

Modelowanie zjawisk przesłuchu w układzie mikropaskowych linii sprzężonych z nieliniowym obciążeniem w torze transmisyjnym

mgr inż. Andrzej Cimiński

Rozprawa doktorska

Politechnika Gdańska
Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki



Promotor:

prof. dr hab. inż. Jerzy Mazur

Gdańsk 2007

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	vii
1 Wstęp	1
1.1 Wprowadzenie	1
1.2 Zarys problematyki EMC na płytach drukowanych	4
1.3 Cel i zakres rozprawy	6
2 Przegląd metod wyznaczania przesłuchów na PCB	9
2.1 Techniki analizy w dziedzinie czasu	9
2.1.1 Analiza stanów przejściowych	9
2.1.2 Metoda krzywych charakterystycznych	10
2.2 Techniki analizy wykorzystujące dziedzinę czasu i częstotliwości	12
2.2.1 Metoda równowagi harmonicznych	12
2.2.2 Metody wykorzystujące operacje splotu	13
2.2.3 Rozwiązania bazujące na technice AWE	15
3 Modelowanie przesłuchów z wykorzystaniem szeregów Volterry	17
3.1 Typowe sposoby realizacji połączeń pomiędzy elementami na PCB	17
3.1.1 Niesymetryczna linia paskowa (NLP)	18
3.1.2 Symetryczna linia paskowa (LP)	19
3.1.3 Uziemiona linia koplanarna (CPWG)	22
3.1.4 Sprzężone linie transmisyjne	23
3.2 Charakterystyka zastosowanego układu	26
3.3 Opis metody	28
3.3.1 Wprowadzenie do zagadnienia	28
3.3.2 Szeregi Volterry	28
3.3.3 Wyznaczanie przebiegów czasowych napięć przesłuchów w oparciu o metodę szeregów Volterry	30
3.3.4 Rozwinięcie nieliniowej charakterystyki obciążenia w szereg Taylor'a	32
4 Prezentacja wyników obliczeń oraz pomiarów	45
4.1 Konfiguracja z obciążeniem liniowym	45

4.1.1	Obciążenie rezystywne	46
4.1.2	Szeregowy układ rezonansowy typu RC	48
4.1.3	Równoległy układ rezonansowy typu RLC	48
4.1.4	Wpływ wartości elementów obciążenia na wielkość przesłuchów	51
4.2	Konfiguracja z obciążeniem nieliniowym w postaci diody Schottky'ego	54
4.3	Konfiguracja z obciążeniem nieliniowym w postaci układu scalonego	58
4.3.1	Konstrukcja płyty pomiarowej	59
4.3.2	Pomiar wejściowych i wyjściowych charakterystyk statycznych układu 74ABT125D	61
4.3.3	Prezentacja wyników symulacji i pomiaru	66
4.3.4	Wpływ aproksymacji charakterystyki nieliniowej na zbieżność algorytmu iteracyjnego	80
4.4	Wpływ strat struktury transmisyjnej na wielkość przesłuchów	86
4.4.1	Straty dielektryczne	86
4.4.2	Straty przewodzenia	92
5	Podsumowanie	97
A	Opis modelu struktury transmisyjnej	99
A.1	Pojedyncza linia mikropaskowa	99
A.1.1	Statyczna aproksymacja impedancji charakterystycznej i efektywnej przenikalności elektrycznej	100
A.1.2	Efekt dyspersji w pojedynczej linii mikropaskowej	101
A.1.3	Efekt skończonej grubości paska	104
A.1.4	Straty pojedynczej linii mikropaskowej	105
A.2	Symetryczna para sprzężonych linii mikropaskowych	107
A.2.1	Parametry statyczne – metoda rodzaju parzystego i nieparzystego	107
A.2.2	Efekt dyspersji w parze sprzężonych linii mikropaskowych	110
A.2.3	Efekt skończonej grubości paska	114
A.2.4	Straty w parze sprzężonych linii mikropaskowych	115
A.3	Wyznaczenie parametrów transmisyjnych pary równoległych sprzężonych linii mikropaskowych	117
B	Topografia dwuwarstwowej płyty pomiarowej	119
C	Opis programu <i>XTalk</i>	121
C.1	Wprowadzenie	121
C.2	Minimalne wymagania sprzętowe	121
C.3	Praca z programem	122
C.3.1	Instalacja i uruchomienie programu	122

C.3.2	Interfejs użytkownika	124
C.3.3	Konfiguracja projektu	126
C.3.4	Obliczenie projektu	141
C.3.5	Ekspozycja wyników symulacji	143
C.4	Komendy menu File	152
C.4.1	Tryb bez projektów w oknie Project Tree View	152
C.4.2	Tryb z projektami w oknie Project Tree View	152
C.5	Komendy menu Edit	153
C.6	Komendy menu View	153
C.7	Komendy menu Project	153
C.8	Komendy menu Graph	154
C.9	Komendy menu Info	156
C.10	Komendy menu Tools	156
C.11	Komendy menu Window	156
C.12	Komendy menu About	156

Wykaz ważniejszych oznaczeń

- \tilde{a}_i - zespolona znormalizowana amplituda fali padającej w i -tych wrotach obwodu
- \mathbf{a} - wektor amplitud padających fal we wrotach obwodu
- a_n - współczynnik szeregu Taylor'a
- \tilde{b}_i - zespolona znormalizowana amplituda fali odbitej w i -tych wrotach obwodu
- \mathbf{b} - wektor amplitud odbitych fal we wrotach obwodu
- c - prędkość światła w wolnej przestrzeni
 $c = 2.9979 \cdot 10^8$ m/s
- C - pojemność
- C_{J0} - pojemność złącza przy zerowej polaryzacji
- \mathbf{C} - macierz pojemności
- \mathbf{e} - wektor napięcia
- E - natężenie pola elektrycznego
- E_n - składowa normalna pola elektrycznego
- f - częstotliwość
- f - funkcja
- f_c - częstotliwość graniczna najniższego rodzaju TE, (ang.: *transverse electric*)
- f_c - granica linearyzacji pojemności złączowej
- f_p - aproksymacja częstotliwości odcięcia dla pierwszego rodzaju TEM, (ang.: *transverse electromagnetic*)
- F - transformata Fourier'a
- g - funkcja aproksymująca funkcję f
- \mathbf{G} - macierz konduktancyjna
- h_n - jądro szeregu Volterra n -tego rzędu

h	-	odpowiedź impulsowa układu na pobudzenie w postaci impulsu delty Dirac'a
h	-	grubość podłoża dielektrycznego linii transmisyjnej
H	-	natężenie pola magnetycznego
H_t	-	składowa styczna pola magnetycznego
I_{BV}	-	prąd przebicia
\tilde{i}_i	-	przebieg czasowy prądu w i -tych wrotach wielowrotnika
\mathbf{i}	-	wektor prądu
\tilde{I}_i	-	transformata Fouriera przebiegu czasowego prądu \tilde{i}_i w i -tych wrotach wielowrotnika
I_s	-	prąd nasycenia
j	=	$\sqrt{-1}$
\mathbf{J}_k	-	wektor źródeł prądowych Nortona określony w dziedzinie częstotliwości
k	-	funkcją eliptyczną zupełną pierwszego rodzaju
K'	-	funkcją komplementarną do k
l	-	długość paska przewodnika linii transmisyjnej
L	-	indukcyjność
\mathbf{L}	-	macierz indukcyjności
m	-	współczynnik nieidealności
n	-	liczba współczynników szeregu Taylor'a
p_t	-	wykładnik potęgowy temperaturowego współczynnika prądu nasycenia
N	-	liczba wrót układu linii transmisyjnych
R	-	rezystancja
R_s	-	rezystancja powierzchniowa materiału przewodzącego linii transmisyjnej
R_s	-	rezystancja szeregową
\mathbf{R}	-	macierz rezystancji
s	-	odstęp pomiędzy ścieżkami
S_{ij}	-	parametr rozproszenia wielowrotnika
\mathbf{S}	-	macierz rozproszenia wielowrotnika
t	-	czas
t_d	-	czas trwania impulsu napięcia pobudzenia
t_f	-	czas opadania zbocza impulsu napięcia pobudzenia
$\text{tg } \delta$	-	tangens kąta strat dielektrycznych
T	-	grubość metalizacji
TP	-	punkt pomiarowy, (ang.: <i>test point</i>)
t_r	-	czas narastania zbocza impulsu napięcia pobudzenia
U_0	-	napięcie polaryzacji
U_{BV}	-	wsteczne napięcie przebicia
\tilde{u}_i	-	przebieg czasowy napięcia zaciskowego i -tych wrót wielowrotnika
\tilde{U}_i	-	transformata Fouriera przebiegu czasowego napięcia zaciskowego \tilde{u}_i i -tych wrót wielowrotnika

U_{J0}	-	potencjał złącza
v	-	prędkość fazowa
w	-	szerokość paska przewodnika linii transmisyjnej
$x(t)$	-	pobudzenie układu liniowego
$y(t)$	-	odpowiedź układu liniowego na pobudzenie $x(t)$
Y	-	admitancja
\mathbf{Y}	-	macierz admitancji
z_0	-	transformata Fourier'a impedancji Z_0
Z_0	-	impedancja charakterystyczna
Z	-	impedancja
Z_e	-	impedancja rodzaju parzystego
Z_{FE}	-	impedancja obciążenia toru sprzężonego na dalekim końcu
Z_L	-	impedancja obciążenia toru transmisyjnego
Z_{NE}	-	impedancja obciążenia toru sprzężonego na bliskim końcu
Z_o	-	impedancja rodzaju nieparzystego
Z_s	-	impedancja wewnętrzna źródła sygnału
\mathbf{Z}	-	macierz impedancji
α	-	stała tłumienia / straty linii transmisyjnej
α_c	-	straty przewodnictwa w przewodniku linii transmisyjnej
α_d	-	straty dielektryczne linii transmisyjnej
β	-	stała fazowa linii transmisyjnej
Γ	-	współczynnik odbicia
γ	-	stała propagacji linii transmisyjnej
ϵ	-	przenikalność elektryczna
ϵ_0	-	przenikalność elektryczna próżni $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m
ϵ_{eff}	-	efektywna przenikalność elektryczna
ϵ_r	-	względna przenikalność elektryczna
η	-	współczynnik emisji
η_0	-	impedancja wolnej przestrzeni $\eta_0 \approx 120\pi$ Ω
μ	-	przenikalność magnetyczna
μ_0	-	przenikalność magnetyczna próżni $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
μ_r	-	względna przenikalność magnetyczna
ρ	-	rezystywność przewodnika linii transmisyjnej
σ	-	przewodność przewodnika linii transmisyjnej
τ	-	czas przelotu nośników przez warstwę półprzewodnika
ω	-	pulsacja
ω_0	-	pulsacja podstawowa

Rozdział 1

Wstęp

1.1 Wprowadzenie

Guglielmo Marconi urodził się 25 kwietnia 1874 roku w Bolonii we Włoszech. Kształcił się w Bolonii, Florencji oraz Leghorn. Już jako mały chłopiec przejawiał zainteresowanie fizyką oraz elektrycznością. Interesował się między innymi pracami Maxwell'a, Hertz'a, Righi'ego i Lodge'a. W 1895 roku rozpoczął eksperyment we Włoszech w Pontecchio, gdzie z powodzeniem przeprowadził pierwszą na świecie próbę bezprzewodowej komunikacji.

Eksperyment Marconi'ego polegał na nawiązaniu łączności radiowej pomiędzy urządzeniami, które umożliwiały wymianę informacji na drodze generacji i odbioru fali elektromagnetycznej. Urządzenia umieszczono w dwóch odległych od siebie miejscach. W trakcie doświadczenia okazało się, że w tym samym czasie może pracować tylko jeden z aparatów. Przyczyna zaistniałych problemów była prosta, aczkolwiek, jak na owe czasy nie od razu oczywista. Ponieważ wszystkie nadajniki pracowały na tej samej częstotliwości, stąd też równoczesna komunikacja kilku urządzeń w gruncie rzeczy była niemożliwa, gdyż testowane urządzenia wzajemnie się zakłócały. W tej sytuacji Marconi wprowadził możliwość zmiany częstotliwości w każdym z urządzeń, i tak uniknięto tzw. zakłóceń we wspólnym kanale (ang.: *co-channel interference*).

Powyższy przykład ukazuje sytuację, w której zagadnienia z współcześnie wyodrębnionej dziedziny jaką jest kompatybilność elektromagnetyczna, odegrały istotną rolę. Ponadto, na przestrzeni dziesięcioleci, a zwłaszcza w okresie drugiej wojny światowej, jak i w okresie późniejszym, kiedy to dokonał się znaczny postęp w elektronice, problematykę zakłóceń elektromagnetycznych (EMI, ang.: *electromagnetic interference*) zaczęto nie tylko postrzegać w kontekście poprawnego współdziałania różnego rodzaju urządzeń elektrycznych, ale również w kontekście ochrony zdrowia oraz życia użytkowników tych urządzeń lub osób znajdujących się w ich bezpośrednim lub pośrednim sąsiedztwie.

Znacznie większym problemem niż w układach analogowych jest eliminacja

zakłóceń w układach cyfrowych. W świetle aktów normatywnych dotyczących problematyki kompatybilności elektromagnetycznej (termin ten zostanie wyjaśniony poniżej), *układem cyfrowym nazywany dowolny niezamierzony promiennik pracujący na częstotliwości powyżej 9 kHz i wykorzystujący technikę cyfrową*.

Obecnie, w dobie ogromnego postępu, zwłaszcza w elektronice i telekomunikacji, mamy do czynienia z dużym zagęszczeniem widma częstotliwości spowodowanym przez pożądane jak i niepożądane sygnały elektromagnetyczne. Wydajność pracy stosowanych obecnie urządzeń czy systemów bezpośrednio związana jest z szybkością przesyłania informacji. W dziedzinie techniki cyfrowej wiąże się to z operowaniem sygnałami o bardzo krótkich czasach narastania i opadania zboczy. Z drugiej strony wielka skala integracji, a w konsekwencji miniaturyzacja elementów, zwiększa podatność wspomnianych urządzeń na zakłócenia pochodzące zarówno od samego urządzenia jak i ze środowiska, w którym ono pracuje.

Innym problemem związanym z wielką skalą integracji jest odprowadzanie ciepła z układów. W tym przypadku należy obniżyć pobór mocy, co pociąga za sobą również obniżanie napięć zasilających, a w ostateczności prowadzi do zmniejszenia marginesu zakłóceń statycznych układu. W konsekwencji, mamy do czynienia z zagęszczeniem widma częstotliwości, powodowanym przez pożądane i niepożądane sygnały elektromagnetyczne. Rozważne planowanie użytkowania widma częstotliwości oraz zabiegi mające na celu eliminację «elektromagnetycznych zanieczyszczeń» nie należą dzisiaj do łatwych zadań.

Główne wysiłki na polu rozważanej problematyki współcześnie kieruje się w stronę zminimalizowania sygnałów niepożądanych, emitowanych przez urządzenia zasilane energią elektryczną poprzez ich odpowiednie projektowanie oraz eksploatację. Zagadnienia te obejmowane są wspólną nazwą *kompatybilności elektromagnetycznej* (EMC, ang.: *electromagnetic compatibility*). W świetle obowiązujących norm prawnych, kompatybilność elektromagnetyczną definiuje się jako *zdolność urządzeń do zadowalającego działania w środowisku elektromagnetycznym bez powodowania nadmiernych zaburzeń elektromagnetycznych w stosunku do innych urządzeń działających w tym środowisku*, gdzie *środowisko elektromagnetyczne* oznacza wszelkie zjawiska elektromagnetyczne możliwe do zaobserwowania w danym miejscu, zaś *zaburzenia elektromagnetyczne* stanowią zjawiska elektromagnetyczne, które mogą pogorszyć działanie urządzeń. Zaburzeniem elektromagnetycznym może być szum elektromagnetyczny, niepożądany sygnał lub nawet zmiana w samym ośrodku propagacji [1].

Patrząc od strony potencjalnego źródła niepożądanych sygnałów można wyodrębnić dwie drogi, którymi przedostają się zakłócenia. Pierwszą z nich jest przestrzeń tzn. zakłócenia są wypromieniowywane ze źródła i wówczas mamy do czynienia z tzw. *emisją promieniowaną*. Drugą drogą, którą mogą się rozprzestrzeniać niepożądane sygnały jest przedostawanie się zakłóceń poprzez fizyczne połączenia międzyukładowe i międzysystemowe, tj. kable, przewody, ścieżki przewodzące. W tym przypadku mówimy o *emisji przewodzonej*. W zależności od tego z jakim rodzajem zakłóceń mamy do czynienia, tor, po którym się one przedosta-

ją do potencjalnego odbiornika nazywamy *ścieżką przejścia* lub *drogą sprzężenia*. Z punktu widzenia odbiornika mamy do czynienia z podatnością układu lub systemu na wymienione emisję, tj. emisję przewodzoną i promieniowaną.

Zagadnieniami kompatybilności elektromagnetycznej zajmuje się wiele dziedzin wiedzy, między innymi elektronika i elektrotechnika, fizyka, modelowanie matematyczne, chemia oraz techniki pomiarowe. W elektronice, wśród wielu obszarów, w których eliminacja zjawisk EMC ma priorytetowe znaczenie należy wymienić:

- technikę antenową,
- projektowanie płyt drukowanych,
- techniki ekranowania, optoizolacji,
- teorię linii transmisyjnych,
- teorię propagacji fal elektromagnetycznych,
- technologię urządzeń półprzewodnikowych,
- projektowanie analogowych i cyfrowych układów scalonych,
- generację, dystrybucję, przełączanie oraz emisję mocy.

Każde z urządzeń elektrycznych lub elektronicznych generuje energię na częstotliwościach fal radiowych. Dopuszczalne poziomy emisji elektromagnetycznej zostały zebrane w formie aktów normatywnych administrowanych przez lokalne oraz międzynarodowe agencje lub organizacje rządowe. W Stanach Zjednoczonych, Federalna Komisja Komunikacyjna (FCC, ang.: *Federal Communications Commission*) reguluje kwestie związane z użytkowaniem środków łączności zarówno przewodowej jak i bezprzewodowej. Ponadto, FCC jako niezależna agencja rządowa specyfikuje standardy, wymagania oraz normy dotyczące dozwolonych poziomów zakłóceń emitowanych przez urządzenia elektryczne bądź elektroniczne.

Regulacje związane z pomiarami, standardy oraz inne niezbędne procedury zostały globalnie zharmonizowane, co pozwala na osiągnięcie pożądaných rezultatów przy minimalnych kosztach projektowania oraz rozwoju urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Sam proces harmonizacji opiera się na współpracy wielu grup technicznych, które to wyniki swojej działalności przekazują do Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (IEC, ang.: *International Electrotechnical Commission*). Natomiast IEC jest w ścisłym powiązaniu z Międzynarodową Organizacją Normalizacyjną (ISO, and.: *Interantional Standarts Organization*), działającą pod patronatem Organizacji Narodów Zjednoczonych (ONZ)(UN, ang.: *United Nations*).

Dwa z technicznych komitetów IEC zajmują się standardami EMC. Pierwszym z nich jest TC77, odpowiedzialny za kompatybilność elektromagnetyczną pomiędzy urządzeniami budowanymi w oparciu o technologie połączeń przewodowych. Drugim zaś jest Międzynarodowy Komitet Specjalny ds. Zakłóceń Radioelektrycznych (CISPR, fr.: *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*). Publikacje wydawane przez CISPR głównie dotyczą limitów oraz sposobu pomiarów emisji niepożądanych sygnałów radiowych pochodzących od potencjalnych źródeł zakłóceń. Standardy CISPR i IEC stanowią podstawę dla definiowania większości zaleceń oraz ustaleń prawnych regulujących dopuszczalne poziomy emisji zakłóceń radioelektrycznych.

Regulacje wydawane przez IEC same w sobie nie stanowią norm prawnych. Lokalne lub krajowe instytucje zajmujące się kompatybilnością elektromagnetyczną nie są zobowiązane do adopcji owych regulacji, aczkolwiek wiele krajów spoza Unii Europejskiej (EU, ang.: *European Union*), jak również wszystkie państwa Wspólnoty Europejskiej, przyjęły je nadając im moc prawną.

Na terenie EU istnieje również odrębny urząd tj. Europejski Komitet Normalizacyjny Elektrotechniki (CENELEC, fr.: *Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*), który odpowiada za kształtowanie europejskich standardów dla urządzeń elektrycznych. CENELEC otrzymał nominację od Komisji Parlamentarnej EU do tworzenia norm EMC na użytek dyrektyw EMC, które to głównie opierają się na publikacjach IEC oraz CISPR. Ponadto, normami EMC dotyczącymi urządzeń telekomunikacyjnych zajmuje się Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych (ETSI, ang.: *European Telecommunication Standards Institute*). Są to głównie standardy dotyczące urządzeń wchodzących w skład infrastruktury sieci telekomunikacyjnych, łączności przewodowej i bezprzewodowej, a także nadajników radiowo-telewizyjnych.

W świetle prawa, każdy użytkownik lub dystrybutor, w przypadku gdy dane urządzenie nie spełnia wymagań EMC, może wytoczyć proces sądowy producentowi. Według dyrektywy 2004/108/WE [1] w obrębie krajów Unii Europejskiej, sprzedaż i rozpowszechnianie urządzeń bez certyfikatu kompatybilności elektromagnetycznej są niedopuszczalne i kwalifikują się jako czyny karalne.

1.2 Zarys problematyki EMC na płytach drukowanych

Eliminację niepożądanych efektów EMC, występujących w urządzeniach i systemach elektronicznych można przeprowadzać na poziomie realizacji układów scalonych, projektów płyt drukowanych lub na poziomie łączenia modułów elektronicznych w gotowe urządzenia lub systemy. Jednym z bardzo ważnych zadań - aspektów EMC jest projektowanie płyt drukowanych (PCB, ang.: *Printed Circuit Board*) kompatybilnych elektromagnetycznie. Płyty drukowane są najczęściej

spotykanym nośnikiem dla montażu urządzeń elektronicznych i telekomunikacyjnych. Z punktu widzenia konstrukcji płyt PCB, istotne jest spełnienie przez nie norm dotyczących emisji promieniowanej, przewodzonej oraz innych dodatkowych wymagań, związanych np. z przeznaczeniem, użytkowaniem lub też utylizacją urządzeń zbudowanych w oparciu o obwody drukowane.

Problemy dotyczące emisji przewodzonej, o czym wspomiano wcześniej, również odnoszą się do płyt PCB, aczkolwiek eliminacja tego zjawiska związana jest ze stosowaniem odpowiednich filtrów. Na skutek przewodzenia przez ścieżki, które łączą elementy elektroniczne na płycie drukowanej, sygnałów o bardzo krótkich czasach narastania i opadania zboczy, w otoczeniu ścieżki wytwarza się pole elektromagnetyczne, które jest przyczyną powstania emisji promieniowanej. W przypadku, gdy mamy do czynienia z odcinkiem ścieżki przewodzącej o długości l , takiej, że $l/\lambda = 20$, wówczas przyjmuje się, że jest to minimalna długość, dla której odcinek ten jest nieintencyjną anteną, wypromieniowującą energię pola elektromagnetycznego. Natężenie wypromieniowanego przez ścieżkę pola elektromagnetycznego obserwowane w danym punkcie przestrzeni, zależne jest nie tylko od częstotliwości sygnału, natężenia prądu płynącego przez ścieżkę, ale także od geometrii samej ścieżki i parametrów podłoża [2, 3]. Na geometrię ścieżki ma wpływ projektant topografii płyty. Stąd zagadnieniem EMC interesuje się również i ta grupa konstruktorów.

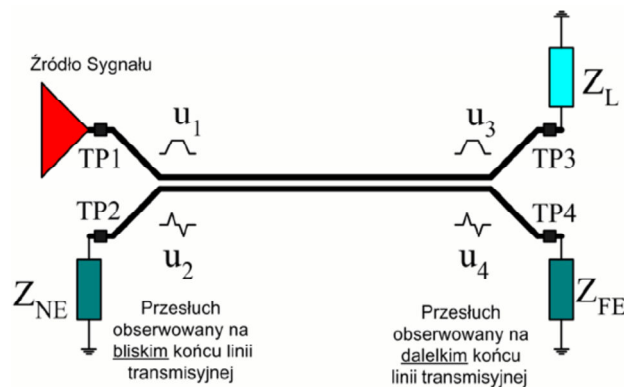
W obrębie płyt drukowanych zachodzi również szereg innych pasożytniczych zjawisk, które są przedmiotem zainteresowań dziedziny wiedzy jaką jest kompatybilność elektromagnetyczna. Należą do nich odbicia i przesłuchy. Przyczyna odbić tkwi we własnościach ścieżek, przewodów oraz dołączanych do nich elementów zarówno pasywnych jak i aktywnych. Przesłuchy są wynikiem sprzężeń pojemnościowych i indukcyjnych pomiędzy ścieżkami (kanałami transmisyjnymi), które znajdują się w bezpośrednim sąsiedztwie, wynikającym z dużego stopnia upakowania i coraz mniejszych gabarytów elementów elektronicznych. Jeżeli nachylenie zboczy trapezoidalnych sygnałów sterujących w układach cyfrowych wynosi 1 lub 2 V/ns lub, co jest tożsame, czas narastania sygnału sterującego jest rzędu 3 nanosekund lub krótszy, to ścieżki przewodzące, które łączą elementy na płycie drukowanej muszą być traktowane nie jako idealne połączenia, tj. niewnoszące żadnych opóźnień ani zniekształceń, lecz jako linie transmisyjne. Na wielkość przesłuchów ma również wpływ dopasowanie ścieżki na wejściu i wyjściu. Minimalizacja przesłuchów [4] powinna mieć przede wszystkim na celu obniżenie ich poziomów do wartości, które nie zagrażają poprawnemu funkcjonowaniu układów.

Przesłuch reprezentuje energię pola elektromagnetycznego, która poprzez sprzężenie indukcyjne oraz pojemnościowe przedostaje się ze ścieżki (*linii sygnałowej*) – toru pobudzanego przez źródło sygnału, do ścieżki (*linii pasywnej*), która znajduje się w sąsiedztwie linii sygnałowej (Rys. 1.1).

Napięcie przesłuchu przybiera formę krótkiego impulsu, którego kształt zależny jest od postaci impulsu w torze sygnałowym, rodzaju obciążenia toru pasywnego

nego, jak również geometrii układu transmisyjnego. W literaturze anglojęzycznej często pojawiają się terminy określające zjawisko przesłuchu obserwowane na bliskim końcu układu transmisyjnego jako przesłuch "wsteczny" (ang.: *backward cross-talk*) oraz obserwowane na dalekim końcu jako przesłuch "postępujący" (ang.: *forward cross-talk*) (Rys. 3.6). W gruncie rzeczy przesłuch jest efektem występującego pomiędzy liniami transmisyjnymi sprzężenia, które silnie zależy od geometrii struktury transmisyjnej, materiału podłoża oraz charakteru elementów obciążających, jak również specyfiki sygnału pobudzającego.

W miarę narastania problemów związanych z przesłuchami próbowano również je w pewien sposób zamodelować, czy też wyznaczyć ich przebiegi i formę [4, 5, 6, 7, 8]. Zważywszy na fakt, iż w większości obwodów drukowanych mamy do czynienia z układem połączeń typu źródło sygnału, linia transmisyjna, obciążenie (pasywne elementy liniowe lub układy aktywne), wyznaczenie przesłuchów np. w strukturze dwóch linii sprzężonych, staje się zagadnieniem niełatwym.



Rysunek 1.1: Sprzężone linie transmisyjne obciążone elementami liniowymi.

1.3 Cel i zakres rozprawy

Celem rozprawy jest analiza zagadnień zjawiska przesłuchu w układzie dwóch sprzężonych linii sygnałowych (w tym wypadku krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych), z czego tor transmisyjny (*sygnałowy*) obciążony jest liniową impedancją składającą się z pojedynczych elementów skupionych typu rezystancji (R), indukcyjności (L) i pojemności (C), bądź ich kombinacji, lub jest obciążony elementami nieliniowymi reprezentującymi m.in. elementy półprzewodnikowe (np. diody) i końcówki (zaciski) układów cyfrowych o nieliniowej charakterystyce. W przypadku toru sprzężonego (*ścieżki pasywnej*), oba końce obciążone są wyłącznie skupionymi elementami liniowymi lub układem zbudowanym w oparciu o te elementy.

Pośród wykorzystywanych metod wyznaczenia przesłuchu, głównie w układzie z elementem nieliniowym w torze sygnałowym, rozwiązanie problemu w dziedzinie

czasu [9] jest niepraktyczne z uwagi na silną zależność parametrów toru transmisyjnego od częstotliwości, natomiast metoda równowagi harmoniczných [10] posiada pewne ograniczenia w podejściu do układów nieliniowych pracujących z sygnałami o szerokim paśmie częstotliwości. Dla potrzeb niniejszej rozprawy stworzono aplikację, w której wykorzystano metodę szeregów Volterra wprowadzoną przez Vito Volterra [11]. Jest to metoda szeroko stosowana w analizie np. wzmacniaczy mocy, filtrów nieliniowych i innych "słabo" nieliniowych systemów, która to, jak dotąd, w aplikacjach typu CAD (ang.: *Computer-Aided Design*) i EDA (ang.: *Electronic Design Automation*) nie cieszyła się nadmierną popularnością.

Podejście obiektowe do wyznaczania przesłuchów w rozważanym układzie pozwoliło na efektywną implementację różnorodnych algorytmów wspomagających procesy obliczeniowe, jednocześnie ułatwiając rozbudowę aplikacji. Modelowanie niepożądanego zjawiska jakim jest przesłuch bazuje na procesie iteracyjnym, którego składowymi są odpowiedź układu liniowego (mikropaskowe linie sprzężone), opisanego w dziedzinie częstotliwości, na pobudzenie (źródło prostokątnej fali napięciowej) w dziedzinie czasu, oraz odpowiedź układu nieliniowego (dołączany do przeciwległego końca toru transmisyjnego element nieliniowy), reprezentowanego przez charakterystykę prądowo-napięciową, a zamodelowanego przy pomocy szeregu potęgowego. Wyznaczenie odpowiedzi elementu nieliniowego następuje w dziedzinie czasu.

Realizując postawiony cel rozprawy autor zamierza dowieść **tezy**, iż *możliwe jest wyznaczenie czasowych przebiegów napięciowych zjawiska przesłuchu w układzie dwóch linii sprzężonych, przy czym tor transmisyjny obciążony jest elementem nieliniowym, w oparciu o metodę szeregów Volterra*. Element transmisyjny to jednowarstwowa struktura dwóch równoległych, o jednakowej geometrii, linii mikropaskowych sprzężonych krawędziowo.

Rozprawa składa się z pięciu rozdziałów. Niniejszy rozdział (rozdział 1) stanowi wstęp do rozprawy, który ogólnie wprowadza do tematyki EMC, przedstawia cel, zakres oraz tezę rozprawy. W rozdziale 2 zawarto krótki przegląd wybranych technik stosowanych do wyznaczenia przesłuchów na płytach drukowanych w obecności nieliniowych obciążeń. Opis metody, której poświęcona jest niniejsza praca zamieszczono w rozdziale 3. Zestawienie przykładowych wyników pomiaru wraz z odpowiadającymi im wynikami symulacji, które uzyskano dzięki stworzonej aplikacji o nazwie *XTalk*, prezentuje rozdział 4. Rozdział 5 jest posumowaniem, w którym zdaniem autora wykazano, że cel rozprawy został osiągnięty, a teza rozprawy dowiedziona. Ponadto, w dodatku A zawarto opis modelu struktury transmisyjnej zastosowanej w programie *XTalk*. Dodatek B przedstawia topografię dwuwarstwowej płyty pomiarowej, wykorzystanej w celu pozyskania danych pomiarowych, służących do praktycznej weryfikacji poprawności działania algorytmu obliczeniowego, natomiast dodatek C stanowi opis stworzonej aplikacji oparty na konkretnym przykładzie. Na końcu pracy zamieszczono spis literatury.

Rozdział 2

Przegląd metod wyznaczania przesłuchów na PCB

Podstawowa niedogodność analizy układów linii transmisyjnych w połączeniu z obciążeniami nieliniowymi polega na tym, iż dla struktur transmisyjnych, których własności są silnie zależne od częstotliwości (linie, które nie prowadzą czystych rodzajów TEM (ang.: *transverse electromagnetic*), do których należy większość struktur stosowanych w obrębie płyt drukowanych), dziedziną częstotliwości jest naturalną domeną ich analizy i opisu, zaś w przypadku układów nieliniowych jest to dziedzina czasu. Stąd też, stosuje się wiele różnych strategii aby całościowo opisać powyższe zagadnienie w obrębie tylko jednej dziedziny lub też z wykorzystaniem obu dziedzin, jednocześnie minimalizując wpływ niepożądanych zjawisk wynikających z sytuacji, w której jeden z elementów (liniowy lub nieliniowy) jest reprezentowany w niekorzystnej dla swojej natury dziedzinie. W niniejszym rozdziale zawarto krótki przegląd wybranych metod, najczęściej stosowanych do wyznaczania przesłuchów w układzie sprzężonych linii transmisyjnych obciążonych elementami nieliniowymi.

2.1 Techniki analizy w dziedzinie czasu

2.1.1 Analiza stanów przejściowych

W pracy [12] przedstawiono analizę czasową (ang.: *Transient Analysis*, TA) układu pojedynczej linii mikropaskowej obciążonej elementem nieliniowym, którego obciążeniem jest dioda tunelowa (nieliniowa reaktancja), spełniająca rolę przełącznika. Idealną linię transmisyjną reprezentuje układ złożony z dwóch niezależnych źródeł napięciowych (wejściowego i wyjściowego), modelujący stany napięć na obu końcach toru, natomiast elementy podłączone do struktury transmisyjnej modelowane są za pomocą odpowiednich schematów zastępczych. Bazując na związkach dotyczących linii transmisyjnych (równania różniczkowe) można usta-

lic, że szybkość zmian w źródłach napięciowych jest równa podwojonej szybkości zmian napięciowej fali padającej występującej w linii. W oparciu o powyższą zależność formułowane są równania różniczkowe opisujące stany przejściowe we wrotach wejściowych i wyjściowych linii transmisyjnej. W dalszej kolejności wyznacza się pochodne fali odbitej, korzystając z procedur numerycznych. Pośrednie wyniki pochodnych napięć dla każdego przedziału całkowania przechowywane są w tablicy pamięci maszyny liczącej. Na tej podstawie można uzyskać pochodne napięć na zaciskach linii transmisyjnej, jak również w obwodach do nich podłączonych.

Pomimo tego, iż opisane rozwiązanie [12] nie dotyczy bezpośrednio problematyki modelowania zjawiska przesłuchów, to samą ideę można zaadaptować do wyznaczania przesłuchów w układzie linii sprzężonych.

Wadą prezentowanego podejścia jest to, iż analiza w dziedzinie czasu pewnych własności linii transmisyjnych jakimi są dyspersja oraz straty lub też wszelkiego typu nieciągłości nie należy do łatwych. Ponadto, układ taki może posiadać stałą czasową, która jest dużo większa niż okres fali pobudzającej. W takim przypadku wydaje się być nieuniknionym wielokrotne numeryczne całkowanie równań poprzez wiele cykli pobudzających, aż do osiągnięcia stanu ustalonego. To bez wątpienia rodzi potrzebę zwiększenia mocy obliczeniowych i czasu obliczeń, co w konsekwencji może prowadzić do błędów numerycznych, a tym samym zmniejszenia dokładności samego rozwiązania.

2.1.2 Metoda krzywych charakterystycznych

Metoda ta, podobnie jak poprzednia, opiera się na równaniach różniczkowych, opisujących zarówno pojedyncze jak i wieloprzewodnikowe linie transmisyjne, których rozwiązanie stanowi zbiór krzywych zwanych *charakterystycznymi*. Napięcia i prądy występujące w niejednorodnym układzie linii transmisyjnych można przedstawić w następującej formie:

$$\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial x} + \mathbf{L}(x) \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} + \mathbf{R}(x) \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial x} + \mathbf{C}(x) \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial x} + \mathbf{G}(x) \mathbf{e} = \mathbf{0} \quad (2.2)$$

gdzie $\mathbf{e} = \mathbf{e}(x, t)$ oraz $\mathbf{i} = \mathbf{i}(x, t)$ są N -wrotowymi wektorami napięcia i prądu (N oznacza liczbę wrotów układu linii transmisyjnych, zaś x określa warunki brzegowe linii). Ponadto, $\mathbf{R}(x)$, $\mathbf{L}(x)$, $\mathbf{G}(x)$ i $\mathbf{C}(x)$ są macierzami symetrycznymi o wymiarach $N \times N$. Załóżmy, że dla warunków początkowych $x = \mathbf{0}$ oraz $x = \mathbf{d}$ (\mathbf{d} - długość linii) wektor prądu jest postaci:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}(\mathbf{0}, t) &= \mathbf{f}[\mathbf{u}_g(t), \mathbf{e}(\mathbf{0}, t), t] \\ \mathbf{i}(\mathbf{d}, t) &= \mathbf{g}[\mathbf{u}_s(t), \mathbf{e}(\mathbf{d}, t), t] \end{aligned} \quad (2.3)$$

gdzie $\mathbf{u}_g(t)$ oraz $\mathbf{u}_s(t)$ są wektorami napięć w punktach na wejściu $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ i wyjściu $\mathbf{x} = \mathbf{d}$ linii, natomiast \mathbf{f} i \mathbf{g} są wektorami funkcji, które na przykład charakteryzują elementy podłączone do linii transmisyjnych w punktach $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ i $\mathbf{x} = \mathbf{d}$. Aby rozwiązać układ równań (2.1) i (2.2) należy przekształcić go do postaci, w której macierze \mathbf{L} i \mathbf{C} są macierzami diagonalnymi. Szczegóły dotyczące tej operacji można znaleźć w [13], natomiast same równania przyjmują następującą postać:

$$\frac{\partial \mathbf{e}_T}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{L}_T \frac{\partial \mathbf{i}_T}{\partial t} + \mathbf{R}_T \mathbf{i}_T + \mathbf{E}^{-1} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{e}_T = \mathbf{0} \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}_T}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{C}_T \frac{\partial \mathbf{e}_T}{\partial t} + \mathbf{G}_T \mathbf{e}_T + \mathbf{H}^{-1} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{i}_T = \mathbf{0} \quad (2.5)$$

gdzie

$$\mathbf{L}_T = \mathbf{L}_T(\mathbf{x}) = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{L}(\mathbf{x}) \mathbf{H}(\mathbf{x}) \quad (2.6)$$

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{R}_T(\mathbf{x}) = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{R}(\mathbf{x}) \mathbf{H}(\mathbf{x}) \quad (2.7)$$

$$\mathbf{C}_T = \mathbf{C}_T(\mathbf{x}) = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{C}(\mathbf{x}) \mathbf{H}(\mathbf{x}) \quad (2.8)$$

$$\mathbf{G}_T = \mathbf{G}_T(\mathbf{x}) = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{H}(\mathbf{x}) \quad (2.9)$$

Macierze $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ oraz $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ występujące w zależnościach (2.6) ÷ (2.9) można wyznaczyć w oparciu o wyżej wymieniony warunek, który mówi o tym, że macierze $\mathbf{L}_T(\mathbf{x})$ i $\mathbf{C}_T(\mathbf{x})$ muszą być diagonalnymi. Na podstawie (2.6) i (2.8) otrzymujemy:

$$(\mathbf{L}\mathbf{C}) \mathbf{E} = \mathbf{E} (\mathbf{L}_T \mathbf{C}_T) \quad (2.10)$$

$$(\mathbf{C}\mathbf{L}) \mathbf{H} = \mathbf{H} (\mathbf{C}_T \mathbf{L}_T) \quad (2.11)$$

zaś warunki brzegowe przyjmują postać:

$$\mathbf{i}_T(\mathbf{0}, t) = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{0}) \mathbf{f}[\mathbf{u}_g(t), \mathbf{H}(\mathbf{0}), \mathbf{e}(\mathbf{0}, t), t] \quad (2.12)$$

$$\mathbf{i}_T(\mathbf{d}, t) = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{d}) \mathbf{g}[\mathbf{u}_s(t), \mathbf{H}(\mathbf{0}), \mathbf{e}(\mathbf{d}, t), t] \quad (2.13)$$

Równania różniczkowe (2.4) i (2.5), zawierające pochodne cząstkowe, przekształca się do zwykłego układu równań różniczkowych, których rozwiązaniem jest rodzina krzywych charakterystycznych, uzyskanych na drodze obliczeń numerycznych, należących do przedziału zmienności argumentów \mathbf{x} oraz t . Na tej podstawie można również uzyskać przebiegi przesłuchów w analizowanym obwodzie.

Podobnie jak w poprzednio prezentowanej metodzie, tak i w tym wypadku potencjalne niedokładności mogą wynikać z błędów metod numerycznych, stosowanych do wyznaczenia rozwiązania układu równań różniczkowych.

2.2 Techniki analizy wykorzystujące dziedzinę czasu i częstotliwości

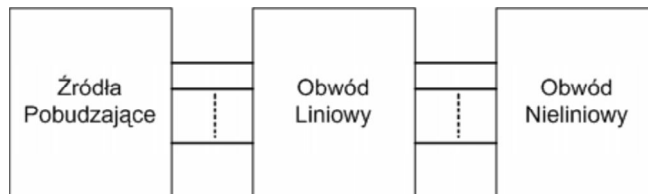
2.2.1 Metoda równowagi harmonicznych

Metoda równowagi harmonicznych (ang.: *Harmonic Balance*, HB) należy do jednej z ważniejszych metod analizy "silnie" i "słabo" nieliniowych układów pobudzanych sygnałem periodycznym. Stosuje się ją między innymi w zagadnieniach analizy układów mikrofalowych takich jak np.: wzmacniacze mocy, mieszacze, itp. Ponadto, jest ona również użyteczna w przypadkach, gdy w analizowanych obwodach występują stałe czasowe o różnych wartościach. Przykładem zastosowania metody HB w rozważanej problematyce sprzężonych linii transmisyjnych, obciążonych elementem lub układem nieliniowym może być praca [14].

W metodzie HB wykorzystuje się periodyczną odpowiedź stanu ustalonego analizowanego obwodu na pobudzenie w postaci sygnałów złożonych z podstawowych harmonicznych. Metoda HB ogranicza się tylko do odpowiedzi periodycznych ponieważ podstawowy zbiór sygnałów reprezentujących fizyczne przebiegi w analizowanym obwodzie składa się z sygnałów okresowych - sinusoidalnych. Sygnały te reprezentowane są poprzez szeregi Fourier'a. W przypadku sygnału jednotonowego postać szeregu Fourier'a przedstawia się następująco:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=-N_h}^{N_h} \mathbf{X}_k e^{jk\omega_0 t} \quad (2.14)$$

gdzie $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{-k}^*$, ω_0 jest pulsacją podstawową, zaś N_h jest liczbą harmonicznymi reprezentujących sygnał. W dyskutowanym podejściu, analizowany obwód



Rysunek 2.1: Podział układu w metodzie równowagi harmonicznych.

zazwyczaj jest dzielony na dwie części (Rys. 2.1). Jedna zawiera wszystkie elementy liniowe, natomiast druga elementy nieliniowe rozważanego układu. Część liniowa opisana jest w dziedzinie częstotliwości (dla każdej harmonicznej $k\omega_0$) za pomocą wspólnej macierzy rozproszenia $[\mathbf{S}]$ lub macierzy admitancji $[\mathbf{Y}]$. W przypadku bloku nieliniowego, elementy te są reprezentowane poprzez charakterystyki $\mathbf{I}(\mathbf{U})$ (zmiany prądu względem napięcia) lub charakterystyki $\mathbf{Q}(\mathbf{U})$ (zmiany ładunku względem napięcia). Na tej podstawie, w dziedzinie czasu, oblicza się napięcia lub prądy we wrotach, do których podłączone są elementy nieliniowe. Przebiegi prądów lub napięć układów nieliniowych zależne są na przykład

od napięcia złącza diody lub napięcia bramki tranzystora polowego FET (ang.: *Field-Effect Transistor*). Mogą być również funkcją zmiany stanu układu np.: zmiany ładunku w kondensatorze nieliniowym lub też opóźnienia w czasie sygnału źródła prądowego. Generalnie, równania układów nieliniowych przyjmują postać:

$$\mathbf{u}(t) = \Phi \left[\mathbf{x}(t), \frac{d}{dt}, \mathbf{K}, \frac{d^n \mathbf{x}}{dt^n}, \mathbf{x}(t - \tau) \right] \quad (2.15)$$

$$\mathbf{i}(t) = \Psi \left[\mathbf{x}(t), \frac{d}{dt}, \mathbf{K}, \frac{d^n \mathbf{x}}{dt^n}, \mathbf{x}(t - \tau) \right] \quad (2.16)$$

gdzie argumenty funkcji napięcia $\mathbf{u}(t)$ lub prądu $\mathbf{i}(t)$ reprezentują grupę wcześniej wymienionych zjawisk zachodzących w elementach nieliniowych. W dalszej kolejności analizy metodą HB, napięcia i prądy układów nieliniowych transformowane są do dziedziny częstotliwości ($\mathbf{U} = \mathbf{FFT}[\mathbf{u}(t)]$ oraz $\mathbf{I} = \mathbf{FFT}[\mathbf{i}(t)]$). Korzystając z prądowego prawa Kirchoff'a otrzymujemy poniższy zapis:

$$\mathbf{Y}_k \mathbf{U}_k + \mathbf{I}_k + \mathbf{J}_k = \mathbf{0} \quad (2.17)$$

gdzie \mathbf{J}_k jest odpowiednikiem źródeł prądowych Nortona dołączonych do układu pobudzeń. Celem analizy jest zrównoważenie układu, czyli znalezienie takich wartości prądów i napięć aby równanie (2.17) było spełnione lub osiągnęło wartość minimalną, mieszczącą się w granicach założonej tolerancji. Spełnienie powyższego warunku oznacza rozwiązanie równania (2.17).

Opisana metoda pomimo tego, iż jest często stosowana w wielu symulatorach układów mikrofalowych ([15, 16, 17]) (i nie tylko), w modelowaniu przesłuchów w układzie sprzężonych linii transmisyjnych ([14]), obciążonych elementami nieliniowymi posiada też pewną wadę. Mianowicie inicjacja algorytmów analizy metodą HB wymaga wprowadzenia parametrów wejściowych, takich jak okres czasu oraz ilość harmonicznych. Prowadzi to do ograniczenia pasma uzyskanych wyników analizy, co w konsekwencji oznacza, że tylko wybrane częstotliwości oraz ich kombinacje mają wpływ na końcową postać przebiegów przesłuchów.

2.2.2 Metody wykorzystujące operacje splotu

Generalny schemat, na którym bazują różne sposoby opisu ([18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26]) układów równoległych linii sprzężonych, obciążonych dowolnymi elementami nieliniowymi, wykorzystujące operacje splotu, składa się z następujących elementów:

- podział rozważanego obwodu na część liniową i nieliniową,
- opis elementów liniowych w dziedzinie częstotliwości za pomocą macierzy $[\mathbf{Z}]$, $[\mathbf{Y}]$ lub $[\mathbf{S}]$,

- opis elementów nieliniowych w dziedzinie czasu, np.: $\mathbf{i}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{u}(t)]$,
- przekształcenie częstotliwościowego opisu elementów liniowych do postaci określonej w dziedzinie czasu,
- formowanie równań analizowanego obwodu, wykorzystujących operację spłotu,
- numeryczne rozwiązanie równań.

Reprezentacja elementów lub układów, które zależą od częstotliwości, w tej dziedzinie, zaś elementów lub układów nieliniowych w dziedzinie czasu, jest rzeczą naturalną, stąd też w prezentowanej metodzie, a raczej rodzinie metod, następuje podział obwodu na część liniową i nieliniową. Część liniowa zazwyczaj opisywana jest poprzez macierz impedancji $[\mathbf{Z}]$ ($\mathbf{Z}(\omega) = \mathbf{R}(\omega) + j\omega\mathbf{L}(\omega)$) [18, 26], admitancji $[\mathbf{Y}]$ ($\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{G}(\omega) + j\omega\mathbf{C}(\omega)$) lub macierz rozproszenia $[\mathbf{S}]$ [20, 21, 22, 23], które to uzyskuje się na drodze modelowania, analizy elektromagnetycznej (symulatory elektromagnetyczne) lub też poprzez bezpośrednie pomiary. W kolejnym kroku dane te transformowane są do dziedziny czasu w oparciu o odwrotną transformatę Fourier'a.

Dla przykładu rozważmy N -wrotowy układ transmisyjny charakteryzowany w dziedzinie częstotliwości poprzez macierz rozproszenia $[\mathbf{S}]_{N \times N}$, której elementy opisują relacje zespolonych wartości fal padających np.: $\mathbf{A}_j(\omega)$ we wrotach j i odbitych np.: $\mathbf{B}_i(\omega)$ we wrotach i , co prezentuje poniższa zależność:

$$\mathbf{B}_i(\omega) = \sum_{j=1}^N \mathbf{S}_{ij}(\omega) \mathbf{A}_j(\omega) \quad i, j = 1, \dots, N \quad (2.18)$$

Jak łatwo można zauważyć, w przypadku, gdy fala padająca $\mathbf{A}_k(\omega) = \mathbf{1}$ we wrotach k , przy założeniu, że pozostałe wrota są dopasowane do impedancji odniesienia, falę odbitą we wrotach i opisuje następujące wyrażenie:

$$\mathbf{B}_i(\omega) = \mathbf{S}_{ik}(\omega) \quad (2.19)$$

gdzie $\mathbf{B}_k = \mathbf{0}$ oraz $\mathbf{A}_j = \mathbf{0}$ dla $j \neq k$ ($k = 1, \dots, N$).

Ogólne rozwiązanie analizowanego systemu, pobudzanego falą $\mathbf{A}_j(\omega)$ można wyrazić następująco:

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_i(t) &= \mathbf{F}^{-1} \left(\sum_{j=1}^N \mathbf{S}_{ij}(\omega) \mathbf{A}_j(\omega) \right) \\ &= \sum_{j=1}^N \int_0^t \mathbf{h}_{ij}(t - \tau) \mathbf{a}_j(\tau) d\tau \quad (i = 1, 2, \dots, N) \end{aligned} \quad (2.20)$$

gdzie $\mathbf{h}_{ik} = \mathbf{F}^{-1}[\mathbf{S}_{ij}(\boldsymbol{\omega})]$ jest odwrotną transformatą Fourier'a elementu macierzy rozproszenia $\mathbf{S}_{ij}(\boldsymbol{\omega})$ natomiast $\mathbf{a}_j = \mathbf{F}^{-1}[\mathbf{A}_j(\boldsymbol{\omega})]$ jest odwrotną transformatą Fourier'a fali padającej $\mathbf{A}_j(\boldsymbol{\omega})$. Co więcej, \mathbf{h}_{ik} jest to odpowiedź impulsowa we wrotach \mathbf{i} na pobudzenie sygnałem w postaci impulsu delty Dirac'a $\boldsymbol{\delta}(\mathbf{t})$ we wrotach \mathbf{k} . Ponadto, wyrażenie całkowe we wzorze (2.20) jest operacją splotu dwóch sygnałów tj.:

$$\mathbf{h}(\mathbf{t}) * \mathbf{a}(\mathbf{t}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(\mathbf{t} - \boldsymbol{\tau}) \mathbf{a}(\boldsymbol{\tau}) d\boldsymbol{\tau} \quad (2.21)$$

gdzie "*" symbolizuje operację splotu. W ogólnym podejściu $\mathbf{h}(\mathbf{t})$ reprezentuje zbiór funkcji Green'a, które mogą być interpretowane jako odpowiedzi impulsowe analizowanego układu [18, 21, 25].

Kolejnym krokiem omawianego podejścia jest opis układu nieliniowego. Założymy, że obciążenie nieliniowe w porcie \mathbf{i} charakteryzowane jest poprzez relację typu:

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{f}_i(\mathbf{U}_i) \quad (2.22)$$

Równanie (2.22) opisuje charakterystykę nieliniową większości współcześnie wykorzystywanych elementów mikrofalowych takich jak diody, tranzystory FET oraz układów cyfrowych obciążających struktury transmisyjne na PCB. Wyrażenie określające falę pobudzającą obciążenie w porcie \mathbf{i} przedstawia równanie:

$$\mathbf{b}_i(\mathbf{t}) = \frac{1}{2} \left(\mathbf{u}_i(\mathbf{t}) + \int_0^t \mathbf{z}_{0i}(\mathbf{t} - \boldsymbol{\tau}) \mathbf{i}_i(\boldsymbol{\tau}) \right) \quad (i = 1, \dots, N) \quad (2.23)$$

gdzie $\mathbf{z}_{0i}(\mathbf{t})$ jest transformatą Fourier'a impedancji $\mathbf{Z}_{0i}(\boldsymbol{\omega})$ linii podłączonej do wrót \mathbf{i} . Stąd, na podstawie równań (2.20) i (2.23) można, na drodze obliczeń numerycznych, określić przebieg napięcia w porcie \mathbf{i} , obciążonego elementem lub układem nieliniowym.

Istnieją również inne wersje prezentowanej metody, gdzie np. układ równań zbudowany jest nie w oparciu o relacje pomiędzy falą padającą i odbitą, lecz w oparciu o związki pomiędzy prądem a napięciem analizowanego układu.

Zaletą opisanego podejścia jest to, że umożliwia ono uwzględnienie zjawisk zachodzących w liniach transmisyjnych, takich jak dyspersja, czy straty. Pewną trudnością w odniesieniu np. do zagadnienia rozważanego w niniejszej rozprawie, jest potrzeba stosowania odpowiednich, czasem skomplikowanych, metod numerycznych w celu wyznaczenia rozwiązania.

2.2.3 Rozwiązania bazujące na technice AWE

Kolejną metodą operującą na wyrażeniach w dziedzinie czasu i dziedzinie częstotliwości, pozwalającą na wyznaczenie przebiegów napięć w wieloprzewodowej

strukturze sprzężonych linii transmisyjnych obciążonych elementami nieliniowymi, jest metoda, a raczej pewien zbiór procedur wykorzystujących technikę *AWE*¹, które szerzej przedstawiono w pracach [27, 28, 29]. Istota niniejszego podejścia opiera się na opisie analizowanego obwodu za pomocą równania postaci:

$$\mathbf{C} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} + \mathbf{G}\mathbf{x}(t) + \sum_{k=1}^{N_s} \mathbf{D}_k \mathbf{i}_k(t) - \mathbf{e}(t) - \mathbf{f}[\mathbf{x}(t)] = \mathbf{0} \quad (2.24)$$

gdzie $\mathbf{x}(t)$ ($\mathbf{x}(t) \in \mathbf{R}^N$) jest wektorem napięć występujących w poszczególnych węzłach obwodu (N - jest liczbą węzłów), natomiast \mathbf{C} ($\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{N \times N}$) oraz \mathbf{G} ($\mathbf{G} \in \mathbf{R}^{N \times N}$) są macierzami reprezentującymi pasywne liniowe elementy skupione, które występują w analizowanym układzie. Funkcja $\mathbf{f}[\mathbf{x}(t)]$ opisuje elementy nieliniowe, zaś wektor $\mathbf{e} \in \mathbf{R}^N$ zawiera informacje o niezależnych źródłach napięciowych. Macierz $\mathbf{D}_k = [d_{ij}]$ ($d_{ij} \in \{0, 1\}$), gdzie $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ oraz $j \in \{1, 2, \dots, n_k\}$, gdzie w każdej kolumnie lub każdym wierszu występuje tylko jeden element niezerowy, pełni rolę swego rodzaju dystrybutora prądu $\mathbf{i}_k(t) \in \{\mathbf{R}^{n_k}\}$, który wpływa do podsieci linii transmisyjnej k (N_s oznacza całkowitą liczbę podsieci linii transmisyjnych). Ponadto indeks n_k określa liczbę sprzężonych linii transmisyjnych w podsieci k .

Założmy, że część liniowa układu charakteryzowana jest zbiorem równań określonych w dziedzinie częstotliwości, przyjmujących poniższą postać:

$$\mathbf{P}_k \mathbf{U}_k(s) + \mathbf{Q}_k \mathbf{I}_k(s) = \mathbf{0} \quad (2.25)$$

gdzie \mathbf{U}_k oraz \mathbf{I}_k reprezentują odpowiednio napięcia i prądy we wrotach podsieci k , określone w dziedzinie transformaty Laplace'a. W przypadku kiedy podsieć k zawiera wieloprzewodowy system linii transmisyjnych parametry \mathbf{P}_k i \mathbf{Q}_k mogą być na przykład uzależnione od parametrów linii.

¹ *Asymptotic Waveform Evaluation*

Rozdział 3

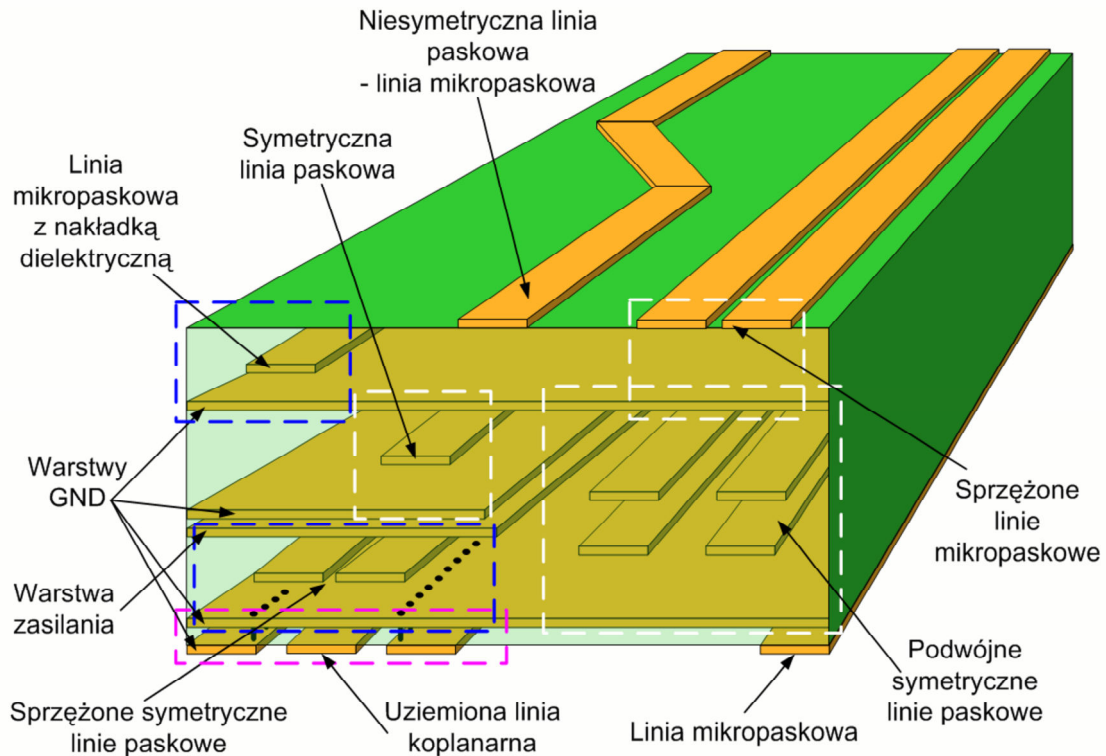
Modelowanie przesłuchów z wykorzystaniem szeregów Volterry

3.1 Typowe sposoby realizacji połączeń pomiędzy elementami na PCB

Jeżeli nachylenie zboczy trapezoidalnych sygnałów sterujących w układach cyfrowych jest rzędu 1-2 V/ns lub, co na jedno wychodzi, czas narastania sygnału sterującego jest rzędu 3 nanosekund lub krótszy, to ścieżki przewodzące, które łączą elementy na płycie drukowanej muszą być traktowane nie jako idealne połączenia tj. nie wnoszące żadnych opóźnień ani zniekształceń, lecz jako linie transmisyjne. Takie podejście istotnie zmienia spojrzenie na problemy projektowania płyt drukowanych oraz poszerza zbiór parametrów, które należy brać pod uwagę w trakcie tworzenia połączeń na PCB. Linia transmisyjna wnosi bowiem opóźnienie oraz zniekształca postać sygnału. Zarówno opóźnienie wnoszone przez linię jak i wielkość i rodzaj zniekształceń zależą od geometrii linii, materiału podłoża, cech podawanego na wejście linii sygnału oraz obciążenia.

Wśród typowych konstrukcji wielowarstwowych płyt PCB wyróżnia się trzy podstawowe, w dziedzinie techniki mikrofalowej, topologie ścieżek obwodów drukowanych: niesymetryczną linię paskową (lub też linię mikropaskową), symetryczną linię paskową oraz uziemioną linię koplanarną. Ponadto, spotyka się również różnego rodzaju kombinacje, które bazują na wymienionych liniach transmisyjnych. Rysunek 3.1 przedstawia przykładową strukturę przestrzenną wielowarstwowej płyty PCB wraz z niektórymi konfiguracjami ścieżek obwodów drukowanych.

Zaware w niniejszym rozdziale wyrażenia odnoszące się do linii transmisyjnych stanowią jedynie statyczny opis prezentowanych struktur transmisyjnych.



Rysunek 3.1: Struktura przestrzenna wielowarstwowej płyty PCB.

3.1.1 Niesymetryczna linia paskowa (NLP)

Niesymetryczna linia paskowa (lub inaczej linia mikropaskowa, ang.: *microstrip line*) jest jednym z najbardziej spotykanych typów linii transmisyjnych stosowanych w budowie obwodów drukowanych. W przeciwieństwie do linii paskowej (przedstawionej w dalszej kolejności), linię mikropaskową charakteryzuje niejednorodny rozkład pól elektrycznego i magnetycznego, które to, w przypadku struktury "klasycznej", rozchodzą się w dwóch ośrodkach: dielektrycznym materiale podłoża oraz powietrzu. Dlatego też, podstawowym rodzajem fali, jaki można wzbudzić w NLP nie jest czysty rodzaj TEM ale quasi-TEM, czyli taki, w którym występują składowe wzdłużne pól E i H. Prędkość fazową rodzaju quasi-TEM fali elektromagnetycznej rozchodzącej się w linii mikropaskowej można wyznaczyć następująco:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

gdzie ϵ_{eff} jest efektywną stałą dielektryczną podłoża, a c - prędkością światła.

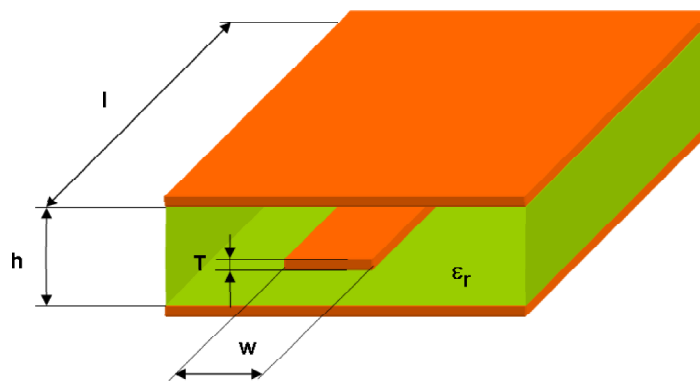
Niejednorodność rodzaju pola w NLP powoduje, że ze wzrostem częstotliwości występują nieliniowe zmiany efektywnej stałej dielektrycznej oraz impedancji charakterystycznej. Zjawisko to nosi nazwę *dyspersji*.

W literaturze ([30, 31, 32, 33, 34]) istnieje wiele zwięzłych wyrażen matematycznych, opisujących podstawowe parametry linii mikropaskowej tj. impedancję charakterystyczną, straty, efekty związane ze skończoną grubością paska, czy też efekt dyspersji. W celu zachowania przejrzystości niniejszej pracy, obszerny zbiór wyrażen charakteryzujących strukturę NLP (wg. [33]) zawarty jest w rozdziale A. Wyrażenia te stanowią przede wszystkim podstawę do wyznaczenia parametrów charakteryzujących parę równoległych, krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych, które są częścią badanego układu.

Z uwagi na niejednorodną ("otwartą") konstrukcję NLP, struktura ta jest zarówno podatna na emisję promieniowaną z zewnątrz, jak i również sama może być źródłem promieniowania elektromagnetycznego. Problem ten często rozwiązuje się poprzez zastosowanie dodatkowego ekranowania. Niewątpliwie zaletą linii mikropaskowej jest zdolność do szybkiej transmisji sygnałów w porównaniu do symetrycznej linii paskowej. Jest to spowodowane relatywnie małą pojemnością na jednostkę długości, biorąc pod uwagę niewielkie szerokości ścieżek na płytach PCB o dużej skali integracji. Nierzadko stosuje się dodatkowe kondensatory np. w celu spowolnienia sygnałów taktujących (ang.: *clock signals*) układów cyfrowych.

3.1.2 Symetryczna linia paskowa (LP)

Symetryczna linia paskowa przedstawiona jest na Rysunku 3.2. Cechuje się jednorodnym rozkładem pola elektrycznego i magnetycznego, które rozchodzą się jedynie w materiale dielektrycznym. Podstawowym rodzajem fali w tej strukturze jest fala TEM, natomiast jej parametry można wyznaczyć na podstawie analizy statycznej pola. Podstawowe zależności do analizy linii paskowej można



Rysunek 3.2: Przekrój poprzeczny struktury pojedynczej linii paskowej.

znaleźć między innymi w [35]. W tym przypadku są to uproszczone równania przy założeniu, że grubość środkowego paska linii T jest pomijalnie mała, stąd

dla $T = 0$ impedancja charakterystyczna Z_0 ma postać:

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k)} \quad [\Omega] \quad (3.2)$$

gdzie $k = \operatorname{tgh}(\pi w/2h)$, K jest zupełną funkcją eliptyczną pierwszego rodzaju, natomiast K' jej funkcją komplementarną:

$$K'(k) = K(k'); \quad k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.3)$$

Wyrażenia 3.2 można uprościć poprzez zastosowanie aproksymacji tzn.:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left(\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right)^{-1} & \text{dla } 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) & \text{dla } 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Dla skończonej grubości środkowego paska linii, impedancję charakterystyczną można wyznaczyć na podstawie poniższego wzoru [36]:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4h - T}{\pi w'} \left[\frac{8h - T}{\pi w'} + \sqrt{\left(\frac{8h - T}{\pi w'} \right)^2 + 6} \right] \right\} \quad (3.5)$$

gdzie:

$$\frac{w'}{h - T} = \frac{w}{h - T} + \frac{\Delta w}{b - T} \quad (3.6)$$

$$\frac{\Delta w}{h - T} = \frac{x}{\pi(1 - x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x^2}{2 - x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796x}{x + 1.1x} \right)^m \right] \right\} \quad (3.7)$$

$$m = 2 \left[1 + \frac{2x}{3(1 - x)} \right]^{-1} \quad (3.8)$$

$$x = \frac{T}{h} \quad (3.9)$$

Dokładność impedancji charakterystycznej Z_0 , obliczonej według zależności (3.5) jest rzędu 5% , przy założeniu, że $w'/(h - 1) < 10$.

Na straty w symetrycznej linii paskowej, podobnie jak to jest w przypadku linii mikopaskowej, składają się straty przewodzenia w przewodniku linii oraz straty w dielektryku linii. Straty przewodzenia określają następujące zależności [37]:

$$\alpha_c = \frac{0.0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \left(\frac{\delta Z_0}{\delta h} \cdot \frac{\delta Z_0}{\delta w} \cdot \frac{\delta Z_0}{\delta T} \right) \quad \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (3.10)$$

gdzie: $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}$ jest rezystancją powierzchniową materiału przewodzącego linii, natomiast ρ jego rezystywnością. Jak można zauważyć, straty w przewodniku linii paskowej rosną proporcjonalnie do pierwiaska kwadratowego z częstotliwości.

Straty dielektryczne dowolnej linii TEM [37], a w tym także linii paskowej, opisuje wyrażenie:

$$\alpha_d = 2.73 \sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{\operatorname{tg} \delta}{\lambda_0} \right) \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (3.11)$$

gdzie: $\operatorname{tg} \delta$ jest tangensem kąta strat dielektryka wypełniającego linie transmisyjną. Z równania (3.11) wynika, że straty dielektryczne w linii TEM, w tym również linii paskowej, są wprost proporcjonalne do częstotliwości. Straty dielektryczne są zwykle mniejsze od strat w przewodniku linii. Dopiero na częstotliwościach fal milimetrowych (10 - 1 mm, tj. 30-300 GHz) oba składniki stają się porównywalne i tym samym należy uwzględniać oba rodzaje strat linii paskowej, czyli:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (3.12)$$

Maksymalna częstotliwość pracy rozważanej struktury jest ograniczona możliwością wystąpienia w linii falowodowych rodzajów TE [38]. Częstotliwość graniczną najniższego rodzaju TE określa następująca zależność:

$$f_c = \frac{15}{h \sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{w}{h} + \frac{\pi}{4}} \quad [GHz] \quad (3.13)$$

gdzie: w i h wyrażone są w centymetrach.

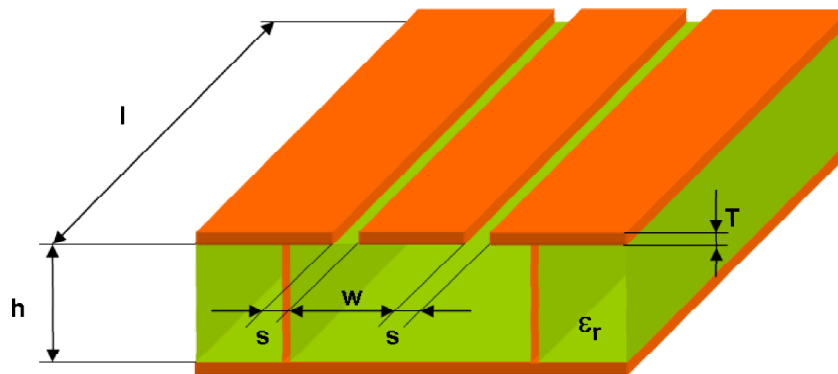
Z układem linii paskowej mamy do czynienia wszędzie tam, gdzie w warstwach wewnętrznych wielowarstwowej płyty PCB, znajdują się ścieżki pomiędzy warstwami masy (GND, ang.: *ground*), lub warstwą masy i warstwą zasilania (ang.: *power plane*). Pozytywną własnością linii paskowej, w stosunku do linii mikropaskowej, jest jej "naturalne" ograniczenie emisji promieniowanej pola elektromagnetycznego - dzięki zewnętrznym warstwom metalicznym, pochodzącej zarówno od paska przewodzącego, np. szybkie sygnały cyfrowe, jak również ze źródeł spoza rozważanej struktury. Innymi słowy jest to struktura kompatybilna elektromagnetyczne, czyli taka, która z jednej strony (potencjalnie) nie stanowi źródła zakłóceń, zaś z drugiej nie jest podatna na zakłócenia z zewnątrz. Ma to również swoje określone reperkusje w odniesieniu do szybkości przesyłanych sygnałów. Z uwagi na to, iż warstwa sygnałowa znajduje się w otoczeniu dwóch metalicznych płaszczyzn, pomiędzy którymi istnieje sprzężenie pojemnościowe, transmisja np. szybkich sygnałów cyfrowych będzie ulegać spowolnieniu. Zjawisko to można zaobserwować dla sygnałów, których czas narastania lub opadania zboczy jest mniejszy niż 1 ns.

3.1.3 Uziemiona linia koplanarna (CPWG)

Uziemioną linię koplanarną (CPWG, ang.: *coplanar waveguide with ground* lub CBCPW, ang.: *conductor-backed coplanar waveguide with ground*) przedstawia Rysunek 3.3. Jest to struktura z grupy linii koplanarnych, czyli takich, których przewodniki w postaci pasków lub płaszczyzn umiejscowione są na tej samej płaszczyźnie. Konstrukcyjnie CPWG najbardziej zbliżona jest do linii koplanarnej tzn. falowodu koplanarnego (CPW, ang.: *coplanar waveguide*). Różnica polega jedynie na tym, iż CPWG posiada dodatkową warstwę przewodzącą po przeciwnej stronie podłoża. Właściwości CPW analizowano metodami statycznymi, quasi-statycznymi oraz metodami, które uwzględniają wszystkie rodzaje fal propagujących się w liniach ([39, 40, 41, 42, 43, 44]). Bardziej szczegółowy opis CPW można znaleźć w [45, 46, 47].

Do zalet konstrukcja linii koplanarnych należy bezproblemowe wykorzystanie elementów elektronicznych przystosowanych do montażu powierzchniowego, bez konieczności wykonywania otworów w podłożu PCB w celu połączenia wymaganych obwodów do warstwy "masy". Ponadto, dodatkowa płaszczyzna metalizacji zapewnia układom większą stabilność mechaniczną i lepsze odprowadzanie ciepła. Problemem natomiast jest "przeciek" transmitowanej energii do fal powierzchniowych, które powstają z powodu warstwy metalizacji po przeciwnej stronie podłoża [48].

Z prowadnicą typu CPWG mamy również do czynienia w topografiach PCB, głównie układów radiowych, mikrofalowych lub szybkich układów cfowych, w których struktura linii mikropaskowej jest dodatkowo, na płaszczyźnie paska przewodzącego, obustronnie "ekranowana" przez warstwy ziemi (patrz Rys. 3.1 i 3.3).



Rysunek 3.3: Przekrój poprzeczny struktury uziemionej linii koplanarnej.

Z uwagi na dużą popularność struktur koplanarnych, zwłaszcza w budowie hybrydowych i monolitycznych mikrofalowych układów scalonych, potrzeba dokładnej charakteryzacji tego rodzaju prowadnic jest nieodzowna. W przypadku linii CPWG, gdzie dodatkowa płaszczyzna metalizacji zapewnia układom większą stabilność mechaniczną i lepsze odprowadzanie ciepła, z powodu brak zwięzłych

wyrażeń parametry elektryczne przewodnicy uzyskuje się np. na drodze analizy quasi-TEM. Należy jednak zwrócić uwagę, iż pomimo założenia, że CPWG jest strukturą quasi-TEM'owską tylko dla $f = 0$ Hz, to charakterystyki dyspersyjne prezentowane w [49] sugerują jednoczętową dokładność wyznaczenia efektywnej stałej dielektrycznej podłoża aż do 20GHz dla małych struktur. W literaturze można również spotkać inne metody opisu CPWG takie jak, metoda różnic skończonych [43] lub metoda spektralną [50, 51, 52, 53, 54].

3.1.4 Sprzężone linie transmisyjne

W wielu typowych konstrukcjach płyt PCB, na których występują połączenia układów cyfrowych, niejednokrotnie posiadających dużą liczbę końcówek wejściowych lub wyjściowych, np. układy mikroprocesorowe, łączenie poszczególnych układów czy bloków funkcjonalnych (np. moduły pamięciowe) realizuje się poprzez magistrale (ang.: *buses*). Jest to struktura składająca się z n liczby, bardzo często równomiernie oddalonych od siebie, równoległych ścieżek. Magistrale występują zarówno na zewnętrznych jak i również na wewnętrznych warstwach metalizacji płyt PCB, co sprawia, że opis struktur, a raczej konieczność dysponowania zwięzłymi analitycznymi wyrażeniami modelującymi sprzężone linie mikropaskowe (w przypadku warstw zewnętrznych) oraz sprzężone symetryczne linie paskowe (w przypadku warstw wewnętrznych), stanowi niejako podstawę do analizy zjawisk tego typu układów transmisyjnych oraz zjawisk, które są z nimi związane (np. przesłuchy). W związku z powyższym, w dalszej części rozdziału zostanie przedstawiony opis sprzężonych linii mikropaskowych i sprzężonych linii paskowych.

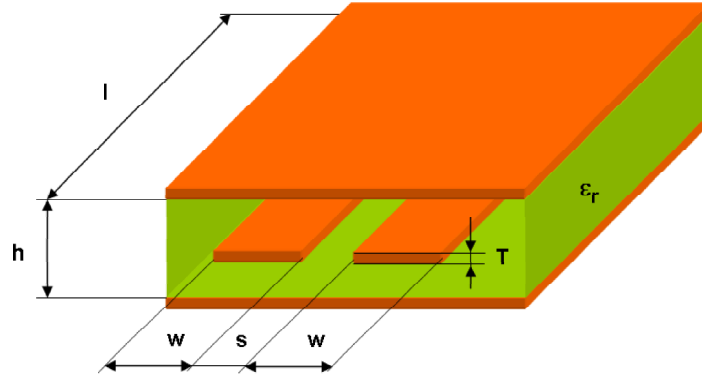
Sprzężone linie mikropaskowe

Para równoległych, krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych jest przedmiotem szczególnej uwagi niniejszej rozprawy, dlatego też obszerny zbiór wyrażen analitycznych [55, 56] służących do wyznaczenia parametrów elektrycznych tej struktury, z tych samych przyczyn co dla pojedynczej linii mikropaskowej, zawarto w rozdziale A. Należy nadmienić, iż poza zastosowanym, w niniejszej rozprawie, opisem sprzężonych linii mikropaskowych, w literaturze istnieje jeszcze wiele innych sformułowań charakteryzujących rozważaną strukturę, na przykład [33, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63].

Sprzężone symetryczne linie paskowe

Parę jednakowych sprzężonych linii paskowych przedstawia Rysunek 3.4.

Charakterystyka właściwości elektrycznych rozważanej struktury (podobnie jak w przypadku sprzężonych linii mikropaskowych) wymaga znajomości wartości impedancji charakterystycznych linii przy pobudzeniu parzystym (Z_{0e}) oraz przy



Rysunek 3.4: Struktura pary sprzężonych linii paskowych.

pobudzeniu nieparzystym (Z_{0o}), jak również całkowitych strat przy obu pobudzeniach [64]. Z uwagi na to, że linia paskowa jest jednorodną linią transmisyjną, zatem podstawowe rodzaje fal rozchodzących się w strukturze pary sprzężonych linii paskowych są rodzajami TEM. Stąd, prędkości fazowe obu rodzajów (parzystego i nieparzystego) są równe, określone wyrażeniem na prędkość fali TEM w jednorodnym dielektryku:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.14)$$

gdzie ϵ_r jest względną przenikalnością dielektryczną podłoża, a c - prędkością światła.

Impedancje charakterystyczne dla rodzaju parzystego i nieparzystego, przy założeniu nieskończenie cienkich metalizacji pasków ($T = 0$) określają poniższe wyrażenia [35]:

$$Z_{0e} = \frac{30\pi K(k'_e)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_e)} \quad (3.15)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi K(k'_o)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_o)} \quad (3.16)$$

gdzie wielkości $K(k')/K(k)$ definiują wzory (3.3) oraz (3.4), natomiast

$$k_e = \operatorname{tgh}\left(\frac{\pi w}{2h}\right) \operatorname{tgh}\left(\frac{\pi w + s}{2h}\right); \quad k'_e = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (3.17)$$

$$k_o = \operatorname{tgh}\left(\frac{\pi w}{2h}\right) \operatorname{ctgh}\left(\frac{\pi w + s}{2h}\right); \quad k'_o = \sqrt{1 - k_o^2} \quad (3.18)$$

Całkowite straty w sprzężonych liniach paskowych stanowią sumę strat dielektrycznych oraz strat przewodnictwa prądu w metalowych paskach linii. Straty

dielektryczne można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$\alpha_d^e = \alpha_d^o = 27.3\sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{\operatorname{tg} \delta}{\lambda_0} \right) \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (3.19)$$

natomiast straty przewodnictwa opisują równania [65]:

$$\begin{aligned} \alpha_c^e = & \frac{0.0231R_s\sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(h-T)} \left\{ 60\pi + Z_{0e}\sqrt{\epsilon_r} \right. \\ & \left(1 - \frac{A_e}{\pi} \left(\ln \frac{2h-T}{h-T} + 0.5 \ln \frac{t(2h-T)}{(h-T)^2} \right) + \right. \\ & \left. \left. + C_f \frac{1+s/h}{4 \ln 2} \frac{\operatorname{sech}^2 \Theta}{1 + \operatorname{tgh} \Theta} \right) \right\} \left[\frac{dB}{m} \right] \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} \alpha_c^o = & \frac{0.0231R_s\sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(h-T)} \left\{ 60\pi + Z_{0o}\sqrt{\epsilon_r} \right. \\ & \left(1 - \frac{A_o}{\pi} \left(\ln \frac{2h-T}{h-T} + 0.5 \ln \frac{t(2h-T)}{(h-T)^2} \right) - \right. \\ & \left. \left. - C_f \frac{1+s/h}{4 \ln 2} \frac{\operatorname{cosech}^2 \Theta}{1 + \operatorname{ctgh} \Theta} \right) \right\} \left[\frac{dB}{m} \right] \end{aligned} \quad (3.21)$$

gdzie:

$$A_e = 1 + \frac{\ln(1 + \operatorname{tgh} \Theta)}{\ln 2} \quad (3.22)$$

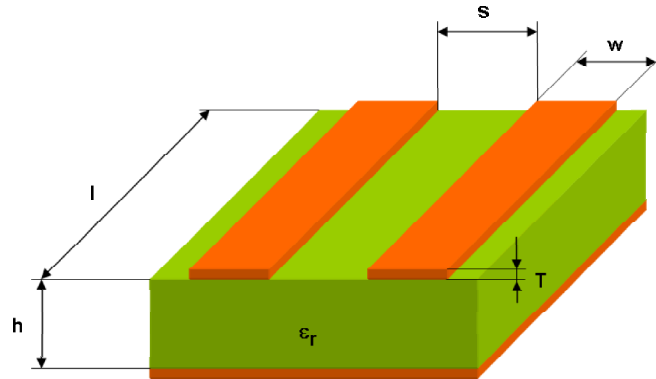
$$A_o = 1 + \frac{\ln(1 + \operatorname{ctgh} \Theta)}{\ln 2} \quad (3.23)$$

$$\Theta = \frac{\pi s}{2h} \quad (3.24)$$

$$C_f \frac{T}{h} = 2 \ln \left(\frac{2h-T}{h-T} \right) - \frac{T}{h} \ln \left[\frac{t(2h-T)}{(h-T)^2} \right] \quad (3.25)$$

3.2 Charakterystyka zastosowanego układu

Strukturę geometryczną sprzężonych linii mikropaskowych przedstawia Rys. 3.5, zaś schemat zastępczy połączeń zamieszczony jest na Rys. 3.6. Struktura trans-



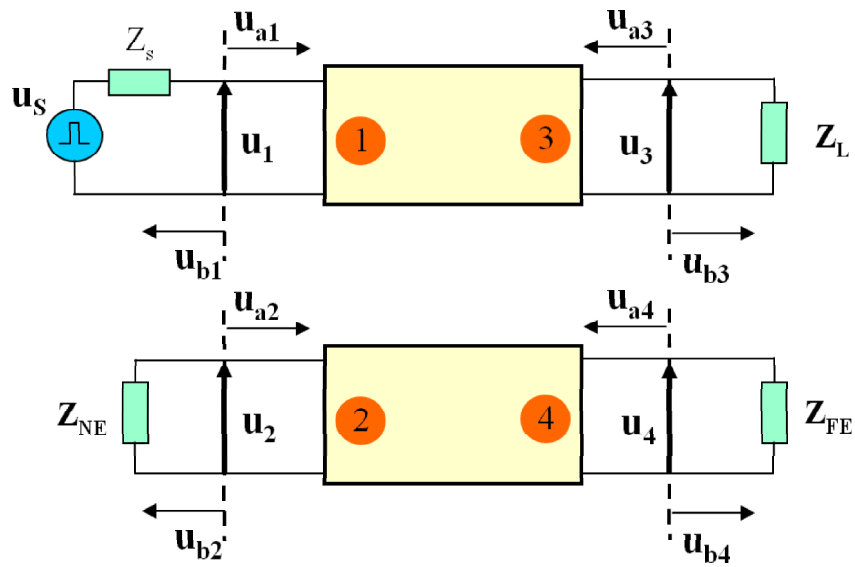
Rysunek 3.5: Struktura geometryczna układu dwóch, krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych.

misyjna składa się z dwóch równoległych, sprzężonych linii mikropaskowych o identycznych: szerokości w i długości l , odstępem pomiędzy ścieżkami s oraz grubości metalizacji T . Podłożem jest dielektryk o przenikalności elektrycznej ϵ_r i grubości h . Jeden z końców toru transmisyjnego - sygnałowego (wrota oznaczone numerem 1, Rys. 3.6), połączony jest ze źródłem sygnału, które generuje przebieg czasowy w formie prostokątnych impulsów napięciowych. Drugi z końców (wrota oznaczone numerem 3) zakończony jest elementem nieliniowym¹. Linia sprzężona do toru transmisyjnego (pasywna) na obu końcach (wrota oznaczone numerem 2 - tzw. *koniec bliski*, ang.: *near-end*, NE oraz wrota oznaczone numerem 4 - tzw. *koniec daleki*, ang.: *far-end*, FE) obciążona jest impedancjami liniowymi. Ścieżka sygnałowa stanowi źródło zakłóceń, natomiast ścieżka pasywna pełni rolę odbiornika interferencji pochodzących od pobudzanego toru.

Każda z części analizowanego obwodu charakteryzowana jest w inny sposób. Układ linii transmisyjnych traktowany jest jako struktura o stałych rozłożonych, opisana w dziedzinie częstotliwości za pomocą macierzy rozporoszenia \mathbf{S} . Element nieliniowy reprezentowany jest bądź przez dyskretny zbiór próbek (wartości pomiarowe lub uzyskane w oparciu o symulacje) lub, jeżeli jest to możliwe, opis matematyczny przedstawiający charakterystykę prądowo-napięciową.

Do opisu układu linii transmisyjnych wykorzystano zestaw równań zaprezentowanych przez M. Kirschninga i R. H. Jansena w pracy [55, 56]. Znalazły one szerokie zastosowanie w algorytmach komputerowego wspomaganie projektowania układów. Na podstawie tych równań, można wyznaczyć impedancje charakte-

¹Mozliwe jest również zastąpienie elementu nieliniowego elementem lub układem elementów liniowych.



Rysunek 3.6: Schemat zastępczy.

rystyczne oraz efektywne stałe dielektryczne rodzaju parzystego i nieparzystego dwóch równoległych sprzężonych linii mikropaskowych. Zakres częstotliwości, dla których aproksymacja ta jest obciążona błędem mniejszym niż 2,5% sięga aż do fal milimetrowych. Pełniejszy opis zastosowanego modelu struktury transmisyjnej został zawarty w rozdziale A.

3.3 Opis metody

3.3.1 Wprowadzenie do zagadnienia

Termin szeregów Voltery został wprowadzony przez hiszpańskiego matematyka Vito Volterra w [11]. Rozważmy układ "słabo" nieliniowy przedstawiony na Rys. 3.7. Układ ten zawiera zarówno elementy liniowe jak i nieliniowe, gdzie elemen-



Rysunek 3.7: Model układu o małej nieliniowości dla potrzeb analizy metodą szeregów Voltery. W modelowanym układzie mogą występować impedancje zespolone, których zarówno część rzeczywista jak i urojona są nieliniowe.

ty liniowe charakteryzowane są w dziedzinie częstotliwości poprzez odpowiednie transmitancje, natomiast elementy nieliniowe reprezentowane są za pomocą szeregu potęgowego, a dokładniej szeregu Taylora. Szeregi Voltery, jak to zostanie pokazane w dalszej kolejności, stanowią swego rodzaju superpozycje tych dwóch opisów, co w efekcie umożliwia wyznaczenie odpowiedzi $\mathbf{y}(t)$ systemu lub układu nieliniowego na zadane pobudzenie $\mathbf{x}(t)$. Obecnie metodę szeregów Voltery stosuje się między innymi do analizy filtrów nieliniowych ([66, 67, 68]), wzmacniaczy tranzystorowych i innych układów o małych nieliniowościach, jak również w technikach linearyzacji mikrofalowych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy ([69, 70, 71, 72, 73, 74]).

3.3.2 Szeregi Voltery

Odpowiedź układu liniowego $\mathbf{y}(t)$ na pobudzenie $\mathbf{x}(t)$ może być wyrażona za pomocą operacji splotu [75] tj.:

$$\mathbf{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau \quad (3.26)$$

gdzie $\mathbf{h}(t)$ jest odpowiedzią impulsową układu na pobudzenie w postaci impulsu delty Dirac'a, który to posiada własność opisaną relacją:

$$\mathbf{f}(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}(t) \delta(t - t_0) dt \quad (3.27)$$

Niestety równanie (3.26) sprawdza się tylko w odniesieniu do systemów i układów liniowych.

Sytemy lub układy nieliniowe bez tzw. *efektów pamięciowych* (ang.: *memory effects*)² z powodzeniem można opisać za pomocą szeregów Taylor'a [76, 77, 78]:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{a}_n [\mathbf{x}(t)]^n \quad (3.28)$$

gdzie $\mathbf{x}(t)$ oraz $\mathbf{y}(t)$ są odpowiednio sygnałem wejściowym i wyjściowym, natomiast wyrażenie \mathbf{a}_n jest współczynnikiem szeregu Taylora.

Norbert Wiener w pracach [79, 80] rozszerzył zastosowanie zapisu (3.26) i wykorzystał własności operacji splotu wraz z opisem Volterry zawartym w pracy [11] do analizy układów nieliniowych. Wiener zaproponował, że odpowiedź układów o małych nieliniowościach na pobudzenie niewielkimi sygnałami można opisać za pomocą szeregu funkcyjnego postaci:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) = & \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_1(\tau_1) \mathbf{x}(t - \tau_1) d\tau_1 \\ & + \iint_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_2(\tau_1, \tau_2) \mathbf{x}(t - \tau_1) \mathbf{x}(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\ & + \iiint_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \mathbf{x}(t - \tau_1) \mathbf{x}(t - \tau_2) \\ & \cdot \mathbf{x}(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots \end{aligned} \quad (3.29)$$

W zapisie (3.29), wielowymiarowa funkcja $\mathbf{h}_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ nosi nazwę *jądra n -tego rzędu* lub *n -tego rzędu nieliniowej odpowiedzi impulsowej*. Tak jak transmitancja układu liniowego, opisana w dziedzinie częstotliwości przez $\mathbf{H}(j\omega)$, jest transformatą Fouriera funkcji $\mathbf{h}(t)$, tak też transmitancja układu nieliniowego postaci $\mathbf{H}_n(j\omega_1, j\omega_2, \dots, j\omega_n)$ jest n -wymiarową transformatą Fouriera funkcji $\mathbf{h}_n(t_1, t_2, \dots, t_n)$. Pobudzenie $\mathbf{x}(t)$ może mieć postać jakiegokolwiek skończonego sygnału napięciowego lub prądowego o niewielkiej amplitudzie.

Szeregi Volterry łączą w sobie oba wyrażenia (3.26) i (3.28), a tym samym pozwalają na opisanie układu nieliniowego z pamięcią.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) = & \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \mathbf{x}(t - \tau_1) \\ & \dots \mathbf{x}(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \end{aligned} \quad (3.30)$$

Analizując zapis (3.30) można zauważyć, że pierwszy wyraz szeregu jest splotem sygnału wejściowego z odpowiedzią impulsową układu nieliniowego. Kolejne elementy są określane jako sploty n -tego rzędu.

Dodatkowo należy nadmienić, iż splot jest operacją jednorodną, zatem posiada własność typu $\mathbf{F}(\Lambda \mathbf{x}) = \Lambda \mathbf{F}(\mathbf{x})$. Stąd też, kolejne jądra szeregu Volterry

²Systemy lub układy, w których występujące chwilowe napięcia i prądy nie zależą od wartości poprzednich napięć lub prądów.

również posiadają tę cechę, czyli spełniają warunek $\mathbf{F}_n(\Lambda \mathbf{x}) = \Lambda \mathbf{F}_n(\mathbf{x})$. Jest to jednorodność stopnia n .

Tak więc dzięki uniwersalnej operacji splotu, analiza układów nieliniowych metodą szeregów Volterry pozwala na wyznaczenie odpowiedzi rozważanego układu. Co więcej, metoda ta uwzględnia sygnały o szerokim widmie częstotliwości.

3.3.3 Wyznaczanie przebiegów czasowych napięć przesłuchów w oparciu o metodę szeregów Volterry

W niniejszym podrozdziale rozważany będzie układ z Rys. 1.1, gdzie \mathbf{Z}_L reprezentuje element nieliniowy. Układ ten, dla potrzeb prezentowanego algorytmu (podobnie do metody HB), podzielono na dwie części: liniową i nieliniową. Część liniowa składa się z pary równoległych sprzężonych linii mikropaskowych wraz z liniowymi obciążeniami ścieżki pasywnej. Elementy te opisane są w dziedzinie częstotliwości za pomocą macierzy rozproszenia $[\mathbf{S}]$ (impedancje \mathbf{Z}_{NE} i \mathbf{Z}_{FE} zawarte są w macierzy rozproszenia). Część nieliniową tj. impedancję nieliniową \mathbf{Z}_L , która jest obciążeniem toru aktywnego, w dziedzinie czasu charakteryzuje szereg Taylor'a postaci:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n [\mathbf{u}(t) - U_0]^n \quad (3.31)$$

Podział ten wydaje się być oczywisty, gdyż dużo łatwiej analizuje się układy liniowe w dziedzinie częstotliwości, zaś układy nieliniowe w dziedzinie czasu.

W celu wyznaczenia całkowitej odpowiedzi rozważanego układu na zadane pobudzenie, zastosowano procedurę iteracji. W pierwszej kolejności obliczana jest odpowiedź części liniowej, która to w kolejnym kroku stanowi pobudzenie dla części nieliniowej. Następnie, odpowiedzią z części nieliniowej pobudzana jest część liniowa itd. Mamy tutaj do czynienia z wielokrotną konwersją zbioru danych pomiędzy dziedziną czasu a dziedziną częstotliwości, co sprawia, że zaimplementowane algorytmy szybkiej transformaty Fouriera (FFT, ang.: *Fast Fourier Transform*, i IFFT, ang.: *Inverse Fast Fourier Transform*), są dość często wykorzystywane. Zważywszy jednak na poziom mocy obliczeniowych, jakimi dysponują współczesne komputery osobiste, nie prowadzi to do istotnego wydłużenia czasu niezbędnego na wykonanie cyklu obliczeń.

Do analizy części liniowej wykorzystano klasyczną teorię obwodów, która prowadzi do opisu za pomocą macierzy rozproszenia:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a} \quad (3.32)$$

gdzie \mathbf{S} jest macierzą rozproszenia, \mathbf{a} wektorem amplitud fal padających oraz \mathbf{b}

wektorem fal odbitych we wrotach rozważanej struktury transmisyjnej.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} & \mathbf{S}_{13} & \mathbf{S}_{14} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} & \mathbf{S}_{23} & \mathbf{S}_{24} \\ \mathbf{S}_{31} & \mathbf{S}_{32} & \mathbf{S}_{33} & \mathbf{S}_{34} \\ \mathbf{S}_{41} & \mathbf{S}_{42} & \mathbf{S}_{43} & \mathbf{S}_{44} \end{bmatrix} \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{a}}_1 \\ \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{a}}_3 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{b}}_1 \\ \tilde{\mathbf{b}}_2 \\ \tilde{\mathbf{b}}_3 \\ \tilde{\mathbf{b}}_4 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Zerowe elementy wektora \mathbf{a} w równaniu (3.33) wskazują na sytuację, w której odpowiednie wrota układu linii transmisyjnych są idealnie dopasowane do impedancji odniesienia \mathbf{Z}_0 . Falę padającą $\tilde{\mathbf{a}}_1$, generowaną przez źródło sygnału można wyrazić w następującej formie:

$$\tilde{\mathbf{a}}_1 = \frac{\tilde{\mathbf{U}}_{in}}{\sqrt{\mathbf{Z}_0}} \quad (3.34)$$

gdzie $\tilde{\mathbf{U}}_{in} = \mathbf{F}(\mathbf{u}_{in}(t))$ jest transformatą Fouriera przebiegu czasowego fali napięciowej źródła, natomiast \mathbf{Z}_0 jest impedancją odniesienia. Element $\tilde{\mathbf{a}}_3$ reprezentuje falę odbitą od nieliniowego obciążenia na dalekim końcu toru transmisyjnego - ścieżki aktywnej (**TP3** patrz Rys. 1.1), którą można wyznaczyć za pomocą poniższego równania:

$$\tilde{\mathbf{a}}_3 = 0.5 \cdot \left[\left(\frac{\tilde{\mathbf{U}}_3}{\sqrt{\mathbf{Z}_0}} \right) - \tilde{\mathbf{I}}_3 \cdot \sqrt{\mathbf{Z}_0} \right] \quad (3.35)$$

gdzie $\tilde{\mathbf{U}}_3$ jest napięciem we wrotach 3, a $\tilde{\mathbf{I}}_3$ jest prądem płynącym przez nieliniową impedancję \mathbf{Z}_L . Zgodnie ze wzorem (3.31), prąd płynący przez nieliniową impedancję obciążenia można zapisać w postaci rozwinięcia n -elementowego szeregu Taylor'a wokół punktu \mathbf{U}_0 .

$$\mathbf{i}_3(t) = \sum_{i=0}^n c_i [\mathbf{u}_3(t) - \mathbf{U}_0]^i \quad (3.36)$$

Należy zwrócić uwagę na to, że $\mathbf{u}_3(t) = \mathbf{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{U}}_3)$ oraz $\tilde{\mathbf{I}}_3 = \mathbf{F}(\mathbf{i}_{in}(t))$. W celu wyznaczenia fali wychodzącej z wrót 4, należy rozwiązać równanie liniowe (3.37).

$$\tilde{\mathbf{b}}_4 = \tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{41} + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{b}}_3) \cdot \mathbf{S}_{43} \quad (3.37)$$

Przekształcając równanie (3.37) do postaci równań iteracyjnych otrzymamy:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{b}}_4 &= \tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{41} + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{31} + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{b}}_3) \cdot \mathbf{S}_{33}) \cdot \mathbf{S}_{43} \\ \tilde{\mathbf{b}}_4 &= \tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{41} \\ &\quad + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{31} + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{a}}_1 \cdot \mathbf{S}_{31} + \tilde{\mathbf{a}}_3(\tilde{\mathbf{b}}_3) \cdot \mathbf{S}_{33}) \cdot \mathbf{S}_{33}) \cdot \mathbf{S}_{43} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Wyrażenie (3.38) można przedstawić w formie (3.26). Ilość wymaganych iteracji - przejść, jest równa rzędowi szeregu Taylor'a, który aproksymuje nieliniową impedancję obciążenia \mathbf{Z}_L z zadowalającą dokładnością.

3.3.4 Rozwinięcie nieliniowej charakterystyki obciążenia w szereg Taylor'a

Aproksymacja charakterystyki nieliniowej obciążenia bezpośrednio wpływa na zbieżność opisywanego algorytmu, a w konsekwencji na dokładność i poprawność wyników symulacji. W celu rozwinięcia charakterystyki nieliniowej w szereg Taylor'a, można wykorzystać dostępne metody aproksymacyjne, umożliwiające znalezienie współczynników wielomianu aproksymującego o uprzednio zadanym rzędzie. Rozważania niniejszego rozdziału oparto o poniższe metody:

- najmniejszych kwadratów (LS, ang.: *Least Squares Method*),
- kwadratu gradientów sprzężonych (CGS, ang.: *Conjugate Gradients Squared Method*),
- quasi-minimalnego residuum (QMR, ang.: *Quasi-Minimal Residual Method*).

Dodatkowo, niezależnie od wymienionych metod uwzględniono również metodę wykorzystującą technikę sieci neuronowych (ANN, ang.: *Neural Network Modeling*), która co prawda "łamie" zależność pomiędzy stopniem wielomianu aproksymującego (liczbą iteracji algorytmu obliczającego czasowe przebiegi napięć przesłuchów) a dokładnością aproksymacji nieliniowej charakterystyki obciążenia, natomiast jest alternatywnym sposobem na ewentualną poprawę zbieżności algorytmu iteracyjnego (obliczającego przesłuchy w układzie sprzężonych linii mikropaskowych) dla silnie nieliniowych charakterystyk elementów obciążenia toru transmisyjnego.

Możliwość wyboru odpowiedniej metody aproksymacji niewątpliwie poszerza spektrum alternatywnych opcji rozwinięcia szeregu Taylor'a wokół punktu, którego dobór bezpośrednio wpływa na zbieżność aproksymacji w pożądanym przedziale charakterystyki nieliniowej. Co więcej, różnorodność metod aproksymacyjnych wprowadza większą swobodę w doborze optymalnego rozwiązania dla zadanej charakterystyki obciążenia nieliniowego, którą niejednokrotnie cechuje zróżnicowany stopień nieliniowości w określonych przedziałach chwilowych wartości amplitudy sygnału pobudzającego.

Metoda najmniejszych kwadratów (*Least Squares Method*)

Jest to jedna z najbardziej rozpowszechnionych metod aproksymacyjnych [81, 82, 83, 84, 85]. Najczęściej stosowana jest $q(x)$ aproksymacja funkcji $f(x)$, przy której całość

$$M = \int_a^b [f(x) - q(x)]^2 dx \quad (3.39)$$

ma wartość najmniejszą. Żądając, by pochodne cząstkowe całki M względem parametrów określających funkcję $\mathbf{q}(\mathbf{x})$ były równe zeru, otrzymuje się układ równań pozwalający znaleźć najlepsze (we wskazanym sensie) wartości tych parametrów. Jeżeli funkcja $\mathbf{q}(\mathbf{x})$ jest postaci wielomianowej (ogólniej kombinacji liniowej pewnych określonych funkcji):

$$\mathbf{q}(\mathbf{x}) = \mathbf{a}_0 \mathbf{q}_0(\mathbf{x}) + \mathbf{a}_1 \mathbf{q}_1(\mathbf{x}) + \dots + \mathbf{a}_n \mathbf{q}_n(\mathbf{x}) \quad (3.40)$$

to dla wyznaczenia współczynników $\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_n$ otrzymujemy układ równań liniowych:

$$\frac{1}{2} \frac{\partial M}{\partial \mathbf{a}_k} = \sum_{i=0}^n \mathbf{a}_i \int_a^b \mathbf{q}_i(\mathbf{x}) \mathbf{q}_k(\mathbf{x}) d\mathbf{x} - \int_a^b \mathbf{f}(\mathbf{x}) \mathbf{q}_k(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = 0 \quad (3.41)$$

gdzie $k = 0, 1, 2, \dots, n$.

Układ ten przybiera postać szczególnie prostą, gdy funkcje $\mathbf{q}_i(\mathbf{x})$ ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) są ortogonalne³ w przedziale (\mathbf{a}, \mathbf{b}) , tj. gdy:

$$\int_a^b \mathbf{q}_i(\mathbf{x}) \mathbf{q}_k(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = 0 \quad \text{dla} \quad i \neq k \quad (3.42)$$

W tym przypadku

$$\mathbf{a}_k = \frac{\int_a^b [\mathbf{q}_k(\mathbf{x})]^2 d\mathbf{x}}{\int_a^b \mathbf{f}(\mathbf{x}) \mathbf{q}_k(\mathbf{x}) d\mathbf{x}} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, n) \quad (3.43)$$

Mając na względzie fakt, iż charakterystykę nieliniową obciążenia stanowi dyskretny zbiór punktów ($i_m = \mathbf{f}(\mathbf{u}_m)$, dla $m = 1, 2, \dots, p$, gdzie p jest liczbą punktów w zbiorze), dla oceny przybliżenia rozważa się różnicę $\mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{q}(\mathbf{x})$ nie dla wszystkich punktów przedziału (\mathbf{a}, \mathbf{b}) , w których należy znaleźć przybliżenie funkcji $\mathbf{f}(\mathbf{x})$, ale tylko dla poszczególnych, z góry obranych punktów $\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_n$. Funkcję $\mathbf{q}(\mathbf{x})$ uważa się za najlepsze przybliżenie funkcji według metody najmniejszych kwadratów, jeśli suma:

$$\mathbf{E} = \sum_{i=0}^n [\mathbf{f}(\mathbf{x}_i) - \mathbf{q}_k(\mathbf{x}_i)]^2 \quad (3.44)$$

ma wartość najmniejszą w porównaniu z innymi funkcjami $\mathbf{q}(\mathbf{x})$, spośród których wybiera się poszukiwane przybliżenie. Jeżeli funkcję $\mathbf{q}(\mathbf{x})$ w zupełności określają parametry $\alpha, \beta, \gamma, \dots$ (współczynniki wielomianu aproksymującego), to najlepsze wartości tych parametrów można znaleźć przez rozwiązanie układu równań:

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \alpha} = 0$$

³Dwie funkcje są *ortogonalne*, gdy ich iloczyn skalarny jest równy zeru.

$$\frac{\partial E}{\partial \beta} = 0 \quad (3.45)$$

$$\frac{\partial E}{\partial \gamma} = 0$$

...

W celu wyznaczenia współczynników wielomianu $q(x)$ (3.46) zadanego stopnia n ,

$$q(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (3.46)$$

w pierwszej kolejności formowana jest kwadratowa macierz *Vandermonde'a* \mathbf{A} postaci [86]:

$$\mathbf{A}_{N \times N} = \begin{bmatrix} 1 & a_1 & a_1^2 & \dots & a_1^{N-1} \\ 1 & a_2 & a_2^2 & \dots & a_2^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & a_N & a_N^2 & \dots & a_N^{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Następnie zapisujemy macierzowy układ równań:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{A}\mathbf{x}_n \quad (3.48)$$

gdzie macierz $\mathbf{A}_{N \times N}$ i wektor \mathbf{y}_n stanowią dane pomiarowe, natomiast \mathbf{x}_n jest poszukiwanym wektorem współczynników wielomianu aproksymującego. Układ równań (3.48) rozwiązuje się stosując metodę rozkładu macierzy \mathbf{A} na iloczyn macierzy \mathbf{QR} , sprowadzając zapis (3.48) do postaci:

$$\mathbf{R}\mathbf{x} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{y} \quad (3.49)$$

gdzie macierz \mathbf{R} jest macierzą trójkątną górną, natomiast \mathbf{Q} jest macierzą ortogonalną, tj.:

$$\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} = \mathbf{I} \quad (3.50)$$

gdzie macierz \mathbf{Q}^T jest macierzą transponowaną macierzy \mathbf{Q} , a macierz \mathbf{I} oznacza macierz jednostkową. Proces rozwiązywania równania (3.49) może polegać na eliminacji kolejnych niewiadomych z równań, zaczynając od równania zawierającego tylko jedną niewiadomą.

Metoda kwadratu gradientów sprzężonych (*Conjugate Gradients Squared Method*)

Metody gradientowe należą do grupy metod iteracyjnych niestacjonarnych⁴. W trakcie procesu iteracyjnego generowane są sekwencje wektorów dla każdej iteracji (tzn. następujące po sobie aproksymacje rozwiązania), wektory błędu (również dla każdej iteracji) oraz wektory kierunków, służące aktualizacji rozwiązania oraz jego błędu dla danej iteracji. Dla każdej iteracji wyznacza się dwa elementy obliczające skalary uaktualniające, które są zdefiniowane w taki sposób, aby pewne warunki ortogonalności były spełnione.

Metoda *kwadratu gradientów sprzężonych* (CGS) [87, 88] jest metodą zbliżoną do metody *podwójnych gradientów sprzężonych* (ang.: *Bi-Conjugate Gradients*, BCG) [89], zaś różni się nieco od podstawowej metody *gradientów sprzężonych* (ang.: *Conjugate Gradients*, CG) [90].

Założmy, że macierz $\mathbf{A}_{N \times N}$ jest macierzą *nieosobliwą*⁵ oraz $\mathbf{Ax} = \mathbf{y}$ (patrz 3.48) jest układem, którego rozwiązania poszukujemy. Ponadto, wektor \mathbf{x}_0 jest wektorem wyjściowym (początkowym przybliżeniem) rozwiązania \mathbf{x} , natomiast wektor $\tilde{\mathbf{r}}_0$ odpowiednio dobranym wektorem, wówczas algorytm CGS można przedstawić w postaci:

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{r}_0 := \mathbf{y} - \mathbf{Ax}_0; \\
 & \mathbf{q}_0 := \mathbf{p}_{-1} := \mathbf{0}; \quad \rho_{-1} := 1; \\
 & \mathbf{n} := 0; \\
 & \text{dopóki } \text{błqd} > \text{tolerancja} \\
 & (\\
 & \quad \rho_n := \tilde{\mathbf{r}}_0^T \mathbf{r}_n; \quad \beta_n := \frac{\rho_n}{\rho_{n-1}}; \\
 & \quad \mathbf{u}_n := \mathbf{r}_n + \beta_n \mathbf{q}_n; \\
 & \quad \mathbf{p}_n := \mathbf{u}_n + \beta_n (\mathbf{q}_n \beta_n \mathbf{p}_{n-1}); \\
 & \quad \mathbf{v}_n := \mathbf{Ap}_n; \\
 & \quad \sigma_n := \tilde{\mathbf{r}}_0^T \mathbf{v}_n; \quad \alpha_n := \frac{\rho_n}{\sigma_n}; \\
 & \quad \mathbf{q}_{n+1} := \mathbf{u}_n - \alpha_n \mathbf{v}_n; \\
 & \quad \mathbf{r}_{n+1} := \mathbf{r}_n - \alpha_n \mathbf{A}(\mathbf{u}_n + \mathbf{q}_{n+1}); \\
 & \quad \mathbf{x}_{n+1} := \mathbf{x}_n + \alpha_n (\mathbf{u}_n + \mathbf{q}_{n+1}); \\
 & \quad \mathbf{n} := \mathbf{n} + 1; \\
 &)
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

gdzie $\tilde{\mathbf{r}}_0 = \Phi(\mathbf{A})\mathbf{r}_0$, $\mathbf{q}_n = \Theta(\mathbf{A})\mathbf{r}_0$ oraz $\mathbf{p}_n = \Psi(\mathbf{A})\mathbf{r}_0$ dla wszystkich \mathbf{n} , natomiast Φ , Θ i Ψ są wielomianową reprezentacją macierzy \mathbf{A} . Z uwagi na to, że $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y} - \mathbf{Ax}_0$ i $\mathbf{r}_{n+1} - \mathbf{r}_n = \mathbf{A}(\mathbf{x}_n - \mathbf{x}_{n+1})$ dla wszystkich \mathbf{n} , gdzie

⁴Niestacjonarne metody iteracyjne zalicza się do grupy metod podprzestrzeni Kryłowa, związanej z sekwencją wektorów ortogonalnych.

⁵Macierz kwadratową nazywamy *osobliwą*, wówczas gdy jej wyznacznik jest równy zeru. W przeciwnym wypadku jest to macierz *nieosobliwa*.

$\mathbf{r}_n = \mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{x}_n$, stąd algorytm (3.51) przedstawia iteracje \mathbf{x}_n , których wektory błędu spełniają warunek:

$$\mathbf{r}_n = \phi_n^2(\mathbf{A})\mathbf{r}_0 \quad (3.52)$$

gdzie ϕ jest wielomianem stopnia mniejszego lub równego n .

Metoda quasi-minimalnego residuum (*Quasi-Minimal Residual Method*)

Metoda *quasi-minimalnego residuum* (QMR) [91] wywodzi się z metody BCG i jest głównie dedykowana rozwiązywaniu dużych systemów macierzy rzadkich w układzie równań:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} \quad (3.53)$$

gdzie macierz \mathbf{A} jest nieosobliwą macierzą *niehermitowska*⁶ o rozmiarze $N \times N$. W celu generacji wektorów podstawowych dla *podprzestrzeni Kryłowa*⁷ utworzonej z macierzy \mathbf{A} , metoda QMR wykorzystuje odmianę "look-ahead" niesymetrycznego procesu *Lanczos'a* [92, 93, 94, 95], który generuje dwie sekwencje wektorów $\mathbf{v}_n \in \mathbb{C}^N$ i $\mathbf{w}_n \in \mathbb{C}^N$ dla $n = 1, 2, \dots$ (*wektory Lanczos'a*), spełniające warunek:

$$\text{span}\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n\} = \mathbf{K}_n(\mathbf{v}_1, \mathbf{A}) \quad (3.54)$$

$$\text{span}\{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_n\} = \mathbf{K}_n(\mathbf{w}_1, \mathbf{A}^T)$$

oraz

$$\mathbf{w}_j^T \mathbf{v}_l = \begin{cases} 0 & \text{jeżeli } j \neq l \\ \mathbf{d}_j \neq 0 & \text{jeżeli } j = l \end{cases} \quad (3.55)$$

gdzie \mathbf{v}_1 i \mathbf{w}_1 są niezerowymi wektorami początkowymi takimi, że

$$\|\mathbf{v}_1\| = \|\mathbf{w}_1\| = 1 \quad (3.56)$$

Dla każdego $n = 1, 2, \dots$ wektory Lanczos'a można pogrupować w $\mathbf{k} = \mathbf{k}(n)$ bloki tj.:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_l &= [\mathbf{v}_{n_l} \quad \mathbf{v}_{n_l+1} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{n_{l+1}-1}] \\ \mathbf{W}_l &= [\mathbf{w}_{n_l} \quad \mathbf{w}_{n_l+1} \quad \dots \quad \mathbf{w}_{n_{l+1}-1}] \\ l &= 1, 2, \dots, \mathbf{k} - 1 \\ \mathbf{V}_k &= [\mathbf{v}_{n_k} \quad \mathbf{v}_{n_k+1} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{n_{k+1}-1}] \\ \mathbf{W}_k &= [\mathbf{w}_{n_k} \quad \mathbf{w}_{n_k+1} \quad \dots \quad \mathbf{w}_{n_{k+1}-1}] \end{aligned} \quad (3.57)$$

⁶Macierz hermitowska \mathbf{A} jest macierzą kwadratową o elementach zespolonych, które dla dowolnej pary indeksów i, j spełniają równość $a_{ij} = a_{ji}^*$, tzn. jest to macierz równa swojej macierzy transponowanej i sprzężonej.

⁷Podprzestrzeń Kryłowa $\mathbf{K}_n(\mathbf{c}, \mathbf{A}) = \text{span}\{\mathbf{c}, \mathbf{A}\mathbf{c}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{c}\}$, gdzie \mathbf{K}_n jest n -tą podprzestrzenią Kryłowa w zbiorze \mathbb{C}^N , generowaną przez wektory $\mathbf{c} \in \mathbb{C}^N$ i macierz $\mathbf{A}_{N \times N}$.

gdzie $\mathbf{1} = n_1 < n_2, \dots, n_l < \dots < n_k \leq n < n_{k+1}$. Bloki te są skonstruowane w taki sposób, iż (3.55) można zapisać następująco:

$$\mathbf{W}_j^T \mathbf{V}_l = \begin{cases} \mathbf{0} & \text{jeżeli } j \neq l \\ \mathbf{D}_l \neq \mathbf{0} & \text{jeżeli } j = l \end{cases} \text{ dla } j, l = 1, 2, \dots, k$$

gdzie \mathbf{D}_l jest macierzą nieosobliwą, $l = 1, 2, \dots, k - 1$ oraz \mathbf{D}_k jest macierzą nieosobliwą, jeżeli $n = n_{k+1} - 1$.

Wprowadzając notacje

$$\mathbf{V}^{(n)} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_n] \Rightarrow (= [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2 \ \dots \ \mathbf{V}_k]) \quad (3.58)$$

$$\mathbf{W}^{(n)} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_n] \Rightarrow (= [\mathbf{W}_1 \ \mathbf{W}_2 \ \dots \ \mathbf{W}_k]) \quad (3.59)$$

stąd, na podstawie (3.55) otrzymujemy

$$\mathbf{K}_n(\mathbf{v}_1, \mathbf{A}) = \left\{ \mathbf{V}^{(n)} z \mid z \in \mathbb{C}^n \right\} \quad (3.60)$$

$$\mathbf{K}_n(\mathbf{w}_1, \mathbf{A}^T) = \left\{ \mathbf{W}^{(n)} z \mid z \in \mathbb{C}^n \right\}$$

Zakładając, że początkowy wektor $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{C}^N$ dokładnego rozwiązania $\mathbf{A}^{-1}\mathbf{y}$ równania (3.53), wówczas iteracje \mathbf{x}_n , $n = 1, 2, \dots$ metody QMR mają postać:

$$\mathbf{x}_n \in \mathbf{x}_0 + \mathbf{K}_n(\mathbf{r}_0, \mathbf{A}) \quad (3.61)$$

Podstawową strukturę algorytmu QMR można zawrzeć w następujących krokach:

- 0) Wybierz $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{C}^N$ oraz zbiór $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{x}_0$, $\rho_0 = \|\mathbf{r}_0\|$, $\mathbf{v}_1 = \mathbf{r}_0/\rho_0$;
Wybierz $\mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^N$, gdzie $\|\mathbf{w}_1\| = 1$;

Dla $n = 1, 2, \dots$:

- 1) Przeprowadź obliczenia n iteracji "look-ahead" algorytmu Lanczos'a [95]. W wyniku tej operacji otrzymamy macierze $\mathbf{V}^{(n)}$, $\mathbf{V}^{(n+1)}$, $\mathbf{H}_e^{(n)}$, spełniające warunek $\mathbf{A}\mathbf{V}^{(n)} = \mathbf{V}^{(n+1)}\mathbf{H}_e^{(n)}$, gdzie:

$$\mathbf{H}_e^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(n)} \\ \rho_{n+1} (\mathbf{e}_n^{(n)})^T \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}_n^{(n)} = [0 \ \dots \ 1]^T \in \mathbb{R}^n \quad (3.62)$$

natomiast $\mathbf{H}^{(n)}$ jest górną macierzą *Hessenberg'a* o subdiagonalnych elementach $\rho_j > 0$, $j = 2, 3, \dots, n$.

2) Zaktualizuj rozkład \mathbf{QR} iloczynu macierzy $\mathbf{\Omega}^{(n)}\mathbf{H}^{(n)}$ oraz wektora

$$\mathbf{t}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \vdots \\ \tau_n \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Macierz $\mathbf{\Omega}^{(n)}$ jest macierzą skalującą, taką że:

$$\mathbf{\Omega}^{(n)}\mathbf{H}^{(n)} = (\mathbf{I}^{(n)})^H \begin{bmatrix} \mathbf{R}^{(n)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

gdzie $\mathbf{I}^{(n)}$ jest macierzą jednostkową o rozmiarze $(n+1) \times (n+1)$, natomiast $\mathbf{R}^{(n)}$ jest macierzą nieosobliwą trójkątną górną o rozmiarze $n \times n$.

3) Oblicz

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_0 + \mathbf{V}^{(n)} (\mathbf{R}^{(n)})^{-1} \mathbf{t}^{(n)} \quad (3.65)$$

4) Jeżeli \mathbf{x}_n osiągnął zbieżność przerwij obliczenia.

Metoda iteracyjna quasi-minimalnego residuum łączy w sobie dwie niezmiernie ważne dla tego typu metod własności, mianowicie posiada cechę minimalizacji podprzestrzeni Kryłowa utworzonych przez macierz \mathbf{A} oraz wymaga niewielkich mocy obliczeniowych przy równie nieznaczej alokacji pamięci. Ponadto, QMR w porównaniu np. do BCG, czy też CG wykazuje mniejszą podatność na numeryczną niestabilność procesu iteracyjnego lub jego przerwanie, spowodowane np. dzieleniem przez zero.

Metoda oparta na technice sztucznych sieci neuronowych (ang.: *Artificial Neural Network Modeling*)

Sztuczne sieci neuronowe (ANN) jest to aparat matematyczny, którego inspiracją u samego początku, jak i również w czasach obecnych, są badania mózgu ludzkiego oraz próby związane z modelowaniem jego działania. Ogólnie można powiedzieć, iż sieć neuronowa jest pewnego rodzaju systemem przetwarzania informacji lub modelowania zjawisk - relacji wejście-wyjście (na drodze procesu zwanego uczeniem lub treningiem), których sformalizowany opis matematyczny nie jest znany (lub jest bardzo skomplikowany i wymaga ogromnych nakładów obliczeniowych), natomiast znana jest odpowiedź modelowanego zjawiska na zadane pobudzenie. Proces uczenia sieci polega na wielokrotnej ekspozycji zbioru danych typu pobudzenie-odpowiedź i stosownej modyfikacji zmiennych parametrów układu sieci neuronowej, tak aby błąd pomiędzy odpowiedzią sieci neuronowej na zadane pobudzenie a zbiorem danych treningowych był jak najmniejszy.

Sieć neuronowa jest bardzo uproszczonym modelem mózgu. Składa się z co najmniej dwóch "fizycznych" elementów, tj. elementu przetwarzającego informację *neuronu*⁸ oraz połączeń pomiędzy neuronami. Każde połączenie posiada parametr (tzw. wagę) modyfikowany w trakcie procesu uczenia. Każdy neuron odbiera pobudzenie od sąsiedniego neuronu, który jest z nim połączony, następnie przetwarza ją i generuje odpowiedź. Neurony, które odbierają informacje spoza sieci (tj. nie od neuronów wewnątrz sieci) są *neuronami wejściowymi*. Analogicznie, neurony, których odpowiedź wychodzi poza sieć nazywane są *neuronami wyjściowymi*. Ponadto, neurony, których wejścia i wyjścia połączone są odpowiednio z wyjściami i wejściami innych neuronów nazywane są *neuronami ukrytymi*. Istnieje wiele różnych sposobów łączenia neuronów w sieci. Również same konstrukcje sieci mogą być zbudowane w oparciu o różne elementy przetwarzające - neurony. W wielu wypadkach strukturę sieci determinuje modelowane zagadnienie, stąd istnieje wiele różnorodnych konstrukcji takich, jak MLP (ang.: *multilayer perceptrons*), RBF (ang.: *radial basis function networks*), SOM (ang.: *self-organizing maps*), czy sieci rekurencyjne, dedykowanych np.: procesom kontroli [96], zagadnieniom telekomunikacyjnym [97], biomedycynie [98], czy rozpoznawaniu obrazów [99]. Sieci neuronowe cieszą się również dużą popularnością w projektowaniu układów radiowych oraz mikrofalowych, o czym świadczy szeroki zakres prac dostępnych w literaturze, spośród których tylko niewielką część stanowią prace [100, 101, 102, 103, 104, 105, 106].

Niech n i m reprezentują odpowiednio liczbę neuronów wejściowych i wyjściowych sieci neuronowej, natomiast \mathbf{x} będzie wektorem pobudzającym, zaś \mathbf{y} wektorem zawierającym odpowiedź neuronów wyjściowych na pobudzenie \mathbf{x} . Ponadto, wektor \mathbf{W} zawiera wagi połączeń pomiędzy neuronami w strukturze ANN. Matematyczny zapis sieci neuronowej można przedstawić następująco:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}(\mathbf{x}, \mathbf{W}) \quad (3.66)$$

W celu zilustrowania powyższego zapisu rozważmy model ANN linii paskowej z Rysunku 3.2. Wektory wejściowe i wyjściowe, w zależności od potrzeb, zawierają odpowiednie informacje:

$$\mathbf{x}^{(k)} = [l \quad \mathbf{w} \quad \mathbf{T} \quad \epsilon_r \quad \mathbf{f}] \quad (3.67)$$

$$\mathbf{y}^{(k)} = [\mathbf{Re}(\mathbf{S}_{11}) \quad \mathbf{Im}(\mathbf{S}_{11}) \quad \mathbf{Re}(\mathbf{S}_{21}) \quad \mathbf{Im}(\mathbf{S}_{21})] \quad (3.68)$$

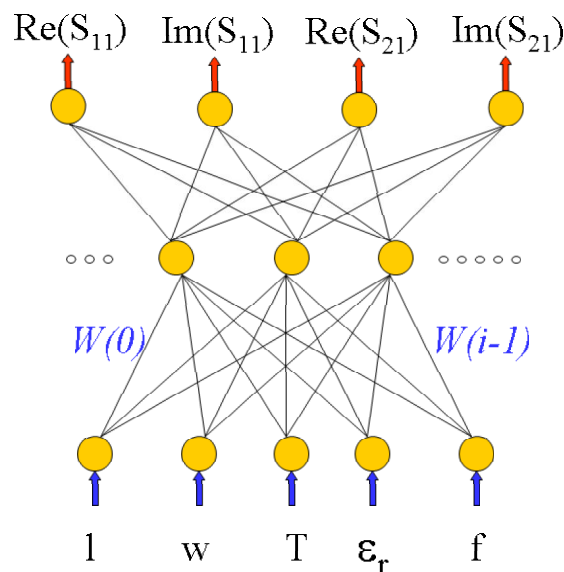
$$\mathbf{k} = 1, 2, \dots, K$$

gdzie K - liczba próbek w zbiorze danych treningowych, l - długość paska, \mathbf{w} - szerokość paska, \mathbf{T} - grubość metalizacji, ϵ_r - względna przenikalność elektryczna podłoża, \mathbf{f} - częstotliwość. Wektor wyjściowy \mathbf{y} składa się z części rzeczywistej

⁸Neuron (w ujęciu biologicznym) jest podstawową jednostką morfologiczną i czynnościową układu nerwowego, złożoną z ciała komórki i nitkowatych wypustek, mającą zdolność wytwarzania i przewodzenia impulsów nerwowych.

i urojonej parametrów rozproszenia linii paskowej. Wówczas model ANN linii paskowej będzie reprezentował relacje $\mathbf{y} = \mathbf{f}(\mathbf{x})$, gdy zostanie poddany procesowi uczenia - treningu, w oparciu o zbiór danych treningowych (\mathbf{x}, \mathbf{y}) . W trakcie procesu uczenia zostają określone wartości wag wewnętrznych połączeń, tak aby wartości generowane przez model ANN odpowiadały wartościom ze zbioru danych treningowych.

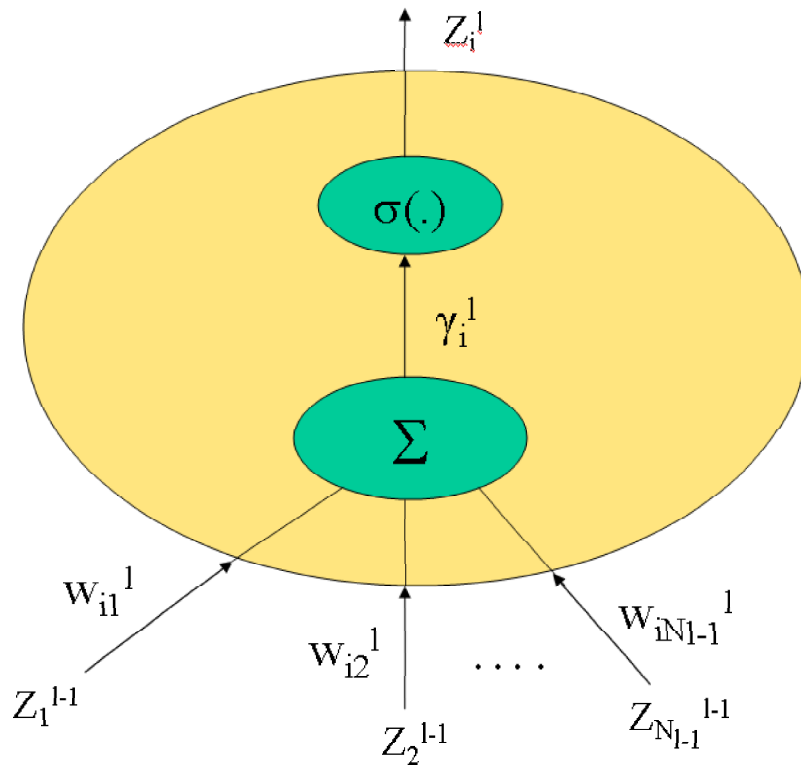
Dla potrzeb niniejszej pracy, technikę sieci neuronowych zastosowano do procesu aproksymacji charakterystyki nieliniowej. W tym wypadku zarówno wektor wejściowy, jak i wyjściowy posiadają po jednym elemencie tj.: $\mathbf{x} = [\mathbf{U}]$ i $\mathbf{y} = [\mathbf{I}]$. Do budowy modelu ANN wykorzystano najbardziej popularną strukturę MLP - wielowarstwowy układ perceptronów, należąca do sieci klasy *feedforward*. W strukturze MLP neurony ułożone są w warstwy. Pierwsza i ostatnia warstwa nazywają się odpowiednio *warstwą wejściową* i *warstwą wyjściową*. Warstwy pomiędzy nimi (jeżeli takie występują), nazywają się *warstwami ukrytymi*. Typową strukturę MLP przedstawia Rysunek 3.8, natomiast budowę wewnętrzną pojedynczego neuronu - perceptronu ilustruje Rysunek 3.9.



Rysunek 3.8: Struktura MLP.

Informacje przechodzące przez pojedynczy neuron podlegają odpowiedniej obróbce. W pierwszej kolejności "sygnały" (\mathbf{z}_j^{l-1}) pochodzące z warstwy poprzedniej są mnożone przez odpowiednie wagi połączeń (\mathbf{W}_{ij}^l), a następnie produkty tej operacji są sumowane tworząc sumę ważoną γ .

$$\gamma_i^l = \sum_{j=1}^{N_{l-1}} \mathbf{w}_{ij}^l \mathbf{z}_j^{l-1} \quad (3.69)$$



Rysunek 3.9: Struktura wewnętrzna neuronu.

W dalszej kolejności γ przechodzi przez funkcję aktywującą $\sigma(\cdot)$, która generuje końcową wartość wyjściową - odpowiedź neuronu, stanowiącą pobudzenie dla następnej warstwy lub końcową wartość wyjścia układu sieci neuronowej. Funkcjami aktywującymi mogą być zarówno funkcje liniowe jak i funkcje nieliniowe. Najczęściej spotykanymi nieliniowymi funkcjami aktywującymi są:

- sigmoid

$$\sigma(\gamma) = \frac{1}{1 + e^{-\gamma}} \quad (3.70)$$

- arcus tangens

$$\sigma(\gamma) = \left(\frac{2}{\pi}\right) \arctg(\gamma) \quad (3.71)$$

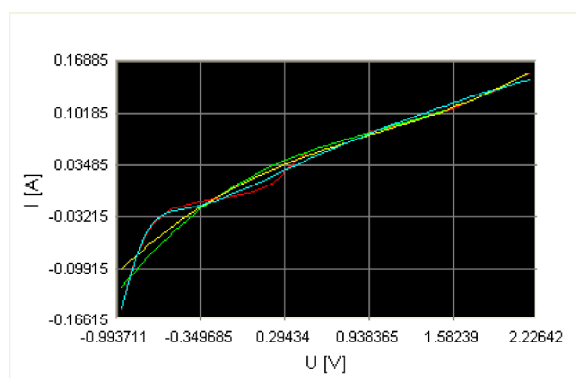
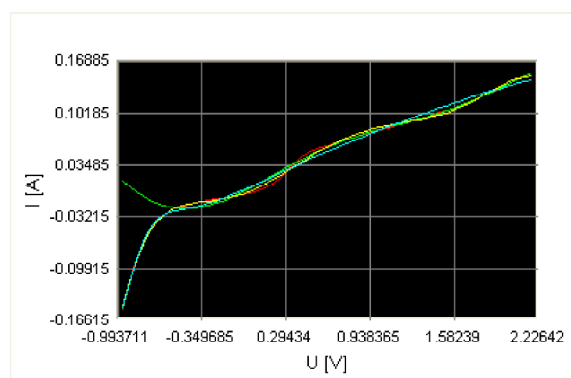
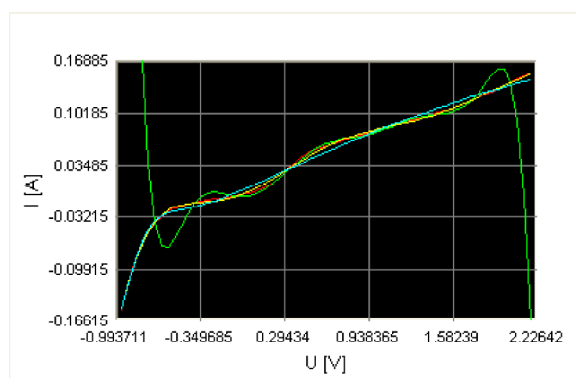
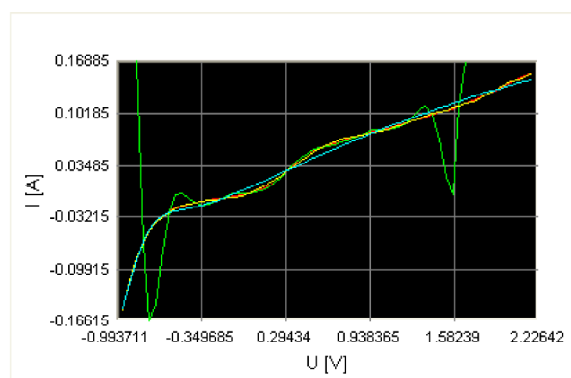
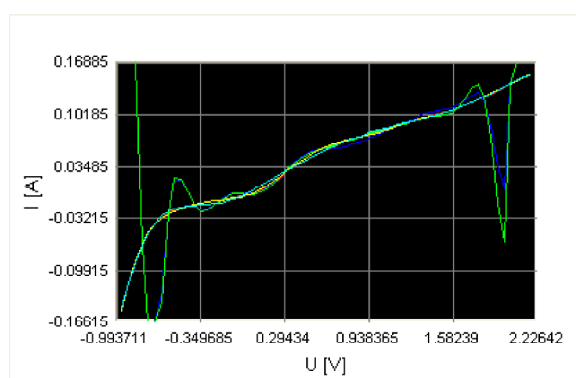
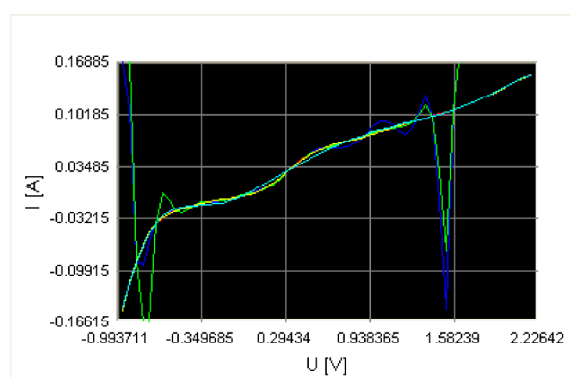
- tangens hiperboliczny

$$\sigma(\gamma) = \frac{(e^\gamma - e^{-\gamma})}{(e^\gamma + e^{-\gamma})} \quad (3.72)$$

Prezentacja rezultatów działania przedstawionych metod aproksymacyjnych na bazie charakterystyki nieliniowej obciążenia Z_L

Błąd aproksymacji bezpośrednio zależy od charakteru nieliniowości, jak również od własności metody aproksymacyjnej. W przypadku "silnych" nieliniowości błąd przybliżenia będzie większy niż dla charakterystyk "łagodniejszych". Na Rysunku 3.10 zaprezentowano aproksymację charakterystyki wyjściowej w stanie wysokim (logiczna "1"-ka na wyjściu), trójstanowego bufora 74ABT125 (Philips).

Jak łatwo można zauważyć, wraz ze wzrostem wyrazów szeregu (n) wzrasta również dokładność aproksymacji charakterystyki nieliniowej, jednak w przypadku metod QMR i CGS mamy również do czynienia z niepożądanym zjawiskiem zawężania obszaru zbieżności, z jednoczesnym wystąpieniem oscylacji poza tym obszarem. Świadczy to o niestabilności obliczeń numerycznych. Najlepszą zbieżność, a tym samym stabilność numeryczną, wykazuje metoda LS. W przypadku sieci neuronowych większą dokładność aproksymacji można bez wątpliwości uzyskać zwiększając liczbę neuronów w warstwie ukrytej lub zmieniając parametry procesu uczenia modelu NN.

(a) $n = 3$ wyrazów szeregu.(b) $n = 6$ wyrazów szeregu.(c) $n = 9$ wyrazów szeregu.(d) $n = 12$ wyrazów szeregu.(e) $n = 14$ wyrazów szeregu.(f) $n = 16$ wyrazów szeregu.

Rysunek 3.10: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej bufora 74ABT125 dla stanu wysokiego (kolor czerwony - dane pomiarowe; granatowy - metoda kwadratu gradientów sprzężonych (CGS); zielony - metoda quasi-minimalnego residuum (QMR); żółty - metoda najmniejszych kwadratów (LS); jasno niebieski - metoda sieci neuronowych (ANN)).

Rozdział 4

Prezentacja wyników obliczeń oraz pomiarów

Rozdział ten przedstawia wyniki obliczeń uzyskane na drodze symulacji oraz porównanie jej rezultatów z wynikami pomiarów dla wybranych konfiguracji układu z Rysunku 1.1. Obciążenie \mathbf{Z}_L reprezentowane jest zarówno przez elementy liniowe jak i elementy o charakterze nieliniowym.

4.1 Konfiguracja z obciążeniem liniowym

W tej części pracy zawarte jest porównanie wyników symulacji z wynikami pomiarów dla obciążenia \mathbf{Z}_L reprezentowanego przez elementy o stałych skupionych lub sieci połączeń złożone z elementów typu rezystor (\mathbf{R}), kondensator (\mathbf{C}) oraz cewka indukcyjna (\mathbf{L}).

Z uwagi na liniowy charakter obciążenia, symulacja rozważanego układu odbywa się bez udziału opisanego wcześniej algorytmu szeregow Volterry ¹([107]), tzn. obliczenia przeprowadzane są jedynie w dziedzinie częstotliwości. Końcowe wyniki, prezentowane w dziedzinie czasu uzyskuje się na drodze odwrotnej transformaty Fouriera (IFFT).

Środowisko pomiarowe składa się z programowalnego źródła impulsów prostokątnych PG5110 (Tektronix), płyty testowej z parą równoległych mikropaskowych linii sprzężonych oraz oscyloskopu próbującego z wysokoimpedancyjną sondą pasywną. Płytę testową charakteryzują następujące parametry: przenikalność elektryczna podłoża $\epsilon_r = 4.4$, szerokość ścieżek $w = 0.254$ mm, odstęp pomiędzy ścieżkami $s = 0.254$ mm, grubość podłoża $h = 1.55$ mm oraz długość linii sprzężonych $l = 200$ mm. Pomiaru dokonano w odpowiednich punktach oznaczonych skrótem TP .

¹W przypadku obciążeń liniowych w torze transmisyjnym algorytm iteracyjny nie bierze udziału w procesie obliczeniowym.

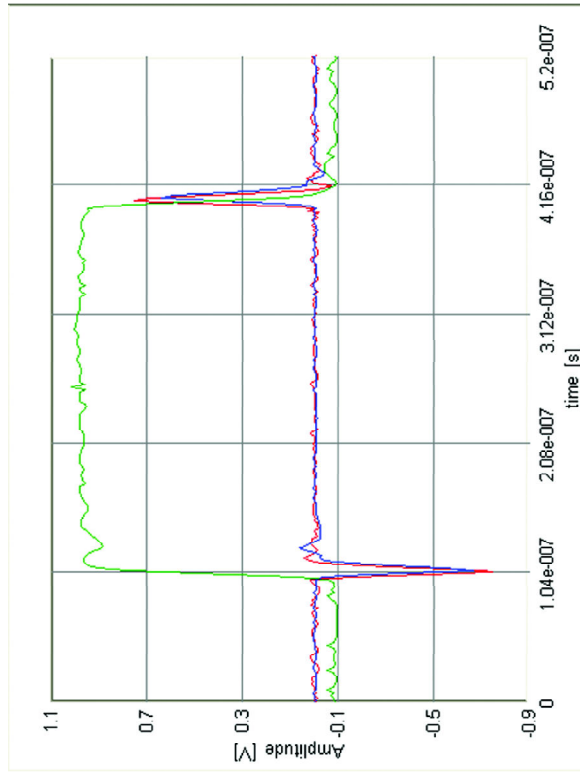
Impedancja charakterystyczna układu linii sprzężonych widziana od strony źródła sygnału równa jest średniej arytmetycznej impedancji dla poszczególnych rodzajów (wartości statyczne impedancji charakterystycznych dla rodzaju parzystego $Z_e = 195 \Omega$ oraz dla rodzaju nieparzystego $Z_o = 72 \Omega$). Oba końce toru sprzężonego zakończono skupionymi elementami pasywnymi o rezystancji równej 50Ω (Z_{NE} , Z_{FE}).

Prezentacja wyników w tym przypadku ogranicza się do następujących typów obciążeń Z_L : rezystancji R , szeregowego połączenia rezystancji i pojemności RC oraz równoległego układu rezonansowego typu RLC . Należy dodać, że źródło napięciowej fali prostokątnej stanowiącej pobudzenie zarówno dla układu pomiarowego oraz dla potrzeb symulacji (zorganizowane w postaci zbioru próbek), charakteryzują następujące parametry: czas narastania $t_r = 6$ ns, czas opadania $t_f = 6$ ns, czas trwania impulsu mierzony na poziomie 50% amplitudy sygnału $t_d = 300$ ns oraz amplituda sygnału $A = 5$ V.

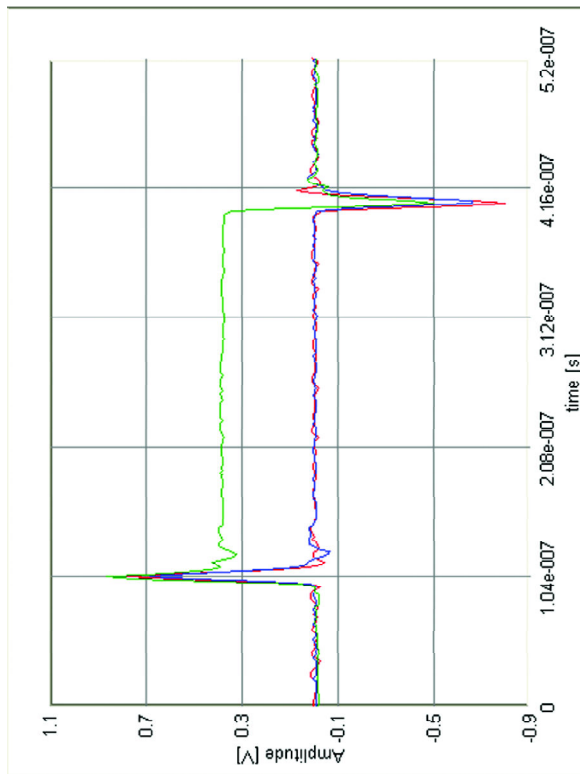
4.1.1 Obciążenie rezystywne

Tor transmisyjny obciążono rezystancją 12Ω . Rysunek 4.1 przedstawia porównanie wyników pomiaru i symulacji dla przesłuchów na dalekim i bliskim końcu układu transmisyjnego.

Jak łatwo zauważyć przebiegi napięciowe uzyskane na drodze symulacji z zadowalającą dokładnością pokrywają się z wynikami pomiarów, nawet w granicach małych zmian wartości napięć. Należy zwrócić uwagę na fakt, iż w symulacji nie uwzględnia się wielu czynników pasożytniczych takich jak pojemności padów, indukcyjności doprowadzeń itp., które w konsekwencji mogą wpływać na zmianę kształtu sygnału w układzie. Z uwagi na to, że w rozważanej konfiguracji krańdowo sprzężonych mikropaskowych linii transmisyjnych, dominującym jest sprzężenie indukcyjne, w odpowiedzi na sygnał pochodzący ze źródła, a dokładniej jego zbocze narastające, na końcach linii pasywnej (bliskim lub dalekim) można zaobserwować dwa "piki" napięciowe (przesłuchy) o przeciwnych polaryzacjach (pozytywny i negatywny). Pozytywny "pik" jest częścią energii, która poprzez występujące w układzie sprzężenie (sprzężenie pomiędzy wrotami 1 i wrotami 2) przedostała się do wrót 2, czyli na bliskim końcu ścieżki pasywnej. W przypadku impulsu o polaryzacji negatywnej, przesył energii jest wynikiem sprzężenia pomiędzy wrotami 1 i wrotami 4 tj. na dalekim końcu toru sprzężonego. W momencie kiedy w układzie pojawia się zbocze opadające sygnału pobudzającego, wówczas mamy do czynienia z sytuacją odwrotną, czyli w końcu bliskim obserwowany jest przesłuch negatywny, a w dalekim przesłuch pozytywny. Maksymalna wartość napięcia przesłuchu na końcu dalekim jest mniejsza niż na końcu bliskim. Powodem tego jest wpływ sprzężenia pojemnościowego, które sprawia, iż część fali wędruje wzdłuż linii pasywnej w kierunku końca bliskiego, a druga część, o tej samej polaryzacji, w kierunku przeciwnym. Tak więc przesłuch na końcu bliskim jest superpozycją dwóch impulsów o jednakowej polaryzacji, których amplituda



(a) Koniec bliski (kolor zielony - $u_2/5$; czerwony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).



(b) Koniec daleki (kolor zielony - $u_3/2$; czerwony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

Rysunek 4.1: Przebiegi przesłuchów dla $Z_L = 12 \Omega$.

w dużej mierze zależna jest od impedancji charakterystycznej układu transmisyjnego. W przypadku przesłuchu obserwowanego na końcu dalekim, amplituda impulsu napięciowego zależy od wartości czasu narastania sygnału fali prostokątnej w torze transmisyjnym. Im wartość t_r jest mniejsza, tym amplituda jest większa, a tym samym kształt przesłuchu bardziej "ostry".

W przypadku, gdy czas propagacji sygnału jest mniejszy od czasu narastania pobudzającej fali napięciowej, co w omawianej strukturze ma miejsce (czas propagacji jest ok. 1 ns, zaś $t_r = 6$ ns), część sygnału odbitego od obciążenia powróciwszy do wrót pobudzanych falą napięciową zniekształca ją, co można zaobserwować w postaci przepięć. Przykład takiego sygnału obrazuje Rysunek 4.1(a).

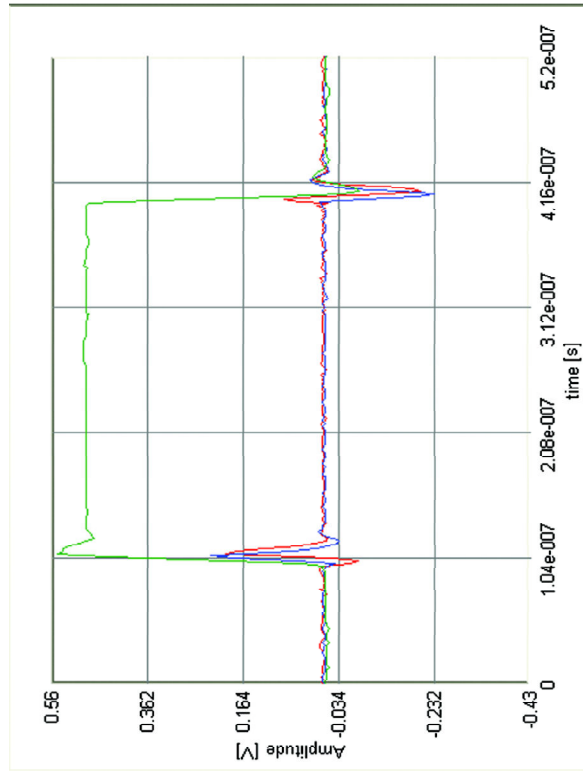
4.1.2 Szeregowy układ rezonansowy typu RC

W tym przypadku, linia transmisyjna obciążona jest szeregowym połączeniem rezystancji $R = 100 \Omega$ i pojemności $C = 9$ pF. Obciążenie to reprezentuje wysoką impedancję ($Z_L \gg Z_0$) dla fali napięciowej wędrującej w stronę obciążenia, co w efekcie sprawia, że fala padająca na Z_L prawie całkowicie się odbija nie zmieniając polaryzacji. Wyniki pomiaru na bliskim końcu linii pasywnej (Rys. 4.2(a)) prezentują falę napięciową przesłuchu, który składa się z części "pozytywnej i negatywnej". Część pozytywna pochodzi od sprzężenia na bliskim końcu (jest tą częścią energii, która w wyniku sprzężenia przedostała się do linii pasywnej i przemieszcza się w kierunku przeciwnym do kierunku rozchodzenia się fali napięciowej źródła pobudzającego), natomiast negatywna jest przesłuchem pochodzącym od fali pobudzającej, która odbiła się od obciążenia Z_L .

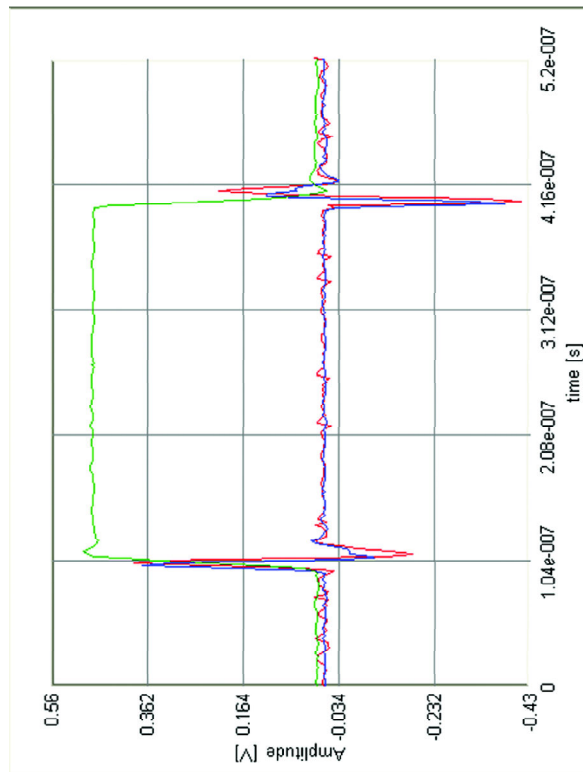
Na dalekim końcu linii pasywnej (Rys. 4.2(b)) początkowo powstaje niewielkie przepięcie w dół, tj. fala przemieszczająca się w kierunku rozchodzenia się sygnału pobudzającego, a następnie formuje się dużo większy impuls, który powodowany jest przez zbocze narastające fali odbitej od obciążenia w torze aktywnym. Jeżeli wartość czasu narastania i opadania sygnału źródła zwiększymy z 6 ns do np. 20 ns, wówczas kształt przesłuchu na bliskim i dalekim końcu również ulegnie zmianie (Rys. 4.3). W tym przypadku dominującą jest zmiana fali przemieszczającej się w kierunku rozchodzenia się sygnału pobudzającego, przy czym amplituda powstałego przesłuchu silnie zależy od czasu narastania t_r . Jak można zaobserwować na Rysunku 4.2, w rozważanym układzie również osiągnięto zadowalającą zbieżność wyników symulacji z wynikami pomiarów.

4.1.3 Równoległy układ rezonansowy typu RLC

W niniejszym podpunkcie analizie podlega układ, którego obciążenie Z_L składa się z równoległego połączenia rezystancji $R = 100 \Omega$, indukcyjności $L = 33$ nH oraz pojemności $C = 9$ pF. Z uwagi na to, że obwód ten stanowi niską impedancję $Z_L \ll Z_0$, napięciowa fala prostokątna odbija się od obciążenia z niewielkimi

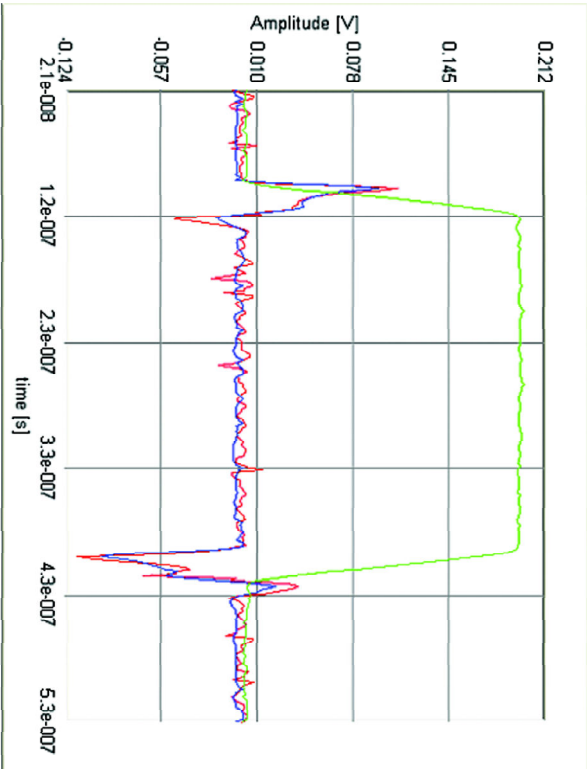


(a) Koniec bliski (kolor zielony - $u_1/20$; czerwony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).

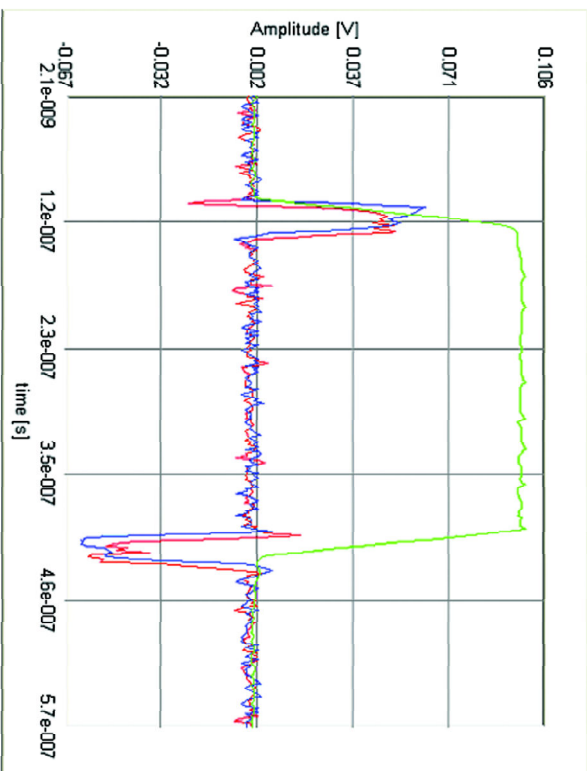


(b) Koniec daleki (kolor zielony - $u_3/20$; czerwony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

Rysunek 4.2: Przebiegi przestuchów dla $Z_L = R_L + 1/(j\omega C_L)$, gdzie $R_L = 100 \Omega$ i $C_L = 9 \text{ pF}$.



(a) Koniec bliski (kolor zielony - $u_1/50$; czerwony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).



(b) Koniec daleki (kolor zielony - $u_3/100$; czerwony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

Rysunek 4.3: Przebiegi przestuchów dla $Z_L = R_L + 1/(j\omega C_L)$, gdzie $R_L = 100 \Omega$ i $C_L = 9 \text{ pF}$. Czas $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$.

zmianami w amplitudzie, natomiast zmienia się całkowicie jej polaryzacja (zmiana fazy sygnału o 180°). Symulacja przebiegu napięcia przesłuchów na bliskim i dalekim końcu znajduje swoje potwierdzenie w wynikach pomiarów dokonanych dla identycznego pobudzenia układu mierzonego (Rys. 4.4).

Przesłuch mierzony na końcu bliskim tj. impuls w formie piku napięciowego, co do kształtu zbliżony jest do napięcia u_1 we wrotach pierwszych (napięcie to jest superpozycją fali pochodzącej ze źródła sygnału pobudzającego oraz fali wychodzącej z wrót pobudzanych). Czas trwania impulsu przesłuchu jest równy podwójonej wartości czasu przejścia (opóźnienia) linii transmisyjnej, co dla aktualnego przypadku jest tożsame z czasem trwania przebiegu napięciowego u_1 . Podobnie jak w poprzednich przypadkach, amplituda impulsu przesłuchu na dalekim końcu jest mniejsza niż na końcu bliskim.

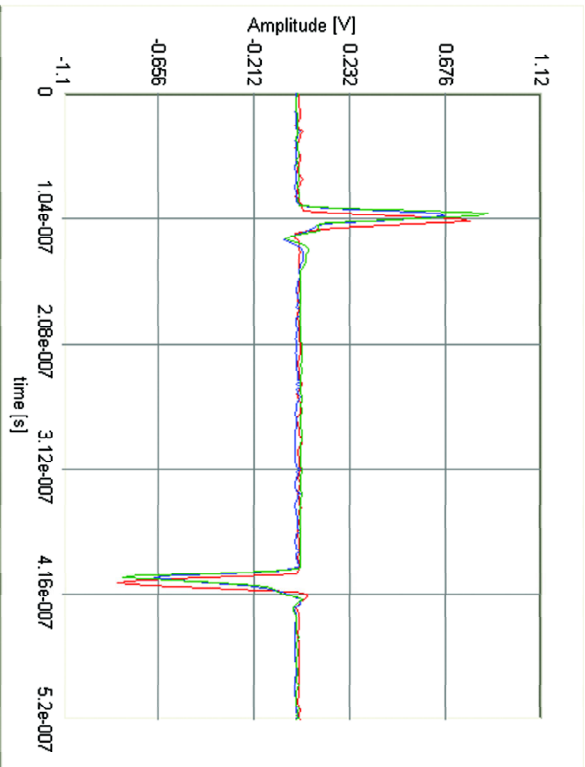
4.1.4 Wpływ wartości elementów obciążenia na wielkość przesłuchów

W tym podpunkcie analizie podlega układ transmisyjny z równoległym obwodem rezonansowym - jako obciążenie ścieżki aktywnej. Zmiennymi są wartość indukcyjności L w przedziale od 10 nH do 200 nH (wówczas $C = 100$ pF) oraz pojemności C w przedziale od 10 pF do 200 pF (wówczas $L = 33$ nH). W obu przypadkach wartość rezystancji R jest stała i wynosi 100Ω . Rysunek 4.5 przedstawia zmianę przebiegu napięć² we wrotach 1, 2, 3 i 4 (patrz Rys. 3.6), w sytuacji gdy indukcyjność nie jest wartością stałą.

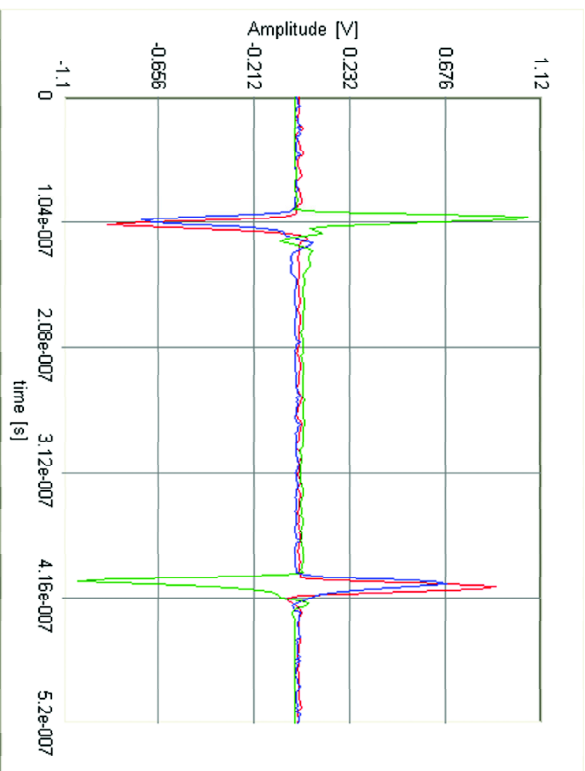
Zmiany kształtów napięć, które odpowiadają różnym wartościom indukcyjności oznaczone są przez gamę kolorów (od niebieskiego do czerwonego), i tak kolor niebieski reprezentuje wartości indukcyjności z początku przedziału zmienności, natomiast kolor czerwony z końca. Przebiegi napięciowe przesłuchów na końcu bliskim i dalekim są podobnych kształtów, lecz przeciwnych polaryzacji. Generalnie, rozważane obciążenie stanowi zwarcie do "masy" z powodu bardzo małej wartości indukcyjności L , stąd też nadchodzący impuls całkowicie się odbija zmieniając polaryzację. Wraz ze wzrostem wartości indukcyjności rośnie wartość stałej czasowej układu rezonansowego co w efekcie "spowalnia" zbocze opadające fali odbitej (u_{a3}), jednocześnie deformując jego kształt. Ponadto, dla wartości indukcyjności z końca analizowanego przedziału zmienności, w przesłuchach na bliskim i dalekim końcu linii pasywnej powstaje dodatkowy impuls. Należy nadmienić, że czas trwania przebiegów napięciowych u_1 oraz u_3 wzrasta wraz ze wzrostem wartości indukcyjności, co również spowodowane jest zwiększeniem się stałej czasowej obwodu rezonansowego.

Analogiczna sytuacja występuje, kiedy zmianom ulega wartość pojemności przy jednocześnie stałych wartościach rezystancji i indukcyjności. Rysunek 4.6

²W tym przypadku rozważany jest tylko obszar zbocza narastającego pobudzenia o charakterze prostokątnej fali napięciowej.

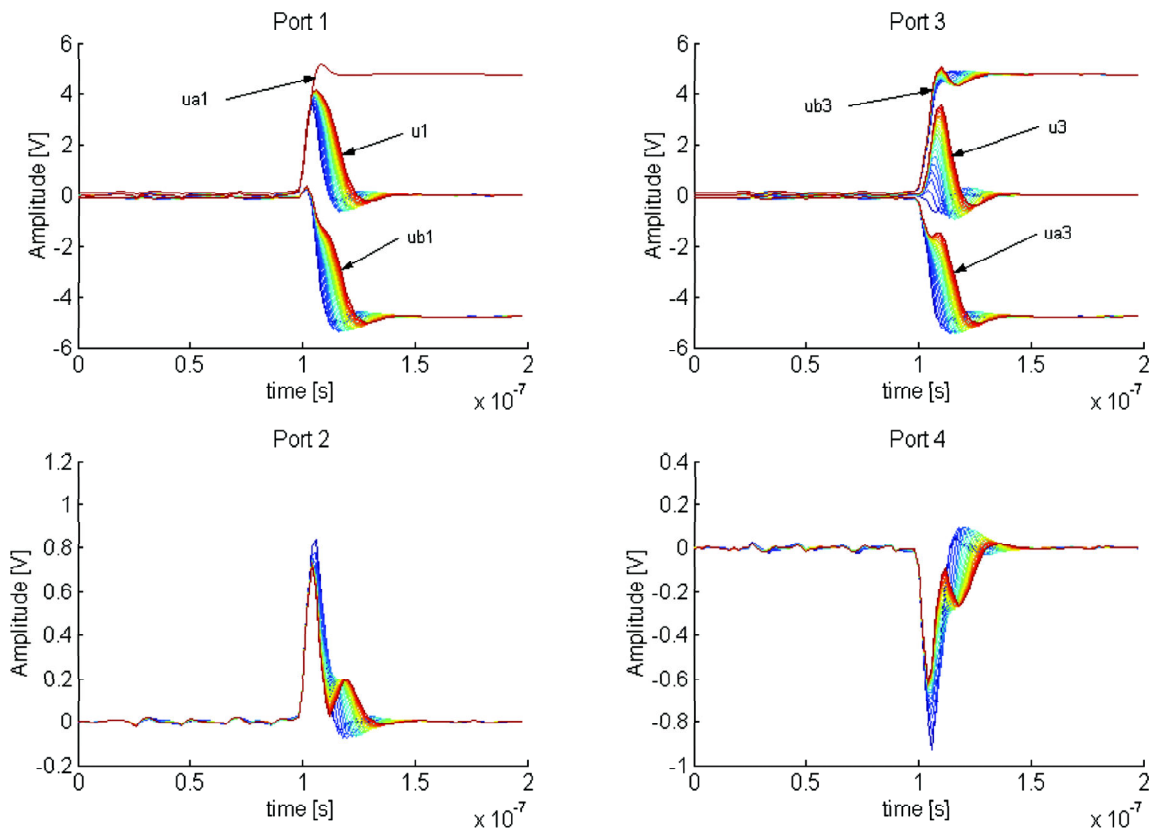


(a) Koniec bliski (kolor zielony - $u_1/5$; czerwony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).



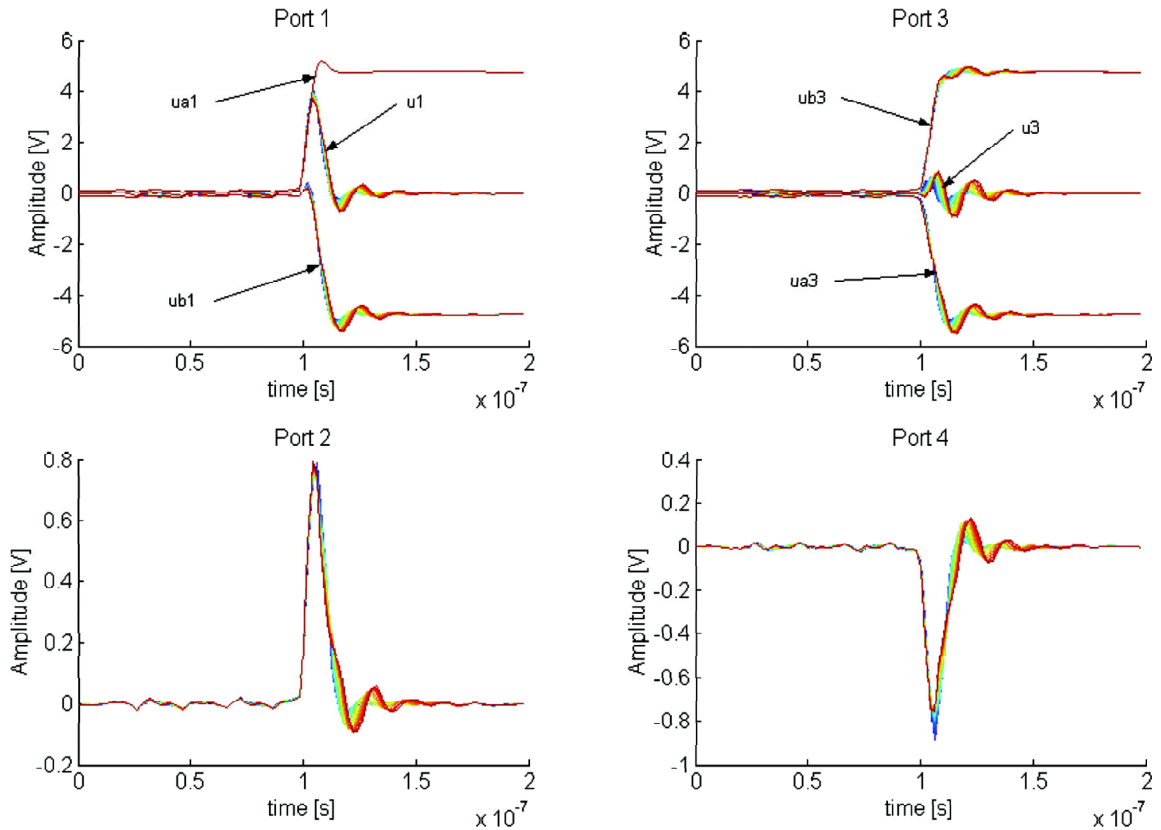
(b) Koniec daleki (kolor zielony - u_3 ; czerwony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

Rysunek 4.4: Przebiegi przestuchów dla $Z_L = 1/(1/R_L + j(\omega C_L - 1/\omega L_L))$, gdzie $R_L = 100 \Omega$, $C_L = 9 \text{ pF}$ i $L_L = 33 \text{ nH}$.



Rysunek 4.5: Przebiegi napięć (zbocze narastające) we wrotach 1, 2, 3 i 4 dla różnych wartości indukcyjności L_L . Obciążenie stanowi równoległy układ rezonansowy, gdzie $R_L = 100 \Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$ oraz $L_{L_{start}} = 10 \text{ nH}$ (kolor niebieski), $L_{L_{stop}} = 200 \text{ nH}$ (kolor czerwony) z krokiem 10 nH .

prezentuje przebiegi napięciowe w rozważanych wrotach układu testowego. W tym przypadku, mamy do czynienia z gasącymi oscylacjami odbitej fali napięciowej wokół stanu ustalonego (logicznej jedynki lub zera), których amplituda wzrasta wraz ze wzrostem wartości pojemności (kolor czerwony). Zmienne w czasie oscylacje napięcia w torze aktywnym przenosząc się na ścieżkę pasywną wywołują podobne efekty w przebiegu napięć przesłuchów na bliskim i dalekim końcu. Jak łatwo można zaobserwować wpływ zmian wartości indukcyjności na kształt i wielkość przesłuchów w rozważanym układzie jest większy niż w przypadku zmian wartości pojemności dla wcześniej podanych przedziałów zmienności.

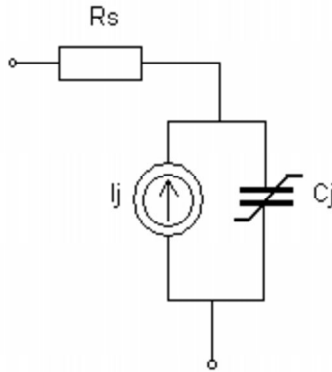


Rysunek 4.6: Przebiegi napięć (zbcze narastające) we wrotach 1, 2, 3 i 4 dla różnych wartości pojemności C_L . Obciążenie stanowi równoległy układ rezonansowy, gdzie $R_L = 100 \Omega$, $L_L = 33$ nH oraz $C_{Lstart} = 10$ pF (kolor niebieski), $C_{Lstop} = 200$ pF (kolor czerwony) z krokiem 10 pF.

4.2 Konfiguracja z obciążeniem nieliniowym w postaci diody Schottky’ego

Układ pomiarowy dla przypadku, gdy Z_L jest elementem nieliniowym ([108]) składa się z analizatora sygnałowego CSA8003A (Tektronix), wyposażonego w głowicę próbkującą DS-22 oraz identycznej płyty testowej jak w punkcie 4.1. Jako pobudzenie wykorzystano wewnętrzny sygnał taktujący analizatora CSA8003A, którego amplituda wynosi 1 V, natomiast czasy narastania i opadania wynoszą ok. 1 ns (980 ps). Obciążenie ścieżki aktywnej Z_L stanowi dioda Schottky’ego SMS7630-001 (o niskim potencjale złącza) wyprodukowana przez Skyworks Solutions Inc, zaś ścieżka pasywna obciążona jest impedancjami $Z_{NE} = Z_{FE} = 50 \Omega$. Parametry modelu diody zamieszczone są w Tabeli 4.1, natomiast układ zastępczy złącza prezentuje Rysunek 4.7.

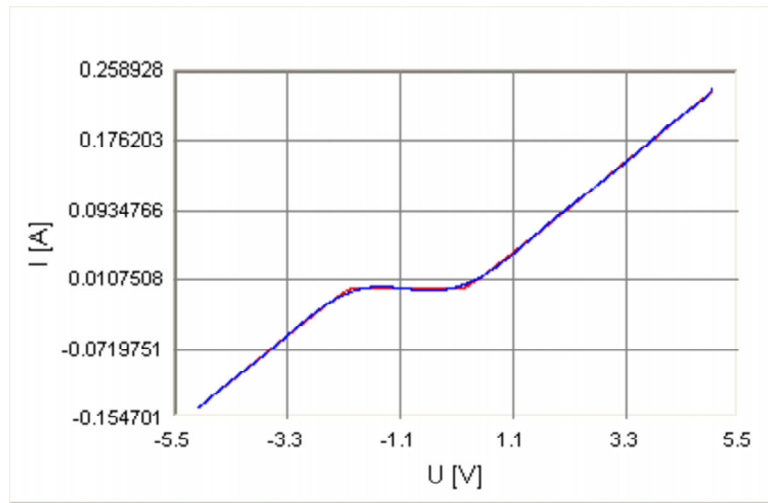
Charakterystykę prądowo-napięciową (I/U) złącza zamieszczoną na Rysun-



Rysunek 4.7: Model zastępczy diody.

ku 4.8, uzyskano na drodze symulacji programem APLAC [109] z wykorzystaniem zaimplementowanego modelu diody PN [110], o parametrach jak w Tabeli 4.1. W dalszym etapie, charakterystyka I/U jest aproksymowana wybraną metodą, następnie reprezentując nieliniową impedancję Z_L , uczestniczy w procesie obliczania przebiegów napięć rozważanego układu (Rys. 3.6).

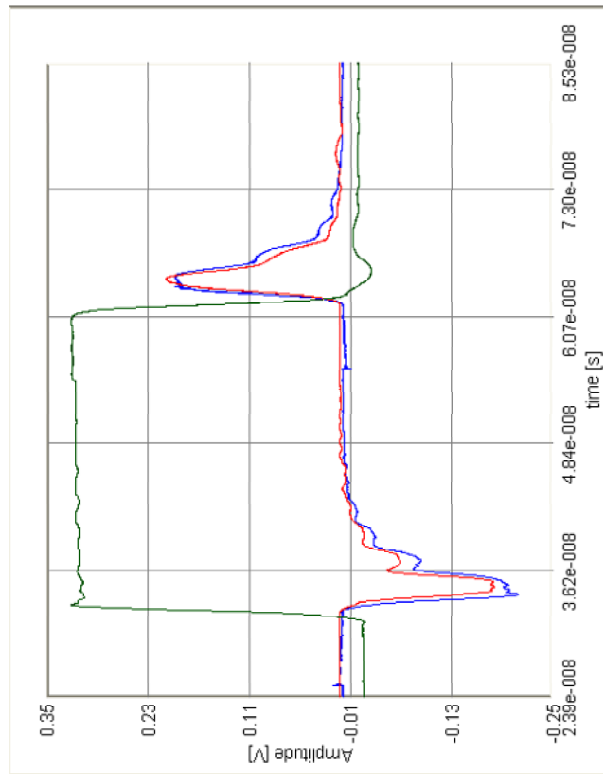
Porównanie wyników symulacji oraz pomiarów przesłuchów na bliskim i dalekim końcu ścieżki pasywnej dla identycznego pobudzenia zamieszczone jest na Rysunku 4.9. Jak można zaobserwować kształt przebiegów napięciowych jest bardzo podobny. Różnice w wartościach szczytowych pomiędzy wynikami symulacji a wynikami pomiaru dla przebiegu przesłuchu obserwowanego na bliskim końcu (u_2 , patrz Rys. 4.9(a)) kształtują się na poziomie 9.5%, dla części przesłuchu pochodzącego od zbocza narastającego sygnału pobudzającego (u_s) oraz na poziomie 1.2%, dla części przesłuchu pochodzącego od zbocza opadającego. W przypadku przebiegu napięciowego przesłuchu na dalekim końcu (u_4 , patrz Rys. 4.9(b)) różnice te wynoszą odpowiednio 13.4% i 2.8% w stosunku do szczytowych wartości amplitud przebiegu przesłuchu, pochodzącego od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzającego. Występujące rozbieżności bez przeszkód można przypisać efektom pasożytniczym (pojemności i indukcyjności), które bez wątpienia powstają w badanym układzie w obecności bardzo szybkich zmian pomiędzy stanem wysokim a niskim (i *vice versa*) sygnału pobudzającego.



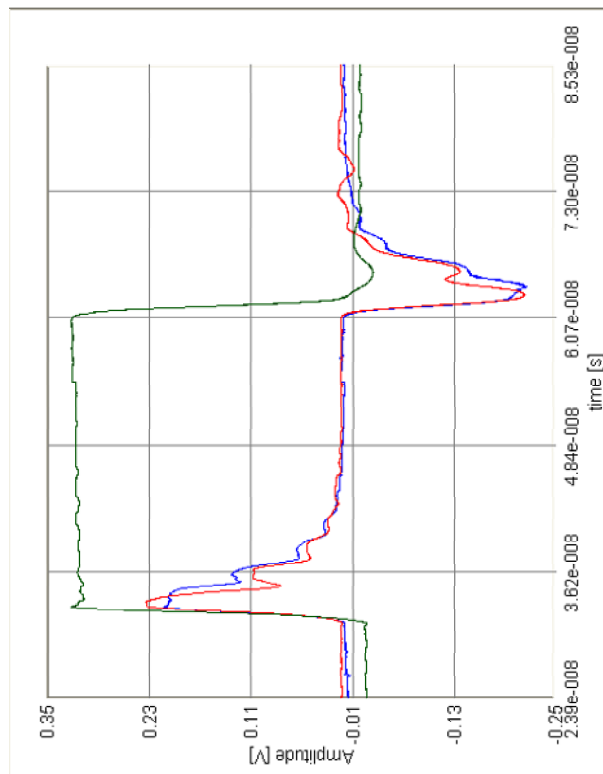
Rysunek 4.8: Charakterystyka prądowo-napięciowa diody Schottky'ego (kolor czerwony) oraz aproksymacja wielomianem 10-tego rzędu.

Parametr	Jednostka	Wartość
Prąd nasycenia I_S	A	5E-6
Rezystancja szeregową R_S	Ω	20
Współczynnik emisji η		1.05
Czas przelotu τ	s	1E-11
Pojemność złącza przy zerowej polaryzacji C_{J0}	pF	0.14
Współczynnik nieidealności m		0.4
Wartść przerwy energetycznej w T_{nom} , dla I_S , I_{SR} oraz U_i	eV	0.69
Wykładnik potęgowy temperaturowego współczynnika prądu nasycenia p_t		2
Granica linearyzacji pojemności złączonej f_c		0.5
Wsteczne napięcie przebicia U_{BV}	V	2
Prąd przebicia I_{BV} dla U_{BV}	A	1E-4
Potencjał złącza U_{J0} w T_{nom}	V	0.34

Tabela 4.1: Parametry modelu diody SMS7630-001



(a) Koniec bliski (kolor zielony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).

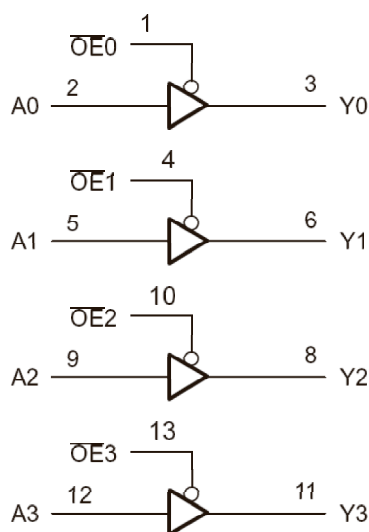


(b) Koniec daleki (kolor zielony - u_3 symulacja; niebieski - u_3 pomiar).

Rysunek 4.9: Przebiegi przesłuchów dla Z_L (SMS7630).

4.3 Konfiguracja z obciążeniem nieliniowym w postaci układu scalonego

Współczesne konstrukcje płyt drukowanych, zwłaszcza cyfrowych, w głównej mierze zawierają dużą liczbę połączeń pomiędzy układami scalonymi, których statyczne charakterystyki wyjściowe zmieniają się w zależności od aktualnego stanu logicznego, w jakim znajdują się wyjścia danego układu. W przypadku bardzo szybkich sygnałów prowadzi to do znacznych komplikacji w ustaleniu optymalnej konfiguracji połączeń na PCB, tj. odpowiedniej topografii linii transmisyjnych, właściwego rozmieszczenia elementów odsprzęgających oraz, co w świetle wielkiej skali integracji ma kluczowe znaczenie, wyznaczenie minimalnych rozmiarów płyty PCB. Są to tylko niektóre przykłady czynników dających pewien stopień swobody w konstruowaniu połączeń międzyukładowych, tak aby zminimalizować niepożądane zjawiska (przesłuchy, przepięcia, odbicia itp.), które zakłócają lub deformują przebiegi sygnałów cyfrowych. W związku z powyższym, istnieje ogromna potrzeba ciągłej weryfikacji konstruowanych połączeń lub też ustalenie potencjalnych "scenariuszy" rozwoju sytuacji na PCB, w kontekście poprawności przesyłanych sygnałów.



Rysunek 4.10: Układ bufora 74ABT125D.

W celu sprawdzenia użyteczności rozważanej metody wyznaczania przesłuchów w układzie mikropaskowych linii sprzężonych ([111]), jak również dla zbliżenia się, aczkolwiek tylko w pewnym stopniu, do rzeczywistych warunków panujących na PCB, w dalszej części pracy zastosowano szeroko dostępny układ scalony 74ABT125D (Rys. 4.10), wykonany w technologii BiCMOS³, natomiast

³Jest to technologia zawierająca w jednej strukturze tranzystory uni- i bipolarne. Technolo-

wyprodukowany przez firmę Philips Semiconductors [112]. Układ ten wykorzystywany jest jako sterownik do magistrali międzyukładowych. 74ABT125D składa się z czterech trójstanowych buforów zintegrowanych w niskoprofilowej obudowie SOT108-1. Istnieją również wersje w innego typu obudowach. Każdy z buforów posiada trzy końcówki: wejściową (Ax), wyjściową (Yx) i sterującą ($\overline{OE}x$), gdzie x oznacza numer pojedynczego bufora ($x = 0, 1, 2, 3$). Końcówka sterująca umożliwia wprowadzenie wyjścia bufora w tryb wysokiej impedancji (OFF) lub tryb otwarcia (ON). W trybie otwarcia logiczny stan końcówki wyjściowej jest tożsamy ze stanem końcówki wejściowej.

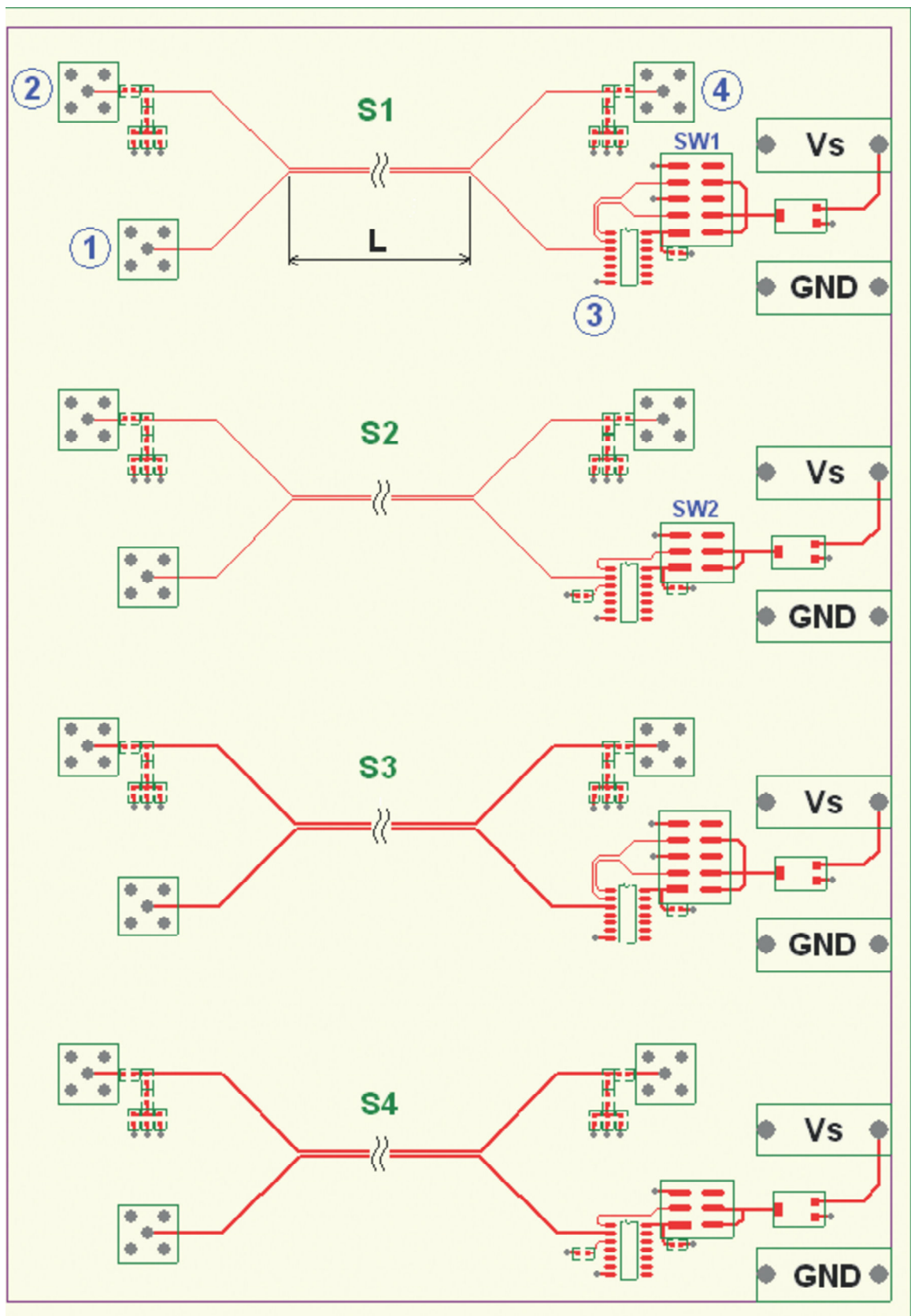
4.3.1 Konstrukcja płyty pomiarowej

Topografię dwuwarstwowej płyty pomiarowej o wymiarach 315×203 mm przedstawia Rysunek 4.11.

Konstrukcja PCB umożliwia dokonanie pomiarów przebiegów napięciowych przesłuchów, jak również statycznych charakterystyk układu obciążającego tor transmisyjny. Jako podłoże zastosowano materiał FR4 ($\epsilon_r = 4.4$) o grubości 1.55 mm. Na płycie znajdują się cztery segmenty ($S1 \div S4$, każdy segment posiada własną warstwę masy oddzieloną od sąsiednich szczeliną o szerokości 3.55 mm, patrz Rys. B) równoległych sprzężonych linii mikropaskowych o grubości metalizacji $35\mu\text{m}$. Tory transmisyjne segmentów o numerach nieparzystych połączone są w porcie 3 z końcówką wyjściową układu cyfrowego, natomiast segmenty o numerach parzystych z końcówką wejściową. Każdy z układów cyfrowych posiada oddzielny obwód zasilający (napięcie zasilania 5V musi być dostarczone z zewnątrz - patrz Rysunek 4.11, kontakty Vs oraz GND) oraz zestaw prostych listw męskich ($SW1, SW2$), umożliwiających konfigurację stanów logicznych portów układu cyfrowego. Szerokość ścieżek i odstęp pomiędzy ścieżkami w strefie sprzężenia dla segmentu $S1$ oraz $S2$ wynosi 10 milsów (0,254 mm). Segmenty $S3$ i $S4$ różnią się tylko szerokością ścieżek, która w tym przypadku wynosi 20 milsów (0.508 mm). Strefa sprzężenia 1 wynosi 200 mm.

Dostęp do wrót 1, 2 i 4 odbywa się poprzez złącza SMA o impedancji równej 50Ω . Pomiar przebiegów czasowych dokonuje się we wrotach 2 (bliski koniec) i 4 (daleki koniec) linii sprzężonej. Ponadto, na obu końcach toru sprzężonego istnieje możliwość obciążenia danych wrót impedancją złożoną z połączenia pasywnych elementów skupionych SMD serii 0603. Można również, jeżeli wymaga tego specyfika pomiaru, dołączyć lub odłączyć złącza SMA przez użycie mostka tj. rezystora 0603 o wartości 0Ω . Wrota 1 toru transmisyjnego służą do wprowadzenia sygnału cyfrowego z generatora lub do przeprowadzenia pomiaru statycznych charakterystyk układu cyfrowego, podłączonego do wrót 3.

gia BiCMOS, łączy zalety technologii CMOS (straty mocy) i bipolarnej (obciążalność).

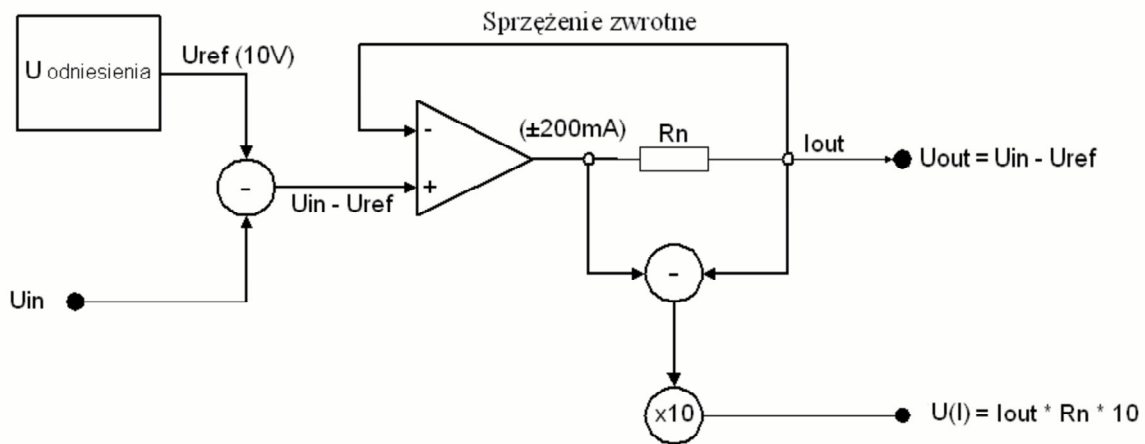


Rysunek 4.11: Topografia warstwy górnej płyty pomiarowej.

4.3.2 Pomiar wejściowych i wyjściowych charakterystyk statycznych układu 74ABT125D

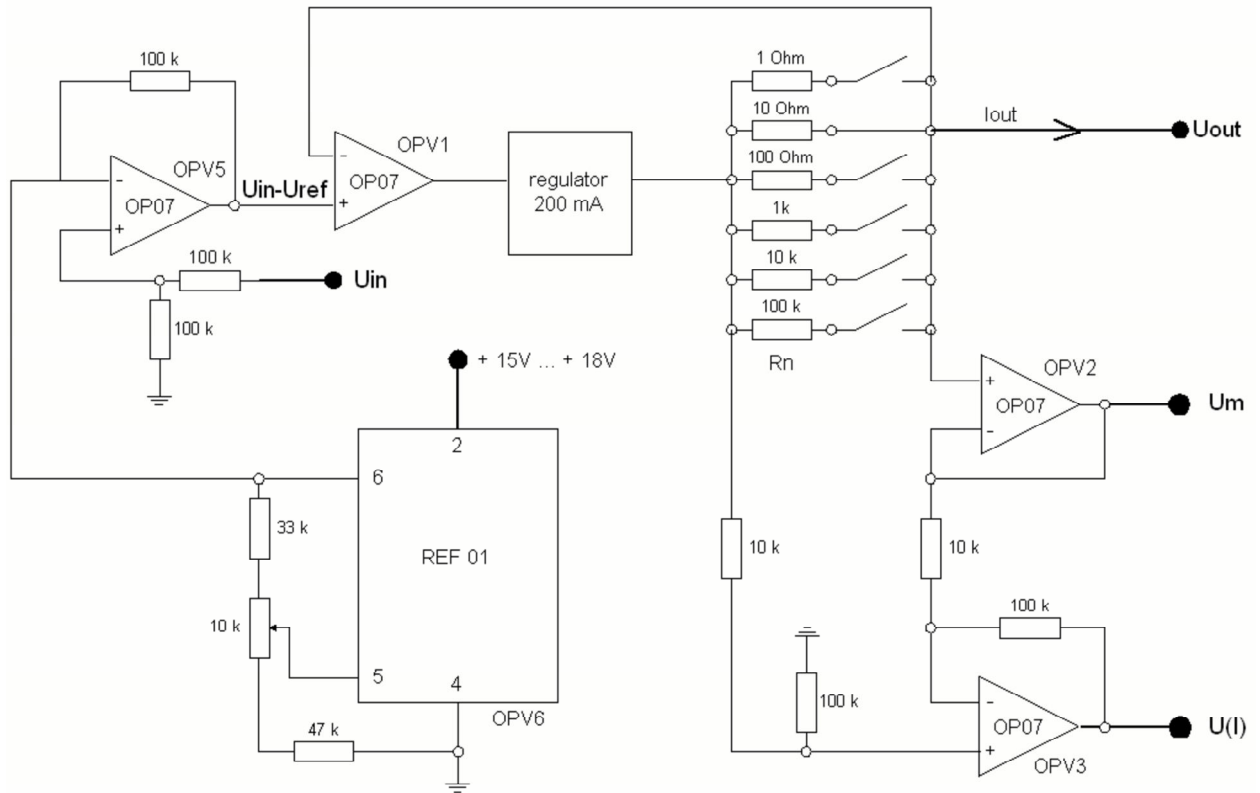
Pomiar charakterystyk wejściowych i wyjściowych ma na celu pozyskanie kształtu charakterystyk nieliniowych konkretnego układu, który bierze udział w modelowaniu zjawiska przesłuchu, co w rezultacie minimalizuje np. błędy wynikające z rozrzutu technologicznego. W wielu wypadkach producenci układów scalonych dostarczają również modele symulacyjne w formacie IBIS⁴ (ang.: *I/O Buffer Information Specification*) produkowanych układów, jednak dla potrzeb niniejszej pracy ich dokładność w przypadku układu 74ABT125D jest niezadowalająca.

Układ pomiarowy składa się z zasilacza programowalnego (*digimess*) PN300, multimetru cyfrowego FLUKE 123, płyty pomiarowej oraz *regulatora prądowego*. Regulator prądowy jest układem elektronicznym zwiększającym zakres prądu, w jakim wykonywany jest pomiar charakterystyk statycznych końcówek wejściowych lub wyjściowych układów cyfrowych. Zastosowanie tego urządzenia pozwala na badanie układu w zakresie ± 200 mA. Schemat blokowy oraz schemat ideowy regulatora przedstawiają Rysunki 4.12 i 4.13, natomiast Rysunek 4.14 prezentuje uproszczony widok płytki PCB regulatora z rozmieszczeniem charakterystycznych punktów (P). Punkty te służą do połączenia regulatora z odpowiednimi urządzeniami pomiarowymi.



Rysunek 4.12: Schemat blokowy regulatora prądu.

⁴Format IBIS jest standardem *Sojuszu Przemysłu Elektronicznego* (EIA) o numerze 656 (ang.: *Electronics Industries Alliance*). EIA, do roku 1997 jako *Electronic Industries Association* jest organizacją handlową akredytowaną przez ANSI (ang.: *American National Standards Institute*), zrzeszającą producentów przemysłu elektronicznego w Stanach Zjednoczonych. Jej głównym celem jest pomoc w opracowywaniu i rozwoju standardów dotyczących części i komponentów elektronicznych, elektroniki użytkowej, danych w formie elektronicznej, telekomunikacji i bezpieczeństwa korzystania z Internetu.



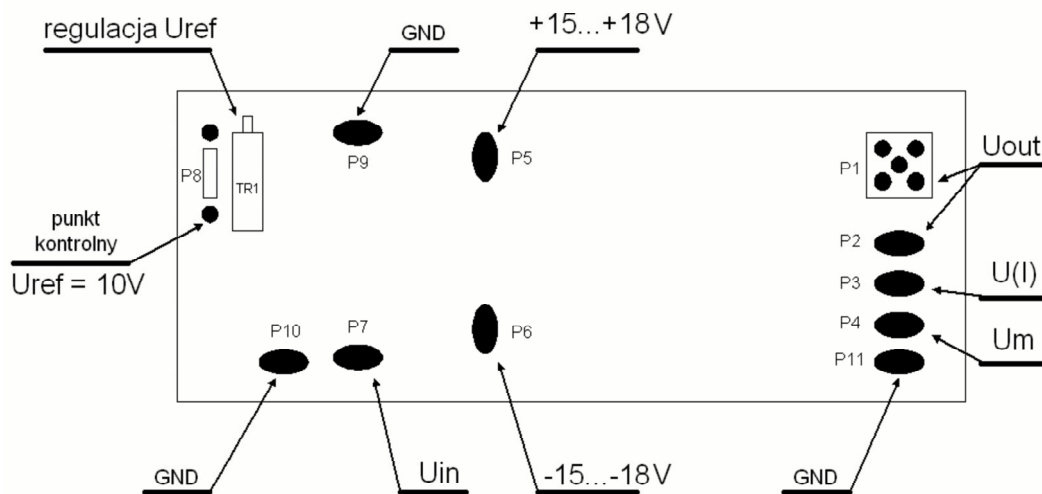
Rysunek 4.13: Schemat ideowy regulatora prądu.

Środowisko pomiarowe sterowane jest za pomocą komputera. Specjalnie skonstruowany moduł w postaci programu obsługującego porty szeregowo podłączonych do komputera urządzeń, zmienia wartości napięcia wejściowego (U_{in} , patrz Rys. 4.13) w zasilaczu programowalnym, jednocześnie odczytując odpowiedź układu mierzonyego w punkcie P3 (Rys. 4.14). Napięcie $U(I)$ (Rys. 4.12) jest funkcją prądu płynącego przez mierzony układ i wyraża się zależnością:

$$U(I) = I_{out} \cdot R_n \cdot 10 \quad (4.1)$$

gdzie R_n jest rezystorem skalującym. Na podstawie (4.1) i wartości napięcia U_{in} wyznacza się charakterystykę prądowo-napięciową wejścia lub wyjścia mierzonyego układu.

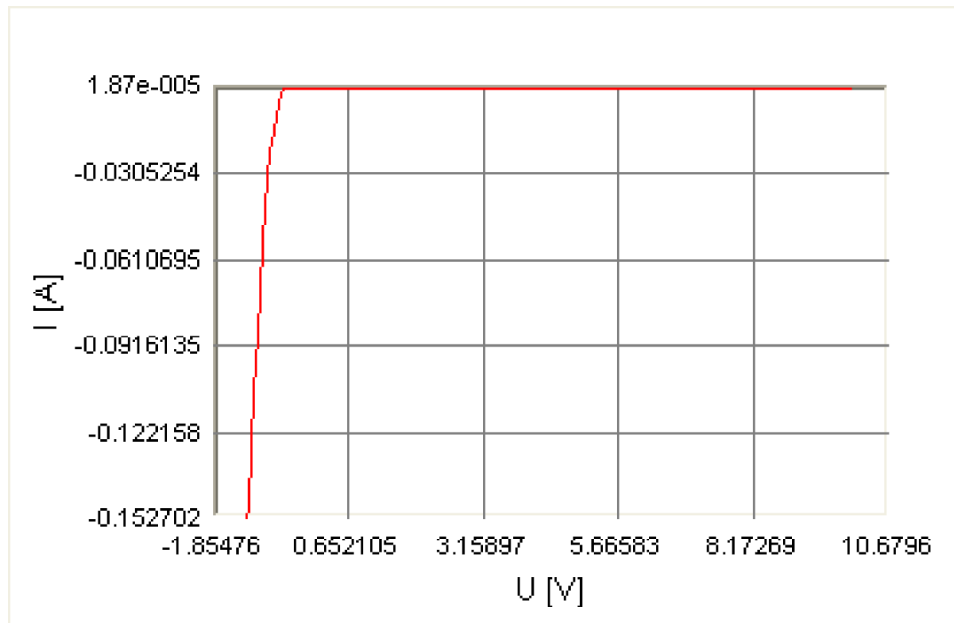
Płyta pomiarowa została zaprojektowana w celu dokonania rzeczywistej akwizycji przebiegów napięciowych przesłuchów, jednakże jej konstrukcja oraz specyfika samego pomiaru (stałoprądowy) jednocześnie umożliwia przeprowadzenie pomiarów charakterystyk nieliniowych układów scalonych skonfigurowanych jako obciążenie toru transmisyjnego pary sprzężonych linii mikropaskowych. W tym wypadku regulator prądowy jest bezpośrednio podłączony do wejścia toru transmisyjnego poprzez złącze SMA. Z uwagi na to, że topografia płyty drukowanej dla



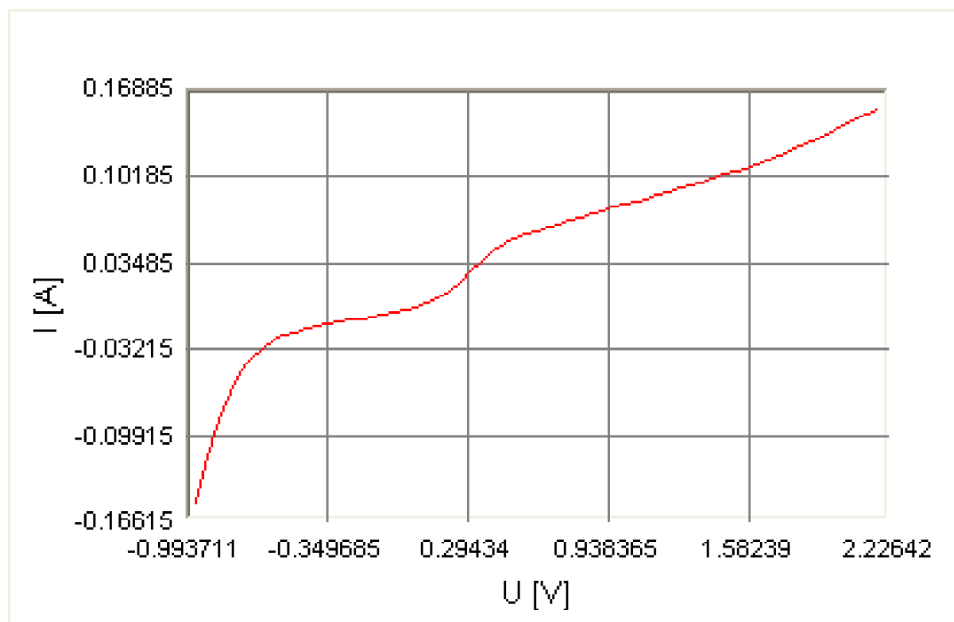
Rysunek 4.14: Widok płytki PCB regulatora prądu.

pojedynczego zestawu pary równoległych mikropaskowych linii sprzężonych jest ściśle skojarzona z wybraną końcówką obudowy SOT108-1, stąd charakterystyka wejściowa oraz charakterystyki wyjściowe pochodzą od dwóch różnych układów cyfrowych tej samej serii.

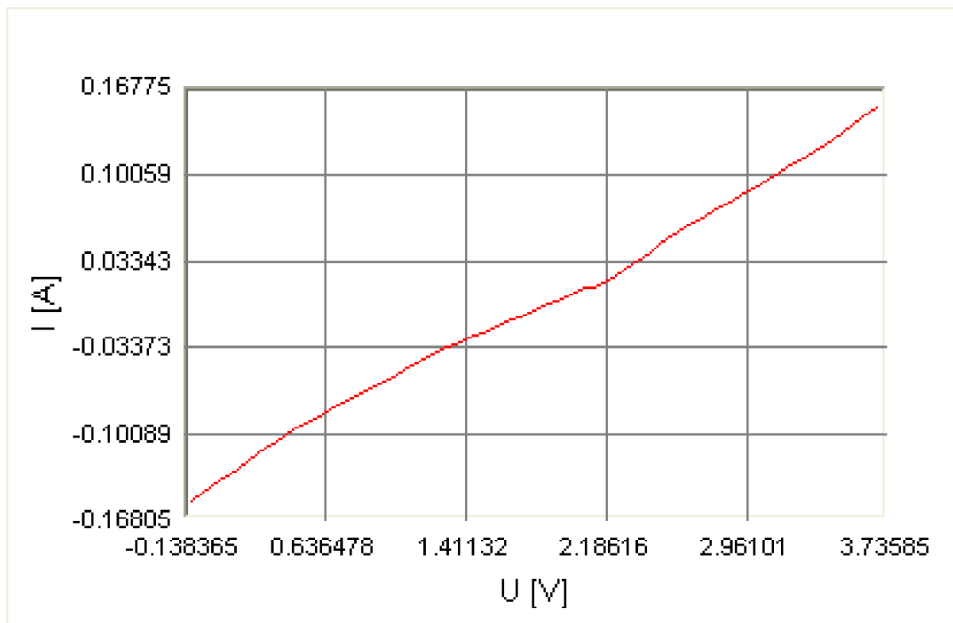
Nieliniowe charakterystyki portów układu 74ABT125D, istotnych z punktu widzenia transmisji sygnału cyfrowego tj. wejścia i wyjścia przedstawiają Rysunki 4.15, 4.16, 4.17 i 4.18.



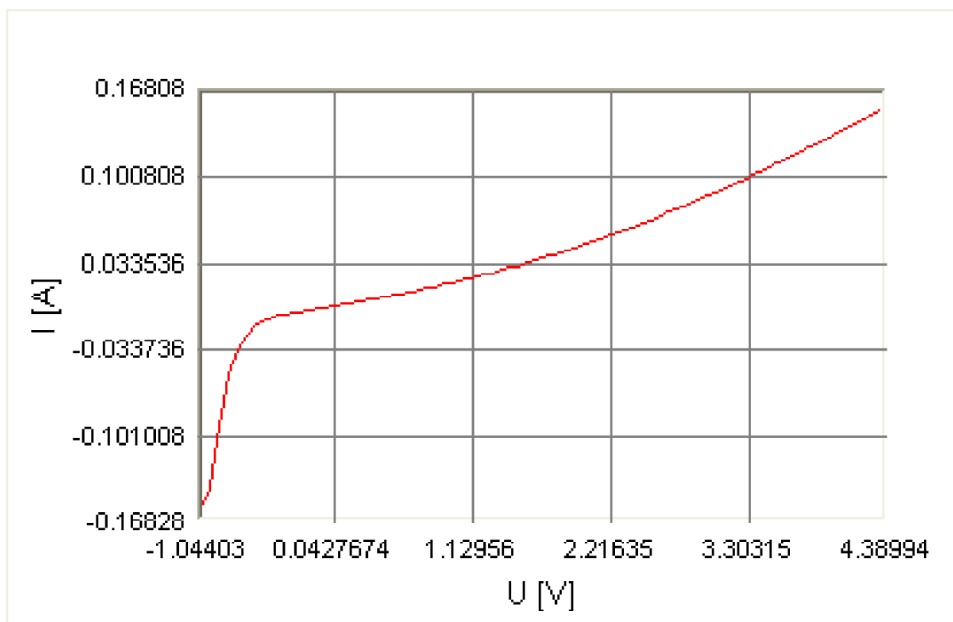
Rysunek 4.15: Charakterystyka prądowo-napięciowa wejścia układu 74ABT125D.



Rysunek 4.16: Charakterystyka prądowo-napięciowa wyjścia układu 74ABT125D dla wyjścia w stanie niskim.



Rysunek 4.17: Charakterystyka prądowo-napięciowa wyjścia układu 74ABT125D dla wyjścia w stanie wysokim.



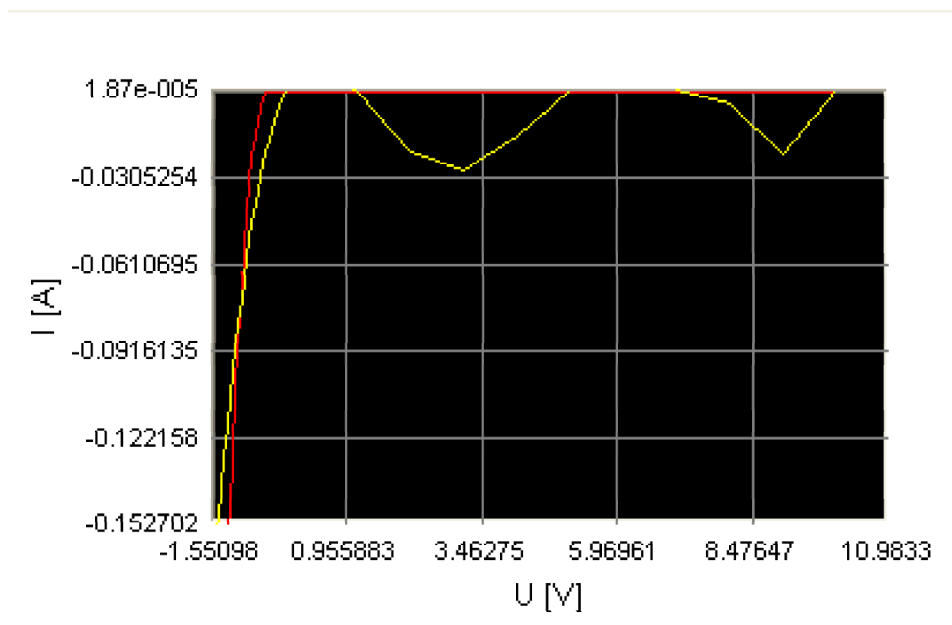
Rysunek 4.18: Charakterystyka prądowo-napięciowa wyjścia układu 74ABT125D dla wyjścia w stanie wysokiej impedancji.

4.3.3 Prezentacja wyników symulacji i pomiaru

W rozdziale tym przedstawiono porównanie przebiegów napięć dla wrót 2 i 4 uzyskanych na drodze symulacji i pomiaru. Pomiaru dokonano na płycie testowej, której topografię prezentuje Rysunek B.1. Warunki aproksymacji charakterystyk nieliniowych dobrano tak, aby uzyskać możliwie jak najmniejszy błąd algorytmu iteracyjnego.

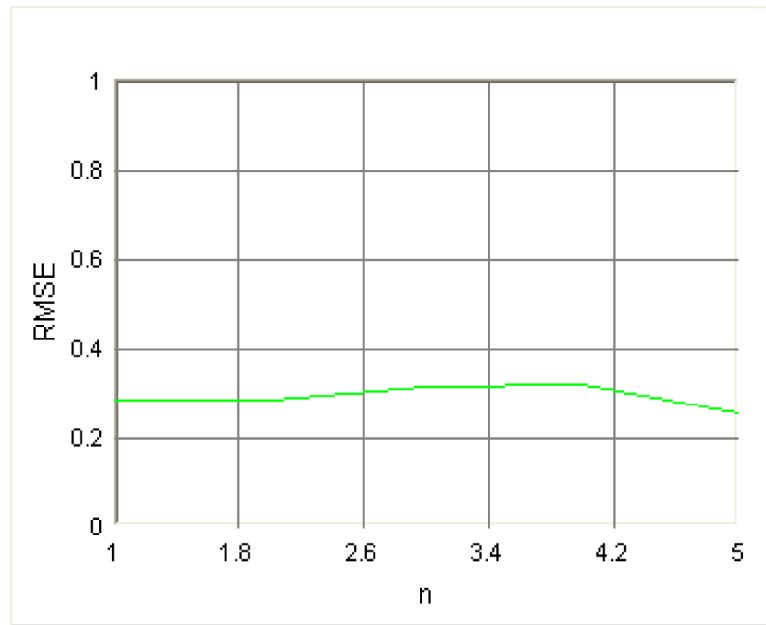
Przypadek obciążenia toru transmisyjnego wejściem układu cyfrowego

Aproksymację charakterystyki wejściowej układu 74ABT125D przedstawia Rysunek 4.19.



Rysunek 4.19: Aproksymacja charakterystyki wejściowej układu 74ABT125D metodą najmniejszych kwadratów ($n = 5$).

Ze względu na silną nieliniowość prezentowanej charakterystyki, w celu osiągnięcia zadowalającej dokładności należy zastosować wielomian aproksymujący o wysokim rzędzie. W konsekwencji może to doprowadzić do sytuacji, w której algorytm iteracyjny nie osiągnie wymaganej zbieżności (Rys. 4.20) lub będzie oscylował, generując przebiegi napięciowe o bardzo dużej amplitudzie. Alternatywnym rozwiązaniem jest zastosowanie podziału charakterystyki nieliniowej na dwie części reprezentowane przez wielomiany tego samego rzędu, natomiast o różnych wartościach współczynników. Ilustruje to Rysunek 4.21. Jak można zauważyć, operacja ta znacznie zwiększyła dokładność aproksymacji dla takiej samej wartości rzędu wielomianu aproksymującego tj. $n = 5$. W procesie obliczania



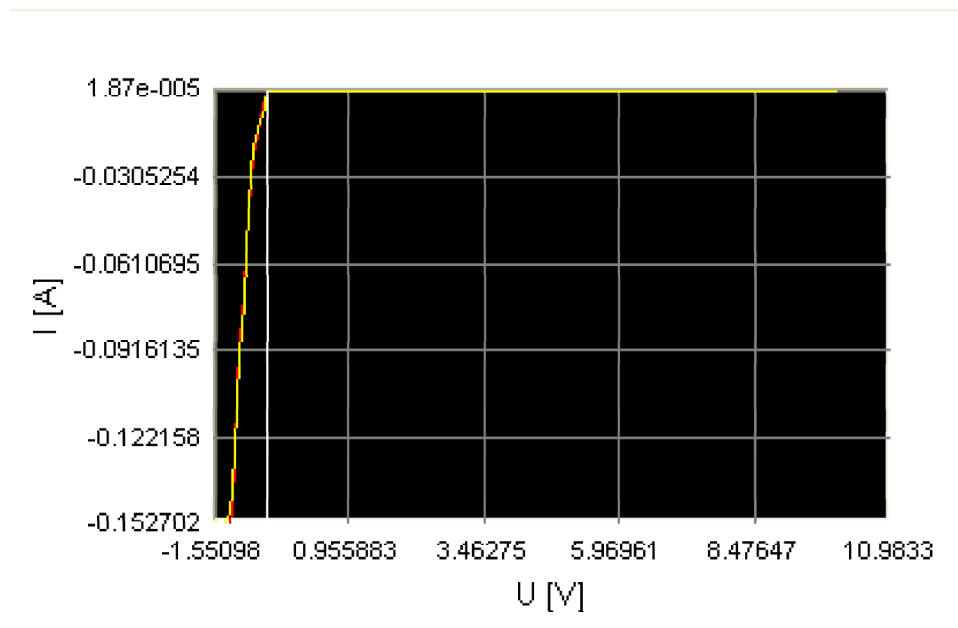
Rysunek 4.20: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wejściowej układu 74ABT125D.

odpowiedzi elementu nieliniowego na zadane pobudzenie, algorytm iteracyjny automatycznie wybiera odpowiedni wielomian, kierując się chwilową wartością napięcia pobudzającego (fala wychodząca z wrót 3, patrz Rys. 4.11) i porównując ją z wartością napięcia w punkcie podziału charakterystyki nieliniowej. Jeżeli chwilowa wartość napięcia pobudzenia jest mniejsza od wartości napięcia w punkcie podziału, wówczas generowana jest odpowiedź na bazie wielomianu aproksymującego lewą część charakterystyki nieliniowej. W przeciwnym wypadku lub gdy obie wartości są równe, do procesu obliczeniowego włączany jest wielomian odpowiadający prawej części rozważanej charakterystyki.

Błąd⁵ wyznaczenia napięcia we wrotach, do których podłączona jest nieliniowa impedancja o charakterystyce jak na Rysunku 4.21, przedstawia Rysunek 4.22. Algorytm iteracyjny jest w tym wypadku zbieżny. Porównanie wyników symulacji i pomiarów przesłuchów na bliskim i dalekim końcu struktury transmisyjnej zamieszczone jest na Rysunku 4.23.

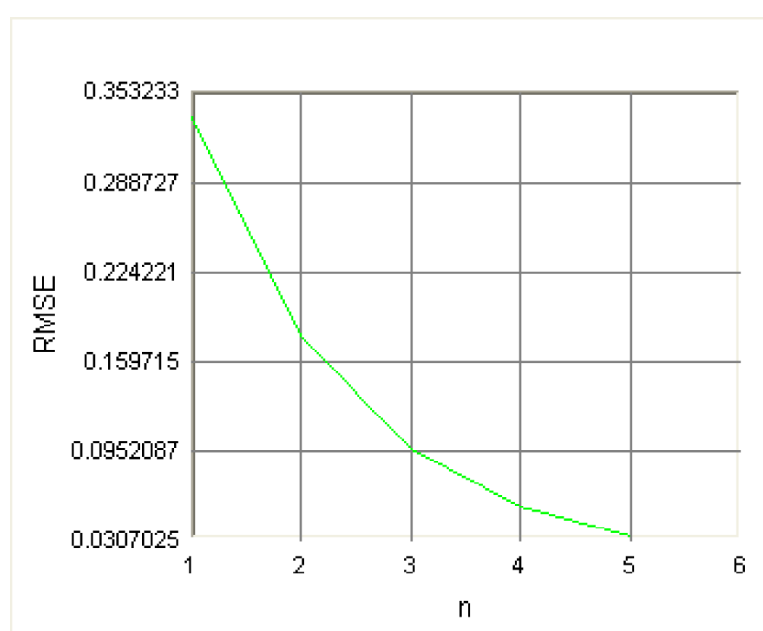
Przebieg napięcia we wrotach 2 (koniec bliski), wyznaczony na drodze symulacji w zadowalającym stopniu koresponduje z wynikiem pomiaru (Rys. 4.23(a)). Różnice w wartościach szczytowych pomiędzy symulacją i pomiarem kształtują się na poziomie 34.3% i 37.35% dla części przesłuchu pochodzącego odpowiednio od zbocza narastającego i opadającego sygnału źródła (u_s). Natomiast dla napięcia we wrotach 4 (koniec daleki) istnieje nieco większa rozbieżność w ampli-

⁵Określony jako pierwiastek błędu średniokwadratowego (RMSE, ang.: *Root Mean Square Error*)

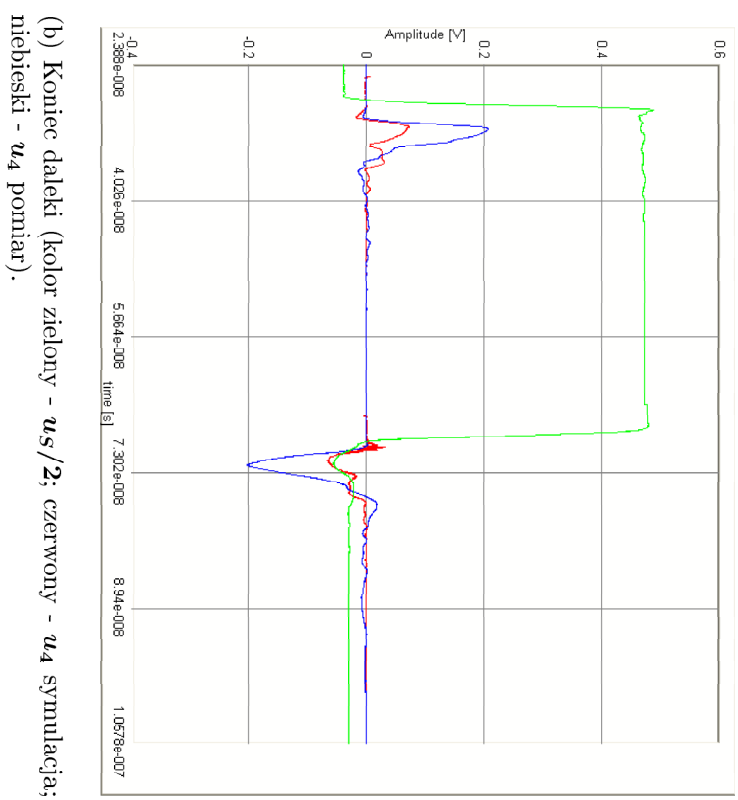
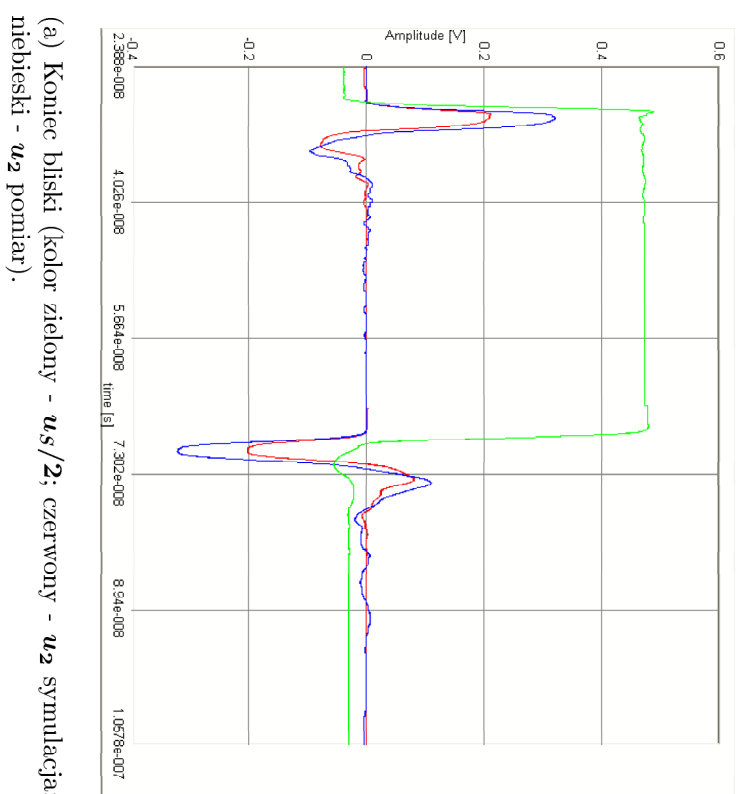


Rysunek 4.21: Aproksymacja charakterystyki wejściowej układu 74ABT125D metodą najmniejszych kwadratów z podziałem ($n = 5$).

tudach przebiegu obliczonego i pomierzonego (Rys. 4.23(b)). W tym przypadku niedokładności wynoszą odpowiednio 64.9% i 68.4% w stosunku do szczytowych wartości amplitud przebiegu przesłuchu, pochodzącego od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzającego.



Rysunek 4.22: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wejściowej układu 74ABT125D (aproxymacja z podziałem charakterystyki).



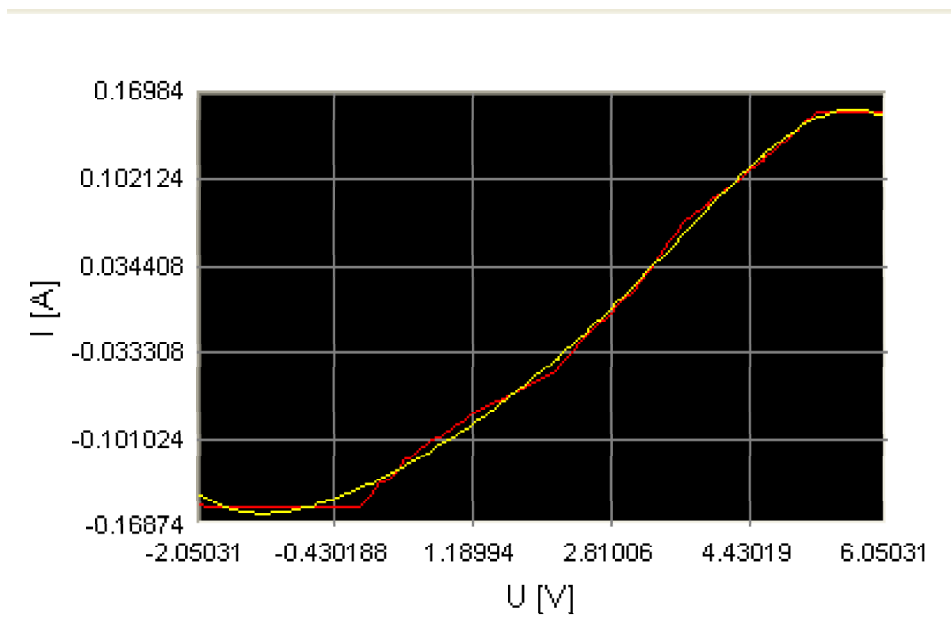
Rysunek 4.23: Przebiegi przeszuchów dla obciążenia toru transmisyjnego wejściem układu 74ABT125D.

Przypadek obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu cyfrowego

Na wyjściu układu cyfrowego 74ABT125D mogą występować dwa stany logiczne (stan niski - "L" i stan wysoki - "H") oraz stan wysokiej impedancji. Każdy ze stanów odzwierciedla specyficzną charakterystykę nieliniową, co w konsekwencji prowadzi do zróżnicowania odpowiedzi obciążenia na identyczne pobudzenie, stąd wyniki pomiarów i symulacji dla każdego ze stanów będą prezentowane oddzielnie.

Wyjście układu cyfrowego w stanie wysokim

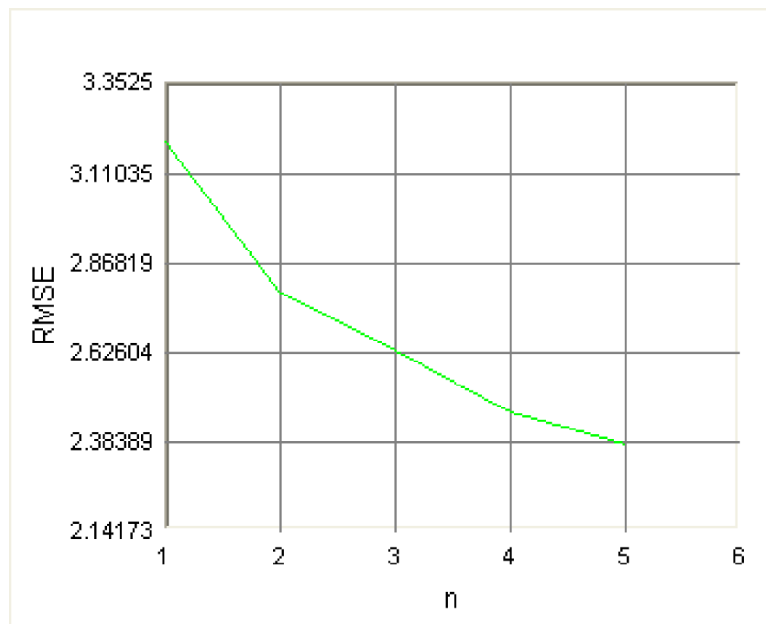
Rysunek 4.24 prezentuje aproksymację charakterystyki nieliniowej wyjścia układu bufora w stanie wysokim szeregiem Taylor'a o liczbie współczynników $n = 5$.



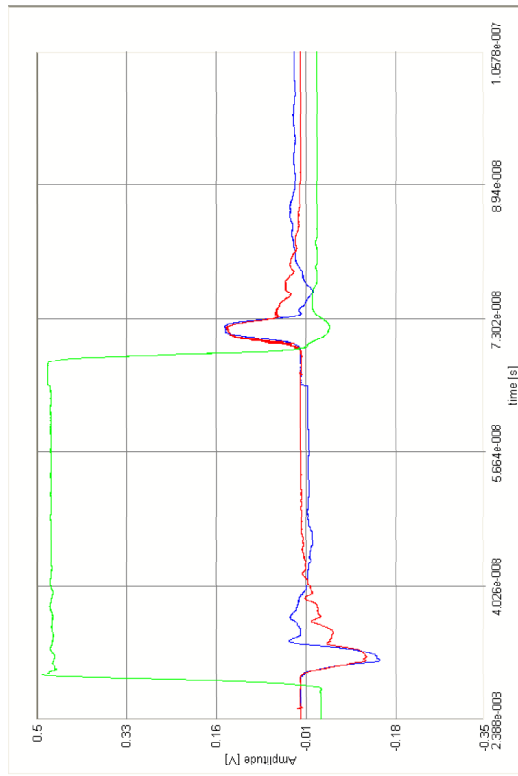
Rysunek 4.24: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiego, metodą najmniejszych kwadratów ($n = 5$).

Dla tak dobranych warunków aproksymacji przeprowadzono symulację w oparciu o sygnał pobudzenia pozyskanego z generatora fali prostokątnej. Błąd procesu wyznaczania przebiegu napięć we wrotach rozważanej struktury transmisyjnej przedstawia Rysunek 4.25. Wartość błędu wyznaczenia przebiegów napięciowych w procesie iteracyjnym dla $n = 5$ wynosi $RMSE \approx 2.3$. Jest to wartość minimalna, dla której algorytm iteracyjny jest zbieżny. Zwiększenie rzędu wielomianu aproksymującego oczywiście poprawi dokładność samej aproksymacji, jednakże w tym przypadku, co pokazano w rozdziale 4.3.4 operacja ta wpłynie negatywnie na zbieżność algorytmu iteracyjnego. Porównanie przebiegów przesłuchów będących wynikiem symulacji z odpowiadającymi im przebiegami napięć uzyskanymi na

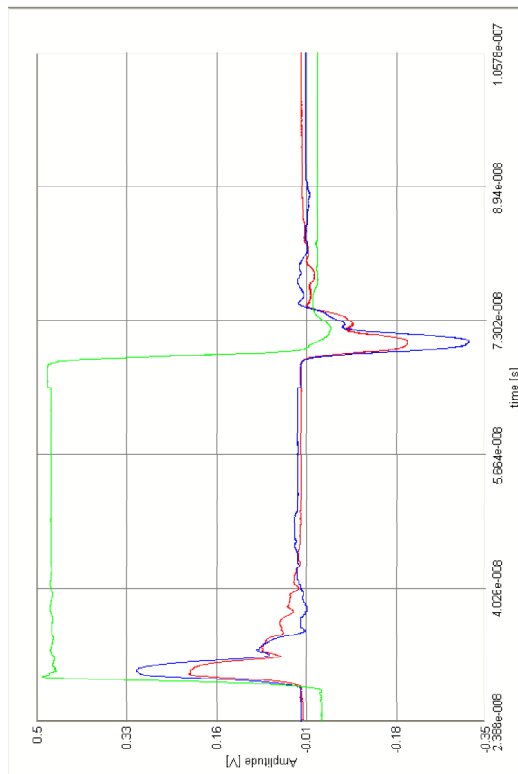
drodze pomiaru zamieszczono na Rysunku 4.26. Różnice w wartościach szczytowych pomiędzy symulacją i pomiarem dla przebiegu przesłuchu obserwowanego na bliskim końcu (\mathbf{u}_2 , patrz Rys. 4.26(a)) kształtują się na poziomie 32.9% i 36.4% dla części przesłuchu pochodzącego odpowiednio od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzenia układu (\mathbf{u}_s). W przypadku przebiegu napięciowego przesłuchu na dalekim końcu (\mathbf{u}_4 , patrz Rys. 4.26(b)) różnice te wynoszą odpowiednio 16% i 3.4% w stosunku do szczytowych wartości amplitud przebiegu przesłuchu, pochodzącego od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzającego.



Rysunek 4.25: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiego.



(b) Koniec daleki (kolor zielony - $u_s/2$; czerwony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

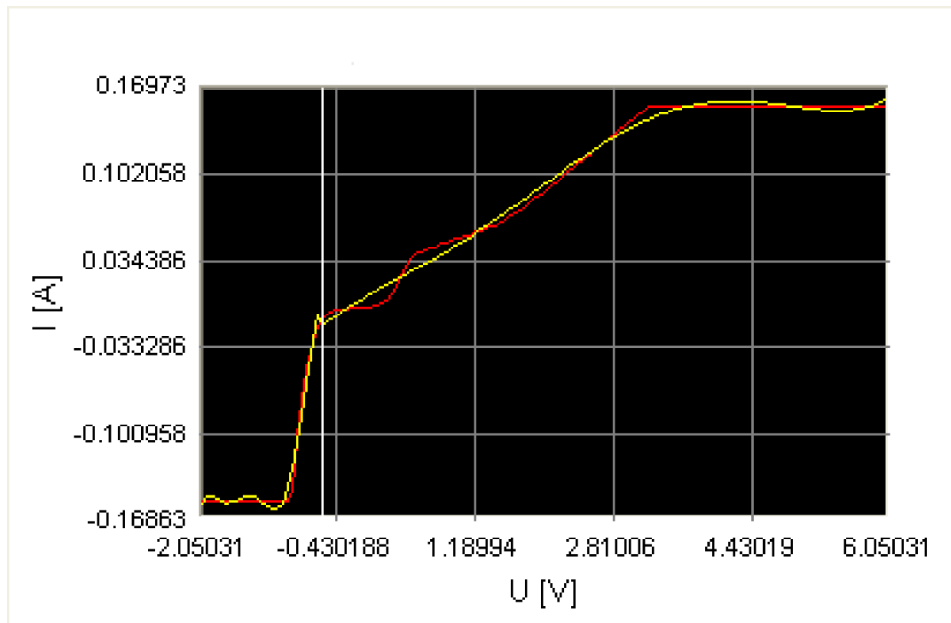


(a) Koniec bliski (kolor zielony - $u_s/2$; czerwony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).

Rysunek 4.26: Przebiegi przelichów dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokim.

Wyjście układu cyfrowego w stanie niskim

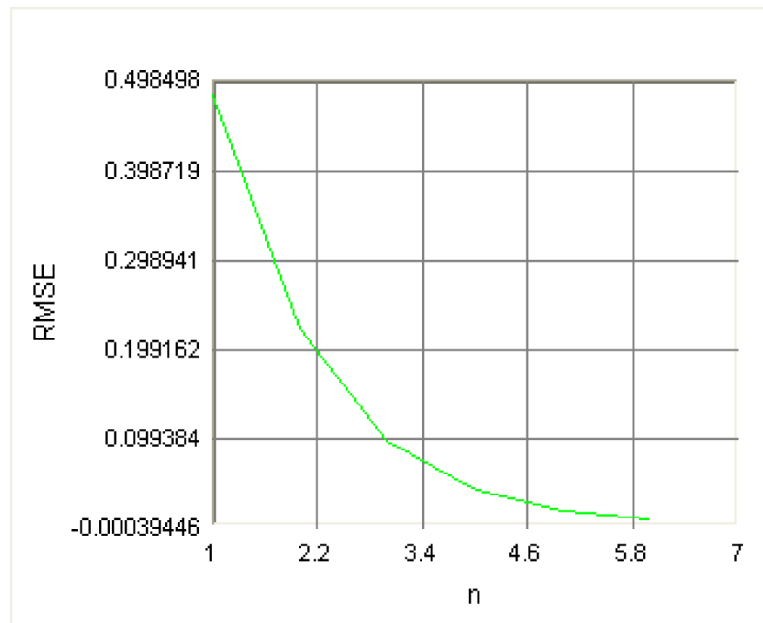
W celu osiągnięcia warunków symulacji dla których algorytm iteracyjny jest zbieżny, w procesie aproksymacji charakterystyki nieliniowej dla wyjścia układu cyfrowego w stanie niskim zastosowano funkcję podziału. Rysunek 4.27 przedstawia rezultat aproksymacji metodą najmniejszych kwadratów, gdzie rząd wielomianu aproksymującego wynosi $n = 6$, natomiast podziału charakterystyki nieliniowej dokonano w punkcie $U = -0.591195$ V.



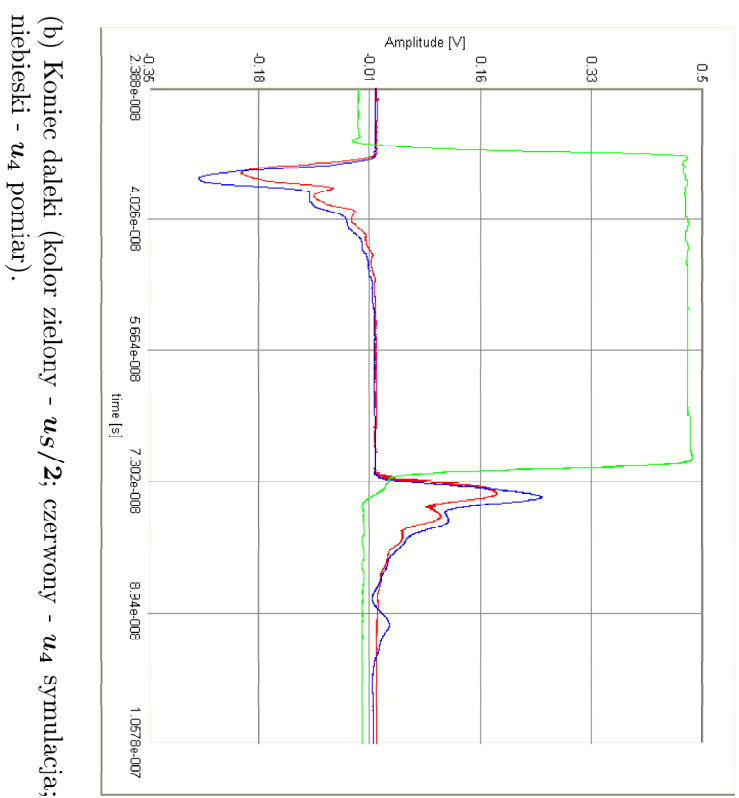
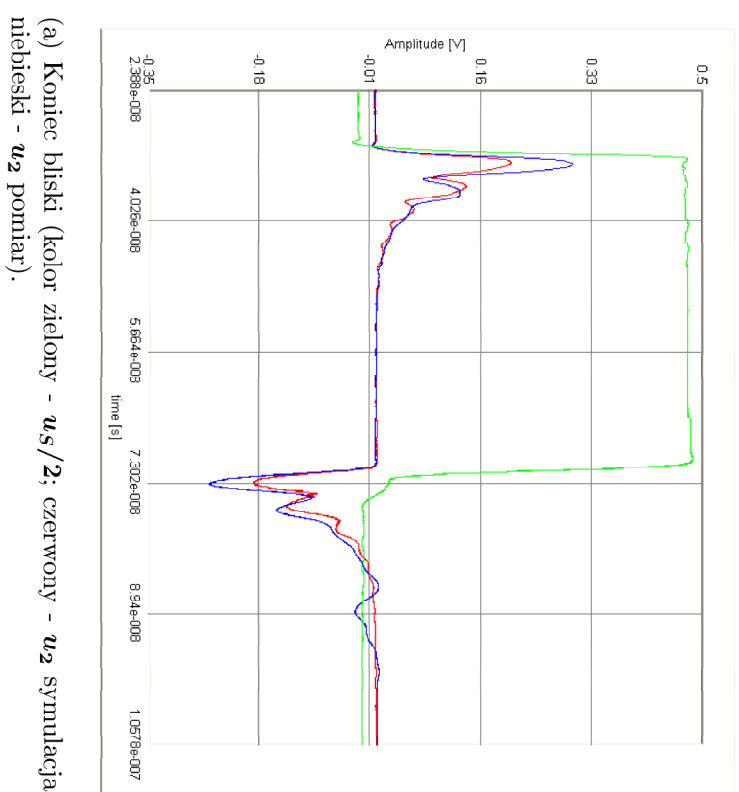
Rysunek 4.27: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu niskiego metodą najmniejszych kwadratów ($n = 6$).

Tak dobrane parametry aproksymacyjne pozwalają na uniknięcie zbyt dużej liczby iteracji algorytmu opartego na metodzie szeregów Voltery (co prowadzi do generacji przebiegów napięciowych o dużych wartościach amplitudy), przy jednoczesnym zachowaniu dokładności aproksymacji charakterystyki nieliniowej. Jak pokazano na Rysunku 4.28 błąd algorytmu iteracyjnego jest dużo mniejszy od jedności, co świadczy o tym, że rezultat działania algorytmu iteracyjnego z numerycznego punktu widzenia jest poprawny. Ponadto, zamieszczone na Rysunku 4.29 porównanie wyników symulacji z wynikami pomiarów wskazuje na bardzo duży stopień podobieństwa przebiegów napięciowych przesłuchów pochodzących z obu wymienionych źródeł. Różnice w wartościach szczytowych pomiędzy symulacją i pomiarem dla przebiegu przesłuchu obserwowanego na bliskim końcu (u_2 , patrz Rys. 4.29(a)) kształtują się na poziomie 30.5% i 25.4% dla części przesłuch pochodzącego odpowiednio od zbocza narastającego i opadającego sygnału źródła (u_s). W przypadku przebiegu napięciowego przesłuchu na dalekim końcu

(\mathbf{u}_4 , patrz Rys. 4.29(b)) różnice te wynoszą odpowiednio 24% i 26.5% w stosunku do szczytowych wartości amplitud przebiegu przesłuchu, pochodzącego od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzającego. Tak więc i w tym przypadku numeryczne modelowanie rozważanego zjawiska przesłuchu znalazło swe odzwierciedlenie w danych uzyskanych na drodze pomiaru.



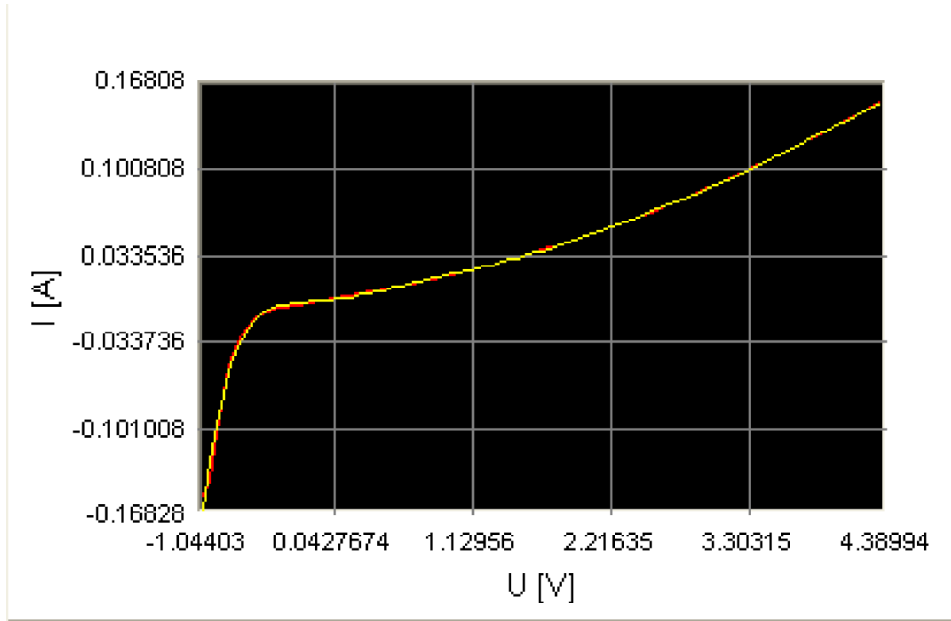
Rysunek 4.28: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu niskiego.



Rysunek 4.29: Przebiegi przestuchów dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie niskim.

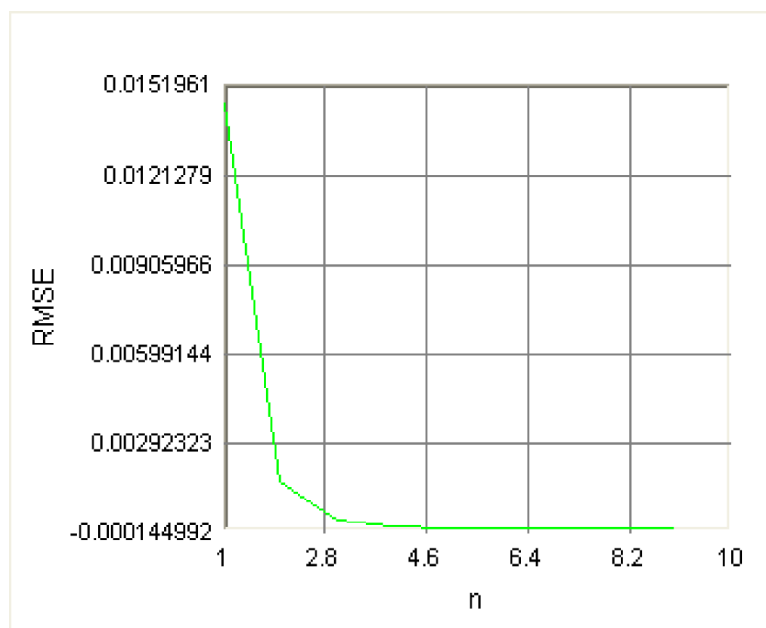
Wyjście układu cyfrowego w stanie wysokiej impedancji

Stan wysokiej impedancji układu bufora 74ABT125D reprezentowany jest przez charakterystykę zamieszczoną na Rysunku 4.30. Wysoki stopień wielomianu aprok-

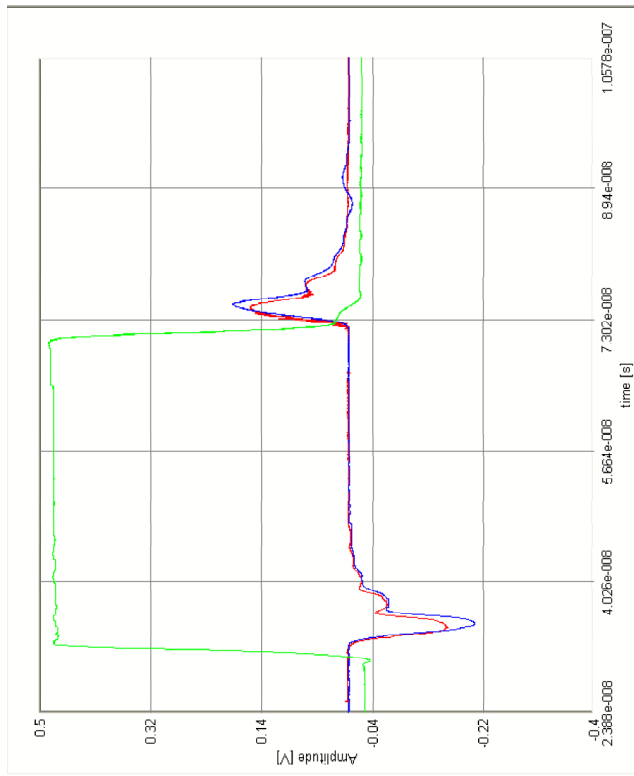


Rysunek 4.30: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiej impedancji metodą najmniejszych kwadratów ($n = 9$).

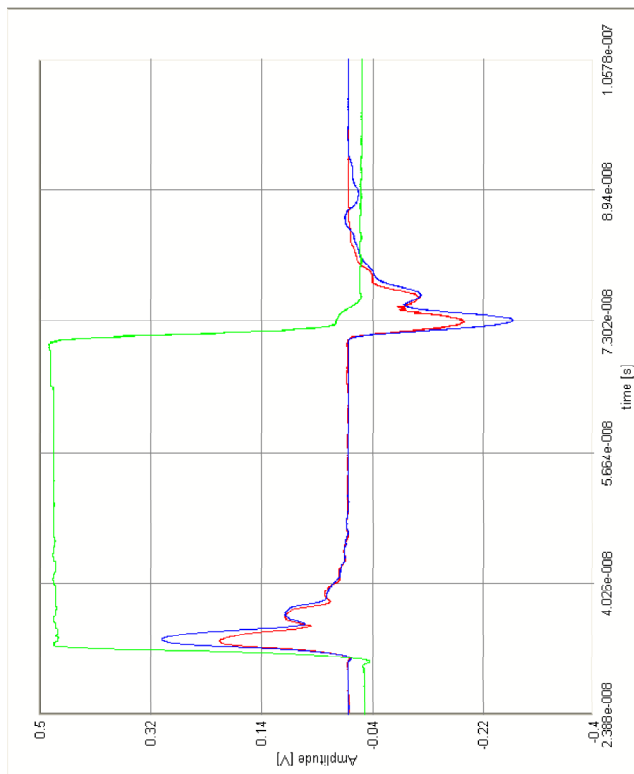
symującego ($n = 9$), czego konsekwencją jest duża dokładność aproksymacji, jak również bardzo mały błąd w wyznaczeniu przebiegów napięciowych (Rys. 4.31) wskazuje na to, iż algorytm iteracyjny dla tego przypadku jest bezwzględnie zbieżny. Potwierdzeniem tego faktu są wyniki zamieszczone na Rysunku 4.32. Dalsze zwiększenie liczby współczynników szeregu Taylor'a przybliżającego charakterystykę nieliniową wyjścia układu cyfrowego w stanie wysokiej impedancji, jak wykazano w rozdziale 4.3.4, nie wpływa już znacząco na poprawę dokładności procesu iteracyjnego, a jedynie dowodzi, że algorytm iteracyjny osiągnął optymalne rozwiązanie. Różnice w wartościach szczytowych pomiędzy symulacją i pomiarem dla przebiegu przesłuchu obserwowanego na bliskim końcu (u_2 , patrz Rys. 4.32(a)) kształtują się na poziomie 30.5% i 29.4% dla części przesłuchu pochodzącego odpowiednio od zbocza narastającego i opadającego sygnału źródła (u_s). W przypadku przebiegu napięciowego przesłuchu na dalekim końcu (u_4 , patrz Rys. 4.32(b)) różnice te wynoszą odpowiednio 22% i 16% w stosunku do szczytowych wartości amplitud przebiegu przesłuchu, pochodzącego od zbocza narastającego i opadającego sygnału pobudzającego.



Rysunek 4.31: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiej impedancji.



(a) Koniec bliski (kolor zielony - u_2 symulacja; niebieski - u_2 pomiar).

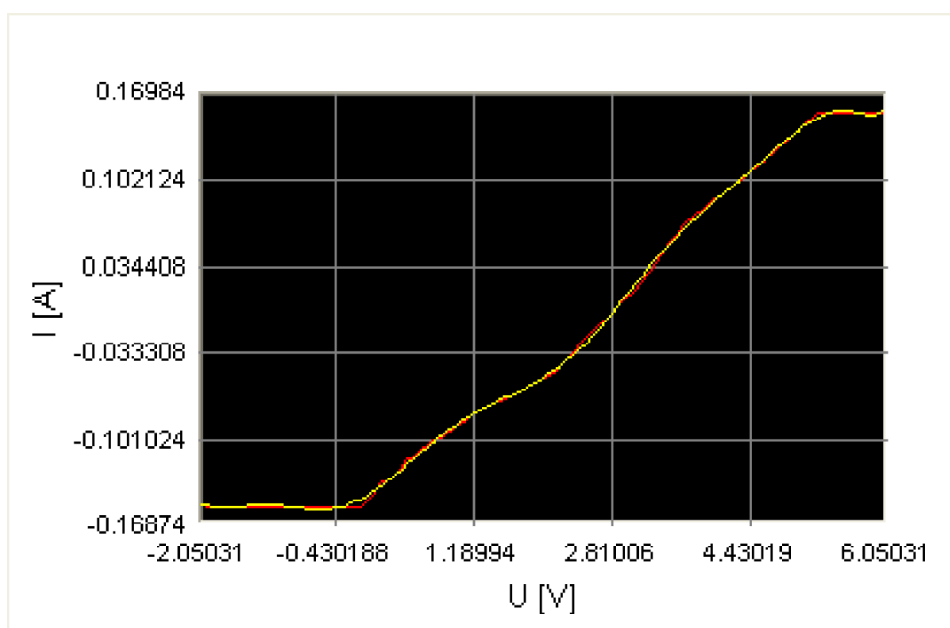


(b) Koniec daleki (kolor zielony - u_4 symulacja; niebieski - u_4 pomiar).

Rysunek 4.32: Przebiegi przesłuchów dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji.

4.3.4 Wpływ aproksymacji charakterystyki nieliniowej na zbieżność algorytmu iteracyjnego

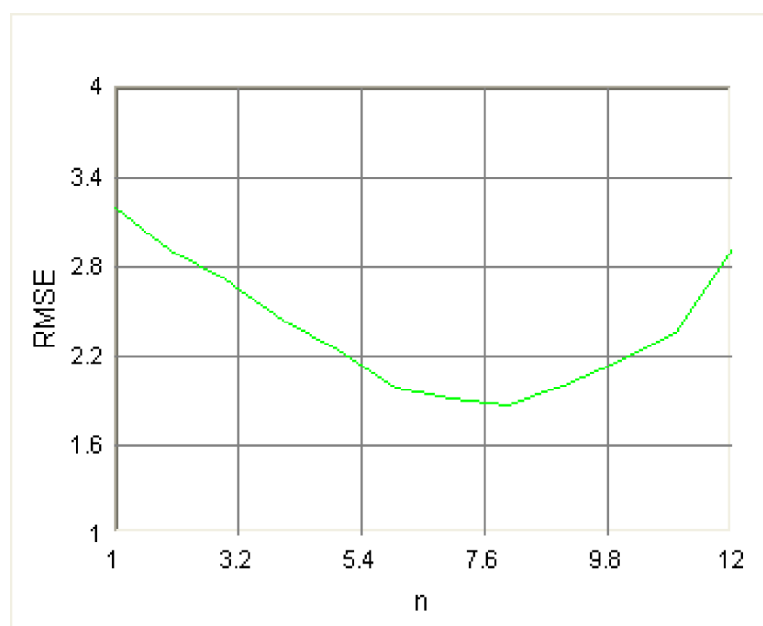
Zaprezentowane wyniki symulacji wskazują na to, iż zastosowany algorytm iteracyjny nie zawsze jest bezwzględnie zbieżny. Wśród charakterystyk nieliniowych istnieją również i takie, dla których określone wartości napięć pobudzających sprawiają, że pomimo zadowalająco dokładnej aproksymacji, odpowiedź układu nie jest odpowiedzią numerycznie stabilną lub też rośnie do nieskończoności.



Rysunek 4.33: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiego, metodą najmniejszych kwadratów ($n = 12$).

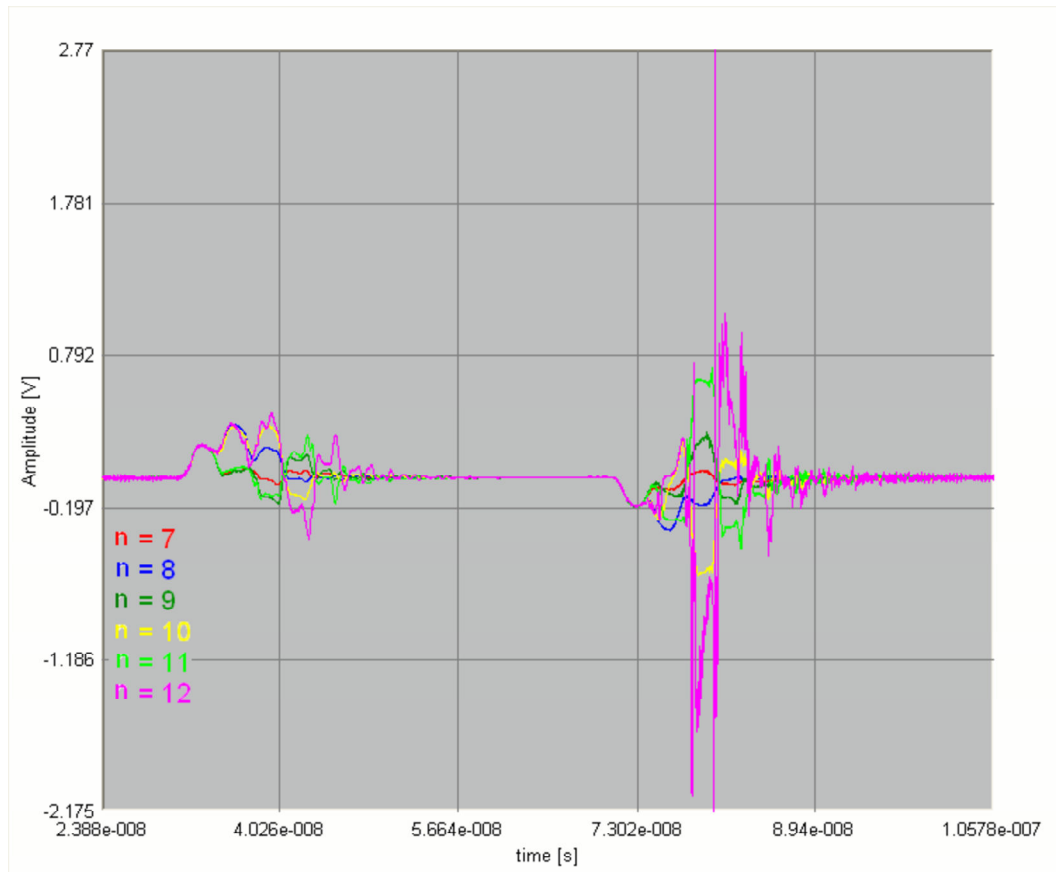
Dla przykładu rozważmy w pierwszej kolejności przypadek obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu cyfrowego w stanie wysokim. Jak można zauważyć na Rysunku 4.25, błąd algorytmu iteracyjnego dla tego przypadku jest zdecydowanie większy niż błąd dla przypadku, w którym mamy do czynienia z obciążeniem w postaci nieliniowej charakterystyki wyjścia w stanie wysokiej impedancji - Rysunek 4.31. Oczywiście charakterystyka wyjścia w stanie wysokiej impedancji jest lepiej zaproksymowana ($n = 9$) - błąd aproksymacji jest mniejszy, jednakże zwiększenie liczby współczynników szeregu Taylor'a, który przybliża charakterystykę wyjścia w stanie wysokim poprawia dokładność aproksymacji (Rys. 4.33), natomiast algorytm iteracyjny początkowo wykazuje zbieżność, lecz już np. dla $n = 9$ (Rys. 4.34) wyraźnie tendencja ta ulega zmianie - przestaje być zbieżnym. Wyniki wprowadzonych zmian prezentuje Rysunek 4.35.

Dodatkowo można zaobserwować, iż przebiegi napięć przesłuchów wyznaczone w oparciu o aproksymację charakterystyki nieliniowej wielomianem rzędu o



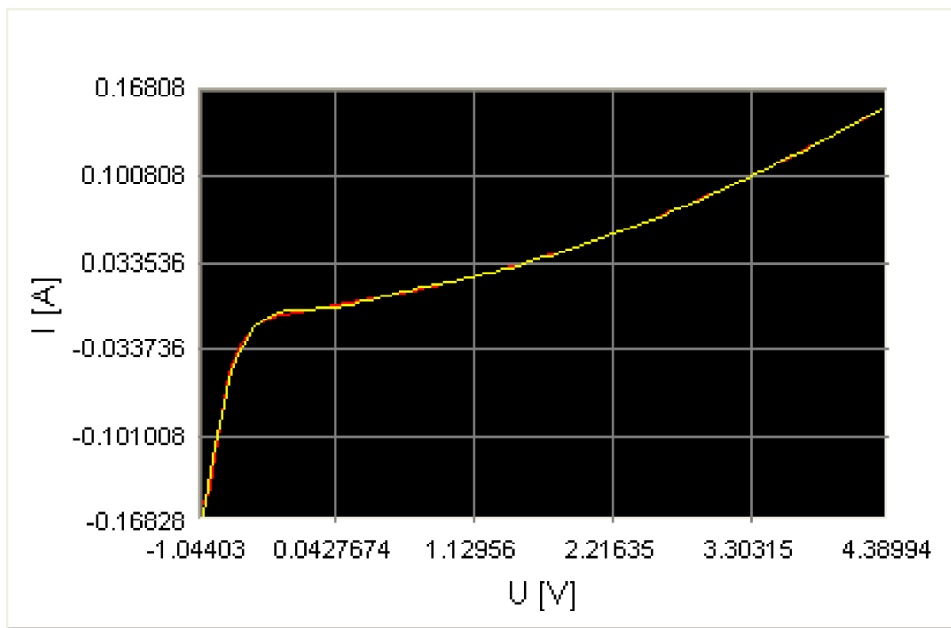
Rysunek 4.34: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiego.

numery nieparzystym wykazują (w rozważanym przypadku) większą stabilność numeryczną, niż dla wielomianu o rzędzie parzystym.



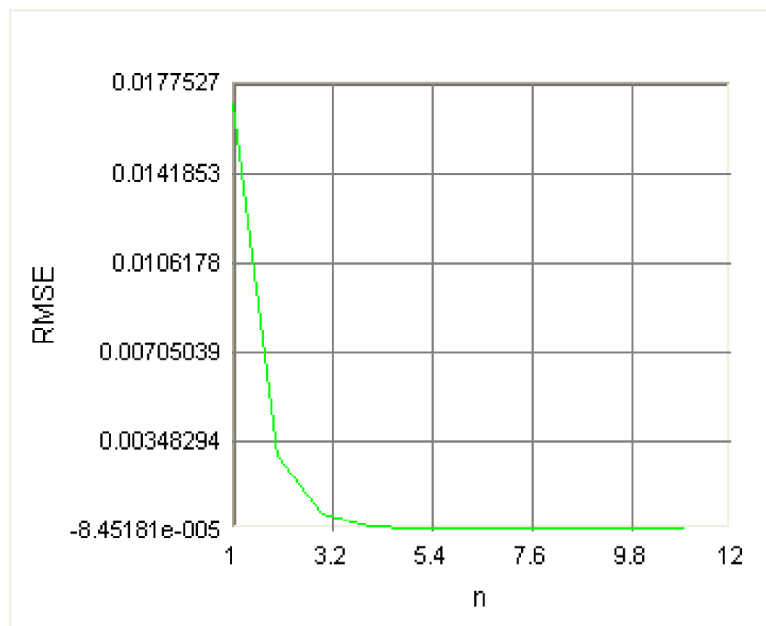
Rysunek 4.35: Przebiegi przesłuchów na końcu bliskim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokim, gdzie charakterystykę nieliniową zaproksymowano za pomocą szeregu Taylor'a o liczbie współczynników kolejno $n = 7 \div 12$.

Przykładem charakterystyki nieliniowej, dla której algorytm jest bezwzględnie zbieżny jest charakterystyka wyjściowa układu bufora dla stanu wysokiej impedancji (Rys. 4.36). Zwiększenie liczby współczynników szeregu Taylora z $n = 9$ na $n = 11$ nie wpływa już w znacznym stopniu na poprawę dokładności aproksymacji, czy też błędu algorytmu aproksymującego (Rys. 4.37). Prowadzi natomiast do numerycznej stabilizacji rozwiązania tzn., osiągnięcia takiego kształtu przebiegów napięciowych we wrotach rozważanej struktury transmisyjnej, który ulega niewielkim zmianom przy kolejnym wzroście rzędu wielomianu aproksymującego.

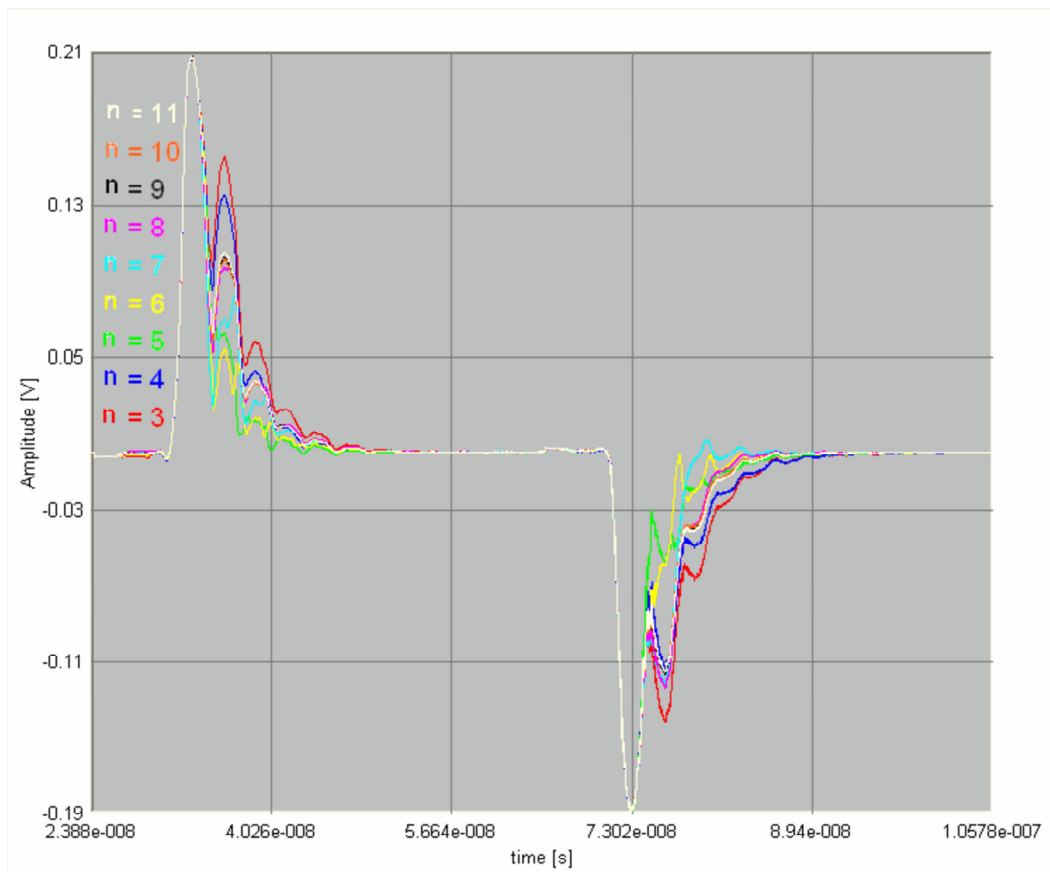


Rysunek 4.36: Aproksymacja charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiej impedancji, metodą najmniejszych kwadratów ($n = 11$).

Na Rysunku 4.38 zamieszczono wyniki analizy nieliniowej w zależności od dokładności aproksymacji charakterystyki obciążenia. Jak można zaobserwować kolejne rozwiązania algorytmu iteracyjnego napięcia przesłuchu na bliskim końcu wykazują niewielkie różnice pomiędzy przebiegiem napięciowym wyznaczonym dla aproksymacji obciążenia toru transmisyjnego wielomianem, którego rząd jest liczbą parzystą, a wielomianem, którego rząd jest liczbą nieparzystą (zwłaszcza dla $n \geq 8$).



Rysunek 4.37: Błąd algorytmu iteracyjnego dla przypadku charakterystyki wyjściowej układu 74ABT125D dla stanu wysokiej impedancji.



Rysunek 4.38: Przebiegi przesłuchów na końcu bliskim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji, gdzie charakterystykę nieliniową zaprosymowano za pomocą szeregu Taylor'a o liczbie współczynników kolejno $n = 3 \div 11$.

4.4 Wpływ strat struktury transmisyjnej na wielkość przesłuchów

Wyrażenia opisujące straty w układzie sprzężonych linii mikropaskowych oraz pojedynczej linii mikropaskowej zawarto w rozdziale A. Całkowite straty w rozważanej strukturze reprezentuje współczynnik tłumienia α , w którego skład wchodzi straty materiału dielektrycznego α_d , straty przewodzenia (tzw. straty ohmowe) α_c , oraz straty promieniowania α_r . Straty magnetyczne α_m dotyczą podłoży magnetycznych, stąd też nie będą uwzględnione w dalszej części pracy. Straty promieniowania, z uwagi na ich mniejsze znaczenie w porównaniu do strat dielektrycznych oraz przewodzenia, również nie podlegają opisowi.

Niniejszy rozdział poświęcony jest wpływowi strat na wielkość przesłuchu w układzie sprzężonych linii mikropaskowych (z doprowadzeniami, patrz Rys. 4.11, **S1**). Obciążenia rozważanego układu w tym wypadku nie odgrywają istotnej roli, aczkolwiek sam opis opiera się na wcześniej prezentowanej konfiguracji, wykorzystującej nieliniowe obciążenie toru transmisyjnego w postaci wyjścia układu cyfrowego 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji oraz liniowe obciążenia toru sprzężonego na obu końcach.

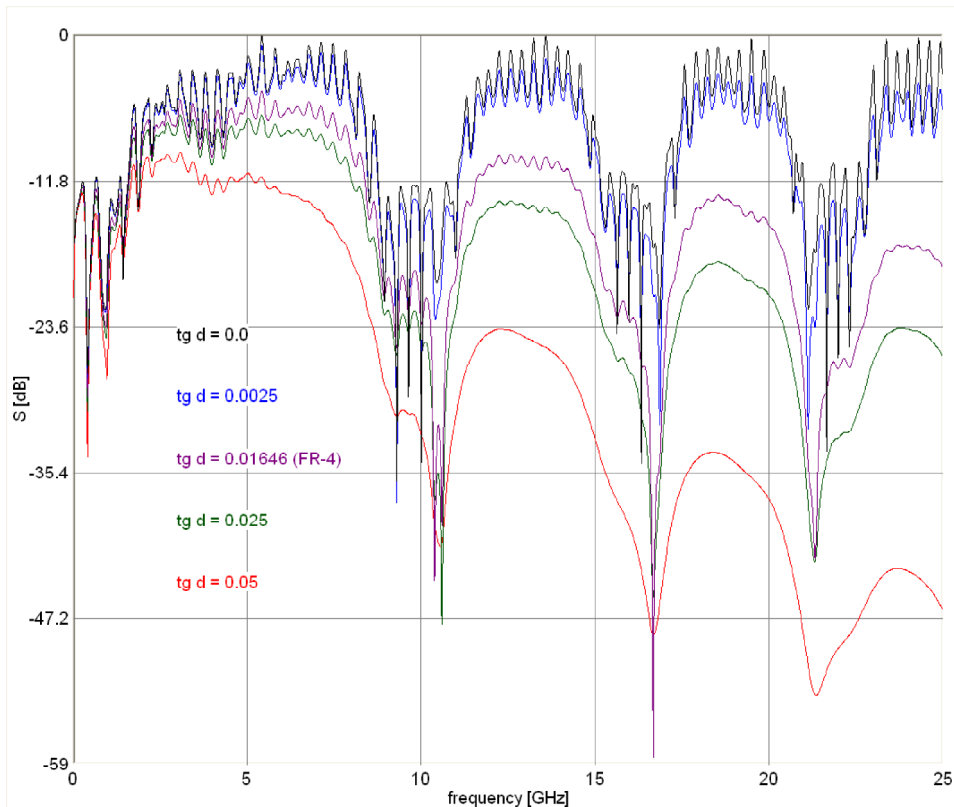
Oczywistym wydaje się fakt, iż występowanie strat w jakimkolwiek układzie transmisyjnym powoduje tłumienie amplitudy przesyłanego sygnału, stąd też obecne rozważania ukierunkowane są na sprawdzenie tego, w jakim stopniu straty, głównie dielektryczne i przewodzenia, wpływają na zmianę - tłumienie amplitudy (w tym wypadku) przesłuchu w wyżej opisanym układzie transmisyjnym.

4.4.1 Straty dielektryczne

Straty dielektryczne zależą od rodzaju zastosowanego materiału podłoża. W większości wypadków stosowanych obecnie materiałów dielektrycznych wartość tangensa kąta strat dielektrycznych przy częstotliwościach mniejszych od 1GHz jest bardzo mała lub niekiedy bliska zeru ($tg\delta \approx 0$). Dla większych częstotliwości w zależności od typu podłoża sytuacja może ulec zmianie i straty dielektryczne odgrywają większą rolę (podłoża półprzewodnikowe). W przypadku np. teflonu lub ceramiki alundowej straty dielektryczne są pomijalne. Oczywiście nie są to materiały popularne wśród typowych konstrukcji płyt PCB, niemniej jednak ze względu na niewielkie straty na wyższych częstotliwościach mają szerokie zastosowanie np. w układach mikrofalowych.

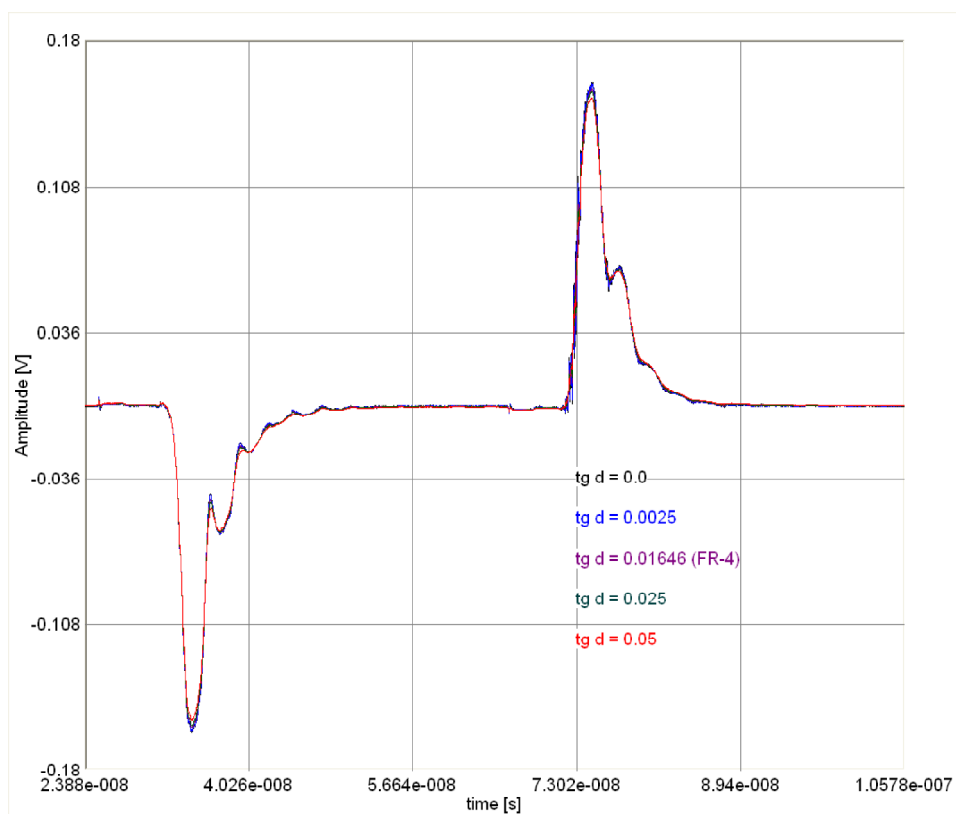
Rysunek 4.39 przedstawia zależność elementu S_{41} (sprzężenie pomiędzy wrotami 1 - miejsce podłączenia źródła sygnału pobudzającego w postaci napięciowej fali prostokątnej i 4 - daleki koniec toru sprzężonego obciążonego liniową impedancją) macierzy rozproszenia analizowanej struktury transmisyjnej od różnych wartości tangensa kąta strat dielektrycznych. Jak można zauważyć w zakresie

niskich częstotliwości (do 1GHz) niewielkie zmiany $tg\delta$ (0.01646 \rightarrow 0.03) na poziomie tego samego rzędu wielkości nie mają znaczącego wpływu na przebieg parametru rozproszenia. Zmiany te są "mocno" rozróżnialne na wyższych częstotliwościach. Jeżeli natomiast wartość $tg\delta$ wzrośnie np. o rząd wielkości (0.01646 \Rightarrow 0.1), wówczas mamy do czynienia z dużo większą zmianą tłumienia sygnału. Jest to jednak przypadek, który charakteryzuje materiał silnie stratny, co niewątpliwie zawęży zbiór aplikacji, w których znalazłby on swoje zastosowanie.

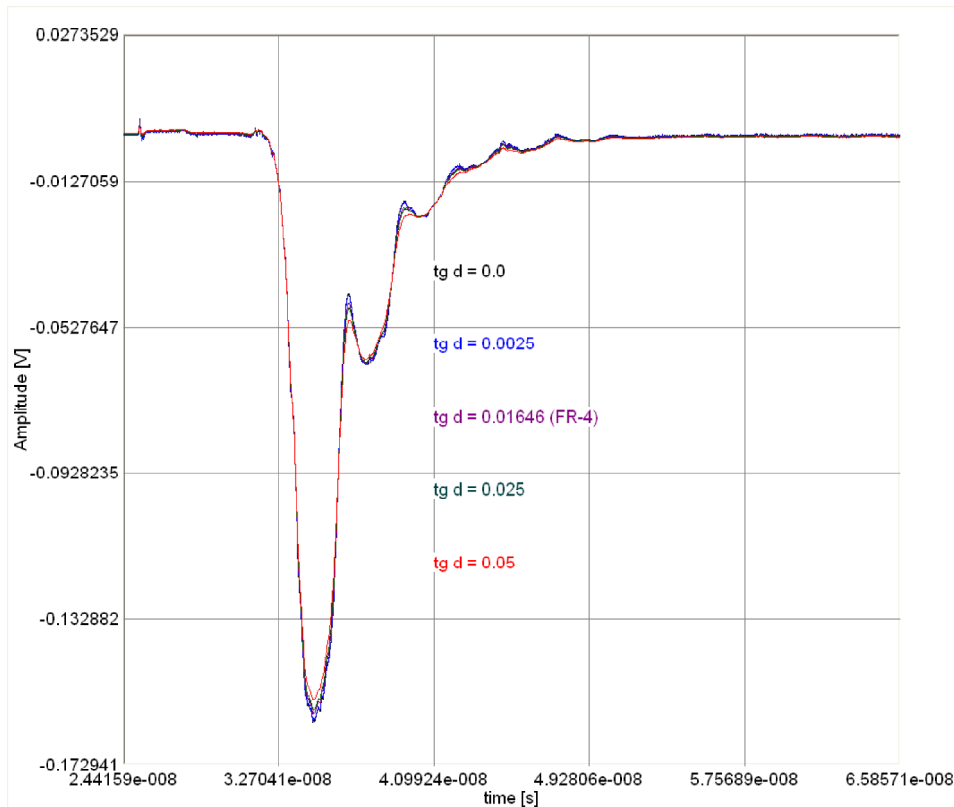


Rysunek 4.39: Wpływ tangensa kąta strat dielektrycznych na moduł elementu S_{41} macierzy rozproszenia analizowanej struktury transmisyjnej.

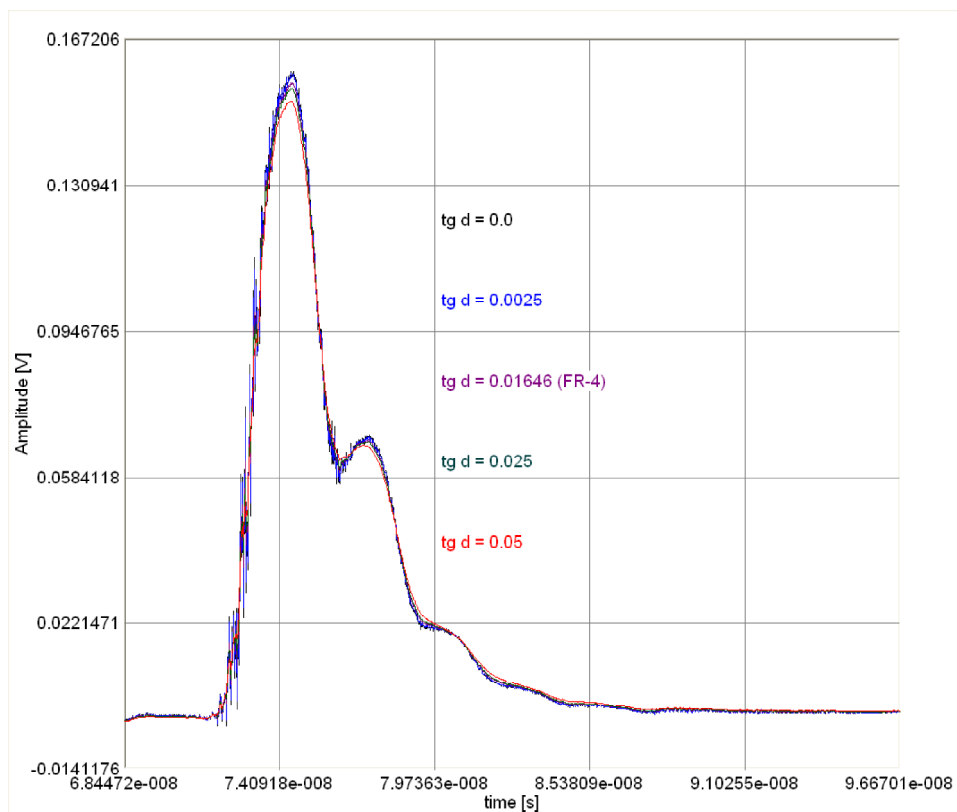
Powyższy scenariusz ma swoje bezpośrednie przełożenie na przebieg sygnału przesłuchu, obserwowanego w porcie 4. Rysunek 4.40 prezentuje niewielkie zmiany jakie zachodzą w obrębie wartości szczytowych amplitudy sygnału na dalekim końcu toru sprzężonego. W celu lepszej wizualizacji, przesłuch pochodzący od zbocza narastającego i opadającego źródła sygnału zamieszczono odpowiednio na Rysunku 4.41 oraz 4.42. Jak łatwo można zauważyć, oprócz zmian - spadku amplitudy sygnału, wraz ze wzrostem $tg\delta$ materiału dielektrycznego występuje również dodatkowy efekt "wygładzania" kształtu przesłuchu w obrębie szybkich zmian sygnału. Jest to związane z większym tłumieniem składowych o wyższych częstotliwościach, co bezpośrednio obrazuje Rysunek 4.39.



Rysunek 4.40: Wpływ tangensa kąta strat dielektrycznych na przebieg przesłuchu na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji (grubość metalizacji $T = 0$).



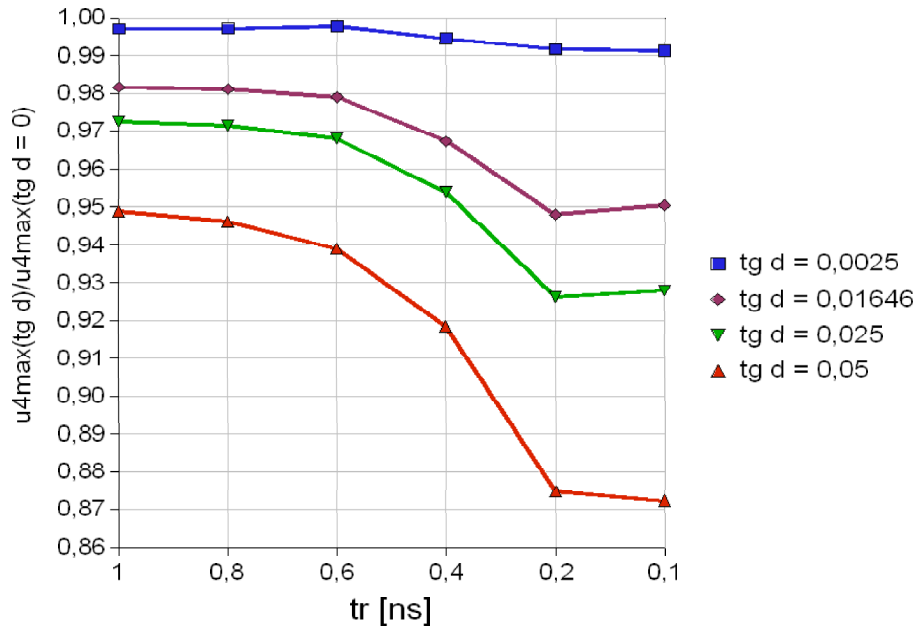
Rysunek 4.41: Wpływ tangensa kąta strat dielektrycznych na przebieg przesłuchu (odpowieź na zbocze narastające sygnału źródła) na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji.



Rysunek 4.42: Wpływ tangensa kąta strat dielektrycznych na przebieg przesłuchu (odpowiedź na zbocze opadające sygnału źródła) na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji.

t_r [ns]	1	0.8	0.6	0.4	0.2	0.1
$f_s/2$ [GHz]	4	5	6.65	10	20	40

Tabela 4.2: Szerokość dyskretnego widma częstotliwość dla poszczególnych wartości czasu narastania sygnału pobudzającego



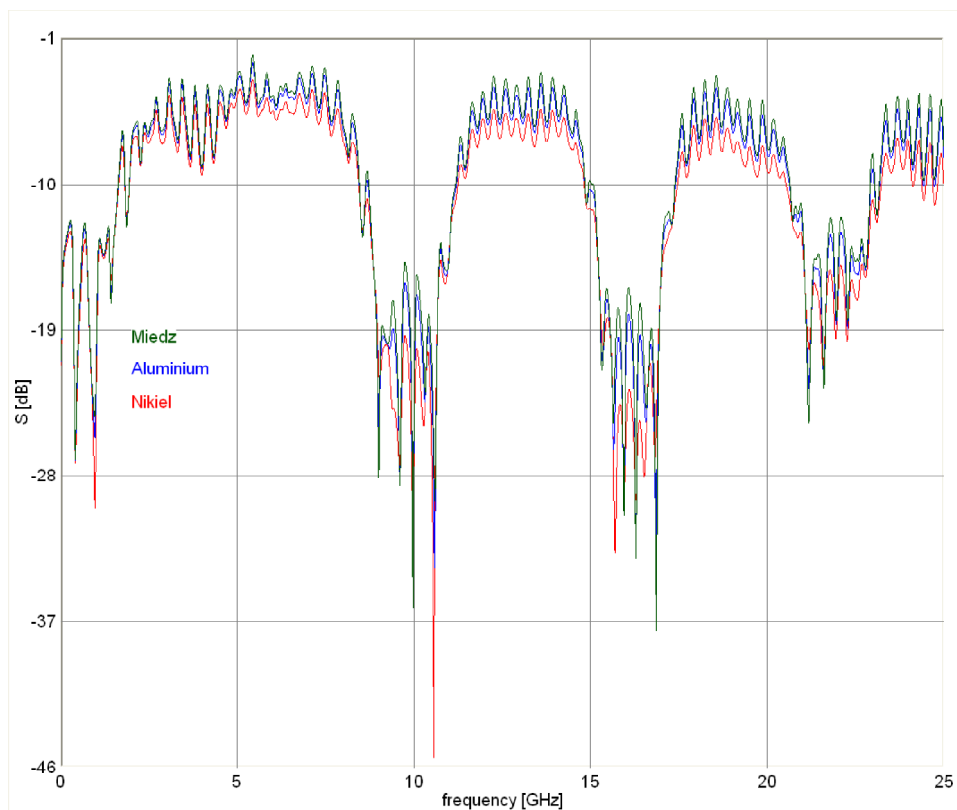
Rysunek 4.43: Wpływ tangensa kąta strat dielektrycznych na wartość przebiegu przesłuchu w zależności od czasu narastania zbocza sygnału pobudzającego.

Stopień uzależnienia amplitudy przebiegu przesłuchu od strat materiału dielektrycznego podłoża zależy również od czasu narastania t_r oraz czasu opadania t_f sygnału źródła pobudzającego. Wiąże się to bezpośrednio z dokładnością - częstotliwością z jaką jest próbkowany sygnał źródła. Im krótsze są czasy narastania/opadania, tym większa jest częstotliwość próbkowania, tzn. szersze jest widmo częstotliwości, w którym analizowana jest struktura transmisyjna. W tej sytuacji wzrasta również znaczenie strat materiału dielektrycznego (patrz Rys. 4.39). W przypadku sygnału pobudzenia w postaci idealnego impulsu prostokątnego widmo tego sygnału jest nieograniczone. Rysunek 4.43 przedstawia zależność pomiędzy czasem narastania t_r sygnału pobudzającego a wartością maksymalną przebiegu przesłuchu dla różnych wartości tangensa kąta strat dielektrycznych, znormalizowaną do wartości maksymalnej przebiegu przesłuchu uzyskanej w rozważanym układzie transmisyjnym o bezstratnym podłożu ($\text{tg } \delta = 0$). Ponadto, w Tabeli 4.2 zamieszczono maksymalną szerokość dyskretnego widma częstotliwości dla poszczególnych wartości czasu narastania sygnału pobudzającego.

4.4.2 Straty przewodzenia

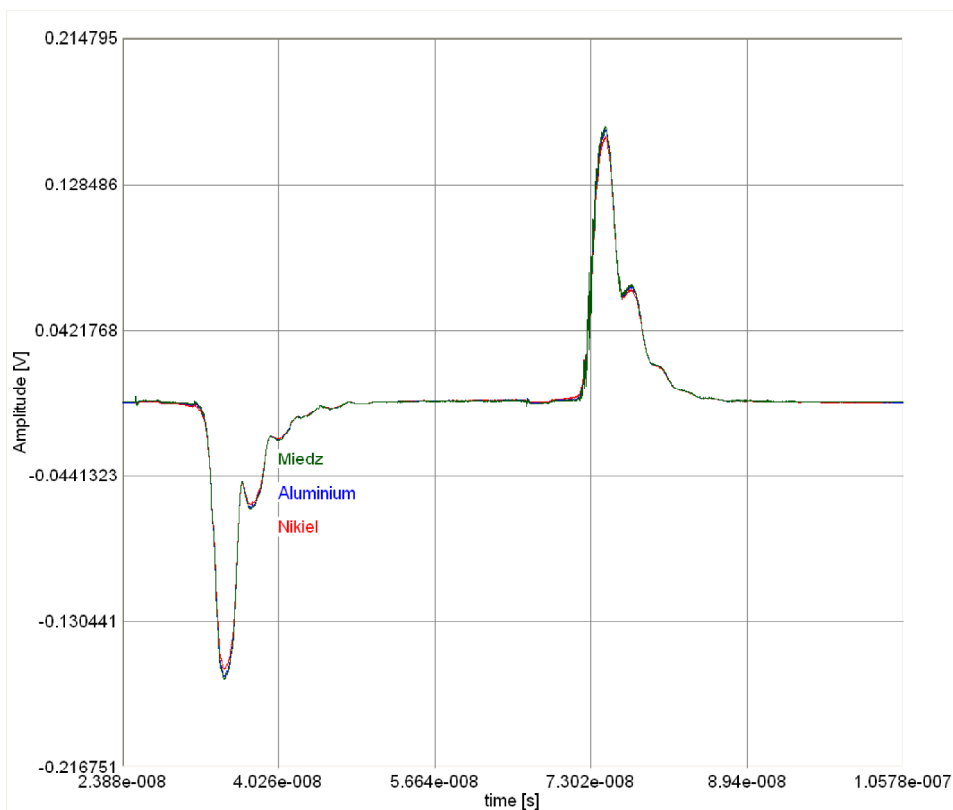
W zakresie większych częstotliwości zaczyna występować zjawisko naskórkowości. Wiąże się to ze zwiększeniem gęstości prądu przy powierzchni przewodnika, natomiast w kierunku do środka paska przewodnika gęstość prądu maleje lub nawet zanika. W związku z tym, w miarę wzrostu częstotliwości pole magnetyczne coraz mniej wnika do wnętrza przewodu.

Rysunek 4.44 przedstawia zależność elementu S_{41} (sprzężenie pomiędzy wrotami 1 - miejsce podłączenia źródła sygnału pobudzającego w postaci napięciowej fali prostokątnej i 4 - daleki koniec toru sprzężonego obciążonego liniową impedancją) macierzy rozproszenia analizowanej struktury transmisyjnej od różnych wartości przewodności materiału metalizacji. Wartości te dla miedzi (Cu), aluminium (Al) oraz niklu (Ni) odpowiednio wynoszą: $\sigma_{Cu} = 5.8e+7$ [S/m], $\sigma_{Al} = 3.53e+7$ [S/m] oraz $\sigma_{Ni} = 1.47e+7$ [S/m]. Jak można zauważyć w zakresie niskich częstotliwości (do 1GHz) różnice są niewielkie. Znacznie większe zmiany występują na wyższych częstotliwościach, co wiąże się ze spadkiem głębokości wnikania, a tym samym wzrostem rezystancji powierzchniowej.



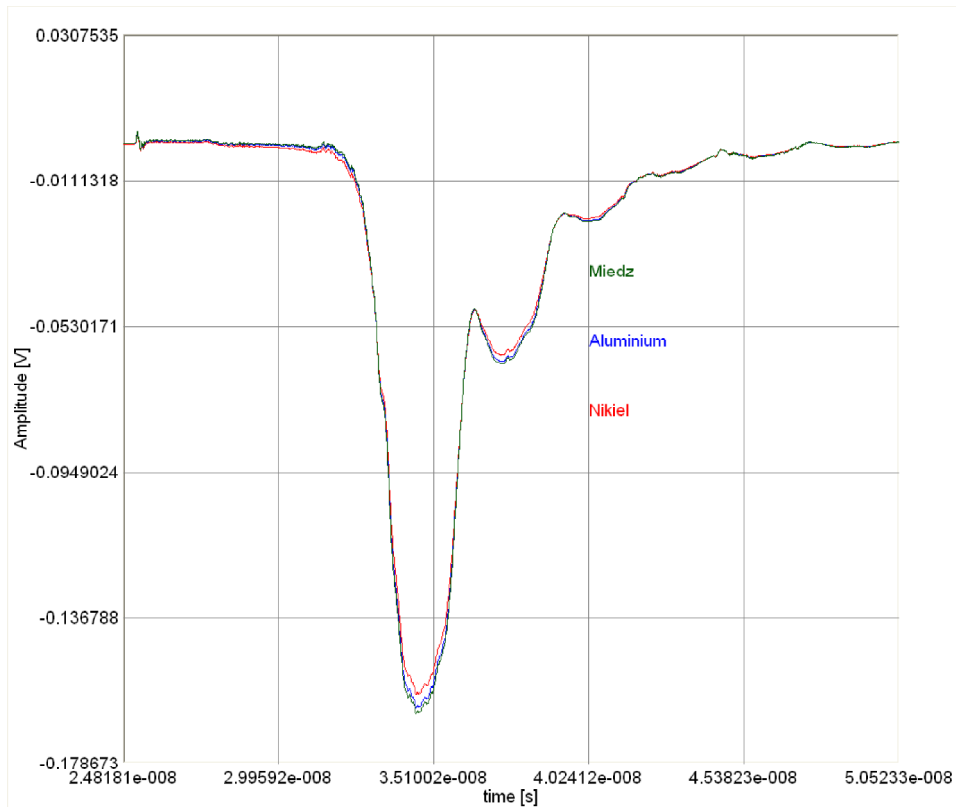
Rysunek 4.44: Wpływ przewodności - rodzaju materiału metalizacji na moduł elementu S_{41} macierzy rozproszenia analizowanej struktury transmisyjnej (grubość metalizacji $T = 35\mu\text{m}$).

Powyższy scenariusz ma swoje bezpośrednie przełożenie na przebieg sygnału przesłuchu, obserwowanego w porcie 4. Rysunek 4.45 prezentuje niewielkie zmiany jakie zachodzą w obrębie wartości szczytowych amplitudy sygnału na dalekim końcu toru sprzężonego. W celu lepszej wizualizacji, przesłuch pochodzący od zbrocza narastającego i opadającego źródła sygnału zamieszczono odpowiednio na Rysunku 4.46 oraz 4.47. Jak łatwo można zauważyć, oprócz zmian - spadku amplitudy sygnału, wraz ze spadkiem wartości przewodności ($\sigma_{Cu} > \sigma_{Ni}$) materiału metalizacji występuje, podobnie jak dla strat dielektrycznych, dodatkowy efekt "wygładzania" kształtu przesłuchu w obrębie szybkich zmian sygnału. Jest to związane z większym tłumieniem składowych o wyższych częstotliwościach, co bezpośrednio obrazuje Rysunek 4.44.



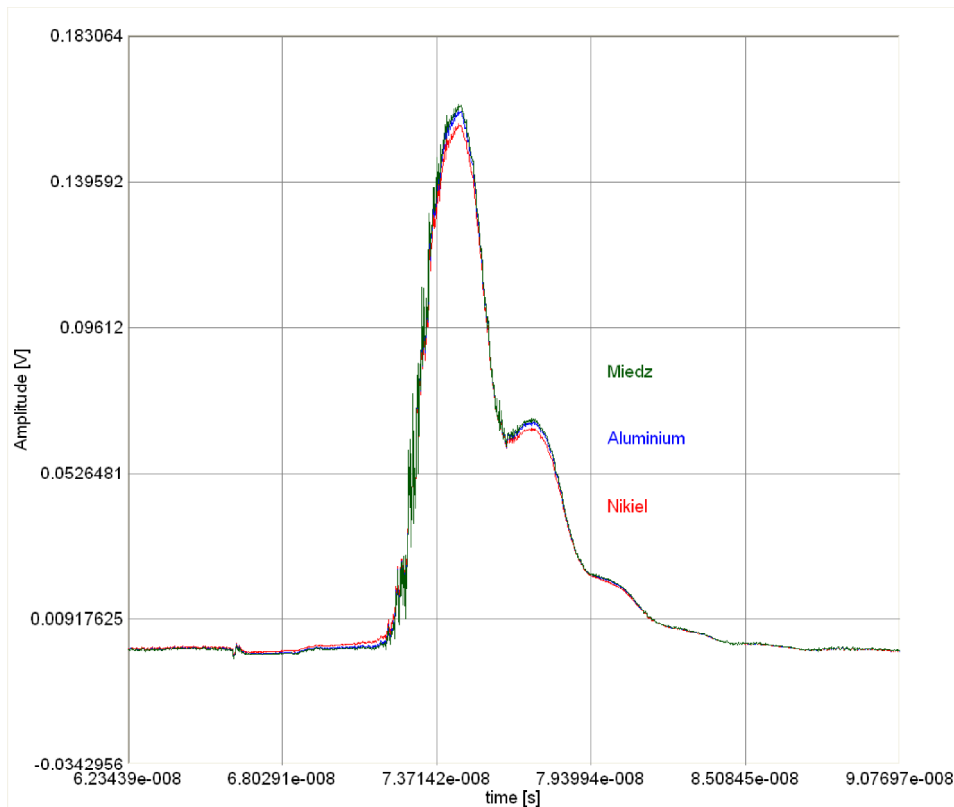
Rysunek 4.45: Wpływ przewodności - rodzaju materiału metalizacji na przebieg przesłuchu na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji (grubość metalizacji $T = 35\mu m$).

Wpływ strat przewodzenia na poziom amplitudy przebiegu przesłuchu jest bezpośrednio zależny od czasu narastania t_r oraz czasu opadania t_f sygnału źródła pobudzającego. Podobnie jak to przedstawiono w przypadku strat dielektrycznych, szerokość widma częstotliwości, w którym wyznacza się odpowiedź struktury transmisyjnej na pobudzenie sygnałem fali prostokątnej, determino-

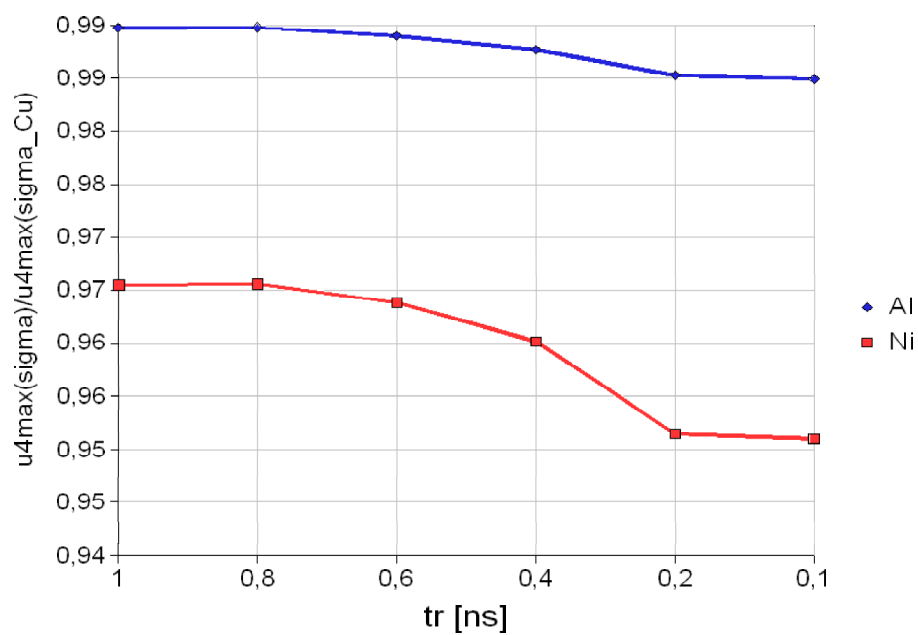


Rysunek 4.46: Wpływ przewodności - rodzaju materiału metalizacji na przebieg przesłuchu (odpowiedź na zbocze narastające sygnału źródła) na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji.

wana jest przez częstotliwość próbkowania sygnału pobudzającego. Im krótsze czasy t_r i t_f , tym większa częstotliwość próbkowania, tzn. szersze widmo częstotliwości, co prowadzi do wzrostu znaczenia strat przewodzenia. Rysunek 4.48 przedstawia zależność pomiędzy czasem narastania t_r sygnału pobudzającego a wartością maksymalną przebiegu przesłuchu dla różnych materiałów metalizacji, znormalizowaną do wartości maksymalnej przebiegu przesłuchu uzyskanej w rozważanym układzie transmisyjnym, w którym elementy przewodzące wykonano z miedzi. Maksymalną szerokość dyskretnego widma częstotliwości dla poszczególnych wartości czasu narastania sygnału pobudzającego zamieszczono w Tabeli 4.2.



Rysunek 4.47: Wpływ przewodności - rodzaju materiału metalizacji na przebieg przesłuchu (odpowiedź na zbocze opadające sygnału źródła) na końcu dalekim dla obciążenia toru transmisyjnego wyjściem układu 74ABT125D w stanie wysokiej impedancji.



Rysunek 4.48: Wpływ przewodności - rodzaju materiału metalizacji na wartość przebiegu przesłuchu w zależności od czasu narastania zbocza sygnału pobudzającego.

Rozdział 5

Podsumowanie

Materiał zawarty w niniejszej rozprawie stanowi rezultat pracy autora nad połączeniem technik programowania ze znajomością zagadnień na polu zjawisk zachodzących w strukturach transmisyjnych na PCB, w szczególności zjawiska przesłuchu w parze równoległych ścieżek, gdzie tor transmisyjny obciążony jest elementem nieliniowym. Doświadczenie w sferze technik programowania oraz efektywne wykorzystanie własności programowania obiektowego umożliwiło stworzenie aplikacji o nazwie *XTalk*. Co więcej, w celu realizacji wyznaczonych zadań niezbędne było zakodowanie wiedzy inżynierskiej z zakresu modelowania i analizy wybranych mikrofalowych przewodnic planarnych, jak również opracowanie metod i algorytmów działających dla różnych danych wejściowych. Ważnym aspektem było także opracowanie określonego przebiegu modelowania zjawiska przesłuchu, co bezpośrednio wiąże się z odpowiednią konstrukcją interfejsu użytkownika oraz właściwym wyselekcjonowaniem danych wejściowych i parametrów domyślnych.

W części teoretycznej powyższej rozprawy opisano proces modelowania zjawiska przesłuchu w układzie dwóch równoległych, krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych, gdzie tor transmisyjny obciążony jest elementem nieliniowym. Ponadto, wychodząc od teoretycznych podstaw metody szeregów Volterry i szeregów Taylor'a, opracowano algorytm numeryczny, oparty wyłącznie o działania algebry liniowej, który umożliwia wyznaczenie przebiegów napięciowych przesłuchów w powyższym układzie. Ponadto, zaprezentowany algorytm można również z powodzeniem zastosować w układzie, gdzie obciążenie nieliniowe występuje np. w torze sprzężonym. Opracowany algorytm został oprogramowany i zaimplementowany w aplikacji *XTalk*.

Niezmiernie ważnym elementem tej rozprawy jest część praktyczna. W dość ograniczonym, jak na potrzeby prezentowanego zagadnienia, zestawie pomiarowym (brak kosztownych szerokopasmowych sond wysokoimpedancyjnych, urządzenia pomiarowe pracujące w systemie 50Ω) dokonano szeregu pomiarów zarówno dla obciążeń toru transmisyjnego o charakterze liniowym, składających się z elementów takich jak rezystor, kondensator i cewka, a także dla obciążeń o charakterze nieliniowym, gdzie zastosowano pojedynczy element jakim jest dio-

da Schottky'ego SMS7630-001 i cyfrowy układ scalony - bufor serii 74ABT125D. Porównanie wyników pomiaru z wynikami symulacji wykonanej dla konfiguracji bardzo zbliżonych do konfiguracji pomiarowych dowodzi, iż zaprezentowana metoda, pomimo swoich ograniczeń (brak bezwzględnej zbieżności algorytmu iteracyjnego dla niektórych charakterystyk nieliniowych) przybliża z zadowalającą dokładnością rzeczywistą postać przebiegów napięciowych przesłuchów w modelowanym układzie pomiarowym. Ważną cechą jest również jej ogólność polegająca na tym, iż zarówno charakterystyka nieliniowa jak i sygnał pobudzenia reprezentowany jest za pomocą zbioru próbek.

Wprowadzono również możliwość wczytania do programu *XTalk* dowolnej czterowrotowej struktury transmisyjnej reprezentowanej przez parametry macierzy rozporoszenia zawarte w formacie Touchstone'a. Pozwala to na szersze stosowanie aplikacji np.: w analizie innych struktur transmisyjnych.

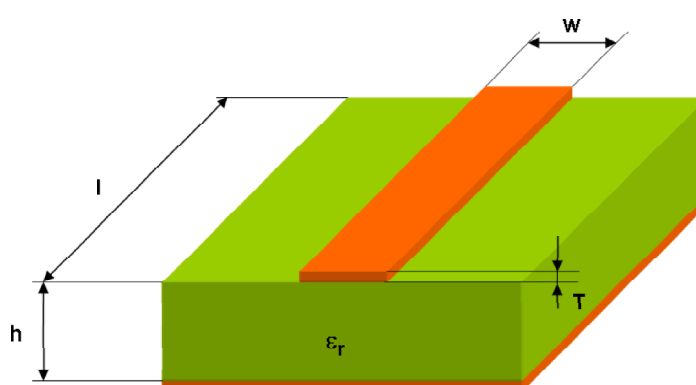
Program *XTalk* zarówno wspomaga proces modelowania niepożądanych efektów tzn. przesłuchów w rozważanym układzie transmisyjnym, jak również może stanowić cenne źródło informacji np. dla projektantów płyt drukowanych, którzy chcieliby poszerzyć swoją wiedzę o pewien obszar zagadnień związanych z transmisją szybkich sygnałów na PCB. Niewątpliwie program ten może również stanowić narzędzie w procesie edukacji na poziomie akademickim.

Dodatek A

Opis modelu struktury transmisyjnej

A.1 Pojedyncza linia mikropaskowa

Linia mikropaskowa składa się z paska przewodnika o szerokości w , długości l i grubości T , ułożonego na niemagnetycznym podłożu dielektrycznym, którego przeciwległa strona w całości również pokryta jest warstwą metaliczną, potocznie nazywaną masą (ang.: *ground-plane*). Podłoże dielektryczne linii charakteryzuje się grubością h , przenikalnością elektryczną ϵ_r oraz stratami tj. tangensem kąta strat dielektrycznych $\text{tg } \delta$. Struktura pojedynczej linii mikropaskowej pokazana jest na Rys. A.1.



Rysunek A.1: Przekrój poprzeczny struktury pojedynczej linii mikropaskowej.

A.1.1 Statyczna aproksymacja impedancji charakterystycznej i efektywnej przenikalności elektrycznej

Statyczny model linii mikropaskowej umożliwia uzyskanie dokładnych obliczeń dla częstotliwości do około 4GHz. Parametrami tych obliczeń [33] są wymiary geometryczne linii mikropaskowej, które pozwalają na wyznaczenie impedancji charakterystycznej oraz efektywnej przenikalności elektrycznej podłoża dla $f=0$ Hz. Fizyczne wymiary geometryczne rozważanej struktury znormalizowane są w stosunku do grubości podłoża. Poniższe oznaczenie stosowane będzie w dalszym opisie:

$$\mathbf{u} = \frac{w}{h} \quad (\text{A.1})$$

W pierwszej kolejności założono, że rozważany element jest strukturą jednorodną w przekroju poprzecznym, co oznacza, iż materiał podłoża oraz materiał powyżej paska przewodzącego są identyczne. W poniższym równaniu materiałem dielektrycznym jest powietrze ($\epsilon_r = 1$). Impedancja charakterystyczna odpowiednio wynosi:

$$Z_0(\mathbf{0}, \mathbf{u}) = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left(\frac{f(\mathbf{u})}{\mathbf{u}} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{\mathbf{u}}\right)^2} \right) \quad (\text{A.2})$$

gdzie

$$f(\mathbf{u}) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left(- \left(\frac{30.666}{\mathbf{u}} \right)^{0.7528} \right) \quad (\text{A.3})$$

oraz $\eta_0 \approx 120\pi[\Omega]$ jest impedancją wolnej przestrzeni. Indeks $\mathbf{0}$ oznacza jednorodny dielektryk - powietrze, natomiast argument $\mathbf{0}$ odnosi się do częstotliwości $f=0$ Hz.

Efektywną stałą dielektryczną linii transmisyjnej określa wzór:

$$\epsilon_{eff}(\mathbf{0}, \mathbf{u}) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} q \quad (\text{A.4})$$

gdzie

$$q = \left(1 + \frac{10}{\mathbf{u}} \right)^{-a(\mathbf{u}) \cdot b(\epsilon_r)}$$

$$a(\mathbf{u}) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{\mathbf{u}^4 + \left(\frac{\mathbf{u}}{52}\right)^2}{\mathbf{u}^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{\mathbf{u}}{18.1} \right)^3 \right)$$

$$b(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

Podobnie jak poprzednio, argument $\mathbf{0}$ odnosi się do częstotliwości $f = 0\text{Hz}$, czyli przypadku statycznej efektywnej stałej dielektrycznej linii transmisyjnej.

Aby otrzymać impedancję charakterystyczną linii mikropaskowej zbudowanej na dielektryku o przenikalności ϵ_r , należy podzielić wartość impedancji linii mikropaskowej o jednorodnym przekroju poprzecznym przez pierwiastek kwadratowy efektywnej przenikalności elektrycznej linii transmisyjnej tj.:

$$Z_L(\mathbf{0}) = \frac{Z_0(\mathbf{0})}{\sqrt{\epsilon_{eff}(\mathbf{0}, \mathbf{u})}} \quad (\text{A.5})$$

Powyzsza aproksymacja obarczona jest błędem 5% dla $\epsilon_r < 60$ oraz $0.01 \leq \mathbf{u} \leq 60$.

A.1.2 Efekt dyspersji w pojedynczej linii mikropaskowej

Wartość efektywnej stałej dielektrycznej rozważanej struktury transmisyjnej, a w konsekwencji wartość impedancji charakterystycznej linii, zmieniają się wraz ze zmianą częstotliwości. Efekt ten nazywany jest *dyspersją*. Efektywna względna przenikalność elektryczna linii wzrasta asymptotycznie wraz ze wzrostem częstotliwości, dążąc do wartości ϵ_r . Efekt dyspersji powoduje niewielki wzrost impedancji charakterystycznej linii mikropaskowej dla wyższych częstotliwości. Zastosowany model dyspersji przedstawiono w pracy [33].

Efektywna przenikalność elektryczna linii mikropaskowej wyraża się wzorem:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(\mathbf{0})}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (\text{A.6})$$

Symbol f_p oznacza aproksymację częstotliwości odcięcia dla pierwszego rodzaju TEM (ang.: *transverse electromagnetic*), przy czym

$$f_p = \frac{Z_L(\mathbf{0})}{2\mu_0 H}$$

gdzie $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m] jest przenikalnością magnetyczną próżni, G jest współczynnikiem wyznaczonym empirycznie określonym jak poniżej:

$$G = \frac{\pi^2 \epsilon_r - 1}{12 \epsilon_{eff}(\mathbf{0})} \sqrt{\frac{2\pi Z_L(\mathbf{0})}{\eta_0}}$$

Argument f oznacza aktualnie rozważaną częstotliwość.

Innym modelem dyspersji zaprezentowanym w pracy [113] jest sekwencja łatwo programowalnych wyrażeń. Efektywna przenikalność linii mikropaskowej przyjmuje postać [57]:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P(f)} \quad (\text{A.7})$$

$$P(f) = P1P2[(0.1844 + P3P4)f_n]^{1.5763}$$

$$P1 = 0.27488 + u \cdot \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.0157f_n)^{20}} \right] - 0.065683 \cdot \exp(-8.7513u)$$

$$P2 = 0.33622[1 - \exp(-0.03442\epsilon_r)]$$

$$P3 = 0.0363 \cdot \exp(-4.6u) \left[1 - \exp\left(\left(-\frac{f_n}{38.7}\right)^{4.97}\right) \right]$$

$$P4 = 1 + 2.751 \left[1 - \exp\left(\left(-\frac{\epsilon_r}{15.916}\right)^8\right) \right]$$

gdzie f_n jest częstotliwością znormalizowaną w stosunku do grubości podłoża, czyli:

$$f_n = \frac{f \cdot H}{10^6} \quad [\text{GHz} \cdot \text{mm}]$$

Model dyspersyjny impedancji charakterystycznej pojedynczej linii [113] opisany jest za pomocą poniższych wyrażeń:

$$Z_L(f) = Z_L(0) \left(\frac{R_{13}}{R_{14}} \right)^{R_{17}} \quad (\text{A.8})$$

$$R_1 = 0.03891\epsilon_r^{1.4}$$

$$R_2 = 0.267u^7$$

$$R_3 = 4.766 \cdot \exp(-3.228u^{0.641})$$

$$R_4 = 0.016 + (0.0514\epsilon_r)^{4.524}$$

$$R_5 = \left(\frac{f_n}{28.843} \right)^{12}$$

$$R_6 = 22.2u^{1.92}$$

$$R_7 = 1.206 - 0.3144 \cdot \exp(-R_1)(1 - \exp(-R_2))$$

$$R_8 = 1 + 1.275 \left\{ 1 - \exp \left[-0.004625R_3\epsilon_r^{1.674} \left(\frac{f_n}{18.365} \right)^{2.745} \right] \right\}$$

$$R_9 = 5.086R_4 \frac{R_5}{0.3838 + 0.386R_4} \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992R_5} \frac{(\epsilon_r - 1)^6}{1 + 10(\epsilon_r - 1)^6}$$

$$R_{10} = 0.00044\epsilon_r^{2.136} + 0.0184$$

$$R_{11} = \frac{\left(\frac{f_n}{19.47} \right)^6}{1 + 0.0962 \left(\frac{f_n}{19.47} \right)^6}$$

$$R_{12} = \frac{1}{1 + 0.00245u^2}$$

$$R_{13} = 0.9408\epsilon_{eff}(f_n)^{R_8} - 0.9603$$

$$R_{14} = (0.9408 - R_9)\epsilon_{eff}(0)^{R_8} - 0.9603$$

$$R_{15} = 0.707R_{10} \left(\frac{f_n}{12.3} \right)^{1.097}$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503\epsilon_r^2 R_{11} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{u^6}{15} \right] \right\}$$

$$R_{17} = R_7 \left[1 - 1.1241 \left(\frac{R_{12}}{R_{16}} \right) \exp(-0.026 \cdot f_n^{1.15656} - R_{15}) \right]$$

A.1.3 Efekt skończonej grubości paska

Efekt skończonej grubości przewodnika (T) pojedynczej linii mikropaskowej zawarto w pracy [33]. W pierwszej kolejności wyznaczana jest korekta znormalizowanej szerokości paska dla jednorodnej struktury mikropaskowej (A.9).

$$\Delta u_{T,1} = \frac{T_h}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4 \cdot e \cdot \operatorname{tgh}^2 \sqrt{6.517u}}{T_h} \right) \quad (\text{A.9})$$

gdzie $T_h = T/h$.

Na podstawie (A.9) efektywna szerokość paska przewodnika wynosi:

$$u_{T,1} = u + \Delta u_{T,1} \quad (\text{A.10})$$

gdzie u opisuje wyrażenie (A.1). Wielkość e ¹ we wzorze (A.9) jest liczbą Eulera lub Nepera, w przybliżeniu wynoszącą **2.71828**. W celu wyznaczenia impedancji charakterystycznej dla struktury jednorodnej w przekroju poprzecznym ($\epsilon_r = 1$ - powietrze), w miejsce u wprowadza się do wzoru (A.2) efektywną szerokość $u_{T,1}$.

W kolejnym kroku wyznacza się efektywną szerokość paska metalizacji struktury zbudowanej na podłożu materiału dielektrycznego o względniej przenikalności elektrycznej ϵ_r :

$$u_{T,\epsilon_r} = u + \frac{\Delta u_{T,1}}{2} \left(1 + \frac{1}{\operatorname{cosh} \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right) \quad (\text{A.11})$$

Efektywną stałą dielektryczną linii transmisyjnej z uwzględnieniem efektywnej szerokości paska metalizacji określa wzór:

$$\epsilon_{eff,T}(\mathbf{0}) = \epsilon_{eff}(\mathbf{0}, u_{T,\epsilon_r}) \left(\frac{Z_0(\mathbf{0}, u_{T,1})}{Z_0(\mathbf{0}, u_{T,\epsilon_r})} \right)^2 \quad (\text{A.12})$$

gdzie $\epsilon_{eff}(\mathbf{0}, u_{T,\epsilon_r})$ jest efektywną stałą dielektryczną wyznaczoną na podstawie (A.4) z wykorzystaniem u_{T,ϵ_r} , natomiast $Z_0(\mathbf{0}, u_{T,1})$ oraz $Z_0(\mathbf{0}, u_{T,\epsilon_r})$ są impedancjami uzyskanymi na podstawie (A.2) zastępując u odpowiednio $u_{T,1}$ i u_{T,ϵ_r} .

Ostatecznie impedancja charakterystyczna struktury mikropaskowej dla skończonej grubości paska metalicznego przyjmuje postać:

$$Z_{0,T}(\mathbf{0}) = \frac{Z_0(\mathbf{0}, u_{T,\epsilon_r})}{\sqrt{\epsilon_{eff}(\mathbf{0}, T)(\mathbf{0})}} \quad (\text{A.13})$$

¹Liczbę e można między innymi zdefiniować jako $e = \lim_{n \rightarrow \infty} (1 + 1/n)^n$.

A.1.4 Straty pojedynczej linii mikropaskowej

Całkowite straty w strukturze pojedynczej linii mikropaskowej wyraża współczynnik tłumienia α , w którego skład wchodzi straty dielektryczne α_d , straty przewodzenia α_c , straty promieniowania α_r oraz straty magnetyczne α_m . Straty magnetyczne dotyczą podłoża magnetycznych.

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c + \alpha_r + \alpha_m \quad \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (A.14)$$

W niniejszym opisie zostaną uwzględnione tylko straty dielektryczne oraz straty przewodzenia czyli:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (A.15)$$

Straty dielektryczne opisuje poniższe wyrażenie:

$$\alpha_d = \frac{20}{\ln 10} \frac{\pi f}{c_0} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e f f(0)}} \frac{\epsilon_e f f(0) - 1}{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta \quad \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (A.16)$$

gdzie c_0 jest prędkością światła, $\operatorname{tg} \delta$ tangensem kąta strat dielektrycznych materiału podłoża, natomiast $\epsilon_e f f(0)$ efektywną stałą dielektryczną określoną równaniem (A.4).

Straty przewodzenia można określić na podstawie wzoru (A.17).

$$\alpha_c = \frac{20}{\ln 10} \frac{\pi f}{c_0} \frac{\sqrt{\epsilon_e f f(0)}}{Q_c} \quad \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (A.17)$$

Współczynnik dobroci Q_c jest aproksymowany przez zależność:

$$Q_c = \frac{\pi Z_0(0) h f u}{R_s c_0 K} \quad (A.18)$$

gdzie $Z_0(0)$ jest statyczną impedancją linii mikropaskowej w środowisku jednorodnym (patrz (A.2)), R_s jest rezystancją powierzchniową, natomiast K jest współczynnikiem rozkładu prądu. Parametr R_s jest funkcją zarówno głębokości wnikania jak i chropowatości powierzchni:

$$R_s(\Delta) = R_s(0) \left[1 + \frac{2}{\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(1.4 \left(\frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right) \right] \quad (A.19)$$

gdzie $R_s(0)$ jest rezystancją powierzchniową dla powierzchni o chropowatości $\Delta = 0$:

$$R_s(0) = \frac{1}{\sigma \delta} \quad (A.20)$$

Parametr σ określa przewodność metalizacji, natomiast δ jest głębokością wnikania ² lub grubością warstwy naskórkowej określoną jak poniżej:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 f \sigma}} \quad (\text{A.21})$$

Wartość współczynnika dystrybucji prądu określa następujące wyrażenie:

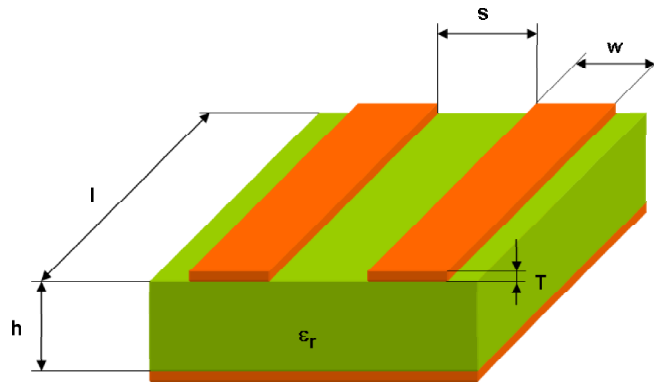
$$K = \exp \left[-1.2 \left(\frac{Z_0(0)}{\eta_0} \right)^{0.7} \right] \quad (\text{A.22})$$

Warunkiem, dla którego powyższy opis strat przewodzenia jest poprawny, jest zachowanie relacji $T_{min} \approx 3\delta$.

²Jest to głębokość, przy której wartość gęstości prądu jest o $1/e$ mniejsza od wartości maksymalnej na powierzchni przewodnika.

A.2 Symetryczna para sprzężonych linii mikropaskowych

Symetryczna para sprzężonych linii mikropaskowych składa się z dwóch równoległych linii paskowych o szerokości w , grubości T i długości l oraz odstępnie pomiędzy ścieżkami s , zbudowanymi na niemagnetycznym podłożu dielektrycznym o grubości h i przenikalności elektrycznej ϵ_r , gdzie przeciwległa strona podłoża jest całkowicie pokryta warstwą metaliczną. Struktura sprzężonych linii mikropaskowych pokazana jest na Rys. A.2.



Rysunek A.2: Struktura geometryczna pary krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych.

A.2.1 Parametry statyczne – metoda rodzaju parzystego i nieparzystego

W zastosowanym opisie struktury sprzężonych linii mikropaskowych, w pierwszej kolejności oblicza się efektywną przenikalność elektryczną dla rodzaju parzystego i nieparzystego. Parametry rodzaju parzystego (indeks e , ang.: *even-mode*) uzyskuje się poprzez pobudzenie obu ścieżek falami napięciowymi o identycznych amplitudach i fazach. Powoduje to, że w płaszczyźnie symetrii przekroju poprzecznego rozważanej struktury geometrycznej powstaje tzw. «ścianka magnetyczna», przy której składowa normalna pola elektrycznego oraz składowa styczna pola magnetycznego są równe zero ($\mathbf{E}_n = \mathbf{0}, \mathbf{H}_t = \mathbf{0}$). Ścianka magnetyczna dzieli całość na dwa elementy, z których każdy opisany jest poprzez impedancję charakterystyczną $Z_{0,e}$ oraz współczynnik efektywnej przenikalności elektrycznej $\epsilon_{eff,e}$. W przypadku parametrów rodzaju nieparzystego (indeks o , ang.: *odd-mode*), obie linie pobudzone są falami napięciowymi o identycznych amplitudach i przeciwnych fazach. Powoduje to powstanie w płaszczyźnie symetrii «ścianki elektrycznej», przy której składowa styczna pola elektrycznego i składowa normalna pola magnetycznego są równe zero ($\mathbf{E}_t = \mathbf{0}, \mathbf{H}_n = \mathbf{0}$). Również

i tutaj powstają dwa elementy, z których każdy reprezentowany jest poprzez impedancję charakterystyczną $Z_{0,o}$ oraz współczynnik efektywnej przenikalności elektrycznej $\epsilon_{eff,o}$. Fala elektromagnetyczna rozchodząca się w strukturze symetrycznej pary sprzężonych linii mikropaskowych stanowi superpozycję fal rodzaju parzystego i nieparzystego [114].

Poniższe wyrażenia opisują efektywną stałą dielektryczną oraz impedancje charakterystyczne pary sprzężonych linii mikropaskowych. Więcej szczegółów na ten temat można znaleźć w pracy [55]. Podobnie jak poprzednio, fizyczne wymiary rozważanej linii transmisyjnej znormalizowano w stosunku do grubości podłoża, a zatem:

$$u = \frac{w}{h} \quad g = \frac{s}{h} \quad (\text{A.23})$$

Wyniki uzyskane na bazie poniższych równań obarczone są błędem w granicach 1% dla:

$$0.1 \leq u \leq 10 \quad 0.1 \leq g \leq 10 \quad 1 \leq \epsilon_r \leq 18 \quad (\text{A.24})$$

gdzie ϵ_r jest względną przenikalnością elektryczną materiału podłoża.

Statyczna ($f = 0\text{Hz}$) efektywna przenikalność elektryczna dla rodzaju parzystego [33] wyraża się następująco:

$$\epsilon_{eff,e}(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}q \quad (\text{A.25})$$

gdzie:

$$q = \left(1 + \frac{10}{\nu}\right)^{-a_e(\nu) \cdot b_e(\epsilon_r)}$$

$$\nu = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \cdot \exp(-g)$$

$$a_e(\nu) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{\nu^4 + \left(\frac{\nu}{52}\right)^2}{\nu^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{\nu}{18.1} \right)^3 \right)$$

$$b_e(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{er - 0.9}{er + 3} \right)^{0.053}$$

Kirsching oraz Jansen [55] zmodyfikowali równania Hammerstad'a i Jensen'a opisujące statyczną ($f = 0\text{Hz}$) efektywną przenikalność elektryczną rodzaju nieparzystego, uzyskując większą dokładność:

$$\epsilon_{eff,o}(0) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} + a_o(u, \epsilon_r) - \epsilon_{eff}(0) \right) q + \epsilon_{eff}(0) \quad (\text{A.26})$$

gdzie:

$$g = \exp(-c_o \cdot g^{d_o})$$

$$a_o(u, \epsilon_r) = 0.7287 \left[\epsilon_{eff}(0) - \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] [1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_o(\epsilon_r) = \frac{0.747\epsilon_r}{0.15 + \epsilon_r}$$

$$c_o = b_o(\epsilon_r) - (b_o(\epsilon_r) - 0.207) \cdot \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \cdot \exp(-0.562u)$$

Wielkość $\epsilon_{eff}(0)$ jest efektywną przenikalnością elektryczną pojedynczej linii o szerokości w , bez uwzględnienia grubości metalizacji ścieżki, wyrażoną wzorem (A.4).

W kolejnym kroku wyznaczają się statyczne wartości impedancji charakterystycznych dla poszczególnych rodzajów. Dla rodzaju parzystego $Z_{0,e}(0)$ przyjmuje postać:

$$Z_{0,e}(0) = \frac{Z_0(0) \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0)}{\epsilon_{eff,e}(0)}}}{1 - \frac{Z_0(0)}{\eta_0} \sqrt{\epsilon_{eff}(0)} Q_4} \quad (\text{A.27})$$

gdzie $Z_0(0)$ oraz $\epsilon_{eff}(0)$ są odpowiednio statyczną impedancją charakterystyczną i statyczną efektywną przenikalnością elektryczną pojedynczej linii mikropaskowej o szerokości w oraz grubości metalizacji paska $T = 0$. Ponadto ν_0 jest impedancją wolnej przestrzeni, a współczynnik Q_4 opisuje poniższe wyrażenie:

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \cdot (\exp(-g)u^{Q_3} + (2 - \exp(-g)) \cdot u^{-Q_3})^{-1}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g} \right)^6 \right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \cdot \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{3.4} \right)^{10}} \right]$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_1 = 0.8695u^{0.194}$$

Podobnie statyczna impedancja charakterystyczna dla rodzaju nieparzystego:

$$Z_{0,o}(0) = \frac{Z_0(0) \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0)}{\epsilon_{eff,o}(0)}}}{1 - \frac{Z_0(0)}{\eta_0} \sqrt{\epsilon_{eff}(0)} Q_{10}} \quad (\text{A.28})$$

gdzie:

$$Q_{10} = Q_2^{-1} \cdot (Q_2 Q_4 - Q_5 \cdot \exp(\ln(u) Q_6 u^{-Q_9}))$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \left(Q_8 + \frac{1}{16.5} \right)$$

$$Q_8 = \exp \left[-6.5 - 0.95 \ln(g) - \left(\frac{g}{0.15} \right)^5 \right]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{5.8} \right)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln(1 + 0.598g^{1.154})$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left(1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right)$$

A.2.2 Efekt dyspersji w parze sprzężonych linii mikropaskowych

Równania dyspersyjne przedstawione przez Kirsching'a i Jansen'a [55] są złożone, natomiast ich dokładność w zakresie stosowalności (patrz zależność (A.24)) nie przekracza 2.5% aż do znormalizowanej częstotliwości $f_n = 20$ (patrz wyjaśnienie do wzoru (A.7)). Dokładność lepszą niż 1.5% uzyskamy dla:

$$\epsilon_r \leq 12.9 \quad f_n \leq 15 \quad (\text{A.29})$$

Jak potwierdziły to wyniki eksperymentów zamieszczone w pracach [115] i [116], rozważany model dyspersyjny zadowalająco dokładnie opisuje zjawisko dyspersji w szerokim przedziale częstotliwości, szerokości paska oraz wartości stałej dielektrycznej.

Efektywną przenikalność elektryczną dla rodzaju parzystego i nieparzystego uzyskuje się za pomocą poniższej formuły:

$$\epsilon_{eff,m} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff,m}(\mathbf{0})}{1 + \mathbf{F}_m(\mathbf{f})} \quad (\text{A.30})$$

gdzie indeks m odnosi się do aktualnie obliczango rodzaju i tak dla rodzaju parzystego przyjmuje on postać e , natomiast dla rodzaju nieparzystego o . Argument \mathbf{f} ozacza zależność parametru od częstotliwości. Ponadto, dla rodzaju parzystego mamy:

$$\mathbf{F}_e(\mathbf{f}) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0.1844 P_7) f_n]^{1.5763} \quad (\text{A.31})$$

$$P_1 = 0.27488 + u \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.0157 f_n)^{20}} \right] - 0.065683 \cdot \exp(-8.7513u)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - \exp(-0.03442 \epsilon_r)]$$

$$P_3 = 0.0363 \cdot \exp(-4.6u) \cdot \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{f_n}{38.7} \right)^{4.97} \right] \right\}$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{\epsilon_r}{15.916} \right)^8 \right] \right\}$$

$$P_5 = 0.334 \cdot \exp \left[-3.3 \left(\frac{\epsilon_r}{15} \right)^3 \right] + 0.746$$

$$P_6 = P_5 \cdot \exp \left[- \left(\frac{f_n}{18} \right)^{0.368} \right]$$

$$P_7 = 1 + 4.069 P_6 g^{0.479} \cdot \exp(-1.347 g^{0.595} - 0.17 g^{2.5})$$

oraz dla rodzaju nieparzystego:

$$\mathbf{F}_o(\mathbf{f}) = P_1 P_2 [(P_3 P_4 + 0.1844) f_n P_{15}]^{1.5763} \quad (\text{A.32})$$

$$P_8 = 0.7168 \left(1 + \frac{1.076}{1 + 0.0576(\epsilon_r - 1)} \right)$$

$$P_9 = P_8 - 0.7913 \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{f_n}{20} \right)^{1.424} \right] \right\} \cdot \arctg \left[2.481 \left(\frac{\epsilon_r}{8} \right)^{0.946} \right]$$

$$P_{10} = 0.242(\epsilon_r - 1)^{0.55}$$

$$P_{11} = 0.6366 \cdot [\exp(-0.3401f_n) - 1] \operatorname{arctg} \left[1.263 \left(\frac{u}{3} \right)^{1.629} \right]$$

$$P_{12} = P_9 + \frac{1 - P_9}{1 + 1.183u^{1.376}}$$

$$P_{13} = \frac{1.695P_{10}}{0.414 + 1.605P_{10}}$$

$$P_{14} = 0.8928 + 0.1072 \cdot \left\{ 1 - \exp \left[-0.42 \left(\frac{fn}{20} \right)^{3.215} \right] \right\}$$

$$P_{15} = \left| 1 - \frac{0.8928}{P_{14}} (1 + P_{11}) P_{12} \cdot \exp(-P_{13}g^{1.092}) \right|$$

Model dyspersyjny impedancji charakterystycznej dla rodzaju parzystego wyraża się następującym wzorem:

$$Z_{0,e}(f) = Z_{0,e}(0) \frac{(0.9408\epsilon_{eff}(f)^{C_e} - 0.9603)^{Q_0}}{((0.9408 - d_e)\epsilon_{eff}(0)^{C_e} - 0.9603)^{Q_0}} \quad (\text{A.33})$$

$$C_e = 1 + 1.275 \left\{ 1 - \exp \left[-0.004625p_e\epsilon_r^{1.674} \left(\frac{fn}{18.365} \right)^{2.745} \right] \right\}$$

$$- Q_{12} + Q_{16} - Q_{17} + Q_{18} + Q_{20}$$

$$d_e = 5.086q_e \frac{re}{0.3838 + 0.386q_e} \cdot \frac{\exp(-22.2u^{1.92})}{1 + 1.2992r_e} \cdot \frac{(\epsilon_r - 1)^6}{1 + 10(\epsilon_r - 1)^6}$$

$$p_e = 4.766 \cdot \exp(-3.228u^{0.641})$$

$$q_e = 0.016 + (0.0514\epsilon_r Q_{21})^{4.524}$$

$$r_e = \left(\frac{fn}{28.843} \right)^{12}$$

$$Q_0 = R_{17} \quad \text{patrz wzór (A.8)}$$

$$\begin{aligned}
Q_{11} &= 0.893 \left[1 - \frac{0.3}{1 + 0.7(\epsilon_r - 1)} \right] \\
Q_{12} &= 2.121 \left[\frac{\left(\frac{f_n}{20}\right)^{4.91}}{1 + Q_{11} \left(\frac{f_n}{20}\right)^{4.91}} \right] \cdot \exp(-2.87g)g^{0.902} \\
Q_{13} &= 1 + 0.038 \left(\frac{\epsilon_r}{8}\right)^{5.1} \\
Q_{14} &= 1 + 1.203 \frac{\left(\frac{\epsilon_r}{15}\right)^4}{1 + \left(\frac{\epsilon_r}{15}\right)^4} \\
Q_{15} &= 1.877 \frac{\exp(-1.5g^{0.84})g^{Q_{14}}}{1 + 0.41 \left(\frac{f_n}{15}\right)^3 \frac{u^{(2/Q_{13})}}{0.125+u^{1.626/Q_{13}}}} \\
Q_{16} &= \left[1 + \frac{9}{1 + 0.403(\epsilon_r - 1)^2} \right] Q_{15} \\
Q_{17} &= 0.394 \left\{ 1 - \exp \left[-1.47 \left(\frac{u}{7}\right)^{0.672} \right] \right\} \left\{ 1 - \exp \left[-4.25 \left(\frac{f_n}{20}\right)^{1.87} \right] \right\} \\
Q_{18} &= 0.61 \frac{1 - \exp \left[-2.13 \left(\frac{u}{8}\right)^{1.593} \right]}{1 + 6.544g^{4.17}} \\
Q_{19} &= \frac{0.21g^4}{(1 + 0.18g^{4.9})(1 + 0.1u^2) \left(1 + \left(\frac{f_n}{24}\right)^3\right)} \\
Q_{20} &= \left[0.09 + \frac{1}{1 + 0.1(\epsilon_r - 1)^{2.7}} \right] Q_{19} \\
Q_{21} &= \left| 1 - \frac{42.54g^{0.133} \cdot \exp(-0.812g)u^{2.5}}{1 + 0.033u^{2.5}} \right|
\end{aligned}$$

Współczynnik ϵ_{eff} odnosi się do efektywnej przenikalności elektrycznej dla pojedynczej linii mikropaskowej.

Podobnie, model dyspersyjny impedancji charakterystycznej dla rodzaju nieparzystego opisany jest następująco:

$$\begin{aligned}
Z_{0,o}(f) &= Z_0(f) + \frac{Z_{L,o}(0) \left(\frac{\epsilon_{eff,o}(f)}{\epsilon_{eff,o}(0)}\right)^{Q_{22}} - Z_L(f)Q_{23}}{1 + Q_{24} + (0.46g)^{2.2}Q_{25}} \quad (A.34) \\
Q_{22} &= \frac{0.925 \left(\frac{f_n}{Q_{26}}\right)^{1.536}}{1 + 0.3 \left(\frac{f_n}{30}\right)^{1.536}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_{23} &= 1 + \frac{0.005 f_n Q_{27}}{\left[1 + 0.812 \left(\frac{f_n}{15}\right)^{1.9}\right] (1 + 0.025 u^2)} \\
Q_{24} &= 2.506 Q_{28} u^{0.894} \frac{\left[(1 + 1.3u) \frac{f_n}{99.25}\right]^{4.29}}{3.575 + u^{0.894}} \\
Q_{25} &= \frac{0.3 f_n^2}{10 + f_n^2} \cdot \left[1 + \frac{2.333(\epsilon_r - 1)^2}{5 + (\epsilon_r - 1)^2}\right] \\
Q_{26} &= 30 - 22.2 \left[\frac{\left(\frac{\epsilon_r - 1}{13}\right)^{12}}{1 + 3 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{13}\right)^{12}} \right] - Q_{29} \\
Q_{27} &= 0.4 g^{0.84} \left[1 + \frac{2.5(\epsilon_r - 1)^{1.5}}{5 + (\epsilon_r - 1)^{1.5}}\right] \\
Q_{28} &= \frac{0.149(\epsilon_r - 1)^3}{94.5 + 0.038(\epsilon_r - 1)^3} \\
Q_{29} &= \frac{15.16}{1 + 0.196(\epsilon_r - 1)^2}
\end{aligned}$$

gdzie $\mathbf{Z}_0(\mathbf{f})$ jest modelem dyspersyjnym impedancji charakterystycznej pojedynczej linii mikropaskowej obliczonym na podstawie wzoru (A.8).

A.2.3 Efekt skończonej grubości paska

Efekt skończonej grubości przewodnika (\mathbf{T}) w parze sprzężonych linii mikropaskowych opisano w pracy [57]. Efektywne szerokości dla rodzaju parzystego i nieparzystego przedstawiają zależności (A.35 - A.37).

$$u_{T,e} = u + \Delta u \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \exp\left(\frac{-0.69 \Delta u}{\Delta T}\right)\right) \quad (\text{A.35})$$

$$u_{T,o} = u + \Delta u \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \exp\left(\frac{-0.69 \Delta u}{\Delta T}\right)\right) + \Delta T \quad (\text{A.36})$$

$$\Delta T = \frac{T_h}{g \epsilon_r} \quad (\text{A.37})$$

gdzie indeksy e i o oznaczają odpowiednio rodzaj parzysty i nieparzysty, natomiast $T_h = T/h$. Powyższe równania generują prawidłowe rozwiązania dla $s > 2T$.

Parametr Δu jest znormalizowaną szerokością paska metalicznego dla przypadku pojedynczej linii mikropaskowej. Z uwagi na to, iż współczynnik ten, opisany wcześniej w części dotyczącej linii mikropaskowej, wykorzystany dla potrzeb

pary sprzężonych linii mikropaskowych nieco wyolbrzymia efekt skończonej grubości paska, w nieniejszym układzie zastosowano wyrażenie według [117], tj.:

$$\Delta u = \frac{1.25}{\pi} T_h \left[1 + \ln \left(\frac{2}{T_h} + \frac{\frac{4\pi u - 2}{T_h}}{1 + \exp[-100(u - \frac{1}{2\pi})]} \right) \right] \quad (\text{A.38})$$

Znormalizowane efektywne szerokości dla rodzaju parzystego i nieparzystego z wyrażeń (A.35 - A.37) wykorzystuje się do wyznaczenia efektywnych stałych dielektrycznych oraz impedancji w równaniach (A.25 - A.28).

A.2.4 Straty w parze sprzężonych linii mikropaskowych

Straty dla pary sprzężonych linii mikropaskowych wyznacza się podobnie jak dla pojedynczej linii mikropaskowej. Straty dielektryczne i przewodzenia oblicza się oddzielnie dla rodzaju parzystego i rodzaju nieparzystego. Dla przejrzystości opisu wyrażenia te zostaną powtórnie zaprezentowane.

Straty dielektryczne opisuje poniższe wyrażenie:

$$\alpha_{d,m} = \frac{20}{\ln 10} \frac{\pi f}{c_0} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff,m}(0)}} \frac{\epsilon_{eff,m}(0) - 1}{\epsilon_r} \text{tg } \delta \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (\text{A.39})$$

gdzie c_0 jest prędkością światła, $\text{tg } \delta$ tangensem kąta strat dielektrycznych materiału podłoża, natomiast indeks m odnosi się do rodzaju parzystego lub rodzaju nieparzystego.

Straty przewodzenia można określić na podstawie wzoru (A.40).

$$\alpha_{c,m} = \frac{20}{\ln 10} \frac{\pi f}{c_0} \frac{\sqrt{\epsilon_{eff,m}(0)}}{Q_c} \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (\text{A.40})$$

Współczynnik dobroci Q_c aproksymowany przez zależność:

$$Q_c = \frac{\pi Z_{0,m}(0) h f u}{R_s c_0 K} \quad (\text{A.41})$$

gdzie $Z_{0,m}(0)$ jest statyczną impedancją pary sprzężonych linii mikropaskowych w środowisku jednorodnym dla rodzaju parzystego i nieparzystego, którą wyraża iloczyn statycznej impedancji charakterystycznej rodzaju parzystego i nieparzystego oraz pierwiastka kwadratowego dla odpowiadającej jej efektywnej stałej dielektrycznej.

$$Z_{0,m}(0) = Z_{L,m}(0) \sqrt{\epsilon_{eff,m}(0)} \quad (\text{A.42})$$

Współczynnik R_s jest rezystancją powierzchniową, zaś K jest współczynnikiem dystrybucji prądu. Parametr R_s jest funkcją zarówno głębokości wnikania jak i chropowatości powierzchni:

$$R_s(\Delta) = R_s(0) \left[1 + \frac{2}{\pi} \text{arc tg} \left(1.4 \left(\frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right) \right] \quad (\text{A.43})$$

gdzie $R_s(\mathbf{0})$ stanowi rezystancję powierzchniową dla powierzchni o chropowatości $\Delta = \mathbf{0}$:

$$R_s(\mathbf{0}) = \frac{1}{\sigma\delta} \quad (\text{A.44})$$

Parametr σ określa przewodność metalizacji, natomiast δ jest głębokością wnikania ³ lub grubością warstwy naskórkowej określoną jak poniżej:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0 f \sigma}} \quad (\text{A.45})$$

Wartość współczynnika rozkładu prądu dla rodzaju parzystego i nieparzystego określa następujące wyrażenie:

$$K_e = K_o = \exp \left[-1.2 \left(\frac{Z_{L,e}(\mathbf{0}) + Z_{L,o}(\mathbf{0})}{\eta_0} \right)^{0.7} \right] \quad (\text{A.46})$$

Również i w tym przypadku, warunkiem, dla którego powyższy opis strat przewodzenia jest poprawny, jest zachowanie relacji $T_{min} \approx 3\delta$.

³Jest to głębokość, przy której wartość gęstości prądu jest o $1/e$ mniejsza od wartości maksymalnej na powierzchni przewodnika.

A.3 Wyznaczenie parametrów transmisyjnych pary równoległych sprzężonych linii mikropaskowych

Aby opisać w dziedzinie częstotliwości parę równoległych linii sprzężonych należy wyznaczyć elementy macierzy rozproszenia. W układzie jak na Rys. A.2 mamy do czynienia z elementem czterowrotowym, stąd macierz rozproszenia przyjmuje następującą postać:

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} & \mathbf{S}_{13} & \mathbf{S}_{14} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} & \mathbf{S}_{23} & \mathbf{S}_{24} \\ \mathbf{S}_{31} & \mathbf{S}_{32} & \mathbf{S}_{33} & \mathbf{S}_{34} \\ \mathbf{S}_{41} & \mathbf{S}_{42} & \mathbf{S}_{43} & \mathbf{S}_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{A.47})$$

Dzięki symetrii struktury analizowany czterowrotnik będzie składał się z dwóch dwuwrotników, których macierze rozproszenia reprezentuje poniższy zapis:

$$[\mathbf{S}_m] = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11m} & \mathbf{S}_{12m} \\ \mathbf{S}_{21m} & \mathbf{S}_{22m} \end{bmatrix} \quad (\text{A.48})$$

gdzie $m = e$ odpowiada przypadkowi dla rodzaju parzystego, natomiast $m = o$ dla rodzaju nieparzystego.

Parametry macierzy $[\mathbf{S}_m]$, odpowiednio dla rodzaju parzystego i nieparzystego, wyznacza się na podstawie równań zapożyczonych z teorii linii długich [118]:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{11} &= \mathbf{Z}_{22} = \mathbf{Z}_{0m} \operatorname{ctgh} \gamma_m l \\ \mathbf{Z}_{12} &= \mathbf{Z}_{21} = \mathbf{Z}_{0m} \operatorname{cosech} \gamma_m l \end{aligned} \quad (\text{A.49})$$

gdzie \mathbf{Z}_{0m} jest impedancją charakterystyczną, γ_m współczynnikiem propagacji, natomiast l fizyczną długością linii.

Biorąc pod uwagę fakt, iż odcinek linii jest strukturą symetryczną, elementy macierzy rozporoszenia można wyznaczyć na podstawie współczynników macierzy impedancyjnej w poniższy sposób:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \mathbf{S}_{22} = \frac{\mathbf{Z}_{11}^2 - \mathbf{Z}_0^2 - \mathbf{Z}_{12}^2}{(\mathbf{Z}_{11} + \mathbf{Z}_0)^2 - \mathbf{Z}_{12}^2} \\ \mathbf{S}_{12} &= \mathbf{S}_{21} = \frac{2\mathbf{Z}_{12}\mathbf{Z}_0}{(\mathbf{Z}_{11} + \mathbf{Z}_0)^2 - \mathbf{Z}_{12}^2} \end{aligned} \quad (\text{A.50})$$

gdzie \mathbf{Z}_0 jest impedancją odniesienia.

Podstawiając (A.49) do (A.50) otrzymujemy równania pozwalające wyznaczyć elementy macierzy dwuwrotnika:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11m} &= \mathbf{S}_{22m} = \frac{\left(\frac{\mathbf{Z}_{0m}}{\mathbf{Z}_0} - \frac{\mathbf{Z}_0}{\mathbf{Z}_{0m}}\right) \sinh \gamma_m l}{2 \cosh \gamma_m l + \left(\frac{\mathbf{Z}_{0m}}{\mathbf{Z}_0} - \frac{\mathbf{Z}_0}{\mathbf{Z}_{0m}}\right) \sinh \gamma_m l} \\ \mathbf{S}_{12m} &= \mathbf{S}_{21m} = \frac{2}{2 \cosh \gamma_m l + \left(\frac{\mathbf{Z}_{0m}}{\mathbf{Z}_0} - \frac{\mathbf{Z}_0}{\mathbf{Z}_{0m}}\right) \sinh \gamma_m l} \end{aligned} \quad (\text{A.51})$$

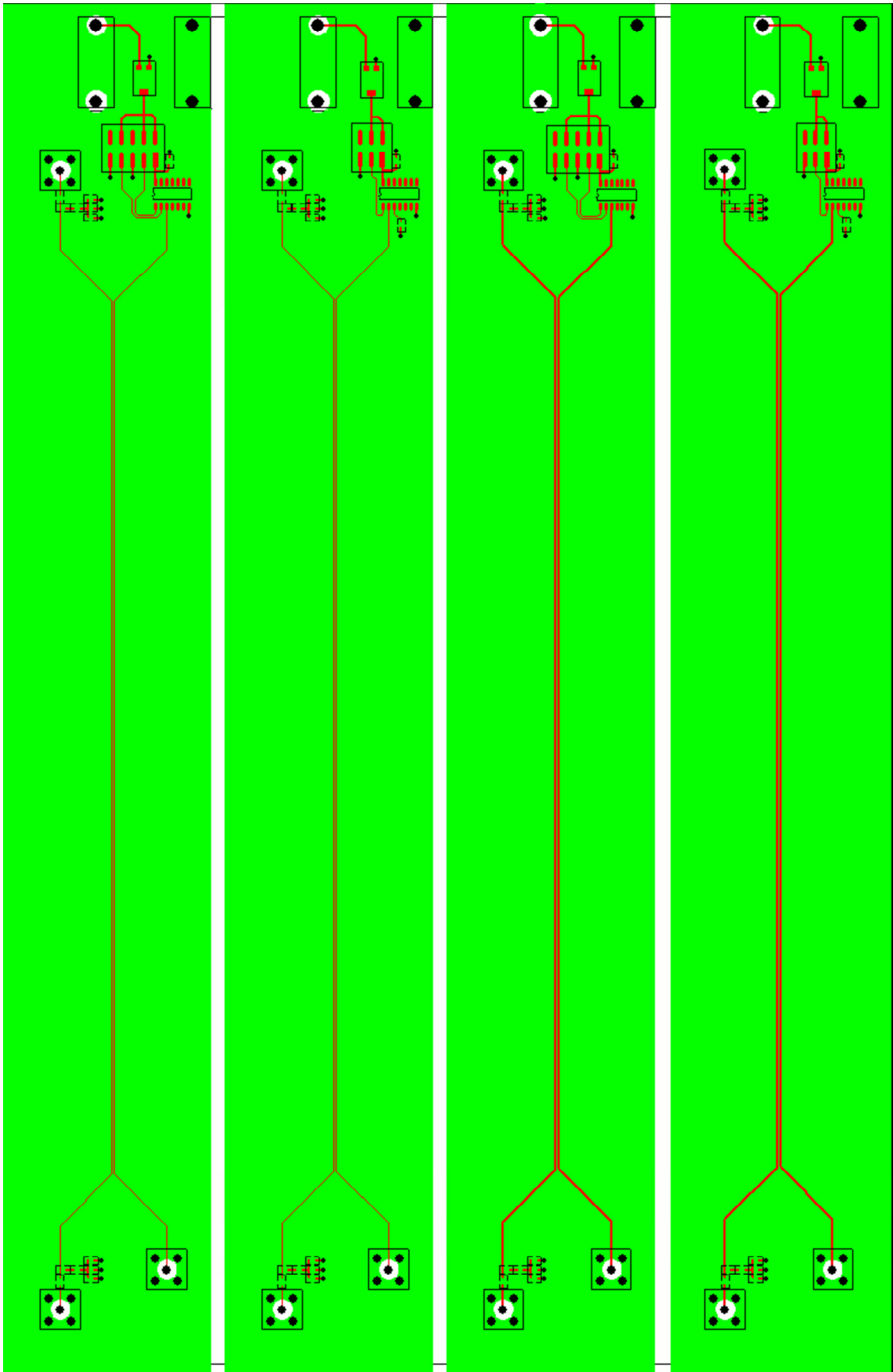
W następnym kroku oblicza się macierz czterowrotnika na podstawie uprzednio wyznaczonych macierzy rozproszenia dwuwrotników dla rodzaju parzystego i nieparzystego:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0.5(S_{11e} + S_{11o}) \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0.5(S_{11e} - S_{11o}) \\
 S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0.5(S_{12e} + S_{12o}) \\
 S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = 0.5(S_{12e} - S_{12o})
 \end{aligned} \tag{A.52}$$

Podstawiając (A.51) do (A.52) otrzymujemy parametry rozproszenia analizowanego czterowrotnika.

Dodatek B

Topografia dwuwarstwowej płyty pomiarowej



Rysunek B.1: Topografia dwuwarstwowej płyty pomiarowej.

Dodatek C

Opis programu *XTalk*

C.1 Wprowadzenie

Aplikacja *XTalk* jest narzędziem programowym służącym do symulacji zjawiska przesłuchu w układzie dwóch linii mikropaskowych sprzężonych krawędziowo, z predefiniowanymi konfiguracjami liniowych, pasywnych obciążeń wrót wyjściowych toru transmisyjnego i sprzężonego, lub też nieliniowym obciążeniem wrót toru transmisyjnego. Impedancję nieliniową reprezentuje pomierzona lub uzyskana poprzez modelowanie charakterystyka prądowo-napięciowa. Pobudzeniem struktury transmisyjnej jest źródło trapezoidalnego impulsu napięciowego o definiowalnych parametrach. Ponadto, istnieje również możliwość wprowadzenia danych wygenerowanych na drodze pomiaru lub symulacji, charakteryzujących dowolną czterowrotową strukturę transmisyjną oraz dowolny przebieg napięciowy sygnału pobudzającego. Proces wyznaczania przebiegów napięciowych przesłuchów w obecności obciążeń nieliniowych bazuje na wcześniej przedstawionym algorytmie iteracyjnym, powstałym w oparciu o metodę szeregów Volterra.

W programie *XTalk* zastosowano procedury biblioteki matematycznej *MATLAB C++ Math Library* (kompatybilnej z kompilatorem *Microsoft Visual C/C++ 6.0*).

Niniejszy opis zakłada, iż użytkownik programu *XTalk* posiada podstawową znajomość z zakresu obsługi komputera klasy PC pracującego w środowisku *Microsoft Windows 2000, XP* lub *Vista*.

C.2 Minimalne wymagania sprzętowe

Dla poprawnego funkcjonowania programu należy spełnić poniższe, minimalne wymagania sprzętowe:

- procesor Pentium 90;
- pamięć operacyjna RAM 128MB;

- karta graficzna SVGA;
- napęd CD-ROM;
- MS Windows 2000, XP lub Vista;
- 30MB wolnej przestrzeni dyskowej.

C.3 Praca z programem

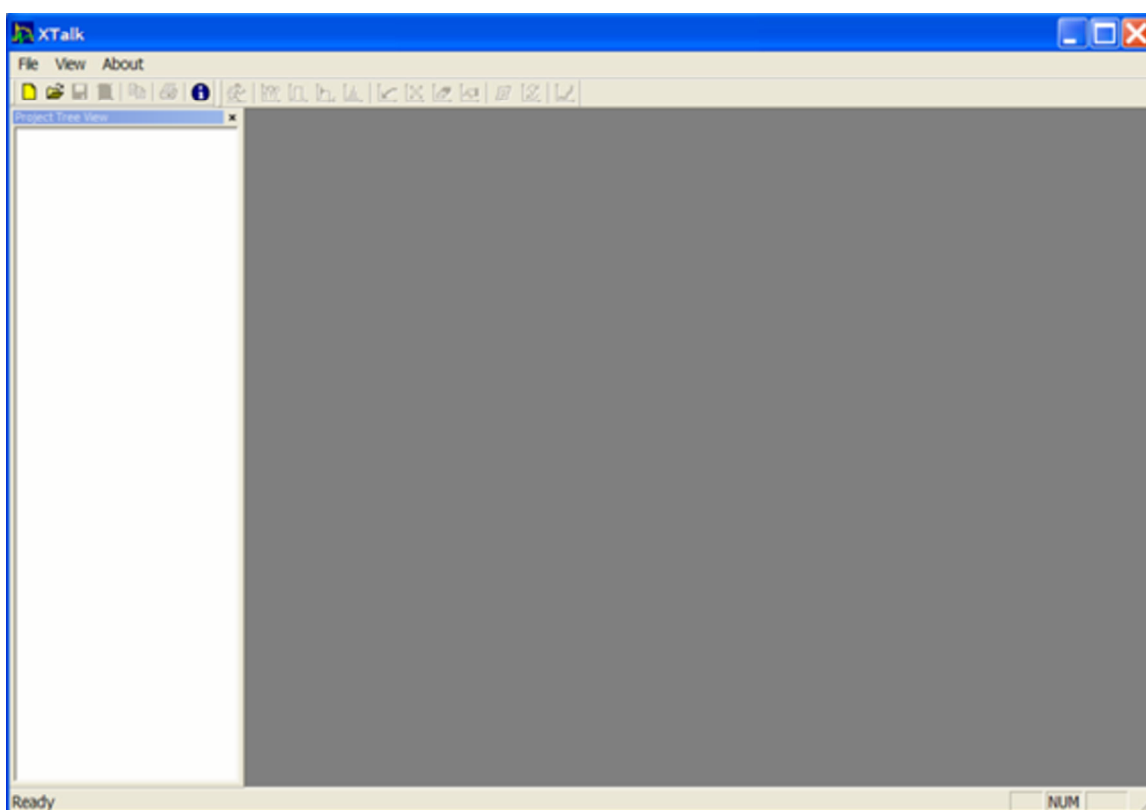
W rozdziale tym zostaną przedstawione podstawowe kroki związane z instalacją i uruchomieniem programu, tworzeniem nowego projektu, inicjalizacją procesu obliczeniowego oraz ekspozycją wyników symulacji.

C.3.1 Instalacja i uruchomienie programu

Instalację programu *XTalk* należy przeprowadzić następująco:

1. Przekopiować zawartość płyty CD z programem na twardy dysk do uprzednio utworzonego katalogu o nazwie np.: *XTalk* .
2. Wprowadzić ścieżki *C:\XTalk* oraz *C:\XTalk\Matlab_DLL* do zmiennych środowiskowych systemu operacyjnego.
3. Zarejestrować w rejestrze systemowym element COM poprzez wykonanie w oknie poleceń komendy: `regsvr32 C:\XTalk\NTGraph.ocx` . Usunięcie zarejestrowanego elementu można wykonać w analogiczny sposób poleceniem: `regsvr32 /u C:\XTalk\NTGraph.ocx` .

Zakładając poprawne przeprowadzenie procedury instalacyjnej, aplikację *XTalk* uruchamia się bądź poprzez podwójne "kliknięcie" lewym przyciskiem myszki na plik *XTalk.exe* lub wpisując w oknie poleceń komendę: *C:\XTalk\XTalk.exe*. Graficzny wygląd okna roboczego *XTalk*'a zaraz po uruchomieniu przedstawia Rys. C.1. W lewym dolnym rogu, w polu paska statusowego, w którym program wyświetla wiadomości, widnieje napis *Ready*, co oznacza gotowość narzędzia do rozpoczęcia pracy.

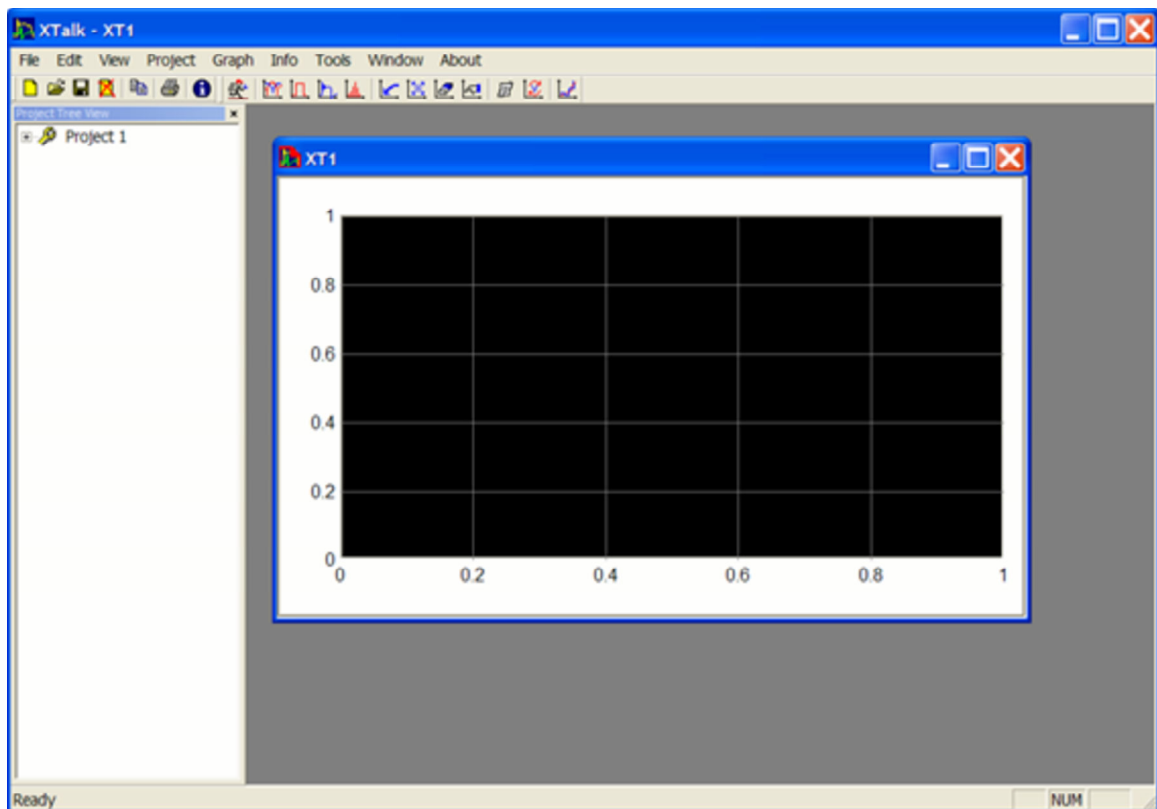


Rysunek C.1: Okno robocze programu *XTalk*.

C.3.2 Interfejs użytkownika

Poniżej paska tytułowego znajduje się pasek menu, który udostępnia różnorodne funkcje aplikacji. Wybór komendy z dowolnego elementu menu powoduje wykonanie czynności skojarzonej z tą komendą. Wyboru można dokonać bądź za pomocą myszki (lewy przycisk) lub za pomocą kombinacji klawisza **Alt** (**Ctrl** dla komend zagnieżdżonych) oraz odpowiedniej podkreślonej litery w pasku menu. Na przykład, naciśnij **Alt+F+O** lub **Ctrl+O**, aby wybrać **File » Open Project**. Wykonanie tej operacji wywoła okno dialogowe, które umożliwia otworenie uprzednio zapisanego projektu. Jednocześnie można pracować na 98 projektach, natomiast tylko jeden z nich, w tym samym czasie, jest projektem aktywnym.

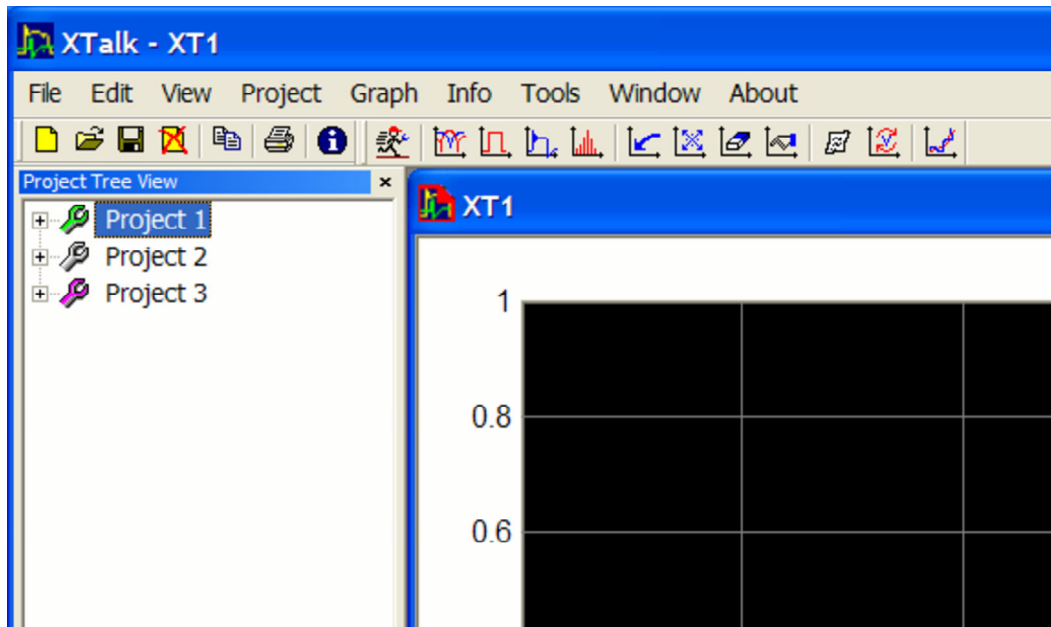
Po otwarciu lub utworzeniu nowego projektu (**Ctrl+N**), w pasku menu pojawiają się dodatkowe zbiory komend. Wygląd okna roboczego z aktywnym projektem przedstawia Rys. C.2.



Rysunek C.2: Okno robocze programu *XTalk* z aktywnym projektem.

Interfejs użytkownika aktywnego projektu składa się z dwóch podstawowych części. Pierwszym elementem jest drzewo projektu (projektów) znajdujące się w oknie zatytułowanym **Project Tree View**. Okno to służy do aktywacji odpowiednich okien dialogowych, definiujących parametry aktywnego projektu. Projekt

aktywny - nieobliczony symbolizuje ikoną koloru żółtego, umiejscowiona przy nazwie projektu, natomiast projekt nieaktywny - nieobliczony oznaczony jest ikoną w kolorze szarym. Ponadto, ikona projektu aktywnego - obliczonego przybiera kolor zielny, zaś nieaktywnego - obliczonego, kolor fioletowy (Rys. C.3).



Rysunek C.3: Kolorystyka głównych ikon projektów.

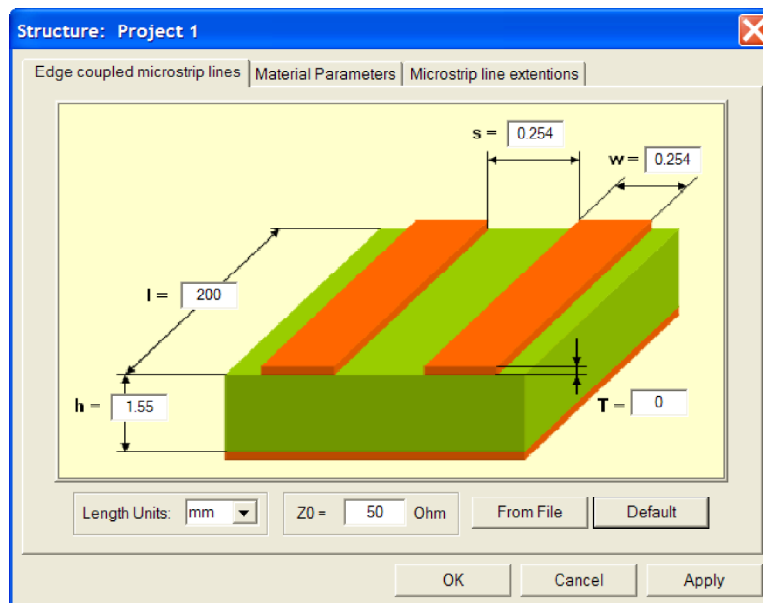
Drugim elementem jest okno, w którym poprzez odpowiednie komendy dokonuje się ekspozycji wyników symulacji, zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości. Oczywiście wyświetlenie rezultatów symulacji w jednej dziedzinie wyklucza ich jednoczesną prezentację w innej, w tym samym oknie. W zależności od potrzeb można też wywołać więcej okien (**Alt+W+N** lub **Window » New Window**), które podłączane są do aktywnego projektu. Należy jednak pamiętać, że zamknięcie ostatniego okna jest równoznaczne z zamknięciem całego projektu i usunięciem drzewa projektowego z okna Project Tree View.

C.3.3 Konfiguracja projektu

Działanie poszczególnych funkcji programu najlepiej wyjaśnić na przykładzie. Pierwszym krokiem jest otwarcie już istniejącego lub utworzenie nowego projektu. W związku z tym, iż czynności te opisano wcześniej, przechodzimy do wprowadzania danych inicjujących i konfiguracji projektu. W tym celu należy rozwinąć drzewo projektu w oknie **Project Tree View**. Lewym przyciskiem myszy "klikamy" na znak plus w linii nazwy projektu (tu np.: **Project 1**). Powoduje to pojawienie się odgałęzień, które wywołują okna dialogowe (podwójne "kliknięcie" lewym przyciskiem myszy) skojarzone z następującymi elementami: struktura transmisyjna (**Structure**), sygnał pobudzający (**Source Signal**), obciążenie toru transmisyjnego i sprzężonego (**Load Impedance**), dodatkowe własności (**Preferences**).

Struktura transmisyjna - Structure

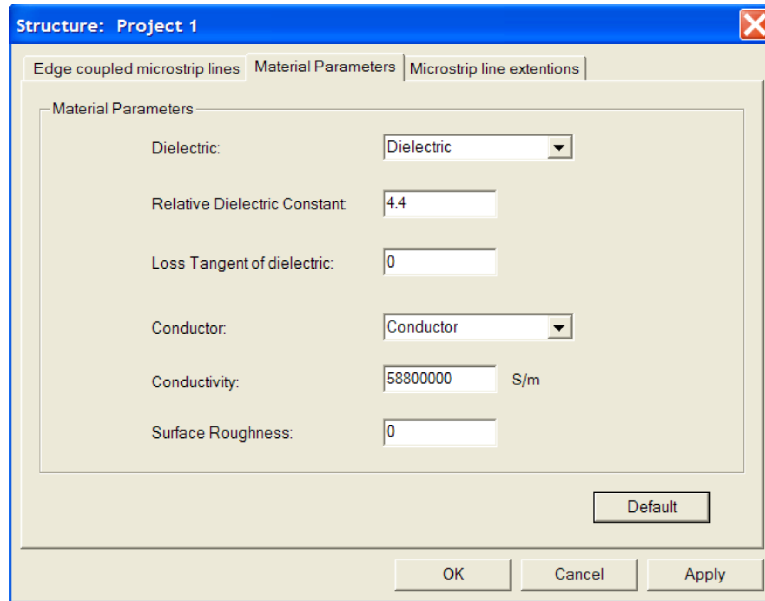
Okno dialogowe wywołane komendą **Structure** przedstawia Rys. C.4. Interfejs



Rysunek C.4: Okno dialogowe **Structure** - struktura transmisyjna.

pod zakładką **Edge coupled microstrip line** służy do konfiguracji parametrów struktury transmisyjnej (krawędziowo sprzężonych linii mikropaskowych), czyli długości sprzężenia l , szerokości pasków w , separacji między paskami s , grubości metalizacji T oraz grubości podłoża h . Okienko **Length Units** określa jednostkę parametrów geometrycznych struktury transmisyjnej, natomiast **Z0** służy do wprowadzenia wartości impedancji odniesienia. Naciśnięcie przycisku **From File** powoduje aktywację okna dialogowego (po uprzedniej akceptacji informacji o formacie pliku), za pomocą którego można wczytać plik z parametrami rozproszenia

(w formacie Touchstone'a) innej niż zaimplementowanej w programie czterowrotowej struktury transmisyjnej. Przycisk **Default** przywraca stan początkowy okna dialogowego, zmieniając jednocześnie wartości poszczególnych parametrów dla potrzeb przykładowej analizy. Wartości te przyjmujemy do dalszych obliczeń.

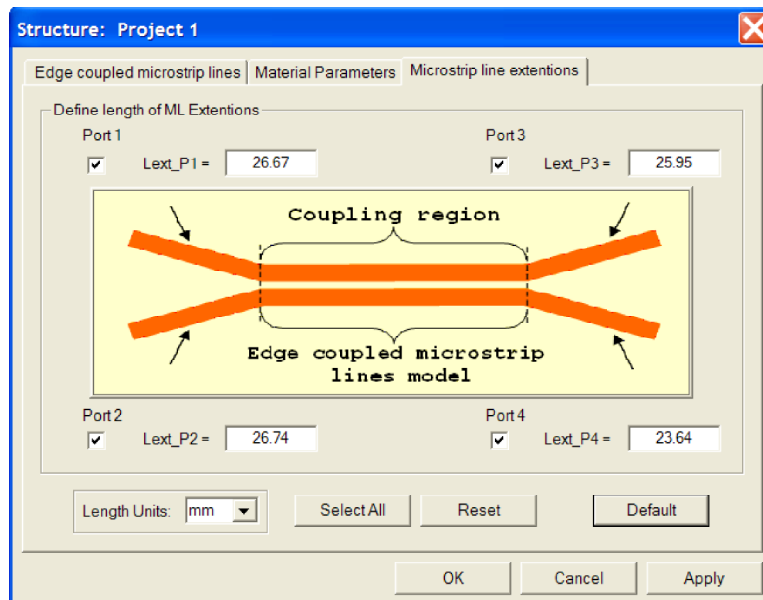


Rysunek C.5: Okno dialogowe **Structure** - parametry materiału podłoża oraz metalizacji.

Parametry materiału podłoża oraz metalizacji należy określić w zakładce **Material Parameters** (Rys. C.5). Dla uproszczenia w programie zaimplementowano kilka różnych materiałów podłoża oraz metalizacji. Użytkownik może również sam wprowadzić własne dane uprzednio wybierając z okienka **Dielectric** materiał **Dielectric** oraz z okienka **Conductor** materiał **Conductor**. Wówczas uaktywnione zostaną pozostałe pola, do których można wprowadzić względną przenikalność elektryczną podłoża ϵ_r (**Relative Dielectric Constant**), tangens kąta strat dielektrycznych $tg\delta$ (**Loss Tangent of dielectric**), przewodność materiału metalizacji σ oraz chropowatość powierzchni przewodnika. Do dalszych obliczeń przyjmujemy wartości jak na Rysunku C.5. Przycisk **Default** przywraca stan początkowy okna dialogowego.

W rzeczywistym układzie mikrooaskowych linii sprzężonych (np. o niewielkiej odległości pomiędzy paskami tj. 10 mils = 0.254 mm) bezpośrednie podłączenie do wrót struktury transmisyjnej źródła sygnału, czy też obciążeń jest utrudnione z technologicznego punktu widzenia. Co więcej, biorąc pod uwagę prawdopodobną topografię dwóch równolegle biegnących ścieżek na PCB ("sprzężonych" na długim odcinku), ze względu na określone gabaryty oraz wzajemne położenie elementów, z którymi ścieżki są połączone, dotychczasowe sprzężenie pomiędzy ścieżkami maleje. Dzieje się tak ponieważ odległość pomiędzy nimi

wzrasta wraz ze zmniejszaniem się odległości pomiędzy punktem obserwacji na długości ścieżek a punktami, w których końce ścieżek są połączone np. z nóżkami układów scalonych. Wówczas takie doprowadzenia traktowane są jako pojedyncze, a nie sprzężone linie transmisyjne. Zakładka Microstrip line extentsions (Rys.



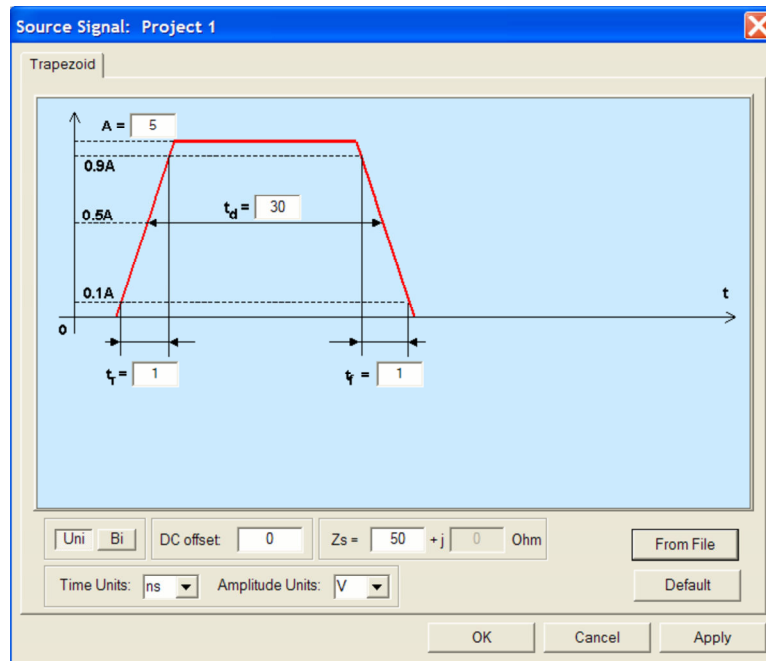
Rysunek C.6: Okno dialogowe **Structure** - układ doprowadzeń.

C.6) stanowi dodatkowy element modułu **Structure**, umożliwiający wprowadzenie i modelowanie doprowadzeń. Również w tym oknie dialogowym, okienko Length Units określa jednostkę parametrów geometrycznych doprowadzeń tj. długości L_{extPp} , gdzie $p = 1, 2, 3, 4$ i oznacza numer wybranych (przez zaznaczenie małego, kwadratowego okienka) wrót. Przycisk Select All aktywuje doprowadzenia dla wszystkich portów, natomiast przycisk Reset realizuje działanie odwrotne do Select All. Naciśnięcie przycisku Default przywraca stan początkowy okna dialogowego, zmieniając jednocześnie wartości poszczególnych parametrów dla potrzeb przykładowej analizy. Wartości te przyjmujemy do dalszych obliczeń.

Sygnal pobudzający - Source Signal

Unipolarny sygnał pobudzający analizowanego układu (przycisk Uni) charakteryzowany jest przez następujące parametry: czas narastania t_r i opadania t_f , amplitudę A oraz czas trwania impulsu t_p . Jednoznaczną definicję tych parametrów przedstawia Rys. C.7 Jest to okno dialogowe, wywoływane komendą **Source Signal**.

Dla sygnału bipolarnego (przycisk Bi) należy dodatkowo podać współczynnik wypełnienia impulsu D (Rys. C.8).



Rysunek C.7: Okno dialogowe **Source Signal** - impuls unipolarny.

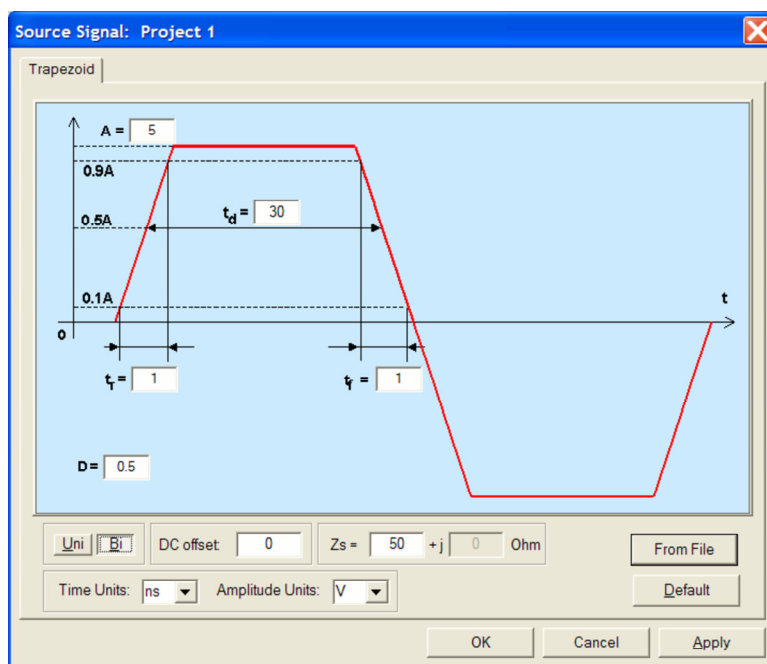
W obu przypadkach istnieje możliwość wprowadzenia składowej stałej w oknie DC offset oraz impedancji wewnętrznej generatora w oknie Zs. Ponadto, jednostkę parametrów czasowych i amplitudowych definiuje się odpowiednio w oknie Time Units oraz Amplitude Units.

W celu np. porównania wyników symulacji z wynikami pomiarów, co implikuje zastosowanie tego samego źródła sygnału pobudzającego lub w celu pobudzenia analizowanego układu dowolnym sygnałem napięciowym, aplikacja *XTalk* dysponuje opcją wprowadzenia do symulacji dowolnego przebiegu poprzez okno dialogowe, które można wywołać przyciskiem From File. Należy jednak zadbać o to, aby liczba próbek w postaci wartości czasu i odpowiadających im wartości amplitud była wystarczająca dla osiągnięcia odpowiedniej rozdzielczości, a tym samym dokładności reprezentowanego sygnału, gdyż program automatycznie dobiera liczbę próbek, która równa jest najbliższej liczbie o wartości równej potęgze o podstawie 2.

Naciśnięcie przycisku Default przywraca stan wyjściowy okna dialogowego oraz wartości początkowe, przyjęte do dalszych obliczeń.

Obciążenie toru transmisyjnego i sprzężonego - Load Impedance

Wybranie **Load Impedance** w drzewie projektu wywołuje okno dialogowe, które służy do zdefiniowania obciążeń wrót toru transmisyjnego i sprzężonego oraz impedancji łączących oba wrota torów na bliskim i dalekim końcu obszaru sprzężenia (Rys. C.9).

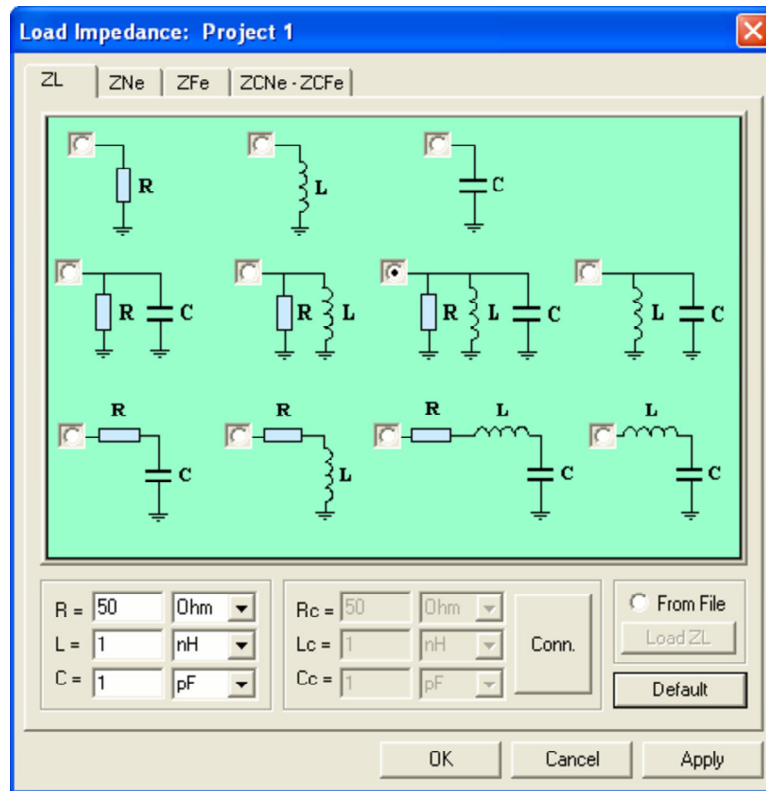


Rysunek C.8: Okno dialogowe **Source Signal** - impuls bipolarny.

Tor transmisyjny obciążony jest impedancją Z_L (zakładka ZL), która może być zarówno impedancją o charakterze liniowym¹ jak i nieliniowym. W przypadku, gdy pożądana jest impedancja liniowa, doboru układu konfiguracyjnego Z_L dokonuje się poprzez zaznaczenie okienka dialogowego przy wybranym schemacie zastępczym i wprowadzenie wartości liczbowych (wraz jednostkami) dla odpowiednich elementów wchodzących w skład wybranego układu. Identyczną procedurę stosuje się również w przypadku obciążeń wrót toru sprzężonego (zakładki ZNe i ZFe) oraz impedancji łączących oba tory na bliskim i dalekim końcu obszaru sprzężenia (zakładka ZCNe-ZCFe).

Obecnie wiele urządzeń pomiarowych pracuje w systemie 50Ω . Niesie to za sobą określone następstwa. Między innymi, dla poprawnego przeprowadzenia pomiarów połączenie (często w postaci linii współosiowej) badanego układu z urządzeniem pomiarowym powinno być dopasowane do impedancji odniesienia toru pomiarowego. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie po stronie mierzonoego układu złącza o impedancji 50Ω . Nierzadko jednak, np. dla płyt PCB, topografia złącza wprowadza dodatkowe elementy pasożytnicze (pojemność i indukcyjność), dlatego też w oknie ZL (tylko dla przypadku impedancji liniowej), ZNe oraz ZFe wprowadzono możliwość uwzględnienia wpływu złącza przez równoległe

¹W tym przypadku algorytm iteracyjny nie jest wykorzystywany w procesie wyznaczania przebiegów napięciowych. Całość analizy odbywa się w dziedzinie częstotliwości, natomiast generowane przebiegi czasowe uzyskuje się w oparciu o wykorzystanie odwrotnej transformaty Fourier'a.

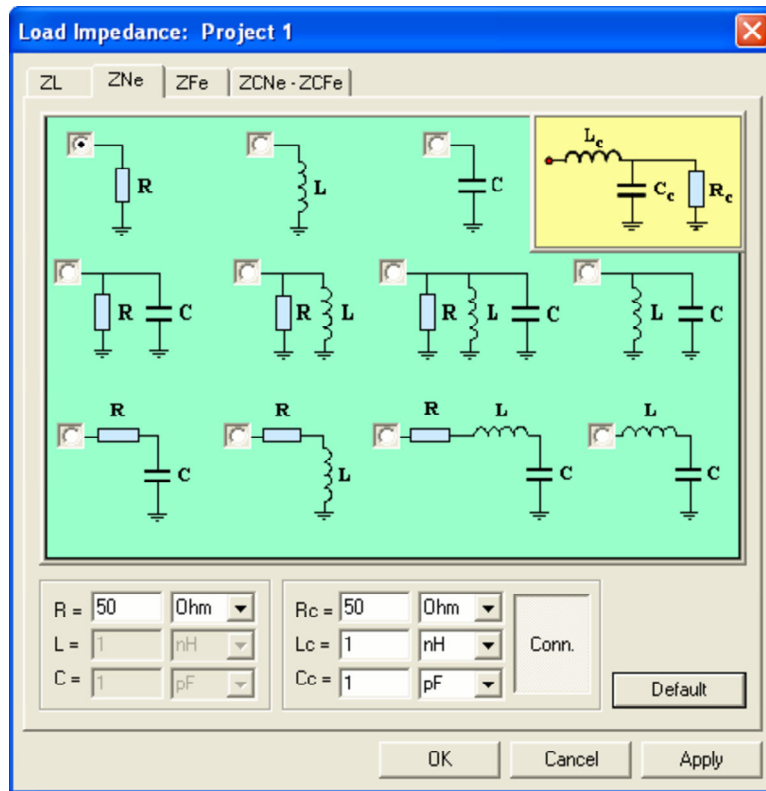
Rysunek C.9: Okno dialogowe **Load Impedance**.

podłączenie układu zastępczego (modelującego elementy pasożytnicze oraz impedancję odniesienia) i układu reprezentującego wybrane obciążenie w rozważanych wrotach. W tym celu należy "wcisnąć" przycisk **Conn.**, co spowoduje pojawienie się schematu zastępczego i odblokowanie okienek służących do wprowadzenia wartości elementów wchodzących w jego skład (Rys. C.10).

Naciśnięcie przycisku **Default** (dla każdej aktywnej zakładki z osobna) przywraca stan wyjściowy okna dialogowego oraz wartości początkowe, przyjęte dla Z_{Ne} , Z_{Fe} oraz $Z_{CNe-ZCFe}$ do dalszych obliczeń. Dla Z_L wybieramy wariant impedancji nieliniowej, co należy potwierdzić przez zaznaczenie okienka **From File** w oknie zakładki **ZL**. Spowoduje to aktywację przycisku **Load ZL**.

Moduł aproksymujący dla nieliniowego charakteru obciążenia wrót wyjściowych toru transmisyjnego

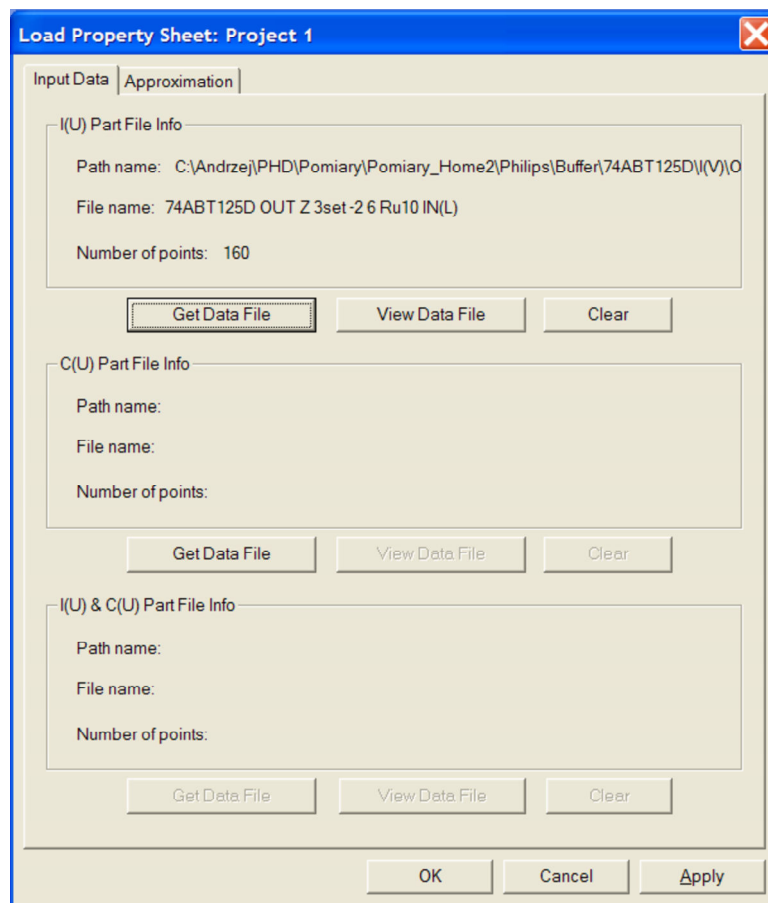
Przez naciśnięcie przycisku **Load ZL** wywołujemy okno dialogowe **Load Property Sheet** (Rys. C.11). Służy ono do przeprowadzenia niezbędnych operacji mających na celu zdefiniowanie impedancji Z_L o charakterze nieliniowym. W pierwszej kolejności należy wczytać zbiory danych (zakładka **Input Data**) zawierających charakterystyki prądowo-napięciowe I/U - sekcja **I(U) Part File Info** lub pojemnościowo-



Rysunek C.10: Okno dialogowe **Load Impedance** wraz z aktywnym układem modelującym wpływ złącza pomiarowego.

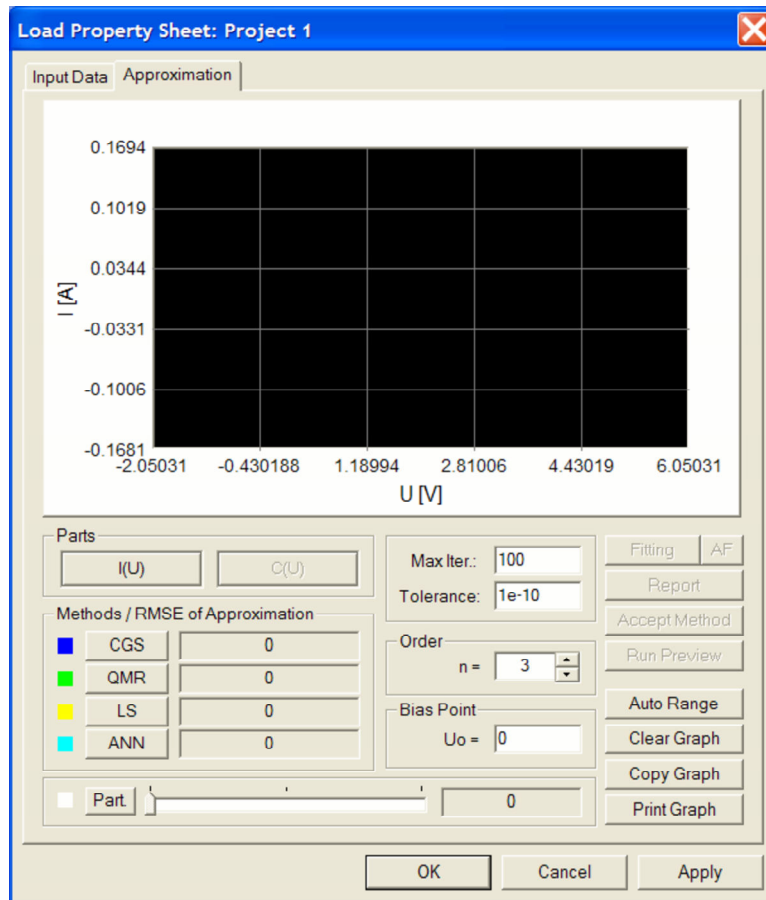
napięciowe C/U - sekcja $C(U)$ Part File Info. W przypadku, gdy obie charakterystyki są zawarte w jednym zbiorze, wówczas można skorzystać z sekcji $I(U) \& C(U)$ Part File Info. Przycisk **Get Data File** uaktywnia okno dialogowe służące do wprowadzenia danych, **View Data File** przeprowadza ekspozycje wczytanych danych, natomiast wybranie opcji **Clear** usuwa wprowadzone dane z programu. W celu demonstracji działania modułu aproksymującego wczytajmy przykładowe dane, np. statyczną charakterystykę prądowo-napięciową wyjścia układu scalonego bufora 74ABT125D (Philips) znajdującego się w stanie wysokiej impedancji. Następnie, aby przeprowadzić aproksymację wprowadzonej charakterystyki przechodzimy do zakładki **Approximation**. Okno modułu aproksymującego przedstawia Rys. C.12. Interfejs modułu aproksymującego składa się z:

- okna ekspozycji wprowadzanych charakterystyk w postaci wykresu (górna część);
- przycisków umożliwiających wyświetlanie i przełączanie pomiędzy wykresami (pole **Parts**);
- przycisków wyboru metod aproksymacji (pole **Methods/RMSE of Approxi-**



Rysunek C.11: Okno dialogowe **Load Property Sheet** - zakładka Input Data.

- mation) wraz z dodatkowymi parametrami (Max Iter., Order, Bias Point);
- przycisku Part. wraz z suwakiem sterującym umożliwiającym podział charakterystyki na dwie części, z których każda, w przypadku wyboru tej opcji, jest aproksymowana oddzielnie;
- przycisku aktywującego proces aproksymacji Fitting;
- przycisku automatyzującego proces aproksymacji przy każdej zmianie rzędu wielomianu aproksymującego AF;
- przycisku generującego raport z procesu aproksymującego Report;
- przycisku zatwierdzającego parametry dokonanej aproksymacji do dalszych obliczeń Accept Method;
- przycisku uruchamiającego proces obliczeniowy całego projektu Run Preview (dostępny w trybie podglądu - patrz rozdział C.3.4);



Rysunek C.12: Okno dialogowe **Load Property Sheet** - zakładka **Approximation**.

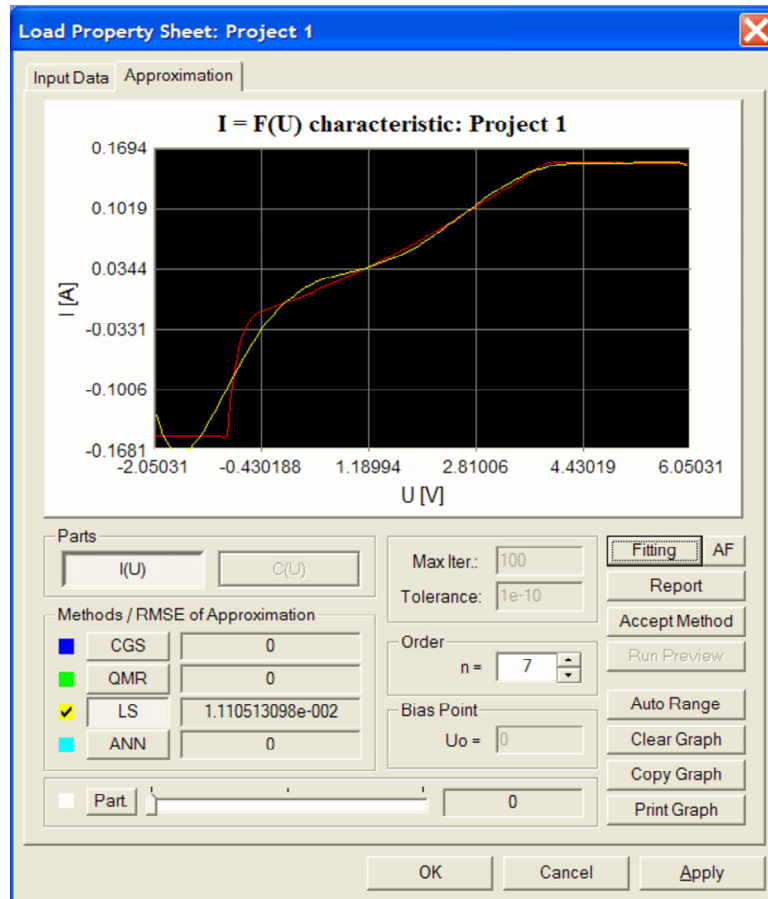
- przycisków sterujących okno wykresu, czyli **Auto Range** (automatyczne skalowanie wykresu), **Clear Graph** (czyszczenie okna wykresu), **Copy Graph** (kopiowanie okna wykresu do pamięci komputera)² oraz **Print Graph** (drukowanie aktualnego wykresu).

W celu znalezienia wielomianowej reprezentacji charakterystyk nieliniowych w programie *XTalk* wykorzystano metody aproksymujące, opisane w rozdziale 3. Do implementacji metody najmniejszych kwadratów zastosowano procedurę **polyfit** (ang.: *polynomial curve fitting*) [119, 120, 121], która oblicza współczynniki wielomianu $q(x)$ (3.46) zadanego stopnia n ³, aproksymującego dane wejściowe w sensie minimum sumy kwadratów błędów. W celu znalezienia macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} (3.49), procedura **polyfit** posługuje się predefiniowanymi funkcjami

²Wywołanie wykresu z pamięci komputera następuje po wykonaniu komendy **Wklej (Paste)** w dowolnym programie graficznym lub edytorze tekstu pracującym w trybie graficznym.

³W programie *XTalk* założono, iż zadany stopień wielomianu aproksymującego jest zawsze co najmniej o jeden mniejszy od liczby węzłów – punktów pomiarowych, czyli w tym przypadku mamy do czynienia z zadaniem interpolacji.

DGEQRF oraz ZGEQRF pakietu *LAPACK* [122] (aplikacja dedykowana numerycznym zagadnieniom algebry liniowej), które wykorzystują zmodyfikowaną wersję⁴ tradycyjnego algorytmu rozkładu macierzy \mathbf{A} , bazującego na macierzy *Householder'a* [124].



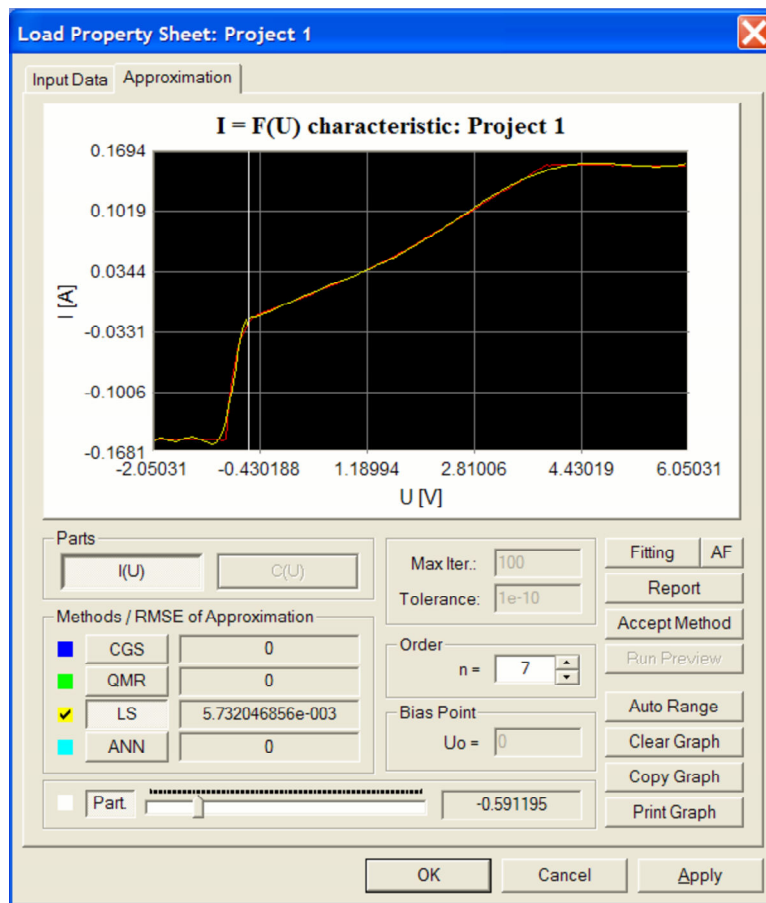
Rysunek C.13: Okno dialogowe **Load Property Sheet** - zakładka **Approximation**. Aproksymacja przykładowej charakterystyki nieliniowej.

Metodę CGS aplikacja *XTalk* wykorzystuje poprzez procedurę *cgs* [119, 120, 121], która wyznacza współczynniki wielomianu aproksymującego, bazując na (3.51). W przypadku metody QMR zastosowano procedurę *qmr* [119, 120, 121].

Aproksymację - modelowanie charakterystyki nieliniowej obciążenia w oparciu o ANN przeprowadza się w oddzielnym module. Umożliwia on wykorzystanie predefiniowanej trójwarstwowej struktury sieci neuronowych MLP3, która składa się z pojedynczych warstw: wejściowej, ukrytej oraz wyjściowej. Do procesu treningowego zastosowano metodę *quasi-Newton'owska* (ang.: *Quasi-Newton*) [125]

⁴Modyfikacja polega na wyrażeniu macierzy \mathbf{Q} za pomocą macierzy \mathbf{WY} [123], co powoduje, że ilość pamięci potrzebnej do przechowania danych jest mniejsza.

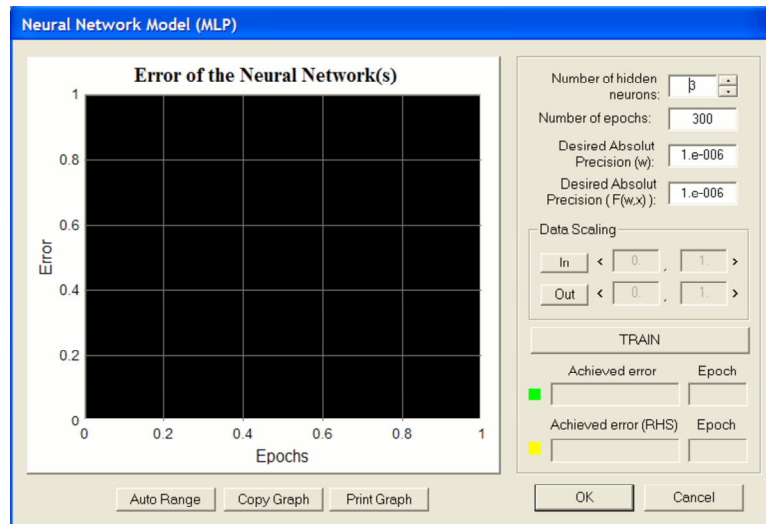
Aby wyświetlić wczytaną charakterystykę w postaci wykresu należy wcisnąć przycisk $I(U)$. Z uwagi na to, iż charakterystyka $C(U)$ nie została wprowadzona, przycisk $C(U)$ pozostaje nieaktywny. W dalszej kolejności przeprowadzamy wstępną aproksymację np. przy użyciu metody najmniejszych kwadratów (przycisk LS) i rzędzie wielomianu aproksymującego $n = 7$. Po naciśnięciu przycisku $Fitting$ na wykresie pojawia się przebieg charakterystyki aproksymującej. Ponadto, z prawej strony obok przycisków wyboru metod aproksymacyjnych wyświetlany jest błąd⁵ aproksymacji (Rys. C.13).



Rysunek C.14: Okno dialogowe **Load Property Sheet** - zakładka **Approximation**. Aproksymacja przykładowej charakterystyki nieliniowej z wykorzystaniem funkcji podziału.

Jak łatwo zauważyć przebieg charakterystyki aproksymującej różni się znacznie od przebiegu charakterystyki aproksymowanej, zwłaszcza w jej silnie nieliniowych częściach ($RMSE = 1.110513098e - 002$). Sytuację tą można poprawić

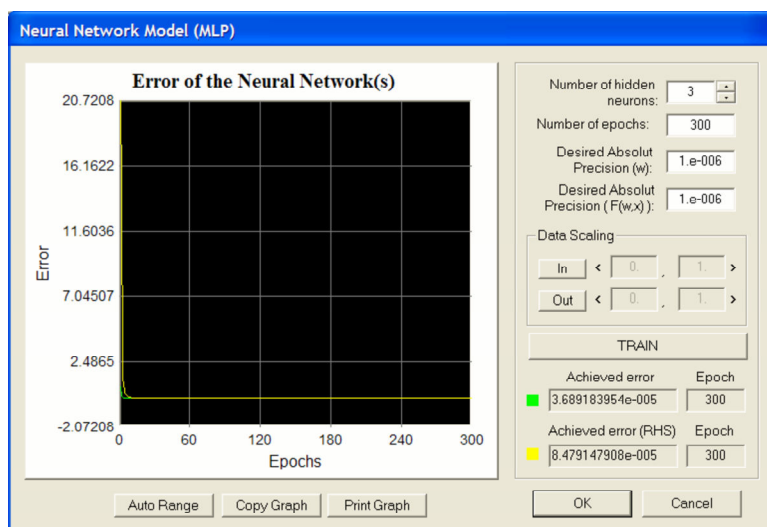
⁵Określony jako pierwiastek błędu średniokwadratowego (RMSE, ang.: *Root Mean Square Error*)

Rysunek C.15: Okno dialogowe **Neural Network Model (MLP)**.

bądź przez zwiększenie rzędu wielomianu aproksymującego, co może niekorzystnie wpłynąć na zbieżność algorytmu iteracyjnego, lub też przez zastosowanie podziału aproksymowanej charakterystyki na dwie części, z których każda jest aproksymowana oddzielnie. Wybierając opcję podziału przez naciśnięcie przycisku **Part.**, na wykresie pojawia się biała pionowa linia. Jest to linia podziału, której pozycję ustala się za pomocą poziomego suwaka z prawej strony przycisku aktywującego funkcję podziału. Wartość liczbową aktualnej pozycji linii podziału wyświetlana jest w oknie z prawej strony suwaka podziału. Wybierzmy funkcję podziału ustawiając linię podziału np. w punkcie $U = -0.591195V$. Po dokonaniu aproksymacji (przycisk **Fitting**) widać, że uzyskaliśmy większą dokładność ($RMSE = 5.732046856e - 003$, Rys. C.14).

Metody aproksymacyjne CGS oraz QMR działają podobnie jak metoda LS. W przypadku metody wykorzystującej technikę sieci neuronowych, aktywowanej przyciskiem **ANN**, otwiera się dodatkowe okno dialogowe (Rys. C.15).

Służy ono do zdefiniowania liczby neuronów w warstwie ukrytej (**Number of hidden neurons**), liczby iteracji w procesie uczenia sieci (**Number of epochs**), wartości oczekiwanej błęd w wyznaczeniu wartości wag połączeń (**Desired Absolut Precision (w)**) oraz wartości oczekiwanej błęd w wyznaczeniu odpowiedzi dla pojedynczego neuronu (**Desired Absolut Precision (F(x,w))**). W polu oznaczonym **Data Scaling** można wprowadzić przedział wartości, w którym następuje skalowanie danych wejściowych i wyjściowych. Jest to szczególnie przydatne w sytuacji, gdy występuje znaczna różnica co do rzędu wielkości pomiędzy wartościami obu zbiorów. Proces uczenia i modelowania sieci wyzwalany jest przez naciśnięcie przycisku **TRAIN**. Po zakończonym treningu, w postaci wykresu zostają wyświetlone wartości błęd całej struktury sieci neuronowej (**Error**) dla każdego kroku iteracyjnego (**Epochs**) procesu uczenia. Końcowy błąd modelowania dla zadanych



Rysunek C.16: Okno dialogowe **Neural Network Model (MLP)** - proces modelowania ANN dla charakterystyki nieliniowej z aktywną funkcją podziału.

warunków treningowych wyświetlany jest w oknie **Achieved error** (Rys. C.16). W przypadku, gdy aktywna jest funkcja podziału aproksymowanej charakterystyki, eksponowany jest błąd zarówno dla części po lewej stronie linii podziału **Achieved error**, jak i dla części po prawej stronie podziału **Achieved error (RHS)**. Wówczas, budowane są dwa modele, z których każdy, w zależności od potrzeb w głównym procesie obliczeniowym, jest wywoływany z osobna.

Wróćmy jednak do aproksymacji z wykorzystaniem metody LS, bez funkcji podziału (wyłącz przycisk **Part.**). Dla identycznych warunków jak poprzednio przeprowadźmy aproksymację (**Fitting**). Następnie uzyskany model należy zaakceptować⁶ do dalszych obliczeń - przycisk **Accept Method**. Jeżeli zaistnieje taka potrzeba, można zachować informacje na temat uzyskanych wyników procesu aproksymującego. W tym celu należy posłużyć się przyciskiem **Report**.

Po dokonaniu akceptacji rezultatów aproksymacji i wybranych obciążeń projektu jest gotowy to obliczeń. Niemniej jednak, należy sprawdzić, czy dodatkowe własności (**Preferences**) spełniają założenia projektowe.

Przycisk **Run Preview** na etapie definiowania parametrów projektu jest nieaktywny. Jego zastosowanie zostanie opisane w dalszej części.

Pozostałe przyciski w oknie aproksymacji - kolumna w prawym dolnym rogu, służą do skalowania okna wykresu (**Auto Range**), usunięcia wszystkich przebiegów z okna wykresu (**Clear Graph**), skopiowania wykresu do pamięci komputera (**Copy Graph**) lub wydrukowania wykresu (**Print Graph**).

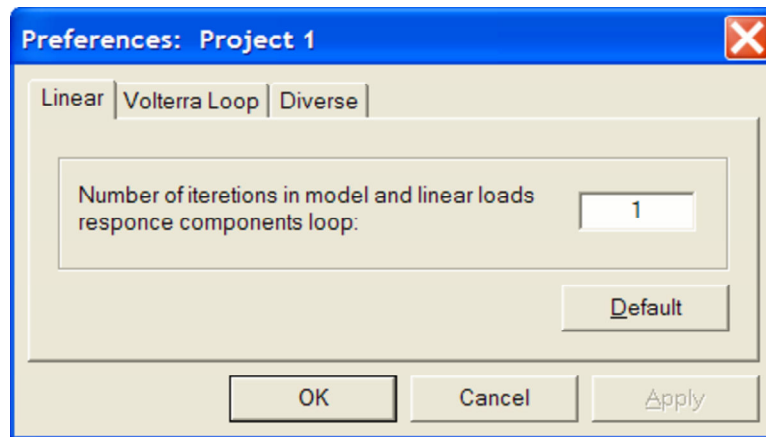
⁶W oknie aproksymacyjnym można dokonać porównania wyników aproksymacji z wykorzystaniem wszystkich metod jednocześnie, natomiast do dalszych obliczeń trzeba wybrać - zaakceptować tylko jedną z nich.

Dodatkowe własności - Preferences

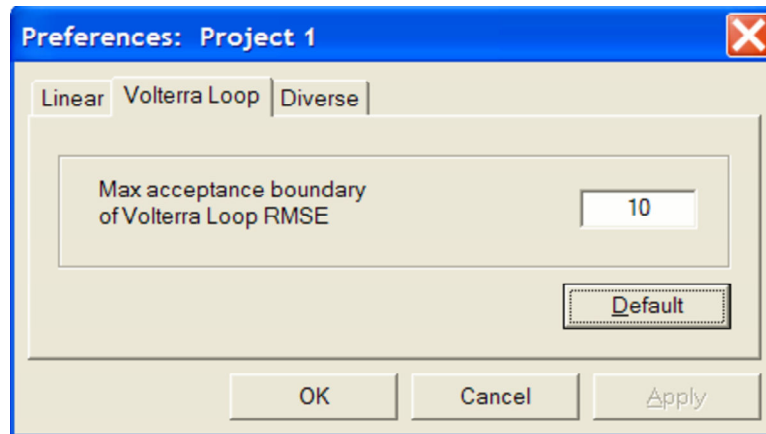
Komenda **Preferences** w drzewie projektu powoduje wywołanie okna dialogowego z trzema zakładkami: **Linear**, **Volterra Loop** oraz **Diverse** (Rys. C.17(a)). Okno zakładki **Linear** służy do zmiany liczby iteracji (standardowo 1) procesu wyznaczania napięć składowych fal padających i odbitych w obrębie części liniowej analizowanej struktury (tj.: sprzężone linie transmisyjne, obciążenia liniowe).

W zakładce **Volterra Loop** (Rys. C.17(b)) można wprowadzić maksymalną granicę błędu, dla której wyniki algorytmu iteracyjnego będą akceptowane do dalszej obróbki. W przypadku przekroczenia tej granicy, program wyświetli wiadomość informującą użytkownika o tym, iż w procesie obliczeniowym powstały napięcia o bardzo dużych wartościach amplitud.

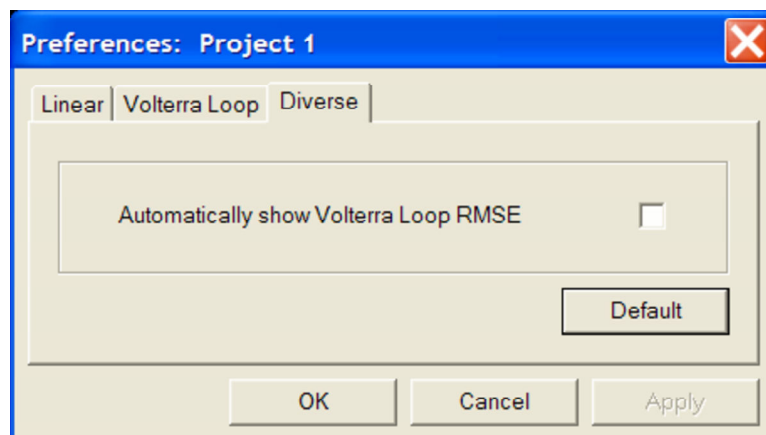
Okno dialogowe zakładki **Diverse** dedykowane jest opcji umożliwiającej automatyczne wyświetlanie wykresu błędu algorytmu iteracyjnego natychmiast po zakończonych obliczeniach (Rys. C.17(c)).



(a) Zakładka Linear.




(b) Zakładka Volterra Loop.




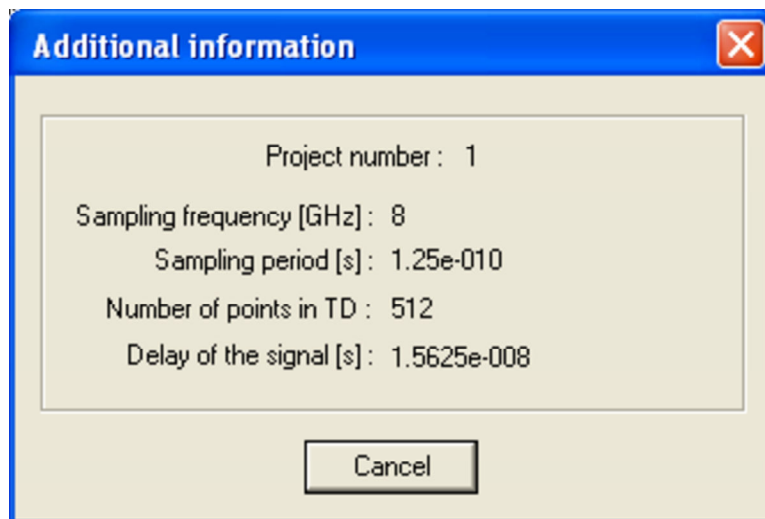
(c) Zakładka Diverse.

Rysunek C.17: Okno dialogowe **Preferences**.

C.3.4 Obliczenie projektu


Proces obliczania uprzednio zdefiniowanego projektu można zainicjować komendą **Project** » **Run** oraz przez naciśnięcie klawisza **F5** lub ikonki . Działanie procedur obliczeniowych sygnalizowane jest za pomocą paska postępu w prawym dolnym rogu głównego okna programu.

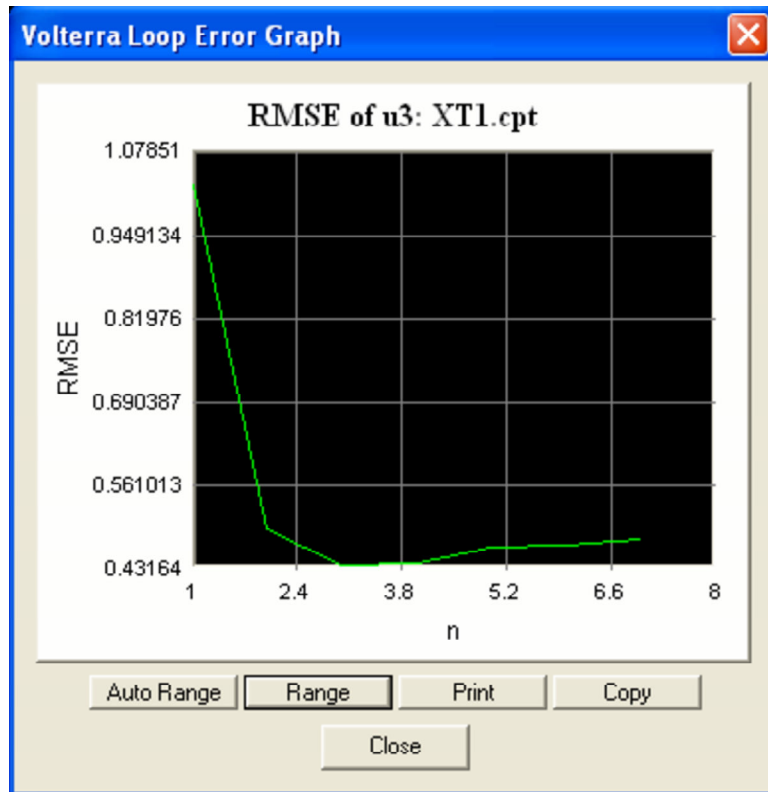
W celu uzyskania optymalnych warunków realizacji zadanego problemu, w procesie obliczeniowym program automatycznie dobiera częstotliwość próbkowania sygnału pobudzającego, co jednocześnie implikuje liczbę próbek. Informacje te można uzyskać realizując działanie komendy **Info** » **Additional information**, kombinacji klawiszy **Alt+F1** lub poprzez naciśnięcie lewym klawiszem myszki ikony . Rys. C.18 przedstawia okno dialogowe **Additional information**, prezentujące wcześniej wymienione parametry, jak również automatyczne przesunięcie sygnału źródła względem początku układu współrzędnych, w celu lepszej prezentacji graficznej uzyskanych wyników symulacji w dziedzinie czasu (Delay of the signal [s]).



Rysunek C.18: Okno dialogowe **Additional information**.

Jeżeli w programie rozważane jest nieliniowe obciążenie toru transmisyjnego, co ma miejsce w naszym przypadku, wówczas elementem "oceny wiarygodności" uzyskanych wyników - zbieżności algorytmu, jest wykres funkcji błędu (RMSE) wyznaczenia napięcia we wrotach 3 (w miejscu podłączenia nieliniowej impedancji) dla każdej iteracji. Jeżeli funkcja błędu maleje wraz z kolejno przeprowadzonymi iteracjami, to algorytm jest zbieżny. Oczywiście dla bardzo małych wartości błędu mogą wystąpić lokalne oscylacje, co wcale nie świadczy o tym, że uzyskane wyniki są niepoprawne. Okno z wykresem błędu można wyświetlić przy użyciu komendy **Info** » **Volterra Loop Error**, kombinacji klawiszy **Alt+F2** lub ikony

 . Dla prezentowanego przykładu przebieg funkcji błędu przedstawia Rys. C.19 Przyciski pod oknem wykresu służą do poprawy wizualizacji funkcji błędu




Rysunek C.19: Okno dialogowe **Volterra Loop Error Graph**.

(Auto Range, Range), wydrukowania wykresu (Print) oraz skopiowania mapy bitowej wykresu do pamięci operacyjnej komputera (Copy), w celu dalszej obróbki. Przycisk Close zamyka okno dialogowe.

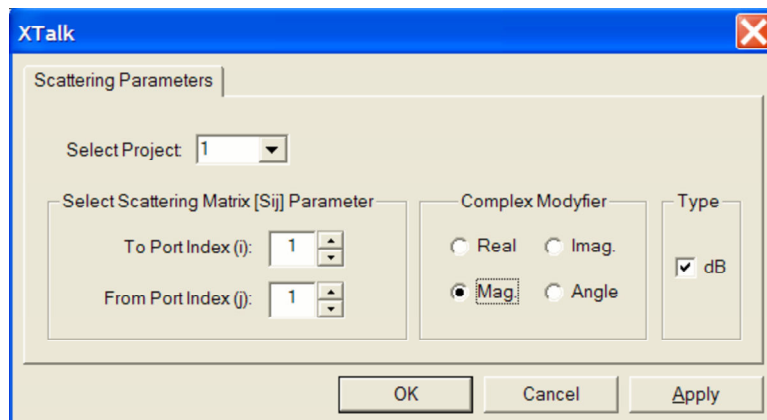
C.3.5 Ekspozycja wyników symulacji

W momencie, kiedy projekt zostanie obliczony uaktywniają się kolejne funkcje aplikacji, które między innymi służą do ekspozycji uzyskanych wyników symulacji, zarówno aktywnego projektu, jak i innych projektów, które zostały uprzednio obliczone.

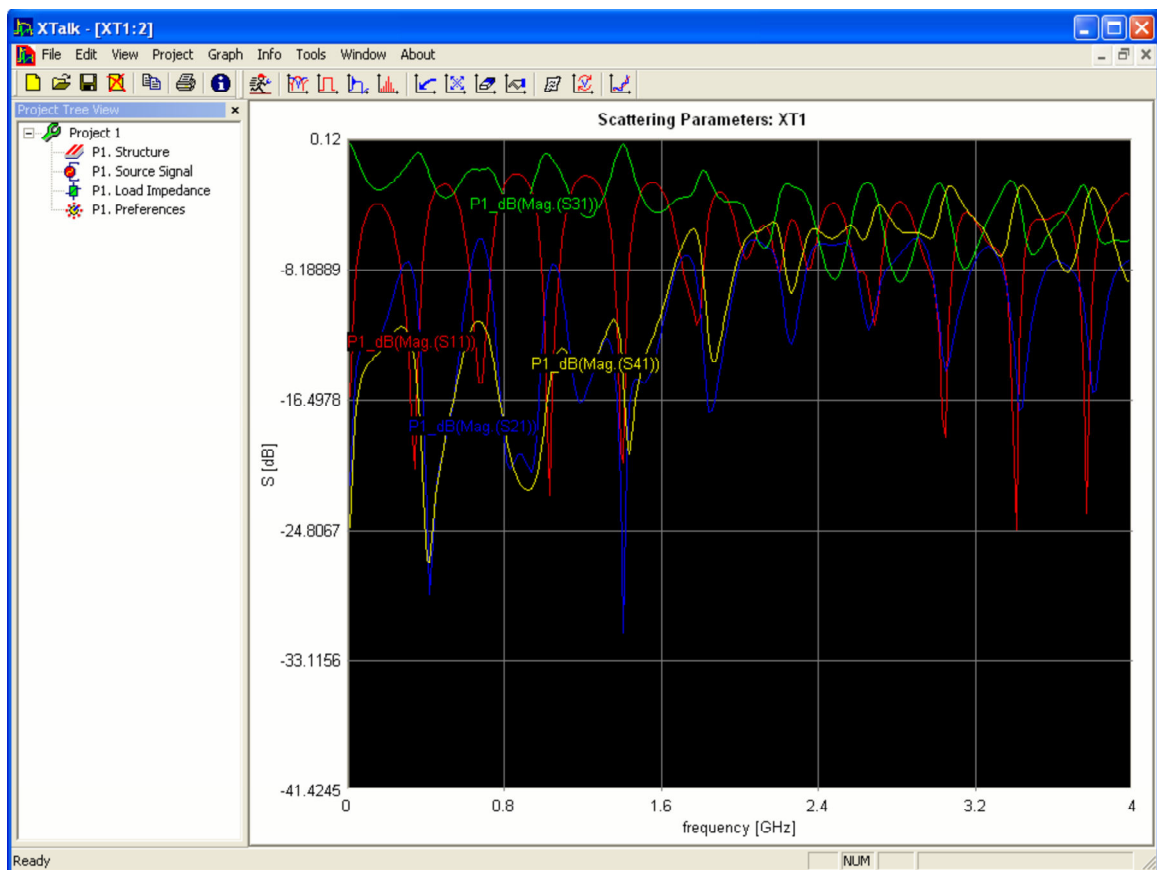
Parametry rozproszenia - Scattering Parameters

Za pomocą komendy **Project** » **Scattering Parameters**, klawisza **F6** lub ikony  można wyświetlić parametry rozproszenia analizowanej struktury transmisyjnej, posługując się oknem dialogowym jak na Rys. C.20.

Wyboru elementów macierzy rozproszenia dokonuje się poprzez odpowiednią selekcję indeksów (Select Scattering Matrix [Sij] Parameter). W związku z tym, że parametry rozproszenia są liczbami zespolonymi, istnieje możliwość wyeksponowania części rzeczywistej (Real), urojonej (Imag.), modułu (Mag.) oraz fazy (Angle), zarówno w skali liniowej jak i logarytmicznej (Type (dB), nie dotyczy fazy). Rys. C.21 przedstawia moduł parametrów rozproszenia dla wrót 1 rozważanej struktury transmisyjnej. Opcja Select Project, umożliwia porównanie wybranych parametrów z parametrami z innych, wcześniej obliczonych projektów.




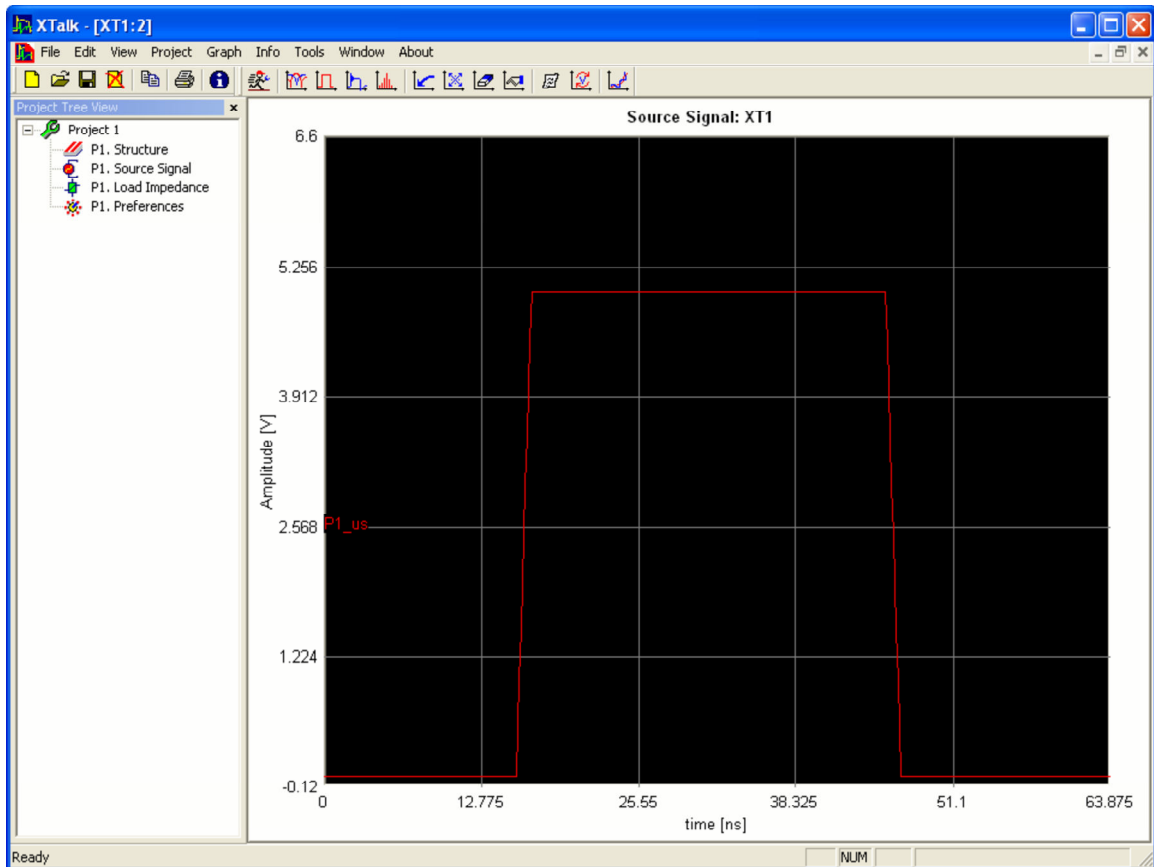
Rysunek C.20: Okno dialogowe **Scattering Parameters**.



Rysunek C.21: Parametry rozproszenia dla wrót 1 analizowanej struktury transmisyjnej.


Sygnal pobudzający - Source Signal

Poprzez komendę **Project** » **Source Signal**, klawisz **F7** lub ikonę  można przywołać na wykresie postać źródła sygnału pobudzającego, w celu szybkiej kontroli, czy zadane pobudzenie spełnia założenia projektowe (Rys. C.22).



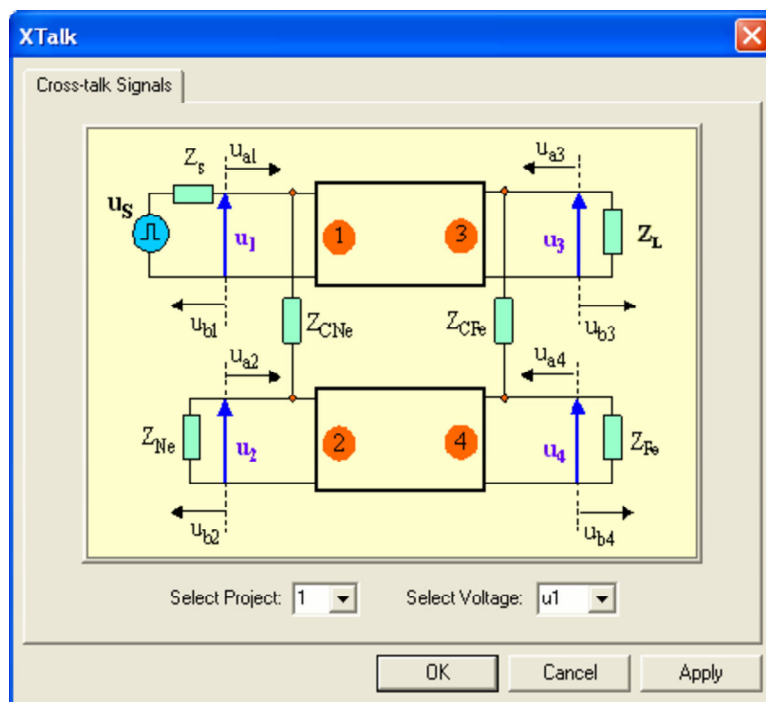
Rysunek C.22: Przebieg sygnału pobudzającego.

Czasowe przebiegi fal napięciowych we wrotach rozważanego układu - Cross-talk Signals

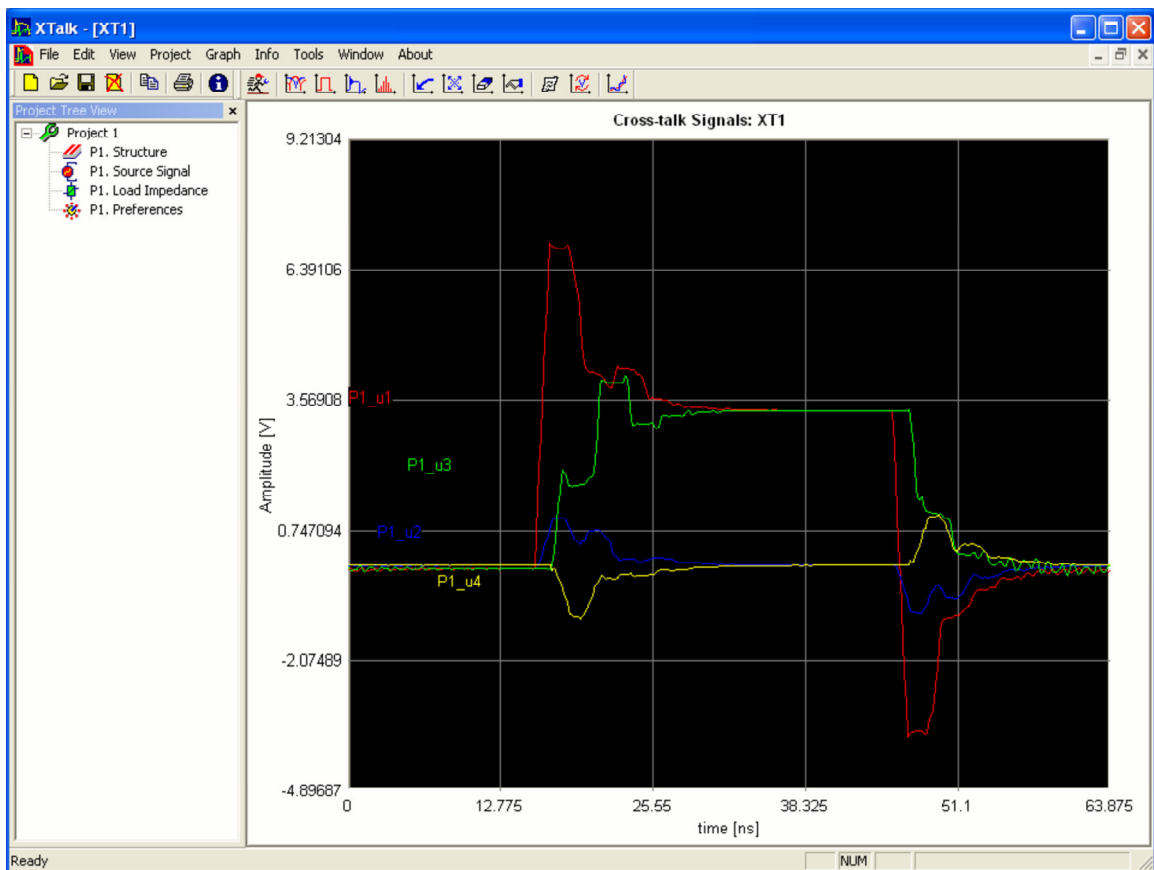
Jest to podstawowy moduł ekspozycji wyników symulacji wywoływany komendą **Project » Cross-talk Signals**, klawiszem **F8** lub za pomocą ikony , którego okno dialogowe prezentuje Rys. C.23.

Schemat blokowy zamieszczony w oknie dialogowym przedstawia poszczególne elementy wchodzące w skład analizowanego obwodu, jak również jednoznacznie definiuje wypadkowe fale napięciowe oraz ich składowe w poszczególnych wrotach struktury transmisyyjnej. Przykładowe przebiegi napięciowe, wyznaczone w oparciu o uprzednio wprowadzone dane zamieszczone są na Rys. C.24.

Opcja **Select Project**, umożliwia porównanie wybranych przebiegów napięciowych z przebiegami z innych, wcześniej obliczonych projektów.




Rysunek C.23: Okno dialogowe **Cross-talk Signals**.

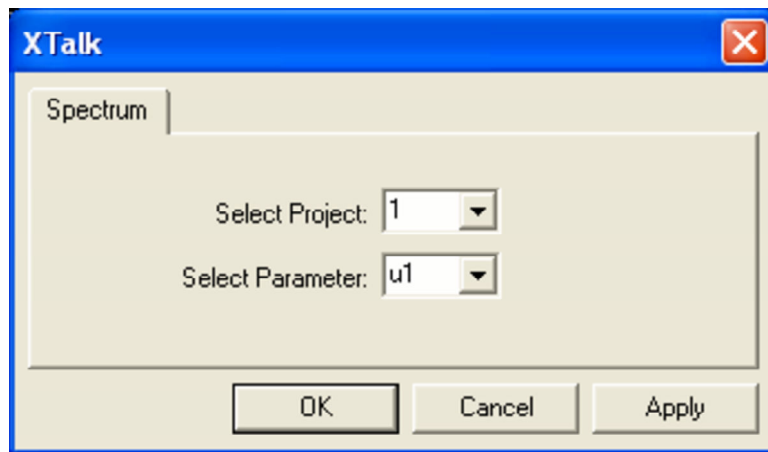


Rysunek C.24: Wypadkowe przebiegi napięć we wrotach 1,2,3 oraz 4.

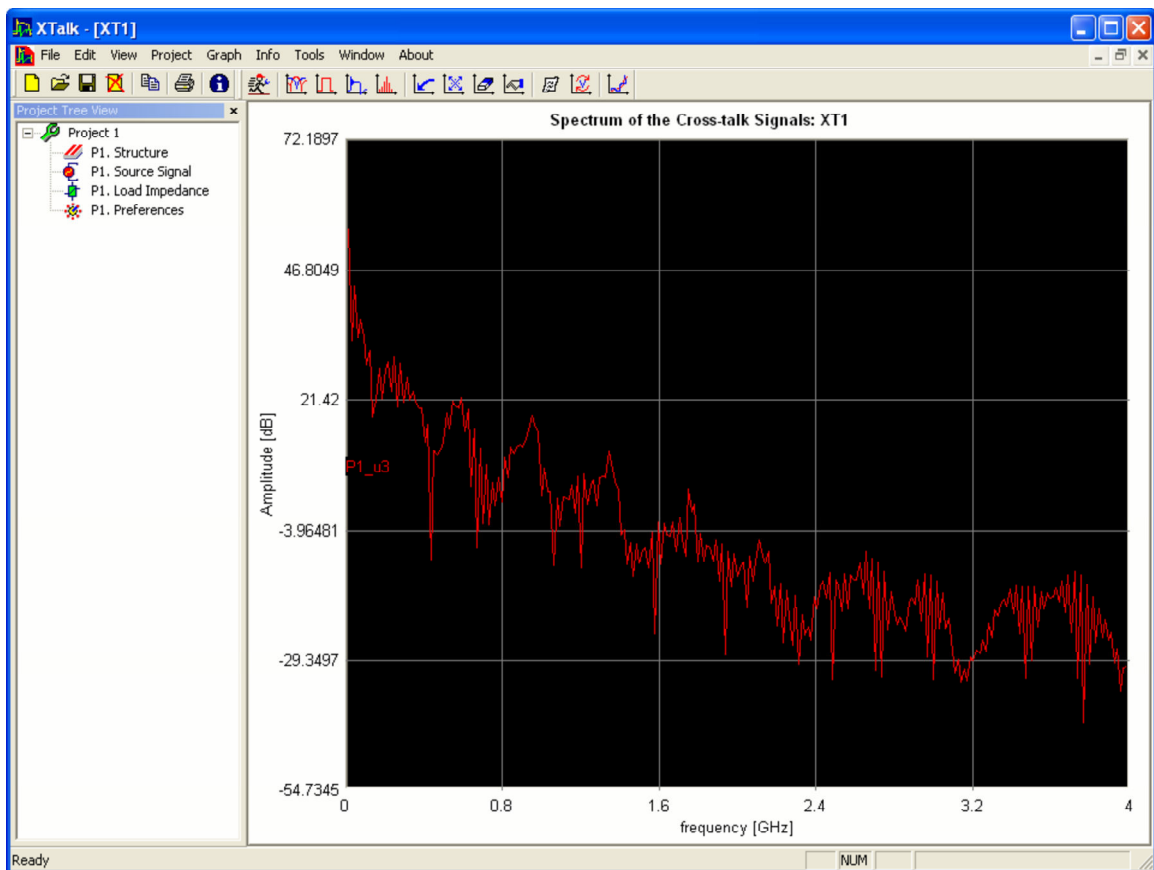
Widmo częstotliwościowe fal napięciowych we wrotach rozważanego układu - Spectrum

Widmo częstotliwościowe wyznaczonych w procesie iteracyjnym przebiegów napięciowych można uzyskać za pomocą komendy **Project** » **Spectrum**, klawisza **F9** lub ikony . Każda z tych opcji uaktywnia okno dialogowe (Rys. C.25), dzięki któremu można wybrać dowolny parametr, w celu wyświetlenia na wykresie jego widma.


Podobnie jak w poprzednich przypadkach, opcja **Select Project**, umożliwia porównanie widm parametrów aktywnego projektu, jak również wcześniej obliczonych projektów. Przykładowe widmo fali napięciowej u_3 dla rozważanego projektu przedstawia Rys. C.26.

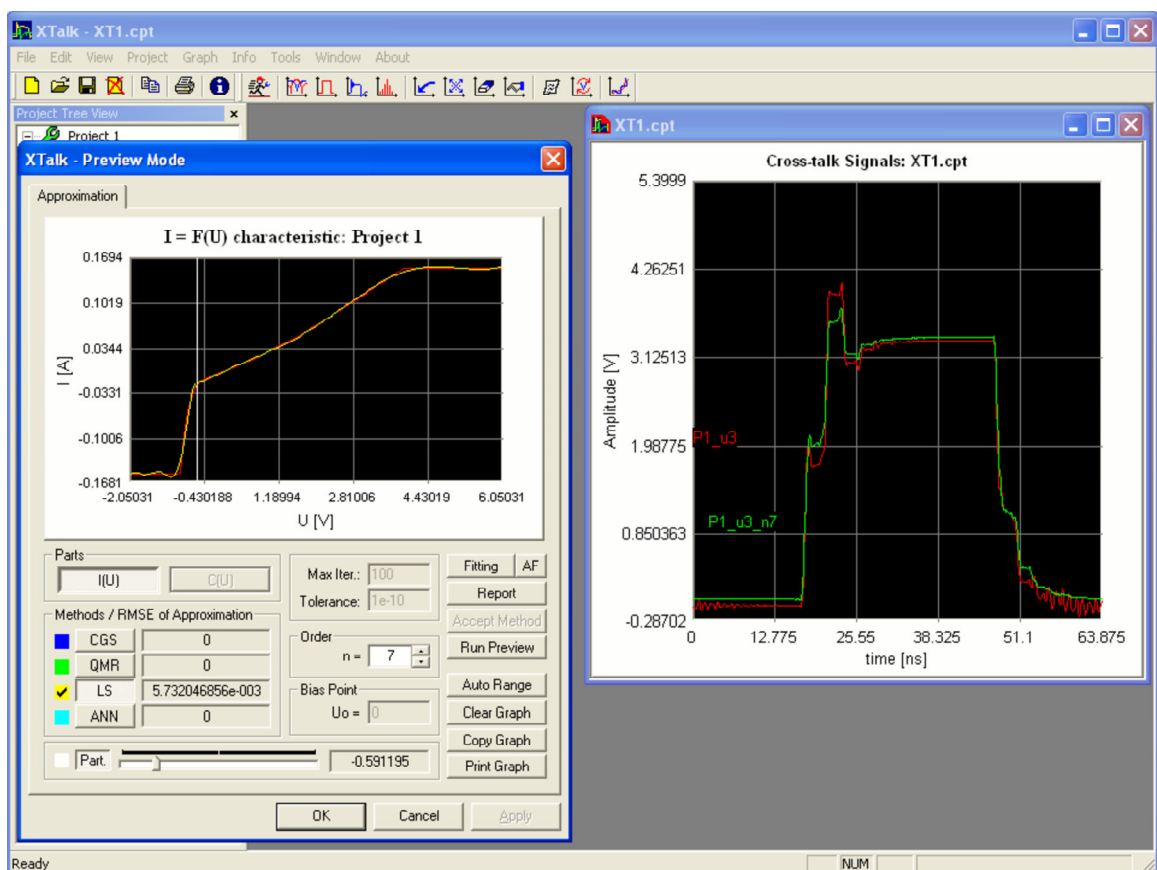


Rysunek C.25: Okno dialogowe **Spectrum**.



Rysunek C.26: Widmo fali napięciowej u_3 .

Wtórna aproksymacja - Preview Mode

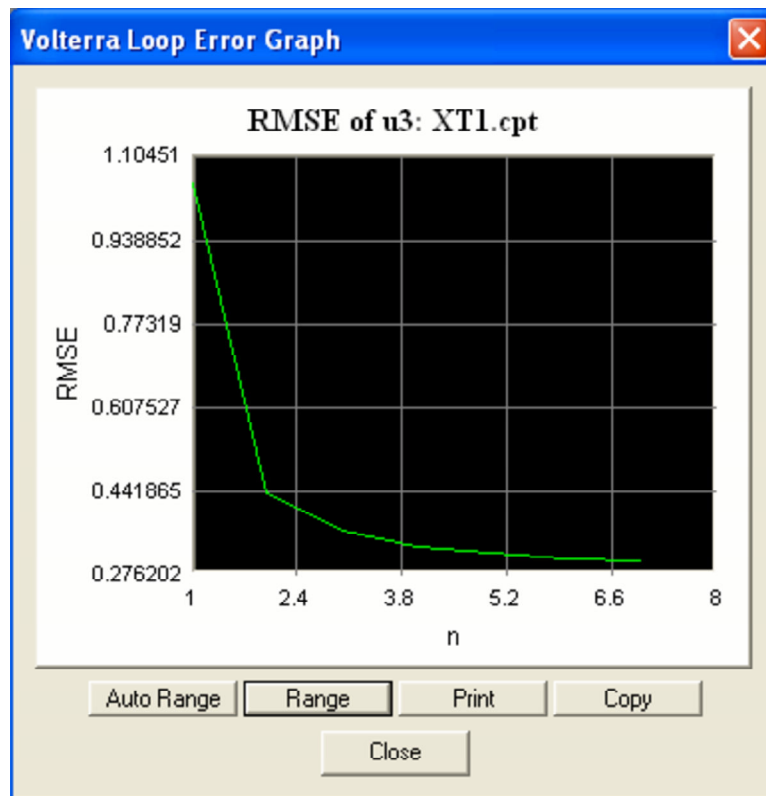
W wielu wypadkach istnieje potrzeba znalezienia odpowiedzi na pytanie, jaki wpływ ma zmiana parametrów założeń projektowych na uzyskane wyniki (ang.: *what-if*). W związku z tym, że dla przypadku impedancji Z_L o nieliniowym charakterze, aproksymacja jej charakterystyki odgrywa decydującą rolę w procesie iteracyjnym, istnieje możliwość szybkiej zmiany parametrów aproksymacyjnych (bez potrzeby przechodzenia przez drzewo projektu i pozostałe okna dialogowe). W tym celu, dla uprzednio obliczonego projektu, komenda **Tools** » **Approximation tool (Preview mode)**, kombinacja klawiszy **Alt+F3** lub przyciśnięcie ikony  uaktywnia identyczne okno dialogowe jak dla wcześniej opisanej procedury aproksymacyjnej. Jedyną różnicą polega na tym, iż w tym przypadku przycisk Run Preview jest aktywny. Służy on do obliczenia projektu dla wprowadzonych zmian w aproksymacji charakterystyki nieliniowej impedancji Z_L , bez konieczności zamykania okna dialogowego. Ponadto, po zakończonych obliczeniach program automatycznie uaktualnia wcześniej prezentowane w oknie wykresów rezultaty symulacji.



Rysunek C.27: Okno modułu aproksymacyjnego w trybie podglądu.

Działanie okna aproksymacyjnego w trybie podglądu zobrazujemy na przykładzie. W pierwszej kolejności należy wyświetlić w głównym oknie wykresów np. przebieg napięcia we wrotach 3 (, Select Voltage: u3, OK). Następnie uaktywniamy okno aproksymacyjne w trybie podglądu () i modyfikujemy dotychczasowe parametry aproksymacji przez wprowadzenie podziału (Part.) nieliniowej charakterystyki w punkcie $U = -0.591195$. Naciśnięcie przycisku Run Preview uruchomi obliczenie projektu oraz spowoduje wyświetlenie nowego przebiegu wybranego napięcia w oknie wykresów (Rys. C.27).



Wybierając opcję automatycznego wyświetlania okna błędu algorytmu iteracyjnego (**Preferences** » **Diverse** » **Automatically show Volterra Loop RMSE: \checkmark**) można również śledzić zachowanie się algorytmu dla nowych warunków obliczeń. Jak widać na Rys. C.28, wprowadzenie podziału charakterystyki dla tej samej wartości rzędu wielomianu aproksymującego poprawiło zbieżność algorytmu iteracyjnego (porównaj z Rys. C.19).








Rysunek C.28: Okno dialogowe **Volterra Loop Error Graph** dla nowych warunków aproksymacji charakterystyki nieliniowej impedancji Z_L .

C.4 Komendy menu File


C.4.1 Tryb bez projektów w oknie **Project Tree View**

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
New Project	Ctrl+N		Utworzenie nowego projektu
Open Project	Ctrl+O		Wczytanie istniejącego projektu
Print Setup...			Ustawienia wydruku
Exit	Ctrl+X		Wyjście z programu

C.4.2 Tryb z projektami w oknie **Project Tree View**

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
New Project	Ctrl+N		Utworzenie nowego projektu
Open Project	Ctrl+O		Wczytanie istniejącego projektu
Close Project			Zamknięcie projektu
Save Project	Ctrl+S		Zachowanie projektu
Save Project As...			Zachowanie projektu pod inną nazwą
Print...	Ctrl+P		Wydruk grafiki okna wykresów - aktualna wielkość okna
Print Preview			Podgląd wydruku
Print Setup...			Ustawienia wydruku
Print Scaled	Ctrl+D		Wydruk grafiki okna wykresów - okno skalowane do formatu wydruku
Exit	Ctrl+X		Wyjście z programu



C.5 Komendy menu **Edit**

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Copy	Ctrl+C		Skopiowanie mapy bitowej okna wykresu do pamięci komputera

C.6 Komendy menu **View**





Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Toolbar			Wyświetlenie lub ukrycie paska narzędziowego ikon
Status Bar			Wyświetlenie lub ukrycie paska statusowego programu
Project Tree View			Wyświetlenie lub schowanie okna Project Tree View

C.7 Komendy menu **Project**

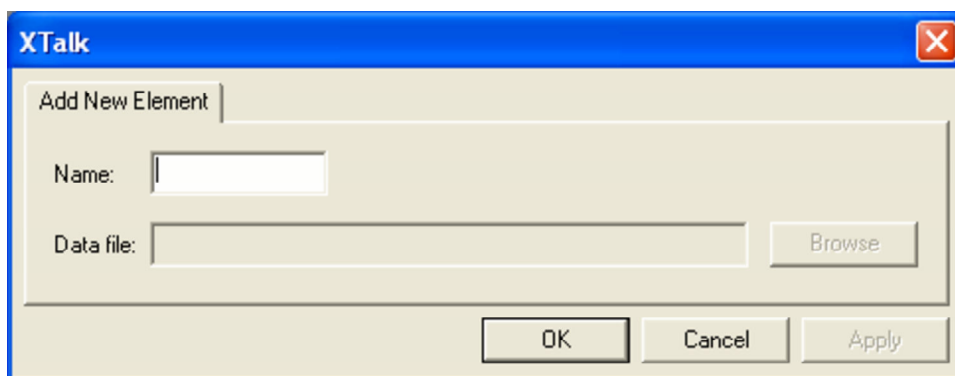
Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Run	F5		Obliczenie projektu
Scattering Parameters	F6		Wyświetlenie okna dialogowego Scattering Parameters
Source Signal	F7		Wyświetlenie w oknie wykresów przebiegu sygnału pobudzającego
Cross-talk Signals	F8		Wyświetlenie okna dialogowego Cross-talk Signals
Spectrum	F9		Wyświetlenie okna dialogowego Spectrum

Dostęp do komend menu **Project** można również uzyskać przez przyciśnięcie prawego przycisku myszki w polu okna wykresów.

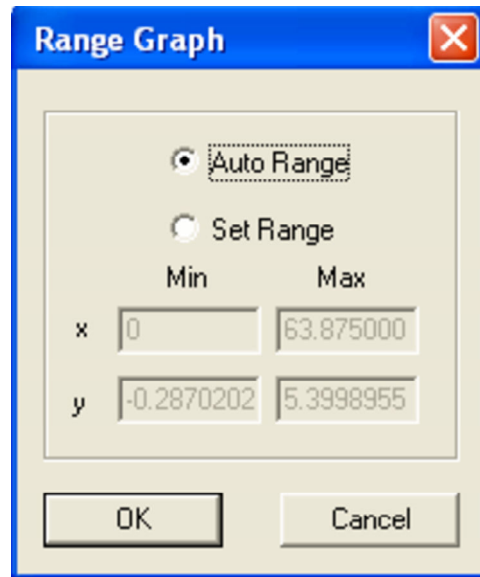
C.8 Komendy menu Graph

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Add element	Ctrl+F1		Wyświetlenie okna dialogowego Add New Element, służącego do prezentacji w oknie wykresów przebiegów uzyskanych np. na drodze pomiarów (Rys. C.29)
Auto / Range Graph	Ctrl+F2		Wyświetlenie okna dialogowego, służącego do skalowania wykresów (Rys. C.30)
Clear Graph	Ctrl+F3		Usunięcie wszystkich wykresów z aktywnego okna
Graph Properties	Ctrl+F4		Wyświetlenie okna dialogowego Graph Control Properties, służącego do modyfikacji parametrów graficzno-tekstowych okna wykresów wraz z aktualnie prezentowanymi przebiegami (Rys. C.31)

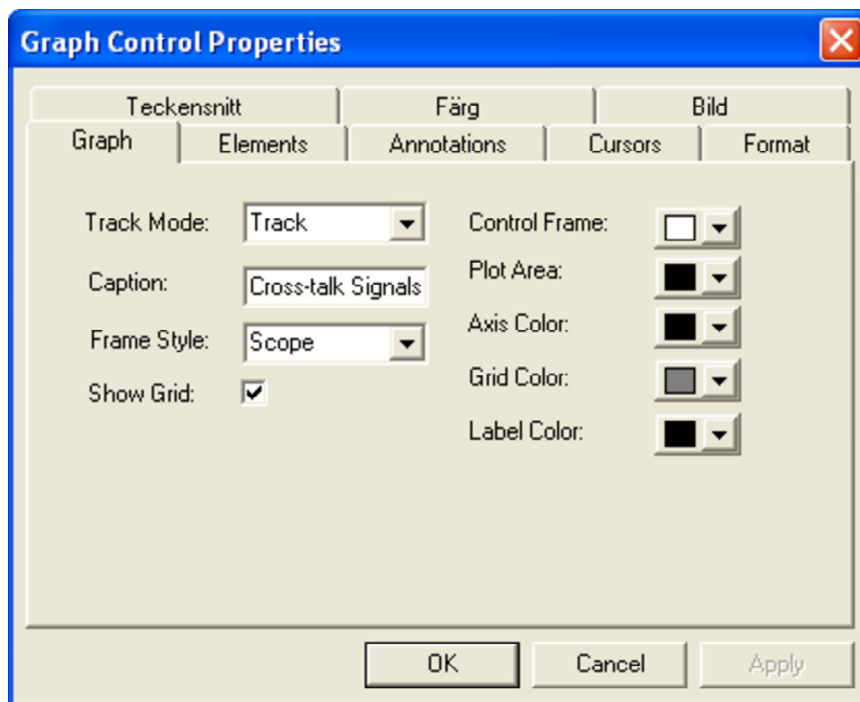
Dostęp do komend menu **Graph** można również uzyskać przez przyciśnięcie prawego przycisku myszki w polu okna wykresów. Ponadto, podwójne "kliknięcie" lewym przyciskiem myszki w polu głównego okna wykresów lub innych okien wykresów znajdujących się w odpowiednich modułach programu, powoduje wyświetlenie okna dialogowego Graph Control Properties.



Rysunek C.29: Okno dialogowe Add New Element.



Rysunek C.30: Okno dialogowe Range Graph.




Rysunek C.31: Okno dialogowe Graph Control Properties.

C.9 Komendy menu Info

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Additional information	Alt+F1		Wyświetlenie okna dialogowego Additional information
Volterra Loop Error	Alt+F2		Wyświetlenie okna dialogowego Volterra Loop Error Graph


C.10 Komendy menu Tools

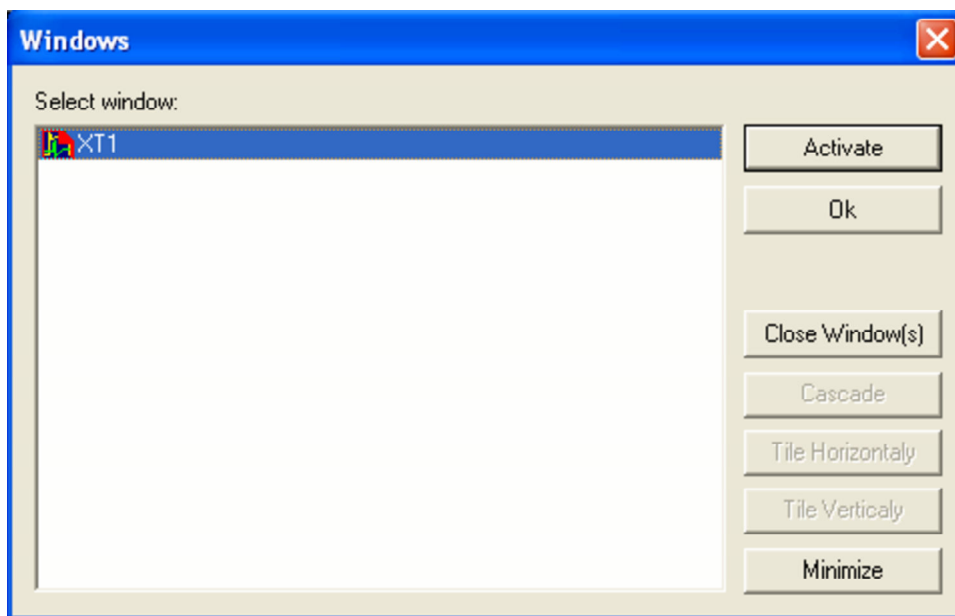
Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
Approximation tool (Preview Mode)	Alt+F3		Wyświetlenie okna dialogowego Preview Mode

C.11 Komendy menu Window

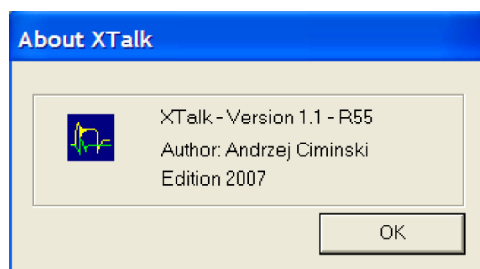
Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
New Window			Utworzenie nowego okna wykresów dla aktualnego projektu
Cascade			Uporządkowanie otwartych okien wykresów w formie kaskadowej
Tile			Uporządkowanie otwartych okien wykresów w formie sąsiadującej
Arrange Icons			Uporządkowanie ikon zminimalizowanych okien wykresów
Windows Manager			Wyświetlenie okna dialogowego Windows Manager (Rys. C.32)

C.12 Komendy menu About

Komenda	Kombinacja klawiszy	Ikona	Opis
About XTalk...	F1		Wyświetlenie okna dialogowego About (Rys. C.33)



Rysunek C.32: Okno dialogowe Windows Manager.



Rysunek C.33: Okno dialogowe About.

Bibliografia

- [1] PARLAMENT EUROPEJSKI I RADA UNII EUROPEJSKIEJ. Dyrektywa 2004/108/we parlamentu europejskiego i rady z dnia 15 grudnia 2004 r. w sprawie zbliżenia ustawodawstwa państw członkowskich odnoszących się do kompatybilności elektromagnetycznej oraz uchylająca dyrektywę 89/336/ewg. *Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej*, wolumen 390, strony 24–37, 2004.
- [2] S. Malisuwan, V. Ungvichian. Crosstalk analysis for ultra-high-speed digital pcbs due to substrate permittivity, pulse-width, and line-length. *International Conference and Exhibition on EMC*, strony 131–134, 1999.
- [3] B. Kopp V. Ungvichian. Crosstalk in coupled microstrip lines due to substrate permittivity and S/h ratios. *Southcon, Conference Record*, strony 301–304, 1994.
- [4] M.I. Montrose. *Printed Circuits Board Design Techniques for EMC Compliance: A Handbook for Designers*. IEEE Press Series on Electronics Technology, wydanie 2, 2000.
- [5] M. Fletcher, A. Abel, P.F. Wahid, M.A. Belkerdid. Modeling of crosstalk in coupled microstrip lines. *Southeastcon, IEEE Conference. Proceedings*, strony 506–510, 1988.
- [6] S. Voranantakul, J.L. Prince, P. Hsu. Crosstalk analysis for high-speed pulse propagation in lossy electrical interconnections. *IEEE Trans. on Components, Hybrids and Manufacturing Technology*, wolumen 16, strony 127–136, 1993.
- [7] R. Hartley. EMI crosstalk control II. *PCB Design Conference West*, strony 19–23, 2001.
- [8] S.W. Leung, W. Lixi. A mathematical model for cross-talk prediction in PCB layouts. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, wolumen 2, strony 780–783, 1998.
- [9] T.K. Lui, F.M. Tesche. Analysis of antennas and scatterers with nonlinear loads. *IEEE Transactions AP-24*, wolumen 2, strony 131–139, 1976.

-
- [10] M.S. Nakhla, J. Vlach. A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, wolumen 23, strony 85–91, 1976.
- [11] V. Volterra. *Theory of Fuctionals and Integro and Integro-Differential Equations*. New York, Dover, 1959.
- [12] C.R. Pendred. Transient analysis of transmission lines with nonlinear terminations. *Proceedings of the IEEE*, wolumen 52, strona 190, 1963.
- [13] N. Orhanovic, V.K. Tripathi. Time domain simulations of uniform and nonuniform multiconductor lossy lines by the method of characteristics. *IEEE MTT-S Digest*, wolumen KK-5, strony 1191–1194, 1990.
- [14] C. Huang, C. Liu, T. Tsai. Harmonic balance solution of multiconductor transmission lines with nonlinear terminations. *Proceedings of the IEEE*, wolumen 1, strony 749–752, 2003.
- [15] INC APPLIED WAVE RESEARCH. *Microwave Office 2001 User Guide*. Applied Wave Research, INC, El Segundo CA, 2001.
- [16] Agilent Technologies. *Guide to Harmonic Balance Simulation in ADS*. Agilent Technologies, Santa Clara CA, 2005.
- [17] L. Williams, G. Albrecht, M. Saffian, D. Newkirk. Integrated Software Suite Enables PC-based High-frequency Circuit Design. *Applied Microwave and Wireless*, wolumen 1, strony 82–88, 1997.
- [18] A.R. Djordjević, T.K. Sarkar, R.F. Harrington. Analysis of lossy transmission lines with arbitrary nonlinear terminal networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 34, strony 660–666, 1986.
- [19] G.W. Pan, W. Gaofeng, B.K. Gilbert. Analysis of nonlinear termination networks for coupled lossy and dispersive transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 41, strony 531–535, 1993.
- [20] Q. Gu, D.M. Sheen, S.M. Ali. Analysis of transients in frequency-dependent interconnections and planar circuits with nonlinear loads. *IEE Proceedings-H, Microwaves, Antennas and Propagation*, wolumen 139, strony 38–44, 1992.
- [21] T. Dhaene, D. De Zutter. Time domain analysis of uniformly coupled lossy transmission lines with arbitrary loads. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '92. Proceedings*, wolumen 5, strony 2402–2404, 1992.

-
- [22] P. Loizos, A. C. Cangellaris, O. A. Palusinski. Scattering parameter-based simulation of transients in lossy nonlinearly terminated packaging interconnections. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part B: Advanced Packaging*, wolumen 17, strony 472–479, 1994.
- [23] J. E. Schutt-Aine, R. Mitra. Scattering parameter transient analysis of transmission lines loaded with nonlinear terminations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 36, strony 529–536, 1988.
- [24] C. Hsue. Modified time-domain-scattering-parameter formulation for incident and reflected waves on lossless, nonuniform transmission lines. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, wolumen 4, strony 189–190, 1994.
- [25] D. Winklestein, M. B. Steer, R. Pomerleau. Simulation of arbitrary transmission line networks with nonlinear terminations. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, wolumen 38, strony 418–422, 1991.
- [26] T. S. Blazek, R. Mittra. Transient analysis of lossy multiconductor transmission lines in nonlinear circuits. *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, wolumen 14, strony 618–627, 1991.
- [27] T.K. Tang, M.S. Nakhla, R. Griffith. Analysis of lossy multiconductor transmission lines using the asymptotic waveform evaluation technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 39, strony 2107–2116, 1991.
- [28] M. Celik, A. Atalar, M.A. Tan. Transient analysis of nonlinear circuits by combining asymptotic waveform evaluation with volterra series. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, wolumen 42, strony 470–473, 1995.
- [29] D.H. Xie, M. Nakhla. Delay and crosstalk simulation of high-speed VLSI interconnects with nonlinear terminations. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, wolumen 12, strony 1798–1811, 1993.
- [30] M.V. Schneider. Microstrip lines for integrated circuits. *Bell System Technical Journal*, wolumen 48, strony 1421–1444, 1969.
- [31] H.A. Wheeler. Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-25, strony 631–647, 1977.
- [32] H.A. Wheeler. Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-13, strony 172–185, 1977.

-
- [33] E. Hammerstad, O. Jensen. Accurate models for microstrip computer-aided design. *IEEE MTT-S Symposium Digest*, strony 407–409, 1980.
- [34] E.O. Hammerstad. Equation for microstrip circuits design. *Proceedings - European Microwave Conference*, strony 268–272, 1975.
- [35] S.B. Cohn. Characteristic impedance of shielded strip transmission line. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-2, strony 52–55, 1954.
- [36] H.A. Wheeler. Transmission line properties of a stripline between parallel planes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, strony 866–876, 1978.
- [37] H. Howe. *Stripline circuit design*. Artec House, Dedham, 1974.
- [38] G.D. Vendelin. Limitations on stripline. *Microwave Journal*, wolumen 13, strony 63–69, 1970.
- [39] E. Yamashita, K. Atsuki. Analysis of microstrip-like transmission lines by nonuniform discretization of integral equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 24, strony 195–200, 1976.
- [40] E. Yamashita, K. Atsuki. Corrections to analysis of microstrip-like transmission lines by nonuniform discretization of integral equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 24, strony 628–628, 1976.
- [41] C.P. Wen. Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 17, strony 1087–1090, 1969.
- [42] G.-C. Liang, Y.-W. Liu, K.K. Mei. Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time-domain finite-difference method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 37, strony 1949–1957, 1989.
- [43] T. Hatsuda. Computation of coplanar-type strip-line characteristics by relaxation method and its application to microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 23, strony 795–802, 1975.
- [44] T. Kitazawa, Y. Hayashi, M. Suzuki. A coplanar waveguide with thick metal-coating (short papers). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 24, strony 604–608, 1976.

-
- [45] K.C. Gupta i in. *Microstrip lines and slot lines*. Artech House, Dedham, 1979.
- [46] M.E. Davis, E.W. Williams, A.C. Celestini. Finite-boundary corrections to the coplanar waveguide analysis (short papers). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 21, strony 594–596, 1973.
- [47] J.A. Dobrowolski. *Wspomagane komputerem projektowanie obwodów mikrofalowych*. WKiŁ, Warszawa, 1987.
- [48] H. Shigesawa, M. Tsuji. Conductor-backed slot line an coplanar waveguide: dangers and full-wave analysis. *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Dig.*, wolumen 1, strony 199–202, 1988.
- [49] Y.C. Shih, T. Itoh. Analysis of conductor-backed coplanar waveguide. *IEE Electronics Letters*, wolumen 18, strony 538–540, 1982.
- [50] F. Medina, M. Horno. Determination of Green's function matrix for multi-conductor and anisotropic multidielctric planar transmission lines: A variational approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 33, strony 933–940, 1985.
- [51] K. Araki, Y. Naito. Upper bound calculations on capacitance of microstrip line using variational method and spectral domain approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 26, strony 506–509, 1978.
- [52] K. Sachse. Comments on Upper bound calculations on capacitance of microstrip line using variational method and spectral domain approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 28, strony 1034–1035, 1980.
- [53] A. Sawicki, K. Sachse. Lower and upper bound calculations on capacitance of multiconductor printed transmission line using the spectral-domain approach and variational method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 34, strony 236–244, 1986.
- [54] R.R. Boix, M. Horno. Modal quasistatic parameters for coplanar multi-conductor structures in multilayered substrates with arbitrary transverse dielectric anisotropy. *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, wolumen 136, strony 76–79, 1989.
- [55] M. Kirschning, R.H. Jansen. Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 32, strony 83–90, 1984.

- [56] M. Kirschning, R.H. Jansen. Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines (corrections). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 33, strony 288–288, 1985.
- [57] R.H. Jansen. High-speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip thickness. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 26, strony 75–82, 1978.
- [58] R. Gard, I.J. Bahl. Characteristics of coupled microstrip-lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-27 (MTT-28), strony 700–705 (272), 1979 (1980).
- [59] R. Gard. Design equations for coupled microstrip lines. *International Journal of Electronics*, wolumen 47, strony 587–591, 1979.
- [60] W.J. Getsinger. Dispersion of parallel-coupled microstrip. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-21, strony 144–145, 1973.
- [61] H.J. Carlin, P.P. Civallieri. A coupled line model for dispersion in parallel-coupled microstrip. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-23, strony 444–446, 1975.
- [62] S. Arhterzad. The design of coupled microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-23, strony 486–492, 1975.
- [63] J. H. Hinton. On design of coupled microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-28, strona 272, 1980.
- [64] E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn. Coupled strip transmission line filters and directional couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen MTT-4, strony 75–81, 1956.
- [65] H.A. Wheeler. Formulas for the skin effect. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 30, strony 412–424, 1942.
- [66] K-K.M. Cheng, S-C. Chan. Reduction of intermodulation distortion in microwave active bandpass filters-theory and experiments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 48, strony 221–225, 2000.
- [67] D. Mansour, A.Jr. Gray. Frequency domain non-linear adaptive filter. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, wolumen 6, strony 550–553, 1981.

-
- [68] X. Zhao, J. Lu, T. Yahagi. A design method for second-order parallel adaptive Volterra filter. *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, wolumen 1, strony 586–590, 2004.
- [69] A. Javed, P.A. Goud, B.A. Syrett. Analysis of Microwave Feedforward Amplifier Using Volterra Series Representation. *IEEE Transactions on Communications*, wolumen 25, strony 355–360, 1977.
- [70] M. Tummla, M.T. Donovan, B. EWatkins, R. North. Volterra series based modeling and compensation of nonlinearities in high power amplifiers. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, wolumen 3, strony 2417–2420, 1997.
- [71] S. Narayanan. Application of Volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, wolumen 17, strony 518–527, 1970.
- [72] Z. Anding, T.J. Brazil. RF power amplifier behavioral modeling using Volterra expansion with laguerre functions. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 963–966, 2005.
- [73] C.L. Law, C.S. Aitchison. Prediction of wide-band power performance of MESFET distributed amplifiers using the Volterra series representation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 34, strony 1308–1317, 1986.
- [74] B. Baytekin, R.G. Meyer. Analysis and simulation of spectral regrowth in radio frequency power amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, wolumen 40, strony 370–381, 2005.
- [75] S. A. Mass. *Nonlinear Microwave Circuits*. Artech House, Norwood, 1988.
- [76] D.D. Weiner, J.F. Spina. *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*. Van Nostrand, New York, 1980.
- [77] M. Schetzen. *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*. John Wiley and Sons, New York, 1980.
- [78] J.W. Graham, L. Ehrman. Nonlinear system modeling and analysis with applications to communications receivers. *Rome Air Development Center Technical Report No. RADC-TR-73-178*, 1973.
- [79] N. Wiener. Nonlinear problems in random theory. *Technology Press*, 1958.
- [80] N. Wiener. Response of a nonlinear device to noise. *MIT Radiation Lab. Rpt. V-16S*, April 6 1942.

-
- [81] C.L. Lawson, R.J. Hanson. *Solving Least Squares Problems*. Prentice-Hall, New York, 1974.
- [82] J.E. Dennis. *Nonlinear Least-Squares*. Academic Press, London, 1977.
- [83] K. Levenberg. A method for the solution of certain problems in least-squares. *Quarterly of Applied Mathematics*, wolumen 2, strony 164–168, 1944.
- [84] D. Marquardt. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *SIAM Journal Applied Mathematics*, wolumen 11, strony 431–441, 1963.
- [85] J.J. More. The Levenberg-Marquardt algorithm: Implementation and theory. *Numerical Analysis, Lecture Notes in Mathematics*, wolumen 630, strony 105–116, 1977.
- [86] M. Marcus, H. Minc. *Vandermonde Matrix*. Dover Publications, New York, 1992.
- [87] M. Maheswaran, K.J. Webb, H.J. Siegel. MCGS: A modified conjugate gradient squared algorithm for nonsymmetric linear systems. *The Journal of Supercomputing*, 14(3):257–280, 1999.
- [88] P. Sonneveld. CGS, a fast Lanczos-type solver for nonsymmetric linear systems. *SIAM J. Sic. Strat Comput.*, 10:36–52, 1989.
- [89] R. Fletcher. Conjugate gradient methods for indefinite systems. *Lecture Notes in Mathematics*, 506:73–89, 1976.
- [90] M.R. Hestens, E. Stiefel. Method of conjugate gradients for solving linear systems. *J. Res. Natl Bur. Stand.*, 49:409–436, 1952.
- [91] R.W. Freund, N.M. Nachtigal. QMR: A quasi-minimal residual method for non-hermitian linear systems. *SIAM J. Sic. Strat Comput.*, 60:315–339, 1991.
- [92] B.N. Parlett, D.R. Tylor, Z.A. Liu. A look-ahead Lanczos algorithm for unsymmetric matrices. *Math. Comp.*, 44:105–124, 1985.
- [93] D.R. Tylor. *Analasis of the look ahead Lanczos algorithm*. Ph.D. Dissertation. University of California, Berkeley, 1982.
- [94] R.W. Freund, R.W. Gutknecht, N.M. Nachtigal. *An implementation of the look-ahead Lanczos algorithm for non-Hermitian matrices. Part I. Technical Report 90.45*. RIACS, NASA Ames Research Center, 1990.

-
- [95] R.W. Freund, R.W. Gutknecht, N.M. Nachtigal. *An implementation of the look-ahead Lanczos algorithm for non-Hermitian matrices. Part II. Technical Report 90.46*. RIACS, NASA Ames Research Center, 1990.
- [96] S.N. Balakrishnan, R.D. Weil. Neurocontrol: A literature survey. *Mathematical and Computer Modeling*, wolumen 23, strony 101–117, 1996.
- [97] B.S. Cooper. Selected applications of neural networks in telecommunication systems. *Australian Telecommunication Research*, wolumen 28, strony 9–29, 1994.
- [98] T. Alvager, T.J. Smith, F. Vijai. The use of artificial neural networks in biomedical technologies. *Biomedical Instrumentation and Technology*, wolumen 28, strony 315–322, 1994.
- [99] Y.G. Smetanin. Neural networks as systems for pattern recognition: A review. *Biomedical Instrumentation and Technology*, wolumen 28, strony 315–322, 1994.
- [100] Q.J. Zhang, G.L. Creech. *Special issue on application of artificial neural networks to RF and microwave design*, wolumen 9. John Wiley and Sons, New York, 1999.
- [101] M. Vai, S. Prasad. Automatic impedance matching with a neural network. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, wolumen 3, strony 353–354, 1993.
- [102] A.S. Ciminski. Artificial neural network modelling for computer-aided design of microwave filters. *MIKON-2002. 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, wolumen 1, strony 96–99, 2002.
- [103] A.H. Zaabab, Q.J. Zhang, M. Nakhla. Analysis and optimization of microwave circuits and devices using neural network models. *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, strony 393–396, 1994.
- [104] A.S. Ciminski. Recurrent neural networks usefulness in digital pre-distortion of power amplifiers. *MIKON-2004. 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, wolumen 1, strony 249–252, 2004.
- [105] V.B. Litovski. MOS Transistor modeling using neural network. *Electronics Letters*, wolumen 28, strony 1766–1768, 1992.

- [106] A.S. Ciminski. Artificial neural networks modelling for computer - aided design of planar band-rejection filter. *MIKON-2004. 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, wolumen 2, strony 551–554, 2004.
- [107] A.S. Ciminski, B.J. Janiczak. Efficient modeling of the time-domain cross-talk phenomena in coupled microstrip lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, wolumen 46, strony 326–331, 2005.
- [108] A.S. Ciminski, B.J. Janiczak. Volterra series usefulness in modelling of the time-domain cross-talk phenomena in coupled microstrip lines with nonlinear termination. *Microwave and Optical Technology Letters*, wolumen 47, strony 315–318, 2005.
- [109] APLAC Solution Corporation. *APLAC RF Design Tool, Student Version 8.00*.
- [110] APLAC Solution Corporation. *APLAC RF Design Tool, Reference Vol. II, Analog Components, PN-Diode Model*.
- [111] A.S. Ciminski, B.J. Janiczak. Mixed time/frequency-domain modeling of cross-talk phenomena in coupled microstrip lines terminated with digital circuit. *EMC Zurich Symposium 2007, Munich*, wolumen –, strony –, 2007.
- [112] Philips Semiconductors. *74ABT125 Quad buffer (3-State)*. Philips Electronics North America Corporation, U.S.A., 1998.
- [113] R.H. Jansen, M. Kirschning. Arguments and an accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance. *AEU*, wolumen 37, strony 108–112, 1983.
- [114] R. Hoffmann. *Handbook of Microwave Integrated Circuits*. Artech House, Norwood, 1987.
- [115] R.A. York, R.C. Compton. Experimental evaluation of existing CAD models for microstrip dispersion. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, wolumen 38, strony 327–328, 1990.
- [116] F.J. Mendieta J.L. Medina, A.Serrano. Microstrip effective dielectric constant measurements and test of CAD models up to 20GHz. *Microwave Journal*, strony 82–93, Marzec 1993.
- [117] H.A. Atwater. Simplified design equations for microstrip line parameters. *Microwave Journal*, strony 109–115, listopad 1989.
- [118] M. Suski R. Litwin. *Technika Mikrofalowa*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1972.

-
- [119] The MathWorks Incorporation. *MATLAB C++ Math Library User's Guide*. The MathWorks Inc., 1999.
- [120] J. Brzózka, L. Dobroczyński. *Programowanie w MATLAB*. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa, 1998.
- [121] A. Zalewski, R. Cegiela. *MATLAB. Obliczenia numeryczne i ich zastosowania*. Wydawnictwo NAKOM, Poznań, 1996.
- [122] E. Anderson, Z. Bai, C. Bischof, S. Blackford, J. Demmel, J. Dongarra, J. Du Croz, A. Greenbaum, S. Hammarling, A. McKenney, D. Sorensen. *LAPACK User's Guide*. SIAM, Philadelphia, wydanie trzecie, 1999.
- [123] R. Schreiber, C.F: Van Loan. A storage efficient WY representation for products of Householder transformations. *SIAM – Journal of Scientific and Statistical Computing*, wolumen 10, strony 53–57, 1989.
- [124] Z. Fortuna, B. Macukow, J. Wąsowski. *Metody numeryczne*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, wydanie piąte, 1998.
- [125] T.R. Cuthbert. *Quasi-Newton methods and constraints*. John Wiley and Sons, New York, 1987.