

POLITECHNIKA POZNAŃSKA

Wydział Elektryczny

Andrzej Dobrzański

**ANALIZA ODDZIAŁYWAŃ
ZAKŁÓCEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH
NA WEJŚCIOWE OBWODY POMIAROWE
URZĄDZEŃ PRACUJĄCYCH W ŚRODOWISKU
STACJI ELEKTROENERGETYCZNEJ**

Rozprawa doktorska

Promotor

Dr hab. inż. Wojciech Bandurski, prof. P.P.

Poznań 2004

Spis treści

1.	WSTĘP	4
1.1.	Wprowadzenie	4
1.1.1.	<i>Kompatybilność elektromagnetyczna</i>	<i>4</i>
1.1.2.	<i>Wypromieniowanie zakłóceń do otoczenia</i>	<i>5</i>
1.1.3.	<i>Podatność na zakłócenia zewnętrzne</i>	<i>5</i>
1.2.	Przedmiot i cel rozprawy	6
1.3.	Tezy pracy	6
1.4.	Układ pracy	6
2.	WARUNKI PRACY URZĄDZEŃ A RZECZYWISTE ŚRODOWISKO ELEKTROMAGNETYCZNE NA STACJI ELEKTROENERGETYCZNEJ	8
2.1.	Stacja elektroenergetyczna – środowisko elektromagnetyczne	8
2.1.1.	<i>Podstawowe źródła zakłóceń elektromagnetycznych – charakterystyka</i>	<i>9</i>
2.1.2.	<i>Przykładowe wyniki pomiarów zakłóceń na stacji elektroenergetycznej</i>	<i>9</i>
2.2.	Kompatybilność elektromagnetyczna w świetle polskich norm	12
3.	LINIE DOPROWADZAJĄCE SYGNAŁY POMIAROWE I STEROWANIA.....	14
3.1.	Charakterystyka przesyłanych sygnałów	14
3.1.1.	<i>Dynamika zmian sygnałów</i>	<i>14</i>
3.1.2.	<i>Zakres częstotliwości</i>	<i>14</i>
3.2.	Długości linii pomiarowych i sterujących	15
3.3.	Sposób prowadzenia i ułożenia linii	15
4.	MODELE LINII TRANSMISYJNYCH W PROGRAMACH SYMULACYJNYCH	17
4.1.	Program EMTP	17
4.2.	Programy SPICE (na przykładzie programów HSpice, PSpice)	18
4.2.1.	<i>Linie pojedyncze</i>	<i>18</i>
4.2.2.	<i>Linie sprzężone</i>	<i>20</i>
4.2.3.	<i>Porównanie symulatorów EMTP i SPICE</i>	<i>20</i>
5.	LINIE TRANSMISYJNE W ZEWNĘTRZNYM POLU EM.....	21
5.1.	Fala płaska padająca na układ warstw	21
5.1.1.	<i>Fala płaska padająca na PCB</i>	<i>28</i>
5.2.	Modelowanie oddziaływania pola EM na ścieżki położone na PCB	34

5.3.	Model PCB iluminowanej polem EM opracowany dla programu Spice.....	42
6.	MODELOWANIE OBWODÓW WEJŚCIOWYCH URZĄDZEŃ POMIAROWYCH..	45
6.1.	Wejścia pomiarowe wielkości analogowych	45
6.2.	Wejścia pomiarowe wielkości dwustanowych.....	47
6.3.	Magistrale i obwody do pracy impulsowej	47
6.4.	Symulacje zakłóceń elektromagnetycznych	48
6.5.	Ocena wpływu zakłóceń na mierzone wielkości i dokładność pomiarów	54
7.	POMIARY W WARUNKACH RZECZYWISTYCH	56
7.1.	Pomiary w komorze GTEM.....	56
7.2.	Porównanie wyników symulacji z pomiarami	57
8.	ZAKOŃCZENIE I WNIOSKI.....	61
	Elementy nowości zawarte w pracy.....	61
9.	LITERATURA.....	63
	DODATEK A.....	66
	DODATEK B	67
	DODATEK C	74

1. Wstęp

1.1. Wprowadzenie

1.1.1. Kompatybilność elektromagnetyczna

Kompatybilność elektromagnetyczna określa zdolność urządzeń elektrycznych lub elektronicznych do prawidłowej pracy, i współpracy z innymi urządzeniami, w określonym środowisku elektromagnetycznym. Z tego powodu reguły kompatybilności elektromagnetycznej dotyczą zarówno podatności urządzeń na wpływ zewnętrznych i wewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych, jak i emisji zakłóceń przez urządzenie do otoczenia [34]. Jako zakłócenia będą traktowane wszelkie czynniki wewnętrzne, zewnętrzne, naturalne lub wytworzone przez pracujące urządzenia, które nie stanowią sygnałów użytecznych podlegających przetwarzaniu w danej chwili.

Powszechne dążenie do uzyskiwania coraz korzystniejszych parametrów konstrukcyjnych (np.: mały ciężar i rozmiary) i użytkowych (niezawodność, niskie koszty eksploatacji, odpowiednie parametry elektryczne itp.) elementów, układów, urządzeń oraz systemów elektronicznych pociąga za sobą konieczność obniżania średniej mocy sygnałów użytecznych i zwiększania sprawności energetycznej tych obiektów. Konsekwencją tego jest coraz mniejsza różnica między mocą średnią sygnałów użytecznych oraz zawsze towarzyszących im sygnałów zakłócających. Obserwowany ciągły wzrost liczby i rodzajów układów oraz urządzeń elektronicznych stosowanych w różnorodnych dziedzinach działalności człowieka (np. w przemyśle, telekomunikacji, medycynie i gospodarstwach domowych) jest przyczyną zwiększenia się ich wzajemnego oddziaływania.

Z praktycznego punktu widzenia kompatybilne elektromagnetycznie urządzenia elektroniczne to obiekty zdolne do pracy w określonym środowisku elektromagnetycznym i niewprowadzające do tego środowiska niedopuszczalnych zakłóceń. Dopuszczalne poziomy zakłóceń określają normy krajowe, będące odpowiednikami norm europejskich.

Wszystko to prowadzi do wniosku, że zagadnienie zmniejszania wpływu sygnałów niepożądanych powinno zajmować szczególne miejsce w procesie wytwarzania urządzeń elektronicznych bądź elektrycznych [8], [27]. Problem ten należy rozpatrywać w jak najwcześniejszej fazie projektu nowego urządzenia, ponieważ wprowadzanie zmian w późniejszych fazach jest zazwyczaj mało skuteczne i kosztowne. Dodatkowo, liczba dostępnych sposobów zmniejszania zakłóceń maleje ze wzrostem stopnia zaawansowania prac projektowych.

W tej trudnej, wydawać by się mogło, sytuacji z pomocą konstruktorom przychodzą komputerowe programy symulacyjne, które umożliwiają testowanie pracy urządzenia bez konieczności budowania jego prototypu. Symulacje odbywają się przy założeniu braku wpływu zakłóceń zewnętrznych bądź wewnętrznych, lub przy ich udziale (dotyczy to głównie zakłóceń wewnętrznych powstających w podzespołach elektronicznych). O stopniu złożoności symulacji decyduje moc obliczeniowa posiadanych komputerów, czas trwania takiej symulacji (możliwy do zaakceptowania) oraz wykorzystywane modele elementów. Dostępne na rynku programy do symulacji różnią się funkcjonalnością, ilością i modyfikowalnością modeli elementów i modułów oraz minimalnymi wymaganiami odnośnie sprzętu komputerowego. Niektóre programy z tej grupy bazując na bardzo uproszczonych modelach elementów (układów elektronicznych) oferują krótki czas trwania symulacji.

Jedną z grup modeli, dostępnych w programach symulacyjnych, są modele linii transmisyjnych, od których wymaga się m.in. zapewnienia możliwości analizy zaburzeń propagacji sygnałów pod wpływem zewnętrznego pola zakłócającego [14], [24]. Istnieje wiele modeli linii, które umożliwiają określenie wartości napięć i prądów wyindukowanych w przewodach [22], [25], [26], [33] i ścieżkach położonych na PCB [7], [12], [15], [17], [18] pod wpływem zewnętrznego pola elektromagnetycznego (EM). Najdokładniejsze z nich wykorzystują metodę FDTD [12], wymagają jednak komputerów o znacznej mocy obliczeniowej. Opracowany przeze mnie, i przedstawiony w rozprawie, model N-przewodowej, aktywnej linii stratnej plasuje się po środku innych opracowań, dając dość dokładne wyniki symulacji i nie wymagając dużych mocy obliczeniowych.

Ostatecznej weryfikacji poprawności zastosowanych rozwiązań dokonuje się w wyspecjalizowanych laboratoriach, zajmujących się certyfikowaniem urządzeń pod kątem kompatybilności elektromagnetycznej lub w miejscu pracy urządzenia, w warunkach rzeczywistych zakłóceń.

1.1.2. Wypromieniowanie zakłóceń do otoczenia

Istnieją dwie charakterystyczne grupy urządzeń technicznych emitujących energię elektromagnetyczną drogą promieniowania. Pierwszą grupę tworzą urządzenia, które promieniają energię celowo (jest to ich funkcja użytkowa), drugą takie urządzenia, których promieniowanie jest niepożądane (jest to produkt uboczny ich działania). Do pierwszej grupy należą głównie urządzenia nadawcze radiowe, telewizyjne, radiokomunikacyjne, radiolokacyjne itp., których moc sięga czasami kilku MW. Poszczególne urządzenia z tej grupy promieniają sygnały zdeterminowane, wąskopasmowe (łącznie w szerokim paśmie częstotliwości).

Urządzeń promieniujących do otoczenia energię elektromagnetyczną, która ma charakter niepożądany i często stanowi oddziaływanie zakłócające, jest znacznie więcej. W tym przypadku poszczególne urządzenia mogą promieniować sygnały zakłócające wąskopasmowe i szerokopasmowe, zarówno zdeterminowane jak i przypadkowe.

Moce wypromieniowywane przez poszczególne urządzenia techniczne w sposób niezamierzony są bardzo zróżnicowane: od bardzo małych wartości (kilka pW) do bardzo dużych (zakłócenia emitowanych przez linie elektroenergetyczne najwyższych napięć i mocy) [30], [32].

1.1.3. Podatność na zakłócenia zewnętrzne

Urządzenia techniczne nie tylko stanowią źródło zakłóceń wypromieniowywanych do otoczenia. Również same podlegają wpływom takich zakłóceń. O kompatybilności urządzenia lub systemu decydują wszystkie drogi, którymi wnikają zakłócenia. Mogą to być zarówno zakłócenia przewodzone, jak i zewnętrzne pola elektromagnetyczne.

Dla każdego z pracujących urządzeń można wyznaczyć maksymalny poziom zakłóceń zewnętrznych, który nie powoduje zaburzeń w jego funkcjonowaniu. Jest to tzw. podatność, czyli wrażliwość, na zakłócenia zewnętrzne. Minimalne progi zakłóceń, które nie powodują zaburzeń w pracy urządzeń, dla danej kategorii zaszeregowania urządzenia (domowe, przemysłowe, wojskowe, inne), zawiera Polska Norma – patrz dodatek A (zgodna z odpowiednimi normami europejskimi).

1.2. Przedmiot i cel rozprawy

Celem ogólnym rozprawy jest analiza, modelowanie i symulacja wpływu zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na obwody pomiarowe urządzeń pracujących w środowisku stacji elektroenergetycznej.

Celami szczegółowymi są:

- opracowanie matematycznego modelu oddziaływania fali elektromagnetycznej płaskiej na linie transmisyjne;
- implementacja opracowanego modelu w symulatorze Spice oraz jego symulacja;
- symulacje obwodów wejściowych urządzeń pomiarowych z wykorzystaniem, zaimplementowanego w PSpice, modelu aktywnej linii stratnej;
- porównanie wyników symulacji z rzeczywistymi pomiarami, przeprowadzonymi w komorze GTEM.

1.3. Tezy pracy

Model aktywnej linii stratnej pozwoli na symulowanie oddziaływań zewnętrznych pól elektromagnetycznych na odcinku linii transmisyjnych:

- linii jedno lub wieloprzewodowych (sprzężonych), w środowisku jednorodnym lub niejednorodnym;
- linii paskowej (pojedynczej lub linii sprzężonych), w środowisku niejednorodnym.

Analiza podatności na zakłócenia elektromagnetyczne obwodów urządzenia, na etapie realizacji schematu połączeń elektrycznych, pozwoli na wykrycie i wyeliminowanie potencjalnych punktów wnikania zakłóceń, w jednej z najwcześniejszych faz projektu.

1.4. Układ pracy

Rozprawa składa się z ośmiu rozdziałów, wliczając w to wstęp oraz zakończenie i wnioski.

W rozdziale pierwszym przedstawiono problem zakłóceń elektromagnetycznych oraz kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektrycznych i elektronicznych. W rozdziale tym umieszczono również przedmiot i cel rozprawy oraz tezy pracy.

Rozdział drugi opisuje środowisko stacji elektroenergetycznej i panujące tam warunki elektromagnetyczne. Na wstępie przedstawiono wyniki pomiarów zakłóceń elektromagnetycznych przeprowadzonych na terenie typowej stacji elektroenergetycznej średniego napięcia SN. Otrzymane wyniki pogrupowano i, ze względu na przejrzystość danych, zebrano w tabeli. Zarejestrowane oscylogramy zamieszczono w dodatku B.

Rozdział trzeci poświęcony jest liniom doprowadzającym sygnały pomiarowe i sterujące do urządzeń zabezpieczeniowych, pracujących na stacji elektroenergetycznej. Opisano w nim sposoby prowadzenia, grupowania i mocowania przewodów elektrycznych stanowiących linie transmisyjne oraz podano informacje o przenoszonych przez nie sygnałach elektrycznych.

Rozdział czwarty opisuje modele linii transmisyjnych, dostępne w dwóch najpopularniejszych środowiskach symulacyjnych – EMTP i SPICE (na przykładach HSpice i PSpice). W rozdziale tym zwrócono uwagę na brak, w obu środowiskach, możliwości symulowania oddziaływania zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na linii transmisyjne (pomimo dużej różnorodności dostępnych modeli). Utrudniona jest również możliwość ingerencji użytkownika w biblioteki zawierające opisy modeli linii. Ostatecznie, model aktywnej linii stratnej utworzono w programie PSpice. Za jego wyborem przemawiały: łatwość obsługi, przejrzysty interfejs użytkownika i duża popularność tego programu wśród osób zajmujących się zawodowo projektowaniem urządzeń elektronicznych.

Kolejne rozdziały 5, 6 i 7 stanowią główny trzon tej pracy.

W rozdziale piątym przedstawiono rozważania zjawisk zachodzących w ośrodku o układzie warstwowym, pod wpływem padającej na ten układ warstw, pod dowolnym kątem, fali płaskiej. W wyniku przeprowadzonej analizy pola elektromagnetycznego (EM) otrzymano zależności, które pozwalają wyznaczyć wektor pola elektrycznego fali EM płaskiej w dowolnej warstwie ośrodka. W ten sposób stworzono podstawy do opracowania modelu oddziaływania fali elektromagnetycznej na linii transmisyjne. Kolejne podrozdziały przedstawiają metodę wyznaczenia rozłożonych źródeł prądowych i napięciowych, wykorzystywanych w modelu N-przewodowej, aktywnej linii stratnej. Opis modelu linii oraz wyprowadzenie zależności matematycznych zostało wykonane na przykładzie oddziaływania pola EM na ścieżki na PCB (Printed Circuit Board). Opracowany model linii okazał się łatwy do implementacji w programie PSpice.

Rozdział szósty opisuje wykorzystanie opracowanego modelu przy symulacjach niektórych obwodów urządzeń pomiarowych. Do przykładowych symulacji wybrano obwody wejściowe urządzeń pomiarowych, wykorzystywane do pomiarów napięć i prądów przemiennych oraz obwód wejścia dwustanowego napięcia stałego. W rozdziale zwrócono również uwagę na magistrale adresowe czy magistrale danych, pracujące z wysokimi częstotliwościami, oraz układy do pracy impulsowej, jako miejsca wrażliwe na zakłócenia elektromagnetyczne. Drugą część rozdziału poświęcono omówieniu otrzymanych wyników.

Rozdział siódmy przedstawia porównanie wyników otrzymanych z pomiarów w komorze GTEM oraz rezultatów przeprowadzonych symulacji. Obiektem badanym była ścieżka miedziana położona na płycie drukowanej (PCB) i obciążona z obu stron rezystorami o wartości rezystancji równej impedancji charakterystycznej linii transmisyjnej. Przebiegi na końcu linii, zarejestrowane oscyloskopem, przedstawiono w dodatku C.

Rozdział ósmy zawiera podsumowanie rozprawy oraz uwagi i wnioski. Pracę kończy wykaz literatury oraz dodatki A÷C.

Dodatek A zawiera spis norm europejskich i polskich, które stanowią podstawę badań i certyfikacji na kompatybilność elektromagnetyczną urządzenia.

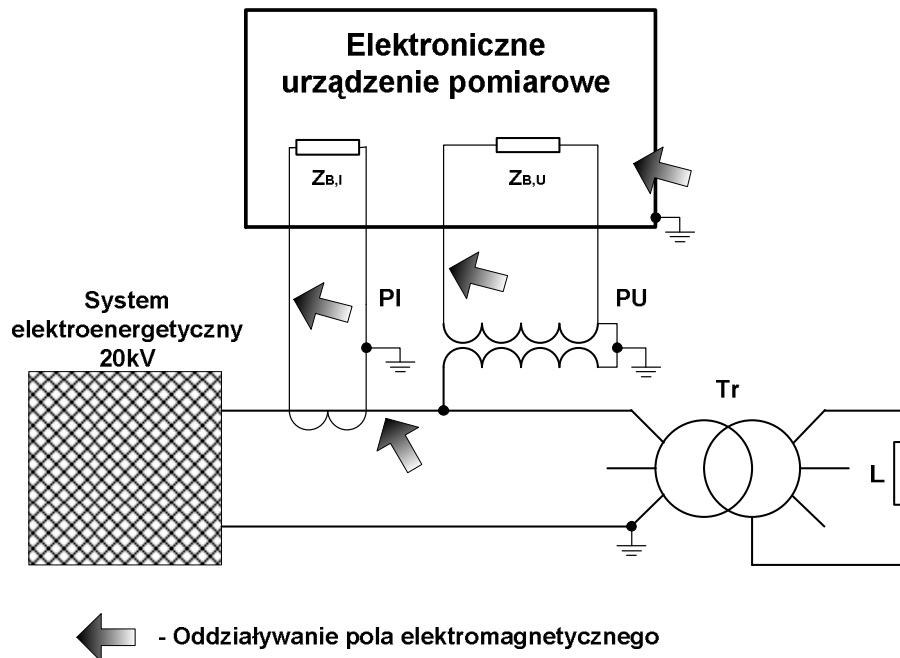
W dodatku B przedstawiono oscylogramy z pomiarów zakłóceń elektromagnetycznych na typowej stacji elektroenergetycznej.

Dodatek C, to wyniki pomiarów w komorze GTEM wykonanych przez autora i zarejestrowanych oscyloskopem.

2. Warunki pracy urządzeń a rzeczywiste środowisko elektromagnetyczne na stacji elektroenergetycznej

2.1. Stacja elektroenergetyczna – środowisko elektromagnetyczne

Z oddziaływaniem pól elektromagnetycznych (pożądanym lub nie) można dzisiaj spotkać się niemal w każdej dziedzinie życia. W niniejszej rozprawie skoncentrowałem się na zakłóceniach elektromagnetycznych występujących na stacji elektroenergetycznej. Stanowi ona jedno z ogniw systemu energetycznego. Tam spotykają się i oddziałują bezpośrednio na siebie urządzenia wykonawcze takie jak wyłączniki, łączniki, itp. i elementy sieci – odcinki linii energetycznych, transformatory energetyczne, z elektronicznymi urządzeniami pomiarowo-kontrolno-sterującymi, którymi są przekaźniki zabezpieczeniowe [13], [21], [31]. Od poprawności działania tych ostatnich, w warunkach łączeniowych i awaryjnych sieci, zależy prawidłowe funkcjonowanie stacji elektroenergetycznej, a w konsekwencji całego systemu energetycznego. Schemat blokowy (rysunek 2.1) przedstawia uproszczony model stacji elektroenergetycznej średniego napięcia (SN), z wyróżnionym przekaźnikiem zabezpieczeniowym. Rysunek ten obrazuje (w uproszczeniu) sposób dołączenia przekaźnika zabezpieczeniowego do sieci energetycznej oraz punkty wnikania i oddziaływania zakłóceń elektromagnetycznych (zaznaczone strzałkami).



Rysunek 2.1 Uproszczony schemat blokowy stacji elektroenergetycznej SN; PI – przekładnik prądowy, PU – przekładnik napięciowy, Tr – transformator, $Z_{B,U}$ – impedancja wejściowa obwodu pomiaru napięcia, $Z_{B,I}$ – impedancja wejściowa obwodu pomiaru prądu, L – obciążenie transformatora

2.1.1. Podstawowe źródła zakłóceń elektromagnetycznych – charakterystyka

Źródła zakłóceń występujące na stacji elektroenergetycznej można podzielić na zewnętrzne i wewnętrzne. Zakłócenia zewnętrzne są powodowane przez czynniki naturalne. Do nich należą awarie powodowane huraganami, powodziami jak i wyładowania atmosferyczne. Bezpośrednie, czy pośrednie uderzenie pioruna w linię powoduje wytworzenie w niej fali uderzeniowej o amplitudzie kilkudziesięciu kV i czasie trwania około $80\mu\text{s}$ rozchodzącej się w dwóch kierunkach od punktu uderzenia. Szczególnie niebezpieczne jest czoło fali, które charakteryzuje się dużą stromością (czas narastania $25\mu\text{s}$).

Zakłócenia wewnętrzne można podzielić na zakłócenia powodowane procesami łączeniowymi oraz awariami. Awaryje mogą być samoistne – zmęczenie izolacji, lub powstałe w wyniku uszkodzeń spowodowanych np. pracami technicznymi. Każdy rodzaj zakłóceń wewnętrznych powoduje powstanie, mniejszej lub większej, fali udarowej, która wpływa na pozostałe elementy obwodu.

Do jednych z groźniejszych źródeł zakłóceń, niedocenianych do niedawna, należą zakłócenia elektromagnetyczne wytwarzane przez urządzenia techniczne pracujące w pobliżu lub na stacji elektroenergetycznej (np. środki łączności ruchomej). Niedocenianych dlatego, że gwałtowny rozwój bezprzewodowych środków przekazu i łączności nastąpił w ciągu ostatnich kilku, kilkunastu lat, a sądząc z zapowiedzi koncernów i zainteresowaniu przemysłu najbliższe lata przyniosą dalszy postęp w tej branży. Taki rozwój wydarzeń będzie powodował ciągłe podnoszenie poziomu tła zakłóceń elektromagnetycznych i rozszerzanie zakresu dopuszczalnych częstotliwości nośnych. Skądinąd wiadomo, że im wyższa częstotliwość, tym trudniej o właściwe ekranowanie urządzeń. Połączenia o długościach rzędu [cm] lub [mm], przewody lub ścieżki miedziane, powodują, że powstają w urządzeniach elektronicznych całe systemy antenowe, wrażliwe na zakłócenia wysokoczęstotliwościowe.

2.1.2. Przykładowe wyniki pomiarów zakłóceń na stacji elektroenergetycznej

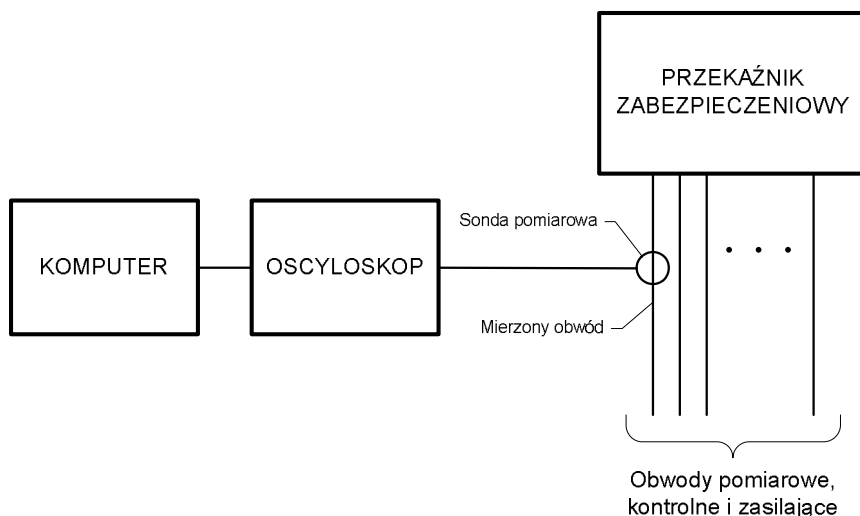
Aby pokazać rzeczywisty obraz zakłóceń, z jakimi można spotkać się na stacji elektroenergetycznej w rozdziale tym zostaną przedstawione fragmenty pomiarów, które miałem okazję przeprowadzić, jako przedstawiciel producenta aparatury zabezpieczeniowej dla energetyki zawodowej, na typowej stacji SN. Występują tu zakłócenia podczas procesów łączeniowych, w stanach awaryjnych linii zasilających oraz pochodzące od środków łączności lokalnej (radiotelefony). Wyniki badań pozwolą scharakteryzować zakłócenia elektromagnetyczne występujące w wyznaczonych punktach na terenie obiektu. Plan badań został ułożony pod kątem oszacowania charakteru i poziomu zakłóceń elektromagnetycznych występujących w instalacji przewodowej aparatury zabezpieczeniowej pracującej na tej stacji oraz jej otoczeniu.

Wykonano pomiary następujących zakłóceń:

1. Pomiar natężenia pola elektromagnetycznego zakłóceń w zakresie $30\text{MHz}\div 1\text{GHz}$:
 - a) tło zakłóceń elektromagnetycznych;
 - b) podczas pracy radiotelefonu ręcznego do łączności lokalnej;
 - c) podczas stanów łączeniowych.

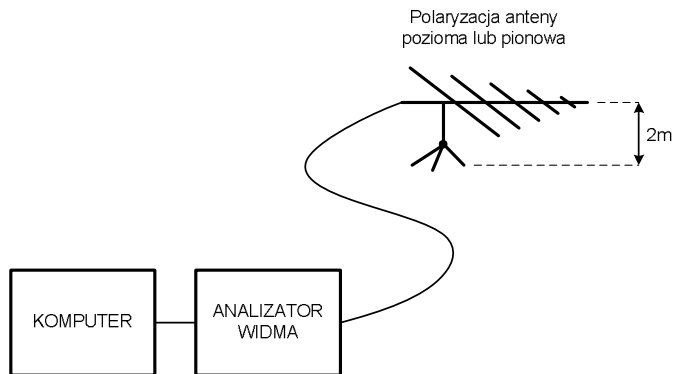
2. Pomiar napięcia zakłóceń w zakresie 100kHz÷30MHz na wybranych zaciskach przełącznika zabezpieczeniowego (pomiaru wykonano w dziedzinie czasu i częstotliwości:
- w stanie ustalonym;
 - podczas stanów przejściowych związanych z załączaniem i odłączaniem nieobciążonej linii średniego napięcia (przy pomocy wyłącznika VD4);
 - podczas sztucznych zwarć doziemnych na linii średniego napięcia;
 - podczas sztucznie wytworzonych zwarć międzyfazowych;
 - podczas SPZ – samoczynnego ponownego załączenia (cykl W-Z-W-Z).

Napięcie zakłóceń mierzono w dziedzinie częstotliwości, w zakresie od 100kHz do 30MHz, w układzie przedstawionym na rysunku 2.2. Układ przeznaczony jest do pomiaru niesymetrycznych napięć zakłóceń względem umownego punktu odniesienia (uziemionej konstrukcji metalowej stojaka). Pomiaru napięć zakłóceń wykonano przy użyciu analizatora widma, rejestrującego wartości maksymalne napięć, jakie wystąpiły w zadanym czasie pomiaru i oscyloskopu cyfrowego. Wybrane wyniki pomiarów (zmierzone wartości) przedstawiono w tabeli 2.1.



Rysunek 2.2 Układ do pomiaru niesymetrycznych napięć zakłóceń

Pomiary natężenia pola elektromagnetycznego wielkiej częstotliwości wykonano w układzie według rysunku 2.3. Zastosowano logarytmiczną antenę szerokopasmową ustawioną na wysokości 2m nad ziemią i 3m od dużych elementów metalowych. Pomiaru wykonano w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz, przy szerokości pasma 100kHz. Rejestrowano wartości maksymalne natężenia pola, jakie wystąpiły w zadanym czasie pomiaru. Przy pomiarze natężenia pola generowanego podczas łączeniowych stanów przejściowych stosowano czas pomiaru 600 sekund, umożliwiającą rejestrację ciągu impulsów odpowiadających kolejnym stanom przejściowym. W pozostałych przypadkach stosowano czasy pomiaru 100ms. Podstawowe nastawy analizatora widma widoczne są na poszczególnych wykresach przedstawiających wyniki pomiarów (Dodatek B).



Rysunek 2.3 Układ do pomiaru natężenia pola elektromagnetycznego zakłóceń

W wyniku przeprowadzonych pomiarów otrzymano szereg przebiegów charakteryzujących poziom i rodzaj zakłóceń elektromagnetycznych na stacji elektroenergetycznej. W tabeli 2.1 oraz tabeli 2.2 przedstawiono zakresy wartości napięć i prądów zakłócających. Dokładne wyniki, z zarejestrowanymi przebiegami włącznie, znajdują się w dodatku B.

Tabela 2.1 Pomiar napięć zakłóceń dla linii kablowej o długości 300m

Załączanie wyłącznika VD4 bez linii	Załączanie i wyłączenie linii SN w stanie jałowym wyłącznikiem VD4	Zwarcia doziemne, sztucznie wytworzone (linia obciążona)	Zwarcia międzyfazowe, sztucznie wytworzone (linia obciążona)	SPZ, cykl W-Z-W-Z (W-wyłącz, Z-załącz) (linia obciążona)
100÷204V _{pp} (Napięcie impulsowe) (0.2÷0.4)A _{pp} (niesymetryczny prąd zakłóceń)	(150÷896)V _{pp} (Napięcie impulsowe) (1.3÷7.3)A _{pp} (niesymetryczny prąd zakłóceń)	(100÷800)V _{pp} (Napięcie impulsowe) (0.4÷3.0)A _{pp} (niesymetryczny prąd zakłóceń)	400V _{pp} (Napięcie impulsowe) 0.9A _{pp} (niesymetryczny prąd zakłóceń)	(160÷370)V _{pp} (Napięcie impulsowe) 0.2A _{pp} (niesymetryczny prąd zakłóceń)

Tabela 2.2 Pomiar pola elektromagnetycznego zakłóceń w zakresie 30MHz÷1GHz

Stan ustalony (tło) – wartość maksymalna 78dBμV/m (8mV/m – lokalna stacja UKF 99.5MHz)	Pracuje ręczny radiotelefon do łączności lokalnej – wartość maksymalna 112dBμV/m (0.4V/m – przy częstotliwości 46.2MHz)
Pozostałe próby (tabela 2.1.2.1) nie powodowały zmian w poziomie pola elektromagnetycznego w pomieszczeniu	

Oceniając otrzymane wyniki, można sformułować następujące wnioski:

1. maksymalna, zmierzona w stanie ustalonym wartość natężenia pola elektrycznego, w wybranym punkcie pomieszczenia, wynosi 8mV/m i odpowiada lokalnej stacji UKF (częstotliwość 99.5MHz);
2. radiotelefony używane do łączności lokalnej (częstotliwość nośna 46.2MHz) wytwarzają pole elektromagnetyczne 400mV/m w odległości 3m od anteny. Poziom natężenia zależy od sposobu trzymania radiotelefonu;
3. podczas stanów łączeniowych występują zakłócenia (napięciowe i prądowe) na wszystkich kontrolowanych obwodach przekaźnika zabezpieczeniowego. Charakter tych przebiegów jest złożony. Zaobserwowano impulsy o czasie trwania od kilku ns

do pojedynczych μ s. Na impulsy nałożone są oscylacje o częstotliwościach od kilku do kilkudziesięciu MHz.

Przedstawione wyniki charakteryzują poziom i rodzaj zakłóceń występujących w obiekcie. Jest on typowy dla stacji elektroenergetycznych. Urządzenia elektroniczne przeznaczone do pracy w takich warunkach muszą posiadać odpowiednie parametry w zakresie odporności na zakłócenia elektromagnetyczne. W związku z tym wydaje się celowym poświęcenie uwagi analizie i modelowaniu oddziaływania tych zakłóceń.

2.2. Kompatybilność elektromagnetyczna w świetle polskich norm

Konieczność pracy i współpracy urządzeń elektronicznych i elektrycznych we współczesnym, silnie zanieczyszczonym elektromagnetycznie środowisku spowodowała potrzebę określenia i ujednoczenia dopuszczalnych poziomów zakłóceń emitowanych, w określonych zakresach długości fal, przez te urządzenia.

Weryfikacją urządzeń pod kątem kompatybilności elektromagnetycznej zajmują się odpowiednio wyposażone laboratoria, które wykonują badania kompatybilności elektromagnetycznej w zakresie objętym akredytacją (odporność na wyładowania elektrostatyczne ESD, odporność na pole elektromagnetyczne częstotliwości radiowej, odporność na szybkie elektryczne stany przejściowe EFT/burst, odporność na zaburzenia impulsowe surge, pomiary natężeń pól zaburzeń, pomiary napięć zaburzeń) oraz pomiary mocy zaburzeń, badania odporności na zaburzenia radioelektryczne wprowadzane do przewodów i badanie odporności na spadki, krótkie przerwy i wahania napięcia zasilającego. W tabeli 2.3 zebrano podstawowe rodzaje oddziaływań oraz charakterystyczne dla nich wartości, którym są poddawane urządzenia podczas testów. Dodatek A zawiera spis wybranych, obowiązujących w Kraju norm w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej.

Tabela 2.3 Podstawowe rodzaje oddziaływań oraz ich wartości, występujące przy testach na kompatybilność elektromagnetyczną

Lp.	Narażenie środowiskowe	Zakres badania	Jednostka
<i>Obudowa urządzenia</i>			
1.	Pole elektryczne o częstotliwości radiowej. Modulacja AM	80÷1000 10 80	MHz V/m (niemodulowana wartość rms) % ($f_{\text{mod}}=1\text{kHz}$)
2.	Pole elektryczne o częstotliwości radiowej. Modulacja impulsowa	900±5 10 50 200	MHz V/m (niemodulowana wartość rms) % (cykl wypełnienia) Hz (częstotliwość powtarzania)
3.	Pole magnetyczne o częstotliwości sieci (50Hz)	30	A/m (wartość rms)
4.	Wyładowania elektrostatyczne	4 (stykowe) 8 (powietrzne)	kV kV
<i>Linie sygnałowe</i>			
5.	Napięcie niesymetryczne o częstotliwości radiowej. Modulacja AM	0.15÷80 10 80 150	MHz V/m (niemodulowana wartość rms) % ($f_{\text{mod}}=1\text{kHz}$) Ω (impedancja źródła)
6.	Seria szybkich zakłóceń impulsowych	1 5/50	kV (wartość szczytowa) ns (czas narastania/trwania impulsu) T_r/T_h

Lp.	Narażenie środowiskowe	Zakres badania	Jednostka
		5	kHz (częstotliwość powtarzania)
<i>Linie pomiarowe i sterujące i przyłącza zasilane prądem zmiennym</i>			
7.	Napięcie niesymetryczne o częstotliwości radiowej. Modułacja AM	0.15÷80 10 80 150	MHz V/m (niemodulowana wartość rms) % ($f_{\text{mod}}=1\text{kHz}$) Ω (impedancja źródła)
8.	Seria szybkich zakłóceń impulsowych	2 5/50 5	kV (wartość szczytowa) ns (czas narastania/trwania impulsu) T_r/T_h kHz (częstotliwość powtarzania)
<i>Przyłącza uziemienia</i>			
9.	Napięcie niesymetryczne o częstotliwości radiowej. Modułacja AM	0.15÷80 10 80 150	MHz V/m (niemodulowana wartość rms) % ($f_{\text{mod}}=1\text{kHz}$) Ω (impedancja źródła)

Badania wykonywane w akredytowanych laboratoriach umożliwiają jednoznaczne określenie możliwości poprawnej pracy danego urządzenia oraz jego wpływu na prawidłowe funkcjonowanie innych, pracujących razem z nim, urządzeń w określonym środowisku elektromagnetycznym. Podstawową wadą tego rozwiązania jest możliwość oceny urządzenia dopiero w fazie prototypu lub serii próbnej. Wykrycie nieprawidłowości w jego funkcjonowaniu, na tym etapie, pociąga za sobą, w niektórych wypadkach, konieczność wprowadzenia kosztownych modyfikacji. Znacznie tańszym, i prostszym w zastosowaniu, rozwiązaniem byłaby możliwość symulacji wpływu zakłóceń elektromagnetycznych na konstruowane urządzenie lub jego poszczególne obwody już w fazie projektowania schematu elektrycznego. Analiza takiej możliwości jest przedmiotem niniejszej rozprawy.

3. Linie doprowadzające sygnały pomiarowe i sterowania

Sygnały podlegające przetwarzaniu w przekaźnikach zabezpieczeniowych pochodzą z przetworników pomiarowych (np.: przekładniki prądowe czy napięciowe) lub urządzeń sygnalizacyjnych, kontrolnych czy wykonawczych. W zdecydowanej większości przypadków odbiornik łączy się ze źródłem sygnału przy pomocy przewodów elektrycznych. Wewnątrz urządzeń elektronicznych sygnały są rozprowadzane przy pomocy ścieżek umieszczonych na płytkach drukowanych (PCB). Dobór laminatu, wymiarów ścieżek, jak i sposób ich prowadzenia na powierzchni płytek drukowanych są szeroko opisane w licznych publikacjach technicznych [20] i nie stanowią przedmiotu tej rozprawy. W niniejszej pracy poruszony jest tylko jeden aspekt dotyczący linii paskowych (ścieżek miedzianych, umieszczonych na płytkach drukowanych), a mianowicie, oddziaływanie na nie zewnętrznego pola EM.

3.1. Charakterystyka przenoszonych sygnałów

Przekaźniki zabezpieczeniowe, znajdujące się na stacji elektroenergetycznej, wykorzystują do prawidłowej realizacji swoich funkcji zarówno sygnały analogowe, jak i dwustanowe. Wynikiem pracy algorytmów pomiarowych i kontrolnych jest wytworzenie sygnałów sterujących, odpowiednich do zaistniałej sytuacji. Są to sygnały dwustanowe.

Typowe wartości sygnałów analogowych pochodzących z torów prądowych zawierają się w granicach od 10mA do 100A, z rozdzielczością 1mA. Dla torów napięciowych są to wartości od 1V do 200V, z rozdzielczością 100mV. Podane wielkości dotyczą strony wtórnej przekładników pomiarowych i są wielkościami doprowadzonymi bezpośrednio na zaciski pomiarowe przekaźników zabezpieczeniowych. W przypadku wejść i wyjść dwustanowych sprawa jest prostsza. Sygnały na tych liniach przyjmują wartości 0V dla stanu niskiego lub $230V \pm 20\%$ (w niektórych systemach $24V \pm 20\%$) dla stanu wysokiego.

3.1.1. Dynamika zmian sygnałów

W warunkach normalnej pracy systemu elektroenergetycznego wartości mierzonych napięć i prądów podlegają niewielkim zmianom (względem wartości roboczych). Sytuacja gwałtownie zmienia się w warunkach awaryjnych, w przypadku zwarcia na linii lub uderzenia pioruna. Mierzone wielkości mogą zmieniać się o dwa lub nawet trzy rzędy, a czas zmiany wartości napięcia lub prądu może być rzędu pojedynczych μs , zależnie od parametrów źródła zakłócenia.

3.1.2. Zakres częstotliwości

Podstawową częstotliwością w sieci elektroenergetycznej, w Polsce, jest 50Hz. Przy założeniu, że sieć jest stabilna i nie występują w niej niedobory mocy wytwarzanej, można przyjąć częstotliwość napięcia sieci za stałą i niezmienną w czasie.

W przypadku obwodów prądowych (rysunek 2.1) sytuacja wygląda nieco inaczej. Wzrastająca liczba urządzeń o zasilaniu falownikowym lub impulsowym powoduje, że do sieci są wprowadzane sygnały o częstotliwościach znacznie przewyższających 50Hz. Dla przekaźników zabezpieczeniowych przyjęto górną częstotliwość mogącą wystąpić w sieci na pozio-

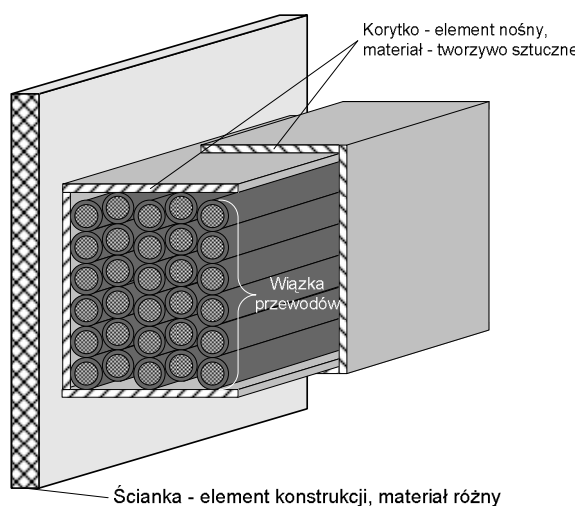
mie 1kHz (20-ta harmoniczna). Obecnie produkowane układy elektroniczne (np. przez firmę Analog Devices), przeznaczone do liczników mocy i energii elektrycznej przesuwają ten próg znacznie wyżej – do 14kHz (280-ta harmoniczna). Opisany stan dotyczy linii „zdrowej”, czyli pracującej prawidłowo. W przypadku awarii, podczas gwałtownych zmian prądów czy napięć, mogą pojawić się oscylacje o częstotliwościach rzędu MHz, a w pobliżu wyłączników próżniowych oscylacje mogą osiągać wartości pojedynczych GHz.

3.2. Długości linii pomiarowych i sterujących

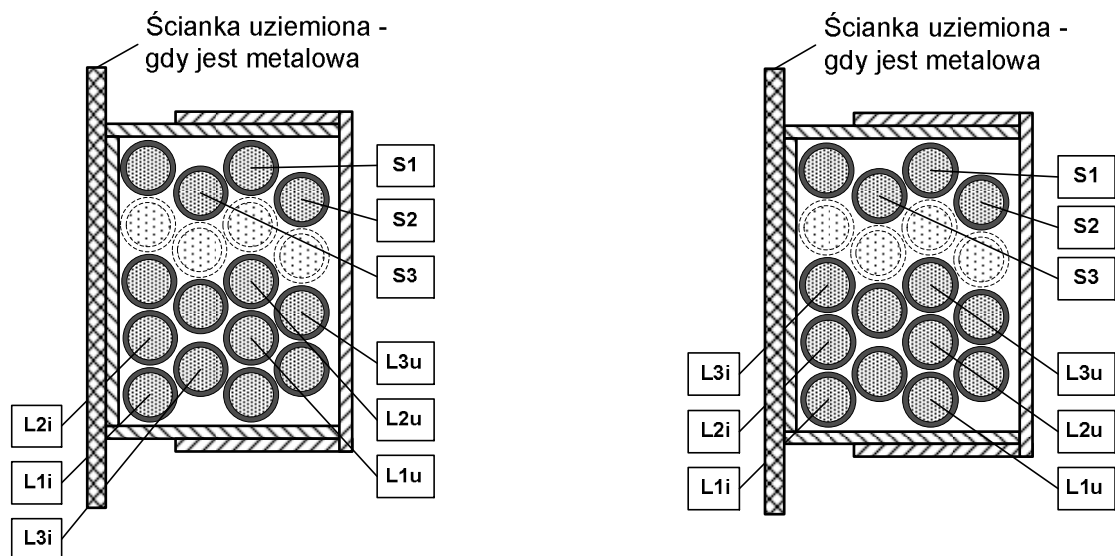
Rozważania nad oddziaływaniem zakłóceń elektromagnetycznych prowadzone są dla stacji elektroenergetycznej. Jest to dość specyficzne środowisko, dlatego każda realizowana tutaj inwestycja, w pierwszej kolejności musi spełniać wymagania stawiane obiektom energetycznym (np.: minimalne odległości, rozmieszczenie poszczególnych elementów). Spełnienie tych wymagań powoduje, że odległości pomiędzy poszczególnymi blokami funkcjonalnymi składającymi się na stację elektroenergetyczną mogą być znaczne. Długości linii doprowadzających sygnały mierzone i sterujące zawierają się w przedziale od pojedynczych metrów do pojedynczych setek metrów, osiągając typowe wartości od kilku do kilkunastu metrów.

3.3. Sposób prowadzenia i ułożenia linii

Połączenia są wykonywane parami przewodów jednożyłowych, dobieranymi tak, aby spełnione były warunki prawidłowej pracy urządzeń przy sygnałach o częstotliwości energetycznej 50Hz. Następnie przewody układają się w wiązki (o przynależności do danej wiązki decyduje bliskość położenia zacisków przyłączeniowych), które umieszcza się w korytkach wykonanych z tworzywa sztucznego i prowadzonych wzdłuż uziemionych elementów konstrukcyjnych, rysunek 3.1. Nierzadko obok siebie, znajdują się linie prowadzące sygnały analogowe (prądowe – L1i÷L3i, napięciowe – L1u÷L3u) i dwustanowe (sterowania – S1÷S3) – rysunek 3.2.



Rysunek 3.1 Sposób ułożenia i prowadzenia wiązki przewodów



Rysunek 3.2 Przykładowe rozmieszczenie przewodów w wiązce sygnały analogowe (prądowe – L1i÷L3i, napięciowe – L1u÷L3u) i dwustanowe (sterowania – S1÷S3)

Taki sposób ułożenia i prowadzenia przewodów sprzyja wzajemnemu oddziaływaniu na siebie sygnałów elektrycznych, prowadzonych przez te przewody. W skrajnych przypadkach może być przyczyną nieprawidłowej pracy, lub awarii, urządzeń elektrycznych czy przekaźników zabezpieczeniowych.

4. Modele linii transmisyjnych w programach symulacyjnych

Linie transmisyjne występujące w rzeczywistości można podzielić na linie paskowe, skrętki, przewody koncentryczne i przewody nad ziemią. Do modelowania ich, w większości przypadków, używamy modeli linii transmisyjnych, opisanych równaniami telegrafistów. Implementacja tego modelu fizykalnego w dwóch popularnych środowiskach symulacyjnych została opisana w niniejszym rozdziale.

4.1. Program EMTP

Program EMTP jest powszechnie używanym symulatorem dla środowiska elektroenergetycznego. Umożliwia on odwzorowanie pracy fragmentu sieci elektroenergetycznej lub wydzielonego z niej obwodu. Możliwa jest również analiza typowych zjawisk występujących w środowisku elektroenergetycznym, a związanych ze stanami przejściowymi w sieciach, załączaniem transformatorów mocy, łączeniami w liniach elektroenergetycznych, czy nawet zakłóceniami powodowanymi uderzeniem pioruna w linię, itp.

Z punktu widzenia tej rozprawy, najważniejszymi są modele linii, dostępne w bibliotekach programu EMTP oraz ich elastyczność w przystosowaniu do symulacji oddziaływania zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych [11].

Przy opracowywaniu modelu linii dostępnego w programie EMTP przyjęto, że podstawowym elementem linii jest czwórnik typu Π a parametry linii (R, L, C dla linii napowietrznych lub R, L, C, G dla linii kablowych) są podawane na jednostkę długości linii, najczęściej 1[m] oraz, że są rozłożone równomiernie wzdłuż linii. W szczególnych przypadkach, w zależności od długości elektrycznej linii, parametry te mogą być traktowane jako parametry skupione. W zależności od rodzaju przeprowadzanej analizy parametry linii mogą być przyjmowane jako niezależne od częstotliwości lub będące jej funkcją. Na podstawie ilości faz, przewodów w wiązkach i ich wzajemnego ułożenia tworzone są macierze parametrów opisujące linie a ich wielkość i wypełnienie jest uzależnione od typu przeprowadzanej analizy. Poniżej przedstawiono wydzielone procedury obliczeniowe, charakterystyczne dla wyróżnionych stanów linii:

- stan ustalony dla częstotliwości sieciowej ze złożonym efektem sprzężeń. Ta procedura jest wykorzystywana do obliczeń wyidukowanego napięcia i prądu w niezasilanej linii trójfazowej biegnącej równolegle z zasilaną linią trójfazową. Obie linie są reprezentowane jako sześć sprzężonych przewodów fazowych;
- stan ustalony dla wysokiej częstotliwości. Ta procedura jest wykorzystywana podczas analizy harmonicznych lub przy analizie rozchodzenia się częstotliwości nośnej w łączności po liniach energetycznych;
- stan przejściowy. Ta procedura jest wykorzystywana przy analizie załączania lub wyłączania w obwodach energetycznych, lub przy analizie uderzenia pioruna. Aby otrzymać wartości jak najbardziej zbliżone do rzeczywistych należy wprowadzić do modelu zmierzone parametry linii.

Poszczególne fragmenty linii, wynikające z jej naturalnego podziału (łącznikami, sekcjami transformatorów, itp.) mogą być zasymulowane jako czwórnik typu Π , a całość, zestawiona razem, stworzy model analizowanej linii o składanej długości.

Przy analizie w stanie ustalonym linie mogą być modelowane z zadowalającą dokładnością jako łańcuchowe połączenie czwórników typu Π lub przy użyciu równoważnego im, pojedynczego czwórnika typu Π . Gdy analizujemy stany przejściowe model ten ulega znacznemu skomplikowaniu w miarę przechodzenia od analizy jednofazowej bezstratnej linii o stałych parametrach do bardziej rzeczywistego przypadku wielofazowej, stratnej linii o parametrach zależnych od częstotliwości. Mniej dokładne modele linii są również używane (np.: zakładające skupioną rezystancję R linii lub użycie przybliżenia macierzy przejściowej tylko do jej części rzeczywistej). Dla linii o umiarkowanej elektrycznej długości (typowo $\leq 100\text{km}$ przy $f=60\text{Hz}$) czwórnik Π jest często wystarczająco dokładny dla symulacji w stanie ustalonym, przy częstotliwości sieciowej. Jeżeli analiza w stanie ustalonym jest poprzedzona symulacją stanów przejściowych lub, jeżeli analiza w stanie ustalonym wymaga symulacji w szerokim zakresie częstotliwości, model czwórnika typu Π musi zostać zastąpiony przez kaskadowe połączenie „krótkich” czwórników typu Π albo przez równoważny, pojedynczy czwórnik typu Π .

Dla m -fazowego czwórnika typu Π macierz szeregowych impedancji (parametrów wzdłużnych linii) i dwie równe macierze susceptancji bocznikujących (parametrów poprzecznych linii) są otrzymywane na podstawie macierzy jednostkowych parametrów linii, przez proste wymnożenie jej przez długość danego odcinka linii. Jest to model zapewniający wystarczającą dokładność symulacji dla linii elektrycznie krótkiej (analiza linii dla $f=50\text{Hz}$ lub $f=60\text{Hz}$). Przy analizie w stanie ustalonym linie z parametrami rozłożonymi są zawsze, przed rozpoczęciem symulacji, przekształcane do równoważnego czwórnika typu Π . Dla linii o parametrach zależnych od częstotliwości jest używany równoważny czwórnik typu Π . Ten sam model czwórnika jest wykorzystywany dla niezniekształcającego i bezstratnego modelu linii o stałych parametrach.

Historycznie pierwszym modelem wykorzystywanym w programie EMTP do symulacji stanów przejściowych było kaskadowe połączenie czwórników typu Π . Symetryczne trójfazowe linie są zazwyczaj reprezentowane przez rozprężony czteroprzewodowy czwórnik typu Π . Lepszym rozwiązaniem i szybszym obliczeniowo jest analiza rozchodzenia się fali w linii o stałych parametrach rozłożonych L [H/m], C [F/m] i stałej, skupionej rezystancji R [Ω] (dokładność symulacji wystarczająca w bardzo wielu przypadkach). Sporadycznie używane są modele o parametrach zależnych od częstotliwości. Symulacje wykonywane przy użyciu tych modeli są dość czasochłonne.

4.2. Programy SPICE (na przykładzie programów HSpice, PSpice)

Programy do symulacji pracy układów i urządzeń elektronicznych, HSpice i PSpice korzystają ze wspólnego symulatora – środowiska SPICE, różniąc się głównie dostępnymi modelami elementów i podzespołów. Zasada ta dotyczy również modeli linii transmisyjnych, przy czym program HSpice, jako produkt bardziej zaawansowany, został wyposażony w elementy rozszerzające zastosowanie niektórych modeli. Poniżej opisano podstawowe typy i rodzaje linii, z których można korzystać pracując w środowisku SPICE [19], [28], [29].

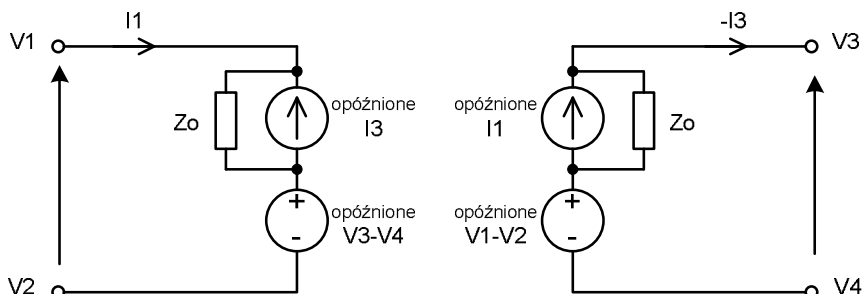
4.2.1. Linie pojedyncze

W programach typu SPICE linie transmisyjne traktuje się jako dwukierunkowe, opóźniające linie z wejściem A (lub 1-2) i wyjściem B (lub 3-4). Dostępne modele linii umożliwiają określenie wszystkich parametrów charakterystycznych dla linii transmisyjnej, pozwalając

użytkownikowi na modelowanie różnych rodzajów linii i efektów zależnych od częstotliwości, tj. efektu naskórkowego i strat dielektrycznych.

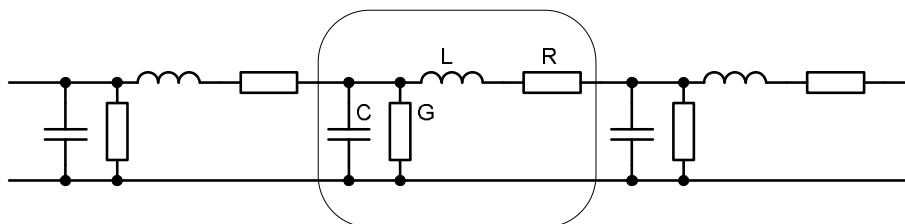
Rodzaje linii (oznaczenia parametrów zgodne z oznaczeniami w programie PSpice):

- linia bezstratna, model dokładny – na rysunku 4.1 przedstawiono model linii idealnej. Indeksy 1-2 oznaczają wejście linii, indeksy 3-4 oznaczają wyjście. Dla tego modelu określa się impedancję charakterystyczną $Z_0[\Omega]$ oraz długość linii transmisyjnej opisaną przez opóźnienie sygnału TD[s] lub częstotliwość F[Hz] i względną długość fali NL[m] dla danej F (domyślnie przyjmuje się, że NL jest równe jednej czwartej długości fali odpowiadającej częstotliwości F);



Rysunek 4.1 Model idealnej linii transmisyjnej

- linia stratna, model dokładny – jest to wewnętrzny model programu PSpice, bazujący na modelu linii o parametrach rozłożonych. Parametrami określanymi dla tego modelu są wartości R, L, C, G podawane na jednostkę długości oraz długość elektryczna linii;
- linia stratna, model w postaci łańcucha czwórników – do przedstawienia tego przypadku używa się modelu linii transmisyjnej o parametrach rozłożonych, przy czym pojedynczy segment składa się z pasywnych, dyskretnych elementów R, L, C, G (rysunek 4.2). Oznacza to, że linia jest zbudowana z wielu sekcji połączonych w szereg i rozłożonych równomiernie wzdłuż całej linii. Model ten wymaga dobrania właściwej ilości segmentów do prawidłowego przedstawienia charakteru symulowanej linii. Ilość ta jest często kompromisem pomiędzy wielkością pliku opisującego obwód elektryczny (równoważną czasowi symulacji) a prawidłowym odwzorowaniem zjawisk zachodzących w linii transmisyjnej. Przy stosowaniu tego modelu należy pamiętać, że wytwarza on nieautentyczne oscylacje w pobliżu częstotliwości własnej segmentów linii.



Rysunek 4.2 Segment modelu linii transmisyjnej o parametrach rozłożonych

4.2.2. Linie sprzężone

Oprócz pojedynczych linii transmisyjnych środowisko SPICE umożliwia również symulację wieloprzewodowych linii sprzężonych. Dostępne rodzaje linii są analogiczne jak dla linii jedнопrzewodowych i zostały omówione w poprzednim rozdziale. Aby wprowadzić i określić powiązania pomiędzy poszczególnymi przewodami w wieloprzewodowej linii transmisyjnej, można posłużyć się jednym z poniższych elementów:

- linie sprzężone bezstratnie, element sprzęgający K (PSPICE) – stanowi on symetryczne macierze pojemności i indukcyjności wzajemnych, i własnych, określające powiązania poszczególnych przewodów. Parametry są określane w [F/m] i [H/m];
- dokładny model linii sprzężonych, model „W element” (HSPICE) – jest to stratna linia transmisyjna o parametrach zależnych od częstotliwości, wieloprzewodowa. Redukując liczbę przewodów w linii do jednego, otrzymujemy model linii jedнопrzewodowej.

W programie HSPICE parametry macierzy sprzężeń można wyznaczyć, korzystając z dwuwymiarowego analizatora pola, zoptymalizowanego pod kątem sprzężeń w ośrodkach stratnych. Do podstawowych ograniczeń analizatora pola należą: określona liczba warstw dielektryka, oraz brak możliwości wykorzystania materiałów magnetycznych.

Opisane modele są podstawowymi modelami linii transmisyjnych, dostępnymi w programach PSPICE i HSPICE.

4.2.3. Porównanie symulatorów EMTP i SPICE

Podsumowując charakterystykę modeli linii transmisyjnych dostępnych w programach EMTP i SPICE należy zauważyć, że oba symulatory dysponują bardzo rozwiniętymi modelami, dostosowanymi do potrzeb konkretnego środowiska pracy: EMTP – energetyka, PSPICE, HSPICE – elektronika. Pomimo tego, żaden z programów nie dysponuje modelem linii transmisyjnej, który można byłoby wykorzystać do symulacji oddziaływania zewnętrznego pola elektromagnetycznego na przewody łączeniowe i linie paskowe (ścieżki położone na PCB). Nie istnieje nawet możliwość wprowadzenia zmian w modelach linii transmisyjnych, ponieważ wymagają one modyfikacji oryginalnego kodu programu. Zatem, aby można było zasymulować oddziaływanie zewnętrznego pola elektromagnetycznego na linie transmisyjne, należy w pierwszej kolejności stworzyć model aktywnej linii stratnej.

Do zbudowania modelu aktywnej linii stratnej wybrałem program PSPICE. Czynnikiem przemawiającym za takim wyborem była prostota programu, przejrzysty interfejs użytkownika oraz duża jego popularność w środowisku konstruktorów urządzeń elektronicznych.

5. Linie transmisyjne w zewnętrznym polu EM

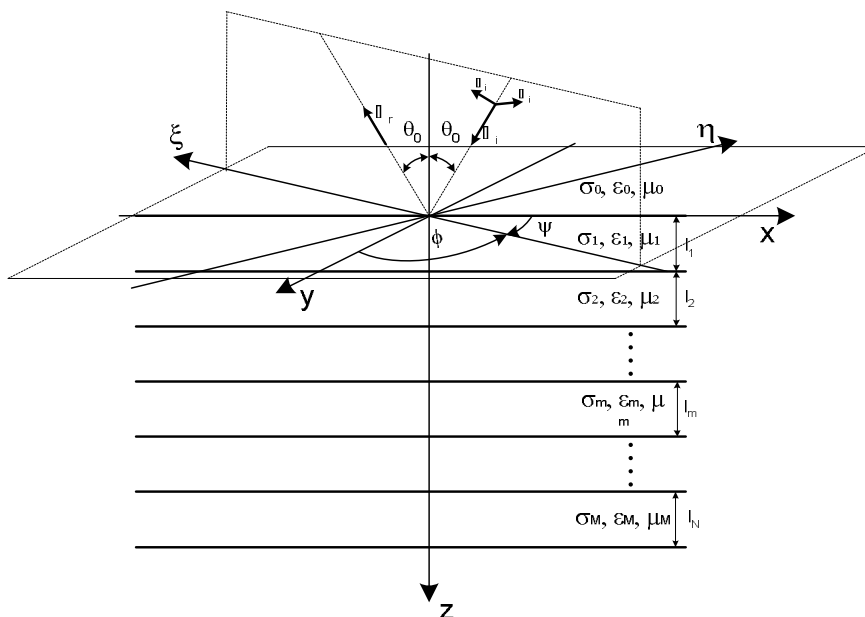
Sprzężenia zewnętrznego pola elektromagnetycznego z przewodami oraz układem ścieżek znajdujących się na PCB (Printed Circuit Board) są ważnym problemem podczas określania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektronicznych. Problem ten jest na tyle istotny, że już na etapie projektu, ważną sprawą jest zapewnienie właściwego funkcjonowania urządzeń w środowisku przemysłowym, w pobliżu nadajników TV, GSM, telefonów trekingowych. Wszędzie tam, gdzie bez wątpliwości mamy do czynienia ze zwiększonym polem elektromagnetycznym. Zewnętrzne pole zakłócające może indukować napięcia i prądy w przewodach i ścieżkach, które mogą zakłócać prawidłową pracę wrażliwych elementów elektronicznych.

W rozdziale 5 przedstawiony zostanie model matematyczno – fizyczny oddziaływania fali elektromagnetycznej z liniami transmisyjnymi, przedstawiającymi połączenia na płytkach PCB. Jako model płytek PCB został przyjęty układ N-warstw nieskończenie rozległych. Model taki jest uzasadniony, gdy grubość warstw w płytkach rzeczywistych jest znacznie mniejsza od ich wymiarów poprzecznych (długości i szerokości).

5.1. Fala płaska padająca na układ warstw

W niniejszym podrozdziale wyprowadzono model zakłócenia elektromagnetycznego w postaci propagującej się fali płaskiej (założenie upraszczające), padającej ukośnie na układ warstw nieskończenie rozległych. Model ten przedstawiono jako połączenie łańcuchowe linii transmisyjnych. Podejście to jest znane w literaturze, np.: [14], [16]. Nie chcąc odsyłać czytelnika do oryginalnych prac, zamieszczam wyprowadzenie tego modelu w sposób zwarty i systematyczny. Uzyskane zależności będą wykorzystane w kolejnych podrozdziałach.

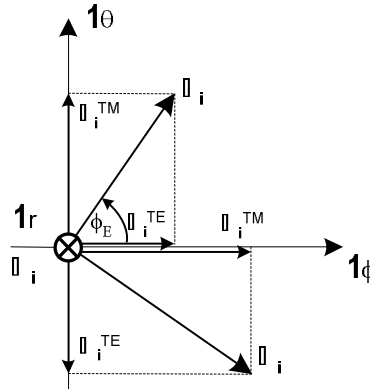
Fala płaska pada ukośnie na układ N-warstw. Każda z warstw tworzy ośrodek liniowy, jednorodny i izotropowy, oraz jest opisana parametrami σ , ϵ , μ . Geometria układu warstw została pokazana na rysunku 5.1.



Rysunek 5.1 Fala płaska padająca na układ warstw

Wektory pola elektrycznego i magnetycznego (\mathbf{E}_i , \mathbf{H}_i), padającej fali elektromagnetycznej (\mathbf{K}_i), leżą w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku rozchodzenia się tej fali. Każdy z wektorów \mathbf{E}_i i \mathbf{H}_i zostaje rozłożony na dwie składowe \mathbf{E}_i^{TM} i \mathbf{E}_i^{TE} oraz \mathbf{H}_i^{TM} i \mathbf{H}_i^{TE} . Składowa \mathbf{E}_i^{TM} leży w płaszczyźnie padania, zaś składowa \mathbf{H}_i^{TM} jest do niej prostopadła, tworząc razem z wektorem kierunkowym \mathbf{K}_i układ prawoskrętny. Składowa \mathbf{E}_i^{TE} jest prostopadła do płaszczyzny padania, a jej zwrot pokrywa się ze zwrotem składowej \mathbf{H}_i^{TM} . Kierunek składowej \mathbf{H}_i^{TM} , leżącej w płaszczyźnie padania, jest zgodny z kierunkiem składowej \mathbf{E}_i^{TM} , ale ich zwroty są przeciwne.

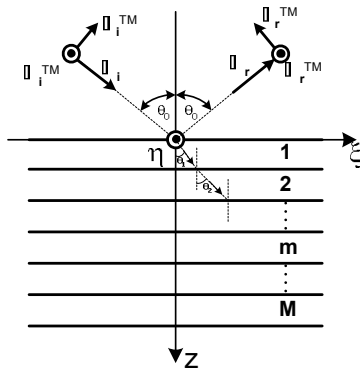
Związek pomiędzy wektorami \mathbf{E}_i , \mathbf{H}_i oraz ich składowymi \mathbf{E}_i^{TM} , \mathbf{E}_i^{TE} i \mathbf{H}_i^{TM} , \mathbf{H}_i^{TE} przedstawiono na rysunku 5.2.



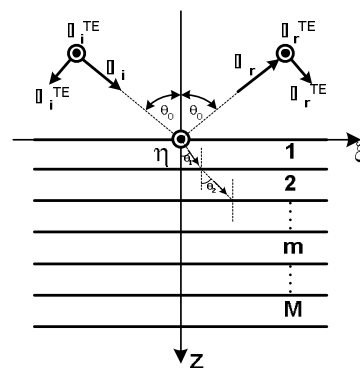
Rysunek 5.2 Wektory \mathbf{E}_i i \mathbf{H}_i oraz ich składowe

Do opisanej konfiguracji warstw wprowadzamy nowy układ współrzędnych (ξ , η , z), powstały przez obrót układu współrzędnych (x , y , z) o taki kąt ϕ , aby oś 0ξ oraz wektory kierunkowe fali padającej \mathbf{K}_i i odbitej \mathbf{K}_r leżały w jednej płaszczyźnie (rysunek 5.1). Tak określony układ współrzędnych pozwala na rozdzielenie rysunku 5.1 na dwa rysunki 5.3 i 5.4. Zależności (5.1) opisują powiązania pomiędzy punktami w układach (x , y , z) oraz (ξ , η , z).

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \phi & \cos \phi & 0 \\ -\cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \eta \\ z \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \xi \\ \eta \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \phi & -\cos \phi & 0 \\ \cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (5.1)$$



Rysunek 5.3 Zależności między składowymi \mathbf{E}_i^{TM} i \mathbf{H}_i^{TM} w układzie współrzędnych (ξ , η , z)



Rysunek 5.4 Zależności między składowymi \mathbf{E}_i^{TE} i \mathbf{H}_i^{TE} w układzie współrzędnych (ξ , η , z)

Dla dowolnego wektora \mathbf{A} można określić i zapisać relacje określające jego współrzędne w układach (x, y, z) i (ξ, η, z) . Zależności te opisano równaniami (5.2).

$$\begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \phi & \cos \phi & 0 \\ -\cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_\xi \\ A_\eta \\ A_z \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} A_\xi \\ A_\eta \\ A_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \phi & -\cos \phi & 0 \\ \cos \phi & -\sin \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Równania Maxwella:

- w środowisku liniowym, izotropowym, niedispersyjnym i stratnym,
- przy założeniu braku w ośrodku wolnych ładunków i prądów unoszenia,
- przy rozważaniach prowadzonych dla przestrzeni nieograniczonej;

przyjmują postać opisaną poniższymi zależnościami:

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (a)$$

$$\text{rot } \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (b) \quad (5.3)$$

$$\text{div } \mathbf{E} = 0 \quad (c)$$

$$\text{div } \mathbf{H} = 0 \quad (d)$$

Przyjmując, że pola \mathbf{E} i \mathbf{H} są polami harmonicznymi zmiennymi w czasie oraz wykorzystując rachunek zespolony, możemy zależności (5.3) dla warstwy „m” i w układzie współrzędnych (ξ, η, z) przekształcić do postaci:

$$\text{rot } \mathbf{H} = (\sigma_m + j\omega\varepsilon_m) \mathbf{E} \quad (a) \quad (5.4)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -j\omega\mu_m \mathbf{H} \quad (b)$$

Rozpatrzmy teraz dwie polaryzacje TM (oznaczone literą „a” przy numeracji zależności matematycznych) i TE (oznaczone literą „b” przy numeracji zależności matematycznych), przedstawione na rysunkach 5.3 i 5.4. Jako „startowy”, w każdym przypadku, przyjmujemy wektor pola równoległy do granicy warstw.

$$\mathbf{H} = \mathbf{1}_\eta \cdot H^{TM} = \mathbf{1}_\eta \cdot H_\eta \quad (a) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{1}_\eta \cdot E^{TE} = \mathbf{1}_\eta \cdot E_\eta \quad (b)$$

Podstawiając odpowiednio równania (5.5) do (5.4) otrzymujemy:

$$(\sigma_m + j\omega\varepsilon_m) \cdot \mathbf{E} = \mathbf{1}_\eta \cdot \frac{\partial H_\eta}{\partial \xi} - \mathbf{1}_\xi \cdot \frac{\partial H_\eta}{\partial z} \quad (a) \quad (5.6)$$

$$-j\omega\mu_m \cdot \mathbf{H} = \mathbf{1}_z \cdot \frac{\partial E_\eta}{\partial \xi} - \mathbf{1}_\xi \cdot \frac{\partial E_\eta}{\partial z} \quad (b)$$

lub po przekształceniach:

$$E_{\xi} = \frac{-1}{\sigma_m + j\omega\varepsilon_m} \cdot \frac{\partial H_{\eta}}{\partial z} \quad (a) \quad (5.7)$$

$$H_{\xi} = \frac{1}{j\omega\mu_m} \cdot \frac{\partial E_{\eta}}{\partial z} \quad (b)$$

$$E_z = \frac{1}{\sigma_m + j\omega\varepsilon_m} \cdot \frac{\partial H_{\eta}}{\partial \xi} \quad (a) \quad (5.8)$$

$$H_z = \frac{-1}{j\omega\mu_m} \cdot \frac{\partial E_{\eta}}{\partial \xi} \quad (b)$$

Łącząc i odpowiednio przekształcając równania (5.4) otrzymujemy

$$\nabla_{\xi z}^2 H_{\eta} = \gamma_m^2 \cdot H_{\eta} \quad (a) \quad (5.9)$$

$$\nabla_{\xi z}^2 E_{\eta} = \gamma_m^2 \cdot E_{\eta} \quad (b)$$

gdzie $\gamma_m = \sqrt{j\omega\mu_m \cdot (\sigma_m + j\omega\varepsilon_m)}$, dla warstwy „m”, oraz ogólnie $\nabla_{\xi z}^2 = \frac{\partial^2}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

Do celu rozwiązania równań (5.9) i obliczenia wartości pól H_{η} i E_{η} zostanie wykorzystana metoda rozdzielania zmiennych. Przewidywana postać rozwiązania:

$$H_{\eta} = H_1(\xi) \cdot H_2(z) \quad \text{oraz} \quad E_{\eta} = E_1(\xi) \cdot E_2(z)$$

Wykorzystując zależność (5.9) oraz przewidywaną postać rozwiązania otrzymujemy:

$$H_2(z) \cdot \frac{\partial^2 H_1(\xi)}{\partial \xi^2} + H_1(\xi) \cdot \frac{\partial^2 H_2(z)}{\partial z^2} = \gamma_m^2 \cdot H_1(\xi) \cdot H_2(z)$$

$$\gamma_m^2 = \frac{1}{H_1(\xi)} \cdot \frac{\partial^2 H_1(\xi)}{\partial \xi^2} + \frac{1}{H_2(z)} \cdot \frac{\partial^2 H_2(z)}{\partial z^2}$$

$$\gamma_m^2 = \gamma_{m\xi}^2 + \gamma_{mz}^2 \quad (5.10)$$

Wykonując analogiczne przekształcenia dla pola E_{η} , oraz porównując odpowiednie wyrażenia otrzymujemy:

$$H_1(\xi) \cdot \gamma_{m\xi}^2 = \frac{\partial^2 H_1(\xi)}{\partial \xi^2}; \quad H_2(z) \cdot \gamma_{mz}^2 = \frac{\partial^2 H_2(z)}{\partial z^2} \quad (a) \quad (5.11)$$

$$E_1(\xi) \cdot \gamma_{m\xi}^2 = \frac{\partial^2 E_1(\xi)}{\partial \xi^2}; \quad E_2(z) \cdot \gamma_{mz}^2 = \frac{\partial^2 E_2(z)}{\partial z^2} \quad (b)$$

Rozwiązując równania (5.11) otrzymujemy ogólne rozwiązania równań (5.9).

$$\begin{aligned} H_\eta(\xi, z) &= (A_1 \cdot e^{-\gamma_{m\xi} \cdot \xi} + B_1 \cdot e^{\gamma_{m\xi} \cdot \xi}) \cdot (A_2 \cdot e^{-\gamma_{mz} \cdot z} + B_2 \cdot e^{\gamma_{mz} \cdot z}) & (a) \\ E_\eta(\xi, z) &= (C_1 \cdot e^{-\gamma_{m\xi} \cdot \xi} + D_1 \cdot e^{\gamma_{m\xi} \cdot \xi}) \cdot (C_2 \cdot e^{-\gamma_{mz} \cdot z} + D_2 \cdot e^{\gamma_{mz} \cdot z}) & (b) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Ponieważ w kierunku osi 0ξ fala może rozchodzić się bez przeszkód (brak odbić), wobec tego $H_1(\xi) \rightarrow 0$ $E_1(\xi) \rightarrow 0$ *stąd* $B_1 \equiv 0$ *i* $D_1 \equiv 0$, a wzory (5.12) dla warstwy „m” przyjmują postać:

$$\begin{aligned} H_\eta(\xi, z) &= (A_m \cdot e^{-\gamma_{mz} \cdot z} + B_m \cdot e^{\gamma_{mz} \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_{m\xi} \cdot \xi} & (a) \\ E_\eta(\xi, z) &= (C_m \cdot e^{-\gamma_{mz} \cdot z} + D_m \cdot e^{\gamma_{mz} \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_{m\xi} \cdot \xi} & (b) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Wprowadzając podstawienie $\gamma_{mz} = \gamma_m \cdot k_z$ *oraz* $\gamma_{m\xi} = \gamma_m \cdot k_\xi$ otrzymujemy dla zależności określonych równaniem (5.10) $k_{mz}^2 + k_{m\xi}^2 = 1$ oraz dwa równania:

$$\begin{aligned} k_{mz} \cdot z + k_{m\xi} \cdot \xi &= const & (a) \\ k_{mz} \cdot z - k_{m\xi} \cdot \xi &= const & (b) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Równanie (5.14)(a) jest równaniem płaszczyzny fali padającej, zaś równanie (5.14)(b) jest równaniem płaszczyzny fali odbitej. Z rysunku 5.3 i 5.4 wynika, że k_{mz} i $k_{m\xi}$ są składowymi wektora kierunkowego fali i mają postać $k_{m\xi} = \sin \theta_m$ i $k_{mz} = \cos \theta_m$. Stąd ostatecznie rozwiązania równań (5.9) przyjmują postać:

$$\begin{aligned} H_\eta &= (A_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + B_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (a) \\ E_\eta &= (C_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + D_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (b) \end{aligned} \quad (5.15)$$

gdzie $U_m = \gamma_m \cdot \cos \theta_m$.

Podstawiając rozwiązanie (5.15) do (5.7) i (5.8) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} E_\xi &= \frac{U_m}{Y_{lm}} \cdot (A_m \cdot e^{-U_m \cdot z} - B_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (a) \\ H_\xi &= \frac{-U_m}{Z_{lm}} \cdot (C_m \cdot e^{-U_m \cdot z} - D_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (b) \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} E_z &= \frac{-\gamma_m \cdot \sin \theta_m}{Y_{lm}} \cdot (A_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + B_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (a) \\ H_z &= \frac{\gamma_m \cdot \sin \theta_m}{Z_{lm}} \cdot (C_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + D_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} & (b) \end{aligned} \quad (5.17)$$

gdzie $Y_{lm} = \sigma_m + j\omega\epsilon_m$ *oraz* $Z_{lm} = j\omega\mu_m$.

Różniczkując równanie (5.16) względem zmiennej „z”, otrzymujemy:

$$\frac{\partial E_{\xi}}{\partial z} = \frac{-U_m^2}{Y_{lm}} \cdot (A_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + B_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} = -j\omega\mu_m \cdot H_{\eta} \cdot \cos^2 \theta_m \quad (a)$$

$$\frac{\partial H_{\xi}}{\partial z} = \frac{U_m^2}{Z_{lm}} \cdot (C_m \cdot e^{-U_m \cdot z} + D_m \cdot e^{U_m \cdot z}) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} = \sigma_m + j\omega\varepsilon_m \cdot H_{\eta} \cdot \cos^2 \theta_m \quad (b)$$

Łącząc równania (5.7), (5.17) i (5.18) otrzymujemy:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_{\xi}}{\partial z} = -Z_{lm} \cdot H_{\eta} \cdot \cos^2 \theta_m \\ \frac{\partial H_{\eta}}{\partial z} = -Y_{lm} \cdot E_{\xi} \end{cases} \quad (a)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial E_{\eta}}{\partial z} = Z_{lm} \cdot H_{\xi} \\ \frac{\partial H_{\xi}}{\partial z} = Y_{lm} \cdot E_{\eta} \cdot \cos^2 \theta_m \end{cases} \quad (b)$$

oraz $E_z = -\zeta_m \cdot H_{\eta} \cdot \sin \theta_m$, $H_z = \frac{1}{\zeta_m} \cdot E_{\eta} \cdot \sin \theta_m$, $\zeta_m = \sqrt{\frac{Z_{lm}}{Y_{lm}}}$.

Wprowadzając oznaczenia:

$$\begin{cases} E_{\xi} = V^{TM}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ H_{\eta} = J^{TM}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ E_z = -\zeta_m \cdot \sin \theta_m \cdot J^{TM}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ Z_m^{TM} = Z_{lm} \cdot \cos^2 \theta_m \\ Y^{TM} = Y_{lm} \end{cases} \quad (a)$$

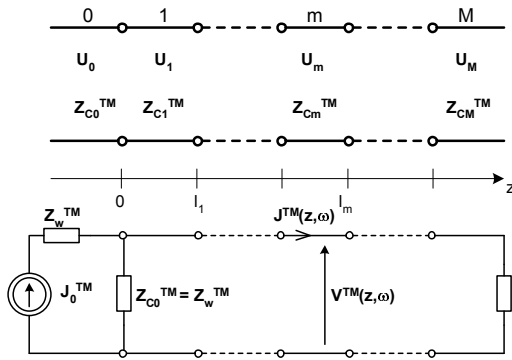
$$\begin{cases} E_{\eta} = -V^{TE}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ H_{\xi} = J^{TE}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ H_z = \frac{-\sin \theta_m}{\zeta_m} \cdot V^{TE}(z) \cdot e^{-\gamma_m \cdot \xi \cdot \sin \theta_m} \\ Z_m^{TE} = Z_{lm} \\ Y^{TE} = Y_{lm} \cdot \cos^2 \theta_m \end{cases} \quad (b)$$

otrzymujemy:

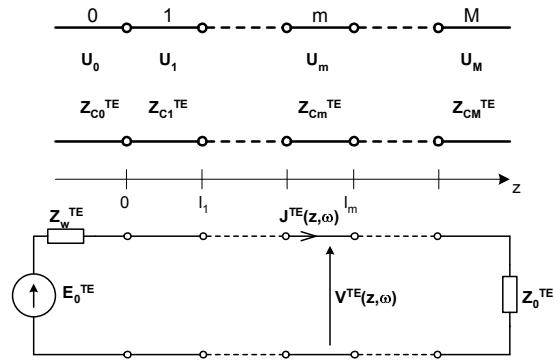
$$\begin{cases} \frac{\partial V_{\xi}^{TM}}{\partial z} = -Z_{m\xi}^{TM} \cdot J_{\eta}^{TM} \\ \frac{\partial J_{\eta}^{TM}}{\partial z} = -Y_{m\eta}^{TM} \cdot V_{\xi}^{TM} \end{cases} \quad (a)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial V_{\eta}^{TE}}{\partial z} = -Z_{m\eta}^{TE} \cdot J_{\xi}^{TE} \\ \frac{\partial J_{\xi}^{TE}}{\partial z} = -Y_{m\xi}^{TE} \cdot V_{\eta}^{TE} \end{cases} \quad (b)$$
(5.21)

Równania (5.21) są równaniami linii transmisyjnych. Pozwalają one na symulację lub analizę struktur przedstawionych na rysunkach 5.3 i 5.4, przy wykorzystaniu linii transmisyjnych przedstawionych na rysunkach 5.5 i 5.6.



Rysunek 5.5 Obwód równoważny dla struktury przedstawionej na rysunku 5.3 – polaryzacja TM



Rysunek 5.6 Obwód równoważny dla struktury przedstawionej na rysunku 5.4 – polaryzacja TE

Parametry linii transmisyjnych, przedstawionych na rysunku 5.5 mają postać:

$$\begin{aligned} U_m &= \gamma_m \cdot \cos \theta_m & Z_{Cm}^{TM} &= \zeta_m \cdot \cos \theta_m \\ Z_{lm} &= j\omega\mu_m & \zeta_m &= \sqrt{\frac{Z_{lm}}{Y_{lm}}} \\ Z_w^{TM} &= Z_{c0}^{TM} & Y_{lm} &= \sigma_m + j\omega\epsilon_m \\ J_0^{TM} &= 2 \cdot H_i^{TM} & Z_0^{TM} &= Z_{cM}^{TM} \\ & & (H_i^{TM} &= H_i \cdot \sin \theta_E) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Parametry linii transmisyjnych, przedstawionych na rysunku 5.6 mają postać:

$$\begin{aligned}
 U_m &= \gamma_m \cdot \cos \theta_m & Z_{Cm}^{TE} &= \frac{\zeta_m}{\cos \theta_m} \\
 Z_{lm} &= j\omega\mu_m & \zeta_m &= \sqrt{\frac{Z_{lm}}{Y_{lm}}} \\
 Z_w^{TE} &= Z_{C0}^{TE} & Y_{lm} &= \sigma_m + j\omega\epsilon_m \\
 E_0^{TE} &= -2 \cdot E_i^{TE} & Z_0^{TE} &= Z_{CM}^{TE} \\
 & & (E_i^{TE} &= E_i \cdot \cos \theta_E)
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

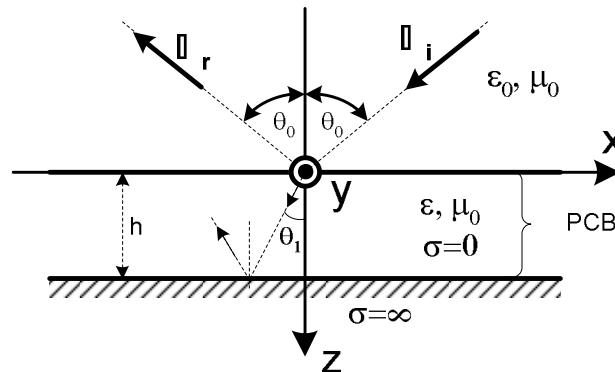
Następnie za pomocą wzorów (5.20) oraz wyznaczonych $V^{TM}(z,s)$, $J^{TM}(z,s)$, $V^{TE}(z,s)$ i $J^{TE}(z,s)$ otrzymujemy składowe pól dla polaryzacji TE - E_ξ , H_η , E_z , we współrzędnych (ξ, η, z) . Wykorzystując zależności (5.1) i (5.2) otrzymujemy wszystkie składowe pól w układzie współrzędnych (x, y, z) . Superpozycja odpowiadających sobie składowych, dla polaryzacji TM i TE daje wzory na składowe E_x , E_y , E_z oraz H_x , H_y , H_z .

Napięcie lub prąd w obwodach z rysunków 5.5 i 5.6 można wyznaczyć analitycznie lub poprzez symulację, a same obwody będą wykorzystane do modelowania pola EM w programie Spice.

5.1.1. Fala płaska padająca na PCB

Opisaną w punkcie 5.1 teorię można wykorzystać do modelowania oddziaływania elektrycznej fali płaskiej padającej z powietrza przewody, sprzężonych lub nie, lub na ścieżki (sprzężone) położone na PCB. Modelem tym będzie linia transmisyjna aktywna, stratna, N-przewodowa. Załóżmy, że fala płaska pada z powietrza na warstwę ośrodka bezstratnego o grubości „h” i parametrach ϵ oraz μ_0 (model PCB). Pod warstwą umieszczona jest płaszczyzna doskonale przewodząca.

Widok warstwy PCB został przedstawiony na rysunku 5.7.



Rysunek 5.7 Układ warstw – jednowarstwowa PCB

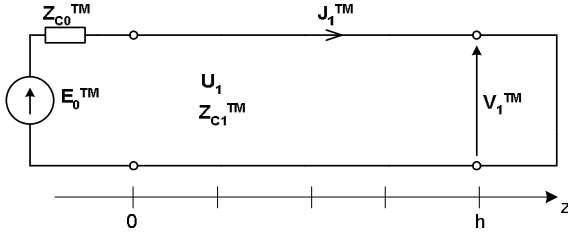
Dane są informacje o grubości warstwy – h, kąty określające położenie wektora fali padającej K_i względem linii transmisyjnej (ścieżki na PCB) – θ_0 , ϕ_0 i θ_E , parametry określające ośrodki – ϵ_r , ϵ_0 i μ_0 . Zakłócające pole elektryczne opisane jest zależnością $E_i = E_m \cdot f(t)$.

Celem naszym jest wyznaczenie zależności opisujących, w dziedzinie częstotliwości zespolonej „s”, źródła rozłożone dla równoważnej linii aktywnej:

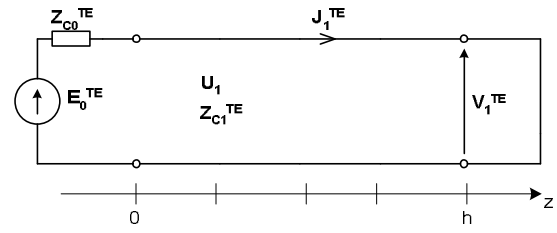
$$E(x, s) = L[e(x, t)], \quad J(x, s) = L[j(x, t)]$$

Zajmę się tym w podrozdziale 5.2

Aby je wyznaczyć należy, w pierwszej kolejności, określić składowe $E_x(x, y_k, 0, s)$ oraz $E_z(x, y_k, z, s)$. Schematy zastępcze układu warstw dla polaryzacji TM i TE przedstawiono na rysunku 5.8 i rysunku 5.9.



Rysunek 5.8 Schemat dla polaryzacji „TM”



Rysunek 5.9 Schemat dla polaryzacji „TE”

Zależności opisujące obwód z rysunku 5.8 (polaryzacja TM):

$$\begin{aligned} E_0^{TM} &= J_0^{TM} \cdot Z_{C0}^{TM} = 2 \cdot H_i^{TM} \cdot Z_{C0}^{TM} = 2 \cdot \frac{E_i^{TM}}{\zeta_m} \cdot Z_{C0}^{TM} \\ E_0^{TM} &= 2 \cdot E_i^{TM} \cdot \cos \theta_0 \\ E_i^{TM} &= E_i \cdot \sin \theta_E \\ Z_{Cm}^{TM} &= \zeta_m \cdot \cos \theta_m \\ \zeta_m &= \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} = \frac{\zeta_0}{\sqrt{\epsilon_{rm}}} \\ U_m &= \gamma_m \cdot \cos \theta_m \\ \gamma_m &= s \cdot \sqrt{\epsilon_m \cdot \mu_m} = \frac{s}{v_m} \end{aligned} \quad (5.24)$$

Podobne zależności otrzymujemy dla obwodu z rysunku 5.9 (polaryzacja TE):

$$\begin{aligned} E_0^{TE} &= -2 \cdot E_i^{TE} \\ E_i^{TE} &= E_i \cdot \cos \theta_E \\ Z_{Cm}^{TE} &= \frac{\zeta_m}{\cos \theta_m} \\ \zeta_m &= \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} = \frac{\zeta_0}{\sqrt{\epsilon_{rm}}} \\ U_m &= \gamma_m \cdot \cos \theta_m \\ \gamma_m &= s \cdot \sqrt{\epsilon_m \cdot \mu_m} = \frac{s}{v_m} \end{aligned} \quad (5.25)$$

W obwodzie przedstawionym na rysunku 5.8 wyznaczamy:

$$V_1^{TM}(z) = \frac{E_0^{TM}}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} - e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}}$$

$$J_1^{TM} = \frac{E_0^{TM}}{Z_{C1}^{TM} + Z_{C0}^{TM}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} + e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}}$$

gdzie:

$$\rho_1^{TM} = \frac{Z_{C0}^{TM} - Z_{C1}^{TM}}{Z_{C0}^{TM} + Z_{C1}^{TM}} \quad \rho_2^{TM} = -1$$

$$\rho_1^{TM} = \frac{\zeta_0 \cdot \cos \theta_0 - \zeta_1 \cdot \cos \theta_1}{\zeta_0 \cdot \cos \theta_0 + \zeta_1 \cdot \cos \theta_1} = \frac{\varepsilon_r \cdot \cos \theta_0 - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0}}{\varepsilon_r \cdot \cos \theta_0 + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0}}$$

W obwodzie z rysunku 5.9 wyznaczamy:

$$V_1^{TE}(z) = \frac{E_0^{TE}}{1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} - e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}}$$

gdzie:

$$\rho_1^{TE} = \frac{Z_{C0}^{TE} - Z_{C1}^{TE}}{Z_{C0}^{TE} + Z_{C1}^{TE}} \quad \rho_2^{TE} = -1$$

$$\rho_1^{TE} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0} - \cos \theta_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0} + \cos \theta_0}$$

Wykorzystując zależności (5.24) i (5.25) otrzymujemy:

$$V_1^{TM}(z, s) = \frac{2 \cdot E_i^{TM} \cdot \cos \theta_0}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} - e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}} \quad (5.26)$$

$$J_1^{TM}(z, s) = \frac{2 \cdot E_i^{TM} \cdot \cos \theta_0}{Z_{C1}^{TM} + Z_{C0}^{TM}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} + e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}}$$

oraz

$$V_1^{TE}(z, s) = \frac{-2 \cdot E_i^{TE}}{1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}}} \cdot \frac{e^{-\frac{s}{v_1}z \cdot \cos \theta_1} - e^{-\frac{s}{v_1}(2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{-2 \cdot \frac{s}{v_1}h \cdot \cos \theta_1}} \quad (5.27)$$

Składowe pola elektrycznego we współrzędnych (ξ, η, z) otrzymujemy podstawiając zależności (5.26) i (5.27) do wzorów (5.20):

$$E_{1\xi}(\xi, z, s) = V_1^{TM}(z) \cdot e^{-\gamma \cdot \xi \cdot \sin \theta_1} = \frac{2 \cdot E_i^{TM} \cdot \cos \theta_0}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \xi \cdot \sin \theta_1}{v_1}}$$

$$E_{1\eta}(\xi, z, s) = -V_1^{TE}(z) \cdot e^{-\gamma \cdot \xi \cdot \sin \theta_1} = \frac{2 \cdot E_i^{TE}}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \xi \cdot \sin \theta_1}{v_1}}$$

$$E_{1z}(\xi, z, s) = -\zeta_1 \cdot \sin \theta_1 \cdot J_1^{TM} \cdot e^{-\gamma \cdot \xi \cdot \sin \theta_1} = -\frac{2 \cdot \zeta_1 \cdot \sin \theta_1 \cdot E_i^{TM} \cdot \cos \theta_0}{Z_{C1}^{TM} + Z_{C0}^{TM}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \xi \cdot \sin \theta_1}{v_1}}$$

Zastępując w powyższych wzorach współrzędną (ξ) współzrędnymi (x, y) i wykorzystując zależności (5.1), otrzymujemy:

$$E_{1x} = \frac{2 \cdot E_i \cdot \cos \theta_0 \cdot \sin \theta_E}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \sin \theta_1}{v_1} \cdot (-x \cdot \sin \phi_0 - y \cdot \cos \phi_0)}$$

$$E_{1y} = \frac{2 \cdot E_i \cdot \cos \theta_E}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \xi \cdot \sin \theta_1}{v_1} \cdot (-x \cdot \sin \phi_0 - y \cdot \cos \phi_0)}$$

$$E_{1z} = -\frac{2 \cdot \zeta_1 \cdot \sin \theta_1 \cdot E_i \cdot \cos \theta_0 \cdot \sin \theta_E}{Z_{C1}^{TM} + Z_{C0}^{TM}} \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} + e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}} \cdot e^{\frac{-s \cdot \xi \cdot \sin \theta_1}{v_1} \cdot (-x \cdot \sin \phi_0 - y \cdot \cos \phi_0)}$$

Składowa E_{1x} na granicy ośrodków, na podstawie zależności (5.2):

$$E_{1x} = -E_{1\xi} \cdot \sin \phi_0 + E_{1\eta} \cdot \cos \phi_0$$

$$E_{1x} = 2 \cdot E_i \cdot e^{\frac{s}{v_1} \cdot (x \cdot \sin \phi_0 \cdot \sin \theta_1 + y \cdot \cos \phi_0 \cdot \sin \theta_1)} \cdot \left[\frac{-\sin \theta_E \cdot \cos \theta_0 \cdot \sin \phi_0 \cdot \left(e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}} \right)}{\left(1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}} \right) \cdot \left(1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1} \right)} + \frac{\cos \theta_E \cdot \cos \phi_0 \cdot \left(e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}} \right)}{\left(1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}} \right) \cdot \left(1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1} \right)} \right]$$

Aby obliczenia prowadzone dla wzoru E_{1x} były bardziej przejrzyste, zostaną wprowadzone oznaczenia pomocnicze:

$$A(z) = \frac{2 \cdot \left(e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}} \right)}{\left(1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}} \right) \cdot \left(1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1} \right)}, \quad B(z) = \frac{2 \cdot \left(e^{\frac{-s \cdot z \cdot \cos \theta_1}{v_1}} - e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z) \cdot \cos \theta_1}{v_1}} \right)}{\left(1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}} \right) \cdot \left(1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1} \right)}$$

Dla $z=0$, tj. na granicy dwóch ośrodków, otrzymujemy:

$$A(z)|_{z=0} = \frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}}$$

$$B(z)|_{z=0} = \frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}}} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_1} \cdot \cos \theta_1}}$$

Podstawiając zależności: $v_1 = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, $\cos \theta_1 = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}{\sqrt{\epsilon_r}}$ otrzymujemy:

$$A(z)|_{z=0} = \frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}$$

$$B(z)|_{z=0} = \frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}}} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}$$

Przekształcając pierwsze czynniki poszczególnych wyrażeń do postaci:

$$\frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TM}}{Z_{C1}^{TM}}} = \frac{2 \cdot Z_{C1}^{TM}}{Z_{C0}^{TM} + Z_{C1}^{TM}} = 1 - \frac{Z_{C0}^{TM} - Z_{C1}^{TM}}{Z_{C0}^{TM} + Z_{C1}^{TM}} = 1 - \rho_1^{TM}$$

$$\frac{2}{1 + \frac{Z_{C0}^{TE}}{Z_{C1}^{TE}}} = \frac{2 \cdot Z_{C1}^{TE}}{Z_{C0}^{TE} + Z_{C1}^{TE}} = 1 - \frac{Z_{C0}^{TE} - Z_{C1}^{TE}}{Z_{C0}^{TE} + Z_{C1}^{TE}} = 1 - \rho_1^{TE}$$

otrzymujemy:

$$A(z)|_{z=0} = (1 - \rho_1^{TM}) \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}$$

$$B(z)|_{z=0} = (1 - \rho_1^{TE}) \cdot \frac{1 - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}$$

Wykonując dalsze przekształcenia mamy:

$$A(z)|_{z=0} = 1 - \frac{\rho_1^{TM} + e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}} = 1 - R^{TM}$$

$$B(z)|_{z=0} = 1 - \frac{\rho_1^{TE} + e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}} = 1 + R^{TE}$$

$$\text{gdzie: } R^{TM} = \frac{\rho_1^{TM} + e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}, \quad R^{TE} = \frac{-\rho_1^{TE} - e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TE} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}$$

Podstawiając przekształcone wyrażenia $A(z)|_{z=0}$ i $B(z)|_{z=0}$ do ogólnego wzoru opisującego składową E_{1x} , otrzymujemy:

$$E_{1x}(x, y_k, 0, s) = E_i(s) \cdot \left[-\sin \theta_E \cdot \cos \theta_0 \cdot \sin \phi_0 \cdot (1 - R^{TM}) + \cos \theta_E \cdot \cos \phi_0 \cdot (1 + R^{TE}) \right] \cdot e^{\frac{x \cdot s}{v_0} \sin \theta_0 \sin \phi_0} \cdot e^{\frac{y_k \cdot s}{v_0} \sin \theta_0 \cos \phi_0} \quad (5.28)$$

Składowa E_{1z} , dla $0 \leq z \leq h$ (h – grubość płytki PCB), jest opisana zależnością:

$$E_{1z}(x, y_k, z, s) = -E_i(s) \cdot \frac{\sin \theta_E \cdot \sin \theta_0}{\epsilon_r} \cdot (1 + \rho_1^{TM}) \cdot \frac{e^{\frac{-s \cdot z}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}} + e^{\frac{-s \cdot (2 \cdot h - z)}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{\frac{-2 \cdot s \cdot h}{v_0} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}} \cdot e^{\frac{x \cdot s}{v_0} \sin \theta_0 \sin \phi_0} \cdot e^{\frac{y_k \cdot s}{v_0} \sin \theta_0 \cos \phi_0} \quad (5.29)$$

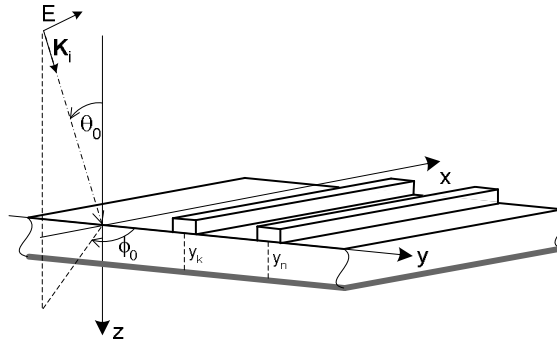
W artykule [16] przedstawiono zależności opisujące szczególny przypadek opisanej teorii. Wzory zamieszczone w nim zostały wyprowadzone dla pojedynczej ścieżki, położonej na PCB.

Podstawiając do zależności (5.28) i (5.29) wartości $\phi_0 = \phi - 90, \theta_0 = \theta, \theta_E = 90 - \gamma$ oraz uwzględniając, że $-\int_0^h \mathbf{E} \cdot d\mathbf{z} = \int_h^0 \mathbf{E} \cdot d\mathbf{z}$ otrzymujemy równania zgodne z równaniami na $E_L(x, y, s)$ i $E_T(x, y, s)$, opisanymi we wspomnianym artykule, co stanowi potwierdzenie poprawności przeprowadzonych wyprowadzeń.

5.2. Modelowanie oddziaływania pola EM na ścieżki położone na PCB

W podrozdziale 5.1.1 przedstawiono sposób wyznaczenia zależności opisujących składowe pola elektrycznego $E_x(x, y_k, 0, s)$ oraz $E_z(x, y_k, z, s)$. W następnej kolejności zostaną one wykorzystane do określenia rozłożonych źródeł napięciowych i prądowych, występujących w równaniach opisujących linię aktywną.

Przedstawione tutaj wyprowadzenia zostały wykonane dla układu współrzędnych znajdującego się na rysunku 5.10.



Rysunek 5.10 Ułożenie ścieżki na PCB

Ogólna postać równań opisujących linię aktywną:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial \mathbf{u}^0}{\partial x} &= \mathbf{R}^0 \cdot \mathbf{i}^0 + \mathbf{L}^0 \cdot \frac{\partial \mathbf{i}^0}{\partial t} - \mathbf{e}^0 \\ -\frac{\partial \mathbf{i}^0}{\partial x} &= \mathbf{G}^0 \cdot \mathbf{u}^0 + \mathbf{C}^0 \cdot \frac{\partial \mathbf{u}^0}{\partial t} - \mathbf{j}^0 \end{aligned} \quad (5.30)$$

gdzie:

- $\mathbf{u}^0, \mathbf{i}^0$ – oryginalne wektory napięć i prądów wzdłuż linii,
- $\mathbf{G}^0, \mathbf{C}^0, \mathbf{R}^0, \mathbf{L}^0$ – oryginalne macierze parametrów linii,
- $\mathbf{e}^0, \mathbf{j}^0$ – oryginalne wektory źródeł napięciowych i prądowych wzdłuż linii.

Indeks „0” oznacza wielkości absolutne (nie znormalizowane).

Źródła rozłożone, dla N-przewodowej linii aktywnej, występujące w (5.30) są określone zależnościami:

$$\mathbf{e}^0 = [e_1^0 \quad \dots \quad e_N^0]^T \quad \mathbf{j}^0 = [j_1^0 \quad \dots \quad j_N^0]^T \quad (5.31)$$

Na podstawie zależności zamieszczonych w [24] otrzymujemy równania opisujące źródła rozłożone \mathbf{e}^0 oraz \mathbf{j}^0 :

$$\begin{cases} \mathbf{e}^0 = \mathbf{E}_L(x, t) - \frac{\partial \mathbf{E}_T(x, t)}{\partial x} \\ \mathbf{j}^0 = -\mathbf{G}_L \cdot \mathbf{E}_T(x, t) - \mathbf{C} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}_T(x, t)}{\partial x} \end{cases} \quad (5.32)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_L(x, t) &= [E_x(x, y_1, 0, t) \quad \dots \quad E_x(x, y_k, z_k, t)]^T \\ \mathbf{E}_T(x, t) &= \int_0^h [E_z(x, y_1, z, t) \quad \dots \quad E_z(x, y_k, z, t)]^T dz = [E_T(x, y_1, t) \quad \dots \quad E_T(x, y_k, t)]^T \end{aligned}$$

h – grubość warstwy PCB.

Sposób wyznaczenia składowych $E_x(x, y_k, z_k, t)$ oraz $E_z(x, y_k, z, t)$ przedstawiono w podrozdziale 5.1.1. Rozważania zostały przeprowadzone dla pojedynczej ścieżki położonej na PCB.

Zapisując układ równań (5.32) w postaci skalarnej, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} e_k^0 &= E_x(x, y_k, z_k, t) - \frac{\partial}{\partial x} \cdot \int_0^h E_z(x, y_k, z, t) dz \\ j_k^0 &= -\sum_{m=1}^N \left[G_{k,m} \cdot E_{T,m}(x, t) - \frac{\partial E_{T,m}(x, t)}{\partial t} \right] \\ k &= 1, \dots, N \end{aligned} \quad (5.33)$$

Dla pojedynczej ścieżki, położonej na PCB, k=1, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} e_1^0 &= E_x(x, t) - \frac{\partial}{\partial x} \cdot \int_0^h E_z(x, z, t) dz \\ j_1^0 &= -G \cdot E_T(x, t) - \frac{\partial E_T(x, t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (5.34)$$

Dalsze rozważania wygodniej będzie przeprowadzić w dziedzinie częstotliwości zespolonej „s”. W tym celu równania (5.33) poddajemy przekształceniu Laplace’a:

A) Pole wzdluzne (wzdłuż miejsca, gdzie leżałaby ścieżka), na podstawie (5.28)

$$E_x(x, y_k, s) = E_t(s) \cdot F(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} = E_L(x, y_k, s) \quad (5.35)$$

gdzie:

$$F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) = \left[\cos \phi_0 \cdot \cos \theta_E \cdot [1 + R^{TE}(s, \theta_0)] - \sin \phi_0 \cdot \sin \theta_E \cdot \cos \theta_0 \cdot [1 - R^{TM}(s, \theta_0)] \right] \quad (5.36)$$

$$R^{TE}(s, \theta_0) = \frac{\rho_1^{TE} + e^{-sT_\varepsilon}}{\rho_1^{TE} \cdot e^{-sT_\varepsilon} - 1} \quad T_\varepsilon = \frac{2 \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0}$$

$$R^{TM}(s, \theta_0) = \frac{\rho_1^{TM} + e^{-sT_\varepsilon}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-sT_\varepsilon}} \quad v_x = \frac{v_0}{\sin \theta_0 \cdot \sin \phi_0} \quad v_y = \frac{v_0}{\sin \theta_0 \cdot \cos \phi_0}$$

$E_i(s)$ – zakłócające pole elektryczne

B) Pole poprzeczne (w podłożu), uwzględniając (5.29)

$$E_T(x, y_k, s) = E_i(s) \cdot \frac{v_0}{s} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k}$$

$$F_h(s, \theta_0, \theta_E) = \frac{\sin \theta_E \cdot \sin \theta_0}{\varepsilon_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_0}} \cdot (1 + \rho_1^{TM}) \cdot \frac{1 - e^{-sT_\varepsilon}}{1 + \rho_1^{TM} \cdot e^{-sT_\varepsilon}}$$

Wzory na SEM autonomiczną rozłożoną [23], [25]:

$$E_k^0(x, s) = E_L(x, y_k, s) - \frac{\partial}{\partial x} \cdot E_T(x, y_k, s)$$

$$E_k^0(x, s) = E_i(s) \cdot F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} - E_i(s) \cdot \frac{v_0}{s} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \cdot \frac{s}{v_x} \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k}$$

czyli:

$$E_k^0 = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \quad (5.37)$$

Zależności na rozłożone, autonomiczne źródła prądu:

$$J_k^0(x, s) = - \sum_{m=1}^N \left[G_{k,m} \cdot E_T(x, y_m, s) + s \cdot C_{k,m} \cdot E_T(x, y_m, s) \right] \quad (5.38)$$

W naszym przypadku zakładamy, że dielektryk jest doskonały, czyli $G_{k,m} \equiv 0$. Wobec tego równanie (5.38) uprości się do:

$$J_k^0(x, s) = -s \cdot \sum_{m=1}^N C_{k,m} \cdot E_T(x, y_m, s) \quad (5.39)$$

i przyjmie ostatecznie postać:

$$J_k^0(x, s) = -E_i(s) \cdot v_0 \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot \sum_{m=1}^N C_{k,m} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \quad (5.40)$$

W pracy [6] wyprowadzono, metodą kolejnych przybliżeń, przybliżenie pierwszego rzędu macierzy rozproszenia linii N-przewodowej pasywnej. Poniżej zostanie przedstawione rozszerzenie opisanego sposobu na przypadek linii N-przewodowej aktywnej. Znormalizowane równania tej linii mają postać:

$$-\frac{\partial \mathbf{u}}{\partial \xi} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i} + \mathbf{L} \cdot \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \tau} - \mathbf{e} \quad -\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \xi} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{C} \cdot \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial \tau} - \mathbf{j} \quad (5.41)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \mathbf{u}^0 \cdot \sqrt{Y_{C1}}, & \mathbf{i} &= \mathbf{i}^0 \cdot \sqrt{Z_{C1}}, & \mathbf{e} &= l \cdot \sqrt{Y_{C1}} \cdot \mathbf{e}^0, & \mathbf{j} &= l \cdot \sqrt{Z_{C1}} \cdot \mathbf{j}^0, \\ Z_{C1} &= \sqrt{\frac{L_{1,1}^0}{C_{1,1}^0}} = Y_{C1}^{-1}, \\ \mathbf{L} &= \frac{\mathbf{L}^0}{L_{1,1}}, & \mathbf{C} &= \frac{\mathbf{C}^0}{C_{1,1}}, & \mathbf{R} &= l \cdot Y_{C1} \cdot \mathbf{R}^0, & \mathbf{G} &= l \cdot Y_{C1} \cdot \mathbf{G}^0 \end{aligned}$$

- ξ, τ – współrzędne położenia i czasu znormalizowane w stosunku do długości i czasu opóźnienia pierwszej linii,
- \mathbf{u}, \mathbf{i} – znormalizowane wektory napięć i prądów wzdłuż linii,
- $\mathbf{G}, \mathbf{C}, \mathbf{R}, \mathbf{L}$ – znormalizowane i oryginalne macierze parametrów linii,
- \mathbf{e}, \mathbf{j} – znormalizowane wektory źródeł napięciowych i prądowych wzdłuż linii,
- \mathbf{v}, \mathbf{i} – znormalizowane wektory napięć i prądów wzdłuż linii,

Równania (5.41) rozprzęgamy (częściowo) [5] za pomocą transformacji:

$$\mathbf{u} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{v} \quad \mathbf{i} = \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{i}_p \quad (5.42)$$

gdzie:

$$\mathbf{X} = \mathbf{L}^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot \text{diag} \left[\lambda_k^{-1/2} \right], \quad \mathbf{P} = \text{diag} \left[\lambda_k^{-1/2} \right] \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{L}^{1/2}, \quad \mathbf{L}^{1/2} \cdot \mathbf{C} \mathbf{L}^{1/2} = \mathbf{W} \cdot \text{diag} \left[\lambda_k^{-1/2} \right] \cdot \mathbf{W}^{-1}$$

W miejsce wektorów napięć i prądów wprowadzamy jako zmienne zależne fale prądowe, postępującą (padającą) i powrotną (odbita), w postaci:

$$\mathbf{i}_{p-}(\xi, \tau) = (\mathbf{v} - \mathbf{i}_p)(\xi, \tau) \quad \mathbf{i}_{p+}(\xi, \tau) = (\mathbf{v} + \mathbf{i}_p)(\xi, \tau) \quad (5.43)$$

Źródła rozłożone w postaci falowej mają postać:

$$\mathbf{j}_-(\xi, \tau) = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{e} - \mathbf{P} \cdot \mathbf{j} \quad \mathbf{j}_+(\xi, \tau) = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{e} + \mathbf{P} \cdot \mathbf{j} \quad (5.44)$$

Kolejnym krokiem jest przejście od równań różniczkowych (5.41) do równań całkowych w dziedzinie częstotliwości znormalizowanej „p” [5] i przedstawienie ich w postaci:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_-(\xi, p) &= e^{-\mathbf{a}(1-\xi)} \cdot \mathbf{I}_-(1, \rho) - \int_{\xi}^1 e^{-\mathbf{a}(\rho-\xi)} \cdot [\mathbf{P}_{10} \cdot \mathbf{I}_-(\rho, p) - \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{I}_+(\rho, p)] \cdot d\xi - \mathbf{J}_{1-}(\xi, p) \quad a) \\ \mathbf{I}_+(\xi, p) &= e^{-\mathbf{a}(1-\xi)} \cdot \mathbf{I}_+(0, \rho) - \int_0^{\xi} e^{-\mathbf{a}(\xi-\rho)} \cdot [\mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{I}_-(\rho, p) - \mathbf{P}_{10} \cdot \mathbf{I}_+(\rho, p)] \cdot d\xi - \mathbf{J}_{1+}(\xi, p) \quad b) \end{aligned} \quad (5.45)$$

gdzie:

$$\mathbf{J}_{1-}(\xi, p) = \int_{\xi}^1 e^{-\mathbf{a}(\rho-\xi)} \cdot \mathbf{j}_-(\rho, p) \cdot d\rho, \quad \mathbf{J}_{1+}(\xi, p) = \int_0^{\xi} e^{-\mathbf{a}(\xi-\rho)} \cdot \mathbf{j}_+(\rho, p) \cdot d\rho \quad (5.46)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \text{diag}[\lambda_k] \cdot p + \text{diag}[P_{1_{k,k}}], & p &= sT \\ \mathbf{P}_{10} &= \mathbf{P}_1 - \text{diag}[P_{1_{k,k}}], & \mathbf{P}_1 &= \frac{1}{2} \cdot [\mathbf{R}_1 + \mathbf{G}_1], & \mathbf{P}_2 &= \frac{1}{2} \cdot [\mathbf{R}_1 - \mathbf{G}_1] \\ \mathbf{R}_1 &= \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{P}^{-1}, & \mathbf{G}_1 &= \mathbf{X} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{P} \end{aligned}$$

Równanie (5.45) rozwiązujemy metodą kolejnych przybliżeń [6]. Pierwsze przybliżenie ma postać opisaną w [3], [4]:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_1(p) &= \mathbf{S}_1(p) \cdot \mathbf{A}_1(p) + \mathbf{S}_2(p) \cdot \mathbf{A}_2(p) - \mathbf{J}_1(p) + \mathbf{J}_{1p}(p) \\ \mathbf{B}_2(p) &= \mathbf{S}_2(p) \cdot \mathbf{A}_1(p) + \mathbf{S}_1(p) \cdot \mathbf{A}_2(p) + \mathbf{J}_2(p) - \mathbf{J}_{2p}(p) \end{aligned} \quad (5.47)$$

gdzie:

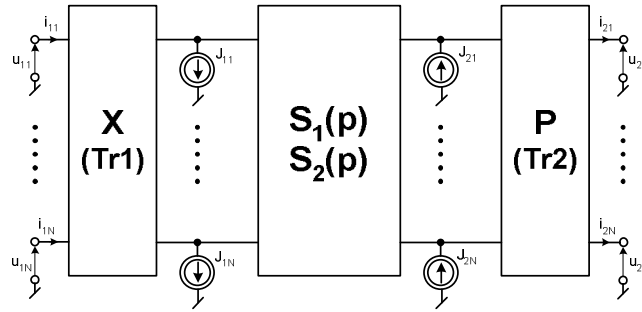
$$\begin{aligned} B_1(p) &= I_-(0, p), & B_2(p) &= I_+(1, p) \\ A_1(p) &= I_+(0, p) & A_2(p) &= I_-(1, p) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_1(p) &= \mathbf{J}_{1-}(0, p), & \mathbf{J}_2(p) &= \mathbf{J}_{1+}(1, p) \\ \mathbf{J}_{1p}(p) &= \int_0^1 e^{-\mathbf{a}(\rho)} \cdot [\mathbf{P}_{10} \cdot \mathbf{J}_{1-}(\rho, p) + \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{J}_{1+}(\rho, p)] \cdot d\rho \\ \mathbf{J}_{2p}(p) &= \int_0^1 e^{-\mathbf{a}(1-\rho)} \cdot [\mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{J}_{1-}(\rho, p) + \mathbf{P}_{10} \cdot \mathbf{J}_{1+}(\rho, p)] \cdot d\rho \end{aligned} \quad (5.48)$$

Aproksymacja pierwszego rzędu macierzy $\mathbf{S}_1(p)$ i $\mathbf{S}_2(p)$ została wyznaczona w [5] i ma postać:

$$\begin{aligned} S_{1_{i,j}}(p) &= \frac{P_{2_{i,j}}}{\lambda_i + \lambda_j} \cdot \left[\frac{1}{p + \alpha_{i,j}} - e^{-\alpha_{i,j}} \cdot \frac{e^{-p(\lambda_i + \lambda_j)}}{p + \alpha_{i,j}} \right], & \alpha_{i,j} &= \frac{P_{1_{i,i}} + P_{1_{j,j}}}{\lambda_i + \lambda_j} \\ S_{2_{i,j}}(p) &= \frac{P_{1_{i,j}}}{\lambda_i - \lambda_j} \cdot \left[e^{-P_{1_{i,i}}} \cdot \frac{e^{-p \cdot \lambda_i}}{p + \beta_{i,j}} - e^{-P_{1_{j,j}}} \cdot \frac{e^{-p \cdot \lambda_j}}{p + \beta_{i,j}} \right], & \beta_{i,j} &= \frac{P_{1_{i,i}} - P_{1_{j,j}}}{\lambda_i - \lambda_j}, \quad i \neq j \\ S_{2_{i,i}}(p) &= e^{-P_{1_{i,i}}} \cdot e^{-p \cdot \lambda_j}, \quad i = j \end{aligned} \quad (5.49)$$

Łącząc równania (5.42) i (5.47) otrzymujemy obwód równoważny (w przybliżeniu) N-przewodowej aktywnej linii transmisyjnej – rysunek 5.11.



Rysunek 5.11 N-przewodowa aktywna linia transmisyjna

Przeniesienie obwodu przedstawionego na rysunku 5.11, do programu Spice, można podzielić na dwa etapy:

- 1) realizacja źródeł sterowanych,
- 2) realizacja źródeł autonomicznych.

Pierwszy etap realizowany jest na podstawie zależności $S_1(p)$ i $S_2(p)$ (5.49), przy wykorzystaniu możliwości programu Spice.

Drugi etap rozpoczyna się wyprowadzeniem wzorów na $J_1(p)$, $J_2(p)$, $J_{1p}(p)$ i $J_{2p}(p)$. Zgodnie z [3], [4], dla linii o małych stratach, słuszne jest oszacowanie:

$$\left[\|\mathbf{P}_{10}\| + \|\mathbf{P}_2\| \right]_{\max} \cdot \left(\frac{1 - e^{-P_{1k,k}}}{P_{1k,k}} \right) \ll 1 \quad (5.50)$$

Wobec tego możemy pominąć źródła J_{1p} i J_{2p} .

Uwzględniając to założenie, na podstawie (5.46) i (5.48), otrzymujemy:

$$\mathbf{J}_1(p) = \int_0^1 e^{-a \cdot \rho} \cdot \mathbf{j}_-(\rho, p) \cdot d\rho, \quad \mathbf{J}_2(p) = \int_0^1 e^{-a(1-\rho)} \cdot \mathbf{j}_+(\rho, p) \cdot d\rho \quad (5.51)$$

i dalej:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_1(p) &= \int_0^1 e^{-a \cdot \rho} \cdot \left[\mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\rho, p) - \mathbf{P} \cdot \mathbf{j}(\rho, p) \right] \cdot d\rho & a) \\ \mathbf{J}_2(p) &= \int_0^1 e^{-a(1-\rho)} \cdot \left[\mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\rho, p) + \mathbf{P} \cdot \mathbf{j}(\rho, p) \right] \cdot d\rho & b) \end{aligned} \quad (5.52)$$

lub

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_1(p) &= \int_0^1 e^{-a \cdot \rho} \cdot \left[\mathbf{X}^{-1} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \mathbf{e}^0(\rho, p) - \mathbf{P} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot j^0(\rho, p) \right] \cdot d\rho & a) \\ \mathbf{J}_2(p) &= \int_0^1 e^{-a(1-\rho)} \cdot \left[\mathbf{X}^{-1} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \mathbf{e}^0(\rho, p) + \mathbf{P} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot j^0(\rho, p) \right] \cdot d\rho & b) \end{aligned} \quad (5.53)$$

gdzie: $\mathbf{e} = l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \mathbf{e}^0$, $\mathbf{j} = l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \mathbf{j}^0$

W celu przeprowadzenia całkowania w równaniach (5.53) wygodnie jest zapisać te równania skalarnie.

$$J_{1k}(p) = \int_0^1 e^{-a_k \cdot \rho} \cdot \left[\sum_{m=1}^N (\mathbf{X}^{-1})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot e_m^0(\rho, p) - \sum_{m=1}^N (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot j_m^0(\rho, p) \right] \cdot d\rho \quad a)$$

$$J_{2k}(p) = \int_0^1 e^{-a_k(1-\rho)} \cdot \left[\sum_{m=1}^N (\mathbf{X}^{-1})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot e_m^0(\rho, p) + \sum_{m=1}^N (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot j_m^0(\rho, p) \right] \cdot d\rho \quad b)$$

Po oznaczeniu $\mathbf{X}^{-1} = \chi_{k,m}$ i wykonaniu przekształceń otrzymujemy:

$$J_{1k}(p) = \sum_{m=1}^N \left[\chi_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \int_0^1 e^{-a_k \cdot \rho} \cdot e_m^0(\rho, p) \cdot d\rho - (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \int_0^1 e^{-a_k \cdot \rho} \cdot j_m^0(\rho, p) \cdot d\rho \right]$$

$$J_{2k}(p) = \sum_{m=1}^N \left[\chi_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \int_0^1 e^{-a_k(1-\rho)} \cdot e_m^0(\rho, p) \cdot d\rho + (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot \int_0^1 e^{-a_k(1-\rho)} \cdot j_m^0(\rho, p) \cdot d\rho \right] \quad (5.54)$$

$k = 1, \dots, N$

Wprowadzamy oznaczenia całek:

$$EP1_{k,m}(p) = \int_0^1 e^{-a_k \cdot \rho} \cdot e_m^0(\rho, p) \cdot d\rho \quad JP1_{k,m}(p) = \int_0^1 e^{-a_k \cdot \rho} \cdot j_m^0(\rho, p) \cdot d\rho$$

$$EP2_{k,m}(p) = \int_0^1 e^{-a_k(1-\rho)} \cdot e_m^0(\rho, p) \cdot d\rho \quad JP2_{k,m}(p) = \int_0^1 e^{-a_k(1-\rho)} \cdot j_m^0(\rho, p) \cdot d\rho \quad (5.55)$$

Na podstawie (5.46) mamy:

$$a_k(p) = \lambda_k \cdot p + \mathbf{P}_{1,k,k} = \lambda_k \cdot p + \alpha_k \quad \alpha_k = \mathbf{P}_{1,k,k}$$

Podstawiając (5.55) do (5.54) otrzymujemy:

$$J_{1k}(p) = \sum_{m=1}^N \left[\chi_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot EP1_{k,m}(p) - (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot JP1_{k,m}(p) \right]$$

$$J_{2k}(p) = \sum_{m=1}^N \left[\chi_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot EP2_{k,m}(p) + (\mathbf{P})_{k,m} \cdot l \cdot \sqrt{Y_{cl}} \cdot JP2_{k,m}(p) \right] \quad (5.56)$$

Obecnie we wzorach (5.55) i (5.56) przejdziemy od zmiennej bezwymiarowej „p” do zmiennej „s” [rad/s], $p = s \cdot T$, gdzie $T = l \cdot \sqrt{L_{11}} \cdot C_{11}$ i jest stałą normalizującą czas, oraz od zmiennej „p” do zmiennej „x”, $\rho = \frac{x}{l}$. W rezultacie otrzymujemy:

$$E1_{k,m}(s) = T \cdot EP1_{k,m}(p) \Big|_{p=sT} = T \cdot \int_0^1 e^{-a_k(sT) \cdot \rho} \cdot E_m^0(\rho, sT) \cdot d\rho = T \cdot \int_0^l e^{-a_k(sT) \frac{x}{l}} \cdot E_m^0\left(\frac{x}{l}, sT\right) \cdot \frac{dx}{l}$$

$$T \cdot E_m^0\left(\frac{x}{l}, sT\right) = E_{a,m}(x, s)$$

Wobec tego:

$$E1_{k,m}(s) = \frac{1}{l} \cdot \int_0^l E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \cdot e^{-a_k(sT) \frac{x}{l}} \cdot dx$$

czyli:

$$E1_{k,m}(s) = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \cdot \frac{1}{l} \cdot \int_0^l e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{-a_k(sT) \frac{x}{l}} \cdot dx \quad (5.57)$$

Wyznaczając całki w równaniu (5.57) otrzymujemy:

$$E1_{k,m}(s) = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \cdot \frac{1 - e^{-\alpha_m} \cdot e^{-s \cdot \left(\lambda_m \cdot T - \frac{l}{v_x} \right)}}{\lambda_m + s \cdot \left(\lambda_m \cdot T - \frac{l}{v_x} \right)} \quad (5.58)$$

podobnie dla $J1_{k,m}(s)$:

$$J1_{k,m}(s) = -E_i(s) \cdot v_0 \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \cdot \left[\sum_{j=1}^N C_{k,j} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_j} \right] \cdot \frac{1 - e^{-\alpha_m} \cdot e^{-s \cdot \left(\lambda_m \cdot T - \frac{l}{v_x} \right)}}{\lambda_m + s \cdot \left(\lambda_m \cdot T - \frac{l}{v_x} \right)} \quad (5.59)$$

W podobny sposób przekształcamy pozostałe wyrażenia występujące w (5.55) i otrzymujemy:

$$E2_{k,m}(s) = T \cdot EP2_{k,m}(p) \Big|_{p=sT} =$$

$$= \frac{1}{l} \cdot \int_0^l E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_k} \cdot e^{-a_k(sT) \left(1 - \frac{x}{l} \right)} \cdot dx$$

$$E2_{k,m}(s) = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_m} \cdot \frac{e^{-a_k(sT)}}{l} \cdot \int_0^l e^{\frac{s}{v_x} \cdot x} \cdot e^{a_k(sT) \frac{x}{l}} \cdot dx$$

$$E2_{k,m}(s) = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{v_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_m} \cdot e^{-\alpha_m} \cdot e^{-s \cdot \lambda_m \cdot T} \cdot \frac{e^{\alpha_m} \cdot e^{s \cdot \left(\lambda_m \cdot T - \frac{l}{v_x} \right)} - 1}{\alpha_m + s \cdot \left(\lambda_m \cdot T + \frac{l}{v_x} \right)}$$

Ostatecznie dla $E2_{k,m}(s)$ otrzymujemy:

$$E2_{k,m}(s) = E_i(s) \cdot \left[F_x(s, \phi_0, \theta_E, \theta_0) - \frac{V_0}{v_x} \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \right] \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_m} \cdot \frac{e^{\frac{s \cdot l}{v_x}} - e^{-\alpha_m} \cdot e^{-s \cdot \lambda_m \cdot T}}{\alpha_m + s \cdot \left(\lambda_m \cdot T + \frac{l}{v_x} \right)} \quad (5.60)$$

oraz dla $J2_{k,m}(s)$:

$$J1_{k,m}(s) = -E_i(s) \cdot F_h(s, \theta_0, \theta_E) \left[\sum_{j=1}^N C_{k,j} \cdot e^{\frac{s}{v_y} \cdot y_j} \right] \cdot \frac{e^{\frac{s \cdot l}{v_x}} - e^{-\alpha_m} \cdot e^{-s \cdot \lambda_m \cdot T}}{\alpha_m + s \cdot \left(\lambda_m \cdot T + \frac{l}{v_x} \right)} \quad (5.61)$$

5.3. Model PCB iluminowanej polem EM opracowany dla programu Spice

Przechodząc do zmiennej „s” w równaniu (5.56) i podstawiając zależności (5.58), (5.59), (5.60) oraz (5.61) otrzymujemy:

$$J_{1k}(s) = E_i(s) \cdot H_{1,k}(s) \cdot \left(1 - e^{-R_{1k}} \cdot e^{-s(T_k + T_z)} \right) \cdot \sum_{i=1}^N \left[J_{E1k} \cdot (A_1 \cdot H_3(s) + A_2 \cdot H_4(s) + A_3 \cdot H_5(s)) \cdot X_{0,k,i} + J_{P1k} \cdot A_4 \cdot H_5(s) \cdot w \cdot W_{k,i} \right] \cdot e^{-s \cdot T_{yi}} \quad (5.62)$$

$$J_{2k}(s) = E_i(s) \cdot H_{2,k}(s) \cdot \left(e^{-s \cdot T_z} - e^{-R_{2k}} \cdot e^{-s \cdot T_k} \right) \cdot \sum_{i=1}^N \left[J_{E2k} \cdot (A_1 \cdot H_3(s) + A_2 \cdot H_4(s) + A_3 \cdot H_5(s)) \cdot X_{0,k,i} - J_{P2k} \cdot A_4 \cdot H_5(s) \cdot w \cdot W_{k,i} \right] \cdot e^{-s \cdot T_{yi}}$$

$k = 1 \dots N$

gdzie:

$$J_{E1k} = \frac{l \cdot \sqrt{Y_{c1}}}{T_k + T_z}, \quad J_{P1k} = \frac{l \cdot \sqrt{Z_{c1}}}{T_k + T_z}, \quad J_{E2k} = \frac{l \cdot \sqrt{Y_{c1}}}{T_k - T_z}, \quad J_{P2k} = \frac{l \cdot \sqrt{Z_{c1}}}{T_k - T_z},$$

$$A_1 = \cos \theta_E \cdot \cos \theta_0, \quad A_2 = \cos \theta_E \cdot \cos \theta_0 \cdot \sin \phi_0, \quad A_3 = \frac{V_0 \cdot \sin \theta_E \cdot \sin \theta_0}{V_z \cdot \epsilon_r \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}},$$

$$A_4 = \frac{V_0 \cdot \sin \theta_E \cdot \sin \theta_0}{\epsilon_r \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}}, \quad T_k = \lambda_k \cdot l \cdot \sqrt{L_{1,1} \cdot C_{1,1}}, \quad T_z = \frac{l}{V_z}, \quad T_{yi} = \frac{y_i}{V_y}, \quad W_{k,i} = \sum_{m=1}^N P_{k,m} \cdot C_{m,i},$$

$$H_{1,k}(s) = \frac{1}{s + \frac{P_{1,k}}{T_k + T_z}}, \quad H_{2,k}(s) = \frac{1}{s + \frac{P_{1,k}}{T_k - T_z}}, \quad H_3(s) = 1 + R^{TE}(s), \quad H_4(s) = 1 - R^{TM}(s),$$

$$H_5(s) = (1 + r^{TM}) \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_z}}{1 + r^{TM} \cdot e^{-s \cdot T_z}}, \quad T_\epsilon = \frac{2 \cdot h}{v_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_0}$$

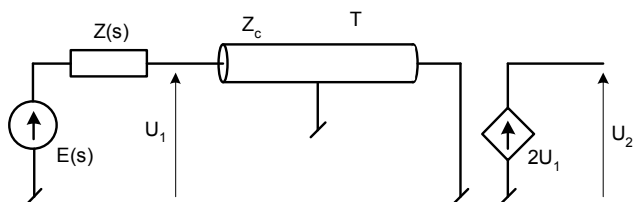
Modelowanie transmitancji $H_{1,k}(s)$ i $H_{2,k}(s)$ w programie Spice jest łatwe i może być zrealizowane przy wykorzystaniu układów pierwszego rzędu. Realizacja transmitancji $H_3(s)$, $H_4(s)$ i $H_5(s)$ zostanie przedstawiona poniżej. Funkcje te możemy zapisać w postaci:

$$H_3(s) = \frac{U_2(s)}{E(s)} = 2 \cdot \frac{(1 - \rho^{TE})}{2} \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_\varepsilon}}{1 + \rho^{TE} \cdot e^{-s \cdot T_\varepsilon}}$$

$$H_4(s) = \frac{U_1(s)}{E(s)} = 2 \cdot \frac{(1 - \rho^{TM})}{2} \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_\varepsilon}}{1 + \rho^{TM} \cdot e^{-s \cdot T_\varepsilon}}$$

$$H_5(s) = \frac{U_2(s)}{E(s)} = 2 \cdot \frac{(1 + \rho^{TM})}{2} \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_\varepsilon}}{1 + \rho^{TM} \cdot e^{-s \cdot T_\varepsilon}}$$

Układową realizację transmitancji $H_3(s)$ i $H_4(s)$ przedstawiono na rysunku 5.12, a transmitancji $H_5(s)$ na rysunku 5.13. Sposób wyznaczenia liczbowych wartości parametrów opisujących przedstawione układy zamieszczono obok rysunków.



Rysunek 5.12 Realizacja funkcji $H_3(s)$ i $H_4(s)$

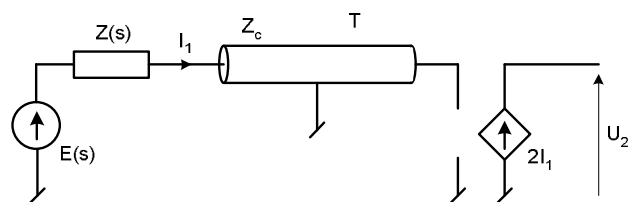
Parametry obwodu dla funkcji $H_3(s)$

$$Z_c = 1, \quad T = \frac{T_\varepsilon}{2}, \quad Z_s = Z_c \cdot \frac{1 + \rho^{TE}}{1 - \rho^{TE}},$$

$$H_3(s) \equiv 0 \quad \text{dla} \quad \theta_p = 90^\circ$$

Parametry obwodu dla funkcji $H_4(s)$

$$Z_c = 1, \quad T = \frac{T_\varepsilon}{2}, \quad Z_s = Z_c \cdot \frac{1 + \rho^{TM}}{1 - \rho^{TM}}$$



Rysunek 5.13 Realizacja funkcji $H_5(s)$

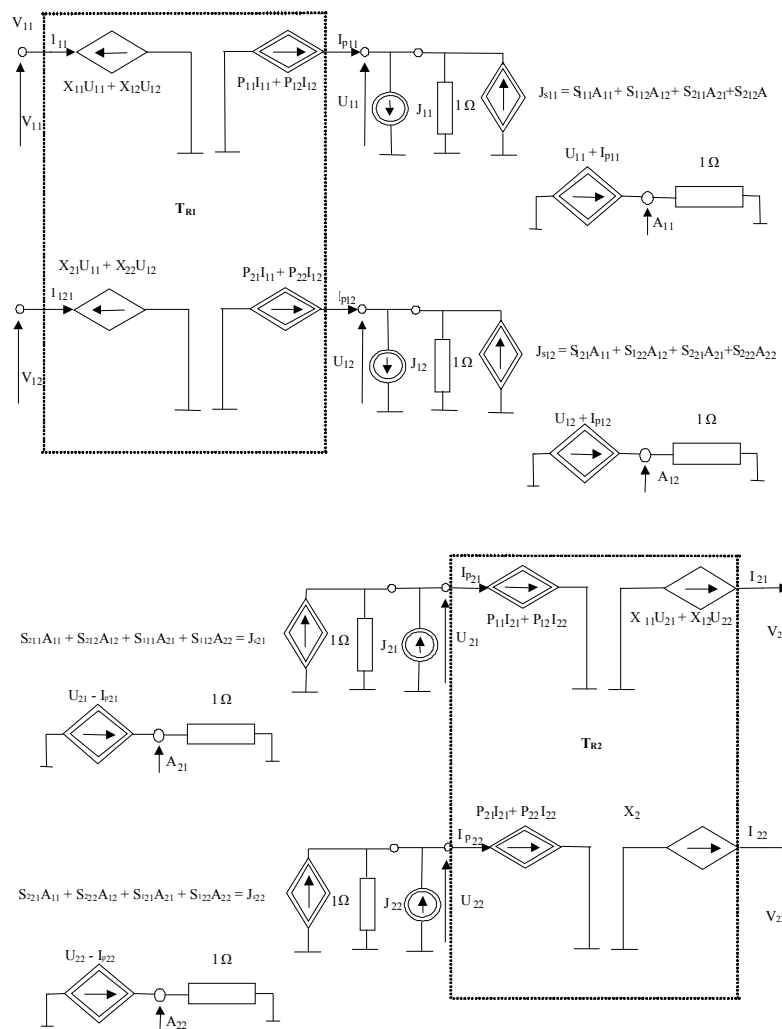
Parametry obwodu dla funkcji $H_5(s)$

$$Z_c = 1, \quad T = \frac{T_\varepsilon}{2}, \quad Z_s = Z_c \cdot \frac{1 - \rho^{TM}}{1 + \rho^{TM}},$$

$$H_5(s) \equiv 0 \quad \text{dla} \quad \theta_p = 90^\circ$$

Przy modelowaniu układów z rysunków 5.12 i 5.13 w programie Spice, wykorzystano m.in. model bezstratnej linii transmisyjnej.

Na rysunku 5.14 przedstawiono przykładową realizację 2-przewodowej, aktywnej, stratnej linii transmisyjnej, wykonaną w programie PSpice. Poszczególne bloki tego obwodu są zgodne z modelem N-przewodowej aktywnej linii transmisyjnej, przedstawionym na rysunku 5.11 i dają się łatwo wyodrębnić.



Rysunek 5.14 Model dwuwęściowej, aktywnej, stratnej linii transmisyjnej

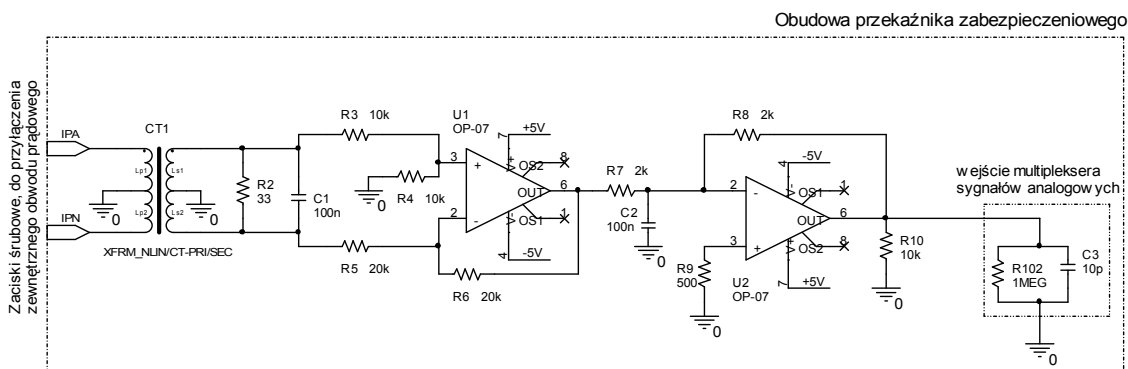
Wykorzystanie modelu aktywnej, stratnej linii transmisyjnej, zrealizowanego w programie PSpice zostanie przedstawione w rozdziale 6.

6. Modelowanie obwodów wejściowych urządzeń pomiarowych

Wejścia i wyjścia urządzeń elektronicznych stanowią drogę jego kontaktu ze światem zewnętrznym. Od strony użytkownika, widoczne są tylko gniazda wejściowe. Od nich, wewnątrz urządzenia, biorą początek obwody wejściowe, które ogólnie można podzielić na wejścia analogowe oraz wejścia dwustanowe. Analogicznie wygląda sytuacja dla wyjść sygnałowych. W kolejnych podrozdziałach zostaną przedstawione niektóre z rozwiązań wejściowych obwodów pomiarowych i dwustanowych.

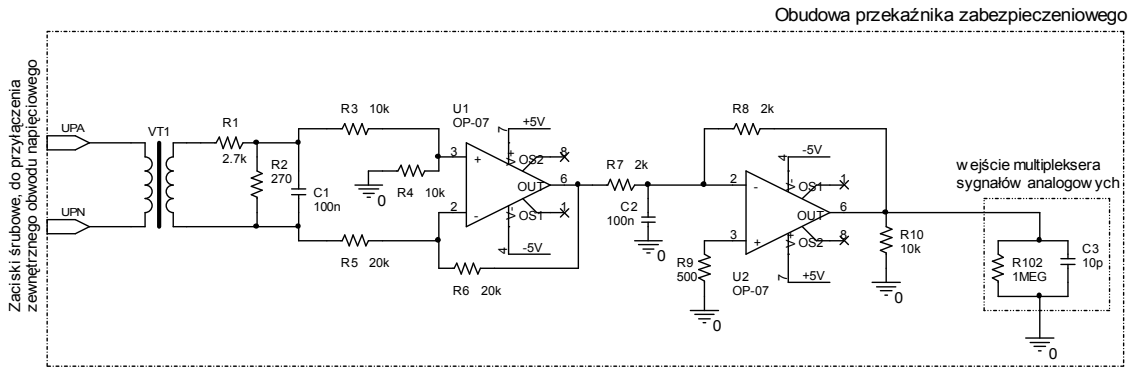
6.1. Wejścia pomiarowe wielkości analogowych

Przedstawiony na rysunku 6.1 obwód elektryczny jest jednym z rozwiązań stosowanym w torze pomiaru prądu fazowego. Zakres mierzonych wartości prądu wynosi od 100mA do 100A (podane wartości są wartościami skutecznymi), z rozdzielczością 10mA. Układ zapewnia izolację galwaniczną (przekładnik CT1) oraz przetworzenie sygnału pomiarowego (CT1, R2 oraz wzmacniacz operacyjny U1 wraz z elementami zewnętrznymi) do poziomu odpowiedniego dla multiplexera sygnałów analogowych i przetwornika analogowo-cyfrowego. Elementy R7, C2 stanowią filtr dolnoprzepustowy ograniczający pasmo mierzonego sygnału analogowego. Pełnią one również funkcję filtra antyaliasingowego, zapobiegającego nadpróbkowaniu. Wzmacniacz operacyjny U2 wraz z elementami zewnętrznymi stanowi bufor i jednocześnie ostatni stopień dopasowania poziomu sygnału analogowego.



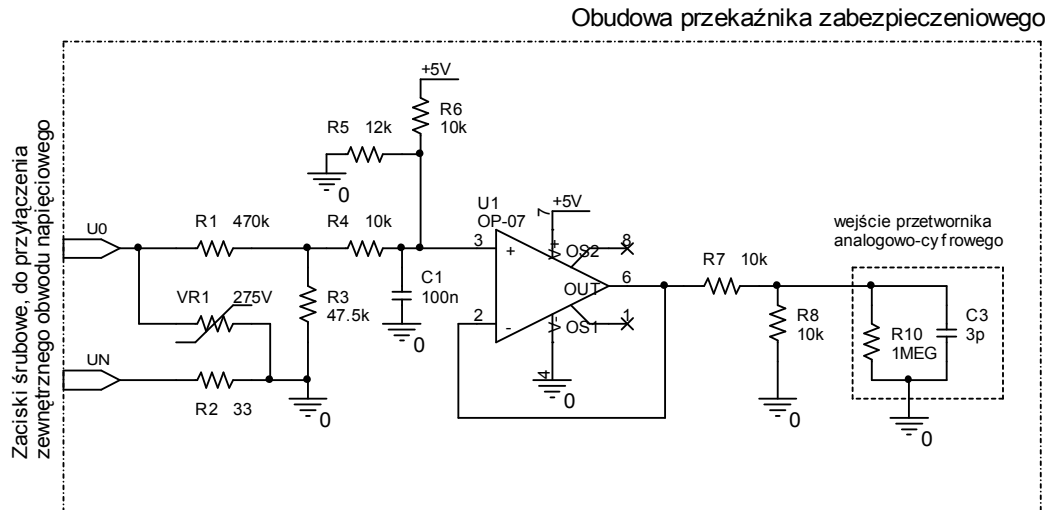
Rysunek 6.1 Schemat elektryczny obwodu do pomiaru prądu elektrycznego

Po wprowadzeniu niewielkich zmian przedstawiony układ można wykorzystać do pomiaru napięć przemiennych (rysunek 6.2). Podstawową zmianą jest zastosowanie transformatora VT1 w miejsce przekładnika prądowego CT1 oraz dzielnika napięciowego R1, R2. Pozostałe moduły i ich funkcje są identyczne z opisanymi wcześniej. Przedstawiony układ jest wykorzystywany do pomiaru napięć w zakresie od 100mV do 200V z rozdzielczością 10mV (wartości skuteczne). Kończącym elementem w torze pomiarowym (tak, jak poprzednio) jest przetwornik analogowo-cyfrowy. W opisywanych przykładach jest to przetwornik 14 bitowy o napięciu wejściowym $\pm 5V$. Teoretyczna rozdzielczość pomiarowa wynosi 0.6mV. Rozdzielczość rzeczywista jest zależna od szumów w układzie wejściowym i przetworniku analogowo-cyfrowym, i może być dwukrotnie gorsza, tzn. może wynosić 1.2mV.



Rysunek 6.2 Schemat elektryczny obwodu do pomiaru napięcia – przykład 1

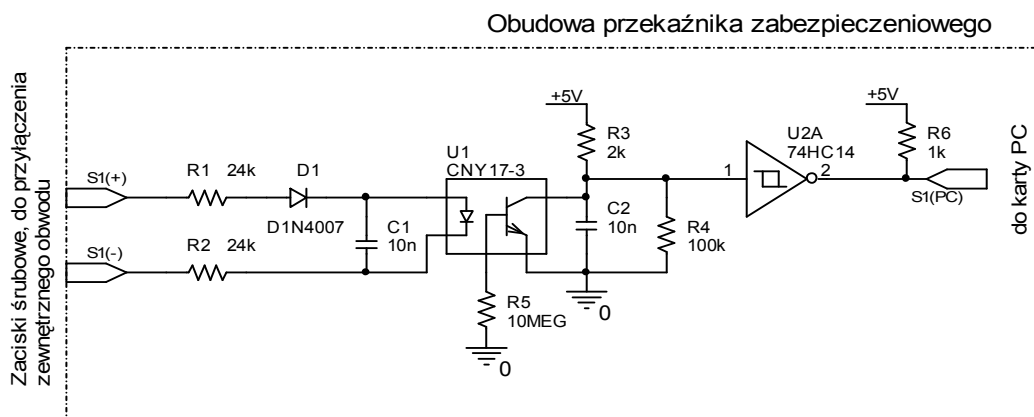
Innym rozwiązaniem stosowanym w torach pomiaru napięć przemiennych jest układ przedstawiony na rysunku 6.3. Przeznaczony jest on do pomiaru napięć w zakresie od 10mV do 100V, z rozdzielczością 10mV (wartości skuteczne). Podstawową różnicą w stosunku do poprzedniego rozwiązania jest brak izolacji galwanicznej pomiędzy źródłem mierzonego sygnału i układem pomiarowym. Elementy R1 i R3 pełnią funkcję dzielnika napięciowego, dostosowując wartość mierzonego napięcia do poziomu odpowiedniego dla układu U1. Warystor VR1 wraz z rezystorem R2 zabezpieczają wejście układu pomiarowego przed przepięciami, które mogą pojawić się od strony źródła sygnału. Elementy R4 i C1 stanowią filtr dolnoprzepustowy, ograniczający pasmo przenoszonych sygnałów oraz pełniący jednocześnie funkcję filtra antyaliasingowego. Rezystory R7 i R8 stanowią dzielnik napięciowy dopasowujący poziom mierzonego sygnału do wartości akceptowalnej przez przetwornik analogowo-cyfrowy. W przypadku tego rozwiązania zastosowany przetwornik analogowo-cyfrowy jest przetwornikiem 16 bitowym o zakresie napięć wejściowych $\pm 2.5V$. Daje to teoretyczną rozdzielczość pomiarową $76\mu V$.



Rysunek 6.3 Schemat elektryczny obwodu do pomiaru napięcia – przykład 2

6.2. Wejścia pomiarowe wielkości dwustanowych

Wejście do pomiaru wielkości dwustanowych przedstawiono na rysunku 6.4. Przedstawione rozwiązanie zapewnia poprawną pracę w szerokim zakresie napięć wejściowych oraz izolację optyczną obwodu wejściowego od pozostałej części elektroniki. Rezystory R1 i R2 ograniczają prąd płynący w obwodzie diody transoptora U1. Dioda D1 zabezpiecza wejście przed odwrotną polaryzacją. Elementy R4 i C2 stanowią filtr ograniczający zakłócenia pochodzące od źródła sygnału. Bramka U2A stanowi bufor pośredniczący pomiędzy transoptorem a wejściem karty komputera przemysłowego (PC). Drugą funkcją, którą spełnia bramka jest dostosowanie szybkości narostu zboczy sygnału do wartości odpowiedniej dla standardu TTL.

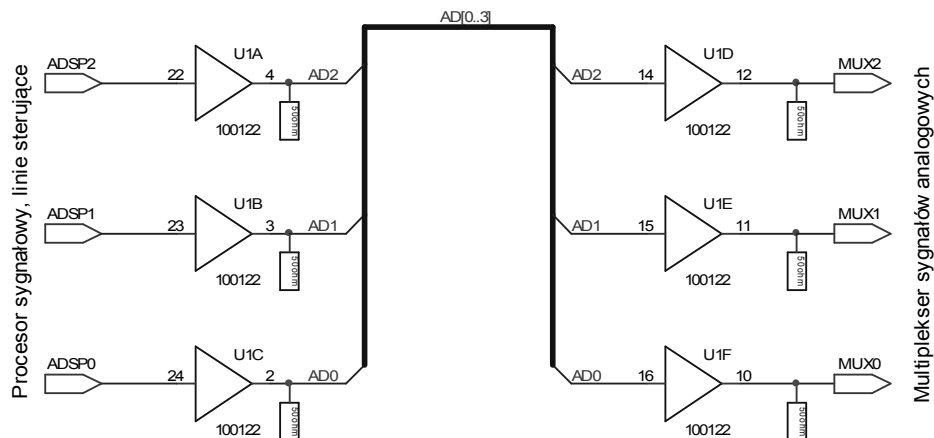


Rysunek 6.4 Schemat elektryczny wejścia sygnału dwustanowego

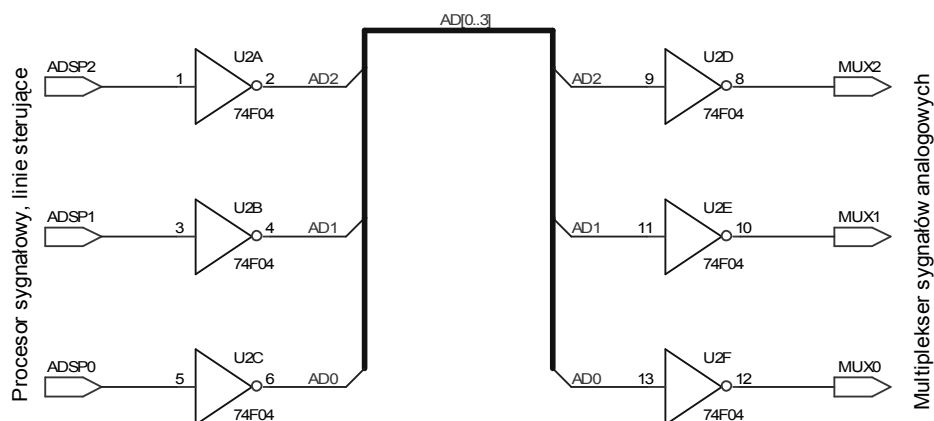
6.3. Magistrale i obwody do pracy impulsowej

Oprócz omówionych w poprzednich podrozdziałach również inne obwody, stanowiące układ elektroniczny urządzenia, mogą ulegać zakłóceniom pod wpływem zewnętrznego pola elektromagnetycznego. Najwrażliwszymi są obwody układów elektronicznych charakteryzujące się wysoką częstotliwością pracy oraz obwody układów impulsowych, o krótkich czasach trwania impulsu (pojedyncze [ns] i krótszy) i stromych zboczach (pojedyncze [ps] i krótszy). Przykłady sterowania magistralami o wysokiej częstotliwości pracy przedstawiono na rysunku 6.5 i rysunku 6.6.

W rozwiązaniu przedstawionym na rysunku 6.5 wykorzystywane są do sterowania magistralą bramki typu ECL. Jest to rozwiązanie stosowane w układach o bardzo wysokich częstotliwościach pracy, co najmniej kilkadziesiąt [MHz]. Układ przedstawiony na rysunku 6.6 ma nieco niższą częstotliwość graniczną, przy której może być stosowany. Jego zaletą, w stosunku do poprzedniego rozwiązania, jest niższy koszt podzespołów i łatwość stosowania charakterystyczna dla rodziny TTL.



Rysunek 6.5 Fragment magistrali z bramkami typu ECL



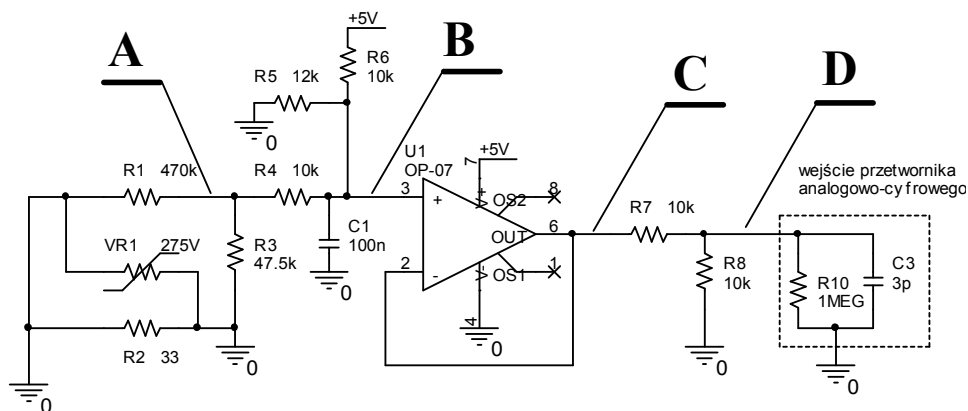
Rysunek 6.6 Fragment magistrali z bramkami typu F

6.4. Symulacje zakłóceń elektromagnetycznych

Wykorzystując opracowane modele aktywnych linii transmisyjnych można przeprowadzić analizę wpływu zakłóceń elektromagnetycznych na dowolny układ elektroniczny lub elektryczny [1], [2], [4], [5], [9]. Do symulacji wybrałem po jednym reprezentancie obwodów wejściowych analogowych i dwustanowych wejść omówionych w podrozdziałach 6.1, 6.2 i 6.3, dobierając parametry zakłócającego pola elektrycznego tak, aby były one zbliżone do wymagań norm związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną urządzeń. Zestawiając symulowany układ i umieszczając opracowany model linii w jednej, kilku lub wszystkich gałęziach obwodu można określić miejsca najbardziej podatne na oddziaływanie zewnętrznego pola zakłócającego.

Wiarygodność i dokładność otrzymywanych wyników symulacji będzie tym większa, im większą ilością danych o rzeczywistym ułożeniu i prowadzeniu linii transmisyjnych będziemy dysponowali (długość linii, średnica, materiał linii, materiał podłoża, na którym umieszczona jest linia, ułożenia względem płaszczyzny ziemi, ułożenie względem wektora pola elektrycznego i magnetycznego, itp.).

W dalszej części rozdziału przedstawiono przykład wykorzystania opracowanego modelu linii do analizy wpływu zakłóceń zewnętrznych na analogowe wejście do pomiaru napięć przemiennych i stałych (rysunek 6.7). Wybierając miejsca umieszczenia modelu linii kierowano się praktyczną znajomością tego typu rozwiązań układowych, dobierając je tak, aby można było pokazać, różną „siłę” oddziaływania zakłóceń zewnętrznych. Zawsze jednak istnieje możliwość zmiany miejsca wnikania zakłóceń, parametrów modelu linii lub układu. Poniżej w tabeli 6.1 przedstawiono parametry fali zakłócającej, dla których wykonano symulację.



Rysunek 6.7 Schemat elektryczny obwodu do pomiaru napięcia, z zaznaczonymi miejscami, w których umieszczono opracowany model linii

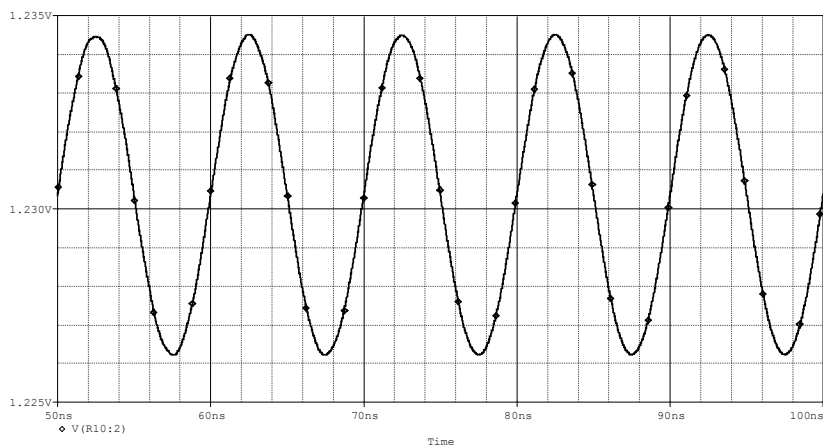
Tabela 6.1 Parametry określające model linii i pole zakłócające

Pole elektryczne zakłócające		
rodzaj zakłócenia	sinusoida $f=100\text{MHz}$	
amplituda	10[V]	
Płytki PCB		
Przenikalność względna	ϵ_r	4.7
Grubość laminatu	h	1.5 [mm]
Długość ścieżki z miedzi	dl	10 [cm], 5[cm] - dla przypadku C
Grubość ścieżki z miedzi	dt	35 [μm]
Szerokość ścieżki z miedzi	dw	0.5 [mm],
Kąty określające położenie wektora pola elektrycznego względem ścieżki z miedzi	ϕ_0	-5 [$^\circ$]
	Θ_0	89 [$^\circ$]
	Θ_E	-90 [$^\circ$]

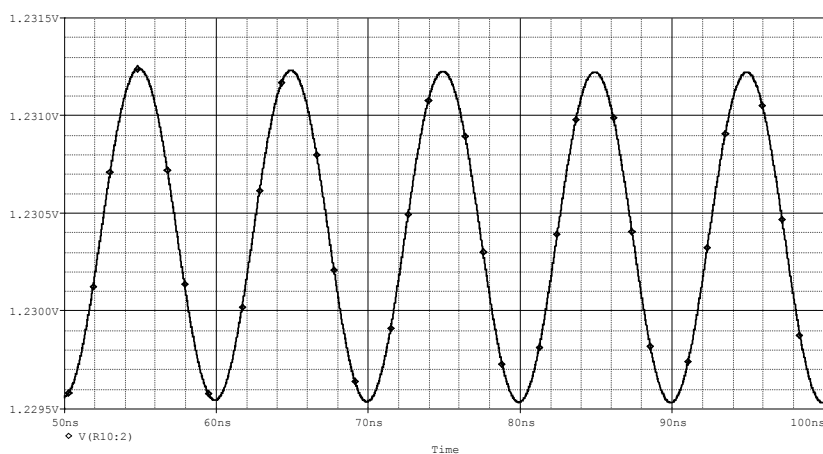
Wykresy 6.1 ÷ 6.4 przedstawiają wyniki przeprowadzonych symulacji. Każdy z przebiegów przedstawia wpływ na obwód elektroniczny tylko jednego miejsca oddziaływania zakłóceń, a wynik tego oddziaływania jest obserwowany na wejściu przetwornika analogowo-cyfrowego (rezystor R10 na rysunku 6.7).

Gdy układ, przedstawiony na rysunku 6.7, pozostaje w stanie spoczynkowym, wówczas na rezystorze R10 występuje tylko składowa stała napięcia o wartości $\approx 1.24\text{V}$. Wartość ta wynika z napięcia offsetu układu U1, oraz z podziału dzielnika R7, R8. Najmniejszy wpływ zakłóceń obserwujemy w przypadku „A”, gdy oddziałują one na ścieżki umieszczone w obwodzie dzielnika napięcia wejściowego R1, R3 i filtra R4, C1. Największy wpływ zakłóceń obserwujemy w punkcie „B”, znajdującym się na jednym z wejść wzmacniacza operacyjnego. W tym przypadku dochodzi do nasycania się wyjścia układu U1. Są to dwa skrajne stany

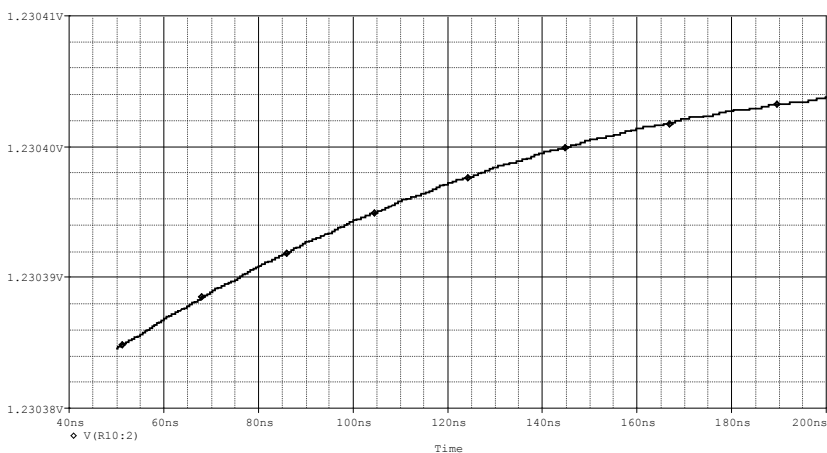
reakcji układu elektronicznego na zakłócające pole elektryczne. Przypadki pośrednie obserwujemy w punktach „C” i „D”. Teoretyczna rozdzielczość pomiarowa tego układu wynosi $76\mu\text{V}$ i przy pomiarze małych wartości napięć (por. rozdział 6.1) wpływ zakłóceń będzie już zauważalny.



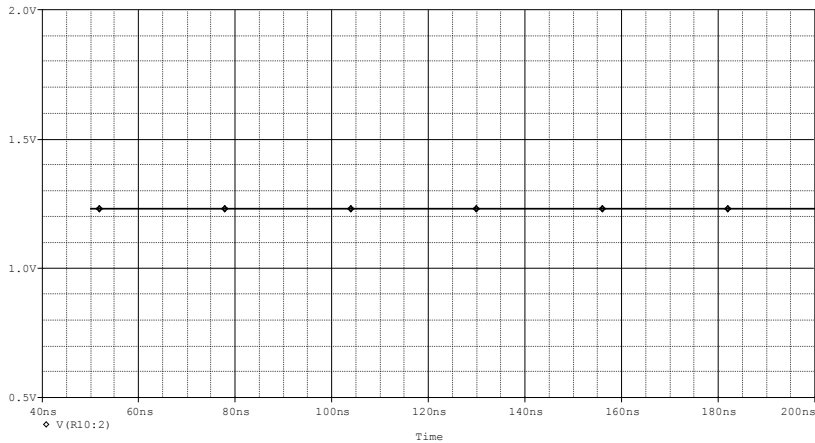
Wykres 6.1 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „A” model linii



Wykres 6.2 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „B” model linii

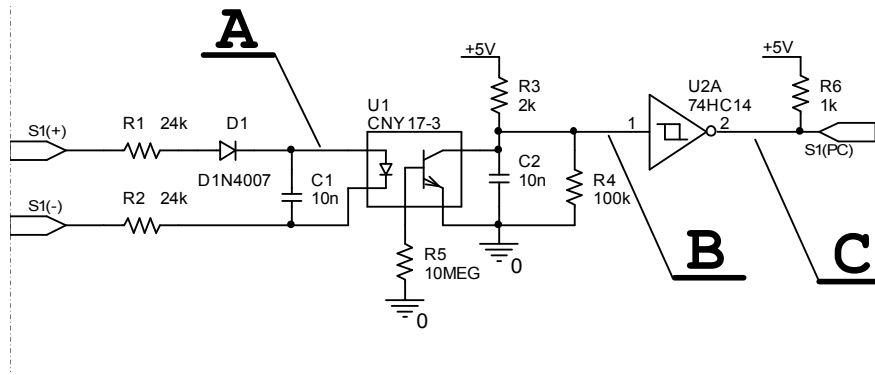


Wykres 6.3 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „C” model linii



Wykres 6.4 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „D” model linii

Następny przykład (rysunek 6.8) przedstawia symulację oddziaływania pola elektrycznego na wejście sygnału dwustanowego. Podobnie, jak w poprzednim przypadku, miejsca, w których umieszczono model linii oznaczono literami „A”, „B” i „C”. Tak, jak poprzednio symulację przeprowadzono tylko dla jednego miejsca wnikania zakłóceń w danym momencie.



Rysunek 6.8 Schemat elektryczny obwodu wejścia dwustanowego, z zaznaczonymi miejscami, w których umieszczono opracowany model linii

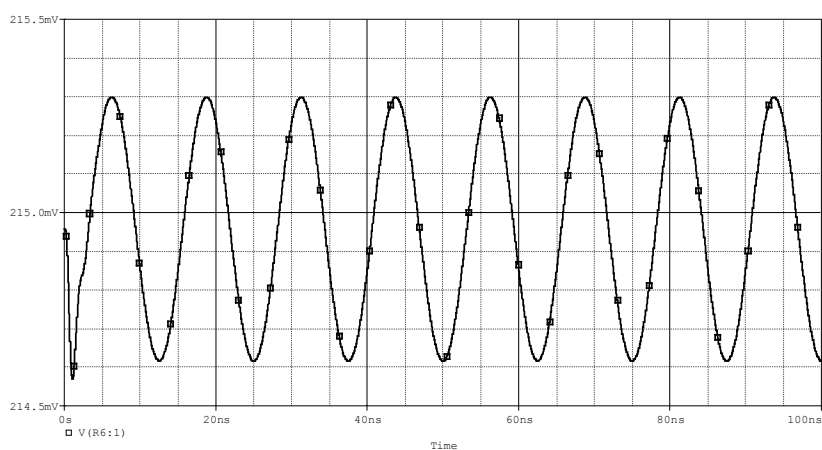
Sygnałem obserwowanym, było napięcie na wyjściu bramki U2A. Parametry układu, dla których przeprowadzono symulację przedstawiono w tabeli 6.2. Wynikiem symulacji był wpływ zakłóceń, pochodzących od pola elektrycznego, na wartość napięcia na oporniku R6 (V(R6)). Otrzymane przebiegi przedstawiono na wykresach 6.5 ÷ 6.7.

Na ich podstawie widać, że najbardziej „wrażliwym” miejscem jest punkt „C”. Jednak nawet w tym przypadku poziom zakłóceń nie przekroczył maksymalnej wartości, dopuszczalnej dla układów logiki cyfrowej TTL – 0.7V.

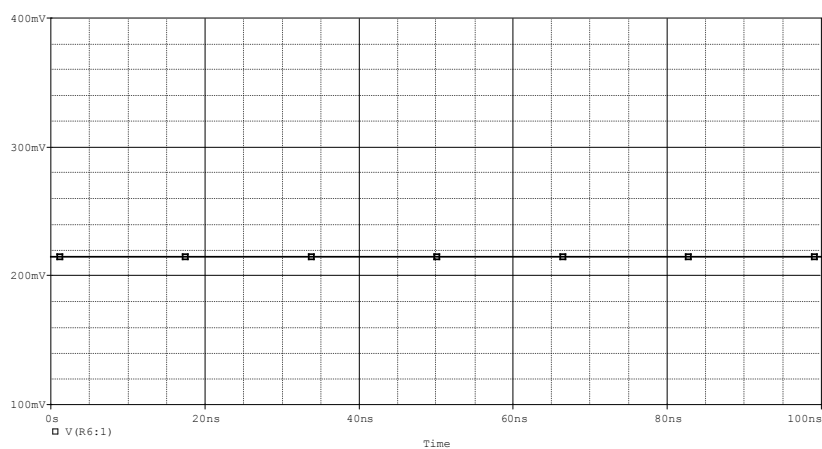
Wyniki symulacji potwierdzają, spodziewaną, dużą odporność wejść dwustanowych na zakłócenia pochodzące od pól elektrycznych.

Tabela 6.2 Parametry określające model linii i pole zakłócające

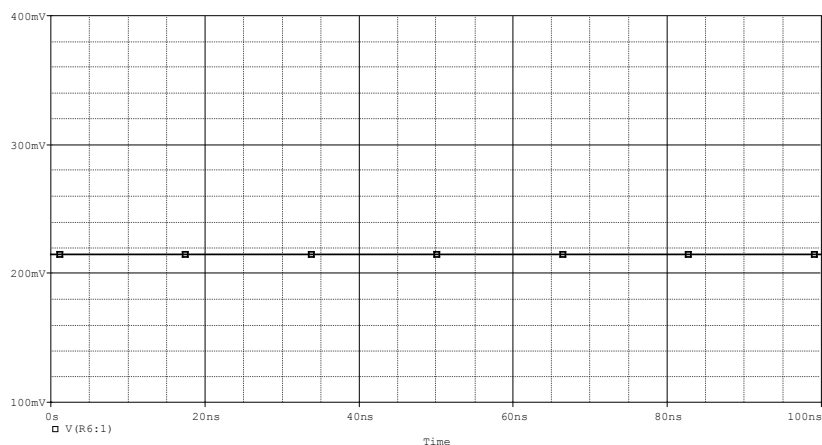
Pole elektryczne zakłócające		
rodzaj zakłócenia	sinusoida $f=80\text{MHz}$	
amplituda	10[V]	
Płytki PCB		
Przenikalność względna	ϵ_r	4.7
Grubość laminatu	h	1.5 [mm]
Długość ścieżki z miedzi	dl	10 [cm]
Grubość ścieżki z miedzi	dt	35 [μm]
Szerokość ścieżki z miedzi	dw	0.3 [mm], 1 [mm] – dla przypadku A
Kąty określające położenie wektora pola elektrycznego względem ścieżki z miedzi	ϕ_0	-5 [$^\circ$]
	Θ_0	89 [$^\circ$]
	Θ_E	-90 [$^\circ$]



Wykres 6.5 Parametry określające model linii i pole zakłócające

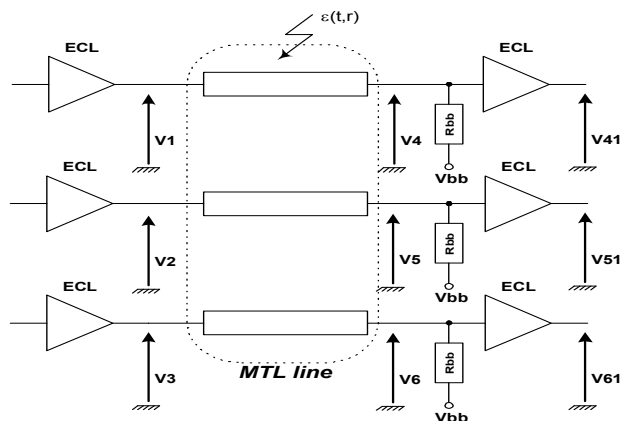


Wykres 6.6 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „B” model linii



Wykres 6.7 Wynik oddziaływania zakłóceń na umieszczony w punkcie „A” model linii

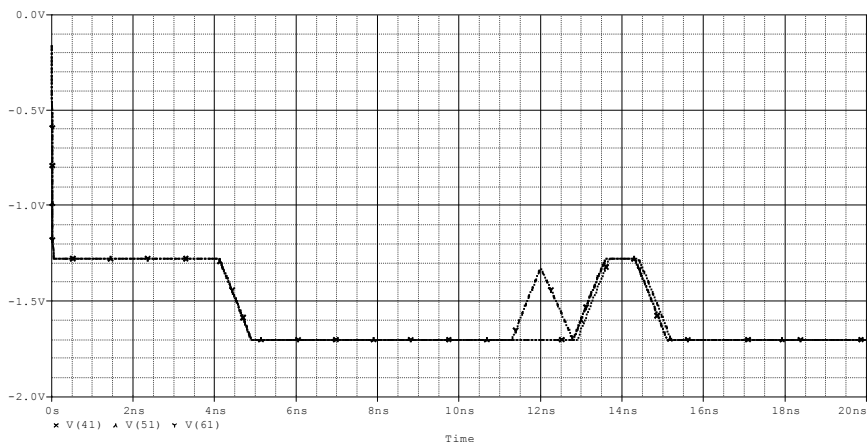
Kolejny przykład (rysunek 6.9) przedstawia wykorzystanie w symulacji modelu linii sprzężonej. Jak zostało to opisane wcześniej, tego typu rozwiązanie jest wykorzystywane do sterowania szybkimi magistralami adresowymi lub danych. Wykres 6.9 przedstawia wynik wpływu zewnętrznego, zakłócającego pola elektrycznego. Parametry symulacji są zgodne z tabelą 6.3.



Rysunek 6.9 Oddziaływanie zakłóceń elektromagnetycznych na linie sprzężone

Tabela 6.3 Parametry określające model linii i pole zakłócające

Pole elektryczne zakłócające		
rodzaj zakłócenia	Impuls trapezowy	
amplituda	-1E4 [V]	
Płytki PCB		
Przenikalność względna	ϵ_r	4.7
Grubość laminatu	h	1.5 [mm]
Długość ścieżek z miedzi	dl	15 [cm]
Grubość ścieżek z miedzi	dt	35 [μ m]
Odległość między ścieżkami	do	0.6 [mm]
Szerokość ścieżki z miedzi	dw	0.2 [mm]
Kąty określające położenie wektora pola elektrycznego względem ścieżki z miedzi	ϕ_0	-5 [°]
	Θ_0	89 [°]
	Θ_E	-90 [°]



Wykres 6.9 Wynik oddziaływania zakłóceń na model linii sprzężonej, obciążony bramkami rodziny ECL

W tym przypadku sygnałami obserwowanymi były napięcia na wyjściu bramek ECL, oznaczone jako V(41), V(51) i V(61). W wyniku oddziaływania fali zakłócającej na ścieżki miedziane możemy zauważyć chwilowe zmiany poziomów napięć na liniach. Dopóki zmieniające się wielkości napięć nie przekraczają określonych poziomów logicznych, dopóty można uznać, że w naszym układzie nic złego się nie stanie. Impulsy napięciowe, których wartość przekracza górny próg określający poziom logicznej jedynki lub jest mniejsza od dolnego progu, określającego poziom logicznego zera, jeżeli czas ich trwania nie jest zbyt długi (pojedyncze ms, w niektórych przypadkach dłużej) i nie powtarzają się one zbyt często, nie powodują szkód w układzie cyfrowym. Bowiem każdy taki układ posiada w swojej strukturze elementy zabezpieczające. Niebezpieczne są zakłócenia, które powodują podniesienie napięcia na wyjściach bramki do poziomu zabronionego. Taki stan może być różnie interpretowany przez wejścia innych bramek. W konsekwencji może prowadzić to do niestabilnej pracy urządzenia, czasami do jego uszkodzenia. „Siła” oddziaływania zakłóceń elektrycznych zależy od wielkości i ułożenia ścieżek miedzianych.

6.5. Ocena wpływu zakłóceń na mierzone wielkości i dokładność pomiarów

Przedstawione wyniki symulacji obrazują wpływ zakłóceń elektromagnetycznych na linie transmisyjne przewodowe, jak i na linie paskowe (ścieżki miedziane położone na PCB). Oddziaływanie tych zakłóceń jest różne i zależy od parametrów elektrycznych układów elektronicznych oraz przewodów i linii paskowych. Największy wpływ zewnętrznego, zakłócającego pola elektrycznego można zauważyć na obwody do pomiaru wielkości analogowych, zwłaszcza przy pomiarze małych i bardzo małych wartościach. Tego typu oddziaływanie nie jest widoczne w przypadku pomiaru wielkości analogowych (prąd, napięcie) w stacjach awaryjnych, np.: dozienieniach i zwarcjach, występujących w systemie elektroenergetycznym. Pojawiające się wówczas, w obwodach pomiarowych, prądy i napięcia osiągają wartości bliskie maksymalnym wartościom mierzonym. Z drugiej strony, prądy i napięcia w stacjach awaryjnych, generują zakłócające pole elektromagnetyczne, oddziałujące na wszystkie, znajdujące się w pobliżu, urządzenia. Pole to może powodować zafałszowanie odczytów, oraz obliczeń bazujących na nich, wykonywanych przez sąsiadujące przekaźniki zabezpieczeniowe. Sytuacja wygląda inaczej, gdy zakłócana linia znajduje się na wejściu układu komparatora. W tym przypadku nawet niewielkie zmiany napięcia (pojedyncze mV) mogą powodować nieprawidłowe działanie układu i urządzenia.

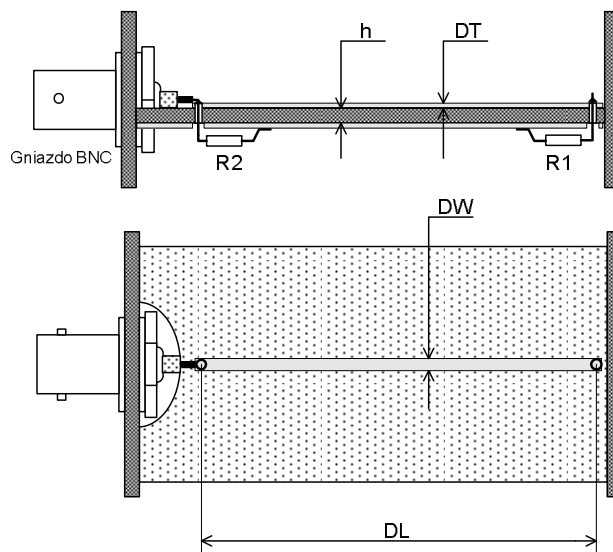
W przypadku urządzeń cyfrowych, przekroczenie poziomu logicznego (stanu niskiego lub wysokiego) lub wejście sygnału w stan zabroniony może powodować niestabilną pracę całego układu oraz generację losowych stanów logicznych na wyjściach bramek.

7. Pomiary w warunkach rzeczywistych

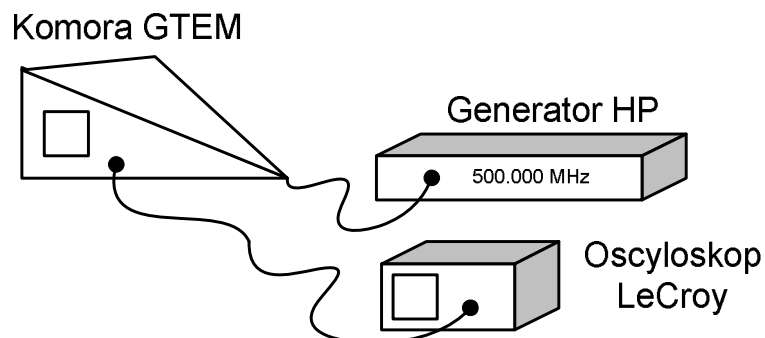
Opracowane w programie SPICE modele aktywnych, stratnych linii transmisyjnych (linii pojedynczej i linii sprzężonych) można uznać za użyteczne wówczas, gdy otrzymywane wyniki symulacji (przy wykorzystaniu opracowanych modeli) będą odpowiadały rzeczywistym pomiarom. Aby dokonać takiego porównania, został wykonany eksperyment, polegający na umieszczeniu w komorze GTEM linii paskowej miedzianej (płytki PCB) obciążonej z dwóch stron rezystorami. Płytkę poddano oddziaływaniu fali elektromagnetycznej sinusoidalnie zmiennej. Jednocześnie przeprowadzono symulację układu w środowisku SPICE, wykorzystując opracowany model aktywnej linii stratnej. Otrzymane wyniki przedstawiono w kolejnych podrozdziałach.

7.1. Pomiary w komorze GTEM

W celu zweryfikowania rzetelności uzyskiwanych w symulacjach wyników przeprowadzono eksperyment [10]. Pierwszym z dwóch etapów doświadczenia było umieszczenie w komorze GTEM modułu testowego, wykonanego zgodnie z rysunkiem 7.1. Wartości liczbowe opisujące charakterystyczne parametry modułu zamieszczono w tabeli 7.1. Widok układu, w którym wykonano testy przedstawiono na rysunku 7.2. Generator firmy Hewlett-Packard (HP) wykorzystywany był do wytworzenia, w komorze GTEM, sinusoidalnie zmiennego pola elektrycznego. Do obserwacji, pomiaru i rejestracji wyindukowanych w linii paskowej napięć służył oscyloskop firmy LeCroy.



Rysunek 7.1 Wygląd modułu testowego: DT – grubość linii paskowej, DW – szerokość linii paskowej, DL – długość linii paskowej, h – grubość laminatu, R1 i R2 – rezystory stanowiące obciążenie linii mikropaskowej (odpowiadają impedancji charakterystycznej linii), ϵ_r – przenikalność względna laminatu

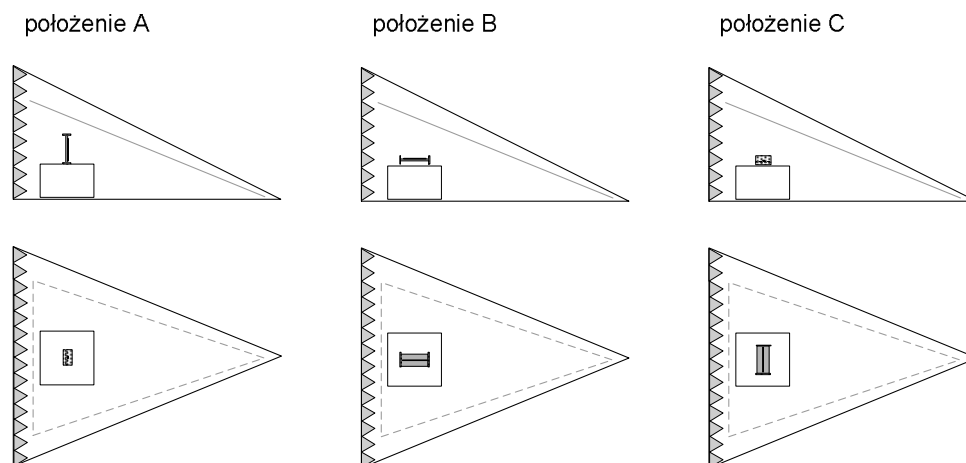


Rysunek 7.2 Układ do testowania linii paskowej

Tabela 7.1 Parametry opisujące linię paskową w module testowym

Parametry charakteryzujące linię paskową					
DL [m]	DW [m]	DT [m]	ϵ_r [-]	h [m]	R _{1,2} [Ω]
0,074	0,0014	35E-6	4,7	0,0015	22

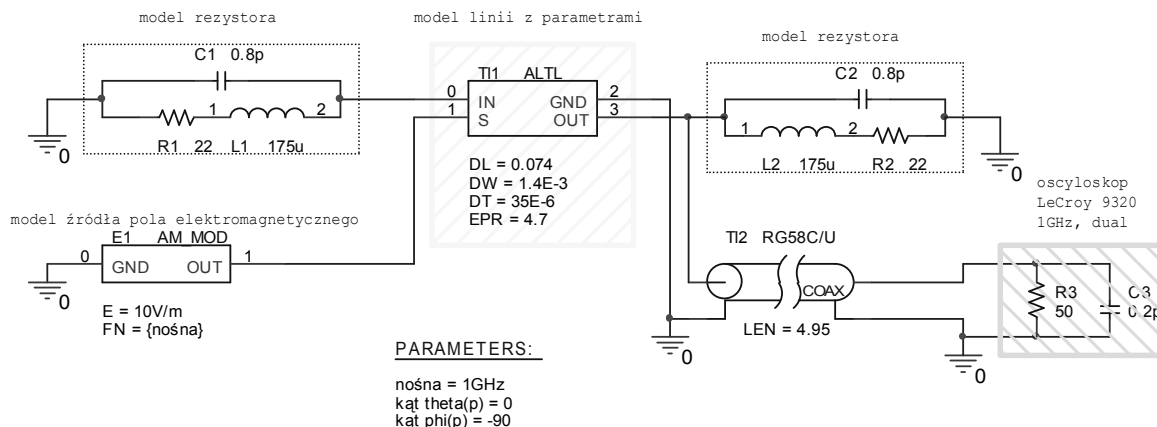
Przeprowadzone pomiary wykonano dla trzech położzeń linii paskowej względem wektora pola elektromagnetycznego. Odpowiadało to ułożeniu modułu testowego zgodnie z rysunkiem 7.3. Dla każdego z trzech ułożeń modułu w przestrzeni wykonano pomiary przy czterech częstotliwościach pola elektromagnetycznego: 250MHz, 500MHz, 750MHz i 1000MHz.



Rysunek 7.3 Różne położenia modułu testowego w komorze GTEM

7.2. Porównanie wyników symulacji z pomiarami

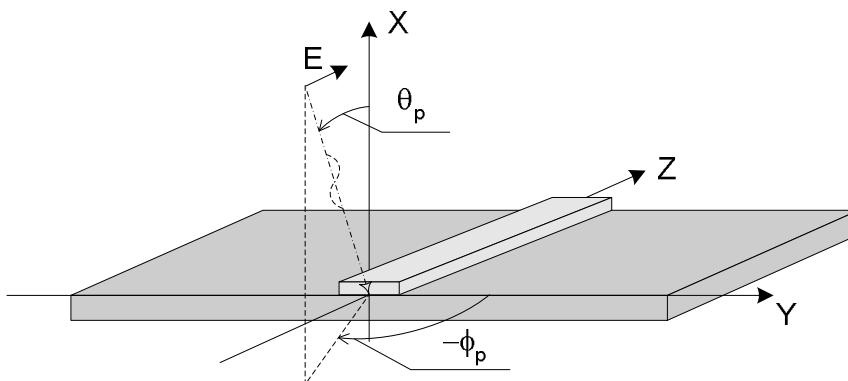
Schemat układu do symulowania oddziaływań pola elektromagnetycznego na linię paskową, położoną na PCB przedstawiono na rysunku 7.4. Symulacje przeprowadzono w programie PSpice.



Rysunek 7.4 Model układu testowego zrealizowany w programie PSpice

Na przyjętym schemacie elektrycznym symbolem ALTL oznaczono opracowany model aktywnej linii stratnej. Obciążenie linii stanowią rezystory R1 i R2. Wartość ich rezystancji jest równa impedancji charakterystycznej linii paskowej. Elementy C1, L1 oraz C2, L2 odpowiadają parametrom resztkowym rzeczywistego rezystora. Ich wartości zostały określone poprzez pomiar mostkiem RLC. Dla potrzeb symulacji przyjęto szeregowo-równoległy układ zastępczy rezystorów obciążających linię. Element T12 reprezentuje przewód łączący moduł testowy z oscyloskopem. Przyjęty typ oraz długość linii jest zgodna z typem zastosowanego przewodu połączeniowego. Źródło E1 modeluje oddziaływanie pola elektrycznego E na linię paskową w komorze GTEM. Kąty θ_p i ϕ_p określają położenie modułu testowego względem wektora pola elektrycznego E w komorze GTEM.

Widok płytki PCB wraz z umieszczoną na niej linią mikropaskową oraz lokalizację i zwrot kątów θ_p i ϕ_p przedstawiono na rysunku 7.5.



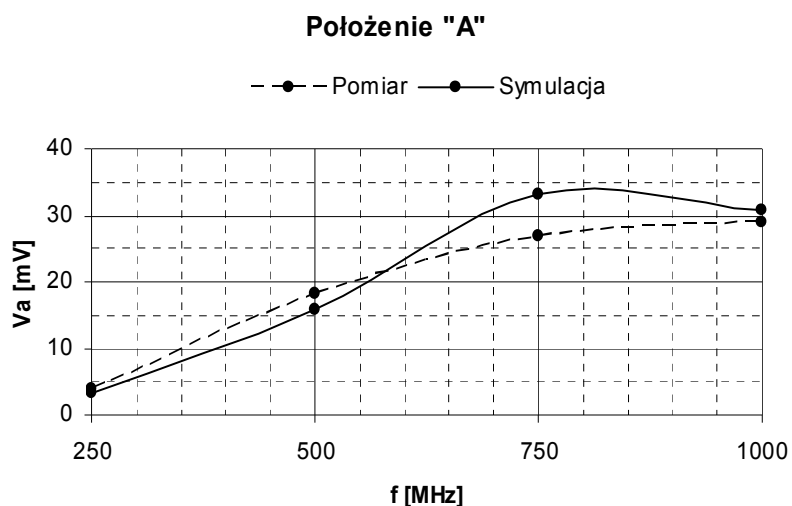
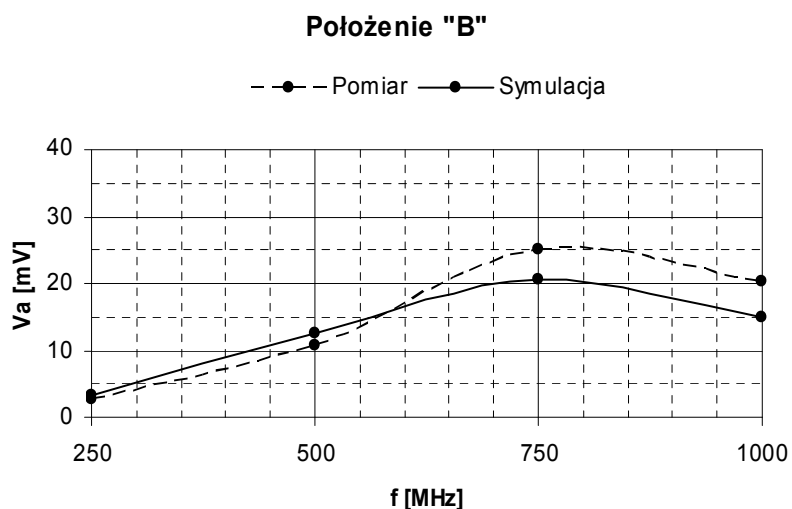
Rysunek 7.5 Kąty θ_p i ϕ_p , określające położenie linii paskowej względem wektora pola elektrycznego E

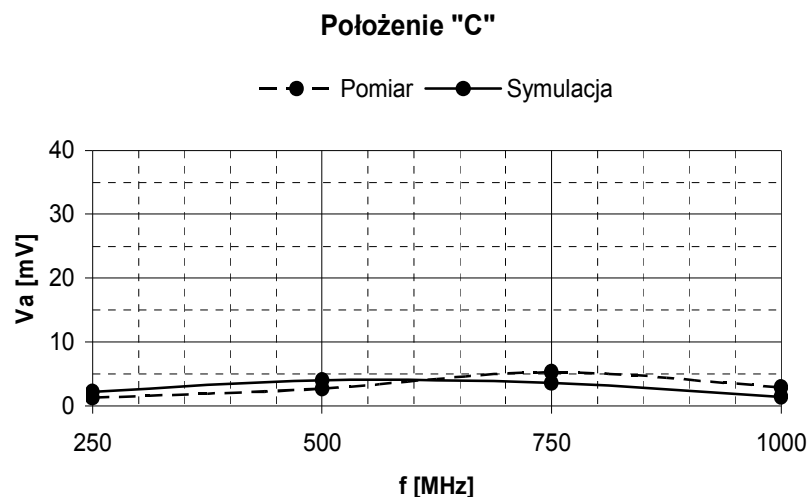
Trzem ułożeniami modułu testowego w komorze GTEM (położenia A, B i C z rysunku 7.3) odpowiadają wartości kątów θ_p i ϕ_p umieszczone w tabeli 7.2. Dla tych wartości kątów oraz dla czterech częstotliwości pola elektrycznego sinusoidalnie zmiennego: 250MHz, 500MHz, 750MHz i 1000MHz przeprowadzono symulacje.

Tabela 7.2 Wartości kątów θ_p i ϕ_p dla trzech położeń modułu testowego w komorze GTEM

	Położenie A	Położenie B	Położenie C
θ_p [°]	0	90	90
ϕ_p [°]	-90	-90	0

Porównanie wyników przeprowadzonych pomiarów i wykonanych symulacji przedstawiono na wykresach 7.1 ÷ 7.3. Każdy z wykresów odpowiada jednemu z położeń modułu testowego względem wektora pola elektrycznego. Dla wszystkich wykresów zachowano tą samą skalę, aby można było łatwo ocenić wielkość wyindukowanych napięć, przy poszczególnych połozeniach modułu testowego.

**Wykres 7.1** Porównanie wyników pomiarów i symulacji dla położenia A**Wykres 7.2** Porównanie wyników pomiarów i symulacji dla położenia B



Wykres 7.3 Porównanie wyników pomiarów i symulacji dla położenia C

Porównując wyniki otrzymane z pomiarów i wykonanych symulacji, można zauważyć, że są one zbieżne. Dokładność symulacji nie jest gorsza niż 25%. Odchylenia wartości rzeczywistych od symulowanych, zarówno na plus jak i minus, mogą być spowodowane:

- metodą pomiarową – dokładność pomiarów oscyloskopem nie jest lepsza niż 2%,
- niejednorodnością pola elektromagnetycznego w komorze GTEM – 10% (wg norm),
- niedokładnością położenia płytki PCB względem wektora pola w komorze GTEM;
- błędami modelu linii, wynikającymi z przyjętych uproszczeń.

Dodatkowe błędy do układu pomiarowego mogły być wprowadzone poprzez przewód łączący testowany moduł z oscyloskopem, bowiem jego część znajdowała się w komorze GTEM i była narażona na oddziaływanie pola elektromagnetycznego. Błędy pochodzące z tego źródła można wyeliminować poprzez zastosowanie przetworników optycznych i łączy światłowodowych. Jest to jednak rozwiązanie kosztowne i trudno dostępne.

Wszystkie przebiegi napięć wyindukowanych w linii paskowej, podczas przeprowadzonych testów, i zarejestrowane oscyloskopem, oraz otrzymane w wyniku symulacji, zamieszczono w Dodatku C.

8. Zakończenie i wnioski

W pracy przedstawiono analizę oddziaływania zewnętrznych pól elektromagnetycznych na obwody pomiarowe urządzeń pracujących w środowisku stacji elektroenergetycznej średniego napięcia. W trakcie przeprowadzonych rozważań wykazano, że środowisko stacji elektroenergetycznej jest silnie, elektromagnetycznie zanieczyszczone. Pracujące tam urządzenia powinny spełniać wymagania odpowiednich norm, dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej. Aby tak się stało, konieczne jest zachowanie pewnych reguł projektowania. Są to jednak bardzo ogólne reguły. Zmiana materiału obudowy urządzenia, zastosowanie nowych podzespołów czy nietypowe ich wykorzystanie mogą, w końcowym efekcie, prowadzić do zwiększenia jego podatności na zakłócenia elektromagnetyczne. Im późniejszy jest etap, na którym wykryto brak kompatybilności, tym droższe i mniej efektywne są wprowadzane zmiany. Najkorzystniejszym rozwiązaniem byłaby możliwość sprawdzenia wpływu zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na etapie realizacji schematu elektrycznego urządzenia. Jednak dostępne na rynku i popularne symulatory (Spice czy EMTP), pomimo ogromnej liczby obsługiwanych modeli elementów i podzespołów elektronicznych, nie zapewniają możliwości analizy oddziaływania zakłóceń elektromagnetycznych na linie transmisyjne. Dodatkowym utrudnieniem jest brak możliwości wprowadzenia zmian w modelach linii transmisyjnych, gdyż wymaga to modyfikacji oryginalnego kodu programu. Dlatego, aby można było symulować wpływ zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na linie transmisyjne, należało w pierwszej kolejności opracować własny model linii transmisyjnej. Taki, który odpowiadałby opisanym zastosowaniom.

Wychodząc od teorii oddziaływania fali elektromagnetycznej na układ warstw, która pozwala na zastosowanie do analizy takiego układu zależności opisujących linie transmisyjne, przy wykorzystaniu wniosków i obliczeń wykonanych w [5] dla pasywnej i stratnej linii transmisyjnej, opracowałem model aktywnej, stratnej linii transmisyjnej.

Opracowany model został zaimplementowany w programie PSpice oraz wykorzystany podczas przykładowych symulacji wpływu zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na pracę układu elektronicznego.

Podsumowaniem etapu realizacji modelu linii było porównanie wyników symulacji z pomiarami, które przeprowadziłem, wykorzystując komorę GTEM. Różnica pomiędzy wartościami otrzymanymi z symulacji oraz na podstawie pomiarów nie była większa niż 25%. Jest to wynik wystarczający dla szacunkowego określenia wrażliwego miejsca w projektowanym układzie elektronicznym.

Elementy nowości zawarte w pracy

Innowacyjność pracy, zdaniem autora, przejawia się w następujących obszarach:

- opracowanie modelu aktywnej linii stratnej N-przewodowej, umożliwiającego symulację wpływu zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych na linię transmisyjną, który nie wymaga dużej mocy obliczeniowej komputera,
- pomiary wpływu zakłóceń elektromagnetycznych na ścieżkę miedzianą, znajdującą się na PCB i umieszczoną w komorze GTEM oraz porównanie ich z wynikami symulacji,
- pomiarowe określenie poziomów zakłóceń występujących na typowej stacji SN.

Realizacja celów i weryfikacja tez pracy

Z zaprezentowanych w pracy rezultatów wynika, że udało się osiągnąć wszystkie cele postawione we wstępie oraz potwierdzono zamieszczone tam tezy.

Kierunki dalszych badań

Opracowany model aktywnej linii stratnej może być wykorzystany do symulacji wpływu zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych, na linie transmisyjne pojedyncze i sprzężone, dla środowisk jednorodnych (linie umieszczone w powietrzu) lub niejednorodnych (linie – ścieżki – znajdujące się na PCB).

Dalsze prace będą skupiały się na:

- doskonaleniu modelu, tak aby uzyskać większą zgodność uzyskiwanych wyników z danymi pomiarowymi,
- weryfikacji modelu na większej liczbie rzeczywistych obwodów pomiarowych w celu wyeliminowania błędów mogących w nim występować, a ujawniających się tylko w pewnych specyficznych warunkach.

9. Literatura

- [1]. Bandurski W., Dobrzański A., *Modeling of Electromagnetic Field Coupling to PCB Traces*, International Conference on Signal and Electric Systems, Sept. 18÷21, 2001, Łódź, Poland, str.389÷394;
- [2]. Bandurski W., Dobrzański A., *Simulation of the Coupling of an External Electromagnetic Field to the Transmission Lines in SPICE Simulator*, International Conference on Signals and Electronic Systems, 17÷20 Października 2000, Ustroń, Poland, str.427÷432;
- [3]. Bandurski W., Dobrzański A., *Simulation of the Coupling of the External Electromagnetic Field to PCB Traces in the SPICE Simulator*, European Conference on Circuit Theory and Design, Aug. 28-31, 2001, Espoo, Finland, pp. III-65÷III-68;
- [4]. Bandurski W., Dobrzański A., *Simulation of the Coupling of the External Electromagnetic Field to PCB Traces in the SPICE Simulator*, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, John Wiley & Sons, Inc., artykuł będzie opublikowany w 2004r.;
- [5]. Bandurski W., Dobrzański A., *Simulation of the Coupling of the External Electromagnetic Field to PCB Traces in the Time-Domain*, X National Symposium of Radio Science, March 14-15, 2002, Poznań, Poland, str.157÷162;
- [6]. Bandurski W., *Simulation of Single and Coupled Transmission Lines Using Time-Domain Scattering Parameters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, vol.47, No.8, Aug. 2000, pp.1224÷1234;
- [7]. Celozzi S., Feliziani M., *Time-Domain Solution of Field-Excited Multiconductor Transmission Line Equations*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.3, Aug. 1995, pp.421÷432;
- [8]. Charoy A., *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, tom 1÷4, WNT, Warszawa 1999;
- [9]. Dobrzański A., Bandurski W., *Wpływ promieniowania elektromagnetycznego na odcinki linii przesyłowych w pobliżu urządzeń pomiarowych*, V Ogólnopolskie Sympozjum Inżynieria Wysokich Napięć, 22÷24 Maja 2000, Poznań – Kiekrz, str.69÷75;
- [10]. Dobrzański A., Bandurski W., Siczek K., *Experimental Verification of SPICE Model for Electromagnetic Field Coupling to PCB Traces*, European Conference on Circuit Theory and Design, 1÷4 Września 2003, Kraków, str.11-25÷11-28;
- [11]. *EMTP Rule Book*, Bonneville Power Administration, Portland, Oregon, April 1982;
- [12]. Erdin I., Nakhla M. S., Achar R., *Circuit Analysis of Electromagnetic Radiation and Field Coupling Effects for Networks with Embedded Full-Wave Modules*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.42, No.4, Nov. 2000, pp.449÷460;

- [13]. Hardt N., Koenig D., *Overvoltages in Secondary Circuits of Medium – Voltage Switcher Generated by Multiple Reignitions of Circuit Breakers*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.41, No.4, Nov. 1999, pp.510÷515;
- [14]. Lapohos T., Vetri J. L., Seregelyi J., *External Field Coupling to MTL Networks with Nonlinear Junctions: Numerical Modeling and Experimental Validation*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.42, No.1, Feb. 2000, pp.16÷28;
- [15]. Laurin J. J., Zaky S. G., Balmain K. G., *On the Prediction of Digital Circuit Susceptibility to Radiated EMI*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.4, Nov. 1995, pp.528÷535;
- [16]. Leone M., Singer H. L., *On the Coupling of an External Electromagnetic Field to a Printed Circuit Board Trace*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.41, No.4, Nov. 1999, pp.418÷424;
- [17]. Maio I., Canavero F. G., Dilecce B., *Analysis of Crosstalk and Field Coupling to Lossy MTL's in SPICE Environment*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.38, No.3, Aug. 1996, pp.221÷229;
- [18]. Maio I., Canavero F. G., *Transient Field Coupling and Crosstalk in Lossy Lines with Arbitrary Loads*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.4, Nov. 1995, pp.599÷606;
- [19]. MicroSim Corp., *MicroSim Application Notes*, California 1998;
- [20]. Montrose M. I., *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*, IEEE Press, NY1996;
- [21]. Musierowicz K., Bandurski W., Dobrzański A., *Odbicie fal napięcia i prądu w liniach przesyłowych – problematyka zabezpieczeniowa*, Elektrotechnika Prądy Niesinusoidalne, Zielona Góra 2000, str.211÷218;
- [22]. Nucci C. A., Rachidi F., *On the Contribution of the Electromagnetic Field Components in Field-to-Transmission Line Interaction*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.4, Nov. 1995, pp.505÷508;
- [23]. Paul C. R., *A SPICE Model for Multiconductor Transmission Lines Excited by an Incident Electromagnetic Field*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.36, No.4, Nov. 1994, pp.342÷354;
- [24]. Paul C. R., *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, John Wiley Interscience, NY 1994;
- [25]. Paul C. R., *Literal Solutions for Time-Domain Response of a Two-Conductor Transmission Line Excited by an Incident Electromagnetic Field*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.2, May 1995, pp.241÷251;
- [26]. Poudroux C., Rifi M., Demoulin B. *A Simplified Approach to Determine the Amplitude of the Transient Voltage Induced on a Cable Bundle*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.37, No.4, Nov. 1995, pp.497÷504;
- [27]. Praca zbiorowa, *Zakłócenia w aparaturze elektronicznej*, Radioelektronik Sp. z o.o., Warszawa 1995;
- [28]. *PSpice Reference Guide*, Cadence PCB Systems Division, Portland 31.05.2000;
- [29]. *PSpice User's Guide*, Cadence PCB Systems Division, Portland 31.05.2000;

- [30]. Sikora R., *Teoria pola elektromagnetycznego*, WNT, Warszawa 1997;
- [31]. Swift G. W., *The Spectra of Fault – Induced Transients*, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-98, No.3, May/June 1979, pp.940÷947;
- [32]. Szóstka J. *Fale i anteny*, WKŁ Sp. z o.o., Warszawa 2000;
- [33]. Tesche F. M., *Comparison of the Transmission Line and Scattering Models for Computing the HEMP Response of Overhead Cables*, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.34, No.2, May 1992, pp.93÷98;
- [34]. Waston D. A., *Electromagnetic Compatibility Principles and Applications*, NY 2001.

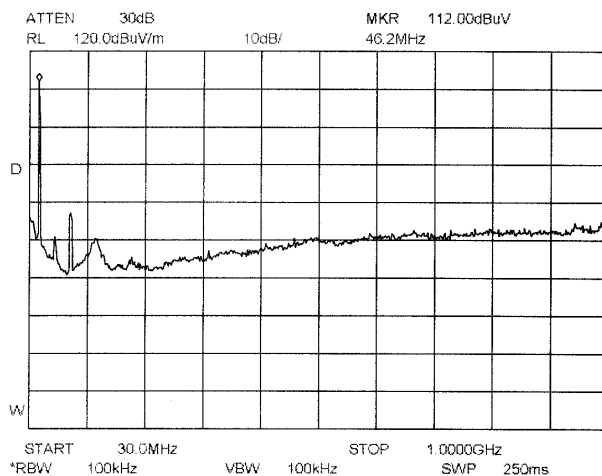
Dodatek A

Wybrane normy europejskie (obowiązujące w Polsce) związane z kompatybilnością elektromagnetyczną:

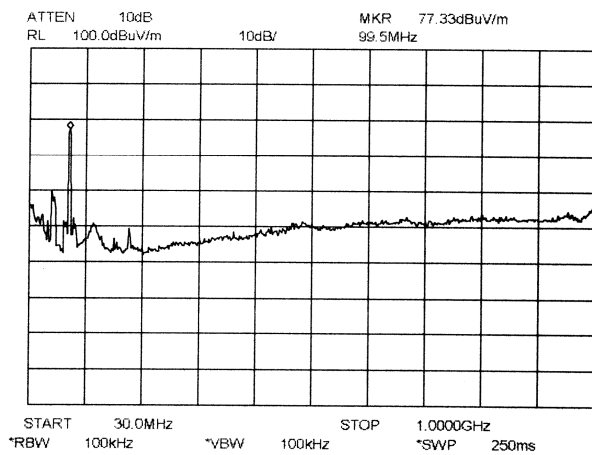
- PN-EN 55022 "Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy i metody pomiaru zakłóceń radioelektrycznych wytwarzanych przez urządzenia informatyczne (CISPR 22: 1993)",
- EN 61000-4-2 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 2: Electrostatic discharge immunity test. Basic EMC Publication",
- EN 61000-4-3 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 3: Radiated, radio - frequency, electromagnetic field immunity test",
- EN 61000-4-4 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 4: Electrical fast transient/burst immunity test",
- EN 61000-4-5 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 5: Surge immunity test",
- EN 61000-4-6 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 6: Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields",
- EN 61000-4-11 "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques Section 11: Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity test",
- ENV 50204 "Radiated electromagnetic field from digital radio telephones - immunity test".

Dodatek B

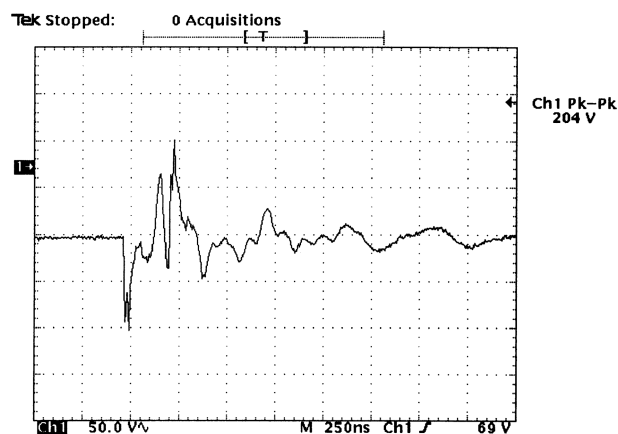
Zarejestrowane przebiegi napięć i prądów, podczas pomiarów na stacji elektroenergetycznej.



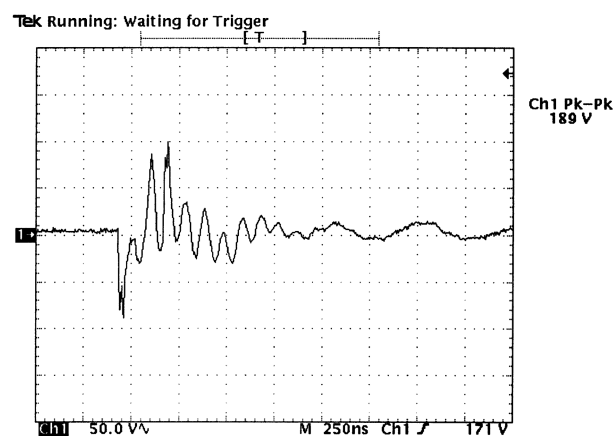
Rysunek B. 1 Pracuje ręczny radiotelefon do łączności lokalnej – wartość maksymalna 112dB μ V/m (0.4V/m – przy częstotliwości 46.2MHz)



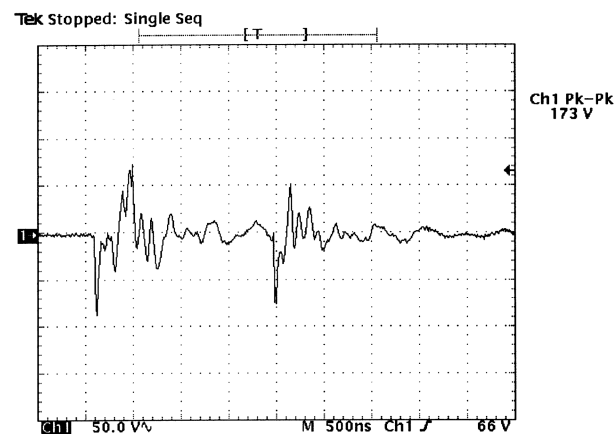
Rysunek B. 2 Stan ustalony (tło) – wartość maksymalna 78dB μ V/m (8mV/m – lokalna stacja UKF 99.5MHz)



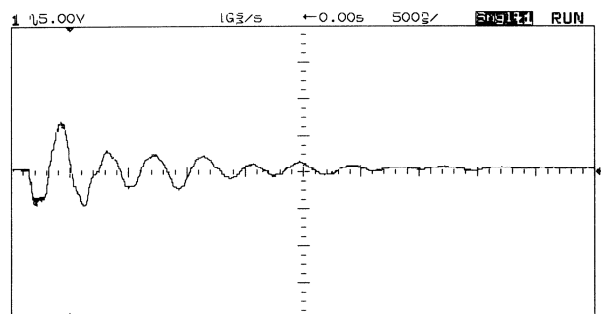
Rysunek B. 3 Przebieg napięcia na zaciskach zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego podczas załączania wyłącznika mocy VD4, bez linii kablowej. Podstawa czasu 250ns/dz, skala na osi napięcia 50V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 204V.



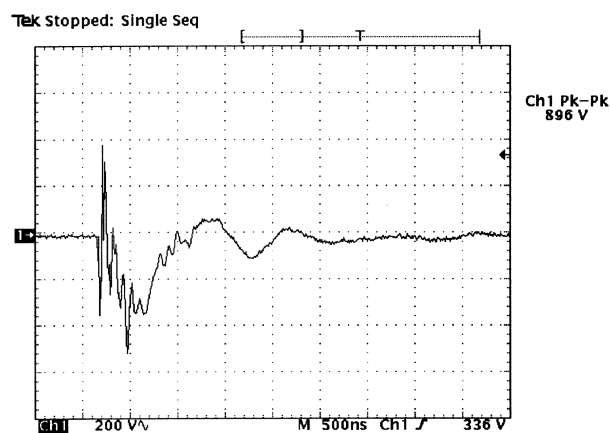
Rysunek B. 4 Przebieg napięcia na zaciskach zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego podczas wyłączania wyłącznika mocy VD4, bez linii kablowej. Podstawa czasu 250ns/dz, skala na osi napięcia 50V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 189V.



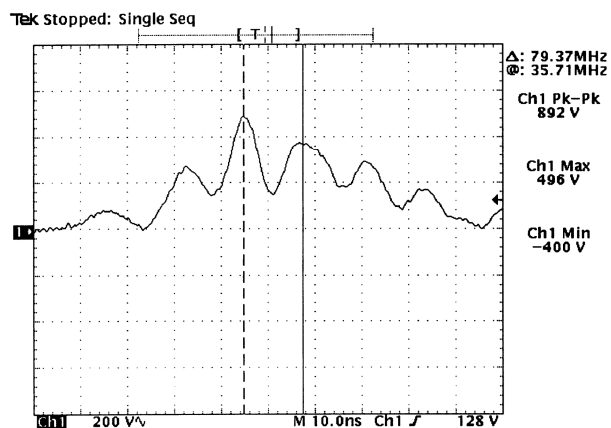
Rysunek B. 5 Przebieg napięcia na zaciskach zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 500ns/dz., skala na osi napięcia 50V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 173V.



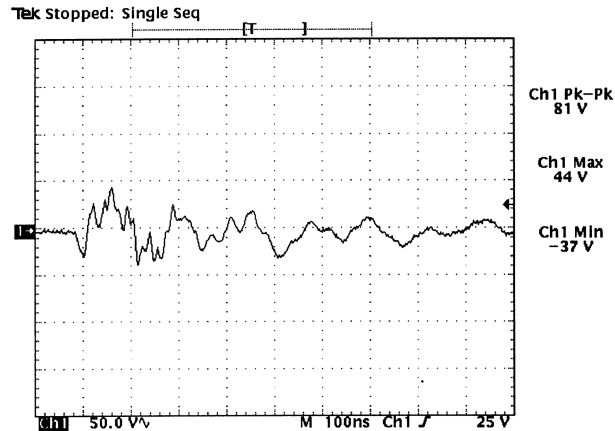
Rysunek B. 6 Przebieg napięcia na zaciskach zasilania przełącznika zabezpieczeniowego podczas wyłączenia wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 500ns/dz., skala na osi napięcia 50V/dz. (z dzielnikiem 1:10).



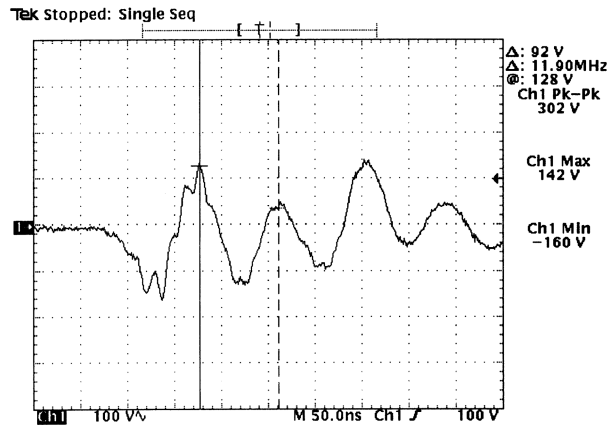
Rysunek B. 7 Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego prądu fazy L1 w przełączniku zabezpieczeniowym podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 500ns/dz., skala na osi napięcia 200V/dz.



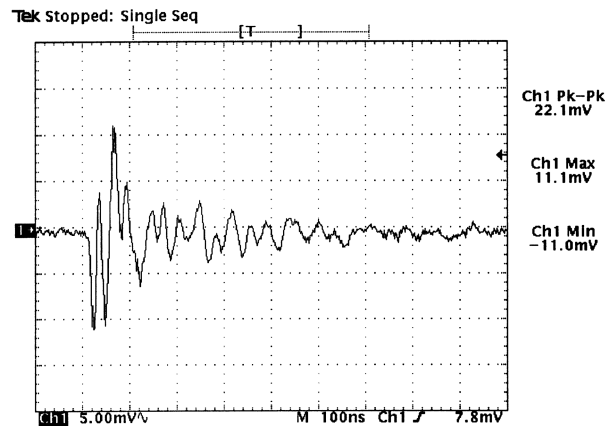
Rysunek B. 8 Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego prądu fazy L1 w przełączniku zabezpieczeniowym podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 10ns/dz., skala na osi napięcia 200V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 892V; częstotliwość oscylacji około 36MHz.



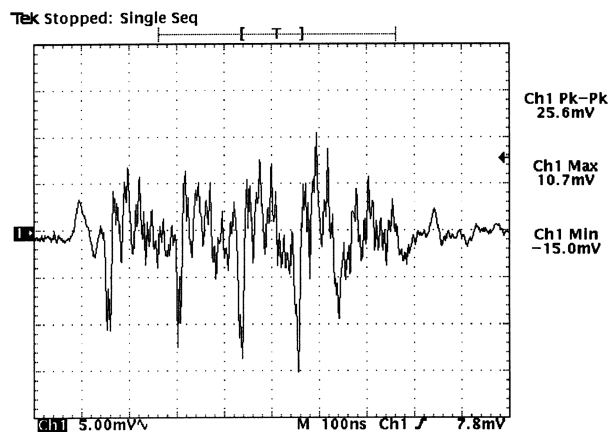
Rysunek B. 9 Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego prądu fazy L1 w przełączniku zabezpieczeniowym podczas wyłączenia wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 100ns/dz., skala na osi napięcia 50V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 81V.



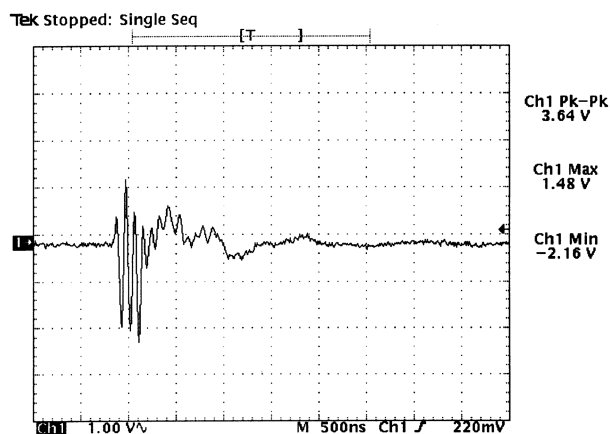
Rysunek B. 10 Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego napięcia U_0 w przełączniku zabezpieczeniowym podczas wyłączenia wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 50ns/dz., skala na osi napięcia 100V/dz. Międzyszczytowa wartość napięcia 302V; częstotliwość oscylacji około 11.9MHz.



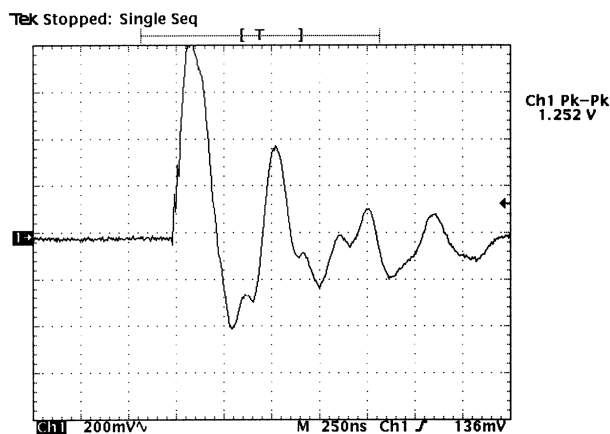
Rysunek B. 11 Przebieg prądu w przewodzie sterowania wyłącznikiem VD4 podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 100ns/dz., skala na osi napięcia 50mV/dz. Sonda prądowa o współczynniku 40A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 0.88A.



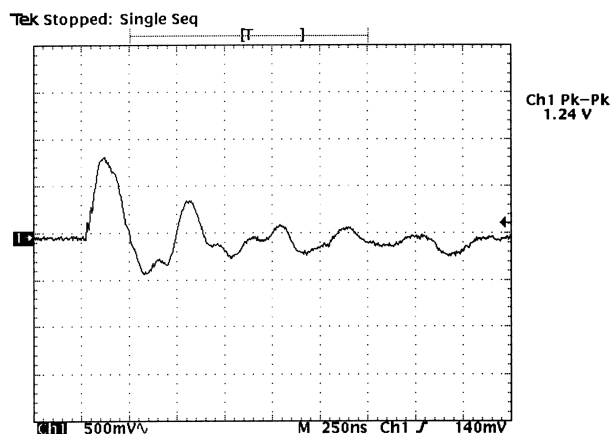
Rysunek B. 12 Przebieg prądu w przewodzie sterowania wyłącznikiem VD4 podczas zbrojenia napędu wyłącznika mocy VD4. Podstawa czasu 100ns/dz., skala na osi napięcia 50mV/dz. Sonda prądowa o współczynniku 40A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 1.0A.



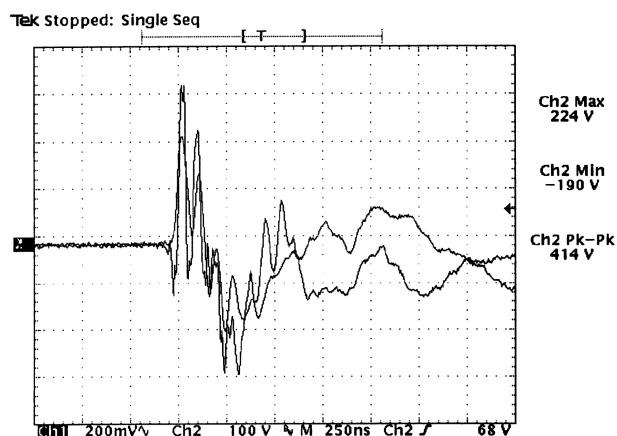
Rysunek B. 13 Przebieg prądu w obwodzie pomiaru prądu fazy L1 przekaźnika zabezpieczeniowego, podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 300m. Podstawa czasu 500ns/dz., skala na osi napięcia 1V/dz. Sonda prądowa o współczynniku 2A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 7.28A.



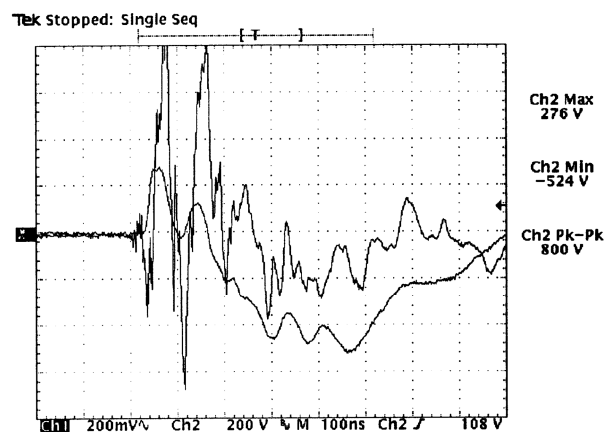
Rysunek B. 14 Przebieg prądu w obwodzie zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego, podczas załączania wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 1000m. Podstawa czasu 250ns/dz., skala na osi napięcia 200mV/dz. Sonda prądowa o współczynniku 2A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 2.5A.



Rysunek B. 15 Przebieg prądu w obwodzie zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego, podczas wyłączenia wyłącznika mocy VD4 z linią kablową 1000m. Podstawa czasu 250ns/dz., skala na osi napięcia 500mV/dz. Sonda prądowa o współczynniku 2A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 1.24A.

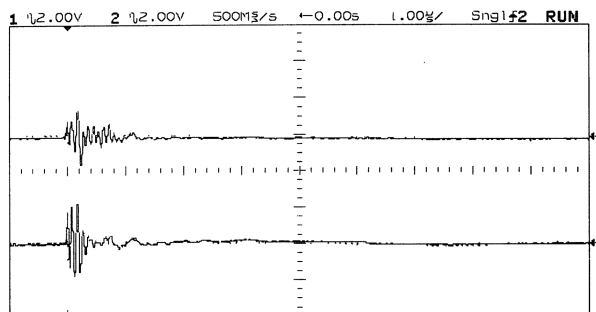


Rysunek B. 16 Przebiegi napięć podczas załączania wyłącznika VD4 z nieobciążoną linią kablową 300m (sztuczne doziemienie linii). Przebieg prądu niesymetrycznego w przewodzie PE (sonda prądowa o współczynniku 2A/V) – kanał Ch1, podstawa czasu 250ns/dz., skala na osi napięcia 200mV/dz., międzyszczytowa wartość prądu 2.4A; Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego fazy L1 – kanał Ch2, podstawa czasu 250ns/dz., skala na osi napięcia 100V/dz., międzyszczytowa wartość napięcia 414V.

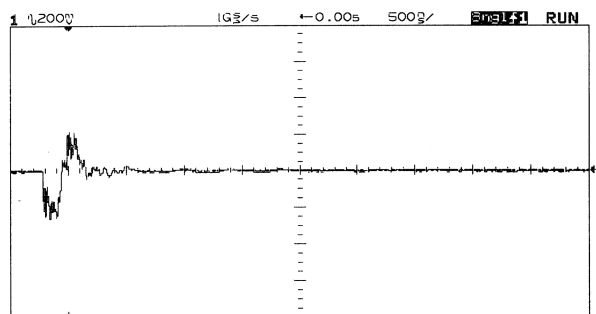


Rysunek B. 17 Przebiegi napięć podczas załączania wyłącznika VD4 z obciążoną linią kablową 300m (sztuczne doziemienie linii). Przebieg prądu niesymetrycznego w przewodzie PE (sonda prądowa o współczynniku 2A/V)

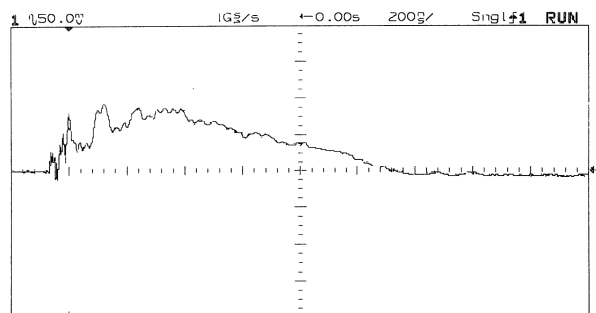
– kanał Ch1, podstawa czasu 100ns/dz., skala na osi napięcia 200mV/dz., międzyszczytowa wartość prądu 3.0A; Przebieg napięcia na zaciskach obwodu wejściowego fazy L1 – kanał Ch2, podstawa czasu 100ns/dz., skala na osi napięcia 200V/dz., międzyszczytowa wartość napięcia 800V.



Rysunek B. 18 Przebiegi napięć podczas zwarcia międzyfazowego. Przebieg napięcia niesymetrycznego w obwodzie napięcia U_0 – kanał 1, podstawa czasu 1 μ s/dz., skala na osi napięcia 50V/dz., międzyszczytowa wartość napięcia 350V; Przebieg napięcia na zaciskach obwodu zasilania przekaźnika zabezpieczeniowego – kanał 2, podstawa czasu 1 μ s/dz., skala na osi napięcia 50V/dz., międzyszczytowa wartość napięcia 400V.



Rysunek B. 19 Przebieg prądu niesymetrycznego w przewodzie PE podczas zwarcia międzyfazowego. Podstawa czasu 500ns/dz., skala na osi napięcia 200mV/dz., sonda prądowa o współczynniku 2A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 0.9A



Rysunek B. 20 Przebieg prądu niesymetrycznego w przewodzie PE podczas wyłączenia zasilania w cyklu SPZ (linia obciążona). Podstawa czasu 200ns/dz., skala na osi napięcia 50mV/dz., sonda prądowa o współczynniku 2A/V. Międzyszczytowa wartość prądu 0.18A

Dodatek C

Porównanie wyników symulacji oddziaływania fali elektromagnetycznej na linię paskową położoną na PCB i rzeczywistych pomiarów przeprowadzonych w komorze GTEM. Linią ciągłą zaznaczono wyniki pomiarów, linią przerywaną wyniki symulacji.

Tabela 5.1.1.1 Położenie A, B i C, częstotliwość 250MHz i 500MHz

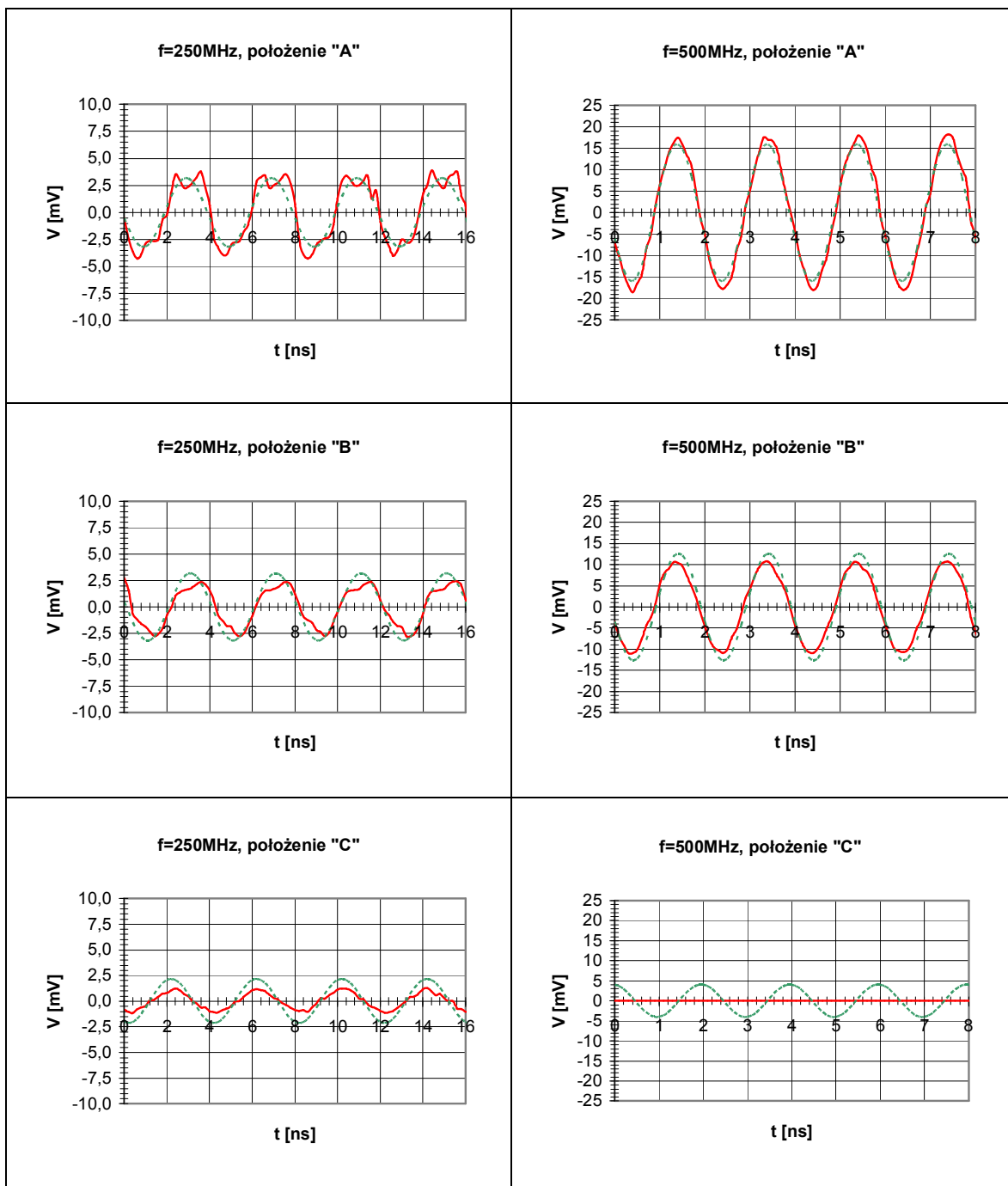
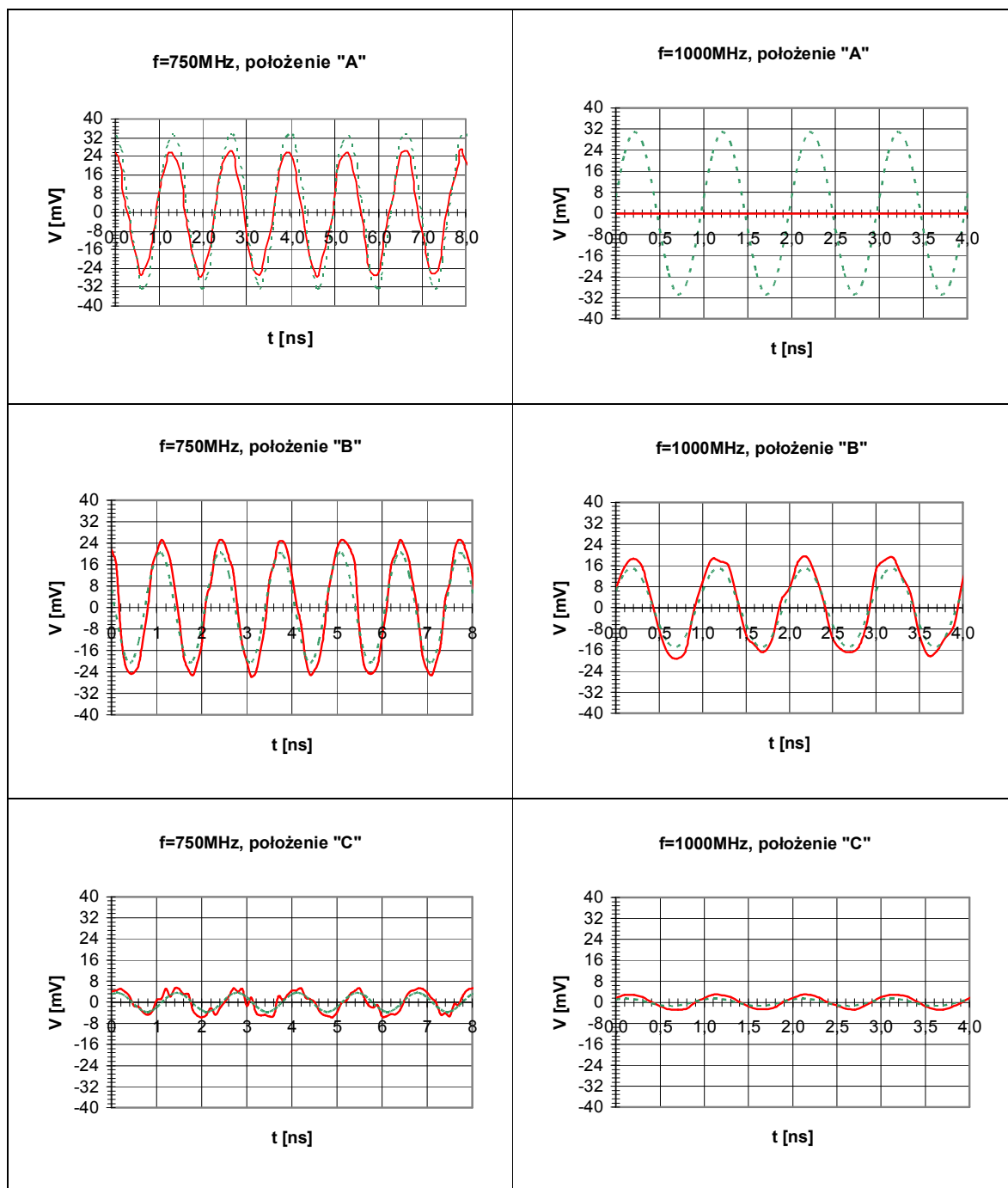


Tabela 5.1.1.2 Położenie A, B i C, częstotliwość 500MHz i 1000MHz



Brak wyników pomiarów dla przypadków – położenie „C”, $f=500\text{MHz}$ i położenie „A”, $f=1000\text{MHz}$ jest spowodowany błędną rejestracją przebiegu oscyloskopem LeCroy.