

Politechnika Wrocławska
Wydział Informatyki i Telekomunikacji

Rozprawa doktorska

Dyscyplina: Informatyka Techniczna i Telekomunikacja

Zastosowanie planarnych układów mikrofalowych do testów nieniszczących materiałów kompozytowych

mgr inż. Przemysław Sobkiewicz

Promotorzy:

dr hab. inż. Paweł Bińkowski
dr hab. inż. Wojciech Błażejowski

Słowa kluczowe: rezonatory mikrofalowe, anteny tubowe, pomiary transmitancji, testy nieniszczące, zbiorniki i rurociągi kompozytowe, tekstronika

Spis treści

SPIS AKRONIMÓW	4
SPIS WYBRANYCH SYMBOLI ORAZ POJEĆ	5
1. WSTĘP.....	6
1.1 CĘL I ZAKRES PRACY	6
1.2 WPROWADZENIE	10
2. PODSTAWY TECHNIKI MIKROFALOWEJ.....	13
2.1 RÓWNANIA MAXWELLA.....	13
2.2 LINIE TRANSMISYJNE	15
2.3 MACIERZ ROZPROSZENIA	17
2.4 REZONATORY MIKROFALOWE	18
2.5 METAMATERIAŁY	20
2.6 DZIELONE REZONATORY PIERŚCIENIOWE	21
2.7 TEKSTRONIKA	24
3. CHARAKTERYZACJA MATERIAŁU KOMPOZYTOWEGO.....	31
3.1 ZBIORNIKI DO PRZECHOWYWANIA CH ₂ I CNG.....	31
3.2 USZKODZENIA MATERIAŁU KOMPOZYTOWEGO	35
3.2.1 WADY PRODUKCYJNE	35
3.2.2 USZKODZENIA POWSTAŁE W TRAKCIE EKSPLOATACJI	37
3.3 TESTY NIENISZCZĄCE	40
4. OBRAZOWANIE MIKROFALOWE – PRZEGLĄD METOD.....	44
4.1 TESTY NIENISZCZĄCE MATERIAŁÓW KOMPOZYTOWYCH.....	44
4.2 METAMATERIAŁY JAKO CZUJNIKI MIKROFALOWE.....	48
4.3 METAMATERIAŁY W UKŁADACH MIKROFALOWYCH DO BADANIA MATERIAŁÓW KOMPOZYTOWYCH	50
4.4 TECHNIKI DETEKCJI WAD POWIERZCHNIOWYCH.....	51
4.5 TECHNIKI DETEKCJI WAD PODPOWIERZCHNIOWYCH	52
4.6 PODSUMOWANIE	55

5. CHARAKTERYZACJA WYBRANYCH PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH MATERIAŁÓW KOMPOZYTOWYCH.....	57
5.1 PARAMETRY DIELEKTRYCZNE TKANIN Z WŁÓKNA SZKLANEGO.....	59
5.2 PODSUMOWANIE	65
6. SONDY POŁA BLISKIEGO DLA CELÓW NIENISZCZĄCEJ DETEKCJI WAD MATERIAŁU KOMPOZYTOWEGO	66
6.1 BADANIA WSTĘPNE - OTWARTY FALOWÓD PROSTOKĄTNY	66
6.2 PLANARNE SONDY POŁA BLISKIEGO ZREALIZOWANE W OPARCIU O REZONATORY PIERŚCIENIOWE.....	70
6.3 PODSUMOWANIE	76
7. PLANARNE UKŁADY MIKROFALOWE ZAWARTE W STRUKTURZE MATERIAŁU KOMPOZYTOWEGO DLA NIENISZCZĄCEJ DETEKCJI WAD MATERIAŁOWYCH.....	77
7.1 WBUDOWANE SENSORY OPARTE O REZONATORY W OBSZARZE CYLINDRYCZNYM STRUKTUR KOMPOZYTOWYCH.....	82
7.2 MODELOWANIE I ANALIZA JEDNOSTEK KOMPLEMENTARNYCH	83
7.3 WBUDOWANY CZUJNIK OPARTY O DZIELONE REZONATORY PIERŚCIENIOWE BC-SRR.....	88
7.4 WBUDOWANY SENSOR OPARTY O UKŁAD REZONATORÓW KOMPLEMENTARNYCH CSRR.....	92
7.5 WBUDOWANY SENSOR W OBSZARZE DENNICY ZBIORNIKA	106
7.6 PODSUMOWANIE	109
8. PODSUMOWANIE	111
9. BIBLIOGRAFIA.....	114

Spis akronimów

Akronim	Rozwinięcie nazwy (j.ang.)
BC-SRR	Sprzężony bocznie dzielony rezonator pierścieniowy (<i>ang. Broadside-Coupled Split Ring Resonator</i>)
CFRP	Tworzywo sztuczne wzmocnione włóknem węglowym (<i>ang. Carbon Fiber Reinforced Polymer</i>)
CPW	Falowód koplanarny (<i>ang. Coplanar Waveguide</i>)
CSRR	Komplementarny dzielony rezonator pierścieniowy (<i>ang. Complementary Spltr Ring Resonator</i>)
DCS	Rozproszony system sterowania (<i>ang. Distributed Control System</i>)
DSRR	Podwójny dzielony rezonator pierścieniowy (<i>ang. Dual Split Ring Resonator</i>)
GFRP	Tworzywo sztuczne wzmocnione włóknem szklanym (<i>ang. Glass Fiber Reinforced Polymer</i>)
HDPE	Polietylen o wysokiej gęstości (<i>ang. High-density polyethylene</i>)
RF	Częstotliwości radiowe (<i>ang. Radio Frequency</i>)
IoT	Internet Rzeczy (<i>ang. Internet of Things</i>)
MUT	Obiekt poddany badaniu (<i>ang. Material Under Test</i>)
NMPM	Medium o negatywnej przenikalności magnetycznej (<i>ang. Negative Magnetic Permeability Media</i>)
NRW	Nicolson-Ross-Weir
NDT&E	Badania i testy nieniszczące (<i>ang. Non-Destructive Testing and Evaluation</i>)
TE	Poprzeczna fala elektryczna (<i>ang. Transeverse Electric</i>)
TEM	Poprzeczna fala elektromagnetyczna (<i>ang. Transverse Electromagnetic</i>)
TM	Poprzeczna fala magnetyczna (<i>ang. Transverse Magnetic</i>)
OCSRR	Otwarty komplementarny dzielony rezonator pierścieniowy (<i>ang. Open Complementary Split Ring Resonator</i>)
OEWP	Otwarta sonda falowodowa (<i>ang. Open Ended Waveguide Probe</i>)
OECP	Otwarta sonda koncentryczna (<i>ang. Open Ended Coaxial Probe</i>)
SCADA	System informatyczny nadzorujący przebieg procesu technologicznego lub produkcyjnego (<i>ang. Supervisory Control And Data Acquisition</i>)
SoD	Odstęp (<i>ang. Stand-off distance</i>)
SPDR	Dzielony rezonator dielektryczny (<i>ang. Split Post Dielectric Resonator</i>)
SRR	Dzielony rezonator pierścieniowy (<i>ang. Split Ring Resonator</i>)
VNA	Wektorowy analizator sieci (<i>ang. Vector Network Analyzer</i>)

Spis wybranych symboli oraz pojęć

Symbol	Opis	Jednostka (Wartość)
ϵ_0	Przenikalność elektryczna próżni	$\left[\frac{F}{m}\right]$
ϵ_{eff}	Efektywna względna przenikalność elektryczna	-
μ_0	Przenikalność magnetyczna próżni	$\left[\frac{H}{m}\right]$
σ	Przewodność właściwa	$\left[\frac{S}{m}\right]$
λ	Długość fali	[m]
\vec{E}	Natężenie pola elektrycznego	$\left[\frac{V}{m}\right]$
\vec{D}	Gęstość strumienia pola elektrycznego	$\left[\frac{C}{m^2}\right]$
\vec{H}	Natężenie pola magnetycznego	$\left[\frac{A}{m}\right]$
\vec{B}	Gęstość strumienia magnetycznego	[T]
M	Umowna gęstość prądu magnetycznego	$\left[\frac{V}{m^2}\right]$
J	Gęstość prądu magnetycznego	$\left[\frac{A}{m^2}\right]$
ρ	Gęstość ładunku elektrycznego	$\left[\frac{C}{m^3}\right]$
c	Stała fizyczna określająca prędkość światła w próżni: 299792485 [m/s]	$\left[\frac{m}{s}\right]$
f_r	Częstotliwość rezonansowa	[Hz]
Δf_r	Przesunięcie częstotliwości rezonansowej	[Hz]
Q	Dobroć	-

1. Wstęp

1.1 Cel i zakres pracy

Tematyka niniejszej pracy skupia się na rozwiązaniu istotnych wyzwań związanych z praktyczną implementacją systemu mikrofalowej detekcji uszkodzeń współczesnych zbiorników i rur transportowych wykonanych z wykorzystaniem materiałów kompozytowych, głównie osnowy polimerowej wzmocnionej włóknem szklanym (*ang. GFRP*). Koncepcję badania niejednorodności struktur kompozytowych zaczerpnięto z rozwiązań stosowanych w telekomunikacji. Zaburzenia rozkładu pola elektromagnetycznego przez niejednorodności środowiska propagacji były podstawą radiolokacji – pierwsze systemy radarowe zostały oparte właśnie na artefaktach w odbiorze sygnału radiowego [1]. To co w systemach telekomunikacyjnych uznawane jest za zakłócenie – w radiolokacji okazało się zjawiskiem bardzo korzystnym. Rozwój systemów radiokomunikacyjnych to także postępy w technice wielkich częstotliwości. Coraz większe oczekiwania co do szybkości transmisji i coraz większej liczby systemów telekomunikacyjnych skutkowałą eksploracją coraz wyższych pasm częstotliwości. Jednocześnie zwiększenie częstotliwości a tym samym skrócenie długości fali pozwala na uzyskanie większej rozdzielczości wykrywania niejednorodności znajdujących się w środowisku propagacyjnym. W ten sposób układy mikrofalowe będące podstawą techniki antenowej w telekomunikacji zostały szeroko wykorzystane przy wykrywaniu wad w strukturach kompozytowych [2]. Prace takie są bardzo istotne w technice antenowej – w szczególności przy projektowaniu anten na podłożach kompozytowych, ale także dla zapewnienia stabilności układów rezonansowych. To co w telekomunikacji jest zjawiskiem niepożądanym – w zastosowaniach wykrywania niejednorodności i uszkodzeń jest zaletą. Łączenie technik telekomunikacyjnych z materiałoznawstwem od dziesięcioleci otwiera nowe horyzonty w technice badań NDT&E w tym detekcji uszkodzeń kompozytów. W ramach pracy dokonano przeglądu stosowanych metod mikrofalowego badań niejednorodności struktur kompozytowych, przeprowadzono własne badania z wykorzystaniem sond pola bliskiego w postaci struktur promieniujących - anten tubowych i otwartych falowodów. Ponieważ metody te nie były doskonałe, zaproponowano własne rozwiązanie w postaci planarnych struktur w formie zewnętrznych lub zintegrowanych struktur czujnikowych jako konstrukcji przeznaczonych do testów i ewaluacji nieniszczącej (*ang. NDT&E*) oraz opisano przeprowadzone na nich badania. Opierając się na technikach zaczerpniętych z radiokomunikacji do budowy układów pomiarowo-testowych zdecydowano się na

wykorzystanie planarnych, mikrofalowych struktur rezonatorów - stosowanych najczęściej jako elementy systemów radiokomunikacyjnych.

Anteny i obwody mikrofalowe o niskim profilu są niezbędnym elementem w radiokomunikacji dla zastosowań awioniki, systemów satelitarnych i wszystkich innych gdzie ograniczeniami są waga, rozmiar, możliwości adaptacji geometrycznej (np. dla zachowania profilu aerodynamicznego) oraz koszt i łatwość instalacji. Ponadto istnieje wiele innych zastosowań w radiokomunikacji mobilnej, zastosowaniach przemysłowych czy biomedycznych wymagających zastosowania anten o niskim profilu i wysokich możliwościach adaptacji geometrycznej [3]. Aby spełnić wymienione wymagania, można zastosować anteny i obwody mikropaskowe. Są to niskoprofilowe struktury, możliwe do naniesienia na powierzchnie o różnych formach geometrycznych, ponadto są proste i tanie w produkcji. Cechują się wysoką wytrzymałością mechaniczną po wbudowaniu do sztywnych powierzchni (np. materiału kompozytowego). Ponadto, po wybraniu konkretnego kształtu obwodu, układy te są bardzo wszechstronne pod względem częstotliwości rezonansowej, polaryzacji, wzoru i impedancji. Oprócz kształtu i formy powierzchni metalizacji, na parametry obwodu mikropaskowego silnie wpływają właściwości przyległego materiału dielektrycznego. To właśnie zmiana parametrów podłoża i ich przełożenie na parametry macierzy rozproszenia układu mikrofalowego stanowi podstawę dla wykorzystanej w pracy metody detekcji wad w strukturze materiału kompozytowego.

Kluczowymi parametrami opracowanych czujników są niski profil, nieznaczna ingerencja w strukturę nośną kompozytu, łatwość produkcji, a także wysoka czułość. Projekty oparte o wiedzę z zakresu telekomunikacji zostały wsparte rozważaniami teoretycznymi z uwzględnieniem aktualnego stanu wiedzy oraz zweryfikowane poprzez symulacje numeryczne i pomiary. W pracy przedstawiono nowatorską koncepcję zastosowania wbudowanych linii mikropaskowych obciążonych rezonatorami mikrofalowymi dla monitorowania stanu struktury wewnętrznej materiału kompozytowego i wskazano jej potencjalne kierunki dalszego rozwoju. Nieniszczące testy mikrofalowe są zagadnieniem o coraz większym znaczeniu, jednak pomimo mnogości opracowań, większość uwagi skupiona zostaje w dziedzinie mikrofalowego obrazowania medycznego. Z tego powodu wiele problemów obecnych dla wybranego w niniejszej pracy obszaru pozostaje nadal nierozwiązanych. Otwiera to możliwości do wytworzenia zupełnie nowych struktur oraz opracowania metod ewaluacji materiału szczególnie istotnych dla wybranej dziedziny

zastosowania – dielektrycznych materiałów kompozytowych. Doświadczenie zdobyte w przedstawionych analizach można przenieść wprost do projektowania układów antenowych oraz obwodów mikrofalowych, w szczególności mających zastosowania w najnowszych systemach radiokomunikacyjnych np. 5G czy 6G. Zmiany własności podłoża i wrażliwość struktur mikrofalowych ma też ogromne znaczenie w systemach IoT – w szczególności przy analizie tzw. nasobnych czujników i układów radiokomunikacyjnych. Prezentowane rezultaty badań zostały wykonane w całości na wydziale Informatyki i Telekomunikacji oraz wydziale Mechanicznym Politechniki Wrocławskiej.

Znane techniki dotychczas stosowanych badań nieniszczących dla rodziny materiałów kompozytowych nie zawsze w sposób prosty umożliwiają wykorzystanie ich jako metod podpowierzchniowej oceny stanu głębokich warstw materiału kompozytowego. Na całym świecie badacze podejmowali próby mające na celu weryfikację możliwości przeprowadzenia testów technikami mikrofalowymi w postaci sond pola bliskiego realizowanymi w formie falowodów czy anten [4]. Jednakże nie stanowią one nadal odpowiedzi na zapotrzebowanie diagnozy warstw głębokich kompozytu oraz potrzebę diagnozy w przypadkach ograniczonego dostępu do ścian badanego obiektu, które są często na stałe związane z infrastrukturą. Rozwinięcie tematyki testów nieniszczących i ewaluacji zawarto w rozdziale 3 i 4.

Dostrzegając potencjalną niszę związaną z nieniszczącymi testami podpowierzchniowymi (szczególnie kompozytów o grubej ściance nośnej, tj. ponad 30 mm) podjęto się opracowania technik wspomagających proces oceny stanu materiału kompozytowego stosując planarne struktury mikrofalowe. W tym celu postanowiono:

- Zaproponować rozwiązanie badań nieniszczących, które zaoszczędzi czas badań do celów oceny integralności kompozytu i umożliwi badania in-situ;
- Bazując na strukturach wielkich częstotliwości znanych w dziedzinie telekomunikacji zaproponować rozwiązanie umożliwiające integrację czujnika w materiale kompozytowym;
- Zaproponować rozwiązanie możliwe do integracji z telekomunikacyjnymi i informatycznymi systemami jak np. DCS (*ang. Distributed Control System*), SCADA (*ang. Supervisory Control And Data Acquisition*) sterującymi produkcją;
- Na obiekty badane wybrać wysokociśnieniowe zbiorniki i rurociągi kompozytowe wykonane technologią układania i nawijania włókna wzmacniającego. Postanowiono

skupić się na nich ze względu na ich rosnącą popularność oraz dynamicznie powiększający się zakres ich zastosowań w przemyśle [5], [6];

- Opracować metodę o charakterze uniwersalnym, możliwą do zaadaptowania do materiałów kompozytowych o różnej geometrii, zastosowaniu i wytworzonych różnymi metodami. Celem autora jest zaproponowanie metody rozwiązującej problem badań jakościowych w przypadkach, w których wykonanie standardowych testów NDT może być czasochłonne, problematyczne lub wręcz niemożliwe;
- Uprościć pomiar względem powszechnie stosowanych metod NDT;
- Zaproponować metodę wykonania czujników pozwalającą na zredukowanie kosztów implementacji i badania;
- Zaproponować metodykę wprowadzania czujników do struktury wewnętrznej materiału kompozytowego;
- Udoskonalić znane z literatury planarne sondy mikrofalowe przeznaczone do badań nieniszczących.

Dzięki wykorzystaniu wiedzy z zakresu telekomunikacji i projektowania układów mikrofalowych wielkich częstotliwości oraz połączeniu tej wiedzy z inżynierią materiałową, możliwa jest realizacja postawionych w pracy celów. Mając na uwadze powyższe założenia sformułowano odpowiednio:

Cel pracy:

Zaproponowanie planarnych struktur mikrofalowych wykorzystujących rezonatory mikrofalowe w celu detekcji uszkodzeń i wad w materiale kompozytowym przy zachowaniu prostej konstrukcji i jak najmniejszej ingerencji w strukturę materiału.

Teza pracy:

Zastosowanie mikropaskowych linii transmisyjnych obciążonych przez rezonatory mikrofalowe umożliwia detekcję zdefektowanego obszaru dielektrycznego materiału kompozytowego i stanowi zarówno alternatywę jak i rozszerzenie dla powszechnie wykorzystywanych metod badań nieniszczących i ewaluacji.

Praca doktorska została podzielona na 8 rozdziałów. Pierwszy rozdział stanowi wstęp. Drugi jest wprowadzeniem do zagadnień związanych z techniką mikrofalową ze szczególnym uwzględnieniem teorii linii transmisyjnych i rezonatorów mikrofalowych oraz ich

wykorzystaniem jako element układów tekstronicznych. W trzecim rozdziale scharakteryzowano właściwości dielektryczne materiałów kompozytowych na przykładzie wysokociśnieniowych zbiorników kompozytowych i przedstawiono najczęściej występujące uszkodzenia struktur kompozytowych. Czwarty rozdział charakteryzuje istniejące metody mikrofalowych badań nieniszczących skupiając szczególną uwagę na planarnych metarezonatorach i stanowi przegląd literaturowy. W rozdziale piątym przedstawiono wyniki badań charakteryzacji parametrów dielektrycznych wybranych materiałów kompozytowych. W rozdziałach 6. i 7. przedstawiono odpowiednio zewnętrzne i wbudowane koncepcje struktur linii transmisyjnych obciążonych przez metarezonatory przeznaczone do detekcji wad materiałowych. Rozdziały zawierają projekty, wyniki symulacji numerycznych oraz ewaluację wykonanych prototypów wraz z praktyczną implementacją sensora. Całość pracy zwieńczono podsumowaniem przedstawionym w rozdziale 8. Zawarto w nim potwierdzenie postawionej tezy oraz zebrano oryginalne rezultaty badań oraz podsumowanie i wnioski, wskazując możliwe dalsze kierunki badań.

1.2 Wprowadzenie

Czujnikiem nazywamy urządzenie zdolne do dostarczania informacji o pewnej zmiennej. Wśród wielu typów zmiennych możliwy jest pomiar wielkości fizycznych (np. temperatura, prędkość, ciśnienie, wilgotność), parametrów chemicznych (np. detekcja lub skład gazu), oraz parametrów biologicznych (np. zawartość tłuszczu w mleku czy zawartość glukozy, elektrolitów we krwi), wśród których możemy wyróżnić również dynamicznie rozwijającą się dziedzinę czujników przeznaczonych do mierzenia parametrów medycznych (np. pomiar poziom cholesterolu, saturacji lub ciśnienia tętniczego). Wraz z rozwojem Internetu Rzeczy (*ang. IoT*) i szybko rozwijanym przemysłem czwartej generacji (*ang. Industry 4.0*), coraz więcej nowoczesnych urządzeń wymienia między sobą informacje gwałtownie zwiększając ilość transmitowanych danych. Ponadto stale zwiększa się zapotrzebowanie na kluczowe komponenty, takie jak tanie czujniki zdolne do ciągłego monitorowania mnogiej liczby parametrów [7]. Trend ten narasta wraz z wdrażaniem sieci telekomunikacyjnych nowej generacji (np. 5G i 6G), których założeniem jest zapewnienie wielkoskalowej łączności z otaczającym nas światem.

Istnieje szereg zastosowań, w których technologia planarnych czujników mikrofalowych może okazać się świetnym lub nawet jedynym wyborem. Uniwersalność

czujników wynika między innymi z takich cech jak małe gabaryty, precyzja wykonania, wysoka czułość i niskie koszty produkcji.

Najważniejsze parametry czujników to: czułość (charakterystyka zmienności odpowiedzi czujnika w funkcji zmiany właściwości parametru mierzonego), powtarzalność (zdolność czujnika do dostarczenia identycznych wskazań dla tego samego parametru badanego), liniowość (zapewnienie liniowej odpowiedzi czujnika w pasmie pracy), precyzja (stopień, w jakim zmierzona wartość jest bliska wartości mierzonej zmiennej) oraz selektywność (zdolność czujnika do wybiórczego określenia wartości konkretnego badanego parametru przy pomiarze wielowymiarowym uwzględniającym nie zawsze kontrolowane bodźce, wywołane np. zmianami warunków środowiskowych). Oprócz wymienionych podstawowych parametrów należy uwzględnić dodatkowo aspekty takie jak wytrzymałość, czyli zdolność do utrzymania nominalnych parametrów w trakcie pracy w trudnych warunkach środowiskowych oraz ostatecznie oczekiwany czas pracy czujnika związany wprost z jego własną odpornością mechaniczną.

Planarne układy mikrofalowe zawierające w swojej strukturze rezonatory są istotnymi elementami systemów telekomunikacyjnych. Dzięki nim możliwe jest na przykład dostrojenie układu antenowego czy dowolnego obwodu mikrofalowego (zmiana parametrów filtrów, częstotliwości rezonansowych, modyfikacja impedancji itd.). Z wykorzystaniem powyższych realizowane są nowoczesne czujniki znajdujące zastosowanie w ośrodkach o różnych właściwościach fizyko-chemicznych. Ponadto część z nich realizowana jest z wykorzystaniem podłoży biodegradowalnych wpisujących się w koncepcję „czujników ekologicznych”. W literaturze często spotyka się czujniki mikrofalowe w zastosowaniach takich jak np. układy mikrofluidyczne (pomiar przepływu i zawartości cieczy) czy systemy tekstroniczne z kategorii „wearables” [8], [9], [10], [11] i wiele innych. Równie interesującym zastosowaniem planarnych struktur mikrofalowych jest orientacja przestrzenna i kontrola ruchu [12], [13]. Wykorzystywane są również do monitorowania zmiennych środowiskowych takich jak temperatura, wilgotność czy ciśnienie [7].

W odniesieniu do innych technologii (np. laser, tomografia, ultrasonografia) czujniki mikrofalowe wykazują większą odporność na pracę w trudnych warunkach środowiskowych oraz umożliwiają wykonanie badań in-situ. Powodem tak szerokiej możliwości stosowania czujników do precyzyjnej charakteryzacji i analizy badanego materiału jest wysoka wrażliwość na zmiany środowiska pracy (właściwości medium dielektrycznego w najbliższej objętości

czujnika). Co najistotniejsze w odniesieniu do niniejszej pracy, detekcja lokalnych zmian przenikalności elektrycznej pozwala na precyzyjne określenie lokalizacji defektu badanego materiału.

Podsumowując, mikrofałe powszechnie stosowane w radiokomunikacji wykazują bardzo nietypowe i interesujące właściwości w powiązaniu z różnymi materiałami. Rozwój technologii telekomunikacyjnych daje szeroką wiedzę na temat właściwości mikrofal i wykorzystanie niektórych zjawisk – zwykle niepożądanych w systemach radiokomunikacyjnych – staje się dobrym narzędziem np. do wykrywania niejednorodności materiałów, dobrze wpisując się w generację tanich systemów detekcji i charakteryzacji, dzięki interakcji z szerokim spektrum materiałów. Głównym celem niniejszej rozprawy doktorskiej jest zastosowanie technik znanych z radiokomunikacji do opracowanej przez autora metody efektywnej oceny stanu integralności zbiorników i rurociągów kompozytowych na podstawie zmian parametrów dielektrycznych w funkcji różnorodnych uszkodzeń. Zastosowanie powyższych czujników przedstawiono na wspomnianych strukturach, ale można je również wdrożyć w dowolnym dielektrycznym materiale kompozytowym. Prezentowane sposoby detekcji opierają się na zastosowaniu planarnych czujników opartych o linie mikropaskowe obciążone przez rezonatory mikrofalowe. Prezentowane czujniki zrealizowano w formie wbudowanych i przenośnych systemów detekcji.

2. Podstawy Techniki Mikrofalowej

2.1 Równania Maxwella

Podstawa teorii pola elektromagnetycznego została przedstawiona w postaci równań Maxwell'a. Równania opisują zachowanie pola elektrycznego i magnetycznego w każdym punkcie wybranej, jednorodnej przestrzeni (równania 2.1 - 2.4). W połączeniu z równaniem 2.5 określającym siłę Lorentza, zawierają wszystkie prawa elektrodynamiki. Równania składają się z dwóch par równań różniczkowych cząstkowych, odnoszących się do czterech wielkości w tym dwóch źródeł elektromagnetycznych. Pole elektromagnetyczne jest polem wektorowym, opisanym przez dwie funkcje $E(x,y,z,t)$ dla pola elektrycznego oraz $H(x,y,z,t)$ dla pola magnetycznego. Powyższe funkcje są zmiennymi czasu ($t \in \mathbb{R}$) i przestrzeni ($x,y,z \in \mathbb{R}^3$) [14].

$$\nabla \bar{D} = \rho, \quad 2.1$$

$$\nabla \bar{B} = 0, \quad 2.2$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{d\bar{B}}{dt} - \bar{M}, \quad 2.3$$

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{d\bar{D}}{dt} + \bar{J} \quad 2.4$$

$$F = q(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B}) \quad 2.5$$

gdzie: \bar{D} – gęstość strumienia pola elektrycznego [$\frac{C}{m^2}$], ρ – gęstość ładunku elektrycznego [$\frac{C}{m^3}$], \bar{B} – gęstość strumienia pola magnetycznego [$\frac{Wb}{m^2}$], \bar{E} – natężenie pola elektrycznego [$\frac{V}{m}$], \bar{M} – umowna gęstość prądu magnetycznego [$\frac{V}{m^2}$], \bar{H} – natężenie pola magnetycznego [$\frac{A}{m}$], \bar{J} – gęstość prądu elektrycznego [$\frac{A}{m^2}$], q – ładunek elektryczny [C], \bar{v} – prędkość poruszania się ładunku q .

Gęstość strumienia elektrycznego oraz gęstość strumienia magnetycznego są powiązane odpowiednio z przenikalnością elektryczną oraz magnetyczną (równania 2.6 i 2.7). Poniższe równania są słuszne dla założenia, że ośrodkiem, w którym propaguje fala, jest próżnia.

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E}, \quad 2.6$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}, \quad 2.7$$

Warunki opisujące dywergencję pól określają wzory 2.1 i 2.2 i stanowią, że źródłami pola elektrycznego są ładunki, natomiast pole magnetyczne jest polem bezźródłowym.

Źródłami pola elektromagnetycznego są natężenia prądu magnetycznego M oraz elektrycznego J . Natężenie prądu elektrycznego jest uporządkowanym ruchem ładunków elektrycznych, dlatego można stwierdzić, że gęstość ładunku elektrycznego ρ jest w rzeczywistości źródłem pola elektromagnetycznego. Pole magnetyczne jest polem bezźródłowym dlatego prąd magnetyczny M jest źródłem fikcyjnym, a jego zastosowanie ogranicza się wyłącznie do uproszczenia rozważań matematycznych. Rzeczywistym źródłem prądu magnetycznego jest elektryczny obwód zamknięty lub dipol magnetyczny, w którym przepływają nośniki prądu elektrycznego, natomiast rozkład wektorów pól elektrycznych w wybranej przestrzeni jest związany z rozkładem ładunków elektrycznych w tej przestrzeni.

Powiązanie równania Faradaya (2.3) i równania Ampere'a (2.4) wyjaśnia sposób rozchodzenia się fal elektromagnetycznych, wskazując, że zmiennemu polu elektrycznemu zawsze będzie towarzyszyło zmienne pole magnetyczne i vice versa. Przepuszczając przez obwód nośniki prądu elektrycznego powstaje krążenie pola elektrycznego (2.3). Narastające pole elektryczne spowoduje powstanie krążenia pola magnetycznego (2.4) a cały proces ulegnie powtórzeniu.

Interakcja pomiędzy falą EM a materiałem dielektrycznym jest w pełni opisana przez równania Maxwella. Zarówno pole E jak i pole H powodują akumulację i rozpraszanie energii w materiale dielektrycznym, stąd potrzeba wprowadzenia parametrów opisujących w sposób makroskopowy wpływ przyłożonego, zmiennego pola na materiał dielektryczny. Trzy konstytutywne parametry to zespolona przenikalność elektryczna ϵ , zespolona przenikalność magnetyczna μ oraz przewodność właściwa σ . Wymienione parametry wspólnie determinują głębokość penetracji fali EM w głąb materiału dielektrycznego dla zadanej częstotliwości fali.

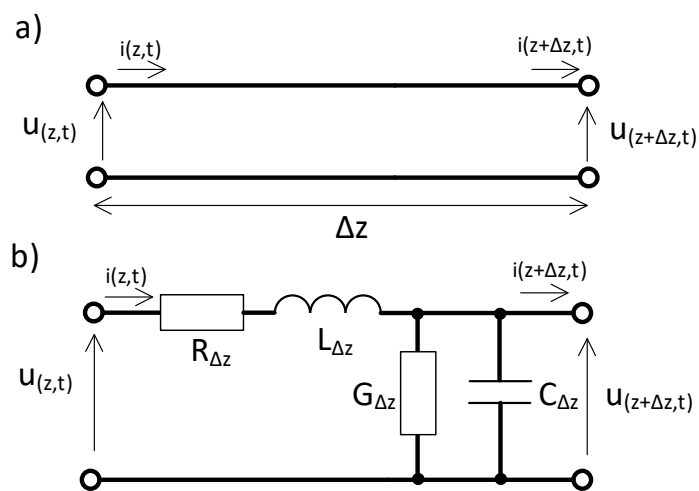
Koncepcja efektywnej przenikalności może być użyta wobec materiałów homogenicznych, w których efekty rozproszenia związane z penetracją materiału przez fale EM są nieistotne [15].

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_r'(1 - j \tan \delta_e) \quad 2.8$$

Gdzie $\tan \delta_e$ to tangens kąta stratności.

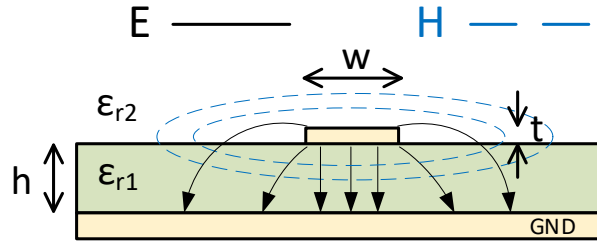
2.2 Linie transmisyjne

Teoria linii transmisyjnych umożliwia analizę obwodów elektrycznych, których wymiary są zbliżone lub znacznie większe od długości rozchodzącej się w nich fali. Z tego względu amplitudy oraz fazy prądów i napięć w różnych punktach linii transmisyjnej będą przyjmowały różne wartości. Linię transmisyjną najwygodniej jest przedstawić w postaci obwodu zastępczego złożonego z elementów skupionych – rysunek 2.2.1. Przedstawioną linię podzielono w szereg infinitezymalnych fragmentów o długości Δz i składających się odpowiednio z: rezystancji R , indukcyjności L , pojemności C oraz konduktancji G .



Rys. 2.2.1 Obwód zastępczy linii transmisyjnej a) zdefiniowane napięcie i prąd w dwuprzewodowej linii transmisyjnej b) obwód zastępczy linii transmisyjnej o stałych skupionych.

Sposób, w jaki fala elektromagnetyczna propaguje w linii transmisyjnej, jest ściśle powiązany z wykorzystanym typem przewodnicy falowej. W przewodnicy fala propaguje jako suma wielu rodzajów pola EM, ponadto nie każda przewodnica jest zdolna do przeniesienia każdego rodzaju pola. Fundamentalne rodzaje pola to TE, TM oraz TEM [14]. Fala prowadzona typu TE występuje w każdym rodzaju przewodnicy falowej. Zdefiniowana jest przez wektor natężenie pola elektrycznego fali $E_z = 0$ oraz wektor natężenia pola magnetycznego $H_z \neq 0$. Wśród wielu planarnych struktur prowadzących falę EM na szczególną uwagę zasługuje linia mikropaskowa, która jest planarną przewodnicą falową o geometrii przedstawionej na rysunku 2.2.2.



Rys. 2.2.2 Schemat linii mikropaskowej oraz rozkład pola elektromagnetycznego rodzaju quasi-TEM.

Parametry linii mikropaskowej charakteryzowane są przez szerokość w oraz odległość linii od płaszczyzny masy równą d . Linia mikropaskowa nie jest jednorodna a propagowana fala jest rodzaju quasi-TEM. Powodowane jest to różnicą względnej przenikalności elektrycznej podłoża i medium znajdującego się nad linią (najczęściej powietrza). Dlatego właśnie wyznacza się efektywną względną przenikalność elektryczną ϵ_{eff} o wartości z przedziału $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$. Jest to parametr opisujący własności quasi-jednorodnego ośrodka, o właściwościach dielektrycznych stanowiących wypadkową właściwości medium nad linią oraz dielektrycznego podłoża linii mikropaskowej. Wartość ϵ_{eff} można wyznaczyć w przybliżeniu stosując równanie 2.9.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \frac{1}{1 + \frac{12d}{w}} \quad 2.9$$

Kolejno prędkość fazowa oraz stała propagacji tak zdefiniowanej linii opisane są zależnościami:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad 2.10$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad 2.11$$

W praktyce często stosuje się przybliżone zależności ustalając impedancję charakterystyczną linii mikropaskowej, która zależy od geometrii linii oraz przenikalności elektrycznej przyległych ośrodków. W przypadku, gdy stosunek szerokości linii mikropaskowej w do odległości dzielącej ją od płaszczyzny masy jest mniejszy od 1, impedancję charakterystyczną opisuje się wzorem 2.12.

$$Z_0 = \frac{60}{\epsilon_{eff}} \ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right) \quad 2.12$$

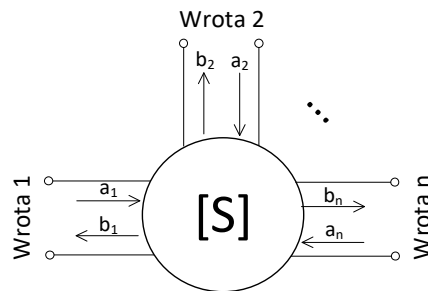
Natomiast gdy stosunek w/h jest większy od 1, stosujemy przybliżoną zależność 2.13.

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{d} + 1.444\right) \right]}$$

2.13

2.3 Macierz rozproszenia

Obwody mikrofalowe mogą zostać przedstawione w postaci n-wrotników. Do charakteryzacji obwodów n-wrotnikowych wykorzystywany jest najczęściej opis macierzowy, na przykład: macierz admitancji, hybrydowa, impedancji Z , transmisyjna T lub macierz rozproszenia S [14]. Typowym sposobem opisu dla techniki wielkich częstotliwości jest macierz rozproszenia S wraz z zawartymi w niej parametrami rozproszenia. Jest to dogodny opis charakteryzujący przebieg fal z uwzględnieniem skutków odbicia fali od wrót wejściowych oraz transmitancji fali przez badany n-wrotnik. Schemat n-wrotnika przedstawiono na rysunku 2.3.1. Macierz określa zależności między prądami a napięciami lub natężeniami pól magnetycznych i elektrycznych w wybranych wrotach. Zakładając, że dany obwód jest liniowy to stosując twierdzenie o superpozycji fala wychodząca z danych wrót jest sumą oddziaływań wszystkich fal wchodzących do obwodu pozostałymi wrotami. Opis macierzy rozproszenia S opiera się o falę padającą a_n i falę odbitą b_n , niezależnie dla każdego z n wrót i jest on przedstawiony we wzorze 2.14.



Rys 2.3.1 Schemat n-wrotnika.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad 2.14$$

Wybrany element macierzy rozproszenia S_{ij} jest określony przez wzór 2.15 i jest odczytywany jako pobudzenie portu wejściowego j przez falę napięciową a_j i pomiar amplitudy odbitej fali b_i wychodzącej z portu i .

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k = 0 \text{ dla } k \neq j} \quad 2.15$$

W przypadku, gdy jedynymi pobudzonymi wrotami obwodu są wrota j , natomiast do pozostałych nie podłączono źródeł fal i zakończono je dopasowanymi obciążeniami, parametr S_{ii} jest współczynnikiem odbicia widocznym z perspektywy wrót i , natomiast parametr S_{ij} jest współczynnikiem transmisyjnym z portu j do portu i , również dla przypadku, gdy pozostałe wrota są zakończone dopasowanymi obciążeniami. Dla najczęściej stosowanego obwodu z dwoma wrotami, macierz rozproszenia przyjmuje postać daną wzorami 2.16-2.20.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad 2.16$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad 2.17$$

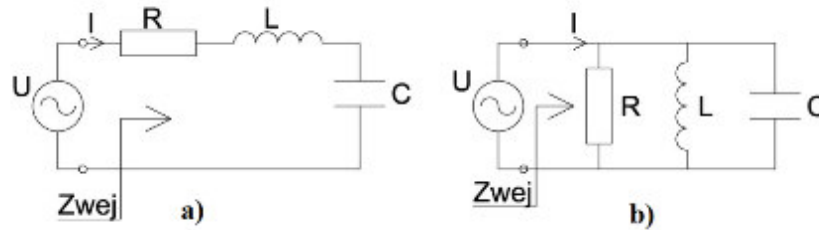
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad 2.18$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad 2.19$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \quad 2.20$$

2.4 Rezonatory mikrofalowe

Rezonatory mikrofalowe to struktury wykorzystywane szeroko w wielu aplikacjach radiokomunikacji, między innymi jako filtry, regulowane wzmacniacze, detektory, absorbery czy dyskryminatory częstotliwości. Ze względu na podobieństwa rezonatora mikrofalowego do rezonatorów złożonych z elementów skupionych, analiza jego właściwości opiera się o szeregowe i równoległe, rezonansowe obwody zastępcze RLC. Uwzględnić należy, że modele zastępcze są słuszne tylko przy częstotliwościach rezonansowych. Zastępcze obwody RLC przedstawiono na rysunku numer 2.4.1.



Rys. 2.4.1 Skupiony obwód RLC a) szeregowy b) równoległy.

Impedancja wejściowa obwodu szeregowego i równoległego jest odpowiednio opisana przez wzory:

$$Z_{wej} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (\text{obwód szeregowy}) \quad 2.21$$

$$Z_{wej} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C - \frac{1}{j\omega L}} \quad (\text{obwód równoległy}) \quad 2.22$$

Natomiast cała moc dostarczona do rezonatora:

$$P_{wej} = \frac{1}{2} UI^* = \frac{1}{2} Z_{wej} |I|^2 \quad 2.23$$

Impedancja obwodu w stanie rezonansu składa się wyłącznie ze składowej rzeczywistej. To znaczy w sytuacji, w której średnie wartości zmagazynowanej energii w polu magnetycznym i elektrycznym są sobie równe ($W_M = W_E$). Energia magnetyczna zgromadzona w cewce i energia elektryczna zgromadzona w kondensatorze opisane są odpowiednio przez poniższe wzory:

$$W_M = \frac{1}{4} |I|^2 L \quad 2.24$$

$$W_E = \frac{1}{4} |U_C|^2 C \quad 2.25$$

Gdzie U_C to napięcie na kondensatorze a impedancja wejściowa:

$$Z_{wej} = \frac{P_L}{\frac{1}{2} |I|^2} = R \quad 2.26$$

Dobroć Q układu rezonansowego (*ang. quality factor*) jest miarą strat układu rezonansowego. W przedstawionym układzie zastępczym symbolem strat jest rezystancja. Straty wynikają ze strat przewodnika i dielektryków, natomiast część energii zostaje

pochłonięta na rzecz promieniowania elektromagnetycznego. Większa wartość dobroci to niższe straty układu. Dobroć zdefiniowana jest w sposób przedstawiony we wzorze 2.27.

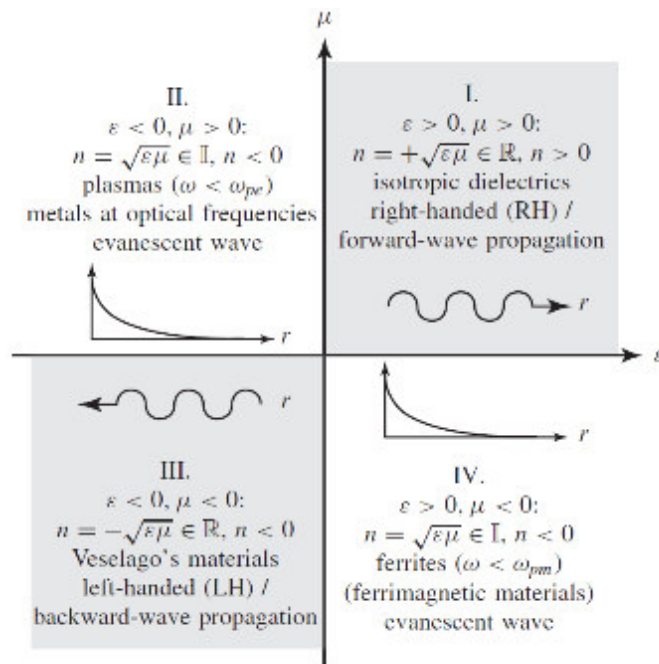
$$Q = \omega \frac{\text{średnia wartość zgromadzonej energii}}{\frac{\text{straty energii}}{\text{czas}}} = \omega \frac{W_m + W_e}{P_{Loss}} \quad 2.27$$

Dobroć jest kluczowym parametrem charakteryzującym rezonator. Wyższa wartość Q oznacza ostrzejszą i węższą krzywą rezonansową.

2.5 Metamateriały

Materiały występujące w przyrodzie, charakteryzowane są między innymi poprzez względną przenikalność elektryczną i magnetyczną i zwykle są to wartości dodatnie większe od jedności. Jest to rodzina materiałów podwójnie dodatnich (ang. *double positive DPS*). Aby uwzględnić wszystkie parametry elektryczne materiału oraz jego straty, do rozważań należy dołączyć również przewodność właściwą σ . Metamateriał elektromagnetyczny jest sztuczną strukturą o właściwościach, które nie występują w naturze [16]. Przykładem takiej struktury jest materiał o ujemnej przenikalności elektrycznej (ang. *ϵ -negative ENG*), ujemnej przenikalności magnetycznej (ang. *μ -negative MNG*) lub obu ujemnych wartościach jednocześnie (ang. *double negative DNG*) w zakresie częstotliwości mikrofalowych. Ogólnie struktura o ujemnej przenikalności elektrycznej lub ujemnej przenikalności magnetycznej nazywana jest strukturą pojedynczo ujemną (ang. *single negative SNG*), natomiast struktura DNG strukturą lewoskrętną (ang. *left-handed LH*) lub medium lewoskrętnym (ang. *left-handed material LHM*) [17].

Metamateriał posiada w swojej strukturze komórki, których średni rozmiar (p) jest znacznie mniejszy niż długość fali w niej prowadzonej λ_g . Rozmiar komórki powinien spełniać warunek na maksymalną długość fali $p < \lambda_g/4$. Rysunek 2.5.1 przedstawia możliwe kombinacje znaków dla pary parametrów podstawowych ϵ i μ . Ostatnia kombinacja odpowiada ujemnej przenikalności elektrycznej i magnetycznej dla nowej klasy materiałów lewoskrętnych.



Rys. 2.5.1 Grupowanie medium materiału z wykorzystaniem płaszczyzny μ - ε [18].

Po raz pierwszy idea struktur LH została teoretycznie przedstawiona w 1967 roku przez V. Veselago, który opisał: „substancje o jednocześnie ujemnych wartościach ε i μ ” [19]. Istotnym krokiem był projekt i wykonanie dwuwymiarowego metamateriału (szerzej określanego jako metamateriał planarny) przy użyciu linii transmisyjnej obciążonej meta-rezonatorem [20]. Planarne metamateriały projektuje się wykorzystując do zasilania linie paskowe, mikropaskowe (MTL) i linie koplanarne (CPW), następnie obciążając przez meta-rezonatory w postaci dzielonych pierścieni lub ich komplementarnych odpowiedników (CSSR) [21]. Struktury te można wykorzystać do różnych zastosowań związanych z detekcją i ewaluacją materiałów dielektrycznych, co zostanie szczegółowo przedstawione w następnych rozdziałach.

2.6 Dzielone rezonatory pierścieniowe

Metamateriały mikrofalowe opracowane w tej pracy bazują na dwóch różnych strukturach rezonansowych: struktury SRR, które zapewniają ujemną przenikalność magnetyczną, oraz struktury komplementarne CSRR z ujemną przenikalnością elektryczną. Wyzwanie przy projektowaniu obu struktur w zadanym pasmie częstotliwości polega na uzyskaniu odpowiedzi rezonansowej niezależnych elementów uzyskując ujemną wartość przenikalności magnetycznej i/lub elektrycznej.

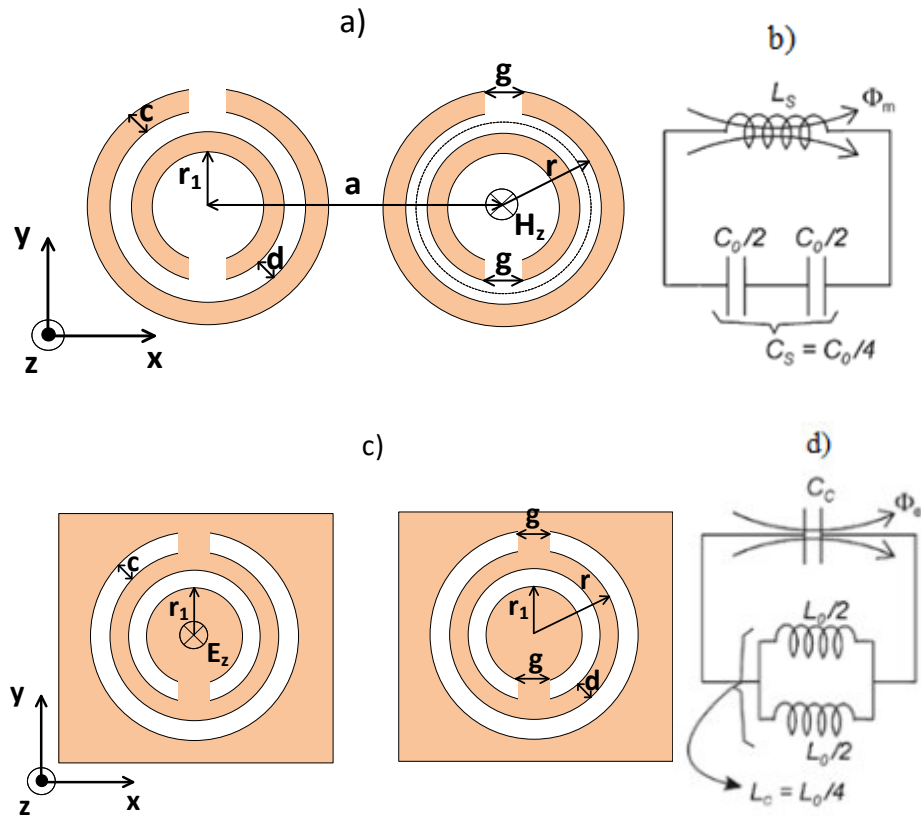
Dzielone rezonatory pierścieniowe (SRR) stanowią obecnie podstawę większości metamateriałów cechujących się ujemną przenikalnością magnetyczną [22], [23]. Ujemna przenikalność możliwa jest do uzyskania przy zastosowaniu odpowiedniej geometrii struktury SRR przedstawionej na rysunku 2.6.1a, natomiast rysunek 2.6.1b przedstawia model zastępczy w postaci rezonansowego obwodu LC, pobudzanego indukcyjnie przez pole magnetyczne. W pracy [22] zaproponowano strukturę rezonansową opartą o dzielone pierścienie o wymiarach znacznie mniejszych niż długość fali częstotliwości rezonansowej. Elementem indukcyjnym obwodu zastępczego jest powierzchnia metalizacji pierścieni o szerokości (c) i rezystywności ρ . Natomiast na część pojemnościową składają się szczeliny pomiędzy bokami pierścieni (d) oraz wąskie przerwy w pierścieniach (g). Pobudzenie SRR przez pole EM powoduje, że przy częstotliwości rezonansowej efektywna przenikalność magnetyczna przyjmuje wartość ujemną (MNG). Pojedynczy element SRR jest pobudzany przez padające pole EM spolaryzowane w taki sposób, że składowa pola magnetycznego fali jest prostopadła do płaszczyzny, w której zawarty jest planarny rezonator. Strukturą odwrotną do SRR jest komplementarny rezonator z dzielonym pierścieniem (ang. *Complementary Split Ring Resonator CSRR*) przedstawiony po raz pierwszy w pracy [44] - rysunek 2.6.1c-d. CSRR jest strukturą DGP, wytrawioną w płaszczyźnie masy (np. zastosowanej w pracy linii mikropaskowej). Zapewnia ujemną efektywną przenikalność elektryczną [10]. Należy wspomnieć, że zgłoszono wiele implementacji czujników mikrofalowych opartych na liniach mikropaskowych obciążonych przez CSRR. Takie czujniki wykorzystywano głównie do oceny przenikalności elektrycznej i charakteryzacji materiałów w oparciu o zmianę częstotliwości rezonansowej. Przy przyłożonym zewnętrznym polu magnetycznym H_0 , efektywną przenikalność μ_{eff} można zapisać w następujący sposób.

$$\mu_{eff} = \frac{B_{eff}}{\mu_0 H_{eff}} \quad 2.28$$

Gdzie: $H_{eff} = H_0 - j \frac{\pi}{a^2}$ oraz $B_{eff} = \mu_0 H_0$.

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \left(1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0} \right)^{-1} \quad 2.29$$

Gdzie: a to odstęp między strukturami, ω - częstotliwość kątowna, r - promień.



Rys. 2.6.1 a) Rysunek przedstawiający strukturę SRR b) schemat zastępczy struktury SRR.

c) Rysunek przedstawiający strukturę CSRR d) schemat zastępczy struktury CSRR.

Gdzie: r_1 - promień pierścienia wewnętrznego r – promień pierścienia zewnętrznego, d - przerwa między pierścieniami, g - szczeliny w pierścieniach wewnętrznego i zewnętrznego, a - rozmiar komórki elementarnej.

Wprowadzenie przerw o szerokości g wprowadza mikrostrukturę kondensatora i cewki indukcyjnej wzmacniając efekt magnetyczny. Ostatecznie dla tak zdefiniowanej struktury SRR efektywna przenikalność magnetyczna może zostać zapisana:

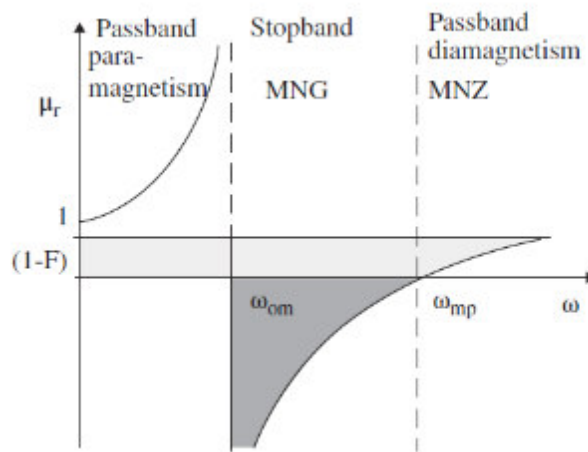
$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a^2}}{1 - \frac{3gc_0^2}{\epsilon\pi^2 r^3 \omega^2} + \frac{2i\rho}{\mu_0 \omega r}} \quad 2.30$$

Analiza μ_{eff} wykazuje charakterystykę rezonansową o częstotliwości rezonansowej ω_0 i częstotliwości plazmy magnetycznej ω_{mp} danej wzorami 2.31 – 2.32.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3d}{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon \pi^2 r_2^3}} \quad 2.31$$

$$\omega_{mp} = \sqrt{\left(\frac{3d}{(1-f)\mu_0\epsilon_0\epsilon\pi^2r_2^3}\right)} \quad 2.32$$

Rysunek 2.6.2 przedstawia charakterystykę części rzeczywistej obliczonej przenikalności magnetycznej w funkcji częstotliwości z wartością minimalną przy częstotliwości rezonansu magnetycznego ω_{om} i wartości zerowej przy częstotliwości plazmy magnetycznej ω_{mp} .



Rys. 2.6.2 Przenikalność magnetyczna rezonatora opartego o dzielone pierścienie.

Analiza rysunku 2.6.2 prowadzi do konkluzji, iż w zakresie częstotliwości $0 < \omega < \omega_0$ ośrodek ma charakter dyspersyjnego materiału paramagnetycznego o dodatniej przenikalności. W pobliżu częstotliwości rezonansowej ω_0 przenikalność osiąga maksimum aby następnie w wąskim paśmie częstotliwości $\omega_0 < \omega < \omega_{mp}$ osiągnąć wartości ujemne. W zakresie wysokich częstotliwości powyżej $\omega > \omega_{mp}$, przenikalność znowu jest dodatnia tworząc medium MNZ. Podsumowując, ujemna wartość przenikalności magnetycznej dla projektowanej częstotliwości jest możliwa do osiągnięcia dzięki precyzyjnej kontroli geometrii struktury SRR i otaczającego ją rodzaju materiału dielektrycznego.

2.7 Tekstronika

Wbudowane układy czujników zrealizowano z wykorzystaniem idei systemu tekstronicznego. Tekstronika jest interdyscyplinarną dziedziną nauki obejmującą inżynierię materiałową, elektronikę i informatykę. Koncepcja systemu tekstronicznego polega na integracji elementów elektronicznych z tekstyliami różnego rodzaju i tworzeniu interaktywnych materiałów. Przewodzące elementy elektroniczne są całkowicie zintegrowane

z produktem tekstylnym i pozwalają na tworzenie obwodów w ramach materiału tektonicznego, przesyłania sygnałów w systemach pomiarowych oraz mogą pełnić rolę elementów pasywnych, takich jak anteny. Najprostszym przykładem realizacji materiału tekstylnego jest wprowadzanie cienkich drutów miedzianych lub srebrnych owijanych w produkt tekstylny podczas procesów tkania. Większość dotychczas opublikowanych prac dotyczących tektroniki zgłębia jej możliwe zastosowanie głównie w kontekście tradycyjnych tekstyliów takich jak odzież do różnych zastosowań (np. ochronnych, medycznych) a także ubiorów technicznych wykorzystywanych przez służby mundurowe oraz cywilne, np. bezpieczny ubiór strażacki monitorujący funkcje fizjologiczne użytkownika czy jego ekspozycję na niebezpieczne substancje [24].

Materiały tektroniczne muszą spełniać wysokie wymagania dotyczące zarówno odpowiedniej konstrukcji (miniaturyzacja elementów elektronicznych), precyzji w rejestrowaniu i przetwarzaniu danych oraz trwałości, przede wszystkim w kontekście ekspozycji na czynniki mechaniczne, podwyższoną temperaturę i wilgotność. W układach czujnikowych opisywanych w niniejszej pracy to nie tradycyjne włókno pełni rolę nośnej warstwy tekstylnej, lecz materiał kompozytowy. Struktura zbiornika / rurociągu kompozytowego pozwala w zasadzie na dowolne dopasowanie geometryczne systemu przewodzącego i trwałe jego spójnienie oraz zakotwiczenie w określonym fragmencie struktury kompozytowej. Włókno szklane w matrycy epoksydowej jest materiałem bardzo lekkim, wytrzymałym i o stosunkowo dużej odporności na wilgotność, dzięki czemu nadaje się do użytku nawet w bardzo trudnych warunkach. Z tego względu więcej uwagi należy poświęcić wytrzymałości samego układu elektronicznego. Zważywszy na fakt, że układ czujników jest całkowicie zatopiony w kompozycie pomiędzy warstwami tkaniny, wymagana odporność układów dotyczy w większym zakresie wytrzymałości mechanicznej (zbiorniki poddawane są cyklicznym naprężeniom mechanicznym w związku z wysokim ciśnieniem przechowywanego medium), niż na warunki środowiskowe.

Niewiele dotychczas opublikowanych prac porusza tematykę odporności mechanicznej układów tektronicznych w kontekście materiałów kompozytowych opartych o GFRP. W pracy [25] przedstawiono wyniki badań wytrzymałości mechanicznej cienkich warstw przewodzących Ag i Au wytworzonych na podłożu kompozytowym Cordura 500 (materiał z włókien poliamidowych powleczonych kilkoma warstwami poliuretanu z dodatkową zewnętrzną powłoką teflonową). Badano odporność warstw przewodzących na naprężenia

zginające i rozciągające, a jako kryterium przyjęto zmianę rezystancji powierzchniowej badanych struktur. Wyniki pomiarów zmian rezystancji powierzchniowej podczas testów wytrzymałościowych oraz badania mikroskopowe SEM naprężonych próbek wskazują na wysoką wytrzymałość mechaniczną warstw elektroprzewodzących Ag i Au osadzonych na Cordurze, co może być podstawą do zastosowania takiej technologii w aplikacjach tekstronicznych.

Najistotniejsze wymogi w kontekście badań opisanych w niniejszej pracy stawiane są samym układom rezonatorów i linii transmisyjnych. Elementy te muszą być w stanie przesyłać sygnały elektryczne o szerokim zakresie częstotliwości. Zastosowanie tradycyjnych przewodów wszytych w tekstylnia jako elementów linii transmisyjnej jest bardzo ograniczone, ponieważ konwencjonalne linie szerokopasmowe zwykle mają formę grubych i sztywnych przewodów, co znacząco pogorszyłoby właściwości mechaniczne systemu tektonicznego (w przypadku omawianej pracy zbiorników/ rurociągów kompozytowych). Nowoczesną alternatywą są linie transmisyjne wykonane z materiałów włókienniczych, które są zdolne do przesyłania sygnałów o szerokim zakresie częstotliwości, niezależnie od warunków środowiskowych czy naprężeń mechanicznych [26].

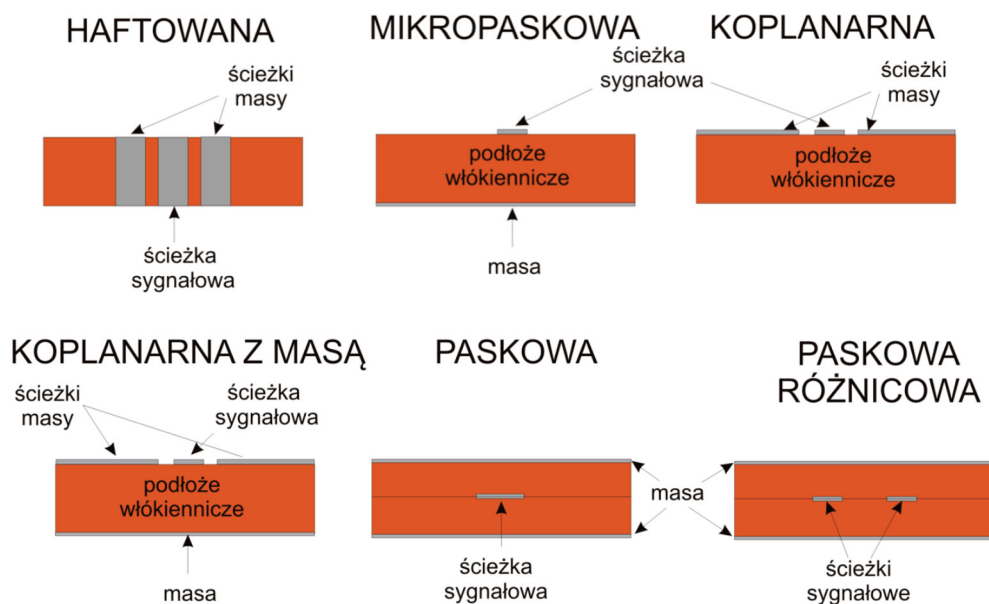
Publikacje [27], [28] skupiają się na tematyce wpływu różnego rodzaju defektów w strukturach tektonicznych na ich właściwości elektryczne oraz pełnione funkcje. Zwrócono uwagę na fakt, że jednym z krytycznych parametrów cienkowarstwowych struktur przewodzących w systemach tektonicznych jest ich przewodność. Niedostateczna przewodność warstwy może wynikać zarówno z niskiej jakości nałożonej powłoki, a więc powstawać na etapie wytwarzania materiału tektonicznego, jak i z powodu jego zużycia podczas eksploatacji. Podczas użytkowania takich struktur, zwłaszcza w trakcie zginania, mogą pojawić się defekty i mikropęknięcia, które wpływają na ich właściwości elektryczne. Zrozumienie tych zjawisk jest kluczowe w przypadku cienkich warstw na elastycznych podłożach, w tym tekstylnych. Defekty i pęknięcia powstające podczas użytkowania mogą być krytyczne dla prawidłowego funkcjonowania tych systemów. W badaniu przeprowadzonym w [28] przeanalizowano wpływ defektów, wynikających z wielokrotnego zginania warstwy przewodzącej, na jej przewodność.

Czujniki cienkowarstwowe mogą być wytwarzane w różny sposób. Metody można podzielić na kilka kategorii obejmujących linie transmisyjne w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego oraz elementów elektroprzewodzących, które mogą być wykonane za pomocą:

- cienkich drutów miedzianych,
- przędz elektroprzewodzących,
- płaskiego wyrobu włókienniczego z przędz elektroprzewodzących,
- techniki szycia lub haftowania.
- druk strumieniowy z zastosowaniem atramentu elektroprzewodzącego (ang. *Inkjet printing*) [29],
- metody chemicznego osadzania powłok z fazy gazowej CVD (ang. *Chemical Vapour Deposition*) [30],
- metody fizycznego osadzania powłok z fazy gazowej PVD (ang. *Physical Vapour Deposition*) [31].

Dotychczas dużym zainteresowaniem cieszył się druk strumieniowy, którego idea jest tworzenie linii transmisyjnych z wykorzystaniem nadrukowywania jej na tekstyilia za pomocą atramentów przewodzących różnego rodzaju. Przykładem może być system tekstroniczny opisany w pracy [32], bazujący na tkaninie wykonanej z mieszanki włókien bawełnianych i poliakrylonitrylowych. Grubość jej warstwy wynosiła 0.25 mm, a względna przenikalność dielektryczna $\epsilon_r = 2.68$. Jako atrament przewodzący zastosowano pastę srebrną o rezystywności wynoszącej $0.625 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$. Pasta została naniesiona na podłoże metodą sitodruku tworząc przewodzące ścieżki.

Podstawowe typy szerokopasmowych tekstylnych linii sygnałowych, różniących się rozmieszczeniem ścieżek przewodzących, przedstawiono na rysunku 2.7.1. Wybór odpowiedniego rodzaju linii sygnałowej zależy od jej konkretnego zastosowania oraz wymaganych właściwości elektrycznych. Ten wybór w dużej mierze determinuje technologię używaną do stworzenia linii. Na przykład przy użyciu metod haftowania lub tkania przędze przewodzące przechodzą przez cały przekrój poprzeczny tekstylnego podłoża, co uniemożliwia wykonanie typowych linii, takich jak mikropaskowe czy koplanarne. Linie sygnałowe, takie jak mikropaskowe, koplanarne czy paskowe, mogą być wykonane poprzez połączenie nieprzewodzącego płaskiego materiału tekstylnego z przewodzącymi elementami, tworzącymi ścieżki sygnałowe i masę.



Rys. 2.7.1. Schematycznie przedstawione przekroje poprzeczne różnych rodzajów tekstronicznych linii transmisyjnych [33].

Spośród wymienionych metod w kontekście tekstroniki na największą uwagę zasługuje fizyczne osadzane próżniowe, którego niewątpliwą zaletą jest izolacja materiału od negatywnego wpływu czynników zewnętrznych (proces prowadzony w głębokiej próżni).

Techniki fizycznego osadzania z fazy gazowej PVD są stosowane do poprawy właściwości użytkowych elementów poprzez nanoszenie na ich powierzchnie tak zwanych powłok przeciwzużyciowych, o których pisze się najczęściej w kontekście narzędzi skrawających [34]. Metoda polega na osadzeniu atomów lub cząstek materiału, które po zastosowaniu wysokiej energii w warunkach wysokiej próżni, są odparowywane ze stałego źródła, a następnie osadzane, tworząc cienkie warstwy na podłożu docelowym.

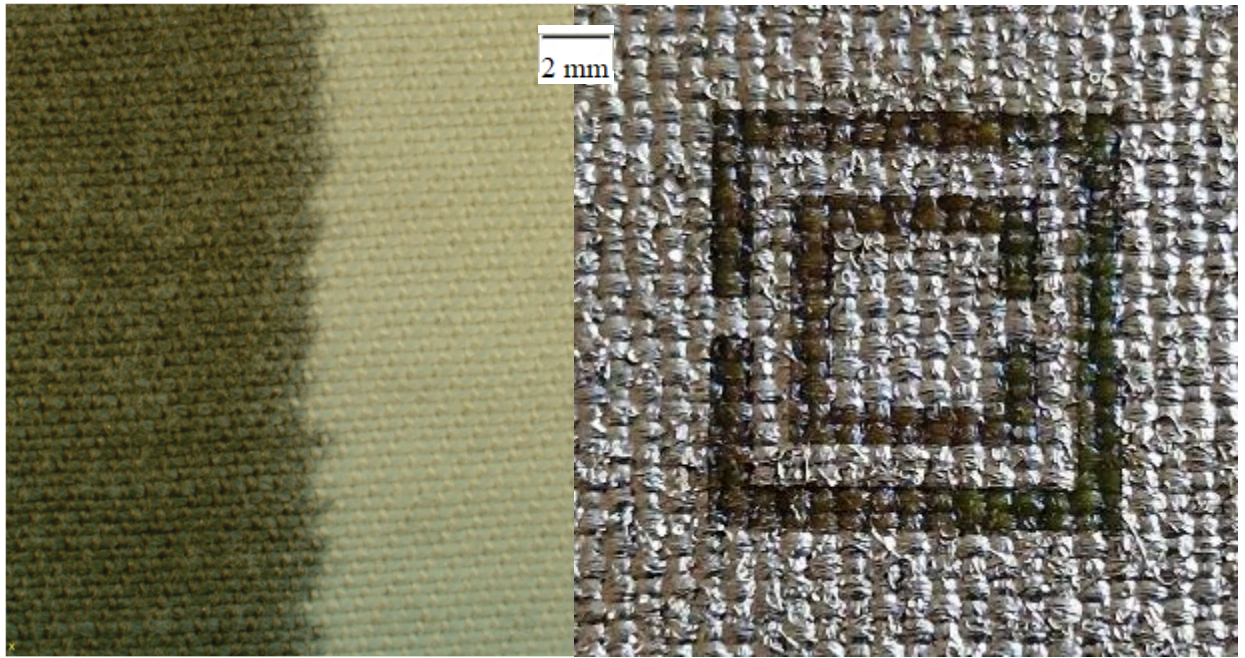
Powłoki wytwarzane za pomocą technologii PVD charakteryzują się wysoką twardością, trwałością oraz odpornością na zużycie [27]. Wyróżniają się również znaczną odpornością na korozję i ścieranie. W przypadku zastosowania warstwy metalicznej jej grubość to zazwyczaj od kilku do kilkuset nanometrów.

Obecnie istnieje kilkadziesiąt wariantów i modyfikacji metod PVD, które opierają się na różnych zjawiskach fizycznych zachodzących przy obniżonym ciśnieniu w zakresie od 10 do 10^{-5} Pa. Proces tworzenia powłok metodą PVD składa się z kilku etapów, które w różnych odmianach mogą występować z różnym nasileniem: wytwarzanie par metali i stopów, jonizacja elektryczna dostarczonych gazów oraz wytworzonych par metali lub stopów, krystalizacja

z plazmy metalu lub związku, kondensacja składników plazmy na podłożu o stosunkowo niskiej temperaturze ($500 \div 800$ K) [35].

Techniką zastosowaną przez autora w niniejszej pracy jest jeden z rodzajów metody PVD. Jest to osadzanie powłok wspomagane plazmą - PAPVD (*ang. Plasma Assisted PVD*), PPM (*ang. Pulse Plasma Method*) lub tak zwana metoda ablacyjna. Polega na odparowaniu impulsowo-plazmowym, a więc na gwałtownym odparowaniu materiału ze stanu stałego, umieszczonego w generatorze plazmy na centralnej elektrodzie, poprzez silnoprądowe (100 kA) rozładowanie kondensatorów o napięciu 1-10 kV. Jonizacja cząstek elektrody następuje zarówno przez impulsywne odparowanie, jak i przez ablację plazmową wynikającą z przemieszczania się plazmy wzdłuż cylindrycznej centralnej elektrody. Przerwy między impulsami wynoszą około 5 sekund, a czas krystalizacji jonizowanych cząstek metalu i ogrzewania podłoża plazmą o temperaturze 2000 K nie przekracza 100 μ s [36]. W odróżnieniu od technik PVD bez obecności plazmy, te wykorzystujące plazmę zyskują coraz większą popularność w nanoszeniu cienkich powłok ze względu na lepszą jej adhezję do podłoża oraz efekt skutecznego oczyszczania podłoża dzięki zastosowaniu wysokiej energii [26]. Porównanie precyzji wykonanych przez autora linii transmisyjnych z wykorzystaniem ablacji laserowej przedstawiono na rysunku 2.7.2.

Podłoże tekstylne to zbiór włókien tekstylnych ułożonych w regularny lub chaotyczny sposób, tworzących porowatą strukturę przestrzenną. Osadzony materiał elektroprzewodzący na tego rodzaju podłożu penetruje podłoże w mniejszym lub większym stopniu. Wytwarzanie cienkiej warstwy elektroprzewodzącej na tego typu strukturze tekstylnej jest złożonym procesem, a efekt przewodności prądu jest trudny do osiągnięcia. Pomimo występujących nieciągłości materiału przewodzącego na podłożu tekstylnym możliwe jest jednak uzyskanie warstwy o dobrych właściwościach elektrycznych i o rezystancji na poziomie poniżej 1 Ohm/m², a zgodnie z przeprowadzonymi testami, obciążalność prądowa cienkich warstw Ag o ok. 300 nm grubości naniesionych metodą PVD równa jest $3 \cdot 10^9$ A/m² [37].



Rys. 2.7.2. Porównanie precyzji wykonania struktur przewodzących z wykorzystaniem różnych metod. Nierównomierność ścieżki a) linii transmisyjnej wykonanej metodą nadruku [26], b) rezonator CSRR wykonany przez autora metodą PVD z wykorzystaniem ablacji laserowej.

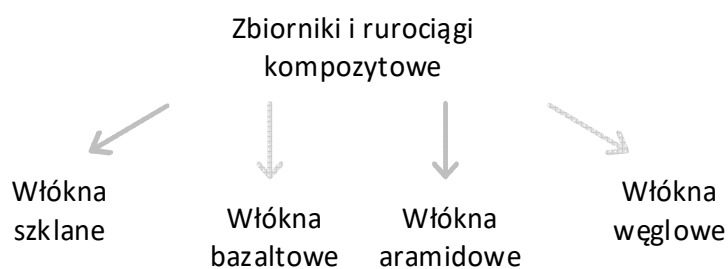
Metoda ablacji stosowana jest również do wykończenia i kondycjonowania samego podłoża systemów tekstronicznych, a więc tekstyliów. Stosowanie ablacji powoduje lokalne topnienie powierzchni włókien nici, z których wykonane są tkaniny i zmianę ich struktury. Dzięki temu poprawia się funkcjonalność tkaniny, ponieważ zmniejsza się tendencja do rozluźniania się pojedynczych nitek oraz ich zaplątywania się. Zostaje zwiększona odporność tkaniny na proces tworzenia niepożądanego meszku, czyli mechacenia (ang. *pillling*), co zostało wykazane w pracy [38] na przykładzie włókien poliestrowych za pomocą optycznej tomografii koherentnej OCT (ang. *Optical Coherent Tomography*).

3. Charakteryzacja materiału kompozytowego

Szkodliwy wpływ zwiększonej emisji dwutlenku węgla (CO_2) na środowisko w wyniku wykorzystania paliw kopalnych jako źródeł energii jest powszechnie znany, dlatego coraz częściej rozpatrywane są alternatywne formy źródeł energii. Potencjalnym kandydatem i jednym z wysoce perspektywicznych substytutów są paliwa gazowe (m. in. wodór, CNG, LNG itp.). Ze względu na swoją niską energię objętościową, gazy te powinny być przechowywane w formie skompresowanego gazu, formie stałej lub jako ciekłe paliwo kriogeniczne [5]. Przechowywanie wymienionych gazów pod wysokim ciśnieniem jest nie tylko tematem aktualnym ale, rozpatrując z perspektywy ekologicznego transportu i bezpieczeństwa energetycznego kraju, zdaje się być aspektem o najwyższej istotności. Obecnie do przechowywania i transportowania gazów najchętniej wybierane są wysokociśnieniowe zbiorniki i rury kompozytowe [39]. Rynek nasycony jest setkami różnych rodzajów zbiorników i rurociągów o różnych konstrukcjach, wzorze opłotu włókien, technologii wykonania i postępującym za tym, mocno zróżnicowanym zastosowaniem. W niniejszym rozdziale scharakteryzowano materiał kompozytowy oraz konstrukcję i aktualny stan dla zbiorników i rurociągów kompozytowych.

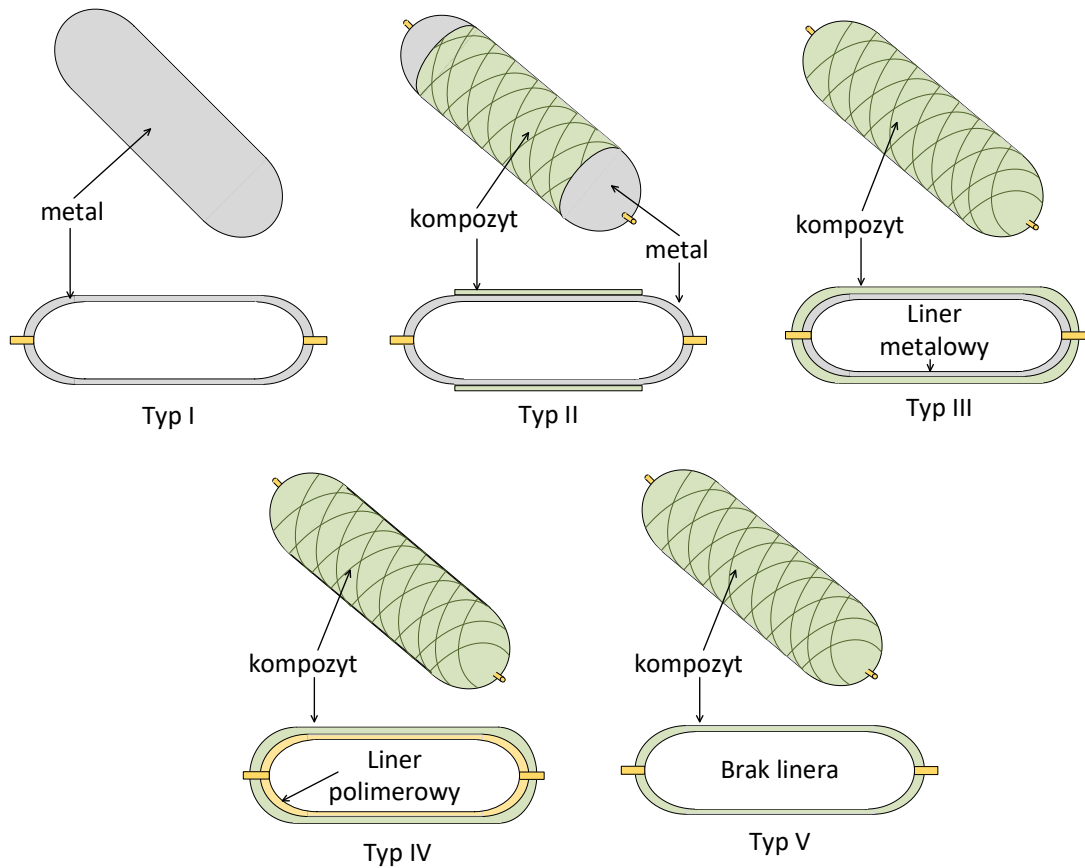
3.1 Zbiorniki do przechowywania CH_2 i CNG

Materiałem kompozytowym określa się materiał złożony z co najmniej dwóch komponentów o różnych właściwościach, których wzajemna kombinacja cechuje się odmiennymi właściwościami w porównaniu do właściwości każdej ze składowych z osobna. Dany materiał jest klasyfikowany jako kompozyt gdy poszczególne fazy wchodzące w jego skład stanowią przynajmniej 5% całkowitej objętości [40], [41]. Najczęściej stosowane materiały konstrukcyjne dla zbiorników i rurociągów kompozytowych przedstawiono na rysunku 3.1.

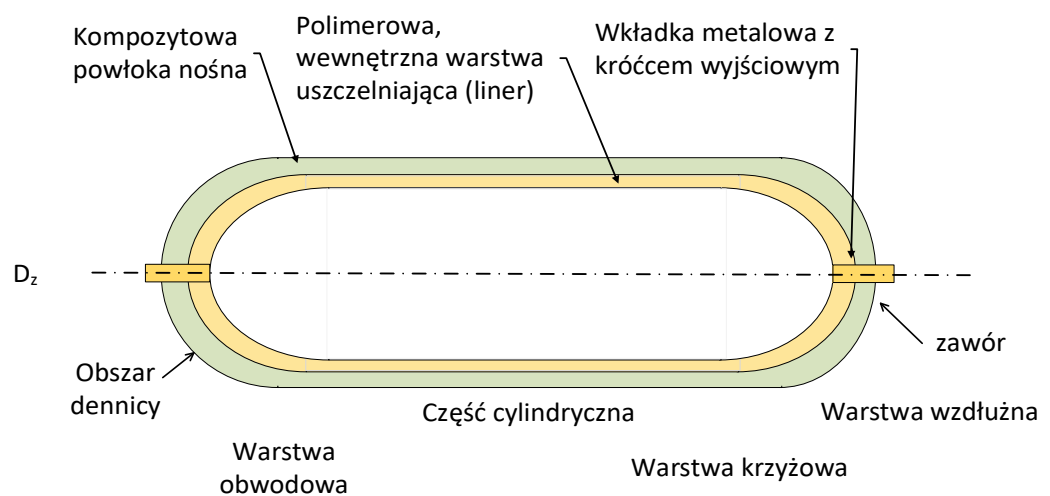


Rys. 3.1 Najczęściej stosowane materiały do budowy zbiorników wysokociśnieniowych [42].

Klasyfikacji zbiorników kompozytowych dokonuje się na podstawie zastosowanej konstrukcji. Wyróżnia się 4 typy główne oznaczone kolejno jako typy od 1 do 4 (Rysunek 3.2) oraz koncepcyjny typ 5 [5], [42], [43].



Rys. 3.2 Typy kompozytowych zbiorników wysokociśnieniowych [44].



Rys. 3.3 Przekrój zbiornika ciśnieniowego typu IV [45].

Zbiornik typu I jest w całości wykonany ze stali a jego ciśnienie robocze najczęściej zawiera się w przedziale od 200 do 300 bar [46]. Zbiorniki typu II składają się z obwodowo (zewnątrznie) nawiniętego włókna na metalowym linerze. Konstrukcja pozwala na redukcję masy względem typu I. W przypadku zbiorników typu od I do II metalowy liner jest w bezpośrednim kontakcie z przechowywanym gazem (np. ciekłym wodorem) i należy uwzględnić kruchość wodorową jako źródło wad materiałowych. Kruchość wodorowa jest zjawiskiem fizycznym zmniejszającym plastyczność i osłabiającym siłę wiązania mikrostruktury metali. Ścianki wykonane z metalu nie stanowią przeszkody dla przenikającego wodoru, który ulega dyfuzji i gromadzeniu w miejscach o skoncentrowanych naprężeniach. W efekcie zjawisko prowadzi do inicjacji pęknięć w strukturze linera a w następstwie w kompozytowej warstwie nośnej i jest przyczynkiem dla postępującej degradacji. Efekty kruchości wodorowej mogą rozwijać się w dowolnym momencie cyklu użytkowania zbiornika [47], [48]. Z powodu niskiego ciśnienia roboczego, relatywnie dużej masy i niskiego stopnia sprężenia wodoru, zarówno zbiorniki typu I, jak i II nie znajdują zastosowania w awiacji i przemyśle motoryzacyjnym.

W zbiornikach typu III metalowy liner jest całkowicie opleciony przez materiał kompozytowy. Jako liner stosowane jest zazwyczaj aluminium, które jest lżejsze w porównaniu do stali oraz jest bardziej odporne na zjawisko kruchości wodorowej (aluminium stanowi barierę dla przenikania wodoru). Masa zbiorników typu III jest mniejsza o 20–75% w porównaniu z typem I i II. Ciśnienie robocze osiąga 450 barów, a wartość graniczna (niszcząca) ciśnienia może wynieść nawet 700 barów. Badania nad zwiększeniem dopuszczalnego ciśnienia roboczego oraz możliwością okresowego podwyższenia ciśnienia (praca zmęczeniowa) do wartości ok. 700 barów w dalszym ciągu stwarzają problemy techniczne [5], [42].

Zbiorniki wysokociśnieniowe typu IV są najnowocześniejszą technologią magazynowania wodoru w pojazdach i głównym przedmiotem badań zawartych w dysertacji. W zbiornikach tego typu liner jest wykonany z tworzywa sztucznego (zazwyczaj poliuretan o dużej gęstości), który jest całkowicie opleciony materiałem kompozytowym. Liner łączy się z zaworami umiejscowionymi po obu stronach zbiornika i pozostaje w bezpośrednim kontakcie z przechowywanym gazem pełniąc funkcję bariery przeciwko przenikaniu gazu. Konstrukcję nośną stanowi kompozytowy oplót, zwykle z włókna węglowego (CFRP), szklanego (GFRP) lub ich hybrydy - kompozytu węglowo-szklanego (CGFRP). Zbiorniki ciśnieniowe typu IV są

aktualnie najlżejszymi ze zbiorników ciśnieniowych, dzięki czemu najlepiej nadają się do zastosowań w pojazdach. Ich ciśnienie robocze osiąga wartości do 1000 bar. Wysoki koszt włókien węglowych powoduje, że zbiorniki typu IV na nich oparte są nadal drogie w produkcji, nawet seryjnej i masowej [42], [49], [50].

Całkowicie kompozytową konstrukcję sklasyfikowano jako typ V. Obecnie zbiorniki tego typu są rozwiązaniem koncepcyjnym i znajdują się na etapie prac projektowych. Prawdopodobnie zostaną w nich szeroko zastosowane termoplastyczne wykładziny w połączeniu z konstrukcją kompozytową [44]. Producent Composite Technology Development Inc.'s (CTD) wyprodukował pierwszy komercyjny zbiornik typu V. Służył on jednak jedynie jako wersja demonstracyjna gdyż jego parametry wytrzymałościowe były niezadowalające (między innymi ciśnienie rozerwania wynoszące ok. 160 bar). Wspomniana firma CTD przedstawiła autorski materiał o nazwie KIBOKO, stanowiący rodzinę utwardzanych żywic, który oprócz zwiększenia maksymalnego ciśnienia roboczego w zbiorniku znacząco poprawia jego szczelność. Prace rozwojowe są kontynuowane aby zapewnić bezpieczeństwo użytkowania zbiorników i uzyskanie właściwości przewyższających typ IV. W tabeli 3.1 przedstawiono podsumowanie charakterystyk dostępnych typów zbiorników kompozytowych.

Tabela 3.1. Wartości minimalnych ciśnień niszczących [MPa] dla CNG/CH₂ oraz współczynniki bezpieczeństwa. K – współczynnik bezpieczeństwa, p_n - ciśnienie niszczące. Na podstawie [46], [50], [51].

Typ zbiornika	Typ 1		Typ 2		Typ 3		Typ 4		Typ 5*	
	K	p _n	K	p _n	K	p _n	K	p _n	K	p _n
Materiał wzmocnienia										
Metal	2,25	45/158	-		-		-		-	
Włókno szklane	-		2.75	55/193	3.65	73/256	3.65	73/256	n/d**	
Włókno aramidowe	-		2.35	47/165	3.1	62/217	3.1	62/217	n/d**	
Włókno węglowe	-		2.35	47/165	2.35	47/164	2.35	47/164	n/d**	
Udział kompozytu w warstwie nośnej	-		≈45		≈80		100		100	
Stosunek masy zbiornika do masy zawartego wodoru [kg/l] w porównaniu do zbiornika typu I	-		0.5-0.68		0.41-0.45		0.23-0.39		0.2-0.35	

*typ koncepcyjny , **nie zdefiniowano

W dalszym etapie prac autor skupia uwagę na zbiornikach kompozytowych najczęściej stosowanych w przemyśle a więc typu IV wykonanych z GFRP z wewnętrznym linerem opartym o tworzywa sztuczne.

3.2 Uszkodzenia materiału kompozytowego

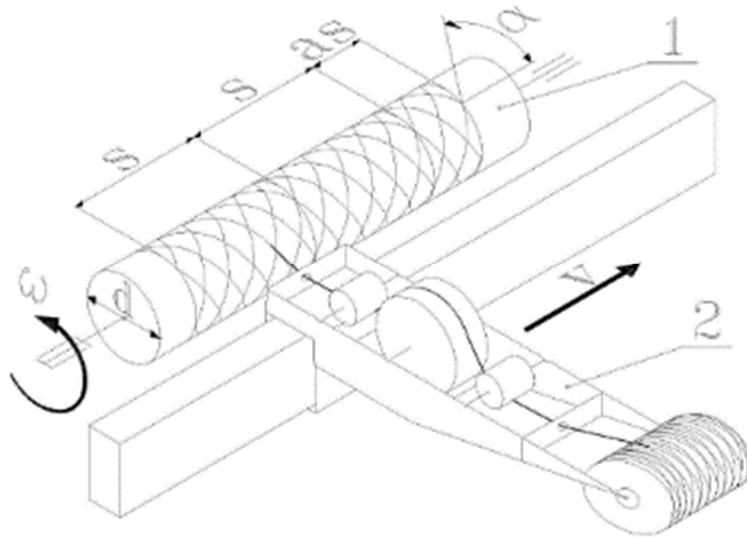
3.2.1 Wady produkcyjne

Kompozyty są wytwarzane przy użyciu wielu różnych metod, jednak w kontekście zbiorników oraz rurociągów wysokociśnieniowych najczęściej używaną jest metoda nawijania ciągłych włókien (*ang. filament winding*). Proces ten jest programowalny i zapewnia ścisłą kontrolę nad zawartością włókna wzmacniającego (zazwyczaj 60-90% objętości wyrobu) oraz kierunkowością ułożenia tych włókien. Polega on na nieprzerwanym owijaniu włókien wzmacniających wokół obracającego się rdzenia, tak zwanego linera, o kształcie bryły obrotowej (najczęściej o kształcie walca lub stożka) w celu uzyskania pożądanego układu geometrycznego wyrobu [50].

W trakcie tego procesu, wiązki włókien nawijane w jednym kierunku ($+\alpha$) przeplatają się z wiązkami nawijanymi w przeciwnym kierunku ($-\alpha$) tworząc krzyżujące się wzory, co pokazano na Rysunku 3.2.1. Kolejne przebiegi nawiniętych włókien stanowią kolejne warstwy struktury. W zależności od kierunku obrotu rdzenia i sposobu przesuwu, tak zwanego suportu, z bębniem z nawiniętym włóknem można realizować różne rodzaje nawijania: śrubowe, obwodowe i planetarne. Nawijarka wytwarza zbiorniki w sposób zautomatyzowany według zadanego przez użytkownika programu i konkretnego wzoru mozaikowego. Wzór mozaikowy jest możliwy do uzyskania dzięki konstrukcji suportu i trzpienia obrotowego, których ruch jest programowany. Możliwa jest zmiana prędkości przesuwu suportu i prędkości obrotowej rdzenia, a tym samym zmianę kąta nawijania (typowo w zakresie $5-85^\circ$).

Metoda nawijania umożliwia wytwarzanie zbiorników o bardzo wysokiej wytrzymałości i precyzyjnej geometrii, natomiast konieczne jest kontrolowanie wyrobów pod kątem potencjalnych wad produkcyjnych, takich jak na przykład lokalne pustki (nieciągłości osnowy). Częstotliwość występowania i wielkość wad jest ściśle związana ze stosowanymi

parametrami nawijania, takimi jak ilość, grubość i szerokość wiązki włókna (ang. roving), jego naciąg, stopień nasycenia żywicą oraz geometrii rdzenia [52].



Rys. 3.2.1 Dwuosiowy proces nawijania, gdzie: α – kierunek przeplotu wiązki s – skok nawijania, 1 – rdzeń (liner), 2 – suport, na podstawie [52].

Podczas eksploatacji i związanych z tym obciążen materiału kompozytowego w miejscach przeplotów, skrzyżowań, pustek i w miejscach wzbogaconych w żywicę, powstają lokalne koncentracje naprężeń i odkształceń. Są to źródła postępujących uszkodzeń prowadzących między innymi do zmian w sztywności materiału, co w efekcie może prowadzić do znacznej degradacji parametrów i w konsekwencji zniszczenia zbiornika. Wszystkie metody wytwarzania kompozytów wzmocnianych włóknami są nierozdzielnie powiązane z wprowadzaniem do ich struktury różnego typu defektów technologicznych [42], [53]. Główne z nich to:

- niekompletne przesycenie włókna,
- nierównomierne utwardzenie żywicy,
- obecność niewypełnionych i wypełnionych kieszeni powietrznych (ciecze, gazy),
- lokalnie niewystarczająca ilość włókien lub ich całkowity brak,
- nierównomierne napięcia włókien,

- pofałdowanie warstw nawiniętych włókien,
- pęknięcia włókien lub żywicy w tym:
 - translaminarne pęknięcia osnowy rozchodzące się wzdłuż włókien,
 - pęknięcia osnowy typu „splitting” rozchodzące się wzdłuż włókien,
- rozwarstwienia czyli płaskie, powierzchniowe i często równoległe nieciągłości powstałe między kolejnymi nawiniętymi na siebie warstwami,
- odspojenia na granicy pomiędzy dwoma fazami (włókno i lepiszczce).

Ponadto materiały kompozytowe poddane działaniu statycznych i zmęczeniowych obciążeń oraz korozji naprężeniowej stają się podatne na uszkodzenia. Świadomość istnienia zagrożeń w postaci uszkodzeń materiału kompozytowego powstałych w procesie produkcyjnym oraz przy różnych scenariuszach eksploatacyjnych pozwala na skuteczne przewidywanie skutków oddziaływania wad na trwałość konstrukcji.

3.2.2 Uszkodzenia powstałe w trakcie eksploatacji

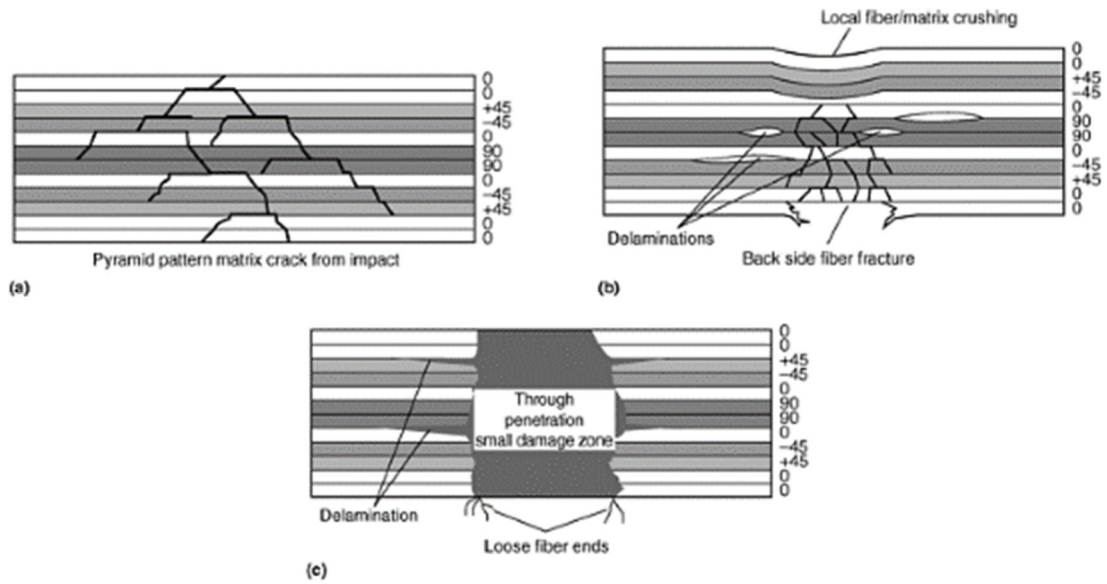
Istotnym aspektem jest znajomość wpływu, jaki na materiał kompozytowy wywierają specyficzne warunki środowiskowe, głównie promieniowanie słoneczne, zmienna temperatura, wilgotność powietrza oraz woda. Skutki oddziaływania uszkodzeń stricte mechanicznych można przewidzieć w oparciu o symulacje numeryczne. Biorąc jednak pod uwagę fakt, że na zbiornik oddziałują warunki środowiskowe (w niektórych przypadkach oddziaływanie jest wieloletnie), oddziaływanie sił zewnętrznych na materiał kompozytowy może być zmienne i trudne do przewidzenia. Estymacji takich efektów można dokonać nie korzystając z samych metod obliczeniowych, a bazując na bardziej miarodajnym podejściu empirycznym i wynikach eksperymentów w laboratorium [39], [54].

Uszkodzenia natury mechanicznej, takie jak otwory i przebicia w materiale, powstają zwykle w wyniku uderzeń o relatywnie dużej lub średniej sile. Uszkodzenia tego typu mogą być poważne, skutkujące wycofaniem zbiornika z dalszej eksploatacji, jednak zwykle są łatwe do wykrycia i zlokalizowania w pobliżu punktu przyłożenia siły (uderzenia).

Znacznie bardziej problematyczne są rozwarstwienia. Są najczęściej występującymi ze wszystkich rodzajów uszkodzeń; mogą być spowodowane uderzeniami zarówno o dużej jak

i relatywnie małej sile. Zdarza się, że rozwarstwienia zlokalizowane blisko powierzchni zewnętrznej są widoczne, jednak najczęściej skutek uderzenia w postaci nieciągłości materiału znajduje się w głębi materiału kompozytowego, a więc pełne spektrum uszkodzeń nie jest widoczne. Rozłączenia (*ang. disbonds*) wskazują na uszkodzenie wiązań adhezyjnych pomiędzy przyległymi strukturami. Następstwem istnienia każdego rodzaju przestrzeni powietrznych może być penetracja ich objętości przez płyny oraz gazy i postępujące niszczenie. W praktyce uszkodzenie żywicy może być spowodowane wieloma czynnikami, w tym ekspozycją na ogień, wysoką i niską temperaturą, promieniami ultrafioletowymi (UV), chemią użytkową (np. zmywacz do farb i lakierów) lub uderzeniami mechanicznymi. Wykrycie powstałych uszkodzeń dostępnymi metodami może być trudne, a określenie jego skutków szczególnie trudne. Uszkodzenie żywicy często prowadzi do zmniejszenia wytrzymałości na ściskanie, w mniejszym stopniu wpływając na wytrzymałość na rozciąganie. Wnikanie cieczy jest szczególnym problemem powodującym przyrost masy, ewentualną korozję aluminium (typ III) lub rozłączanie się przyległych włókien i ich pękanie. Jednym ze sposobów naprawy defektów żywicy są naprawy wysokotemperaturowe. Problemem jednak jest fakt, że ciepło utwardzania powoduje, że uwięziona w pustkach i rozwarstwieniach kompozytu woda zamienia się w parę, co skutkuje odklejaniem masek ochronnych wokół miejsca naprawy oraz dalszą penetracją płynu. Ponadto obecność wody powoduje zmiękczenie utwardzonej matrycy w konsekwencji zmniejszenie wytrzymałości na ściskanie [42], [47], [55]. Podczas napraw, pozornie małe rozwarstwienia zlokalizowane w innym obszarze kompozytu mogą propagować na znaczne obszary, powodując rozległe uszkodzenie. Nawet niewielkie zafalowanie lub zmarszczka na powierzchni może wskazywać na leżące u jej podstaw delaminację lub rozwarstwienie adhezyjne. Jasny punkt lub zabieleny obszar na części wykonanej z włókna szklanego może wskazywać na uwięzione powietrze, obszar ubogi w żywicę lub obecność rozwarstwienia. Jest to jeden z powodów, dla których na zbiorniki kompozytowe z włókien węglowych nakłada się cienką, zewnętrzną warstwę włókna szklanego. Jednakże, największym zagrożeniem związanym z kompozytami są defekty ukryte w strukturze materiału. Powodowane często niepozornymi, uderzeniami o niskiej energii, których efekty nie są widoczne na zewnętrznej ścianie. Uszkodzenia propagujące od miejsca uderzenia mogą być rozległe i najczęściej formują się w stożek. Przy silnym uderzeniu, warstwy umiejscowione po przeciwnej stronie kompozytu będą wyraźnie rozwarstwione, co może nie być widoczne w miejscu uderzenia (Rysunek 3.2.1) [56] [55]. Zbiorną klasyfikację wad przedstawiono na

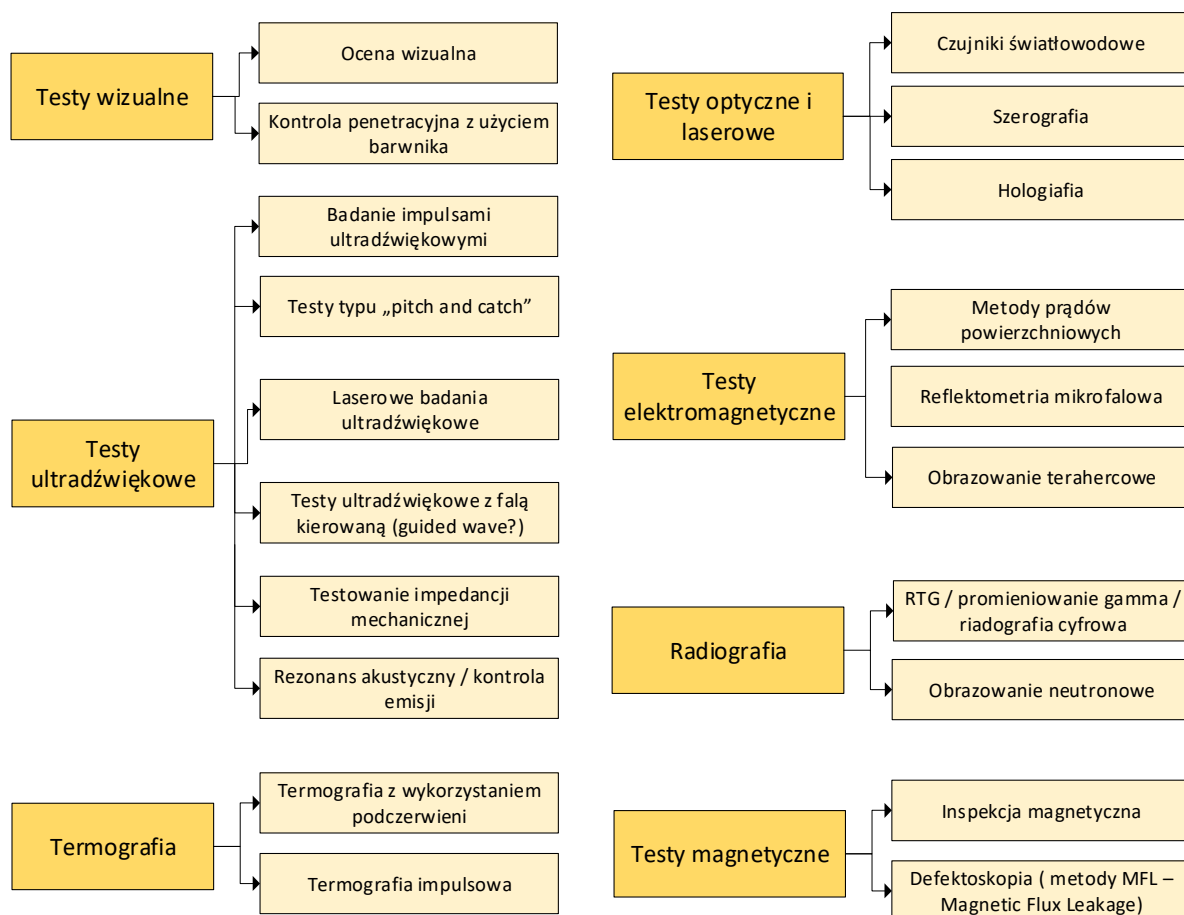
rysunku 3.2.2. Oparto się o potencjalne ryzyko wystąpienia na różnych etapach cyklu życia zbiornika bazującego na włóknach szklanych.



Rys. 3.2.2 Uszkodzenia uderzeniowe w kompozycie włóknistym dla różnych poziomów energii uderzenia: a) niska wartość energii b) średnia wartość energii c) o wysokiej wartości energii [56].

możliwą pracę w trudnych warunkach i konieczność zastosowania specjalistycznego sprzętu, częstotliwość dokonywania inspekcji jest niska [42]. Jednocześnie odpowiednio dobrana metoda monitoringu może dostarczyć szczegółowych informacji w czasie rzeczywistym. Klasyfikację dostępnych metod NDT&E, w tym technik diagnostyki i monitorowania integralności rurociągów i zbiorników kompozytowych, przedstawiono na rysunku 3.3.1 [55], [57], [58], [59].

W przypadku omawianych w niniejszej pracy zbiorników i rurociągów kompozytowych ocenę stanu materiału rozpoczyna się od badań wizualnych (VT) a następnie dokonuje się testów osłuchowych (TT) [58]. Są to proste i powszechnie wykorzystywane techniki kontrolne. Trudno jest wykryć uszkodzenie wewnętrznej strony konstrukcji wielowarstwowej bez dostępu do obu stron. Zmiany strukturalne spowodowane naprawami, obecność usztywniaczy lub niejednorodna konstrukcja zmieniają ton i prowadzą do błędnych interpretacji. Ograniczenie stosowalności metody to zazwyczaj głębokość kilku nawiniętych warstw.



Rys. 3.3.1 Klasyfikacja różnych technik NDT&E stosowanych do kontroli i diagnostyki kompozytów opartych o włókna szklane, na podstawie [55].

Badania ultradźwiękowe (UT) opierają się o metodę impulsową i/lub transmisyjną. Zaletą jest możliwość wykonania badań in situ przy bezpośrednim dostępie tylko do jednej z powierzchni. Metoda dobrze sprawdza się przy inspekcji małych obszarów, ponieważ trudno jest zapewnić identyczne warunki pomiaru, w tym równomierne rozproszczenie odpowiedniej ilości żelu sprzęgającego. Jakość uzyskanego obrazu jest silnie zależna od warstwy żelu sprzęgającego głowicę ultrasonografu z badanym medium. Badania ultradźwiękowe mogą być ograniczone ze względu na duże tłumienie niektórych materiałów. Przy zachowaniu odpowiednich warunków pomiaru metoda pozwala na względnie głęboką detekcję delaminacji. W trakcie badania dostarczana jest informacja o głębokości wady i zajmowanym obszarze. Pomiar z wykorzystaniem transmisji przelotowej wymaga dostępu do przeciwległych powierzchni i nie zawsze może być wykonany jako pomiar nieniszczący.

Metoda prądów wirowych jest szeroko stosowana do wykrywania defektów zlokalizowanych na powierzchni, umożliwia bardzo szybkie badanie dużych obszarów i nie wymaga stosowania medium sprzęgającego. Jednakże jest istotnie ograniczona, ponieważ można ją stosować tylko do materiałów przewodzących prąd elektryczny, a badana powierzchnia musi być bezpośrednio dostępna dla sondy.

Obraz wykonany za pomocą aparatu Rentgenowskiego (tomografia) wymaga wykorzystania kosztownego sprzętu oraz wykwalifikowanego personelu. Ponadto obszar zastosowań jest mocno ograniczony ze względu na rozmiar aparatu oraz pracę w zakresie promieniowania jonizującego. Jest to bardzo dobra metoda dla wykrywania wtrąceń metalicznych i stosunkowo dobrze radzi sobie z lokalizacją uwięzionych w kompozycie płynów. Niestety nie nadaje się do wykrywania rozwarstwień równoległych do płaszczyzny obrazu rentgenowskiego, co w przypadku struktur zbiorników i rurociągów ma najczęściej miejsce.

Termografia wykorzystuje kamerę na podczerwień do wychwytywania różnic termicznych kompozytu podczas procesu podgrzewania lub schładzania. Metoda najlepiej sprawdza się przy wykrywaniu wtrąceń a w niektórych przypadkach w lokalizacji przestrzeni wypełnionych płynami.

Monitorowanie stanu materiału może odbywać się również poprzez zintegrowanie dedykowanych układów w strukturze kompozytu w celu ciągłej symulacji stanu powierzchni rurociągu oraz oszacowania szybkości i charakteru powiązanych zmian właściwości

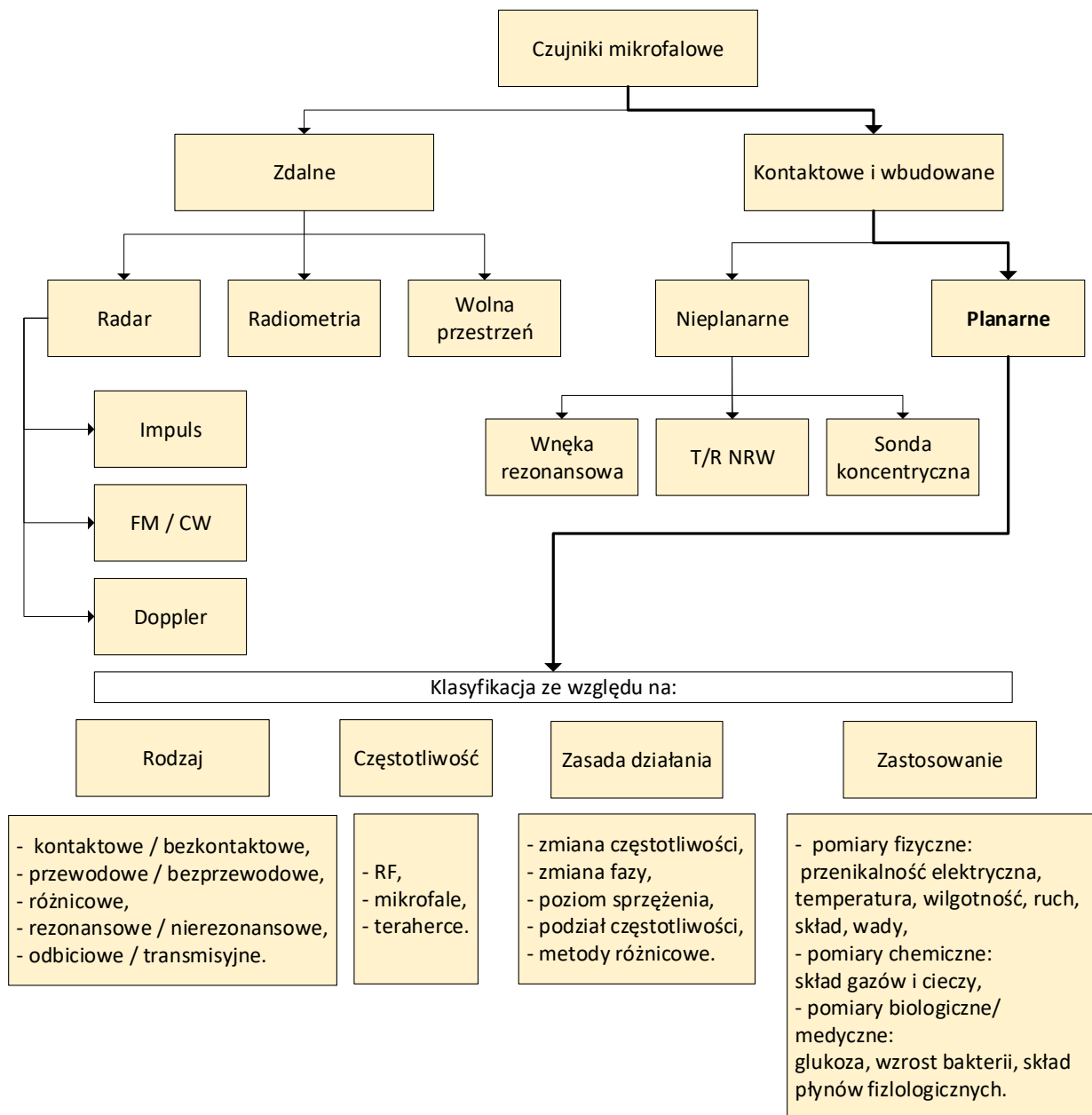
mechanicznych. Aktualnie żadna z metod nieniszczących nie jest jednak w stanie dostarczyć informacji o obecności wad takich jak odspojenie czy delaminacja na jej początkowych etapach. Zdolność do gromadzenia i analizy takich informacji może pomóc w opracowaniu skutecznego planu konserwacji zbiorników i prewencji możliwych wycieków i wybuchów. W związku z powyższym planarne metamateriały mogą stanowić gałąź nowoczesnych rozwiązań, która pozwoli na monitorowanie istniejących struktur i osiągnięcie celu integralności rurociągu przy zachowaniu przystępnych kosztów.

4. Obrazowanie mikrofalowe – przegląd metod

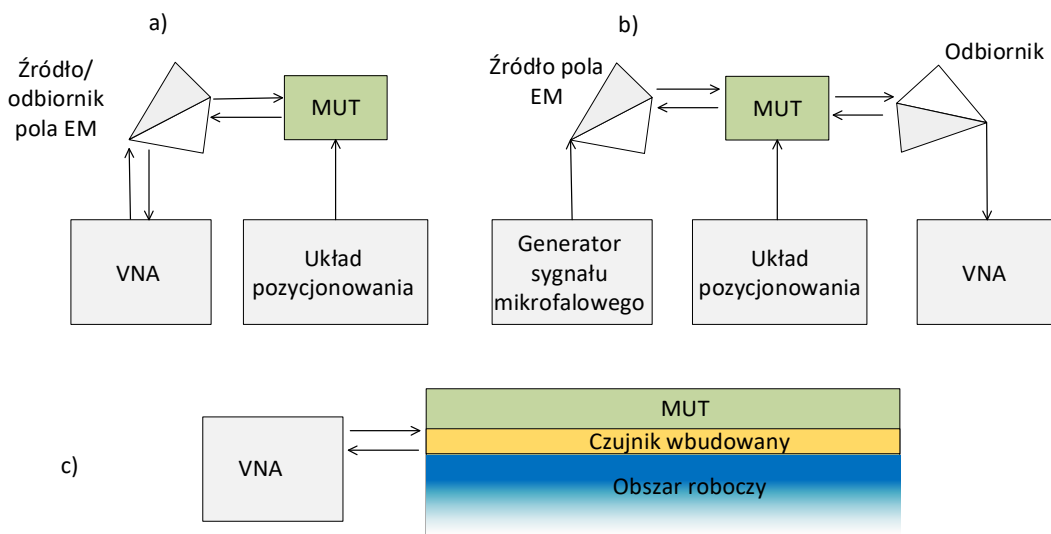
W niniejszym rozdziale przedstawiono przegląd aktualnej literatury dotyczącej zagadnień związanych z obrazowaniem i detekcją mikrofalową w obszarze zbiorników i rurociągów kompozytowych. Podrozdział 4.1 zwraca szczególną uwagę na rozwiązania oparte o technikę mikrofalową, przytaczając aktualne prace i kierunki rozwoju oraz zaznajamia czytelnika z dziedziną mikrofalowych testów nieniszczących określając obszar ich zastosowania i lokalizując ją w całej dziedzinie testów nieniszczących. W podrozdziale 4.2 skupiono się na najnowocześniejszych zastosowaniach planarnych struktur opartych o wykorzystanie metamateriałów jako metody o dużym potencjale i obiecujących możliwościach integracji w strukturach kompozytowych.

4.1 Testy nieniszczące materiałów kompozytowych

Udział materiałów kompozytowych w konstrukcjach militarnych, motoryzacyjnych czy awiacyjnych stale wzrasta, a wraz ze zwiększonym udziałem w przemyśle wzrasta również stopień skomplikowania tych konstrukcji oraz ich istotność z punktu widzenia niezawodności. Wobec materiałów tych stawia się coraz wyższe wymagania jakościowe, które trudno jest osiągać stosując jako metodę oceny jakości jedynie standardowe metody nieniszczące [58], [59], [60]. Najnowsza literatura wskazuje na duży potencjał technologii ciągłego monitorowania stanu rurociągów i zbiorników kompozytowych wbudowanych w strukturę kompozytu rozwijanych w ostatnich latach. Rozwiązania te najczęściej oparte są o techniki światłowodowe [61], [62], [63]. Schemat klasyfikacyjny czujników mikrofalowych przedstawiono na rysunku 4.1.1. Mikrofałe, ze względu na możliwość głębokiej penetracji materiałów dielektrycznych, mogą być używane do obrazowania wewnątrz struktur kompozytowych. Ponadto wykorzystanie fal elektromagnetycznych w zakresie fal centymetrowych i milimetrycznych pozwala wypełnić istniejące luki technologiczne. Ze względu na niski poziom mocy promieniowanej rzędu miliwatów, detekcja mikrofalowa nie powoduje problemów związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną i przekroczeniem dopuszczalnych wartości pola EM dla bezpieczeństwa i higieny pracy [64]. Pierwsze próby wdrożenia mikrofalowych, bezinwazyjnych metod ewaluacji materiałów dielektrycznych rozpoczęły się pod koniec lat 60. [65], [66]. Schematy podstawowych układów przeznaczonych do obrazowania i detekcji mikrofalowej przedstawiono na rysunku 4.1.2.



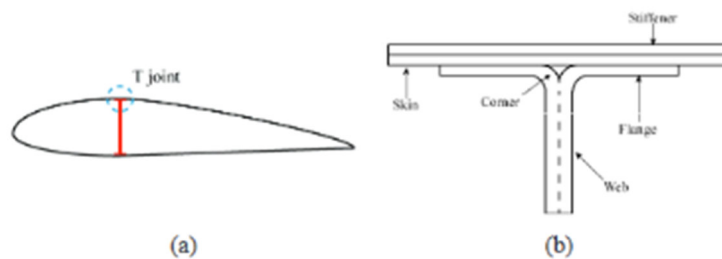
Rys. 4.1.1 Schemat klasyfikacyjny czujników mikrofalowych.



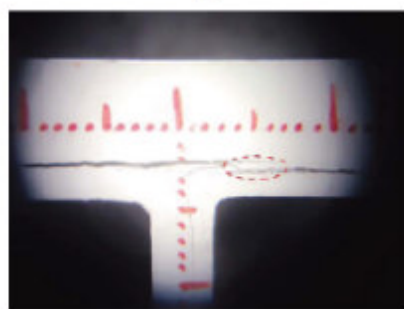
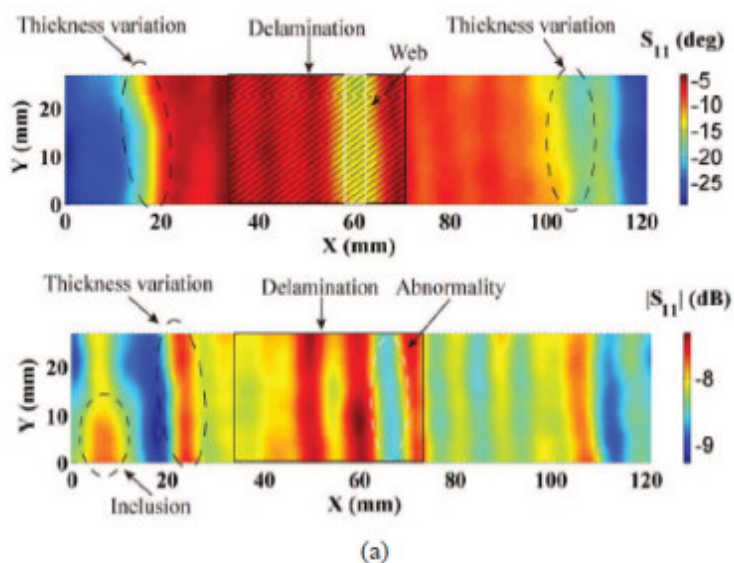
Rys. 4.1.2 Schemat typowego systemu obrazowania i detekcji mikrofalowej a) metoda transmisyjna i/lub transmisyjno-odbiciowa b) metoda odbiciowa c) Czujnik wbudowany w testowany materiał.

Obrazowanie mikrofalowe i ocena jakości materiałów kompozytowych najczęściej przeprowadzana jest z wykorzystaniem metod zarówno kontaktowych jak i bezkontaktowych oraz z wykorzystaniem jednej strony powierzchni materiału badanego (metody odbiciowe – rysunek 4.1.1a) lub obu stron (metody transmisyjne – rysunek 4.1.1b). Najczęściej wykorzystywanymi strukturami promieniującymi w polu bliskim są falowody prostokątne, cylindryczne i linie współosiowe [67], [68], [69], [70], [71], [72]. Uzyskana rozdzielczość obrazowania jest jednak ściśle związana z rozmiarem apertury a w przypadku falowodu prostokątnego jest dodatkowo uzależniona od kierunku skanowania. Aby dana apertura falowodu stała się efektywnym promiennikiem, jej największy wymiar powinien być zbliżony do długości promieniowanej fali (np. $\lambda/2$, $\lambda/4$). W konsekwencji, chcąc uzyskać wysoką rozdzielczość obrazowania rzędu np. 1.0 mm, metody falowodowe wymagają przejścia do bardzo wysokich częstotliwości.

W pracy [73] skupiono uwagę na bezkontaktowym obrazowaniu mikrofalowym z wykorzystaniem otwartego falowodu prostokątnego (*ang. OEWP*). Badania ukierunkowano na detekcję podpowierzchniowej delaminacji w złączach typu T-joints wykonanych z włókna szklanego (GFRP) stosowanych w konstrukcji łopat turbin wiatrowych (Rysunek 4.1.3). Delaminacja w złączy powstała pomiędzy flangą a poszyciem jest najczęstszą wadą spowodowaną stosunkowo niską wytrzymałością połączeń międzywarstwowych.



Rys. 4.1.3 Lokalizacja i schemat złącza T-joint wykonanego z włókna szklanego a) przekrój śmigła turbiny, b) konfiguracja złącza [73].



Rys. 4.1.4. a) Badanie rozkładu wielkości fazy i amplitudy S_{11} dla badanego złącza b) powiększone zdjęcie złącza w badanym obszarze [73].

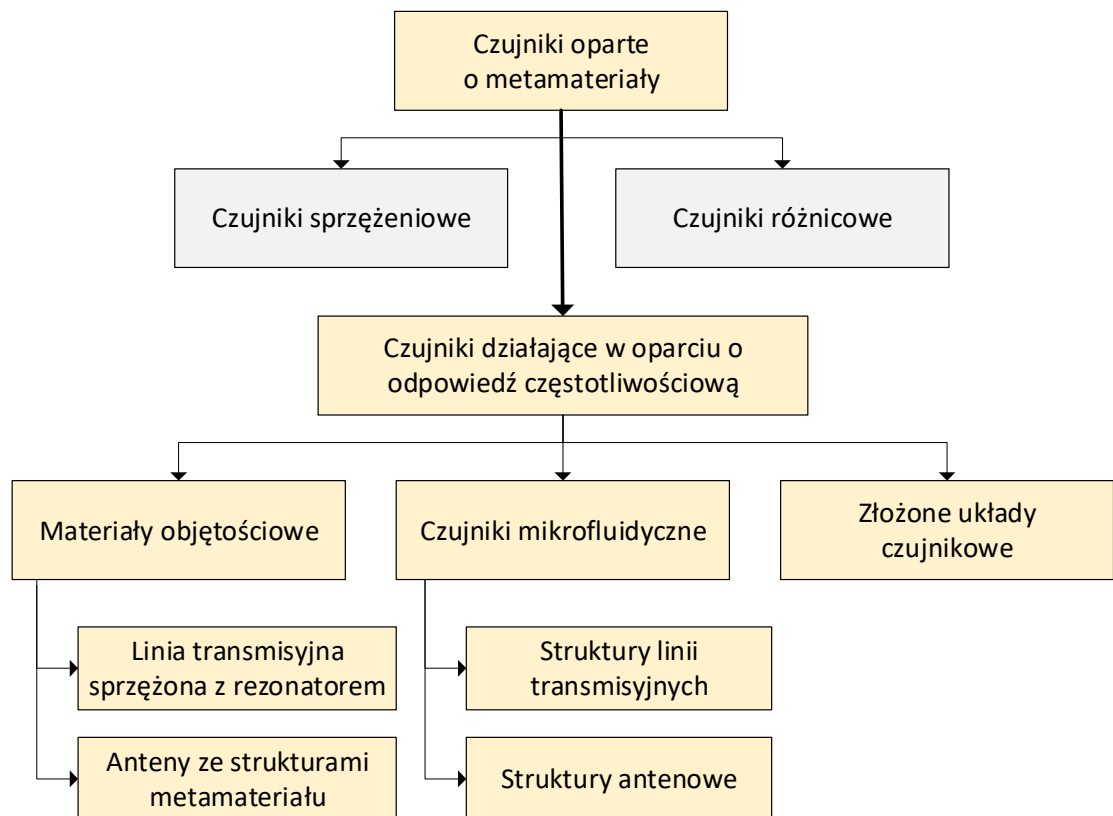
Zarówno amplituda oraz faza parametru S_{11} może być wykorzystana do detekcji rozwarstwień. Na podstawie nieprawidłowości zaobserwowanych na wygenerowanych obrazach wykryto również obecność innych wad produkcyjnych i eksploatacyjnych. Zbadano wpływ częstotliwości na uzyskaną jakość obrazowania uzyskując optymalny zakres częstotliwości skanowania w zakresie od 18 do 19.5 GHz. Rozdzielczość metody nie została

wskazana; zwrócono jedynie uwagę, że jest wprost związana z rozmiarem apertury użytego falowodu tj. 4x10mm, natomiast szerokość badanego, wzdłużnego rozwarstwienia na podstawie zamieszczonych rysunków wynosiła od około 2.0 cm do 4.0 cm. Ponadto zwrócono uwagę na konieczność jednoczesnego pomiaru fazy i amplitudy dla uzyskania dokładnych i kompletnych rezultatów. Mierząc jedynie fazę sygnału nie można jednoznacznie zidentyfikować wady. Jest to możliwe do zidentyfikowania za pomocą pomiaru amplitudy sygnału ponieważ jest ona bardziej wrażliwa na zmianę grubości MUT. Ze względu na fakt, iż kompozyty z włókna szklanego są niskostratnym dielektrykiem, w wąskim rozwarstwieniu (najczęściej szczeliny powietrznej) tłumiona jest jedynie niewielka ilość energii a rozwarstwienie w złączach z GFRP najlepiej identyfikować na podstawie pomiaru fazy.

W wielu pracach podjęto się prób geometrycznego dostosowania falowodów celem zmniejszenia wymagań odnośnie stosowanej długości fali np. wypełniając je niskostratnym materiałem dielektrycznym lub odpowiednio kształtując geometrię apertury [67]. Strukturami, które nie są ściśle ograniczone poprzez wymagania dotyczące długości promieniowanej fali i rozmiarem apertury sondy, są metamateriały.

4.2 Metamateriały jako czujniki mikrofalowe

Struktury metamateriałów wykorzystywane są szeroko przy projektowaniu układów radiokomunikacyjnych w tym najnowszych sieci telekomunikacyjnych 5 generacji [74]. Dzielone pierścienie wykorzystywane są między innymi przy projektowaniu przestrajalnych anten mikropaskowych, miniaturyzacji anten, kształtowanie wiązki czy też wytworzenia przestrajalnych filtrów wielkich częstotliwości [75], [76], [77], [78]. Obrazowanie i charakteryzacja materiałów przy użyciu metamateriałów zasilanych przez linie transmisyjne jest jedną z nowych metod. Technika opiera się na bezpośredniej interakcji pomiędzy badanym materiałem a polem zaindukowanym w rezonatorze, co pozwala na uzyskanie wysokiej dokładności pomiaru i możliwości dokładnego obrazowania w porównaniu do standardowych metod mikrofalowych [79], [80]. Na podstawie [79] zaproponowano podział na trzy główne metody stosowane do obrazowania mikrofalowego w oparciu o metamateriały (Rysunek 4.2.1).



Rys. 4.2.1 Schemat klasyfikacyjny czujników metamateriałowych na podstawie [79] i rozszerzony przez autora o struktury wbudowane.

Należy zauważyć, że możliwości detekcyjne są zdefiniowane przez strefy wykrywania w których znajduje się badany materiał a pomiar interesującej wielkości fizycznej jest związany ze zmianą przenikalności elektrycznej lub magnetycznej w tej strefie. W ostatnich latach notuje się ogromny wzrost popularności czujników opartych o metamateriały planarne. Przedstawione prace skupiają uwagę na układach przeznaczonych do pomiaru przenikalności elektrycznej [10], [81], [82], [83], [84], [85], [86], [87], [88], [89], nieinwazyjnej detekcji i płynów [8], [9], [90], [91], [92], poziomu oblodzenia statków powietrznych [93], [94], precyzyjne określenie przemieszczenia i prędkości obiektu [95] [12] oraz wykrywania wad materiałowych w konstrukcjach metalowych [96], [97], [98], [99], [100], [101] i dielektrycznych, w tym kompozytowych [88], [96], [100], [102], [103], [104], [105].

4.3 Metamateriały w układach mikrofalowych do badania materiałów kompozytowych

Atrakcyjną właściwością metamateriałów jest ich prosta geometria, stosunkowo łatwy proces produkcyjny oraz przede wszystkim fakt, że wykazują silne sprzężenie z przyległym ośrodkiem, dzięki czemu można je wykorzystać jako wysoce czułe sensory w wykrywaniu małych anomalii materiałowych lub defektów o wymiarach mniejszych niż długość fali roboczej. Ponadto wykazano, że czujniki oparte o metamateriały mogą znacznie zwiększyć czułość i rozdzielczość [7], [106], [107]. Struktura dzielonego rezonatora zawiera elementy pojemnościowe, które zwiększają reakcję materiału na padające pole elektromagnetyczne. Na całkowitą pojemność prostego układu składają się dwa podstawowe parametry, pierwszy wynikający z szerokości linii rezonatora, a drugi związany z szerokością szczelin pomiędzy pierścieniami. Obecność szczelin eliminuje wymaganie dotyczące połowy długości fali dla rezonansu. W ogólności jednak rezonatory mogą przybierać bardziej złożone kształty, przy których nie da się w prosty sposób wydzielić opisanych parametrów. Zmiana szerokości lub kształtu szczelin pozwala na modyfikację częstotliwości rezonansowej [7]. W następstwie, poprzez zastosowanie przemyślanej geometrii, możliwe jest zmniejszenie częstotliwości rezonansowej bez znaczącej zmiany wymiarów obszaru roboczego sondy. Jest to istotny aspekt dla dziedziny mikrofalowych testów nieniszczących, pozwalający na uzyskanie znacznie większej rozdzielczości w porównaniu do standardowych metod. Częstotliwość rezonansowa rozpatrywanego rezonatora zmienia się, kiedy w jego najbliższym otoczeniu zostanie umieszczony badany materiał dielektryczny. Przesunięcie częstotliwości spowodowane obciążeniem rezonatora przez MUT o zadanej objętości V jest opisane przez teorią zaburzeń dla rezonatora wnątkowego i określone równaniem 4.1 [108].

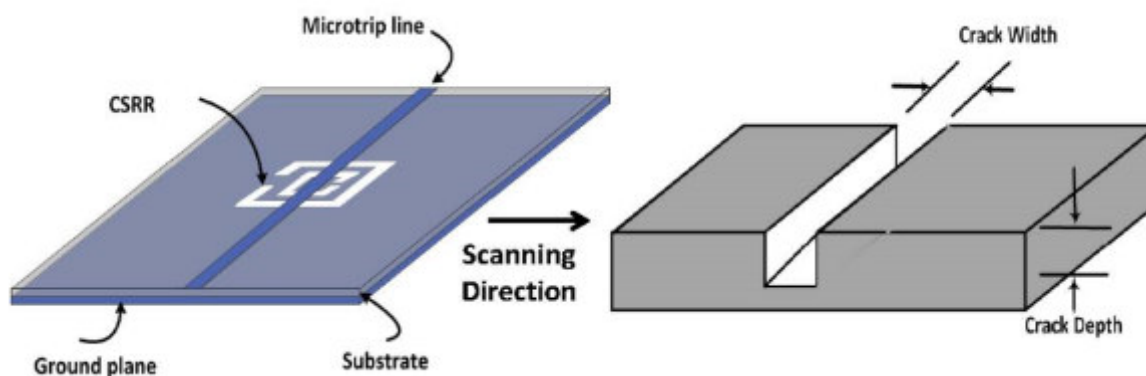
$$\frac{\Delta f_i}{f_0} = - \frac{\iiint_V^i (\Delta\mu |H_0|^2 + \Delta\varepsilon |E_0|^2) dV}{\iiint_V^i (\mu |H_0|^2 + \varepsilon |E_0|^2) dV} \quad 4.1$$

gdzie E_0 i H_0 to odpowiednio pole elektryczne i magnetyczne, ε i μ to przenikalność elektryczna i przepuszczalność magnetyczna MUT bez defektów, $\Delta\varepsilon$ i $\Delta\mu$ reprezentują zmiany we właściwościach materiału wprowadzone przez defekt.

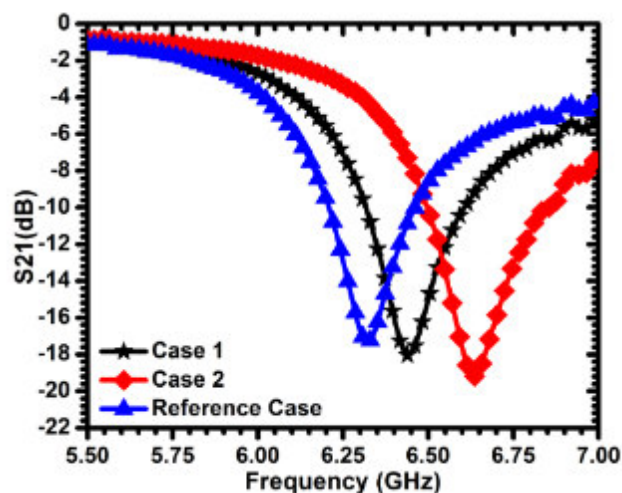
W następujących podrozdziałach szczegółowo omówiono wykrywanie pęknięć w materiałach kompozytowych z rozróżnieniem detekcji wad występujących na powierzchni i pod powierzchnią materiału badanego.

4.4 Techniki detekcji wad powierzchniowych

Detekcja wad powierzchniowych za pomocą czujnika opartego o metamateriał złożony z linii transmisyjnej i podwójnego rezonatora CSRR została zaproponowana w powiązanych pracach [101] i [100]. Konstrukcję czujnika oparto na komplementarnym rezonatorze o profilu kwadratowym i boku długości 3.0 mm. Pierwotnym zastosowaniem było wykrywanie sztucznego, liniowego pęknięcia na górnej powierzchni aluminiowej kostki testowej. Powierzchnia rezonatora została pokryta warstwą teflonu, który imitował obecność farby izolując jednocześnie czujnik i kostkę. Prezentowany czujnik pozwala na detekcję w bardzo skupionym obszarze (polu detekcji) drobnych szczelin już na wczesnym etapie ich powstawania. Rysunek 4.4.1 przedstawia zaproponowany czujnik i kierunek posuwu sondy w procesie skanowania. Odnotowano zmianę częstotliwości rezonansowej równą 240 MHz dla badanej szczeliny o szerokości 0.1 mm (parametr Crack Width). W konsekwentnej pracy zakomunikowano możliwość wykrywania i charakteryzacji pęknięć powierzchniowych tą samą sondą skupiając uwagę również na materiałach dielektrycznych. W tym celu jako materiał testowy wykorzystano włókno szklane ($\epsilon_r = 2.3$) i ceramikę ($\epsilon_r = 9.8$).



Rys. 4.4.1 Proponowany czujnik komplementarny zasilany przez linię mikropaskową, zaprezentowany w [100].



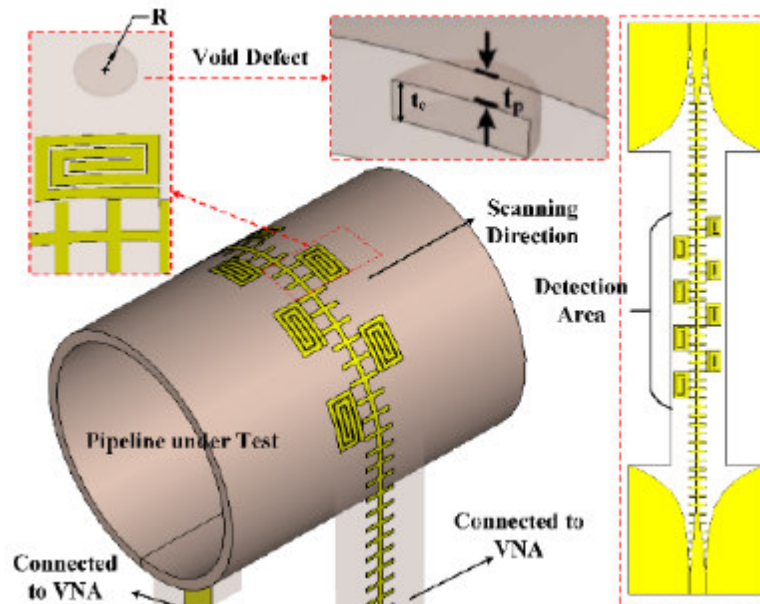
Rys. 4.4.2 Parametr S_{21} dla wybranych szerokości pęknięcia (Crack Width) wynoszących 0.15 mm (przypadek 1) i 0.2 mm (przypadek 2) w porównaniu z materiałem referencyjnym z włókna szklanego o stałej dielektrycznej 2.3. Głębokość pęknięcia (Crack Depth) wynosi 1.5 mm. Wyniki zaprezentowano w publikacji [100].

W celu optymalizacji wykrywania i charakteryzacji pęknięć w ośrodkach dielektrycznych, strona CSRR z dominującym polem elektrycznym została umieszczona równolegle do pęknięcia. Dzięki badaniu pęknięcia wzdłużnego o szerokości 0.2 mm i głębokości 1.5 mm zaobserwowano przesunięcie względem wartości referencyjnej (6.2 GHz) o 312 MHz dla płyty z włókna szklanego (Rysunek 4.4.2) oraz 477 MHz dla materiału ceramicznego. Zadeklarowana rozdzielczość uzyskana w pracy [101] dla materiału przewodzącego to $\lambda/600$ a rozróżnienie dwóch sąsiadujących pęknięć jest możliwe przy minimalnym oddaleniu równym 1.0 mm.

4.5 Techniki detekcji wad podpowierzchniowych

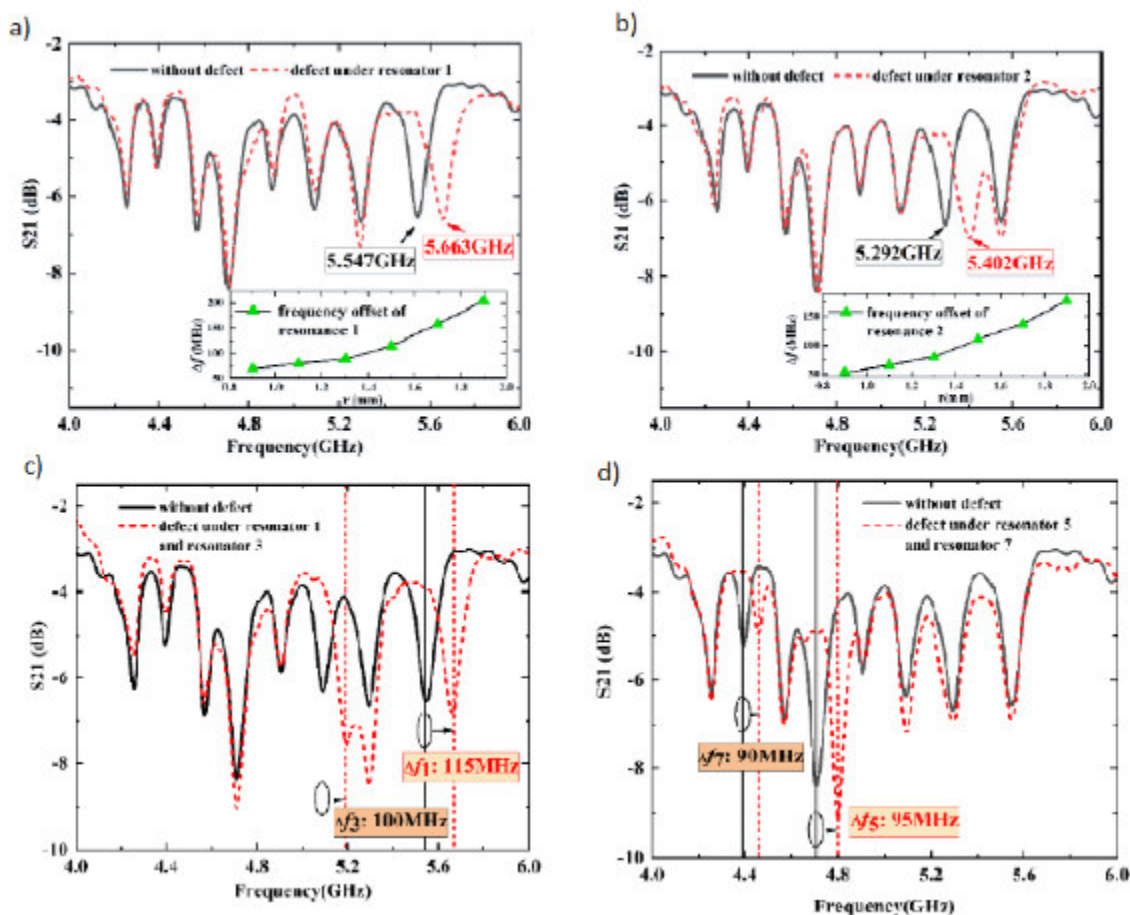
W pracy [102] zaproponowano elastyczny czujnik do wykrywania defektów występujących na powierzchni dielektrycznych rurociągów kompozytowych. Czujnik składa się z konstrukcji SSPP (*ang. Spoof Surface Plasmon Polaritons*) i układu spiralnych, prostokątnych rezonatorów, charakteryzujących się niskimi stratami spowodowanymi przez gięcie. Rezonatory o różnych rozmiarach umieszczono naprzemiennie po obu stronach linii transmisyjnej (Rysunek 4.5.1). System detekcji oparto o kilka niezależnych częstotliwości rezonansowych, generowanych przez kolejne rezonatory spiralne. Każda częstotliwość rezonansowa reaguje jedynie na defekty w swoim własnym obszarze wrażliwości

elektromagnetycznej, co objawia się głównie jako przesunięcie częstotliwości rezonansowej. Z tego względu wykrywanie i lokalizację defektów realizuje się poprzez obserwację parametrów transmisyjnych układu rezonansowego.



Rys. 4.5.1 Schemat procesu detekcyjnego oraz widok zaproponowanego czujnika. R (promień wady) = 1.5 mm, t_c (wysokość wady) = 0.5 mm, t_p (odległość do powierzchni rurociągu) = 0.05 mm [102].

Symulowane przesunięcie częstotliwości wywołane obecnością wady dla kolejnych ośmiu rezonatorów wynosiło odpowiednio: 73 MHz, 75 MHz, 65 MHz, 66 MHz, 59 MHz, 54 MHz, 51 MHz i 54 MHz. Do testów eksperymentalnych wykorzystano teflonowy rurociąg z płytką wadą podpowierzchniową w kształcie dysku. Zaobserwowano, że częstotliwość rezonansowa zwiększa się w różnym stopniu, gdy wada jest pod RSRR, podczas gdy inne częstotliwości rezonansowe pozostają nieprzesunięte. Rysunek 4.5.2 a-b przedstawia działanie przy promieniu defektu równym 1.5 mm. Analizowano również jednoczesne wystąpienie dwóch wad w obszarze sensorycznym czujnika. Gdy obydwa defekty są zlokalizowane odpowiednio pod rezonatorem 1 i rezonatorem 3, f_{r1} przesuwa się o 115 MHz, a f_{r3} o 100 MHz, podczas gdy pozostałe częstotliwości rezonansowe ponownie pozostają niezmiennione. Na podstawie przeprowadzonych symulacji i doświadczenia eksperymentalnego wskazano, że możliwa jest detekcja defektów o najmniejszym promieniu równym 0.9 mm. W pracy nie dokonano analizy możliwej głębokości detekcji.



Rys. 4.5.2. Przykład zmierzonych parametrów S_{21} przy wykorzystaniu zaprojektowanego czujnika:
 a) wada pod rezonatorem 1 b) wada pod rezonatorem 2. Dla przypadków z 2 defektami występującymi jednocześnie: c) wady pod rezonatorem 1 i rezonatorem 3 d) wady pod rezonatorem 5 i rezonatorem 7. $R=1.5\text{ mm}$, $t_c=0.5\text{ mm}$, $t_p=0.05\text{ mm}$ [102].

W [103] zaproponowano procedurę obrazowania mikrofalowego w celu wykrywania defektów wewnątrz struktur kompozytowych składających się z warstw dielektrycznych i metalicznych przy użyciu czujnika planarnego opartego o komplementarny rezonator z dzielonym pierścieniem (CSRR) o przekroju prostokątnym, jak i kołowym. Wyższą czułość okrągłego czujnika CSRR przypisuje się jego wyższej częstotliwości rezonansowej. Proponowaną detekcję oparto o skanowanie rastrowe i rejestrację trzech parametrów w każdym punkcie tj.: amplitudy i fazy współczynnika transmisji oraz częstotliwości rezonansowej. Jeżeli wielkość parametru transmisji w dowolnym punkcie skanowania wykazuje wielokrotne minima rezonansowe, oznacza to obecność warstwy metalicznej pod powierzchnią badanej struktury. W takich przypadkach przyjmuje się metodę opartą na wielkości parametru rozproszenia przy częstotliwości rezonansowej nieobciążonej. Jeśli parametr S_{21} wykazuje tylko jedno minimum

podczas skanowania badanej struktury, wówczas zwykle wskazuje to na czysto dielektryczny charakter struktury, a w takich sytuacjach w każdym punkcie skanowania można również oszacować przesunięcie częstotliwości rezonansowej.

W pracy [99] opracowano sondę pola bliskiego wykorzystującą pojedynczy rezonator z dzielonym pierścieniem przeznaczoną do wykrywania zanurzonych obiektów. Sześcienny blok aluminiowy o boku długości 3.24 mm zanurzony w 1% roztworze chlorku sodu (NaCl) i umieszczony w odległości 4 mm poniżej powierzchni roztworu został pomyślnie wykryty za pomocą sondy pracującej na częstotliwości 1.218 GHz. Warto podkreślić, że stosunek rozmiaru obiektu do długości fali w przeprowadzonym eksperymencie wynosił $\lambda/74$. Zmiany fazowe spowodowane obecnością obiektu pokazują, że sonda jest w stanie wykryć obecność obiektu w bardzo stratnym ośrodku (3% NaCl, dla którego $\tan \delta$ ok. 1) przy zanurzeniu do 2.0 mm i zachowaniu SoD 1.0 mm w powietrzu i zachowaniu grubości pojemnika na roztwór równego 6.35 mm.

4.6 Podsumowanie

W niniejszym rozdziale szczególną uwagę poświęcono czujnikom wykrywającym defekty w strukturach kompozytowych budowanym w oparciu o metamateriały. Zaprezentowano wybrane prace i zastosowania dla tego typu czujników. Przytoczone prace potwierdzają istotność badań nad nowymi strukturami promieniującymi wskazując, że zwłaszcza w ostatnich latach jest to stale rozwijająca się gałąź testów nieniszczących. Na podstawie opisanych wyników badań i innych, podobnych prac dostępnych w literaturze można stwierdzić, że metamateriały nadają nowy wymiar czujnikom mikrofalowym otwierając możliwości do zastosowań w niedostępnych wcześniej obszarach, jednocześnie poprawiając czułość i rozdzielczość przy wykrywaniu małych, ukrytych defektów i anomalii.

Pomimo mnogości opracowań różnych metod mikrofalowych, służących do nieniszczących badań materiałów kompozytowych, większość z nich pozwala na wykrycie jedynie powierzchniowych wad umiejscowionych na dobrze dostępnych powierzchniach zewnętrznych materiału. Znane metody nie odpowiadają w pełni na potrzebę oceny stanu konstrukcji o większej grubości i bez dostępu do strony wewnętrznej, jak ma to miejsce w przypadku zbiorników i rurociągów kompozytowych. Obecnie w przemyśle nie jest stosowana żadna metoda mikrofalowa pozwalająca na wykrycie wady obecnej na znaczącej głębokości struktury oprócz tomografii, która jednak ze względu na konieczność stosowania

specjalistycznego sprzętu, nie pozwala przeprowadzenia badania in situ. Potrzeba na opracowanie takiej metody odnosi się w szczególności do obiektów o znaczeniu krytycznym z punktu widzenia funkcjonalności danej instalacji oraz bezpieczeństwa użytkowników, a takimi są właśnie wysokociśnieniowe zbiorniki i rurociągi.

Podsumowując, w znacznej mniejszości publikowane są prace ukierunkowane na głęboką analizę MUT z wykorzystaniem metod mikrofalowych – w tym zakresie powstało jak dotąd niewiele publikacji, zwłaszcza w kontekście analizy rurociągów i zbiorników kompozytowych.

5. Charakteryzacja wybranych parametrów elektrycznych materiałów kompozytowych

W dziedzinie inżynierii materiałowej i przy projektowaniu czujników planarnych precyzyjne wyznaczenie parametrów elektrycznych egzaminowanego materiału jest aspektem kluczowym. Istnieje wiele metod wyznaczania parametrów elektrycznych, różniących się przede wszystkim dokładnością charakteryzacji, spektrum mierzalnych materiałów, związaną z tym wymaganą formą i kształtem badanej próbki, zakresem częstotliwości pomiarowych oraz złożonością procesu pomiarowego [15]. Wśród metod charakteryzacji wyszczególnia się podział na metody naruszające i nienaruszające struktury materiału tj. metody niszczące (*DT*) i nieniszczące (*NDT*). Ponadto wyróżnia się dwa główne rodzaje badań mikrofalowych tj. przeprowadzone odpowiednio metodami rezonansowymi oraz nierezonansowymi. Metody rezonansowe pozwalają na charakteryzację materiału jedynie w wybranych częstotliwościach i zazwyczaj związane są z koniecznością bardzo precyzyjnego wykonania próbki. Wykorzystywana w nich jest zależność częstotliwości rezonansowej układu pomiarowego od parametrów elektrycznych badanego materiału. Wprowadzenie odpowiednio przygotowanej próbki do układu pomiarowego powoduje przestrojenie układu rezonansowego (np. *SPDR*). Możliwe jest także wykorzystanie próbki jako sekcji układu pomiarowego (np. metoda z mikropaskowym rezonatorem pierścieniowym lub metoda dwóch linii mikropaskowych) [109]. Najczęściej są to metody niszczące. Dopełnieniem powyższych metod są badania nierezonansowe pozwalające na charakteryzację w bardzo szerokim spektrum kosztem zmniejszenia dokładności pomiaru, jednak najczęściej badanie może mieć charakter nieniszczący. Parametry elektryczne wyznacza się na podstawie zmierzonych parametrów odbiciowych i/lub transmisyjnych układu pomiarowego, w którym zawarto przygotowaną próbkę badanego materiału. Istotnym aspektem jest precyzyjne wyznaczenie współrzędnych płaszczyzny próbki, co w rzeczywistym torze pomiarowym nie zawsze jest możliwe. Dzięki relatywnej prostocie przygotowania próbki często stosowaną metodą jest metoda wykorzystująca falowód prostokątny lub linię współosiową częściowo wypełnioną badanym materiałem. Wyznaczanie parametrów elektrycznych materiału wymaga przeprowadzenia pomiaru parametrów rozproszenia układu z próbkami o odpowiednio dobranej grubości zależnej od przewidywanych właściwości materiału. Dodatkową zaletą jest możliwość wykonania badań odbiciowych, posiadając dostęp do tylko jednej strony próbki. Metoda oparta o falowód prostokątny jest metodą szerokopasmową, ograniczoną w swoim zastosowaniu do

częstotliwości pierwszego okna falowodowego. Pozostałe mody propagujące zwiększają błąd charakteryzacji. W praktyce jednak możliwe jest uzyskanie zadowalających rezultatów dla częstotliwości powyżej pierwszego okna falowodowego. Metoda opierająca się na wykorzystaniu linii współosiowej pozwala na wykonanie pomiarów w szerszym spektrum jednak, przez wzgląd na geometrię, przygotowanie próbek może być bardziej czasochłonne. Niestety nie istnieje jedna, uniwersalna metoda pomiarowa zapewniająca wysoką dokładność dla szerokiego spektrum materiałów o różnych właściwościach. Dopiero synteza rezultatów otrzymanych dzięki zastosowaniu wielu metod pozwala na sporządzenie kompletnego opisu i modelu badanego materiału dielektrycznego.

Niniejszy rozdział przedstawia wyniki prac badawczych, których celem była charakteryzacja materiałów kompozytowych, a zwłaszcza tych używanych do produkcji zbiorników i rurociągów kompozytowych. Przedstawiono wyniki uzyskane wykorzystując metody rezonansowe i nierezonansowe. Zaprezentowano wyniki badań parametrów elektrycznych odpowiednio z wykorzystaniem rezonatorów oraz falowodu prostokątnego.

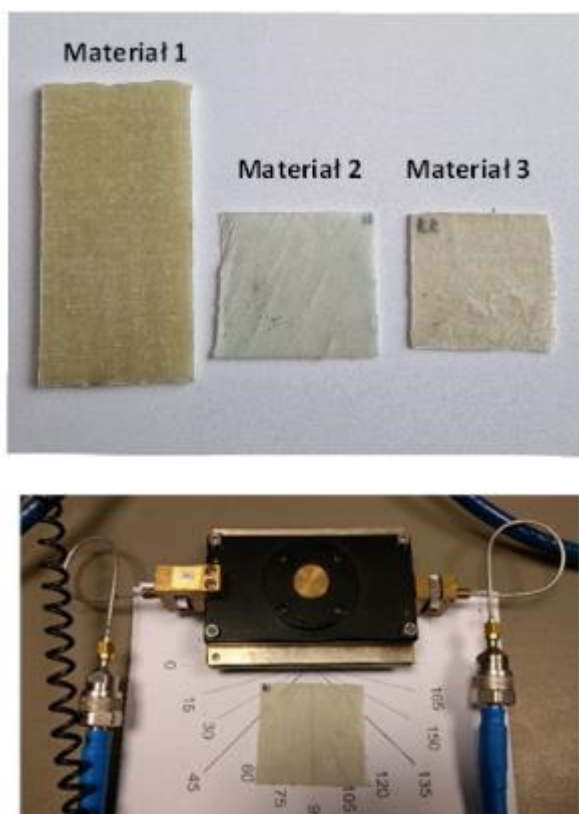
Badania przeprowadzono na reprezentatywnej próbie 24 sztuk próbek pochodzących z różnych źródeł. Część z nich to próbki wyekstrahowane z eksploatowanych wcześniej zbiorników i rurociągów kompozytowych z obiektu Elektrociepłowni w Opolu, druga część natomiast pochodzi z obiektów laboratoryjnych Wydziału Mechanicznego Politechniki Wrocławskiej, które nie były eksploatowane. Wśród zbioru nowo wytworzonych próbek można wyodrębnić dwa rodzaje materiału kompozytowego z włókien oraz tkanin szklanych łączonych żywicą epoksydową EPIDIAN 652 o rozdziale żywicy do utwardzacza równym 100/11 i 100/33 oraz o różnych wzorach splotów. Jest to materiał który służy do budowy zbiorników i rurociągów kompozytowych. Probki przedstawiono w tabeli 5.1.

Tabela 5.1. Zestawienie próbek poddanych badaniom.

Oznaczenie grupy próbek	Materiał 1	Materiał 2	Materiał 3
Pochodzenie próbki	Materiał pozyskany ze zbiornika typu IV	Materiał pozyskany z rurociągu	Nowo wytworzona struktura z laboratorium
Materiał	GFRP	GFRP	GFRP
Oznaczenia próbek - badania wąskopasmowe	P1-P5	P6-P10	P11-P16
Oznaczenia próbek - badania szerokopasmowe	-	-	S1-S8

5.1 Parametry dielektryczne tkanin z włókna szklanego

Wykonano badania mające na celu charakteryzację parametrów dielektrycznych materiałów wytworzonych z tkanin i włókien szklanych utwardzonych żywicą (GFRP). Wykonano badania szeroko i wąskopasmowe z wykorzystaniem metod wąskopasmowych i szerokopasmowych. Przedstawione wyniki badań wąskopasmowych wykonano z użyciem dzielonych rezonatorów dielektrycznych (*ang. SPDR*). Rezonator oraz przykładowe próbki przedstawiono na rysunku 5.1.1

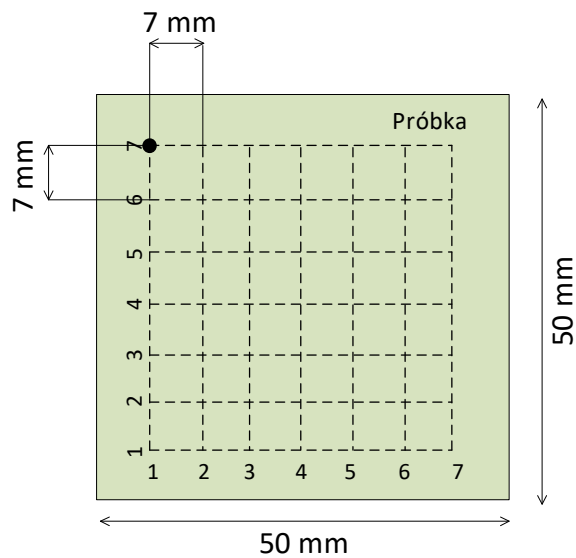


Rys. 5.1.1. Przykłady przygotowanych próbek oraz rezonator SPDR produkcji QWED o nominalnej częstotliwości pracy $f = 2.4\text{GHz}$.

Metoda pomiarowa z wykorzystaniem rezonatora SPDR jest metodą niszczącą dla badanych fragmentów zbiorników i rur. Przygotowano próbki materiału kompozytowego o wymiarach $50 \times 40 \times 1.6\text{mm}$ i umieszczono w przestrzeni szczeliny rezonatora. Pomiary wykonano w dwóch krokach. Pierwszy etap polegał na pomiarze grubości powierzchni każdej z próbek za pomocą śruby mikrometrycznej. Następnie za pomocą analizatora VNA zmierzono parametry rozproszenia ustalając przesunięcie częstotliwości rezonansowej SPDR oraz dobroć. Uzyskane rezultaty przedstawiono w tabeli 5.1.1. Na uzyskany wynik parametrów dielektrycznych wpływa grubość próbek oraz przesunięcie częstotliwości rezonansowej względem częstotliwości charakterystycznej rezonatora SPDR (nieobciążonego). Metoda SPDR jest obarczona błędem spowodowanym niedokładnym pomiarem grubości próbki [110]. Otrzymane błędy zwiększają się, jeśli powierzchnia próbki jest nieregularna. Błąd względny wyznaczenia stałej dielektrycznej spowodowany błędnym pomiarem grubości, wyraża się w następujący sposób:

$$\frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r} \leq 0.0015 + T \frac{\Delta h}{h} \quad 5.2.1$$

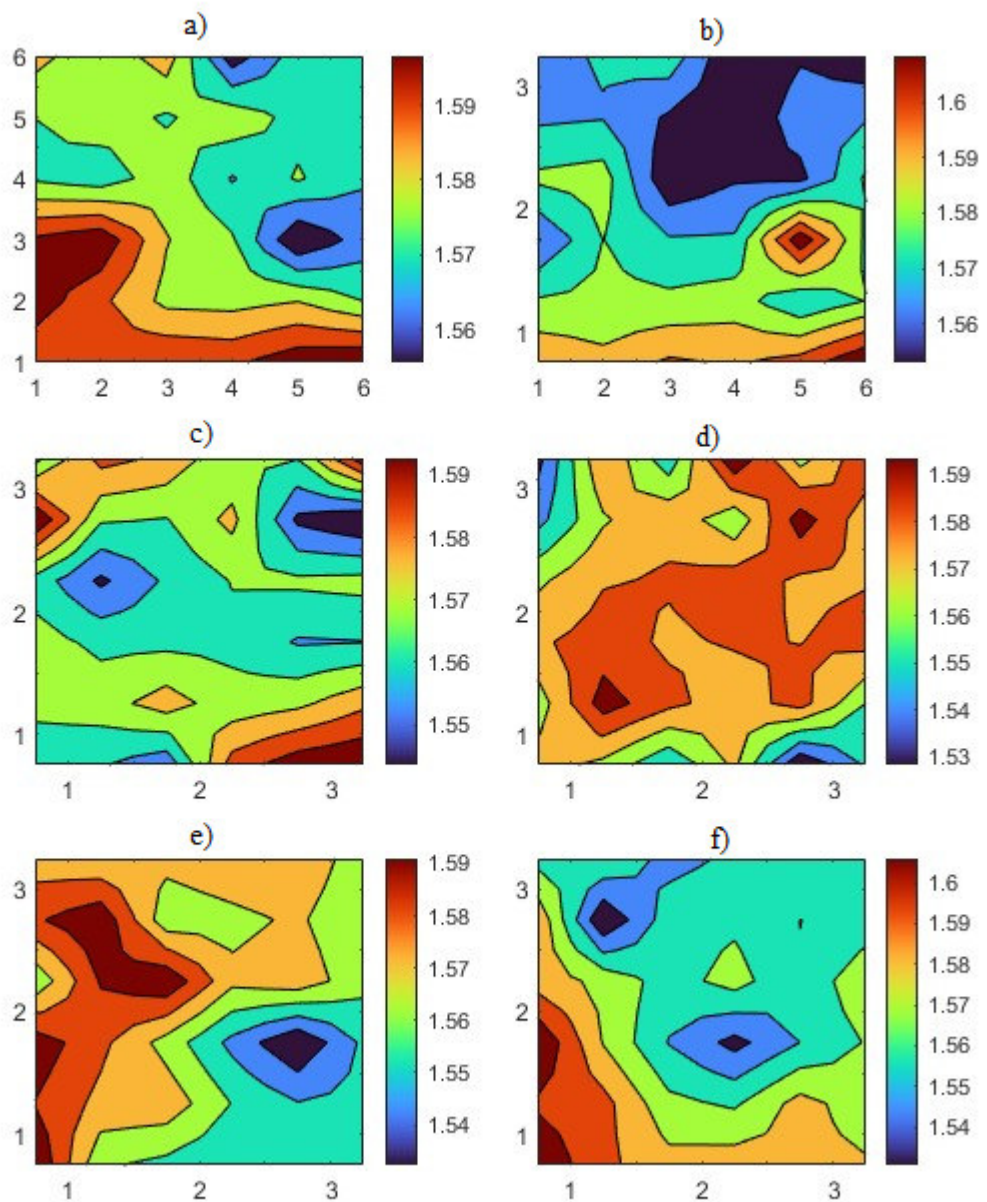
Gdzie: $1 < T < 2$, w większości przypadków dla próbek o niskiej wartości przenikalności elektrycznej, wartość T będzie zbliżona do jedności. Parametr Δh określa błąd grubości pomiaru i jak wspomniano ma przeważający wpływ na błąd pomiaru. Nie ma możliwości porównania uzyskanych rezultatów z notami katalogowymi producentów materiału ponieważ parametry dielektryczne dla rozpatrywanego zastosowania najczęściej nie są przedstawiane a stopień nasycenia żywicą jest zmienny.



Rys. 5.1.2 a) Schemat siatki przestrzennej przyjętej do określenia średniej grubości badanej próbki wytworzonej z tkaniny szklanej łączonej żywicą epoksydową. Układ 6x6 punktów pomiarowych.

Tabela 5.2.1. Obliczona względna przenikalność elektryczna i współczynnik stratności dla badanych materiałów kompozytowych (klasyfikacja materiałów na podstawie tabeli 5.1).

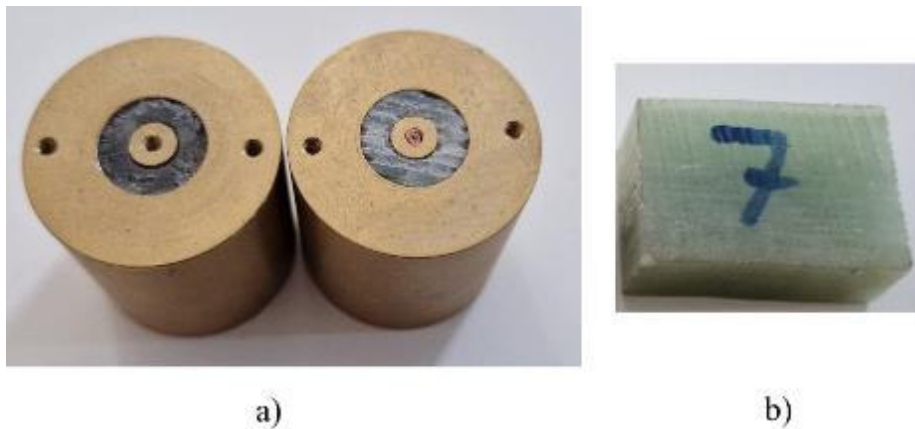
Material 1						
Parametr	P1	P2	P3	P4	P5	
h_{\min}	1.576	1.552	1.542	1.514	1.545	
h_{\max}	1.599	1.608	1.606	1.604	1.610	
h_{sr}	1.586	1.571	1.588	1.548	1.576	
ϵ_r	4.87	4.91	4.88	4.92	4.87	
$\tan(\delta)$	0.0134	0.0135	0.0134	0.0130	0.0131	
Material 2						
Parametr	P6	P7	P8	P9	P10	
h_{\min}	1.523	1.540	1.530	1.557	1.540	
h_{\max}	1.604	1.620	1.603	1.603	1.609	
h_{sr}	1.588	1.590	1.576	1.585	1.589	
ϵ_r	5.02	5.00	5.06	5.05	5.05	
$\tan(\delta)$	0.0126	0.013	0.0131	0.0129	0.013	
Material 3						
Parametr	P11	P12	P13	P14	P15	P16
h_{\min}	1.573	1.548	1.570	1.577	1.580	1.549
h_{\max}	1.604	1.602	1.598	1.598	1.599	1.602
h_{sr}	1.582	1.574	1.586	1.588	1.583	1.576
ϵ_r	4.65	4.61	4.66	4.66	4.62	4.63
$\tan(\delta)$	0.0118	0.0121	0.0116	0.0117	0.0118	0.0119



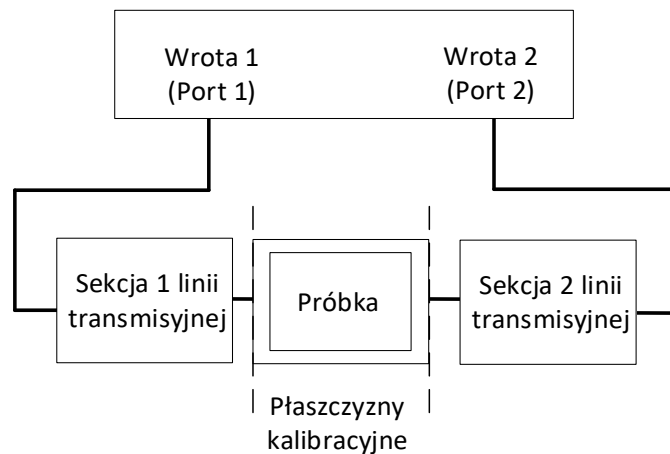
Rys. 5.1.3 Przykładowy rozkład niejednorodności grubości próbek uzyskany z wykorzystaniem siatki przestrzennej z rysunku 5.2.2. Na rysunkach od a do f odpowiednio nowo wytworzone próbki P11 do P16.

Pomiary nierezonansowe z wykorzystaniem linii transmisyjnych obejmują umieszczenie badanej próbki w sekcji falowodu lub linii koncentrycznej i pomiar parametrów rozproszenia za pomocą wektorowego analizatora sieci (VNA). Przedstawiona metoda obejmuje pomiar sygnału odbitego S_{11} i transmitowanego S_{21} . Zmierzone parametry rozproszenia są ściśle powiązane z przenikalnością elektryczną i przenikalnością magnetyczną materiału. Konwersja parametrów S na parametry elektryczne jest wyznaczana poprzez

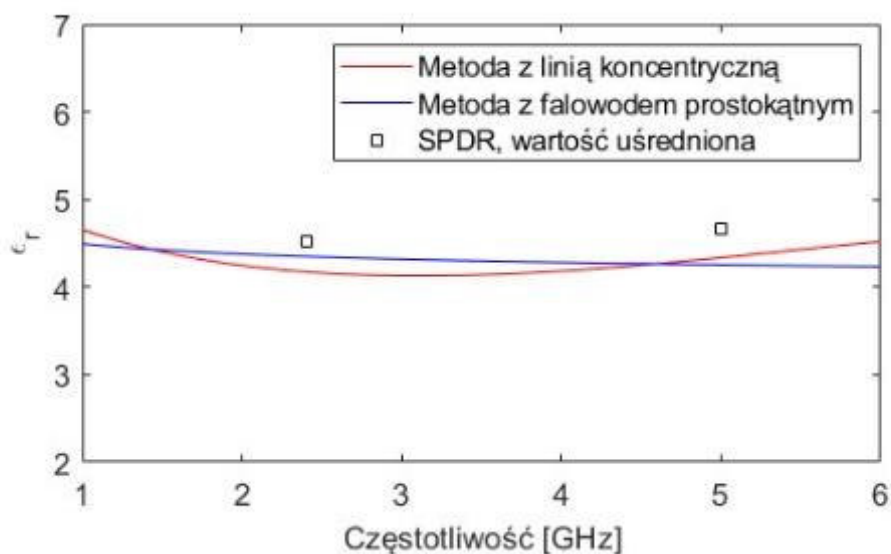
rozwiązanie równań NRW, NIST itp. Metoda pomiarowa pozwala na pomiar przenikalności elektrycznej i magnetycznej materiału dielektrycznego. Wymagane jest odpowiednie przygotowanie geometryczne próbek tak, aby ściśle wypełniała sekcję falowodu lub linii koncentrycznej. Szczelne dopasowanie próbki w sposób krytyczny wpływa na błąd wyznaczania stałej dielektrycznej. Wykonano dwa rodzaje próbek przygotowane do umieszczenia w sekcji linii koncentrycznej oraz falowodu prostokątnego (Rysunek 5.1.4.) Próbki wykonano metodami obróbki skrawaniem, odpowiednio przez toczenie i frezowanie z wykorzystaniem narzędzi CNC.



Rys. 5.1.4. Przykłady wykonanych próbek dla pomiaru stałej dielektrycznej a) próbki umieszczone w sekcji linii koncentrycznej (S1-S2) b) próbka przygotowana do pomiaru w falowodzie prostokątnym (S7).



Rys. 5.1.5 Schemat układu do pomiaru stałej dielektrycznej zastosowanymi metodami nierezonansowymi.



Rys. 5.1.6 Porównanie uśrednionej stałej dielektrycznej wyznaczonej metodą SPDR oraz metodami falowodowymi w zakresie częstotliwości od 1 do 6 GHz dla nowo wytworzonych próbek (Materiał 3).

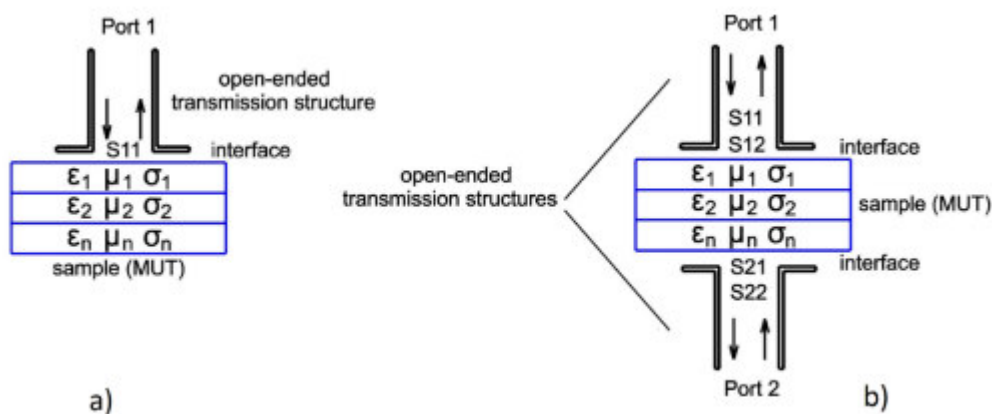
5.2 Podsumowanie

Przeprowadzone badania wykazały, że metoda falowodowa pozwala na otrzymanie wyników wysoce zbieżnych do tych uzyskanych przez zastosowanie rezonansowej metody SPDR. Nie wykazano anizotropii materiału dla żadnej z badanych próbek, niezależnie od zawartego wzoru mozaikowego. Przenikalność magnetyczna w całym analizowanym zakresie oscylowała w okolicy wartości 1. Ponadto w pracy podjęto próby wyznaczenia stałej dielektrycznej dla kompozytów z włókna węglowego, jednak jest to materiał o zbyt dużej stratności i przewodności, dlatego stosując zarówno metodę SPDR jak i metody falowodowe nie uzyskano wiarygodnych wyników. Istotne z punktu widzenia niniejszej pracy są wyniki pomiarów dla nowo wytworzonych struktur na bazie których planowane jest wykonanie prototypowych sensorów. Uzyskane wyniki zostały wykorzystane przy dalszych pracach projektowanych układów czujnikowych przedstawionych w rozdziałach 6 i 7.

6. Sondy pola bliskiego dla celów nieniszczącej detekcji wad materiału kompozytowego

6.1 Badania wstępne - otwarty falowód prostokątny

Pomimo licznie przeprowadzanych badań związanych z mikrofalowymi metodami testów nieniszczących stosowanych w inżynierii materiałowej, nadal stosunkowo niewielka ich część traktuje o materiałach kompozytowych. Rozpoczynając prace nad mikrofalowymi metodami NDT&E, zdecydowano się na wykorzystanie konwencjonalnej metody obrazowania opartej o otwarty falowód prostokątny. Przedstawione w pracy [111] badania wstępne skupione zostały na poszukiwaniu zależności między obecnością wad we fragmentach materiału kompozytowego pozyskanego z rozebranego rurociągu elektrowni ciepłowniczej a parametrami macierzy rozproszenia. Inspekcję mikrofalową przeprowadzono w paśmie K i Ku. Przedstawiono zastosowanie metod odbiciowych i transmisyjno/odbiciowych zarówno jako metod bezkontaktowych jak i kontaktowych. Otwarte prostokątne falowody są często wykorzystywane jako sondy skanujące w systemach obrazowania operujących w polu bliskim ze względu na możliwość pracy w szerokim zakresie częstotliwości, względnie wysoką rozdzielczość związaną z rozmiarem apertury i stosunkowo niski koszt. Niejednorodność impedancji powodowana jest np. obecnością wtrąceń, rozwarstwień, pęknięć lub połączeniem różnych typów warstw, co schematycznie przedstawiono na rysunku 6.1.1a-b.



Rys. 6.1.1. Schemat badanej próbki i wykorzystanego falowodu z otwartym końcem do pomiaru:
a) parametrów odbiciowych b) parametrów transmisyjnych/odbiciowych.



Rys 6.1.2. Przykłady badanych fragmentów rurociągu kompozytowego (a) rozwarstwienie $d = 1.0$ cm; (b) próbka odniesienia; (c) powierzchnia próbki.

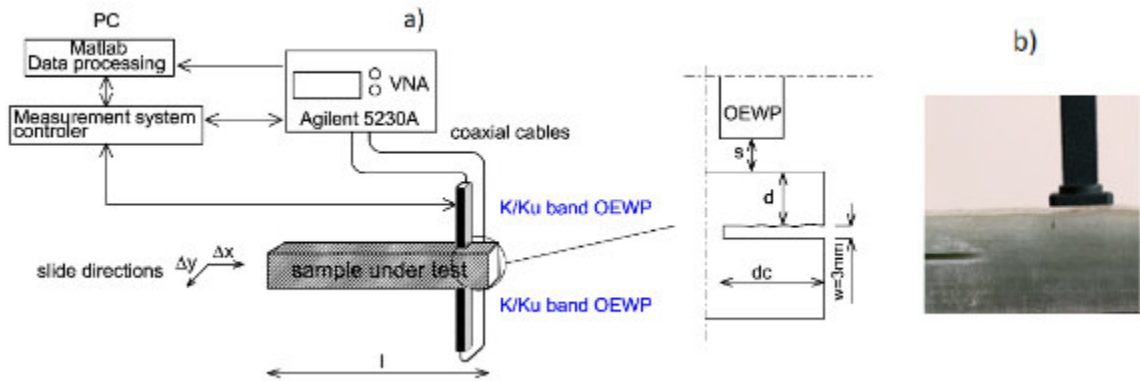
Badane próbki to zdemontowane fragmenty rurociągu z Elektrociepłowni Opole (Rysunek 6.1.2a-c). Są to odcinki rurociągu kompozytowego przeznaczonych do układów chłodzenia wodnego. Materiał wykonywano przez nawijanie włókien szklanych nasączonych żywicą poliestrową na obracającym się trzpieniu, układając włókna naprzemiennie pod kątem 45 stopni. Brak jest innych faz granicznych między warstwami, materiał jest jednorodny i ma takie same proporcje włókien szklanych i żywicy (50% objętości każdej fazy) w objętości badanego materiału. Mierzono zestaw próbek z celowo naciętymi defektami o różnej głębokości — zbiorczo przedstawionych w tabeli 6.1.1. Każda seria próbek została nacięta na innej głębokości rozwarstwienia. Rozmiar wady jest taki sam dla wszystkich próbek tj.: parametr $d_c = 6.0$ cm oraz szerokość pęknięcia $w = 3.0$ mm.

Tabela 6.1.1. Parametry przygotowanych próbek kompozytowych.

Numer próbki	Głębokość nacięcia (d) [cm]	Numer próbki	Głębokość nacięcia (d) [cm]
1-5	2.5	16-20	1.0
6-10	2.0	21-25	0.5
11-15	1.5	26-30	Referencja, brak uszkodzeń

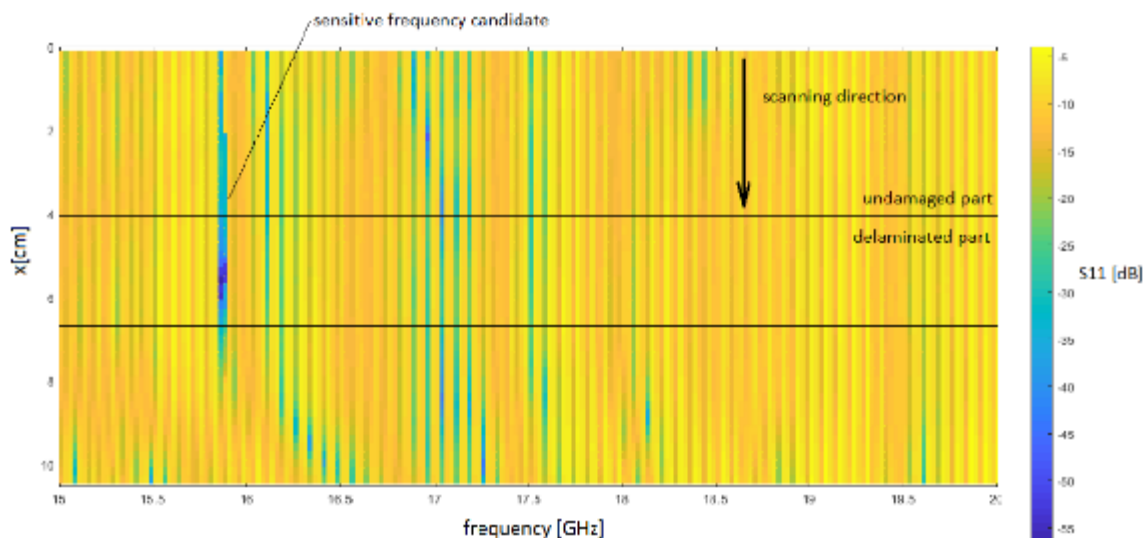
Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 6.1.3. Na układ pomiarowy składał się 4-portowy wektorowy analizator sieciowy (Agilent N5230A) podłączony za pomocą

przewodów mikrofalowych Sucoflex do sond falowodowych. Sondy zostały zamontowane w stałej pozycji, następnie umieszczono MUT na suwaku płytowym poniżej sondy. Suwak poruszano w płaszczyźnie x-y ze stałym krokiem $\Delta x = \Delta y = 2.0$ mm. W tak zestawionym układzie pomiarowym zapisywano amplitudy parametrów S_{11} i S_{22} i S_{12} i S_{21} .

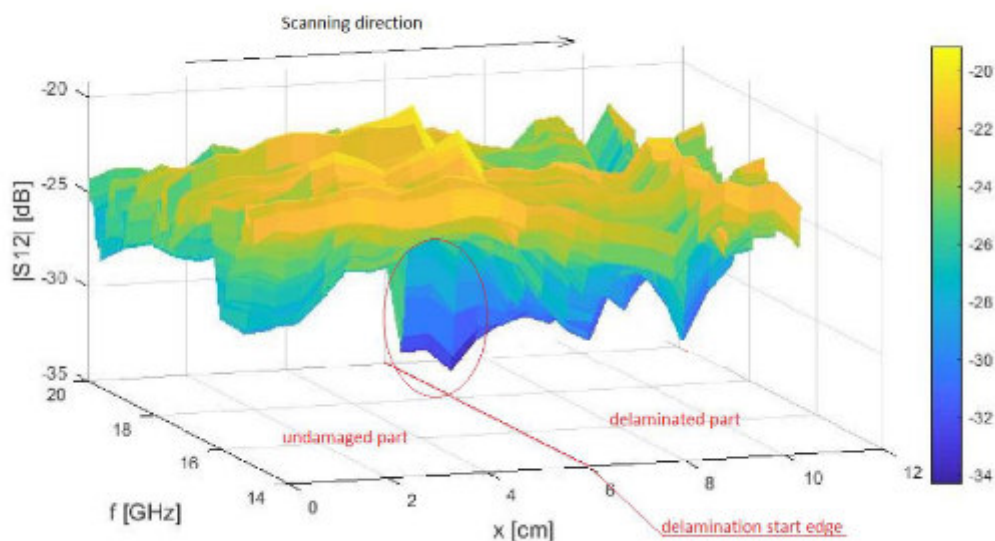


Rys. 6.1.3. a) Schemat układu pomiarowego z sondami falowodowymi b) Sonda falowodowa o otwartym końcu umieszczona nad próbką. Gdzie s - odległość odsunięcia (SOD), d - głębokość rozwarstwienia, dc - długość pęknięcia rozwarstwienia, w - wysokość rozwarstwienia.

W zależności od zastosowanej techniki i głębokości wystąpienia rozwarstwienia, najwyższy poziom zmian amplitud parametrów S zaobserwowano przy częstotliwości od 18.6 do 19.0 GHz. Przykład zmierzonych parametrów odbicia $|S_{11}|$ i transmitancji $|S_{21}|$ dla przekroju poprzecznego OX przedstawiono na poniższych rysunkach 6.1.3-6.1.4. Proponowana metoda umożliwia szybką detekcję pęknięć stosunkowo małych próbek z zadowalającą czułością. Do tej pory kontrola jakości polegała na wykrywaniu głównie defektów powierzchniowych i testach niszczących przeprowadzanych na reprezentatywnych próbkach.



Rys. 6.1.3. Zmierzona reflektancja próbki wzdłuż osi OX dla zakresu częstotliwości od 15.0 do 20.0 GHz. Głębokość nacięcia, $d = 1.0$ cm, $SOD = 0.1$ cm, próbka numer 17.



Rys. 6.1.4. Zmierzona transmitancja wzdłuż osi OX dla zakresu częstotliwości od 15 do 20 GHz. Głębokość nacięcia, $d = 1.0$ cm, $SOD = 0.1$ cm, próbka numer 23.

Analizując częstotliwość rezonansową i $|S_{11}|$ lub $|S_{12}|$ można uzyskać informację o lokalizacji wady podpowierzchniowej. Proponowana metoda może okazać się rozwiązaniem na potrzeby przemysłu w zakresie stosowania środków kontroli jakości produktu na wyjściu procesu produkcyjnego. Do tej pory kontrola jakości polegała na wykrywaniu głównie wad

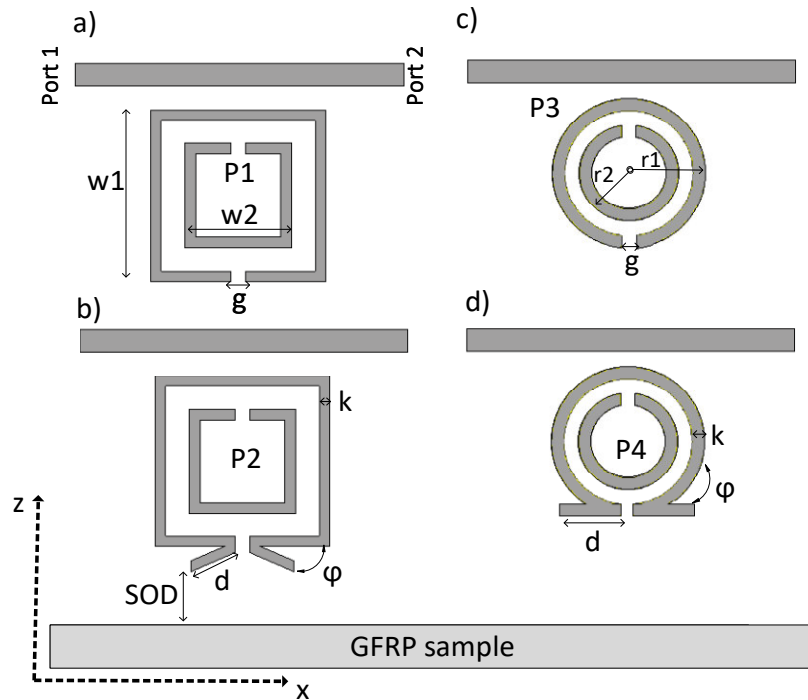
powierzchni i testach niszczących przeprowadzanych na reprezentatywnych próbkach. Pomimo potencjału prezentowanych metod, mają one również pewne ograniczenia. Podczas badań stwierdzono, że na niedokładność wskazań i błędne odczyty silnie wpływa nieidealna powierzchnia o delikatnych zafalowaniach, rzutująca na odległość SOD. Ponadto skład faz kompozytu silnie wpływa na częstotliwości wykazujące rezonans przy obecności wady, co wymaga podejścia pomiaru szerokopasmowego. Znaczne zmiany wielkości amplitudy parametrów rozproszenia sprawiają, że użycie ich do oszacowania głębokości delaminacji może być niewystarczające. Przedstawione prace wstępne stały się przyczynkiem dla rozważań nad opracowaniem nowej, skuteczniejszej metody mikrofalowej detekcji podpowierzchniowej.

6.2 Planarne sondy pola bliskiego zrealizowane w oparciu o rezonatory pierścieniowe

Rodzaj płaskiego metamateriału rozważanego w tym rozdziale składa się z konwencjonalnej linii transmisyjnej obciążonej metarezonatorami. Właściwy dobór zasilającej linii transmisyjnej oraz struktury rezonansowej jest istotnym czynnikiem kontrolującym wydajność projektowanego metamateriału planarnego. Przedstawione konstrukcje czujników zbudowano w oparciu o linie mikropaskowe obciążone przez rezonatory o zmodyfikowanych, dzielonych pierścieniach (BC-SRR) zgodnie z rysunkiem 6.2.1. Zaimplementowane zmiany w szczelinach rezonatorów zwiększają indukcyjność i pojemność ze względu na większą powierzchnię metalizacji, co prowadzi do zmniejszenia częstotliwości rezonansowej. Pola generowane przez rezonator mają wyższy poziom niż w przypadku konwencjonalnej struktury. Czujniki zostały zaimplementowane na podłożu FR-4 o grubości $t = 0.725$ mm i parametrach $\epsilon_r = 4.3$ i $\text{tg } \delta = 0.002$. Przedstawioną koncepcję wykorzystania dzielonych rezonatorów jako czujników przedstawiono w pracy [112] (w momencie składania rozprawy, cytowana praca została zaakceptowana i zgłoszona do druku).

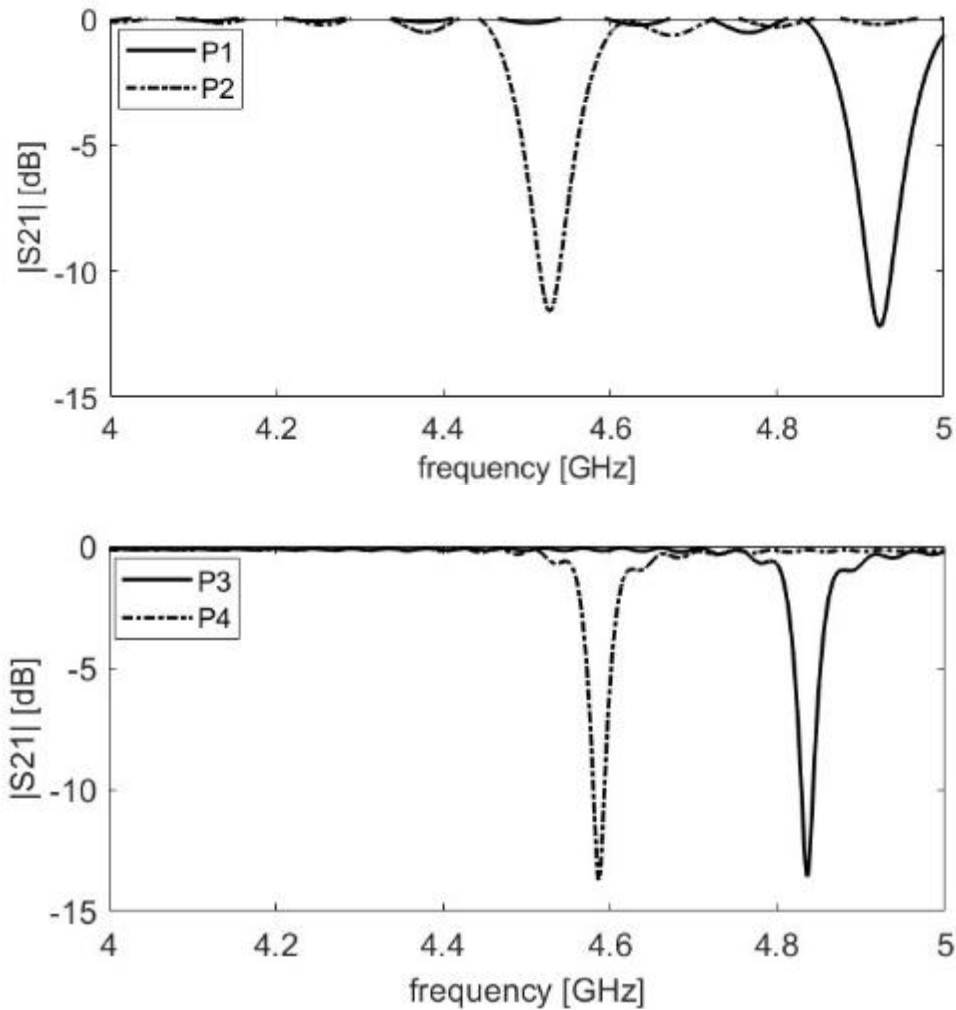
Tabela 6.2.1 Parametry geometryczne proponowanych sond.

Parametr [mm]	P1	P2	P3	P4
w1	5.4		-	
w2	3.2		-	
g	0.8		0.6	
r1	-		2.0	
r2	-		3.1	
k	0.5		0.5	
d	-	2	-	2.2



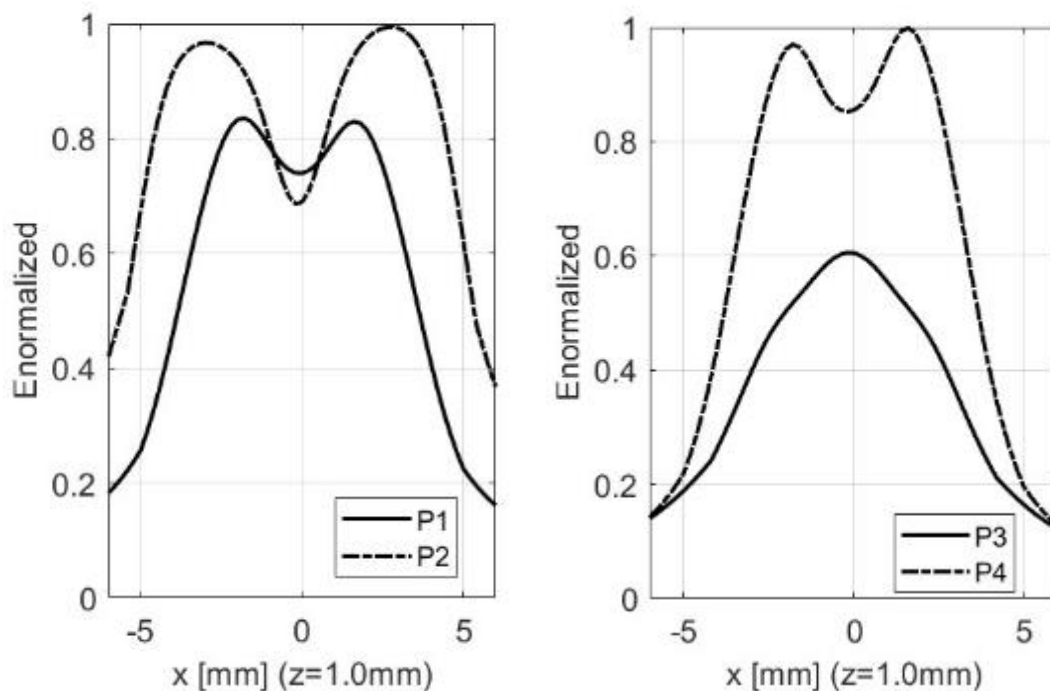
Rys. 6.2.1 Proponowane sondy oparte o mikropaskowe rezonatory pierścieniowe
 a) 2-pierścieniowy SRR na planie prostokąta b) zmodyfikowany 2-pierścieniowy SRR; c) 2-pierścieniowy SRR na planie okręgu d) zmodyfikowany 2-pierścieniowy SRR.

Rozdzielczość skanowania sond SRR jest zazwyczaj zbliżona do powierzchni skanującej rezonatora (obszaru wykrywania – *ang. footprint*). Dlatego mniejsze sondy o mniejszym śladzie zapewniają wyższą rozdzielczość obrazu. Niemniej jednak rozdzielczość i czułość można zwiększyć, optymalizując geometrię zewnętrznego pierścienia, jego szczeliny i ogólnego kształtu zwiększając stopień sprzężenia rezonatora z MUT. W przedstawionej pracy badano rezonatory SRR o zmodyfikowanej geometrii szczeliny pierścienia zewnętrznego. Parametry $|S_{21}|$ nieobciążonych sond przedstawiono na rysunku 6.2.2.



Rys. 6.2.2. Parametr $|S_{21}|$ w funkcji częstotliwości badanych sond a) P1 i P2 b) P3 i P4.

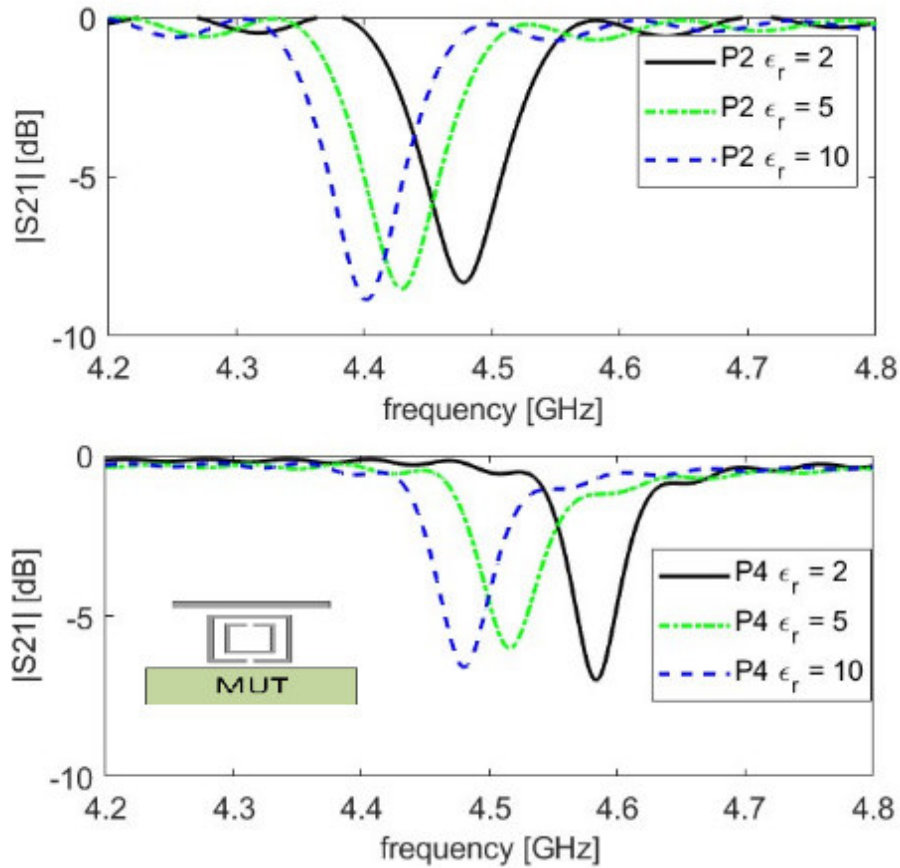
Właściwości systemów obrazowania z wykorzystaniem sond pola bliskiego związane są z rozkładem pola elektromagnetycznego w tym obszarze i w przypadku struktur planarnych są silnie zależne od ich geometrii. Skutecznym sposobem na poprawę czułości jest zwiększenie natężenia pola elektromagnetycznego w obszarze roboczym sondy. Rysunek 6.2.3 przedstawia normalizowane pole elektryczne proponowanych sond wzdłuż osi x przy odległości odstępu (SOD) na osi z równej 1.0 mm. Przedstawione rozkłady pola uzyskano przy częstotliwościach rezonansowych sond. Wykazano, że sondy z dodatkowymi końcówkami (P2 i P4) zapewniają wyższą wartość natężenia pola wzdłuż osi wykrywania.



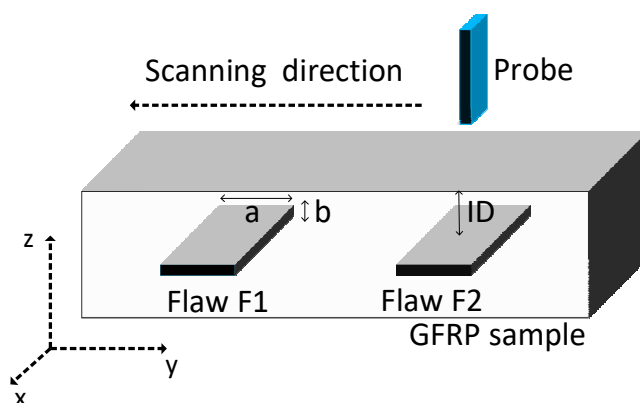
Rys. 6.2.3. Normalizowany rozkład pola elektrycznego przy częstotliwości rezonansowej dla wybranych sond wzdłuż osi x , $SOD = 1.0$ mm.

Z punktu widzenia mikrofalowego NDT, inkluzje i defekty podpowierzchniowe są związane ze zmianą względnej stałej dielektrycznej. Celem systemu obrazowania jest wychwycenie zmian i przestrzenne odwzorowanie ich na dwu- lub trójwymiarowych obrazach wykorzystując w tym celu parametry transmisyjne. Materiał kompozytowy wykorzystany w symulacji to polimer wzmocniony włóknem szklanym (GFRP), który składa się z mieszanki włókien szklanych i spoiwa żywicznego o parametrach zbadanych za pomocą rezonatora SPDR i metod szerokopasmowych w rozdziale 5. Wymiary badanej próbki wynoszą 50x50x32 mm. Symulowane wady podpowierzchniowe są podłużnymi prostopadłościanami wypełnionymi powietrzem. Częstotliwość rezonansowa SRR zmieni się ze względu na obecność materiału dielektrycznego w jego najbliższym otoczeniu. Wykazano, że częstotliwości rezonansowe sondy są wrażliwe na zmienne obciążenie dielektrykiem (rysunek 6.2.4). W tym celu umieszczono trzy materiały dielektryczne o względnej stałej dielektrycznej równej 2, 5 i 10 umieszczono w pobliżu krawędzi sondy, $SOD = 0.5$ mm. Prezentowane obrazy uzyskano podczas posuwu sondy wzdłuż osi y (sonda zorientowana według szerokości podłoża) nad próbką GFRP. Umieszczenie wad i parametry pokazano odpowiednio na rysunku 6.2.7 i w tabeli 6.2.3. Rysunki 6.2.6 i 6.2.7 przedstawiają Δf częstotliwości rezonansowych dla każdego skanowanego punktu. Parametr Δf jest równy różnicy częstotliwości rezonansowej

nad kompozytem nieuszkodzonym i częstotliwości rezonansowej nad uszkodzoną częścią w danym punkcie przestrzeni. Możliwe zastosowanie opracowanych sond do obrazowania w polu bliskim i ich zdolność do detekcji wad zostały potwierdzone przez uzyskanie dwuwymiarowych obrazów próbki kompozytowej - rysunek 6.2.6 i 6.2.7.



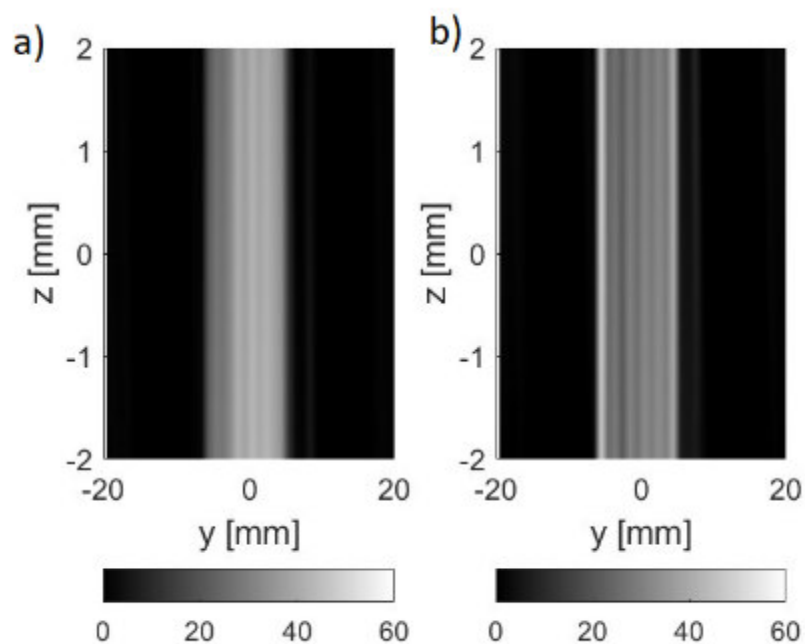
Rys. 6.2.4 Zależność rezonansu od stałej dielektrycznej MUT.



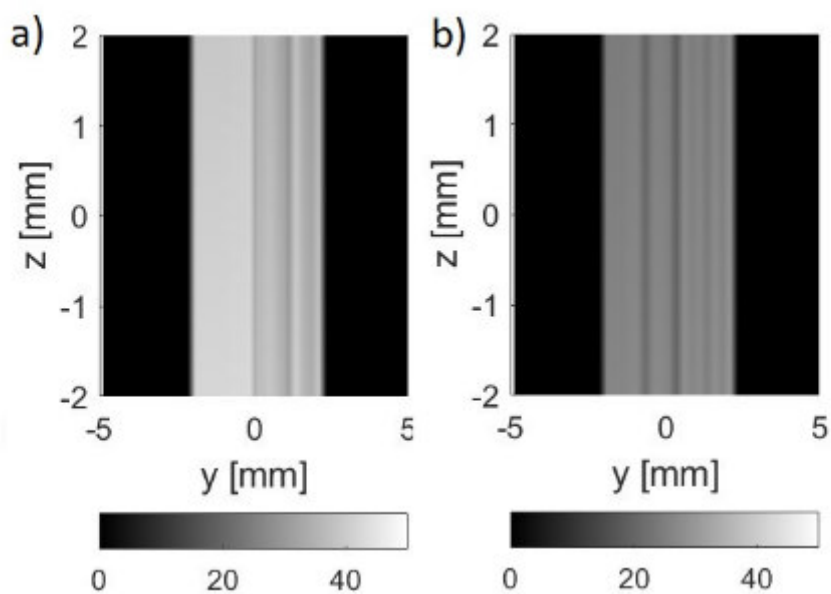
Rysunek 6.2.5. Kierunek skanowania nad obszarem materiału kompozytowego i lokalizacja wad podpowierzchniowych.

Tabela 6.2.2. Geometria wad podpowierzchniowych.

Parametr	F1	F2
a [mm]	10	5
b [mm]	2	2
ID [mm]	1	3



Rysunek 6.2.6. $\Delta f |S_{21}|$ defekt F1 z SOD = 1.0 mm. a) Sonda 2 b) Sonda 4.



Rysunek 6.2.7 $\Delta f |S_{21}|$ defekt F2 z SOD = 1.0 mm. a) Sonda 2 b) Sonda 4.

Tabela 6.2.3. Porównanie wyników uzyskanych za pomocą rozważanych sond.

Numer sondy	F1 Δf [MHz]	F2 Δf [MHz]
P2	47	38
P4	35	27

Na podstawie wyników symulacji i otrzymanych różnic, zmodyfikowane sondy numer 2 i 4 zapewniają wysoką czułość defekty podpowierzchniowe. Zaproponowane sondy przesunięcie częstotliwości rezonansowej, gdy są skierowane w stronę defektu (Tabela 4).

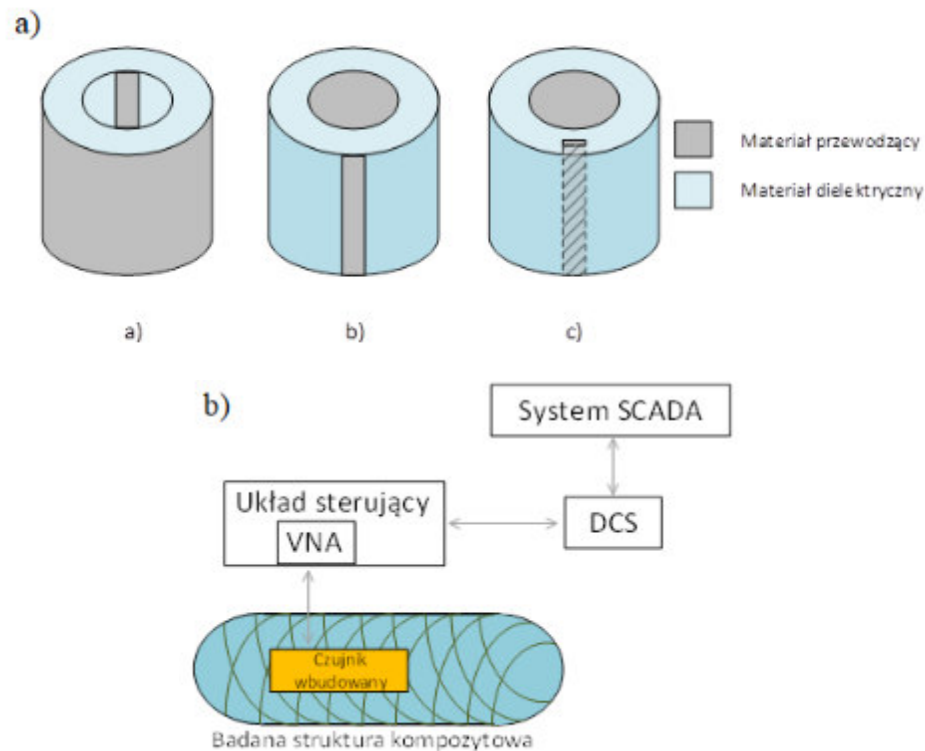
6.3 Podsumowanie

W rozdziale przedstawiono przeprowadzone badania wprowadzające w tematykę obrazowania mikrofalowego oraz zaproponowane, zmodyfikowane czujniki zawierające w swojej strukturze rezonatory z rozszczepionym pierścieniem. Wykorzystano komórki elementarne metamateriału sprzężone z linią mikropaskową. Komórki elementarne składają się z prostokątnych lub okrągłych pierścieni z zewnętrzną szczeliną pierścieniową zakończoną dodatkowymi końcówkami. Zmieniona geometria zmniejsza częstotliwość rezonansową sondy, co w konsekwencji zwiększa głębokość penetracji EM. Ponadto, dodatkowe końcówki zwiększają czułość sondy a wykorzystanie krawędziowej orientacji skanowania poprawia rozdzielczość związaną wprost z aperturą sondy, zmniejszając sprzężenie linii transmisyjnej z MUT. Wykazano, że rezonator z rozszczepionym pierścieniem mikrofalowym może być wykorzystany do obrazowania struktur GFRP i wykrywania typowych defektów podpowierzchniowych takich jak delaminacja lub wtrącenia. Ze względu na wysoką czułość struktury, zastosowanie zmodyfikowanej geometrii SRR i skanowania krawędziowego może zapewnić lepszą jakość obrazu i dokładność w porównaniu do sond o standardowej geometrii, zorientowanych powierzchnią do MUT. Proponowane czujniki rezonują w zakresie częstotliwości od 4.3 do 4.5 GHz podczas obciążenia przez MUT. Podczas badań symulacyjnych i analizy parametrycznej odnotowano, że zarówno amplituda jak i faza parametru S_{21} są wrażliwe na obciążenie dielektrykiem i w związku z tym również mogą być używane do określania przesunięcia rezonansowego.

7. Planarne układy mikrofalowe zawarte w strukturze materiału kompozytowego dla nieniszczącej detekcji wad materiałowych

Niniejszy rozdział przedstawia część badawczą, w której wykorzystano poprzednio zdefiniowane narzędzia. Po dokonaniu przeglądu literaturowego stwierdzono, że dotychczas stosowano w roli czujników rezonatory o wielu kształtach, opartych o metamateriały w tym U, Ω i AV kształtnych i dzielonych pierścieni [8], [96], [113], [114], [115]. Podczas realizacji prac nie napotkano na zastosowanie rezonatorów mikrofalowych zasilanych przez linię transmisyjną wbudowaną bezpośrednio w badaną strukturę kompozytową zbiornika lub rurociągu. Z tego względu dalszy etap prac zakładał stworzenie projektu, symulację oraz wykonanie układów rezonatorów mikrofalowych zasilanych przez linię mikropaskową celem detekcji i/lub oceny wielkości uszkodzeń materiału kompozytowego. Celem prac było przedstawienie sensorów opartych o rezonatory pierścieniowe i linie transmisyjne o małych wymiarach, niskim profilu i wysokich możliwościach adaptacji geometrycznej.

W ramach badań przedstawionych w niniejszym rozdziale wykonano prototypowe układy linii mikropaskowych zanurzonych w różnych strukturach kompozytowych. Specyfika procesu produkcji zbiorników i rurociągów pozwala na wprowadzenie przewodzących, planarnych układów sensorycznych na zewnętrzną lub wewnętrzną ściankę zbiornika oraz w jego wnętrzu. Dla usystematyzowania sklasyfikowano struktury cylindrycznych linii transmisyjnych odpowiednio na wewnętrzne, zewnętrzne i zagłębione w materiale dielektrycznym. Proponowany podział przedstawiono na rysunku numer 7.1a.



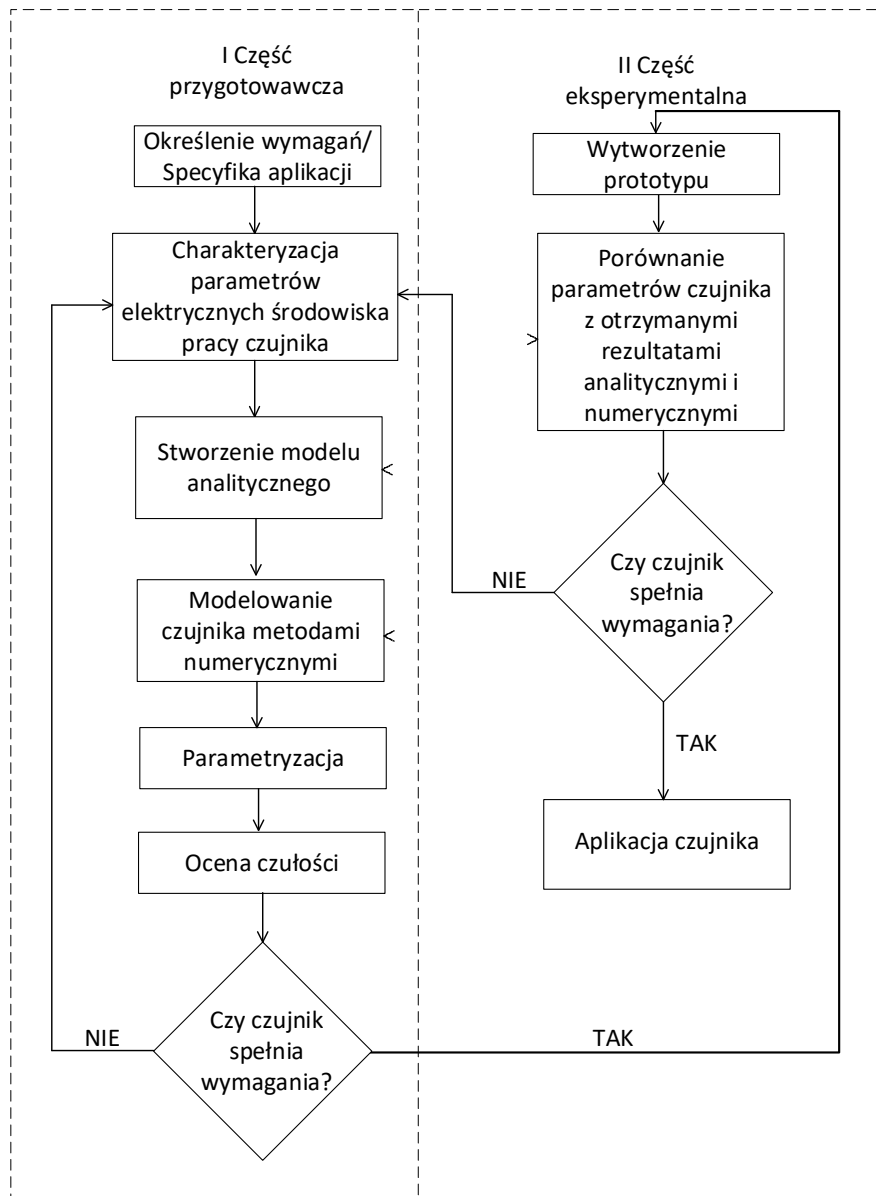
Rys. 7.1.a) Koncepcja podziału struktur linii transmisyjnych naniesionych na zbiornik kompozytowy b) Schemat komunikacji z wbudowanym czujnikiem i jego pozycja w systemie zarządzania produkcją.

Proponowane układy umożliwiają integrację układu czujników już na etapie produkcji struktury kompozytowej. Tak wytworzona inteligentna konstrukcja kompozytowa pozwala na monitorowanie struktury w czasie rzeczywistym podczas cyklu eksploatacji w niedostępnych dla innych technik obszarach wewnętrznych struktur kompozytowych. Schemat umiejscowienia i połączenia czujnika wbudowanego z informatycznym systemem DCS (*ang. Distributed Control System*) / SCADA (*ang. Supervisory Control And Data Acquisition*) przedstawiono na rysunku 7.1b. Schemat blokowy metodologii badawczej zastosowanej podczas projektowania czujników przedstawiono na rysunku 7.2.

Postanowiono, że skuteczność działania zaprojektowanej metody będzie oceniona za pomocą przeprowadzonych badań na prototypowych próbkach z wbudowanymi układami sensorów. Jako detekowaną wadę postanowiono wykorzystać delaminację, a więc jedną z najczęściej występujących wad w kompozytach warstwowych, w tym w omawianych w niniejszej pracy zbiornikach i rurociągach. Wymiary delaminacji i zajmowana przez nią powierzchnia w rzeczywistym materiale kompozytowym mogą się znacznie różnić, najczęściej

jednak przyjmuje się, że przyjmują formę odspojień wzdluznych - pojedynczych włókien o szerokości od 1 mm do nawet kilku centymetrów i długości przekraczającej nawet kilkanaście cm (Patrz rozdział 3, rysunek 3.2.2) [56], [59], [116].

W części praktycznej imitację wad wykonano poprzez nawiercenia o odpowiednich wymiarach. Idea detekcji innych typów wad jak np. niewypełnione kieszenie powietrzne czy lokalne pustki powstałe z różnych przyczyn można detekować w analogiczny sposób.



Rys. 7.2. Algorytm postępowania przy projektowaniu sensora.

W przypadku analizowanych małych elektrycznie rezonatorów wymagany obszar roboczy czujnika (koncentracja pola w jego otoczeniu) determinuje jaki rezonator i jaki sposób

zasilania zostanie wykorzystany. Podczas propagacji fali elektromagnetycznej w linii koplanarnej lub linii szczelinowej pole elektryczne jest koncentrowane głównie w wąskich szczelinach pomiędzy warstwami przewodnika, dlatego poziom przechwyconej energii przez rezonatory umieszczone w pobliżu jest niski i jedynie niewielka część objętości dielektryka wpłynie na jego parametry. Linia mikropaskowa lub symetryczna linia paskowa obciążone przez CSRR koncentrują energię wewnątrz substratu w większej objętości tj. pomiędzy płaszczyznami masy i linii (Rysunek 7.1.1c). Do wykrywania wad w badanych obszarach kompozytu postanowiono wykorzystać linie mikropaskowe obciążone przez różne warianty rezonatorów o dzielonych pierścieniach. Podyktowane jest to dużym zagęszczeniem linii sił pola elektrycznego w objętości dielektryka oraz możliwymi do uzyskania stromymi i wąskimi zboczami rezonansowymi. Wykorzystując przedstawione układy jako elementy złożonych czujników zaobserwowano znaczne przesunięcia częstotliwości, jeśli rozkład pola zostaje zakłócony przez istniejące wady. Częstotliwość rezonansowa planarnego układu zmienia się wraz ze zmianą struktury fizycznej kompozytu i wypadkowej, względnej przenikalności elektrycznej. Ocenę zmian parametrów materiału przeprowadzano poprzez monitorowanie częstotliwości rezonansowych, współczynnika transmitancji i/lub reflektancji. Mechanizm detekcji opiera się na zakłóceniu rozkładu pola przez zmianę parametrów dielektrycznych przyległej objętości dielektryka i w konsekwencji przesunięciu częstotliwości rezonansowej. Aby wyznaczyć poziom zmiany parametrów materiału w otoczeniu rezonatora obliczano przesunięcie częstotliwości rezonansowej Δf_r względem stanu referencyjnego, nieuszkodzonego (równanie 7.1).

$$\Delta f_r = f_{rl}(\text{obciążony wadą}) - f_{rh}(\text{nieuszkodzony}) \quad 7.1$$

Gdzie: f_{rl} to częstotliwość rezonansowa dla przypadku z wadą w otoczeniu rozważanego rezonatora, a f_{rh} to częstotliwość rezonansowa w otoczeniu rezonatora z materiałem nieuszkodzonym. Dzięki strukturze układu rezonatorów obszar wykrywania został znacznie rozszerzony.

Celem określenia parametrów konstytutywnych tj. przenikalności elektrycznej, magnetycznej proponowanej struktury komórek elementarnych i czujników wykorzystano oprogramowanie do obliczeń numerycznych CST Microwave Studio oraz zaadaptowano metodę opartą o algorytm NRW (Nicolson-Ross-Weir). Technika NRW stanowi podwaliny wielu transmisyjno-odbiciowym metod wyznaczania właściwości materiałów. Zagadnienie poruszano między innymi w pracach [117], [118], [119], [120], [121] przy charakteryzacji

materiałów dielektrycznych oraz metamateriałów [117], [118], [121]. Przygotowana próbka o długości L powinna całkowicie wypełniać objętość pomiarową wybranej struktury testowej. Zakłada się, że pozostała objętość wolna od próbki wypełniona jest jednorodnym materiałem dielektrycznym, najczęściej powietrzem. Metodę można zastosować do dowolnej struktury propagującej falę TEM oraz prowadzących jedynie fale o pojedynczym modzie tj. TE lub TM. Ze względu na poziom skomplikowania przygotowania próbki w literaturze najczęściej znajduje się metody w oparciu o linie współosiowe i falowody prostokątne. Niemniej jednak możliwe jest, aby badaną próbkę (analizowaną strukturę metamateriału) umieścić w wolnej przestrzeni i oświetlić falą EM o polaryzacji równoległej lub prostopadłej do czoła próbki. W takim przypadku materiał powinien być powielany w kierunkach poprzecznych do kierunku propagacji, co w przypadku zastosowania oprogramowania CST MW Studio wymaga określenia odpowiednich granic rozpatrywanego obszaru tj. określenie płaszczyzn idealnych przewodników PEC (*ang. Perfect Electric Conductor*) i PMC (*ang. Perfect Magnetic Conductor*). Komórki elementarne oraz złożone układy sensorów umieszczano pomiędzy dwoma portami falowodowymi. Następnie zastosowano adaptacyjną siatkę czworoboczną i FDS (*ang. Frequency Domain Solver*). Otrzymane parametry macierzy rozproszenia S dla komórek elementarnych i układu sensorów wyeksportowano i opracowano w oprogramowaniu Matlab porównując z rezultatami otrzymanymi w symulatorze. Zastosowaną metodę opisują równania 7.2 – 7.11.

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad 7.2$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma(1 - \Gamma^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad 7.3$$

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad 7.4$$

$$T = e^{-\gamma d} = e^{-jkd} \quad 7.5$$

Gdzie: Γ – współczynnik odbicia w płaszczyźnie próbki, T – współczynnik propagacji. Z_1 i Z_0 to impedancje charakterystyczne linii transmisyjnej w obszarze z próbką i bez próbki, γ - stała propagacji, k – liczba falowa.

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad 7.6$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad 7.7a$$

$$T = |T|e^{j\phi} \quad 7.7b$$

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad 7.8$$

$$k = \frac{1}{L} [j \ln|T| - \phi] \quad 7.9$$

Przyjmując liczbę falową wolnej przestrzeni $k_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ otrzymuje się wzór na względną przenikalność elektryczną i magnetyczną.

$$\varepsilon_r = \frac{k}{k_0} \cdot \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad 7.10$$

$$\mu_r = \frac{k}{k_0} \cdot \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad 7.11$$

7.1 Wbudowane sensory oparte o rezonatory w obszarze cylindrycznym struktur kompozytowych

W następnych podrozdziałach przedstawiono zminiaturyzowane i wysoce czułe planarne czujniki oparte o struktury dzielonych rezonatorów pierścieniowych przeznaczone do oceny stanu materiału kompozytowego w paśmie mikrofalowym S w zakresie od 2.0 do 3.0 GHz. Powodem zastosowania konkretnego przedziału częstotliwości jest kompromis pomiędzy czułością, wymiarami rezonatora i związanym polem detekcji oraz kosztami i możliwościami wdrożenia. Prezentowane czujniki zrealizowano w postaci linii mikropaskowej obciążonej przez CSRR oraz BC-SRR. Projektując czujniki utrzymano zbliżoną czułość niezależnie od rozmiaru rezonatora w całym paśmie pracy. Ta istotna cecha umożliwia praktyczną realizację czujników zachowując spójność pomiarową. Prace rozpoczęto od analizy jednostek komplementarnych i na ich podstawie zaprezentowano wybrane rozwiązania.

7.2 Modelowanie i analiza jednostek komplementarnych

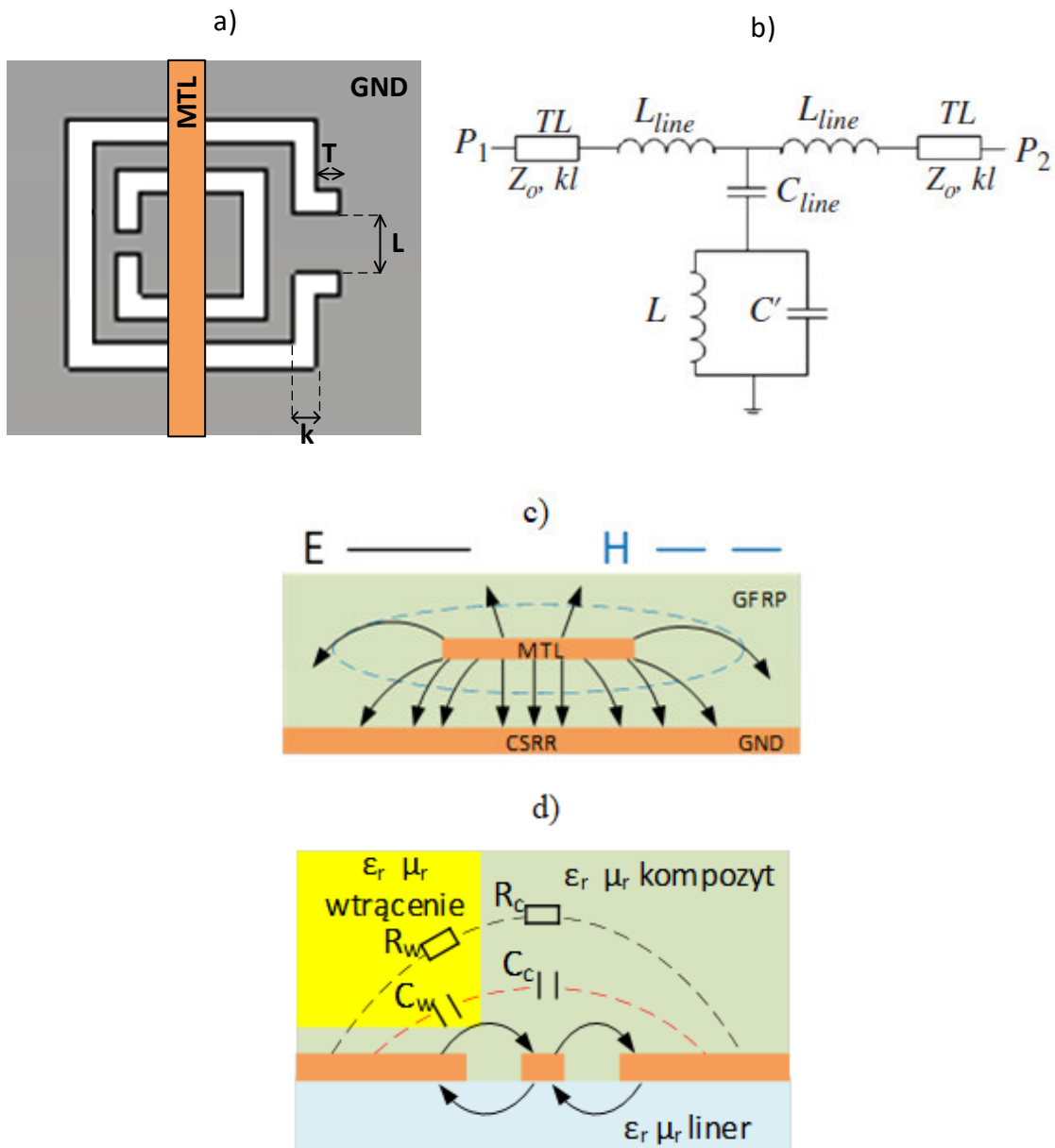
Kluczowymi elementami geometrii CSRR i BC-SRR wpływającymi na ich parametry rezonansowe są wymiary szczelin, kształt i długości pojemności dodatkowych, określonych kształtem zakończeń szczelin rezonatora. Parametry te decydują o pojemności i indukcyjności, a tym samym częstotliwości rezonansowej. W porównaniu do rezonatorów SRR czujniki CSRR są bardziej czułe przy wykrywaniu zmian właściwości materiałów dielektrycznych w przestrzeni pomiędzy MTL a płaszczyzną masy, co opisywano między innymi w [122], [81]. Rysunek 7.1.1a przedstawia schemat linii transmisyjnej obciążonej przez CSRR, gdzie L to wymiar długości szczeliny pojemnościowej pierścienia zewnętrznego T to długość pojemności dodatkowej wynikającej z przedłużenia zewnętrznego pierścienia, k to szerokość warstwy masy oddzielającej przerwy rezonatora CSRR. Rysunek 7.1.1b przedstawia równoważny model o elementach skupionych.

Pole elektromagnetyczne skupia się w otoczeniu CSRR, głównie w objętości dielektryka pomiędzy płaszczyzną masy a linią zasilającą. W przypadku BC-SRR (Rysunek 7.1.2a) pole jest skupione w przylegającym dielektryku (gdzie większość mocy jest tracona w wyniku strat w dielektryku). Rysunek 7.1.2b przedstawia równoważny model o elementach skupionych.

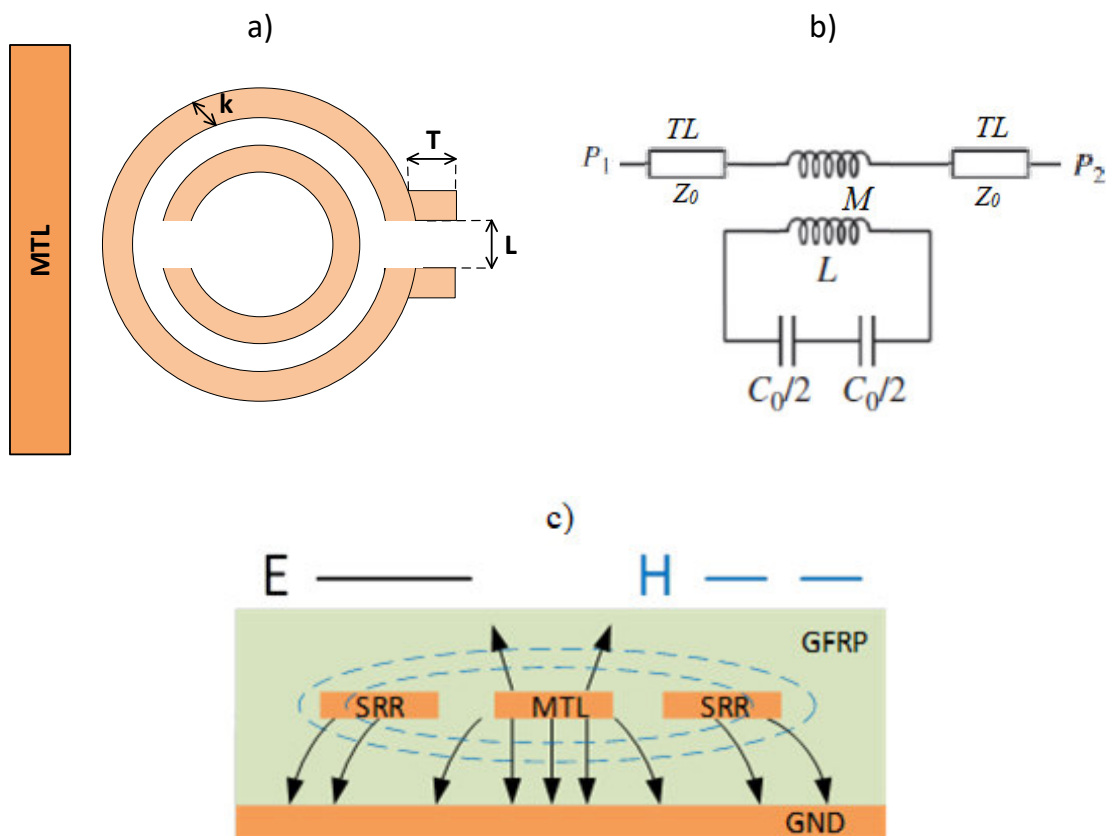
Częstotliwość rezonansowa jest ściśle skorelowana ze zmianami indukcyjności i pojemności rezonatorów oraz otoczenia i opisana jest równaniem 7.9.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r C_r (C_c + C_w)}} \quad 7.9$$

gdzie L_r to indukcyjność, C_r , C_c , C_w to odpowiednio pojemność rezonatora, kompozytu i wprowadzonej wady.

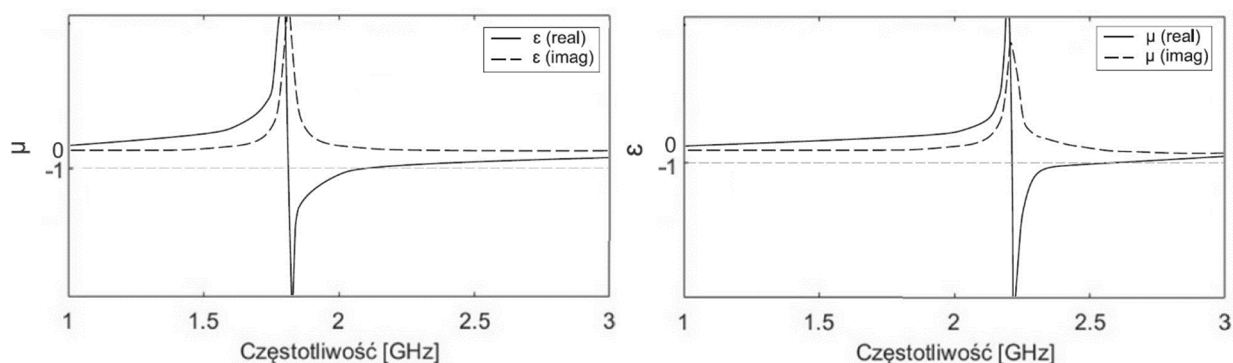


Rys. 7.1.1 a) Model CSRR zasilanego przez linię mikropaskową b) Schemat równoważnego obwodu o elementach skupionych c) Przekrój poprzeczny linii mikropaskowej obciążonej przez CSRR z zaznaczonymi rozkładami pola E i H d) Przekrój poprzeczny fragmentu masy z CSRR i wpływ obecności wtrącenia na pojemność rezonatora.

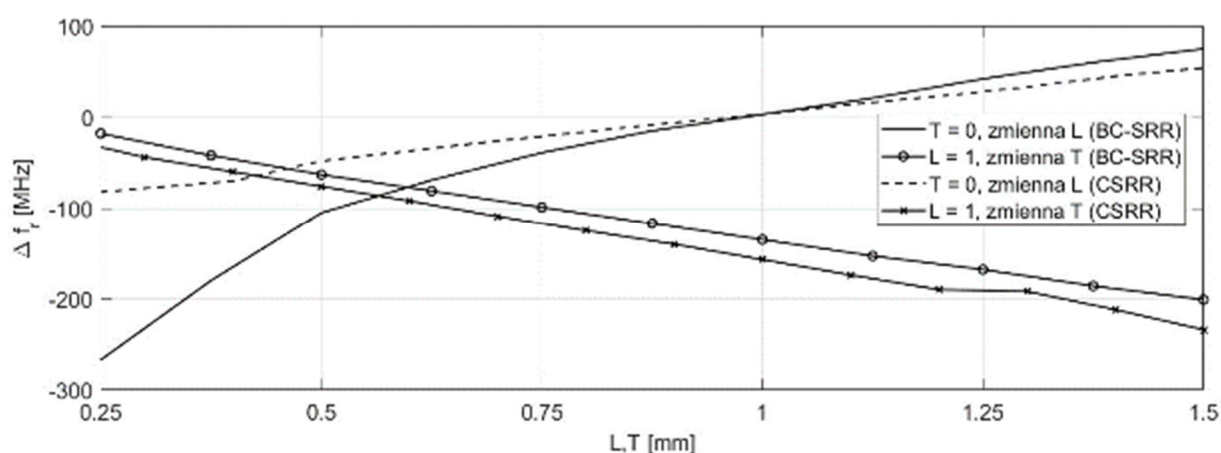


Rys. 7.1.2 a) Model BC-SRR zasilanego przez linię mikropaskową b) Schemat równoważnego obwodu o elementach skupionych c) Przekrój poprzeczny czujnika BC-SRR z zaznaczonymi rozkładami pola E i H.

Celem analizy wykorzystano przedstawione modele o elementach skupionych i ustanowiono związek między częstotliwością rezonansową a geometrią rezonatorów. Następnie wyniki posłużyły do stworzenia modelu numerycznego wykorzystując w tym celu narzędzia do symulacji numerycznej CST Microwave Studio. Wykazano, że czujniki oparte o CSRR są wrażliwe na zmiany w najbliższym otoczeniu rezonatora, ponieważ to właśnie w jego otoczeniu pole jest mocno skoncentrowane. Określono zależności pomiędzy częstotliwością rezonansową a rozmiarem szczeliny pojemnościowej (parametr L), szerokością krawędzi rezonatora (parametr k) i szczeliny okręgu zewnętrznego (parametr T). Parametry zmieniano naprzemiennie w wybranym zakresie, utrzymując stałą wartość pozostałych parametrów (Rysunek 7.1.4).

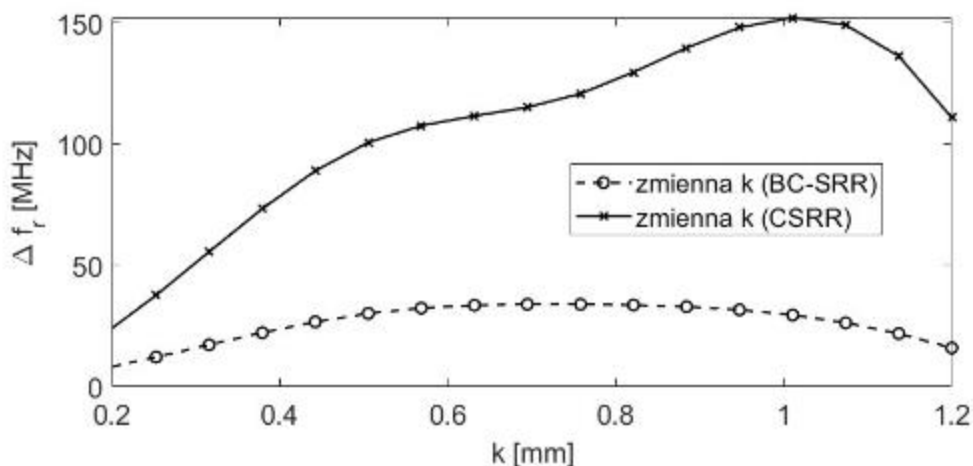


Rys. 7.1.3 Parametry konstytutywne proponowanej struktury a) CSRR b) BC-SRR.



Rys. 7.1.4 Częstotliwość rezonansowa CSRR i BC-SRR w funkcji: a) szerokości szczeliny zewnętrznego pierścienia rezonatora (parametr L) b) długości pojemności dodatkowej (parametr T). Długość boku (i średnicy) rozważanego rezonatora jest stała i wynosi 9.5 mm.

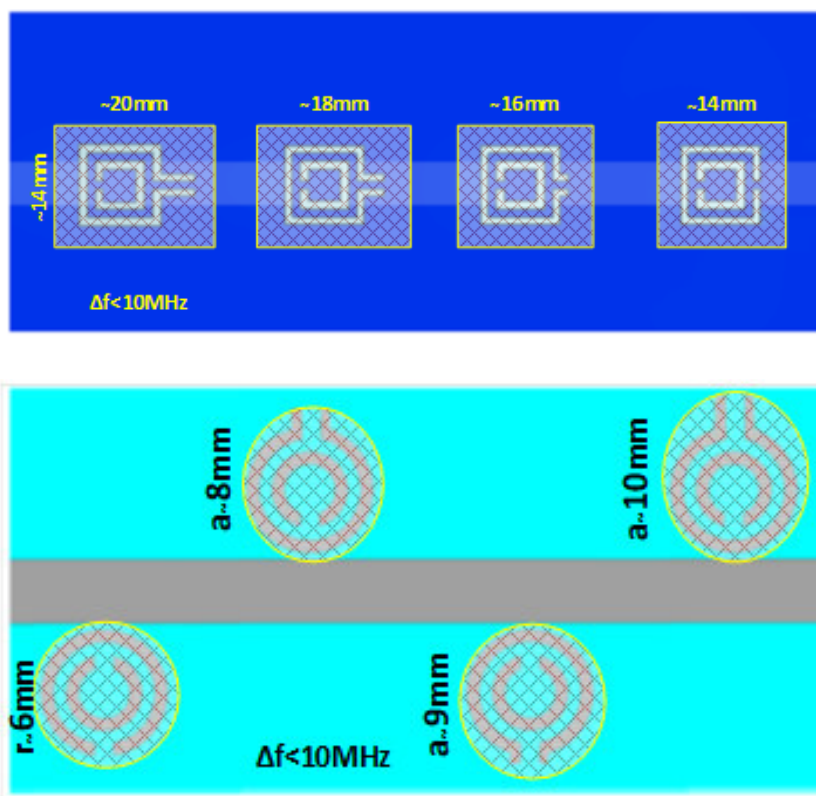
Następnie wykorzystano czujniki o zmiennej szerokości ścieżek (parametr k) do detekcji obecności sześciennego wtrącenia (3x3x3mm) o względnej przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 1$. W tym celu wykorzystano czujniki CSRR i BC-SRR o stałej długości boku 9.5 mm oraz parametrze k od 0.2 mm do 1.2 mm ($T=0$ mm, $L=1.0$ mm). Rysunki 7.1.5a-b prezentują odpowiedź czujników. Celem badania było wyznaczenie wrażliwości sensora na obecność MUT w funkcji szerokości szczeliny. Różnica częstotliwości jest definiowana jako różnica między częstotliwością rezonansową nieobciążonego sensora o wybranej szerokości ścieżki (k) oraz obciążonego wadą rezonatora.



Rys. 7.1.5 $|\Delta f|$ współczynnika transmitancji $|S_{21}|$ w funkcji szerokości ścieżki (parametr k) przy obecności wady o wymiarach $3 \times 3 \times 3 \text{ mm}$ dla czujników opartych o: a) CSRR b) BC-SRR.

W przypadku CSRR przesunięcie częstotliwości rezonansowej wynosi odpowiednio 100 MHz ($k=0.5 \text{ mm}$) i 152 MHz ($k = 1.0 \text{ mm}$), a zwiększenie parametru k spowodowało wzrost czułości o 52.0%. Natomiast w przypadku BC-SRR zwiększenie szerokości ścieżki nie wpłynęło znacznie na czułość sensora. W tym przypadku przesunięcie częstotliwości rezonansowej wynosi odpowiednio 30 MHz ($k= 0.5 \text{ mm}$) i 34 MHz ($k=0.8 \text{ mm}$), co oznacza wzrost czułości o 13.3%.

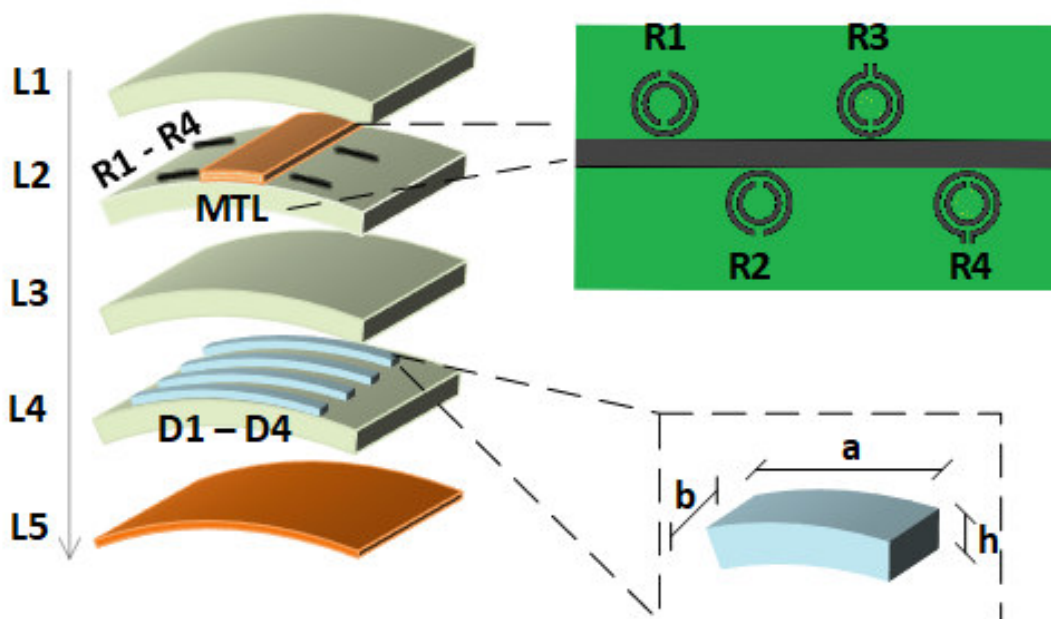
Następnie wyznaczono obszary detekcji rezonatorów, w których są one wrażliwe na zmiany w materiale kompozytowym. Za warunek przyjęto $\Delta f < 10 \text{ MHz}$. Otrzymane obszary zaznaczono na rysunku 7.1.6. Otrzymane wyniki pozwalają jednoznacznie stwierdzić, że czułość rezonatorów jest silnie zależna od ich geometrii, w znacznym stopniu od szerokości szczelin. Pomimo tego, że obszar oddziaływania w przypadku większych rezonatorów jest proporcjonalnie większy, to mniejsze rezonatory są bardziej wrażliwe na obecność małych wtrąceń. Podsumowując, elektrycznie małe rezonatory CSRR i BC-SRR są wysoce skalowalnymi strukturami do projektowania czujników pola bliskiego i realizacji nieniszczących testów i/lub monitorowania badanego materiału. W następnych podrozdziałach dokonano doboru odpowiedniej geometrii rezonatorów i stworzono układ sensorów na podstawie przedstawionej parametryzacji i analiz.



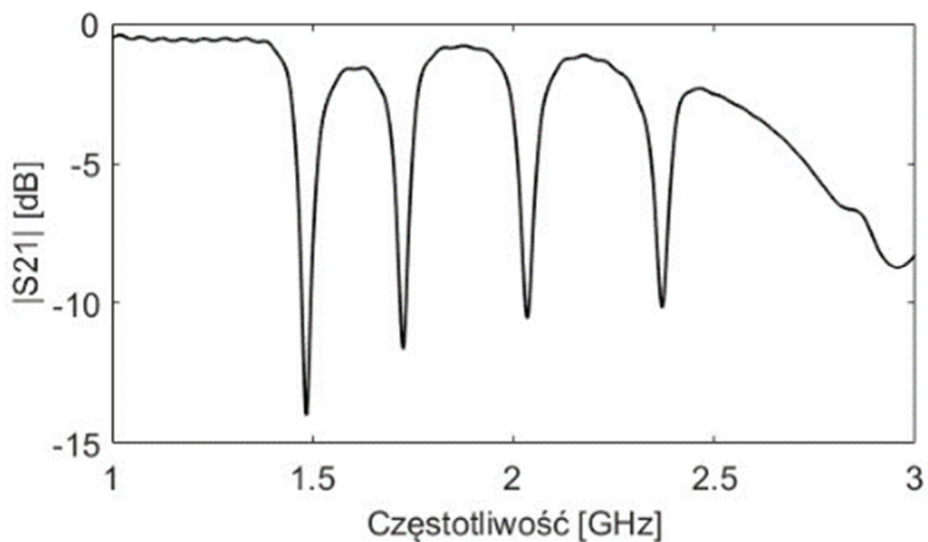
7.1.6 Wyznaczony obszar detekcji przy warunku $|\Delta f| < 10\text{MHz}$ dla rezonatorów o różnej geometrii a) CSRR i b) BCSRR.

7.3 Wbudowany czujnik oparty o dzielone rezonatory pierścieniowe BC-SRR

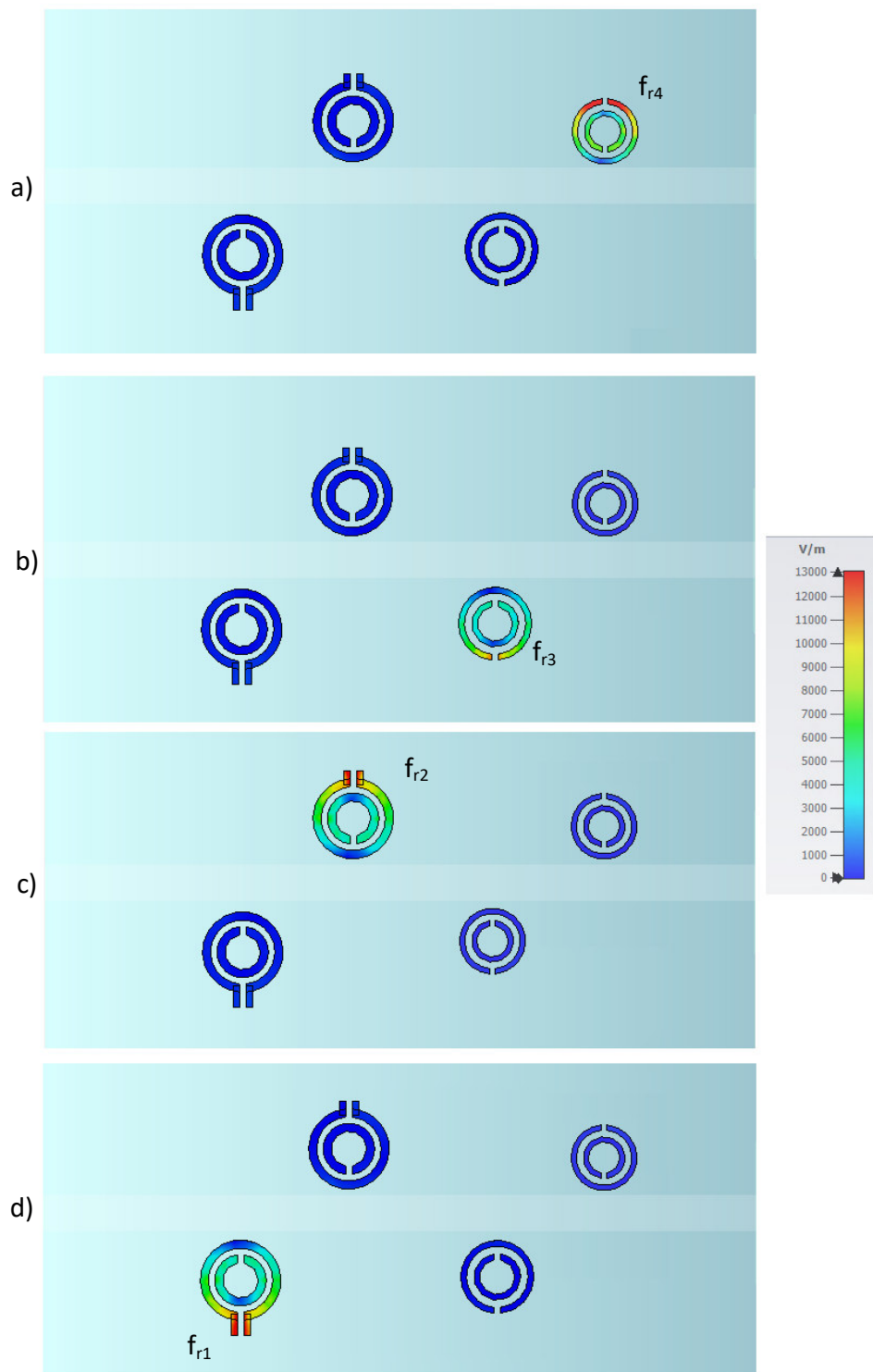
W rozpatrywanym układzie czujników zastosowano rezonatory o zasilaniu krawędziowym BC-SRR o dwóch pierścieniach (rysunek 7.1.7). Częstotliwości rezonansowe w obszarze detekcji generowane są przez linię mikropaskową obciążoną przez szereg naprzemiennie ułożonych rezonatorów BC-SRR. Poprzez sprzężenie wielu rezonatorów w strukturze czujnika oraz czułość rezonatorów na zmianę parametrów kompozytu realizowany jest system wykrywania uszkodzeń oparty na multirezonansie. Badana struktura testowa z zanurzonym czujnikiem to prostokątna płyta wykonana z GFRP o wymiarach: 10.0 cm x 5.0 cm x 1.0 cm (odpowiednio dł./szer./wys.). Częstotliwości rezonansowe prezentowanego czujnika zawierają się w przedziale 1.5 – 2.4 GHz i zostały przedstawione na rysunku 7.1.8. Rozkład pola elektrycznego na powierzchni proponowanego czujnika dla częstotliwości rezonansowych przedstawiono na rysunku 7.1.9.



Rys. 7.1.7 a) Schemat obwodu czujnika mikrofalowego zastosowanego w proponowanym układzie detekcyjnym. b) Schemat zagłębionej linii mikropaskowej z lokalizacją rezonatorów mikrofalowych BC-SRR (R1-R4). Kolejne warstwy materiału kompozytowego wytworzono z tkaniny kompozytowej (włókno szklane) łączonej żywicą epoksydową EPIDIAN 652.

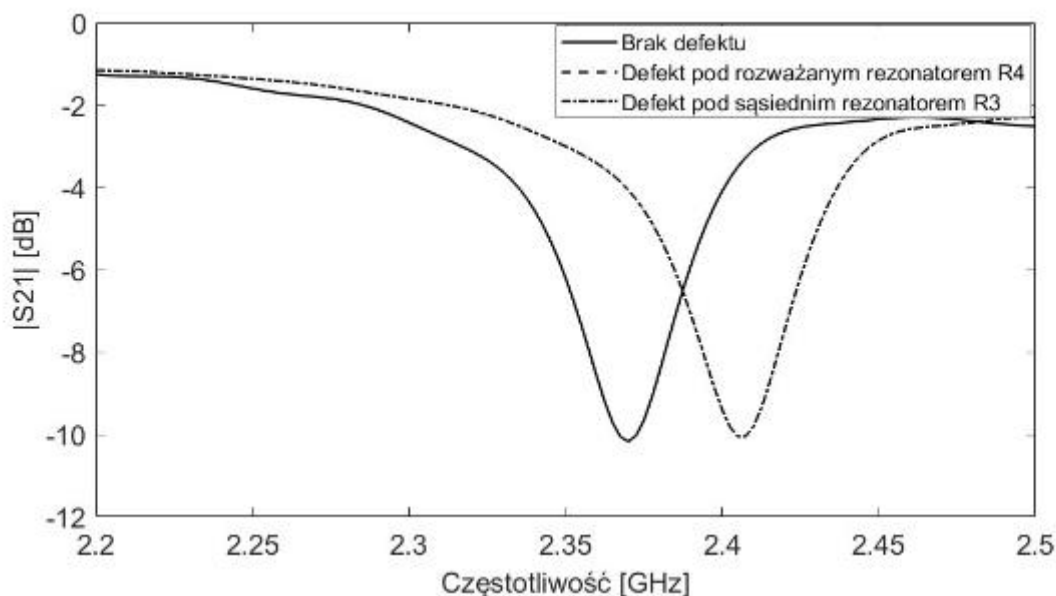


Rys. 7.1.8 Współczynnik transmitancji $|S_{21}|$ dla nieobciążonego wadami czujnika opartego o BC-SRR, $fr_1=1.48$ GHz, $fr_2=1.73$ GHz, $fr_3=2.03$ GHz, $fr_4=2.37$ GHz.

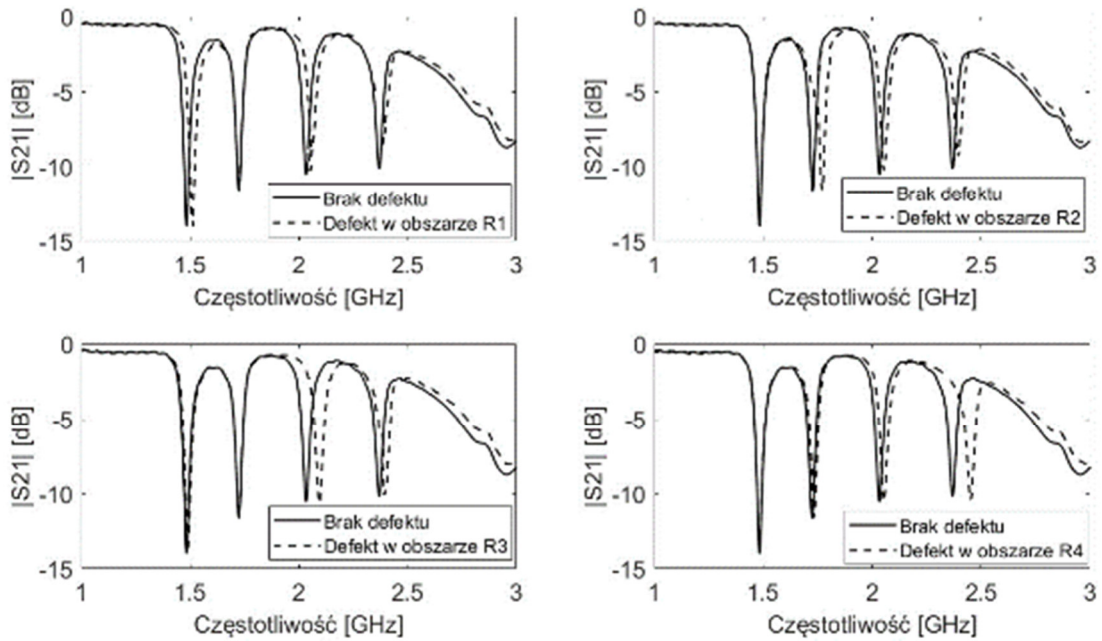


Rys. 7.1.9 Rozkład pola elektrycznego na powierzchni proponowanego czujnika. rysunki a-d odpowiadają odpowiednio częstotliwościom rezonansowym od f_{r1} do f_{r4}

Celem analizy czułości poszczególnych sekcji czujnika zasymulowano obecność wtrącenia w postaci prostopadłościanu wypełnionego powietrzem o wymiarach 5.0 mm x 6.0 mm x 1.0 mm i głębokości zanurzenia opisanej parametrem d . Zaobserwowano przesunięcie f_{r4} o 34 MHz (Rysunek 7.1.10) w sytuacji, gdy wada jest zlokalizowana w obszarze roboczym R4. Ponadto, gdy wada jest zlokalizowana w innych pozycjach, nie odnotowano przesunięcia częstotliwości rezonansowej f_{r4} . Rysunek 7.1.11 przedstawia odpowiedź czujnika gdy defekt jest zlokalizowany w obszarach roboczych kolejno wybranych rezonatorów. Częstotliwości rezonansowe zwiększają się odpowiednio dla f_{r1-4} : 25 MHz, 75 MHz, 82 MHz, 108 MHz.



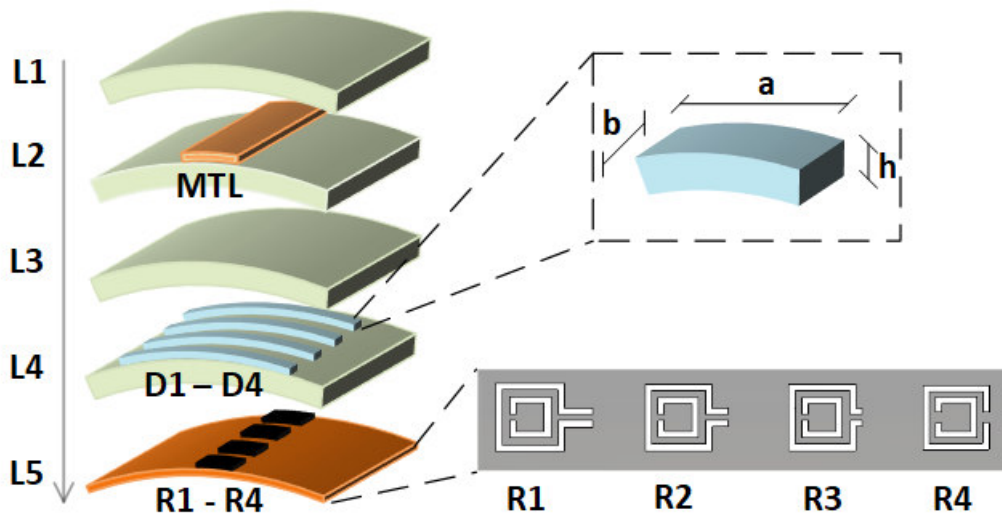
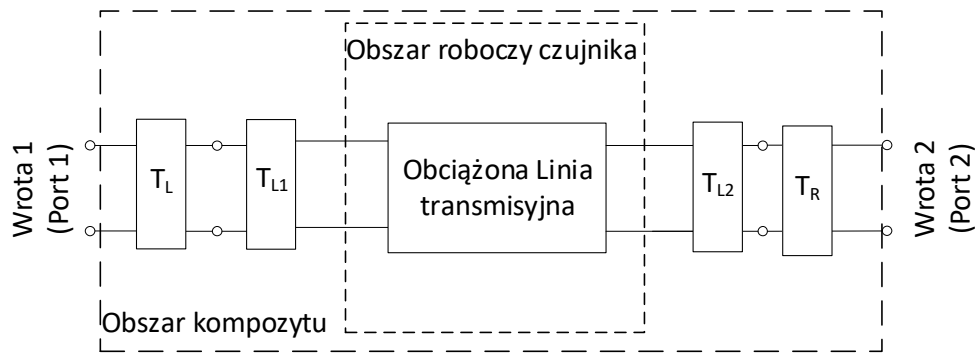
Rys. 7.1.10 Współczynnik transmitancji $|S_{21}|$ w obszarze R4 z defektem zlokalizowanym w obszarze detekcji rezonatora R4 oraz z defektem zlokalizowanym w obszarze detekcji czujnika, ale poza obszarem detekcji rezonatora R4. Rozmiar wady o wypełnieniu powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$) wynosi 6.0x3.0x1.0mm, $d=1.5$ mm.



Rys 7.1.11 Transmitancja $|S_{21}|$ wbudowanego czujnika z defektami zlokalizowanymi w różnych obszarach wykrywania. Rozmiar wady o wypełnieniu powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$) jest stały dla każdego przypadku i wynosi $5.0 \times 6.0 \times 1.0 \text{ mm}$.

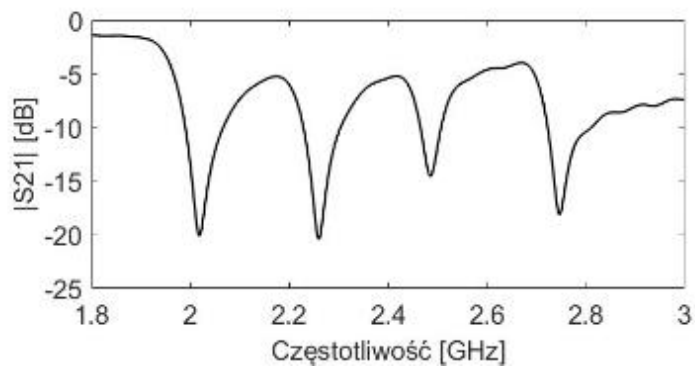
7.4 Wbudowany sensor oparty o układ rezonatorów komplementarnych CSRR

W rozdziale przedstawiono projekt i analizę czujnika planarnego opartego o CSRR z uwzględnieniem jego charakterystyki rezonansowej. Schemat blokowy oraz schemat rozmieszczenia czujnika i kolejnych warstw kompozytu przedstawiono na rysunku 7.1.12. Badaną strukturą testową z zanurzonym czujnikiem jest zaokrąglona, prostokątna płyta wykonana z GFRP o wymiarach: $10.0 \text{ cm} \times 5.0 \text{ cm} \times 1.0 \text{ cm}$ (odpowiednio dł./szer./wys.). Wysokość powierzchni metalizacji linii mikropaskowej wynosi 0.035 mm i szerokość 4.0 mm . Defekty powinny oddziaływać z polem EM w najbardziej efektywny sposób układając linie sił pola E w objętości kompozytu - z tego powodu jako metodę zasilania rezonatora wybrano zagłębioną linię mikropaskową. Wymiary geometryczne konstrukcji linii transmisyjnej zoptymalizowano przy użyciu oprogramowania do obliczeń numerycznych CST Microwave Suite, aby zapewnić możliwie najlepsze dopasowanie impedancyjne wbudowanej linii mikropaskowej.

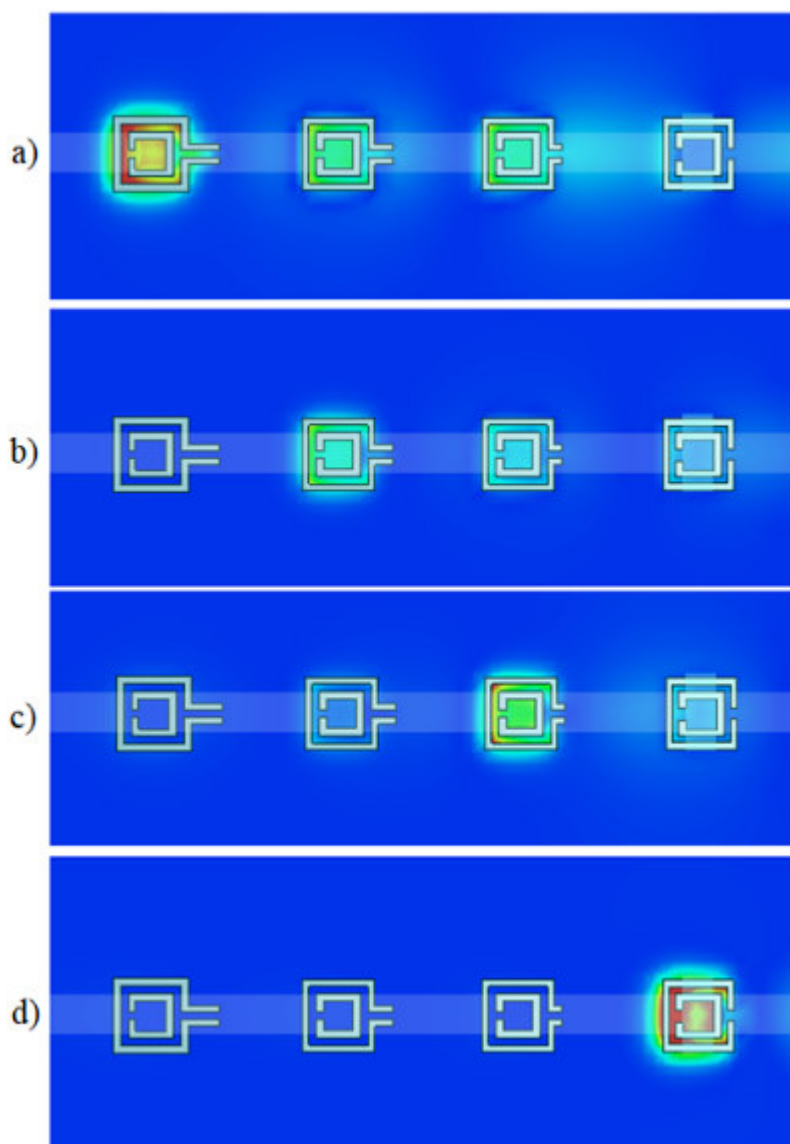


Rys. 7.1.12 a) Schemat obwodu czujnika mikrofalowego zastosowanego w proponowanym układzie detekcyjnym. b) Schemat zagłębionej linii mikropaskowej z lokalizacją komplementarnych rezonatorów mikrofalowych w warstwie uziemienia (R1-R4). Kolejne warstwy materiału kompozytowego wytworzono z tkaniny kompozytowej (włókno szklane) łączonej żywicą epoksydową EPIDIAN 652. Szczegół przedstawia symulowaną geometrię uszkodzenia we wnętrzu kompozytu (D1-D4).

Częstotliwości rezonansowe prezentowanego czujnika zawierają się w przedziale 2.0 – 3.0 GHz i zostały przedstawione na rysunku 7.1.13. Wynikowe macierze rozproszenia zostały opracowane w oprogramowaniu Matlab.

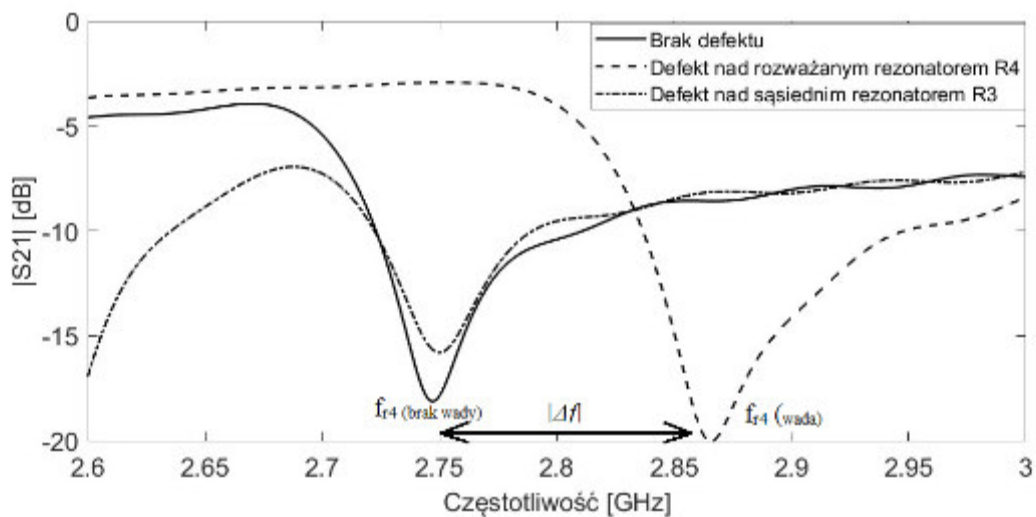


Rys. 7.1.13 Współczynnik transmitancji $|S_{21}|$ dla nieobciążonego wadami czujnika opartego o CSRR, $f_{r1}=2.02$ GHz, $f_{r2}=2.26$ GHz, $f_{r3}=2.48$ GHz, $f_{r4}=2.74$ GHz.

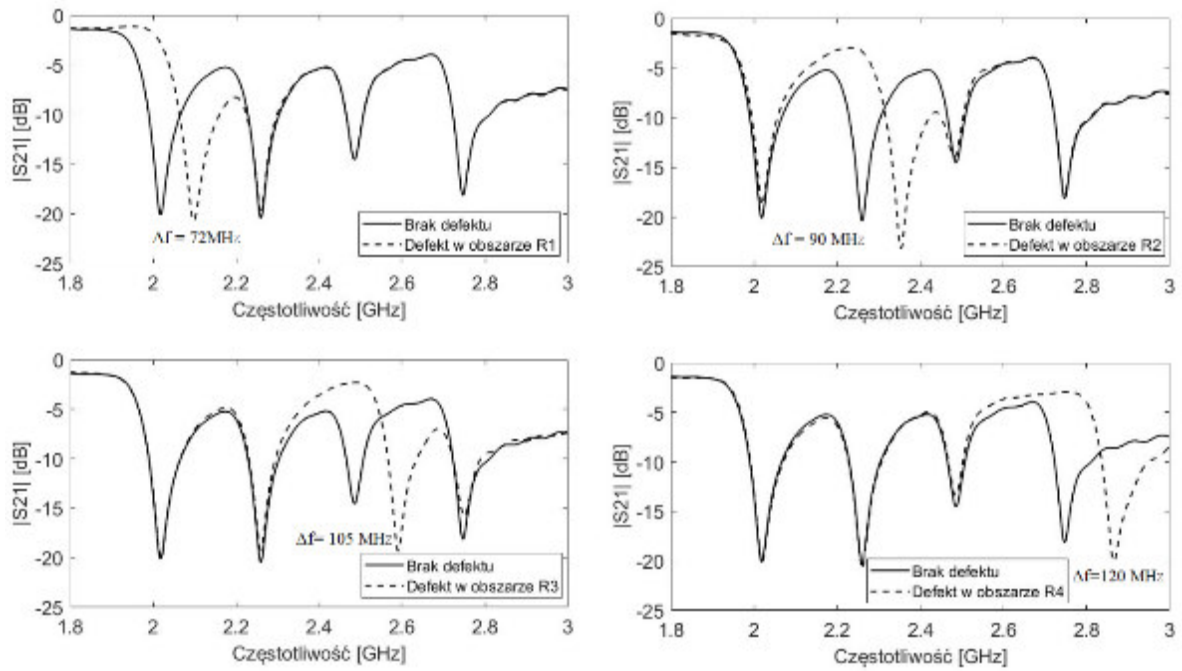


Rysunek 7.1.14 Rozkład pola elektrycznego na powierzchni proponowanego czujnika. rysunki a-d odpowiadają odpowiednio częstotliwościom rezonansowym od f_{r1} do f_{r4} .

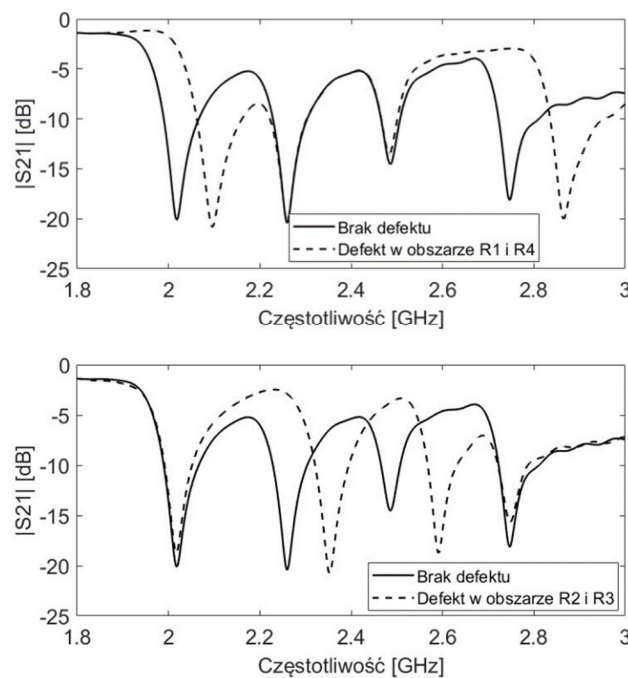
Symulowaną wadą jest prostopadłościenna objętość wypełniona powietrzem lub wodą o wymiarach 6.0mm x 2.0mm x 1.0mm i głębokości zanurzenia opisanej parametrem d . Aby zweryfikować działanie proponowanego czujnika przeprowadzono badania symulując obecność wzdłużnej wady o geometrii przedstawionej w szczególności na rysunku 7.1.15. Zaobserwowano przesunięcie f_{r4} o 53 MHz w sytuacji, gdy wada jest zlokalizowana w obszarze roboczym R4. Ponadto, gdy wada jest zlokalizowana w innych pozycjach, nie odnotowano przesunięcia częstotliwości rezonansowej f_{r4} . Na rysunku 7.1.16 zebrano odpowiedź czujnika, gdy defekt jest zlokalizowany pod różnymi rezonatorami. Tylko odpowiadająca rezonatorowi z defektem częstotliwość rezonansowa zwiększa się, odpowiednio f_{r1-4} : 72MHz, 90MHz, 105MHz, 120MHz. Poniższe wyniki wykazały, że każdy obciążony wadą rezonator może być wykorzystany do wykrywania defektów, a proponowany czujnik ma funkcję lokalizacji defektów o czułości wyższej niż analizowany w punkcie wyżej BC-SRR.



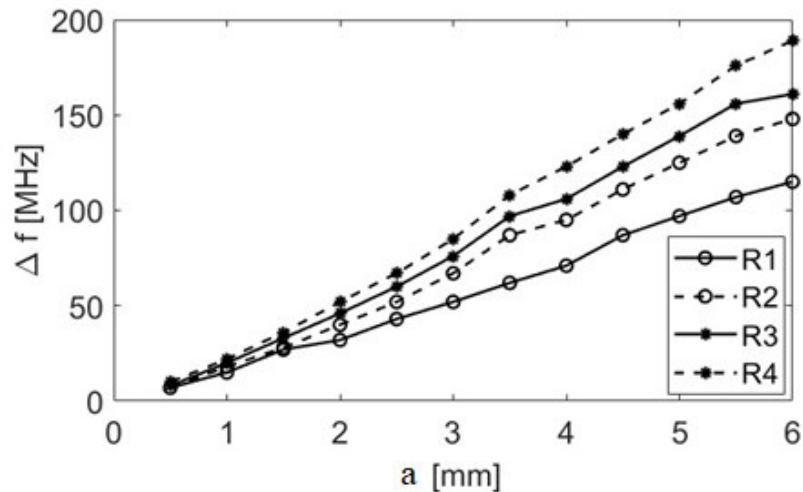
Rys. 7.1.15 Współczynnik transmitancji $|S_{21}|$ w obszarze R4 a) z defektem zlokalizowanym w obszarze detekcji rezonatora R4 b) z defektem zlokalizowanym w obszarze detekcji czujnika, ale poza obszarem detekcji rezonatora R4. Rozmiar wady o wypełnieniu powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$) wynosi 4.0x1.0x6.0mm $d=1.5$ mm.



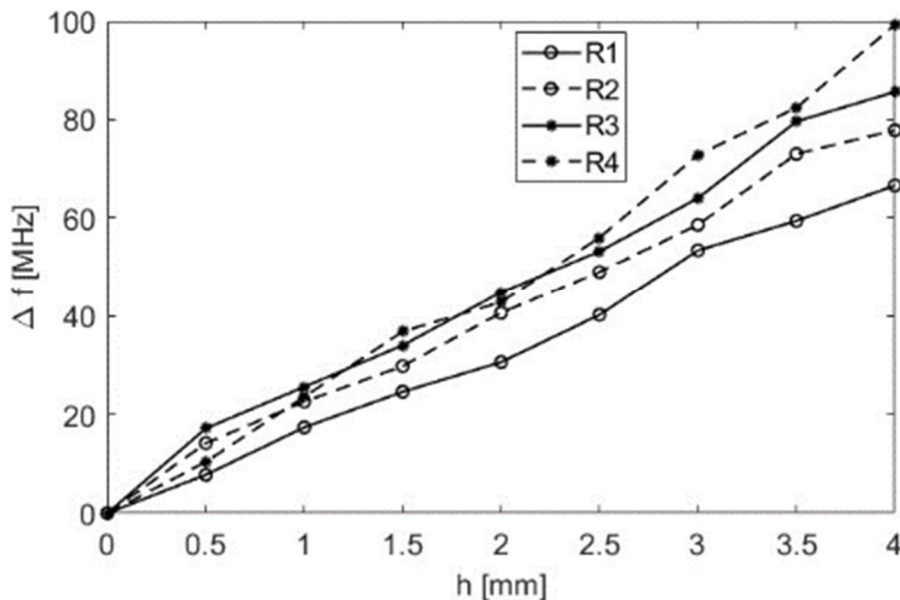
Rys 7.1.16 Transmitancja $|S_{21}|$ wbudowanego czujnika z defektami zlokalizowanymi w różnych obszarach wykrywania. Rozmiar wady wypełnionej powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$) jest stały dla każdego przypadku i wynosi $4.0 \times 1.0 \times 6.0 \text{ mm}$, $d = 1.5 \text{ mm}$.



Rys. 7.1.17 Wyniki Transmitancji $|S_{21}|$ zaprojektowanego czujnika ($d = 1.5 \text{ mm}$): Dla przypadków z 2 defektami występującymi jednocześnie w różnych obszarach wykrywania, a) wady pod rezonatorem R1 i R4, b) wady pod rezonatorem R2 i R3. Rozmiar wady wypełnionej powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$) jest stały dla każdego przypadku i wynosi $4.0 \times 1.0 \times 6.0 \text{ mm}$, $d = 1.5 \text{ mm}$.

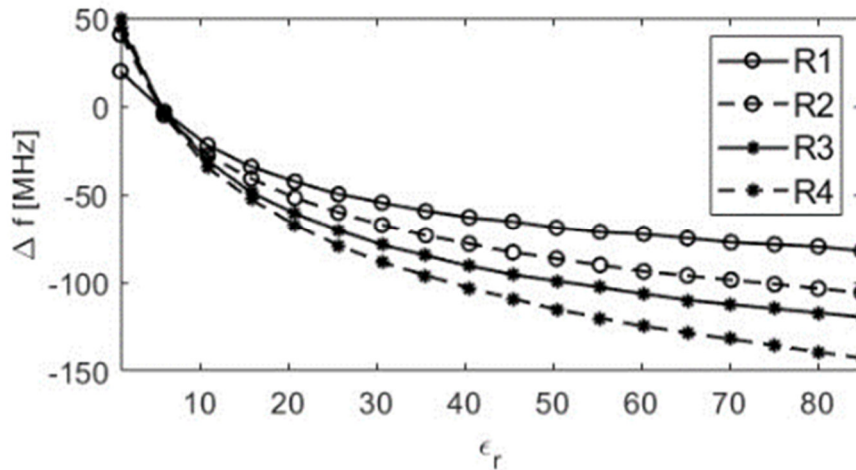


Rys. 7.1.18 Offset częstotliwości w funkcji szerokości wady ($\epsilon_r \approx 1$), parametr a ($a \times 1.0 \times 10.0 \text{ mm}$).



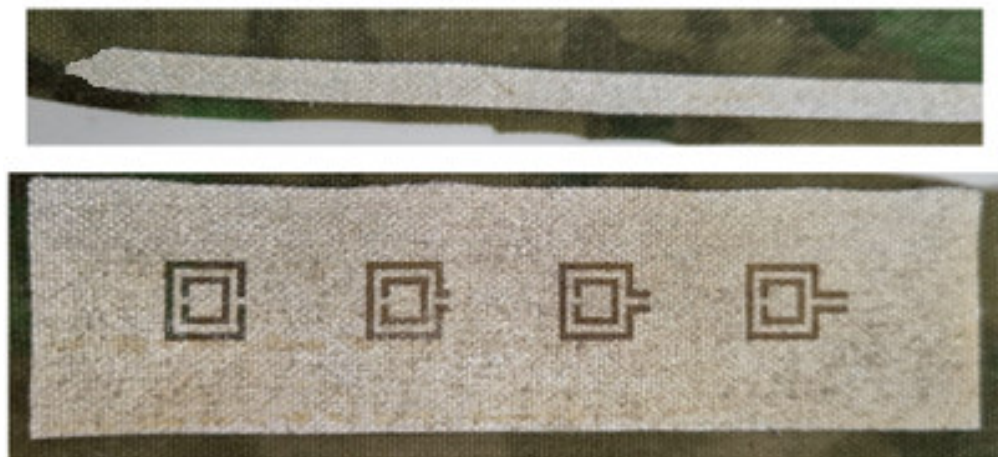
Rys. 7.1.19 Offset częstotliwości w funkcji wysokości wady ($\epsilon_r \approx 1$), parametr h ($2.0 \times h \times 10.0 \text{ mm}$).

W ogólności, powstała przestrzeń między warstwami może być wypełniona dowolną substancją, najczęściej jednak w środowisku roboczym będzie to powietrze ($\epsilon_r \approx 1$) i/lub woda ($\epsilon_r \approx 80$), rzadziej inne ciecze i gazy zdolne przeniknąć do wnętrza struktury. Z tego powodu zbadano wpływ zmian wartości względnej przenikalności elektrycznej wypełnienia wady na czułość układu. Uzyskane rezultaty przedstawiono poniżej na rysunku 7.1.20.

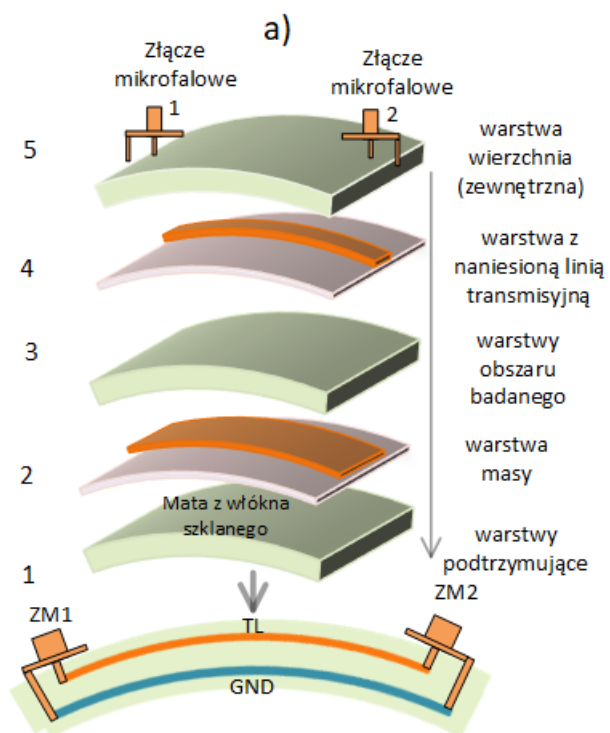


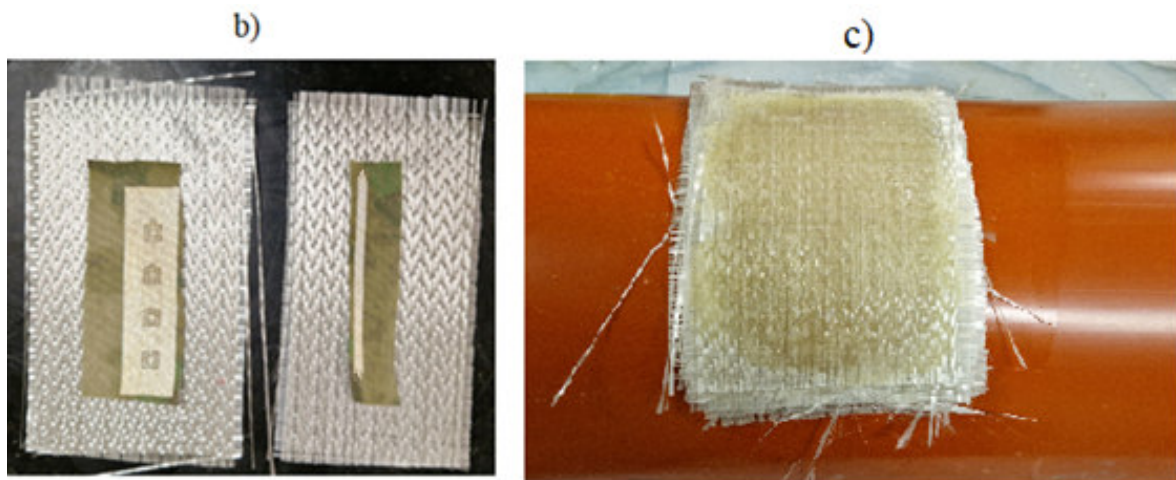
Rys. 7.1.20 Offset częstotliwości w funkcji przenikalności elektrycznej wady ($4.0 \times 1.0 \times 10.0 \text{ mm}$).

Na podstawie przedstawionych analiz zdecydowano się na realizację praktyczną czujnika z wykorzystaniem CSRR jako struktur o wyższym poziomie czułości dla detekcji defektów głęboko podpowierzchniowych oraz prostszych w implementacji. Proponowane systemy zintegrowano z konstrukcją kompozytową w procesie układania tkaniny szklanej. W pracy skupiono się na detekcji istotnych wad występujących w głębokich partiach badanego materiału tuż przy warstwie formującej zbiornik lub rurociąg (tj. w okolicy umiejscowienia CSRR). Obszar poddany badaniu znajduje się między linią masy z wydrążonymi rezonatorami a płaszczyzną metalizacji linii mikropaskowej. Prototypowy czujnik wykonano metodą ablacji laserowej na warstwie elastycznego materiału tekstylnego o grubości 0.45 mm (Rysunek 7.1.21). Tak wykonany czujnik zintegrowano w procesie układania w stos do wewnętrznych warstw struktury kompozytu zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 7.1.12. Do przeprowadzenia pomiarów parametrów rozproszenia prezentowanego czujnika wykorzystano analizator sieciowy MiniVNA Tiny, pracujący w paśmie częstotliwości od 1 MHz do 3 GHz.



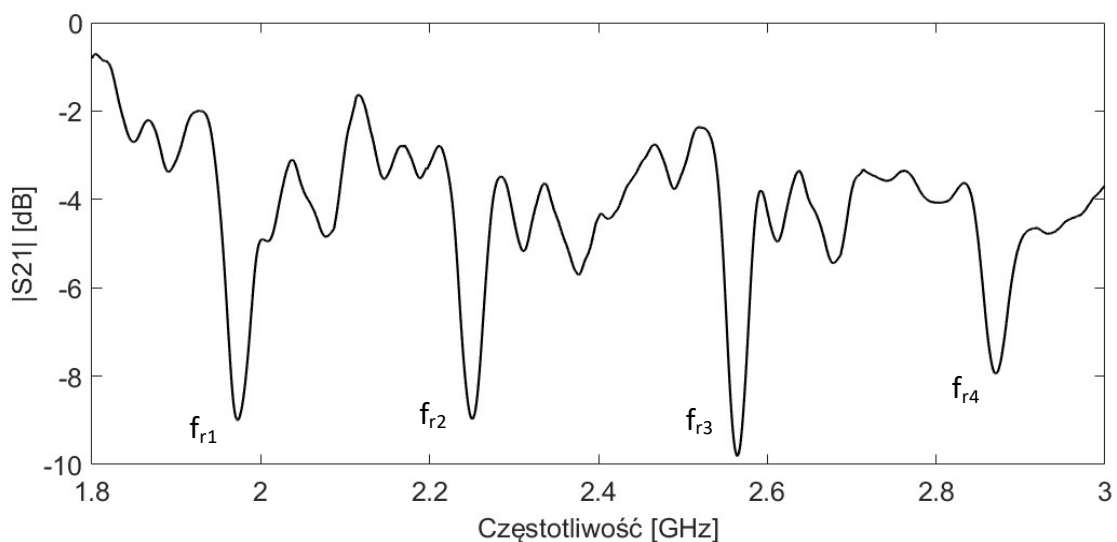
Rys. 7.1.21 Zdjęcie wyprodukowanego czujnika jak wyrób tekstroniczny, sekcja masy CSRR.





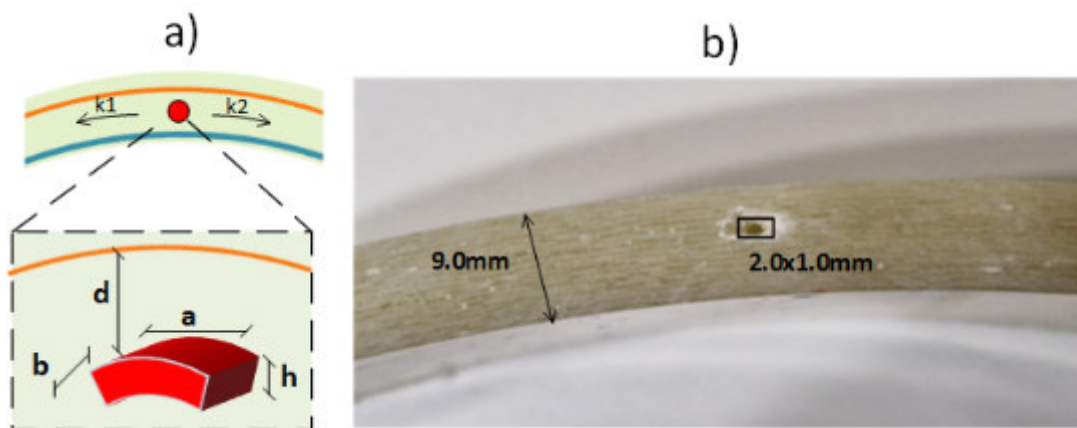
Rys. 7.1.22 a) Schemat procesu składania czujnika w strukturę kompozytową b) poszczególne elementy składowe wbudowanego czujnika przed wytworzeniem c) Ułożone w stos warstwy tkaniny szklanej (warstwa podtrzymująca) na strukturze modelującej - fragmencie rury HDPE o średnicy 32.0cm.

Do wytworzenia prototypu użyto tkanin z włókna szklanego z przeplotem o kącie 90° . Złożone w stos warstwy z linią transmisyjną i masą z CSRR zespolono żywicą epoksydową Epidian 6 i utwardzaczem ZK-1 w proporcji 100/11. Kolejne warstwy ułożono na materiale formującym w postaci cylindra wykonanego z HDPE o średnicy 32.0cm (Rysunek 7.1.22c). Możliwość rozchylenia włókien w tkaninie pozwala na swobodne dołączenie złącz mikrofalowych na etapie układania.

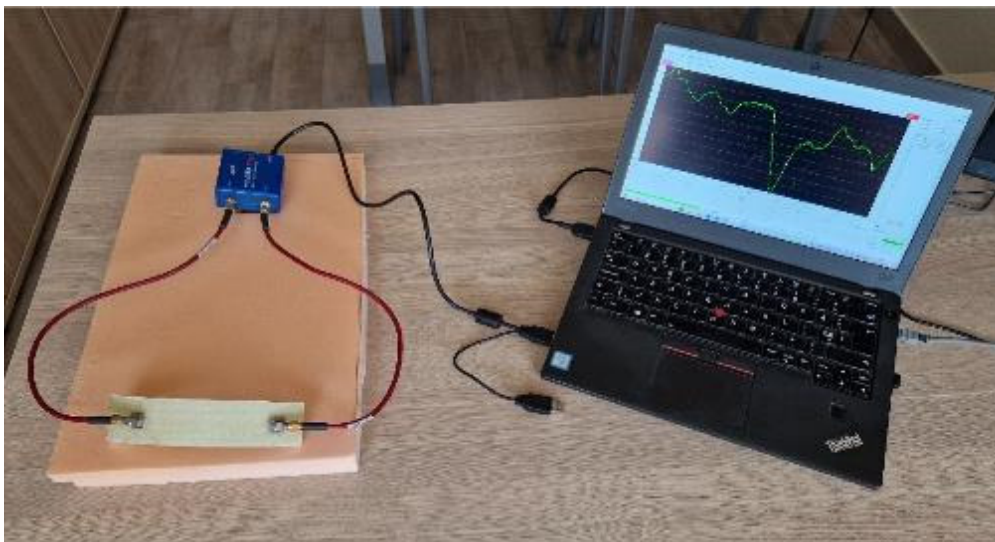


Rys. 7.1.23 Transmitancja $|S21|$ dla nieobciążonego wadami czujnika opartego o CSRR, $f_{r1}=1.97$ GHz, $f_{r2}=2.25$ GHz, $f_{r3}=2.56$ GHz, $f_{r4}=2.87$ GHz.

W wytworzonym prototypie nawiercono otwory zlokalizowane pomiędzy rezonatorami a sekcją masy - w warstwie obszaru badanego (rysunek 7.1.24). Następnie otwory rozszerzano symetrycznie w kierunku złącz mikrofalowych. Powstałe otwory imitujące rozwarstwienie w dalszej części badań posłużyły jako kanały do wprowadzenia wody demineralizowanej. Przygotowany układ pomiarowy zaprezentowano na rysunku 7.1.25. Uzyskane wyniki pomiarów próbek z wadami zaprezentowano odpowiednio na rysunkach 7.1.26 - 7.1.27.

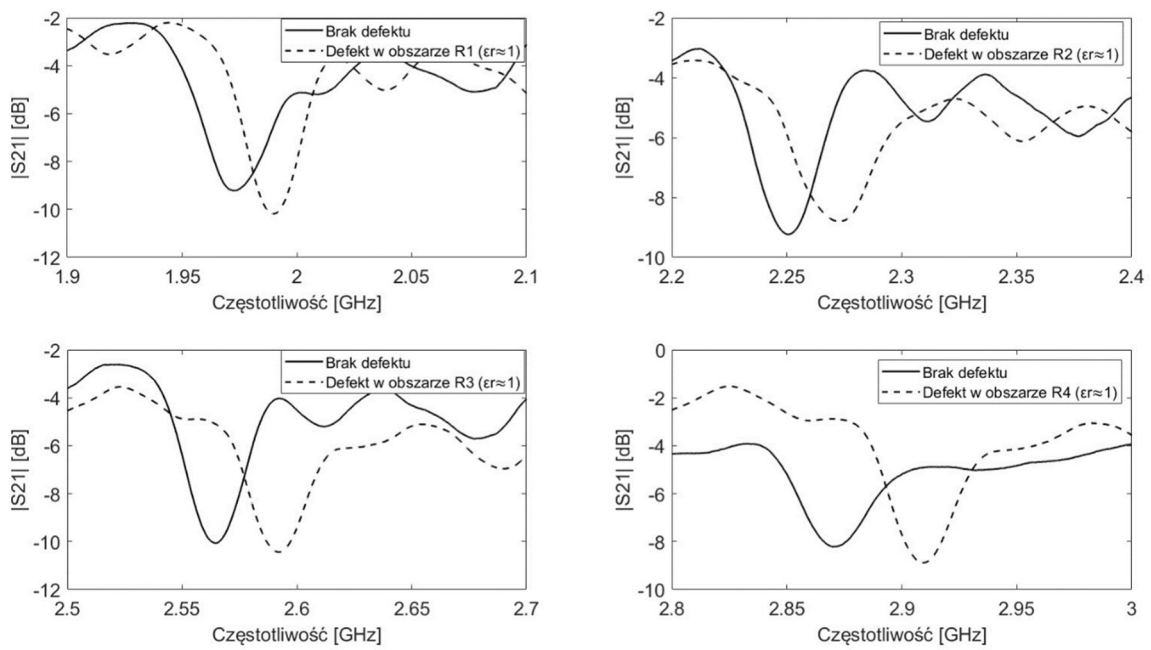


Rys. 7.1.24 a) Schemat wytworzonych wad b) zdjęcie wytworzonej struktury kompozytowej po stworzeniu wybranej wady o wymiarach $2.0 \times 1.0 \times 30.0 \text{ mm}$ ($a \times h \times b$), $d = 1.5 \text{ mm}$.



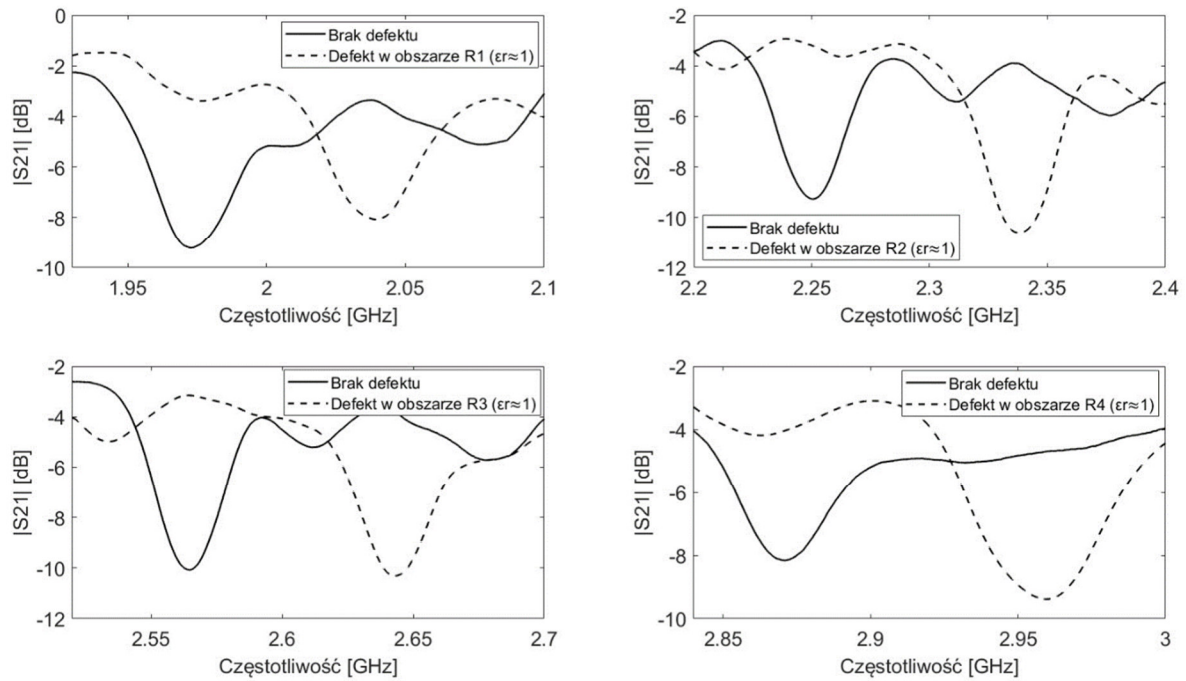


Rys. 7.1.25 a) Przygotowany układ pomiarowy b) Wytworzona próbka ze zintegrowanym czujnikiem.



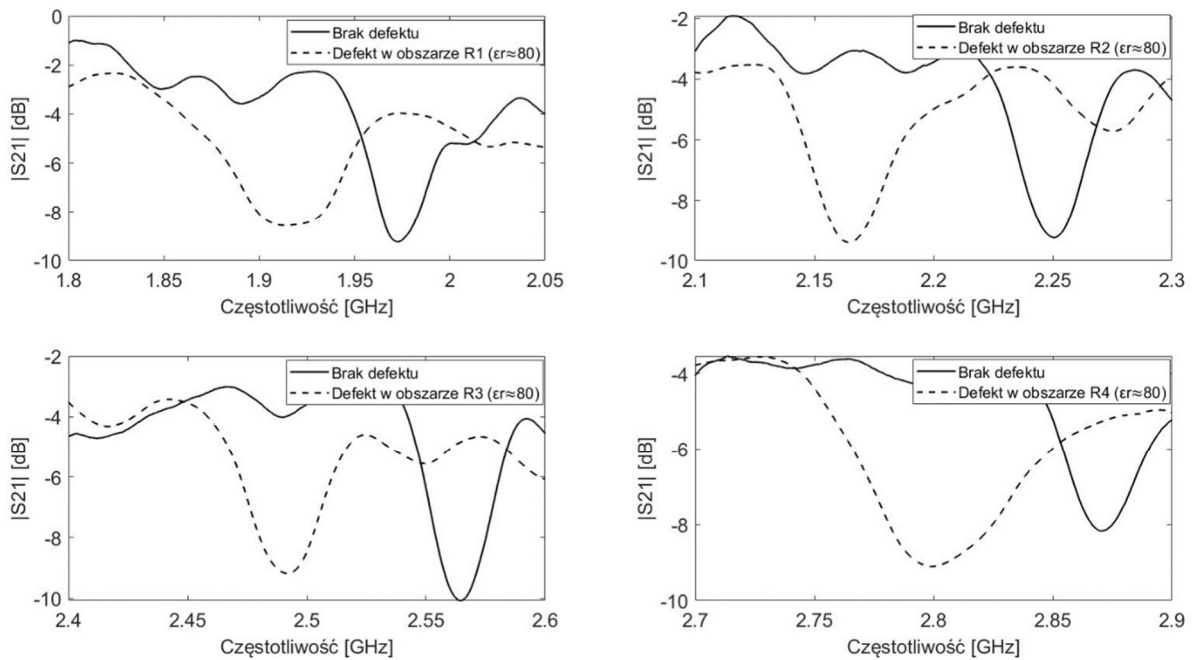
Rys 7.1.26 Transmitancja $|S_{21}|$ wbudowanego czujnika z defektami zlokalizowanymi w różnych obszarach wykrywania (powietrze $\epsilon_r \approx 1$). Rozmiar wady jest stały dla każdego przypadku:

$$2.0 \times 1.0 \times 30.0 \text{ mm} \quad (a \times h \times b), \quad d = 1.5 \text{ mm}.$$



Rys 7.1.27 Transmitancja $|S_{21}|$ wbudowanego czujnika z defektami zlokalizowanymi w różnych obszarach wykrywania (powietrze $\epsilon_r \approx 1$). Rozmiar wady jest stały dla każdego przypadku:

$$4.0 \times 1.0 \times 30.0 \text{ mm} \quad (a \times h \times b), \quad d = 1.5 \text{ mm}.$$



Rys 7.1.28 Transmitancja $|S_{21}|$ wbudowanego czujnika z defektami zlokalizowanymi w różnych obszarach wykrywania (woda $\epsilon_r \approx 80$). Rozmiar wady jest stały dla każdego przypadku:

$$2.0 \times 1.0 \times 30.0 \text{ mm} \quad (a \times h \times b), \quad d = 1.5 \text{ mm}.$$

Porównanie uzyskanych częstotliwości rezonansowych z wykorzystaniem metod numerycznych oraz zmierzonych wartości zintegrowanego czujnika przedstawiono w tabelach 7.1.1 i 7.1.2 odpowiednio dla czujnika nieobciążonego i obciążonego wadami.

Tabela 7.1.1 Częstotliwości rezonansowe nieobciążonego wadami czujnika opartego o CSRR uzyskane metodami numerycznymi w porównaniu z wartościami zmierzonymi.

CSRR	Uzyskane częstotliwości uzyskane w oparciu o model numeryczny (CST) [GHz]	Częstotliwości rezonansowe czujnika rzeczywistego [GHz]	$ \Delta f_r $
R1	2.02	1.97	50
R2	2.26	2.25	10
R3	2.48	2.56	80
R4	2.74	2.87	130

Tabela 7.1.2 Różnice częstotliwości rezonansowych czujników opartych o CSRR obciążonych wadami uzyskane metodami numerycznymi w porównaniu z wartościami zmierzonymi.

2.0x1.0mm (a x h), d=1.5 mm (powietrze $\epsilon_r \approx 1$)			
CSRR	$ \Delta f_n $ model numeryczny (CST) [MHz]	$ \Delta f_p $ wyniki pomiarów [MHz]	$ \Delta f_n - \Delta f_p $
R1	32	20	12
R2	40	23	17
R3	46	28	18
R4	52	37	15
4.0x1.0mm (a x h), d=1.5 mm (powietrze $\epsilon_r \approx 1$)			
R1	70	66	4
R2	94	86	8
R3	106	79	27
R4	123	90	33
4.0x1.0mm (a x h), d=1.5 mm (woda $\epsilon_r \approx 80$)			
R1	74	54	20
R2	98	84	14
R3	111	73	38
R4	128	69	59

W prezentowanym podrozdziale testowano możliwości wykrywania wtrąceń za pomocą opracowanych czujników. Symulowano obecność defektu pod wybranym czujnikiem, co w konsekwencji prowadzi do przesunięcia wybranych częstotliwości rezonansowych sensora - przedstawiono na rysunkach 7.1.26 i 7.1.28. Na proces przesuwania częstotliwości

rezonansowych wpływają głównie dwa aspekty. Pierwszym jest różnica wartości przenikalności elektrycznej między powłoką kompozytową a wtrąceniem ($\epsilon_r \approx 4.6$ dla GFRP, $\epsilon_r \approx 1$ dla powietrza, $\epsilon_r \approx 80$ dla wody), co skutkuje odpowiednio zmniejszeniem lub zwiększeniem efektywnej przenikalności elektrycznej. Dla przykładu utworzony rezonans dla R1 przy wadzie powietrznej 2.0x1.0mm (a x h) występuje przy wyższej częstotliwości, równej około 1.99 GHz) w porównaniu z nieobciążonym czujnikiem - około 1.97 GHz. Drugi powód to różnica stratności pomiędzy materiałami wpływająca na dobroć rezonatora. Z przeprowadzonych badań wynika, że tangens kąta stratności badanej próbki GFRP wynosi około $\delta = 0.012$, co jest znacznie mniejszą wartością w porównaniu do $\tan \delta > 0.1$ dla wody. Kontynuując analizę odpowiedzi częstotliwościowej rezonatora R1, wystąpienie wady wypełnionej wodą powoduje przesunięcie f_1 w dół o 56 MHz, podczas gdy pozostałe częstotliwości rezonansowe pozostają niezmiennic. Należy także wziąć pod uwagę zjawisko kapilarne, w efekcie którego woda może przeniknąć do znacznie większych obszarów. Na podstawie przeprowadzonych badań wykazano, że zastosowanie wbudowanego czujnika do oceny stanu kompozytu z włókien szklanych i obserwacja grupy częstotliwości rezonansowych może nie tylko umożliwić skuteczne wykrycie defektów, ale także precyzyjnie wskazać obszar ich występowania. Pomiar doświadczenia pozostają w zgodności z rezultatami symulacji numerycznych. Nieznaczne różnice w wartości częstotliwości rezonansowych pomiędzy modelem numerycznym a zrealizowanym czujnikiem mogą wynikać ze skończonej precyzji wykonania układów i różnic w poziomie utwardzenia żywicy (tj. innych parametrów elektrycznych niż przyjęte do symulacji na podstawie badań przedstawionych w rozdziale 5.). Uzyskane różnice nie wpływają jednak na jakość i ideę badania. Precyzja wykonania i usytuowania czujnika wewnątrz struktury kompozytowej jest ważną kwestią, wymagającą dalszych prac rozwojowych nad opisywaną metodą.

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że:

Oszacowana czułość rzeczywistego sensora (w momencie powstania rozwarstwienia w przestrzeni roboczej rezonatora) zawiera się w przedziale od 1MHz/mm³ do 2.5MHz/mm³ wypełnienia (wyniki eksperymentalne), zależnie od rozpatrywanego rezonatora i typu wady.

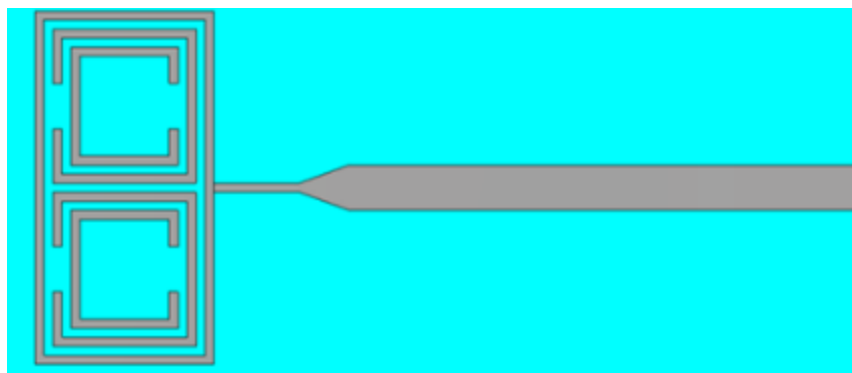
Oszacowano, że obszar roboczy każdego rezonatora zawiera się w przestrzeni jego fizycznej geometrii oraz zawiera obszar około 15% jego wymiarów na każdym z kierunków w płaszczyźnie próbki. Lokalizując wadę w większej odległości nie zanotowano przesunięcia częstotliwości rezonansowej danego rezonatora.

Analiza wpływu rozmiaru defektów wykazała wprost, że wraz z ich wzrostem przesunięcie częstotliwości rezonansowej jest wyraźnie zwiększone/zmniejszone. Małe, podłużne wady tj. o wymiarach 1.0x1.0x30.0mm (a x h x b) lub jeszcze mniejszych, umieszczone w przestrzeni roboczej rezonatorów, są trudne do jednoznacznej detekcji a opracowanie metod ich wykrywania wymaga kontynuacji badań.

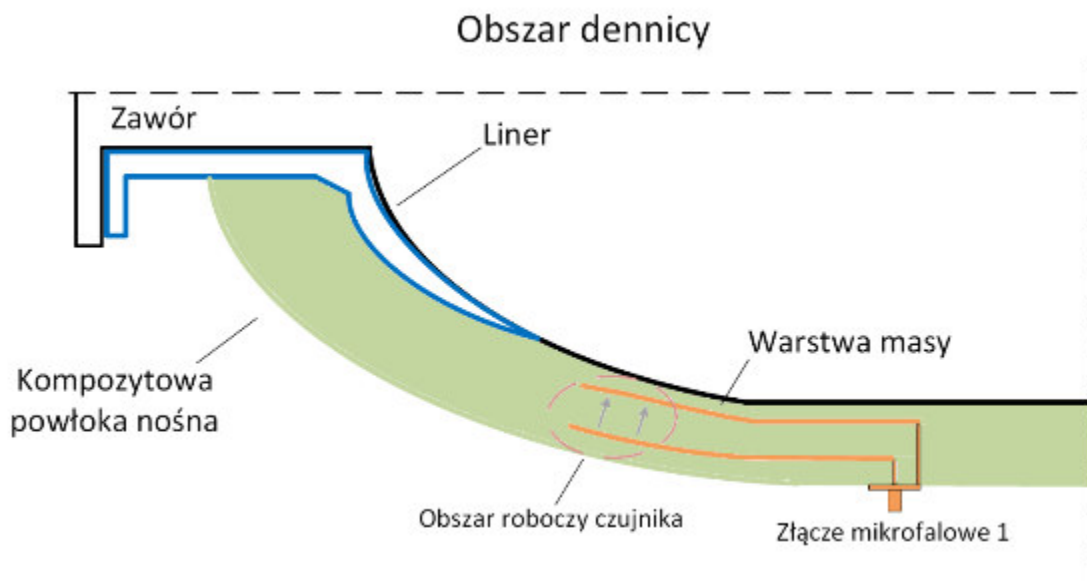
7.5 Wbudowany sensor w obszarze dennicy zbiornika

Zaproponowano koncepcję wbudowanego czujnika opartego o rezonatory z dzielonym pierścieniem do badań nieniszczących obszaru dennicy zbiornika kompozytowego. Czujnik składa się z dwóch rezonatorów SRR zasilanych w pętli (Rysunek 7.5.1). Zasada wykrywania opiera się na pomiarze reflektancji czujnika i ocenie przesunięcia częstotliwości rezonansowej, związanej ze zmianą efektywnej przenikalności elektrycznej spowodowanej obecnością wady. Zaletą proponowanej konstrukcji jest konieczność umieszczenia tylko 1 złącza mikrofalowego (w punkcie połączenia z linią transmisyjną).

Czujnik zaplanowano tak aby możliwe było umiejscowienie go w obszarze dennicy a dokładniej w punkcie przegięcia między częścią cylindryczną a częścią dennicy. Lokalizację czujnika przedstawiono schematycznie na rysunku 7.5.2. Jest to obszar szczególnie narażony na przesunięcie włókien i nierównomierne/ niedokładne ich umieszczenia w trakcie procesu nawijania. Jest to przyczyna powstania pustek powietrznych które w procesie cyklicznej zmiany naprężeń zbiornika może powodować postępujące zmiany (delaminacja).

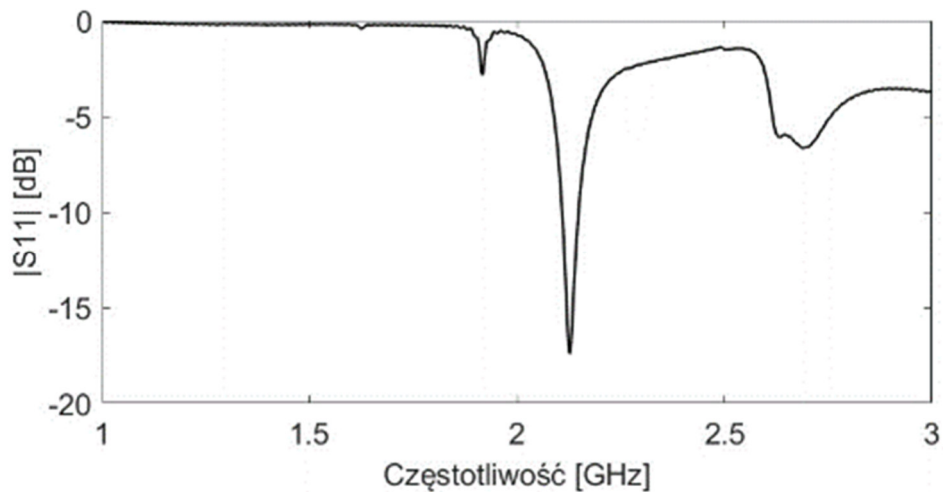


Rys. 7.5.1 Układ proponowanego czujnika odbiciowego opartego linię mikropaskową obciążoną przez parę rezonatorów SRR.

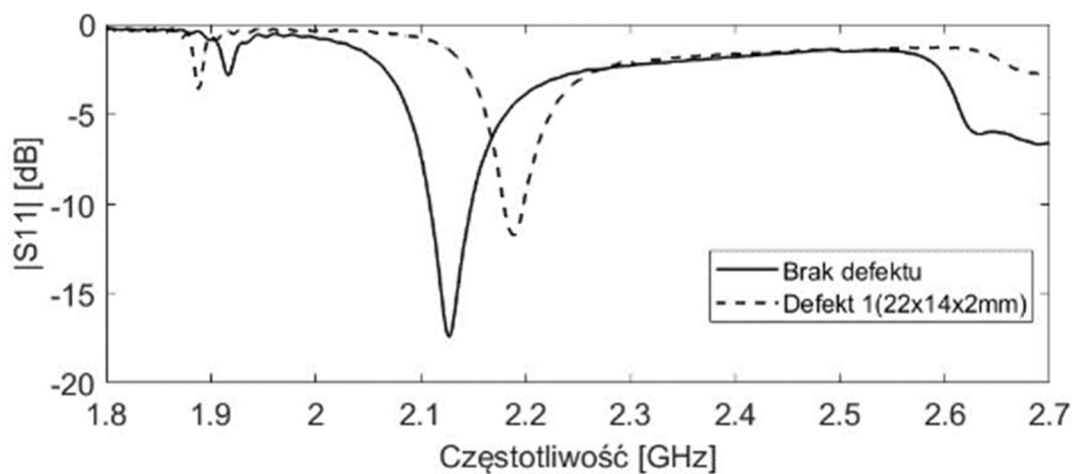


Rys. 7.5.2 Schemat zintegrowanego czujnika we wnętrzu zbiornika w obszarze dennicy.

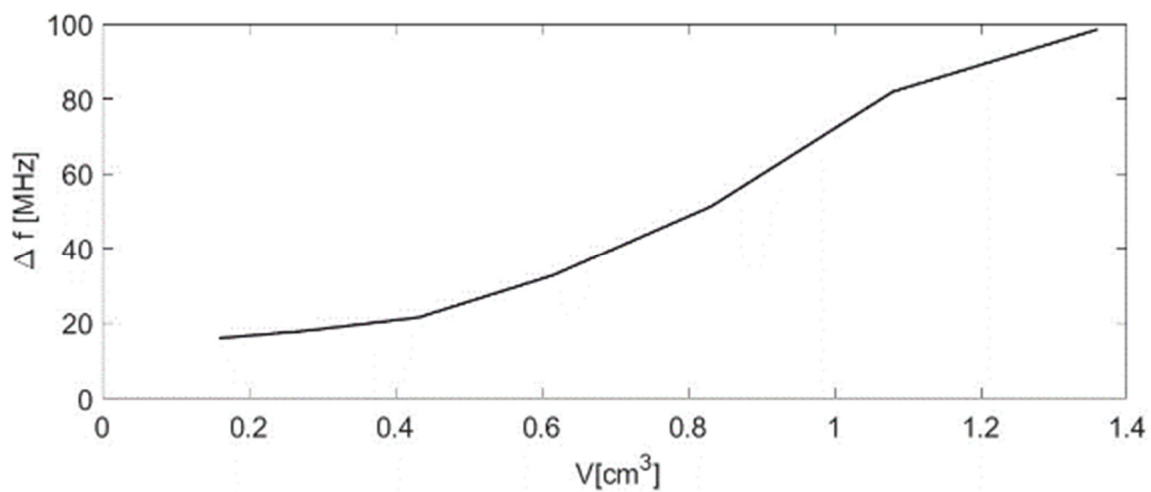
Przedstawione rezonatory SRR zostały zaprojektowane przy użyciu technik przedstawionych w pracy [123]. Metoda pozwala na określenie wymiarów rezonatorów planarnych zasilanych przez pętlę. Technika przedstawiona w pracy wykorzystuje symetrię SRR do obliczenia macierzy impedancji rezonatora. Metoda polega na rozdzieleniu sprzężonych linii transmisyjnych na podsekcje: dwie pojedyncze sekcje linii o długościach odpowiednio L_1 i L_2 oraz sekcję linii sprzężonej o długości L_c . Struktura czujnika składa się z dwóch sprzężonych rezonatorów SRR, z których każdy składa się z dwóch pierścieni ze szczelinami zlokalizowanymi na przeciwległych końcach. Dwie pary planarnych rezonatorów pierścieniowych są sprzężone z linią zasilającą z zaprojektowanym dopasowaniem impedancyjnym 50Ω . Ze względu na silne sprzężenie przyległych pierścieni, częstotliwości rezonansowe będą ulegały zmianie w przypadku zmiany efektywnej przenikalności elektrycznej przyległego środowiska. Dwa sprzężone rezonatory zostały użyte w celu poprawy czułości i zwiększenia amplitudy rezonansu sensora. Zrealizowana planarna struktura pętli zasila oba sprzężone rezonatory SRR. Projektowany czujnik umieszczono w materiale kompozytowym o stałej dielektrycznej równej 4.6 i $\tan \delta$ równym 0.012. Celem wyznaczenia wymiarów czujnika, uwzględniono wspomniane właściwości dielektryczne materiału kompozytowego i określono częstotliwość rezonansową równą 2.13 GHz. Wynikową refleksję przedstawiono na rysunku 7.5.3. Symulowano obecność płaskiej wady powietrznej symetrycznie umieszczonej w obszarze pracy rezonatorów.



Rysunek 7.5.3 Wartości refleksyjności S_{11} dla nieobciążonego czujnika $f_r=2.13$ GHz.



Rys. 7.5.4 Współczynnik refleksyjności czujnika z defektem zlokalizowanym w obszarze detekcji. Wada wypełniona powietrzem ($\epsilon_r \approx 1$).



Rys. 7.5.4 Offset częstotliwości w funkcji objętości wady zlokalizowanej w obszarze detekcji ($\epsilon_r \approx 1$).

Sensor umożliwia detekcję wtrąceń o przenikalności elektrycznej różnej od otaczającego materiału kompozytowego. Badanie opiera się na pomiarze refleksyjności i określeniu wartości przesunięcia częstotliwości rezonansowej. Oszacowana czułość projektowanego sensora (w momencie powstania rozwarstwienia w przestrzeni roboczej rezonatora) to ok. 63 MHz/cm³. Czujnik można rozszerzyć do poziomu złożonego układu rezonansowego z więcej niż jednym rezonansem. Podjęto próby realizacji prototypu czujnika wyciętego laserowo na miedzianej taśmie elektroprzewodzącej o grubości 0.060 mm, jednak jego integracja w obszarze dennicy nie przebiegła pomyślnie. Zostaną podjęte nowe prace z wykorzystaniem układów tekstronicznych. Tak opracowany prototyp zostanie poszerzony o badania wytrzymałościowe, efekty prac nad rozwijaniem aktualnej koncepcji zostaną rozszerzone i opisane w planowanych publikacjach.

7.6 Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono wbudowane, planarne układy sensoryczne wprowadzone do wnętrza struktur kompozytowych wykonanych techniką układania i nawijania warstwowego. Jest to innowacyjna i powtarzalna technika wykrywania podpowierzchniowych defektów powłoki kompozytowej w czasie rzeczywistym cechująca się wysoką skutecznością i czułością wykrywania. Każdy zaprezentowany układ stanowi niezależny system czujnikowy. Udowodniono, że złożone układy rezonansowe zawierające w swojej strukturze rezonatory posiadają wiele niezależnych częstotliwości rezonansowych i interpretując je odpowiednio można nie tylko skutecznie wykrywać defekty struktury kompozytowej, ale również określić jej lokalizację. Niewątpliwą zaletą prezentowanych czujników budowanych jako układy tekstroniczne jest ich wysoka elastyczność i możliwość dowolnej adaptacji geometrycznej na etapie projektu. Zaprojektowane układy sensoryczne umożliwiły obserwację zmian transmitancji i/lub refleksyjności w funkcji zmiany właściwości otaczającego materiału (przenikalności elektrycznej) przyległego środowiska. Każde zaburzenie przyległego do czujnika materiału w obszarze detekcji, które zmieni względną przenikalność elektryczną, prowadzi do mierzalnego przesunięcia częstotliwości rezonansowej. Zaobserwowano, że jeśli defekt spowoduje zwiększenie względnej przenikalności np. wnikanie wody, częstotliwość rezonansowa zmniejszy się. Natomiast w przypadku defektu w postaci szczeliny powietrznej, czyli typowej wady zwanej delaminacją, częstotliwość rezonansowa zwiększy się. Otrzymane rezultaty wskazują na możliwość zastosowania sensorów tego typu do zastosowań NDT&E

w procesie monitorowania stanu zbiornika / rurociągu w czasie rzeczywistym podczas jego eksploatacji, co do tej pory nie było możliwe. Ponadto opracowana koncepcja ma potencjał aby zostać przeskalowana celem pokrycia większej powierzchni realizując jednocześnie prostą koncepcję wykrywania wad. Technologia napyłania warstwy przewodnika na tkaniny materiałowe może zostać z powodzeniem zintegrowana z procesem nawijania kompozytu. Zastosowanie opisanych czujników może być opłacalne pod kątem ekonomicznym zważywszy na fakt, że dzięki nim producenci mogą mieć możliwość badania jakości wyrobu natychmiast po jego wytworzeniu. Za pomocą opisanych czujników możliwe jest wykonywanie pomiarów w sposób ciągły lub z zadaniem interwałem czasowym. Dane pochodzące z czujników, zebrane podczas procesu wytwarzania, mogą być przesyłane i gromadzone w nadrzędnym systemie automatyki DCS (ang. *Distributed Control System*) sterującym produkcją. Na podstawie zebranych danych o liczbie i umiejscowieniu wad jakościowych produktu możliwe jest zastosowanie metod statystycznych, w wyniku których możliwe będzie optymalizacja procesu produkcyjnego poprzez dostosowanie jego parametrów technicznych (np. proporcje włókna i żywicy czy zastosowanie innego splotu włókna). Odpowiednio wczesne wykrycie wad pozwala na poczynienie znacznych oszczędności ze względu na oszczędność materiałów oraz ograniczenie kosztów związanych z koniecznością zatrzymania linii produkcyjnej.

Dalszy kierunek rozwoju nad tematyką czujników poruszony w niniejszej pracy badawczej mógłby dotyczyć praktycznej implementacji czujników do nadrzędnego systemu DCS producenta zbiorników / rurociągów kompozytowych i przeprowadzania optymalizacji procesu produkcyjnego.

8. Podsumowanie

W trakcie pracy badawczej pozytywnie rozstrzygnięto przyjętą wcześniej tezę o możliwości zastosowania metamateriałów planarnych w postaci dzielonych rezonatorów pierścieniowych jako mikrofalowych sensorów do detekcji wad obszaru dielektrycznego materiału kompozytowego, a w szczególności wysokociśnieniowych zbiorników oraz rurociągów wytwarzanych metodą nawijania. Na podstawie otrzymanych wyników, zarówno przeprowadzonych symulacji jak i pomiarów rzeczywistych, należy stwierdzić, iż udało się zrealizować zakładany zakres rozprawy, a także osiągnąć główny cel badawczy, który polegał na opracowaniu i zaimplementowaniu wyżej wspomnianych sensorów w praktyce w kontekście ich dalszego wykorzystania w przemyśle. Przedstawiona rozprawa wpisuje się w aktualne trendy ukierunkowane na poszukiwaniu coraz dokładniejszych i jak najmniej skomplikowanych w implementacji czujników do badań nieniszczących opartych o struktury wielkich częstotliwości znanych z nowoczesnych zastosowań telekomunikacyjnych.

Praca badawcza składała się z kilku etapów. W pierwszej części dokonano szerokiego przeglądu literaturowego, którego efektem są rozdziały 2 - 4, opisujące kolejno takie zagadnienia jak: technika mikrofalowa, zjawiska towarzyszące stosowaniu metamateriałów, nowoczesne zastosowania materiałów tekstronicznych, charakterystyka materiałów kompozytowych, potencjalne wady strukturalne kompozytów wraz z obecnymi możliwościami ich wykrywania w ramach badań nieniszczących NDT&E.

Część wprowadzającą zwięźczo rozdziałem czwartym, istotnym z punktu widzenia realizacji części praktycznej. Przedstawiono w nim aktualny stan wiedzy i dotychczasowe osiągnięcia w dziedzinie wykorzystania metamateriałów w różnego rodzaju sensorach służących obrazowaniu i detekcji mikrofalowej. Zwrócono szczególną uwagę na ich potencjał ,ponieważ wykazują wyjątkowe właściwości umożliwiające realizację zminiaturyzowanych czujników o wymiarach znacznie mniejszych niż długość propagowanej fali.

Po dokonaniu przeglądu literaturowego stwierdzono, że obecnie brak jest opublikowanych prac opisujących wykorzystanie struktur mikrofalowych wbudowanych w materiały kompozytowe do celów badań nieniszczących, czy chociażby wzmianki o możliwości takiego ich zastosowania. W konsekwencji uzasadniono cel przedstawionej pracy a autor sformułował cel badawczy, czyli wykonanie zminiaturyzowanego (znajdującego się w jednej płaszczyźnie nawojowej), bardzo czułego i możliwie mało skomplikowanego systemu

dla oceny poziomu zdefektowania materiału kompozytowego w obszarze zastosowań jakim są zbiorniki i rurociągi kompozytowe. Z tego względu zwrócono szczególną uwagę na dziedzinę planarnych struktur mikrofalowych, w tym metamateriałów jako nowoczesnego kierunku sensorów mikrofalowych.

Opis części praktycznej rozpoczyna się od rozdziału piątego. W części praktycznej pracy zrealizowane następujące zadania:

- Wyznaczono parametry elektryczne egzaminowanych materiałów kompozytowych. ze względu na brak niezbędnych informacji w kartach katalogowych. Wyznaczanie parametrów odbyło się za pomocą dwóch metod: falowodowej oraz metody SPDR. Uzyskane wyniki zostały wykorzystane w dalszej części pracy przy projektowaniu układów czujnikowych.
- Zrealizowano badania wstępne mające na celu obrazowanie materiału kompozytowego w oparciu o klasyczną metodę z otwartym falowodem prostokątnym.
- Przedstawiono zmodyfikowane sondy pola bliskiego zawierające w swojej strukturze rezonatory z rozszczepionym pierścieniem. Wykorzystano komórki elementarne metamateriału sprzężone z linią mikropaskową. Wykazano, że rezonator z rozszczepionym pierścieniem mikrofalowym może być wykorzystany do obrazowania struktur GFRP i wykrywania typowych defektów powierzchniowych. Ze względu na wysoką czułość struktury, zastosowanie zmodyfikowanej geometrii SRR i skanowania krawędziowego może zapewnić lepszą jakość obrazu i dokładność w porównaniu do klasycznych sond opartych o falowody.
- Opracowano koncepcję czujników opartych o planarne układy sensoryczne wbudowanych do wnętrza struktur kompozytowych mając na celu osiągnięcie założeń pracy badawczej (miniaturyzacja / możliwość dopasowania geometrycznego / wysoka czułość / skalowalność czujnika do zastosowania w przemyśle / możliwie niski stopień skomplikowania).
- Zweryfikowano założenia koncepcyjne za pomocą opracowanego modelu numerycznego CST-Microwave.
- Zrealizowano prototypy czujników wbudowanych w cylindryczne struktury kompozytowe.
- Wykonano badania mające na celu weryfikację koncepcji i rezultatów wyników symulacji.

- Dokonano analizy porównawczej symulacji i badań rzeczywistych próbek i stwierdzono, że pozostają one w dużej zbieżności ze sobą. Potwierdzono możliwość wykrywania wad podpowierzchniowych z wysoką rozdzielczością.

Opracowane rozwiązania stanowią elementy znacząco poszerzające obecny stan wiedzy w dziedzinie badań NDT&E oraz umożliwiają realną implementację zaprojektowanych sensorów do zastosowań przemysłowych.

Metoda ta jest szczególnie obiecująca z punktu widzenia firm, które mogą wykorzystać informację o wadach produkcyjnych w swoich systemach zarządzania jakością (w przypadku, gdy badanie przeprowadzane jest po etapie wytworzenia na linii produkcyjnej) oraz obiektów, które zaimplementują ciągły monitoring stanu kompozytu i ewentualny sygnał o pojawieniu się wady mogą wykorzystać jako sygnał do przeprowadzenia prewencyjnych prac naprawczych w celu uniknięcia awarii (np. elektrociepłownie lub inne obiekty związane z branżą energetyczną/gazowniczą). Brak możliwości ciągłego monitorowania stanu struktury kompozytowej podczas jej eksploatacji stanowił lukę badawczą, która ma szansę zostać zapełniona dzięki zaprojektowanemu prototypowi czujnika.

Wartym zaznaczenia jest również fakt, iż niniejsza rozprawa może stanowić punkt wyjścia do dalszych prac nad tematyką sensorów w wykorzystaniu do badań NDT&E. Autor wskazuje następujące potencjalne obszary dalszych badań:

- Wykonanie badań mających na celu określenie wpływu wbudowania czujnika pomiędzy warstwami materiału kompozytowego na właściwości mechaniczne tego materiału, zarówno na wytrzymałość doraźną zbiornika/ rurociągu, jak i na wytrzymałość zmęczeniową,
- Praktyczna implementacja czujników do rzeczywistej linii produkcyjnej zbiorników / rurociągów kompozytowych; integracja czujników z nadrzędnym systemem DCS, zebranie danych dotyczących częstotliwości występowania i/lub umiejscowienia wad strukturalnych; analiza danych z wykorzystaniem metod statystycznych oraz sprawdzenie ich korelacji z zastosowanymi parametrami procesu; a w przypadku stwierdzenia występowania korelacji próba przeprowadzenia optymalizacji procesu produkcyjnego.

9. Bibliografia

- [1] R. Buder, *Radar. Wynalazek, który zmienił świat*. 2006.
- [2] Matteo Pastorino i Andrea Randazzo, *Microwave Imaging Methods and Applications*. Artech House, 2018.
- [3] Janusz A. Dobrowolski, *Technika wielkich częstotliwości*, t. 1. Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2001.
- [4] R. Zoughi, *Microwave Non-Destructive Testing and Evaluation*, t. 4. w *Non-Destructive Evaluation Series*, vol. 4. Dordrecht: Springer Netherlands, 2000. doi: 10.1007/978-94-015-1303-6.
- [5] M. Nachtane i in., „An Overview of the Recent Advances in Composite Materials and Artificial Intelligence for Hydrogen Storage Vessels Design”, *Journal of Composites Science*, t. 7, nr 3, s. 119, mar. 2023, doi: 10.3390/jcs7030119.
- [6] L. Bouhala i in., „Advancement in the Modeling and Design of Composite Pressure Vessels for Hydrogen Storage: A Comprehensive Review”, *Journal of Composites Science*, t. 8, nr 9, s. 339, sie. 2024, doi: 10.3390/jcs8090339.
- [7] J. Muñoz-Enano, P. Vélez, M. Gil, i F. Martín, „Planar Microwave Resonant Sensors: A Review and Recent Developments”, *Applied Sciences*, t. 10, nr 7, s. 2615, kwi. 2020, doi: 10.3390/app10072615.
- [8] A. M. Albishi, S. A. Alshebeili, i O. M. Ramahi, „Three-Dimensional Split-Ring Resonators-Based Sensors for Fluid Detection”, *IEEE Sens J*, t. 21, nr 7, s. 9138–9147, kwi. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3053938.
- [9] D. Prakash i N. Gupta, „High-Sensitivity Grooved CSRR-Based Sensor for Liquid Chemical Characterization”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 19, s. 18463–18470, 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3198837.
- [10] P. Velez, L. Su, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, i F. Martin, „Microwave Microfluidic Sensor Based on a Microstrip Splitter/Combiner Configuration and Split Ring Resonators (SRRs) for Dielectric Characterization of Liquids”, *IEEE Sens J*, t. 17, nr 20, s. 6589–6598, paź. 2017, doi: 10.1109/JSEN.2017.2747764.
- [11] T.-C. Chang, C.-M. Hsu, K.-W. Chen, i C.-L. Yang, „Wearable sensors based on a high sensitive complementary split-ring resonator for accurate cardiorespiratory sign measurements”, w *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, IEEE, cze. 2017, s. 208–210. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059070.
- [12] J. Mata-Contreras, C. Herrojo, i F. Martín, „Application of Split Ring Resonator (SRR) Loaded Transmission Lines to the Design of Angular Displacement and Velocity Sensors for Space Applications”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 65, nr 11, s. 4450–4460, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2693981.

- [13] J. Naqui i F. Martín, „Application of broadside-coupled split ring resonator (BC-SRR) loaded transmission lines to the design of rotary encoders for space applications”, w *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, s. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540017.
- [14] Pozar David M., *Microwave Engineering*, 4th edition. 2012.
- [15] L. F. (Lin F. Chen, *Microwave electronics : measurement and materials characterization*. Wiley, 2004.
- [16] Christophe Caloz i Tatsuo Itoh, *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. John Wiley & Sons, 2006.
- [17] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, i F. Medina, „Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments”, *IEEE Trans Antennas Propag*, t. 51, nr 10, s. 2572–2581, 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.817562.
- [18] Md. S. Alam, N. Misran, B. Yatim, i M. T. Islam, „Development of Electromagnetic Band Gap Structures in the Perspective of Microstrip Antenna Design”, *Int J Antennas Propag*, t. 2013, s. 1–22, 2013, doi: 10.1155/2013/507158.
- [19] V. G. Veselago, „THE ELECTRODYNAMICS OF SUBSTANCES WITH SIMULTANEOUSLY NEGATIVE VALUES OF ϵ AND μ ”, *Soviet Physics Uspekhi*, t. 10, nr 4, s. 509–514, kwi. 1968, doi: 10.1070/PU1968v010n04ABEH003699.
- [20] F. Martín, J. Bonache, F. Falcone, M. Sorolla, i R. Marqués, „Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide”, *Appl Phys Lett*, t. 83, nr 22, s. 4652–4654, grudz. 2003, doi: 10.1063/1.1631392.
- [21] J. D. Baena *i in.*, „Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 53, nr 4, s. 1451–1461, kwi. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.845211.
- [22] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, i W. J. Stewart, „Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 47, nr 11, s. 2075–2084, 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [23] S. A. Ramakrishna, „Physics of negative refractive index materials”, *Reports on Progress in Physics*, t. 68, nr 2, s. 449–521, luty 2005, doi: 10.1088/0034-4885/68/2/R06.
- [24] E. ŁADA-TONDYRA, „Nowoczesne zastosowania systemów tekstronicznych”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, t. 1, nr 12, s. 200–203, grudz. 2018, doi: 10.15199/48.2018.12.44.
- [25] E. Korzeniewska, J. Sekulska-Nalewajko, J. Goćłowski, R. Rosik, A. Szczęsny, i Z. Starowicz, „Surface Morphology Analysis of Metallic Structures Formed on Flexible Textile Composite Substrates”, *Sensors*, t. 20, nr 7, s. 2128, kwi. 2020, doi: 10.3390/s20072128.
- [26] J. Leśnikowski, *Modelowanie Tekstylnych linii sygnałowych do zastosowań w tekstronice*, t. 1167. Łódź: Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, 2013.
- [27] S. Pawłowski, J. Plewako, i E. Korzeniewska, „Influence of the geometry of defects in textronic structures on their electrical properties”, *J Phys Conf Ser*, t. 1782, nr 1, s. 012027, luty 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1782/1/012027.

- [28] S. Pawłowski, J. Plewako, i E. Korzeniewska, „Field Modeling of the Influence of Defects Caused by Bending of Conductive Textronic Layers on Their Electrical Conductivity”, *Sensors*, t. 23, nr 3, s. 1487, sty. 2023, doi: 10.3390/s23031487.
- [29] Z. Stempień, E. Rybicki, A. Patykowska, T. Rybicki, i M. Szykowska, „Shape-programmed inkjet-printed silver electro-conductive layers on textile surfaces”, *Journal of Industrial Textiles*, t. 47, nr 6, s. 1321–1341, luty 2018, doi: 10.1177/1528083717690610.
- [30] O. Oluwatosin Abegunde, E. Titilayo Akinlabi, O. Philip Oladijo, S. Akinlabi, i A. Uchenna Ude, „Overview of thin film deposition techniques”, *AIMS Mater Sci*, t. 6, nr 2, s. 174–199, 2019, doi: 10.3934/matasci.2019.2.174.
- [31] R. Pawlak, M. Lebioda, M. Tomczyk, J. Rymaszewski, E. Korzeniewska, i M. Walczak, „Modelling and applications of conductive elements on textile materials”, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, t. 37, nr 5, s. 1645–1656, paź. 2018, doi: 10.1108/COMPEL-01-2018-0023.
- [32] I. Locher i G. Troster, „Fundamental Building Blocks for Circuits on Textiles”, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, t. 30, nr 3, s. 541–550, sie. 2007, doi: 10.1109/TADVP.2007.898636.
- [33] Leśnikowski i Jacek, „Modelowanie tekstylnych linii sygnałowych do zastosowań w tekstronice.”, Łódź, 2013. [Online]. Dostępne na: www.wydawnictwa.p.lodz.pl
- [34] S. Pawłowski, J. Plewako, i E. Korzeniewska, „Influence of Structural Defects on the Resistivity and Current Flow Field in Conductive Thin Layers”, *Electronics (Basel)*, t. 9, nr 12, s. 2164, grudz. 2020, doi: 10.3390/electronics9122164.
- [35] Betiuk M., „Technologie PVD i PAPVD w praktyce”, *Inżynieria Powierzchni*, t. 2, 2005.
- [36] T. Burakowski, J. Marczak, i W. Napadłęk, „Istota ablacyjnego czyszczenia laserowego materiałów”, *PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI*, t. 228, s. 126–135, 2006.
- [37] E. Korzeniewska, A. Szczęsny, J. Józwiak, i and A. Tofil, „Computer measurement of ampacity of thin layers made on textile composite substrate”, *MATEC Web of Conferences*, t. 252, s. 09004, sty. 2019, doi: 10.1051/mateconf/201925209004.
- [38] E. Korzeniewska, J. Goćłowski, J. Sekulska-Nalewajko, M. Walczak, i B. Wilbik-Hałgas, „Changes in Fabric Surface Pilling under Laser Ablation”, *Sensors*, t. 20, nr 20, s. 5832, paź. 2020, doi: 10.3390/s20205832.
- [39] A. G. Gibson, J. M. Linden, D. Elder, i K. H. Leong, „Non-metallic pipe systems for use in oil and gas”, *Plastics, Rubber and Composites*, t. 40, nr 10, s. 465–480, grudz. 2011, doi: 10.1179/1743289811Y.0000000006.
- [40] A. Boczkowska i G. Krzesiński, *Kompozyty i techniki ich wytwarzania*. Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2016.
- [41] W. Królikowski, *Polimerowe kompozyty konstrukcyjne*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 2012.
- [42] Wojciech Błażejowski, *Kompozytowe zbiorniki wysokociśnieniowe wzmocnione włóknami według wzorów mozaikowych*. Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2013.

- [43] M. Zhang, H. Lv, H. Kang, W. Zhou, i C. Zhang, „A literature review of failure prediction and analysis methods for composite high-pressure hydrogen storage tanks”, *Int J Hydrogen Energy*, t. 44, nr 47, s. 25777–25799, paź. 2019, doi: 10.1016/j.ijhydene.2019.08.001.
- [44] Y. Su, H. Lv, W. Zhou, i C. Zhang, „Review of the hydrogen permeability of the liner material of type iv on-board hydrogen storage tank”, 1 wrzesień 2021, *MDPI AG*. doi: 10.3390/wevj12030130.
- [45] H. S. Roh, T. Q. Hua, i R. K. Ahluwalia, „Optimization of carbon fiber usage in Type 4 hydrogen storage tanks for fuel cell automobiles”, w *International Journal of Hydrogen Energy*, wrz. 2013, s. 12795–12802. doi: 10.1016/j.ijhydene.2013.07.016.
- [46] Z. Wang, Y. Wang, S. Afshan, i J. Hjalmarsson, „A review of metallic tanks for H₂ storage with a view to application in future green shipping”, *Int J Hydrogen Energy*, t. 46, nr 9, s. 6151–6179, luty 2021, doi: 10.1016/j.ijhydene.2020.11.168.
- [47] P. C. Okonkwo *i in.*, „A focused review of the hydrogen storage tank embrittlement mechanism process”, 26 kwiecień 2023, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.ijhydene.2022.12.252.
- [48] Y. H. Choi *i in.*, „Temperature-Dependent Hydrogen Embrittlement of Austenitic Stainless Steel on Phase Transformation”, *Metals (Basel)*, t. 13, nr 1, sty. 2023, doi: 10.3390/met13010035.
- [49] P. G. J. K. M. K. W. Błażejowski, *Magazynowanie biogazu oraz wykorzystanie jako paliwa do silnika spalinowego*. Wrocław: Politechnika Wrocławska, 2014.
- [50] M. Azeem *i in.*, „Application of Filament Winding Technology in Composite Pressure Vessels and Challenges: A Review”, 1 maj 2022, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.est.2021.103468.
- [51] Wojciech Błażejowski, „Kompozytowe zbiorniki wysokociśnieniowe wzmocnione włóknami według wzorów mozaikowych”, Wrocław, 2013.
- [52] W. Błażejowski, „Zastosowanie metody tablicowej w projektowaniu opłotu kompozytowego butli wysokociśnieniowych”, *Polskie Towarzystwo Materiałów Kompozytowych*, t. 10, s. 154–158, 2010.
- [53] G. P. , K. J. , M. J. , R. R. Błażejowski W., „Polimery i kompozyty konstrukcyjne: monografia”, Gliwice: Logos Press, 2011, s. 41–48.
- [54] G. F. Ronald, *Principles of Composite Material Mechanics, Fourth Edition*. 2016.
- [55] M. Waqar, A. M. Memon, M. Sabih, i L. M. Alhems, „Composite pipelines: Analyzing defects and advancements in non-destructive testing techniques”, 1 marzec 2024, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.engfailanal.2023.107914.
- [56] A. T. R. Inc. Michael J. Hoke, „Repair Applications, Quality Control, and Inspection”, w *ASM Handbook Composites*, t. 21, Ohio: ASM International, 2001, s. 893–898.
- [57] B. Wang, S. Zhong, T. L. Lee, K. S. Fancey, i J. Mi, „Non-destructive testing and evaluation of composite materials/structures: A state-of-the-art review”, 1 kwiecień 2020, *SAGE Publications Inc*. doi: 10.1177/1687814020913761.
- [58] S. Gholizadeh, „A review of non-destructive testing methods of composite materials”, w *Procedia Structural Integrity*, Elsevier B.V., 2016, s. 50–57. doi: 10.1016/j.prostr.2016.02.008.

- [59] M. Jolly i in., „Review of Non-destructive Testing (NDT) Techniques and their Applicability to Thick Walled Composites”, w *Procedia CIRP*, Elsevier B.V., 2015, s. 129–136. doi: 10.1016/j.procir.2015.07.043.
- [60] H. A. Kishawy i H. A. Gabbar, „Review of pipeline integrity management practices”, lipiec 2010. doi: 10.1016/j.ijpvp.2010.04.003.
- [61] A. Wosniok, D. Skoczowsky, M. Schukar, S. Pötzsch, S. Pötschke, i S. Krüger, „Fiber optic sensors for high-temperature measurements on composite tanks in fire”, *J Civ Struct Health Monit*, t. 9, nr 3, s. 361–368, lip. 2019, doi: 10.1007/s13349-019-00338-7.
- [62] S. G. Oh, Y. S. Kwon, M. Y. Jeon, i I. B. Kwon, „Safety Diagnosis of Composite Storage Tank Damage using Fiber Optic Time-Differential Brillouin Optical Correlation Domain Analysis”, *Journal of Lightwave Technology*, sty. 2023, doi: 10.1109/JLT.2023.3314195.
- [63] N. Takeda i S. Minakuchi, „Optical Fiber Sensor Based Life Cycling Monitoring and Quality Assessment of Carbon Fiber Reinforced Polymer Matrix Composite Structures”.
- [64] Polski Komitet Normalizacyjny, „PN-EN 62233 Metody pomiaru pól elektromagnetycznych elektrycznego sprzętu do użytku domowego i podobnego z uwzględnieniem narażania człowieka”, Warszawa, 2008.
- [65] Marc. C. Decreton i F. E. Gardiol, „Simple Nondestructive Method for the Measurement of Complex Permittivity”, *IEEE Trans Instrum Meas*, t. 23, nr 4, s. 434–438, 1974, doi: 10.1109/TIM.1974.4314329.
- [66] P. Venugopalan, K. A. Jose, K. G. Nair, P. K. Chaturvedi, i V. R. Ravindran, „Microwave method for locating inhomogeneities in cured rocket propellant samples”, *NDT International*, t. 19, nr 6, s. 395–397, 1986, doi: [https://doi.org/10.1016/0308-9126\(86\)90030-1](https://doi.org/10.1016/0308-9126(86)90030-1).
- [67] N. N. Qaddoumi, M. Abou-Khousa, i W. M. Saleh, „Near-Field Microwave Imaging Utilizing Tapered Rectangular Waveguides”, *IEEE Trans Instrum Meas*, t. 55, nr 5, s. 1752–1756, 2006, doi: 10.1109/TIM.2006.873818.
- [68] M. S. U. Rahman, A. A. Mustapha, i M. A. Abou-Khousa, „Millimeter-Wave SAR Imaging of Composites Using Rectangular Aperture Probe”, w *IST 2021 - IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques, Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. doi: 10.1109/IST50367.2021.9651421.
- [69] A. S. Bin Sediq i N. Qaddoumi, „Near-field microwave image formation of defective composites utilizing open-ended waveguides with arbitrary cross sections”, *Compos Struct*, t. 71, nr 3–4, s. 343–348, grudz. 2005, doi: 10.1016/j.compstruct.2005.09.031.
- [70] W. Saleh i N. Qaddoumi, „Potential of Near-Field Microwave Imaging in Breast Cancer Detection Utilizing Tapered Rectangular Waveguide Probes”.
- [71] Institute of Electrical and Electronics Engineers i IEEE Instrumentation and Measurement Society, *IST : 2016 IEEE International Conference on Imaging Systems & Techniques : proceedings : October 4-6, 2016, Chania, Crete Island, Greece*.
- [72] Institute of Electrical and Electronics Engineers i IEEE Instrumentation and Measurement Society, *IST 2017 : IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques :*

Beihang University, Beijing, China, October 18-20, 2017, Beijing China : 2017 conference proceedings.

- [73] Z. Li, C. Soutis, A. Haigh, R. Sloan, A. Gibson, i N. Karimian, „Microwave imaging for delamination detection in T-joints of wind turbine composite blades”, w *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, s. 1235–1238. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824573.
- [74] S. H i M. N. Suma, „5G Microstrip Antennas: Design, Analysis and Study of Multi band Antennas with Split Ring Resonators”, w *2022 Third International Conference on Intelligent Computing Instrumentation and Control Technologies (ICICT)*, IEEE, sie. 2022, s. 1260–1265. doi: 10.1109/ICICT54557.2022.9917730.
- [75] A. K. Choudhary, S. Barman, T. Moyra, A. Debnath, i A. Bhattacharjee, „Gain Enhancement of Dual-Band Microstrip - Fed Antenna with complementary split ring resonators and rectangular slots embedded in Patch for Wireless Applications using Metamaterial Cell-Based Superstrate”, w *2021 2nd International Conference on Range Technology (ICORT)*, IEEE, sie. 2021, s. 1–6. doi: 10.1109/ICORT52730.2021.9581727.
- [76] P. Mookiah i K. R. Dandekar, „Metamaterial-Substrate Antenna Array for MIMO Communication System”, *IEEE Trans Antennas Propag*, t. 57, nr 10, s. 3283–3292, paź. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2028638.
- [77] Sungjoon Lim, C. Caloz, i T. Itoh, „Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 53, nr 1, s. 161–173, sty. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839927.
- [78] A. K. Horestani, Z. Shaterian, J. Naqui, F. Martin, i C. Fumeaux, „Reconfigurable and Tunable S-Shaped Split-Ring Resonators and Application in Band-Notched UWB Antennas”, *IEEE Trans Antennas Propag*, t. 64, nr 9, s. 3766–3776, wrz. 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2585183.
- [79] M. G. Mayani, F. J. Herraiz-Martinez, J. M. Domingo, i R. Giannetti, „Resonator-Based Microwave Metamaterial Sensors for Instrumentation: Survey, Classification, and Performance Comparison”, *IEEE Trans Instrum Meas*, t. 70, 2021, doi: 10.1109/TIM.2020.3040484.
- [80] A. Kumari, G. Govind, i M. J. Akhtar, „Microwave Subsurface Imaging, Sensing, and Nondestructive Testing Using Metamaterial-Inspired Planar Sensors: Microwave Imaging Using Metamaterial-Inspired Planar Sensors”, *IEEE Microw Mag*, t. 25, nr 3, s. 18–31, mar. 2024, doi: 10.1109/MMM.2023.3340972.
- [81] M. S. Boybay i O. M. Ramahi, „Material characterization using complementary split-ring resonators”, *IEEE Trans Instrum Meas*, t. 61, nr 11, s. 3039–3046, 2012, doi: 10.1109/TIM.2012.2203450.
- [82] T. Haq, C. Ruan, S. Ullah, i A. Kosar Fahad, „Dual notch microwave sensors based on complementary metamaterial resonators”, *IEEE Access*, t. 7, s. 153489–153498, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2948868.
- [83] S. Zahertar, E. Laurin, L. E. Dodd, i H. Torun, „Embroidered Rectangular Split-Ring Resonators for the Characterization of Dielectric Materials”, *IEEE Sens J*, t. 20, nr 5, s. 2434–2439, mar. 2020, doi: 10.1109/JSEN.2019.2953251.

- [84] B. Lv *i in.*, „Permittivity and Concentration Measurements Based on Coplanar Waveguide and Split Ring Resonator Sensor”, *IEEE Sens J*, s. 1–1, grudz. 2023, doi: 10.1109/jsen.2023.3342455.
- [85] K. T. Muhammed Shafi, M. A. H. Ansari, A. K. Jha, i M. J. Akhtar, „Design of SRR-based microwave sensor for characterization of magnetodielectric substrates”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, t. 27, nr 5, s. 524–526, maj 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2690873.
- [86] G. Gugliandolo *i in.*, „Artificial Neural Network Modeling of Microwave Sensors for Dielectric Liquids Characterization”, w *2023 IEEE International Conference on Metrology for eXtended Reality, Artificial Intelligence and Neural Engineering (MetroXRaine)*, IEEE, paź. 2023, s. 401–405. doi: 10.1109/MetroXRaine58569.2023.10405750.
- [87] H. Xiao, S. Yan, C. Guo, i J. Chen, „A Dual-Scale CSRRs-Based Sensor for Dielectric Characterization of Solid Materials”, *IEEE Sens Lett*, t. 6, nr 12, grudz. 2022, doi: 10.1109/LSENS.2022.3224445.
- [88] D. Isakov, C. J. Stevens, F. Castles, i P. S. Grant, „A Split Ring Resonator Dielectric Probe for Near-Field Dielectric Imaging”, *Sci Rep*, t. 7, nr 1, grudz. 2017, doi: 10.1038/s41598-017-02176-3.
- [89] Q. Liu, H. Deng, P. Meng, i H. Sun, „High Sensitivity Sensor Loaded with Octagonal Spiral Resonators for Retrieval of Solid Material Permittivity”, *IEEE Sens J*, t. 21, nr 18, s. 20010–20017, wrz. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3099298.
- [90] O. Niksan, M. C. Jain, A. Shah, i M. H. Zarifi, „A Nonintrusive Flow Rate Sensor Based on Microwave Split-Ring Resonators and Thermal Modulation”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 70, nr 3, s. 1954–1963, mar. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3142038.
- [91] E. L. Chuma, Y. Iano, L. L. B. Roger, G. G. De Oliveira, i G. C. Vaz, „Novelty Sensor for Detection of Wear Particles in Oil Using Integrated Microwave Metamaterial Resonators With Neodymium Magnets”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 11, s. 10508–10514, cze. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3168228.
- [92] D. Prakash i N. Gupta, „Microwave Grooved SRR Sensor for Detecting Low Concentration Ethanol-Blended Petrol”, *IEEE Sens J*, t. 23, nr 14, s. 15544–15551, lip. 2023, doi: 10.1109/JSEN.2023.3279851.
- [93] A. Shah *i in.*, „Unlocking Conformal Microwave Split Ring Resonant Sensors for In-flight Ice Sensing”, *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, s. 1–13, paź. 2023, doi: 10.1109/taes.2023.3328580.
- [94] J. Xie, J. Wen, J. Chen, i W. Yuan, „Microwave Icing Sensor Based on Interdigital-Complementary Split-Ring Resonator”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 13, s. 12829–12837, lip. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3176932.
- [95] H. J. Peng *i in.*, „A Noncontact Feed Microwave Metal Devices Deformation and Stress Sensor Based on Metamaterial”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, t. 70, nr 9, s. 9642–9652, wrz. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3210552.

- [96] S. Mukherjee, X. Shi, L. Udpa, S. Udpa, Y. Deng, i P. Chahal, „Design of a Split-Ring Resonator Sensor for Near-Field Microwave Imaging”, *IEEE Sens J*, t. 18, nr 17, s. 7066–7076, wrz. 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2852657.
- [97] Z. Wang, X. Yang, X. Zhou, P. Su, i J. Wang, „A Flexible Sensor Tag for Surface Crack Detection of Curved Film-Coated Metals”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 6, s. 5662–5668, mar. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3150423.
- [98] R. A. Alahnomi, Z. Zakaria 1#, N. A. Shairi, Z. M. Yusof, A. Azuan Mohd Bahar, i A. Alhegazi, „Detection of Surface Cracks in Metallic Materials Using an Enhanced Symmetrical Split Ring Resonator”.
- [99] Z. Ren, M. S. Boybay, i O. M. Ramahi, „Near-field probes for subsurface detection using split-ring resonators”, *IEEE Trans Microw Theory Tech*, t. 59, nr 2, s. 488–495, luty 2011, doi: 10.1109/TMTT.2010.2094201.
- [100] A. Albishi i O. M. Ramahi, „Detection of surface and subsurface cracks in metallic and non-metallic materials using a complementary split-ring resonator”, *Sensors (Switzerland)*, t. 14, nr 10, s. 19354–19370, paź. 2014, doi: 10.3390/s141019354.
- [101] A. M. Albishi, M. S. Boybay, i O. M. Ramahi, „Complementary split-ring resonator for crack detection in metallic surfaces”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, t. 22, nr 6, s. 330–332, 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2197384.
- [102] X. Zhou *i in.*, „Detection and Location of Defects in Non-Metallic Composites Pipeline Based on Multi-Resonant Spoof Surface Plasmon Polaritons”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 3, s. 2091–2098, luty 2022, doi: 10.1109/JSEN.2021.3134986.
- [103] G. Govind, N. K. Tiwari, K. K. Agrawal, i M. J. Akhtar, „Microwave Subsurface Imaging of Composite Structures Using Complementary Split Ring Resonators”, *IEEE Sens J*, t. 18, nr 18, s. 7442–7449, wrz. 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2859228.
- [104] Z. Li, T. Wang, A. Haigh, Z. Meng, i P. Wang, „Non-contact detection of impact damage in carbon fibre composites using a complementary split-ring resonator sensor”, *Journal of Electrical Engineering*, t. 70, nr 6, s. 489–493, grudz. 2020, doi: 10.2478/jee-2019-0083.
- [105] Mass.) IEEE Antennas and Propagation Society. International Symposium (2018 : Boston, Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Antennas and Propagation Society, i Mass.) USNC-URSI Radio Science Meeting (2018 : Boston, 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation : proceedings : 8-13 July 2018, the Westin Boston Waterfront, Boston, Massachusetts, USA.
- [106] M. Huang i J. Yang, „Microwave Sensor Using Metamaterials”, w *Wave Propagation*, InTech, 2011. doi: 10.5772/14459.
- [107] J. J. Yang, M. Huang, H. Tang, J. Zeng, i L. Dong, „Metamaterial Sensors”, *Int J Antennas Propag*, t. 2013, s. 1–16, 2013, doi: 10.1155/2013/637270.
- [108] R. A. Waldron, „Perturbation theory of resonant cavities”, *Proceedings of the IEE Part C: Monographs*, t. 107, nr 12, s. 272, 1960, doi: 10.1049/pi-c.1960.0041.

- [109] A. Rashidian, M. Aligodarz, i D. Klymyshyn, „Dielectric characterization of materials using a modified microstrip ring resonator technique”, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, t. 19, nr 4, s. 1392–1399, sie. 2012, doi: 10.1109/TDEI.2012.6260016.
- [110] J. Krupka, A. P. Gregory, O. C. Rochard, R. N. Clarke, B. Riddle, i J. Baker-Jarvis, „Uncertainty of complex permittivity measurements by split-post dielectric resonator technique”, *J Eur Ceram Soc*, t. 21, nr 15, s. 2673–2676, sty. 2001, doi: 10.1016/S0955-2219(01)00343-0.
- [111] P. Sobkiewicz, P. Bieńkowski, i W. Błażejowski, „Microwave Non-Destructive Testing for Delamination Detection in Layered Composite Pipelines”, *Sensors*, t. 21, nr 12, s. 4168, cze. 2021, doi: 10.3390/s21124168.
- [112] P. Sobkiewicz, „Split Ring Resonator Based Probe for Detection of Subsurface Defects in Composite Materials”, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2024.
- [113] S. Nelatury i A. Hoorfar, „The role of geometry of inclusions in forming metamaterials with negative permittivity and permeability”, 2002. [Online]. Dostępne na: <https://www.researchgate.net/publication/228700759>
- [114] M. Mutlu, A. E. Akosman, A. E. Serebryannikov, i E. Ozbay, „Asymmetric chiral metamaterial circular polarizer based on four U-shaped split ring resonators”, *Opt Lett*, t. 36, nr 9, s. 1653, maj 2011, doi: 10.1364/OL.36.001653.
- [115] K. Inamdar, Y. P. Kosta, i S. Patnaik, „Study of a new metamaterial particle of ‘AV’ shape”, w *2014 2nd International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking*, IEEE, grudz. 2014, s. 1–4. doi: 10.1109/ET2ECN.2014.7044975.
- [116] H. He *i in.*, „Detection of Debonding Defects between Radar Absorbing Material and CFRP Substrate by Microwave Thermography”, *IEEE Sens J*, t. 22, nr 5, s. 4378–4385, mar. 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3144827.
- [117] A. M. Siddiky, M. R. I. Faruque, i M. T. Islam, „Double H-shaped complementary split ring resonator with different orientations for quad-band satellite applications”, *Results Phys*, t. 19, s. 103427, grudz. 2020, doi: 10.1016/j.rinp.2020.103427.
- [118] H. Alsaif, Md. R. Islam, A. Hoque, M. S. Soliman, Md. S. Islam, i M. T. Islam, „Dual circular complementary split ring resonator based metamaterial sensor with high sensitivity and quality factor for textile material detection”, *APL Mater*, t. 12, nr 3, mar. 2024, doi: 10.1063/5.0196472.
- [119] V. H. Nguyen, M. H. Hoang, H. P. Phan, T. Q. V. Hoang, i T. P. Vuong, „Measurement of complex permittivity by rectangular waveguide method with simple specimen preparation”, w *2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, IEEE, paź. 2014, s. 397–400. doi: 10.1109/ATC.2014.7043419.
- [120] A. L. de Paula, M. C. Rezende, i J. J. Barroso, „Modified Nicolson-Ross-Weir (NRW) method to retrieve the constitutive parameters of low-loss materials”, w *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, IEEE, paź. 2011, s. 488–492. doi: 10.1109/IMOC.2011.6169293.

- [121] G. Angiulli i M. Versaci, „Retrieving the Effective Parameters of an Electromagnetic Metamaterial Using the Nicolson-Ross-Weir Method: An Analytic Continuation Problem Along the Path Determined by Scattering Parameters”, *IEEE Access*, t. 9, s. 77511–77525, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3082261.
- [122] W. Withayachumnankul, K. Jaruwongrungssee, A. Tuantranont, C. Fumeaux, i D. Abbott, „Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization”, *Sens Actuators A Phys*, t. 189, s. 233–237, sty. 2013, doi: 10.1016/j.sna.2012.10.027.
- [123] P. Castillo-Aranibar, A. Garcia-Lamperez, i D. Segovia-Vargas, „OMNIDIRECTIONAL COMPACT DUAL-BAND ANTENNA BASED ON DUAL-FREQUENCY UNEQUAL SPLIT RING RESONATORS FOR WLAN AND WIMAX APPLICATIONS”, *Progress In Electromagnetics Research M*, t. 67, s. 157–167, 2018, doi: 10.2528/PIERM17052202.