

Wiesław SABAT, Kazimierz KURYŁO, Dariusz KLEPACKI

POLITECHNIKA RZESZOWSKA, ZAKŁAD SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH I TELEKOMUNIKACYJNYCH,
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów

Analiza integralności sygnałów w mikroelektronicznych układach hybrydowych przy wykorzystaniu metody skończonych różnic czasowych

Dr inż. Wiesław SABAT

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Związany zawodowo z Politechniką Rzeszowską od 1992 roku. Tytuł doktora w dyscyplinie Elektrotechnika uzyskał w roku 2002. Obszary zainteresowań naukowych: kompatybilność elektromagnetyczna podzespołów i układów elektronicznych, integralność sygnałów w mikroelektronicznych układach hybrydowych, techniki pomiarów w EMC.



e-mail: wsabat@prz.edu.pl

Dr inż. Dariusz KLEPACKI

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Związany zawodowo z Politechniką Rzeszowską od 1994 roku. Tytuł doktora w dyscyplinie Elektrotechnika uzyskał w roku 2004. Obszary zainteresowań naukowych: kompatybilność elektromagnetyczna podzespołów i układów elektronicznych, integralność sygnałów w liniach transmisyjnych, techniki pomiarów w EMC.



e-mail: dklepa@prz.edu.pl

Dr inż. Kazimierz KURYŁO

Absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Związany zawodowo z Politechniką Rzeszowską od 1996 roku. Tytuł doktora w dyscyplinie Elektrotechnika uzyskał w roku 2005. Obszary zainteresowań naukowych: kompatybilność elektromagnetyczna podzespołów i układów elektronicznych, integralność sygnałów w mikroelektronicznych układach hybrydowych, techniki pomiarów w EMC.



e-mail: kkurylo@prz.edu.pl

Streszczenie

W opracowaniu zaprezentowano zastosowanie metody skończonych różnic czasowych do analizy integralności sygnałów w wielokrotnych układach ścieżek mikroelektronicznych układów hybrydowych. Wykorzystując program MATHCAD opracowano algorytmy pozwalające na numeryczne rozwiązanie równania telegrafistów dla dowolnego bezstratnego układu przewodników. Zaprezentowane wyniki obliczeń dla wybranych konfiguracji ścieżek wykonanych w technologii grubowarstwowej, zweryfikowano doświadczalnie.

Słowa kluczowe: układy elektroniczne, integralność sygnałów, metoda FDTD.

Analysis of signal integrity in hybrid microelectronic circuits with use of the FDTD Method

Abstract

The application of the Finite Difference Time Domain method for analysis of signal integrity in conductive path systems is presented in the paper. The algorithm allowing one to numerically solve of telegraph equations for any lossless path system on the basis of the Mathcad program was developed. The procedures elaborated with use of FDTD method enable analyzing the propagation of electrical signals in a selected system of paths with a specified input function shape for selected resistances loading the path system. The problems of signal integrity in planar circuits are presented in the introduction of this paper. Section 2 contains the theoretical basis of application of the Finite Difference Time Domain method to solving the telegraph equation. The basic relations and conditions allowing obtaining the calculation convergence for single and multiple path systems are also presented. The results of calculations and measurements for selected test circuits are included in Section 3. The influence of changes of path configuration and parameters of the test signal on its propagation process in mutual coupled paths was analyzed during investigations. The obtained good agreement of the calculation and measurements results confirmed the correctness of the elaborated algorithms and procedures.

Keywords: electronic circuits, signal integrity, FDTD method.

1. Wprowadzenie

Układy elektroniczne stanowią struktury, w których poszczególne elementy bierne i czynne, powiązane są elektrycznie za pomocą struktur przewodzących w sposób specyficzny dla aplikacji, która nadaje im określone cechy funkcjonalne. Technologie elektroniczne od wielu lat ukierunkowane są na miniaturyzację, zmniejszanie wagi, ograniczanie kosztów i zwiększenie złożoności wytwarzanych układów. Współczesne monolityczne i hybrydowe technologie scalania pozwalają na osiągnięcie tego celu, jednak nie bez istotnych ograniczeń i problemów.

Każdy finalny produkt musi spełniać wymagania normatywne w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej, które są bezpośrednio powiązane z kwestiami integralności sygnałów oraz zasilania. Problem integralności w układach elektronicznych sprowadza się do zapewnienia prawidłowego przeniesienia informacji zawartej w sygnale przy udziale ścieżek przewodzących oraz przewodów w przypadku interfejsów. Bez zastosowania specjalnych technik konstrukcyjnych, sygnały w urządzeniach high-speed mogą ulec i ulegają zwykle odkształceniom (przesłuchy, oscylacje, zakłócenia i problemy czasowe - opóźnienia) które doprowadzają do zafałszowania przenoszonej informacji, czyli utraty integralności.

Duża bliskość ścieżek w układach o wysokim stopniu integracji sprawia, że ujawniają swoją obecność sprzężenia elektromagnetyczne, powstałe na w wyniku występowania w ich strukturach resztkowych indukcyjności, pojemności, rezystancji i kondunkcji. Niezerowe wartości parametrów elementów resztkowych zespołu ścieżek są przyczyną przenikania sygnałów elektrycznych pomiędzy ich fragmentami. Część sygnału, jaka przenika na skutek występowania sprzężenia pojemnościowego i indukcyjnościowego jest traktowana jako zaburzenie. Niezerowe wartości rezystancji w układach ścieżek przewodzących są odpowiedzialne za tłumienie i deformację propagujących w nich sygnałów [7].

Transmisja sygnałów szybkozmiennych powoduje sytuację, w której bardzo często długość fali elektromagnetycznej staje się porównywalna z rozmiarami geometrycznymi fragmentów układu. W takim przypadku ścieżki nie mogą być modelowane jako elementy o parametrach skupionych lecz wymagają opisu właściwego dla długich linii transmisyjnych.

Problem analizy integralności sygnałów elektrycznych w układach elektronicznych jest zagadnieniem aktualnym, w szczególności w odniesieniu do układów transmitujących i przetwarzających informacje z dużymi szybkościami [1, 2, 3]. Wiąże się on nierozłącznie z zagadnieniami modelowania i symulowania zjawisk towarzyszących temu procesowi, do czego wykorzystywane są z powodzeniem zarówno metody analityczne, jak i numeryczne [7]. Wśród najczęściej stosowanych metod analitycznych należy wyróżnić: metodę charakterystyk, metodę przekształceń całkowych itp. Metoda charakterystyk, sformułowana przez Branina [8] została wykorzystana do zbudowania modelu linii transmisyjnych w popularnym pakiecie PSPICE [6]. Wśród metod numerycznych najczęściej

wykorzystywane są metody: skończonych różnic czasowych, elementów skończonych oraz elementów brzegowych [4].

Celem prac podjętych przez autorów jest opracowanie i implementacja programowa algorytmów w zakresie umożliwiającym wykorzystanie ich do analizy integralności sygnałów w układach wzajemnie sprzężonych ścieżek w strukturach planarnych. W najbliższej przyszłości przewiduje się użycie tych algorytmów w procesie analizy integralności sygnałów w półpasywnych układach radiowej identyfikacji obiektów (RFID) [5].

2. Zastosowanie metody FDTD dla układu sprzężonych ścieżek

Analiza propagacji sygnałów elektrycznych w bezstratnym układzie ścieżek o dowolnej konfiguracji, wymaga określenia ich macierzy parametrów jednostkowych L' , C' i rozwiązania równania telegrafistów przy zadanych warunkach brzegowych:

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{u}(z,t)}{\partial z} + \mathbf{L}' \cdot \frac{\partial \mathbf{i}(z,t)}{\partial t} = 0 \\ \frac{\partial \mathbf{i}(z,t)}{\partial z} + \mathbf{C}' \cdot \frac{\partial \mathbf{u}(z,t)}{\partial t} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

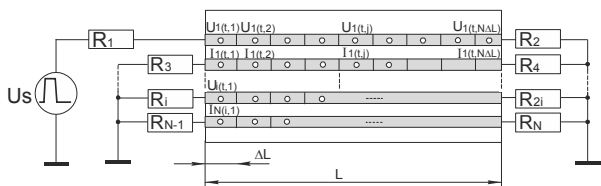
gdzie $\mathbf{u}(z,t)$ oznacza wektor napięcia, $\mathbf{i}(z,t)$ - wektor prądu, \mathbf{L}' i \mathbf{C}' - macierz indukcyjności i pojemności dla określonej konfiguracji ścieżek w strukturze planarnej.

Jedną z metod pozwalającą rozwiązać układ równań cząstkowych (1) jest metoda numeryczna skończonych różnic czasowych FDTD (ang. Finite-Difference Time Domain). Pozwala ona na analizę przebiegów dzięki zastąpieniu pochodnych odpowiednimi ilorazami różnicowymi i na wyznaczenie rozwiązań w dyskretnych punktach przestrzeni, czasu i położenia wzdłuż ścieżek, przy zadanych warunkach brzegowych.

Zgodnie z ideą metody, analizowany układ M ścieżek (rys. 1) o długości L jest dzielony na $N_{\Delta L}$ fragmentów o długości $\Delta L = L/N_{\Delta L}$, a czas analizy t_c na $N_{\Delta t}$ interwałów. Poprzez rozwinięcie funkcji opisujących wartość napięcia $\mathbf{u}(t,z)$ i prądu $\mathbf{i}(t,z)$ w szereg Taylora w wybranych punktach ścieżki, pochodne cząstkowe zastępowane są odpowiednimi wyrażeniami różnicowymi:

$$\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial z} = \frac{U_{t+1,z+1} - U_{t+1,z}}{\Delta z}, \quad \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} = \frac{U_{t+1,z} - U_{t,z}}{\Delta t} \quad (2a)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial z} = \frac{I_{t,z} - I_{t,z-1}}{\Delta z}, \quad \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t} = \frac{I_{t+1,z} - I_{t,z}}{\Delta t} \quad (2b)$$



Rys. 1. Podział układu ścieżek na $N_{\Delta L}$ segmentów o długości ΔL w celu ich analizy metodą skończonych różnic czasowych
Fig. 1. Discretization of the path system in $N_{\Delta L}$ segments of length ΔL for the FDTD analysis

Podstawiając zależności (2a, 2b) do równania (1), otrzymano wzory pozwalające wyznaczyć wartość napięcia i prądu dla kolejnej chwili $t+\Delta t$ na podstawie wartości z poprzedniego kroku obliczeń:

$$U_{t+1,z} = U_{t,z} - \Delta t \cdot \Delta L^{-1} C^{-1} [I_{t,z} - I_{t,z-1}] \quad (3a)$$

$$I_{t+1,z} = I_{t,z} - \Delta t \cdot \Delta L^{-1} \cdot L^{-1} \cdot [U_{t+1,z+1} - U_{t+1,z}] \quad (3b)$$

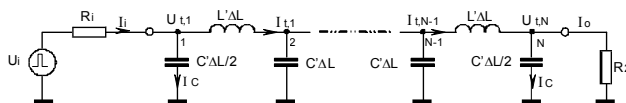
gdzie $U_{t,z} = [U_1, U_2 \dots U_{i-1}, U_M]^T$, $I_{t,z} = [I_1, I_2 \dots I_{i-1}, I_M]^T$ oznaczają odpowiednio wektor napięcia i prądu dla układu M ścieżek, Δt - krok czasowy, ΔL - długość fragmentu ścieżki.

Dla uzyskania jednoznacznego rozwiązania przy zadanym wymuszeniu U_0 i określonych wartościach impedancji obciążających układ ścieżek R_i , należy określić warunki graniczne i początkowe. Wyznaczenie warunków granicznych wymaga wyprowadzenia zależności opisujących zmienność napięcia na końcach ścieżek przy zadanych wartościach elementów obciążających:

$$U(0,t) = U_g(t) - R_i \cdot I(0,t) \quad (4a)$$

$$U(L,t) = R_o \cdot I(L,t) \quad (4b)$$

W tym celu, punkty brzegowe ścieżek, w których są one połączone ze źródłem zasilania i elementami obciążającymi, zostały odwzorowane za pomocą układu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2.



Rys. 2. Układ zastępczy dla połączenia jednej ze ścieżek ze źródłem sygnału i rezystancją obciążenia dla odwzorowania warunków granicznych na końcach ścieżek
Fig. 2. Equivalent circuit for connecting one path with a signal source and a loading resistance for presentation of the boundary conditions on the path ends

Korzystając z metody potencjałów węzłowych dla węzłów brzegowych 1 i N (rys. 2), wyznaczono zależności opisujące wartość napięcia w tych punktach dla dowolnej chwili czasowej:

$$U_{t+1,1} = (R_i \cdot C' \cdot \Delta L / \Delta t + I)^{-1} \begin{bmatrix} (R_i \cdot C' \cdot \Delta L / \Delta t - I) U_{t,1} \\ -2R_i I_{t,1} + U_{t+1,1} + U_{t,1} \end{bmatrix} \quad (5a)$$

$$U_{t+1,N+1} = (R_o \cdot C' \cdot \Delta L / \Delta t + I)^{-1} \begin{bmatrix} (R_o \cdot C' \cdot \Delta L / \Delta t - I) U_{t,N} \\ -2R_o I_{t,N} \end{bmatrix} \quad (5b)$$

Dla zapewnienia zbieżności obliczeń, w układzie analizowane jest $N+1$ węzłów napięciowych i N prądowych. Reprezentujące je macierze są zerowane, natomiast czas analizy t_c dzielony jest na $N_{\Delta t}$ odcinków czasowych spełniających kryterium:

$$N_{\Delta t} \geq N \frac{v \cdot t_c}{L} \quad (6)$$

gdzie v oznacza prędkość propagacji sygnałów w układach ścieżek. Prędkość v dla najprostszej struktury transmisyjnej, jaką jest układ dwóch ścieżek, określana jest z zależności:

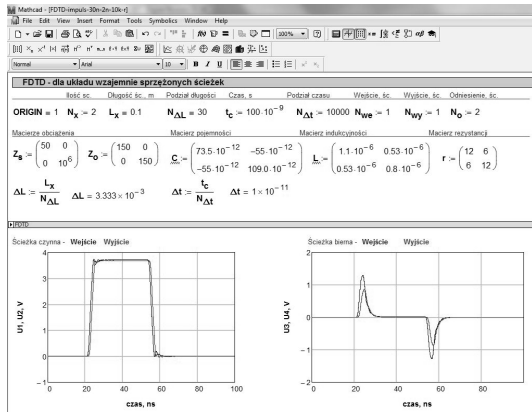
$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (7)$$

gdzie c_0 oznacza prędkość propagacji fali elektromagnetycznej w próżni natomiast ϵ_{reff} - względną efektywną przenikalność dielektryczną dla analizowanej struktury transmisyjnej. W przypadku układu M ścieżek do określenia stopnia podziału czasu analizy t_c do zależności (8) podstawiana jest maksymalna prędkość v_m określona po rozwiązaniu wyrażenia:

$$\det \left\{ \frac{1}{v_m^2} \mathbf{I} - \mathbf{L}' \mathbf{C}' \right\} = 0 \quad (8)$$

W oparciu o wyprowadzone zależności opracowano w środowisku Mathcad program pozwalający na analizę integralności sygnałów (rys. 3).

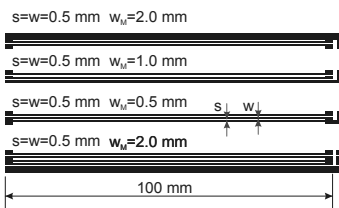
Procedury opracowane w programie Mathcad można wykorzystać do analizy dowolnego układu M przewodników, dla których znane są macierze \mathbf{L}' i \mathbf{C}' parametrów elementów jednostkowych. Mogą to być zarówno struktury planarne, jak i układy przewodów cylindrycznych o dowolnej konfiguracji geometrycznej.



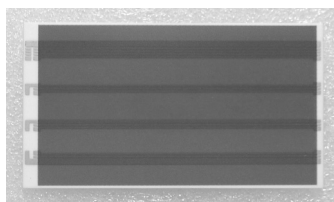
Rys. 3. Okno opracowanej aplikacji w programie Mathcad
Fig. 3. Screen from the Mathcad software with the elaborated procedures

3. Analiza integralności sygnałów w wybranych strukturach planarnych

Opracowane procedury obliczeniowe zostały wykorzystane do analizy integralności sygnałów w wybranych testowych strukturach planarnych oraz do weryfikacji poprawności opracowanych algorytmów zaimplementowanych w programie Mathcad. W tym celu na podłożach alundowych ADS96R (96% Al₂O₃) firmy CoorsTek, w technologii grubowarstwowej wykonano układy testowe ścieżek przewodzących o parametrach i konfiguracjach pokazanych na rysunku 4. W celu ograniczenia efektu sprzężeń galwanicznych w układach testowych, do wykonania ścieżek przewodzących wybrano pastę Pt-Ag 6305 firmy Koartan o małej rezystancji jednostkowej (3 mΩ). Układy testowe wykonano w konfiguracji jednowarstwowej i dwuwarstwowej z płaszczyzną masy.

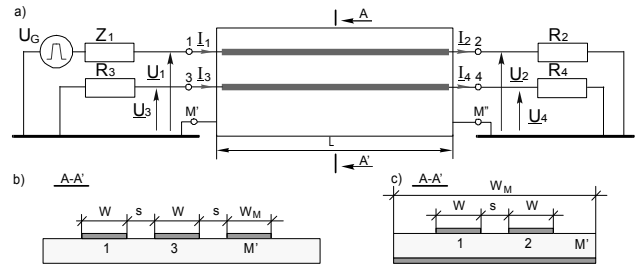


Rys. 4. Parametry geometryczne testowych układów ścieżek (w -szerokość ścieżek, s - odległość pomiędzy ścieżkami, w_M - szerokość ścieżki masy)
Fig. 4. Geometrical parameters of the test paths (w - path width, s - distance between the paths, w_M - width of the ground path)



Rys. 5. Fotografia układów testowych wykonanych w grubowarstwowej technologii hybrydowej
Fig. 5. Photography of the test circuits made in thick-film technology

W ramach badań symulacyjnych i doświadczalnych poddano analizie propagację testowego sygnału trapezowego w dwóch charakterystycznych konfiguracjach planarnych: jednowarstwowej (rys. 6a) i dwuwarstwowej z płaszczyzną masy (rys. 6b). Dla celów badań założono, że impuls trapezowy o amplitudzie 5 V_{pp} (2,5 V DC), czasach narastania i opadania zboczy odpowiednio $\tau_r = \tau_f = 2.5 \text{ ns}$, 5 ns i 10 ns, powtarzany z częstotliwością $f = 10 \text{ MHz}$, wprowadzany jest do ścieżki 1 (rys. 6a). Parametry przebiegu są ograniczane właściwościami generatora arbitralnego AFG3252 firmy Tektronix wykorzystanego do testów. W trakcie badań analizowano zarówno efekt opóźnienia i deformacji przebiegu testowego, jak i efekt przesłuchu.



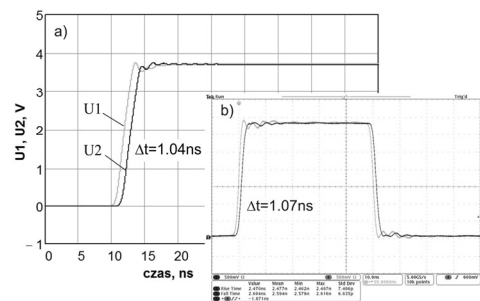
Rys. 6. Konfiguracja układów testowych: a) schemat połączeń ($Z_1=50 \Omega$, $R_2=R_4=100 \Omega$, $R_3=1 \text{ M}\Omega$, $L=0.1 \text{ m}$) b) układ jednowarstwowy ($w=0.5 \text{ mm}$, $s=0.5 \text{ mm}$, $w_M=0.5 \text{ mm}$), c) układ dwuwarstwowy z warstwą masy ($w=0.5 \text{ mm}$, $w_M=60 \text{ mm}$)
Fig. 6. Configuration of the test circuits: a) wiring diagram ($Z_1=50 \Omega$, $R_2=R_4=100 \Omega$, $R_3=1 \text{ M}\Omega$, $L=0.1 \text{ m}$), b) one-layered circuit ($w=0.5 \text{ mm}$, $s=0.5 \text{ mm}$, $w_M=0.5 \text{ mm}$), c) two-layered circuit with the ground layer ($w=0.5 \text{ mm}$, $w_M=50 \text{ mm}$)

Do analizy procesu propagacji sygnałów elektrycznych w liniach transmisyjnych (jakim są też układy ścieżek) niezbędna jest znajomość macierzy parametrów elementów resztkowych L' i C' . Do obliczenia ich wartości dla analizowanych konfiguracji wykorzystano program PACAPIND opracowany w ramach projektu Nr 7T11B 037 21. Obliczone wartości macierzy L' , C' oraz szybkości propagacji impulsu testowego dla układów testowych ścieżek, wykonanych na podłożach alundowych ($\epsilon_r=9.8$) zamieszczono w tabelcy 1.

Tab. 1. Macierze parametrów elementów jednostkowych dla analizowanych konfiguracji ścieżek
Tab. 1. Matrices of per-unit-length parameters for the analyzed path configuration

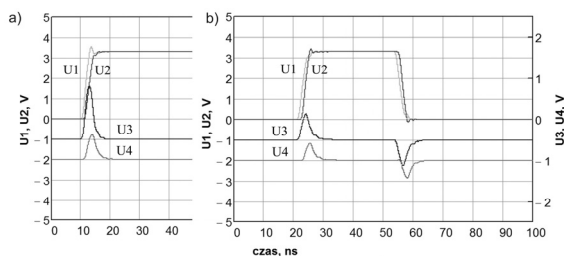
Konfiguracja	Układ jednowarstwowy $w=0.5 \text{ mm}$, $s=0.5 \text{ mm}$ $w_M=0.5 \text{ mm}$	Układ z płaszczyzną masy $w=0.5 \text{ mm}$, $w_M=60 \text{ mm}$
C' , pF/m	$\begin{bmatrix} 73.5 & -54.9 \\ -54.9 & 109.9 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 131.9 & -28.7 \\ -28.7 & 131.9 \end{bmatrix}$
L' , $\mu\text{H/m}$	$\begin{bmatrix} 1.08 & 0.54 \\ 0.54 & 0.81 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.56 & 0.17 \\ 0.17 & 0.56 \end{bmatrix}$
v_m , m/s	$\begin{bmatrix} 1.3 & 0 \\ 0 & 1.4 \end{bmatrix} \cdot 10^8$	$\begin{bmatrix} 1.23 & 0 \\ 0 & 1.15 \end{bmatrix} \cdot 10^8$

Stopień przenikania sygnałów między ścieżkami na skutek występowania elementów resztkowych jest uzależniony od czynników elektrycznych (poziomu sygnału, widma sygnału, impedancji źródła zaburzeń i jej charakteru, charakteru i wartości impedancji obciążenia w obwodzie zakłócającym i zakłócanym, rodzaju użytych past: przewodzącej, dielektrycznej, rezystywnej, typu podłoża itp.) oraz geometrycznych (długości, szerokości, grubości, wzajemnej odległości ścieżek, grubości podłoża, konfiguracji układu). W przypadku propagacji sygnałów piko- i nanosekundowych w układach ścieżek zauważalny jest efekt opóźnienia (rys. 7). Uzyskane wyniki obliczeń (rys. 7a) i pomiarów (rys. 7b) potwierdzają to zjawisko, a uzyskane wartości czasów opóźnienia w układach testowych potwierdzają poprawność opracowanych procedur.



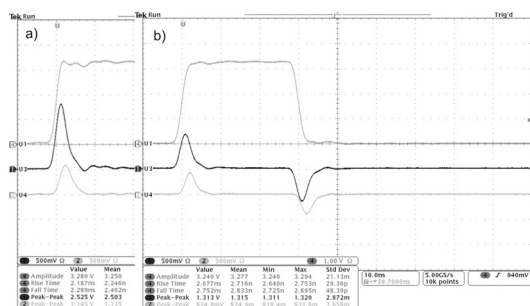
Rys. 7. Przebiegi czasowe na początku i końcu ścieżki czynnej (rys. 5) podczas transmisji sygnału trapezowego o amplitudzie 5 V_{pp}, $\tau_r = \tau_f = 2.5 \text{ ns}$: a) obliczenia, b) pomiar
Fig. 7. Time courses at the beginning and end of the active path (Fig. 5) during transmission of a trapezoid signal (5 V_{pp}, $\tau_r = \tau_f = 2.5 \text{ ns}$): a) calculations, b) measurement

Wpływ parametrów geometrycznych na poziom generowanego przesłuchu w układzie sprzężonych ścieżek jest widoczny przy zmianie konfiguracji układu z jednowarstwowej na dwuwarstwową z warstwą masy. Wybór konfiguracji dwuwarstwowej pozwala na znaczną redukcję efektu przesłuchu pomiędzy układami ścieżek. Dla analizowanych przypadków zmiana konfiguracji ścieżek z jednowarstwowej na dwuwarstwową pozwoliła na obniżenie poziomu przesłuchu dwukrotnie. Potwierdzają to uzyskane wyniki obliczeń (rys. 8) i pomiarów (rys. 9).



Rys. 8. Obliczony poziom przesłuchu bliskiego U_3 i dalekiego U_4 w ścieżce biernej: a) w układzie jednowarstwowym, b) w układzie dwuwarstwowym z płaszczyzną masy dla $U_G=5$ Vpp i $\tau_r=\tau_f=2,5$ ns

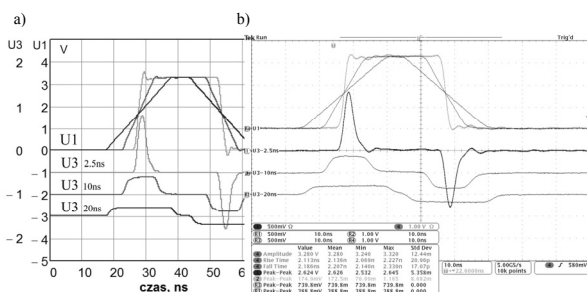
Fig. 8. Calculations of near-end U_3 and far-end U_4 crosstalk in the passive path: a) one-layered circuit, b) two-layered circuit with the ground layer for $U_G=5$ Vpp and $\tau_r=\tau_f=2.5$ ns



Rys. 9. Zmierzony poziom przesłuchu bliskiego U_3 i dalekiego U_4 w ścieżce biernej: a) w układzie jednowarstwowym, b) w układzie dwuwarstwowym z płaszczyzną masy dla $U_G=5$ Vpp i $\tau_r=\tau_f=2,5$ ns

Fig. 9. Measurements of near-end U_3 and far-end U_4 crosstalk in passive path: a) one-layered circuit, b) two-layered circuit with the ground layer for $U_G=5$ Vpp and $\tau_r=\tau_f=2.5$ ns

Podobnie, jak w przypadku sygnałów propagujących w układach ścieżek wartości ich pochodnych du/dt , di/dt mają istotny wpływ na integralność sygnałów, a w szczególności na poziom generowanych przesłuchów. Efekt ten potwierdzają badania przeprowadzone w układzie testowym w konfiguracji jednowarstwowej, dla której analizowano wpływ stromości narastania i opadania zboczy impulsu testowego na poziom sygnałów przenikających pomiędzy ścieżkami. Zmniejszenie stromości pozwala na wymierne obniżenie poziomu generowanych przesłuchów (rys. 10).



Rys. 10. Przebiegi przesłuchu bliskiego U_3 w ścieżce biernej, dla różnych wartości czasu narastania τ_r i opadania τ_f zboczy trapezoidalnego przebiegu testowego odpowiednio 2.5, 10, 20 ns: a) symulacja, b) pomiar

Fig. 10. Waveforms of near-end crosstalk U_3 in the passive path for different values of rise and fall time of the slope ($\tau_r=\tau_f=2.5, 10, 20$ ns) for a trapezoidal test pulse: a) simulation, b) measurement

Zmiana stromości zboczy prowadzi do zmian widma harmonicznych sygnału. Dłuższy czas narastania zboczy skutkuje mniejszą liczbą harmonicznych, a tym samym mniejszą szerokością pasma. Ponieważ w zakresie wyższych częstotliwości przepustowość kanału utworzonego poprzez elementy resztkowe układu ścieżek wzrasta bardzo szybko, ograniczenie liczby i poziomu harmonicznych w tym zakresie jest zasadniczym celem skutecznej walki z zaburzeniami. Projektując nowy układ, należy szybkość jego taktowania dobierać stosownie do potrzeb aplikacji.

4. Wnioski

Opisane procedury opracowane przy użyciu programu Mathcad pozwalają na analizę integralności sygnałów w dowolnych układach przewodów wzajemnie sprzężonych elektromagnetycznie. Procedury te umożliwiają analizę w dziedzinie czasu zjawiska propagacji sygnałów elektrycznych o dowolnych kształtach i parametrach. Mogą one być wykorzystane do analizy zarówno struktur planarnych, jak i układów przewodów w interfejsach komunikacyjnych. Za pomocą opracowanego programu można analizować w dziedzinie czasu deformację sygnałów elektrycznych przez elementy resztkowe układu ścieżek oraz wpływ ich niedopasowania poziom tej deformacji. Za pomocą opracowanych procedur można analizować także wpływ parametrów elektrycznych i geometrycznych struktur przewodzących na poziom przesłuchu w układach ścieżek i przewodów.

W pracach badawczych wykorzystano aparaturę zakupioną w wyniku realizacji projektów: a) „Rozbudowa infrastruktury naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej”, nr POPW.01.03.00-18-012/09, współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Programu Operacyjnego Rozwój Polski Wschodniej 2007-2013, Priorytet I, Nowoczesna Gospodarka, Działanie 1.3, Wspieranie Innowacji; b) „Budowa, rozbudowa i modernizacja bazy naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej”, nr UDA-RPPK.01.03.00-18-003/10-00, współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Regionalnego Programu Operacyjnego Województwa Podkarpackiego na lata 2007-2013.

Prace zaprezentowane w opracowaniu zostały wsparte częściowo przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach grantu Nr PBS1/A3/3/2012 pt. „Synteza autonomicznego identyfikatora półpasywnego, dedykowanego do pracy w wielokrotnych, dynamicznych systemach RFID.

5. Literatura

- [1] Wu T.L., Buesink F., Canavero F.: Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: Fundamentals and latest progress, IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility, Vol. 55, No. 4, August 2013, pp. 624-638.
- [2] Schuster C., Fichtner W.: Signal integrity analysis of interconnects using the FDTD method and a layer peeling technique IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 42, NO. 2, May 2000, pp.229-233.
- [3] Antonini G., Orlandi A., Raimondo L.: Advanced models for signal integrity and electromagnetic compatibility-oriented analysis of nanointerconnects, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 52, NO. 2, May 2010, Pp.447-454.
- [4] Roden J.A., Paul C. R., Smith W.T., Gedney S.D.: Finite-Difference, Time-Domain Analysis of Lossy Transmission Lines, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 3, No 1, February 1996, pp. 15-24.
- [5] Jankowski-Mihułowicz P., Kalita W., Skoczylas M., Węglarski M.: Modelling and Design of HF RFID Passive Transponders with Additional Energy Harvester, International Journal of Antennas and Propagation, doi:10.1155/2013/ 242840, Vol. 2013, Article ID 242840, 10 pages, 2013.
- [6] Djordjević A.: SPICE-Compatible Models for Multiconductor Transmission Lines in Laplace-Transform Domain IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 5, May 1997, pp. 569-579.
- [7] Caniggia S., Maradei F.: Signal Integrity and Radiated Emission of High-Speed Digital Systems, John Wiley & Sons Ltd 2008.
- [8] Branin F.H.: Transient analysis of lossless transmission lines, Proc. of IEEE, 55, 2012-2013, 1967.