu cyfrowego dyskryminatora autor zdecydował się przeprowadzić zgodnie z przyjętą metodą podczas realizacji symulacji w środowisku MATLAB<sup>®</sup>. Czyli zasadniczymi sygnałami wypracowującymi wartość binarną wyróżniającą częstotliwościowe podzakresy pomiarowe są sygnały cyfrowe powstałe z digitalizacji przebiegów sinus i kosinus. Natomiast, sygnały będące kombinacją (sumą bądź różnicą) tych przebiegów wykorzystywane głównie są do usuwania powstałych niejednoznaczności i dodatkowo wydzielają kolejne podzakresy, co powoduje zawężanie podpasm.

W wykonanym układzie jednokanałowego MDCz – czyli układu w konfiguracji tylko z jedną linią opóźniającą (linią o długości  $l_{SL}$ ) dołożenie do cyfrowych sygnałów  $B_{U_{W1x1}}$  oraz  $B_{U_{W2x1}}$  sygnału  $B_{U_{WSUMx1}}$  nie usuwa powstałych niejednoznaczności – tak jak miało to miejsce podczas symulacji. Pomimo zaistnienia tej rozbieżności, autor zdecydował się dalej podążać za wskazanymi w metodzie krokami. Efekt jednoznacznego pomiaru częstotliwości w badanym paśmie pracy, udało się uzyskać dla trójkanałowego układu detektora częstotliwości. Oprócz cyfrowych sygnałów przebiegów typu sinus i kosinus z poszczególnych kanałów pomiarowych ( $B_{U_{W1x16}}, B_{U_{W2x16}}, B_{U_{W1x4}}, B_{U_{W2x4}}, B_{U_{W1x1}}, B_{U_{W2x1}}$ ) oraz wskazanych w metodzie sygnałów powstałych z odpowiednich kombinacji tych sygnałów ( $B_{U_{WDIFFx4}}, B_{U_{WDIFFx1}}, B_{U_{WSUMx1}}$ ) należało wygenerować dodatkowe sygnały  $B_{U_{WDIFFx16}}$  i  $B_{U_{WSUMx4}}$  – również będące kombinacją już obecnych sygnałów.

W ten sposób, dla układu MDCz o trzech kanałach (z trzema różnymi długościami linii opóźniających) udało się za pomocą wypracowanych jedenastu sygnałów cyfrowych uzyskać 139 jednoznacznie określonych (za pomocą wartości binarnej) przedziałów częstotliwości. Szerokość tych przedziałów zmienia się od wartości 0,2 MHz do wartości 24,1 MHz z wartością średniokwadratową na poziomie 13,92 MHz.

W dalszej części prowadzenia analizy autor postanowił ponownie zweryfikować metodę usuwania niejednoznacznych zakresów częstotliwości pasma pomiarowego, wypracowaną podczas prowadzonych symulacji w środowisku MATLAB®, pod kątem zasadności stosowania sygnałów będących sumą bądź różnicą przebiegów typu sinus i kosinus. Okazało się, że sygnał cyfrowy  $B_{U_{WSUMx1}}$ , który nie usuwał niejednoznaczności wynikłych z wyliczenia wartości binarnej  $WB_{Wx1}$ , w ostatecznym rozwiązaniu nie jest niezbędny do wypracowania wartości binarnej rozróżniającej wszystkie podpasma częstotliwości. Czyli, w przypadku układu, który był poddawany badaniu do jednoznacznego pomiaru częstotliwości w paśmie pracy wystarczy dziesięć sygnałów cyfrowych. Zabieg ten nie wpływa na szerokość minimalną i maksymalną podzakresów częstotliwości (nadal pozostają wartości: 0,2 MHz i 24,1 MHz odpowiednio). Wpłynęło to na liczbę podzakresów – teraz 137 i tym samym nowa wartość średniokwadratowa szerokości podzakresu, w całym paśmie pomiarowym, wynosi 14,04 MHz.

## Rozdział 7

### Podsumowanie i wnioski końcowe

Ze względu na niewielką liczbę publikacji dotyczących interferometrycznych MDCz, jakie pojawiły się w ostatnich kilkunastu latach można sądzić, że zaprzestano lub przynajmniej zmniejszono intensywność prowadzenia badań we wskazanej dziedzinie, co może sugerować, że nie ma już nic do poprawienia w tym zakresie. Sytuacja taka może jednak wynikać z faktu, iż urządzenia te mają zastosowanie w aplikacjach wojskowych, co prawdopodobnie skutkuje ograniczeniami w publikacji treści dotyczących opracowanych rozwiązań. Mimo tego autor podjął się wykazania zasadności dalszych prac mających na celu rozwijanie interferometrycznych dyskryminatorów częstotliwości.

Autor wykazał, że już podczas projektowania mikrofalowych układów, zawierających mikrofalowe detektory, w których realizuje się detekcję obwiedni bardzo słabych sygnałów, warto dążyć do uzyskania jak najszerszego zakresu częstotliwości pracy obwodów poprzedzających detektory. Dzięki takim zabiegom jest możliwa detekcja sygnałów o poziomie poniżej poziomu szumów.

Zaletą tą jest również bardzo pożądana w przypadku sygnału wejściowego o stosunkowo wysokim poziomie – powyżej czułości. Mianowicie, dla sygnałów o określonych częstotliwościach w wyniku operacji realizowanych przez interferometr – wektorowego sumowania poszczególnych sygnałów o odpowiednich relacjach fazowych przez sumujący stopień sprzęgaczy, na wyjściach interferometru możemy otrzymywać sygnał o poziomie dochodzącym do wartości bliskiej zeru, czyli poniżej poziomu szumów. Właściwość szerokopasmowości, interferometrycznych MDCz pozwoli w tej sytuacji na poprawne określenie poziomu sygnału pomimo jego małej wartości.

Została również potwierdzona, dla przypadku MDCz wykorzystującego strukturę matrycy Butlera ze sprzęgaczami 3dB, możliwość zwielokrotniania torów pomiarowych. Zastosowanie, w pracy równoległej dwóch dodatkowych układów detektorów częstotliwości, z linią opóźniającą o długości większej cztero- i szesnastokrotnie pozwala zmniejszyć błędy pomiarowe. W kolejnym kroku autor udowodnił, że stosowanie sprzęgaczy o większym sprzężeniu dla układ jednotorowego jak i dla układów wielotorowych pozwalają zminimalizować maksymalny błąd w całym badanym zakresie częstotliwości. Autor wykazał, że zastosowanie symetrycznej struktury interferometru w postaci matrycy Butlera  $4 \times 4$ , w mikrofalowym detektorze częstotliwości zmniejsza błędy dyskryminacji w porównaniu do detektora wykorzystującego klasyczną strukturę interferometru.

Wykorzystanie nowatorskich, szerokopasmowych sprzęgaczy szczelinowych wykonanych poprzez złożenie dwóch laminatów z obwodami wykonanymi w technice niesymetrycznej linii paskowej, dzięki ich bardzo dobrym parametrom transmisyjnym w szerokim paśmie pracy, umożliwiło uzyskanie dobrych wyników całego MDCz.

W wyniku prowadzonych badań, autor potwierdził, że **jest możliwe zastosowanie symetrycznej struktury interferometru w postaci matrycy Butlera  $4 \times 4$ , w mikrofalowym detektorze częstotliwości.** W trakcie realizacji CMDCz powstawały zakresy niejednoznaczności pomiaru częstotliwości sygnału wynikające zarówno ze struktury interferometru jak i rzeczywistych charakterystyk elementów składowych urządzenia.

**Zostało również potwierdzone, że wykorzystując wskazaną przez autora metodę, tj. zastosowanie dodatkowych sygnałów, niejednoznaczności, przy niewielkim nakładzie dodatkowych prac i elementów, są w prosty sposób likwidowane.**

W kolejnych etapach badań, można opracować sprzęgacze tego typu o jeszcze lepszych parametrach lub zastosować metody korekcji charakterystyk tych elementów. Poprawę charakterystyk, pod kątem zwiększenia szerokości pasma pracy, można próbować uzyskać poprzez wykonanie np. wielostopniowych sprzęgaczy szczelinowych, co dawało już dobre wyniki w przypadku realizacji innych elementów mikrofalowych realizowanych w technice NLP.

Struktura tych sprzęgaczy – umiejscowienie wrót sprzężonych i bezpośrednich po przeciwnych/obu stronach laminatu, dobrze rokuje w przypadku chęci wykonania zintegrowanego interferometru. Dzięki temu będzie można zunifikować budowę urządzenia, uprościć topologię, a tym samym ułatwić produkcję przy zachowaniu dużej powtarzalności parametrów poszczególnych realizacji układu.

Dalsze prace mogą być również prowadzone w kierunku uzyskania jak najdokładniejszego pomiaru częstotliwości, poprzez zawężanie jednoznacznie określanych (poprzez wartość binarną) zakresów częstotliwości. Może to być zrealizowane poprzez wykorzystanie dodatkowych sygnałów, które mogą być uzyskane stosując inną kombinację istniejących już sygnałów lub innym sposobem. Autor potwierdził, że warto jest dalej rozwijać tą metodę pomiaru częstotliwości, ponieważ nadal jest wiele obszarów, w których można ją udoskonalać i uzyskiwać coraz lepsze rezultaty.

Układy natychmiastowego pomiaru częstotliwości zrealizowane w postaci mikrofalowych dyskryminatorów częstotliwości wykorzystujących interferometrię mikrofalową wykonane w technice niesymetrycznej linii paskowej stanowią dobre rozwiązanie w przypadku, kiedy potrzebne są urządzenia małe, lekkie, charakteryzujące się małym zapotrzebowaniem na energię elektryczną i działające w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Dzięki tym własnościom, urządzenia te są warte prowadzenia prac mających na celu ich udoskonalanie.

## Literatura

- [1] Stec B., *Szerokopasmowy układ homodynowy do pomiarów obwodów mikrofalowych*, MESC, Gdańsk 1980 r.
- [2] Gawlas B., *Miernictwo mikrofalowe*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1985 r.
- [3] Stec B., *Mikrofalowy dyskryminator fazy*, Biuletyn WAT nr 4, vol. 392, Warszawa 1985 r.
- [4] Smólski B., *Analiza i synteza mikrofalowych układów natychmiastowego pomiaru częstotliwości*, Dodatek do Biuletynu WAT nr 7, Warszawa 1980 r.
- [5] Rutkowski A., Stec B., *A Planar Microwave Frequency Discriminator*, 12th International Conference on Microwaves and Radar. MIKON-98 , materiały konferencyjne (IEEE Cat. No.98EX195), Kraków 1998r. <https://doi.org/10.1109/MIKON.1998.740805>.
- [6] East P.W., *Fifty years of instantaneous frequency measurement*, IET Radar, Sonar & Navigation Vol. 6, Issue 2, 2012, pp. 112–122. <https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2011.0177>.
- [7] Rutkowski A., *Analiza mikrofalowych dyskryminatorów fazy i częstotliwości z analogowym i cyfrowym przetwarzaniem napięć wyjściowych*. Rozprawa doktorska, Wojskowa Akademia Techniczna, Warszawa 1990 r.
- [8] Stec B., Rećko C., *Niejednoznaczności określenia częstotliwości pierścieniowego dyskryminatora częstotliwości*. Biuletyn WAT nr 1, Warszawa 2006 r.
- [9] Wincza K., Gruszczyński S., *Miniaturized Broadband 4 x 4 Butler Matrix Designed with the Use of Quasi-Lumped Coupled-Line Couplers*. 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDACS). Playa del Carmen, Mexico 2012 r. <https://doi.org/10.1109/MRRS.2011.6053615>.
- [10] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., *Ultrabroadband 4 x 4 Butler Matrix with the Use of Multisection Coupled-line Directional Couplers and Phase Shifters*. Microwaves, Radar And Remote Sensing Symposium. Kiev, Ukraine 2011 r. <https://doi.org/10.1109/MRRS.2011.6053615>.
- [11] Stadnik H., Stec B., *Microwave frequency detector using a 4x4 Butler matrix*. SPIE Proceedings Volume 11442, USA 2020 r. <https://doi.org/10.1117/12.2565293>.
- [12] S. E. Lipsky: „*Microwave passive direction finding*”, Willey & Sons, Inc., New York 1987 r.
- [13] F. N. H. Robinson: „*Noise and fluctuations in electronic devices and circuits*”, Clarendon Press, Oxford 1974 r.

- [14] A. M. Abbosh, M. E. Bialkowski: „Design of ultra wideband 3dB quadrature microstrip/slot coupler”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 49, Issue 9, 2007 r. <https://doi.org/10.1002/mop.22674>.
- [15] M. E. Bialkowski, F. E. Tsai, Y. Su, K. Cheng: „Design of fully integrated 4x4 and 8x8 Butler matrices in microstrip/slot technology for ultra wideband smart antennas”, 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, CA 2008 r. <https://doi.org/10.1109/APS.2008.4619182>.
- [16] S. Z. Ibrahim, M. E. Bialkowski: „Wideband butler matrix in microstrip-slot technology”, 2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore 2007 r. <https://doi.org/10.1109/APMC.2009.5385262>.
- [17] A. M. Abbosh, M. E. Bialkowski: „Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 55, Issue 2, 2007 r. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.889150>.
- [18] J. Sorocki, I. Piekarz, I. Slomian, K. Wincza, S. Gruszczynski: „Approach to the design of slot-coupled-line directional couplers”, 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, Cocoa Beach, FL 2015 r. <https://doi.org/10.1109/WAMICON.2015.7120395>.
- [19] M. E. Bialkowski, N. Seman, M. S. Leong: „Design of a compact ultra wideband 3 dB microstrip-slot coupler with high return losses and isolation”, 2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore 2009 r. <https://doi.org/10.1109/APMC.2009.5384475>.
- [20] S. F. Ausordin, S. K. A. Rahim, N. Seman, R. Dewan: „A compact 3-dB coupler on a dual substrate layer with a rectangular slotted microstrip ground plane”, 2013 IEEE Business Engineering and Industrial Applications Colloquium (BEIAC), Langkawi, Malaysia 2013 r. <https://doi.org/10.1109/BEIAC.2013.6560103>.
- [21] B. Stec: „Sensitivity of broadband microwave receiver with consideration nonlinear part”, 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Warszawa, Polska 2004 r. <https://doi.org/10.1109/MIKON.2004.1358522>.
- [22] B. Stec, M. Czyzewski: „Quadrature hybrid coupler with two broadside coupled microstrip-slot lines”, 2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), Poznań, Polska 2018 r. <https://doi.org/10.23919/MIKON.2018.8405201>.
- [23] A. Rutkowski: „Single parallel stubs as broadband microwave phase shifters”, *Metrology and Measurement Systems*, Polska 2020 r. <https://doi.org/10.24425/mms.2020.131712>.
- [24] H. Rahimpour, N. Masoumi: „Design and Implementation of a High-Sensitivity and Compact-Size IFM Receiver”, *IEEE Transactions on Instrumentation and*

- Measurement, Volume 68, Issue 7, IEEE 2019 r.  
<https://doi.org/10.1109/TIM.2018.2866312>.
- [25] M. J. Thornton: „Ultra-broadband frequency discriminator designs for IFM receivers“, IEE Colloquium on Multi-Octave Active and Passive Components and Antennas, London, UK 2019 r.
- [26] M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva, M. T. de Melo, L. R. G. S. L. Novo: „Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 9, IEEE 2009 r.  
<https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2027179>.
- [27] Z. Weifeng, S. Jiawen, G. Xinling: „Design and analysis of a novel instantaneous frequency measurement module based on the interferometer phase-comparison method“, 2015 12th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments, Qingdao 2015 r. <https://doi.org/10.1109/ICEMI.2015.7494362>.
- [28] L. Xiang, J. Yonghua, Z. Longjun, T. Zhikai, G. Weiliang: „A new method in DFD design“, 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, IEEE, Suzhou, China 2005 r. <https://doi.org/10.1109/APMC.2005.1606243>.
- [29] G. M. C. de Moura Barbosa, J. C. A. dos Santos: „2-4 GHz digital frequency discriminator (DFD) design for microwave receivers“, SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics, Brasilia 2005 r.  
<https://doi.org/10.1109/IMOC.2005.1580023>.
- [30] H. Gruchala, T. Rapacki, A. Rutkowski, B. Stec: „11-bit digital frequency discriminator for the P/L band“, 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON - 2002, Gdansk, Poland 2002 r.  
<https://doi.org/10.1109/MIKON.2002.1017806>.
- [31] M. Groden, L. Raffaelli: „High Speed Digital Receivers for Electronic Warfare Applications“, 2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, Krakow, Poland 2006.  
<https://doi.org/10.1109/MIKON.2006.4345124>.
- [32] C. Pandolfi, E. Fitini, G. Gabrielli, E. Megna, A. Zaccaron: „Comparison of analog IFM and digital frequency measurement receivers for electronic warfare“, The 7th European Radar Conference, France 2010.
- [33] S. E. Choondaragh, N. Masoumi: „Microstrip frequency discriminators based on quarter-wave band-stop filters“, 7'th International Symposium on Telecommunications (IST'2014), Teheran, Iran 2014.  
<https://doi.org/10.1109/ISTEL.2014.7000697>.
- [34] Stec B., Rećko C., Susek W.: „Multibit Microwave Frequency Discriminators“, 2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, Krakow, Poland 2006 r.

- [35] Stec B., *Analiza i badania mikrofalowego dyskryminatora częstotliwości*, Biuletyn WAT nr 7, vol. 431, Warszawa 1988 r.
- [36] Rećko Cz., *Wielooktawowy mikrofalowy dyskryminator częstotliwości z fazoczułymi detektorami pierścieniowymi*. Rozprawa doktorska, Wojskowa Akademia Techniczna, Warszawa 2004 r.
- [37] Stec B., Rutkowski A., *Wpływ odbić wewnętrznych na błąd pomiaru mikrofalowego dyskryminatora fazy*, Biuletyn WAT nr 7, vol. 431, Warszawa 1988 r.
- [38] Stec B., Sędziak G., *Mikrofalowy dyskryminator fazy ze sprzęgaczami gałęziowymi*, Biuletyn WAT nr 7, vol. 431, Warszawa 1988 r.