

**Jacek LEŚNIKOWSKI**

POLITECHNIKA ŁÓDZKA, KATEDRA ODZIEŻOWNICTWA I TEKSTRONIKI, ul. Żeromskiego 116, 90-924 Łódź

**Stanowisko do pomiarów wybranych parametrów elektrycznych linii transmisyjnej**

Dr inż. Jacek LEŚNIKOWSKI

W 1991 roku ukończył studia na Politechnice Łódzkiej, na kierunku Elektrotechnika. Obecnie pracuje na stanowisku adiunkta w Katedrze Odzieżownictwa i Tekstroniki, Politechniki Łódzkiej. Główny obszar jego zainteresowań i badań to systemy tekstroniczne, w szczególności systemy monitoringu parametrów fizjologicznych. Aktualnie zajmuje się badaniami nowego rodzaju tekstylnych linii sygnałowych mających zastosowanie w tekstronice.



e-mail: lesnik@p.lodz.pl

**Streszczenie**

W artykule przedstawiono sposób wykonania pomiarów wybranych parametrów wysokoczęstotliwościowych linii transmisyjnych metodą reflektometrii w dziedzinie czasu z wykorzystaniem szybkiego oscyloskopu cyfrowego, generatora skoku jednostkowego oraz przyrządu wirtualnego wykonanego za pomocą programu LabVIEW. Przedstawiono teoretyczne podstawy metody reflektometrycznej. Podano wstępne, przykładowe pomiary wybranych parametrów elektrycznych testowanej linii transmisyjnej. Omówiono sposób oszacowania niepewności pomiaru jednego ze zmierzanych parametrów – prędkości propagacji.

**Słowa kluczowe:** pomiary linii transmisyjnych, reflektometria TDR/TDT, impedancja falowa, prędkość propagacji.

**Stand for measurement of selected parameters of electrical transmission line****Abstract**

The paper presents a measuring stand for measurement of selected parameters of high frequency transmission lines by reflectometry method in time domain using a fast oscilloscope, voltage step generator and a virtual instrument constructed in LabVIEW. The theoretical foundations of the reflectometry method are presented. The paper describes a construction of stand for reflectometry measurement [Fig.2]. The stand uses a sampling oscilloscope, a fast voltage step generator and fast voltage divider. The paper also describes preliminary sample measurements of selected parameters of the tested electrical transmission line. Fig. 4 shows voltage wave, generated by voltage step generator, reflected from H155 coaxial cable with open, short circuit termination and terminated by 50 Ω load. The paper also discusses, how to estimate the measurement uncertainty of the speed of propagation. As a result of first measurements it was found that the rise time value in the reflectometry system affects not only the resolution of the measurement results, but also the uncertainty propagation velocity and a dielectric constant of substrate of the transmission line. Fig.5 shows measurement of the pulse shape deviation from a rectangular. The proposed method is based on two measurements:  $t_{min}$  and  $t_{max}$ . These values determine the area of velocity results caused by deviation of the measured pulse from the rectangular shape. The table 1 shows uncertainty budget for cable of length 994 mm and  $t_{min}$  i  $t_{max}$  times for tested H155 cable. For measured times  $t_{max}$  i  $t_{min}$  the velocity of propagation  $V_{pmin}$  and  $V_{pmax}$  was computed. From equation (10) the combined uncertainty was computed. The results are presented in the table 2. The range comprising the true value of propagation velocity, according to the assumptions made, there is shown in Figure 6 (part A).

**Keywords:** transmission line measurement, TDR/TDT reflectometry, characteristic impedance, propagation velocity.

**1. Wstęp**

Postęp technologiczny, zauważalny od wielu lat w elektronice, wpływa na ustawiczne zwiększanie częstotliwości pracy elementów elektronicznych. Postępująca cyfryzacja układów elektronicznych powoduje, że coraz częściej przesyłany sygnał ma postać

cyfrową. Parametry używanych do tego celu linii transmisyjnych, w postaci ścieżek obwodu drukowanego, czy różnego rodzaju przewodów, które mają kluczowy wpływ na jakość transmisji. Ostatnie lata przyniosły gwałtowny rozwój materiałów inteligentnych mających zastosowanie w budowie inteligentnej odzieży. Nową dziedziną nauki zajmującą się implementacją tych materiałów oraz różnego rodzaju nowoczesnych układów elektronicznych do wyrobów włókienniczych jest Tekstronika. Możliwości zastosowań wyrobów tekstronicznych są ogromne, począwszy od typowo rozrywkowych takich jak np. implementacja odtwarzaczy muzyki w wyrobach odzieżowych, a skończywszy na systemach monitoringu parametrów fizjologicznych mających zastosowanie w osobistych systemach ochrony przed różnego rodzaju zagrożeniami, jakie może napotkać strażak, żołnierz czy policjant. Wyroby tekstylne wyposażone w różnego rodzaju czujniki parametrów fizjologicznych oraz układ radiowego przesyłania danych pomiarowych mogą również znaleźć zastosowanie w ciągłym monitoringu stanu zdrowia osób chorych, umożliwiając ciągły nadzór lekarski nad tymi osobami również w przypadku, gdy znajdują się one poza szpitalem. Sygnały cyfrowe w tego typu systemach będą w przyszłości przesyłane tekstylnymi liniami sygnałowymi.

Linie te zastąpią konwencjonalne przewody elektryczne umieszczane w odzieży podwyższając komfort jej użytkowania. Linie tekstylne są badane w laboratoriach na całym świecie. Prototypy takich linii wymagają jeszcze szeregu badań. Badania te mają na celu zmniejszenie wpływu zmian warunków środowiskowych i oddziaływań mechanicznych na stabilność wysokoczęstotliwościowych parametrów linii. W referacie przedstawiono metodę wykonania pomiarów wybranych parametrów wysokoczęstotliwościowych linii transmisyjnych metodą reflektometrii w dziedzinie czasu [1]. W metodzie tej wykorzystano szybki oscyloskop cyfrowy, generator skoku jednostkowego oraz przyrząd wirtualny wykonany za pomocą programu LabVIEW. Wykonane stanowisko pomiarowe może być alternatywą dla wysoce specjalizowanych, kosztownych reflektometrów TDR/TDT, w szczególności dla laboratoriów, które posiadają już szybkie oscyloskopy cyfrowe ogólnego zastosowania.

**2. Teoretyczne podstawy metody TDR**

Podstawowym parametrem charakteryzującym linię transmisyjną jest jej impedancja falowa. Dla linii bezstratnej impedancję można wyrazić wzorem:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

gdzie:  $L$  – jednostkowa długość linii,  $C$  – jednostkowa pojemność linii.

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

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2)$$

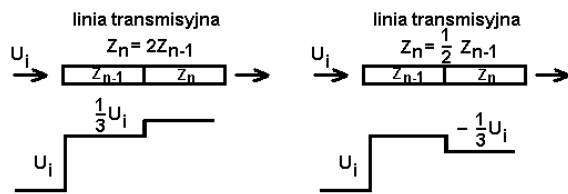
w której:  $R$  – szeregowo rezystancja jednostkowa części przewodzącej linii,  $G$  – jednostkowa konduktancja dielektryka,  $\omega$  - pulsacja w rad/s.

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 wpływ na zmianę impedancji falowej linii. Nierównomierność impedancji falowej linii transmisyjnej ma kluczowy wpływ na transmisję sygnału elektrycznego przez linię. Sygnał ten, w postaci fali napięciowej, ulega częściowemu odbiciu w miejscach styku dwóch odcinków linii o różnych impedancjach. Związek między wielkością fali padającej i odbitej oraz impedancjami odcinków linii przedstawia zależność:

$$\rho = \frac{U_r}{U_i} = \frac{Z_n - Z_{n-1}}{Z_n + Z_{n-1}} \quad (3)$$

w której:  $\rho$  - współczynnik odbicia,  $U_r$  - fala napięciowa odbita,  $U_i$  - fala napięciowa padająca,  $Z_{n-1}$  - impedancja  $n-1$  odcinka linii,  $Z_n$  - impedancja  $n$ -tego odcinka linii.

Jeśli impedancja  $n$ -tego odcinka linii jest mniejsza od impedancji  $n-1$  odcinka, generowana fali odbita powoduje zmniejszenie napięcia na styku między odcinkami. W przeciwnym przypadku napięcie to ulega zwiększeniu. Pokazano to na rysunku 1.



Rys. 1. Zmiana napięcia na styku dwóch odcinków linii transmisyjnej o różnych impedancjach falowych

Fig. 1. Changing the voltage at the interface between two sections of transmission line with different wave impedance

Podając na wejście badanej linii jednostkowy skok napięcia oraz dokonując pomiaru w funkcji czasu napięcia odbitego od linii i/lub przechodzącego przez linię można na podstawie wzoru (1) określić rozkład impedancji falowej linii transmisyjnej. Metoda ta, zwana metodą reflektometrii (TDR/TDT), jest jedną z metod pomiarów w dziedzinie czasu elementów przeznaczonych do pracy przy wysokich częstotliwościach (w.cz). W metodzie tej mierzony jest, za pomocą szybkiego oscyloskopu, przebieg fali odbitej od badanej linii (pomiar TDR) lub przebieg fali przechodzącej przez linię (pomiar TDT). Podanie na wejście testowanej linii skoku napięcia powoduje powstanie fali napięcia, która przemieszcza się wzdłuż linii z określoną prędkością, tzw. prędkością propagacji wyrażonej zależnością:

$$V_p = \frac{V_c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

w której  $V_c$  - prędkość światła w próżni,  $\epsilon_r$  - stała dielektryczna linii.

Prędkość propagacji łatwo wyznaczyć na podstawie pomiaru długości testowanej linii transmisyjnej oraz czasu przejścia fali napięciowej przez linię. Wyznaczona prędkość propagacji umożliwia wyznaczenie wartości impedancji falowej linii w funkcji odległości od początku tej linii. Umożliwia to ocenę wpływu geometrii elementów w konkretnym miejscu struktury linii sygnałowej na wartość impedancji w tym miejscu. Z wyników pomiaru TDT można także wyznaczyć inne parametry linii takie jak np. tłumienie linii  $\alpha$ . W metodzie tej parametrem decydującym o rozdzielczości przestrzennej pomiaru jest czas narastania jednostkowego skoku napięcia. Przez rozdzielczość przestrzenną rozumie się zdolność do wykrywania różnic w impedancji falowej punktów linii transmisyjnej blisko położonych względem siebie.

Minimalną rozdzielczość przestrzenną można wyrazić zależnością:

$$l = \frac{t_r c}{2\sqrt{\epsilon_{EF}}} \quad (5)$$

w której:  $l$  - minimalna odległość między punktami linii różniącymi się impedancją falową,  $t_r$  - czas narastania skoku napięcia,  $c$  - prędkość światła w próżni,  $\epsilon_{EF}$  - efektywna przenikalność dielektryczna.

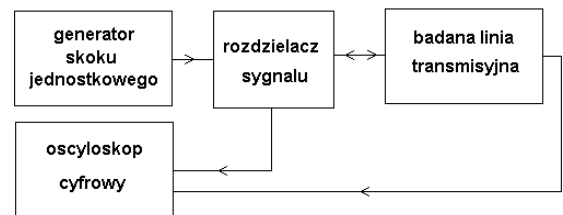
Ze wzoru (3) można otrzymać zależność na impedancję falową  $n$ -tego odcinka linii w postaci:

$$Z_n = Z_{n-1} \frac{\rho_n + 1}{\rho_n - 1} \quad (6)$$

w której do obliczeń przyjmuje się  $Z_0 = 50 \Omega$ .

### 3. Stanowisko pomiarowe

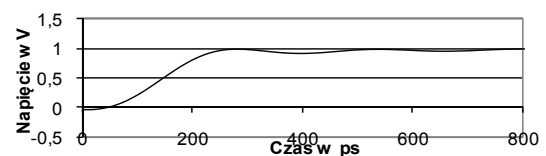
Schemat blokowy zestawionego stanowiska do pomiaru parametrów wysokoczęstotliwościowych przedstawiono na rysunku 2. Za pomocą generatora skoku jednostkowego jest wytwarzany skok napięcia o bardzo dużej szybkości narastania. Skok ten jest podawany na wejście rozdzielacza sygnału, a z niego na wejście badanej linii transmisyjnej. Przechodząca przez badaną linię transmisyjną fala napięciowa oraz fala odbita od linii są rejestrowane za pomocą bardzo szybkiego oscyloskopu cyfrowego.



Rys. 2. Schemat blokowy stanowiska do pomiaru parametrów wysokoczęstotliwościowych linii transmisyjnej metodą reflektometrii TDR/TDT

Fig. 2. Block diagram of TDR/TDT measuring system

W stanowisku użyto oscyloskopu Tektronix DPO 7354 o paśmie przenoszenia 3,5 GHz oraz generatora Tektronix AWG7052.



Rys. 3. Skok napięcia zarejestrowany oscyloskopem DPO7354 (oscyloskop połączony z generatorem AWG7052 za pomocą przewodu koncentrycznego 50  $\Omega$  o długości 1,2m)

Fig. 3. Voltage step acquired by DPO7354 oscilloscope (scope connected to the generator with 50  $\Omega$  coaxial cable of a length 1.2 m)

Jako generator skoku jednostkowego można oczywiście zastosować dowolny generator przebiegu prostokątnego o dużej stromości narastania na przykład proponowany w [2]. Użyty zestaw przyrządów pomiarowych umożliwia wytworzenie i rejestrację przebiegów o czasie narastania poniżej 200 ps. Czas ten, jakkolwiek większy niż czasy w specjalizowanych przyrządach do pomiarów TDR/TDT, zapewnia nadal wystarczającą rozdzielczość pomiarów, szczególnie w przypadku linii transmisyjnych do prze-

syłania sygnałów o mniejszych częstotliwościach. Stromość skoku napięciowego zależy również od parametrów w.c.z. rozdzielacza sygnału, a także od długości i jakości przewodów łączących poszczególne elementy stanowiska pomiarowego.

Użyty w stanowisku oscyloskop jest przyrządem działającym pod kontrolą systemu Windows XP. Umożliwiło to napisanie w programie LabVIEW przyrządu wirtualnego pełniącego rolę reflektometru TDR/TDT. Przyrząd ten, uruchomiony bezpośrednio w oscyloskopie, stanowi rodzaj nakładki na istniejące oprogramowanie pomiarowe. Zadaniem przyrządu jest akwizycja, poprzez wirtualny interfejs GPIB, danych pomiarowych z aplikacji pomiarowej oscyloskopu, kompensacja wpływu parametrów toru pomiarowego oraz wpływu wielokrotnych odbić fali napięciowej na wynik pomiaru. Przyrząd wirtualny umożliwia wizualizację przebiegu tzw. profilu prawdziwej impedancji, a także wyznaczenie przebiegu współczynnika odbicia. Profil prawdziwej impedancji jest przebiegiem impedancji falowej w funkcji czasu w którym wyeliminowano wpływ wielokrotnych odbić fali napięciowej na końcowy rozkład. Użyty w stanowisku oscyloskop jest przyrządem działającym pod kontrolą systemu Windows XP. Umożliwiło to napisanie w programie LabVIEW przyrządu wirtualnego pełniącego rolę reflektometru TDR/TDT. Przyrząd ten, uruchomiony bezpośrednio w oscyloskopie, stanowi rodzaj nakładki na istniejące oprogramowanie pomiarowe. Zadaniem przyrządu jest akwizycja, poprzez wirtualny interfejs GPIB, danych pomiarowych z aplikacji pomiarowej oscyloskopu, kompensacja wpływu parametrów toru pomiarowego oraz wpływu wielokrotnych odbić fali napięciowej w testowanej linii. Umożliwia to uzyskanie rzeczywistego, niezniekształconego rozkładu impedancji falowej w badanej linii. Przyrząd umożliwia również wyznaczenie innych parametrów takich jak prędkość propagacji, efektywna stała dielektryczna linii.

#### 4. Przykładowe pomiary

Na zestawionym stanowisku, za pomocą stworzonego przyrządu wirtualnego, wykonano wstępne, testowe pomiary różnego rodzaju linii transmisyjnych. Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi napięciowej fali odbitej od odcinka przewodu koncentrycznego H155 o impedancji falowej  $50 \Omega$  i długości 994 milimetrów, odpowiednio rozwartego, zwartego i obciążonego impedancją  $50 \Omega$ . We wszystkich przedstawionych pomiarach wstępnych jako wzorca impedancji falowej o wartości  $50 \Omega$ , wzorca zwarcia oraz rozwarcia użyto kalibratora FSH-Z29 firmy Rohde-Schwarz. Kalibrator ten dołączono do końca testowanej linii poprzez złącze przejściowe SMA – N o czasie propagacji 375 ps. W przypadku linii rozwartej na końcu fala napięciowa ulega odbiciu od końca linii. Fala odbita sumuje się z falą padającą powodując dwukrotne zwiększenie napięcia (przebieg 1 na rysunku 4). W przypadku linii zwartej na końcu fala odbita odejmuje się od fali padającej powodując zmniejszenie napięcia do zera (przebieg 2 na rysunku 4). W przypadku zakończenia linii transmisyjnej obciążeniem o impedancji równej impedancji falowej zjawisko odbicia nie występuje, następuje całkowite pochłonięcie fali padającej przez obciążenie (przebieg 3 na rysunku 4).

Na podstawie szerokości „impulsu” 2 z rysunku 4 można wyznaczyć prędkość propagacji fali w linii:

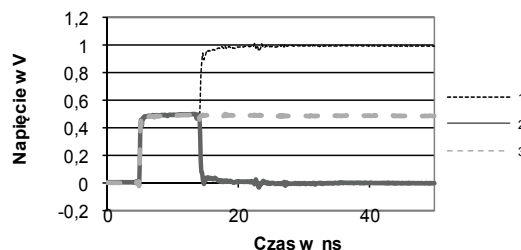
$$V_p = \frac{2l}{t} \quad (7)$$

a ze wzorów (4) i (7) można uzyskać zależność na względną przenikalność dielektryczną materiału linii:

$$\varepsilon_r = \left( \frac{V_c \cdot t}{2l} \right)^2 \quad (8)$$

W zależnościach powyższych  $l$  oznacza długość linii transmisyjnej,  $t$  jest czasem propagacji fali przez linię o długości  $2l$ ,  $V_c$  jest prędkością światła w próżni. W przypadku przedstawionych powyżej pomiarów, czas  $t$  jest równy czasowi trwania impulsu z rysunku 6 pomniejszony o podwójny czas propagacji złącza przejściowego umieszczonego na końcu linii).

Analizę niepewności wyznaczenia parametrów elektrycznych linii zmierzonych za pomocą zestawionego stanowiska i przyrządu wirtualnego przeprowadzono na podstawie teorii niepewności [3, 4]. Przykładowo, estymatę wartości prawdziwej prędkości propagacji  $V_p$  otrzymano z zależności (7). Na niepewność wyznaczenia prędkości propagacji w linii ma zatem wpływ niepewność wyznaczenia geometrycznej długości linii  $l$  oraz niepewność wyznaczenia czasu trwania impulsu  $t$ .



Rys. 4. Przebiegi napięciowej fali odbitej od przewodu koncentrycznego H155 o długości 994 mm, rozwartego (1), zwartego (2), obciążonego impedancją  $50 \Omega$  (3) na końcu przewodu

Fig. 4. Reflected voltage wave from H155 coaxial cable with a length of 994 mm, with open (1), short (2), and circuit terminated by  $50 \Omega$  load (3)

Niepewność wyznaczenia prędkości propagacji charakteryzująca rozrzut tej wartości jest opisana przez niepewność rozszerzoną:

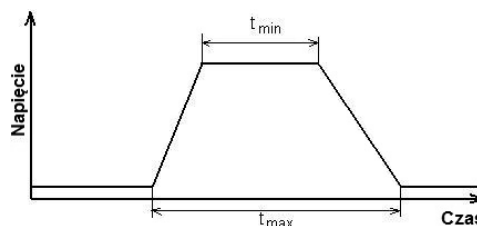
$$U(V_p) = k u_c(V_p) \quad (9)$$

w której:  $k$  – współczynnik rozszerzenia ( $k=2$  dla poziomu ufności  $p=0,95$ ).

Używając prawa propagacji niepewności [3] oraz zakładając niezależność wielkości wejściowych można otrzymać zależność na niepewność złożoną wyznaczenia prędkości propagacji w postaci:

$$u_c(V_p) = 2 \sqrt{\frac{u^2(l)}{l^2} + \frac{l^2}{t^4} u^2(t)} \quad (10)$$

Duży wpływ na wartość niepewności  $u(t)$  mają ograniczenia parametrów dynamicznych systemu pomiarowego, których efektem jest pojawienie się niezerowych czasów narastania i opadania w mierzonym impulsie. Zjawisko to utrudnia pomiar czasu trwania impulsu  $t$  ze względu na kształt odbiegający od prostokątnego (rys. 5).



Rys. 5. Pomiar czasu trwania impulsu o kształcie odbiegającym od prostokątnego

Fig. 5. Measurement of the pulse duration time of shape deviating from a rectangular

Do wyznaczenia estymaty wartości czasu  $t$  przyjęto zatem metodę pomiaru polegającą na pomiarze czasu  $t_{min}$  oraz  $t_{max}$  (rys. 7). Wartościom tym odpowiadają wyznaczone z zależności (7) wartości prędkości propagacji  $V_{pmax}$  i  $V_{pmin}$ . Wartości te wyznaczają obszar zmienności estymaty prędkości propagacji wywołany odchyłką kształtu impulsu mierzonego od kształtu prostokątnego. W tabeli 1 przedstawiono budżet niepewności wyznaczenia długości przewodu i czasów  $t_{max}$  i  $t_{min}$  w przewodzie koncentrycznym H155 o długości 994 mm. Dla zmierzonych czasów  $t_{max}$  i  $t_{min}$  obliczono odpowiednio prędkości  $V_{pmin}$  i  $V_{pmax}$ . Dla każdej wartości prędkości wyznaczono na podstawie zależności (10) jej niepewność złożoną. Wyniki obliczeń przedstawiono w tabeli 2.

Przedział A, w którym, według przyjętych założeń, znajduje się wartość prawdziwa prędkości propagacji przedstawiono na rysunku 6 (odcinek A).

Tab. 1. Budżet niepewności wyznaczenia długości przewodu oraz czasów  $t_{min}$  i  $t_{max}$  w przewodzie H155

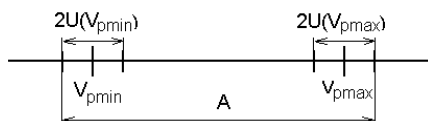
Tab. 1. Uncertainty budget for cable length, and  $t_{min}$  and  $t_{max}$  times for H155 cable

Symbol wielkości wejściowej	Estymata wielkości wejściowej	$u_A$	$u_B$	$u_C$	$(c_i)^2$	Udział w $u_c$ $u_{ia}(y); u_{iB}(y)$	
$V_{pmin}$	$l$	994 mm	0,211 mm	0,578 mm	0,615 mm	1	23,61%; 64,66%
	$t_{max}$	9,139 ns	0,004 ns	0,004 ns	0,006 ns	1	0,62%; 0,62%
$V_{pmax}$	$l$	994 mm	0,211 mm	0,578 mm	0,615 mm	1	23,61%; 64,66%
	$t_{min}$	7,985 ns	0,008 ns	0,004 ns	0,009 ns	1	1,24%; 0,62%

Tab. 2. Wyniki obliczeń niepewności prędkości propagacji w przewodzie H155 dla czasów  $t_{min}$  i  $t_{max}$

Tab. 2. Uncertainty budget for cable length, and  $t_{min}$ ,  $t_{max}$  times for H155 cable

Symbol wielkości wejściowej	Estymata wielkości wejściowej [km/s]	$u(l)$ [mm]	$u(t)$ [ns]	$u_c(V_p)$ [km/s]	$U(V_p)$ $p=0,95$ [km/s]
$V_{pmin}$	217529,3	0,615	0,006	121,973	243,946
$V_{pmax}$	248966,8	0,615	0,009	234,495	468,99

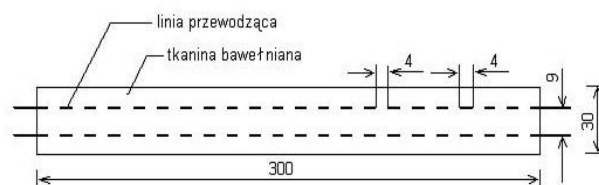


Rys. 6. Przedział w którym, według przyjętych założeń, znajduje się wartość prawdziwa prędkości propagacji

Fig. 6. Interval comprising a true value of propagation velocity, calculated according to the assumptions

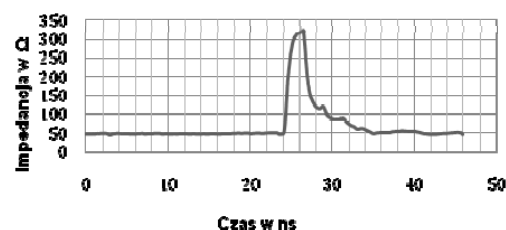
W ramach wstępnych, testowych pomiarów, wykonano również próbne pomiary impedancji linii tekstylnej (rys. 8). Linia ta złożona jest z podłoża, które stanowi tkanina bawełniana o splocie płóciennym i grubości 1,3 mm, oraz wplecionych w nią drutów

miedzianych (rys. 7). Koniec linii na czas pomiaru obciążono impedancją o wartości 50  $\Omega$ .



Rys. 7. Przykład tekstylnej linii sygnałowej

Fig. 7. Example of textile, signal line



Rys. 8. Profil impedancji linii tekstylnej

Fig. 8. Impedance profile of the textile line

## 5. Wnioski

- Przy założonym poziomie ufności  $p=0,95$ , otrzymana wartość prawdziwa prędkości propagacji mieści się w przedziale (217285,3 km/s, 249435,8 km/s).
- Wartość czasu narastania w systemie reflektometrycznym ma wpływ nie tylko na rozdzielczość wyników pomiaru, ale na niepewność wyznaczenia prędkości propagacji oraz stałej dielektrycznej podłoża linii transmisyjnej.

## 6. Literatura

- [1] Resso M., Bogatin E.: Signal Integrity Characterization Techniques. IEC Publications, 2008.
- [2] Starecki T., Misiaszek S.: Low cost programmable pulse generator with very short rise/fall time, XVIII IEEE-SPIE. Symposium on Photonics, Electronics and Web Engineering, Wilga 2006. Proc. SPIE Vol. 6347.
- [3] Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, ISO 1995.
- [4] Dieck, R.H.: Measurement Uncertainty Methods and Applications, Instrumentation Systems and Automation Society (ISA). United States, 1997.

otrzymano / received: 03.07.2010

przyjęto do druku / accepted: 02.08.2010

artykuł recenzowany