

Politechnika Łódzka

ZESZYTY NAUKOWE Nr 1167

JACEK LEŚNIKOWSKI

MODELOWANIE
TEKSTYLNYCH LINII SYGNAŁOWYCH
DO ZASTOSOWAŃ W TEKSTRONICE

ŁÓDŹ 2013

POLITECHNIKA ŁÓDZKA

ZESZYTY NAUKOWE Nr 1167

ROZPRAWY NAUKOWE, Z. 467

JACEK LEŚNIKOWSKI

MODELOWANIE
TEKSTYLNYCH LINII SYGNAŁOWYCH
DO ZASTOSOWAŃ W TEKSTRONICE

ŁÓDŹ 2013

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
SCIENTIFIC BULLETIN
OF THE LODZ UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
BULLETIN SCIENTIFIQUE
DE L'UNIVERSITÉ POLYTECHNIQUE DE LODZ
НАУЧНЫЕ ЗАПИСКИ
ЛОДЗИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
WISSENSCHAFTLICHE HEFTE
DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT IN LODZ

Redaktor Naukowy Wydziału: **prof. dr hab. inż. Krzysztof Kowalski**

Recenzenci: **prof. dr hab. inż. Tadeusz Skubis**
prof. dr hab. inż. Krzysztof Gniotek

©Copyright by Politechnika Łódzka 2013

Adres Redakcji – Адрес Редакции – Editor's Office
Adresse de Redaction – Schriftleitungsadresse:

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
90-924 Łódź, ul. Wólczańska 223
tel./fax 42-684-07-93
e-mail: zamowienia@info.p.lodz.pl
www.wydawnictwa.p.lodz.pl

ISSN 0137-4834

Nakład 140 egz. Ark. druk. 11,0. Papier offset. 80 g, 70 x 100
Druk ukończono w sierpniu 2013 r.
Wykonano w Drukarni Quick-Druk, 90-562 Łódź, ul. Łąkowa 11

MOIM PIERWSZYM NAUCZYCIELOM - RODZICOM

Spis treści

STRESZCZENIE	7
WYKAZ OZNACZEŃ	9
1. WSTĘP	13
2. PROBLEMATYKA BADAŃ I CEL PRACY	17
3. OBECNY STAN WIEDZY – PRZEGLĄD LITERATURY	22
3.1. Transmisja sygnałów w systemach tekstronicznych	22
3.1.1. Podział tekstronicznych systemów do transmisji danych.....	22
3.1.2. Systemy transmisji danych.....	24
3.2. Rodzaje tekstylnych linii sygnałowych	27
3.3. Podstawowe parametry charakteryzujące właściwości elektryczne linii sygnałowej	34
3.4. Metody pomiaru wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii sygnałowych	36
3.5. Pomiary wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii sygnałowych	41
3.6. Wnioski z przeglądu literatury.....	49
4. OPRACOWANIE MODELI TEKSTYLNICH LINII SYGNAŁOWYCH	51
4.1. Metoda wykonania tekstylnych linii sygnałowych użytych do dalszych badań	51
4.2. Analiza właściwości TLS o konwencjonalnym układzie ścieżek.....	52
4.3. Modelowanie tekstylnych linii sygnałowych	59
4.3.1. Analiza wielkości wpływających na właściwości transmisyjne TLS typu PWW/PWW	59
4.3.2. Metoda wyznaczenia przenikalności elektrycznej włókien tkaniny w zależności od jej przenikalności elektrycznej	62
4.3.3. Modelowanie wpływu wybranych parametrów struktury podłoża linii na jej wybrane parametry elektryczne.....	71
4.3.4. Analiza statystyczna wyników symulacji.....	86
4.3.5. Modelowanie właściwości transmisyjnych TLS ze ścieżkami elektroprzewodzącymi wykonanymi metodą tkania	97
4.3.6. Podsumowanie wyników modelowania właściwości transmisyjnych TLS	101
4.3.7. Nowa tekstylina linia sygnałowa o impedancji 50 Ω	103
4.4. Modelowanie nowej linii sygnałowej	104
4.4.1. Jakościowy model matematyczny TLS	104
4.4.2. Model neuronowy impedancji charakterystycznej TLS	109
4.5. Tekstylne materiały zastosowane do budowy linii transmisyjnych.....	111

4.5.1. Parametry tkanin użytych do wykonania podłoża linii	111
4.5.2. Parametry tkanin elektroprzewodzących użytych do wykonania ścieżek sygnałowych	113
4.6. Modele fizyczne tekstylnych linii sygnałowych.....	114
4.6.1. Sposób wykonania linii	114
4.6.2. Wpływ niedokładności wykonania linii na jej parametry transmisyjne	116
4.7. Stanowisko pomiarowe.....	122
4.7.1. Budowa stanowiska pomiarowego.....	122
4.7.2. Zaciski pomiarowe do badania TLS.....	124
4.7.3. Powtarzalność pomiarów wykonanych za pomocą skonstruowanych zacisków	130
5. BADANIA WYKONANYCH TEKSTYLNICH LINII SYGNAŁOWYCH	131
5.1. Weryfikacja modelu matematycznego nowej linii sygnałowej	131
5.2. Badania wpływu zmian warunków klimatycznych na właściwości transmisyjne linii	132
5.3. Badania wpływu wybranych właściwości podłoża na działanie linii ...	143
5.4. Badania jakości transmisji sygnału cyfrowego przez TLS.....	153
5.5. Badania wpływu warstw odzieży i ciała ludzkiego na działanie linii ..	161
5.6. Analiza niepewności pomiaru wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii transmisyjnych.....	164
6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI	170
LITERATURA	174
ZAŁĄCZNIK	180
SUMMARY	190
CHARAKTERYSTYKA ZAWODOWA AUTORA	193

STRESZCZENIE

Zwiększające się zainteresowanie inteligentnymi tekstyliami, a w szczególności odzieżą inteligentną, spowodowało podjęcie licznych prac badawczych w tym kierunku. Nową dyscypliną zajmującą się powyższymi zagadnieniami jest tekstronika będąca połączeniem włókiennictwa, elektroniki i informatyki.

Jednym z ważnych elementów systemów tekstronicznych, np. odzieży inteligentnej, są tekstylne linie sygnałowe. Służą one do przesyłania informacji między układami elektronicznymi zaimplementowanymi w takiej odzieży. Linie te powinny posiadać zdolność do transmisji sygnałów elektrycznych o szerokim widmie częstotliwościowym tak, aby mogły np. przysyłać sygnały cyfrowe o dużej szybkości transmisji. Umożliwi to rozwój m.in. tekstylnych komputerów noszonych, czy nowoczesnych systemów tekstronicznych służących do monitoringu parametrów fizjologicznych człowieka.

W celu zapewnienia prawidłowej współpracy tekstylnej linii sygnałowej z elektronicznymi układami transmisyjnymi jej impedancja charakterystyczna powinna wynosić $50\ \Omega$. Tekstylne linie sygnałowe zbudowane w wyniku dotychczasowych prac, charakteryzują się impedancją znacznie przewyższającą tę wartość, będącą wartością standardową m.in. w konwencjonalnych układach transmisji danych.

Opisane w monografii prace badawcze miały na celu pozytywne zweryfikowanie tezy o możliwości wykonania tekstylnej linii sygnałowej o impedancji charakterystycznej równej $50\ \Omega$. Jednocześnie, przeprowadzone badania miały na celu określenie, które z parametrów charakteryzujących właściwości struktury podłoża linii mają istotny wpływ na jej właściwości transmisyjne. Wiedza ta jest niezbędna do świadomego wyboru płaskiego wyrobu włókienniczego na podłożu tekstylnej linii sygnałowej podczas etapu jej tworzenia.

Prace ograniczono do tekstylnych linii sygnałowych wykonanych metodą naszywania elektroprzewodzących płaskich wyrobów włókienniczych na nieprzewodzący prądu płaski wyrób włókienniczy.

Wykonane modelowanie działania tekstylnych linii sygnałowych wsparte analizą działania konwencjonalnych linii sygnałowych doprowadziły do opracowania tekstylnej linii sygnałowej o nowym układzie ścieżek elektroprzewodzących, umożliwiającej uzyskanie wartości impedancji charakterystycznej równej $50\ \Omega$ i mniejszej.

Dla proponowanej linii opracowano model w postaci sieci neuronowej umożliwiającej wyznaczenie wartości impedancji charakterystycznej linii w zależności od grubości tekstylnego podłoża linii, odstępów między ścieżkami masy, stałej dielektrycznej nitek podłoża linii oraz tangensa kąta strat podłoża linii.

Predykcja wartości impedancji charakterystycznej linii, za pomocą stworzonego modelu, umożliwia wyznaczenie odstępów między ścieżkami masy w zależności od grubości i przenikalności elektrycznej tkaniny stanowiącej jej podłoże, co ułatwia i przyspiesza wykonanie linii.

W ramach dalej przeprowadzonych prac, z pomocą powyższego modelu, wykonano szereg modeli fizycznych linii. Opracowano i wykonano również zaciski pomiarowe umożliwiające podłączenie tekstylnych linii sygnałowych do aparatury pomiarowej oraz zestawiono stanowisko pomiarowe do wykonania badań wykonanych linii.

Wykonane badania miały na celu sprawdzenie poprawności działania zbudowanych linii w przypadku praktycznego ich zastosowania np. w odzieży elektronicznej. Przeprowadzone badania obejmowały:

- badania wpływu temperatury i wilgotności na przyjęte wskaźniki określające właściwości transmisyjne linii,
- badania wpływu kontaktu innych materiałów włókienniczych i ciała ludzkiego z tekstylną linią transmisyjną na jej właściwości transmisyjne,
- badania jakości cyfrowego sygnału transmitowanego przez wykonane modele linii.

W wyniku przeprowadzonych badań pozytywnie zweryfikowano tezę o możliwości wykonania, z płaskich wyrobów włókienniczych, linii sygnałowej o impedancji charakterystycznej 50Ω , zdolnej do przenoszenia sygnałów elektrycznych o szerokim widmie częstotliwościowym, np. sygnałów cyfrowych. Jednocześnie stwierdzono, że splot i grubość tkaniny, będącej podłożem badanej linii, mają istotny wpływ na jej właściwości transmisyjne. Zweryfikowano w ten sposób pozytywnie drugą część tezy pracy.

WYKAZ OZNACZEŃ

a	– długość przedziału zmienności
a_n	– napięciowa fala padająca doprowadzona do n – tego portu czwórnika
b_n	– napięciowa fala wychodząca z n – tego portu czwórnika
c	– prędkość światła w próżni
d_1	– średnica przewodu środkowego w przewodzie współosiowym
d_2	– średnica ekranu w przewodzie współosiowym
d_p	– długość próbki
f	– częstotliwość
f_p	– częstotliwość początkowa
f_k	– częstotliwość końcowa
g_a	– odstęp między ścieżką sygnałową a ścieżką masy w linii koplanarnej
g_{ad}	– szerokość przerwy między ścieżkami masy w opracowanej linii sygnałowej
g_{sp}	– odstęp między ścieżkami elektroprowadzącymi a podłożem TLS
h	– grubość (wysokość) materiału podłoża linii sygnałowej
hl	– wartość poziomu wysokiego
h_p	– wysokość ścieżek linii sygnałowej
h_t	– średnica nitek
h_{to}	– średnica nitek osnowy
h_{tw}	– średnica nitek wążku
k_o	– gęstość wążku (liczba nitek osnowy na jednostkę długości)
k_w	– gęstość osnowy (liczba nitek wążku na jednostkę długości)
l	– długość linii sygnałowej
ll	– wartość poziomu niskiego
l_p	– długość paskowej linii powietrznej
m_w	– masa pary wodnej
n	– liczba układów planu doświadczenia
n_j	– liczba układów w jądrze planu doświadczenia
n_0	– liczba układów centrum planu doświadczenia
n_α	– liczba układów punktów gwiazdnych
s_{11}	– parametr macierzy s
s_{12}	– parametr macierzy s
s_{21}	– parametr macierzy s
s_{22}	– parametr macierzy s
t	– czas
$tg\delta$	– tangens kąta strat
t_f	– czas opadania
t_p	– czas przelotu (propagacji)
t_r	– czas narastania
u_A	– niepewność standardowa typu A
u_B	– niepewność standardowa typu B
u_c	– niepewność złożona
w	– wilgotność względna
w_b	– wilgotność bezwzględna
w_{GND}	– szerokość ścieżki masy

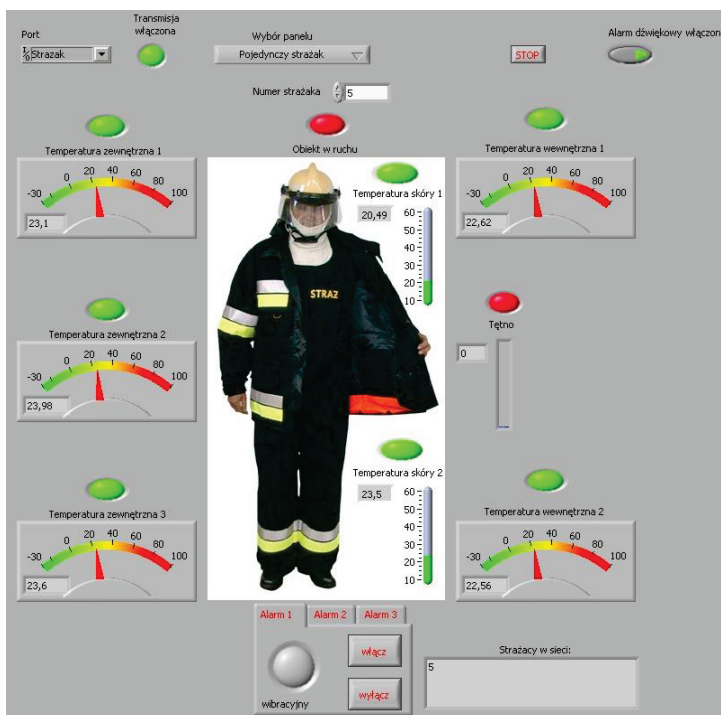
w_s	– szerokość ścieżki sygnałowej
z_o	– wypełnienie osnową
z_{ow}	– wypełnienie powierzchniowe
z_w	– wypełnienie wątkiem
Amp	– amplituda oka
A_o	– podziałka nitek osnowy
A_w	– podziałka nitek wątku
BER	– stopa błędów (Bit Error Ratio)
C	– jednostkowa pojemność linii
C_a	– pojemność jednostkowa
C_o	– pojemność kondensatora płaskiego z powietrzem między okładzinami
C_t	– pojemność kondensatora płaskiego z umieszczoną tkaniną między okładzinami
DJ	– deterministyczne, szybkozmienne wahania sygnału (Deterministic Jitter)
DN	– szum deterministyczny (Deterministic Noise)
ER	– współczynnik ekstynkcji
G	– jednostkowa konduktancja dielektryka linii
H_e	– wysokość oka
K	– zupełna cała eliptyczna pierwszego rodzaju
L	– jednostkowa indukcyjność linii
L_{mech}	– długość wzorca
M_o	– wartość modalna
P_z	– pole pod krzywą wyznaczającą profil impedancji
O_E	– opóźnienie elektryczne
R	– współczynnik odbicia
R_e	– rezystancja ekranu w przewodzie współosiowym
R_g	– rezystancja przewodu środkowego w linii współosiowej
RJ	– przypadkowe, szybkozmienne wahania sygnału (Random Jitter)
R_n	– rezystancja spowodowana efektem naskórkowości
RN	– szum przypadkowy
R_k	– współczynnik korelacji
S_n	– straty wywołane efektem naskórkowości
S_o	– straty offsetowe
S_p	– spłaszczenie tkaniny
T	– temperatura
TJ	– całkowite, szybkozmienne wahania sygnału (Total Jitter)
TLS	– tekstylna linia sygnałowa
TN	– szum całkowity (Total Noise)
U	– niepewność rozszerzona
$V_{\%}$	– współczynnik zmienności
V_c	– prędkość światła w próżni
V_p	– prędkość propagacji
V	– objętość
V_w	– objętość powietrza wilgotnego
W_e	– szerokość oka
Z	– impedancja
Z_c	– impedancja charakterystyczna
Z_0	– impedancja charakterystyczna linii powietrznej
α	– współczynnik tłumienia linii

β	–	energetyczny współczynnik odbicia
γ	–	stała propagacji
γ_0	–	stała propagacji próżni
ε_{eff}	–	względna efektywna przenikalność elektryczna
ε_0	–	przenikalność elektryczna próżni
ε_r	–	zespolona, względna przenikalność elektryczna
ε_{rm}	–	względna przenikalność elektryczna tkaniny stanowiącej podłoże linii, zmierzona zgodnie z normą ASTM D150
ε_t	–	błąd predykcji dla zbioru testującego
ε_u	–	błąd predykcji dla podzbioru uczącego
ε_w	–	błąd predykcji dla podzbioru walidacyjnego uzyskanego w trakcie uczenia sieci
λ	–	długość fali
μ_0	–	przenikalność magnetyczna próżni
μ_r	–	zespolona, względna przenikalność magnetyczna
ρ_w	–	iloraz odchyłeń standardowych błędów i danych dla podzbioru walidacyjnego
ρ_y	–	iloraz odchyłeń standardowych błędów predykcji i danych zbioru wartości wielkości wyjściowych
σ	–	odchylenie standardowe populacji
σ_{sp}	–	konduktywność ścieżek przewodzących
τ_G	–	opóźnienie grupowe
ω	–	pulsacja

1. WSTĘP

Ostatnie lata przyniosły gwałtowny rozwój materiałów inteligentnych (e-tekstyliów) mających zastosowanie m.in. w budowie inteligentnej odzieży zwanej odzieżą tekstroniczną. Nową dziedziną nauki zajmującą się implementacją tych materiałów, oraz różnego rodzaju nowoczesnych układów elektronicznych, do wyrobów włókienniczych jest tekstronika. Dziedzina ta powstała, jako połączenie włókiennictwa, elektroniki i informatyki. Możliwości zastosowań wyrobów tekstronicznych są ogromne.

Najczęściej prowadzone w tekstronice działania mają na celu rozszerzenie podstawowych zadań realizowanych przez odzież, takich jak np. ochrona przed utratą ciepła, przez wprowadzenie dodatkowych funkcjonalności, jak łączność bezprzewodowa, lokalizacja w terenie itp. Działania te wychodzą naprzeciw panującej od kilku lat modzie na przenośne urządzenia elektroniczne, takie jak np. odtwarzacze muzyki, systemy GSM, urządzenia nawigacyjne GPS czy komputery kieszonkowe. Prowadzone prace mają na celu maksymalne scalenie używanych przenośnych urządzeń elektronicznych z odzieżą tak, aby sama odzież realizowała funkcje wszystkich tych urządzeń.



Rys. 1.1. Program do monitorowania parametrów fizjologicznych strażaków z włączoną opcją monitorowania pojedynczego strażaka (Gniotek i in., 2009)

Inną grupą zastosowań wyrobów tekstronicznych są systemy monitoringu parametrów fizjologicznych mające zastosowanie w osobistych systemach ochrony przed różnego rodzaju zagrożeniami. Zagrożenia takie napotkać może nie tylko strażak, żołnierz czy policjant, ale również np. górnik.

Wyroby tekstroniczne do tego typu zastosowań są wyposażone w różnego rodzaju czujniki parametrów fizjologicznych oraz układ radiowego przesyłania danych pomiarowych do tzw. Centrum Monitoringu, umożliwiając ciągły monitoring wybranych parametrów fizjologicznych osoby monitorowanej. Przykład systemu tego typu przedstawiono m.in. w artykule (Gniotek i in., 2009). Zaprezentowany tam system umożliwia zdalny monitoring parametrów fizjologicznych trzydziestu strażaków jednocześnie, wyświetlając je na ekranie komputera (rys. 1.1).

Wybór monitorowanych parametrów zależy od konkretnego zastosowania. W przypadku żołnierza może to być np. tętno, oddech czy inne parametry świadczące o jego kondycji.

Dodatkowo tekstroniczne systemy monitoringu mogą monitorować pewne parametry otoczenia stanowiące zagrożenie dla osoby wyposażonej w taki system. Parametrami takimi mogą być np. stężenia niebezpiecznych gazów, poziom promieniowania jonizującego, wartość temperatury itd.



Rys. 1.2 Prototyp kurtki wyposażonej w tekstylną klawiaturę do sterowania telefonem komórkowym (Kallmayer Ch. i in., 2005)

Tego typu systemy mogą również znaleźć zastosowanie w ciągłym monitoringu stanu zdrowia osób chorych, umożliwiając ciągły nadzór lekarski nad nimi również w przypadku, gdy znajdują się one poza szpitalem (Amato i in., 2005). Umożliwi to w przyszłości zmniejszenie liczby osób wymagających hospitalizacji w celach obserwacji symptomów chorobowych. Obserwacja taka będzie możliwa w bardziej naturalnych dla pacjenta warunkach.

Kolejnym, przykładowym, zastosowaniem tekstronicznych systemów monitoringu zdrowia jest ochrona noworodków, a w szczególności wcześniaków (Carpi i in., 2005), (Bouwstra i in., 2009).

Stworzenie nowoczesnego ubranka dla noworodka, wyposażonego w szereg czujników monitorujących parametry życiowe może zapobiec wielu niebezpiecznym sytuacjom, które mogą prowadzić do jego przedwczesnej śmierci.

Innym odbiorcą opisanych powyżej systemów monitoringu są sportowcy, dla których rodzaj treningu i wielkość wysiłku z nim związanego może się opierać o wyniki pomiarów wybranych parametrów fizjologicznych.

Powyższe przykłady nie wyczerpują oczywiście możliwości zastosowań wyrobów tekstronicznych. Obszar ich zastosowań ciągle się powiększa. Wzrastające zainteresowanie systemami tekstronicznymi jest powodem prowadzenia, przez szereg instytucji naukowych na całym świecie, licznych prac badawczych. W wyniku tych prac powstały liczne prototypy wyrobów tekstronicznych (rys. 1.2), jak i pierwsze wyroby komercyjne (rys. 1.3).



Rys. 1.3. Przykład wyrobu tekstronicznego firmy Infineon Technologies

Obecny stan zaawansowania technologicznego w tekstronice powoduje, że budowane prototypy inteligentnej odzieży zawierają najczęściej konwencjonalne elementy elektroniczne połączone liniami sygnałowymi w postaci konwencjonalnych przewodów. Prowadzone badania i prace mają m.in. na celu zastąpienie konwencjonalnych elementów elektronicznych, tzw. elektroniką włóknistą, w której elementy elektroniczne będą naniesione bezpośrednio na włókna, z których wykonany jest wyrób tekstylny. Konwencjonalne linie sygnałowe, przesyłające sygnały elektryczne między poszczególnymi elementami elektronicznymi, zostaną zastąpione liniami zawierającymi ścieżki przewodzące umieszczone bezpośrednio na (w)

płaskim wyrobie włókienniczym już na etapie jego produkcji. W przypadku produkcji masowej może to obniżyć w znaczący sposób koszt wytworzenia inteligentnego wyrobu odzieżowego oraz podnieść jego niezawodność.

Głównym atutem przemawiającym za zastosowaniem tekstylnych linii sygnałowych jest zmniejszenie ich wyczuwalności w odzieży, a przez to podniesienie ergonomii jej użytkowania. Komfort użytkowania odzieży tekstronicznej jest czynnikiem kluczowym dla jej szerokiego zaakceptowania przez jej użytkowników. Linie tekstylne, będące ważną częścią każdego systemu tekstronicznego, mogą mieć ścieżki w postaci włókien lub przędz przewodzących, doprowadzających zasilanie do elementów elektronicznych, lub przesyłających sygnały cyfrowe bądź analogowe.

Niezależnie od tego, czy mamy do czynienia z tekstronicznymi liniami sygnałowymi, wykonanymi poprzez implementację do płaskiego wyrobu włókienniczego konwencjonalnych przewodów miedzianych, czy też włókienniczych materiałów elektroprowadzących, bądź liniami wykonanymi poprzez nadruk przewodzącego lakieru na wyrób włókienniczy, kluczową sprawą podczas budowy linii są jej parametry elektryczne charakteryzujące jej zdolność do przesyłania sygnałów o szerokim widmie częstotliwościowym.

Równie ważna, dla stworzenia takiej linii jest znajomość zależności jej parametrów elektrycznych od struktury geometrycznej, rodzaju materiału tekstylnego stanowiącego podłoże linii, wpływu temperatury, wilgotności itp. Ma to szczególne znaczenie w przypadku linii mających przysyłać sygnały cyfrowe o dużych częstotliwościach, takich jak np. magistrale danych przyszłych komputerów tekstylnych (wearable computer) (Lin i in., 2001), czy linie doprowadzające sygnał wysokiej częstotliwości do anten tekstylnych (Krucieńska i in., 2008), (Salonen i in., 2003), (Locher i in., 2006). Przykładem takich linii mogą być linie przesyłające sygnały w standardzie CAN, czy np. USB. W liniach tych, parametrami mającymi krytyczny wpływ na jakość przesyłanej informacji są m.in. szybkość narastania sygnału, jego poziom itd.

Przeprowadzone dotychczas badania małą uwagę poświęcają parametrom struktur włókienniczych oraz wpływowi tych parametrów na końcowe parametry elektryczne tekstylnych linii sygnałowych. Często też nie odzwierciedlają wpływu wszystkich oddziaływań, jakim poddawana jest nowego rodzaju tekstylna linia sygnałowa np. wpływu temperatury, wilgotności, oddziaływania potu itd.

W celu oceny parametrów przesyłowych tego typu linii konieczne są zatem nowe badania. Badania te, powinny mieć na celu określenie wpływu geometrycznej struktury, rodzaju materiału tekstylnego stanowiącego podłoże linii, rodzaju materiału przewodzącego, czynników zewnętrznych, takich jak temperatura, wilgotność itd. na wybrane parametry elektryczne linii, takie jak tłumienność, impedancja falowa, równomierność impedancji czy parametry s tej linii. Wiedza ta umożliwi przyszłym projektantom świadome projektowanie tekstronicznych linii sygnałowych o zadanych parametrach.

2. PROBLEMATYKA BADAŃ I CEL PRACY

Rozwijający się obszar zastosowań tekstyliów inteligentnych, a w szczególności inteligentnych wyrobów odzieżowych powoduje zwiększone zainteresowanie liniami sygnałowymi wykonanymi wyłącznie z materiałów tekstylnych. Tego typu linie są łatwe do scalenia z wyrobem odzieżowym, a ich zastosowanie powoduje, że wyrób ten, dla jego użytkownika, niczym nie różni się od jego zwykłego odpowiednika. Zainteresowanie nową generacją inteligentnych (tekstronicznych) wyrobów odzieżowych zawierających liczne układy elektroniczne spowodowało wzrost zainteresowania metodami wymiany informacji zapewniającymi maksymalną niezawodność, bezpieczeństwo danych oraz ergonomię użytkowania takiego wyrobu.

Zastosowanie w systemie tekstronicznym konwencjonalnych przewodów, wszywanych do odzieży, jest obarczone licznymi wadami, w szczególności, jeśli linia sygnałowa ma służyć przesyłaniu sygnału o szerokim widmie częstotliwościowym np. sygnałów cyfrowych, sygnałów wideo itp. Konwencjonalne szerokopasmowe linie sygnałowe mają najczęściej postać przewodów o dużym przekroju i znacznej sztywności. Zastosowanie ich np. w tekstronicznym wyrobie odzieżowym powoduje zwiększenie jego masy i sztywności, zmniejszając ergonomię jego użytkowania.

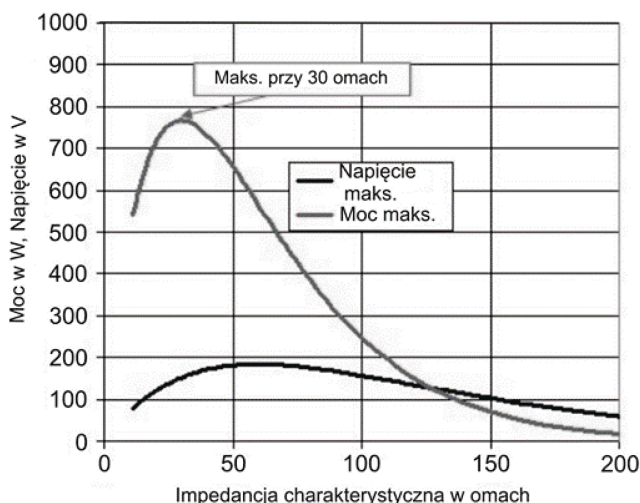
Alternatywą dla konwencjonalnych przewodów są nowoczesne linie wykonane z wykorzystaniem materiałów włókienniczych. Tego typu tekstylna linia sygnałowa (TLS) musi posiadać zdolność transmisji sygnałów o szerokim widmie częstotliwości, niezależnie od otaczających ją warunków środowiskowych czy naprężeń mechanicznych występujących podczas użytkowania odzieży. Konstrukcja takiej linii powinna także zapewniać znikomy wpływ ciała ludzkiego na jej zdolność do poprawnej transmisji sygnałów.

Odrębnym problemem jest zapewnienie odporności TLS na konserwację odzieży np. pranie. Częściowym rozwiązaniem tego problemu, często stosowanym przy obecnym poziomie technologicznym, jest stosowanie demontowalnych linii sygnałowych umieszczonych np. w odpinanej na czas konserwacji odzieży, tzw. podpince.

Kolejnym problemem koniecznym do rozwiązania przez badaczy jest uzyskanie impedancji charakterystycznej linii równej 50Ω . Wartość ta jest standardową, szeroko stosowaną wartością impedancji linii transmisyjnych w różnego rodzaju układach elektronicznych. Jest ona kompromisem między wartością impedancji, przy której można uzyskać maksymalną moc sygnału przesyłanego linią (wyznaczonej dla linii powietrznej współosiowej), a wartością, przy której można uzyskać minimum strat w linii.

Jak podaje Gilmour (1986) dla współosiowej, powietrznej linii transmisyjnej, minimum strat można uzyskać dla linii o impedancji $Z_c = 77 \Omega$. Maksymalna moc sygnału przesyłanego linią współosiową jest z kolei ograniczona od góry przez wytrzymałość elektryczną dielektryka linii. Przykładowe zmiany mocy

maksymalnej możliwej do przesłania linią powietrzną o średnicy 10 mm przedstawiono na rysunku 2.1 (Gilmour, 1986).



Rys. 2.1. Zmiany mocy maksymalnej możliwej do przesłania linią powietrzną o średnicy 10 mm oraz możliwe maksymalne napięcie w linii w zależności od jej impedancji charakterystycznej (Gilmour, 1986)

Jak wynika z rysunku (2.1) linia o impedancji $Z_c = 30 \Omega$ umożliwia przesłanie maksymalnej mocy. Kompromisem jest zatem linia o impedancji 50Ω będąca w przybliżeniu średnią arytmetyczną tych dwóch wartości.

Inny powód przyjęcia wartości 50Ω , jako standard podaje Johnson (2000). Między stratami wywołanymi efektem naskórkowości S_n , (wyrażonymi w decybelach na jednostkę długości linii), a całkowitą wartością rezystancji spowodowaną efektem naskórkowości R_n (wyrażonej na jednostkę długości) i wartością impedancji charakterystycznej Z_c linii zachodzi proporcjonalność:

$$S_n \propto \frac{R_n}{Z_c}. \quad (2.1)$$

W przypadku linii współosiowej mamy (Johnson, 2000):

$$R_n = R_e + R_g \quad (2.2)$$

Wartość rezystancji szeregowej R_e ekranu przewodu współosiowego, przy wysokich częstotliwościach, zmienia się odwrotnie proporcjonalnie ze zmianą jego średnicy d_2 . Wartość rezystancji szeregowej R_g przewodu środkowego w linii współosiowej wywołanej efektem naskórkowości, przy dużych częstotliwościach, zmienia się odwrotnie proporcjonalnie ze średnicą d_1 przewodu środkowego. Można zatem napisać (Johnson, 2000):

Wartość rezystancji szeregowej R_e ekranu przewodu współosiowego, przy wysokich częstotliwościach, zmienia się odwrotnie proporcjonalnie ze zmianą jego średnicy d_2 . Wartość rezystancji szeregowej R_g przewodu środkowego w linii współosiowej wywołanej efektem naskórkowości, przy dużych częstotliwościach, zmienia się odwrotnie proporcjonalnie ze średnicą d_1 przewodu środkowego. Można zatem napisać (Johnson, 2000):

$$R_n \propto \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right) \quad (2.3)$$

Ze wzorów (2.1) i (2.3) można, zatem otrzymać:

$$S_n \propto \frac{\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}{Z_c} \quad (2.4)$$

Impedancja linii współosiowej wyraża się wzorem (Johnson, 2000):

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{d_2}{d_1} \quad (2.5)$$

Po odpowiednich przekształceniach można z zależności (2.4) i (2.5) otrzymać, że:

$$S_n \propto \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{60} \frac{\left(1 + \frac{d_2}{d_1} \right)}{d_2 \ln \left(\frac{d_2}{d_1} \right)} \quad (2.6)$$

Zależność (2.6) posiada minimum dla ilorazu wartości d_2 i d_1 równego 3,5911. Przyjmując dodatkowo wartość $\epsilon_r = 2,25$ będącą wartością stałej dielektrycznej dla szeroko stosowanego w liniach polietylenu, można, po podstawieniu tych wartości do wzoru (2.5), otrzymać wartość impedancji linii charakteryzującej się zminimalizowanymi stratami wywołanymi efektem naskórkowości. Wartość ta wynosi $Z_c = 51,1 \Omega$. Wartość powyższą, ze względu na stosunkowo małe wartości pierwszej pochodnej S_n w pobliżu minimum S_n (a więc stosunkowo małe zmiany wartości strat S_n przy zmianach impedancji Z_c) zaokrąglono do wygodniejszej w użyciu wartości 50Ω .

Możliwe jest oczywiście przyjęcie innej wartości impedancji charakterystycznej, jako standardowej wartości stosowanej w wyrobach tektonicznych. Takie rozwiązanie wiązałoby się jednak z koniecznością dostosowania impedancji pozostałych układów elektronicznych współpracujących z linią np. scalonych nadajników, czy aparatury pomiarowej do nowej wartości przyjętej, w tektonice,

jako standardowa. Sprowadzałoby się to do konieczności uruchomienia produkcji układów elektronicznych i aparatury pomiarowej przeznaczonej do współpracy z TLS. Ze względu na obecny rozwój tekstroniki i liczbę aktualnie produkowanych wyrobów tekstronicznych rozwiązanie to jest niemożliwe m.in. ze względów ekonomicznych.

Innym sposobem na poprawną pracę TLS o impedancji różnej od $50\ \Omega$ w standardowych układach elektronicznych ($50\ \Omega$) jest stosowanie układów dopasowujących. Rozwiązanie to ma również szereg wad m.in. powoduje dodatkową komplikację układu, może powodować zawężenie pasma przenoszenia toru transmisyjnego itd.

Zbudowanie TLS o impedancji charakterystycznej $50\ \Omega$ jest, zdaniem autora, jedynym sposobem umożliwiającym budowę prostych układów transmisji sygnałów z wykorzystaniem ogólnie dostępnych, konwencjonalnych układów elektronicznych, łatwe pomiary ich parametrów za pomocą standardowej, dostępnej na rynku aparatury pomiarowej.

Mimo licznych problemów konstrukcyjnych związanych z tekstylnymi liniami sygnałowymi, istotne korzyści wynikające z ich zastosowania powodują, że są prowadzone, nad nimi, intensywne badania na całym świecie.

Przedstawione w monografii badania miały na celu określenie wpływu wybranych parametrów płaskiego wyrobu włókienniczego, stanowiącego podłoże dla linii transmisyjnej, wykonanej w postaci tekstylnej struktury elektroprzewodzącej na właściwości transmisyjne tej linii, charakteryzujące jej zdolność do transmisji sygnału o szerokim widmie częstotliwościowym.

Przyjęta do badań struktura jest wielowarstwowa. Warstwa bazowa, czyli tzw. podłoże, jest wykonana z płaskiego wyrobu włókienniczego w postaci tkaniny nieprzewodzącej prąd elektryczny. Pozostałe warstwy zawierają ścieżki elektroprzewodzące, również wykonane z płaskiego wyrobu włókienniczego. Struktura taka może, zatem, stanowić tekstylną linię nowego rodzaju, służącą do transmisji sygnałów elektrycznych.

W pracy przyjęto następującą tezę badawczą: **Możliwe jest, wykonanie z elektroprzewodzących i konwencjonalnych, płaskich wyrobów włókienniczych, linii sygnałowej o impedancji charakterystycznej równej $50\ \Omega$, zdolnej do prawidłowej transmisji sygnałów elektrycznych o szerokim widmie częstotliwościowym, niezależnie od wartości temperatury i wilgotności otaczającego ją powietrza, mogącej znaleźć zastosowanie w wyrobach tekstronicznych.**

W tak wykonanej linii niektóre właściwości jej podłoża mają istotny wpływ, na jakość transmisji sygnałów elektrycznych, o szerokim widmie częstotliwościowym, przez tę linię.

Głównym celem pracy jest zatem weryfikacja przyjętej tezy o możliwości wykonania tekstylnej linii sygnałowej o impedancji charakterystycznej $50\ \Omega$ umożliwiającej jej wykorzystanie np. w odzieży tekstronicznej do transmisji sygnałów cyfrowych o dużych szybkościach.

Innym celem badań jest określenie, które z parametrów określających strukturę podłoża takich linii, jak np. surowiec, splot, licznosc wątku i osnowy, grubosc nitek, grubosc podłoża, przenikalnosc elektryczna, konduktywnosc itp., maja znaczący wpływ na zmiany parametrów transmisyjnych badanej struktury przy zmianach temperatury i wilgotności powietrza otaczającego linie.

Tego typu prace wymagaja przeprowadzenia badań majacych na celu wyznaczenie wpływu wybranych parametrów podłoża linii na jej wlasności transmisyjne. Określenie tego wpływu wymaga przeprowadzenia modelowania oraz badań rzeczywistych linii sygnałowych, które uprzednio powinny zostac zaprojektowane i wykonane tak, aby ich impedancja charakterystyczna byla jak najbardziej zbliżona do wartosci 50Ω . Wymaga to stworzenia m.in. stanowiska pomiarowego odpowiedniego do tego typu badań oraz zacisków pomiarowych o określonych parametrach elektrycznych umożliwiajacych podłączenie badanej TLS do sprzętu pomiarowego. Stanowisko to jest również niezbędne do weryfikacji wyników modelowania.

Kolejnym celem badań jest sprawdzenie, czy jest możliwe wykonanie, w oparciu o konwencjonalne wyposażenie szwalni, tekstylnej linii sygnałowej zdolnej do poprawnej transmisji sygnałów o szerokim widmie częstotliwościowym.

Plan pracy zapewniający realizację założonego celu badawczego obejmuje:

- 1 – wstepną analizę wpływu parametrów struktury podłoża TLS na jej wlasności transmisyjne wspartą modelowaniem działania linii,
- 2 – utworzenie jakościowego modelu matematycznego TLS z wybranymi, na podstawie analizy z p. 1, wielkościami wejściowymi, stałymi, zakłócającymi oraz wielkością wyjściową,
- 3 – przyjęcie, na podstawie analizy z p. 1, technologii wykonania linii użytych do dalszych badań,
- 4 – modelowanie, w oparciu o stworzony w p. 2 model matematyczny, działania linii
- 5 – stworzenie, w oparciu o wyniki modelowania, modelu w postaci sieci neuronowej umożliwiającego predykcję wartości wielkości wyjściowej jakościowego modelu matematycznego
- 6 – zaprojektowanie (z wykorzystaniem utworzonego modelu w postaci sieci neuronowej) i wykonanie szeregu modeli fizycznych badanych TLS oraz zaprojektowanie i wykonanie zacisków umożliwiajacych podłączenie badanych linii do aparatury pomiarowej,
- 7 – wykonanie pomiarów fizycznych modeli TLS i analizę otrzymanych wyników,
- 8 – weryfikację, w oparciu o wyniki przeprowadzonych badań, przyjętej tezy badawczej.

Zakres pracy dotyczy badania płaskich wyrobów włókienniczych pod kątem zastosowania ich w wielowarstwowych, tekstylnych liniach sygnałowych.

3. OBECNY STAN WIEDZY - PRZEGLĄD LITERATURY

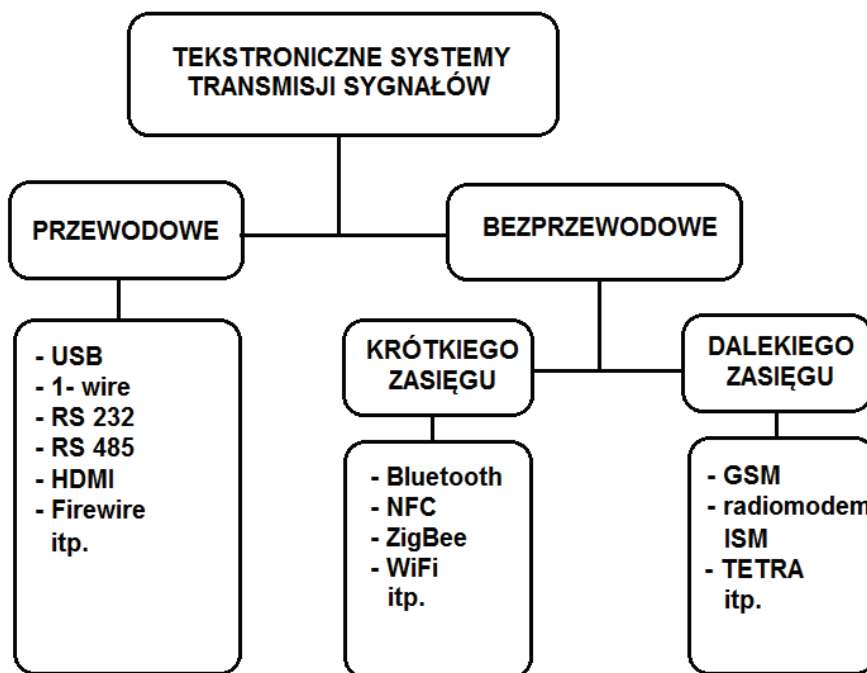
3.1. Transmisja sygnałów w systemach tekstronicznych

3.1.1. Podział tekstronicznych systemów do transmisji danych

Transmisja sygnałów między poszczególnymi układami elektronicznymi systemu tekstronicznego może być prowadzona w sposób przewodowy lub bezprzewodowy. Łączność bezprzewodowa jest niezastąpiona w przypadku transmisji sygnałów na duże odległości np. w przypadku potrzeby przesłania danych z tekstronicznej odzieży monitorującej parametry fizjologiczne człowieka do odległego centrum monitoringu. W przypadku systemów bliskiego zasięgu, tj. systemów przesyłających sygnały wyłącznie w obrębie odzieży, do transmisji można zastosować oba rodzaje metod, przy czym każda z nich ma swoje zalety i wady.

Podstawową zaletą metody bezprzewodowej jest brak konieczności stosowania w wyrobie tekstronicznym przewodów łączących poszczególne układy elektroniczne. Główną jej wadą polega na konieczności odrębnego zasilania wszystkich, komunikujących się ze sobą układów elektronicznych. W przypadku np. tekstronicznych systemów do monitoringu parametrów fizjologicznych, powoduje to znaczne utrudnienia w tworzeniu i późniejszym użytkowaniu takiego systemu. Systemy te są wyposażone z reguły w znaczną liczbę czujników. Zastosowanie transmisji bezprzewodowej do przesyłania danych pomiarowych z tych czujników powoduje konieczność wyposażenia każdego z nich w nadajnik oraz odrębne źródło zasilania tegoż nadajnika i układu pomiarowego. W przypadku systemu wyposażonego w kilkanaście czujników, duża liczba potrzebnych źródeł energii zasilającej w znaczny sposób wpływa negatywnie na koszt systemu, jego masę, ergonomię użytkowania itd.

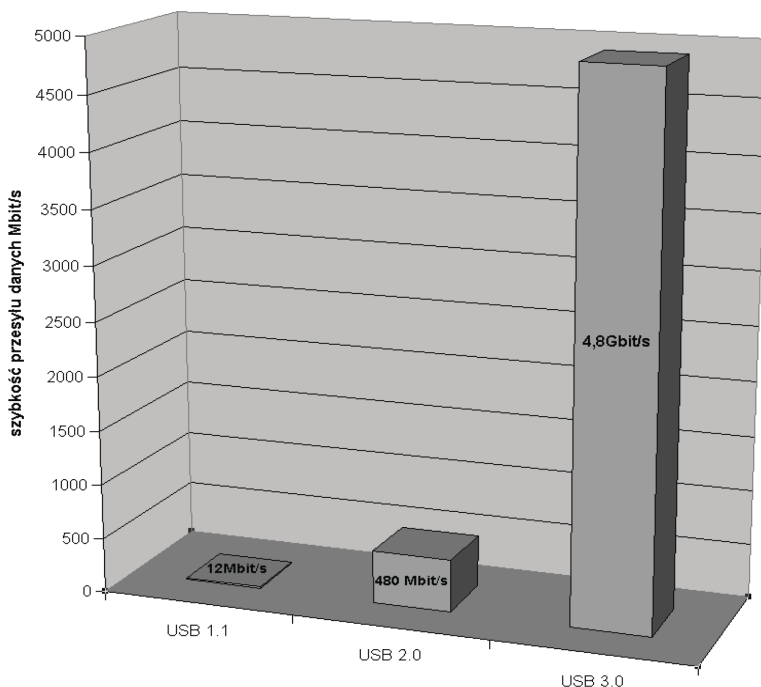
Wykonanie systemu tekstronicznego wyposażonego w przewodowy system przesyłania danych, jakkolwiek bardziej kłopotliwe od strony technologicznej, charakteryzuje się szeregiem zalet w porównaniu do metody bezprzewodowej. Można tu wymienić większą odporność na zakłócenia elektromagnetyczne, większą odporność na podsłuch czy możliwość stosowania tej samej linii do transmisji danych jak i do doprowadzenia zasilania. Aktualny podział metod transmisji sygnałów mogących znaleźć zastosowanie w tekstronice przedstawiono na rysunku 3.1. Ze względu na chęć ograniczenia kosztów opracowania tekstronicznego systemu podejmowane są próby implementacji, w tekstronicznych wyrobach, standardów transmisji sygnałów istniejących na rynku. W przypadku transmisji przewodowej istnieje szereg takich standardów różniących się m.in. szybkością transmisji (rys. 3.1).



Rys. 3.1. Podział tekstronicznych systemów transmisji sygnałów

Postęp w elektronice powoduje, że częstotliwości pracy układów elektronicznych (np. mikroprocesorów) ulegają stałemu wzrostowi. Wiąże się to ze wzrostem zapotrzebowania, ze strony tych układów, na wydajne układy transmisji danych o dużej przepustowości. Na rysunku 3.2 pokazano, przykładowy wzrost szybkości transmisji danych, różnych wersji, jednego z najbardziej popularnych standardów, standardu USB.

Obecnie, coraz częściej w systemach tekstronicznych oprócz konieczności transmisji danych np. pomiarowych, występuje potrzeba transmisji obrazu czy dźwięku w czasie rzeczywistym. Tego rodzaju transmisje wymagają linii sygnałowych charakteryzujących się wysoką przepustowością. Jednocześnie ze względu na wszechobecną dominację układów cyfrowych, linia sygnałowa musi charakteryzować się zdolnością do przesyłania sygnałów cyfrowych. Sygnały te mają postać impulsów prostokątnych, które charakteryzują się szerokim widmem częstotliwościowym.



Rys. 3.2. Wzrost szybkości transmisji danych na przykładzie standardu USB

Podstawowe właściwości wybranych konwencjonalnych systemów transmisji danych opisano w rozdziale 3.1.2.

3.1.2. Systemy transmisji danych

Standard 1-wire

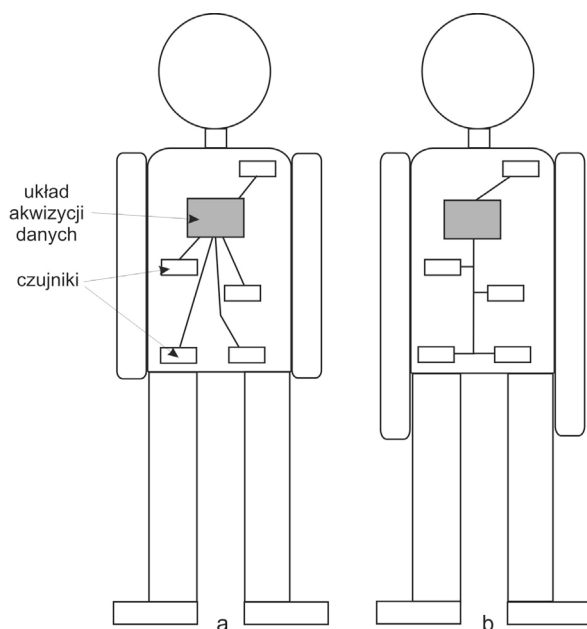
Pod pojęciem systemu (standardu) transmisji danych kryje się określone medium transmisyjne wraz z przyjętym zbiorem reguł dotyczących sposobu transmisji informacji poprzez to medium. Ustalenia te z reguły dotyczą zarówno części sprzętowej systemu np. liczby ścieżek przewodzących linii transmisyjnej, sposobu doprowadzenia potencjału masy itp. jak i sposobu transmisji, danych, czyli tak zwanego protokołu transmisji danych.

Systemy do transmisji danych można podzielić na dwie podstawowe grupy: systemy transmisji równoległej i szeregowej. W systemach transmisji równoległej informacja przesyłana jest wieloma liniami jednocześnie, co skraca czas potrzebny do jej przesyłania. W przypadku systemów transmisji szeregowej informacja jest transmitowana, bit po bicie, jedną linią.

Przy konstruowaniu systemów tektronicznych dąży się do ograniczenia liczby przewodów łączących urządzenia przesyłające sygnał. Upraszcza to konstrukcję wyrobu, poprawia niezawodność jego działania oraz odporność na

uszkodzenia mechaniczne. W większości przypadków stosowany jest zatem szeregowy system transmisji danych umożliwiający ograniczenie liczby przewodów.

Jednym z systemów transmisji przewodowej, szczególnie przydatnych do zastosowania w tekstronice, (Owczarek i in., 2007) jest system 1-wire opracowany przez firmę Dallas Semiconductor (Bogusz, 2004). Podstawową zaletą tego systemu jest zastosowanie do przesyłania danych jak i zasilania urządzenia transmitującego dane tylko jednej linii przewodzącej oraz linii masy. Zastosowany w standardzie system magistralowy umożliwia dalszą redukcję sumarycznej długości przewodów w linii transmisyjnej, co pokazano na rysunku 3.3.



Rys. 3.3. Połączenie układu akwizycji danych z czujnikami bez magistrali (a) oraz z magistralą (b)

System magistrali wymaga od dołączonych do niej elementów posiadania unikalnego adresu, który umożliwia urządzeniu nadrzędnemu (w powyższym przypadku układowi akwizycji danych) komunikację z wybranym urządzeniem podrzędnym np. czujnikiem.

System 1-wire jest przeznaczony do przesyłania informacji pomiędzy układem nadrzędnym Master, którym z reguły jest mikrosterownik, a układami podrzędnymi nazwanymi Slave. Układami tymi mogą być różnego rodzaju przetworniki temperatury, układy identyfikacji, pamięci SRAM i EEPROM, programowalne klucze itd. Transmisja między układem Master a układami Slave odbywa się w obu kierunkach z prędkością od bliskiej 0 do 16,3 kb/s w trybie standard oraz do 115 kb/s w trybie overdrive. System nadaje się zatem do transmisji danych cyfrowych w układach nie wymagających dużych prędkości transmisji, np. w prostych układach pomiarowych.

Standard SPI

Innym standardem transmisji szeregowej szeroko stosowanym w wielu układach elektronicznych jest SPI (Serial Peripheral Interface Bus) (Bogusz, 2004). W systemie tym urządzenie nadrzędne (Master) komunikuje się z urządzeniami podrzędnymi (slave) za pomocą czteroprzewodowego łącza, przesyłając w sposób synchroniczny informację. W magistrali SPI można wyróżnić cztery sygnały logiczne, z których każdy jest przesyłany oddzielnym przewodem:

SCLK: sygnał zegara generowany przez Master służący do synchronizacji transmisji,

MOSI: wyjście danych z układu Master,

MISO: wejście danych do układu Master,

SS: Slave Select, wybór układu Slave (aktywny poziom niski, sterowany z układu Master).

Układ nadrzędny może współpracować z jednym lub wieloma układami podrzędnymi. Wybór właściwego układu podrzędnego odbywa się za pomocą sygnału SS.

Do zalet standardu SPI można zaliczyć: możliwość w pełni dwukierunkowej transmisji danych, ekstremalnie prostą budowę jego części sprzętowej, brak konieczności stosowania dodatkowych oscylatorów do synchronizacji w układach slave, dużą elastyczność protokołu, który dopuszcza różną długość transmitowanych danych i szeroki wybór sposobu transmitowania informacji (wielkości komunikatów, ich zawartości itd.)

Podstawową wadą standardu jest konieczność użycia czterech przewodów, co ogranicza przydatność standardu do zastosowań w tekstronice. Inne poważne wady to brak mechanizmów do kontroli błędów oraz duża wrażliwość na zakłócenia impulsowe.

Standard RS232

Standard RS232 jest jednym z najpopularniejszych standardów przesyłania danych (Chromik, 2010). Choć nie należy do rozwiązań nowoczesnych (standard został ustanowiony w 1969 r. przez Electronic Industries Association), to ze względu na jego szerokie rozpowszechnienie, nadal jest chętnie stosowanym rozwiązaniem w wielu układach elektronicznych. Utrzymująca się ciągle popularność standardu wynika z faktu obecności tego standardu w większości produkowanych mikrokontrolerów na świecie. Standard określa sposób nawiązania i przeprowadzenia łączności między dwoma urządzeniami tzw. urządzeniem DTE (Data Terminal Equipment) za pośrednictwem modemów tzw. DCE (Data Communication Equipment) lub bez nich. Transmisja danych może być prowadzona w trybie synchronicznym, w którym dodatkowa linia służy do przesłania sygnału synchronizującego, lub asynchronicznym (Bogusz, 2004). Tryb asynchroniczny ze względu na minimalną liczbę przewodów potrzebnych do realizacji transmisji jest szczególnie przydatny w wyrobach tekstronicznych.

Standard RS232 mimo dużego rozpowszechnienia posiada szereg wad. Główną wadą jest możliwość połączenia za jego pomocą wyłącznie dwóch urządzeń. Unieumożliwia to prostą budowę np. bardziej rozbudowanych systemów służących do pomiaru np. parametrów fizjologicznych człowieka. Maksymalne prędkości transmisji nie przekraczają kilkuset kilobitów na sekundę. W związku z tym przyszłościowe rozwiązania systemów tekstronicznych będą w większości oparte na standardach zapewniających większe szybkości transmisji, np. USB.

Standard USB

Standard USB jest nowoczesnym standardem szeregowego przesyłu danych (Mielczarek, 2005). Główną zaletą standardu jest wysoka szybkość transmisji danych (do 12 Mb/s dla USB 1.1, do 480 Mb/s dla USB 2.0 i 5 Gbit/s dla USB 3.0). Umożliwia to łatwą transmisję nie tylko sygnałów pomiarowych, ale także transmisję głosu czy obrazu w czasie rzeczywistym. Duże rozpowszechnienie standardu powoduje, że próbuje się zaimplementować go również w wyrobach tekstronicznych (Carole i in., 2005).

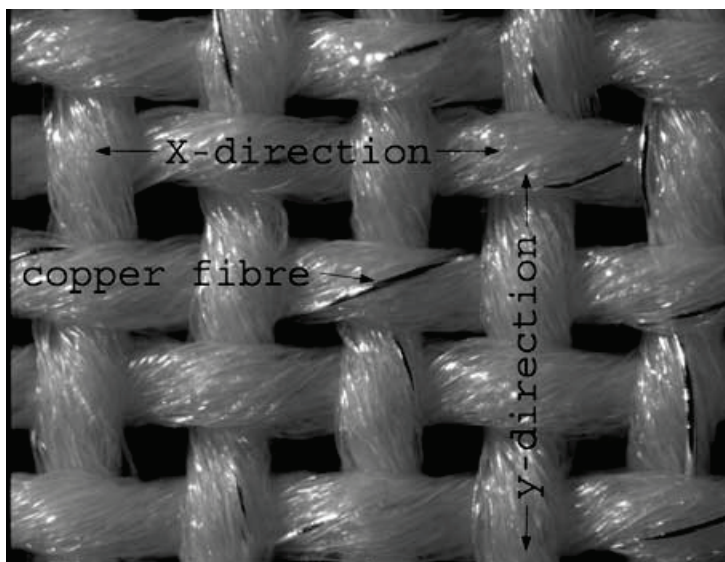
Reasumując, do zastosowań tekstronicznych najlepiej nadają się systemy wykorzystujące minimalną liczbę przewodów. Do standardów takich należą m.in. 1-wire czy systemy transmisji szeregowej np. USB.

3.2. Rodzaje tekstylnych linii sygnałowych

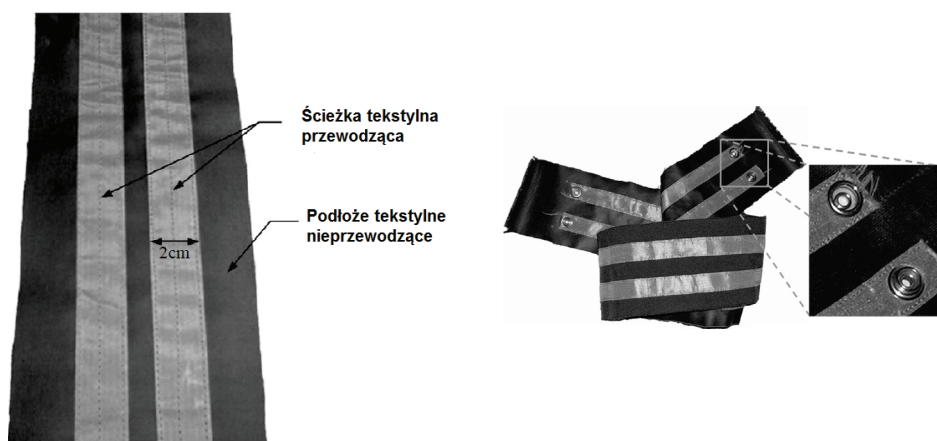
Obecnie na świecie prowadzone są liczne prace nad konstrukcjami tekstylnych linii sygnałowych. Cottet i in. (2003) wykonali i przebadali tekstylną linię przewodzącą, wykorzystując przędzę poliestrową (PES) skręconą z filamentem miedzianym (rys. 3.4). Filamenty miedziane w proponowanym rozwiązaniu mają średnice $40\text{ }\mu\text{m}$ a masa liniowa przędz poliestrowych użytych do budowy linii wynosi $167 \cdot 10^{-4}\text{ g/m}$ i $334 \cdot 10^{-4}\text{ g/m}$. W proponowanym rozwiązaniu izolację filamentów miedzianych zapewnia pokrycie poliesterymidowe.

Kolejny sposób wykonania tekstylnej linii sygnałowej zaprezentowali Chedid i in. (2007). W proponowanym przez nich rozwiązaniu ścieżki przewodzące są wykonane z płaskiego wyrobu włókienniczego np. tkaniny. Proponowane rozwiązanie pokazano na rys. 3.5.

Obecnie dużym zainteresowaniem badaczy cieszą się tekstylne linie sygnałowe wykonane techniką nadruku różnego rodzaju atramentów przewodzących. Metodę tę proponują m.in. Locher i Tröster (2007b). W proponowanym przez nich rozwiązaniu jako podłoże tekstylne linii sygnałowej użyto tkaniny wykonanej z mieszanki włókien bawełnianych i poliakrylonitrylowych. Została ona zrobiona z 64/cm skręconych filamentów w kierunku wątku i 32/cm skręconych filamentów w kierunku osnowy. Grubość tak wykonanej tkaniny wyniosła 0,25 mm, a względna przenikalność dielektryczna $\epsilon_r = 2,68$. Zdjęcie powyższej tkaniny pokazano na rysunku 3.6.

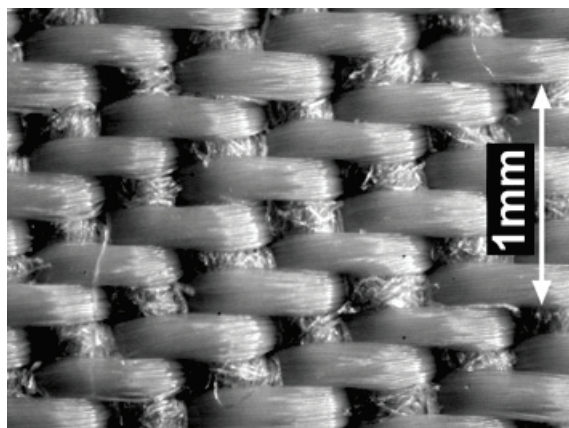


Rys. 3.4. Tkanina z filamentami miedzianymi (Cottet i in., 2003)

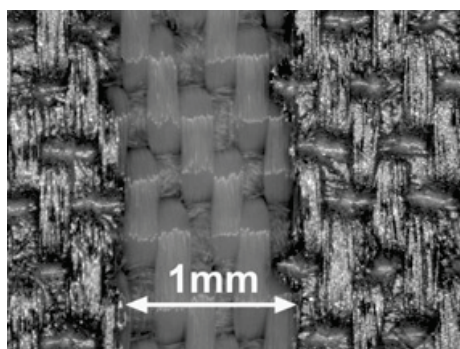


Rys. 3.5. Linia sygnałowa wykonana za pomocą przewodzących ścieżek tekstylnych

Jako atramentu przewodzącego Locher i Tröster (2007b) użyli pasty srebrnej o lepkości 10-25 mPa·s i rezystywności $0,625 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$. Atrament ten naniesiono na podłoże metodą sitodruku uzyskując ścieżki przewodzące pokazane na rys. 3.7.



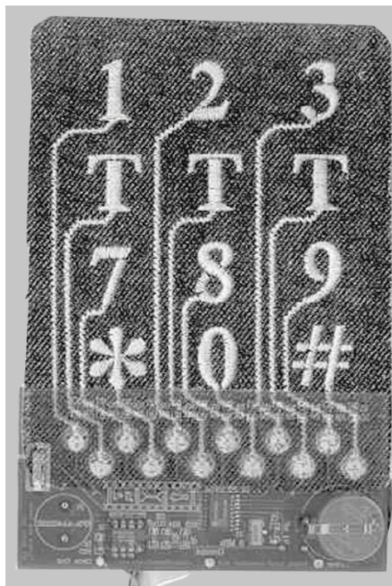
Rys. 3.6. Akrylowo bawełniana tkanina użyta na podłoże linii sygnałowej, wykonywanej metodą druku (Locher i Tröster, 2007b)



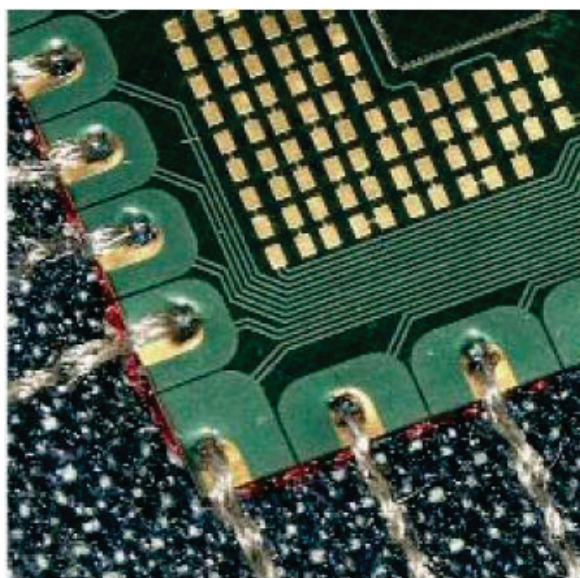
Rys. 3.7. Ścieżka przewodząca naniesiona metodą sitodruku (Locher i Tröster, 2007b)

Ścieżki elektroprzewodzące tekstylnej linii sygnałowej mogą być również naniesione metodą szycia lub haftowania. Rozwijane są przy tym dwa rozwiązania. W pierwszym, ścieżki przewodzące, wykonane z innego elektroprzewodzącego, płaskiego materiału włókienniczego, są przyszywane do nieprzewodzącego podłoża tekstylnego, tak jak to pokazano na rys. 3.5. W drugim rozwiązaniu ścieżki są wykonane z samych nici, które w tym przypadku muszą przewodzić prąd elektryczny. Metodą haftowania z wykorzystaniem nici elektroprzewodzących można wykonać ścieżki przewodzące o wymaganym kształcie i wymiarach. Dodatkowo, można tą metodą, podczas jednego procesu technologicznego, wykonać opisy elementów stykowych np. panele elastycznych klawiatur tekstylnych (rys. 3.8).

Próby zastosowania metody haftowania do wykonania linii tekstylnych, jako jeden z pierwszych, przeprowadził Post (2000).



Rys. 3.8. Haftowana klawiatura wraz z połączeniami i układem elektronicznym (Post E. i in., 2000)



Rys. 3.9. Połączenia między układami elektronicznymi wykonane metodą szycia (Kallmayer Ch. i inni, 2005)

Kallmayer C. i inni (2005) zastosował podobną metodę, montując elastyczne obwody drukowane na tkaninie oraz łącząc je metodą szycia za pomocą nici elektroprowadzących (rys. 3.9). Ze względu na brak izolacji nici elektroprowadzących metoda ta uniemożliwia wykonanie krzyżujących się połączeń.

Kolejny sposób wykonania tekstylnej linii sygnałowej polega na implementacji do struktury tkaney przędzy przewodzących. Przykład linii wykonanych tą metodą zaprezentował Park S. i inni, (2002). W zaprezentowanym przez niego projekcie konwencjonalne obwody elektroniczne są przymocowane do tkaniny zawierającej w swojej strukturze linie przewodzące tworzące tekstylną magistralę sygnałową (rys. 3.10).



Rys. 3.10. Przykład połączenia konwencjonalnych obwodów elektronicznych z magistralą sygnałową wykonaną za pomocą przędzy elektroprowadzących metodą tkania (Park S. i inni, 2002)

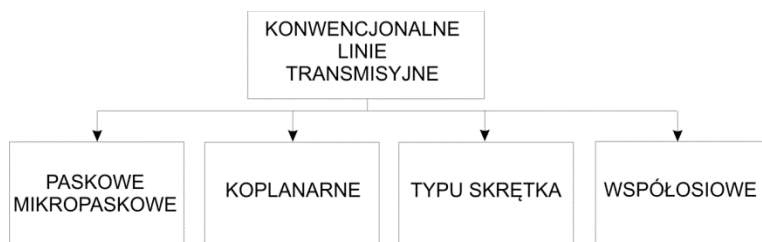
Podsumowując powyższe informacje, konstruowane linie sygnałowe można podzielić na cztery kategorie różniące się sposobem wykonania. Są to linie w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego i części elektroprzewodzącej:

- wykonanej za pomocą cienkich drutów miedzianych,
- wykonanej za pomocą przędzy elektroprzewodzących,
- wykonanej za pomocą płaskiego wyrobu włókienniczego wykonanego z przędzy elektroprzewodzących,
- nadrukowanej atramentem elektroprzewodzącym,
- wykonanej metodą szycia lub haftowania.

Pewną wątpliwość może budzić fakt zakwalifikowania linii sygnałowej w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego i części elektroprzewodzącej wykonanej za pomocą cienkich drutów miedzianych do linii tekstylnych. Zdaniem autora, linię taką należy traktować jak linię tekstylną ze względu na oddziaływanie tekstylnego podłoża linii na parametry elektryczne linii, szczególnie w zakresie wysokich częstotliwości przesyłanych sygnałów. Poza tym, przemysłowe wytworzenie takiej linii, ze względu na użyte podłoże w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego, wymaga wiedzy z zakresu włókiennictwa.

Linię w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego i części przewodzącej wykonanej za pomocą płaskiego wyrobu włókienniczego wykonanego z przędzy elektroprzewodzących nazwano w dalszej części monografii linią typu PWW/PWW (**P**łaski **W**yrób **W**łókienniczy/ **P**łaski **W**yrób **W**łókienniczy). Pierwszy człon nazwy określa rodzaj podłoża linii, drugi określa sposób wykonania ścieżek przewodzących, które w tym przypadku są wykonane również z płaskiego wyrobu włókienniczego.

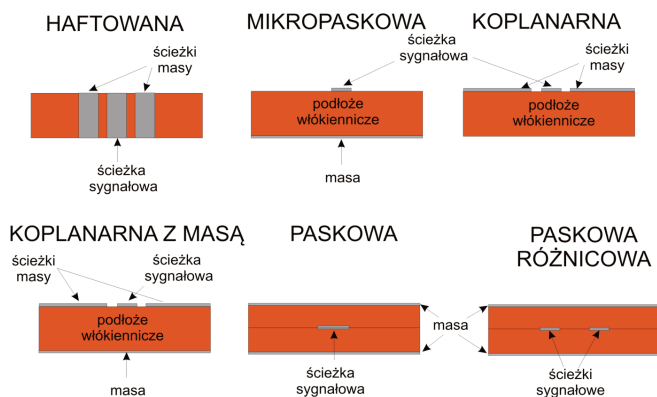
Podział konwencjonalnych linii sygnałowych ze względu na ich budowę przedstawiono na rysunku 3.11.



Rys. 3.11. Podział konwencjonalnych linii sygnałowych ze względu na ich budowę

Jednocześnie ze względu na sposób podawania sygnału elektrycznego, konwencjonalne linie sygnałowe można podzielić na symetryczne i niesymetryczne oraz różnicowe i nieróżnicowe. W przypadku linii tekstylnych, które z reguły są wykonywane na podłożu w postaci płaskiego wyrobu włókienniczego np. tkaniny, dzianiny czy włókniny, linie typu skrętka czy współosiowe są bardzo trudne do wykonania.

Podstawowe rodzaje możliwych, szerokopasmowych, tekstylnych linii sygnałowych, różniących się sposobem rozmieszczenia ścieżek przewodzących, pokazano na rys. 3.12. Wybór rodzaju linii sygnałowej zależy od jej konkretnego zastosowania i pożądanych właściwości elektrycznych. Wybór ten w znacznym stopniu narzuca rodzaj technologii użytej do wykonania linii sygnałowej. Wykonując linię metodą haftowania lub tkania, uzyskujemy linię, w której przewódzie przewodzące przechodzą przez cały przekrój poprzeczny tekstylnego podłoża linii (rys. 3.12). Uniemożliwia to wykonanie typowych rodzajów linii np. mikropaskowej czy koplanarnej. Linie sygnałowe mikropaskowe (ang. Microstrip), koplanarne, koplanarne z masą dolną czy linie paskowe można wykonać, łącząc ze sobą nieprzewodzący płaski wyrób włókienniczy z elementami wykonanymi z przewodzących płaskich wyrobów włókienniczych, tworzących ścieżki sygnałowe i masy.



Rys. 3.12. Podstawowe rodzaje tekstylnych linii sygnałowych (przekroje poprzeczne)

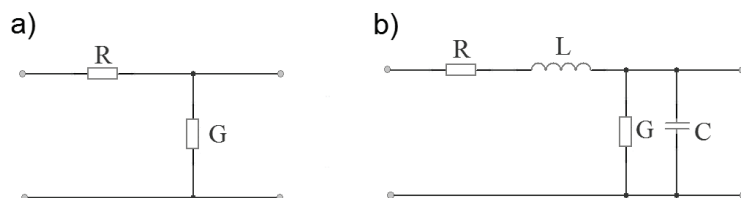


Rys. 3.13. Nierównomierność ścieżki przewodzącej wykonanej metodą nadruku

Wykonanie powyższych linii metodą nadruku jest już bardziej kłopotliwe. Wiąże się to z koniecznością ścisłej kontroli stopnia zwilżania i nasiąkania struktury włókienniczej przez lakier przewodzący. Nadmierne przesiąkanie lakieru przez taką strukturę oraz zjawiska kapilarne mogą doprowadzić do znaczących zmian parametrów elektrycznych linii mających kluczowy wpływ na jej przydatność do transmisji sygnałów o szerokim widmie częstotliwości. Przykład charakterystycznej nierównomierności ścieżki przewodzącej wywołanej ww. zjawiskami pokazano na rysunku 3.13. W skrajnym przypadku, zjawisko to może doprowadzić do powstawania zwarć między przewodzącymi elementami linii.

3.3. Podstawowe parametry charakteryzujące właściwości elektryczne linii sygnałowej

Tekstylne linie przewodzące można podzielić na linie doprowadzające zasilanie do układów elektronicznych, linie sygnałowe transmitujące sygnały o długości fali dużo większej od długości linii (sygnały o małej częstotliwości) oraz linie sygnałowe transmitujące sygnały o długości fali porównywalnej z długością linii sygnałowej (sygnały o dużej częstotliwości). Szczególnym rodzajem tego typu linii są linie łączące elektroniczne urządzenia nadawcze z tekstylnymi antenami. Schematy zastępcze powyższych linii pokazano na rysunku 3.14.



Rys. 3.14. Schematy zastępcze linii: a) – linii zasilającej, b) – linii sygnałowej
małej jak i dużej częstotliwości

W przypadku tekstylnych linii doprowadzających zasilanie do układów elektronicznych, parametrami mającymi znaczący wpływ na właściwości linii są jej rezystancja R (lub rezystywność) oraz konduktancja jej podłoża G (rys. 3.14a). Od wartości tych parametrów zależy sprawność przesyłania energii elektrycznej od układu zasilającego do zasilanego oraz stabilność napięcia zasilającego w funkcji prądu obciążenia. Wraz ze wzrostem rezystancji R sprawność linii zasilającej oraz stabilność napięcia po stronie odbioru maleje. Dobrej jakości linia zasilająca powinna zatem charakteryzować się jak najmniejszą wartością tej rezystancji.

Wpływ konduktancji na napięcie po stronie odbioru i sprawność linii jest niewielki. Konduktancja G , ze względu na wartość zbliżoną do zera, jest często pomijana w rozważaniach teoretycznych. Znaczący wpływ tego parametru na sprawność linii, czy stabilność napięcia wyjściowego, można zaobserwować np. tylko w przypadku dużego zawilgocenia linii powodującego znaczący wzrost jego wartości.

Innym istotnym parametrem charakteryzującym linię zasilającą jest maksymalna obciążalność elektryczna ścieżek przewodzących wyrażona poprzez maksymalny prąd, jaki można przesyłać linią bez niebezpieczeństwa jej uszkodzenia pod wpływem wytworzonego ciepła. Maksymalna obciążalność elektryczna jest z kolei parametrem decydującym o maksymalnym dopuszczalnym prądzie, jaki można przesłać linią zasilającą. Linie o dużej obciążalności elektrycznej (dużym dopuszczalnym prądzie przewodzenia) są używane np. w odzieżach z elementami grzewczymi w postaci płaskich wyrobów włókienniczych wykonanych z materiałów elektroprzewodzących. Obciążalność ta jest zależna od rezystancji R linii.

W przypadku linii transmitującej sygnały o małej lub dużej częstotliwości schemat zastępczy jednostkowego odcinka linii przedstawiono na rysunku 3.14b.

Jednym z podstawowych parametrów linii sygnałowej jest jej impedancja falowa zwana też charakterystyczną. Dla linii bezstratnej impedancję można wyrazić wzorem:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1)$$

w którym: L – jednostkowa indukcyjność linii, C – jednostkowa pojemność linii.

W rzeczywistej linii sygnałowej pojawiają się straty na rezystancji szeregowych elementów przewodzących, a także straty dielektryczne wywołane istnieniem konduktancji G o wartości mniejszej od nieskończoności. Impedancja falowa takiej linii przyjmuje postać następującą:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.2)$$

w której R – szeregową rezystancja jednostkowa części przewodzącej linii, G – jednostkowa konduktancja dielektryka, ω – pulsacja w rad/s.

Geometryczna konfiguracja oraz właściwości materiałów, z których wykonana jest linia, mają wpływ na parametry elektryczne (R , L , G , C) projektowanej linii przesyłowej. Zmiany tych wielkości na długości linii mają zatem wpływ na zmiany impedancji falowej linii. Zmiany te powodują powstawanie nierównomierności impedancji falowej wzdłuż linii sygnałowej. Nierównomierność ta ma kluczowy wpływ na jakość transmisji sygnału elektrycznego przez linię.

W przypadku dużej nierównomierności liczne odbicia transmitowanej fali nakładające się na falę biejącą mogą zniekształcić ją tak, że informacja jaką niesie, będzie niemożliwa do odczytania.

Innymi, podstawowymi parametrami, za pomocą których można w pełni scharakteryzować właściwości transmisyjne linii, są współczynniki macierzy s opisane szczegółowo w podrozdziale 3.4.

Kolejnym, podstawowym parametrem charakteryzującym właściwości transmisyjne linii jest stała propagacji γ wyrażona wzorem:

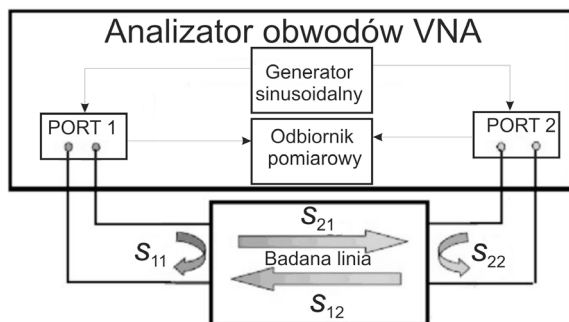
$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.3)$$

Część rzeczywista stałej propagacji określa tzw. współczynnik tłumienia α , którego wartość określa tłumienie sygnału transmitowanego przez linię. Im większa wartość współczynnika α i im dłuższa linia sygnałowa tym bardziej zmniejsza się amplituda transmitowanej fali, po przejściu przez linię.

Do pomiarów opisanych powyżej parametrów elektrycznych linii można posłużyć się jedną z ogólnie znanych metod opisanych w podrozdziale 3.4.

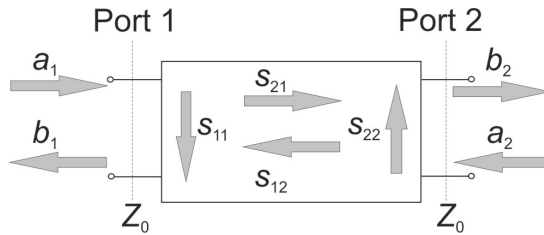
3.4. Metody pomiaru wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii sygnałowych

Obecnie są stosowane dwie metody pomiarów parametrów linii sygnałowych: metoda pomiarów w dziedzinie częstotliwości oraz metoda pomiarów w dziedzinie czasu. Metoda pomiarów w dziedzinie częstotliwości oparta jest na badaniu przechodzenia i odbicia napięciowej fali sinusoidalnej o zmiennej częstotliwości przez badaną linię sygnałową. Do pomiarów tego typu wykorzystuje się analizator obwodów (Vector Network Analyzer – VNA) połączony z badaną linią w sposób pokazany na rysunku 3.15.



Rys. 3.15. Pomiar właściwości linii sygnałowej w dziedzinie częstotliwości

Badana linia sygnałowa jest czwórnikiem, do którego portów (wejść) kolejno doprowadza się testową falę napięciową (rys. 3.16).



Rys. 3.16. Linia sygnałowa, jako czwórnik z zaznaczonymi wielkościami falowymi (Hiebel, 2007)

Podczas pomiaru, analizator obwodów generuje fale napięciowe a_1 i a_2 doprowadzane kolejno, odpowiednio do portów 1 i 2 linii. Jednocześnie port znajdujący się po drugiej stronie czwórnika jest obciążany impedancją $Z_0 = 50 \Omega$. W tych warunkach dokonywany jest pomiar wejściowych współczynników odbicia s_{11} i s_{22} definiowanych jako:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}; \quad s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (3.8)$$

Dodatkowo wykonywany jest pomiar współczynników transmisji s_{21} i s_{12} wyrażonych wzorami:

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}; \quad s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.9)$$

Wartości falowe a i b mają wymiar $\sqrt{W}$.

Ogólnie fale padające mogą mieć wartość niezerową ($a_1 \neq 0$ i $a_2 \neq 0$). Przypadek ten jest rozpatrywany jako superpozycja dwóch sytuacji pomiarowych kiedy $a_1 = 0$ i $a_2 \neq 0$ oraz $a_1 \neq 0$ i $a_2 = 0$ w wyniku czego można otrzymać:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

W postaci macierzowej uzyskuje się:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

W równaniach przedstawionych powyżej a_i oraz b_i są zdefiniowane jako:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{u_i + Z_c i_i}{2\sqrt{Z_c}} \\ b_i &= \frac{u_i - Z_c i_i}{2\sqrt{Z_c}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

gdzie Z_c jest impedancją charakterystyczną linii, a u_i i i_i są odpowiednio napięciem i prądem portu i .

Parametry s , mierzone przez analizator obwodów, są wielkościami zespolonymi umożliwiającymi wyznaczenie nie tylko zależności amplitudowych między falami napięciowymi a i b , ale także przesunień fazowych. Umożliwia to całkowite określenie właściwości sygnałowych badanej linii sygnałowej w zależności od częstotliwości przechodzącej fali napięciowej.

Podanie napięciowego sygnału sinusoidalnego na wejście badanej linii powoduje, w przypadku różnic między impedancją falową źródła emitującego ten sygnał a impedancją wejściową badanej linii, powstanie fali odbitej. Z istnieniem tej fali związane są straty odbiciowe (ang. reflection loss). Wielkość tych strat jest charakteryzowana przez współczynniki s_{11} i s_{22} macierzy parametrów s . Fala przechodząca przez badaną linię ulega również tłumieniu. Straty te są reprezentowane przez współczynniki s_{21} i s_{12} macierzy parametrów s .

Innymi metodami pomiarów elementów wysokiej częstotliwości (w.cz.) są metody reflektometrii i transmisji w dziedzinie czasu (ang. Time Domain Reflectometry, Time Domain Transmission) zwane też metodami TDR/TDT. Metody te polegają na podaniu na wejście badanej linii jednostkowego skoku napięcia i pomiarze za pomocą szybkiego oscyloskopu fali odbitej od badanej linii (pomiar TDR) lub pomiarze fali przechodzącej przez linię (pomiar TDT). Na podstawie wyników pomiaru można wyznaczyć tzw. profil impedancji falowej badanej linii sygnałowej tzn. wartości impedancji w funkcji czasu propagacji fali w linii. Ponieważ prędkość propagacji w linii jest wyrażona wzorem:

$$V_p = \frac{V_c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

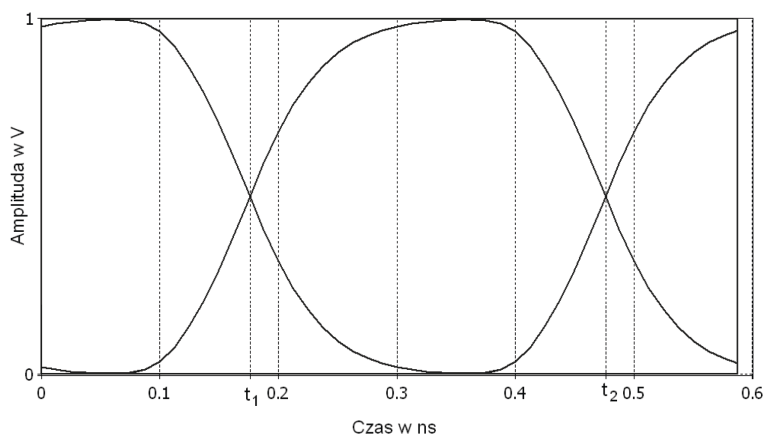
w którym V_c – prędkość światła w próżni, ϵ_r – stała dielektryczna linii, można, na podstawie profilu impedancji falowej, wyznaczyć wartość impedancji charakterystycznej w funkcji odległości od początku badanej linii. Umożliwia to ocenę wpływu kształtu i rozmiarów elementów w konkretnym miejscu struktury tekstylnej linii sygnałowej na wartość impedancji w tym miejscu.

Z wyników pomiaru TDT można wyznaczyć ponadto inne parametry linii, takie jak np. tłumienie linii α . Wyniki pomiarów w dziedzinie częstotliwości, uzyskanych za pomocą analizatora obwodów, można przekształcić do postaci czasowej, wykorzystując odwrotną szybką transformatę Fouriera (IFFT). Wyniki

pomiarów uzyskanych w dziedzinie czasu można również przekształcić do postaci częstotliwościowej za pomocą szybkiej transformaty Fouriera (FFT). Metoda częstotliwościowa (z użyciem analizatora sieciowego) jest uznawana za najdokładniejszą metodę badania układów w.cz. Reflektometria w dziedzinie czasu zapewnia z kolei bardziej intuicyjne i szybsze uzyskanie charakterystyki badanej linii sygnałowej. Więcej informacji na temat metody reflektometrycznej (TDR) można znaleźć m.in. w opracowaniu Leśnikowskiego (2010).

Oprócz opisanych metod pomiarowych istnieją metody mające na celu sprawdzenie przydatności linii sygnałowej do przesyłania sygnałów o szerokim widmie częstotliwościowym np. sygnału standardu HDMI, USB, SATA itp. Jedną z takich metod jest metoda zwana badaniem diagramu oka. Diagram taki powstaje w wyniku pomiaru polegającego na doprowadzeniu sygnału cyfrowego określonego standardu do początku linii, zarejestrowaniu sygnału na jej końcu oraz odpowiedniemu przesunięciu i nałożeniu sygnału cyfrowego zarejestrowanego na końcu testowanej linii. Tak przetworzony przebieg sygnału na końcu linii zwany diagramem oka pozwala w sposób intuicyjny określić jakość transmitowanego sygnału.

Przykładowy diagram oka przedstawiono na rys. 3.17. Duże tłumienie linii sygnałowej, jej nierównomierność impedancji falowej czy niedopasowanie do impedancji nadajnika powoduje zniekształcenia sygnału, oraz wzrost czasów narastania i opadania odbieranych sygnałów cyfrowych. W wyniku tego powierzchnia zawarta między przesuniętymi w fazie sygnałami zwana powierzchnią oka maleje. W skrajnym przypadku oko może ulec całkowitemu zamknięciu, co oznacza brak sygnału po stronie odbiorczej. Istnieje szereg parametrów określających w sposób liczbowy parametry oka.



Rys. 3.17. Przykładowy diagram oka

Podstawowe z nich to:

- wartość poziomu wysokiego (jedynki logicznej) hl ,
- wartość poziomu niskiego (zera logicznego) ll ,
- amplituda oka definiowana jako:

$$Amp = hl - ll, \quad (3.6)$$

do wyznaczenia amplitudy przyjmuje się wartości średnie;

- wysokość oka określona jako:

$$He = (hl - 3\sigma) - (ll + 3\sigma), \quad (3.7)$$

- szerokość oka definiowana jako:

$$We = (t_1 - 3\sigma) - (t_2 + 3\sigma), \quad (3.8)$$

gdzie t_1 i t_2 oznaczają czasy odpowiadające przecięciu linii oka (rys. 3.15).

- współczynnik ekstynkcji (ang. Extinction ratio) wyrażony jako:

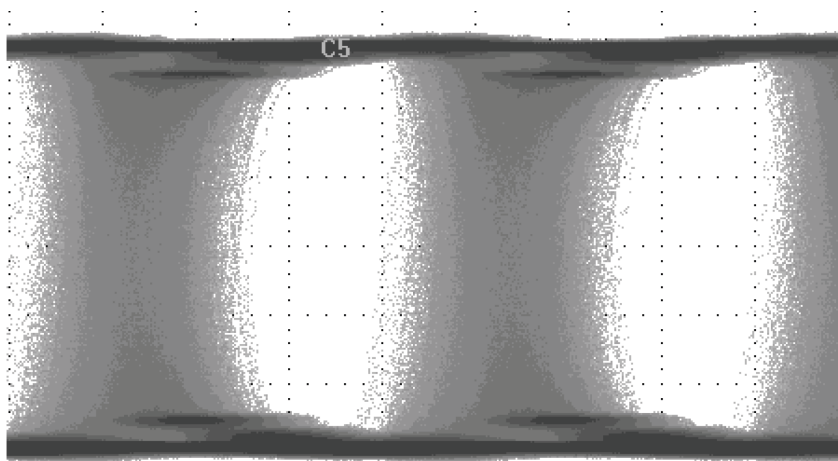
$$ER_{dB} = 10 \log \left(\frac{hl}{ll} \right) \quad (3.9)$$

- czas narastania sygnału oka – t_r ,
- czas opadania sygnału oka – t_f .

Na rysunku 3.17 pokazano sytuację idealną, w której nie występują fluktuacje sygnału mierzonego. W rzeczywistych obwodach sytuacja taka nigdy nie ma miejsca. Sygnał transmitowany ulega zarówno wolno- (ang. Wander) jak i szybkozmiennym (ang. Jitter) fluktuacjom. W szczególności jitter czasowy jest niepożądanym towarzyszem wszystkich systemów cyfrowych, powodując zmiany przesunięcia fazowego sygnału transmitowanego. W skrajnych przypadkach może to prowadzić do pojawienia się błędów w transmitowanym sygnale po stronie odbioru. Przykładowy diagram oka, w którym występuje to zjawisko pokazano na rys. 3.18. Obecność fluktuacji sygnału powoduje, że położenie przebiegu przedstawionego na diagramie oka ma charakter losowy.

Fluktuacje występujące w układach elektronicznych można podzielić na deterministyczne i losowe. Wśród fluktuacji deterministycznych można wyróżnić fluktuacje okresowe (periodic jitter), fluktuacje zależne od strumienia danych (data dependent jitter) czy fluktuacje okresu (duty-cycle jitter). Fluktuacje okresowe są zmianami sygnału, których nie jesteśmy w stanie przewidzieć. Więcej na temat fluktuacji sygnału można znaleźć np. w (Hancock J., 2004).

Jitter sygnału ma wpływ na tzw. współczynnik stopy błędów (Bit Error Ratio, *BER*) w transmitowanym sygnale, który określa prawdopodobieństwo wystąpienia błędów w transmitowanym sygnale. Najczęściej stosowaną, dopuszczalną wartością *BER* jest 10^{-12} . Wartość ta oznacza, że na 10^{12} przesłanych bitów informacji jeden bit zostanie błędnie odczytany.



Rys. 3.18. Diagram oka cyfrowego przebiegu pseudolosowego typu PRBS15 z periodycznym jitterem czasowym

3.5. Pomiary wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii sygnałowych

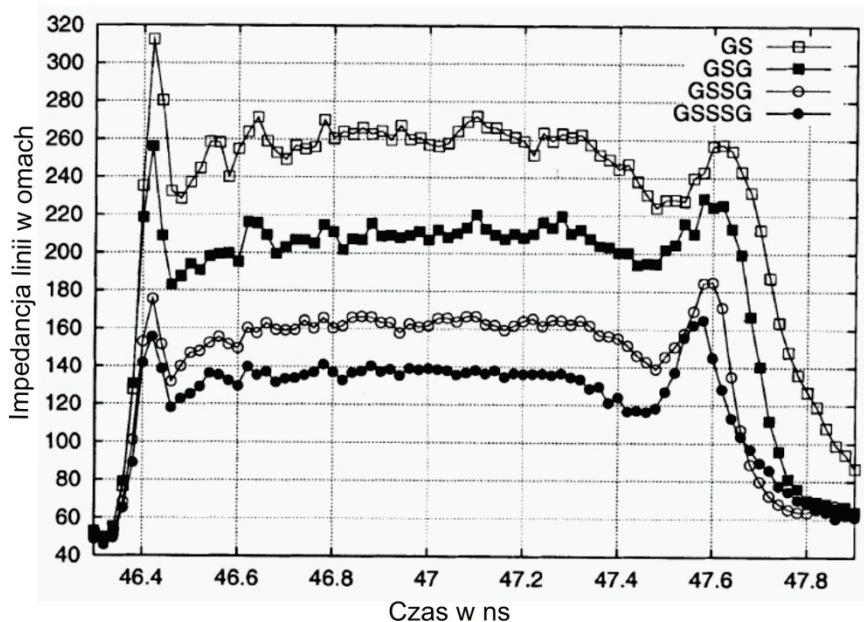
Opisane do tej pory w literaturze pomiary parametrów elektrycznych TLS wykazują znaczną odchyłkę impedancji charakterystycznej badanej linii od wartości przyjętej za standardową, równej $50\ \Omega$. Cottet i in.(2003) wykonali szereg linii sygnałowych poprzez skręcenie cienkich drutów miedzianych z włóknami poliestrowymi i wykonanie z tych włókien tkaniny o splocie płóciennym. Druty miedziane zostały przed skręceniem pokryte izolacją poliestroimidową. Różnice w budowie poszczególnych tekstylnych materiałów elektroprzewodzących, z których wykonano linie zawarto w tabeli 3.1. Przykładowy wygląd takiego materiału pokazano na rysunku 3.4.

Cottet i in. (2003) w materiałach tak stworzonych, poprzez wybór niektórych drutów miedzianych biegnących w jednym kierunku, stworzyli szereg linii transmisyjnych. Linie te różniły liczbą ścieżek masy (oznaczonych symbolem *G* na rysunku 3.19).

Tabela 3.1. Rodzaje przędzy i tkanin użytych do budowy linii sygnałowych (Cottet i in. 2003)

Typ przędzy	Typ tkaniny
Przędza A: Przędza poliestrowa $167 \cdot 10^{-4}$ g/m + drut miedziany	Tkanina 1: o niskiej gęstości + druty miedziane w obu kierunkach (XY)
Przędza B: Przędza poliestrowa $167 \cdot 10^{-4}$ g/m	Tkanina 2: o niskiej gęstości + druty miedziane w jednym kierunku (X) Tkanina 3: o niskiej gęstości + bez drutów
Przędza C: Przędza poliestrowa $334 \cdot 10^{-4}$ g/m + drut miedziany	Tkanina 4: o wysokiej gęstości + druty miedziane w kierunku wątku i osnowy (XY)
Przędza D: Przędza poliestrowa $334 \cdot 10^{-4}$ g/m	Tkanina 5: o wysokiej gęstości + druty miedziane w jednym kierunku (X) Tkanina 6: o wysokiej gęstości + bez drutów

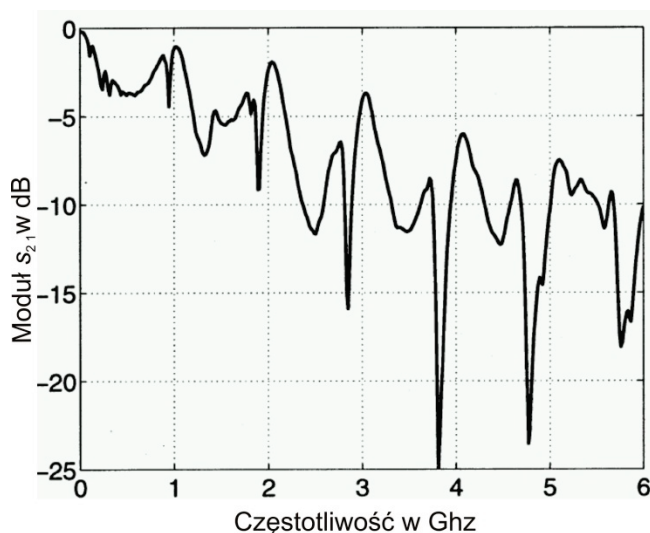
Cottet i in. (2003) wykonali pomiary profilu impedancji linii w zależności od liczby prowadzonych ścieżek sygnałowych (oznaczonych symbolem S na rysunku 3.18) i ścieżek masy. Otrzymane wyniki, dla linii tekstylnej o długości 15 cm, wykonanej według technologii pokazanej na rys. 3.4, przedstawiono na rysunku 3.18.



Rys. 3.19. Profile impedancji tekstylnych linii sygnałowych wykonanych przez Cottet i in. (2003) (tkanina 5)

Z przeprowadzonych badań wynika, że jakkolwiek wartość impedancji charakterystycznej zmniejsza się wraz ze wzrostem liczby ścieżek sygnałowych to i tak minimalna wartość impedancji falowej, jaką udało się uzyskać autorom, znacząco różni się od znormalizowanej wartości impedancji $Z_c = 50 \Omega$. Powoduje to konieczność stosowania układów dopasowujących między linią sygnałową a źródłem oraz linią sygnałową a odbiornikiem transmitowanego sygnału. Brak takich układów może spowodować występowanie znacznych odbić sygnału a co za tym idzie znaczne straty sygnału. W skrajnych przypadkach może to uniemożliwić poprawne przesłanie informacji linią sygnałową.

Ponieważ stosowanie układów dopasowujących komplikuje układ sygnałowy, w przypadku wyrobów tektronicznych powinno się dążyć do jego eliminacji. W związku z tym konstruowana linia tekstylna powinna mieć impedancję falową możliwie jak najbardziej zbliżoną do wartości 50Ω . Cottet i in.(2003) wykonali również pomiary tłumienia sygnału przez wykonane linie. Przykład zależności między tłumieniem (wartością modułu s_{21}) a częstotliwością sygnału transmitowanego przedstawiono na rysunku 3.20.



Rys. 3.20. Tłumienie 10 cm linii o konfiguracji *GSSSG* z przewodami miedzianymi umieszczonymi w kierunku *X* oraz przędzą typu *C* (Cottet i in., 2003)

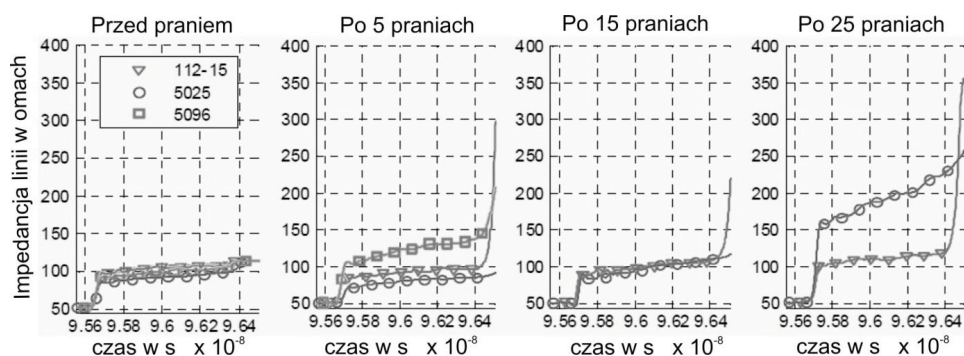
Z rysunku 3.20 widać, że badana linia silnie tłumí przechodzący sygnał. Pasma przenoszenia linii (-3 dB) nie przekracza 1 GHz.

Pourdeyhimi i in. (2006) przebadali linie wykonane metodą nadruku lakieru przewodzącego na płaski wyrób włókienniczy. W badaniach użyto trzech rodzajów lakierów przewodzących, różniących się lepkością, naniesionych na powierzchnię włókniny metodą sitodruku. Właściwości tych lakierów przedstawiono w tabeli 3.2.

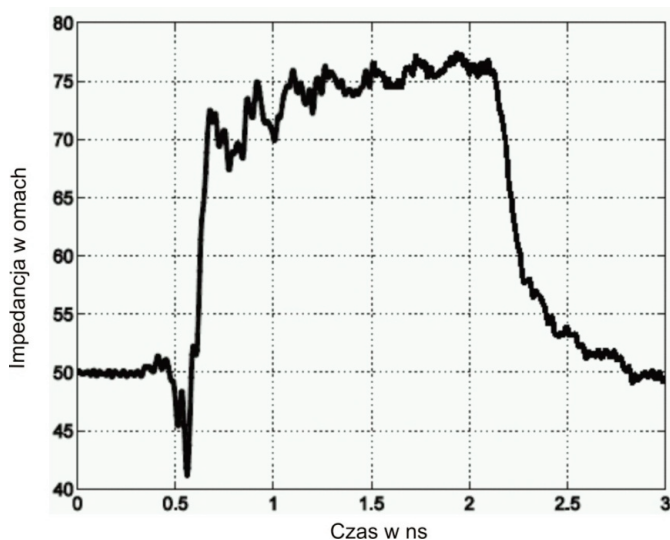
W wyniku badań stwierdzono, że w zależności od rodzaju lakieru uzyskuje się różne dokładności wykonania ścieżek linii, co wpływa na wartość jej impedancji. Wyniki pomiarów impedancji wykonanych linii zmierzonej metodą reflektometryczną wraz z wynikami badań ich odporności na pranie przedstawiono na rysunku 3.21.

Tabela 3.2. Właściwości lakierów przewodzących (Cottet i in., 2003)

	Creative Materials	DuPont 5025	DuPont 5096
Lepkość	49 Pa·s	12 Pa·s	34 Pa·s
Napięcie powierzchniowe	39 mN/m	31 mN/m	36mN/m



Rys. 3.21. Zmiany profilu impedancji w zależności od liczby cykli prania (Pourdeyhimi i in. 2006)



Rys. 3.22. Profil impedancji dla linii drukowanej wykonanej przez Lochera oraz Tröster, (2007b)

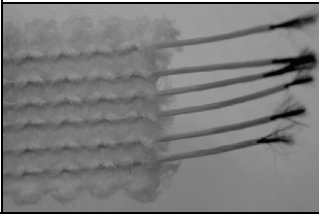
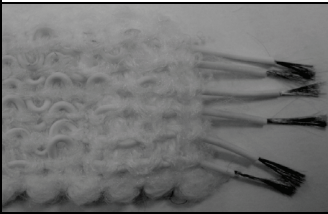
W rezultacie badań stwierdzono, że lakiery o wyższej lepkości charakteryzują się lepszą stabilnością parametrów w czasie, jakkolwiek wykonane tą metodą linie sygnałowe wykazały znaczną podatność na uszkodzenia mechaniczne podczas procesu prania. Wymaga to dodatkowych prac mających na celu zwiększenie wytrzymałości mechanicznej tak wykonanych linii. Wartość impedancji wykonanych linii jest również znacznie większa niż 50 Ω .

Przebieg profilu impedancji dla linii wykonanej przez Lochera oraz Tröster, (2007b) (rys. 3.6, rys. 3.7) przedstawiono na rysunku 3.22.

Autorzy linii deklarują w swoim opracowaniu możliwość wykonania linii o impedancji falowej równej 50 Ω . Przytoczone wyniki wykazują jednak dość duże odchyłki od deklarowanej wartości (rys. 3.22). Dodatkowo przeprowadzone badania wykazały małą odporność linii na zginanie, które powoduje zwiększanie rezystancji ścieżek elektroprzewodzących.

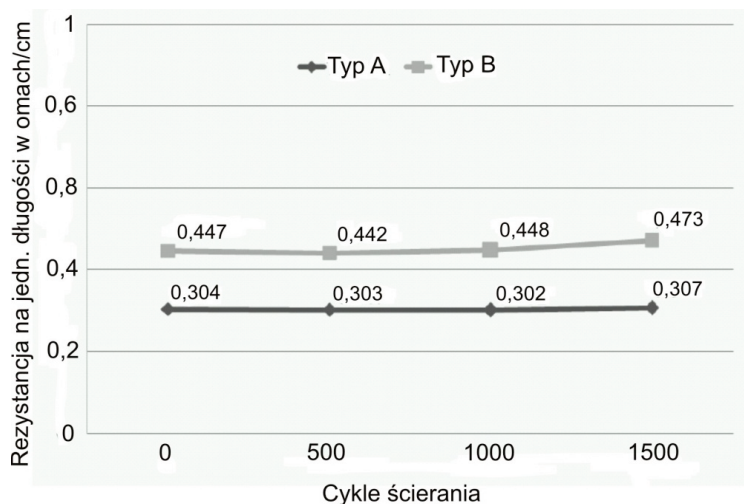
Yoonjung i Gilsoo (2009) badali również odporność wykonanej linii na pranie oraz dodatkowo na ścieranie. Linia przez nich wykonana miała postać taśmy ze ścieżkami przewodzącymi wykonanymi ze stalowych, multiflamentowych włókien pokrytych teflonem. Wykonane linie były przeznaczone do połączenia klawiatury tekstylnej, umieszczonej na kurtce, z odtwarzaczem MP3. Ze względu na zastosowanie linii do przesyłania wyłącznie sygnałów sterujących, autorzy ograniczyli pomiary parametrów elektrycznych do pomiaru rezystancji liniowej. Do badań wykonano dwa rodzaje linii tekstylnych: nierozciągliwą (typ A) i rozciągliwą (typ B). Budowę obu linii pokazano w tabeli 3.3.

Tabela 3.3. Rodzaje linii wytworzonych przez Yoonjung i Gilsoo (2009)

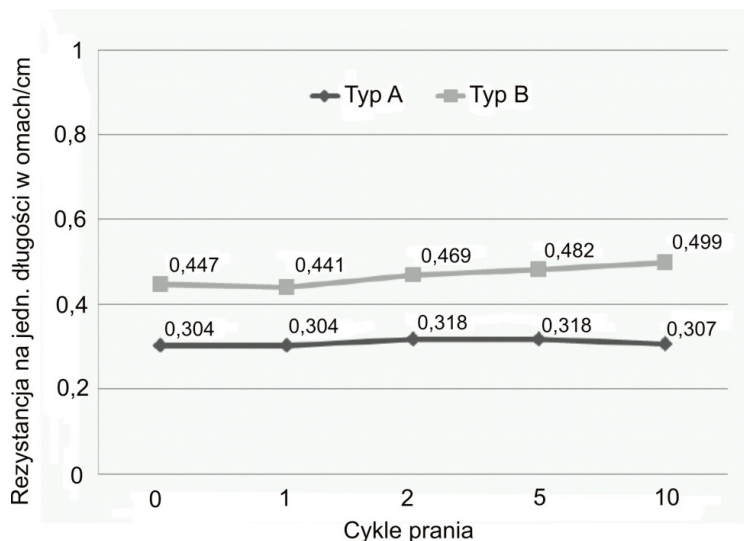
		Typ A	Typ B
			
Materiał podłoża		100% filament poliestrowy	100% filament poliestrowy
Włókna przewodzące	Materiał	100% filament stalowy	100% filament stalowy
	Rozmiar włókien	$\phi = 63 \mu\text{m}$, 20 filamentów	$\phi = 11 \mu\text{m}$, 180 filamentów
	Pokrycie włókien	Pokrycie teflonowe: Grubość ścian 0,18 mm, Średnica zewnętrzna 0,7 mm	Pokrycie silikonowe: Grubość ścian 0,20 mm, Średnica zewnętrzna 0,7 mm

Przykładowe wyniki otrzymane przez Yoonjung i Gilsoo (2009) przedstawiono na rysunkach 3.23 i 3.24.

Otrzymane wyniki pokazują bardzo niewielką zmianę rezystancji, niemniej jednak ze względu na obecność dość grubej izolacji w proponowanym rozwiązaniu, sztywność tak wykonanych linii jest znaczna. Ogranicza to w znacznym stopniu ergonomię użytkowania tak wykonanej linii.



Rys. 3.23. Zmiana rezystancji liniowej w zależności od cykli ścierania Yoonjung i Gilsoo (2009)



Rys. 3.24. Zmiana rezystancji liniowej w zależności od cykli prania Yoonjung i Gilsoo (2009)

Jayoung Cho i inni, (2007) badali z kolei tkaninę metalizowaną bezprądowo oraz tekstylną linię sygnałową wykonaną z użyciem tej tkaniny. Do badań użyto tkaniny metalizowanej miedzią i niklem o grubości 2 μm . Parametry tkaniny przedstawia tabela 3.4.

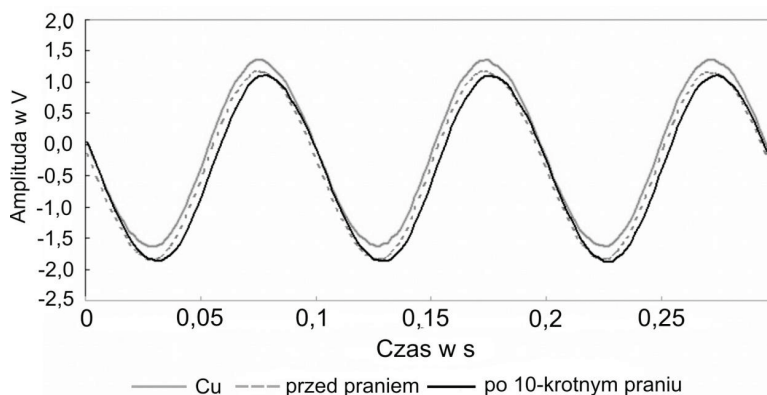
Tabela 3.4. Wybrane parametry metalizowanej tkaniny (Jayoung Cho i inni, 2007)

Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Masa liniowa przędzy/liczba filamentów	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
	mm	g/m^2	den/szt.	szt./dm	szt./dm
Płócienny	0,12	111,8	Osnowa:50/36 Wątek:75/54	8,323	4,992

Dla powyższej tkaniny, oraz tkaniny dodatkowo wzmocnionej poliuretanem, wykonano badania wpływu procesu prania na zmianę jej rezystancji. Testowane próbki miały wymiary 43x1,5 cm z kontaktami po obu stronach o wymiarach 1,5x1,5 cm. Wyniki pomiarów przedstawiono w tabeli 3.5. Na podstawie wyników badań zauważono, że niezabezpieczona tworzywem sztucznym tkanina traci właściwości elektroprzewodzące już po kilku praniach.

Tabela 3.5. Wpływ prania na rezystancję metalizowanej tkaniny (Jayoungi in., 2007)

Liczba cykli prania	-	0	1	2	5	10
Rezystancja bez pokrycia	Ω	0,035	0,311	5,415	70,154	–
Rezystancja z pokryciem	Ω	0,035	0,039	0,040	0,050	0,062

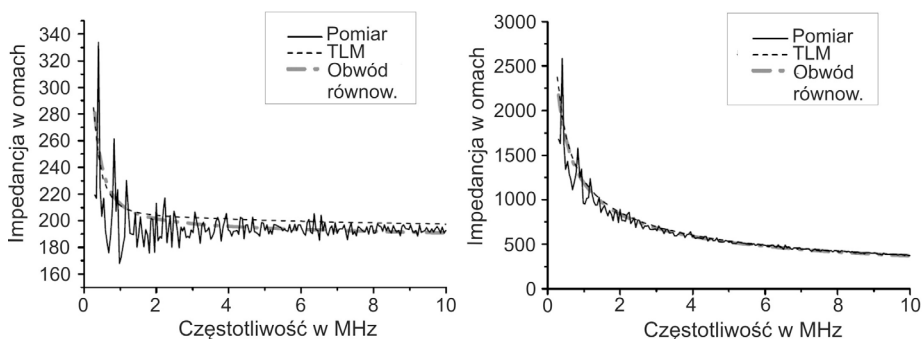


Rys. 3.25. Porównanie sygnału na wyjściu konwencjonalnych przewodów i przewodów wykonanych z tkaniny metalizowanej (Jayoung i in., 2007)

Badania linii sygnałowej przeprowadzone przez Jayoungi in., (2007) ograniczyły się do porównania kształtu wolnozmiennego przebiegu sinusoidalnego doprowadzonego do przewodów wykonanych z metalizowanej tkaniny z przebiegiem zarejestrowanym na drugim końcu linii. Dodatkowo wykonano pomiar tego samego sygnału z użyciem konwencjonalnych przewodów miedzianych. Otrzymane wyniki przedstawiono na rysunku 3.25.

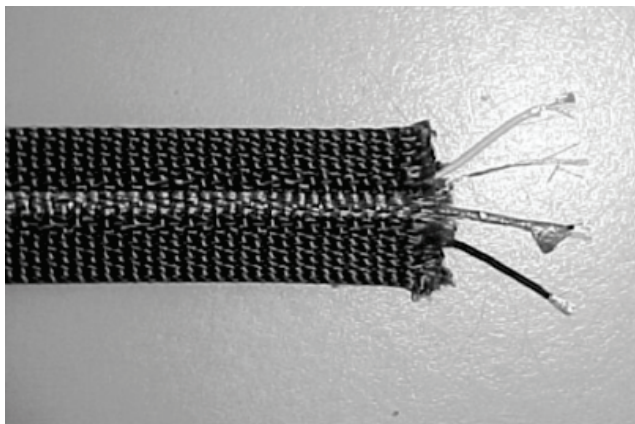
Chedid i in. (2007) badali tekstylną linię sygnałową wykonaną metodą naszywania na nieprzewodzącą tkaninę, ścieżek wykonanych z elektroprowadzącej tkaniny. Wykonaną w ten sposób linię pokazano na rysunku 3.5. Ścieżki przewodzące linii zostały wykonane z metalizowanego niklu i miedzią poliestru. Grubość metalizacji wynosiła w przybliżeniu 1 μm . Chedid i in. (2007) w swoich badaniach skupili się na wyznaczeniu impedancji charakterystycznej linii oraz parametrów czwórnikowego modelu zastępczego linii typu RLGC oraz wpływem procesu prania na powyższe parametry. Dodatkowo, za pomocą programu Flo/EMC, przeprowadzili badania symulacyjne proponowanej linii tekstylnej, porównując ich wyniki z wynikami rzeczywistych pomiarów. W badaniach symulacyjnych użyli uproszczonego modelu linii, w którym tkanina podłoża, jak i ścieżek przewodzących, jest odwzorowana za pomocą jednolitych prostopadłościaków. Przykładowe wyniki pomiarów przed i po praniu przedstawiono na rysunku 3.26.

Rezultaty ich badań świadczą o braku odporności skonstruowanej linii na proces konserwacji odzieży, jakim jest pranie. Konieczne jest dodatkowe zabezpieczenie ścieżek przewodzących linii np. za pomocą pokrycia poliuretanowego lub silikonowego. Jednocześnie, przeprowadzone badania potwierdziły dużą zgodność otrzymanych wyników pomiarów rzeczywistej linii z wynikami uzyskanymi w wyniku symulacji. Umożliwia to użycie programów symulacyjnych na etapie projektowania linii oraz do wstępnych badań jej właściwości. W przypadku materiałów włókienniczych, gdzie często nie ma możliwości zapewnienia powtarzalności wybranych parametrów materiału, możliwość ta otwiera nowe perspektywy badawcze.



Rys. 3.26. Przebieg impedancji charakterystycznej linii w funkcji częstotliwości, przed (po lewej) i po praniu (po prawej), (Chedid i in. 2007)

Carole i in. (2005) wykonali, działającą linię USB, zawierającą materiał tekstylny, pokazaną na rysunku 3.27.



Rys. 3.27. Sygnałowa linia USB na podłożu tekstylnym. Carole i in. (2005)

W linii powyższej zastosowano standardowe przewody w izolacji PVC umieszczone w płaskim wyrobie włókienniczym. Istnienie grubych, konwencjonalnych przewodów w izolacji z tworzywa sztucznego zaprzecza idei tekstylnej linii sygnałowej wykonanej w całości z materiałów włókienniczych. Podjęcie natomiast takich prac przez Carole i in. jest kolejnym dowodem na istnienie zapotrzebowania na tego typu wyroby.

3.6. Wnioski z przeglądu literatury

Z przedstawionych powyżej prac badawczych opisanych w literaturze można wyciągnąć ważne wnioski. Nad tekstylnymi liniami sygnałowymi prowadzone są liczne prace na całym świecie. Mimo przeprowadzenia licznych prac badawczych opisanych w literaturze nadal zachodzi potrzeba wykonania szerszych badań mających na celu:

- określenie wpływu wilgotności, temperatury i naprężeń mechanicznych na parametry elektryczne TLS,
- wyjaśnienie wpływu parametrów elektrycznych tekstylnego materiału podłoża (m.in. przenikalności dielektrycznej, stratności) na właściwości transmisyjne tekstylnej linii sygnałowej,
- wyjaśnienie wpływu surowca oraz innych parametrów określających kształt materiału (np. splotu), z którego wykonano podłoże linii sygnałowej na jej właściwości transmisyjne.

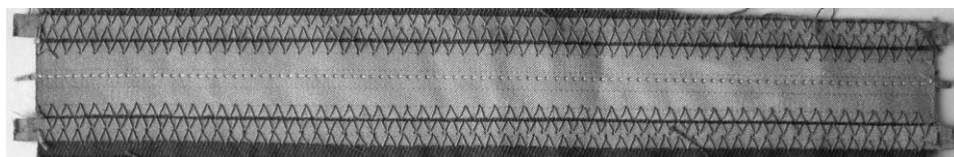
Dodatkowo konieczne jest zaprojektowanie i wykonanie fizycznych modeli TLS:

- umożliwiających poprawną transmisję sygnałów elektrycznych o szerokim widmie częstotliwościowym, niezależnie od zmian parametrów klimatycznych,
- o impedancji charakterystycznej zbliżonej do standardowej impedancji $Z = 50 \Omega$. Otrzymane do tej pory wartości impedancji linii z reguły są dużo większe od powyższej wartości. Powoduje to konieczność stosowania układów dopasowujących lub konstruowania nowych urządzeń elektronicznych o impedancjach wejściowych/wyjściowych równych impedancji tekstylnej linii sygnałowej, co zwiększa koszt wykonania systemu tekstronicznego.

4. OPRACOWANIE MODELI TEKSTYLNYCH LINII SYGNAŁOWYCH

4.1. Metoda wykonania tekstylnych linii sygnałowych użytych do dalszych badań

Obecnie istnieje wiele metod wykonania tekstylnej linii sygnałowej. Metody te opisano w podrozdziale 3.2. Badania zaprezentowane w monografii ograniczono do badań linii wykonanych jednym z proponowanych w rozdziale 3.2 sposobów. Sposób ten polega na naszywaniu ścieżek wykonanych z elektroprowadzących płaskich wyrobów włókienniczych, takich jak tkanina, dzianina czy włóknina, na inny, nieprzewodzący, płaski wyrób włókienniczy stanowiący podłoże linii (rys. 4.1).



Rys. 4.1. Tekstylna linia sygnałowa o długości 255 mm wykonana metodą naszywania tkaniny elektroprowadzącej (PWW/PWW)

Metoda ta umożliwia szybkie wykonanie wielu linii różniących się np. liczbą i szerokością ścieżek przewodzących, odstępem między nimi itp. Ułatwia to badania wpływu powyższych parametrów na zdolności transmisyjne linii. Linie sygnałowe wykonane tym sposobem mogą być też łatwo wdrożone do masowej produkcji, bez większych zmian w aktualnie stosowanym parku maszynowym.

W ostatnich latach, w przemyśle odzieżowym, obserwuje się zauważalną tendencję do produkcji małoseryjnej, czy jednostkowej pod konkretnego klienta. Tendencja ta jest spowodowana wymaganiami rynku. Narzuca to również pewne wymagania odnośnie sposobu wykonania TLS do wytwarzanych wyrobów. Technologia wytworzenia takiej linii powinna być łatwa do zrealizowania w przeciętnej szwalni w oparciu o posiadany park maszynowy i zasoby ludzkie. Jednocześnie jednostkowy koszt wytworzenia takiej linii nie powinien być wysoki. Proponowana metoda wykonania linii wydaje się być optymalną także w tym przypadku. Metoda ta wydaje się być optymalną również ze względu na dostępność materiałów, z których jest wykonana. Obecnie na rynku istnieje szereg płaskich, elektroprowadzących materiałów włókienniczych o stosunkowo niskich cenach, umożliwiających wykonanie przewodzących ścieżek linii. Linie wykonane metodą nadruku czy tkania wymagają niedostępnych w zakładach odzieżowych specjalistycznych drukarek czy maszyn tkackich. Technologia nadruku jakkolwiek rokująca duże nadzieje na przyszłość, w obecnej chwili obciążona jest wieloma wadami. Podstawowe z nich to wysoki koszt elektroprowadzących atramentów, często ich

krótki okres przydatności do użycia, czy niska odporność na konserwację odzieży. Linie wytwarzane za pomocą płaskiego wyrobu włókienniczego i części przewodzącej wykonanej za pomocą przędz przewodzących metodą tkania są z kolei, zdaniem autora, przyszłościowymi metodami wielkoseryjnej produkcji tekstylnych linii sygnałowych.

Do dalszych badań przyjęto zatem Linie wykonane metodą naszywania ścieżek z elektroprowadzącego płaskiego wyrobu włókienniczego na inny, nieprzewodzący prądu, płaski wyrób włókienniczy. Linia taka została nazwana w monografii linią typu PWW/PWW (płaski wyrób włókienniczy/płaski wyrób włókienniczy) (rozdz. 3.2).

Tekstylne Linie sygnałowe w technologii PWW/PWW mogą być potencjalnie wykonane jako Linie typu mikropaskowa, koplanarna, koplanarna z masą dolną (rys. 3.12). W przypadku linii różnicowej może ona być wykonana jako linia typu mikropaskowa różnicowa (rys. 3.8). Oczywiście możliwe jest wykonanie linii będącej kombinacją powyższych, lub tworzącej całkowicie nową strukturę.

Poniżej przedstawiono analizę przydatności standardowych geometrii linii sygnałowych do budowy ich tekstylnych odpowiedników.

4.2. Analiza właściwości TLS o konwencjonalnym układzie ścieżek

Analiza poniższa miała na celu sprawdzenie możliwości wykonania, w oparciu o dostępne na rynku materiały włókiennicze, tekstylnej linii sygnałowej typu PWW/PWW o konwencjonalnym układzie ścieżek elektroprowadzących (pokazanych na rysunku 3.12), charakteryzującej się określonymi, wymaganymi parametrami elektrycznymi, a w szczególności możliwością uzyskania impedancji charakterystycznej o wartości 50 Ω .

Analizą objęto trzy standardowe rodzaje linii: mikropaskową, koplanarną, koplanarną z masą dolną (rys. 3.8). Działanie tych linii przeanalizowano z punktu widzenia wartości impedancji charakterystycznej linii.

W przypadku linii mikropaskowej impedancję charakterystyczną linii można wyrazić wzorem (Collin, 2001):

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{C_a}, \quad (4.1)$$

w którym:

$$C_a = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{8h}{w_s} + \frac{w_s}{4h}\right)} \text{ dla } \frac{w_s}{h} \leq 1 \quad (4.2)$$

lub

$$C_a = \varepsilon_0 \left[\frac{w_s}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_s}{h} + 1,444 \right) \right] \text{ dla } \frac{w_s}{h} > 1. \quad (4.3)$$

We wzorach (4.1)÷(4.4), ε_{eff} oznacza efektywną przenikalność elektryczną materiału podłoża, w_s szerokość górnej ścieżki sygnałowej, h grubość podłoża linii oraz h_p grubość górnej ścieżki sygnałowej linii mikropaskowej.

Efektywną stałą dielektryczną, przy założeniu izotropowości podłoża, można wyznaczyć z zależności:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w_s} \right)^{-1/2} + F(\varepsilon_r, h) - 0,217(\varepsilon_r - 1) \frac{h_p}{\sqrt{w_s h}} \quad (4.4)$$

gdzie:

$$F(\varepsilon_r, h) = 0,02(\varepsilon_r - 1) \left(1 - \frac{w_s}{h} \right)^2 \text{ dla } w_s / h < 1 \text{ lub } F(\varepsilon_r, h) = 0 \text{ dla } w_s / h > 1. \quad (4.5)$$

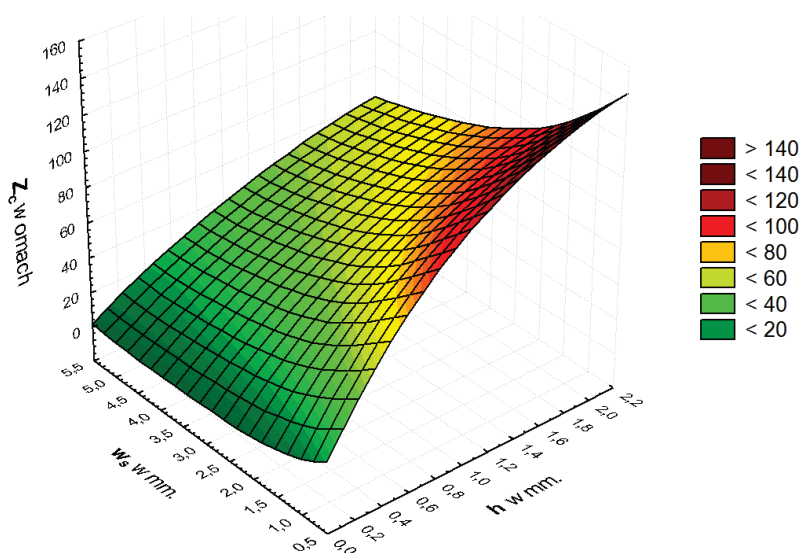
Jak widać z powyższych wzorów impedancja charakterystyczna konwencjonalnej linii mikropaskowej zależy m.in. od przenikalności elektrycznej materiału podłoża. Dalsza analiza właściwości linii sygnałowych, w przypadku linii tekstylnych, wymaga zatem znajomości charakteru zmienności tej wielkości i innych parametrów tekstylnego materiału użytego na podłożu linii.

Ponieważ podłoża badanych TLS wykonano z tkanin, do dalszej analizy właściwości takich linii konieczne okazało się określenie przedziału zmienności przenikalności elektrycznej oraz innych parametrów tkanin aktualnie produkowanych na rynku. Aby określić charakter zmienności tych parametrów wybrano, w sposób przypadkowy, próbę 111 tkanin spośród tkanin dostępnych na rynku. Podstawowe parametry mechaniczne wybranych tkanin przedstawiono w tabelach Z.1 i Z.2, natomiast ich wybrane parametry elektryczne w tabeli Z.3.

Po przyjęciu, jako wartość przenikalności elektrycznej podłoża, przeciętnej wartości przenikalności elektrycznej posiadanych tkanin ($\varepsilon_r = 1,682$) oraz wysokości ścieżki przewodzącej $h_p = 0,27$ mm, z zależności powyższych oraz badań symulacyjnych można otrzymać przebieg zmienności impedancji charakterystycznej linii mikropaskowej, który pokazano na rysunku 4.2.

Analiza powyższych wzorów oraz wyników przeprowadzonych dla tego typu linii symulacji, przy założeniu izotropowości parametrów elektrycznych tekstylnego podłoża linii prowadzi do następujących wniosków:

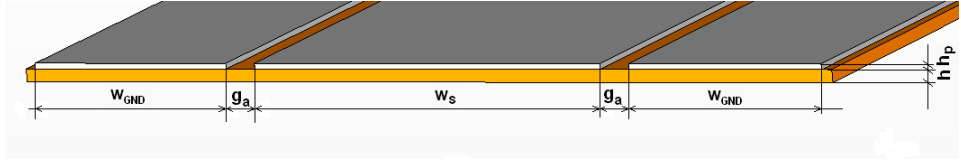
- materiał tekstylny użyty na podłożu linii mikropaskowej musi charakteryzować się znaczną grubością h , w przeciwnym wypadku uzyskanie impedancji linii zbliżonej do wartości 50 Ω , przy obserwowanych, rzeczywistych wartościach przenikalności elektrycznej tekstylnego podłoża linii, jest niemożliwe (rys. 4.2),



Rys. 4.2. Zmiany impedancji charakterystycznej linii mikropaskowej w zależności od grubości podłoża h i szerokości ścieżki sygnałowej w_s (przenikalność podłoża $\epsilon_r = 1,682$, wysokość ścieżki przewodzącej $h_p = 0,27$ mm)

- zwiększenie szerokości w_s ścieżki sygnałowej, przy zachowaniu stałej wartości grubości podłoża h , stałej wartości jego przenikalności dielektrycznej ϵ_r oraz stałej wartości wysokości ścieżki przewodzącej h_p , powoduje zmniejszenie wartości impedancji charakterystycznej linii. Uzyskanie impedancji o wartości zbliżonej do wartości 50Ω , wymaga zastosowania ścieżki sygnałowej o małej szerokości w_s . W przypadku linii typu PWW/PWW minimalny rozmiar ścieżki w_s jest ograniczony od dołu poprzez grubość przędzy użytej do wytworzenia tkaniny, z której wykonano przewodzącą ścieżkę sygnałową. Ograniczenia wynikają również z możliwości technologicznych procesu szycia służącego do połączenia cienkich ścieżek przewodzących z tekstylnym podłożem linii. Ograniczenia powyższe powodują, że wykonanie tekstylnej linii mikropaskowej typu PWW/PWW o impedancji zbliżonej do wartości 50Ω , wiąże z dużymi trudnościami technologicznymi oraz ogranicza się tylko do nielicznych, charakteryzujących się dużą grubością h , płaskich wyrobów włókienniczych, stosowanych na podłożu linii.

W kolejnym etapie badań przeprowadzono analizę linii koplarniej. Linie koplarną bez dolnej masy elektrycznej wraz z przyjętymi wielkościami charakteryzującymi jej geometrię przedstawiono na rysunku 4.3.



Rys. 4.3. Linia koplanarna bez dolnej masy wraz z wielkościami charakteryzującymi jej geometrię

Zależność charakteryzującą impedancję charakterystyczną konwencjonalnej linii koplanarnej można znaleźć w wielu opracowaniach naukowych. Podał ją m.in. Collin (2001) czy Wadell (1991) w postaci zależności:

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff, hp}}} \frac{K(k'_{hp})}{K(k_{hp})} \quad (4.6)$$

w której

$$\epsilon_{eff, hp} = \epsilon_{eff} - \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\frac{g_a}{0,7h_p} \frac{K(k)}{K'(k)} + 1} \quad (4.7)$$

oraz

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)}. \quad (4.8)$$

Jednocześnie

$$k_{hp} = \frac{w_{shp}}{w_{shp} + 2g_{ahp}}, \quad k = \frac{w_s}{w_s + 2g_a} \quad (4.9)$$

$$k'_{hp} = \sqrt{1 - k_{hp}^2}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (4.10)$$

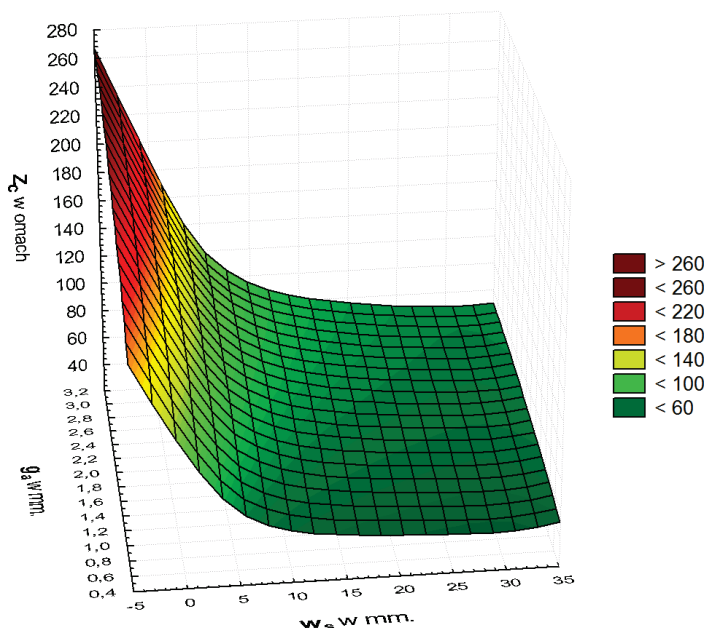
$$w_{shp} = w_s + \frac{1,25h_p}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi w_s}{h_p} \right) \right] \quad (4.11)$$

$$w_{shp} + 2g_{ahp} = w_s + 2g_a - \frac{1,25h_p}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi w_s}{h_p} \right) \right] \quad (4.12)$$

$$k_1 = \frac{\sinh \left(\frac{\pi w_{shp}}{4h} \right)}{\sinh \left(\frac{\pi (w_{shp} + 2g_{ahp})}{4h} \right)} \quad (4.13)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (4.14)$$

W powyższych wzorach K oznacza całkę eliptyczną, zupełną, pierwszego rodzaju. Po przyjęciu przeciętnej wartości stałej dielektrycznej dla tkanin podłoża wynoszącej $\varepsilon_r = 1,682$ oraz grubości ścieżek przewodzących $h_p = 0,27$ mm, z zależności powyższych oraz przeprowadzonych badań symulacyjnych otrzymano przebieg zmienności impedancji charakterystycznej linii koplanarnej, który pokazano na rysunku 4.4.



Rys. 4.4. Zmiany impedancji charakterystycznej linii koplanarnej w zależności od odstępów g_a między ścieżką sygnałową a masą i szerokości ścieżki sygnałowej w_s (przenikalność podłoża $\varepsilon_r = 1,682$, wysokość ścieżek przewodzących $h_p = 0,27$ mm)

Z otrzymanego przebiegu zmienności wynika, że w przypadku linii koplanarnej bez dolnej masy uziemiającej, głównymi parametrami mającymi wpływ na wartość impedancji charakterystycznej są: szerokość ścieżki sygnałowej w_s , szerokość odstępów g_a między środkową ścieżką sygnałową a ścieżkami masy oraz przenikalność elektryczna materiału podłoża linii ε_r . Analiza zależności (4.6) prowadzi do następujących wniosków:

- wykonanie tekstylnej linii sygnałowej o impedancji charakterystycznej zbliżonej do wartości 50Ω wymaga zastosowania środkowej ścieżki sygna-

łowej o dużej szerokości w_s i małych odstępów g_a między środkową ścieżką a ścieżkami masy (duża szerokość środkowej ścieżki sygnałowej w_s może powodować, przy wyższych częstotliwościach sygnału transmitowanego, tworzenie się rodzajów propagacji wyższego rzędu, co może powodować m.in. zawężenie pasma przenoszenia linii),

- grubość podłoża linii h nie wpływa znacząco na jej impedancję charakterystyczną.

Kolejną analizowaną odmianą linii była linia koplanarna z masą dolną pokazana na rysunku 3.12. W przypadku tego typu linii zależność określającą impedancję charakterystyczną można opisać wzorem (Wadell 1991):

$$Z_c = \frac{60 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}} \quad (4.15)$$

w którym:

$$k = \frac{w_s}{w_s + 2g_a}, \quad (4.16)$$

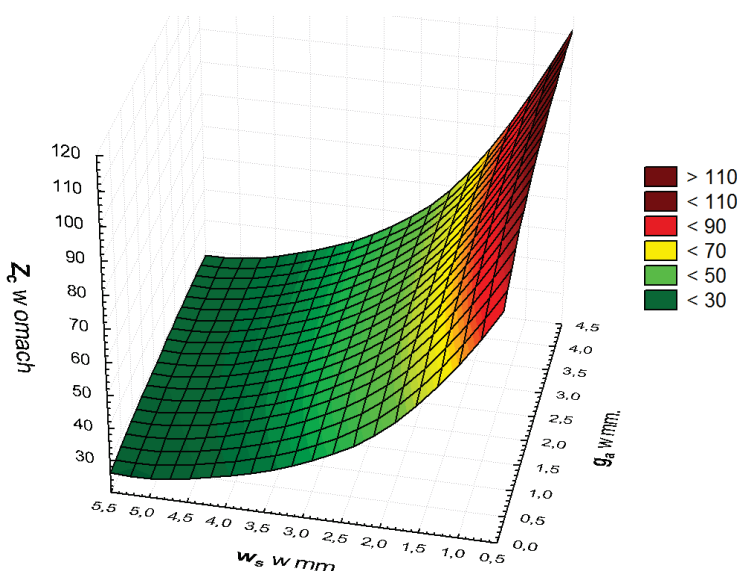
$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (4.17)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}, \quad (4.18)$$

$$k_1 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi w_s}{4h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi(w_s + 2g_a)}{4h}\right)}, \quad (4.19)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}. \quad (4.20)$$

Po przyjęciu przeciętnej wartości stałej dielektrycznej dla tkanin podłoża wynoszącej $\epsilon_r = 1,682$ oraz grubości materiału podłoża $h = 0,6$ mm, z zależności powyższych można otrzymać przebieg zmienności impedancji charakterystycznej linii koplanarnej z masą dolną, który pokazano na rysunku 4.5.



Rys. 4.5. Zmiany impedancji charakterystycznej linii koplanarnej z masą dolną w zależności od odstępów g_a między ścieżką sygnałową a masą i od szerokości ścieżki sygnałowej w_s (przenikalność podłoża $\epsilon_r = 1,682$, wysokość materiału podłoża $h = 0,6$ mm)

Analiza zależności (4.15) prowadzi do następujących wniosków:

- Uzyskanie impedancji o wartości zbliżonej do wartości 50Ω , podobnie jak w przypadku linii mikropaskowej, wymaga zastosowania ścieżki sygnałowej o małej szerokości w_s .
- Impedancja linii tego typu silnie zależy od grubości podłoża h . W przypadku tkanin o większej grubości mechaniczne oddziaływanie na linię, podczas jej pracy w wyrobie tekstronicznym, może powodować lokalne zmiany grubości podłoża, a co za tym idzie lokalne zmiany impedancji linii.
- Koszt wykonania tekstylnej linii koplanarnej z masą dolną jest większy niż linii koplanarnej. Wynika to z konieczności użycia dużej ilości tkaniny elektroprowadzącej do wykonania masy dolnej.

Podsumowując powyższą analizę, można stwierdzić, że ze względu na właściwości tkanin dostępnych na rynku, budowa TLS o konwencjonalnym rozmieszczeniu ścieżek (linii mikropaskowej, koplanarnej, koplanarnej z masą dolną), z wykorzystaniem tych tkanin w charakterze podłoża linii, narażając na liczne kłopoty z uzyskaniem odpowiednich impedancji charakterystycznych linii, w tym impedancji o wartości 50Ω . Konieczne jest zatem opracowanie nowego rodzaju tekstylnej linii sygnałowej. W linii tej, niezależnie od rodzaju tkaniny stanowiącej podłoże linii, poprzez zmianę rozmieszczenia elementów przewodzących będzie można zmieniać, w szerokim zakresie, wartość jej impedancji charakterystycznej, uzyskując w ten sposób możliwość otrzymania impedancji 50Ω . Opracowaną, tego typu linię przedstawiono w dalszych rozdziałach monografii.

4.3. Modelowanie tekstylnych linii sygnałowych

4.3.1. Analiza wielkości wpływających na właściwości transmisyjne TLS typu PWW/PWW

Na potrzeby dalszych badań nad rzeczywistymi modelami linii transmisyjnych, przeprowadzono modelowanie działania TLS wsparte analizą działania konwencjonalnych linii sygnałowych. Symulacje i analiza miały na celu znalezienie mechanicznych i elektrycznych parametrów linii, które mają wpływ na jej właściwości transmisyjne. Informacja ta miała umożliwić prawidłowy i optymalny wybór wielkości w tworzonym jakościowym modelu matematycznym linii przewidzianym w planie badań.

W każdym jakościowym modelu matematycznym można wyróżnić wielkości wejściowe, które będą ulegać zmianie podczas prowadzonego eksperymentu, wielkości stałe, których wartość jest utrzymywana na stałym poziomie, wielkości zakłócające, które nie są kontrolowane podczas eksperymentu oraz wielkość wyjściową, którą jest jeden z wybranych parametrów elektrycznych linii, mający wpływ na jej właściwości transmisyjne. Jako kryterium optymalności wyboru przyjęto minimalizację liczby wielkości wejściowych w każdym z konstruowanych modeli. Minimalizacja ta ma zapewnić uproszczenie eksperymentu poprzez ograniczenie liczby niezbędnych pomiarów oraz uproszczenie otrzymanego modelu matematycznego w postaci sztucznej sieci neuronowej.

Podział, uzyskanych w wyniku wstępnej analizy, wielkości wpływających na właściwości transmisyjne linii tekstylnej typu PWW/PWW (podrozdział 3.2) przedstawiono na rysunku 4.6. Wielkości te można podzielić na cztery grupy. W każdej z grup występują liczne wielkości mogące mieć potencjalny wpływ na właściwości transmisyjne linii. Ze względu na dużą liczbę tych wielkości, wykonano dogłębną analizę zjawisk fizycznych zachodzących w badanym obiekcie badań wspartą modelowaniem komputerowym. Modelowanie to było oparte na metodzie elementów skończonych i równaniach Maxwella.

Powyższa, dogłębną analiza umożliwiła optymalny dobór wielkości wpływających w konstruowanym jakościowym modelu matematycznym, opisanym w dalszej części monografii, a w szczególności ich właściwy podział na wielkości wejściowe, stałe i zakłócające.

Modelowanie komputerowe, mimo że nie może całkowicie zastąpić realnego eksperymentu z wykorzystaniem modeli fizycznych badanego obiektu, ma istotną zaletę nad rzeczywistymi pomiarami. Umożliwia, bowiem badania przy braku wielkości zakłócających, takich jak np. zakłócenia elektromagnetyczne czy oddziaływania klimatyczne. Pozwala również na stworzenie wielu wirtualnych modeli obiektu badań o idealnie powtarzalnych parametrach określających strukturę testowanego obiektu. Uzyskanie takiej powtarzalności w fizycznym modelu badań, jakim jest tekstylna linia sygnałowa jest praktycznie niemożliwe.

Jest to spowodowane tym, że materiały włókiennicze należą do grupy materiałów o skomplikowanej strukturze wewnętrznej oraz małej powtarzalności tej struktury. Wykonanie dwóch płaskich wyrobów włókienniczych np. tkanin o identycznej strukturze jest praktycznie niewykonalne. Uniemożliwia to, wykonanie np. kilku rzeczywistych tekstylnych linii sygnałowych o identycznej strukturze materiału podłoża. Uniemożliwia to również przyjęcie założenia o niezmienności takiej struktury, co ogranicza w istotny sposób możliwości badawcze. W takim przypadku modelowanie komputerowe może stanowić istotne uzupełnienie badań wykonanych na rzeczywistym obiekcie.

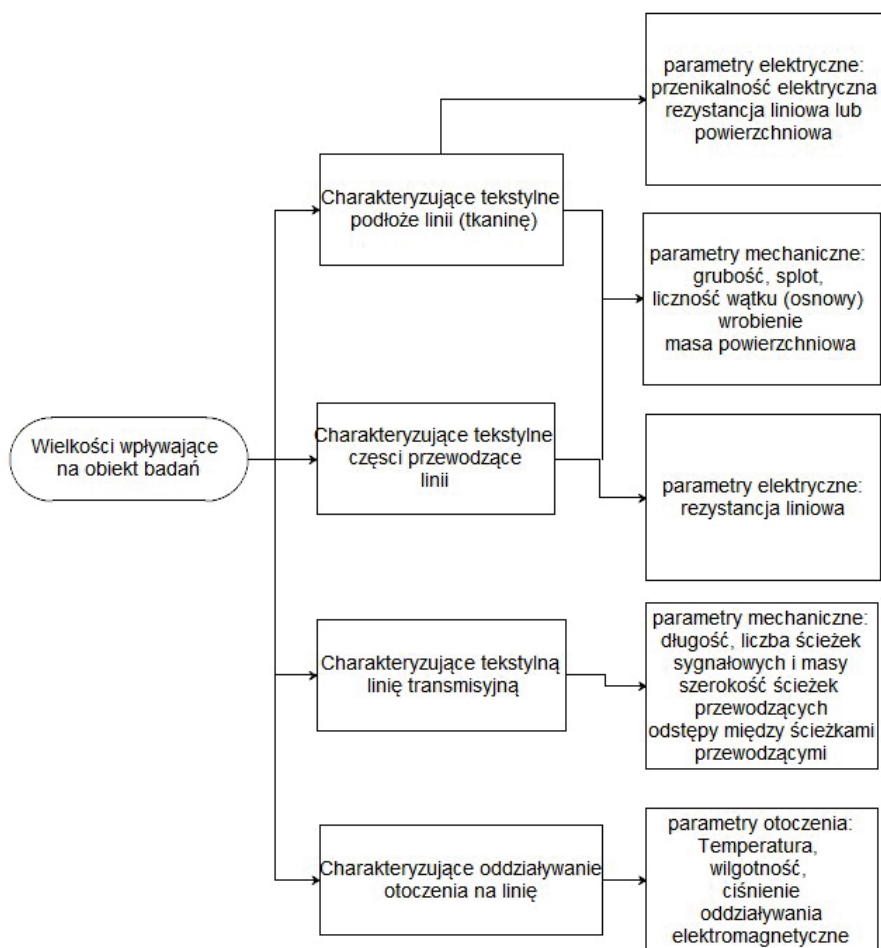
Modelowanie wykonano za pomocą programu CST Studio, który w oparciu o równania Maxwella i metodę elementów skończonych umożliwia symulację działania w zakresie wysokich częstotliwości, dowolnej, trójwymiarowej struktury.

Przedstawione modelowanie komputerowe, w odróżnieniu od innych opublikowanych symulacji np. przez Cotteta i in. (2003), nie upraszcza płaskiego wyrobu włókienniczego stanowiącego podłoże linii do postaci jednolitego prostopadłościanu o określonych stałych parametrach. W przeprowadzonym modelowaniu, w dużym stopniu, odzwierciedlono strukturę płaskiego wyrobu włókienniczego. Ograniczenie badań do stosunkowo dużych średnic nitek wątku i osnowy zostało spowodowane chęcią ograniczenia ich liczby, dla założonych rozmiarów linii sygnałowej. Nadmierna liczba bardzo cienkich nitek osnowy i wątku powoduje bowiem dużą komplikację symulowanej struktury, a przez to drastyczny wzrost zapotrzebowania na moc obliczeniową przez użyty do symulacji program CST Studio. Wzrost ten skutkuje bardzo znacznym wydłużeniem czasu symulacji. Jednocześnie obróbka tak dużych i skomplikowanych struktur na ekranie komputera staje się niemożliwa, ze względu na bardzo długi czas wykonywania poszczególnych komend przez program. Przyjęte wymiary nitek są, zatem, kompromisem między możliwościami obliczeniowymi a rzeczywistymi wymiarami nitek w tkaninach, obejmując tylko tkaniny o dużej grubości. Wybrane rezultaty modelowania zostały opisane dalej, w poniższym podrozdziale.

W przypadku linii tekstylnych efektywna przenikalność elektryczna podłoża linii zależy od przenikalności elektrycznej surowca, z których wykonano przędze, a także od innych parametrów przędzy, takich jak skręt, rodzaj włókien użytych do wytworzenia przędzy, jej nierównomierność itp. Ze względu na brak możliwości pełnej kontroli parametrów przędzy podczas badań symulacyjnych, podczas modelowania dokonano pewnych założeń upraszczających. Przyjęto, że:

- nitki tworzące tkaninę stanowiącą zarówno podłoże jak i ścieżki przewodzące tekstylnej linii sygnałowej mają postać monofilamentów,
- monofilamenty te mają jednorodną strukturę, której właściwości elektryczne można scharakteryzować poprzez m.in. konduktywność, przenikalność elektryczną i tangens kąta strat,
- długość symulowanych tekstylnych linii sygnałowych we wszystkich przypadkach jest jednakowa,

- nitki wątku jak i osnowy mają stałą powierzchnię przekroju,
- przekroje nitek wątku i osnowy mają kształt elipsy.



Rys. 4.6. Diagram wielkości potencjalnie wpływających na właściwości transmisyjne tekstylnej linii sygnałowej typu PWW/PWW

Przyjęcie dwóch pierwszych przyjętych założeń upraszczających było spowodowane chęcią uproszczenia geometrycznej struktury linii tak, aby można ją było zasymulować za pomocą programu CST Studio. Dodatkowo w pracy przyjęto założenie o symetrii badanych linii tzn. przyjęto, że:

$$S_{11} = S_{22}, S_{21} = S_{12}.$$

4.3.2. Metoda wyznaczenia przenikalności elektrycznej włókien tkaniny w zależności od jej przenikalności elektrycznej

Do wykonania modelowania komputerowego za pomocą programu CST Studio niezbędna jest znajomość przenikalności elektrycznej nitek tworzących podłoże symulowanej linii. Metody pomiaru przenikalności elektrycznej materiałów są szeroko opisane w literaturze. Zestawienie tych metod wraz z oceną ich przydatności do pomiarów materiałów włókienniczych przedstawił Leśnikowski (2012). Opisane metody najczęściej umożliwiają wyznaczenie przenikalności elektrycznej całej struktury włóknistej np. tkaniny, której wartość może różnić się znacząco od przenikalności włókien ze względu na obecność przestrzeni powietrznych w mierzonej strukturze.

Opracowane metody do pomiaru przenikalności elektrycznej włókien są, jak stwierdzili Bal i Kothari (2009a), obciążone licznymi wadami. Metody rezonansowe (kawitacyjne) umożliwiają np. pomiar przenikalności tylko dla ściśle określonej wartości częstotliwości. Zatem w przypadku konieczności wykonania badań w szerokim zakresie częstotliwości metoda ta dostarcza niewystarczającej informacji.

Bal i Kothari (2009a) dokonali przeglądu proponowanych w literaturze metod do pomiaru przenikalności elektrycznej włókien i stwierdzili, że, mimo wieloletnich badań prowadzonych przez badaczy na świecie, nie udało się opracować metody pomiaru tej wielkości charakteryzującej się dużą dokładnością. Stwierdzenie to zaowocowało podjęciem przez Bala i Kothariego (2009b) prób znalezienia, na podstawie rozważań teoretycznych i przyjętych modeli geometrycznych tkanin, zależności funkcyjnej łączącej przenikalność elektryczną nitek tworzących tkaninę z przenikalnością tkaniny wyznaczonej metodą pojemnościową (zgodnie z normą ASTM D150). Metoda opisana w powyższej normie polega na pomiarach pojemności kondensatora płaskiego z umieszczoną badaną tkaniną i pojemności tegoż kondensatora z powietrzem między okładzinami. Przenikalność elektryczną badanej próbki można następnie wyznaczyć z zależności:

$$\varepsilon_{rm} = \frac{C_t}{C_0}, \quad (4.21)$$

w której C_0 jest pojemnością kondensatora z powietrzem między okładzinami, C_t jest pojemnością kondensatora płaskiego z umieszczoną badaną tkaniną między okładzinami.

Bal i Kothari (2009b) przyjęli do rozważań trzy modele geometryczne odwzorowujące strukturę tkanin: model prostopadłościanu, model siatki utworzonej z cylindrycznych włókien nieprzeplatających się ze sobą oraz model siatki z cylindrycznych włókien przeplatających się ze sobą. Dla przyjętych modeli otrzymali zależności funkcyjne umożliwiające, na podstawie znajomości wartości przenikalności tkaniny wyznaczonej metodą pojemnościową ε_{rm} oraz wybranych parametrów geometrycznych struktury, wyznaczenie przenikalności elektrycznej włókien. Otrzymane zależności zweryfikowano doświadczalnie, poprzez pomiary

przenikalności elektrycznej wykonanych modeli fizycznych tkanin i porównanie ich z wielkościami uzyskanymi z otrzymanych zależności funkcyjnych. Modele fizyczne zostały utkane z monofilamentów wykonanych z polietylenu o dużej gęstości w sposób zapewniający możliwość precyzyjnej kontroli parametrów geometrycznych tej struktury.

W wyniku przeprowadzonej weryfikacji Bal i Kothari (2009b) stwierdzili, że tylko model siatki z cylindrycznych włókien przeplatających się ze sobą i odpowiadająca mu zależność funkcyjna może znaleźć zastosowanie praktyczne. Niemniej jednak, również w przypadku tego modelu, różnice między wartościami otrzymanymi z zależności funkcyjnych a wartościami z pomiaru modeli fizycznych sięgają 38% wartości mierzonej. Można zatem przyjąć, że istniejące metody wyznaczenia przenikalności elektrycznej włókien, oparte na zależnościach funkcjonalnych znalezionych w wyniku teoretycznych rozważań, charakteryzują się małą dokładnością.

Znajomość parametrów elektrycznych charakteryzujących włókna (nitki), z których wykonano tkaninę będącą podłożem TLS ma kluczowy wpływ m.in. na możliwość poprawnego wykonania modelowania tych linii.

W związku z powyższym na potrzeby badań naukowych opisanych w tej monografii opracowano własną metodę (procedurę) wyznaczenia przenikalności elektrycznej nitek.

Opracowana metoda wykorzystuje jako wielkość wejściową, wartość przenikalności elektrycznej tkaniny ε_m wyznaczonej metodą pojemnościową oraz zmierzoną wartość tangensa kąta strat $tg\delta$ dla tej tkaniny. Zmierzone wartości obu tych wielkości, dla posiadanych próbek tkanin przedstawiono w załączniku.

Proponowana metoda wykorzystuje program CST Studio do wyznaczenia wybranych parametrów elektrycznych tkaniny, na podstawie których można wyznaczyć jej zespoloną przenikalność elektryczną. Wybór parametrów, które należy wyznaczyć, zależy od przyjętej metody wyznaczenia przenikalności elektrycznej. Przyjęta metoda powinna charakteryzować się jak największą dokładnością oraz możliwością wyznaczenia zarówno części rzeczywistej przenikalności jak i jej części urojonej, a co za tym idzie umożliwiać wyznaczenia stratności elektrycznej materiału nitek.

Potencjalne metody wyznaczenia przenikalności elektrycznej materiału badanego można podzielić na metody wykorzystujące wyniki pomiarów w dziedzinie czasu oraz metody wykorzystujące wyniki pomiarów w dziedzinie częstotliwości.

Potencjalną metodą wykorzystującą wyniki pomiarów w dziedzinie czasu jest metoda oparta na wartości czasu propagacji t_p sygnału transmitowanego przez koplanarną linię transmisyjną. Linia ta jest zbudowana na podłożu w postaci tkaniny, złożonej z włókien, o nieznannej, szukanej wartości przenikalności elektrycznej. Rozpatrywana linia ma długość l . Czas propagacji sygnału przez linię wyraża się zależnością:

$$t_p = \frac{l}{V_p} \quad (4.22)$$

gdzie V_p jest prędkością propagacji fali w linii.

Z kolei prędkość propagacji V_p wyraża się wzorem:

$$V_p = \frac{V_c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (4.23)$$

w którym V_c jest prędkością światła w próżni, ϵ_{eff} względną, efektywną przenikalnością elektryczną podłoża linii.

Ze wzorów (4.22) i (4.23) można otrzymać, że

$$\epsilon_{eff} = \frac{t_p^2 V_c^2}{l^2}. \quad (4.24)$$

Na podstawie odczytanego czasu propagacji sygnału przez linię można, zatem, wyznaczyć wartość względną efektywnej przenikalności elektrycznej podłoża linii.

W przypadku, gdy podłoże linii stanowi materiał izotropowy o zerowej porowatości, między wartością efektywnej przenikalności elektrycznej materiału podłoża linii koplanarnej a przenikalnością elektryczną materiału podłoża, zachodzi zależność, którą podał Collin (2001):

$$\epsilon_{eff} = 2\epsilon_r - 1. \quad (4.25)$$

Ze wzorów (4.24) i (4.25) można zatem uzyskać wzór na przenikalność elektryczną izotropowego materiału podłoża w postaci:

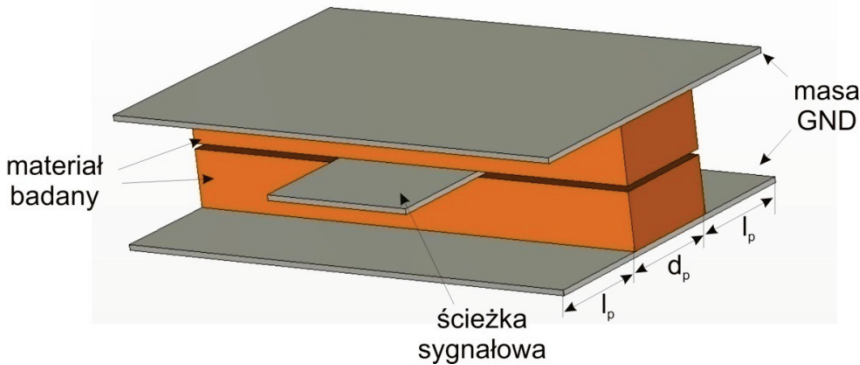
$$Re(\epsilon_r) = \epsilon_r' = \frac{1}{2} \left(\frac{t_p^2 V_c^2}{l^2} + 1 \right). \quad (4.26)$$

Płaskie wyroby włókiennicze są materiałami charakteryzującymi się znaczną porowatością oraz anizotropowością struktury. Z tego względu zależność (4.25) nie jest spełniona w ich przypadku. Na podstawie wartości czasu propagacji można w tym przypadku wyznaczyć tylko efektywną przenikalność elektryczną materiału włókienniczego ze wzoru (4.24).

Główną wadą przedstawionej metody, opartej na pomiarach w dziedzinie czasu, jest brak możliwości wyznaczenia części urojonej przenikalności elektrycznej ϵ_r'' , a więc brak możliwości oszacowania stratności materiału.

Inną metodą, wykorzystującą dla odmiany pomiary w dziedzinie częstotliwości, umożliwiającą wyznaczenie zespolonej przenikalności elektrycznej, jest metoda zaproponowana przez Barry'ego (1986). W metodzie tej zespolona przenikalność elektryczna testowanego materiału wyznaczana jest w oparciu o pomiar parametrów s linii sygnałowej pokazanej na rysunku 4.7. W środkowej części linii, nad i pod środkową ścieżką sygnałową, umieszczono materiał badany.

Pokazana na rysunku 4.7 linia jest typową linią paskową z umieszczonymi w jej środkowej części dwoma kawałkami materiału, którego przenikalność elektryczną chcemy wyznaczyć. Linię taką można traktować jako szeregowe połączenie dwóch paskowych linii powietrznych o długości l_p , między którymi znajduje się linia paskowa o długości d_p , wypełniona materiałem dielektrycznym o nieznanym przenikalności elektrycznej.



Rys. 4.7. Linia do pomiaru przenikalności elektrycznej zaproponowana przez Barry'ego (1986)

Jeśli oznaczmy poprzez Z_0 impedancję charakterystyczną powietrznej linii paskowej, to jej impedancja w przypadku wypełnienia badanym materiałem wynosi:

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}. \quad (4.27)$$

We wzorze (4.27) μ_r oznacza zespoloną przenikalność magnetyczną, ϵ_r jest zespoloną przenikalnością elektryczną.

Dla fragmentów linii nie wypełnionych materiałem badanym stałą propagacji można wyrazić jako:

$$\gamma_0 = 2\pi f \sqrt{\mu_0}, \quad (4.28)$$

w którym f jest częstotliwością rozchodzącej się fali, μ_0 , ϵ_0 odpowiednio przenikalnością magnetyczną i elektryczną próżni.

Wypełnienie środkowej części linii paskowej materiałem o przenikalności elektrycznej dla której

$$\text{Re}(\epsilon_r) \neq 1 \quad (4.29)$$

powoduje, że impedancja charakterystyczna tej części linii różni się od impedancji odcinków linii powietrznych znajdujących się na początku i końcu linii. Prowadzi to do powstawania odbić fali rozchodzącej się w linii, na granicy między

odcinkiem linii powietrznej i odcinkiem linii wypełnionym badanym materiałem. Współczynnik odbicia można wyrazić za pomocą:

$$R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}. \quad (4.30)$$

Ze wzorów (4.27), (4.28) i (4.30) można zatem uzyskać:

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma(1-R)}{\gamma_0(1+R)}. \quad (4.31)$$

Znajomość stałych propagacji γ , γ_0 oraz współczynnika odbicia R umożliwia zatem wyznaczenie zespolonej przenikalności elektrycznej materiału badanego.

Barry (1986) w swojej metodzie pomiarowej wykorzystał dobrze znaną teorię Collina (1960), która umożliwia znalezienie zależności między współczynnikami γ , γ_0 , R a wartościami parametrów s zmierzonych dla struktury przedstawionej na rysunku 4.7.

Aby znaleźć takie zależności, należy przyjąć czwórnikowy model (rys. 3.16) dla linii z rysunku 4.7 oraz rozważyć zależności zachodzące między falami padającymi i odbitymi dla obu stron tego czwórnika. Zależności te można zapisać w postaci:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

Elementy macierzy T można wyrazić jako (Barry, 1986):

$$[T] = \begin{bmatrix} e^{j\gamma l p} & 0 \\ 0 & e^{-j\gamma_0 l p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-R)^{-1} & R(1-R)^{-1} \\ R(1-R)^{-1} & (1-R)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\gamma d p} & 0 \\ 0 & e^{-j\gamma d p} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (1+R)^{-1} & -R(1+R)^{-1} \\ -R(1+R)^{-1} & (1+R)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\gamma l p} & 0 \\ 0 & e^{-j\gamma_0 l p} \end{bmatrix}, \quad (4.33)$$

a więc:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{(1-R)^2} \begin{bmatrix} e^{j2\gamma_0 l p} (e^{j\gamma d p} - R^2 e^{-j\gamma d p}) & -j2R \sin \gamma d_p \\ j2R \sin \gamma d_p & e^{-j2\gamma_0 l p} (e^{j\gamma d p} - R^2 e^{-j\gamma d p}) \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

Ponieważ:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{12}} & -\frac{S_{22}}{S_{11}} \\ \frac{S_{11}}{S_{22}} & \left(\frac{S_{12}^2 - S_{11} S_{22}}{S_{12}} \right) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

to parametry s można wyrazić za pomocą zależności:

$$S_{21} = S_{12} = \frac{(1 - R^2) e^{-j2\gamma 0l p}}{e^{j\gamma d p} - R^2 e^{-j\gamma d p}} \quad (4.36)$$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{j2Re^{-j2\gamma 0l p} \sin \gamma d_p}{e^{j\gamma d p} - R^2 e^{-j\gamma d p}}. \quad (4.37)$$

Z równań (10) i (11) można zatem otrzymać:

$$\gamma = \frac{\arccos \left(\frac{e^{-j4\gamma 0l p} + S_{12}^2 - S_{11}^2}{2e^{-j2\gamma 0l p} S_{12}} \right)}{d_p} \quad (4.38)$$

oraz

$$R = \frac{S_{11}}{e^{-j2\gamma 0l p} - S_{12} e^{-j\gamma d p}}. \quad (4.39)$$

Podsumowując, ze wzorów (4.28), (4.31), (4.38) i (4.39) można uzyskać, w oparciu o zmierzone parametry s wartość zespolonej przenikalności elektrycznej materiału umieszczonego w środkowej części linii paskowej (rys. 4.7). Jest to główną zaletą tej metody jako, że zespolona wartość przenikalności umożliwia również ocenę stratności badanego materiału (wyznaczenie tangensa kąta strat $tg d$).

Opisana powyżej, zaproponowana przez Barry'ego (1986), metoda wyznaczenia przenikalności elektrycznej materiałów została użyta w opracowanej przez autora monografii procedurze do wyznaczania przenikalności elektrycznej włókien. Ze względu na obecność porów powietrznych w płaskich wyrobach włókienniczych, w wyniku zastosowania metody Barry'ego (1986), uzyskuje się wartość efektywnej przenikalności elektrycznej tych wyrobów. Znajomość tej przenikalności jest niezbędna do wyznaczenia przenikalności elektrycznej włókien tworzących tkaninę według procedury opracowanej przez autora monografii.

Opracowana procedura może posłużyć do wyznaczenia przenikalności elektrycznej zarówno nitek jak i włókien tworzących płaski wyrób włókienniczy, w zależności od przyjętego modelu geometrycznego tego wyrobu.

Procedura ta oparta na wartości względnej przenikalności elektrycznej materiału włókienniczego składa się z kilku etapów, które polegają na:

- 1 – pomiarze, metodą pojemnościową, względnej przenikalności elektrycznej ϵ_{rm} oraz tangensa kąta strat $tg d$ tkaniny złożonej z nitek, których przenikalność elektryczna jest wielkością poszukiwaną,
- 2 – wyborze modelu geometrycznego tkaniny jak najwierniej odwzorowującego jej strukturę,
- 3 – założeniu pewnych, wstępnych wartości przenikalności elektrycznej nitek (włókien) (zarówno części rzeczywistej jak i urojonej) tworzących tkaninę,

- 4– symulacji, za pomocą programu CST Studio, działania linii z rysunku (4.7) z umieszczonym, jako materiał badawczy, przyjętym modelem fragmentu tkaniny (rys. 4.8) wykonanym z nitek o założonej przenikalności elektrycznej i znalezienie na jej podstawie parametrów s linii,
- 5– obliczeniu, w oparciu o wyznaczone w wyniku symulacji parametry s , przenikalności efektywnej ϵ_{eff} badanej tkaniny metodą zaproponowaną przez Barry'ego (1986),
- 6– sprawdzeniu, czy są spełnione zależności:

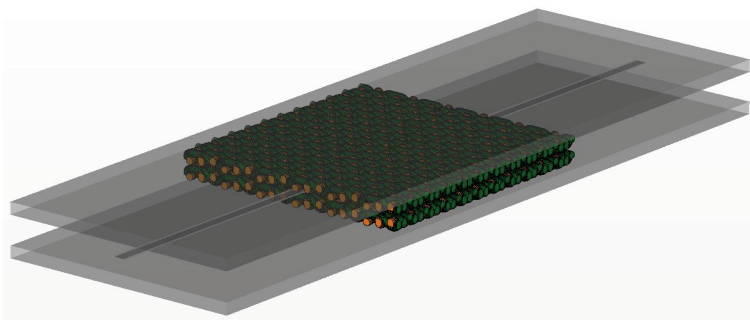
$$Re(\epsilon_{eff}) = \epsilon_{rm} \quad (4.40)$$

$$tg\left(\frac{Im(\epsilon_{eff})}{Re(\epsilon_{eff})}\right) = tg\delta, \quad (4.41)$$

- 7– w przypadku, gdy zależności (4.40) i (4.41) są spełnione, założone w etapie 2 wartości przenikalności elektrycznej nitek oraz tangensa kąta strat odpowiadają odpowiednio rzeczywistej wartości przenikalności elektrycznej nitek tworzących tkaninę o przenikalności ϵ_{rm} oraz rzeczywistej wartości tangensa kąta strat $tg\delta$,
- 8– w przypadku nie spełnienia zależności (4.40) i (4.41), etapy 3÷6 procedury są wykonywane ponownie, dla innych przyjętych wartości przenikalności nitek, aż do spełnienia zależności (4.40) i (4.41).

Dokładność wyznaczenia przenikalności elektrycznej nitek według proponowanej procedury zależy od: dokładności pomiarów wykonanych w etapie 1, przyjętego w etapie 2 modelu odwzorowującego strukturę płaskiego wyrobu włókienniczego, dokładności symulacji prowadzonej w etapie 4 oraz dokładności metody Barry'ego.

Przyjęty, w prowadzonych badaniach, model tkaniny odwzorowuje jej grubość, rodzaj splotu, grubości nitek wątku i osnowy oraz gęstość nitek wątku i osnowy.

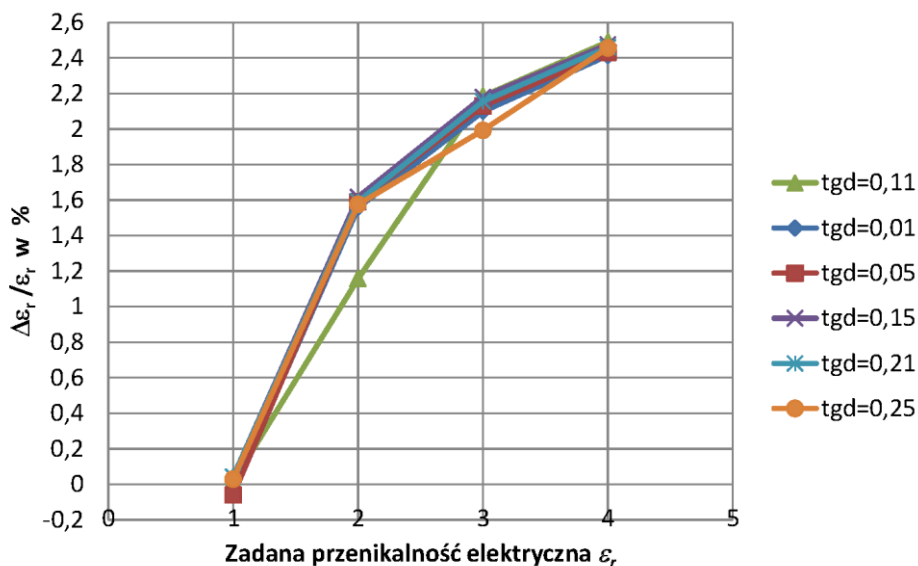


Rys. 4.8. Linia do pomiaru przenikalności z materiałem badanym w postaci tkaniny

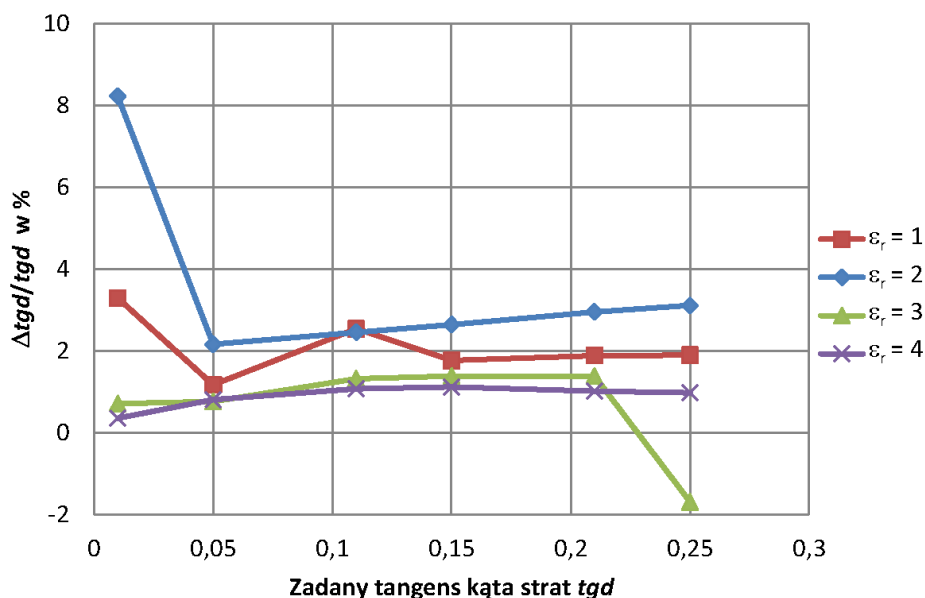
Dokładność metody Barry'ego (1986) oraz symulacji zweryfikowano za pomocą symulacji działania linii pokazanej na rysunku 4.7 z umieszczonym materiałem badanym w postaci prostopadłościanu o założonych (znanych) wartościach przenikalności elektrycznej i tangensa kąta strat. Po wyznaczeniu za pomocą programu CST Studio wartości parametrów s linii, obliczono metodą Barry'ego wartości przenikalności elektrycznej i kąta strat testowanego materiału. Wyniki w postaci względnych odchyłeń obliczonych wartości od wartości założonych pokazano na rysunkach 4.9 i 4.10.

Na rysunku 4.9 przedstawiono wartości względnych odchyłeń wyznaczonej przenikalności elektrycznej ε_r od wartości zadanej wyrażonej w procentach dla różnych założonych wartości tangensa kąta strat testowanego materiału. Z kolei rysunek 4.10 przedstawia wartości względnego odchylenia między obliczonym tangensem kąta strat a wartością zadaną (założoną) dla różnych, zadanych wartości przenikalności elektrycznej.

Z rysunków 4.9 i 4.10 wynika, że metoda Barry'ego (1986) w połączeniu z symulacją przeprowadzoną w programie CST Studio mającą na celu uzyskanie wartości parametrów s linii pomiarowej z rysunku 4.7 zapewnia wystarczającą dokładność do praktycznych zastosowań, jakimi są symulacja działania, projektowanie i ocena właściwości tekstylnych linii sygnałowych.



Rys. 4.9. Względne odchylenie obliczonej metodą Barry'ego (1986) przenikalności elektrycznej od wartości zadanej (założonej) dla różnych, zadanych wartości tangensa kąta strat $\text{tg}\delta$



Rys. 4.10. Względne odchylenie obliczonego tangensa kąta strat od wartości zadanej (założonej) dla różnych, zadanych wartości przenikalności elektrycznej

Po zweryfikowaniu poprawności działania opracowanej procedury wyznaczono, w oparciu o nią, przedział zmienności zespolonej przenikalności elektrycznej nitek, w przyjętym modelu geometrycznym, w taki sposób, aby efektywna przenikalność elektryczna modelowanej struktury włókienniczej odpowiadała przenikalności posiadanych tkanin. W oparciu o wartości kresów tego przedziału, wykonano modelowanie TLS, przedstawione w dalszej części monografii.

Tabela 4.1. Tkaniny o ekstremalnych wartościach przenikalności elektrycznej

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Gęstość osnowy	Gęstość wątku	Przenikalność elektryczna ϵ_{rm} (f = 1 GHz)	Tangens kąta strat tgd (f = 1 GHz)
	-	-	mm	nitek/cm	nitek/cm	-	-
30	100% poliester	Satynowy	0,48	82	30	1,326	0,003
73	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	Skośny	0,55	32	20	2,471	0,03
80						1,730	0,070
83	93% poliester 7% elastomer	Atlasowy	0,22	55	141	1,252	0,007

Parametry próbek tkanin użytych do badań opisanych w monografii przedstawiono w tabelach Z.1÷Z.3. Ze zbioru tkanin (tab. Z.1) wybrano tkaniny charakteryzujące się ekstremalnymi wartościami przenikalności elektrycznej i tangensa kąta strat. Parametry tych tkanin pokazano w tabeli 4.1. Ekstremalne wartości parametrów elektrycznych wyłuszczone.

Na podstawie wyników zawartych w tabeli 4.1 można określić przedziały zmienności przenikalności elektrycznej ε_{rm} i tangensa kąta strat $tg d$ jako:

$$\varepsilon_{rm} = 1,252; 2,471, \quad tg d = 0,003; 0,07.$$

Dla powyższych przedziałów, za pomocą opracowanej procedury wyznaczono przedziały zmienności przenikalności elektrycznej nitek. Otrzymane wartości przenikalności nitek przedstawiono w tabeli 4.2.

Tabela 4.2. Wartości stałej dielektrycznej ε_r i tangensa kąta strat $tg d$ nitek tkanin o ekstremalnych wartościach przenikalności elektrycznej

Nr tkaniny	Przenikalność tkaniny ε_{rm}	Przenikalność nitek ε_r	Tangens kąta strat tkaniny $tg d$	Tangens kąta strat nitek $tg d$
30	1,326	1,886	0,003	0,003
73	2,471	3,705	0,03	0,05
80	1,730	2,264	0,07	0,073
83	1,252	1,446	0,007	0,009

Wyznaczone przedziały zmienności przenikalności elektrycznej ε_r i tangensa kąta strat $tg d$ surowca, z którego wykonano nitki tkanin można przedstawić, jako:

$$\varepsilon_r = 1,446; 3,705, \quad tg d = 0,003; 0,073.$$

Przyjęte w badaniach symulacyjnych, przedstawionych w dalszej części rozdziału, wartości przenikalności elektrycznej i tangensa kąta strat surowca, z którego wykonano nitki tkanin stanowiących podłoże linii transmisyjnych, zawierają się w powyższych przedziałach.

4.3.3. Modelowanie wpływu wybranych parametrów struktury podłoża linii na jej wybrane parametry elektryczne

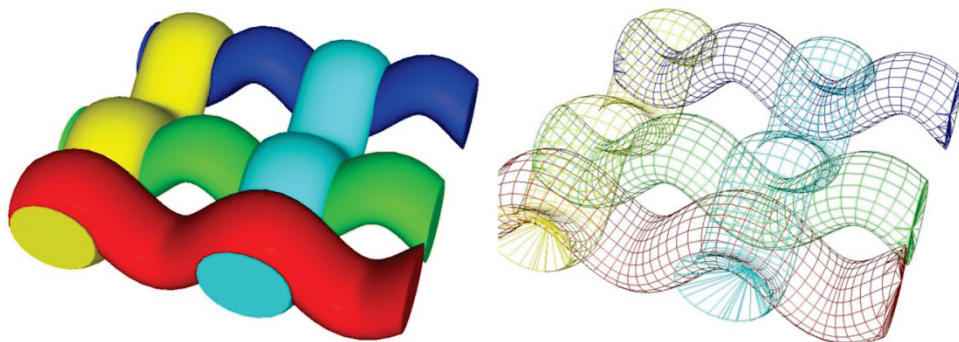
W początkowym etapie badań nad wpływem struktury tekstylnego podłoża linii sygnałowej na jej parametry elektryczne, przeprowadzono symulację działania linii koplanarnych zawierających podłoża tekstylne o różnych splotach, grubościach, gęstości wątku i osnowy, wykonane z różnych materiałów, tzn. charakteryzującymi się różnymi wartościami stałej dielektrycznej i kąta strat.

Głównym celem przeprowadzonych badań było sprawdzenie, które z parametrów struktury tekstylnego podłoża linii oraz parametrów elektrycznych tego podłoża mają znaczący wpływ na właściwości transmisyjne linii. Wyniki przeprowadzonego modelowania, przyniosły szereg informacji nt. właściwości transmisyjnych TLS o ściśle określonych, powtarzalnych wymiarach, przy braku zakłóceń zewnętrznych. Informacje te są istotne przy dalszych pracach mających na celu opracowanie nowej TLS użytej w dalszych badaniach.

Modelowanie przeprowadzono za pomocą programu CST STUDIO, używając modułu MWS przeznaczonego do obliczeń propagacji sygnałów o wysokich częstotliwościach. Program ten w oparciu o równania Maxwella umożliwia wyliczenie szeregu parametrów elektrycznych np. parametrów s zdefiniowanej uprzednio trójwymiarowej struktury. Trójwymiarowe modele tkanin podłoża i ścieżek przewodzących wykonano w programie TexGen. Program ten umożliwia tworzenie tkanin o różnych splotach, grubościach nitek wтку i osnowy oraz odstępach między nimi. Wygląd przykładowego fragmentu tkaniny na podłożu linii pokazano na rysunku 4.11. Nitki wтку i osnowy w wymodelowanej, w programie TexGen, tkaninie na całej długości charakteryzowały się przekrojem elipsoidalnym o stałej powierzchni.

Wykonane modelowanie działania tekstylnych linii sygnałowych dotyczyło linii typu PWW/PWW (opisanych w rozdziale 3.2). Dodatkowo wykonano modelowanie linii sygnałowych, których ścieżki przewodzące są wykonane za pomocą przędzy przewodzących wprowadzonych do tkaniny na etapie jej tkania. Miało to na celu znalezienie istotnych różnic w działaniu linii wykonanych tymi dwoma sposobami.

Ze względu na długi czas wykonania pojedynczej symulacji, modelowanie wykonano zgodnie z zasadami planowania eksperymentów. Przy wyborze planu doświadczenia wzięto pod uwagę realizowalność, informatywność i efektywność planowanego doświadczenia. Kryterium realizowalności, ze względu na specyficzny charakter doświadczenia, jakim jest modelowanie komputerowe, jest zawsze spełnione. Ograniczenia, jakie mogą się tutaj ewentualnie pojawić wynikają z możliwości obliczeniowych użytego do symulacji komputera. Ograniczenia tego typu pojawiają się również w przypadku powyższych symulacji. Cienkie nitki osnowy i wтку w materiale podłoża powodują (przy stałej długości i szerokości podłoża linii) zwiększenie ich liczby, co bezpośrednio wpływa na czas wykonania symulacji. Ze względu na konieczność wykonania oceny statystycznej otrzymanych wyników symulacji, przy ich planowaniu położono szczególny nacisk na jak największą informatywność modelowania, rezygnując z jego wysokiej efektywności. Z powyższych względów, do modelowania przedstawionego w poniższych rozdziałach, przyjęto kompletny plan doświadczenia zapewniający maksymalnie dużą liczbę wyników symulacji, która jest wymagana przez wiele testów statystycznych.



Rys. 4.11. Fragment tkaniny podłoża utworzony w programie TexGen (z usuniętymi, wybranymi nitkami wątku i osnowy dla poprawienia przejrzystości rysunku)

W wyniku przeprowadzonych badań otrzymano parametry s w funkcji częstotliwości symulowanych linii tekstylnych. Zestawienie wielkości, które przyjęto, jako stałe podczas modelowania wraz z ich wartościami przedstawiono w tabeli nr 4.3. Przedziały zmienności wielkości zmienianych podczas symulacji pokazano w tabeli 4.4. Szerokości ścieżek przewodzących oraz odstęp między nimi zostały tak dobrane, aby uzyskać impedancję linii maksymalnie zbliżoną do wartości 50Ω .

Wybór grubości nitek wątku i osnowy jest kompromisem między rzeczywistymi wymiarami nitek w tkaninach, a wymiarami, które zapewniają akceptowalny stopień komplikacji symulowanej struktury tekstylnej. Stopień ten przekłada się bezpośrednio na czas obliczenia parametrów s dla pojedynczej TLS, który dla tak przyjętych wymiarów nitek wynosił około 10 godzin.

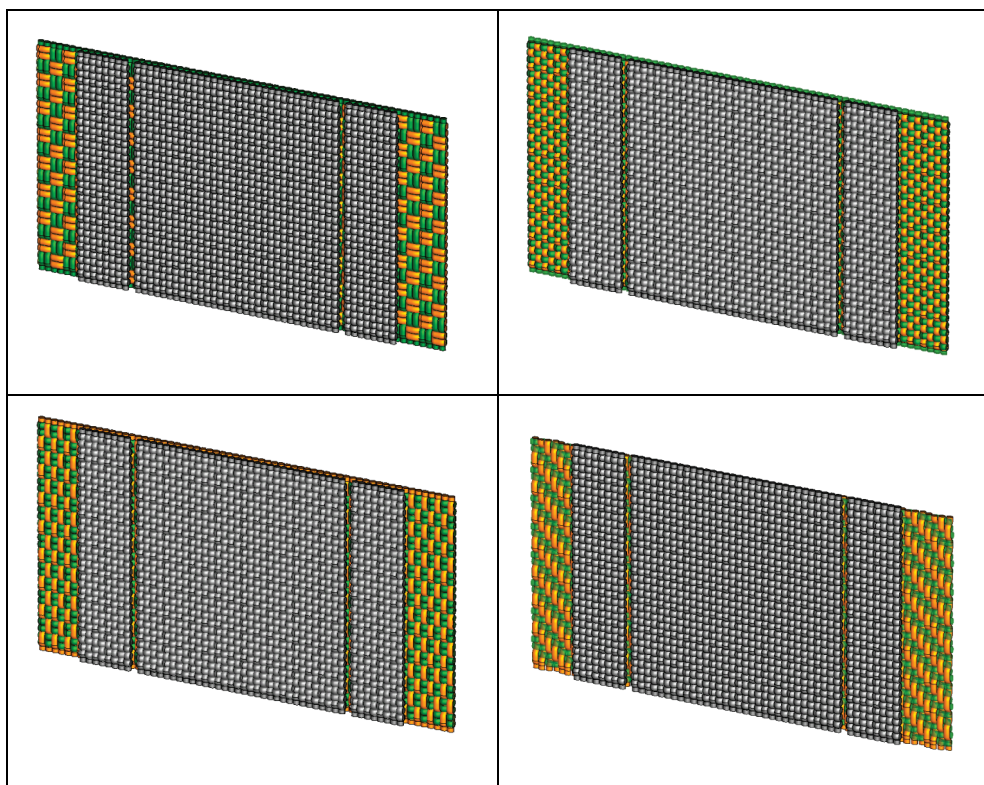
Tabela 4.3 Parametry stałe symulowanych linii sygnałowych typu PWW/PWW

Parametr	Jednostka	Wartość
Szerokość TLS	mm	54,4
Długość TLS	mm	272
Szerokość ścieżki sygnałowej	mm	27,2
Odstęp między środkową ścieżką sygnałową a ścieżkami masy	mm	0,85
Szerokość ścieżek masy	mm	6,8

Jednym z parametrów, którego wpływ na parametry s TLS sprawdzono, był splot tkaniny podłoża. Modelowanie przeprowadzono dla czterech splotów podłoża: płóciennego, panamowego, rypсового i skośnego. Widok fragmentów symulowanych linii o różnych splotach podłoża przedstawiono na rysunku 4.12.

Ścieżki elektroprowadzące w poniższych liniach są wykonane z tkaniny o splocie płóciennym. Szerokości ścieżek wstępnie dobrano tak, aby uzyskać impedancję charakterystyczną symulowanej linii maksymalnie zbliżoną do wartości 50Ω . Aby uzyskać taką wartość impedancji, tekstylna linia koplanarna musi posiadać środkową ścieżkę sygnałową o dużej szerokości (rys. 4.12). Może to prowadzić do powstawania w linii, przy wyższych częstotliwościach transmitowanego sygnału, niepożądanych rodzajów propagacji wyższego rzędu mających wpływ na jakość transmisji.

Rodzaje propagacji wyższego rzędu, tzn. fale elektromagnetyczne przesyłane linią transmisyjną inne niż „fala płaska TEM”, przemieszczają się wzdłuż linii transmisyjnej z różnymi prędkościami. Otrzymany na wyjściu linii transmisyjnej sygnał powstaje w wyniku złożenia wszystkich, niespójnych rodzajów ze sobą. Jeśli dodatkowo energie przenoszone przez każdy z rodzajów są porównywalne, otrzymany w wyniku tego złożenia sygnał może zostać na tyle odkształcony, że uzyskanie przenoszonej za jego pomocą informacji może okazać się nie możliwe.



Rys. 4.12. Fragmenty symulowanych, tekstylnych linii sygnałowych typu PWW/PWW o różnych splotach tkaniny podłoża

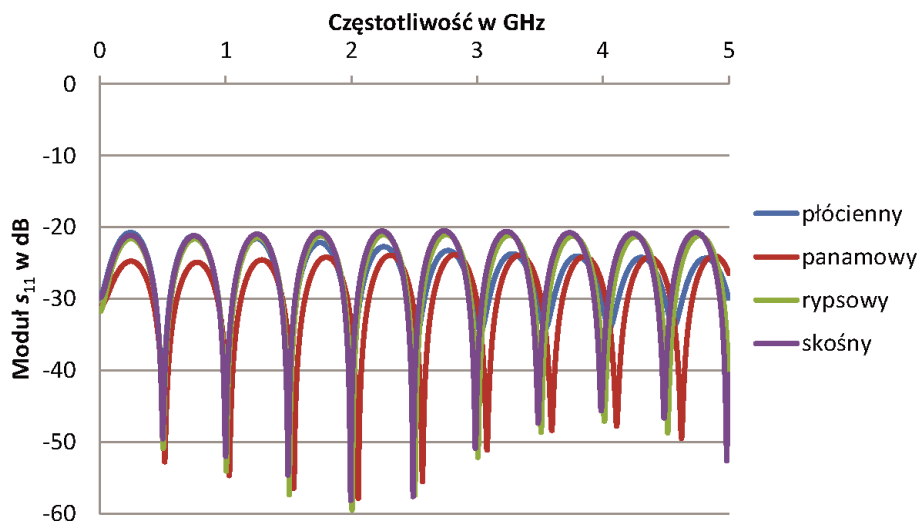
Przyjęte parametry TLS dla różnych wariantów symulowanych podłoża TLS przedstawia tabela nr 4.5. Modelowanie rozpoczęto od sprawdzenia wpływu splotu na parametry s TLS, przy założeniu bezstratnego podłoża linii ($tg\delta = 0$). Przebieg zmian modułów współczynnika s_{11} , w funkcji częstotliwości, dla różnych splotów podłoża, pokazano na rysunku 4.13, podczas gdy zmiany modułu współczynnika s_{21} pokazano na rysunku 4.14. Odpowiednie przebiegi fazowe przedstawiono z kolei na rysunkach 4.15 i 4.16.

Tabela 4.4. Parametry zmienne symulowanych linii sygnałowych typu PWW/PWW

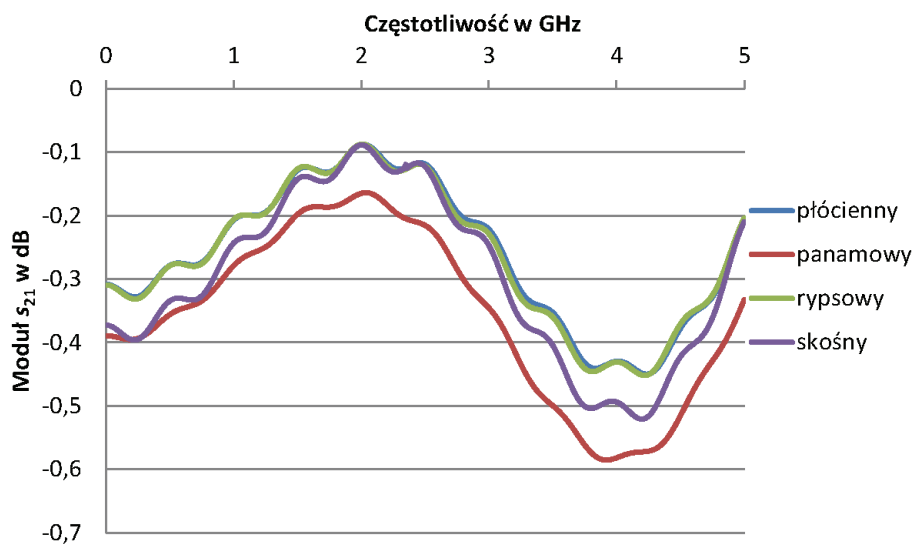
Parametr	Jednostka	Wartość minimalna parametru	Wartość maksymalna parametru
Liczba nitek osnowy podłoża	Sztuk	64	128
Liczba nitek wątku	Sztuk	320	640
Gęstość osnowy	Nitek/cm	8,85	23,52
Gęstość wątku	Nitek/cm	8,85	23,52
Odstęp między nitkami wątku	Mm	0,425	1,13
Odstęp między nitkami osnowy	Mm	0,425	1,13
Średnica nitek wątku i osnowy	Mm	0,4	0,8
Grubość tkaniny	Mm	0,5	1
Względna przenikalność elektryczna tkaniny stanowiącej podłoże linii ϵ_{rm}	-	1,446	3,705
Konduktywność materiału ścieżek przewodzących	S/m	7344	221088
Splot podłoża	-	-	-

Tabela 4.5. Parametry symulowanych linii sygnałowych

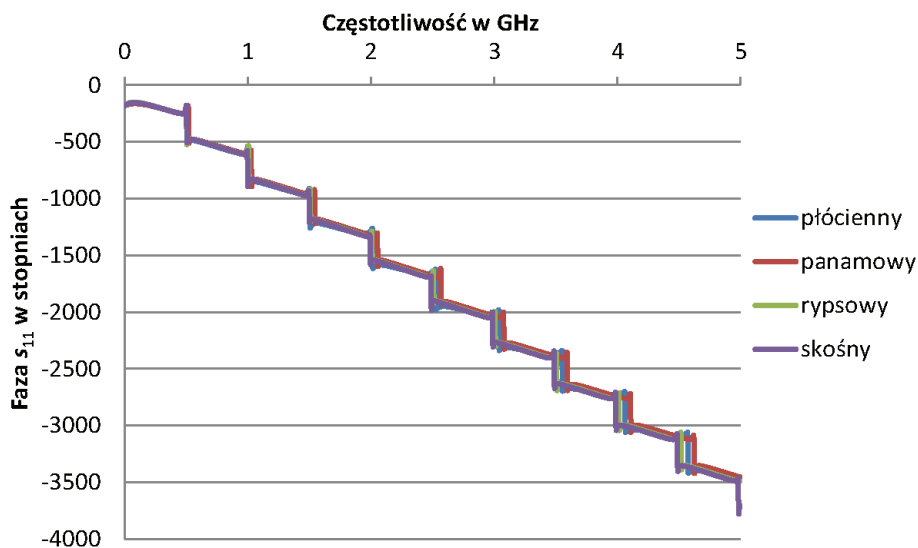
Parametr	Jednostka	Wariant 1	Wariant 2	Wariant 3	Wariant 4
Liczba nitek osnowy podłoża	Sztuk	128	128	128	64
Liczba nitek wątku	Sztuk	640	640	640	320
Gęstość osnowy	Nitek/cm				11,76
Gęstość wątku	Nitek/cm				11,76
Odstęp między nitkami wątku	mm	0,425	0,425	0,425	0,85
Odstęp między nitkami osnowy	mm	0,425	0,425	0,425	0,85
Średnica nitek wątku i osnowy	mm	0,4	0,4	0,4	0,8
Grubość tkaniny	mm	0,5	0,5	0,5	1
Względna przenikalność elektryczna nitek materiału podłoża ϵ_r	-	1,446	1,446	3,705	1,446
Tangens kąta strat $tg\delta$	-	0	0,003	0,073	0
Konduktywność materiału ścieżek przewodzących	S/m	7344	7344	7344	7344



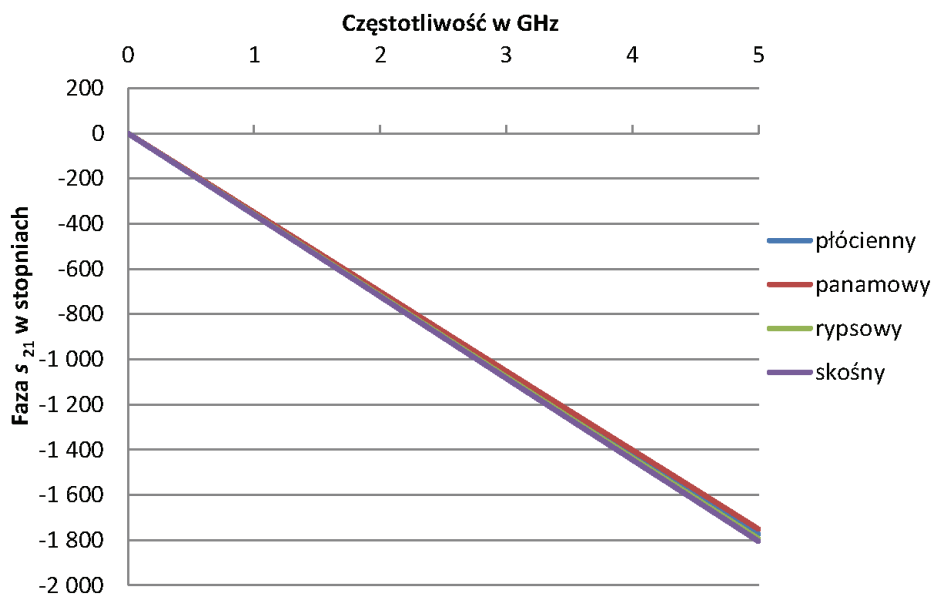
Rys. 4.13. Moduł s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 1)



Rys. 4.14. Moduł s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 1)



Rys. 4.15. Faza s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 1)



Rys. 4.16. Faza s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 1)

Linie wykonane na podłożu bezstratnym charakteryzują się niewielkim tłumieniem fali przechodzącej (rys. 4.14) oraz stosunkowo małymi odbiciami w linii (rys. 4.13). Z rysunku 4.14 widać także, że maksymalna różnica między wartościami współczynnika s_{21} nie przekracza wartości 0,1 dB, co jest, w praktyce wartością pomijalnie małą. Większe różnice można zaobserwować między przebiegami wartości modułu współczynnika s_{11} (rys. 4.13). Niemniej jednak, ponieważ maksymalna wartość tego współczynnika nie przekracza -20dB, można przyjąć, że na tym poziomie, różnice w wartościach rzędu kilku decybeli również nie mają większego wpływu na działanie linii sygnałowej. Przebiegi zmian fazy współczynników s_{11} i s_{21} (rys. 4.14 i 4.15) również nie wykazują znaczących różnic dla działania linii. W szczególności liniowość przebiegu fazy współczynnika s_{21} ma znaczący wpływ na zniekształcenia transmitowanego sygnału. W celu sprawdzenia liniowości uzyskanych przebiegów fazowych obliczono, współczynniki korelacji między nimi, a prostymi aproksymującymi. We wszystkich przypadkach uzyskano współczynnik determinacji $R^2 = 1$, co prowadzi do przyjęcia wniosku o liniowości zmian fazy w funkcji częstotliwości, niezależnie od rodzaju splotu podłoża symulowanej linii. W przypadku linii znajdującej się w stanie pełnego dopasowania, faza współczynnika s_{11} jest zawsze równa zero (brak fali odbitej). Niezerowa wartość fazy s_{11} świadczy o istnieniu fali odbitej. Ze zjawiskiem tym mamy do czynienia we wszystkich przypadkach symulowanych TLS.

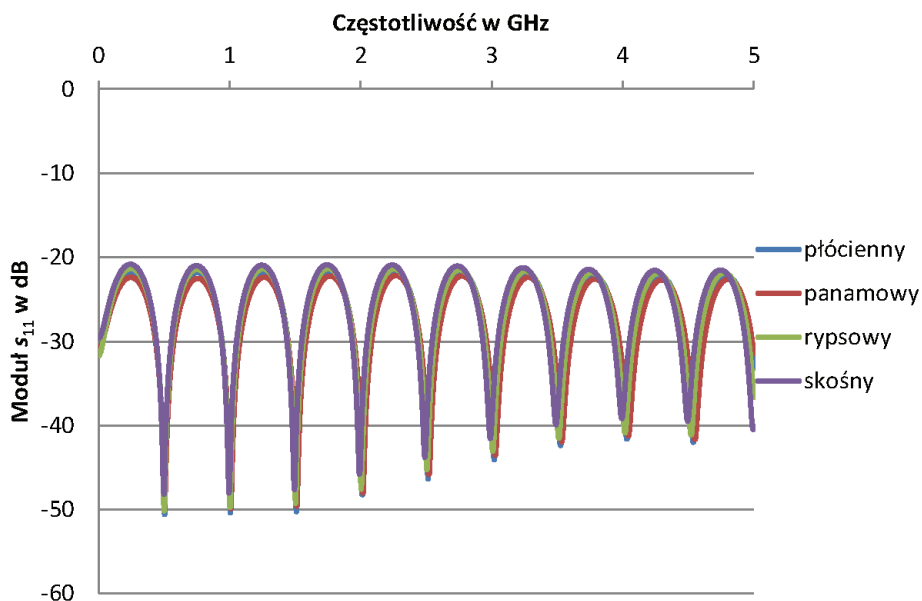
W kolejnym etapie badań symulacyjnych, wykonano symulację czterech TLS, w których materiał podłoża charakteryzuje się średnią wartością przenikalności elektrycznej, obserwowanej wśród tkanin, a także średnią wartością tangensa kąta strat. Wartości powyższe oszacowano na podstawie wyników pomiarów materiałów tekstylnych przedstawionych w rozdziale 4.5.

Przyjęte parametry TLS przedstawia tabela nr 4.5 wariant 2.

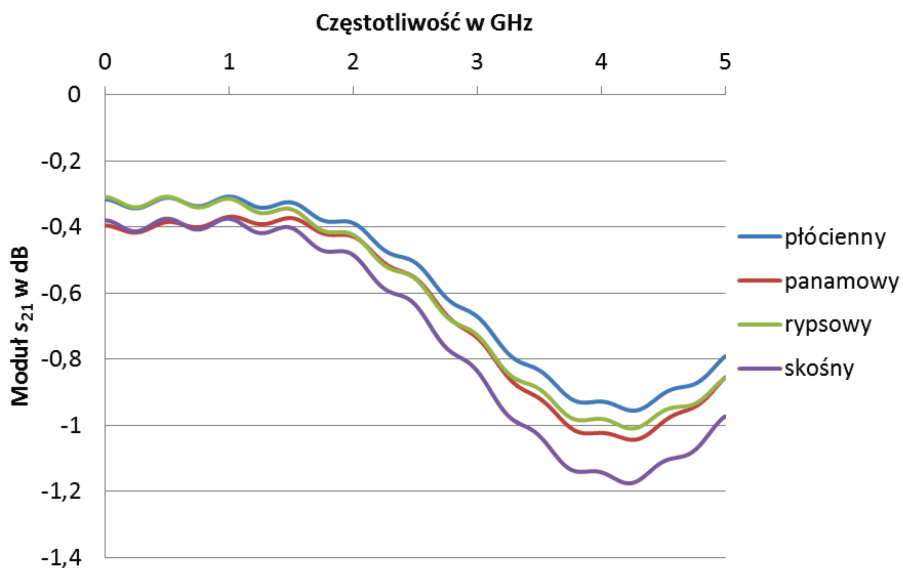
Otrzymane przebiegi modułu współczynnika s_{11} w funkcji częstotliwości przedstawiono na rysunku 4.17, podczas gdy przebiegi modułu współczynnika s_{21} pokazano na rysunku 4.18.

Wzrost wartości tangensa kąta strat od zera do wartości 0,004 powoduje wzrost tłumienia TLS przy większych częstotliwościach transmitowanego sygnału (rys. 4.18) oraz niewielkie zmiany sygnału odbitego (rys. 4.17). Odpowiednie przebiegi zmian fazy dla współczynników s_{11} i s_{21} przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.19 i 4.20. Dla przeciętnych wartości przenikalności względnej tekstylnego materiału podłoża oraz przeciętnych wartości kąta strat można zaobserwować, że rodzaj splotu podłoża nie ma istotnego wpływu na przebieg fazy współczynnika s_{11} oraz liniowość fazy współczynnika s_{21} .

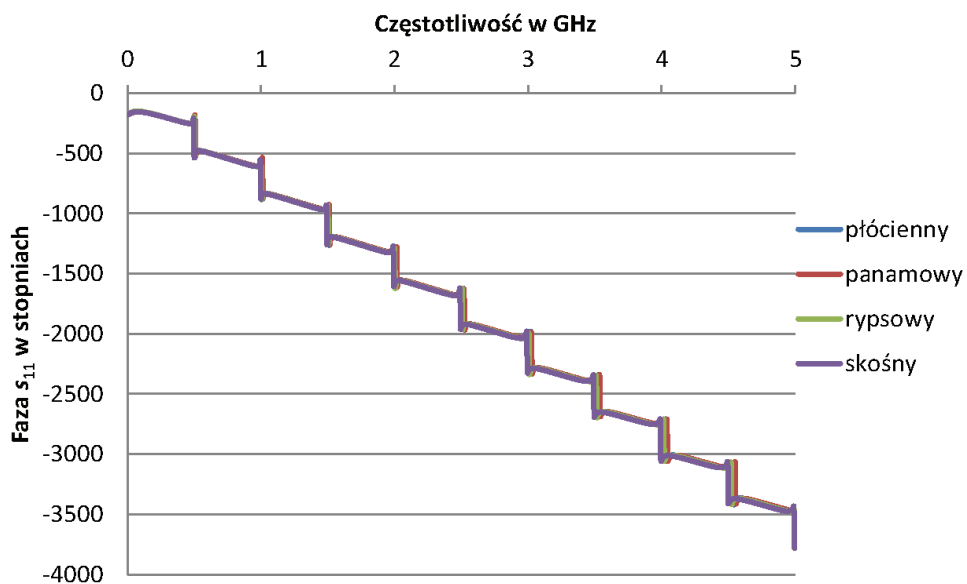
W kolejnym etapie modelowania sprawdzono wpływ splotu tkaniny podłoża TLS na jej parametry s w przypadku, gdy tkanina podłoża charakteryzuje się dużym współczynnikiem przenikalności elektrycznej ϵ_r oraz dużym tangensem kąta strat.



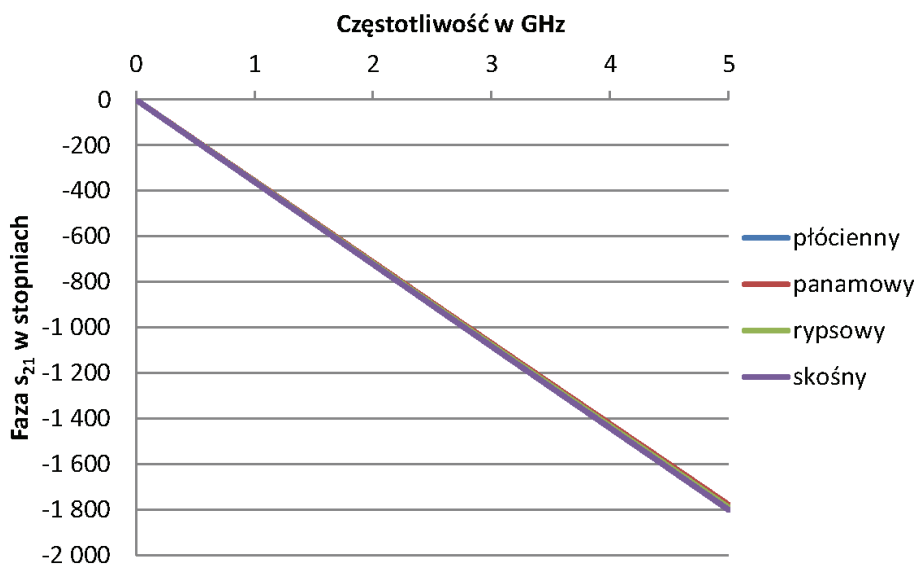
Rys. 4.17. Moduł s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 2)



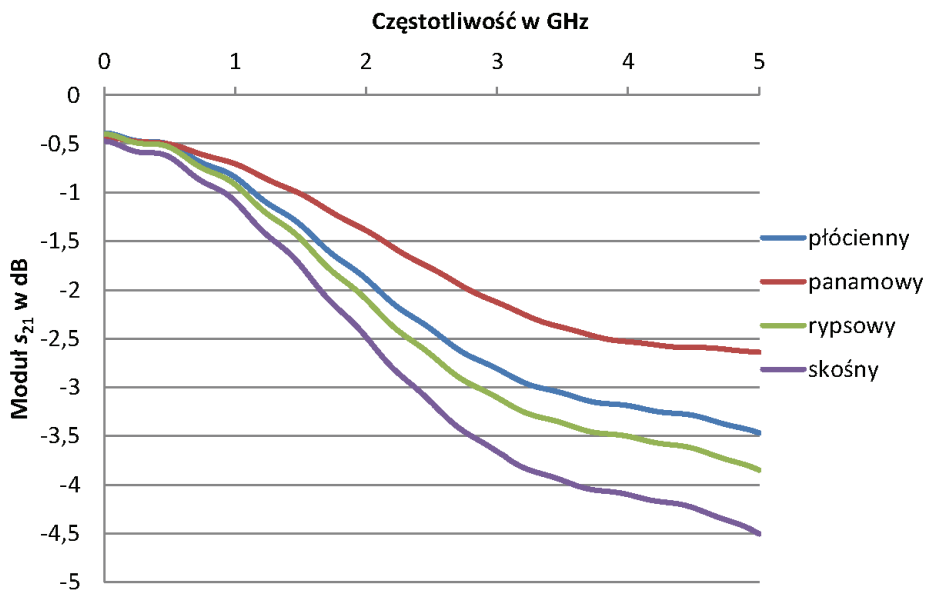
Rys. 4.18. Moduł s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 2)



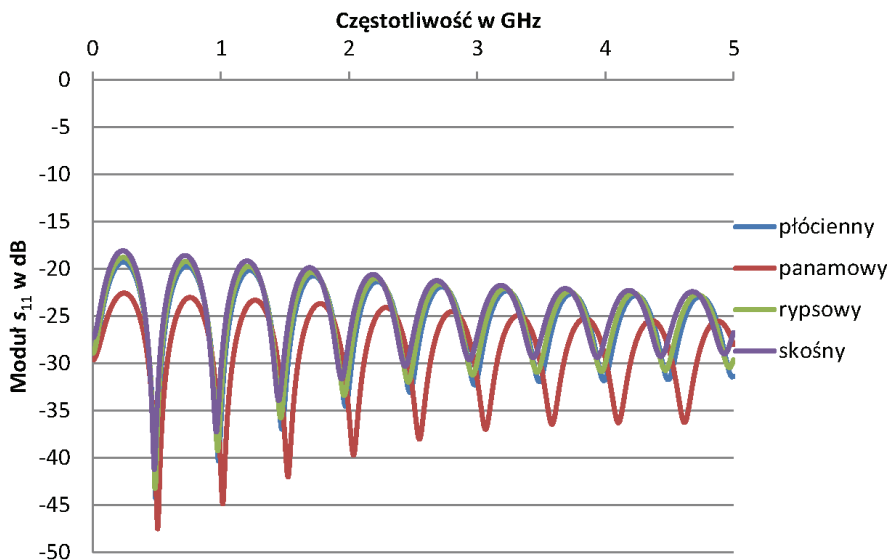
Rys. 4. 19. Faza s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 2)



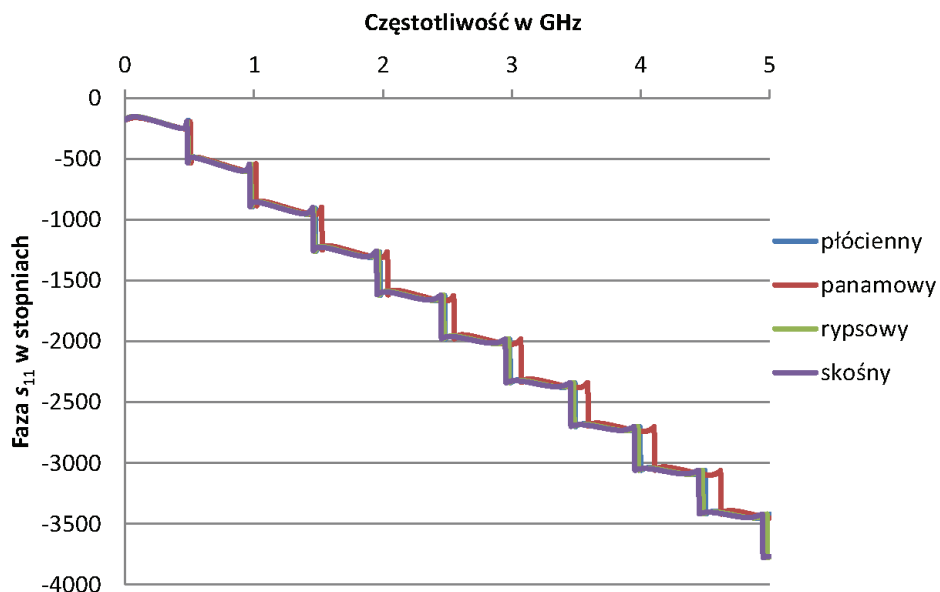
Rys. 4.20. Faza s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 2)



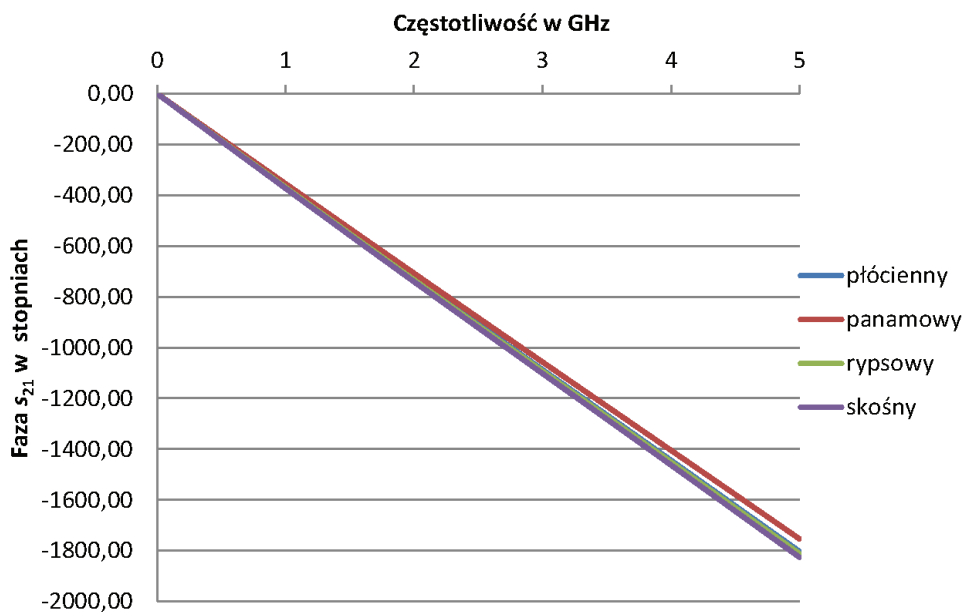
Rys. 4.21. Moduł s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 3)



Rys. 4.22. Moduł s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 3)



Rys. 4.23. Faza s_{11} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 3)

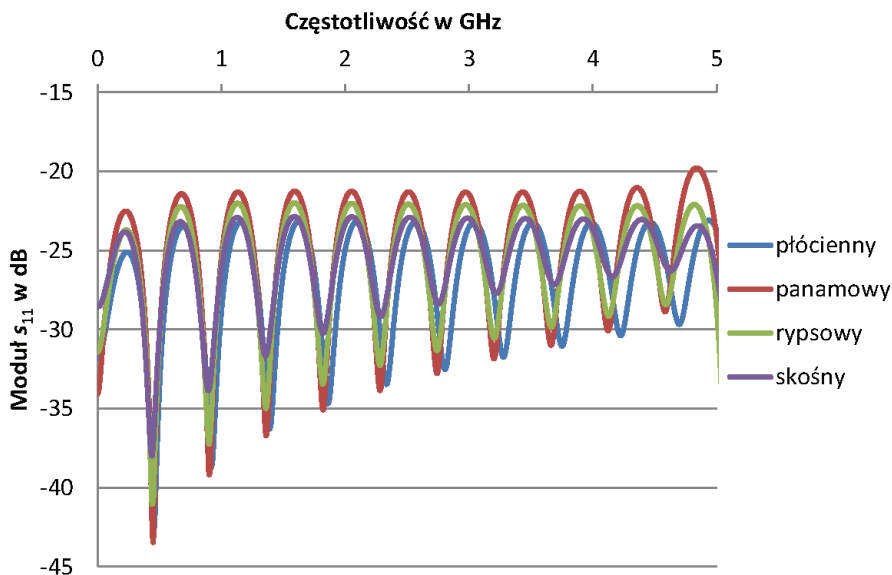


Rys. 4.24. Faza s_{21} w funkcji częstotliwości dla czterech różnych splotów tkaniny podłoża linii (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 3)

Parametry przyjęte dla TLS w powyższych symulacjach przedstawiono w tabeli 4.5 wariant 3. Przebiegi modułu współczynników s_{21} i s_{11} uzyskanych w wyniku symulacji pokazano odpowiednio na rysunkach 4.21 i 4.22. Przedstawione na rysunku 4.21 przebiegi wykazują różnice wartości modułu s_{21} sięgające dwóch decybeli dla częstotliwości sygnału rzędu 5 GHz. Linia sygnałowa z podłożem o splocie panamowym wykazuje najmniejszy spadek wartości modułu s_{21} , a więc charakteryzuje się najlepszymi właściwościami transmisyjnymi. Największe tłumienie sygnału wykazuje linia zawierająca podłoże o splocie skośnym. Jednocześnie, jak wynika z przebiegu modułu współczynnika s_{11} (rys. 4.22), linia o podłożu panamowym charakteryzuje się najmniejszą jego wartością, co świadczy o niskim poziomie fali odbitej w linii. Z kolei linia na podłożu o splocie skośnym charakteryzuje się najwyższą wartością maksymalną współczynnika s_{11} wśród symulowanych linii, co świadczy o największych odbiciach w niej występujących. Przebiegi fazy współczynników s_{11} i s_{21} przedstawiono z kolei na rysunkach 4.23 oraz 4.24.

W dalszej części wstępnych badań symulacyjnych przeprowadzono symulacje wpływu splotu materiału podłoża na parametry s dla dwukrotnie grubszej tkaniny podłoża wykonanej z nitek o dwukrotnie większej średnicy. Przyjęte parametry linii sygnałowej przedstawiono w tabeli nr 4.5 wariant 4.

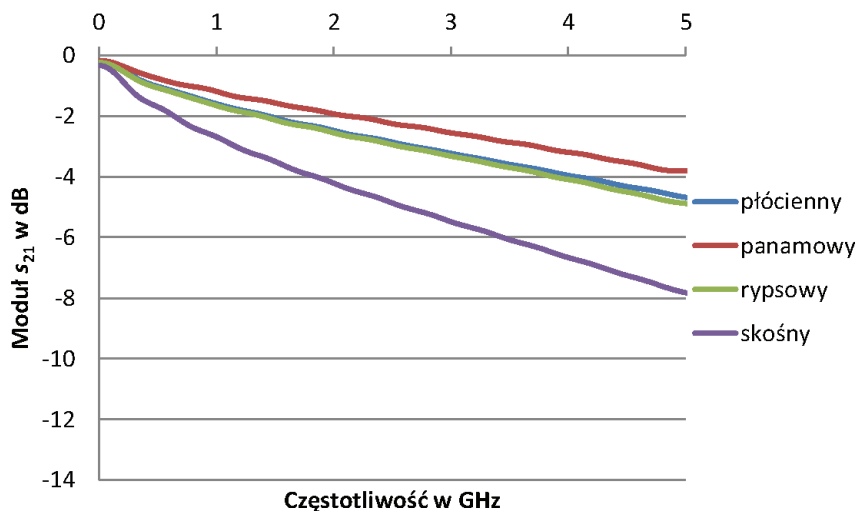
Przebiegi modułu współczynnika s_{11} w funkcji częstotliwości przedstawiono na rysunku 4.25.



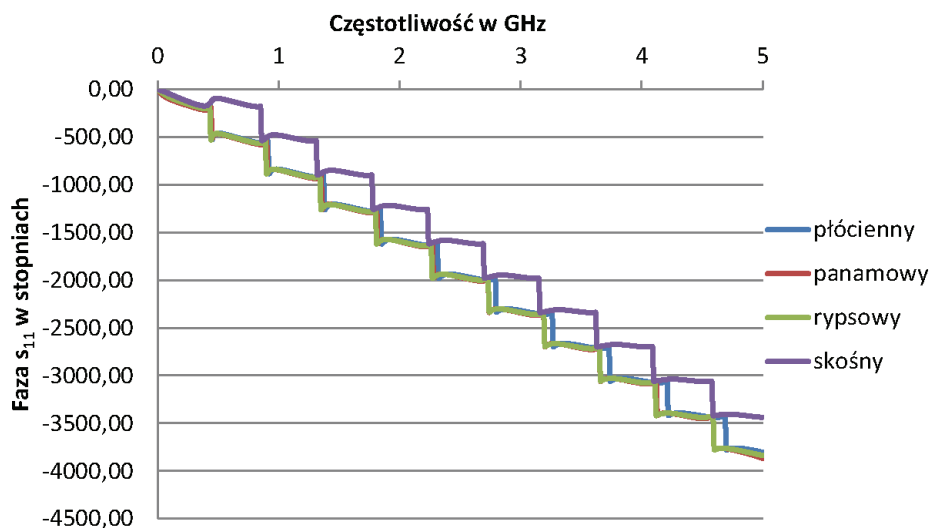
Rys. 4.25. Przebiegi modułu współczynnika s_{11} w funkcji częstotliwości dla różnych splotów (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 4)

Przebiegi modułu współczynnika s_{21} w funkcji częstotliwości pokazano na rysunku 4.26.

Porównanie przebiegów fazowych dla współczynników s_{11} i s_{21} przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.27 i 4.28.

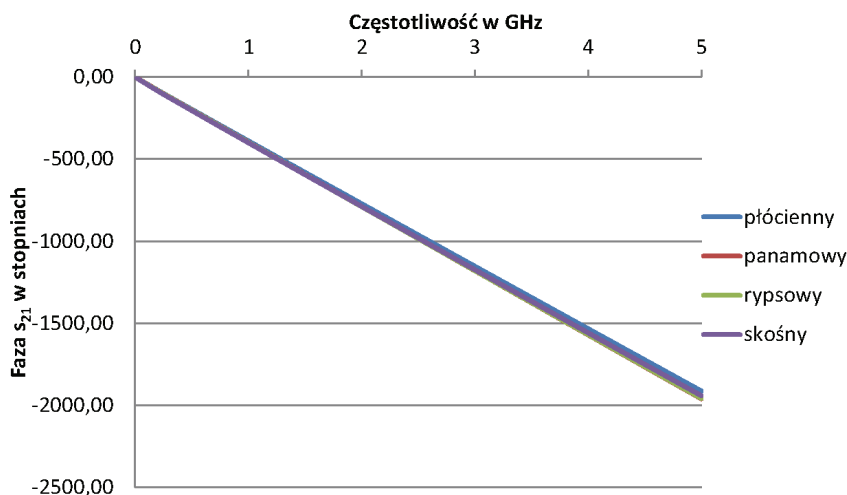


Rys. 4.26. Przebiegi modułu współczynnika s_{21} w funkcji częstotliwości dla różnych splotów (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 4)

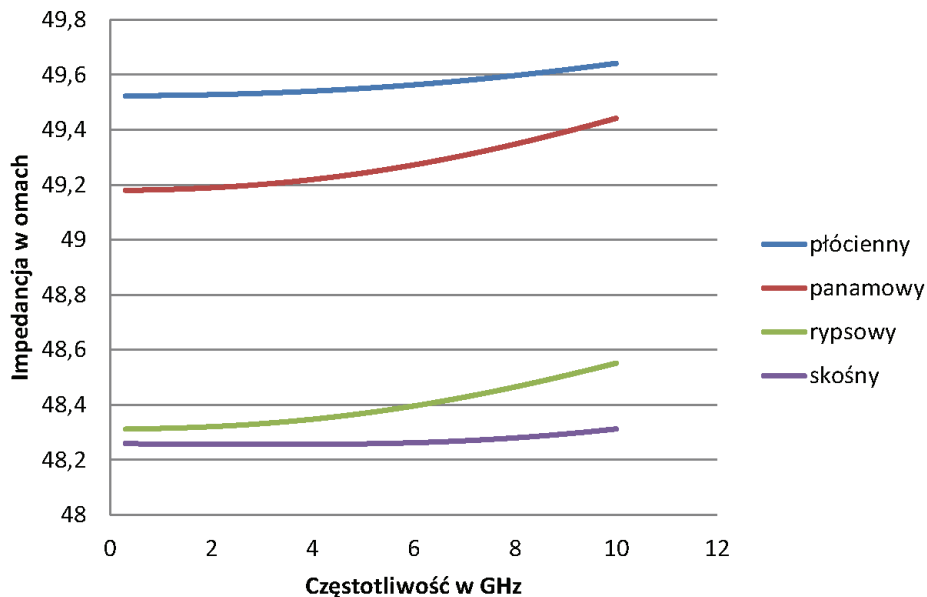


Rys. 4.27. Przebieg zmian fazy współczynnika s_{11} w funkcji częstotliwości dla różnych splotów tkaniny podłoża (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 4)

Na rysunku 4.29 pokazano wartość impedancji charakterystycznej w funkcji częstotliwości dla różnych splotów tkaniny podłoża.



Rys. 4.28. Przebieg zmian fazy współczynnika s_{21} w funkcji częstotliwości dla różnych splotów tkaniny podłoża (parametry podłoża – tabela 4.5, wariant 4)



Rys. 4.29. Wartość impedancji charakterystycznej w funkcji częstotliwości dla różnych splotów tkaniny podłoża (parametry podłoża – tabela 4.5 wariant 4)

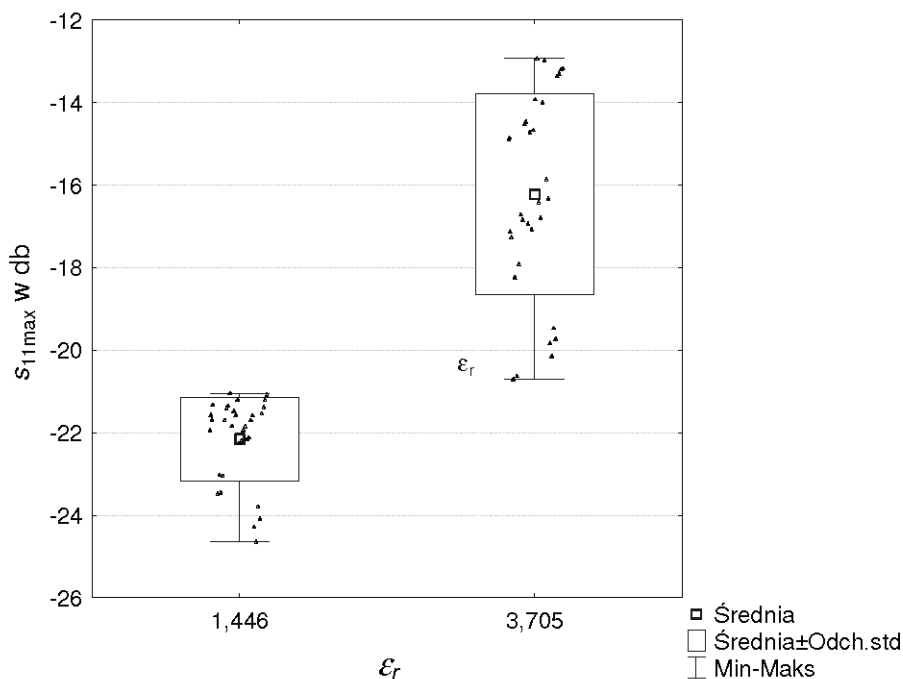
4.3.4. Analiza statystyczna wyników symulacji

Aby wskazać, które z wielkości wejściowych mają istotny wpływ na otrzymane wartości parametrów będących miarą właściwości transmisyjnych linii wykonano analizę statystyczną otrzymanych wyników modelowania. Ponieważ każdy z otrzymanych wyników modelowania nie jest pojedynczą wartością, a stanowi pewien zbiór wartości, można powiedzieć, analogicznie jak w przypadku rzeczywistych pomiarów, że mamy tu do czynienia z wynikami symulacji w sensie szerszym. Aby umożliwić i uprościć analizę statystyczną otrzymanych wyników, zastąpiono każdy z nich (przebieg w funkcji częstotliwości) jedną wartością. Wartość taka powinna w jak najlepszy sposób opisywać charakter przebiegu, a w szczególności podawać informację o tych jego cechach, które mają krytyczny wpływ na właściwości transmisyjne symulowanej TLS. W przypadku przebiegu modułu współczynnika s_{11} w funkcji częstotliwości, taką wartością jest jego wartość maksymalna. Wartość ta niesie informację o maksymalnym odbiciu fali w linii. Można na jej podstawie również wnioskować o stopniu niedopasowania linii do układu nadawczego, a co za tym idzie o impedancji charakterystycznej linii.

W przypadku przebiegu opisującego zmiany modułu współczynnika s_{21} w funkcji częstotliwości, wartością niosącą najwięcej informacji o właściwościach transmisyjnych linii jest z kolei wartość minimalna tego przebiegu. Wartość ta niesie informację o wielkości tłumienia wnoszonego przez linię. Tego typu wartości jak $s_{21\max}$ i $s_{21\min}$ w większości przypadków są wystarczające do scharakteryzowania dopasowania linii sygnałowej do układu nadawczego oraz określenia stopnia tłumienia sygnału przez linię.

W przeprowadzonej analizie statystycznej otrzymanych wyników, jako zmienne objaśniane przyjęto wartości $s_{11\max}$ i $s_{21\min}$. Z kolei zmiennymi objaśniającymi (grupującymi) są parametry podłoża linii takie jak przenikalność elektryczna ϵ_r , tangens kąta strat $\operatorname{tg} \delta$, splot, średnica nitek h , gęstości k_o i k_w oraz konduktywność σ_{sp} ścieżek przewodzących linii.

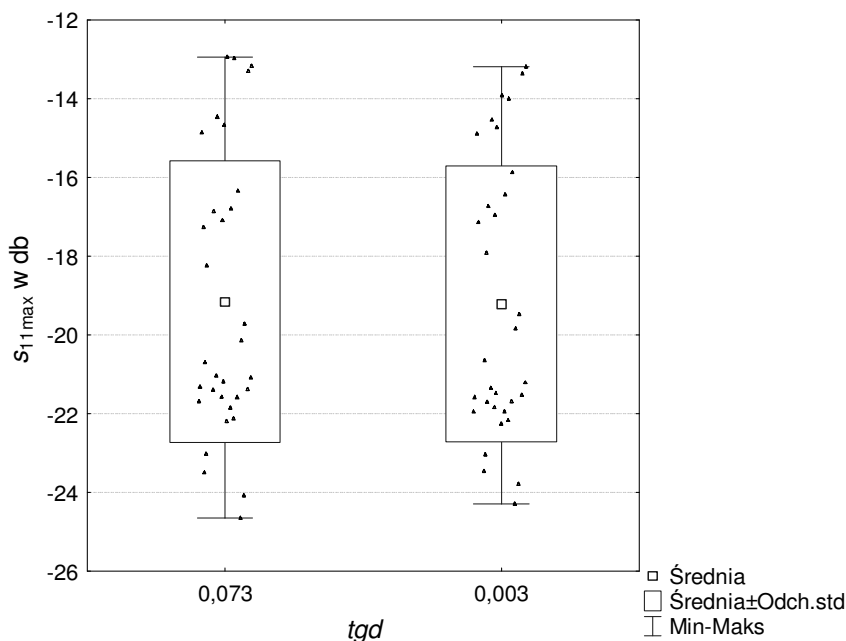
Ze względu na brak spełnienia założeń metody analizy wariancji ANOVA (rozkłady testowanych grup parametrów $s_{11\max}$ i $s_{21\min}$ odbiegają od normalnego oraz niespełniony jest warunek jednorodności wariancji w grupach) do analizy wpływu parametrów grupujących na parametry transmisyjne TLS użyto nieparametrycznych testów U Manna-Whitneya oraz Kruskala-Wallisa. Przed ich wykonaniem przeprowadzono test Grubbsa w celu wykrycia i usunięcia ewentualnych wartości odstających. Na rysunku 4.30 pokazano rozrzuty, otrzymanych w wyniku modelowania, parametrów $s_{11\max}$ dla dwóch grup koplanarnych TLS. Linie z pierwszej grupy charakteryzowały się podłożem wykonanym z nitek o stałej dielektrycznej $\epsilon_r = 1,446$, linie z drugiej grupy, podłożem wykonanym z nitek o stałej dielektrycznej $\epsilon_r = 3,705$.



Rys. 4.30. Rozrzut s_{11max} dla dwóch grup TLS o stałej dielektrycznej $\epsilon_r = 1,446$ i $\epsilon_r = 3,705$

Wykorzystując test U Manna-Whitneya zweryfikowano hipotezę o braku istotnych różnic między współczynnikami s_{11max} w obu grupach. W wyniku przeprowadzonego testu otrzymano wartość prawdopodobieństwa $p = 6,523 \cdot 10^{-12}$. Należy zatem odrzucić hipotezę o równości średnich wartości współczynnika s_{11max} w obu grupach dla przyjętego poziomu istotności $\alpha = 0,05$. Innymi słowy **wartość stałej dielektrycznej nitek podłoża TLS, w symulowanym przedziale wartości, ma wpływ na maksymalną wartość modułu współczynnika s_{11} .**

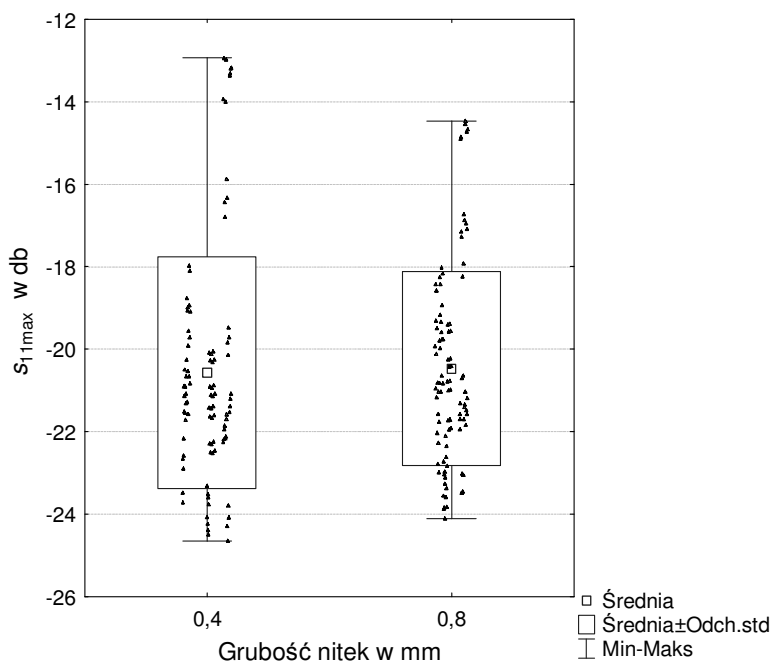
W kolejnym etapie badań sprawdzono wpływ tangensa kąta strat materiału podłoża linii na wartość współczynnika s_{11max} . Na rysunku 4.31 przedstawiono rozrzut, otrzymanych w wyniku symulacji parametrów s_{11max} , dla dwóch grup koplanarnych TLS o podłożu różniącym się tangensem kąta strat. W tym przypadku otrzymana w wyniku testu U Manna-Whitney'a wartość $p = 0,732$ upoważnia do przyjęcia hipotezy zerowej zakładającej równość średnich współczynnika s_{11max} w obu grupach. Oznacza to, że **zmiana kąta strat nitek podłoża TLS w symulowanym przedziale wartości $\langle 0,003; 0,073 \rangle$ nie ma znaczącego wpływu na wartość współczynnika s_{11max} .**



Rys. 4.31. Rozrzut $s_{11\max}$ dla dwóch grup TLS o tangensie kąta strat $\text{tg}\delta = 0,073$ oraz $\text{tg}\delta = 0,003$

W kolejnym etapie sprawdzono wpływ grubości nitek na wartość współczynnika $s_{11\max}$. Na rysunku 4.32 pokazano rozrzuty wartości współczynników $s_{11\max}$ dla TLS, w których podłoże wykonano z tkaniny zawierającej nitki o grubości 0,4 mm oraz dla TLS, w których tkanina podłoża jest wykonana z wykorzystaniem nitek o grubości 0,8 mm. **Test U Manna-Whitneya potwierdził ($p = 0,409$), na przyjętym poziomie istotności $\alpha = 0,05$, hipotezę o braku znaczących różnic w grupach linii różniących się grubością nitki, z której wykonano podłoże.**

Na rysunku 4.33 pokazano wartości $s_{11\max}$ dla czterech grup TLS: pierwszej, w której wszystkie tkaniny podłoża linii miały taką samą gęstość nitek wątku i osnowy gęstość równą 11,76 nitek/cm, drugiej, w której wartość ta była równa 23,52 nitek/cm, trzeciej o gęstości 8,85 nitek/cm oraz czwartej, w której gęstość nitek wątku i osnowy wynosiła 17,86 nitek/cm. Przeprowadzony test Kruskala-Walisa dał podstawę do odrzucenia ($p = 0,00001$), na przyjętym poziomie istotności $\alpha = 0,05$, hipotezy o braku znaczących różnic we współczynnikach $s_{11\max}$ w obu porównywanych grupach. Można zatem przyjąć tezę, że **zmiana gęstości wątku i osnowy tkaniny stanowiącej podłoże linii w zakresie $<8,85\div23,52>$ ma znaczący wpływ na wartość współczynnika $s_{11\max}$.**

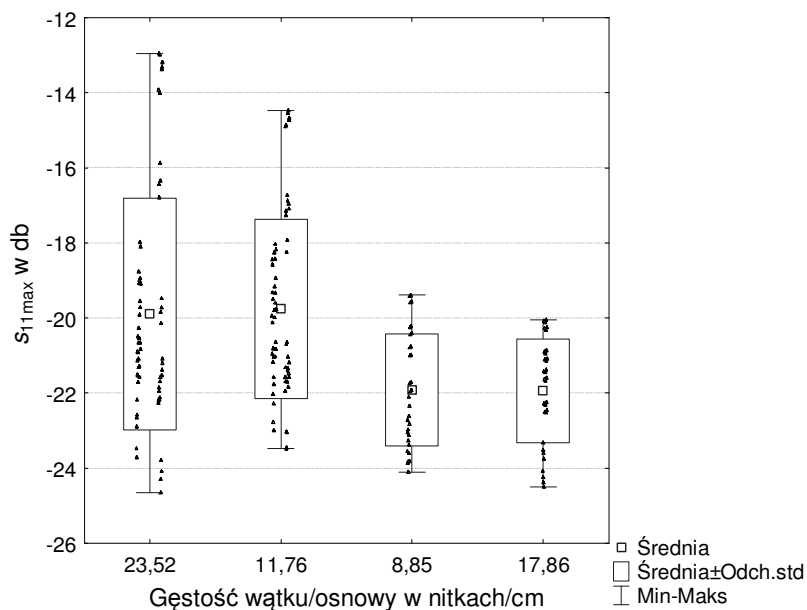


Rys. 4.32. Rozrzut $s_{11\max}$ dla dwóch grup TLS o grubościach nitek 0,4 i 0,8 mm

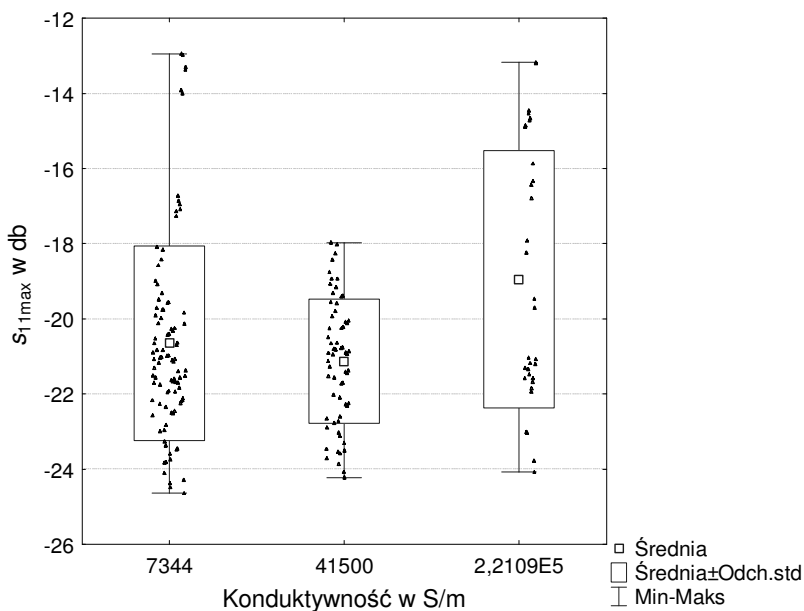
W ramach modelowania sprawdzono również wpływ konduktywności ścieżek przewodzących linii na wartości współczynnika $s_{11\max}$. Otrzymane wyniki pokazano na rysunku 4.34. W wyniku testu Kruskalla-Walisa otrzymano wartość $p = 0,0481$, **co świadczy o wpływie konduktywności ścieżek przewodzących na wartość współczynnika $s_{11\max}$ w symulowanym zakresie zmian, dla przyjętego poziomu istotności $\alpha = 0,05$** . Otrzymany powyżej wynik należy traktować z dużą ostrożnością ze względu na niewielką różnicę między wartościami p i α .

Do oceny wpływu splotu podłoża TLS na wartości współczynników $s_{11\max}$ i $s_{21\min}$ użyto nieparametrycznego testu Kruskalla-Walisa. Rozrzuty wartości współczynnika $s_{11\max}$ dla czterech grup TLS różniących się splotem przedstawiono na rysunku 4.35. Otrzymane w wyniku testu wartości prawdopodobieństwa p otrzymane dla porównań wielokrotnych (dwustronnych) przedstawiono w tabeli 4.6.

Wyniki przedstawione w tabeli 4.6 świadczą, w większości przypadków, o **istotnym wpływie splotu tkaniny podłoża TLS na wartość współczynnika $s_{11\max}$** . Wpływ ten jest szczególnie widoczny przy porównaniu grup linii, w których jedna ma podłoże o splocie panamowym, a druga podłoże o splocie skośnym czy rypowym.



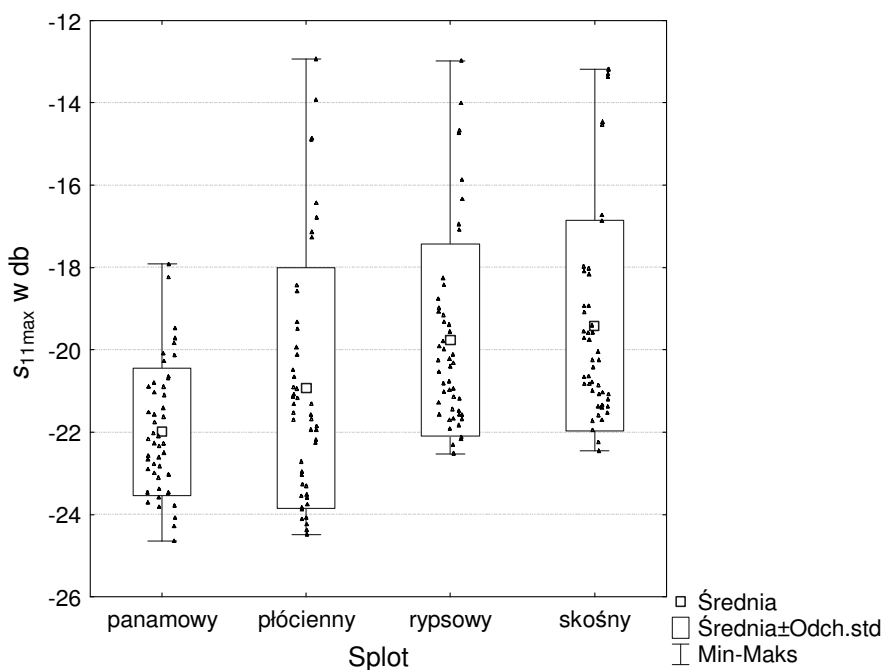
Rys. 4.33. Rozrzut modułu s_{11max} dla czterech grup TLS różniących się gęstościami nitek wątku i osnowy (I grupa – gęstość nitek wątku i osnowy 23,52 nitek/cm, II grupa – gęstość nitek wątku i osnowy 11,76 nitek/cm, III grupa gęstość nitek wątku i osnowy 8,85 nitek/cm, IV grupa gęstość nitek wątku i osnowy 17,86 nitek/cm)



Rys. 4.34. Rozrzut s_{11max} dla dwóch grup TLS o konduktywności ścieżek przewodzących 41500 i 7344 S/m

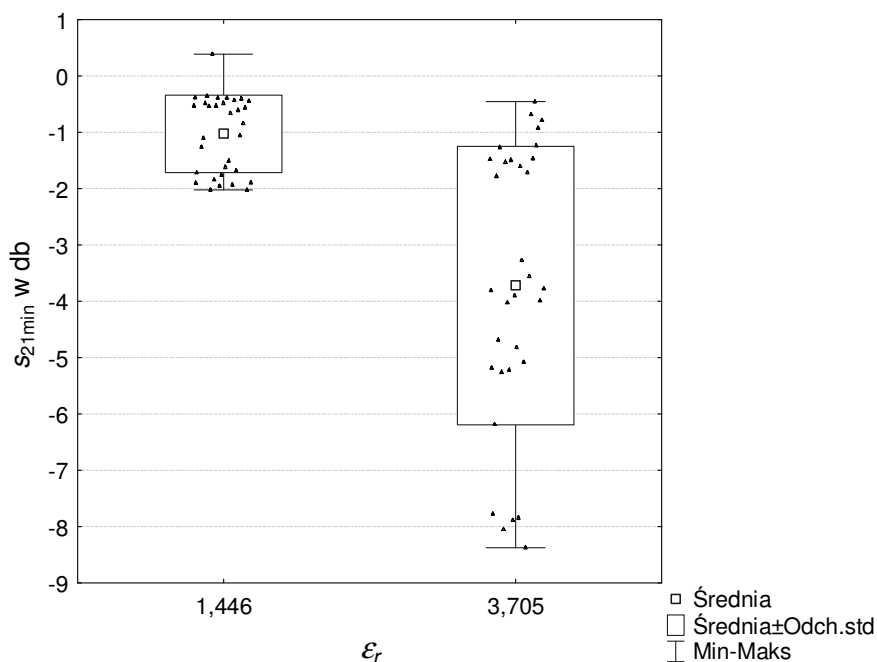
Tabela 4.6. Wartości p dla porównań wielokrotnych uzyskanych za pomocą testu Kruskala-Walisa

Zmienna zależna: s_{11max}	Splot panamowy	Splot płocienny	Splot rypsowy	Splot skośny
Splot panamowy		0,482277	0,000011	0,000000
Splot płocienny	0,482277		0,014740	0,001406
Splot rypсовy	0,000011	0,014740		1,000000
Splot skośny	0,000000	0,001406	1,000000	



Rys. 4.35. Rozrzuty wartości współczynnika s_{11max} dla czterech grup TLS różniących się splotem podłoża

W ramach przeprowadzonego modelowania sprawdzono również wpływ parametrów podłoża na współczynnik s_{21min} , będący miarą tłumienia linii. Rozrzuty tego współczynnika dla dwóch grup TLS różniących się wartością stałej dielektrycznej przedstawiono na rysunku 4.36. Na rysunku 4.37 pokazano z kolei rozrzuty współczynnika s_{21min} dla dwóch grup TLS charakteryzujących się różnym tangensem kąta strat.



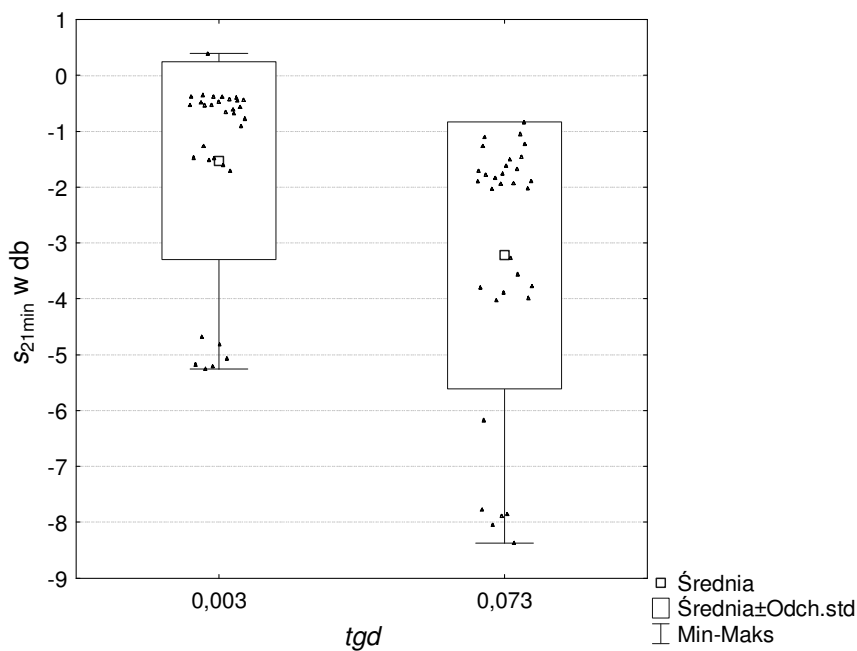
Rys. 4.36. Rozrzut s_{21min} dla dwóch grup TLS: o stałej dielektrycznej nitek podłoża $\epsilon_r = 1,446$ i $\epsilon_r = 3,705$

W rezultacie przeprowadzonego, nieparametrycznego testu U Manna-Whitneya otrzymano, w przypadku grup linii różniących się stałą dielektryczną podłoża, wartość $p = 0,000004$, co stanowi podstawę do odrzucenia hipotezy zerowej o braku istotnych różnic między zbiorami współczynników s_{21min} w obu grupach. Oznacza to, że **należy przyjąć hipotezę o znaczącym wpływie przenikalności elektrycznej podłoża na wartość s_{21min} .**

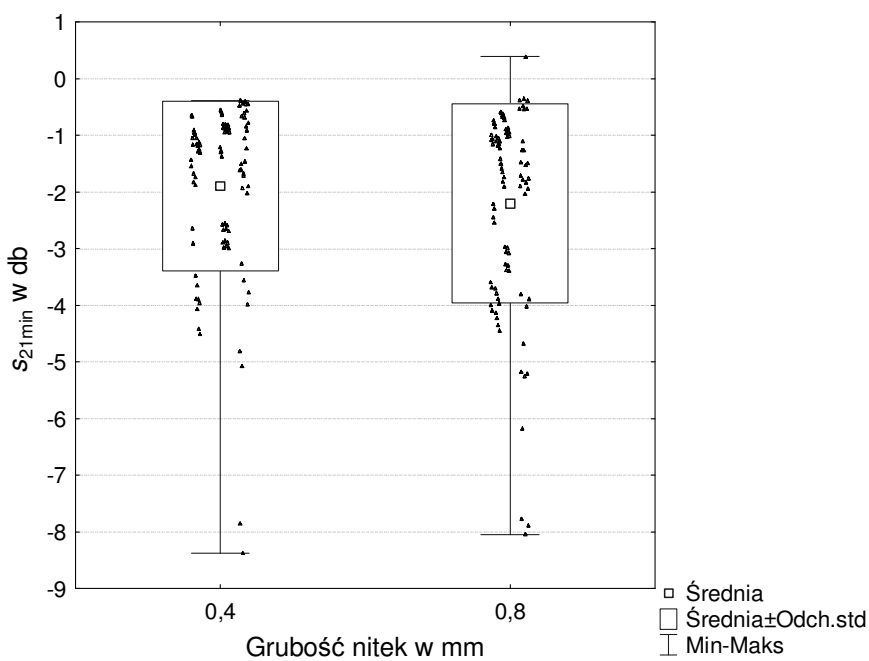
Z kolei w wyniku wykonania testu U Manna-Whitneya dla grup różniących się tangensem kąta strat podłoża otrzymano wartość $p = 0,000026$. **Istnieje, zatem istotny wpływ stratności podłoża TLS na jej tłumienie, podobnie jak to jest w przypadku konwencjonalnych linii sygnałowych.**

Na rysunku 4.38 pokazano rozrzuty współczynnika s_{21min} dla dwóch grup TLS różniących się grubością nitek, z których wykonano podłożo. Test U Manna-Whitney'a wykazał, dla przyjętego poziomu istotności $\alpha = 0,05$, brak podstaw do odrzucenia hipotezy o znaczącej różnicy średnich s_{21min} w porównywanych grupach ($p = 0,240904$).

Oznacza to brak znaczącego wpływu grubości nitek, z których wykonano podłożo linii, na ten parametr.



Rys. 4.37. Rozrzut s_{21min} dla dwóch grup TLS o tangensie kąta strat $tg\delta = 0,003$ oraz $tg\delta = 0,073$ nitek podłoża



Rys. 4.38. Rozrzut s_{21min} dla dwóch grup TLS o grubościach nitek 0,4 i 0,8 mm

W ramach badań symulacyjnych koplanarnej linii tekstylnej sprawdzono również wpływ gęstości nitek wątku i osnowy podłoża linii na wartość parametru s_{21min} . W przeprowadzonych badaniach przyjęto takie same wartości gęstości nitek osnowy jak i wątku. Wyniki badań symulacyjnych przedstawiono na rysunku 4.39. Przeprowadzony test Kruskalla-Walisa wykazał, dla przyjętego poziomu istotności $\alpha = 0,05$, brak podstaw do odrzucenia hipotezy zerowej o braku istotnych różnic między współczynnikami s_{21min} w obu grupach ($p = 0,0751$). **Prowadzi to do przyjęcia wniosku o braku wpływu zmian gęstości nitek wątku i osnowy, w symulowanym zakresie zmienności gęstości, na wartość współczynnika s_{21min} .**

Za pomocą testu Kruskalla-Walisa potwierdzono również hipotezę o braku wpływu konduktywności ścieżek przewodzących linii dla symulowanego zakresu jej zmienności $<7344 \text{ S/m}; 221088 \text{ S/m}>$ (rys. 4.40). **Otrzymana, w tym przypadku, wartość prawdopodobieństwa $p = 0,1217$ nie uprawnia, przy przyjętym poziomie istotności $\alpha = 0,05$, do odrzucenia hipotezy o braku istotnych różnic między współczynnikami s_{21min} w rozważanych grupach.**

Z kolei **splot tkaniny podłoża wpływa znacząco na wartość s_{21min}** , co wykazał test Kruskalla-Walisa ($p = 0,0114$). Rozrzuty współczynnika s_{21min} dla czterech grup TLS o różnych splotach przedstawiono na rysunku 4.41, natomiast wartość prawdopodobieństwa p dla porównań wielokrotnych w tabeli 4.7.

Tabela 4.7. Wartości p dla porównań wielokrotnych uzyskanych za pomocą testu Kruskalla-Walisa

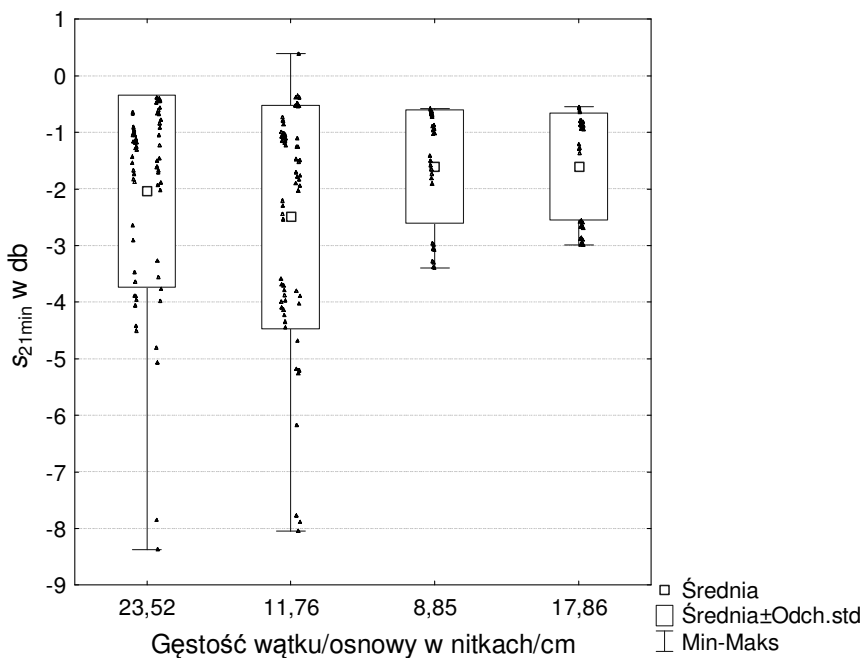
Zmienna zależna: s_{11max}	Splot panamowy	Splot płócienny	Splot rypsowy	Splot skośny
Splot panamowy		1,000000	0,029718	0,046703
Splot płócienny	1,000000		0,409102	0,563579
Splot rypowy	0,029718	0,409102		1,000000
Splot skośny	0,046703	0,563579	1,000000	

Największe różnice między współczynnikami s_{21min} zaobserwowano dla grup linii z podłożem o splotie panamowym i skośnym.

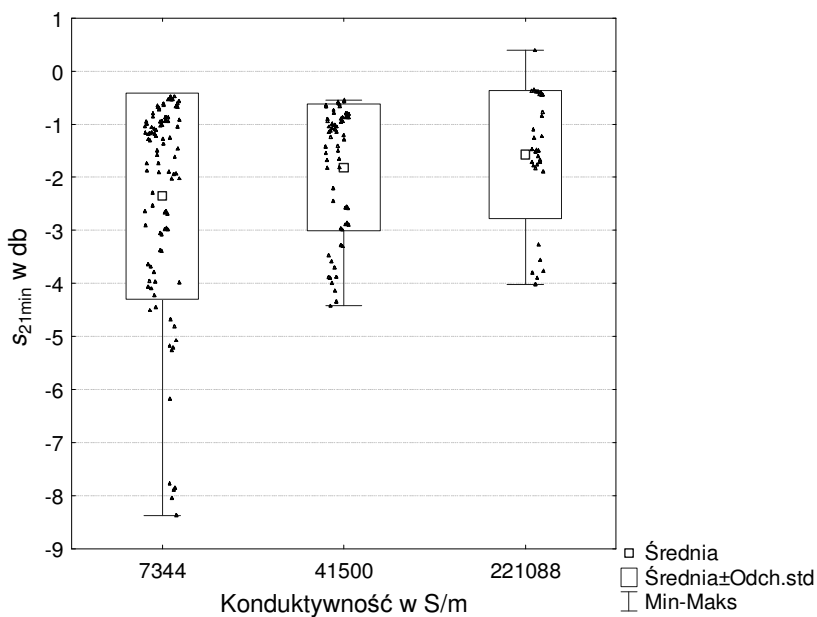
Podsumowanie wyników badań symulacyjnych koplanarnej, tekstylnej linii sygnałowej typu PWW/PWW przedstawiono w tabeli 4.8.

Wstępne modelowanie tekstylnych linii koplanarnych wykazało wpływ zespolonej przenikalności elektrycznej materiału podłoża oraz jego splotu na właściwości transmisyjne linii koplanarnej. Jednocześnie dla badanego przedziału zmienności uzyskano, że w przypadku linii koplanarnej grubość nitek, gęstość nitek wątku i osnowy oraz konduktywność ścieżek elektroprowadzących nie ma znaczącego wpływu na wartość współczynnika s_{21min} .

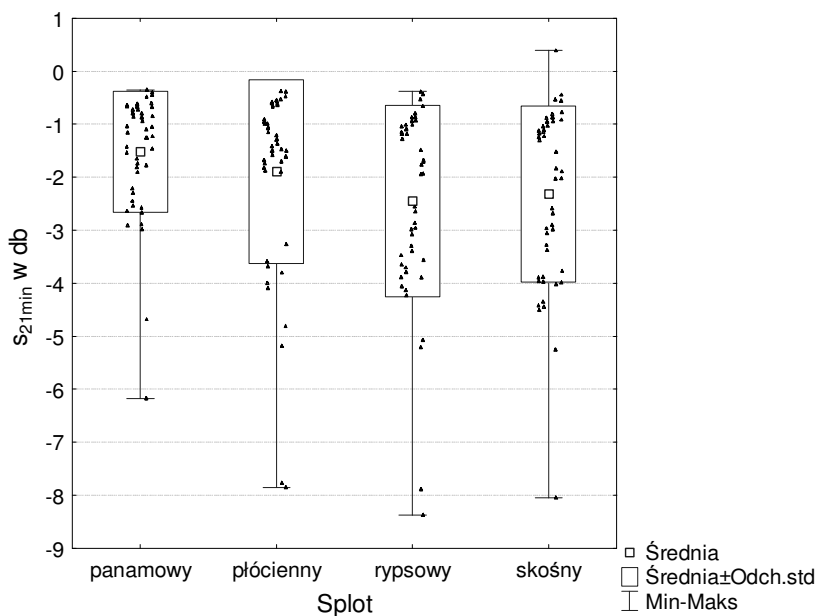
Prawie wszystkie testowane cechy TLS (za wyjątkiem tangensa kąta strat podłoża) mają wpływ na parametry odbiciowe linii, związane z dopasowaniem linii do układów nadawczo-odbiorczych.



Rys. 4.39. Rozrzut s_{21min} dla dwóch grup TLS o gęstości wątku i osnowy 23,52 i 11,76 nitek/cm



Rys. 4.40. Rozrzut s_{21min} dla trzech grup TLS o konduktywnościach ścieżek przewodzących 7344, 41500 i 221088 S/m



Rys. 4.41. Rozrzuty wartości współczynnika s_{21min} dla czterech grup TLS różniących się splotem podłoża

Tabela 4.8 Wyniki badań symulacyjnych koplanarnej tekstylnej linii sygnałowej

Cecha TLS	Zakres zmienności	Czy ma wpływ na współczynnik s_{11max} ?	Czy ma wpływ na współczynnik s_{21min} ?
Przenikalność elektryczna nitek materiału podłoża	1,446÷3,705	TAK	TAK
Kąt strat materiału podłoża	0,003÷ 0,073	NIE	TAK
Grubość nitek materiału podłoża	0,4÷0,8	NIE	NIE
Konduktywność ścieżek elektroprowadzących	7344÷221088	TAK?	NIE
Splot	płócienny, panamowy, rypsowy, skośny	TAK	TAK
Gęstość nitek wątku i osnowy	8,85÷ 23,52	TAK	NIE

4.3.5. Modelowanie właściwości transmisyjnych TLS ze ścieżkami elektroprzewodzącymi wykonanymi metodą tkania

W ramach przeprowadzonego modelowania wykonano również symulację linii sygnałowych, w których ścieżki elektroprzewodzące wykonane są za pomocą przędz elektroprzewodzących wprowadzonych do podłoża linii metodą tkania. W metodzie tej wybrane nitki osnowy przewodzą prąd elektryczny, tworząc ścieżki sygnałowe i masy.

Celem tych, dodatkowych, badań było porównanie podstawowych parametrów elektrycznych linii wykonanych dwiema różnymi technologiami. Miały one na celu sprawdzenie, czy istnieją istotne różnice w działaniu TLS typu PWW/PWW i TLS ze ścieżkami tkanymi. Do badań przyjęto cztery linie sygnałowe o splocie panamowym, płóciennym, skośnym i rypsowym, których fragmenty przedstawiono na rysunku 4.42.

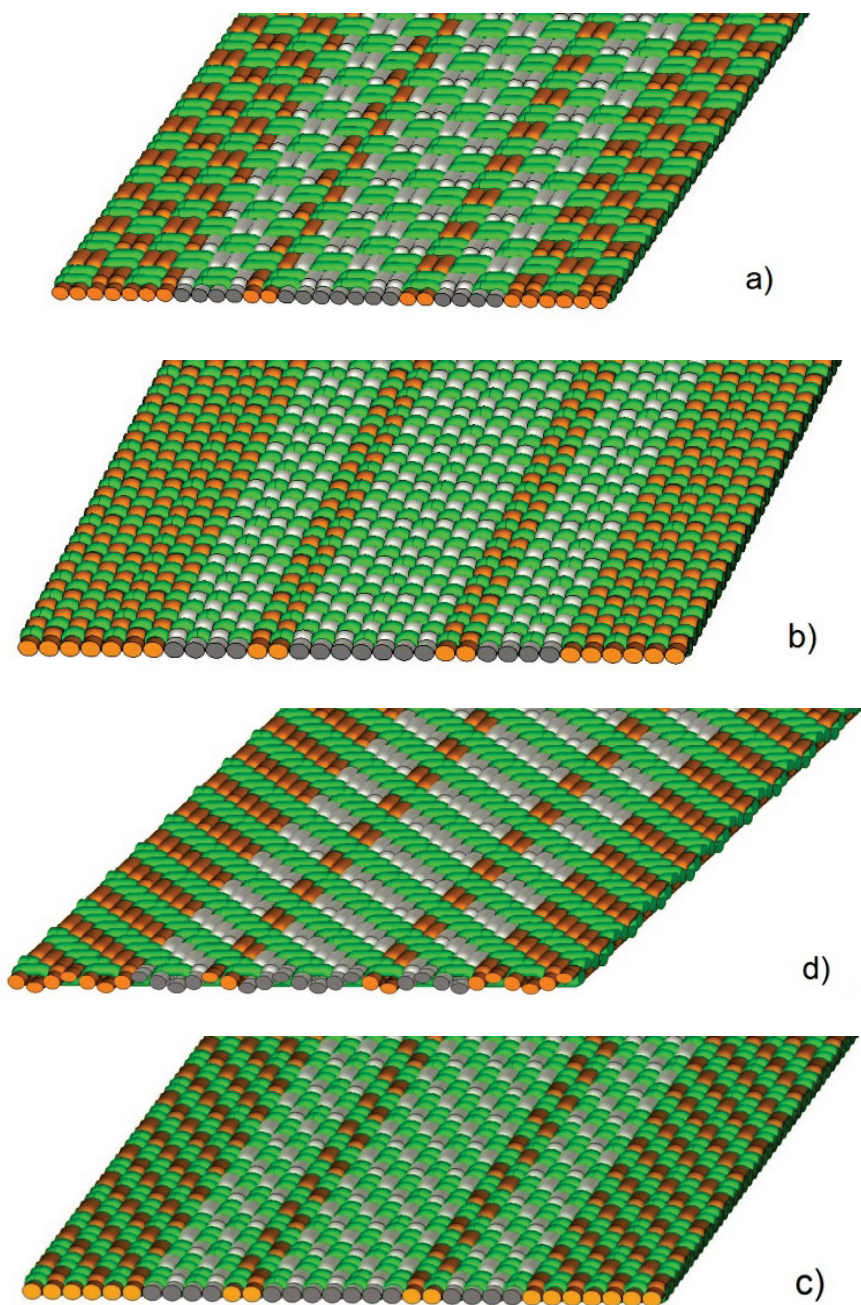
Symulowana linia, będąca pewną odmianą linii koplanarnej, zawiera elementy przewodzące sygnały elektryczne w postaci przędz przewodzących (oznaczonych kolorem szarym) stanowiące wybrane nitki osnowy.

Wartości parametrów stałych przyjętych w symulacji dla wszystkich linii pokazano w tabeli 4.9.

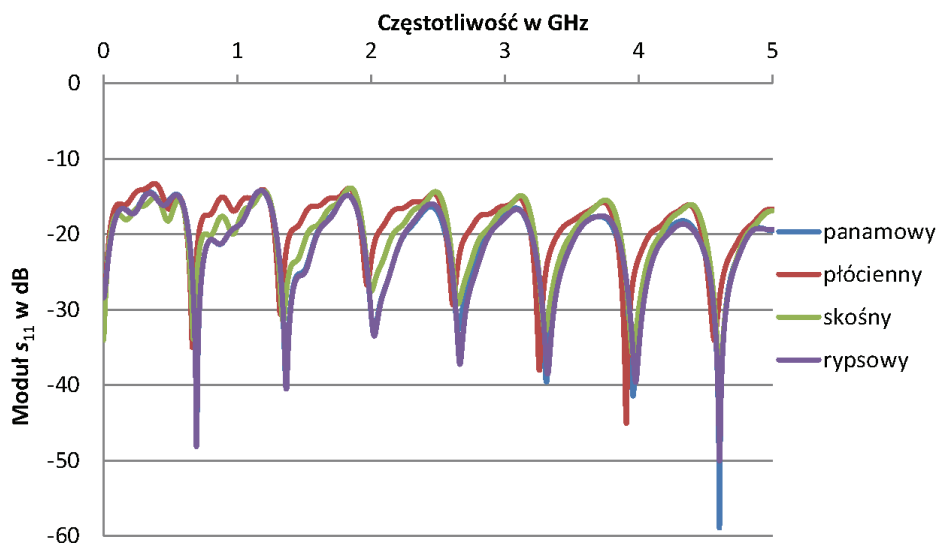
Tabela 4.9. Parametry stałe symulowanych linii

Parametr	Jednostka	Wartość
Liczba nitek osnowy	Sztuk	32
Liczba nitek wątku	Sztuk	256
Odstęp między nitkami wątku	mm	0,85
Odstęp między osnowy	mm	0,85
Średnica nitek wątku i osnowy	mm	0,8
Szerokość ścieżki sygnałowej	Sztuk nitek osnowy	7
Odstęp między środkową ścieżką sygnałową a ścieżkami masy	Sztuk nitek osnowy	2
Szerokość ścieżek masy	Sztuk nitek osnowy	4
Grubość tkaniny	mm	1

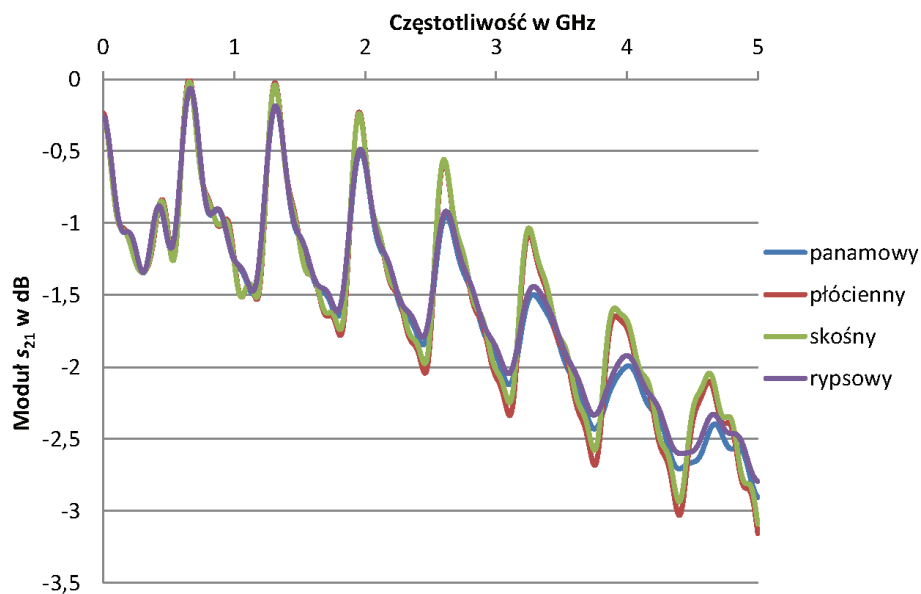
W wyniku modelowania otrzymano parametry macierzy s wszystkich czterech linii. Przykładowe wyniki modelowania przedstawiono na wykresach 4.43÷4.46.



Rys. 4.42. Fragmenty symulowanych, tekstylnych linii sygnałowych o różnym splocie (a – panamowy, b – płócienny, c – rypсовy, d – skośny)



Rys. 4.43. Przebieg parametru s_{11} w funkcji częstotliwości dla tekstylnych linii sygnałowych o różnym splocie

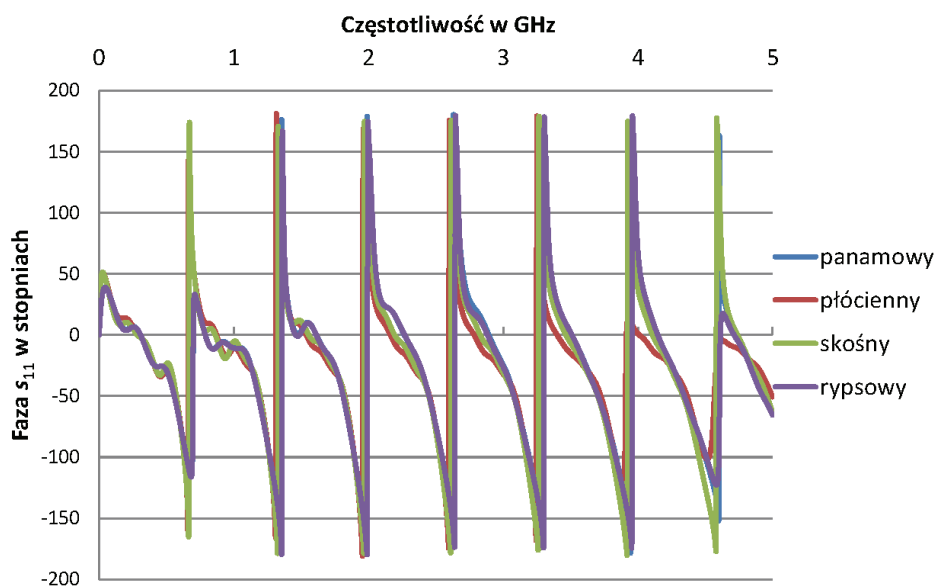


Rys. 4.44. Przebieg parametru s_{21} w funkcji częstotliwości dla tekstylnych linii sygnałowych o różnym splocie

Na rysunku 4.43 przedstawiono zmiany parametru s_{11} w funkcji częstotliwości. W tabeli 4.10 pokazano wartości maksymalne współczynnika s_{11} dla czterech symulowanych linii. Zwykle przyjmuje się, że maksymalna wartość współczynnika s_{11} nie powinna przekraczać, dla prawidłowo wykonanej linii, wartości -10dB . Oczywiście w przypadku mniejszych wartości otrzymuje się lepszą linię sygnałową z mniejszymi odbiciami.

Tabela 4.10. Wartości maksymalne parametru s_{11}

Splot panamowy	Splot płócienny	Splot skośny	Splot rypсовy
-14,24 dB	-13,32 dB	-13,89 dB	-14,23 dB



Rys. 4.45. Przebieg fazy s_{11} w funkcji częstotliwości dla tekstylnych linii sygnałowych o różnym splotcie

Jakkolwiek wartości parametru s_{11} przedstawione w tabeli 4.10 są różne, w praktyce, różnice o takich wartościach nie mają większego wpływu na działanie linii sygnałowej.

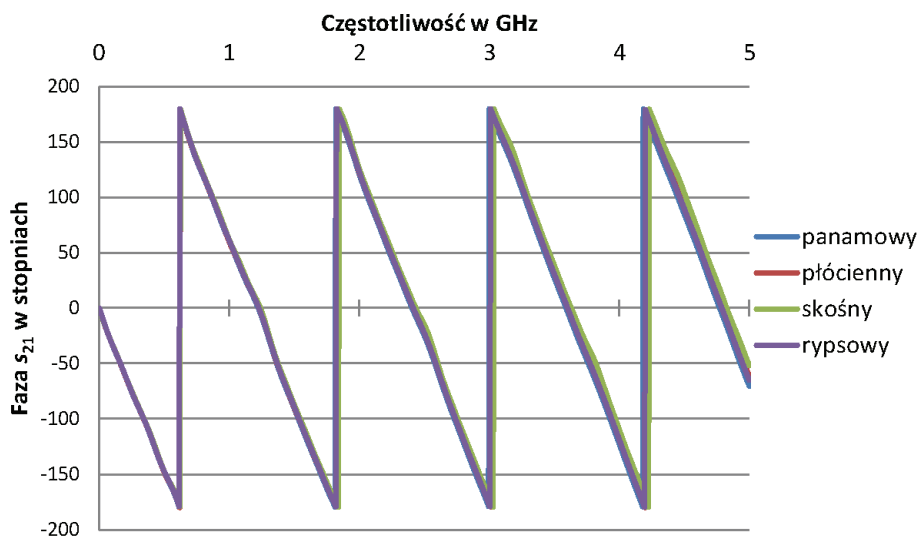
Wartość parametru s_{21} w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys. 4.44.

Jak widać z rysunku 4.44, wartość parametru s_{21} gwałtownie maleje wraz ze wzrostem częstotliwości. Oznacza to, że symulowane linii przesyłowe dość silnie tłumią sygnały wysokiej częstotliwości. Pasmo przenoszenia (dla standardowo przyjmowanego tłumienia o wartości -3dB) w symulowanej linii nieznacznie przekracza 4 GHz. W większości przypadków jest to wartość wystarczająca, ale dla niektórych nowoczesnych, szerokopasmowych standardów transmisji uży-

skane pasmo przenoszenia może okazać się za małe. Duże wahania wartości modułu $s_{21\min}$ również nie świadczą o dobrych właściwościach tej linii.

Na rysunkach 4.45 i 4.46 pokazano odpowiednio przebiegi zmian fazy współczynników s_{11} i s_{21} . Szczególnie interesujący jest przebieg zmian fazy współczynnika s_{21} , w którym liniowość zboczy opadających świadczy o zmianach prędkości propagacji sygnału w linii sygnałowej. Dla symulowanych linii otrzymano praktycznie pokrywające się przebiegi zmian fazy współczynnika s_{21} (rys. 4.46). Świadczy to o małym wpływie spłotu linii na zmianę tej prędkości.

Porównując przeprowadzone badania symulacyjne działania TLS wykonanych metodą tkania i metodą naszywania (linie PWW/PWW), można stwierdzić, że nie wykazały one istotnych, znaczących różnic świadczących o przewadze TLS wykonanej metodą tkania nad linią PWW/PWW.



Rys. 4.46. Przebieg fazy s_{21} w funkcji częstotliwości dla tekstylnych linii sygnałowych o różnym splocie

4.3.6. Podsumowanie wyników modelowania właściwości transmisyjnych TLS

Przeprowadzona w podrozdziałach 4.2 i 4.3 analiza właściwości standardowych rodzajów linii sygnałowych, wsparta modelowaniem, prowadzi do ważnego wniosku: każda tekstylna linia sygnałowa typu PWW/PWW wykonana w postaci standardowego układu linii koplanarnej czy mikropaskowej będzie obciążona pewnymi wadami. Najważniejszą z nich jest brak możliwości wykonania linii o impedancji charakterystycznej zbliżonej do 50Ω . Jak wykazały wcześniejsze badania przeprowadzone przez Kolenkiewicz (2012), w przypadku linii koplanarnej ścieżka sygnałowa i ścieżki masy powinny być umieszczone

jak najbliżej siebie, aby zmniejszyć wartość impedancji do poziomu maksymalnie zbliżonego do wartości równej 50Ω . Przy małych odstępach między ścieżkami problemem jest zjawisko strzępiania się tkaniny, z której wykonano elektroprzewodzące ścieżki linii. Może to prowadzić do powstawania licznych zwarć między ścieżkami wywołanych przez wystające z nich włókna. Przykłady takich zwarć pokazano na rysunku 4.47.



Rys. 4.47. Przykład zwarcia między ścieżką sygnałową a ścieżką masy w koplarniej TLS

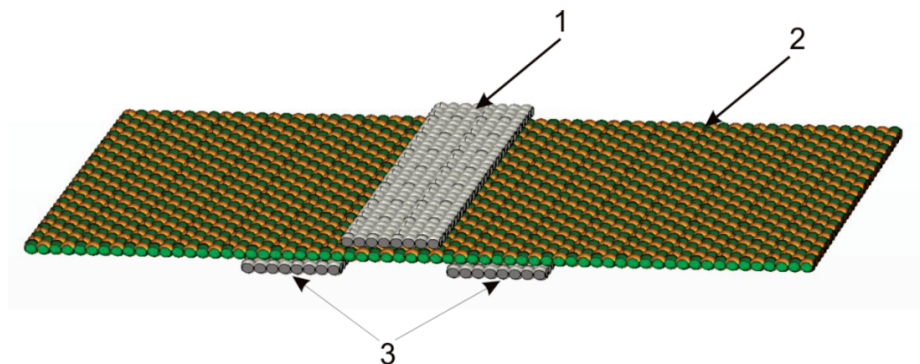
Inna metoda uzyskania impedancji równej 50Ω , polegająca na zwiększeniu szerokości środkowej ścieżki sygnałowej, w przypadku tekstylnych linii koplarnych o podłożu w postaci konwencjonalnej tkaniny, również nie jest możliwa ze względu na konieczne, znaczne wymiary tej ścieżki. Duża szerokość środkowej ścieżki prowadzi do powstawania w linii rodzajów propagacji wyższego rzędu, powodujących znaczne zniekształcenia przesyłanego sygnału, z reguły uniemożliwiające jego prawidłowe odczytanie.

O trudnościach w uzyskaniu impedancji charakterystycznej linii równej 50Ω świadczą również liczne badania przeprowadzone przez m.in. Cotteta i in. (2003) czy Lockera i Trostera (2007b).

Celowym jest zatem opracowanie tekstylnej linii sygnałowej o nowej strukturze, która umożliwi uzyskanie impedancji charakterystycznej linii równej 50Ω . Taka linia została opracowana przez autora tej monografii i opisana w kolejnym rozdziale.

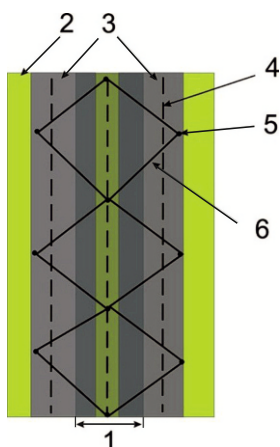
4.3.7. Nowa tekstylna linia sygnałowa o impedancji 50 Ω

Opracowana tekstylna linia sygnałowa umożliwia uzyskanie impedancji o wartości 50 Ω i mniejszej w zależności od potrzeb. Rozmieszczenie ścieżek elektroprowadzących proponowanej linii pokazano na rysunku 4.48.



Rys. 4.48. Rozmieszczenie ścieżek w proponowanej tekstylnej linii sygnałowej
(1 – środkowa ścieżka sygnałowa, 2 – podłoże tekstylne, 3 – ścieżki masy)
(Leśnikowski J., 2012b)

Cechą charakterystyczną linii jest to, że ścieżki masy znajdują się po drugiej stronie materiału podłoża niż ścieżka sygnałowa. Zapobiega to potencjalnym zwarciom między ścieżkami masy a ścieżką sygnałową, wywołanym przez wystające włókna z tych ścieżek. Jednocześnie, poprzez zmianę odległości między dolnymi ścieżkami masy, można wpływać na wartość impedancji charakterystycznej linii, zyskując w ten sposób możliwość jej zmiany w szerokim zakresie, obejmującym również wartość 50 Ω .



Rys. 4.49. Sposób poprowadzenia szwów mocujących ścieżki elektroprowadzące do podłoża (Leśnikowski J., 2012b)

Proponowana linia sygnałowa zawiera ścieżkę sygnałową 1 oraz dwie ścieżki masy 3 w postaci pasków z tkaniny elektroprowadzącej, przyszytych do podłoża 2 w postaci tkaniny nieprzewodzącej prądu (rys. 4.48). Ścieżka sygnałowa 1 i ścieżki masy 3 są przyszyte nićmi do podłoża 2, po przeciwnych jego stronach. Ścieżki masy 3 są przyszyte w takiej odległości od siebie, aby zapewnić uzyskanie impedancji charakterystycznej równej $50\ \Omega$. Ścieżki te są przyszyte symetrycznie względem ścieżki sygnałowej 1.

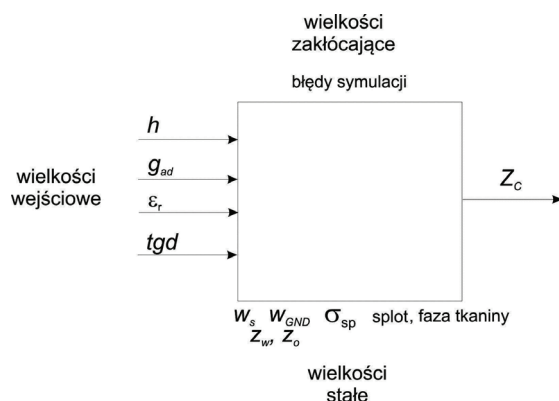
Dla poprawnego działania linii niezmiernie ważne jest odpowiednie poprowadzenie szwów mocujących. Rozmieszczenie tych szwów pokazano na rysunku 4.49.

Ścieżka sygnałowa 1 i każda ze ścieżek masy 3 są przyszyte do podłoża 2, każda odrębnym szwem 4 wykonanym ściegiem prostym, fastrygowanym, a nadto szwem wykonanym ściegiem zygzak tak, iż nitka 6 szwu w żadnym miejscu 5 nie przechodzi jednocześnie przez ścieżkę sygnałową 1 i ścieżkę masy 3 (rys. 4.49). Proponowany sposób przyszycia ścieżek linii ma uniemożliwić powstawanie ewentualnych zwarcí, między górną ścieżką sygnałową a dolnymi ścieżkami masy, spowodowanych wyrwanymi z tych ścieżek i przeciągniętymi na drugą stronę podłoża elektroprowadzącymi włóknami.

4.4. Modelowanie nowej linii sygnałowej

4.4.1. Jakościowy model matematyczny TLS

Celem przedstawionego poniżej modelowania było znalezienie zależności między impedancją charakterystyczną opracowanej tekstylnej linii sygnałowej, a parametrami określającymi jej wymiary geometryczne i wybrane właściwości elektryczne. Znalezienie tej zależności ułatwi budowę fizycznych modeli TLS o impedancji maksymalnie zbliżonej do $50\ \Omega$, w oparciu o posiadane informacje dotyczące tekstylnego materiału przeznaczonego na podłoże linii. Do celów modelowania stworzono jakościowy model matematyczny przedstawiony na rysunku 4.50.



Rys. 4.50. Jakościowy model matematyczny nowej linii sygnałowej (oznaczenia wyjaśnione w tekście)

W jakościowym modelu matematycznym, jako wielkości wejściowe przyjęto: grubość tekstylnego podłoża linii h , odstęp między ścieżkami masy g_{ad} , przenikalność elektryczną ε_r podłoża linii oraz tangens kąta strat $tg\delta$ tego podłoża. Jako wielkości stałe przyjęto szerokość ścieżki sygnałowej w_s , szerokość ścieżek masy w_{GND} , oraz konduktywność σ_{sp} ścieżek przewodzących linii. Jako spłot podłoża linii przyjęto spłot płócienny.

Wyniki przeprowadzonego modelowania umożliwiają znalezienie zależności:

$$Z_c = f(h, g_{ad}, \varepsilon_r, tg\delta). \quad (4.42)$$

Przyjęty na potrzeby modelowania przedział zmienności wielkości wejściowych przedstawiono w tabeli 4.11, a przyjęte wartości wielkości stałych pokazano w tabeli 4.12. Przedział ten, w większości przypadków, odpowiada zakresowi zmienności tych wielkości wyznaczonych dla posiadanych 111 tkanin. Wyjątkiem jest grubość tkaniny, której zakres zmienności, ze względu na wydajność komputera użytego do symulacji i związany z tym bardzo długi czas symulacji, ograniczono do przedziału $\langle 0,36; 1,26 \rangle$ mm. Kresy dolny tego przedziału odpowiada 24% percentylowi zmierzonych, rzeczywistych wartości grubości tkanin. Kres górny natomiast 99% percentylowi zmierzonych, rzeczywistych wartości grubości tkanin.

Dla kompletnego planu modelowania liczbę układów symulacyjnych można wyrazić wzorem:

$$n = n_k^i \quad (4.43)$$

w którym n_k jest liczbą wartości wielkości wejściowych, natomiast i jest liczbą wielkości wejściowych. Przy założonej w jakościowym modelu matematycznym liczbie wielkości wejściowych $i = 4$ oraz przyjętej (ze względu na spodziewaną znaczną nieliniowość zależności 4.42) liczby wartości wielkości wejściowych $n_k = 5$, liczba układów modelowania, w przypadku kompletnego planu badań, wynosi $n = 625$. Wstępne próby modelowania jednego układu wykazały, że potrzebny czas na wykonanie n symulacji jest na tyle długi, że nie może zostać zaakceptowany. W związku z powyższym ograniczono liczbę modelowanych układów zgodnie z zasadami planowania eksperymentu. Jako plan eksperymentu przyjęto plan statyczny, zdeterminowany, poliselekcyjny, rotalnie-uniformalny. Liczba układów dla powyższego planu wynosi:

$$n = n_j + n_\alpha + n_0 \quad (4.44)$$

gdzie n_j jest liczbą układów w jądrze planu, n_α liczbą układów punktów gwiazdnych, a n_0 – liczbą układów centrum. Suma układów w planie doświadczenia wynosi:

$$n = 2^i + 2i + n_0 = 31. \quad (4.45)$$

Jak widać plan zapewnia znaczną redukcję liczby układów wielkości wejściowych potrzebnych do przeprowadzenia modelowania.

Tabela 4.11. Przedział zmienności wielkości wejściowych w przyjętym jakościowym modelu matematycznym

Wielkość wejściowa		Wartość minimalna	Wartość maksymalna
grubość podłoża linii	h	0,36 mm (percentyl 24%)	1,26 mm (percentyl 99%)
odstęp między ścieżkami masy	gad	2 mm	5 mm
stała dielektryczna nitek podłoża linii	ε_r	1,446	3,705
tangens kąta strat nitek podłoża linii	$tg\delta$	0,003	0,073

Tabela 4.12. Wartości wielkości stałych w przyjętym jakościowym modelu matematycznym

Wielkość stała		Jednostka	Wartość
szerokość ścieżki sygnałowej	w_s	mm	5
szerokość ścieżki masy	w_{GND}	mm	5
konduktywność ścieżek przewodzących linii	σ_{sp}	S/m	221088

W symulowanym modelu ścieżki elektroprzewodzące wykonano z tkaniny, której podstawowe parametry przedstawiono w tabeli 4.13. Parametry te odpowiadają elektroprzewodzącej tkaninie o nazwie PONGE firmy Soliani (rozdz. 4.5) użytej do budowy fizycznych modeli linii. Jest to tkanina poliestrowa niklowana o dużej przewodności elektrycznej.

Tabela 4.13. Parametry tkaniny tworzącej elektroprzewodzące ścieżki symulowanej linii

Grubość tkaniny	mm	0,15
Splot	-	plócienny
Grubość nitki wątku i osnowy	mm	0,12
Podziałka nitek wątku i osnowy	mm	0,1275

Na potrzeby modelowania zdefiniowano parametr wyrażony wzorem:

$$S_p = \frac{h}{h_{to} + h_{rw}}, \quad (4.46)$$

w którym h jest grubością tkaniny podłoża linii sygnałowej, h_{to} - średnicą nitek osnowy, h_{rw} - średnicą nitek wątku. Wartość parametru S_p , nazwanego spłaszczeniem tkaniny, wyznaczono z próby posiadanych 111 tkanin jako wartość modalną.

Dla posiadanych tkanin otrzymano również, że:

$$M_o \left(\frac{h_{rw}}{h_{to}} \right) = 1, \quad (4.47)$$

co spowodowało przyjęcie założenia w symulowanych modelach linii:

$$h_{tw} = h_{to} \quad (4.48)$$

Z zależności (4.46) i (4.48) otrzymano zatem wzór na średnice nitek wątku i osnowy materiału podłoża przyjętego do modelowania:

$$h_{to} = h_{tw} = \frac{h}{2S_p}. \quad (4.49)$$

Ponieważ wypełnienie wątkiem (osnową) (Szosland, 2007):

$$z_{w(o)} = \frac{h_{tw(o)}}{A_{w(o)}}, \quad (4.50)$$

to przyjętą na potrzeby modelowania podziałkę nitek wątku (osnowy) wyznaczono ze wzoru:

$$A_{w(o)} = \frac{h_{tw(o)}}{z_{w(o)}}. \quad (4.51)$$

Wyznaczone z powyższych wzorów wartości parametrów tkaniny stanowiącej podłoże symulowanej linii przedstawiono w tabeli 4.14.

Tabela 4.14. Parametry tkaniny stanowiącej podłoże symulowanej linii

Splot	-	plócienny, atlasowy, skośny
Faza tkaniny		5
Spłaszczenie tkaniny S_p	-	0,825
Powierzchnia oporu	-	dwuukładowa
Zapełnienie wątkowe z_w	%	75
Zapełnienie osnowowe z_o	%	100

Z kolei otrzymane, według planu rotalno-uniformalnego, układy wielkości wejściowych wraz z parametrami geometrycznymi podłoża linii przedstawiono w tabeli 4.15.

W oparciu o podane w tabeli 4.15 wartości wielkości wejściowych wykonano modelowanie działania linii, w wyniku którego uzyskano wartości impedancji charakterystycznej linii, będącej wielkością wyjściową w przyjętym (rys. 4.50) jakościowym modelu matematycznym.

Tradycyjne metody analizy doświadczeń okazały się niewystarczające do odwzorowania zmienności wielkości wyjściowej, w zależności od wielkości wejściowych. Otrzymana w ich wyniku funkcja nie była adekwatna do wyników symulacji. Dlatego też, odwzorowanie to wykonano za pomocą sieci neuronowej, opisanej w kolejnym podrozdziale.

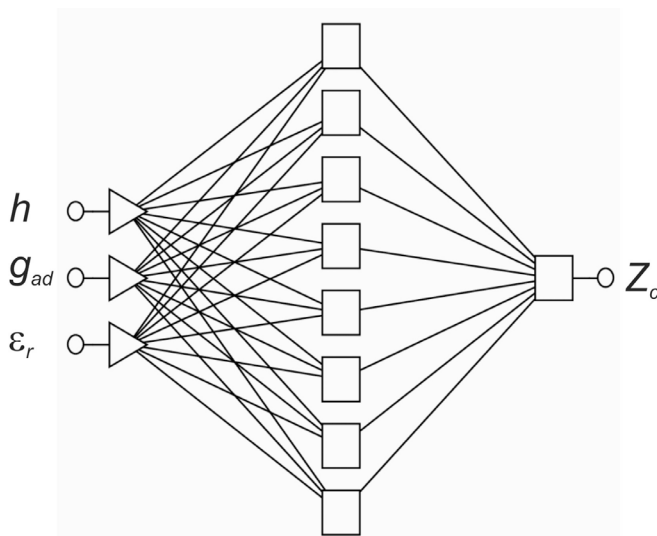
Tabela 4.15. Układy wielkości wejściowych wraz z parametrami geometrycznymi podłoża linii przyjęte do modelowania

Grubość podłoża h	Odstęp między ścieżkami masy g_{ad}	Przenikalność elektryczna ε_r	Tangens kąta strat $tg\delta$	Średnica nitek osnowy i wążku h_{to}, h_{tw}	Podziałka nitek osnowy A_o	Podziałka nitek wążku A_w
mm	mm	-	-	mm	mm	mm
0,585	2,75	2,01075	0,0205	0,35	0,35	0,47
0,585	2,75	2,01075	0,0555	0,35	0,35	0,47
0,585	2,75	3,14025	0,0205	0,35	0,35	0,47
0,585	2,75	3,14025	0,0555	0,35	0,35	0,47
0,585	4,25	2,01075	0,0205	0,35	0,35	0,47
0,585	4,25	2,01075	0,0555	0,35	0,35	0,47
0,585	4,25	3,14025	0,0205	0,35	0,35	0,47
0,585	4,25	3,14025	0,0555	0,35	0,35	0,47
1,035	2,75	2,01075	0,0205	0,63	0,63	0,84
1,035	2,75	2,01075	0,0555	0,63	0,63	0,84
1,035	2,75	3,14025	0,0205	0,63	0,63	0,84
1,035	2,75	3,14025	0,0555	0,63	0,63	0,84
1,035	4,25	2,01075	0,0205	0,63	0,63	0,84
1,035	4,25	2,01075	0,0555	0,63	0,63	0,84
1,035	4,25	3,14025	0,0205	0,63	0,63	0,84
1,035	4,25	3,14025	0,0555	0,63	0,63	0,84
0,36	3,5	2,5755	0,038	0,22	0,22	0,29
1,26	3,5	2,5755	0,038	0,76	0,76	1,02
0,81	2	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	1,446	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	3,705	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,003	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,073	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65
0,81	3,5	2,5755	0,038	0,49	0,49	0,65

4.4.2. Model neuronowy impedancji charakterystycznej TLS

Do odtworzenia właściwości obiektów włókienniczych dobrze nadają się sieci neuronowe (Tokarska, 2004), (Tokarska, 2006), (Bhattacharjee, Kothari, 2007), (Pei, Yu, 2011), (Pattanayak et al., 2011). Stanowią one narzędzie regresyjne charakteryzujące się dobrymi zdolnościami generalizacji i ekstrapolacji (Fausett, 1994), (Adeli, Hung, 1995).

Poszukiwany model ilościowy właściwości elektrycznych tekstylnej linii sygnałowej charakteryzuje się czterema wielkościami wejściowymi (h , g_{ad} , ε_r , $tg\delta$) oraz jedną wyjściową (Z_c). Ze względu na poziom skomplikowania zagadnienia, do rozwiązania problemu regresyjnego, wykorzystano sieć w postaci perceptronu wielowarstwowego, czyli tzw. sieć MLP. Sieć ta należy do sieci jednokierunkowych cechujących się stabilnym zachowaniem. Sieć neuronową zbudowano za pomocą programu STATISTICA Neural Networks. W wyniku jego działania otrzymano perceptron trójwarstwowy 3-8-1 o warstwie wejściowej składającej się z trzech neuronów, jednej warstwie ukrytej składającej się z ośmiu neuronów i warstwie wyjściowej składającej się z jednego neuronu (rys. 4.51). Otrzymany perceptron charakteryzuje się najlepszą jakością w porównaniu z innymi sieciami, w tym czterowarstwowymi. Perceptron ten posiada trzy wejścia, do których doprowadzone są wartości grubości podłoża h , przenikalności ε_r oraz odstęp między ścieżkami masy g_{ad} .



Rys. 4.51. Model neuronowy impedancji charakterystycznej tekstylnej linii sygnałowej

W wyniku działania programu STATISTICA Neural Networks uzyskano, że dla przyjętego przedziału zmienności tangensa kąta strat $tg\delta$, w otrzymanym perceptronie, wielkość ta nie wpływa w sposób istotny na wielkość wyjściową.

Z tego powodu liczba wielkości wejściowych, w przyjętym jakościowym modelu matematycznym, może być zmniejszona do trzech. Świadczy o tym wartość ilorazu β błędu uzyskanego przy uruchomieniu sieci dla zbioru danych bez tej zmiennej i błędu uzyskanego z kompletem zmiennych. Otrzymana wartość tego ilorazu nie przekracza jedności, co świadczy o braku istotnego wpływu tangensa kąta strat $tg\delta$ na wartość impedancji charakterystycznej.

W procesie uczenia sieci zostały wykorzystane dwa algorytmy: wstecznej propagacji błędów (100 epok) i gradientów sprzężonych (93 epoki). Wagi i wartości progowe będące parametrami sieci neuronowej zestawiono w tabeli 4.16.

Ocena jakości modelu neuronowego została przeprowadzona na podstawie:

- ilorazu odchyłeń standardowych ρ_w błędów i danych dla podzbioru walidacyjnego,
- ilorazu odchyłeń standardowych ρ_y błędów predykcji i danych zbioru wartości wielkości wyjściowych,
- błędu predykcji dla podzbioru walidacyjnego ε_w uzyskanego w trakcie uczenia sieci,
- błędu predykcji ε_u dla podzbioru uczącego,
- błędu predykcji ε_t dla zbioru testującego,
- standardowego współczynnika korelacji R_k (*R-Pearsona*) pomiędzy obliczonymi i rzeczywistymi wartościami wyjściowymi.

Tabela 4.16. Wagi i wartości progowe otrzymanej sieci neuronowej

Numer neuronu w warstwie ukrytej	Próg aktywacji	h	g_{ad}	ε_r	Z_c
1	0,581	0,989	0,509	0,207	0,780
2	-0,536	0,515	-0,032	0,147	0,293
3	-1,362	0,475	0,511	-0,088	-0,624
4	1,041	0,022	1,154	-0,502	0,688
5	0,599	3,638	-0,182	-0,025	-1,470
6	0,392	-1,251	0,268	0,390	-0,837
7	0,417	-3,951	0,449	-0,213	-2,587
8	0,491	0,100	-0,174	-0,131	0,016
Z_c	0,669				

Iloraz ρ_w powinien być mniejszy od jedności. Ogólnie im mniejsza wartość tego ilorazu tym sieć lepiej przewiduje nieznane wartości wyjściowe. Z kolei, jeśli sieć działa efektywnie to należy oczekiwać, że średnia wartość błędów predykcji dla znanych przypadków będzie bliska zeru. Przyjmuje się (Ballou, Roetling, 1985), że jeżeli $\rho_y \leq 0,10$ to model neuronowy został bardzo dobrze dopasowany do wyników badań. Im wartości ρ_y są bliższe 0,70 tym gorsza jakość dopasowania. Przy $\rho_y = 0,70$ utworzony przez sieć model należy odrzucić. W przypadku błędów predykcji ich wartości powinny być jak najmniejsze.

Ważne jest (Leśnikowski, Tokarska, 2013), aby błąd dla zbioru uczącego był mniejszy zarówno od błędu dla podzbioru testującego jak i walidacyjnego. Z drugiej strony błędy ε_t i ε_w nie mogą być znacząco większe od błędu ε_u , gdyż świadczy to o słabej zdolności sieci do generalizowania. Ponadto błąd dla podzbioru testującego i walidacyjnego powinny być porównywalne. W przeciwnym wypadku oznacza to, że przypadki zostały dobrane w sposób niereprezentatywny.

Wartości wskaźników, na podstawie których dokonano oceny jakości modelu neuronowego, przedstawiono w tabeli 4.17.

Tabela 4.17. Wskaźniki jakości modelu neuronowego

Splot podłoża	ρ_w	ρ_v	ε_u	ε_w	ε_t	R_k
płócienny	0,2060	0,1121	0,0099	0,0350	0,0397	0,9938

Analizując wskaźniki jakości sieci, stwierdzono, że spełniają one założone kryteria. Uzyskano porównywalne wartości błędów dla podzbioru walidacyjnego ($\varepsilon_w = 0,0350$) i testującego ($\varepsilon_t = 0,0397$). Ponadto błąd walidacji jest nieco większy od błędu dla podzbioru uczącego ($\varepsilon_u = 0,0099$). Zatem otrzymany model perceptronu trójwarstwowego posiada zdolność do generalizowania, a przypadki zostały wybrane w sposób reprezentatywny. Uzyskaną sieć neuronową można uznać za dobrze modelującą impedancję charakterystyczną tekstylnej linii sygnałowej. Aby to dodatkowo potwierdzić przeprowadzono weryfikację działania otrzymanej sieci za pomocą wykonanych modeli fizycznych tekstylnych linii sygnałowych. Weryfikację powyższą opisano w rozdziale 5.1.

4.5. Tekstylne materiały zastosowane do budowy linii transmisyjnych

4.5.1. Parametry tkanin użytych do wykonania podłoża linii

W poniższym rozdziale przedstawiono podstawowe parametry tkanin użytych do badań i analiz opisanych w monografii. Do budowy modeli fizycznych tekstylnych linii transmisyjnych użyto szeregu materiałów włókienniczych w postaci tkanin. Tkaniny te wybrano w sposób przypadkowy z tkanin dostępnych aktualnie na rynku. Następnie wyznaczono wybrane parametry strukturalne i elektryczne tkanin uzyskując w ten sposób zakresy zmienności tych parametrów potrzebne zarówno do badań symulacyjnych jak i do badań fizycznych modeli linii. Podłoża badanych linii wykonano z tkanin nieprzewodzących. Parametry opisujące strukturę tych tkanin zebrano w załączniku w tabelach Z.1÷Z.2. Podstawowe parametry tkanin zostały wyznaczone w oparciu o Polskie Normy: PN/ISO 3801 – wyznaczenie masy liniowej i powierzchniowej, PN-81/P – 04612 – grubość tkanin, PN – 92/P – 01704 – sploty tkanin (system kodów i przykłady).

Podstawowe parametry statystyczne właściwości mechanicznych tkanin pokazano w tabeli 4.18.

Tabela 4.18. Podstawowe parametry tkanin - podsumowanie

		Średnia	Minimum	Maksimum	Odch. std.
Grubość tkaniny	mm	0,48	0,08	1,47	0,19
Masa powierzchniowa	g/m ²	212,67	56	350	69,48
Gęstość osnowy	Nitek/cm	44,73	6	112	18,90
Gęstość wątku	Nitek/cm	28,05	6	124	13,68
Grubość nitek wątku	mm	0,30	0,10	1,05	0,11
Grubość nitek osnowy	mm	0,24	0,07	1,05	0,10
Podziałka nitek wątku	mm	0,44	0,15	1,68	0,18
Podziałka nitek osnowy	mm	0,28	0,09	1,68	0,17
Zapełnienie wątkiem z_w	%	68,9	40,4	100,0	12,16
Zapełnienie osnową z_o	%	88,9	46,2	100,0	12,86
Zapełnienie powierzchniowe z_{ow}	%	96,3	77,7	100,0	4,97

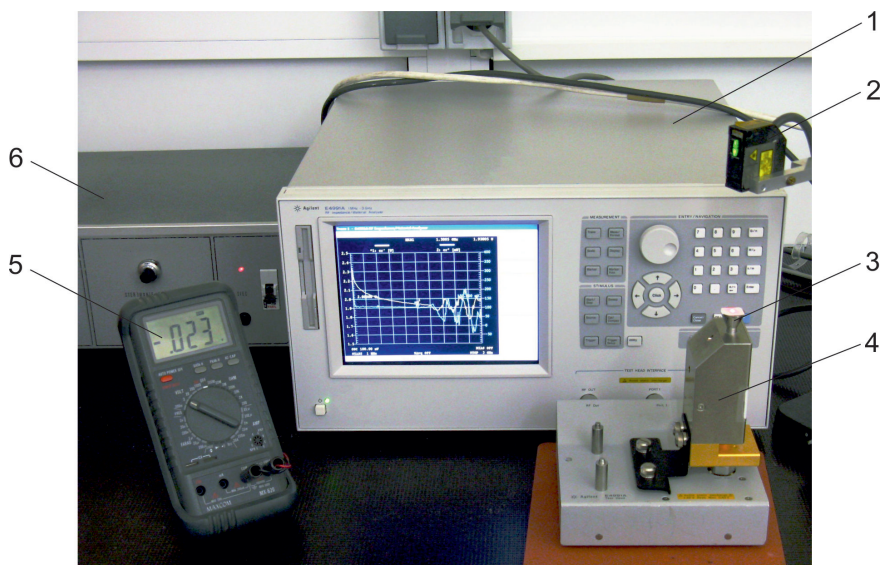
Pomiary średnicy, podziałki, a także gęstości wątku i osnowy wykonano za pomocą mikroskopu stereoskopowego Olympus SZX10 oraz programu Stream Motion umożliwiającego analizę i pomiary wymiarów elementów obrazu otrzymanego z mikroskopu. Wyniki pomiarów zamieszczono w załączniku w tabeli Z.2.

Podstawowe parametry elektryczne tkanin użytych do badań przedstawiono w załączniku w tabeli Z.3. Stałą dielektryczną oraz kąt strat wyznaczono przy częstotliwości prądu równej 1 GHz oraz temperaturze otoczenia 20°C i wilgotności względnej powietrza równej 65%.

Wygląd stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 4.52. Przed pomiarami dokonano 24 godzinnego kondycjonowania tkanin w powyższym klimacie. Do pomiarów użyto analizatora impedancji Agilent E4991A 1 (rys. 4.52) umożliwiającego pomiary w zakresie częstotliwości od 10 MHz do 3 GHz, wyposażonego w przystawkę do pomiaru przenikalności elektrycznej materiałów typu 16453A 4 (rys. 4.52). Zestaw powyższy umożliwia wyznaczenie zespolonej przenikalności elektrycznej materiału umieszczonego między metalowymi elektrodami przystawki pod warunkiem podania grubości mierzonego materiału.

W przypadku tkanin ich grubość w bezpośredni sposób zależy od ciśnienia wywieranego przez elektrody pomiarowe. Przystawka 16453A 4 (rys. 4.52) umożliwia regulację tego ciśnienia w szerokim zakresie niemniej jednak jego wartość nie jest znana. Skutkuje to, w przypadku pomiarów płaskich wyrobów włókienniczych, nieznaną wartością grubości, co uniemożliwia poprawny pomiar przenikalności elektrycznej. Problem ten rozwiązano poprzez zastosowanie laserowego czujnika przemieszczenia 2 (rys. 4.52) mierzącego położenie górnej powierzchni gąłki 3 (rys. 4.52) sztywno połączonej z górną, ruchomą elektrodą

pomiarową. W przypadku umieszczenia materiału badanego o grubości h między elektrodami pomiarowymi, powierzchnia tej gałki podnosi się o wysokość równą grubości h badanego materiału. Mierząc zmiany położenia górnej powierzchni gałki można wyznaczyć wartości grubości materiału umieszczonego między elektrodami pomiarowymi przyrządu.



Rys. 4.52. Stanowisko do pomiaru przenikalności elektrycznej

Zastosowany do pomiaru tego przemieszczenia czujnik laserowy, wraz z precyzyjnym przetwornikiem sygnału 6 (rys. 4.52), wyposażonym w cyfrowy odczyt 5 (rys. 4.52), zapewnił pomiar grubości próbki z niepewnością rozszerzoną równą 0,02 mm.

Podczas pomiarów przenikalności elektrycznej posiadanych próbek tkanin tak dobierano wartość siły nacisku górnej elektrody pomiarowej na tkaninę, aby jej grubość h podczas pomiaru była maksymalnie zbliżona do grubości tkaniny wyznaczonej według PN-81/P – 04612. Jednocześnie ze względu na zjawiska relaksacyjne występujące w tkaninach pod wpływem siły nacisku, wszystkie pomiary przenikalności zostały wykonane po upływie tego samego czasu od umieszczenia badanej tkaniny między elektrodami pomiarowymi.

4.5.2. Parametry tkanin elektroprzewodzących użytych do wykonania ścieżek sygnałowych

Do przeprowadzenia badań przedstawionych w monografii, użyto trzech dostępnych na rynku tkanin elektroprzewodzących: dwóch tkanin firmy Soliani oraz tkaniny Zell firmy Statex. Podstawowe parametry powyższych tkanin przedstawiono w tabeli 4.19.

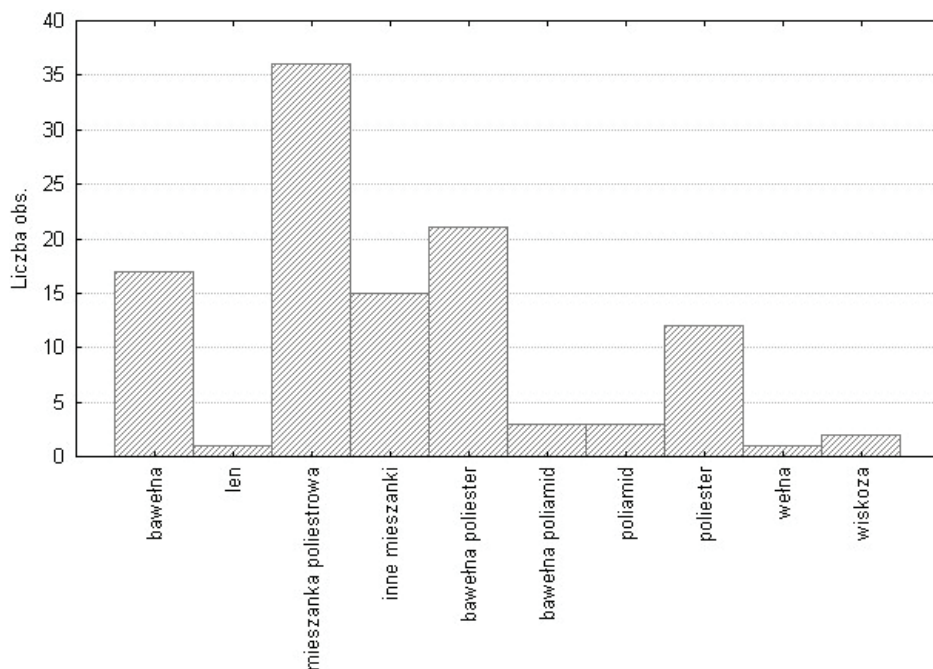
Tabela 4.19. Parametry tkanin elektroprowadzących użytych do budowy fizycznych modeli linii

		ZELL firmy STATEX	12.0489 firmy Soliani	PONGE firmy Soliani
grubość	mm	0,1	0,34	0,15
splot	-	plócienny	skośny	plócienny
konduktywność	S/m	41500	7344	221088
materiał	-	poliamid metalizowany trójwarstwowo cyną, miedzią i srebrem	poliester metalizowany niklem	Poliester metalizowany niklem

4.6. Modele fizyczne tekstylnych linii sygnałowych

4.6.1. Sposób wykonania linii

W celu przeprowadzenia badań właściwości transmisyjnych proponowanej TLS wykonano i poddano badaniom szereg modeli fizycznych symulowanych uprzednio linii. Wykonane linie posłużyły również do doświadczalnej weryfikacji, otrzymanego w wyniku symulacji i obliczeń, modelu w postaci sieci neuronowej przeznaczonego do predykcji impedancji charakterystycznej linii.



Rys. 4.53. Liczności grup surowcowych posiadanych 111 tkanin

W celu zwiększenia efektywności prowadzonych badań ograniczono ogólną liczbę wykonanych linii w stosunku do liczby posiadanych tkanin. Aby zbiór wykonanych modeli fizycznych w sposób najbardziej reprezentatywny odzwierciedlał cechy tekstylnych linii sygnałowych przeanalizowano posiadany zbiór tkanin (rozdz. 4.5) pod kątem parametrów strukturalnych. W wyniku analizy posiadany zbiór tkanin pogrupowano względem surowca, uzyskując 10 grup surowcowych. Liczności tych grup przedstawiono na rysunku 4.53.

Z każdej z grup surowcowych wybrano po trzy tkaniny na podłoże linii charakteryzujących się odmiennym splotem z grupy splotów zasadniczych (płóciennym, skośnym, atlasowym). W oparciu o wybrane tkaniny wykonano fizyczne modele badanej linii. Dla grup surowcowych o małej liczności np. grupa ‘len’ czy ‘wełna’, wykonano linie ze wszystkich posiadanych tkanin. Odstęp między ścieżkami masy g_{ad} dobrano tak, aby uzyskać wartość impedancji charakterystycznej linii maksymalnie zbliżoną do wartości 50Ω . Posłużono się przy tym uzyskanym w wyniku wcześniejszych prac modelem w postaci sieci neuro nowej (rozdz. 4.4).

Wartości wymiarów geometrycznych w wykonanych modelach fizycznych linii przedstawia tabela 4.20.

Tabela 4.20. Wymiary geometryczne przyjęte w modelach fizycznych linii

Długość linii l	mm	250
Szerokość górnej ścieżki sygnałowej w_s	mm	5
Szerokość ścieżek masy w_{GND}	mm	5
Szerokość podłoża linii	mm	30

Przyjęte szerokości ścieżek w_s i w_{GND} są kompromisem między chęcią wykonania linii o jak najszerszym paśmie przenoszenia, a linią łatwą do wykonania w przeciętnym zakładzie odzieżowym oraz odporną na uszkodzenia mechaniczne podczas użytkowania. Wraz ze zwiększeniem wymiarów geometrycznych linii transmisyjnej wzrasta możliwość powstawania w niej rodzajów propagacji wyższego rzędu. Zjawisko to powoduje zniekształcenia sygnału, w skrajnym przypadku uniemożliwiając jego transmisję.

Z drugiej strony szerokość ścieżek elektroprowadzących linii powinna być na tyle duża, aby było możliwe ich przyszycie bez dużych zniekształceń geometrii linii spowodowanych marszczeniem, skręceniem materiału ścieżek i materiału podłoża.

Stwierdzono doświadczalnie, że przeciętna szwaczka jest w stanie wykonać TLS z większą precyzją, jeśli szerokość ścieżek jest większa. Jednocześnie szersze ścieżki charakteryzują się mniejszą rezystancją, co przekłada się na zmniejszenie tłumienności linii. Dodatkowo szersze ścieżki są bardziej odporne na uszkodzenia mechaniczne np. przerwanie.

Jednym z założonych celów pracy było sprawdzenie, czy jest możliwe wykonanie, w oparciu o konwencjonalne wyposażenie szwalni, tekstylnej linii sygnałowej zdolnej do poprawnej transmisji sygnałów o szerokim widmie

częstotliwościowym. W celu sprawdzenia tego założenia, do wytworzenia linii użyto standardowej stębnówki, a wszystkie elementy linii (podłoże, ścieżki elektroprzewodzące wycięto ręcznie z materiałów o większych wymiarach. Wygląd, tak wykonanej, przykładowej linii przedstawiono na rysunku 4.54.



Rys. 4.54. Tekstylna linia sygnałowa, a – widok od strony ścieżki sygnałowej, b – widok od strony ścieżek masy

4.6.2. Wpływ niedokładności wykonania linii na jej parametry transmisyjne

W modelu fizycznym linii, parametry definiujące jej wymiary geometryczne, odbiegają od założonych, otrzymanych w wyniku symulacji, czy w wyniku predykcji wykonanych za pomocą sieci neuronowej. Odchyłki te są spowodowane niedokładnością wykonania ścieżek elektroprzewodzących linii np. zmianami ich szerokości w wyniku niedokładnego cięcia itp.

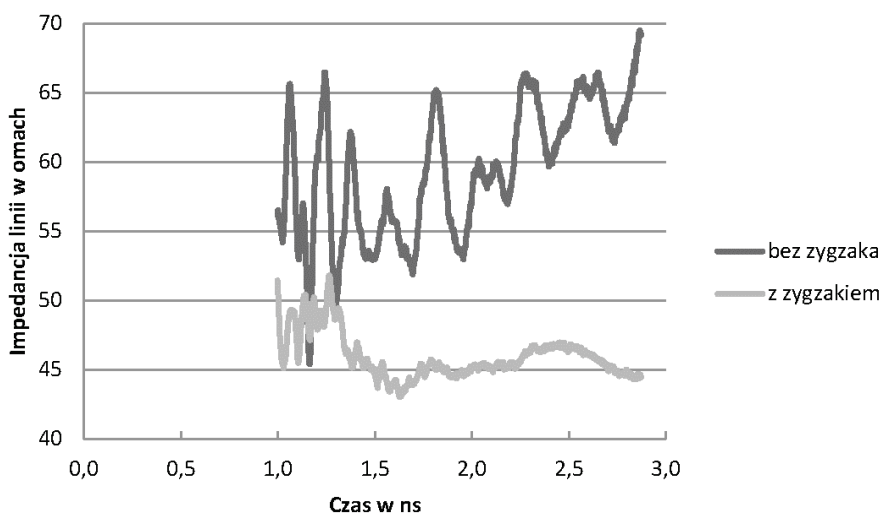
Kolejne błędy w wymiarach geometrycznych linii pojawiają się w procesie przyszywania ścieżek elektroprzewodzących do podłoża. Spowodowane jest to z reguły dużą elastycznością tkanin stanowiących podłoże linii. Podatność podłoża, na naprężenia wywołane niemi i układem transportu maszyny szyjącej, powoduje dodatkowe błędy w rozmieszczeniu ścieżek elektroprzewodzących względem siebie i względem podłoża. Błędy te mają bezpośredni wpływ na właściwości transmisyjne linii.

W związku z tym podjęto próbę podziału możliwych błędów wykonania linii oraz próbę oceny ich wpływu na właściwości transmisyjne tekstylnej linii sygnałowej.

Błędy wykonania linii typu PWW/PWW można podzielić na:

- polegające na słabym przyleganiu ścieżek elektroprowadzących do podłoża linii,
- błędy położenia ścieżek masy względem siebie, co skutkuje zmianami wartości g_{ad} ,
- błędy położenia górnej ścieżki sygnałowej względem ścieżek masy.

Pierwszy rodzaj błędów jest ściśle związany ze sposobem przyszywania ścieżek elektroprowadzących do podłoża tzn. rodzajem użytego ściegu, skoku ściegu. Niedostateczne utwierdzenie ścieżek do podłoża powoduje powstawanie szczelin powietrznych *gsp* między nimi a podłożem. Wpływ tego typu błędów na zmianę impedancji charakterystycznej linii pokazano na rysunku 4.55.



Rys. 4.55. Profil impedancji linii ze ścieżkami przyszytymi tylko ściegiem prostym (bez zygzaka) i linii ze ścieżkami przyszytymi ściegiem prostym i zygzakiem (z zygzakiem)

W przypadku, gdy ścieżki elektroprowadzące są przyszyte wyłącznie ściegiem prostym, biegnącym przez ich środek, mamy do czynienia ze słabym przyleganiem krawędzi ścieżek do podłoża. Powoduje to wzrost zarówno wartości impedancji charakterystycznej linii jak i jej rozrzutu (tab. 4.21). Właściwe przytwierdzenie ścieżek do podłoża ma zatem istotny wpływ na jej właściwości transmisyjne.

Tabela 4.21. Miary rozrzutu impedancji charakterystycznej linii ze ścieżkami przyszytymi tylko ściegiem prostym (bez zygzaka) i linii ze ścieżkami przyszytymi ściegiem prostym i zygzakiem

	$Z_{\text{średnia}}$	Z_{cmax}	Z_{cmin}	σ	$V\%$
	Ω	Ω	Ω	Ω	%
Linia ze ścieżkami przyszytymi wyłącznie ściegiem prostym	59,47	69,51	45,42	4,77	8,03
Linia ze ścieżkami przyszytymi ściegiem prostym i zygzakiem	45,93	51,81	43,05	1,61	3,51

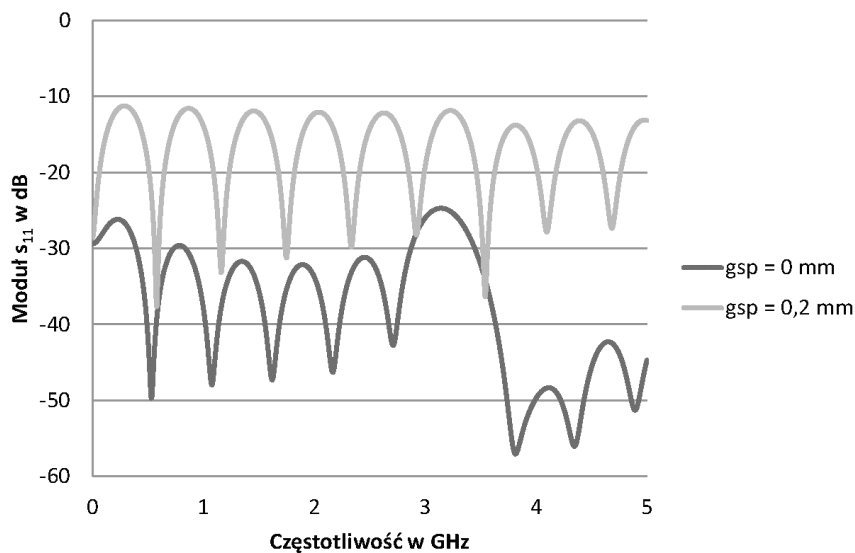
Odchylenie wartości impedancji linii od wartości 50 Ω powoduje wzrost fali odbitej od linii (rys. 4.56). Jednocześnie występuje również zmiana poziomu amplitudy fali przechodzącej (rys. 4.57).

Dwa pozostałe błędy wykonania linii są najczęściej spowodowane podatnością tkanin na naprężenia mechaniczne. Mogą być także spowodowane np. brakiem kontroli nad poziomem wdawania podczas procesu szycia. Wpływ zmiany wartości g_{ad} na wartości parametrów s pokazano na rysunkach 4.57 i 4.58. Parametr „odchyłka” pokazany na tych rysunkach wyraża się wzorem:

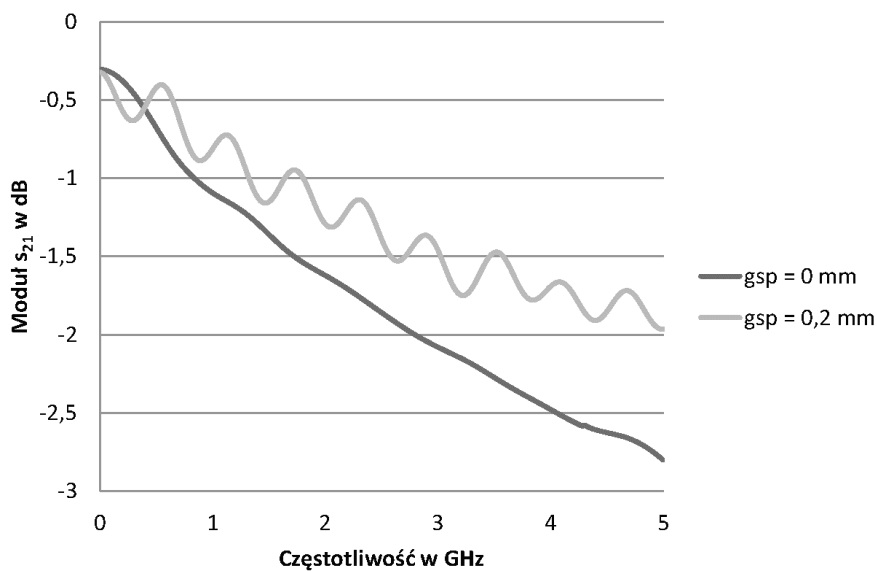
$$\text{Odchyłka} = \frac{g_{\text{adrzecz}} - g_{\text{adnom}}}{g_{\text{adnom}}} 100\%, \quad (4.52)$$

w którym g_{adrzecz} oznacza rzeczywisty odstęp między ścieżkami masy, g_{adnom} odstęp między ścieżkami masy odpowiadający impedancji charakterystycznej linii równej 50 Ω . Z rysunków 4.57 i 4.58 wynika, że odchyłka odstępu między ścieżkami masy od wymiaru nominalnego odpowiadającego impedancji charakterystycznej linii równej 50 Ω powoduje wzrost odbić w linii a także wzrost tłumienia linii.

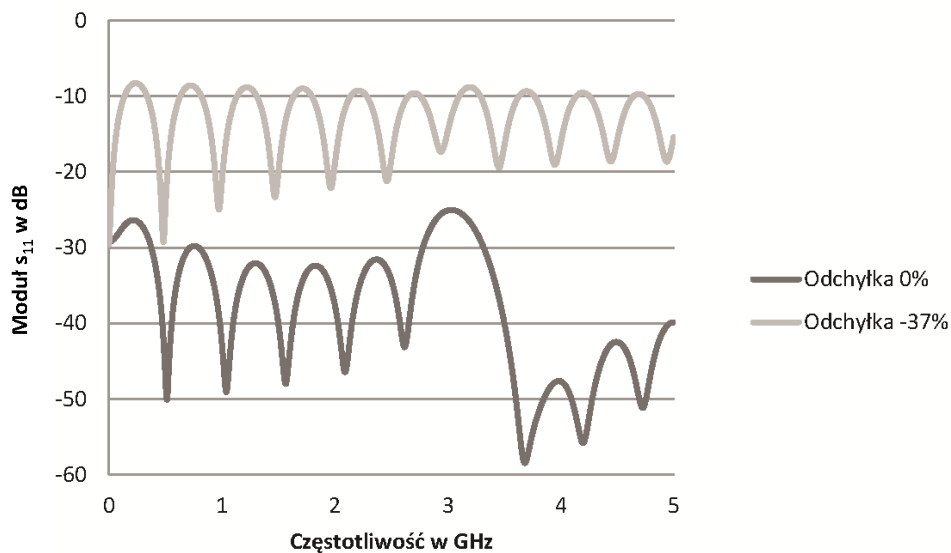
Błąd położenia środkowej (górnej) ścieżki sygnałowej względem ścieżek masy określono poprzez parametr „niesym”, którego wartość odpowiada odchyleniu środkowej ścieżki sygnałowej od osi linii transmisyjnej. Wpływ tego typu błędu na parametry s linii transmisyjnej pokazano na rysunkach 4.60 i 4.61. Odchyłka taka również powoduje wzrost odbić w linii (rys. 4.60) oraz wzrost tłumienia fali przechodzącej przez linię (rys. 4.61).



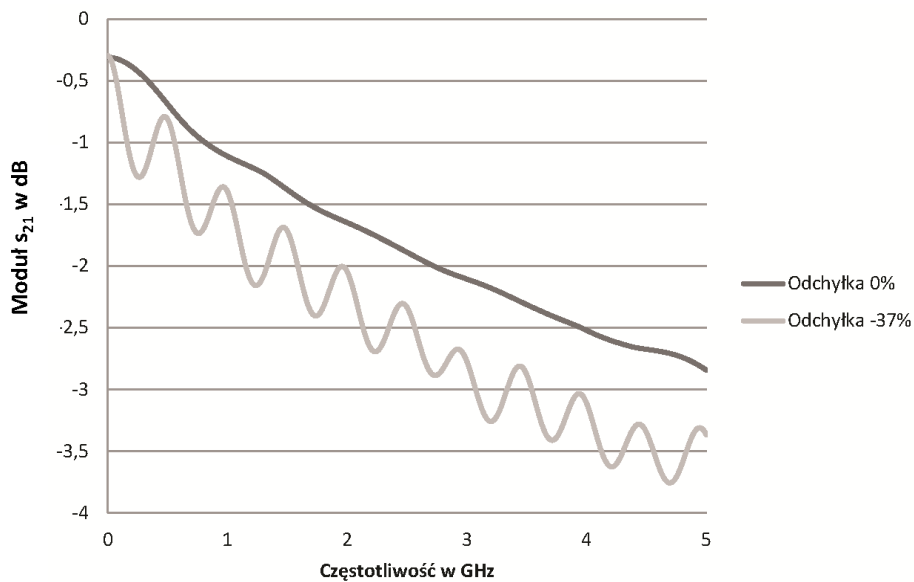
Rys. 4.56. Zmiana modułu s_{11} przy zmianie odległości g_{sp} między ścieżkami elektroprowadzącymi a podłożem ($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,682$, $tg d = 0,042$)



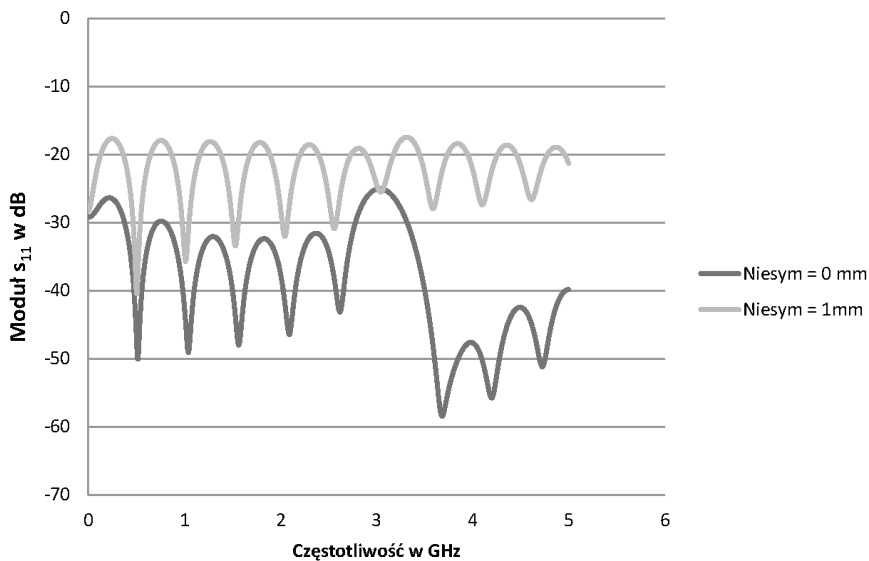
Rys. 4.57. Zmiana parametru s_{21} przy zmianie odległości g_{sp} między ścieżkami elektroprowadzącymi a podłożem ($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,682$, $tg d = 0,042$)



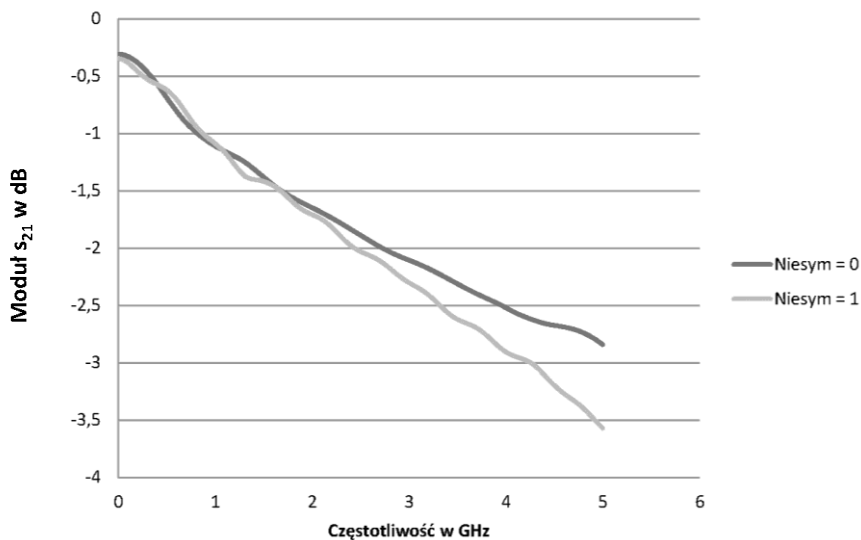
Rys. 4.58. Zmiana parametru s_{11} przy zmianie odległości między ścieżkami masy g_{ad} ($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,682$, $tg d = 0,042$)



Rys. 4.59. Zmiana parametru s_{21} przy zmianie odległości między ścieżkami masy g_{ad} ($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,682$, $tg d = 0,042$)

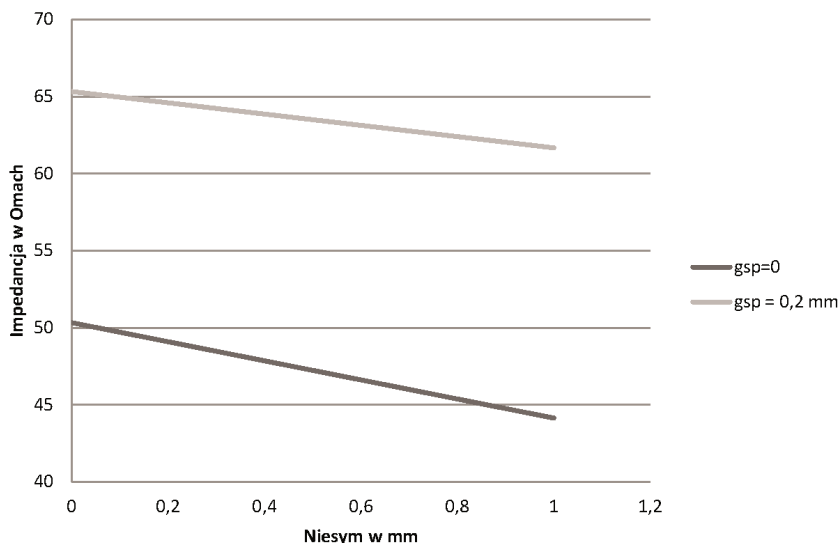


Rys. 4.60. Zmiana parametru s_{11} przy zmianie symetrii ścieżki środkowej
($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,683$, $\text{tg}d = 0,042$)



Rys. 4.61. Zmiana parametru s_{21} przy zmianie symetrii ścieżki środkowej
($l = 240\text{mm}$, $h = 0,48\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 1,683$, $\text{tg}d = 0,042$)

Niesymetryczne naszycie górnej (środkowej ścieżki sygnałowej) względem ścieżek masy powoduje zmniejszenie wartości impedancji charakterystycznej linii, podczas gdy słabe przyleganie ścieżek elektroprzewodzących (obecność szczeliny powietrznej między ścieżkami a podłożem) powoduje jej wzrost (rys. 4.62).



Rys. 4.62. Wpływ niesymetrycznego naszycia środkowej ścieżki sygnałowej oraz słabego przylegania ścieżek elektroprzewodzących do podłoża linii

Podsumowując przedstawioną powyżej analizę wpływu niedokładności wykonania linii na jej parametry transmisyjne, można stwierdzić, że wzajemne położenie górnej ścieżki sygnałowej i ścieżek masy oraz ich niedokładne przyleganie znacząco wpływa na właściwości transmisyjne tekstylnej linii sygnałowej.

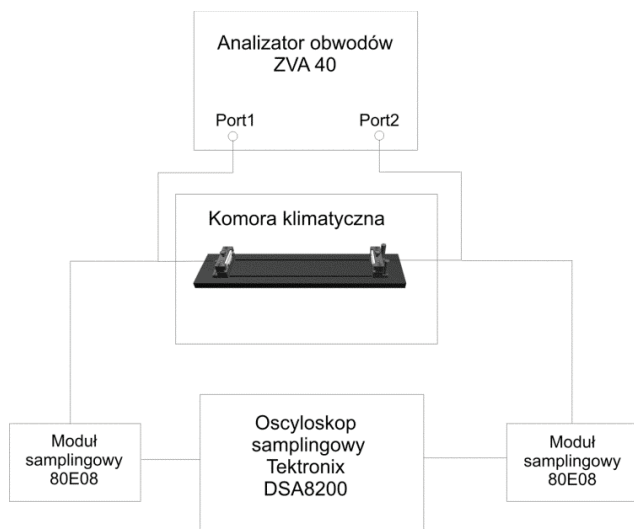
4.7. Stanowisko pomiarowe

4.7.1. Budowa stanowiska pomiarowego

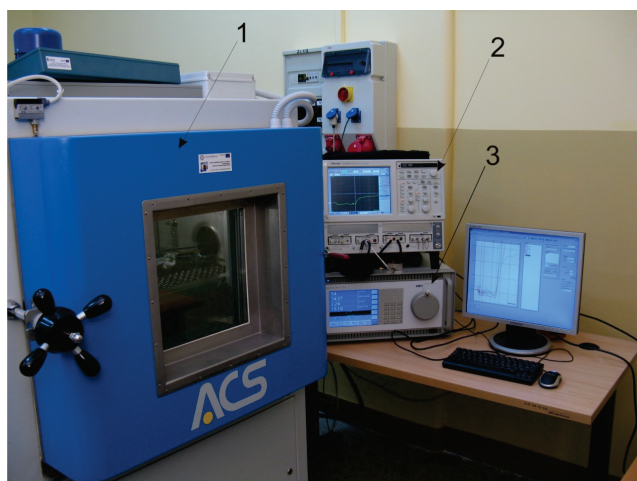
W poniższym rozdziale przedstawiono informacje dotyczące budowy stanowiska pomiarowego użytego do badań TLS oraz opracowanych i wykonanych na potrzeby tych badań elementów toru pomiarowego umożliwiających pomiary tekstylnych linii sygnałowych. Wykonane stanowisko pomiarowe umożliwia pomiary zarówno w dziedzinie czasu jak i częstotliwości. Schemat blokowy stanowiska przedstawiono na rysunku 4.63.

Stanowisko pomiarowe składa się z komory klimatycznej umożliwiającej utrzymanie zadanej temperatury i wilgotności powietrza, z umieszczoną w niej podstawą zaciskową służącą do połączenia badanej TLS z przyrządami pomiarowymi.

W zależności od dziedziny wykonywanych pomiarów, do zacisków podstawy zaciskowej dołączany jest analizator obwodów ZVA40 firmy Rhode&Schwarz, umożliwiający wykonanie pomiarów w dziedzinie częstotliwości lub oscyloskop samplingowy DSA 8200 firmy Tektronix umożliwiający pomiary w dziedzinie czasu. Wygląd stanowiska do pomiarów w dziedzinie czasu przedstawiono na rysunku 4.60. Stanowisko składa się z komory klimatycznej 1 (rys. 4.64), oscyloskopu samplingowego DSA8200 2 (rys. 4.64), wyposażonego w dodatkowy monitor i klawiaturę oraz precyzyjnego wilgotnościomierza 3 do kontroli parametrów klimatycznych wewnątrz komory 1 (rys. 4.64).



Rys. 4.63. Budowa stanowiska do badania TLS w dziedzinie czasu i częstotliwości



Rys. 4.64. Widok stanowiska do badania TLS w dziedzinie czasu

Testowana, tekstylna linia sygnałowa jest umieszczona między dwoma zaciskami pomiarowymi umożliwiającymi połączenie jej tekstylnych, płaskich, elektroprowadzących ścieżek do przyrządów pomiarowych. Połączenie to jest wykonane za pomocą standardowych przewodów współosiowych o impedancji charakterystycznej wynoszącej $50\ \Omega$, wyposażonych w złącza SMA. Konstrukcja oraz parametry elektryczne powyższych zacisków są krytyczne dla uzyskania prawidłowych wyników pomiarów. Ze względu na nietypowy, nowatorski charakter obiektu badań, jakim są tekstylne linie sygnałowe, konieczne było opracowanie i wykonanie powyższych zacisków przez autora monografii.

4.7.2. Zaciski pomiarowe do badania TLS

Pomiary wysokoczęstotliwościowe tekstylnych linii sygnałowych wymagają wykonania nowego rodzaju zacisku pomiarowego (przejścia) umożliwiającego podłączenie do pomiarowych wejść współosiowych analizatora obwodów VNA lub oscyloskopu samplingowego, płaskiej, tekstylnej linii sygnałowej.

Wykonanie pomiarów wysokoczęstotliwościowych urządzeń wyposażonych w standardowe złącza współosiowe jest stosunkowo łatwe. Bardzo dokładne pomiary mogą być, w tym przypadku wykonane po wcześniejszej kalibracji toru pomiarowego za pomocą zestawów kalibracyjnych i standardowych procedurach korekcji niepewności, w które wyposażony jest każdy analizator obwodów.

W przypadku urządzeń, które nie są wyposażone w standardowe złącza, wykonanie dokładnych pomiarów jest trudniejsze, ze względu na konieczność stosowania tzw. przejść umożliwiających dopasowanie mechaniczne i elektryczne testowanego urządzenia do wejść przyrządu pomiarowego.

Tekstylna linia sygnałowa jest szczególnym przypadkiem urządzenia sprawiającego bardzo duże problemy pomiarowe. Standardowe przejścia dostępne na rynku, przeznaczone do pomiarów konwencjonalnych elementów elektronicznych, nie nadają się do testowania tekstylnych linii sygnałowych. Spowodowane to jest m.in. innym rozstawem styków kontaktowych niż rozstaw wymagany do podłączenia linii tekstylnej. Rozstaw ten jest narzucony przez szerokości ścieżek przewodzących linii tekstylnej oraz odstęp między nimi. Wymiary te z kolei wynikają z impedancji linii, która powinna być maksymalnie zbliżona do $50\ \Omega$.

Dodatkowo ze względu na charakter materiałów włókienniczych cechujących się znaczną elastycznością, giętkością oraz nierównomiernością powierzchni, elementy dociskające testowaną próbkę do zacisków elektrycznych standardowego przejścia nie zapewniają właściwego kontaktu i powtarzalności pomiarów.

Odrębnym problemem są także możliwe potencjalne zwarcia ścieżek TLS do elementów zacisku. Problem ten wynika z elastyczności elementów TLS, która może powodować zmiany jej kształtu, a co za tym idzie, zmiany położenia jej elementów względem zacisku.

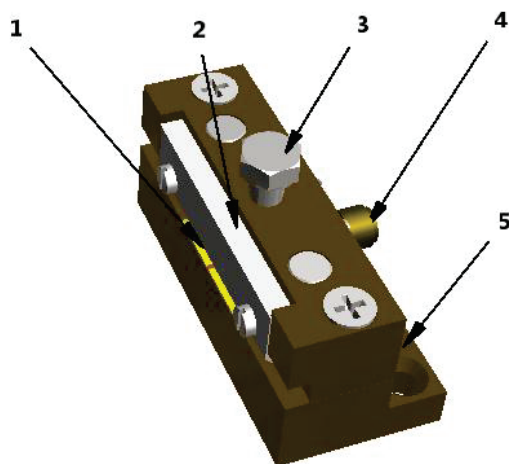
Idealny zacisk (przejście) powinien posiadać następujące cechy:

- impedancję falową $Z_c = 50 \Omega$,
- straty odbiciowe równe zero ($|s_{11}| = 0$),
- straty transmisyjne równe zero ($|s_{21}| = 1$),
- płaską odpowiedź częstotliwościową z liniową fazą w szerokim zakresie częstotliwości,
- precyzyjnie znaną długość elektryczną,
- nieskończoną izolację między wejściem a wyjściem zapewniającą zerowy efekt przenikania (ang. crosstalk),
- pasmo przenoszenia większe niż pasmo testowanej linii sygnałowej.

Wykonanie idealnego zacisku jest w praktyce niemożliwe. Niemniej jednak, odchyłki od parametrów idealnych można zminimalizować poprzez staranny projekt, wsparty modelowaniem komputerowym oraz powykonawcze pomiary z wykorzystaniem reflektometrii w dziedzinie czasu, mające na celu identyfikację źródeł niedopasowania występujących w zacisku. Poprzez właściwą kalibrację zacisku np. metodą TOSM lub TRL (Fleury, Bernard, 2001) można zminimalizować wpływ jego niedokładności wykonania na wyniki pomiarów testowanej linii sygnałowej.

Rzeczywisty zacisk pomiarowy powinien charakteryzować się następującymi cechami:

- poziomem strat dużo mniejszym od założonej dokładności pomiarów,
- pasmem przenoszenia dużo większym od pasma TLS,
- zminimalizowanym niedopasowaniem do TLS i przyrządu pomiarowego,
- izolacją między wejściem a wyjściem dużo większą od izolacji między wejściem a wyjściem TLS.



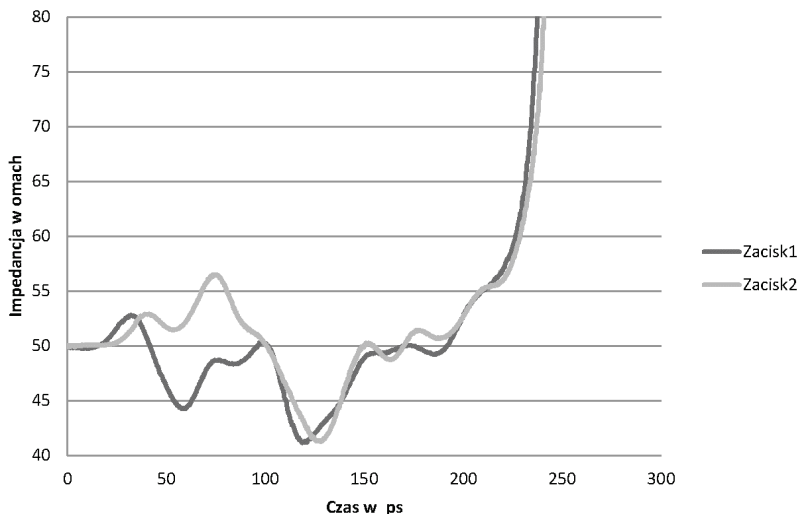
Rys. 4.65. Zaprojektowany zacisk pomiarowy do badania tekstylnych linii koplanarnych

Zaprojektowane w ramach prac zaciski pomiarowe przedstawiono na rysunkach 4.65 oraz 4.67. Na etapie projektowania, w celu doboru i optymalizacji wymiarów geometrycznych zacisków, przeprowadzono modelowanie właściwości transmisyjnych za pomocą programu CST Studio.

Pierwszy rodzaj zacisków umożliwia podłączenie do aparatury pomiarowej tekstylnej linii koplanarnej. Zacisk ten składa się z linii mikropaskowej 1 (rys. 4.65) umieszczonej na podstawie dolnej 5 (rys. 4.65). Do linii mikropaskowej dolutowane jest bezpośrednio złącze SMA 4 (rys. 4.65) umożliwiające połączenie zacisku, za pomocą standardowego przewodu współosiowego, z analizatorem obwodów lub oscyloskopem samplingowym.

Docisk badanej linii sygnałowej do linii mikropaskowej 1 jest zrealizowany poprzez płytkę dociskową i połączony z nią docisk teflonowy 2 (rys. 4.65). Zakleszczenie i docisk kontaktów TLS ze stałą siłą uzyskano poprzez dokręcenie śruby 3 za pomocą klucza dynamometrycznego, stanowiącego standardowe wyposażenie zestawu kalibracyjnego analizatora obwodów VNA. Minimalizację wpływu docisku 2 (rys. 4.65) na impedancję toru sygnałowego uzyskano poprzez nadanie mu kształtu zapewniającego minimalizację powierzchni styku z testowaną linią sygnałową.

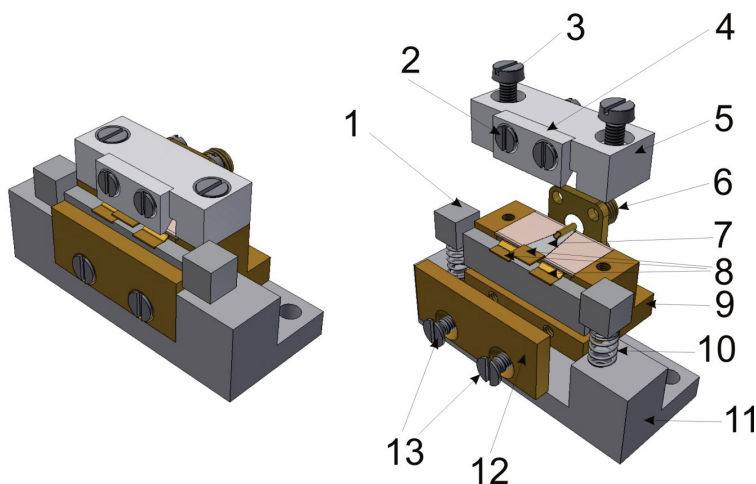
Po wykonaniu dwóch zacisków tego typu, wykonano pomiary ich profili impedancji, które przedstawiono na rysunku 4.66.



Rys. 4.66. Profil impedancji charakterystycznej zacisków pomiarowych do badania linii koplanarnych

Zmierzone profile impedancji charakterystycznej wykonanych zacisków pomiarowych wskazują na pewną nierównomierność impedancji zacisków, którą uwzględniono przy wykonywaniu pomiarów linii sygnałowych za pomocą odpowiedniej korekcji wyników pomiarów. Korekcję taką można wykonać poprzez kalibrację toru pomiarowego zawierającego przyrząd pomiarowy, przewody, złącza i wykonane zaciski za pomocą wzorców kalibracyjnych lub metodą tzw. deembeddingu. Metoda ta polega na wyznaczeniu macierzy parametrów s każdego z zacisków pomiarowych, a następnie w oparciu o te macierze wykonaniu korekcji otrzymanych wyników pomiaru tekstylnej linii transmisyjnej.

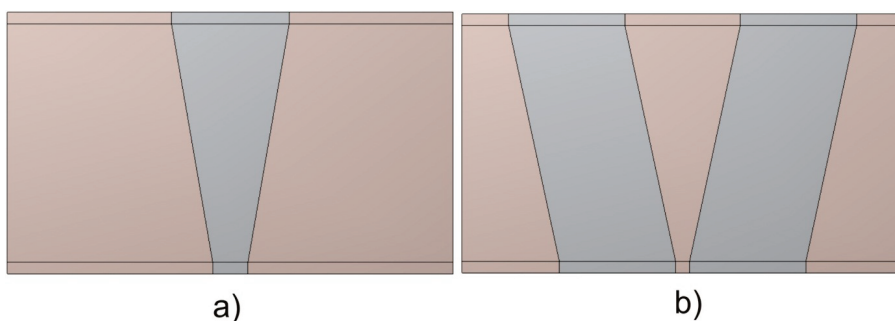
Drugi rodzaj zaprojektowanych i wykonanych zacisków pokazano na rysunku 4.67. Zaciski te służą do dołączenia nowego rodzaju TLS opracowanej przez autora monografii.



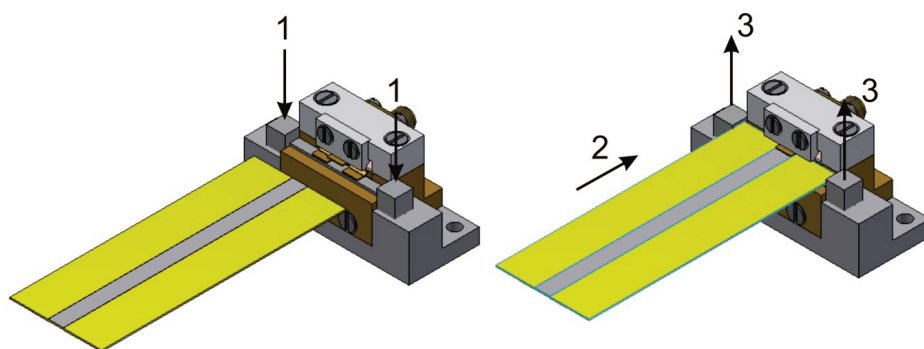
Rys. 4.67. Zacisk do badania nowego rodzaju linii typu PWW/PWW
(Leśnikowski J., 2012c)

Konstrukcja tego zacisku umożliwia pewne, powtarzalne podłączenie testowanej TLS do aparatury pomiarowej wyposażonej w złącza współosiowe. Proponowany zacisk składa się z podstawy dolnej *11* (rys. 4.67) z przykręconą do niej wkładką mosiężną *9* (rys. 4.67). Wkładka mosiężna *9* posiada wgłębienie w którym umocowany jest obwód drukowany *7* (rys. 4.67). Do ścieżki górnej obwodu drukowanego *7* z jednej strony przylutowane jest gniazdo typu SMA *6* (rys. 4.67). Z drugiej strony obwodu drukowanego *7* do jego ścieżek dolutowane są styki *8* (rys. 4.67) między które umieszcza się badaną tekstylną linię transmisyjną. Obwód drukowany *7* jest osłonięty za pomocą teflonowej osłony górnej *5* (rys. 4.67) przykręconej do wkładki *9* za pomocą śrub *3*. Do osłony górnej *5*

przykręcony jest śrubami 2 teflonowy docisk górny 4 (rys. 4.67), którego zadaniem jest docisnięcie od góry styków 8 do ścieżek elektroprzewodzących badanej linii. Docisk od dołu zapewnia ruchomy, teflonowy docisk dolny 1. Właściwą, stałą siłę docisku styków do ścieżek badanej linii zapewniono przez umieszczenie ich między dociskiem górnym 4 a dolnym 1 wyposażonym w dwie stalowe sprężyny dociskowe 10. Właściwe prowadzenie docisku dolnego 1 zapewnia prostokątna płytko czołowa 12 przykręcona do wkładki mosiężnej 9 za pomocą śrub 13. Przy konstrukcji zacisku położono duży nacisk na minimalizację odbić sygnału poprzez zachowanie maksymalnie równomiernej impedancji charakterystycznej w jego obrębie. Równomierność tę zapewnia obwód drukowany 7 (rys. 4.67) o stożkowej ścieżce sygnałowej oraz odpowiednio ukształtowanych ścieżkach masy, co pokazano na rysunku 4.68.



Rys. 4.68. Obwód drukowany zacisku: a) widok od góry, b) widok od dołu (Leśnikowski J., 2012c)

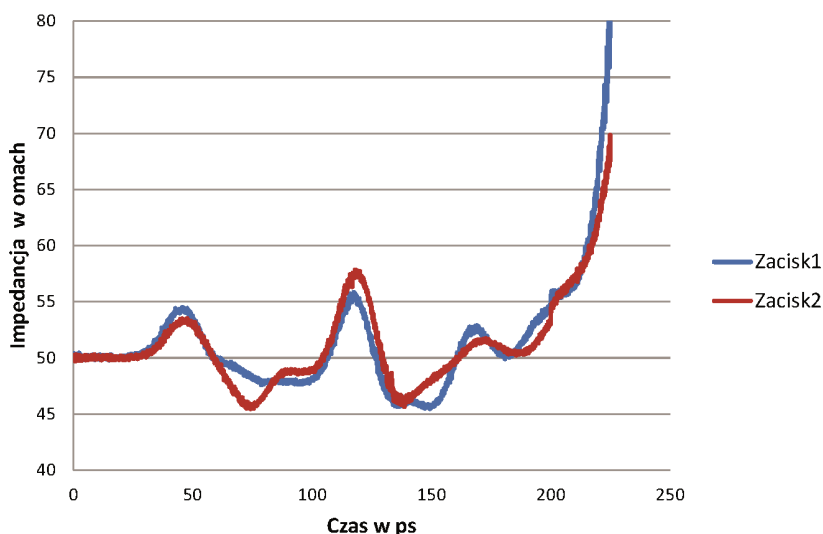


Rys. 4.69. Sposób mocowania TLS w zacisku (Leśnikowski J., 2012c)

Sposób podłączenia tekstylnej linii transmisyjnej do zacisku pokazano na rysunku 4.69. W celu jej podłączenia należy przesunąć docisk dolny 1 (rys. 4.69) do dołu pokonując opór sprężyn 10 (rys. 4.67) i przytrzymać go w tej pozycji.

Następnie należy wsunąć tekstylną linię transmisyjną między styki 8 (rys. 4.67). Po wsunięciu linii należy sprawdzić poprawność ułożenia ścieżek elektroprzewodzących linii względem styków 8 (rys. 4.67) zacisku a następnie zwolnić docisk dolny 1 (rys. 4.67).

Profile impedancji tego typu zacisków pokazano na rysunku 4.70.



4.7.3. Powtarzalność pomiarów wykonanych za pomocą skonstruowanych zacisków

W celu sprawdzenia powtarzalności pomiarów wykonanych z użyciem skonstruowanych zacisków wykonano, w warunkach powtarzalności i odtwarzalności, trzydzieści pomiarów średniej impedancji charakterystycznej linii oraz wartości pola pod krzywą wyznaczającą profil impedancji, czyli:

$$P_z = \int_{2t_{po}}^{2t_{ko}} Z_c(t) dt, \quad (4.53)$$

w którym t_{po} jest czasem, po którym skokowy sygnał napięciowy, wytwarzany przez moduł samplingowy 80E08 (rys. 4.63) dociera do miejsca połączenia TLS z zaciskiem, t_{ko} jest czasem, po którym skokowy sygnał napięciowy dociera do końca linii.

Po każdym z trzydziestu pomiarów średniej impedancji charakterystycznej testowanej TLS oraz obliczeniu z wyników pomiarów pola P_z następowało odłączenie linii od zacisku. W przypadku zacisku pokazanego na rysunku 4.65 TLS użytą do testów wykonano, jako linię koplanarną o podłożu z tkaniny nr 44 (tab. Z.1÷Z.2). W przypadku zacisku z rysunku 4.67 linię transmisyjną wykonano, jako linię o układzie ścieżek zaproponowanych przez autora (rys. 4.48). Podłoże tej linii wykonano z tkaniny nr 1 (tab. Z.1÷Z.2).

Otrzymane wyniki pomiarów przedstawiono w tabeli 4.22.

Tabela 4.22. Wyniki pomiarów powtarzalności zacisków

	$u_A(Z_{c\dot{s}r})$	$(u_A(Z_{c\dot{s}r})/Z_{c\dot{s}r})100\%$	$u_A(P_{z\dot{s}r})$	$(u_A(P_{z\dot{s}r})/P_{z\dot{s}r})100\%$
	Ω	%	$\Omega \cdot ns$	%
Zacisk typu 1	0,121	0,137	0,229	0,152
Zacisk typu 2	0,086	0,097	0,158	0,105

Z przedstawionych wyników badań wartości wynika, że wykonane zaciski zapewniają wystarczającą powtarzalność pomiarów dla potrzeb badań przedstawionych w dalszej części monografii.

5. BADANIA WYKONANYCH TEKSTYLNYCH LINII SYGNAŁOWYCH

5.1. Weryfikacja modelu matematycznego nowej linii sygnałowej

W celu zweryfikowania poprawności uzyskanego modelu w postaci sieci neuronowej umożliwiającego znalezienie zależności (4.42) wykonano pomiary impedancji wykonanych modeli fizycznych linii. Następnie z każdego z otrzymanych profili impedancji wyliczono wartość średnią impedancji linii.

Jednocześnie za pomocą mikroskopu i oprogramowania Stream Motion do analizy obrazu wykonano pomiary rzeczywistej średniej wartości g_{ad} . Na podstawie rzeczywistych wartości h , g_{ad} , ε_r , $\tan \delta$ w oparciu o znaleziony model sieci neuronowej dokonano predykcji wartości impedancji linii. Przykładowe wartości zmierzonej i przewidzianej przez sieć neuronową impedancji linii przedstawiono w tabeli 5.1.

Różnice między rzeczywistą wartością impedancji linii a wartością otrzymaną z modelu (tabela 5.1) wynikają z:

- niedokładności wykonania modeli fizycznych linii,
- niedokładności pomiarów wymiarów geometrycznych linii i parametrów elektrycznych ich podłoża,
- wpływu oddziaływań klimatycznych na linię oraz innych zakłóceń nie uwzględnionych podczas symulacji.
- jakości sieci (zdolności sieci do predykcji),
- niedokładności symulacji, na którą składają się błędy odwzorowania symulowanej struktury wynikające z przyjętych założeń upraszczających, czy błędy przetwarzania cyfrowego spowodowane np. wielokrotnymi zaokrągleniami wyników obliczeń.

Powyższe czynniki, a w szczególności niedokładności wykonania modeli fizycznych linii i niedokładności pomiarów powodują, że weryfikacja z użyciem modeli fizycznych jest trudna do wykonania, a jej wyniki mogą wykazywać znaczne rozbieżności z oczekiwaniami.

Niemniej jednak analiza otrzymanych wyników weryfikacji, z uwzględnieniem celu, dla którego został wykonany model tekstylnej linii sygnałowej, pozwala na przyjęcie tezy o przydatności tego modelu do wstępnego doboru wymiarów geometrycznych jak i parametrów elektrycznych podłoża projektowanej linii.

Tabela 5.1. Impedancja charakterystyczna rzeczywistej TLS i przewidywana przez model sieci neuronowej

Nr tkaniny podłoża	Grubość podłoża h	Odstęp między ścieżkami masy g_{ad}	Przenikalność elektryczna ϵ_r	Tangens kąta strat $tg\delta$	Z_c z modelu	Z_c rzecz.	Różnica
-	mm	mm	-	-	Ω	Ω	Ω
3	0,35	2	1,701	0,01094	40,84	44,50	-3,66
5	1	3,8	1,713	0,01453	66,78	67,80	-1,02
7	0,37	3,5	1,768	0,00157	49,77	39,34	10,43
15	0,35	3,7	1,895	0,04015	50,65	41,90	8,75
17	0,25	2,37	1,974	0,05309	39,21	26,83	12,38
65	0,28	2,44	1,74023	0,00206	40,79	35,11	5,68
80	0,28	2,81	2,17854	0,05603	41,81	32,86	8,95
84	0,34	3,8	2,36192	0,0741	50,17	45,59	4,58
85	0,31	3,8	2,08496	0,0615	49,98	39,88	10,10
90	0,38	3,04	2,19583	0,06687	45,76	41,70	4,06
92	0,42	3,5	2,34206	0,07826	49,67	55,11	-5,44
94	0,5	2,97	1,87549	0,03098	49,27	48,93	0,34
97	0,34	3,6	1,83883	0,04045	49,73	45,98	3,74
107	0,35	2,94	1,64355	0,00219	45,73	42,21	3,52
109	0,49	2,22	1,99968	0,0433	44,69	39,40	5,29

5.2. Badania wpływu zmian warunków klimatycznych na właściwości transmisyjne linii

Jednymi z głównych czynników potencjalnie wpływających na działanie tekstylnej linii transmisyjnej są warunki klimatyczne tzn. temperatura i wilgotność otaczającego linię powietrza. Wykonano, zatem, badania mające na celu określenie tego wpływu. Pierwsza seria wykonanych pomiarów miała na celu sprawdzenie wpływu zmian wilgotności względnej powietrza na mierzone parametry s oraz impedancję linii przy stałej temperaturze utrzymywanej na poziomie 20°C.

W drugiej serii badano wpływ zmian temperatury na właściwości TLS przy stałej wartości wilgotności bezwzględnej w_b . Pomiary wykonano dla dwóch wartości temperatury: 5°C i 20°C. Wybór tych wartości jest kompromisem między potrzebą wyznaczenia właściwości TLS dla jak najszerszych zmian temperatury, a dostępnymi możliwościami technicznymi utrzymania stałej wartości wilgotności przy tych zmianach.

Ponieważ wartość wilgotności względnej powietrza ściśle zależy od jego temperatury, w drugiej serii pomiarów, jako wartość stałą przyjęto wartość wilgotności bezwzględnej w_b wyrażonej zależnością:

$$w_b = \frac{m_w}{V_w} = const, \quad (5.1)$$

w której m_w oznacza masę pary wodnej zawartej w objętości powietrza wilgotnego V_w .

Przyjętą do badań wartość wilgotności bezwzględnej w_b oraz odpowiadające jej wartości wilgotności względnej w przedstawiono w tabeli 5.2. Pomiary wszystkich testowanych linii wykonano po takim samym, stałym czasie od zmiany parametrów klimatu w komorze klimatycznej. W badaniach nie uwzględniono wpływu właściwości hydrofobowych i hydrofilowych podłoża linii. Wszystkie pomiary, dla każdej z linii, w celu zminimalizowania niepewności pomiaru związanej z powtarzalnością mocowania linii w zacisku pomiarowym, zostały wykonane bez jej odłączania od zacisków.

Tabela 5.2. Wartość wilgotności bezwzględnej w_b oraz odpowiadające jej wartości wilgotności względnej w (ciśnienie atmosferyczne 1000 hPa)

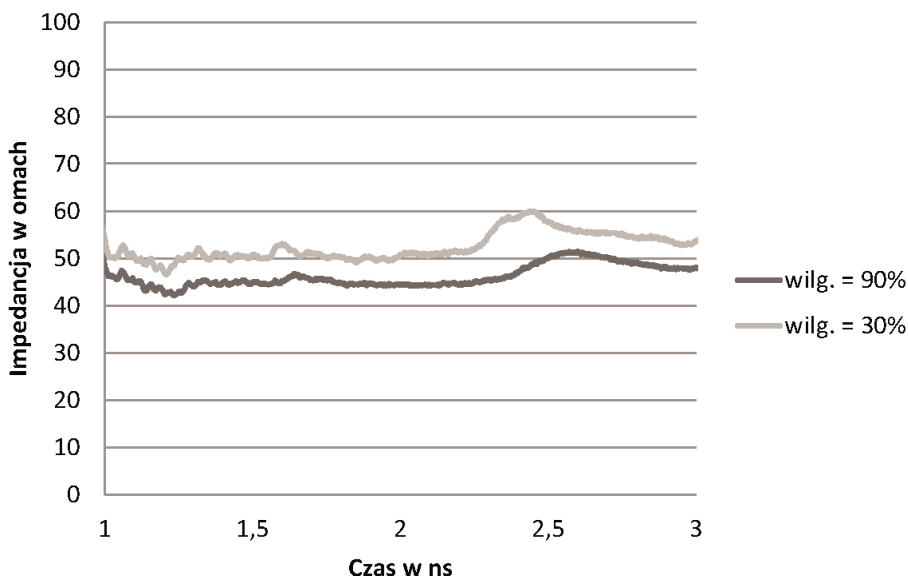
Wilgotność bezwzględna w_b	Temperatura	Wilgotność względna
g/m^3	$^{\circ}\text{C}$	%
4,656	5	68,2
	20	26,8

Uzyskane przykładowe przebiegi impedancji linii, wykonanej na podłożu z tkaniny 1, przedstawiono na rysunkach 5.1÷5.2. Na rysunku 5.1 pokazano, profile impedancji charakterystycznej zmierzone przy różnych wilgotnościach względnych powietrza otaczającego linię.

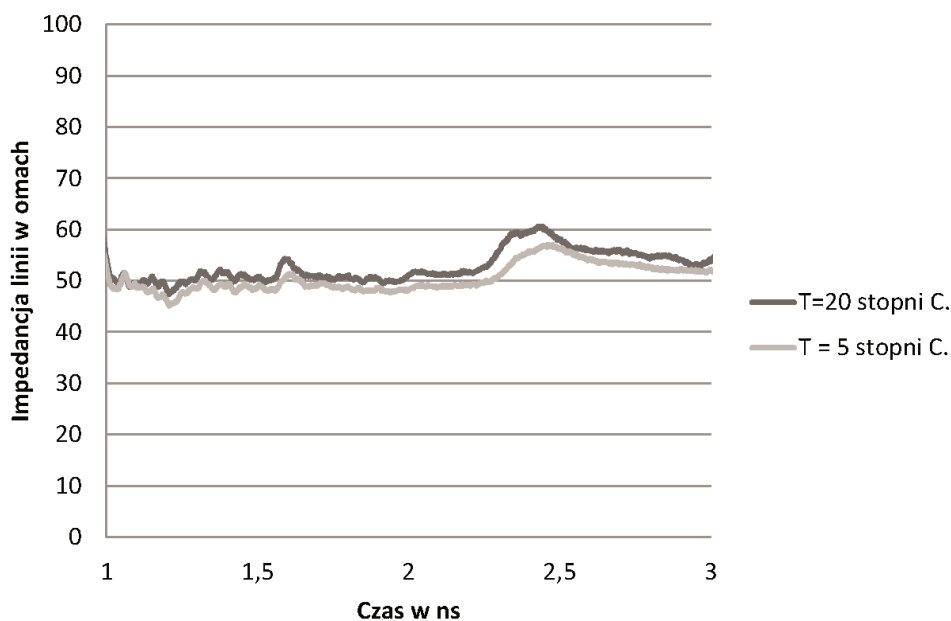
Z przeprowadzonych badań otrzymano, że zwiększanie wilgotności względnej powietrza przy stałej temperaturze $T = 20^{\circ}\text{C}$ powoduje zmniejszanie impedancji charakterystycznej linii. Powyższy efekt zaobserwowano dla pozostałych testowanych linii.

W przypadku linii o impedancji charakterystycznej $Z_C > 50 \Omega$, zmniejszenie jej wartości powoduje zmniejszenie niedopasowania linii, a zatem zmniejszenie wartości modułu współczynnika s_{11} (rys. 5.3). Gdy impedancja TLS $Z_C \leq 50 \Omega$ to dalsze zmniejszanie jej wartości powoduje zwiększanie niedopasowania linii i wzrost wartości modułu s_{11} .

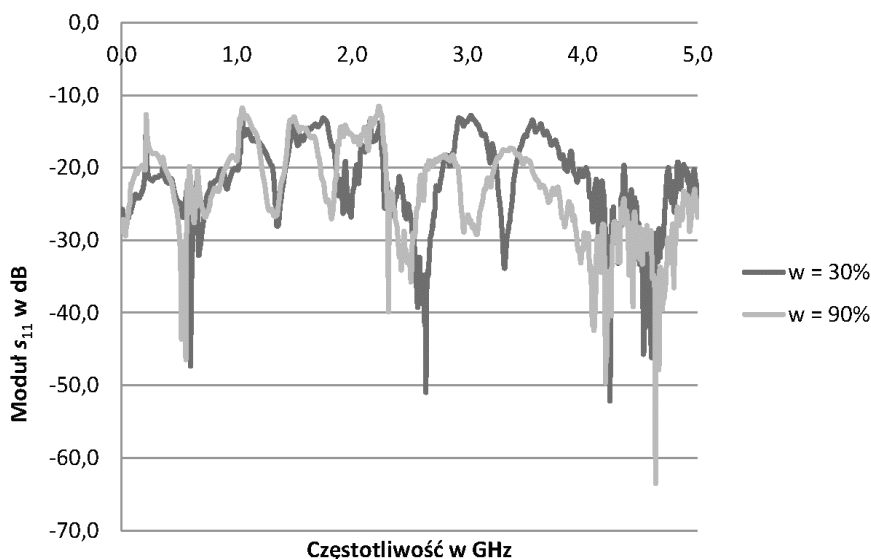
Z rysunku 5.4 wynika z kolei, że wzrost wilgotności względnej powietrza, przy stałej temperaturze powoduje wzrost tłumienia sygnału przez TLS. Jest to szczególnie widoczne przy dużych częstotliwościach sygnału przesyłanego. Wpływa to na ograniczenie, wraz ze wzrostem wilgotności, pasma przenoszenia linii.



Rys. 5.1. Profile impedancji TLS o podłożu z tkaniny nr 1 dla różnych wilgotności względnych otaczającego linię powietrza ($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30 \div 90\%$)



Rys. 5.2. Profile impedancji TLS o podłożu z tkaniny nr 1 dla różnych temperatur otaczającego linię powietrza ($w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$, $T = 5 \div 20^{\circ}\text{C}$)



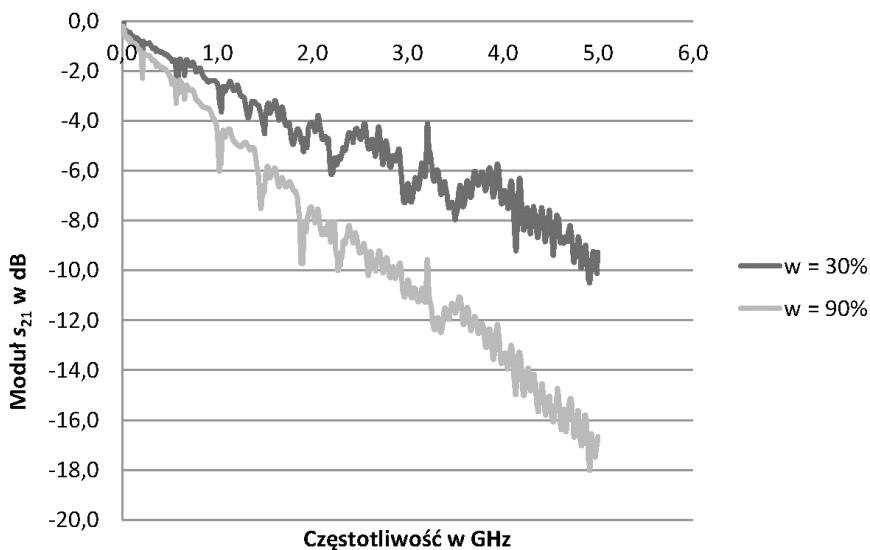
Rys. 5.3. Zmiana modułu współczynnika s_{11} w zależności od częstotliwości i wilgotności względnej otaczającego powietrza ($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\div 90\%$, podłoże – tkanina 1)

Pomiary fazy współczynnika s_{21} wykazały nieliniowość zboczy opadających tej wielkości (rys. 5.5). Świadczy to o zmiennej prędkości propagacji sygnału w linii, powodującej zniekształcenia fazowe transmitowanego sygnału. Zmiana wilgotności względnej powietrza otaczającego linię wpływa na wartość opóźnienia grupowego wyrażonego wzorem:

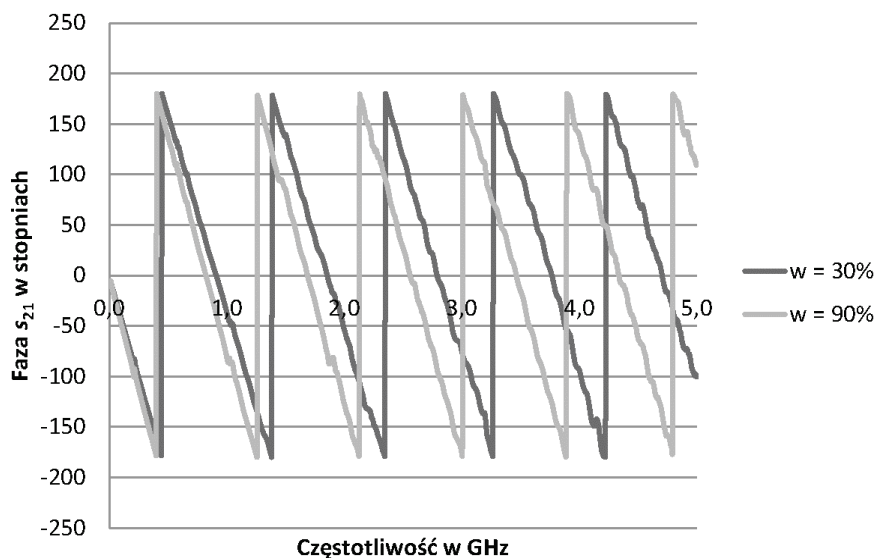
$$\tau_G(f_0) = -\frac{1}{360^{\circ}} \frac{d}{df} \arg(s_{21}(f_0)), \quad (5.2)$$

będącego miarą prędkości propagacji sygnału o częstotliwości f przez linię. Wraz ze zmianą wilgotności, wartość opóźnienia grupowego ulega zmianie (rys. 5.5). Z kolei niezerowa wartość fazy współczynnika s_{11} (rys. 5.6) świadczy o istnieniu odbić w linii.

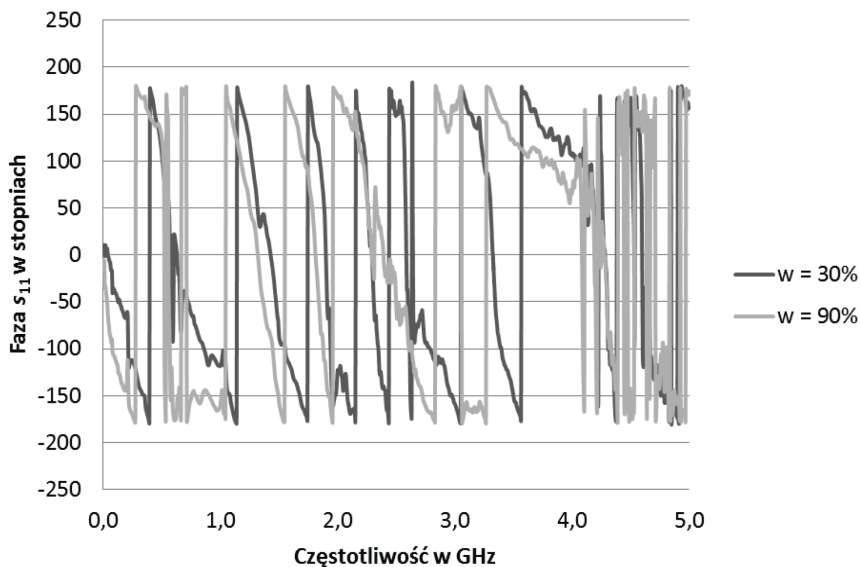
Zmiana temperatury powietrza otaczającego linię, przy stałej wilgotności bezwzględnej powietrza nie ma znaczącego wpływu na przebieg modułu (rys. 5.7) i fazy współczynnika s_{11} . Również w przypadku modułu współczynnika s_{21} wpływ temperatury na przebieg tego współczynnika jest niewielki. Otrzymane w wyniku pomiarów zależności $s_{21}(f)$ dla różnych temperatur pokrywają się dla większości mierzonych linii. W niektórych przypadkach zarejestrowano zwiększenie tłumienia linii w temperaturze 5°C . Przypadek, dla którego zjawisko to jest najbardziej widoczne przedstawiono na rysunku 5.8.



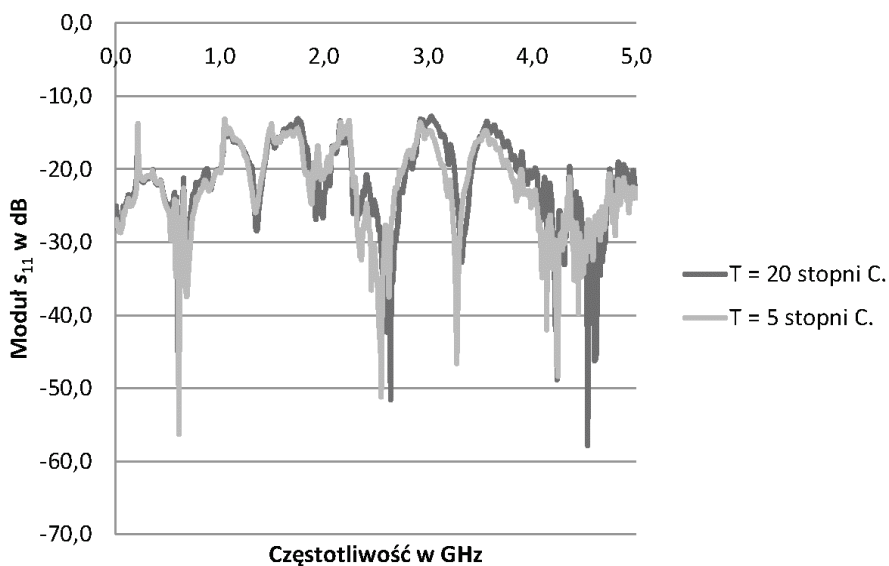
Rys. 5.4. Zmiana modułu współczynnika s_{21} w zależności od częstotliwości i wilgotności względnej otaczającego powietrza ($T = 20^\circ\text{C}$, $w = 30\div 90\%$, podłoże – tkanina 1)



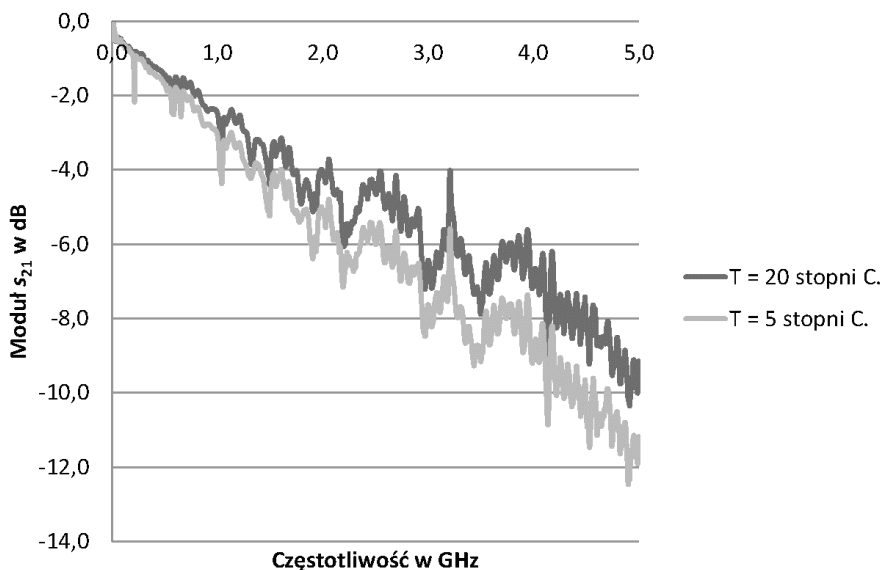
Rys. 5.5. Zmiana fazy współczynnika s_{21} w zależności od częstotliwości i wilgotności względnej otaczającego powietrza ($T = 20^\circ\text{C}$, $w = 30\div 90\%$, podłoże – tkanina 1)



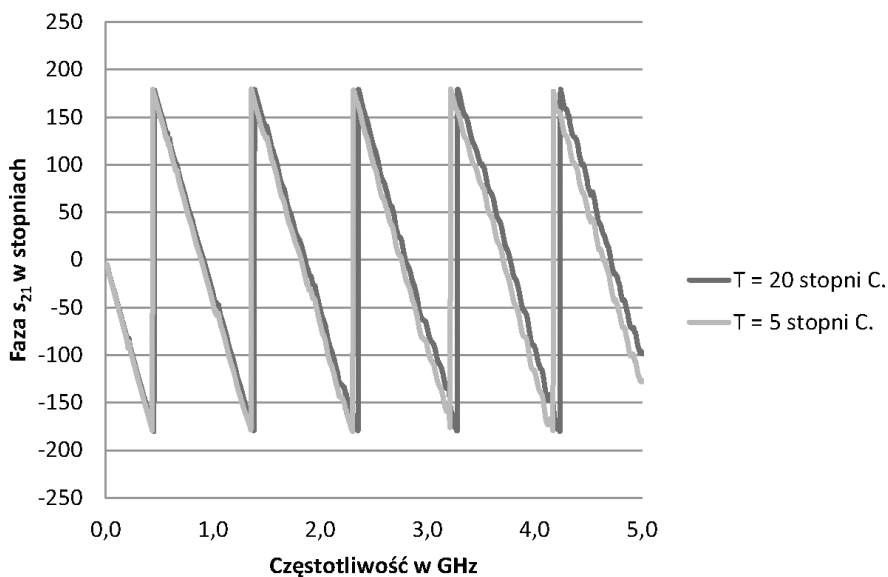
Rys. 5.6. Zmiana fazy współczynnika s_{21} w zależności od częstotliwości i wilgotności względnej otaczającego powietrza ($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\div 90\%$, podłoże – tkanina 1)



Rys. 5.7. Zmiana modułu współczynnika s_{11} w zależności od częstotliwości i temperatury otaczającego powietrza ($T = 5\div 20^{\circ}\text{C}$, $w_b = 4,656\text{ g/m}^3$, podłoże – tkanina 1)



Rys. 5.8. Zmiana modułu współczynnika s_{21} w zależności od częstotliwości i temperatury otaczającego powietrza ($T = 5 \div 20^\circ\text{C}$, $w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$, podłoże – tkanina 1)



Rys. 5.9. Zmiana fazy współczynnika s_{21} w zależności od częstotliwości i temperatury otaczającego powietrza ($T = 5 \div 20^\circ\text{C}$, $w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$, podłoże – tkanina 1)

Analiza statystyczna wyników pomiarów

W ramach badań modeli fizycznych TLS wykonano analizę statystyczną otrzymanych wyników pomiarów. Ze względu na nie spełnienie założeń analizy wariancji (brak normalności rozkładów w grupach wyznaczonych przez zmienne niezależne oraz brak jednorodności wariancji) do analizy, zamiast wieloczynnikowej analizy wariancji, użyto testów nieparametrycznych. W ramach przeprowadzonej analizy sprawdzono wpływ temperatury i wilgotności względnej powietrza otaczającego testowane linie na ich właściwości transmisyjne. Dodatkowo przeanalizowano również wpływ splotu, surowca, grubości i wypełnienia powierzchniowego podłoża na te właściwości.

W wyniku wykonanych pomiarów, dla każdego z mierzonych współczynników s , uzyskano zbiór wartości określających zmienność tego współczynnika w funkcji częstotliwości $s_{m1}(f)$. Na potrzeby przeprowadzonej analizy zastąpiono otrzymane zbiory $s_{m1}(f)$ współczynnikami, najlepiej określającymi te cechy zależności $s_{mn}(f)$, które są ściśle związane z właściwościami transmisyjnymi linii. Do takich parametrów można zaliczyć, opisane wcześniej, wartości $s_{11\max}$, $s_{21\min}$ używane podczas analizy wyników modelowania opisanej w rozdziale 4.3. W przypadku badań rzeczywistych linii lepszymi współczynnikami okazały się wielkości określone, jako:

$$P_{S_{11}} = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |s_{11}[dB]| df, \quad (5.3)$$

$$P_{S_{21}} = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |s_{21}[dB]| df. \quad (5.4)$$

Ze względu na dyskretną postać wyników pomiarów współczynników s , zależności (5.3) i (5.4) przyjmują postać:

$$P_{S_{11}} = \sum_{i=1}^n s_{11}^i \cdot \Delta f \quad (5.5)$$

$$P_{S_{21}} = \sum_{i=1}^n s_{21}^i \cdot \Delta f \quad (5.6)$$

W zależnościach (5.5) i (5.6) wartość n oznacza liczbę wartości współczynnika s składających się na jego zmierzony przebieg w funkcji częstotliwości f .

Współczynniki $P_{S_{11}}$ i $P_{S_{21}}$ wykazały większą, niż wartości $s_{11\max}$, $s_{21\min}$, odporność na pojedyncze, odstające wyniki pomiarów, wywołane zakłóceniami zewnętrznymi. Spowodowało to ich użycie do dalszej analizy działania modeli fizycznych TLS.

Wartości obu współczynników wyznaczają wartość pola nad przebiegami $s_{m1}(f)$. Duża wartość współczynnika $P_{S_{11}}$ świadczy o niskim poziomie odbić transmitowanego sygnału od TLS. Z kolei mała wartość współczynnika $P_{S_{21}}$

świadczy o niskim tłumieniu sygnału transmitowanego przez linię. Oczywiście wprowadzenie takich współczynników jest spowodowane chęcią sprowadzenia wyników pomiarów w sensie szerszym do pojedynczych wartości. Jest to działanie niezbędne, aby umożliwić m.in. przeprowadzenie analizy statystycznej otrzymanych wyników. Działanie takie jednak zawsze powoduje utratę części informacji jaką zawiera wynik pomiaru w postaci zbioru wartości $s_{nn}(f)$. Utrata ta spowodowała, że analiza statystyczna wyników, oparta o proponowane współczynniki, została poprzedzona kontrolą, czy wśród przebiegów $s_{m1}(f)$, nie ma przebiegów, których charakter zmian w funkcji częstotliwości znacząco odbiega od innych przebiegów. Przykładem takich przebiegów mogą być dwa przebiegi liniowe o równych średnich i różnych znakach pierwszej pochodnej. W jednym z takich przebiegów wartość zależna rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości, podczas gdy w drugim z przebiegów maleje. Charakter opisywanych przez nie zmian wielkości zależnej jest więc różny, mimo że wyliczone wskaźniki Ps w obu przypadkach są takie same. W wyniku przeprowadzonej kontroli, mającej na celu zminimalizowanie prawdopodobieństwa wystąpienia takiej sytuacji, nie stwierdzono przypadków przebiegów o odmiennym charakterze.

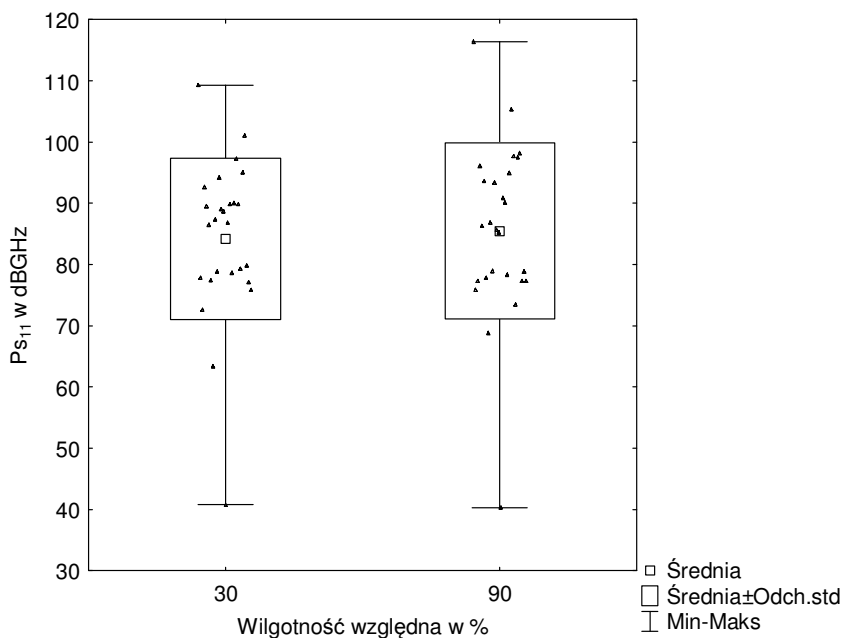
Ponieważ w pojedynczej wartości Ps_{nn} nie jesteśmy w stanie zawrzeć całej informacji o charakterze zmian współczynników $s_{m1}(f)$ analiza statystyczna została uzupełniona analizą merytoryczną otrzymanych wyników pomiaru $s_{m1}(f)$. Dopiero w oparciu o te dwie analizy sformułowano wnioski końcowe dotyczące wpływu analizowanych współczynników na właściwości transmisyjne linii.

Na rysunku 5.10 pokazano rozrzut współczynnika Ps_{11} pod wpływem zmian wilgotności powietrza, przy stałej temperaturze $T = 20^{\circ}\text{C}$

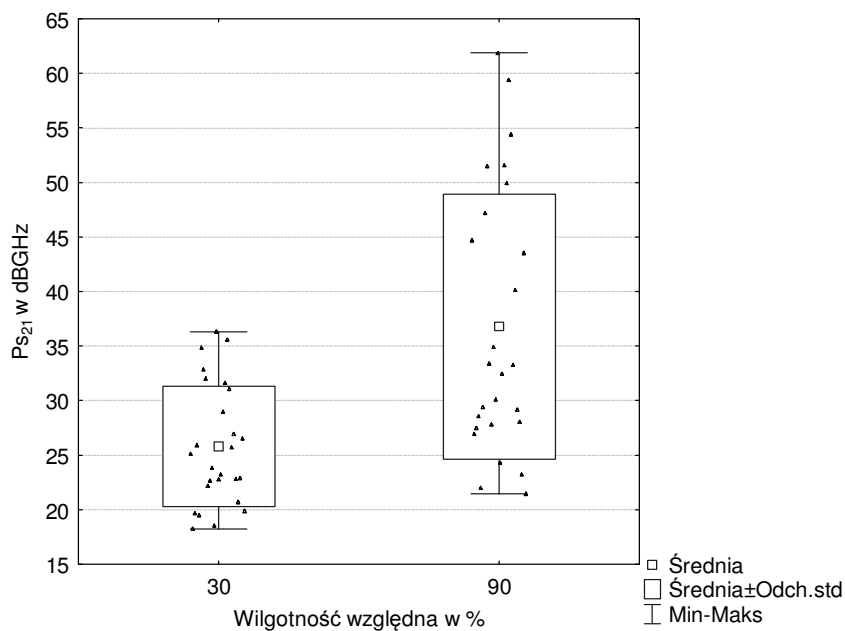
Wykonany nieparametryczny test U Manna-Whitneya wykazał ($p = 0,805$), dla przyjętego poziomu $\alpha = 0,05$, brak wpływu zmian wilgotności względnej powietrza na wartość współczynnika Ps_{11} będącego miarą wielkości odbić sygnału w linii. Jednocześnie test ten wykonany dla współczynnika Ps_{21} wykazał, brak podstaw do przyjęcia, dla $\alpha = 0,05$, testowanej hipotezy zerowej o równości średnich w grupach. Oznacza to że wilgotność względna powietrza ma znaczący wpływ na współczynnik Ps_{21} będący miarą tłumienia sygnału przechodzącego przez linię. Rozrzut wartości tego współczynnika, uzyskany w wyniku pomiarów, w zależności od wartości wilgotności względnej powietrza otaczającego badaną linię, przedstawiono na rysunku 5.11.

Wyniki pomiarów wykonanych przy różnych temperaturach powietrza otaczającego linię i stałej bezwzględnej wilgotności powietrza pokazano odpowiednio na rysunkach 5.12 i 5.13.

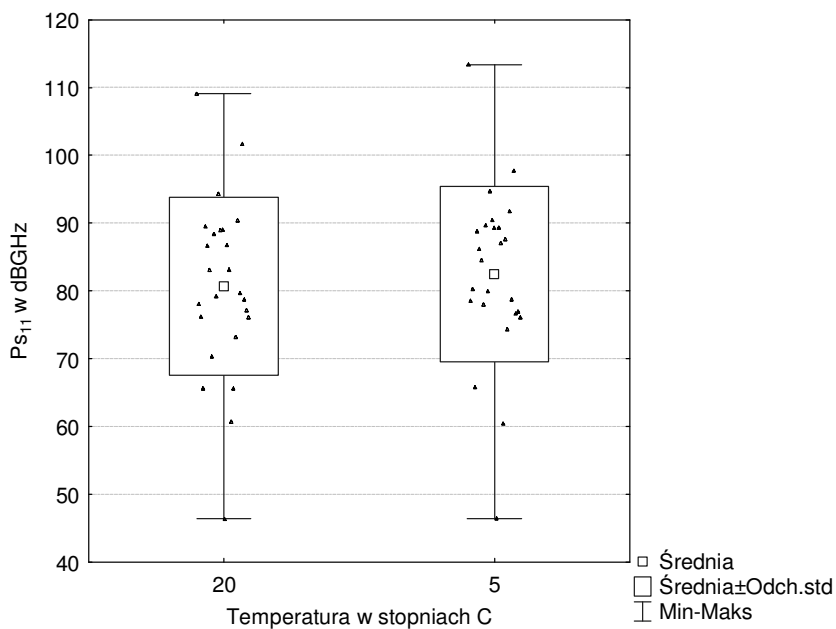
Test U Manna-Whitneya wykazał (dla $\alpha = 0,05$) brak wpływu zmian temperatury w zakresie $<5^{\circ}\text{C}; 20^{\circ}\text{C}>$ na wartość współczynnika Ps_{11} ($p = 0,497$) oraz na wartość współczynnika Ps_{21} ($p = 0,252$).



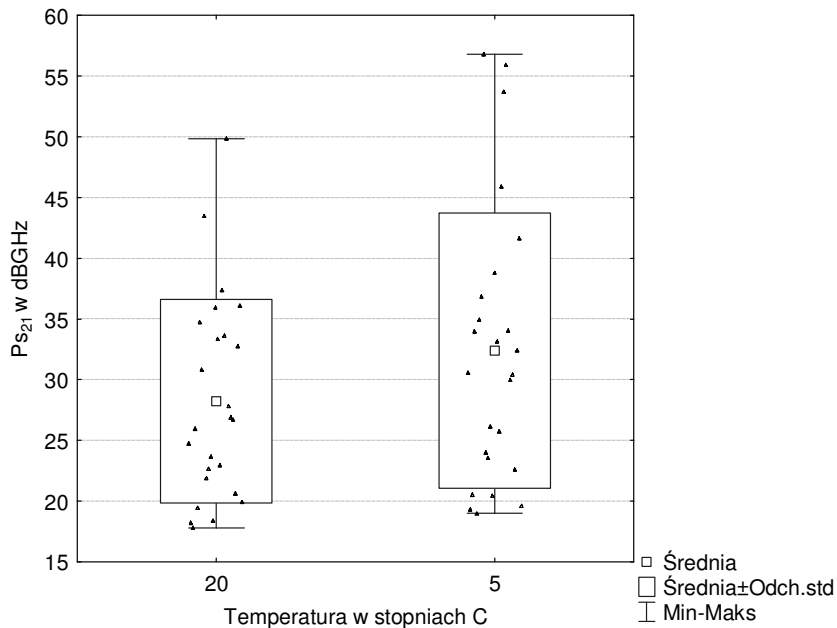
Rys. 5.10. Wpływ wilgotności względnej powietrza otaczającego próbkę na wartość współczynnika Ps_{11}



Rys. 5.11. Wpływ wilgotności względnej powietrza otaczającego próbkę na wartość współczynnika Ps_{21}



Rys. 5.12. Wpływ temperatury powietrza otaczającego próbkę na wartość współczynnika Ps_{11}



Rys. 5.13. Wpływ temperatury powietrza otaczającego próbkę na wartość współczynnika Ps_{21}

Podsumowując, w wyniku analizy statystycznej i merytorycznej uzyskanych wyników badań otrzymano, że wilgotność względna powietrza otaczającego linię ma znaczący wpływ na jej właściwości transmisyjne, a w szczególności na tłumienie sygnału przechodzącego przez linię. Pomimo, że analiza statystyczna nie dała powodów do odrzucenia hipotezy o braku wpływu temperatury na właściwości transmisyjne linii, zarejestrowane przypadki dość znacznych różnic w wartościach modułu s_{21} (rzędu 2 dB) dla niektórych testowanych linii spowodowały, że wykonano dodatkowe badania mające na celu bardziej dokładne zbadanie tego wpływu. Badania te zostały przedstawione w rozdziale 5.4.

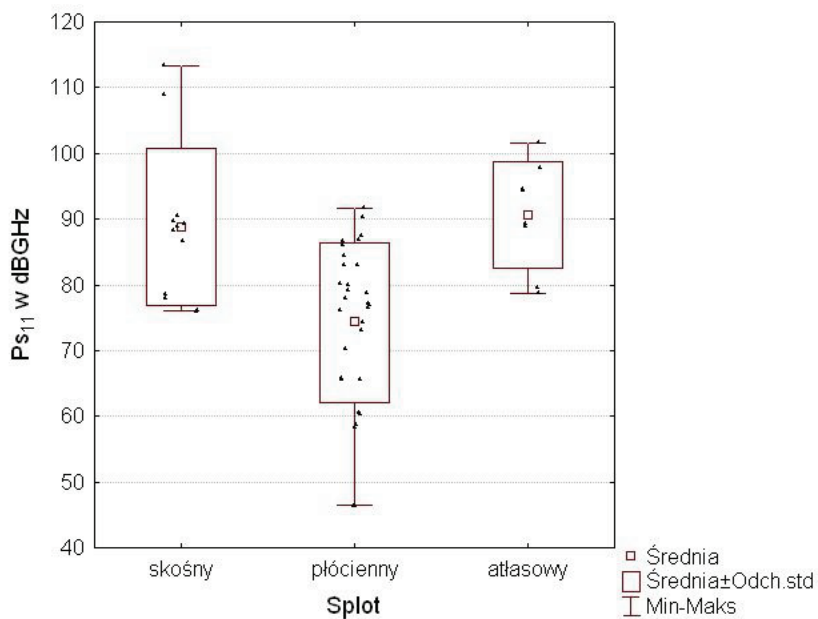
5.3. Badania wpływu wybranych właściwości podłoża na działanie linii

W celu sprawdzenia przyjętej w pracy tezy badawczej wykonano analizę mającą na celu zbadanie wpływu wybranych właściwości podłoża linii na jej właściwości transmisyjne wyrażone za pomocą przyjętych wskaźników Ps_{11} i Ps_{21} . Niezbędne do wyznaczenia wskaźników Ps_{m1} pomiary wykonano przy stałej wilgotności bezwzględnej powietrza oraz zmiennej temperaturze (I seria pomiarów) oraz zmiennej wilgotności i stałej temperaturze (II seria pomiarów).

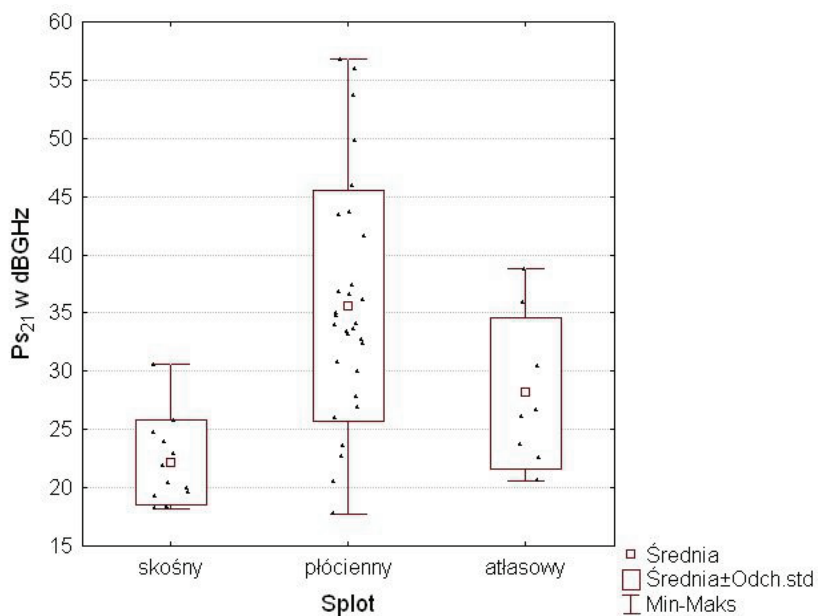
Na rysunku 5.14 pokazano rozrzut wskaźnika Ps_{11} dla grup linii o podłożu charakteryzującym się określonym splotem. Pomiary przeprowadzono przy stałej wilgotności bezwzględnej powietrza otaczającego linię i zmiennej temperaturze. W wyniku przeprowadzonego testu Kruskalla-Wallisa otrzymano $p = 0,0003$, co dla przyjętego poziomu $\alpha = 0,05$, prowadzi do odrzucenia hipotezy zerowej, zakładającej równość średnich Ps_{11} w grupach. **Oznacza to wpływ splotu na wskaźnik Ps_{11} będący miarą wielkości odbić sygnału w linii niezależnie od zmian temperatury powietrza otaczającego linię.**

Na rysunku 5.15 przedstawiono z kolei wartości wskaźnika Ps_{21} dla linii o różnym splotie podłoża. W wyniku testu Kruskalla-Wallisa otrzymano w tym przypadku wartość $p = 0,0001$, co dla przyjętego poziomu $\alpha = 0,05$, prowadzi do odrzucenia hipotezy zerowej, zakładającej równość średnich Ps_{21} w grupach. **Wynik ten świadczy o wpływie splotu na wskaźnik Ps_{21} będący miarą tłumienia sygnału przechodzącego przez linię niezależnie od zmian temperatury powietrza otaczającego linię.**

Analizując rozrzuty wskaźników Ps_{11} , przedstawione na rysunkach 5.14 i 5.15, można sformułować wniosek, że najlepszą tkaniną na podłoże TLS jest tkanina o splotie skośnym. Linie z podłożem, w którym zastosowano tkaninę o splotie skośnym charakteryzują się niskim poziomem odbić sygnału w linii (świadczy o tym duża wartość wskaźnika Ps_{11}) oraz małym tłumieniem sygnału przechodzącego przez linię (świadczy o tym mała wartość wskaźnika Ps_{21}).



Rys. 5.14. Wpływ splotu podłoża linii na wskaźnik Ps_{11}
 $(T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$



Rys. 5.15. Wpływ splotu podłoża linii na wskaźnik Ps_{21}
 $(T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$

Aby sprawdzić wpływ grubości podłoża linii na jej właściwości transmisyjne dokonano podziału linii ze względu na grubość podłoża na dwie grupy z podłożem cienkim ($h < 0,5$ mm) i podłożem grubym ($h \geq 0,5$ mm). Wpływ grubości podłoża na wskaźniki Ps_{11} i Ps_{21} , w warunkach zmiennej temperatury, przedstawiono odpowiednio na rysunkach 5.16 i 5.17.

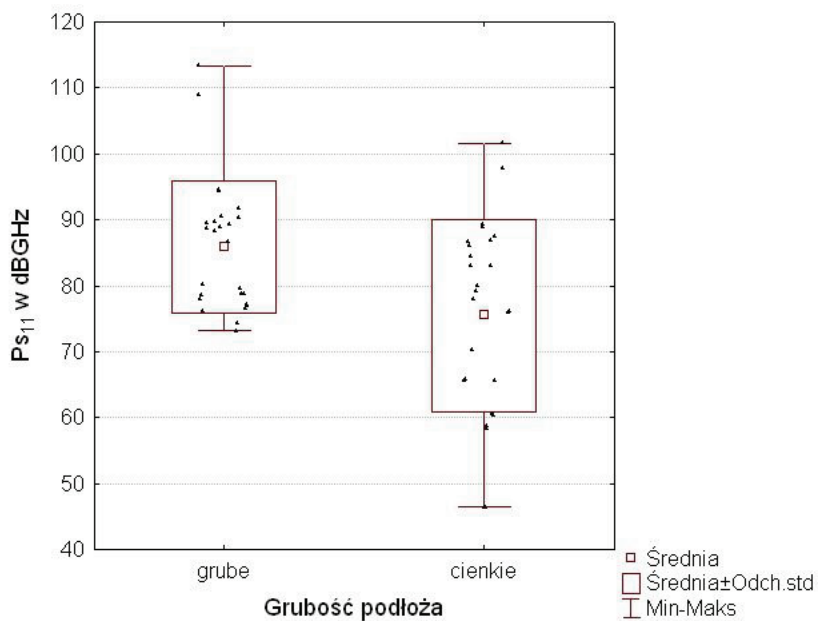
Wykonany test U Manna-Whitneya ($p = 0,01$) spowodował odrzucenie (dla $\alpha = 0,05$) testowanej hipotezy zerowej, mówiącej o równości średnich w grupach. **Oznacza to, że grubość podłoża badanej linii ma wpływ na wskaźnik Ps_{11} będący miarą dopasowania linii do układów nadawczego i odbiorczego. Również w przypadku wskaźnika Ps_{21} otrzymano wartość $p = 0,0005$, co świadczy o wpływie grubości podłoża na tłumienie sygnału przechodzącego przez linię.**

W analogiczny sposób sprawdzono również wpływ wypełnienia powierzchniowego z_{ow} tkaniny (Szosland, 2007), stanowiącej podłoża linii. Rozrzuty wskaźników Ps_{11} i Ps_{21} w zależności od wypełnienia z_{ow} przedstawiono odpowiednio na rysunkach 5.18 i 5.19. Przeprowadzony test U Manna-Whitneya dla przyjętego poziomu istotności $\alpha = 0,05$ spowodował ($p = 0,0157$) odrzucenie hipotezy zerowej o równości średnich w testowanych grupach. **Oznacza to, że wypełnienie powierzchniowe w tkaninie podłoża wpływa na wartość wskaźnika Ps_{11} w warunkach zmiennej temperatury. W przypadku wskaźnika Ps_{21} w wyniku testu U Manna-Whitneya otrzymano wartość $p = 0,4641$, świadczącą o braku wpływu wypełnienia powierzchniowego na tłumienie sygnału przechodzącego przez linię niezależnie od zmian temperatury powietrza otaczającego linię.**

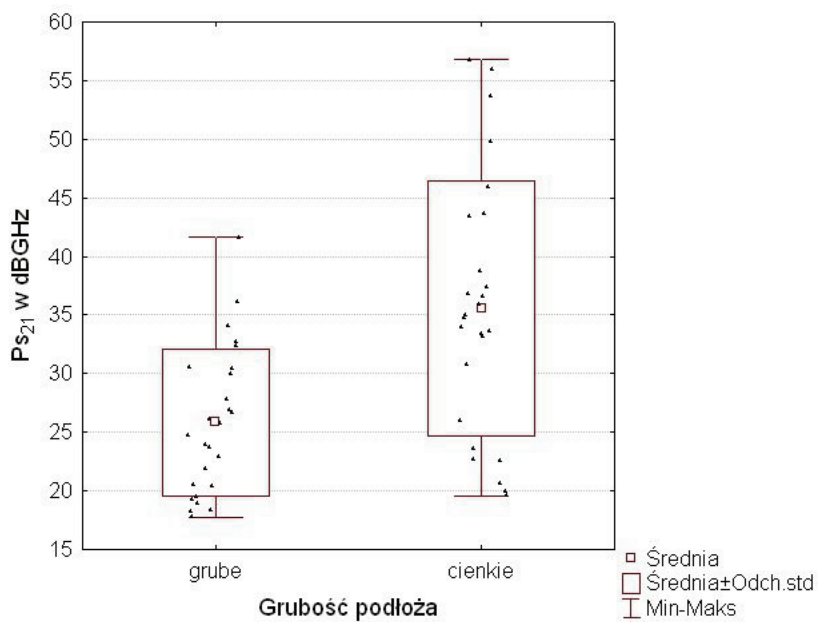
Mimo wykazanego statystycznie wpływu wypełnienia powierzchniowego na wartość współczynnika Ps_{11} analiza wykresu pokazanego na rysunku 5.18 prowadzi do wniosku, że wpływ ten jest niewielki.

Ciekawym zagadnieniem jest również wpływ surowca, z którego zostało wykonane podłoża linii, na wskaźniki Ps_{m1} . Rozrzut wartości obu wskaźników, wyznaczonych w warunkach stałej wilgotności bezwzględnej i zmiennej temperaturze powietrza otaczającego linię przedstawiono na rysunkach 5.20 i 5.21. Mimo, że wartości współczynników Ps_{m1} dla poszczególnych grup surowcowych wykazują pewne różnice, nie można, na podstawie przeprowadzonych badań, jednoznacznie stwierdzić, który z badanych surowców powinien być zastosowany na podłoża linii w celu zapewnienia dobrych właściwości transmisyjnych w warunkach zmiennych temperatur.

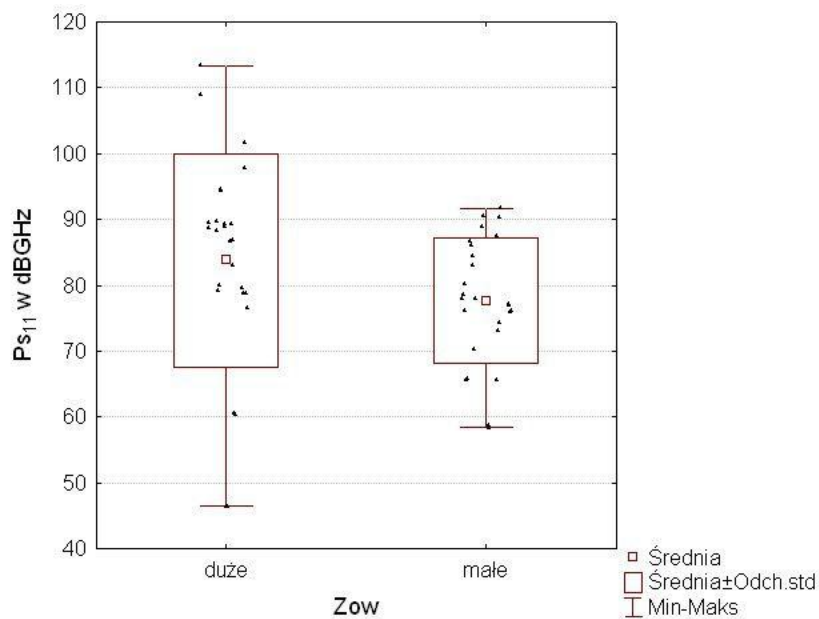
Dla powyżej opisanych właściwości podłoża linii przeprowadzono również analizę ich wpływu na wskaźniki Ps_{m1} wyznaczone w warunkach zmiennej wilgotności i stałej temperatury powietrza otaczającego linię. Na rysunkach 5.22 i 5.23 pokazano rozrzuty wskaźników Ps_{11} Ps_{21} dla grup linii o podłożu charakteryzujących się określonym splotem.



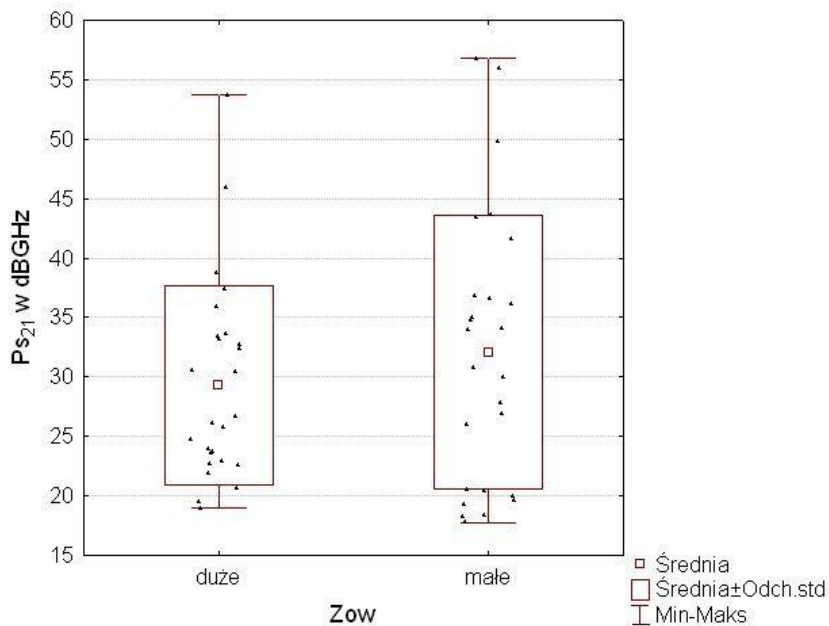
Rys. 5.16. Wpływ grubości podłoża na wskaźnik Ps_{11}
 $(T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$



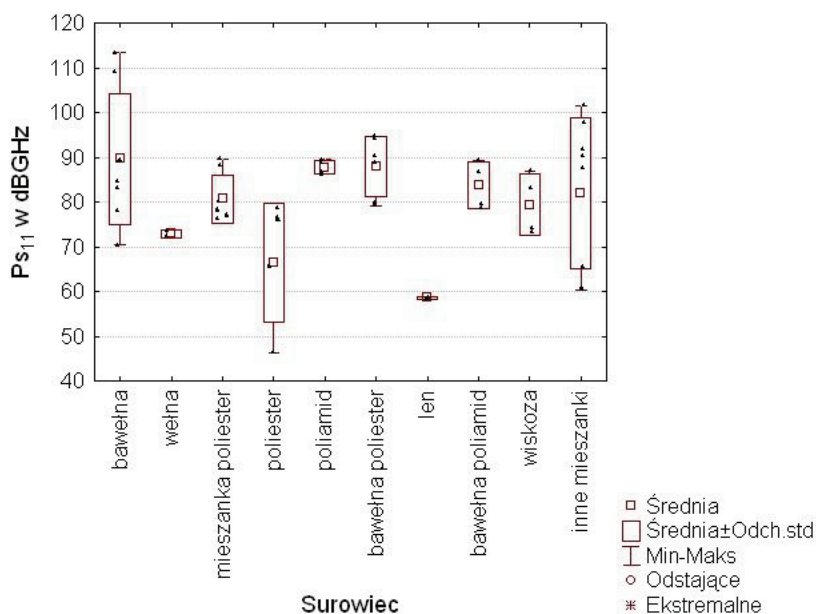
Rys. 5.17. Wpływ grubości podłoża na wskaźnik Ps_{21}
 $(T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$



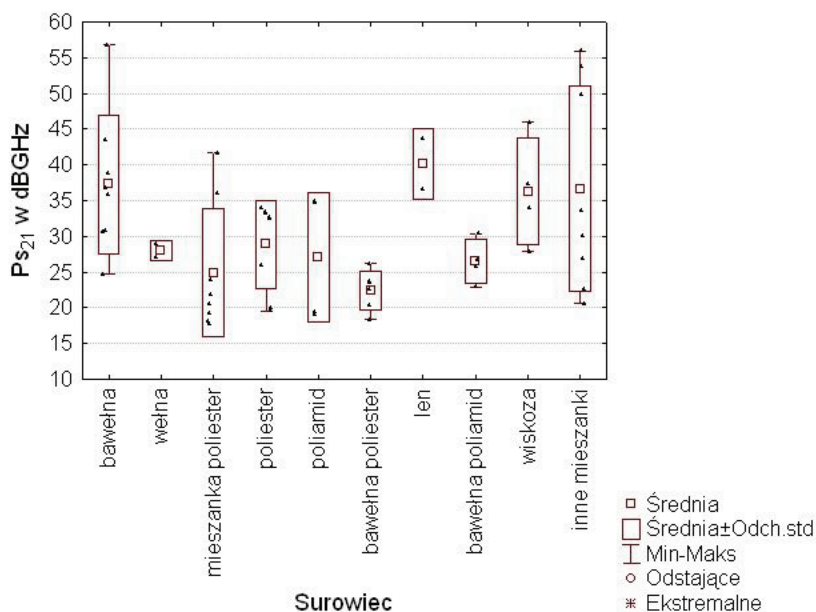
Rys. 5.18. Wpływ zapełnienia powierzchniowego w tkaninie podłoża na wskaźnik Ps_{11}
 $(T = <5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$



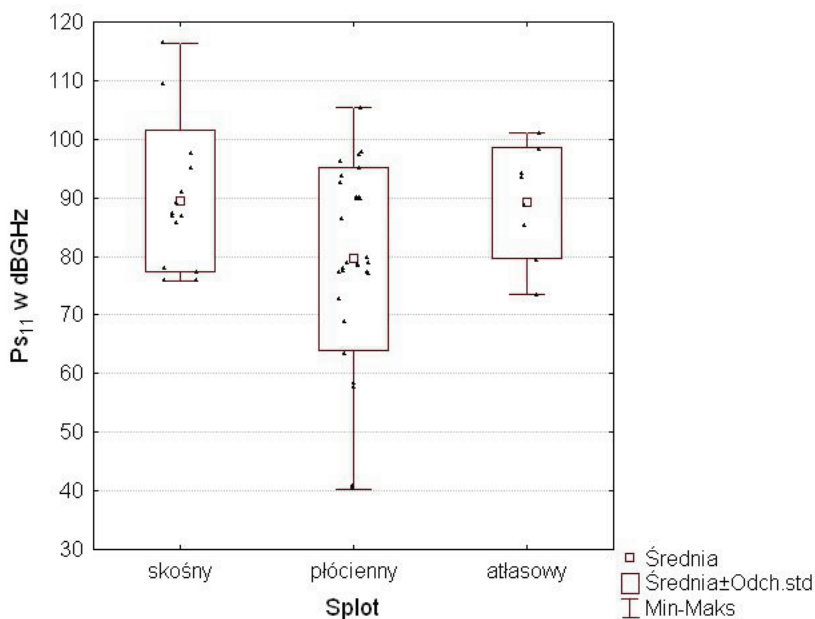
Rys. 5.19. Wpływ zapełnienia powierzchniowego w tkaninie podłoża na wskaźnik Ps_{21}
 $(T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C}, w_b = 4,656 \text{ g/m}^3)$



Rys. 5.20. Wpływ surowca, z którego zostało wykonane podłoże linii, na wskaźnik Ps_{11} ($T = 5^{\circ}\text{C}$, 20°C , $w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$)



Rys. 5.21. Wpływ surowca, z którego zostało wykonane podłoże linii, na wskaźnik Ps_{21} ($T = 5^{\circ}\text{C}$, 20°C , $w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$)



Rys. 5.22. Wpływ splotu podłoża linii na wskaźnik Ps_{11}
($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)

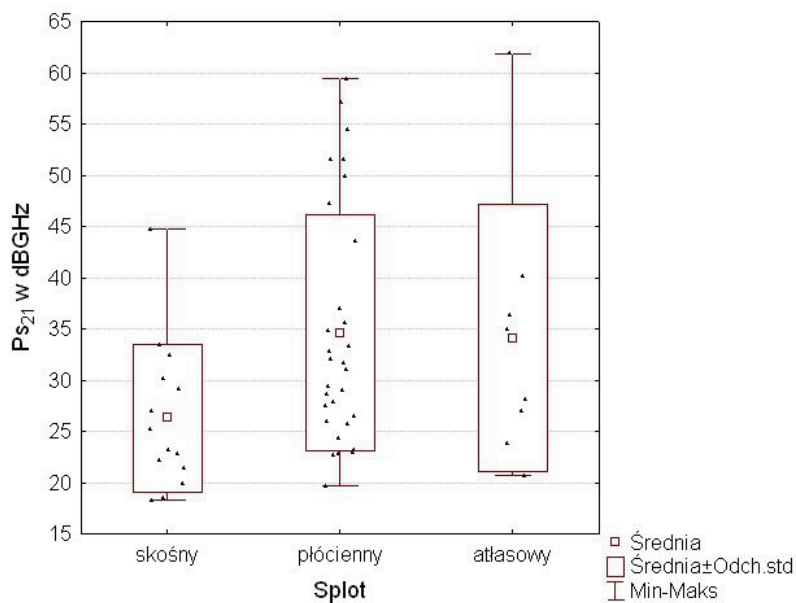
Przeprowadzony test Kruskala-Wallisa, przy założonym poziomie istotności $\alpha = 0,05$ nie dał podstaw do odrzucenia testowanej hipotezy zerowej ($p = 0,1435$) zakładającej równość średnich Ps_{11} w grupach. **Oznacza to brak wpływu splotu na wskaźnik Ps_{11} będący miarą wielkości odbić sygnału od linii niezależnie od zmian wilgotności powietrza otaczającego linię.**

W przypadku wskaźnika Ps_{21} otrzymana wartość $p = 0,0399$ świadczy o wpływie splotu na wartość tego wskaźnika w warunkach zmiennej wilgotności powietrza otaczającego testowaną linię.

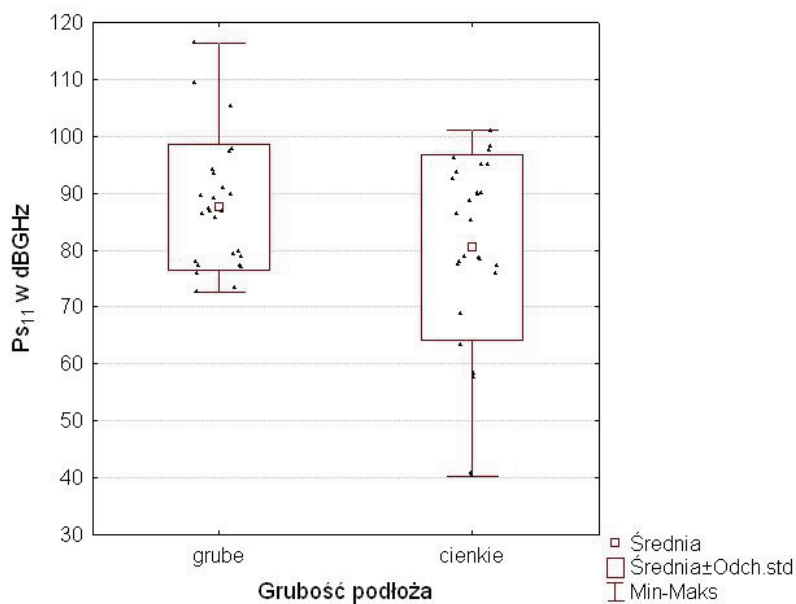
Również w przypadku pomiarów przy stałej temperaturze, podobnie jak w przypadku poprzedniej serii pomiarów przy stałej wilgotności analiza wykresów na rysunkach 5.22 i 5.23 prowadzi do wniosku, że linie o podłożu wykonanym z tkaniny o splocie skośnym charakteryzują się najlepszymi właściwościami transmisyjnymi.

Na rysunkach 5.24 i 5.25 pokazano, z kolei wpływ grubości podłoża na wskaźniki Ps_{m1} .

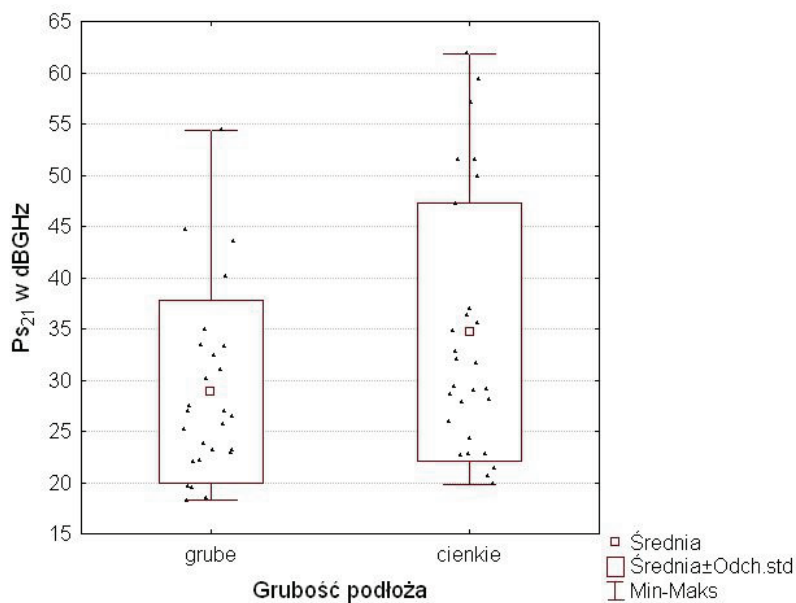
Wykonany test U Manna-Whitneya w przypadku obu wskaźników nie dał podstaw do odrzucenia testowanej hipotezy zerowej. **Świadczy to o braku wpływu grubości podłoża na analizowane wskaźniki przy stałej temperaturze i zmiennej wilgotności powietrza otaczającego testowaną linię.** Analiza rysunków 5.16, 5.17, 5.24 i 5.25 prowadzi do wniosku, że lepszymi właściwościami transmisyjnymi, niezależnie od zmian temperatury i wilgotności powietrza otaczającego linię, charakteryzują się linie o grubszym podłożu.



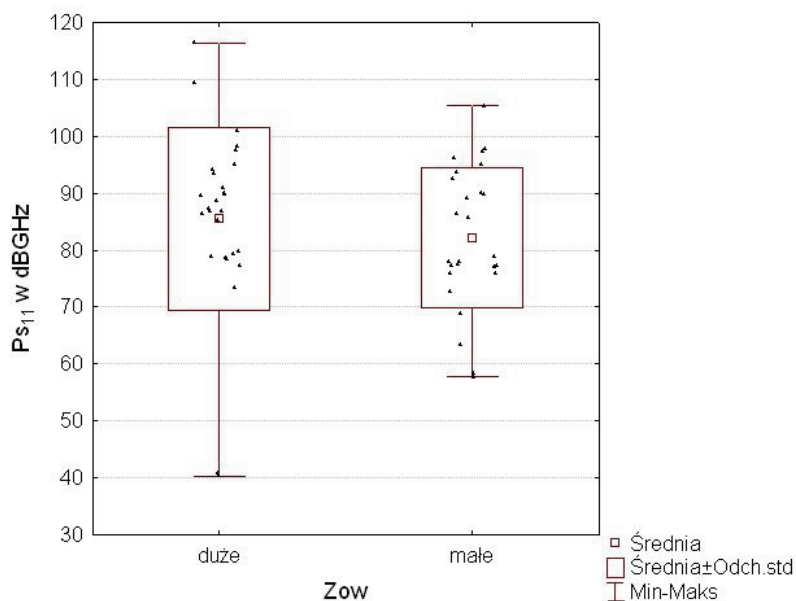
Rys. 5.23. Wpływ splotu podłoża linii na wskaźnik Ps_{21}
($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)



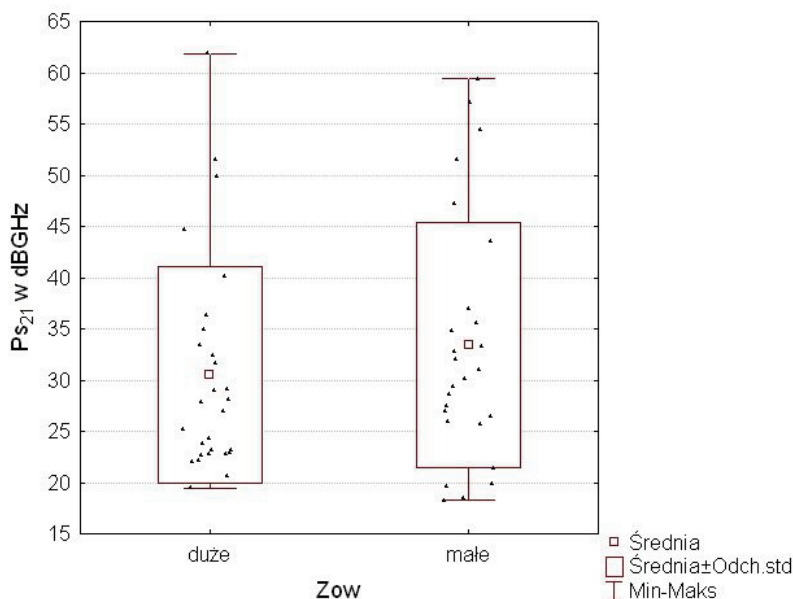
Rys. 5.24. Wpływ grubości podłoża linii na wskaźnik Ps_{11}
($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)



Rys. 5.25. Wpływ grubości podłoża linii na wskaźnik Ps_{21}
($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)



Rys. 5.26. Wpływ zapęnlienia powierzchniowego z_{ow} podłoża linii na wskaźnik Ps_{11}
($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)



Rys. 5.27. Wpływ zapęnlienia powierzchniowego z_{ow} podłoża linii na wskaźnik Ps_{21} ($T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 30\%$, 90%)

Na rysunkach 5.26 i 5.27 pokazano wpływ zapęnlienia powierzchniowego z_{ow} na analizowane wskaźniki Ps_{m1} w warunkach stałej temperatury i zmiennej wilgotności powietrza otaczającego linię.

Przeprowadzone testy U Manna-Whitneya wykazały, brak wpływu zapęnlienia powierzchniowego na wskaźniki Ps_{m1} .

Podsumowując, wyniki przedstawionych analiz zebrano w tabeli 5.3.

Tabela 5.3 Wpływ właściwości podłoża linii na wskaźniki Ps_{m1}

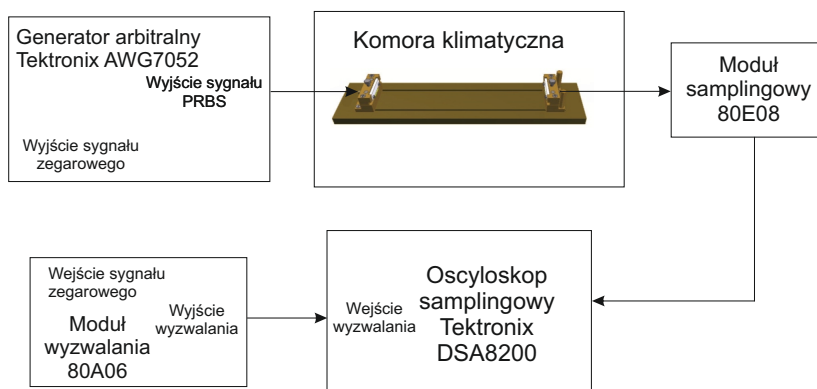
Właściwość podłoża linii	$T = 5^{\circ}\text{C}, 20^{\circ}\text{C},$ $w_b = 4,656 \text{ g/m}^3$		$T = 20^{\circ}\text{C},$ $w = 30\%, 90\%$	
	Ps_{11}	Ps_{21}	Ps_{11}	Ps_{21}
Splot	TAK	TAK	NIE	TAK
Grubość	TAK	TAK	NIE	NIE
Zapęnlienie powierzchniowe	TAK	NIE	NIE	NIE

Mając na uwadze wyniki przeprowadzonych testów statystycznych oraz przeprowadzonej analizy wyników pomiarów, można stwierdzić, że splot oraz grubość tkaniny podłoża TLS ma wpływ na jej właściwości transmisyjne w przypadku zmian temperatury i wilgotności powietrza otaczającego linię. W przypadku zapęnlienia powierzchniowego wpływ ten jest niewielki. W wyniku przedstawionych powyżej badań stwierdzono, że na podłożu TLS najlepiej nadają się tkaniny o splocie skośnym i o znacznej grubości.

5.4. Badania jakości transmisji sygnału cyfrowego przez TLS

W ramach przeprowadzonych badań linii typu PWW/PWW wykonano pomiary transmisji pseudolosowego sygnału cyfrowego przez wykonane tekstylne linie sygnałowe. Badania te miały na celu sprawdzenie jakości sygnału cyfrowego przechodzącego przez wykonane, tekstylne linie sygnałowe. W ramach przeprowadzonych badań dokonano pomiarów szumów transmitowanego sygnału, pomiarów szybkozmiennych wahań sygnału oraz dokonano rejestracji diagramów oka.

Schemat blokowy stanowiska pomiarowego użytego do badań przedstawiono na rysunku 5.28.



Rys. 5.28. Schemat blokowy stanowiska do badania jakości transmisji sygnału cyfrowego

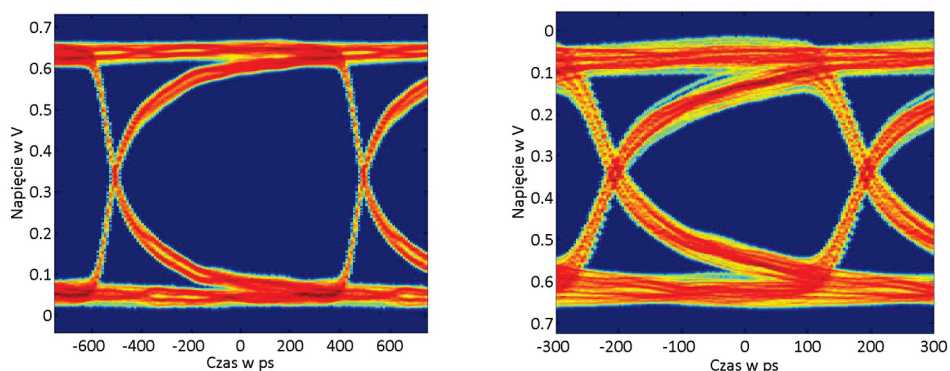
Generator arbitralny AWG 7052 generuje pseudolosowy sygnał cyfrowy PRBS7 o zmiennej, ustawianej szybkości. Sygnał ten jest doprowadzony do wejścia testowanej linii dołączonej do zacisków pomiarowych i umieszczonej w komorze klimatycznej (rys. 5.28). Po przejściu przez linię sygnał jest doprowadzony do wejścia modułu samplingowego 80E08 a następnie do oscyloskopu samplingowego Tektronix DSA8200. Jednocześnie generator arbitralny generuje sygnał zegarowy, który jest doprowadzony do wejścia modułu wyzwalania 80A06. Zadaniem tego modułu jest wytworzenie sygnału wyzwalania, niezbędnego do synchronizacji i prawidłowej akwizycji mierzonego sygnału za pomocą oscyloskopu samplingowego DSA8200.

W oscyloskopie zainstalowano oprogramowanie 80SJNB służące do analizy zniekształceń sygnału cyfrowego metodą diagramu oka oraz do pomiarów szybkozmiennych wahań i szumów tego sygnału. Więcej szczegółów dotyczących diagramu oka oraz parametrów z nim związanych można znaleźć w rozdziale 3 oraz w literaturze (Hancock J., 2004) (Tektronix, 2010).

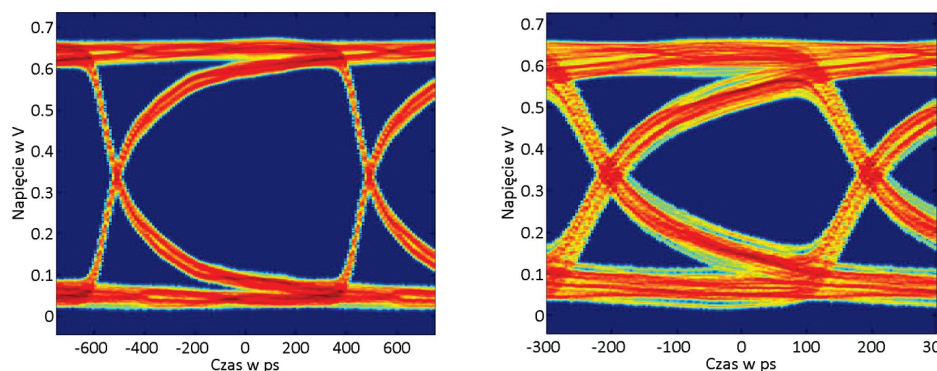
Pomiary wykonano dla dwóch różnych szybkości transmitowanego, pseudolosowego sygnału cyfrowego PRBS7: 1 i 2,5 Gb/s, dla różnych temperatur

i wilgotności względnej powietrza otaczającego linię. W wyniku pomiarów otrzymano diagramy oka dla sygnałów przechodzących przez kanał transmisyjny złożony z tekstylnej linii transmisyjnej, zacisków oraz dwóch, wysokiej jakości, współosiowych przewodów pomiarowych o długości 100 cm każdy. Otrzymane, przykładowe diagramy oka przedstawiono na rysunkach 5.29÷5.31. Punkt „0” na osi czasu wyznacza środek oka. Ujemne wartości na osi czasu należy rozumieć, jako czas zdarzeń, które wystąpiły wcześniej niż pojawiło się napięcie odpowiadające środkowi oka.

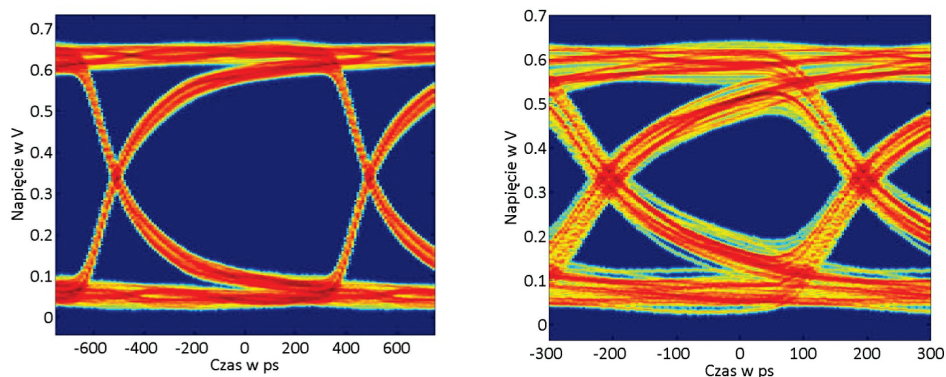
Przedstawione na rysunkach 5.29÷5.31 diagramy oka zostały wykonane poprzez wielokrotną rejestrację sygnału cyfrowego. Kolor linii wykreślających oko zależy od liczby zarejestrowanych przebiegów. Kolor czerwony świadczy o dużej liczbie zarejestrowanych przebiegów, kolor jasnożółty o pojedynczych, przypadkowych przebiegach.



Rys. 5.29. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu wykonanym z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 26,8\%$, $T = 20^{\circ}\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s

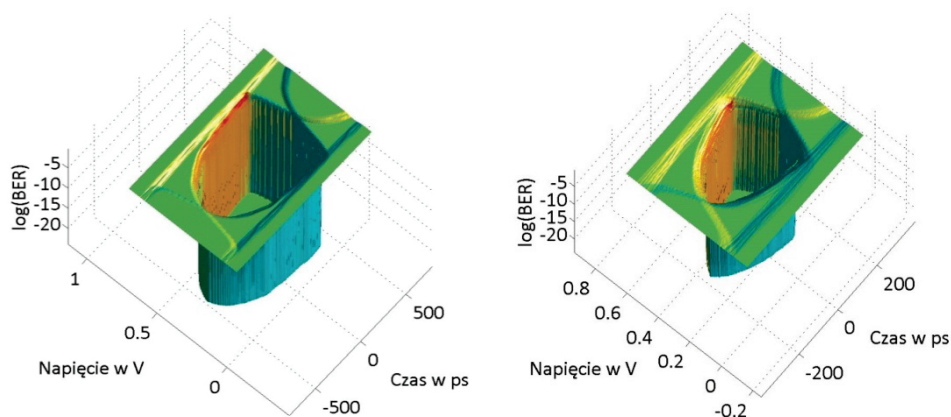


Rys. 5.30. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 68,2\%$, $T = 5^{\circ}\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s



Rys. 5.31. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 90\%$, $T = 20^\circ\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s

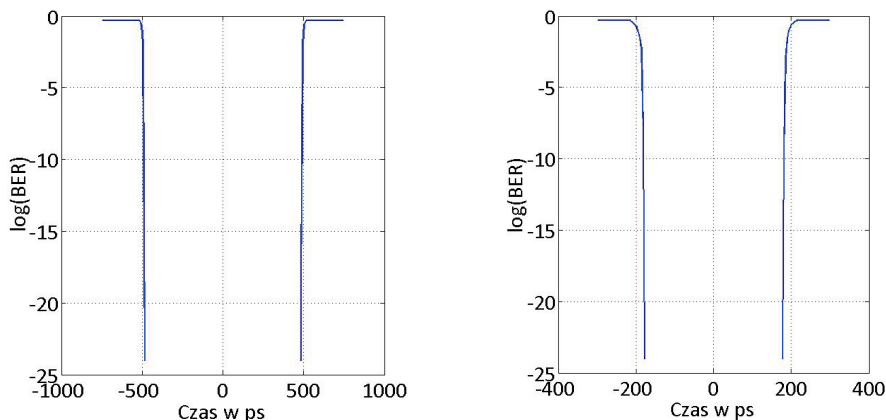
Na rysunku 5.32 pokazano, w trzech wymiarach, zmianę kształtu oka w zależności od przyjętej stopy błędów (BER).



Rys. 5.32. Zmiana kształtu oka w zależności od założonej stopy błędów (BER) (linia o podłożu z tkaniny nr 1, sygnał PRBS7, $w = 90\%$, $T = 20^\circ\text{C}$, z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s)

Innym rodzajem wykresu pokazującym zmianę szerokości oka wraz z poziomem błędów (BER) jest tzw. wykres wannowy (ang. Bathtub). Przykładowy wykres tego typu pokazano na rysunku 5.33.

Wykres pokazuje zmianę rozwarcia oka w poziomie, w zależności od założonego poziomu błędów. Na obu wykresach (rys. 5.33) widać, że dla przyjętej standardowo stopy błędów $BER = 10^{-12}$ szerokość oka jest różna od zera.



Rys. 5.33. Wykres wannowy sygnału PRBS7 po przejściu przez linię o podłożu wykonanym z tkaniny nr 1, ($w = 26,8\%$, $T = 20^\circ\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s

W przypadku transmisji 2,5 Gb/s szerokość oka, dla $BER = 10^{-12}$ jest mniejsza niż dla transmisji 1 Gb/s jednak nadal zadowalająca. Niewielka różnica w szerokościach oka pozwala sądzić, że również przy większych prędkościach transmisji, tekstylna linia sygnałowa będzie w stanie poprawnie transmitować sygnał, bez konieczności stosowania dodatkowych układów korekcyjnych. Potwierdza to przyjętą tezę o możliwości przesyłania linią sygnałów cyfrowych o dużych szybkościach transmisji.

Oczywiście minimalny stopień rozwarcia oka, zapewniający poprawną transmisję sygnału, zależy od przyjętego standardu przesyłania danych. W zależności od tego standardu należy przeprowadzić testy zgodności właściwości oka z wartościami dopuszczalnymi, narzuconymi przez standard. W przypadku diagramu oka wartości te mają postać tzw. maski, którą nakłada się na diagram oka (rys. 5.34). Linie tworzące diagram oka w żadnym miejscu nie mogą przecinać linii maski pokazanej na rysunku 5.34 jako fioletowe linie. Tylko w takim przypadku można uznać wynik testu zgodności za pozytywny.

Ponieważ, obecnie nie istnieją standardy (systemy) opracowane specjalnie na potrzeby tektroniki, nie istnieją również testy zgodności opracowane dla tych standardów. W aktualnie budowanych prototypach systemów tektronicznych stosuje się konwencjonalne systemy transmisji danych (rozdz. 3.1). Ze względu na mnogość tych systemów, w ramach badań jakości transmisji sygnału cyfrowego przez TLS wykonano tylko wstępną analizę jakościową transmitowanego sygnału, bez oceny możliwości zastosowania proponowanej TLS do transmisji sygnałów w określonym standardzie. W ramach tej analizy oprócz przedstawionej powyżej analizy diagramu oka, wykonano analizę otrzymanych wartości szybkozmiennych wahań sygnału (jittera) oraz wartości szumów. Przykładowe wartości tych wielkości, dla kilku wybranych TLS przedstawiono w tabeli 5.4.

Tabela 5.4. Przykładowe wartości jittera i szumów dla w wybranych TLS

Nr linii	Szybkość transmisji	T	w	RJ	DJ	TJ	We	RN	DN	TN	He	Amp
-	Gb/s	°C	%	ps	ps	ps	ps	uV	mV	mV	mV	mV
0	1	20	26,8	0,93	12,95	23,72	976,28	530,85	36,57	42,53	583,8	626,33
0	1	5	68,2	0,94	12,51	23,34	976,66	454,06	40,22	44,36	586,33	630,88
0	1	20	90,0	0,95	11,97	23,25	976,55	583,89	42,34	48,35	579,53	627,88
0	2,5	20	26,8	0,91	11,77	22,15	377,85	576,93	104,89	109,84	489,83	599,87
0	2,5	5	68,2	0,93	11,28	21,69	378,31	489,57	105,13	109,5	491,06	600,56
0	2,5	20	90,0	1,00	9,66	21,21	378,79	599,93	104,26	111,14	487,99	599,13
1	1	20	26,8	0,99	25,66	37,06	962,94	457,62	72,54	78,2	483,70	561,90
1	1	5	68,2	0,92	32,03	42,18	957,82	471,48	84,38	89,16	470,66	559,83
1	1	20	90,0	0,97	39,19	49,48	950,52	430,11	86,59	91,43	455,2	546,63
1	2,5	20	26,8	0,92	32,29	42,96	357,04	497,71	143,29	148,8	340,09	488,89
1	2,5	5	68,2	1,00	45,88	57,43	342,57	515,33	165,64	171,24	301,79	473,04
1	2,5	20	90,0	1,01	63,19	73,64	326,36	447,95	176,54	182,24	255,73	437,97
7	1	20	26,8	0,98	32,55	43,35	956,65	889,01	102,06	109,88	437,88	547,75
7	1	5	68,2	1,00	33,31	44,25	955,75	1170	102,94	114,41	434,12	548,53
7	1	20	90,0	0,91	39,74	49,93	950,07	492,73	110,11	114,65	417,03	531,69
7	2,5	20	26,8	0,91	39,74	49,93	950,07	492,73	110,11	114,65	417,03	531,69
7	2,5	5	68,2	0,97	46,85	57,36	342,64	1000	166,94	176,98	286,24	463,22
7	2,5	20	90,0	0,91	39,74	49,93	950,07	492,73	110,11	114,65	417,03	531,69

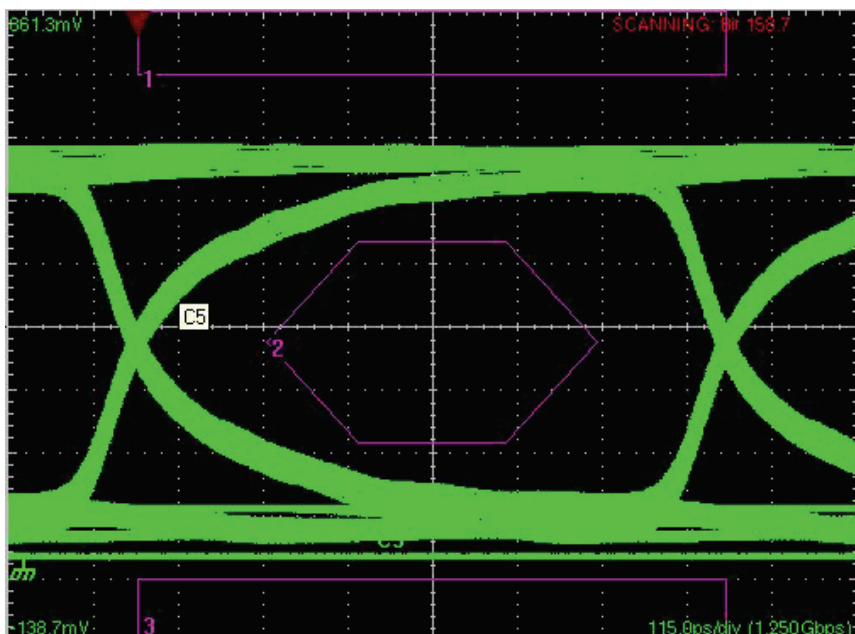
W tabeli 5.4 przyjęto następujące oznaczenia:

T – temperatura powietrza otaczającego linię, w – wilgotność względna powietrza otaczającego linię, RJ – przypadkowe, szybkozmienne wahania sygnału (Random Jitter), DJ – deterministyczne, szybkozmienne wahania sygnału (Deterministic Jitter), TJ – całkowite, szybkozmienne wahania sygnału (Total Jitter), We – szerokość oka, RN – szum przypadkowy, DN – szum deterministyczny (Deterministic Noise), TN – szum całkowity (Total Noise), He – wysokość oka, Amp – amplituda oka.

Dla porównania wykonano pomiary kanału transmisyjnego bez tekstylnej linii sygnałowej, w której miejsce podłączono wzorzec przejścia opisany w rozdziale 5.6. Wyniki tych pomiarów pokazano w tabeli 5.4, jako pomiary linii nr 0.

Analiza wyników pomiarów szybkozmiennych wahań (fluktuacji) sygnału, których przykładowe wartości pokazano w tabeli 5.4, prowadzi do następujących wniosków:

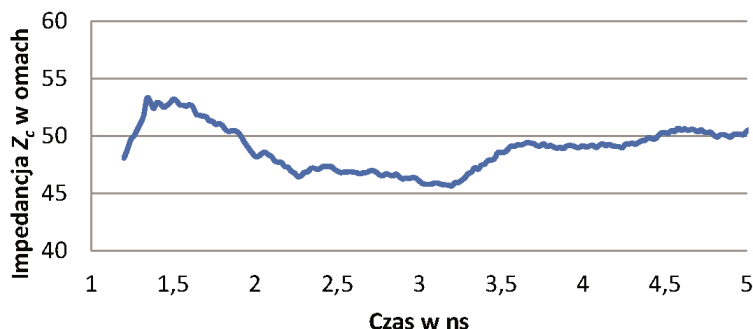
- obecność TLS w kanale transmisyjnym prowadzi do znacznego zwiększenia całkowitych szybkozmiennych wahań sygnału TJ oraz zwiększenia wartości całkowitych szumów TN wnoszonych przez kanał transmisyjny,
- obecność ta wpływa znacząco na wartość amplitudy oka Amp i w niewielkim stopniu na jego szerokość We .



Rys. 5.34. Przykładowa maska testu zgodności dla standardu Gigabyte Ethernet 1,25Gb/s, (diagram oka dla TLS o podłożu wykonanym z tkaniny nr 1)

Analiza diagramów oka zmierzonych dla wykonanych modeli fizycznych prowadzi również do wniosku, że wzrost wilgotności bezwzględnej powietrza w_b otaczającego linię prowadzi do zmniejszenia rozmiaru oka (rys. 5.29 i 5.31), a więc pogorszenia właściwości transmisyjnych TLS. Zmniejszenie temperatury otaczającego linię powietrza, choć w mniejszym stopniu, powoduje podobny efekt (rys. 5.29 i 5.30). Mimo to, dla badanego przedziału zmienności temperatury i wilgotności, oko nie zostaje zamknięte, co pozwala przyjąć tezę o możliwości prawidłowego odczytu danych transmitowanych przez linię.

W odzieży tekstronicznej często zachodzi potrzeba przesłania danych na większą odległość niż 25 cm. Z tego powodu dodatkowo wykonano i przebadano model linii o długości $l = 50$ cm. Podłoże linii wykonano z tkaniny nr 1. Na rysunku 5.35 pokazano profil impedancji charakterystycznej tej linii, natomiast na rysunkach 5.36÷5.38 otrzymane diagramy oka dla różnych wartości wilgotności i temperatury oraz różnych prędkości transmisji. Zwiększenie szybkości transmisji do 2,5 Gb/s powoduje przymknięcie oka, nie mniej jednak dla stopy błędu $BER = 10^{-12}$ oko nadal pozostaje otwarte (rys. 5.39).



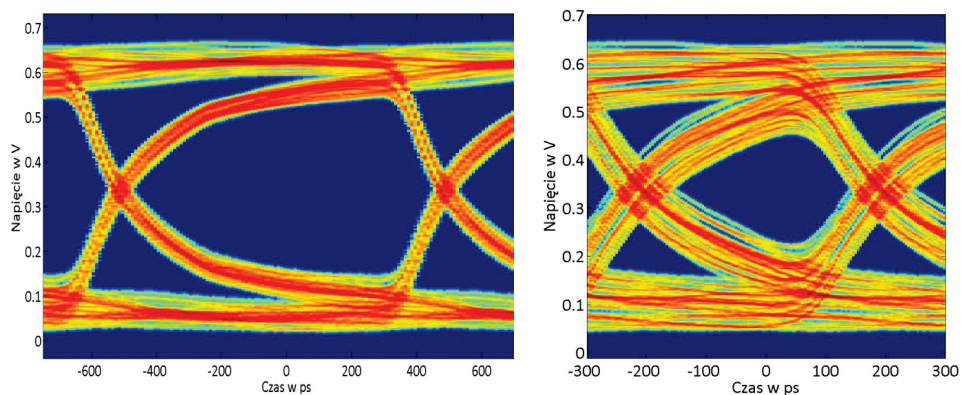
Rys. 5.35. Profil impedancji TLS o długości $l = 50$ cm i o podłożu z tkaniny nr 1 ($w = 65\%$, $T = 20^\circ\text{C}$)

Podsumowując przeprowadzone i opisane w powyższym rozdziale badania można stwierdzić, że jakość transmisji sygnału w testowanych TLS jest zadowalająca (dla $\text{BER} = 10^{-12}$ oko pozostaje nadal otwarte). Jakość ta pogarsza się wraz ze wzrostem szybkości transmisji i długości linii oraz zależy od wilgotności i temperatury powietrza otaczającego linię.

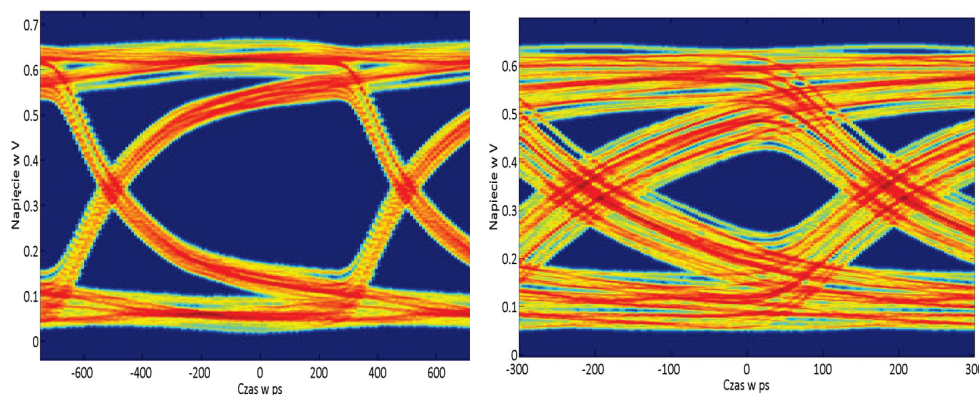
Wyznaczony stopień rozwarcia oka dla stopy błędów $\text{BER} = 10^{-12}$ pozwala przyjąć tezę o możliwości prawidłowego odczytu danych transmitowanych przez linię. Mimo takiej tezy końcowy rezultat zależy od przyjętego standardu transmisji danych i rezultatów testów zgodności z nim związanych.

Ze względu na dość duże wymagania narzucone na stopień rozwarcia oka przez większość istniejących standardów, analiza otrzymanych wyników pomiarów prowadzi do wniosku, że opracowana tekstylna linia sygnałowa jest zdolna do poprawnej transmisji sygnałów o szybkości do 1 Gb/s w obrębie odzieży tekstronicznej. Transmisja sygnałów o większych szybkościach, w obrębie odzieży jest możliwa, nie mniej jednak wiąże się z ryzykiem zwiększenia rzeczywistej stopy błędów transmitowanego sygnału lub z koniecznością stosowania dodatkowych układów korekcyjnych.

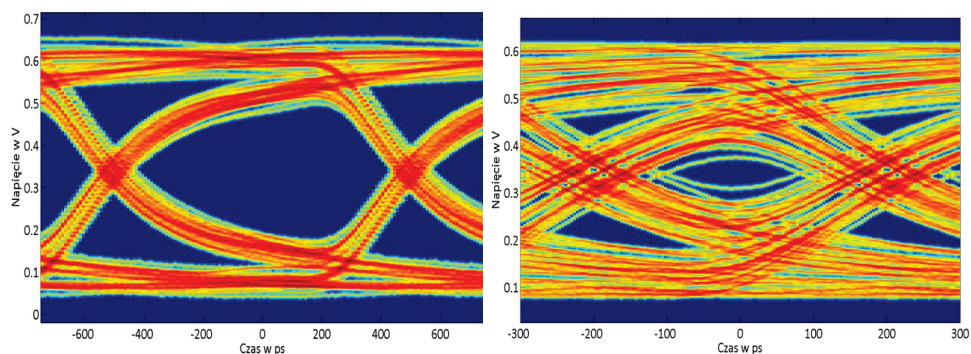
Opracowana linia, w przypadku transmisji sygnałów na niewielkie odległości (do 25 cm), jest w stanie poprawnie przesyłać sygnał cyfrowy o szybkości do 2,5 Gb/s w zakresie temperatur od $+5^\circ\text{C}$ do $+20^\circ\text{C}$ oraz wilgotności względnych powietrza od 26,8% do 90%.



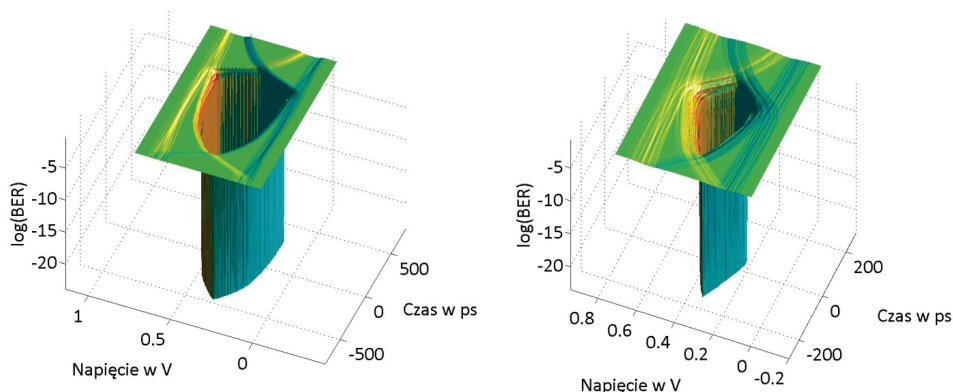
Rys. 5.36. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu o długości $l = 50$ cm, wykonanym z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 26,8\%$, $T = 20^\circ\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s



Rys. 5.37. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu o długości $l = 50$ cm, wykonanym z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 68,2\%$, $T = 5^\circ\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s



Rys. 5.38. Diagram oka otrzymany dla linii o podłożu o długości $l = 50$ cm, wykonanym z tkaniny nr 1 sygnału PRBS7, ($w = 90\%$, $T = 20^\circ\text{C}$), z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s



Rys. 5.39. Zmiana kształtu oka w zależności od założonej stopy błędów (BER) (linia o podłożu z tkaniny nr 1, o długości $l = 50$ cm, sygnał PRBS7, $w = 26,8\%$, $T = 20^\circ\text{C}$, z lewej 1 Gb/s, z prawej 2,5 Gb/s)

5.5. Badania wpływu warstw odzieży i ciała ludzkiego na działanie linii

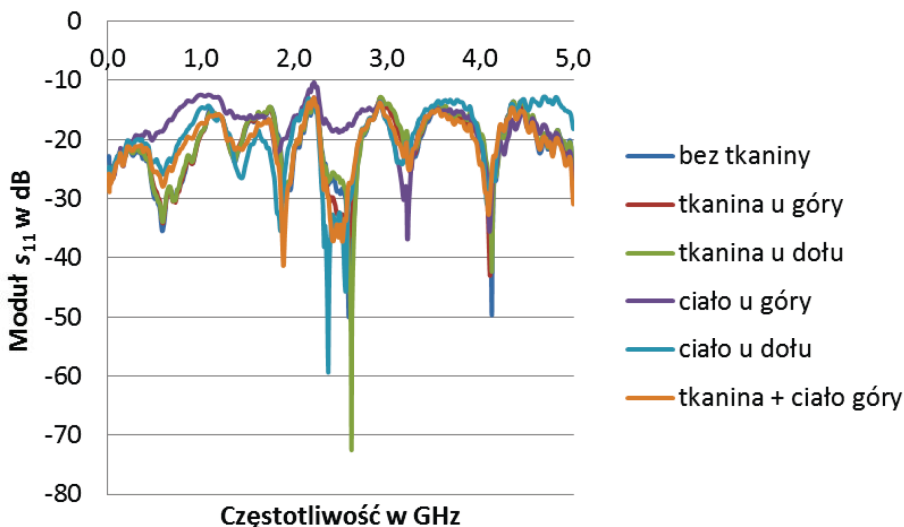
Głównym zastosowaniem tekstylnych linii sygnałowych są wyroby tekstylnicze, a w szczególności odzież inteligentna. Ponieważ na właściwości transmisyjne tekstylnej linii sygnałowej, umieszczonej w takiej odzieży, może mieć wpływ obecność innych tekstyliów, znajdujących się w pobliżu linii oraz obecność ciała użytkownika, wykonano dodatkowe badania mające na celu określenie tego wpływu.

Przeprowadzone badania polegały na pomiarach właściwości transmisyjnych tekstylnej linii sygnałowej w przypadku, gdy:

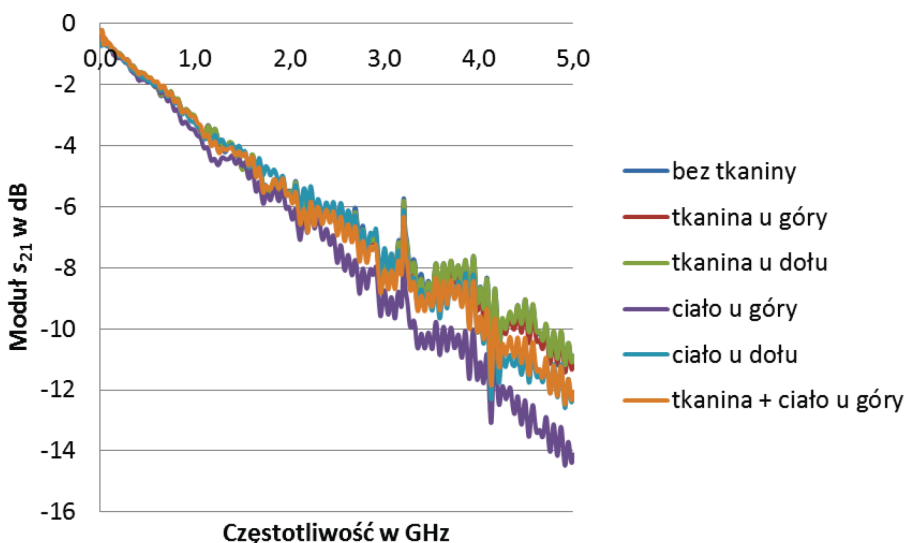
- do linii, od strony ścieżki sygnałowej, przytwierdzono tkaninę,
- do linii, od strony ścieżek masy, przytwierdzono tkaninę,
- ciało ludzkie dotyka bezpośrednio środkowej części linii, od strony ścieżki sygnałowej,
- ciało ludzkie dotyka bezpośrednio środkowej części linii od strony ścieżek masy,
- ciało ludzkie dotyka bezpośrednio środkowej części linii, od strony ścieżki sygnałowej przez przytwierdzoną tkaninę.

Dodatkowo mocowana tkanina była taką samą tkaniną jak ta, z której wykonano podłoże linii. Ciało ludzkie stanowiła wewnętrzna część ręki w okolicach nadgarstka.

Dla powyższych przypadków wykonano pomiary parametrów s oraz pomiary profilu impedancji charakterystycznej linii. Przykładowe wyniki pomiarów parametrów s przedstawiono na rysunkach 5.40÷5.41.



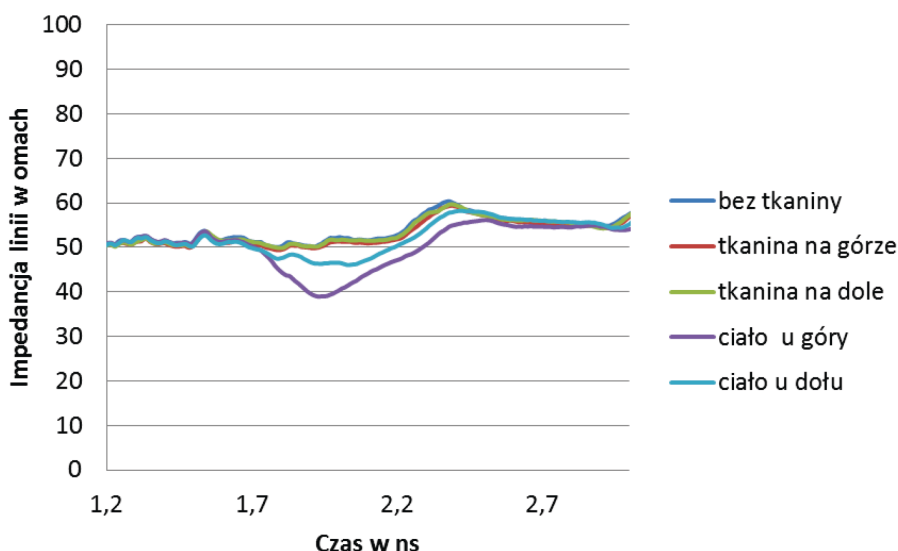
Rys. 5.40. Zmiany modułu s_{11} w zależności od obecności tkaniny i ciała ludzkiego dotykającego linii (podłoże linii – tkanina nr 1, $T = 20^\circ\text{C}$, $w = 50\%$)



Rys. 5.41. Zmiany modułu s_{21} w zależności od obecności tkaniny i ciała ludzkiego dotykającego linii (podłoże linii – tkanina nr 1, $T = 20^\circ\text{C}$, $w = 50\%$)

W wyniku badań stwierdzono, że w przyjętych warunkach środowiskowych ($T = 20^\circ\text{C}$, $w = 50\%$), dodatkowa tkanina umieszczona, czy to od strony środkowej ścieżki sygnałowej, czy od strony ścieżek masy, w znikomy sposób wpływa na wartości modułów współczynników s . Największy wpływ na właściwości transmi-

syjne linii ma kontakt ciała ludzkiego z górną ścieżką sygnałową. Kontakt taki powoduje zmniejszenie wartości impedancji (rys. 5.42), zwiększenie poziomu odbić sygnału w linii (rys. 5.40), a także wzrost tłumienia sygnału przechodzącego przez linię (rys. 5.41). Negatywne oddziaływanie ciała ludzkiego na właściwości transmisyjne linii można wyeliminować poprzez zastosowanie dodatkowego, płaskiego wyrobu włókienniczego np. w postaci tkaniny osłaniającego górną ścieżkę sygnałową. Jak wykazały badania, osłona taka eliminuje możliwość bezpośredniego kontaktu ścieżki elektroprzewodzącej linii z ciałem ludzkim, a co za tym idzie, eliminuje negatywne skutki takiego kontaktu (rys. 5.41).



Rys. 5.42. Zmiany profilu impedancji linii w zależności od obecności tkaniny i ciała ludzkiego dotykającego linii (podłoże linii – tkanina nr 1, $T = 20^{\circ}\text{C}$, $w = 50\%$)

Podsumowując przeprowadzone badania, można stwierdzić, że:

- dodatkowa warstwa wykonana z tkaniny, umieszczonej od strony środkowej ścieżki sygnałowej lub od strony ścieżek masy, nie wpływa znacząco na właściwości transmisyjne TLS,
- kontakt ciała ludzkiego ze ścieżkami elektroprzewodzącymi linii, a w szczególności ze środkową ścieżką sygnałową, ma znaczący wpływ na właściwości transmisyjne linii,
- wpływ kontaktu ciała ludzkiego na właściwości transmisyjne linii, można ograniczyć poprzez zastosowanie dodatkowej warstwy tekstylnej, wykonanej z tkaniny, osłaniającej elektroprzewodzące ścieżki linii,
- proponowana tekstylna linia sygnałowa powinna być montowana w taki sposób, aby strona ze ścieżkami masy była skierowana w kierunku ciała użytkownika tekstylnego odzieżowego.

5.6. Analiza niepewności pomiaru wybranych parametrów elektrycznych tekstylnych linii transmisyjnych

Analizie poddano niepewność wyznaczenia parametrów s za pomocą analizatora obwodów ZVA40 użytego do badań przedstawionych w monografii. Niepewność pomiaru wykonanego analizatorem obwodów zależy od wielu czynników. Główne czynniki związane są z (Hiebel, 2007):

- niepewnością kalibracji przyrządu związaną z:
 - dokładnością wzorców kalibracyjnych oraz zastosowanej metody kalibracji,
 - siłą dokręcenia wzorca kalibracyjnego do przewodów pomiarowych analizatora,
- przypadkowymi niepewnościami pomiaru wywołanymi:
 - dryftem temperaturowym,
 - szumem przy pomiarach sygnału o niskim poziomie,
 - szumem fazowym źródła,
 - zmianą parametrów transmisyjnych przewodów pomiarowych łączących badany obiekt z analizatorem, wywołaną ich wygięciem,
 - powtarzalnością złącz i zacisków pomiarowych,
 - nieliniowością analizatora obwodów.

Przykładowe wartości niepewności pomiarów parametrów transmisyjnych s_{21} , s_{12} , podawane przez producenta analizatora obwodów typu ZVA40, pokazano w załączniku (tabela Z.4). Uzyskanie takich wartości wymaga spełnienia następujących założeń:

- temperatura pracy przyrządu wynosi $18 \pm 28^\circ\text{C}$,
- zapewniono 90 minutowy czas nagrzewania przyrządu przed pomiarami,
- została poprawnie wykonana kalibracja za pomocą właściwych wzorców kalibracyjnych,
- zmiana temperatury po kalibracji nie przekroczyła wartości 1°C .

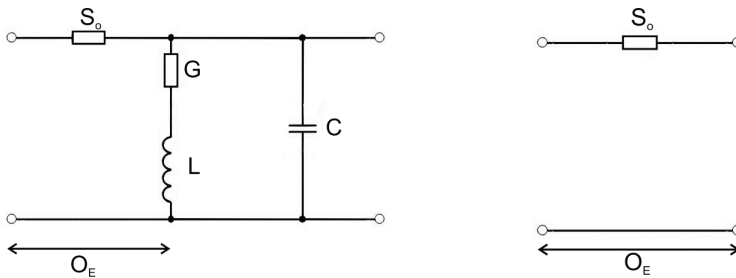
Badania TLS, opisane w monografii, były prowadzone w warunkach zapewniających spełnienie trzech pierwszych założeń. Większą zmianę temperatury po kalibracji uwzględniono przy analizie niepewności. Szczególnie istotna, dla osiągnięcia deklarowanej przez producenta dokładności, jest właściwa kalibracja analizatora obwodów za pomocą dokładnie wykonanych wzorców kalibracyjnych. Kalibracja taka umożliwia kompensację wpływu elementów toru pomiarowego, takich jak przewody, zaciski pomiarowe (Leśnikowski, 2012c), czy inne elementy doprowadzające sygnał pomiarowy do badanej linii sygnałowej.

W przypadku pomiarów nowego rodzaju tekstylnych linii sygnałowych dostępne na rynku zestawy kalibracyjne nie mogą zostać użyte ze względu na inne wymiary TLS i zacisków pomiarowych. Powoduje to konieczność wykonania własnych wzorców i precyzyjnego określenia ich właściwości elektrycznych.

Do kalibracji przyrządu użyto procedury TOSM (Through, Open, Short, Match). Procedura ta zakłada użycie czterech wzorców kalibracyjnych: wzorca przejścia (Through), wzorca rozwarcia (Open), wzorca zwarcia (Short) oraz wzorca dopasowania (Match). Ze względu na użycie aż czterech wzorców, metoda ta zapewnia wysoki stopień eliminacji błędów toru pomiarowego, a co za tym idzie, umożliwia pomiary z maksymalną możliwą, deklarowaną przez producenta, dokładnością.

W idealnym przypadku wzorzec przejścia powinien charakteryzować się impedancją równą $50\ \Omega$ i długością elektryczną równą zero. Z kolei idealny wzorzec rozwarcia powinien zapewniać całkowite odbicie sygnału od niego bez przesunięcia fazowego. W przypadku wzorca zwarcia powinno nastąpić całkowite odbicie sygnału padającego z przesunięciem fazowym równym 180 stopni. Wzorzec dopasowania powinien zapewnić idealne dopasowanie do toru sygnałowego, które nie wywoła w nim powstania fali odbitej.

Wykonanie idealnych wzorców kalibracyjnych nie jest w praktyce możliwe, ze względu na pojawiające się zawsze niedokładności wykonania. Do przeprowadzenia prawidłowego procesu kalibracji analizatora obwodów, posiadanie idealnych wzorców kalibracyjnych nie jest konieczne, pod warunkiem posiadania wzorców o ściśle określonych parametrach elektrycznych, charakteryzujących przyjęty schemat zastępczy wzorca. W przypadku analizatora ZVA40 użytego do badań, schematy zastępcze wzorców pokazano na rysunku 5.43.



Rys. 5.43. Schemat zastępczy wzorca zwarcia, rozwarcia, dopasowania (rys. po lewej) oraz przejścia (rys. po prawej)

Pokazana na rysunku 5.43 rezystancja szeregową odpowiada wprowadzonym przez firmę Agilent (Agilent, 2004) tzw. stratom offsetowym, które można wyznaczyć ze wzoru:

$$S_0 = \frac{S_{21(1GHz)} \cdot Z_c}{8,6858 \cdot O_E}, \quad (5.5)$$

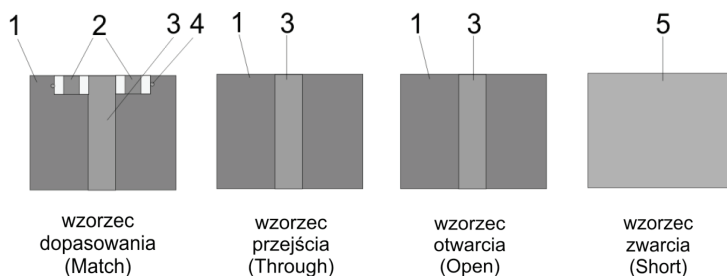
w którym Z_c jest impedancją charakterystyczną wzorca, natomiast O_E wyraża się zależnością:

$$O_E = \frac{L_{mech} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c}. \quad (5.6)$$

We wzorze (5.6) L_{mech} oznacza długość wzorca, ϵ_r jest przenikalnością elektryczną podłoża, z którego wykonano wzorec, c jest prędkością światła w próżni.

Wzorce kalibracyjne (rys. 5.44) wykonano z laminatu mikrofalowego Rogers5880. Wyjątkiem był wzorec zwarcia 5 (rys.5.44) wykonany z metalu. Wzorec przejścia (Through) jak i wzorec rozwarcia mają postać odcinka linii transmisyjnej o impedancji maksymalnie zbliżonej do 50Ω , wykonanej na laminacie mikrofalowym (rys.5.44). Wzorec dopasowania (Match) wykonano za pomocą odcinka linii z laminatu mikrofalowego 1. Na jej końcu umieszczono dwa rezystory SMD 2 o wartości 100Ω . Rezystory te łączą środkową ścieżkę sygnałową 3 z umieszczonymi po przeciwnej stronie laminatu 1 ścieżkami masy. Połączenie ze ścieżkami masy jest zapewnione poprzez przelotki 4. Wzorec zwarcia stanowi płytka metalowa 5 o dużej przewodności elektrycznej.

Do pomiarów właściwości elektrycznych tak wykonanych wzorców użyto oscyloskopu DSA8200. Za jego pomocą wykonano pomiary w dziedzinie czasu umożliwiające wyznaczenie wartości parametrów w przyjętych schematach zastępczych. Po uzyskaniu tych wartości wprowadzono je do pamięci analizatora obwodów i przyjęto, że przeprowadzona każdorazowa kalibracja, za pomocą wykonanych wzorców kalibracyjnych, zapewnia uzyskanie deklarowanej przez producenta niedokładności pomiaru (tab. Z.4).



Rys. 5.44. Wzorce użyte do kalibracji toru pomiarowego analizatora obwodów

Jak widać z tabeli Z.4 wartość niepewności wyznaczenia parametrów s zależy od częstotliwości rejestrowanego sygnału jak i poziomu jego amplitudy. Utrudnia to właściwą interpretację otrzymanych wyników, jako że wartości poszczególnych punktów otrzymanych przebiegów mogą być wyznaczone z różną niepewnością. Ręczne obliczenie tych wielkości, w przypadku przebiegów złożonych z wielu punktów (np. 1024), jest czynnością bardzo czasochłonną i potencjalnie będącą przyczyną ewentualnych błędów obliczeniowych. W związku z tym, w celu oszacowania wartości niepewności pomiaru, za pomocą analizatora obwodów, przyjęto szacowanie metodą „najgorszego przypadku”, tzn. przyjęto z tabeli Z.4 maksymalne wartości niepewności wyznaczenia amplitudy i fazy.

Zgodnie z Przewodnikiem (Guide, 2008) niepewność złożoną pomiaru analizatorem można wyrazić zależnością:

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_{B1}^2 + u_{B2}^2}, \quad (5.7)$$

w której u_A jest niepewnością obliczoną drogą analizy statystycznej serii pojedynczych obserwacji, u_{B1} jest niepewnością pomiaru parametrów transmisyjnych (s_{21} , s_{12}) deklarowaną przez producenta przyrządu (tab. Z.4), u_{B2} niepewnością wynikającą ze stabilności temperaturowej przyrządu. Deklarowana przez producenta niepewność pomiaru przebiegów amplitudowych, związana z wahaniami temperatury wynosi $\pm 0,05$ dB/°C, natomiast dla przebiegów fazowych jest równa $\pm 0,4^\circ$ /C.

Przy założonym poziomie istotności $\alpha = 0,05$, niepewność rozszerzona pomiaru parametrów s analizatorem wyraża się zależnością:

$$U = 2u_c \quad (5.8)$$

Ze wzorów (5.7) i (5.8) można otrzymać:

$$U = 2u_c = 2\sqrt{u_A^2 + u_{B1}^2 + u_{B2}^2}. \quad (5.9)$$

Stabilność temperatury podczas wykonywania pomiarów wynosiła $\pm 2^\circ$ C. Z informacji dostarczonych przez producenta wynika, że niepewność rozszerzona pomiaru przebiegów amplitudowych, związana z wahaniami temperatury, wynosi $U = 0,05$ dB/°C. Zatem niepewność rozszerzona przebiegów amplitudowych związana z powyższymi wahaniami temperatury wynosi:

$$U = 2 \cdot 0,05 \text{ dB} = 0,1 \text{ dB}. \quad (5.10)$$

Mając na uwadze zależności (5.8) i (5.10) oraz przyjmując:

$$u_{B2} = u_c,$$

można otrzymać, że $u_{B2} = 0,05$ dB. Podobnie, dla przebiegów fazowych przyjęto $u_{B2} = 0,4^\circ$.

Wyznaczone ze wzoru (5.10) wartości niepewności rozszerzonej uwzględniono podczas analizy otrzymanych wyników pomiarów.

Mając na uwadze zależności (5.3) i (5.4) określające wskaźniki Ps_{11} i Ps_{21} , zgodnie z Przewodnikiem (Guide, 2008), można napisać, że:

$$u_c^2(Ps_{m1}) = \sum_{i=1}^k \left(\frac{\partial Ps_{m1}}{\partial x_i} \right)^2 u_c^2(x_i) \quad (5.11)$$

gdzie. $x_1 = \Delta f$; $x_2 = s_{m1}^{(1)}$; $x_k = s_{m1}^{(n)}$.

Niepewność złożoną można zatem wyrazić za pomocą zależności:

$$u_c^2(Ps_{m1}) = \left(\sum_{i=1}^n s_{m1}^{(i)} \right)^2 u_c^2(\Delta f) + (\Delta f)^2 \cdot u_c^2(s_{m1}^{(1)}) + (\Delta f)^2 \cdot u_c^2(s_{m1}^{(2)}) + \dots + (\Delta f)^2 \cdot u_c^2(s_{m1}^{(n)}),$$

czyli

$$u_c^2(Ps_{m1}) = \left(\sum_{i=1}^n s_{m1}^{(i)} \right)^2 u_c^2(\Delta f) + (\Delta f)^2 \cdot \left[n \cdot u_B^2(s_{m1}) + \sum_{i=1}^n u_A^2(s_{11}^{(i)}) \right]. \quad (5.12)$$

Ponieważ

$$u_B^2 = u_{B1}^2 + u_{B2}^2. \quad (5.13)$$

to

$$u_c^2(Ps_{m1}) = \left(\sum_{i=1}^n s_{m1}^{(i)} \right)^2 u_c^2(\Delta f) + (\Delta f)^2 \cdot \left[n \cdot (u_{B1}^2(s_{m1}) + u_{B2}^2(s_{m1})) + \sum_{i=1}^n u_A^2(s_{11}^{(i)}) \right]. \quad (5.14)$$

W związku z tym, że:

$$\Delta f = f_{i+1} - f_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, \quad (5.15)$$

wartość niepewności złożonej związanej z wyznaczeniem Δf można wyrazić za pomocą zależności:

$$u_c^2(\Delta f_{i=1,i}) = \left(\frac{\partial(f_{i+1} - f_i)}{\partial f_i} \right)^2 u_c^2(f_i) + \left(\frac{\partial(f_{i+1} - f_i)}{\partial f_{i+1}} \right)^2 u_c^2(f_{i+1}), \quad i = 1, 2, 3, \dots, n-1, \quad (5.16)$$

czyli

$$u_c^2(\Delta f_{i=1,i}) = u_c^2(f_i) + u_c^2(f_{i+1}), \quad i = 1, 2, 3, \dots, n-1. \quad (5.17)$$

Uwzględniając, że:

$$\forall_{i=1,2,\dots,n-1} u_c^2(\Delta f_{i+1,i}) = \text{const}, \quad (5.18)$$

można otrzymać, że

$$u_c^2(\Delta f_{i+1,i}) = u_c^2(\Delta f). \quad (5.19)$$

Ponieważ

$$u_c^2(f_i) = u_c^2(f_{i+1}), \quad i = 1, 2, 3, \dots, n-1,$$

ze wzoru (5.17) można otrzymać, że:

$$u_c^2(\Delta f) = 2 \cdot u_c^2(f). \quad (5.20)$$

Przyjmując, że

$$\forall_{i=1,2,\dots,n} u_c^2(f_i) = u_B^2(f_i). \quad (5.21)$$

Ostatecznie można otrzymać, że:

$$u_c^2(\Delta f) = 2 \cdot u_B^2(f). \quad (5.22)$$

Niepewność typu B związaną z wyznaczeniem częstotliwości obliczono, opierając się na danych producenta przyrządu pomiarowego, zakładając jednostajny rozkład wyników pomiarów. Niepewność ta wyraża się wzorem:

$$u_B(f_i) = \frac{a}{\sqrt{3}} = \frac{0,000008}{\sqrt{3}} = 4,6188 \cdot 10^{-6} \text{ GHz}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.23)$$

w którym a oznacza deklarowaną przez producenta długość przedziału zmienności.

Przykładowe, obliczone według powyższych wzorów, wartości niepewności rozszerzonej wyznaczenia wartości wskaźników Ps_{m1} przedstawiono w tabeli 5.6.

Tabela 5.6. Przykładowe wartości niepewności rozszerzonej wyznaczenia wartości wskaźników Ps_{m1}

Nr podłoża linii	T	w	Ps_{11}	$U(Ps_{11})$	$U(Ps_{11})/Ps_{11}$	Ps_{21}	$U(Ps_{21})$	$U(Ps_{21})/Ps_{21}$
-	°C	%	dB·GHz	dB·GHz	%	dB·GHz	dB·GHz	%
1	20	26,8	96,35	1,59	1,65	24,08	0,33	1,38
1	5	68,2	98,82	1,64	1,67	30,64	0,33	1,08
90	20	30	85,49	1,18	1,38	37,01	0,39	1,04
90	20	90	88,21	1,39	1,57	61,80	0,40	0,64

Otrzymane wartości niepewności rozszerzonej świadczą o dużej dokładności wyników pomiarów.

6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Przeprowadzone dotychczas na świecie badania nie doprowadziły do uzyskania tekstylnej linii sygnałowej, której wartość impedancji charakterystycznej była równa $50\ \Omega$ oraz mogła być w szerokim zakresie zmieniana poprzez zmianę wymiarów geometrycznych linii. Podjęto, zatem, prace mające na celu opracowanie takiej linii. Prace te, poprzedzone opartą o wiele źródeł analizą działania konwencjonalnych linii sygnałowych, pomiarami wybranych właściwości elektrycznych tkanin oraz badaniami symulacyjnymi, doprowadziły do opracowania nowego typu tekstylnej linii sygnałowej. Konstrukcja tej linii umożliwia uzyskanie impedancji charakterystycznej $50\ \Omega$ i mniejszej niż w istniejących, opisanych w literaturze prototypach. Prace te zostały zatem zwieńczone sukcesem, pozytywnie weryfikując pierwszą część przyjętej tezy pracy. Przyjęta technologia wykonania linii w postaci naszytych ścieżek, wykonanych z elektroprowadzących płaskich wyrobów włókienniczych, na podłożu tekstylne w postaci konwencjonalnych tkanin (nazwana w pracy linią typu PWW/PWW), zapewnia możliwość wykonania linii w oparciu o standardowy park maszynowy i zasoby ludzkie przeciętnej szwalni.

Jednocześnie wykonane modelowanie działania linii miało na celu stwierdzenie, które z parametrów charakteryzujących strukturę podłoża TLS typu PWW/PWW mają wpływ na jej właściwości transmisyjne. Wiedza ta jest niezbędna dla świadomego wyboru płaskiego wyrobu włókienniczego na podłożu linii podczas tworzenia tego typu linii.

W przeprowadzonych badaniach symulacyjnych podłożu linii zostało zamodelowane z niespotykaną w publikacjach, dużo większą dokładnością niż w opisanych w literaturze badaniach symulacyjnych TLS. Autorzy tych badań, jako podłożu linii, przyjmowali prostopadłościan o jednorodnej strukturze i właściwościach. W opisanym w monografii modelowaniu TLS odzwierciedlono grubości i splot nitek, podziałkę osnowową i wątkową i inne parametry tkanin tworzących linię tak, aby ich stworzony model w sposób możliwie najbardziej wierny odpowiadał rzeczywistym tkaninom. W podobny sposób zamodelowano tkaninę tworzącą ścieżki elektroprowadzące TLS. Jednocześnie wykonano pomiary przenikalności elektrycznej szeregu tkanin dostępnych na rynku, aby symulowane modele posiadały parametry elektryczne odpowiadające rzeczywistym tkaninom.

W tym celu opracowano również oryginalną metodę do wyznaczenia zespolonej przenikalności elektrycznej nitek tworzących płaski wyrób włókienniczy na podstawie zmierzonej wartości przenikalności elektrycznej tego wyrobu. Należy podkreślić, że metoda ta może znaleźć zastosowanie nie tylko w badaniach symulacyjnych tekstylnych linii sygnałowych, ale może być także przydatna wszędzie tam, gdzie znajomość przenikalności elektrycznej nitek płaskiego wyrobu włókienniczego jest niezbędna w prowadzonych badaniach naukowych.

W wyniku analizy działania konwencjonalnych linii i przeprowadzonego modelowania TLS otrzymano, że uzyskanie impedancji charakterystycznej linii równej 50Ω w tekstylnych liniach o konwencjonalnym układzie ścieżek, wykonanych na podłożu z dowolnej tkaniny, jest praktycznie niemożliwe. Dlatego też opracowano tekstylną linię sygnałową o nowym układzie ścieżek elektroprzewodzących.

Dla opracowanej TLS zbudowano model w postaci sieci neuronowej umożliwiającej wyznaczenie wartości impedancji charakterystycznej linii w zależności od grubości tekstylnego podłoża linii h , odstępów między ścieżkami masy g_{ad} , przenikalności elektrycznej nitek podłoża linii ϵ_r oraz tangensa kąta strat $tg\delta$ podłoża linii. Predykcja wartości impedancji charakterystycznej linii, za pomocą stworzonego modelu, umożliwia wyznaczenie odstępów między ścieżkami masy w zależności od grubości i przenikalności elektrycznej tkaniny stanowiącej jej podłoże. Model ten ułatwia i przyspiesza wykonanie linii.

W ramach przeprowadzonych prac, wykorzystując powyższy model, wykonano szereg modeli fizycznych linii. Zaprojektowano i wykonano również zaciski pomiarowe umożliwiające podłączenie wykonanych tekstylnych linii sygnałowych do aparatury pomiarowej.

W oparciu o wykonane linie wykonano szereg badań mających na celu sprawdzenie ich poprawności działania w praktycznych zastosowaniach np. w odzieży elektronicznej.

Podczas użytkowania takiej odzieży, zwanej również inteligentną, zastosowane w niej tekstylne linie sygnałowe mogą być narażone na zmienne warunki klimatyczne. Przeprowadzono zatem badania wpływu temperatury i wilgotności na przyjęte wskaźniki określające właściwości transmisyjne linii. Sprawdzono również wpływ wybranych parametrów struktury podłoża linii, pozytywnie weryfikując drugą część tezy pracy.

Ponieważ tekstylna linia sygnałowa, umieszczona w odzieży inteligentnej, z reguły znajduje się w pobliżu innych materiałów włókienniczych i ciała ludzkiego, przeprowadzono badania wpływu tych czynników na właściwości transmisyjne linii. W dalszej części badań przeprowadzono również pomiary jakości cyfrowego sygnału transmitowanego przez wykonane modele linii. Pomiary te obejmowały badania diagramu oka, pomiary szumów oraz szybkozmiennych wahań sygnału.

W wyniku przeprowadzonych badań sformułowano następujące wnioski:

- 1 – grubość nitek podłoża linii koplanarnej nie wpływa w istotny sposób na jej właściwości transmisyjne,
- 2 – zwiększenie wilgotności powietrza otaczającego linię powietrzem powoduje wzrost tłumienia sygnału przechodzącego przez TLS,
- 3 – zwiększenie wilgotności powietrza otaczającego linię, przy jego stałej temperaturze powoduje zmniejszenie wartości impedancji charakterystycznej linii,

- 4 – zmniejszenie wartości temperatury powietrza otaczającego linię powoduje wzrost tłumienia sygnału przechodzącego przez TLS (dla przyjętego zakresu zmienności temperatury i wilgotności, wpływ ten jest mniejszy od wpływu wywołanego zmianami wilgotności powietrza otaczającego linię),
- 5 – spłot i grubość tkaniny podłoża opracowanej linii istotnie wpływa na jej właściwości transmisyjne,
- 6 – dodatkowa warstwa wykonana z płaskiego wyrobu włókienniczego w postaci tkaniny, umieszczona na górze lub dole linii, nie wpływa znacząco na jej właściwości transmisyjne,
- 7 – kontakt ciała ludzkiego ze ścieżkami elektroprowadzącymi linii, a w szczególności górną ścieżką sygnałową, ma znaczący wpływ na właściwości transmisyjne linii,
- 8 – wpływ kontaktu ciała ludzkiego można ograniczyć poprzez zastosowanie dodatkowego pokrycia części górnej i dolnej linii dodatkowymi warstwami wykonanymi z płaskiego wyrobu włókienniczego,
- 9 – proponowaną tekstylną linię sygnałową należy montować w taki sposób, aby strona ze ścieżkami masy była skierowana w kierunku ciała użytkownika tekstronicznej odzieży,
- 10 – jakość transmisji sygnału w testowanych TLS jest zadowalająca (dla stopy błędów $BER = 10^{-12}$ oko pozostaje nadal otwarte),
- 11 – jakość transmisji pogarsza się wraz ze wzrostem szybkości transmisji i długości linii oraz zależy od wilgotności i temperatury powietrza otaczającego linię,
- 12 – stopień rozwarcia oka, dla stopy błędów $BER = 10^{-12}$, w testowanych TLS, pozwala przyjąć tezę o możliwości prawidłowego odczytu danych transmitowanych przez linię,
- 13 – w przypadku linii o długości do 50 cm, opracowana tekstylna linia sygnałowa jest zdolna do poprawnej transmisji sygnałów cyfrowych o szybkości do 1 Gb/s,
- 14 – w przypadku transmisji sygnałów na niewielkie odległości (do 25 cm), opracowana linia jest w stanie poprawnie przesyłać sygnał cyfrowy o szybkości do 2,5 Gb/s w zakresie temperatur od +5°C do +20°C oraz wilgotności względnej powietrza od 26,8% do 90%.
- 15 – tkanina podłoża linii powinna być na tyle sztywna, aby zapewnić niezmiennie położenie ścieżek elektroprowadzących linii względem siebie, niezależnie od naprężeń mechanicznych, które mogą wystąpić podczas eksploatacji linii,
- 16 – właściwości transmisyjne linii zależą od stopnia przylegania ścieżek elektroprowadzących do podłoża linii,
- 17 – obecność szczelin powietrznych między ścieżkami elektroprowadzącymi a podłożem skutkuje znacznym zwiększeniem impedancji charakterystycznej linii.

- 18 – rodzaj ściegów mocujących ścieżki linii ma duży wpływ na impedancję charakterystyczną linii,
- 19 – ścieg mocujący ścieżki do podłoża powinien być tak poprowadzony, aby uniknąć sytuacji, w której igła maszyny szyjącej przebija jednocześnie środkową ścieżkę sygnałową i ścieżkę masy (pozwala to uniknąć możliwych zwarcień między ścieżkami spowodowanych wyrwanymi przez igłę ze ścieżki elektroprzewodzącej włóknami),
- 20 – wdawanie podczas procesu szycia powinno być ściśle kontrolowane, aby zapewnić dobre przyleganie ścieżek elektroprzewodzących do podłoża linii,
- 21 – wykonanie TLS charakteryzującej się jeszcze lepszymi właściwościami transmisyjnymi niż linie przedstawione w monografii, wymaga maszyny szyjącej wyposażonej w układ specjalnie zaprojektowanego transportera ścieżek elektroprzewodzących, zapewniającego dużą dokładność ich pozycjonowania podczas szycia.

LITERATURA

- Adeli H., Hung S., 1995**, *Machine learning: neural networks, genetic algorithms, and fuzzy systems*, John Wiley & Sons Inc, New York.
- Agilent, 2004**, *De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer*, nota aplikacyjna firmy Agilent nr 1364-1.
- Amato G., Chessa S., Conforti F., Macerata A., Marchesi C., 2005**, *Health Care Monitoring of Mobile Patients*, ERCIM News No. 60, ss. 69÷70.
- Ansoft, 2006**, *Reference Flow for High-Speed Serial Interconnect Design*, materiały firmy Ansoft.
- Bal K., Kothari V.K., 2009a**, *Measurement of dielectric properties of textile materials and their applications*, Indian Journal of Fibre & Textile Research, Vol. 34, ss. 191÷199.
- Bal K., Kothari V.K., 2009b**, *Study of dielectric behaviour of woven fabric based on two phase models*, Journal of Electrostatics, No. 67, ss. 751÷758.
- Ballou JW., Roetling JA., 1985**, *High speed tensile testing of fibres*, Textile Research Journal, No. 28, ss. 631÷646.
- Barry W., 1986**, *A Broad-Band, Automated, Stripline Technique for the Simultaneous Measurement of Complex Permittivity and Permeability*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT 34, No. 1, ss. 80÷84.
- Bhattacharjee D., Kothari V.K., 2007**, *A neural network system for prediction of thermal resistance of textile fabrics*, Textile Research Journal Vol. 77, No. 1, ss. 4÷12.
- Bogatin E. i inni, 2001**, *Practical Characterization and Analysis of Lossy Transmission Lines*, materiały konferencyjne „Design Con 2009”, ss. 1÷14.
- Bogusz J., 2004**, *Lokalne interfejsy szeregowo w systemach cyfrowych*, BTC, Legionowo.
- Bouwstra S. i inni, 2009**, *Smart Jacket Design for Neonatal Monitoring with Wearable Sensors*, BSN '09 Proceedings of the 2009 Sixth International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks, IEEE Computer Society Washington, DC, USA, ss. 162÷167.
- Carole A. i inni, 2005**, *Development of Electronic Textiles to Support Networks, Communications, and Medical Applications in Future U.S. Military Protective Clothing Systems*, IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, Vol. 9, No. 3, ss. 402÷406.
- Carpi F. Rossi D., 2005**, *Electroactive Polymer-Based Devices for e-Textiles in Biomedicine*, IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, Vol. 9, No. 3, ss. 295÷318.

- Cerovic D. i inni, 2009**, *Dielectric investigation of some woven fabrics*, Journal of Applied Physics, Vol. 106.
- Chedid M. i inni, 2007**, *Experimental analysis and modelling of textile transmission line for wearable applications*, International Journal of Clothing Science and Technology, Vol. 19, nr. 1, ss. 59÷71.
- Collin R. E., 2001**, *Foundations for Microwave Engineering, Second Edition*, The IEEE Press Series on Electromagnetic Wave theory.
- Collin R. E., 1960**, *Field Theory of Guided Waves*. New York: McGraw-Hill, ch. 3, ss. 79÷83.
- Cottet D. i inni, 2003**, *Electrical Characterization of Textile Transmission Lines*, IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, Vol. 26, nr. 2, ss. 182÷190.
- Dhawan A. i inni, 2004**, *Woven Fabric-Based Electrical Circuits: Part II: Yarn and Fabric Structures to Reduce Crosstalk Noise in Woven Fabric-Based Circuits*, Textile Research Journal, Vol. 74, ss. 955÷960.
- Dhawan A. i inni, 2005**, *Fiber-Based Electrical and Optical Devices and Systems*, Textile Progress, 36:2-3, ss. 1÷84.
- EA-4/02, 1999**, *Wyrażanie niepewności pomiaru przy wzorcowaniu*, Dokument Europejskiej Współpracy w dziedzinie Akredytacji.
- Fausett L., 1994**, *Fundamentals of neural networks*, Prentice-Hall, New York.
- Ferry J. i inni, 2009**, *Characterizing Non-Standard Impedance Channels with 50 Ohm Instruments*, materiały konferencyjne „DesignCon 2009”, ss. 1÷25.
- Fleury J., Bernard O., 2001**, *Designing and Characterizing TRL Fixture Calibration Standards for Device Modeling*, Applied Microwave & Wireless, ss. 26÷42.
- Gilmour A.S., 1986**, *Microwave Tubes*, Artech House Inc.
- Gimpel S. i inni, 2005**, *Integration of Microelectronic Devices in Textiles*, MST News, No. 2, ss. 14÷15.
- Gniotek K., Leśnikowski J., 2000**, *Accuracy Class of Virtual Measuring Instruments for Textile Uses*, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, Włókiennictwo, nr 58, Łódź, ss. 313÷321.
- Gniotek K., 2002**, *Modelowanie i pomiary obiektów włókienniczych dla celów planowania doświadczeń*, Fibres&Textiles in Eastern Europe, Vol. 10, nr 2, ss. 54÷59.
- Gniotek Krzysztof, Gołębiowski Jacek, Leśnikowski Jacek, 2009**, *Temperature Measurements in a Textronic Fireman Suit and Visualisation of the Results*, Fibres&Textiles in Eastern Europe, issue 1(72), ss. 97÷101.
- Guide, 2008**, *Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement*, JCGM.

- Hall S., i inni, 2000**, *High-Speed Digital System Design – A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices*, A Wiley-Inter Science Publication JOHN WILEY & SONS, INC.
- Hiebel M., 2007**, *Fundamentals of Vector Network Analysis*, Rohde-Schwarz, Monachium.
- Hancock J., 2004**, *Jitter – Understanding it, Measuring It, Eliminating It, Part 1: Jitter Fundamentals*, High Frequency Electronics, nr 4, Summit Technical Media, LLC, ss. 44÷50.
- Hsue Ch., 1997**, *Reconstruction of Nonuniform Transmission Lines from Time-Domain Reflectometry*, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. 45, No. 1, ss. 32÷38.
- Jayoung Choiinni, 2007**, *Design and Evaluation of Textile-Based Signal. Transmission Lines and Keypads for Smart Wear*, Human-Computer Interaction, Part II, HCII, LNCS 4551, ss. 1078÷1085.
- Jong J. i inni, 1996**, *Time Domain Characterization and Circuit Modeling of a Multi-layer Ceramic Package*, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING, AND MANUFACTURING TECHNOLOGY-PART B, Vol. 19, No. 1, ss. 48÷56.
- Johnson H., 2000**, *Why 50Ohms?*, EDN Magazine, 14 Wrzesień, s. 30.
- Jung S. i inni, 2003**, *Enabling Technologies for Disappearing Electronics in Smart Textiles*, materiał IEEE International Solid-State Circuits Conference.
- Kallmayer Ch. i inni, 2005**, *System Integration Technologies for Smart Textiles*, MST NEWS, No. 2, ss. 42÷43.
- Kang T. i inni, 2006**, *Sensors on Textile Substrates for Home-Based Healthcare Monitoring*, Proceedings of the 1st Distributed Diagnosis and Home Healthcare (D2H2) Conference Arlington, Virginia, USA, ss. 5÷7.
- Kolenkiewicz K., 2012**, *Właściwości tekstylnych linii transmisyjnych wykonywanych metodą naszywania*, Praca Dyplomowa pod kierunkiem dr inż. J. Leśnikowskiego, Katedra Odzieżownictwa i Tekstroniki PŁ, Łódź.
- Krucińska I. i inni, 2008**, *Textile body-worn exponentially tapered Vee antenna*, International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON) Proceedings, ss. 1÷4.
- Krupka J., 2006**, *Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies*, Measurement Science and Technology, Vol. 17, ss. 55÷70.
- Kubisa S., 1995**, *Podstawy metrologii*, Wydawnictwo Politechniki Szczecińskiej.
- Lee M., Sangwook N., 1996**, *An Accurate Broadband Measurement of Substrate Dielectric Constant*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 6, No. 4, ss. 168÷170.
- Leśnikowski J., 2010**, *Stanowisko do pomiarów wybranych parametrów elektrycznych linii transmisyjnej*, Pomiary Automatyka Kontrola, Vol. 56, nr 9, ss. 1085-1088.

- Leśnikowski J., 2011**, *Textile Transmission Lines in the Modern Textronic Clothes*, FIBRES & TEXTILES in Eastern Europe, Vol. 19, No. 6 (89) ss. 89÷93.
- Leśnikowski J., 2012a**, *Dielectric permittivity measurement methods of textile substrate of textile transmission lines*, Przegląd Elektrotechniczny 3a/2012, ss. 148÷151.
- Leśnikowski J., 2012b**, *Tekstylna linia sygnałowa przeznaczona do przesyłania sygnałów elektrycznych zwłaszcza w wyrobach włókienniczych*, zgłoszenie patentowe wniesione dnia 20.11.2012, nr P.401679.
- Leśnikowski J., 2012c**, *Zacisk do podłączenia tekstylnych linii sygnałowych do urządzeń do pomiaru parametrów elektrycznych*, zgłoszenie patentowe wniesione dnia 20.11.2012, nr P.401680.
- Leśnikowski J., 2013a**, *Badanie właściwości tekstylnej linii sygnałowej wykonanej metodą naszywania*, Przegląd Elektrotechniczny, 03a/2013.
- Leśnikowski J., Tokarska M., 2013**, *Modelling of selected electric properties of textile transmission line using neural networks*, Textile Research Journal, (in print).
- Lin R., Kreifeldt J.G., 2001**, *Ergonomics in wearable computer design*, International Journal of Industrial Ergonomics No. 27, ss. 259÷269.
- Locher I., Tröster G., 2007**, *Fundamental Building Blocks for Circuits on Textiles*, IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, Vol. 30, No. 3, ss. 541÷550.
- Locher I., Tröster G., 2007b**, *Screen-printed Textile Transmission Lines*, Textile Research Journal, Vol. 77(11), ss. 837÷842.
- Locher I., Klemm M., Kirstein T., Tröster G., 2006**, *Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas*, IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, Vol. 29, No. 4, ss. 777÷788.
- Locher I. i inni, 2005**, *From Smart Textiles to Wearable Systems*, MST News, No. 2, ss. 12÷13.
- Mielczarek W. 2005**, USB. Uniwersalny interfejs szeregowy, Helion, Gliwice.
- Nicolson A.M., Ross G.F., 1970**, *Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 19 (4), ss. 377÷382.
- Owczarek G. Lęzak K., Gralewicz G., 2007**, *Koncepcja systemu monitorowania wybranych parametrów podczas pracy w odzieży strażackiej fizjologicznych*, Bezpieczeństwo Pracy, Vol. 9, ss. 9÷10.
- Paradiso R., Wolter K., 2005**, *Wealthy - A Wearable Health Care System: New Frontier on E-Textile*, MST News, nr.2, ss. 10÷11.
- Park S. i inni, 2002**, *The Wearable Motherboard: a Framework for Personalized Mobile Information Processing (PMIP)*, in Proc. 39th ACM/IEEE Design Automation Conference, ss. 170÷174.

- Pattanayak A.K., Luximon A., Khandual A., 2011**, *Prediction of drape profile of cotton woven fabrics using artificial neural network and multiple regression method*, Textile Research Journal, Vol. 81 No. 6 ss. 559÷566.
- Pei Z., Yu C., 2011**, *Prediction of the vortex yarn tenacity from some process and nozzle parameters based on numerical simulation and artificial neural network*, Textile Research Journal Vol. 81, No. 17, ss. 1796÷1807.
- Polański Z., 1984**, *Planowanie doświadczeń w technice*, PWN, Warszawa.
- Post E., i inni, 2000**, *E-boidery: Design and fabrication of textile-based computing*, IBM Systems Journal, Vol. 39, ss. 840÷860.
- Przewodnik, 1999**, *Wyrażanie niepewności pomiaru*, GUM.
- Pourdeyhimi B. i inni, 2006**, *Printing Electric Circuits onto Nonwoven Conformal Fabrics Using Conductive Inks and Intelligent Control*, NTC Project: F04-NS17, National Textile Center Annual Report: November 2006.
- Reynoso-Hernández J. A., 2003**, *Unified Method for Determining the Complex Propagation Constant of Reflecting and Nonreflecting Transmission Lines*, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 13, No. 8, ss. 351÷353.
- Salonen P., Hurme H., 2003**, *A Novel Fabric WLAN Antenna for Wearable Applications*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, Ohio, USA, Vol. 2, ss. 700÷703.
- Skubis T., 2003**, *Opracowanie wyników pomiarów*, Gliwice.
- Szmelter W. i inni, 1973**, *Metrologia Włókiennicza*, tom 4, rozdział 1, WNT, Warszawa.
- Szosland J., Górniak A., Stempień Z., 1995**, *Computer Designing and the Representation of Braided Structures*, Fibres&Textiles, No. 4, ss. 34÷36.
- Szosland J., 1999**, *Identification of Structure of Inter-Thread Channels in Models of Woven Fabrics*, Fibres&Textiles in Eastern Europe, No. 6, ss. 41÷45.
- Szosland J., 2007**, *Struktury tkaninowe*, wyd. PAN, Łódź
- Tektronix, 2010**, *Anatomy of an Eye Diagram*, nota aplikacyjna firmy Tektronix.
- Tokarska M., 2004**, *Neural model of the permeability features of woven fabrics*, Textile Res. J. Vol.74, No. 12, ss. 1045÷1048.
- Tokarska M., 2006**, *Assessing the quality of neural models using a model of flow characteristics of fabrics as an example*, Autex Research Journal, Vol. 6, No. 3, ss. 162÷168.
- Tröster G. i inni, 2003**, *Wearable Computing: Packaging in Textiles and Clothes*, 14th European Microelectronics and Packaging Conference & Exhibition Friedrichshafen, Germany, ss. 1÷6.
- Volkmar T., 2005**, *Physiological Function and Wear Comfort of Smart Textiles*, MST News, No. 2, s. 16.

- Wadell B., 1991, Transmission Line Design Handbook, Artech House Inc.**
- Weiland T., 2008, *A Practical Guide to 3-D Simulation*, IEEE Microwave Magazine, Vol. 12, ss. 62÷75.**
- Weir W., 1974, *Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies*, Proceedings of the IEEE, 62 (1), ss. 33÷36.**
- Yoonjung Yang, Gilsoo Cho, 2009, *Novel Stretchable Textile-Based Transmission Bands: Electrical Performance and Appearance after Abrasion/Laundrying, and Wearability*, Human-Computer Interaction, Part III, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, ss. 806÷813.**
- Żurek W., Kopias K., 1977, *Struktura płaskich wyrobów włókienniczych*, WNT, Warszawa.**

ZAŁĄCZNIK

Tabela Z.1. Parametry struktury tkanin użytych do badań (opis metod pomiarowych zamieszczono w rozdz. 4.5)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m ²	nitek/cm	nitek/cm
1	bawełna	skośny	0,62	287	30	19
2	bawełna	skośny	0,48	203	16	12
3	wełna	plócienny	0,42	287	24	20
4	poliester + wełna	skośny	0,64	188	21	15
5	poliester + wełna	plócienny	1,26	266	12	10
6	wełna + poliamid	skośny	1,47	331	6	6
7	poliester	plócienny	0,36	158	56	28
8	wiskoza + poliester	skośny	0,52	224	26	24
9	poliester	plócienny	0,08	56	39	33
10	bawełna	plócienny	0,29	114	29	23
11	poliamid	panamowy	0,52	218	42	24
12	poliamid	panamowy	0,52	211	42	24
13	poliamid	plócienny	0,32	161	25	22
14	bawełna	skośny	0,31	201	36	12
15	bawełna	plócienny	0,38	89	25	21
16	bawełna	plócienny	0,30	85	26	14
17	bawełna	plócienny	0,40	102	24	32
18	bawełna	skośny	0,72	254	35	19
19	bawełna	skośny	0,62	216	33	22
20	bawełna	skośny	0,36	185	38	35
21	poliester + celuloza	skośny	0,76	292	36	23
22	bawełna	skośny	0,74	270	35	19
23	poliester + bawełna	skośny	0,42	171	43	24
24	poliester + wełna	skośny	0,75	284	35	21
25	bawełna	skośny	0,75	279	35	18
26	poliester + argona	skośny	0,69	290	36	23
27	poliester + argona	skośny	0,67	287	38	22
28	poliester + argona	skośny	0,66	280	27	23
29	poliester + wełna	skośny	0,75	320	56	25
30	poliester	atlasowy	0,48	160	82	30
31	poliester + wiskoza	plócienny	0,38	157	45	32

Tabela Z.1 (cd.)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m ²	nitek/cm	nitek/cm
32	Poliester	plócienny	0,28	119	50	28
33	poliester	plócienny	0,27	116	44	35
34	poliester + argona	skośny	0,65	243	27	25
35	poliester	panamowy	0,67	219	49	40
36	bawełna	skośny	0,33	207	45	33
37	poliester + bawełna	skośny	0,27	170	43	24
38	65% poliester 35% bawełna	plócienny	0,27	170	42	29
39	60% bawełna 40% poliester	atłasowy	0,50	275	50	28
40	65% poliester 35% bawełna	pika	0,42	218	49	27
41	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,56	290	40	24
42	99% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,10	125	78	46
43	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,53	300	43	20
44	65% poliester 35% bawełna	panamowy	0,49	260	44	28
45	60% bawełna 40% poliester	skośny	0,61	315	34	19
46	60% bawełna 40% poliester	skośny	0,50	245	39	25
47	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,50	250	37	21
48	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,36	205	54	27
49	60% bawełna 40% poliester	panamowy	0,73	330	33	22
50	60% bawełna 40% poliester	panamowy	0,66	325	33	22
51	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,36	175	50	26
52	65% poliester 35% bawełna	plócienny	0,42	210	51	24
53	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,29	150	44	23
54	65% poliester 35% bawełna	plócienny	0,38	203	40	27

Tabela Z.1 (cd.)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m2	nitek/cm	nitek/cm
55	60% bawełna 40% poliester	skośny	0,36	185	40	22
56	65% poliester 35% bawełna	skośny	0,44	255	34	23
57	65% poliester 35% bawełna	atłasowy	0,47	245	35	19
58	75% bawełna 25% poliester	skośny	0,50	320	42	21
59	100% bawełna	atłasowy	0,39	235	55	23
60	100% bawełna	skośny	0,66	340	44	24
61	100% bawełna	skośny	0,58	335	41	21
62	60% bawełna 40% poliester	skośny	0,44	205	44	22
63	100% poliester + włókno antystatyczne	plócienny	0,18	98	66	46
64	100% poliester + włókno antystatyczne	skośny	0,12	115	64	44
65	100% poliester	plócienny	0,36	180	52	24
66	100% poliester	plócienny	0,25	150	36	22
67	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,53	300	28	20
68	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,57	250	39	22
69	65% poliester 35% bawełna + włókno antystatyczne	skośny	0,50	240	36	21
70	65% poliester 35% bawełna + włókno antystatyczne	skośny	0,39	205	53	24
71	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,44	210	48	23
72	59% bawełna 40% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,32	160	45	23

Tabela Z.1 (cd.)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m2	nitek/cm	nitek/cm
73	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,55	350	32	20
74	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	atłasowy	0,65	310	38	18
75	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,50	300	42	22
76	75% bawełna 24% poliester 1% włókno antystatyczne	skośny	0,46	245	44	24
77	99% poliester (pontella) 1% włókno antystatyczne	skośny	0,36	180	54	24
78	99% poliester (pontella) 1% włókno antystatyczne	skośny	0,39	180	45	24
79	68% bawełna trudnopalna 35% kermel 2% włókno antystatyczne	plócienny	0,32	150	42	23
80	100% len	plócienny	0,42	128	24	24
81	63% bawełna 37% poliamid	skośny	0,60	168	59	45
82	78% bawełna 22% wiskoza	panamowy	0,64	225	51	24
83	93% poliester 7% elastomer	atłasowy	0,22	95	44	124
84	100% wiskoza	plócienny	0,42	147	45	44
85	65% bawełna 35% wiskoza	plócienny	0,39	139	50	46
86	59% wiskoza 41% poliester	skośny	0,33	138	72	36
87	100% wiskoza	skośny	0,58	220	54	32
88	65% bawełna 35% poliamid	skośny	0,40	160	70	36

Tabela Z.1 (cd.)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m2	nitek/cm	nitek/cm
89	61% poliester 37% bawełna 2% elastomer	skośny	0,54	247	63	37
90	55% len 45% wiskoza	plócienny	0,50	172	24	24
91	57% bawełna 40% poliamid 3% elastomer	skośny	0,52	218	85	47
92	100% wiskoza	plócienny	0,52	201	22	18
93	97% bawełna 3% elastomer	atłasowy	0,67	277	22	45
94	40% poliester 36% bawełna 24% len	plócienny	0,80	230	22	18
95	69% bawełna 31% poliamid	atłasowy	0,53	194	73	31
96	97% poliester 3% elastomer	skośny	0,66	240	66	32
97	72% bawełna 23% poliester 5% elastomer	plócienny	0,53	163	48	28
98	50% poliester 47% bawełna 3% elastomer	atłasowy	0,52	210	85	42
99	100% bawełna	atłasowy	0,30	88	84	44
100	80% poliester 20% sztuczny jedwab apretura z wosku	skośny	0,40	300	40	35
101	93% poliester 7% elastomer	atłasowy	0,26	106	109	86
102	63% bawełna 37% poliamid	skośny	0,34	138	70	39
103	100% poliester	plócienny	0,19	105	94	45
104	68% bawełna 30% wiskoza 2% elastomer	plócienny	0,72	325	28	28
105	63% poliester 33% bawełna 1% elastomer	atłasowy	0,42	238	112	25
106	50% bawełna 50% wiskoza	skośny	0,46	138	35	31
107	100 % poliester	plócienny	0,53	275	24	21
108	100% poliester	plócienny	0,34	145	64	33

Tabela Z.1 (cd.)

Nr tkaniny	Surowiec	Splot	Grubość	Masa powierzchniowa	Gęstość osnowy	Gęstość wątku
			mm	g/m ²	nitek/cm	nitek/cm
109	62% poliester 32% wiskoza 6% elastomer	plócienny	0,61	275	33	31
110	100% poliester	skośny	0,42	183	36	34
111	97% bawełna 3% elastomer	skośny	0,50	229	86	31

Tabela Z.2. Parametry struktury tkanin użytych do badań (opis metod pomiarowych zamieszczono w rozdz. 4.5)

Nr tkaniny	Średnica nitki wątku	Średnica nitki osnowy	Podziałka nitki wątku	Podziałka nitki osnowy
	mm	mm	mm	mm
1	0,39	0,30	0,52	0,34
2	0,50	0,30	0,90	0,41
3	0,51	0,26	0,51	0,26
4	0,41	0,45	0,68	0,52
5	0,56	0,51	0,77	0,72
6	1,05	1,05	1,68	1,68
7	0,15	0,15	0,36	0,18
8	0,32	0,32	0,53	0,50
9	0,26	0,24	0,35	0,25
10	0,25	0,18	0,45	0,34
11	0,23	0,24	0,57	0,25
12	0,25	0,25	0,58	0,27
13	0,34	0,30	0,45	0,40
14	0,44	0,31	0,83	0,31
15	0,24	0,23	0,47	0,35
16	0,36	0,24	0,77	0,35
17	0,17	0,18	0,29	0,39
18	0,36	0,29	0,57	0,32
19	0,31	0,27	0,45	0,31
20	0,22	0,22	0,30	0,25
21	0,36	0,29	0,44	0,32
22	0,34	0,29	0,50	0,29
23	0,31	0,24	0,43	0,26
24	0,29	0,26	0,48	0,28
25	0,32	0,27	0,58	0,29
26	0,37	0,29	0,45	0,31
27	0,38	0,26	0,45	0,29
28	0,46	0,32	0,48	0,38
29	0,23	0,17	0,40	0,18
30	0,15	0,12	0,33	0,12

Tabela Z.2 (cd.)

Nr tkaniny	Średnica nitek wątku	Średnica nitek osnowy	Podziałka nitek wątku	Podziałka nitek osnowy
31	0,22	0,22	0,31	0,23
32	0,19	0,19	0,37	0,19
33	0,24	0,20	0,30	0,21
34	0,33	0,33	0,42	0,38
35	0,20	0,20	0,30	0,22
36	0,22	0,19	0,33	0,22
37	0,30	0,21	0,42	0,24
38	0,27	0,22	0,44	0,24
39	0,29	0,20	0,37	0,20
40	0,31	0,19	0,40	0,20
41	0,38	0,19	0,45	0,27
42	0,23	0,16	0,23	0,16
43	0,40	0,21	0,55	0,21
44	0,24	0,24	0,32	0,29
45	0,42	0,32	0,56	0,40
46	0,30	0,25	0,43	0,27
47	0,35	0,26	0,48	0,27
48	0,32	0,16	0,43	0,20
49	0,27	0,30	0,45	0,32
50	0,34	0,31	0,47	0,31
51	0,25	0,20	0,44	0,20
52	0,28	0,19	0,46	0,19
53	0,24	0,20	0,48	0,22
54	0,25	0,24	0,39	0,26
55	0,27	0,25	0,50	0,27
56	0,36	0,27	0,45	0,30
57	0,37	0,26	0,55	0,29
58	0,39	0,24	0,48	0,26
59	0,20	0,20	0,41	0,20
60	0,36	0,25	0,43	0,25
61	0,40	0,29	0,53	0,29
62	0,30	0,23	0,50	0,23
63	0,17	0,14	0,23	0,16
64	0,18	0,15	0,25	0,15
65	0,34	0,26	0,48	0,26
66	0,38	0,29	0,51	0,30
67	0,40	0,33	0,52	0,33
68	0,32	0,27	0,49	0,27
69	0,34	0,25	0,52	0,27
70	0,29	0,20	0,43	0,22
71	0,32	0,25	0,50	0,25
71	0,26	0,26	0,48	0,26
72	0,42	0,30	0,55	0,30
73	0,38	0,29	0,56	0,29
74	0,36	0,24	0,48	0,24
75	0,34	0,23	0,46	0,24
76	0,37	0,25	0,45	0,25

Tabela Z.2 (cd.)

Nr tkaniny	Średnica nitek wątku	Średnica nitek osnowy	Podziałka nitek wątku	Podziałka nitek osnowy
77	0,36	0,23	0,49	0,23
78	0,29	0,17	0,48	0,25
79	0,22	0,22	0,31	0,23
80	0,30	0,30	0,44	0,44
81	0,20	0,20	0,22	0,20
82	0,34	0,17	0,54	0,20
83	0,10	0,18	0,15	0,24
84	0,19	0,22	0,26	0,25
85	0,21	0,16	0,24	0,21
86	0,16	0,16	0,30	0,16
87	0,22	0,16	0,33	0,20
88	0,24	0,15	0,31	0,15
89	0,27	0,15	0,29	0,16
90	0,28	0,21	0,46	0,39
91	0,20	0,11	0,23	0,11
92	0,35	0,35	0,57	0,48
93	0,19	0,26	0,25	0,45
94	0,40	0,40	0,58	0,47
95	0,24	0,15	0,33	0,15
96	0,26	0,15	0,32	0,17
97	0,27	0,20	0,36	0,20
98	0,15	0,12	0,24	0,12
99	0,13	0,11	0,24	0,12
100	0,25	0,25	0,29	0,25
101	0,11	0,07	0,17	0,09
102	0,22	0,17	0,30	0,17
103	0,15	0,13	0,22	0,13
104	0,25	0,25	0,36	0,36
105	0,31	0,12	0,44	0,12
106	0,24	0,20	0,31	0,28
107	0,38	0,35	0,47	0,43
108	0,14	0,16	0,32	0,16
109	0,21	0,20	0,32	0,29
110	0,17	0,17	0,29	0,29
111	0,25	0,13	0,33	0,13

Tabela Z.3. Parametry elektryczne wybranych tkanin (opis metod pomiarowych zamieszczono w rozdz. 4.5)

Nr tkaniny	Względna przenikalność elektryczna $f = 1 \text{ GHz}$	Tangens kąta strat $f = 1 \text{ GHz}$	Nr tkaniny	Względna przenikalność elektryczna $f = 1 \text{ GHz}$	Tangens kąta strat $f = 1 \text{ GHz}$	Nr tkaniny	Względna przenikalność elektryczna $f = 1 \text{ GHz}$	Tangens kąta strat $f = 1 \text{ GHz}$
1	1,825	0,049	32	1,361	0,007	63	1,423	0,013
2	1,740	0,044	33	1,384	0,024	64	1,388	0,019
3	1,487	0,009	34	1,492	0,012	65	1,366	0,007
4	1,457	0,009	35	1,382	0,009	66	1,361	0,007
5	1,383	0,012	36	1,788	0,028	67	1,974	0,061
6	1,306	0,010	37	1,436	0,029	68	1,917	0,056
7	1,351	0,005	38	1,679	0,049	69	1,693	0,040
8	1,432	0,010	39	1,936	0,068	70	1,672	0,044
9	1,353	0,007	40	1,718	0,057	71	1,816	0,055
10	1,688	0,040	41	1,808	0,051	72	1,747	0,043
11	1,705	0,059	42	1,525	0,010	73	2,471	0,030
12	1,878	0,036	43	1,745	0,047	74	1,779	0,032
13	1,564	0,016	44	1,714	0,052	75	1,895	0,024
14	1,847	0,044	45	1,822	0,051	76	1,858	0,033
15	1,631	0,032	46	1,807	0,062	77	1,405	0,012
16	1,551	0,011	47	1,578	0,038	78	1,547	0,063
17	1,857	0,045	48	1,731	0,050	79	1,622	0,028
18	1,584	0,013	49	1,824	0,066	80	1,730	0,070
19	1,578	0,016	50	1,946	0,068	81	1,533	0,040
20	1,579	0,014	51	1,572	0,032	82	1,845	0,059
21	1,592	0,011	52	1,672	0,038	83	1,252	0,007
22	1,383	0,025	53	1,562	0,042	84	1,897	0,044
23	1,855	0,024	54	1,692	0,052	85	1,775	0,049
24	1,423	0,008	55	1,753	0,049	86	1,804	0,045
25	1,452	0,020	56	1,810	0,062	87	2,418	0,061
26	1,565	0,014	57	1,648	0,041	88	1,735	0,049
27	1,441	0,020	58	1,960	0,033	89	1,842	0,064
28	1,841	0,026	59	2,068	0,034	90	1,811	0,047
29	1,615	0,040	60	2,024	0,034	91	1,964	0,069
30	1,326	0,003	61	1,913	0,026	92	2,036	0,041
31	1,734	0,023	62	1,777	0,065	93	2,206	0,066
94	1,937	0,063	100	1,919	0,069	106	1,729	0,049
95	1,897	0,068	101	1,270	0,006	107	1,924	0,006
96	1,380	0,007	102	1,686	0,036	108	1,477	0,005
97	1,672	0,062	103	1,431	0,010	109	1,796	0,034
98	1,915	0,062	104	2,104	0,065	110	1,341	0,009
99	1,640	0,055	105	2,003	0,035	111	2,119	0,064

Tabela Z.4. Niepewności pomiaru parametrów transmisyjnych (s_{21} , s_{12}) analizatorem obwodów typu ZVA40 zgodnie ze specyfikacją producenta

Przedział częstotliwości	Poziom rejestrowanego sygnału	Niepewności pomiaru amplitudy i fazy
10 MHz ÷ 50 MHz	+15 dB ÷ -30 dB	< 1 dB lub < 6°
50 MHz ÷ 250 MHz	+15 dB ÷ -30 dB	< 0.2 dB lub < 2°
	-30 dB to -45 dB	< 1 dB lub < 6°
	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.3 dB lub < 3°
	+5 dB ÷ -65 dB	dB < 0.2 dB lub < 2°
250 MHz ÷ 700 MHz	-65 dB ÷ -80 dB	< 1 dB lub < 6°
	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.3 dB lub < 3°
	+5 dB ÷ -50 dB	< 0.1 dB lub < 1°
	-50 dB ÷ -65 dB	< 0.2 dB lub < 2°
700 MHz ÷ 2 GHz	-65 dB ÷ -80 dB	< 1 dB lub < 6°
	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.3 dB lub < 3°
	+5 dB ÷ -55 dB	< 0.1 dB lub < 1°
	-55 dB ÷ -70 dB	< 0.2 dB lub < 2°
2 GHz ÷ 24 GHz	-70 dB ÷ -85 dB	< 1 dB lub < 6°
	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.3 dB lub < 3°
	+5 dB ÷ -45 dB	< 0.2 dB lub < 2°
	-45 dB ÷ -60 dB	< 0.3 dB lub < 3°
24 GHz ÷ 32 GHz	-60 dB ÷ -75 dB	< 1 dB lub < 6°
	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.4 dB lub < 4°
	+5 dB ÷ -40 dB	< 0.2 dB lub < 2°
	-40 dB ÷ -55 dB	< 0.4 dB lub < 4°
32 GHz ÷ 40 GHz	+15 dB ÷ +5 dB	< 0.4 dB lub < 4°
	+5 dB ÷ -40 dB	< 0.2 dB lub < 2°
	-40 dB ÷ -55 dB	< 0.4 dB lub < 4°
	-55 dB ÷ -70 dB	< 1 dB lub < 6°

SUMMARY

The researches previously conducted in the world had not led to the textile signal line, of which the characteristic impedance value would equal $50\ \Omega$ and could be varied over a wide range by varying the geometric dimensions of the line. Therefore, the studies were undertaken to develop such a line. Those studies, preceded by a multiple sources analysis of the conventional signal lines operation, the measurements of the electrical properties of selected fabrics and simulation studies have led to the development of a new type of the textile signal line. The construction of the line allows to obtain the characteristic impedance of $50\ \Omega$ and lower, which in the existing prototypes described in the literature was impossible to obtain. Therefore, this work was crowned with the success, positively verifying the first part of the approved work thesis. The adopted technology of the line construction in the form of electro-conductive paths made of flat fabrics sewn on the textile substrate in the form of conventional fabrics (named as PWW/PWW line) provide the possibility of making a line on the basis of standard machinery and human resources of the average sewing workshop.

At the same time, simulation studies were performed in order to determine which of the parameters characterizing the structure of the substrate of the textile signal line (type PWW/PWW) affects its transmission properties. This knowledge is essential for an aware choice of flat textile for substrate to create this type of line.

In the conducted simulation studies the substrate of the line was modeled with a much greater accuracy than in other simulation studies of the textile signal lines, described in the literature. Authors of those studies assumed that the substrate of the line is a cuboid with a uniform structure and properties. In the simulation studies described in the monograph, with an accuracy unprecedented in the literature, the simulated substrate of the line was shown. The thickness and weave of the threads, the pitch of the warp and the weft of the fabric and other parameters of the substrate of the line, were reflected in such a way that the model was created in the most faithful way to suit the parameters of the actual fabric. Similarly, the fabric forming electro-conductive paths of the signal line has been modeled. At the same time, the measurements of dielectric permittivity of fabrics available on the market were conducted, so that the simulated models have electrical parameters corresponding to the real fabrics.

For this purpose, an original method for determination of the complex permittivity of yarns making a fabric, based on the measured dielectric constant of the fabric, was developed. It should be emphasized that this method can be applied not only in the textile simulation studies of signal lines, but also can be useful wherever knowledge of permittivity of flat textile yarns is indispensable in the ongoing researches.

As another result of the modeling it was found, that obtain characteristic impedance equal to $50\ \Omega$ in TLS with conventional geometry of electro-conductive

paths, for each fabric substrate of the line, is practically impossible. Therefore a new kind of textile transmission line was developed.

For the proposed textile signal line the model of a neural network was developed. The model allows determination of the characteristic impedance of the line, depending on the thickness of the textile substrate of the line h , the distance between the electro-conductive paths g_{ad} , the dielectric permittivity ϵ_r and loss tangent $\tan \delta$ of the substrate threads. The prediction of the characteristic impedance value of the line, using the created model, allows to determine the distance between ground paths depending on the thickness and the permittivity of the substrate fabric. This model facilitates and speeds up the production of the line.

As part of the carried out work, with the help of this model, a series of models of physical lines were made. The measurement terminals for connecting textile signal lines to the measuring apparatus were developed and made.

Based on the constructed lines, a series of tests to verify their operation in practical applications such as smart garment were carried out. When using such garments, the textile signal lines used may be exposed to the variable climatic conditions. Therefore, the studies of the effects of temperature and humidity on accepted indicators, which define the transmission characteristics of the line, were conducted. It also examined the impact of selected structural parameters of the substrate of the line, positively verifying the second part of the work thesis. Because the textile signal line placed in smart garments is generally located close to other textile materials and the human body, the impact of those factors on the transmission properties of the line was studied. The measurements of quality of digital signal transmitted by the textile lines were also performed. Those measurements included an eye diagram test, noise measurement and fast-changing signal fluctuations i.e. jitter measurements and analysis.

As a result of the research the following conclusions were formulated:

1. the thickness of the coplanar line substrate does not significantly affect the properties of the transmission line,
2. the increase of the humidity of the air surrounding the line causes the increase of signal attenuation passing through the textile signal line,
3. the increase of the humidity of the air surrounding the line, at the constant temperature, causes decrease of characteristic impedance of the line
4. the decrease of the temperature of the air surrounding the line causes the increase of signal attenuation passing through the textile signal line (for the assumed variability of temperature and humidity, the impact of the temperature is smaller than the impact caused by changes in humidity of the ambient air),
5. the weave and thickness of the fabric has significant effect on the transmission properties of the line,
6. an additional layer made of flat textile products in the form of cloth, placed at the top or the bottom line, does not significantly affect the transmission properties,

7. the contact between a human body and electro-conductive paths, in particular between the upper signal path, has a significant effect on the transmission properties of the line,
8. the impact of a human body contact can be reduced by using additional layers made from flat textile at the top and at the bottom of the line,
9. the proposed textile signal line must be installed in such a way that the side of the ground paths is directed towards the user's body of textronic clothing.
10. the quality of signal transmission in the tested textile signal lines is satisfactory (for $BER = 10^{-12}$ eye is still open),
11. the transmission quality deteriorates with the increase of the transmission speed and the line length, and it depends on the humidity and air temperature surrounding the line,
12. the degree of eye opening for $BER = 10^{-12}$ in the tested textile signal lines allows to accept the argument concerning the correct reading of data transmitted through the line
13. in the case of lines with the length of 50 centimeters, the proposed textile signal line is capable of accurate transmission of digital signals at speeds up to 1 Gb/s,
14. in the case of signal transmission over short distances (up to 25 cm), the developed line is able to transmit a digital signal correctly at rates up to 2.5 Gb/s in the temperature range from 5°C to +20°C and a relative air humidity of 26, 8% to 90%.
15. the substrate fabric of the line should be sufficiently rigid to provide a constant mutual position of electro-conductive paths of the line, irrespective of the mechanical stresses which may occur during operation of the line,
16. transmission properties of the line depend on the degree of the adhesion between electro-conductive paths and substrate of the line,
17. the presence of air gaps between the electro-conductive paths and the substrate results in a significant increase in the characteristic impedance of the line,
18. the type of stitch lines for fixing electro-conductive paths has a big influence on the characteristic impedance of the line,
19. the stitches fixing electro-conductive paths to the substrate should be routed to avoid a situation where the needle of the sewing machine simultaneously pierces the top signal path and the bottom ground path. This is to avoid possible short circuits between paths caused by electro-conductive fibers torn from the path of the line by the needle,
20. the elaboration during the sewing process should be strictly controlled to ensure good adhesion between electro-conductive paths and the substrate,
21. the realization of textile signal lines which have better transmission properties than the lines presented in the monograph requires a sewing machine equipped with the specially designed conveyor that ensures high accuracy of positioning of electro-conductive paths during sewing.

CHARAKTERYSTYKA ZAWODOWA AUTORA

Dr inż. Jacek Leśnikowski ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Łódzkiej, kierunek Elektrotechnika, specjalizacja Automatyka w roku 1990. W roku 1991 rozpoczął pracę zawodową na Politechnice Łódzkiej w Instytucie Metrologii, Włóknin i Odzieżownictwa, w Zespole Metrologii kierowanym przez prof. dr hab. Wojciecha Szmeltera. W roku 1998 rozpoczął realizację pracy doktorskiej nt. „Metody pomiaru porowatości płaskich wyrobów włókienniczych” (promotor prof. dr hab. inż. Krzysztof Gniotek), która została obroniona w roku 2003. Za swoją działalność został odznaczony w 2000 roku Brązowym Krzyżem Zasługi.

W roku 2003 rozpoczął pracę zawodową w Katedrze Automatyzacji Procesów Włókienniczych Politechniki Łódzkiej na stanowisku adiunkta, kierowanej przez prof. dr hab. inż. Krzysztofa Gniotka. Prowadzi zajęcia ze studentami z zakresu automatyki, elektrotechniki i elektroniki, automatyzacji procesów włókienniczych, zagrożeń elektrycznych, elektrycznych środków bezpieczeństwa i ochrony oraz tekstoniki. Wykonywane przez studentów projekty pod kierunkiem dr inż. Jacka Leśnikowskiego zostały nagrodzone na Seminariach Koła Naukowego Automatyzacji Procesów Włókienniczych. Autor prowadził zajęcia w języku angielskim dla studentów zagranicznych odbywających staże naukowe w ramach międzynarodowych projektów wymiany studenckiej na Wydziale Technologii Materiałowych i Wzornictwa Tekstyliów. Jest promotorem 2 prac dyplomowych magisterskich.

Głównymi obszarami działalności naukowej dr inż. Jacka Leśnikowskiego są:

- pomiary wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi, instrumentacja pomiarów – projektowanie i konstruowanie aparatury pomiarowej,
- automatyka i automatyzacja procesów przemysłowych,
- komputerowe metody pomiarowe,
- zastosowania elektroniki w tekstonice.

Jest autorem lub współautorem 20 artykułów naukowych opublikowanych w czasopismach oraz 23 referatów wygłoszonych na konferencjach krajowych i międzynarodowych. Po uzyskaniu stopnia doktora nauk technicznych był głównym wykonawcą, wykonawcą lub koordynatorem w projektach:

1. Grant KBN nr 3T08E 037 30: „Nowa metodyka pomiarów właściwości tekstyliów elektroprzewodzących”, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych, 2006-2008.
2. Grant KBN nr 3T08E 061 28: „Tekstroniczny inteligentny wyrób włókienniczy służący do monitorowania wskaźników fizjologicznych człowieka”, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych, 2005-2008.

3. Projekt celowy pod nazwą „Ubranie strażackie nowej generacji z tekstro-nicznym systemem monitorowania parametrów fizjologicznych” współfi-nansowany ze środków funduszy strukturalnych nr rejestracyjny WKP_1/1.4.4/1/2005/4/4/238, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych, zakończony 31.05.2008.
4. DIGITEX – Digital Fast Patterned Microdisposal of Fluids for Multifunctional Protective Textiles, VI Program Ramowy.
5. SPUB PROETEX –E-Textylia Ochronne – systemy zbudowane z mikro i nanostruktur włókienniczych do zastosowań w warunkach katastrof, nr umowy 307/6.PR/UE/2006/7, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych.
6. SPUB DIGITEX – Szybki cyfrowy proces osadzania nietoksycznych cieczy na podłożach włókienniczych do zastosowania w ochronnych tekstyliach wielofunkcyjnych, nr umowy 184/6.PR/UE/2007/7, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych.
7. SPUB LIDWINE – Wielofunkcyjne tekstylia zapobiegające powstawaniu ran i wspomagające ich leczenie, nr umowy 406/6.PR/UE 2007/7, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych.
8. Grant KBN nr 3 T08E 057 30: „Czynniki warunkujące sprawność techno-logiczną układu operator-maszyna szyjąca”, Katedra Automatyzacji Procesów Włókienniczych, zakończony 2008.

W 2013 roku rozpoczął, jako wykonawca, pracę w projekcie “SMARTBLIND – Development of an active film for smart windows with inkjet method. Application to a building envelope component: „autonomous smart device”, 7PR UE, NMP3-SL-2012-314454, 2012-2015.

W 2003 roku, pracował w Zespole, który zdefiniował zakres i określił podstawowe zasady nowego obszaru wiedzy łączącego elementy włókiennictwa, elektroniki i informatyki, który został nazwany tekstroniką.

Dr inż. Jacek Leśnikowski jest konstruktorem i współwykonawcą 45 przyrządów pomiarowych, z czego 15 jest wykorzystywanych do pomiarów w różnych jednostkach badawczych oraz zakładach przemysłowych w Polsce. Jest autorem lub współautorem 3 patentów i 4 zgłoszeń patentowych.

Prace zrealizowane przez dr inż. Jacka Leśnikowskiego zostały nagrodzone na międzynarodowych i krajowych wystawach wynalazków i innowacji:

- Złoty medal na V Międzynarodowej Wystawie Wynalazków INNOWACJE 2003, Gdańsk 8-10.10.2003 za projekt „Różnicowa metoda pomiaru porowatości – przyrząd Tilmet 50 Porozymetr”, autorzy: J. Leśnikowski, K. Gniolek.
- Puchar Ministra Nauki za projekt „Różnicowa metoda pomiaru porowatości zastosowana w przyrządzie „Tilmet 50 Porozymetr”, Warszawa 2004, autorzy: J. Leśnikowski, K. Gniolek.

- Medal na GENIUS EUROPE International Exhibition of Inventions za „Differential method for measuring porosity used in Tilmet 50 Porosimetr”, 3 maj 2004, Budapest, autorzy: J. Leśnikowski, K. Gniatek.
- Złoty medal na The Belgian and International Trade Fair for Technological Innovation za ”Textronic measurement system for monitoring of human physiological signals”, 24 listopad 2007, autorzy: K. Gniatek, J. Zięba, M. Frydrysiak, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na The Belgian and International Trade Fair for Technological Innovation za “Tilmet 88 – Fatigue Tester”, 24 listopad 2007, autorzy: K. Gniatek, H. Kapusta, J. Kucharska-Kot, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na The Belgian and International Trade Fair for Technological Innovation za “Outer tachogram setting device”, 24 listopad 2007, autorzy: M. Rybicki, J. Zięba, J. Leśnikowski.
- Złoty medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 4-5.06.2008 za “Method of measurement of electroconductive yarns for smart textiles Tilmet 90 – Resistance Tester”, autorzy: K. Gniatek, H. Kapusta, J. Kucharska-Kot, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 4-5.06.2008 za “Method of measurement of electroconductive yarns for smart textiles Tilmet 88 – Fatigue Tester”, autorzy: K. Gniatek, H. Kapusta, J. Kucharska-Kot, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 4-5.06.2008 za “Textronic measurement system for monitoring of human physiological signals”, autorzy: K. Gniatek, J. Zięba, M. Frydrysiak, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 4-5.06.2008 za Device for measurement of impact air permeability of flat textile products”, autorzy: M. Tokarska, K. Gniatek, H. Kapusta, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 24-5.06.008 za “New Generation Firefighter Garment with Textronic System of Physiological Parameters Monitoring”, autorzy: G. Owczarek, K. Łęzak, I. Krucinska, M. Michalak, K. Gniatek, S. Hausman, Ł. Januszkiewicz, J. Leśnikowski.
- Brązowy medal na 2nd International Warsaw Invention Show IWIS 4-5.06.2008 za „Tachometric programmable servo-drive setting device in the sewing machine”, autorzy: M. Rybicki, J. Zięba, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 6th International Exhibition Inventions New Techniques and Product, Inventors Festival, SuZhou – Chiny 16-19.10.2008 za “Device for measurement of impact air permeability of flat textile products”, autorzy: M. Tokarska, K. Gniatek, H. Kapusta, J. Leśnikowski.
- Srebrny medal na 6th International Exhibition Inventions New Techniques and Product, Inventors Festival, SuZhou - Chiny 16-19.10.2008 za “Tilmet

88 – Fatigue Tester", autorzy: K. Gniotek, H. Kapusta, J. Kucharska- Kot, J. Leśnikowski.

- Złoty medal na The Belgian and International Trade Fair for Technological Innovation za "New Generation Firefighter Garment with Textronic System of Physiological Parameters Monitoring", 13-15.11.2008, autorzy: G. Owczarek, K. Łęzak, I. Krucinska, M. Michalak, K. Gniotek, S. Hausman, Ł. Januszkiewicz, J. Leśnikowski.
- Złoty medal za project "The human phantom imitating impedance properties of human limbs", IV Międzynarodowa Wystawa Wynalazków IWIS, 20-22.X.2010, Warszawa, autorzy: K. Gniotek, J. Zięba, M. Frydrysiak, M. Tokarska, E. Rybicki, M. Kozicki, H. Kapusta, J. Błaszczuk, T. Nawarycz, J. Leśnikowski.

Za osiągnięcia otrzymał liczne nagrody Rektora Politechniki Łódzkiej m.in. w 2007 i 2008 roku oraz inne wyróżnienia:

- Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za „Tachometryczny programowalny zadajnik serwonapędu maszyny szyjącej”, 2008, autorzy: M. Rybicki, J. Zięba, J. Leśnikowski.
- Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za „Fatigue Tester przyrząd do mierzenia rezystancji nitki elektroprowadzących przy jednoczesnym rozciąganiu i zginaniu”, 2008, autorzy: K. Gniotek, H. Kapusta, J. Kucharska-Kot, J. Leśnikowski.
- Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za „Tilmet 90 – resistance tester”, 16th Invention Exchange Awarded at the World Fairs in 2008, Warszawa, 2009, autorzy: J. Kucharska-Kot, H. Kapusta, K. Gniotek, J. Leśnikowski.
- Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za „Device for measurement of impact air permeability of flat textile products”, 16th Invention Exchange Awarded at the World Fairs in 2008, Warszawa, 2009, autorzy: M. Tokarska, H. Kapusta, K. Gniotek, J. Leśnikowski
- Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za „Tekstroniczny system pomiarowy parametrów fizjologicznych człowieka w strukturze odzieżowej”, 2008, autorzy: K. Gniotek, J. Zięba, M. Frydrysiak, J. Leśnikowski.
- Nagroda Specjalna – S.I.T.S Gold Medal przyznana na 6th International Exhibition Inventions New Techniques and Product, Inventors Festival, SuZhou – Chiny 16-19.10.2008 przez Seal of the South-Pacific Innovation Transfer Technology za „Textronic measurement system for monitoring of human physiological signals”, autorzy: K. Gniotek, J. Zięba, M. Frydrysiak, J. Leśnikowski.
- Nagroda Specjalna - Firi Award for the Best Invention przyznana na 6th International Exhibition Inventions New Techniques and Product, Inventors Festival, SuZhou – Chiny 16-19. 10. 2008 przez The First Institute Inventors & Researchers in I.R.IRAN za „Tilmet 90 – Resistance tester adevice

- for measurement of irregularity of the resistance of electroconductive yarns”, autorzy: K. Gniotek, H. Kapusta, J. Kucharska-Kot, J. Leśnikowski.
- Polska Nagroda I stopnia w kategorii prace badawczo-naukowe za opracowanie: Ubranie strażackie z systemem monitorowania parametrów fizjologicznych, autorzy: G. Owczarek, K. Łęzak, I. Krucińska, M. Michalak, K. Gniotek, S. Hausman, Ł. Januszkiewicz, J. Leśnikowski Ogólnopolski Konkurs Poprawy Warunków Pracy, organizator: Ministerstwo Pracy i Polityki Społecznej, 20.X.2009, Warszawa.
 - Łódzkie Eureka 2009 – wyróżnienia przyznane przez Radę ds. Szkolnictwa Wyższego i Nauki przy Prezydencie Łodzi promujące łódzkich naukowców i twórców za Ubranie strażackie nowej generacji z tekstronicznymi systemem monitorowania parametrów fizjologicznych, autorzy: I. Krucińska, K. Gniotek, T. Kacprzak, S. Hausman, Ł. Januszkiewicz, J. Leśnikowski, M. Michalak, G. Owczarek, J. Bilska, K. Łęzak, A. Dereń.
 - Dyplom Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego za projekt „Fantom odwzorowujący właściwości elektroprzewodzące kończyn człowieka”, Warszawa, 7 marca 2011, autorzy: K. Gniotek, J. Zięba, M. Frydrysiak, M. Tokarska, J. Leśnikowski, E. Rybicki, M. Kozicki, H. Kapusta, J. Błaszczuk, T. Nawarycz.

