

Karol Aniserowicz

Analiza zagadnień
kompatybilności elektromagnetycznej
w rozległych obiektach
narażonych na wyładowania atmosferyczne



Recenzenci:

prof. dr hab. inż. Daniel Józef Bem
dr hab. inż. Marian Wnuk, prof. WAT

Redaktor:

Lucyna Sewastianowicz

© Copyright by Politechnika Białostocka 2005

ISSN 0867-096X

Publikacja nie może być powielana i rozpowszechniana, w jakikolwiek sposób,
bez pisemnej zgody posiadacza praw autorskich

Skład, łamanie i druk:

Dział Wydawnictw i Poligrafii Politechniki Białostockiej

Nakład: 100 egz.

Analiza zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej w rozległych obiektach narażonych na wyładowania atmosferyczne

Streszczenie

W pracy zawarto wyniki analizy oddziaływań piorunowego impulsu elektromagnetycznego na instalacje przewodzące w systemach rozległych, w których nie jest spełniony warunek quasi-stacjonarności. Badania prowadzono na przykładach struktur typowych dla obiektów radiokomunikacyjnych, z użyciem metody momentów w dziedzinie częstotliwości i czasu. Obliczono rozkłady prądów piorunowych w wybranych strukturach i towarzyszące im rozkłady pól elektromagnetycznych. Wyniki obliczeń prądów udarowych w modelu masztu antenowego zostały zweryfikowane eksperymentalnie. Przeanalizowano wykorzystanie urządzenia piorunochronnego do celów ekranowania pola LEMP. Sformułowano zalecenia dotyczące praktycznego wdrażania zasad kompatybilności elektromagnetycznej.

Analysis of Electromagnetic Compatibility Problems in Extensive Objects under Lightning Threat

Summary

Results of the analysis of the lightning electromagnetic pulse impact on the conducting installations in extensive systems that do not satisfy the quasi-stationarity condition are presented. The research was conducted on the structures typical for radiocommunications objects, using the method of moments in the frequency and time domains. Lightning current distributions in chosen structures and accompanying electromagnetic fields were also calculated. The results of computations of the surge currents in the model of the antenna mast were experimentally verified. The application of the lightning protection system for shielding of the LEMP field was analyzed. Recommendations concerning the practical implementation of the electromagnetic compatibility rules have been formulated.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów	9
Wstęp	13
1. Baza fizyczna i matematyczna analizy	19
1.1. Natura wyładowań atmosferycznych	19
1.2. Wyładowania doziemne	20
1.3. Inne rodzaje wyładowań	23
1.4. Parametry impulsów piorunowych	23
1.5. Opisy matematyczne prądu pioruna przy powierzchni ziemi	28
1.6. Analiza i synteza widmowa impulsów piorunowych	35
1.7. Popularne metody rozwiązywania zagadnień elektrodynamiki	39
1.8. Równanie dwupotencjałowe i dyskretyzacja cienkoprzewodowa	42
1.9. Przybliżone rozwiązanie równania dwupotencjałowego	46
1.10. Podsumowanie	48
2. Przegląd modeli matematycznych wyładowania głównego	50
2.1. Ogólna klasyfikacja modeli wyładowania głównego	50
2.2. Analityczny opis pola elektromagnetycznego wyładowania głównego	52
2.3. Obliczanie rozkładu pola elektromagnetycznego nad powierzchnią ziemi	55
2.4. Modele gazodynamiczne	59
2.5. Modele o parametrach rozłożonych $R-L-C$	60
2.6. Modele inżynierskie	61
2.7. Modele antenowe	70
2.8. Uprozczone zależności analityczne	79
2.9. Podsumowanie	83
3. Modyfikacja modelu antenowego wyładowania głównego	84
3.1. Obliczanie prądów i pól z wykorzystaniem antenowego modelu wyładowania głównego	84

3.2. Analiza właściwości modelu antenowego AT3	86	6.6. Uproszczone formuły analityczne dotyczące ekranowania	195
3.3. Modyfikacja algorytmu modelowania wyładowania głównego	94	6.7. Podsumowanie	196
3.4. Właściwości zmodyfikowanego modelu antenowego	98	7. Analiza przepięć indukowanych przez pole LEMP	198
3.5. Wpływ skończonej konduktywności gruntu na rozkład pola elektromagnetycznego	104	7.1. Drogi docierania przepięć do aparatury	198
3.6. Podsumowanie	111	7.2. Przepięcia indukowane w kablach wewnątrz budynków	199
4. Analiza rozptyłu prądów i rozkładu pola LEMP przy uderzeniu pioruna w maszt antenowy	113	7.3. Przepięcia indukowane w budynku centrum radiokomunikacyjnego	211
4.1. Metodyka obliczeń rozptyłu prądów piorunowych i rozkładu pola LEMP	113	7.4. Podsumowanie	223
4.2. Obliczenia rozptyłu prądów piorunowych w rzeczywistym maszcie antenowym	115	8. Wybrane zasady kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach telekomunikacyjnych, narażonych na wyładowania atmosferyczne	225
4.3. Obliczenia rozptyłu prądów piorunowych z zastosowaniem modelu o parametrach skupionych	122	8.1. Środki ochrony	225
4.4. Rozptył prądów piorunowych w wysokim maszcie RTCN	124	8.2. Zwody piorunochronne	226
4.5. Obliczenia rozkładu pól w otoczeniu rzeczywistego masztu antenowego	129	8.3. Uziomy	229
4.6. Wpływ skończonej konduktywności gruntu na rozptył prądów	138	8.4. Wyrównywanie potencjałów wewnątrz i na zewnątrz budynków	234
4.7. Podsumowanie	141	8.5. Przykłady obliczeniowe	240
5. Eksperymentalna weryfikacja wyników obliczeń rozptyłu prądów udarowych w maszcie antenowym	143	8.6. Dobór tras kabli. Odstępy izolacyjne	244
5.1. Eksperymentalny model uderzenia pioruna w maszt antenowy. Pomiary i obliczenia w dziedzinie częstotliwości	143	8.7. Ekranowanie	246
5.2. Eksperymentalny model uderzenia pioruna w maszt antenowy. Pomiary i obliczenia w dziedzinie czasu	150	8.8. Ograniczniki przepięć	248
5.3. Wpływ konfiguracji modelu na rezultaty badań	158	8.9. Jakość połączeń. Ochrona przed korozją	250
5.4. Podsumowanie	161	8.10. Podsumowanie. Podstawowa zasada ochrony	253
6. Analiza wpływu instalacji odgromowej na rozkład pola LEMP	163	Wnioski końcowe	256
6.1. Efekt ekranowania	163	Literatura	260
6.2. Obliczenia z zastosowaniem quasi-stacjonarnego modelu kanału	164		
6.3. Pole elektromagnetyczne w obszarze objętym instalacją odgromową przy wyładowaniu bezpośrednim	168		
6.4. Pole elektromagnetyczne w obszarze objętym instalacją odgromową przy wyładowaniu pobliskim	179		
6.5. Charakterystyki częstotliwościowe modułu transmitancji pola LEMP	187		

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów

a	– promień przewodu; współczynnik
a_k	– współczynniki przy wyrazach kosinusoidalnych rozwinięcia w szereg Fouriera
\mathbf{A}	– wektorowy potencjał magnetyczny
AT_n	– model antenowy kanału pioruna, n – numer modelu nadany w tej pracy (AT – ang. <i>Antenna Theory</i>)
b_k	– współczynniki przy wyrazach sinusoidalnych rozwinięcia w szereg Fouriera
B	– indukcja pola magnetycznego (skalarnie)
\mathbf{B}	– wektor indukcji pola magnetycznego
BG	– model pioruna Bruce’a-Golde’a
c	– prędkość światła w powietrzu lub w próżni (w wolnej przestrzeni); współczynnik
C	– pojemność
C_0	– pojemność jednostkowa
d	– średnica przewodu; elementarny przyrost; odległość
DEXP	– wzór dwuwykładniczy (ang. <i>double exponential</i>)
DFT	– dyskretna transformacja Fouriera (ang. <i>Discrete Fourier Transform</i>)
DU	– model pioruna Diendorfera-Umana
E	– natężenie pola elektrycznego (skalarnie)
\mathbf{E}	– wektor natężenia pola elektrycznego
\mathbf{E}^i	– wektor natężenia padającego pola elektrycznego
f	– częstotliwość
f_g	– górna granica pasma częstotliwości
FFT	– szybka transformacja Fouriera (ang. <i>Fast Fourier Transform</i>)
G	– funkcja Greena
h	– wysokość; długość segmentu
H	– natężenie pola magnetycznego (skalarnie); wysokość modelu kanału pioruna
\mathbf{H}	– wektor natężenia pola magnetycznego
\mathbf{H}^i	– wektor natężenia padającego pola magnetycznego

$i, i(t)$ – natężenie prądu (zapis w dziedzinie czasu)
 $I, I(\omega)$ – natężenie prądu (zapis w dziedzinie częstotliwości), widmo prądu
 I_1, I_2 – współczynniki w opisie impulsu prądowego
 I_m, I_{\max} – wartość maksymalna prądu
 j – jedność urojona
 \mathbf{J}_S – wektor liniowej gęstości prądu powierzchniowego
 k – liczba falowa (współczynnik fazowy w wolnej przestrzeni); numer próbki widma
 k_I – współczynnik korekcyjny w dwuwykładniczym opisie prądu piorunowego
 k_g – liczba próbek widma; liczba falowa w gruncie
 k_0 – liczba falowa w powietrzu
 K – współczynnik; współczynnik skrócenia
 l – długość
 L – indukcyjność
 L_0 – indukcyjność jednostkowa
 L_d – dodatkowa indukcyjność jednostkowa rozłożona wzdłuż kanału pioruna, niezależnie od częstotliwości
 L_D – dodatkowa indukcyjność jednostkowa rozłożona wzdłuż kanału pioruna, zmienna w funkcji częstotliwości
 LEMP – piorunowy impuls elektromagnetyczny (ang. *Lightning Electromagnetic Pulse*)
 LPZ – strefa ochronna przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym (ang. *Lightning Protection Zone*)
 MAT3 – zmodyfikowany w niniejszej pracy model antenowy kanału pioruna
 MEB – metoda elementów brzegowych
 MES – metoda elementów skończonych
 MoM – metoda momentów
 MRS – metoda różnic skończonych
 MTLE – zmodyfikowany model pioruna w postaci linii transmisyjnej (MTL – ang. *Modified Transmission Line*) z rozkładem prądu tłumionym eksponencjalnie
 MTL – zmodyfikowany model pioruna w postaci linii transmisyjnej z rozkładem prądu tłumionym liniowo
 P – punkt obserwacji
 r – promień (skalar)nie
 \mathbf{r} – wektor (promień) wodzący punktu obserwacji
 \mathbf{r}' – wektor (promień) wodzący elementarnej powierzchni przewodnika dS

R – rezystancja; odległość między elementarnym odcinkiem przewodu z prądem a punktem obserwacji
 R_0 – rezystancja jednostkowa
 R_d – dodatkowa rezystancja jednostkowa rozłożona wzdłuż kanału pioruna; rezystancja dynamiczna uziomu
 R_H, R_V – współczynniki odbicia Fresnela
 R_p – reszta przybliżenia
 s – operator przekształcenia Laplace'a
 S – powierzchnia
 S_E, S_H – skuteczność ekranowania pola elektrycznego i magnetycznego
 t – czas; symbol t użyty jako indeks oznacza składową styczną
 t_{cz} – czas czoła
 T – szerokość okna czasowego syntezy fourierowskiej; okres sygnału
 T_I – transmitancja prądowa
 $\mathbf{T}_E, \mathbf{T}_H$ – transmitancje wektorowe natężenie pola/prąd
 TCS – model pioruna Heidlera – z ruchomym źródłem prądowym (ang. *Travelling Current Source*)
 TEM – fala płaska (ang. *Transverse Electro-Magnetic*)
 TL – model pioruna w postaci linii transmisyjnej (ang. *Transmission Line*)
 $u, u(t)$ – napięcie (zapis w dziedzinie czasu)
 \mathbf{u}_l – wektor jednostkowy zwrócony wzdłuż osi przewodu l lub równoległe do obranej współrzędnej
 U – napięcie (zapis w dziedzinie częstotliwości)
 v – prędkość propagacji fali
 V – potencjał elektryczny (notacja na gruncie teorii obwodów)
 w – wymiar oka siatki instalacji odgromowej
 w_p – funkcje wagowe
 Z – impedancja
 α – kąt; współczynnik określający czas czoła impulsu; zmienny promień kanału pioruna
 β – współczynnik określający czas do półszczytu impulsu; współczynnik fazowy
 δ – symbol różnicy względnej
 ϵ – bezwzględna przenikalność elektryczna
 ϵ_0 – bezwzględna przenikalność elektryczna powietrza lub próżni
 ϵ_g – bezwzględna przenikalność elektryczna gruntu
 ϵ_r – względna przenikalność elektryczna

ϵ_{rg}	– względna przenikalność elektryczna gruntu
γ	– współczynnik propagacji
η	– współczynnik korekcyjny we wzorach opisujących prąd piorunowy
φ_i	– funkcja bazowa; argument (faza) transmitancji
λ	– długość fali
μ	– bezwzględna przenikalność magnetyczna
μ_0	– bezwzględna przenikalność magnetyczna powietrza lub próżni
μ_r	– względna przenikalność magnetyczna
π	– liczba pi
ρ	– rezystywność; gęstość
ρ_S	– powierzchniowa gęstość ładunku elektrycznego
σ	– konduktywność
σ_g	– konduktywność gruntu
τ	– czas opóźnienia grupowego
τ_n	– współczynnik we wzorach opisujących prąd piorunowy, n – numer współczynnika
ω	– pulsacja
ω_g	– pulsacja graniczna (górna)
Δ	– przyrost
Δf	– krok (przyrost) w dziedzinie częstotliwości
Δt	– krok (przyrost) w dziedzinie czasu
Φ	– skalarny potencjał elektryczny (notacja na gruncie teorii pola)
ϑ	– kąt
∇	– operator nabla (Hamiltona)
∂	– symbol pochodnej cząstkowej
x, y, z	– układ współrzędnych kartezjańskich
r, ϕ, z	– układ współrzędnych cylindrycznych
r, θ, ϕ	– układ współrzędnych sferycznych

Wstęp

Badania bezpośrednio lub pośrednio dotyczące wyładowań atmosferycznych są dziedziną interdyscyplinarną, stanowiącą przedmiot zainteresowań wielu gałęzi nauk technicznych i przyrodniczych. Praca urządzeń i systemów elektrycznych i elektronicznych w warunkach narażenia na oddziaływania piorunowe jest jedną z ważniejszych grup problemów kompatybilności elektromagnetycznej. Wraz z rozwojem elektroniki następuje coraz większa miniaturyzacja urządzeń, o członach funkcjonalnych wymagających coraz mniejszej energii do swego działania, a więc i coraz mniejszej energii potrzebnej do zakłócenia ich pracy lub ich uszkodzenia. Malejąca odporność urządzeń elektronicznych na zakłócenia wraz z lawinowym wzrostem ich zastosowań stawia wciąż nowe wyzwania przed inżynierami w celu zapewnienia warunków kompatybilności elektromagnetycznej. O rosnącej wadze zagadnień dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej świadczy duża liczba norm krajowych i międzynarodowych oraz przyjęte regulacje prawne, a w szczególności opracowanie Dyrektywy 89/336/EEC Nowego Podejścia Rady Wspólnoty Europejskiej [77] i dokumentów z nią związanych.

Powszechnie przyjęto, aby prąd pioruna i towarzyszące mu pole elektromagnetyczne nazywać w skrócie LEMP (ang. *Lightning Electromagnetic Pulse*) [125]. Prądy i pola LEMP wywołują zjawiska, w wyniku których często zdarzają się zniszczenia i uszkodzenia urządzeń lub zakłócenia w ich pracy. Do zadań badaczy zajmujących się wyładowaniami atmosferycznymi z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej należy jakościowa i ilościowa analiza zagrożenia aparatury oraz określenie i krytyczna ocena środków służących do minimalizacji tych zagrożeń.

Oprócz zagrożeń dotyczących samej aparatury i różnych instalacji elektrycznych, wyładowania atmosferyczne są przyczynami znacznych szkód materialnych spowodowanych przez pożary, stwarzają niebezpieczeństwo dla ludzi i zwierząt wskutek pojawiania się niebezpiecznych napięć dotykowych i krokowych lub możliwości porażenia bezpośredniego. Nie można rozpatrywać zagadnień ochrony aparatury bez równoczesnego uwzględniania zagadnień bezpieczeństwa porażeniowego i pożarowego.

W grupie urządzeń elektrycznych i elektronicznych szczególnie narażone na oddziaływania LEMP są rozległe sieci zasilania elektroenergetycznego i różnorodne systemy przesyłu informacji. Do systemów rozległych należy zaliczyć nie tylko

obiekty i linie przesyłowe, które zajmują duże obszary w potocznym rozumieniu słowa „rozległe”, lecz także takie budynki i konstrukcje, których wymiary fizyczne są na tyle duże, aby istniało duże prawdopodobieństwo trafienia ich przez piorun, a także aby nie był spełniony warunek quasi-stacjonarności przy analizie rozptyłu prądów w danej konstrukcji w pełnym zakresie widma piorunowego. W tym znaczeniu rozległy może być również obiekt zajmujący stosunkowo mały obszar, lecz wystarczająco wysoki. Przykładami rozległych systemów są: linie elektroenergetyczne, sieci telefoniczne i komputerowe, przemysłowe systemy pomiarowe, sygnalizacji, sterowania i automatyki, obwody alarmowe, sieci dozoru telewizyjnego, systemy teletransmisji, radiowo-telewizyjne ośrodki nadawcze z masztami lub wieżami antenowymi. Analiza zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej w rozległych obiektach narażonych na wyładowania atmosferyczne jest przedmiotem niniejszej pracy. Przede wszystkim uwzględniono w niej specyfikę obiektów radiokomunikacyjnych, w skład których wchodzi takie konstrukcje jak np. maszty, wieże antenowe, które z powodu swej wysokości są szczególnie narażone na uderzenia piorunów. Ochroną takich obiektów przed oddziaływaniem impulsów piorunowych autor zajmował się przez dziesięć ostatnich lat, redagując ekspertyzy, opinie techniczne i biorąc udział w pracach projektowych dotyczących w sumie kilkudziesięciu takich obiektów. Inspiracją do wielu artykułów wymienionych w wykazie literatury były prace badawcze wykonywane w ramach zleceń dla Politechniki Białostockiej oraz we współpracy z firmą RST z siedzibą w Białymstoku.

Istotne znaczenie dla ochrony odgromowej ma właściwe przewidywanie rozptyłu prądów w różnych częściach urządzenia piorunochronnego, układu uziołmowego, metalowych instalacjach nieelektrycznych, systemu połączeń wyrównawczych i w samych chronionych instalacjach. Z rozptyłem tym ściśle związany jest rozkład pól: elektrycznego i magnetycznego oraz ich oddziaływania w obszarze objętym ochroną. Wyniki realistycznych oszacowań rozptyłu prądów i rozkładu pola elektromagnetycznego w konkretnych konfiguracjach stanowią podstawę właściwego doboru i charakterystyki działania środków ochrony przed udarami piorunowymi. Opublikowane prace dotyczące obliczania rozptyłu prądów w rozpatrywanych układach można podzielić na dwie zasadnicze grupy: opierające się na modelach obwodowych, przy założeniu spełnienia warunku quasi-stacjonarności oraz na modelach połowych, gdy cechy udaru i rozmiary analizowanego układu nie pozwalają na spełnienie tego założenia.

Pierwsza ze wspomnianych grup publikacji jest ze swojej natury bliska podejściu typowemu dla szacunkowych obliczeń inżynierskich, operujących możliwie jak najbardziej uproszczonymi narzędziami matematycznymi, w wielu przypadkach wystarczającymi w typowych zagadnieniach praktycznych. Przykłady takich prac są wymienione w wykazie literatury [14, 79, 80, 90, 101, 120, 151, 173]. Obliczenia są wykonywane na podstawie spostrzeżenia, że w układach quasi-stacjonarnych dominujący wpływ na rozptył prądów impulsowych i na spadki

napięć mają indukcyjności przewodów. Obliczenia natężeń pól są również dokonywane w sposób jak najbardziej uproszczony, opierający się na podstawowych wzorach analitycznych elektro- i magnetostatyki lub na często zbyt daleko idącym założeniu, że pole towarzyszące wyładowaniu atmosferycznemu ma w przybliżeniu charakter fali płaskiej. Na modelach obwodowych i przybliżeniu fali płaskiej opierają się też opracowania normalizacyjne [124-126], co z jednej strony jest uzasadnione przystępnością formuł matematycznych dla przeciętnego inżyniera, lecz z drugiej strony może niekiedy prowadzić do nadmiernych uproszczeń, powodujących trudne do zaakceptowania błędy projektowe, szczególnie dotyczące zagadnień ekranowania. Krytykę takiego postępowania w odniesieniu do konkretnych przypadków zawarto w rozdziale 6.

Druga grupa prac, np. [3, 8, 22, 43, 66, 67, 73, 96, 143, 159], stosuje bardziej zaawansowany aparat matematyczny. Uzyskane w nich wyniki opierają się na modelach i metodach obliczeniowych sformułowanych na gruncie teorii pola elektromagnetycznego. Pozwala to na znacznie lepszą zgodność rezultatów z danymi eksperymentalnymi, jednakże kosztem komplikacji procesu obliczeniowego, wymagającego zastosowania sprzętu komputerowego. Zazwyczaj w tego rodzaju obliczeniach nakład pracy i zajęta pamięć komputera rosną wraz ze stopniem rygorystyki modelu matematycznego i metody rozwiązania. Ta grupa metod jest ze swej natury mało przystępna przeciętnemu inżynierowi. Tym niemniej, szybko narastające wymagania dotyczące ochrony urządzeń przed przepięciami i zakłóceniami z jednej strony, a z drugiej – powszechna dostępność komputerów o coraz większej wydajności, powodują, że z czasem niewątpliwie powstaną takie programy przyjazne użytkownikowi, za pomocą których projektanci w stosunkowo prosty sposób będą mogli wprowadzać dane i interpretować wyniki obliczeń. Przy odpowiednim opracowaniu procedur komunikacji z użytkownikiem zaawansowany aparat numeryczny może być zastosowany bez dużej wiedzy matematycznej projektanta. Dowodem tego stwierdzenia są coraz liczniejsze pakiety komputerowego wspomaganie prac inżynierskich (CAD). Powstanie takiego oprogramowania wydaje się nieuchronne.

Celem niniejszej pracy jest opracowanie metodyki postępowania obliczeniowego i wskazanie takich sposobów modelowania matematycznego, które – dzięki ich istotnym cechom użytkowym – z czasem pozwolą na szersze zastosowanie w środowisku inżynierskim metod numerycznych rozwiązywania wybranych zagadnień kompatybilności, dotyczących analizy i projektowania środków ochrony obiektów nadziemnych przed zagrożeniami stwarzanymi przez LEMP. Sposoby użycia tych narzędzi obliczeniowych są obecnie zrozumiałe i dostępne jedynie dla małej grupy specjalistów.

Przyjęty zakres pracy dotyczy analizy oddziaływań LEMP na nadziemne systemy rozległe, ze szczególnym uwzględnieniem obiektów radiokomunikacyjnych

oraz sposobów ochrony przed zagrożeniem piorunowym. Praca w swoim założeniu zawiera trzy wątki:

- wątek teoretyczny – analiza matematyczna rozptyłu prądów uderzenia bezpośredniego, prądów indukowanych i rozkładu pól elektromagnetycznych z porównaniem stosowalności modeli sporządzonych na gruncie teorii pola i teorii obwodów o parametrach skupionych;
- wątek eksperymentalny – oryginalne weryfikacje doświadczalne wyników obliczeń rozptyłu prądów w maszcie antenowym, opisane w rozdziale 5, wykonane w dziedzinie częstotliwości i czasu na modelu fizycznym masztu;
- wątek praktyczny – wybrane zalecenia, zawarte głównie w rozdziale 8, dotyczące sposobów konstrukcyjnego zapewnienia kompatybilności elektromagnetycznej systemów, szczególnie radiokomunikacyjnych, opierające się zarówno na badaniach teoretycznych, jak i na doświadczeniu autora zdobytym podczas wykonywania ekspertyz, opinii, prac projektowych oraz prowadzenia kursów i szkoleń dotyczących ochrony odgromowej i przed przepięciami.

Za główne narzędzie obliczeniowe przyjęto metodę elementów brzegowych w ujęciu cienkoprzewodowym (nazywaną również skrótowo metodą momentów), gdyż taki opis matematyczny z natury rzeczy najlepiej odpowiada większości analizowanych problemów. Opracowano metodykę numerycznej analizy prądów i pól bliskich, towarzyszących uderzeniu pioruna. Obliczenia prowadzone były w dwóch dziedzinach: częstotliwości i czasu. Popularne ostatnio metody analizy zagadnień wyłącznie w dziedzinie czasu (np. FDTD) w wielu przypadkach efektywnie wprawdzie prowadzą do wyznaczonego celu, jednak nie zawsze dostarczają wystarczających informacji o rozpatrywanym zjawisku, co może prowadzić do błędnych interpretacji, np. wskutek pominięcia istotnych rezonansów konstrukcji.

Analiza matematyczna opisywanych zagadnień jest wykonywana przy założeniu, że powierzchnia ziemi jest płaszczyzną idealnie przewodzącą, z pominięciem nierówności terenu. W wielu przypadkach praktycznych takie uproszczenie może być uważane za słuszne, co jest przedyskutowane w podrozdziale 2.3 i uzasadnione na przykładach w podrozdziale 3.5 i 4.6. W ten sposób autor dąży do pełnego wykorzystania możliwości jak najmniej skomplikowanych narzędzi obliczeniowych przy możliwie daleko posuniętych założeniach upraszczających, co jest zgodne z przyjętym celem pracy. Wynika stąd jednak brak możliwości obliczania rozptyłu prądów i rozkładu potencjału w gruncie oraz ograniczenie zakresu analizy do obiektów zlokalizowanych nad powierzchnią ziemi. Niezbędne jest prowadzenie dalszych badań nad uwzględnieniem skończonej konduktywności gruntu, co niewątpliwie będzie coraz łatwiejsze dzięki postępowi techniki komputerowej. Stosowanie istniejącego oprogramowania (np. NEC [54, 55], CDEGS [56], AWAS [76]) wciąż nie jest wystarczająco efektywne przy obecnie spotykanej wydajności pojedynczych komputerów. Do większych zadań obliczeniowych niezbędne jest

wykorzystanie sieci komputerowych. W niniejszej pracy do większości obliczeń w dziedzinie częstotliwości wykorzystywany jest program AWAS 2.0. Do obliczeń z uwzględnieniem skończonej konduktywności ziemi zastosowano również programy NEC2 i CDEGS v. 10. Procedury obliczeń w dziedzinie czasu (DFT i FFT), generacji danych i graficznego opracowania wyników zostały opracowane przez autora.

Planując ochronę przed przewidywanym zagrożeniem niezbędna jest wiedza o jego właściwościach. Obszerne opisy wyładowań atmosferycznych znajdują się w pracach M. Umana [146, 164], R. Goldego [82], V. Cooray'a [60]. Statystyczne opracowania typowych parametrów piorunów są opisane m.in. w normach [125]. Naturze wyładowań atmosferycznych, ich ogólnym właściwościom fizycznym i parametrom elektrycznym jest poświęcony rozdział 1 niniejszej pracy.

Ważnym elementem składowym obliczeń jest właściwy wybór modelu matematycznego wyładowania atmosferycznego. W przypadku analizy rozptyłu prądów w obiekcie o parametrach skupionych (przy założeniu quasi-stacjonarności), modelem jest po prostu źródło prądowe. W obliczeniach z zastosowaniem metod teorii pola problem jest znacznie bardziej złożony. Do dziś nie istnieje uniwersalny model matematyczny, ujmujący wszystkie stadia rozwoju pioruna i jego właściwości. Jest to jedna z istotnych trudności obliczeniowych, która wymaga dalszych prac badawczych. Zagadnieniu modelowania najbardziej niszczycielskiego stadium – wyładowania głównego – są poświęcone rozdziały 2 i 3. W rozdziale 2 dokonano przeglądu istniejących modeli matematycznych, a w rozdziale 3 opisano szczegółowo cechy modelu antenowego, który został wybrany jako najbardziej właściwy do dalszych obliczeń, a także przedstawiono jego autorską modyfikację.

W rozdziale 4 opisano metodę obliczania rozptyłu prądu piorunowego w konstrukcjach przewodzących z zastosowaniem opisu połowego. Dokonano obliczeń na przykładach masztów antenowych. Wykonano obliczenia porównawcze dla modelu obwodowego (o parametrach skupionych). W rozdziałach 3 i 4 określono również wpływ skończonej konduktywności gruntu na rozkład pola elektromagnetycznego oraz na rozptył prądów. Prawdliwość wykonanych obliczeń została zweryfikowana w rozdziale 5 podczas badań eksperymentalnych w dziedzinie częstotliwości i czasu, z użyciem fizycznego modelu masztu, wykonanego w pomniejszonej skali, z zastosowaniem zasady podobieństwa elektromagnetycznego.

W rozdziale 6 zaprezentowano metodę obliczania w dziedzinie czasu rozkładu pola bliskiego w sąsiedztwie kanału pioruna i konstrukcji trafionej przez piorun. Przeanalizowano w dziedzinie czasu i częstotliwości wpływ instalacji odgromowej o znormalizowanych wymiarach oka siatki na rozkład pola LEMP, ze szczególnym uwzględnieniem efektu ekranowania.

Rozdział 7 dotyczy analizy przepięć indukowanych w obwodach elektrycznych znajdujących się w obszarze chronionym przez instalację odgromową. Z za-

prezentowanych przykładów obliczeniowych wyraźnie wynika, jak ważny jest dobór parametrów częstotliwościowych analizy uwzględniających rezonans obwodu, w którym indukowane są zakłócenia.

Rozdziały 3-7 zawierają metodykę analizy i opisy algorytmów, które mogą być stosowane do wspomaganego komputerem rozwiązywania zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń i systemów narażonych w trakcie pracy na oddziaływanie wyładowań atmosferycznych. Na przykładach obliczeniowych zademonstrowano możliwości systematycznego ujęcia problemu.

W rozdziale 8 opisano możliwości zastosowania tych rozwiązań w praktyce. Sformułowane zalecenia wynikają częściowo z obliczeń zawartych w poprzednich rozdziałach, a częściowo stanowią pewien kanon sztuki inżynierskiej, ustanowiony w normach [115, 124-126] i publikacjach krajowych i zagranicznych. Wśród książek wydanych za granicą, traktujących o środkach ochrony przed oddziaływaniem LEMP, należy wymienić m.in. opracowania D. White'a [170], R. Goldego [82], R. Sandlera [154], A. Kniaziewa [97], W. Krawcenki [101], P. Hassego i J. Wiesingera [88, 89]. Książki polskie, to przede wszystkim prace S. Szpora [157], K. Wołkowińskiego [173], Z. Flisowskiego [79], A. Sowy [152], praca zbiorowa pod red. L. Spiralskiego [153], oraz przetłumaczone na język polski książki A. Charoya [57] i H. W. Ott'a [121], P. Hassego i J. Wiesingera [90]. Wybór zagadnień poruszonych w rozdziale 8 opiera się na dotychczasowych doświadczeniach praktycznych autora i odnosi się do często spotykanych błędów i braków, głównie dotyczących ochrony obiektów radiokomunikacyjnych. Niniejsze opracowanie nie obejmuje wszystkich przypadków istniejących w praktyce, gdyż wykroczyłoby to znacznie poza przyjęte ramy objętościowe. Tym niemniej, opisana metodologia postępowania inżynierskiego ma cechy uniwersalne, słuszne w każdym przypadku, co dobitnie podkreśla zredagowana w zakończeniu rozdziału 8 podstawowa zasada ochrony.

Na podstawie dokonanych rozważań teoretycznych i zaprezentowanego wyboru zaleceń praktycznych można sformułować myśl przewodnią, tezę pracy, że poprawna ocena zagrożenia piorunowego rozległego systemu oraz opracowanie jego skutecznej ochrony przed skutkami LEMP są możliwe jedynie na podstawie pełnej, kompleksowej analizy – prowadzonej zarówno w dziedzinie czasu, jak i częstotliwości.

1. Baza fizyczna i matematyczna analizy

1.1. Natura wyładowań atmosferycznych

Zjawiska elektrostatyczne towarzyszą różnym procesom pogodowym zachodzącym w atmosferze ziemskiej. Nawet podczas pięknego słonecznego dnia przy powierzchni ziemi istnieje pole elektryczne o natężeniu około 100 V/m, wywołane różnicą potencjałów od 200 kV do 500 kV między ziemią a dolną granicą jonosfery. Wektor E zwrócony jest w dół, ku ujemnie naładowanej Ziemi. Związany jest z nim przepływ tzw. prądu ładnej pogody, o średniej gęstości powierzchniowej rzędu kilku $\mu\text{A}/\text{m}^2$ [164].

Elektryczna natura wyładowań atmosferycznych jest znana od nieco ponad 250 lat. Udowodnił ją Benjamin Franklin za pomocą słynnego eksperymentu z latawcem w roku 1752. Doświadczenie to stanowiło podstawę do wynalezienia piorunochronu. Pionierem ochrony odgromowej w Polsce był ksiądz Józef Osiński, wykładowca fizyki i chemii w pijarskim Collegium Nobilium w Warszawie. W roku 1784 pod wpływem jego starań zainstalowano pierwszy w Polsce piorunochron na wieży zegarowej Zamku Królewskiego w Warszawie.

Podwaliny współczesnej wiedzy o rozkładzie ładunków elektrycznych w chmurach burzowych (cumulonimbusach) zostały stworzone na początku dwudziestego wieku [60]. Szczególną rolę odegrali dwaj brytyjscy badacze: G. C. Simpson i C. T. R. Wilson. Simpson mierzył ładunki niesione przez krople deszczu bezpośrednio pod chmurami. W latach późniejszych skonstruował przyrząd do pomiaru pionowej składowej natężenia pola elektrycznego z balonu wypuszczanego w głąb chmury. Wilson badał zmiany pola elektrycznego towarzyszącego piorunom w pewnej odległości od chmur i na tej podstawie określał wartość i polaryzację wyładowań w chmurach oraz między chmurami a ziemią. Za opis tzw. komory burzowej Wilson otrzymał nagrodę Nobla w roku 1927 (wspólnie z A. H. Comptonem).

W chmurze burzowej występują trzy obszary ładunków elektrostatycznych o różniącej się polaryzacji: najwyżej położony jest duży obszar kryształków lodu naładowanych dodatnio, w części niższej dominuje ładunek ujemny, a przy podstawie chmury występuje mała strefa o polaryzacji dodatniej [60, 164, 171].

Wyładowania atmosferyczne są klasyfikowane jako:

- doziemne,
- wewnątrz chmur,
- między chmurami,
- między chmurami a jonosferą.

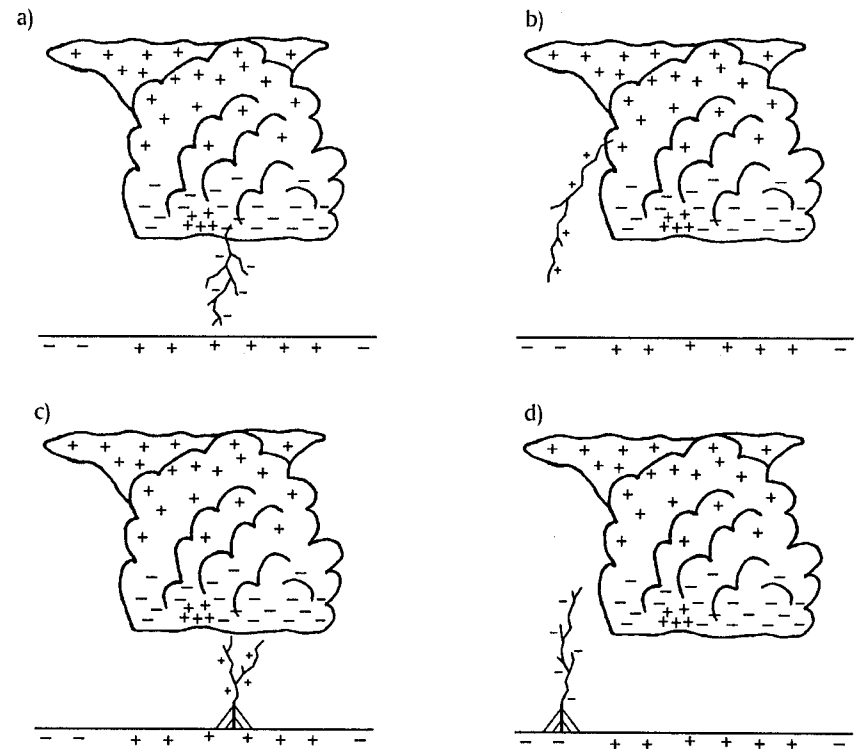
Mimo długotrwałych badań wiele zagadnień wciąż nie jest wyjaśnionych. Spośród wymienionych tu rodzajów wyładowań najlepiej zbadane są wyładowania doziemne. Powodują one największe strat, toteż szczególne zainteresowanie nimi jest uzasadnione.

Wielu informacji o piorunach dostarczają badania eksperymentalne. W miejscach o dużej aktywności burzowej znajdują się ośrodki badawcze, w których prowokuje się wyładowania za pomocą ракет wystrzeliwanych w kierunku chmur. Takie ośrodki są zlokalizowane np. w USA – na Florydzie i w Nowym Meksyku, w Australii – na Wyspie Melville’a. Badania z wykorzystaniem ракет wykonywano również we Francji i w Japonii. Często publikowane są wyniki pomiarów naturalnych wyładowań prowadzone na wysokich budowlach, jak Canadian National (CN) Tower w Toronto, wieże radiowo-telewizyjne Ostankino w Moskwie, Peissenberg w Niemczech. Na całym świecie rozwijane są elektroniczne systemy detekcji wyładowań atmosferycznych.

W każdej chwili na Ziemi trwa około 2000 burz z piorunami. W ciągu sekundy na całym globie notuje się średnio około 100 wyładowań atmosferycznych dowolnego typu, nie tylko doziemnych, co daje średnią gęstość występowania piorunów około $6 \text{ km}^{-2}\text{rok}^{-1}$. Średnia gęstość powierzchniowa wyładowań doziemnych na obszarze lądów wynosi od 2 do 5 na km^2 , a w rejonach o największej aktywności burzowej – do 50 na km^2 [163]. Temperatura plazmy w kanale pioruna sięga $30\,000^\circ\text{C}$, pięciokrotnie przekraczając temperaturę powierzchni Słońca.

1.2. Wyładowania doziemne

Na rysunku 1.1 przedstawiono początkowe stadia czterech głównych typów wyładowań doziemnych, według klasyfikacji zamieszczonej przez Umana w [163, 164]. Zamieszczony dalej opis wyładowań zawiera ich najważniejsze, typowe parametry elektryczne. Szczegółowa analiza zjawiska wyładowania atmosferycznego wykracza poza założone ramy niniejszej pracy. Obszerne opisy znajdują się np. w [60, 82, 157, 164].



Rys. 1.1. Cztery typy rozwoju wyładowań doziemnych według M. Umana [163, 164]: a) wyładowanie ujemnie zstępujące, b) wyładowanie dodatnie zstępujące, c) wyładowanie dodatnie wstępujące, d) wyładowanie ujemnie wstępujące

Pierwszą fazą około 90% wyładowań doziemnych jest ujemnie naładowany lider zstępujący, jak na rysunku 1.1a. Z miejsca zainicjowania wyładowania wewnątrz chmury lider przemieszcza się w kierunku powierzchni ziemi skokami o długości rzędu kilkudziesięciu metrów, ze średnią prędkością około 200 km/s. Skoki te mogą mieć różne kierunki i mogą tworzyć odgałęzienia. Czas trwania typowego skoku wynosi około $1 \mu\text{s}$, a przerwy między kolejnymi skokami trwają od 20 do $50 \mu\text{s}$. Prąd lidera ma średnie natężenie od 100 do 1000 A [164].

W miarę obniżania się lidera, natężenie pola elektrycznego przy powierzchni ziemi rośnie od początkowych wartości rzędu kilkunastu kV/m do ponad 150 kV/m. Tak duży gradient potencjału powoduje rozwój wyładowań niezupełnych i wysyłanie ku górze strumieni jonów dodatnich z ostrych zakończeń różnych przedmiotów, gdzie lokalne natężenie pola jest największe. Kilkadziesiąt metrów nad ziemią jeden z tych tzw. strimerów spotyka się z liderem zstępującym, zamykając kanał wyładowania.

W następnym stadium, określanym jako pierwsze wyładowanie główne, ładunek zgromadzony na trasie lidera i jego odgałęzień zostaje sprowadzony na ziemię. Proces zubożenia ładunku w kanale pioruna rozwija się od ziemi w kierunku chmury z prędkością od około 1/3 do 1/2 prędkości światła. Typowa wartość maksymalna prądu pioruna przy powierzchni ziemi wynosi około 30 kA. Maksymalne zanotowane natężenie prądu miało wartość 400 kA. Proces narastania impulsu prądowego trwa kilka mikrosekund. Zanikanie wyładowania opisywane jest za pomocą czasu zmniejszania się prądu do połowy jego wartości szczytowej, który przeciętnie wynosi około 50 μ s. Po zakończeniu głównego impulsu prądowego występuje składowa długotrwała prądu pioruna o natężeniu kilkuset amperów, która może trwać od kilku do kilkuset milisekund.

Po pierwszym wyładowaniu głównym w chmurze zachodzą procesy przemieszczania ładunków, opisane szczegółowo np. w [60, 82, 164]. W ich wyniku, w kanale plazmy utworzonym przez pierwsze wyładowanie główne, może rozwinąć się lider szybki (ang. *dart leader*), przemieszczający się w sposób ciągły (nie skokowy) z prędkością około 3000 km/s. Zwykle nie tworzy on odgałęzień, choć zdarza się, że na końcowym odcinku swojej drogi nie podąża trasą wyznaczoną przez wyładowanie pierwotne, stając się liderem skokowym. W efekcie następuje kolejne wyładowanie główne, zwykle kilkadziesiąt milisekund po pierwszym. W jednym kanale może wystąpić kilka, a nawet kilkanaście następujących po sobie wyładowań głównych. W porównaniu z pierwszym, wyładowania kolejne mają zwykle mniejszą wartość maksymalną, znacznie krótszy czas trwania czoła (ułamki mikrosekund) i krótszy czas do półszczytu na grzbiecie udaru.

Podczas wyładowania doziemnego następuje zubożenie ładunku o średniej wartości około 20-30 kulombów. Typowa długość kanału wyładowania doziemnego wynosi kilka kilometrów.

Znacznie rzadziej od zjawiska opisanego powyżej występują wyładowania dodatnie, rozwijające się w sposób pokazany na rysunku 1.1b. Skokowy charakter przemieszczania się liderów dodatnich z górnych partii chmur jest znacznie mniej wyraźny, niż ich ujemnych odpowiedników. Zazwyczaj występuje tylko jedno dodatnie wyładowanie główne, za to przenoszące znacznie większy ładunek, niż wyładowanie ujemne. Pioruny dodatnie stanowią większość wyładowań występujących podczas burz zimowych, choć takie burze ogólnie generują niewiele piorunów. Latem wyładowania dodatnie stanowią kilka-kilkanaście procent wszystkich piorunów, występując często na zakończenie burzy, przy czym częściej na terenach wyżynnych, niż nizinnych [163].

Wyładowania rozwijające się od ziemi w kierunku chmury (rys. 1.1c, d) są dość rzadkimi zjawiskami. Inicjacja ich następuje najczęściej ze szczytów wysokich obiektów, takich jak wieże antenowe, drzewa na wzgórzach, czy rakiety wystrzeliwane w kierunku chmury w celu sprowokowania uderzenia pioruna. Ładunek lidera wyładowania wstępującego jest zazwyczaj dodatni, jak na rysunku 1.1c.

Natężenie prądu takiego lidera, mierzone przy ziemi, mieści się w zakresie od 100 do 1000 A. Tylko około połowa liderów wstępujących zapoczątkowuje dalszy rozwój wyładowań. Są one podobne do wyładowań głównych następujących po pierwszym wyładowaniu ujemnym, zstępującym z chmury.

1.3. Inne rodzaje wyładowań

Inne rodzaje wyładowań, czyli wewnątrz chmur, między chmurami i wyładowania kończące się w powietrzu, bez kontaktu z ziemią, są bardzo słabo zbadane. Typowe wyładowania wewnątrz chmur przenoszą dziesiątki kulombów na odległości od 5 do 10 km. Wyładowania między chmurami mogą osiągać długości przekraczające 150 km. Pomiarów towarzyszących im pól elektromagnetycznych wykazują znaczne podobieństwa procesów zachodzących podczas wyładowań wewnątrzchmurowych [164].

Czasami ładunek elektrostatyczny wystarczający do zainicjowania wyładowania doziemnego może zostać zgromadzony w bezchmurowym powietrzu – „grom z jasnego nieba”.

Loty ponad pułapem chmur burzowych oraz w przestrzeń kosmiczną umożliwiają obserwacje wyładowań pomiędzy szczytami chmur a jonosferą, sięgających nawet 90 km ponad powierzchnię ziemi. Ze względu na różnorodność przybieranych form są one nazywane elfami, błękitnymi dżetami i czerwonymi sprajtami.

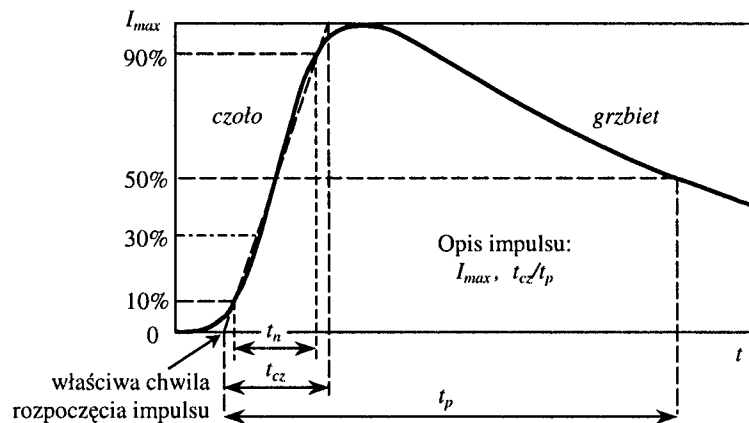
Zagadkowym zjawiskiem, obrosłym w legendy i wymykającym się bezpośrednim badaniom, jest piorun kulisty.

1.4. Parametry impulsów piorunowych

Każde stadium pioruna powoduje swoiste zagrożenie obiektów naziemnych. Z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej, przy analizie zagrożenia i opracowywania ochrony aparatury elektrycznej i elektronicznej najbardziej istotnym stadium pioruna jest wyładowanie główne. Podczas wyładowań głównych powodowane są najpoważniejsze uszkodzenia i zakłócenia w pracy urządzeń i systemów. Analizie zagrożeń elektromagnetycznych wywołanych przez wyładowania główne oraz sposobom ochrony przed ich skutkami będzie poświęcona dalsza część niniejszej pracy.

Prąd wyładowania głównego opisywany jest za pomocą impulsu aperiodycznego, którego ogólny kształt przedstawiony jest na rysunku 1.2. Głównymi parametrami impulsu są: czas trwania czoła t_{cz} , czas do półszczytu na grzbiecie udaru

t_p i wartość maksymalna impulsu I_{max} . Czas trwania czoła wyznaczony jest przez linię prostą przecinającą opisywany przebieg przy 10% i 90% wartości maksymalnej. W pewnych przypadkach zamiast 10% przyjmowane jest 30% wartości maksymalnej. Czas trwania czoła bywa mylony z czasem narastania t_n , który w technice impulsowej jest zdefiniowany jako czas upływający między momentami osiągnięcia przez impuls 10% i 90% wartości maksymalnej [47]. Rozróżnienie między tymi parametrami pokazano na rysunku 1.2.

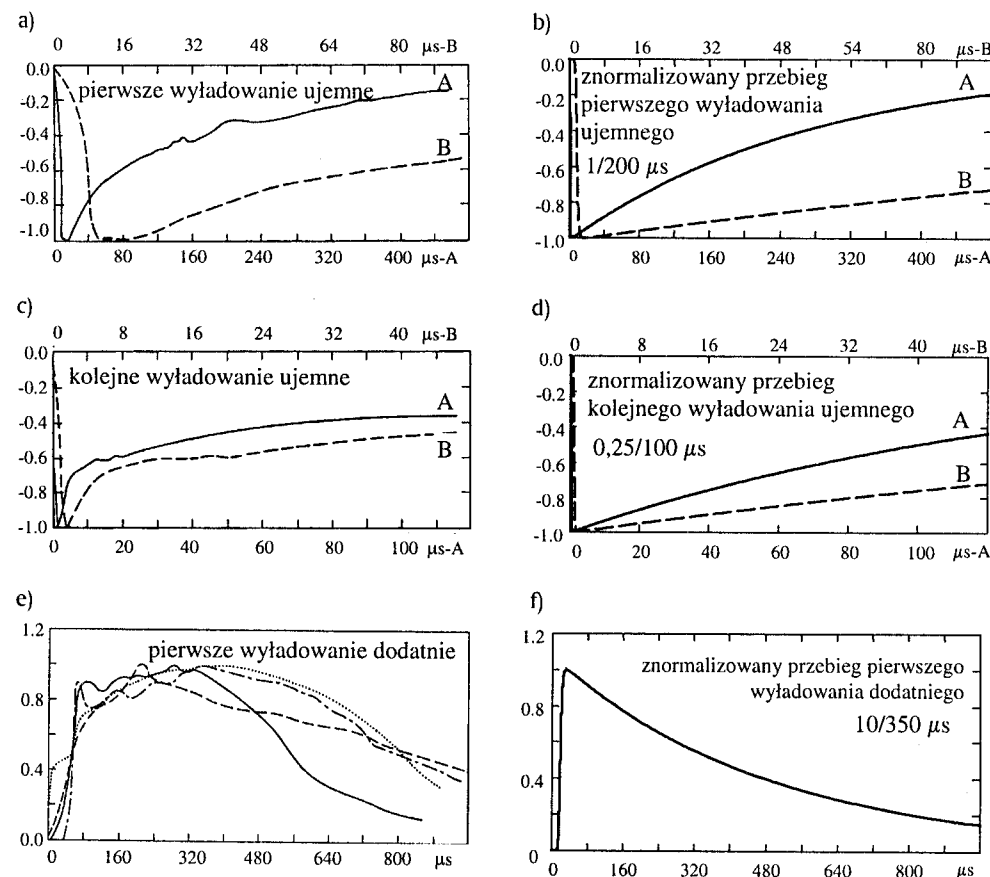


Rys. 1.2. Podstawowe parametry impulsu aperiodycznego [125, 155]

Przykładowy opis liczbowy prądu pioruna ma postać 20 kA, 2/50 μ s (jak w standardach rosyjskich, Krawczenko [101]). Opisuje on impuls zbliżony do przeciętnego, o wartości maksymalnej 20 kA, czasie trwania czoła 2 μ s i czasie do półszczytu 50 μ s.

Typowe wartości liczbowe parametrów opisujących impulsy prądu piorunowego opisano w punkcie 1.2. Opracowanie metod skutecznej ochrony przed skutkami wyładowań atmosferycznych wymaga jednak uwzględnienia nie tylko parametrów przeciętnych, ale również występujących statystycznie rzadziej. Opierając się na wynikach opracowań statystycznych, w normach PN-IEC z serii 61024 i 61312 [124, 125] używane jest pojęcie skuteczności ochrony jako prawdopodobieństwa z jakim urządzenia ochronne (instalacja odgromowa, ograniczniki przepięć) przejmą energię udaru, nie dopuszczając do wyrządzenia szkody w zabezpieczonym obiekcie. Wyróżnia się cztery poziomy ochrony, którym odpowiadają m.in. różniące się podstawowe parametry prądu pioruna. Zamieszczono je w tabelicy 1.1 [125]. Poziom ochrony może być także definiowany słownie, bez liczbowego określania jego skuteczności, np. w normach serii PN-yy/E-05003 [126] używane są pojęcia: ochrona podstawowa, ochrona obostrzona, ochrona specjalna.

Na rysunkach 1.3a, c, e przedstawiono przebiegi prądów piorunowych zmierzane przez Bergera i in. [49] oraz porównanie ich z odpowiednimi przebiegami znormalizowanymi (rys. 1.3b, d, f). Wartości maksymalne prądów na osi rzędnych są unormowane do jedności. Do opisu prądu pierwszego wyładowania ujemnego służy przebieg o kształcie 1/200 μ s (rys. 1.3b). Znajduje się on np. w niemieckiej normie KTA 2206 [102] (brak w normie PN-IEC 61312 [125]). Modelem pierwszego wyładowania dodatniego jest przebieg o kształcie 10/350 μ s (rys. 1.3f), a kolejnych wyładowań ujemnych – impuls 0,25/100 μ s (rys. 1.3d) [102, 125]. Są one opisane analitycznie wzorem (1.3) ze współczynnikami zebranych w tabelicy 1.2. Przy sporządzaniu wykresów na rysunkach 1.3b i 1.3d zmieniono znak współczynnika η (wzór (1.3)), w celu zachowania polaryzacji impulsów zgodnie z wykresami 1.3a i 1.3c.



Rys. 1.3. Wyniki pomiarów Bergera i in. (a, c, e) [49] i przebiegi znormalizowane (b, d, f) [102, 125]; linie przerywane na wykresach (a) - (d) – te same przebiegi w rozciągniętej skali czasu B

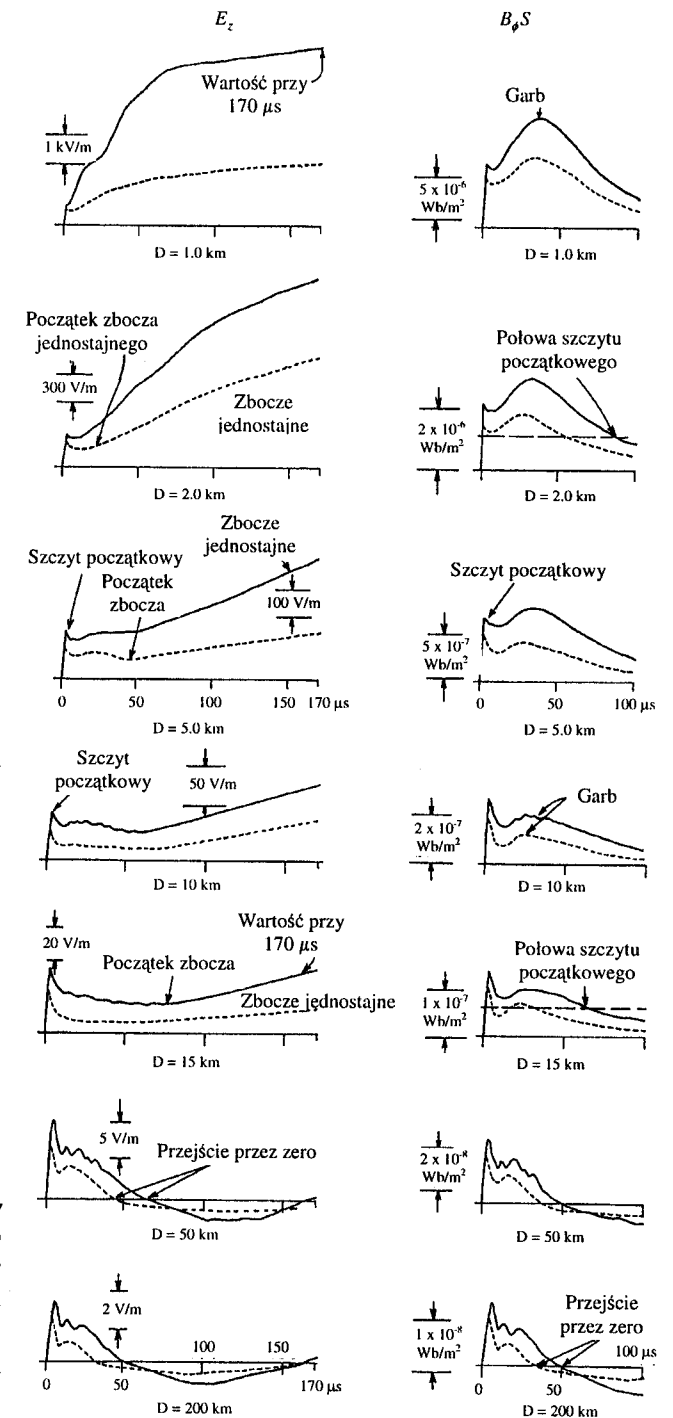
Tablica 1.1. Znormalizowane parametry prądu piorunowego [125]

Parametr	Jednostka	Poziom ochrony		
		I	II	III – IV
Skuteczność ochrony	%	98	95	90 – 80
Pierwsze wyładowanie główne – kształt 10/350 μ s				
Wartość maksymalna I_{max}	kA	200	150	100
Średnia stromość narastania di/dt	kA/ μ s	20	15	10
Ładunek impulsu Q_i	C	100	75	50
Energia właściwa W/R	MJ/ Ω	10	5,6	2,5
Następne wyładowanie główne – kształt 0,25/100 μ s				
Wartość maksymalna	kA	50	37,5	25
Średnia stromość narastania di/dt	kA/ μ s	200	150	100
Składowa długotrwała – czas trwania 0,5 s				
Wartość maksymalna	A	400	300	200
Ładunek elektryczny Q_l	C	200	150	100
Ładunek całkowity $Q_t = Q_i + Q_l$	C	300	225	150

Zagrożenie stwarzane przez piorunowy impuls elektromagnetyczny (LEMP – lightning electromagnetic pulse) opisywane jest nie tylko przez parametry prądu, ale również natężenia pola elektrycznego i magnetycznego towarzyszącego wyładowaniu. W odległości kilku-kilkunastu metrów od kanału pioruna natężenie pola elektrycznego ma wartość kilkaset kV/m, w odległości kilkudziesięciu metrów – kilkadziesiąt kV/m, w odległości kilkuset metrów – kilka kV/m, a ponad 100 V/m osiąga nawet w odległości kilkunastu-kilkudziesięciu kilometrów od miejsca wyładowania. Natężenie pola magnetycznego ma wartość kilku kA/m w odległości rzędu metrów od kanału pioruna, a w odległości kilkudziesięciu-kilkuset metrów osiąga kilkaset A/m.

W literaturze przyjmowane jest oszacowanie, że ryzyko uszkodzenia współczesnych urządzeń i systemów elektronicznych istnieje w odległości do 1,5 km od kanału pioruna, a sporadycznie nawet w większej. Zasady systematycznej, liczbowej oceny ryzyka opracowano w normie IEC 61662 [92], gdzie uwzględniane są odległości do 500 m od miejsca uderzenia pioruna.

W bezpośredniej ocenie ryzyka oraz w weryfikacji wyników obliczeń, pomocne są pomiary pola LEMP. W literaturze często cytowane są pomiary opublikowane przez Lina i in. [106], zamieszczone na rysunku 1.4. Przedstawione są typowe wykresy składowej pionowej natężenia pola elektrycznego E_z i składowej poziomej strumienia indukcji magnetycznej $B_\phi S$ dla wyładowania pierwszego (linia ciągła) i następnego (linia przerywana). Przyjęty układ współrzędnych przedstawiono na rysunkach 1.11 i 2.1.



Rys. 1.4. Wyniki pomiarów natężenia pola elektrycznego E_z i strumienia indukcji magnetycznej $B_\phi S$ przy powierzchni ziemi dla różnych odległości od miejsca wyładowania (Lin i in. [106])

Na wykresach tych zaznaczone są charakterystyczne cechy typowych przebiegów, takie jak: skala wartości pola elektrycznego i strumienia indukcyjnego, początkowa wartość szczytowa, niemal jednostajnie narastające zbocze impulsu natężenia pola elektrycznego, chwila rozpoczęcia niemal jednostajnego narastania, wygarbienie na przebiegu strumienia indukcyjnego, przejście przez zero impulsów w dużej odległości od miejsca wyładowania.

1.5. Opisy matematyczne prądu pioruna przy powierzchni ziemi

Przebiegi prądów wyładowań atmosferycznych bywają bardzo zróżnicowane i zmieniają się w funkcji wysokości. Podczas wieloletnich badań do opisu prądu pioruna były stosowane różne formuły matematyczne. Wiele z nich zebrano w pracach Cooray'a i in. [60], Krawczyński [101], Sowy [151]. W niniejszym podrozdziale zamieszczono jedynie te wzory, które są obecnie najczęściej stosowane.

Bardzo często używany jest wzór dwuwykładniczy (DEXP):

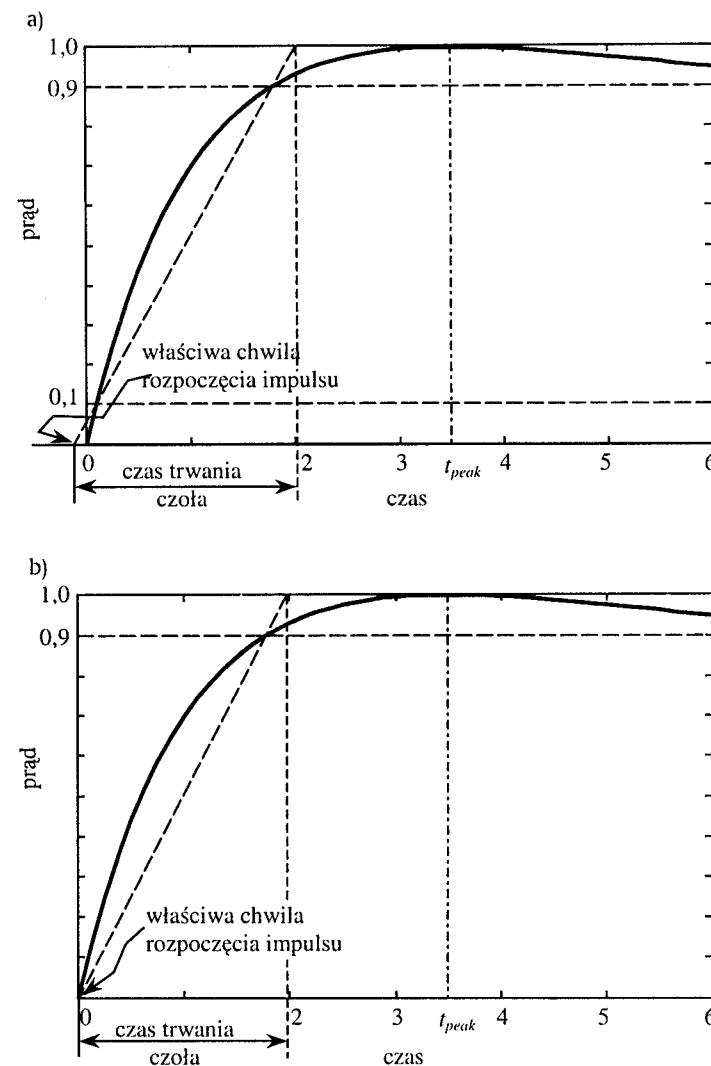
$$i(t) = k_I I_m [\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t)] \quad (1.1)$$

gdzie I_m jest wartością maksymalną prądu, k_I – współczynnikiem korekcyjnym, α, β – współczynnikami określającymi czas trwania czoła i czas do półszczytu. Jest to zależność dogodna do obliczeń analitycznych, gdyż łatwo poddaje się różniczkowaniu i całkowaniu. Widmo funkcji (1.1) ma prostą postać analityczną:

$$I(\omega) = k_I I_m \left(\frac{1}{\alpha + j\omega} - \frac{1}{\beta + j\omega} \right) = \frac{k_I I_m (\beta - \alpha)}{(\alpha + j\omega)(\beta + j\omega)} \quad (1.2)$$

O popularności wzorów (1.1)-(1.2) decyduje ich prostota. Mają one jednak pewne wady, które utrudniają zastosowanie ich w tych przypadkach, w których istotna jest interpretacja fizyczna procesów zachodzących w czasie trwania czoła przebiegu. Trudności powoduje niezerowa wartość pochodnej funkcji (1.1) dla $t = 0$, gdyż jest to cecha нефизyczna. Istnieją również problemy definicyjne, związane z określeniem wartości czasu trwania czoła. Rygorystyczne zastosowanie definicji przytoczonej w podrozdziale 1.4 (rys. 1.2) prowadzi do określenia właściwej chwili rozpoczęcia impulsu na moment $t < 0$ (rys. 1.5a). Postępowanie takie jest stosowane, choć kłóci się z interpretacją intuicyjną. W celu uniknięcia tego problemu, w pracy [70] zaproponowano, aby dla impulsów dwuwykładniczych czas trwania czoła określać zgodnie z interpretacją pokazaną na rysunku 1.5b. Jednakże, w celu utrzymania jednolitości sposobu określania czasu trwania czoła,

czasu narastania i wyznaczania częstotliwości granicznych widma (podrozdział 1.6), w dalszej części pracy propozycja definicji według rysunku 1.5b nie będzie wykorzystywana.



Rys. 1.5. Sposoby określania właściwej chwili rozpoczęcia impulsu DEXP i czasu trwania czoła; symbol t_{peak} oznacza chwilę osiągnięcia wartości maksymalnej

Wiele zależności opisujących przebiegi prądu wyładowań atmosferycznych budowanych jest na podstawie ogólnego wzoru Heidlera [101, 151], którego pochodna zeruje się przy $t = 0$:

$$i(t) = \frac{I_m}{\eta} \frac{(t/\tau_1)^N}{1 + (t/\tau_1)^N} \exp(-t/\tau_2) \quad (1.3)$$

gdzie: $2 \leq N \leq 10$, a współczynnik korekcyjny η wynosi:

$$\eta = \exp \left[- \left(\frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \left(N \frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{1/N} \right] \quad (1.4)$$

W normach IEC [125] i KTA [102] stosowane są wzory (1.3)-(1.4) dla $N = 10$.

Wartości liczbowe parametrów służących do opisu przebiegów wymienionych w podrozdziale 1.4 zebrano w tablicy 1.2. Zamieszczone tu współczynniki opisu dwuwykładniczego (1.1) obliczono w pracy [65], określając czas trwania czoła zgodnie z rysunkiem 1.5a. Zastosowanie wzoru (1.3) do modelowania impulsu 2/50 μs zostało również opracowane w [65]. Pozostałe współczynniki są zacytowane z norm KTA 2206 [102] i PN-IEC 61312 [125].

Tablica 1.2. Współczynniki wzorów (1.1) i (1.3)

Parametr	Symbol	Jednostka	200 kA, 10/350 μs	100 kA, 1/200 μs	50 kA, 0,25/100 μs	20 kA, 2/50 μs
Model dwuwykładniczy – wzór (1.1) [65]						
Współcz. korekcyjny	k_I	–	1,051	1,010	1,005	1,082
Współcz. czasu opadania	$\alpha \times 10^{-4}$	1/s	0,2127	0,3517	0,6986	1,5292
Współcz. czasu trwania czoła	$\beta \times 10^{-6}$	1/s	0,2461	2,6727	10,840	1,1888
Chwila wystąpienia wartości maksymalnej	t_{peak}	μs	19,48	2,485	0,678	3,710
Model IEC – wzór (1.3) dla $N = 10$ [65, 102, 125]						
Współcz. korekcyjny	η	–	0,930	0,986	0,993	0,903
Współcz. czasu trwania czoła	τ_1	μs	19,0	1,82	0,454	3,8670
Współcz. czasu opadania	τ_2	μs	485	285	143	66,507
Chwila wystąpienia wartości maksymalnej	t_{peak}	μs	31,44	3,57	0,95	6,1687

W badaniach często stosowane są wzory opisujące wyładowania prowokowane przez rakiety wystrzeliwane w kierunku chmur. Dla tych przypadków zgromadzono wiele danych eksperymentalnych, dzięki czemu szczególnie nadają się one do weryfikacji wyników obliczeń. Jeden z takich wzorów przytoczono poniżej:

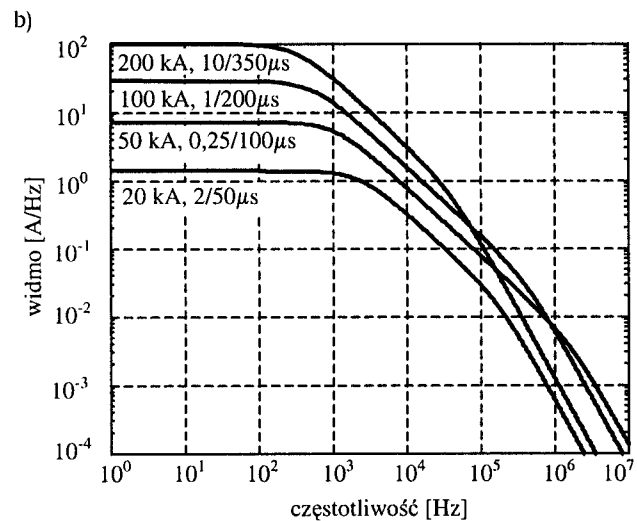
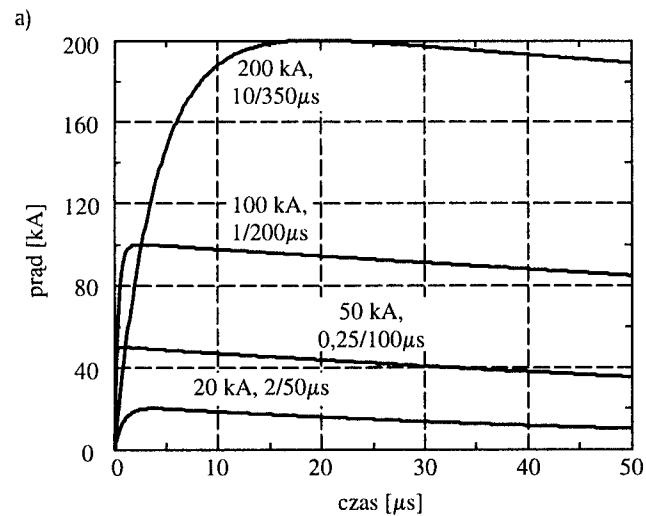
$$i(t) = \frac{I_1}{\eta} \frac{(t/\tau_1)^2}{1 + (t/\tau_1)^2} \exp(-t/\tau_2) + I_2 [\exp(-t/\tau_3) - \exp(-t/\tau_4)] \quad (1.5)$$

Jest on używany przez autorów wielu publikacji, np. [60, 112, 146, 149]. W dalszych częściach niniejszej pracy wzór (1.5) będzie stosowany z następującymi współczynnikami: $I_1 = 8,85$ kA, $I_2 = 7,5$ kA, $\eta = 0,845$, $\tau_1 = 0,072$ μs , $\tau_2 = 5$ μs , $\tau_3 = 100$ μs , $\tau_4 = 6$ μs [112]. W pracy [60] niektóre z nich mają inne wartości: $I_1 = 9,9$ kA, $\tau_3 = 60$ μs .

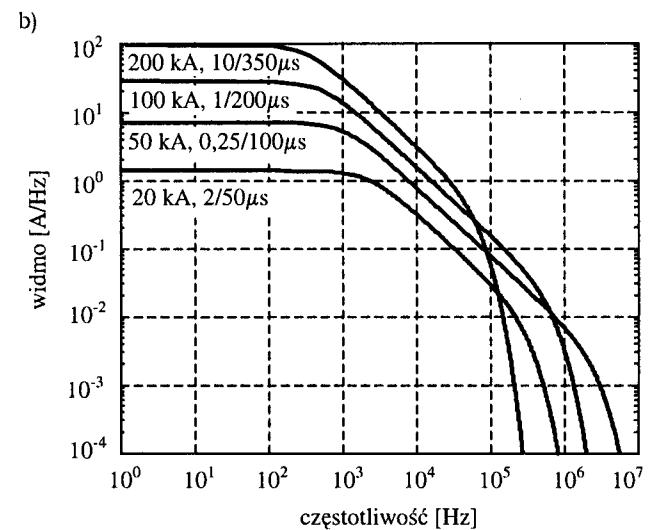
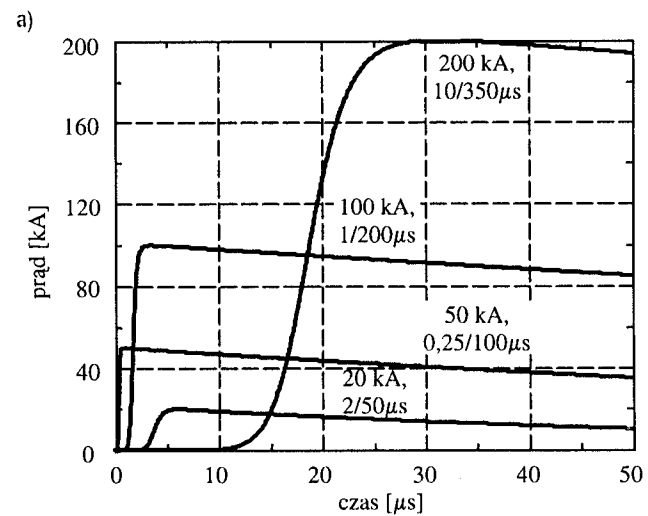
Zaletą zależności (1.3)-(1.5) jest lepsze przybliżenie rzeczywistych przebiegów prądów pioruna, niż za pomocą wzoru dwuwykładniczego. Wadą ich jest brak zamkniętych postaci analitycznych formuł opisujących widmo częstotliwościowe – należy je określać za pomocą obliczeń numerycznych.

Na rysunkach 1.6-1.8 przedstawiono wykresy przebiegów opisanych zależnościami (1.1), (1.3) i (1.5) oraz ich widma amplitudowe. Wybrano przedział czasowy od 0 do 50 μs , aby podkreślić zróżnicowanie kształtu czoła przebiegów opisanych za pomocą wzoru dwuwykładniczego i wzoru stosowanego w normach IEC. Zróżnicowanie to ma swój obraz w dziedzinie częstotliwości, co jest widoczne na rysunkach 1.6b i 1.7b dla $f > 10^5$ Hz.

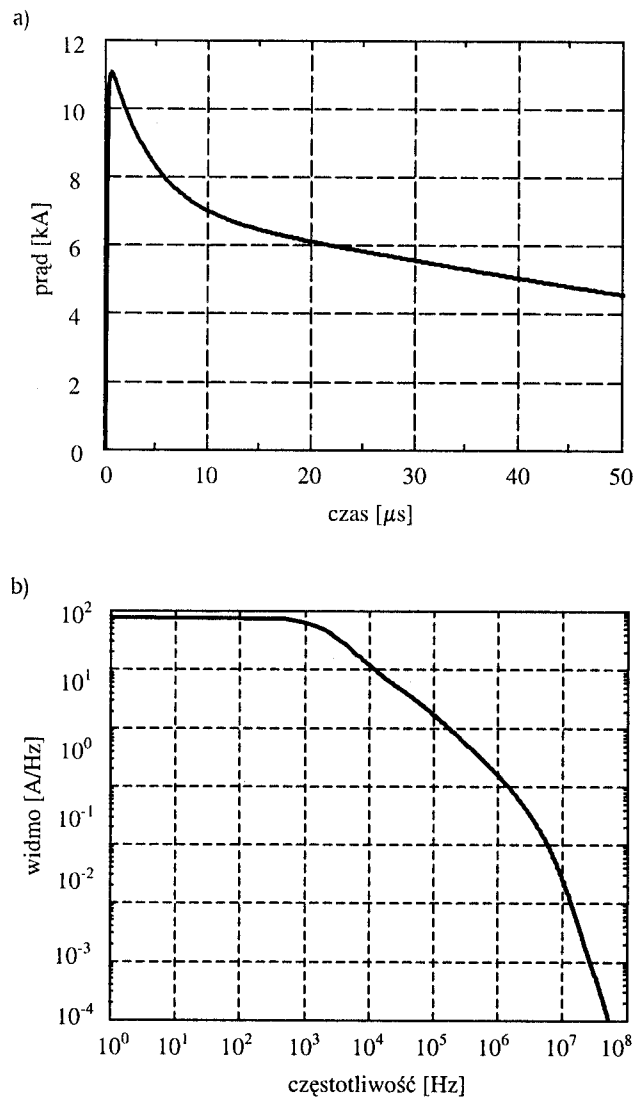
Pierwsze załamanie widma amplitudowego impulsu (rys. 1.6b, 1.7b, 1.8b) jest związane ze stromością zbocza opadającego, a drugie – narastającego (wzór (1.9)).



Rys. 1.6. Przebiegi czasowe (a) i widma amplitudowe (b) impulsów opisanych wzorem dwuwykładniczym



Rys. 1.7. Przebiegi czasowe (a) i widma amplitudowe (b) impulsów opisanych wzorem z norm IEC



Rys. 1.8. Przebieg czasowy (a) i widmo amplitudowe (b) impulsu opisanego wzorem (1.5)

Do celów modelowania rozprzestrzeniania się uderów piorunowych w obwodach elektrycznych powszechnie stosowane są inne standaryzowane opisy impulsów. Do najczęściej używanych należą: impuls prądowy $8/20 \mu s$, impuls napięciowy $1,2/50 \mu s$, impuls oscylacyjny $0,5 \mu s - 100 \text{ kHz}$ oraz długotrwałe impulsy stosowane w analizie zagrożeń urządzeń telekomunikacyjnych: $10/700 \mu s$, $10/1000 \mu s$ (tzw. impuls najgorszego przypadku). Przebiegi te nie opisują bezpośrednio prze-

biegów prądu w kanale pioruna, toteż nie są szczegółowo analizowane w niniejszej pracy.

Z powodu znacznego zróżnicowania widm impulsów w wielu miejscach pracy niezbędny był taki dobór danych, aby wykonać analizę tego samego obiektu dla impulsu zmieniającego się stosunkowo powoli i względnie szybko, gdyż przebiegi analizowanych prądów i pól dla takich przypadków różnią się w sposób istotny.

1.6. Analiza i synteza widmowa impulsów piorunowych

Rysunki 1.6-1.8 potwierdzają znaną zależność, że wraz ze zmniejszaniem się czasu trwania czoła i czasu do półszczytu zwiększa się szerokość pasma zajętego przez widmo impulsu. Wartości tych parametrów mają decydujący wpływ na kształt odrębnych fragmentów widma. Czas do półszczytu decyduje o kształcie widma dla stosunkowo małych częstotliwości, a konkretnie do kilkudziesięciu kHz, a czas trwania czoła – o kształcie widma dla większych częstotliwości.

Miarą ilości całkowitej energii zawartej w paśmie pulsacji $0 \leq \omega \leq \omega_g$ jest wartość ilorazu

$$W_g/W = \frac{\int_0^{\omega_g} |I(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |I(\omega)|^2 d\omega} \quad (1.6)$$

W paśmie częstotliwości do kilkudziesięciu kHz zgromadzona jest znaczna większość energii pioruna. Widać to z zamieszczonych wykresów, ale dla oszacowania liczbowego celowe jest wykonanie przykładu obliczeniowego. Może posłużyć do tego przebieg dwuwykładniczy o kształcie $1/200 \mu s$. Podstawiając do (1.6) wzór (1.2) z odpowiednimi parametrami α i β z tablicy 1.2 można łatwo wykazać, że poniżej 1 kHz zawarte jest 80% całkowitej energii tego impulsu, w paśmie do 10 kHz – 95,5% energii, a poniżej 100 kHz – 99,6% energii.

Niezbędna jest analiza w dziedzinie częstotliwości w celu sformułowania kryterium poprawności wykorzystania dyskretnej transformacji Fouriera (DFT) do rekonstrukcji przebiegu $i(t)$ na podstawie próbek jego widma $I(\omega)$. Kryterium to jest pomocne w określaniu kroku Δf próbkowania widma i niezbędnej liczby próbek k_g w znanym wzorze:

$$i(t) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{k_g} [a_k \cos k(2\pi \Delta f)t + b_k \sin k(2\pi \Delta f)t] \quad (1.7)$$

gdzie:

$$\frac{a_0}{2} = \Delta f I(0), \quad a_k = 2\Delta f \operatorname{Re}[I(\omega_k)], \quad b_k = -2\Delta f \operatorname{Im}[I(\omega_k)], \quad \omega_k = k2\pi \Delta f \quad (1.8)$$

We wzorach (1.7)-(1.8) wykorzystywane jest widmo jednostronne (dla $\omega \geq 0$). Z czasem trwania czoła związana jest górna granica f_g pasma częstotliwości, liczba próbek widma $k_g = f_g / \Delta f$ i krok obliczeń w dziedzinie czasu $\Delta t = 1 / f_g$. Od czasu do półszczytu jest uzależniony krok Δf oraz szerokość okna syntezy w dziedzinie czasu $T = 1 / \Delta f$.

Do określenia liczby próbek w dziedzinie częstotliwości nie można bezpośrednio zastosować twierdzenia Shannona o próbkowaniu, gdyż widmo modelu impulsu piorunowego nie jest ściśle ograniczone. Wskutek oddziaływania obwodów, w których płynie prąd piorunowy lub indukowany przez wyładowanie, możliwe są rezonansowe uwypuklenia różnych fragmentów widma, co wynika z obliczeń przedstawionych w rozdziałach 4-7.

Czas trwania czoła t_{cz} ma wpływ na kształt widma impulsu piorunowego dla częstotliwości większych od kilkudziesięciu kHz. W celu oszacowania minimalnej szerokości pasma częstotliwości $f_g = k_g \Delta f$ można posłużyć się aproksymacją narastającego zbocza impulsu przez 1/4 sinusoidy. Inną regułą, prowadzącą do porównywalnych rezultatów, można wyprowadzić ze znanego związku między czasem narastania t_n przebiegu eksponencjalnie zmiennego (pojedynczej eksponenty $\exp(-\beta t)$), a -3-dB pulsacją graniczną ω_g jego widma. Jest to równość $\omega_g \approx 2,2/t_n$ [47]. Na rysunku 1.2 widać, że między czasem narastania, a czasem trwania czoła istnieje związek $t_n = 0,8t_{cz}$. Stąd można wyznaczyć częstotliwość f_g jako:

$$f_g > 0,44/t_{cz} \quad (1.9)$$

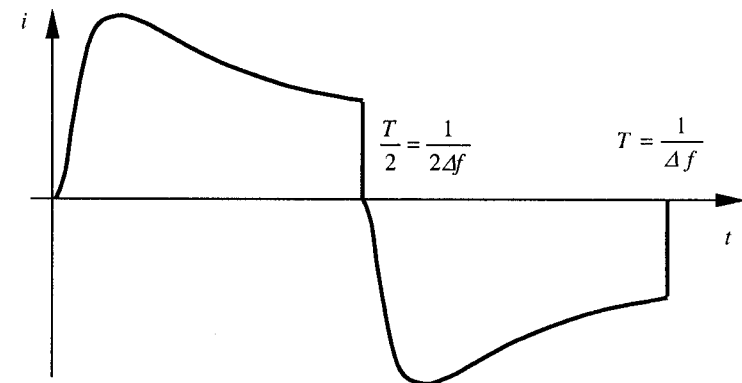
W celu minimalizacji pojawiającego się w trakcie obliczeń efektu Gibbsa należy wykorzystać pasmo częstotliwości kilka razy szersze od pasma wyznaczonego za pomocą wzoru (1.9). Z doświadczeń autora wynika, że często wystarczy pasmo 2 – 3 razy szersze.

Dla poprawnego odwzorowania impulsu w dziedzinie czasu potrzebny jest również odpowiedni dobór kroku próbkowania widma Δf . Krok ten należy dobrać w okolicy -3-dB częstotliwości granicznej widma, czyli pierwszego załamania wykresów pokazanych na rysunkach 1.6b-1.8b. Dla typowych impulsów może on wynosić co najwyżej kilka kHz. Stąd szerokość okna obserwacji T w dziedzinie czasu powinna być równa co najmniej dziesiątej częściom milisekundy.

Jednym z istotnych zagadnień obliczeniowych jest prawidłowe wyznaczenie składowej stałej $a_0/2$. Z reguły jest ono związane z problemem granicznym dotyczącym analizy układów o pomijalnie małych stratach. Zastosowanie do jego rozwiązania praw obowiązujących dla obwodów stacjonarnych jest zazwyczaj trudne lub wręcz niemożliwe, gdyż prowadzi do osobliwości matematycznych. Najczęściej występującym zadaniem tego rodzaju jest obliczenie rozptyłu składowej stałej prądu w gałęziach uformowanych z idealnych przewodników. Podobny problem dotyczy również rozkładów pól elektromagnetycznych. Zagadnienie to można rozwiązać za pomocą jednego z opisanych poniżej sposobów, mając jednak świadomość wad każdego z nich:

- obliczenie odpowiedzi dla wymuszenia harmonicznego o bardzo małej częstotliwości i przyjęcie, że jego amplituda jest równa składowej stałej; należy liczyć się z możliwością wystąpienia dużych błędów numerycznych stosując ten sposób dla $f \rightarrow 0$;
- założenie, że składowa stała jest w przybliżeniu równa modułowi pierwszej harmonicznej szeregu Fouriera: $a_0/2 \approx |I(\omega_1)|$, albo jej części rzeczywistej: $a_0/2 \approx \operatorname{Re}[I(\omega_1)]$; wymaga to stosunkowo gęstego próbkowania widma;
- obliczenie przebiegu $i(t)$ bez składowej stałej, po czym dodanie do niego składnika stałego dobranego tak, aby $i(t=0) = 0$; poprawna ocena jest utrudniona przez występujący zwykle efekt Gibbsa.

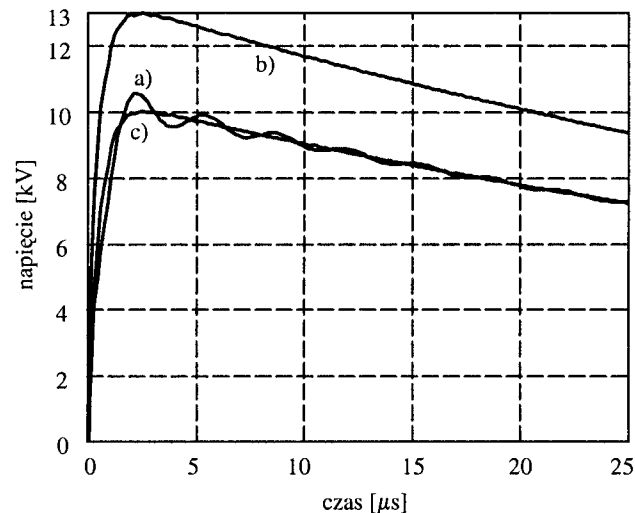
W przypadku, gdy przedmiotem zainteresowania jest stosunkowo krótki odcinek długotrwałego impulsu, możliwe jest jego poprawne odtworzenie bez konieczności gęstego próbkowania widma, dzięki analizie wybranego odcinka przebiegu i jego odbicia lustrzanego, co przedstawiono na rysunku 1.9.



Rys. 1.9. Zastosowanie odbicia lustrzanego do analizy wycinka długotrwałego impulsu

W trakcie wyznaczania odpowiedzi na wymuszenie impulsowe należy liczyć się z potrzebą uwzględnienia pasma częstotliwości znacznie szerszego, niż wynika to z określenia wartości f_g potrzebnej do poprawnego odwzorowania kształtu przebiegu impulsu piorunowego. W celu uzyskania zadowalających przebiegów prądów i pól wynikowych należy uwzględnić wpływ własnych rezonansów konstrukcji uderzonej przez piorun.

Odpowiedni dobór parametrów analizy i syntezy fourierowskiej ma istotne znaczenie. Zagadnienie to, mimo dobrego opracowania w literaturze, np. w [52], rodzi wiele problemów obliczeniowych, co jest sygnalizowane w różnych publikacjach, np. w [46]. W celu poprawnej interpretacji twierdzenia o próbkowaniu zawsze konieczna jest dogłębna analiza zadania obliczeniowego w dziedzinie czasu i częstotliwości. Można zaryzykować stwierdzenie, że pierwotną przyczyną wielu pojawiających się trudności jest powolna zbieżność szeregu Fouriera. Stąd wynika występujące w wielu badaniach stosowanie zbyt rzadkiego próbkowania widma (czyli za małego okna czasowego T), spowodowane dążeniem do ograniczenia czasochłonności obliczeń. Rezultaty obliczeń bywają obciążone błędami niezauważanymi przez autorów. Błędy te są spowodowane zastosowaniem pobieżnej analizy w dziedzinie częstotliwości, co może prowadzić do uzyskania przebiegu gładkiego, nawet bez zauważalnego efektu Gibbsa, ale za to o znacznie zawyżonej wartości maksymalnej i o niewłaściwej stromości zbroczy, szczególnie zbrocza opadającego (opada zbyt szybko).



Rys. 1.10. Wyniki syntezy impulsu 10 kV, 1,2/50 μ s [70]:

- a) $\Delta f = 2,3$ kHz, $k_g = 130$, $f_g \cong 0,3$ MHz ;
- b) $\Delta f = 10$ kHz, $k_g = 150$, $f_g = 1,5$ MHz ;
- c) $\Delta f = 2,3$ kHz, $k_g = 652$, $f_g \cong 1,5$ MHz

W celu ilustracji zagadnień opisywanych w tym podrozdziale, na rysunku 1.10 zamieszczono przykład wyników syntezy przebiegu impulsu 1,2/50 μ s [70]:

- a) dla właściwie dobranego kroku Δf i zbyt małej częstotliwości f_g (widoczny efekt Gibbsa);
- b) właściwego zakresu częstotliwości f_g , ale zbyt dużego kroku Δf ;
- c) dla właściwie dobranego kroku Δf i właściwego zakresu częstotliwości f_g .

W przykładzie tym liczba k_g wyrazów szeregu Fouriera nie jest całkowitą potęgą dwójki, gdyż dla potrzeb syntezy przebiegów wykorzystano dyskretną transformację Fouriera DFT, wyrażoną wprost wzorami (1.7)-(1.8), a nie szybką transformację FFT.

1.7. Popularne metody rozwiązywania zagadnień elektrodynamiki

Zawarte w poprzednich podrozdziałach opisy matematyczne impulsów prądu piorunowego przy powierzchni ziemi stanowią jedynie fragment procesu modelowania zjawisk zachodzących podczas wyładowania głównego. Należy do nich dołączyć modele kanału pioruna, promieniującego silne pole elektromagnetyczne, a także modele systemu narażonego na oddziaływanie pioruna. Modele te można przedstawić za pomocą opisów analitycznych lub numerycznych. W tym podrozdziale zostaną omówione najbardziej popularne metody rozwiązywania zagadnień brzegowych elektrodynamiki, stosowane w dziedzinie kompatybilności elektromagnetycznej.

Pewna grupa problemów dotyczących obliczania rozkładu pól elektromagnetycznych może być rozwiązywana analitycznie, czego przykładem są związki (2.3)-(2.8). Do wyprowadzania zależności analitycznych często wykorzystuje się metodę rozdzielania zmiennych dla równań różniczkowych [113] i metodę funkcji Greena dla równań całkowych [59]. Stosowane są również techniki odwzorowań konforemnych i odbić zwierciadlanych (nie tylko zresztą w metodach analitycznych). Postępowanie analityczne jest jednak ograniczone geometrycznie do układów o brzegach równoległych do osi przyjętego układu współrzędnych i wiąże się z dużymi trudnościami obliczeniowymi, gdy wykracza się poza tę grupę zagadnień. Do analizy układów o skomplikowanych kształtach są używane metody numeryczne. Trzy z nich zdobyły szczególnie szerokie zastosowanie. Są to:

- metoda różnic skończonych (MRS) [158],
- metoda elementów skończonych (MES) [177],
- metoda elementów (całek) brzegowych (MEB) [51].

Metoda różnic skończonych (MRS) opiera się na dyskretyzacji operatora równania różniczkowego cząstkowego, modelującego rozpatrywane zjawisko. Pochodne są przedstawiane w sposób przybliżony za pomocą wyrażeń algebraicznych – ilorazów różnicowych. W efekcie powstaje układ równań z niewiadomymi wartościami w węzłach przestrzennej siatki dyskretyzacji w całym analizowanym obszarze. Warunki brzegowe wprowadzane są w węzłach granicznych. Szczególnie efektywny algorytm obliczeniowy dla procesów przejściowych uzyskuje się, gdy aproksymacji nie jest poddawany laplasjan równania falowego w dziedzinie częstotliwości, lecz wprost operatory rotacji równań Maxwella, z równoczesnym zastosowaniem schematu różnicowego w dziedzinie czasu (FDTD – ang. *Finite Difference Time Domain*). Dokładność rozwiązania w istotny sposób zależy od gęstości dyskretyzacji, która powinna być zależna od przewidywanych gradientów pól w różnych fragmentach rozpatrywanego obszaru.

W metodzie elementów skończonych (MES) dyskretyzacji podlega obszar, w którym określone jest rozwiązywane równanie różniczkowe cząstkowe. Jest on dzielony na elementy skończone, czyli małe, regularne podobszary, wewnątrz których rozkłady poszukiwanych wielkości są aproksymowane za pomocą prostych funkcji bazowych, zwykle wielomianów. Funkcje te służą również do interpolacji granic między elementami, toteż są nazywane funkcjami kształtu. Węzły siatki podziału mogą znajdować się zarówno na brzegach elementów skończonych, jak i wewnątrz nich. Zadanie rozwiązania równania różniczkowego w całym obszarze zostaje zastąpione przez równoważne zagadnienie całkowe, które przyjmuje jedną z dwóch postaci: minimalizacji funkcjonału energetycznego z wykorzystaniem wariacyjnej metody Ritza, albo minimalizacji całki resztowej z zastosowaniem metody Galerkina. Ta druga metoda jest szczególną postacią schematu reszt ważonych, zwanego też metodą momentów. Oba postępowania całkowe, zarówno Ritza, jak i Galerkina, prowadzą do identycznych układów równań algebraicznych. Warunki brzegowe są uwzględniane w węzłach leżących na granicy analizowanego obszaru.

Używając MRS lub MES do analizy pól w rozległych obszarach o złożonych kształtach otrzymuje się bardzo duże układy równań algebraicznych dla obliczanych wartości węzłowych. Z tego powodu metody te mają ograniczone zastosowanie do zagadnień rozprzestrzeniania się pól w przestrzeni otwartej, mimo wynalezienia takich tworów teoretycznych, jak absorbujące warunki brzegowe i elementy z węzłami w nieskończoności. Zadania propagacji fal w obszarach jednorodnych mogą być rozwiązywane za pomocą metody elementów brzegowych (MEB), której podstawę stanowi dyskretyzacja brzegu rozważanego obszaru. Równanie różniczkowe wewnątrz pewnego obszaru zostaje zastąpione przez równanie całkowe sformułowane wyłącznie na jego brzegu. Podobnie, jak w przypadku MES, do aproksymacji rozkładu poszukiwanej funkcji i do opisu geometrii elementów stosowane są stosunkowo proste funkcje kształtu, przyjęte na początku analizy. Jedną

z charakterystycznych cech MEB jest sformułowanie funkcji podcałkowej w postaci iloczynu rozwiązania poszukiwanego i tzw. rozwiązania podstawowego dla analizowanego obszaru (funkcji Greena). Jest to równocześnie przyczyną ograniczeń stosowalności metody do takich obszarów, dla których możliwe jest wyznaczenie funkcji Greena. Wyprowadzenie równania całkowego dokonywane jest z wykorzystaniem tożsamości Greena, albo z zastosowaniem schematu resztowego. Oba sposoby prowadzą do identycznych rezultatów, ale użycie reszt ważonych ma uzasadnienie teoretyczne dla szerszej klasy operatorów (podobnie jak w przypadku MES). To drugie podejście jest powszechnie stosowane w rozwiązywaniu zagadnień promieniowania i rozpraszania fal elektromagnetycznych, toteż w tej dziedzinie nauki nazwa „metoda momentów” (ang. *Method of Moments*, MoM) bywa używana jako synonim metody elementów brzegowych. Z otrzymanego układu równań algebraicznych oblicza się wartości poszukiwanych funkcji w węzłach siatki dyskretyzacji na brzegu obszaru. Następnie wyznacza się rozkład pola w analizowanym obszarze, wykorzystując funkcje kształtu na brzegu.

Charakter dyskretyzacji w MRS lub MES powoduje, że sprzężenia wzajemne między obliczаныmi wartościami występują tylko dla sąsiadujących ze sobą węzłów (MRS) lub elementów (MES). Wskutek tego macierze współczynników układów równań algebraicznych są macierzami rzadkimi, a przy odpowiedniej technice numeracji węzłów niezerowe elementy macierzy są zgromadzone blisko głównych przekątnych. W przypadku MEB sprzężenia wzajemne między wartościami węzłowymi powodują, że macierz ta jest macierzą gęstą, a więc wymagane są odmienne techniki rozwiązywania układów równań. Jednak, z powodu dyskretyzacji wyłącznie brzegu obszaru, rząd macierzy współczynników z zastosowaniem MEB może być znacznie zmniejszony w stosunku do MRS lub MES, co jest szczególnie korzystne w przypadku propagacji fal w obszarach nieograniczonych.

Opisane wyżej metody numeryczne wykazują wiele podobieństw. W niektórych pozycjach literaturowych wykazuje się, że można je traktować jako szczególne przypadki pewnego uogólnionego sposobu przybliżonego rozwiązywania zagadnień brzegowych [150]. Często stosowane są hybrydowe algorytmy obliczeniowe łączące te metody, np. MES i MEB w przestrzeni, czy MES w przestrzeni i MRS w dziedzinie czasu.

Do rozwiązywania zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej, dokonywanych jednocześnie w różnych strefach oddziaływania pola LEMP (bliskiej, pośredniej i dalekiej), najbardziej nadaje się metoda elementów brzegowych. Metoda ta, sformułowana w dziedzinie częstotliwości, będzie wykorzystana w dalszej części niniejszej pracy z zastosowaniem tzw. przybliżenia cienkoprzewodowego [54, 76]. Po wykonaniu obliczeń w dziedzinie częstotliwości następuje przejście do dziedziny czasu z wykorzystaniem FFT.

1.8. Równanie dwupotencjałowe i dyskretyzacja cienkoprzewodowa

W niniejszej pracy jako bazę teoretyczną numerycznego rozwiązywania zagadnień promieniowania i rozpraszania pola elektromagnetycznego z zastosowaniem całek brzegowych wykorzystano równanie dwupotencjałowe, przedstawione poniżej. Jeżeli fala elektromagnetyczna, opisana przez harmonicznie zmienne wektory $(\mathbf{E}^i, \mathbf{H}^i)$, pada na ciało wykonane z idealnego przewodnika, znajdujące się w nieskończenie rozległym dielektryku o parametrach (ϵ, μ) , to na powierzchni S tego ciała zostaną zaindukowane zmienne w czasie ładunki elektryczne. Są one scharakteryzowane za pomocą powierzchniowej gęstości ładunku ρ_S i wektora liniowej gęstości prądu powierzchniowego \mathbf{J}_S . Ładunki powierzchniowe oraz ich ruch powodują powstanie pola rozproszonego (\mathbf{E}, \mathbf{H}) . Zgodnie z warunkami brzegowymi, zaindukowane wielkości \mathbf{J}_S i ρ_S są takie, aby pole wewnątrz obszaru otoczonego przez powierzchnię S było równe zero.

Pole elektromagnetyczne wytworzone przez prądy i ładunki powierzchniowe może być wyrażone za pomocą dwóch potencjałów opóźnionych: wektorowego potencjału magnetycznego \mathbf{A} i skalarnego potencjału elektrycznego Φ . Przy założeniu, że otaczający dielektryk jest jednorodny, liniowy i izotropowy, podstawowe związki między wielkościami charakteryzującymi pole, zapisane w dziedzinie częstotliwości, mają postać:

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\Phi \quad (1.10)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu}\nabla\times\mathbf{A} \quad (1.11)$$

Potencjały \mathbf{A} i Φ są funkcjami źródeł pola:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}_S(\mathbf{r}') G(|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) dS \quad (1.12)$$

$$\Phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \iint_S \rho_S(\mathbf{r}') G(|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) dS \quad (1.13)$$

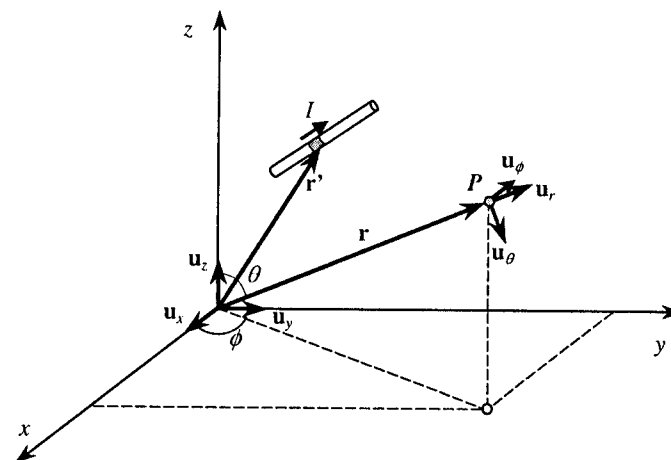
W równościach (1.12)-(1.13) \mathbf{r} jest promieniem wodzącym punktu obserwacji P , w którym potencjały są obliczane (rys. 1.11), \mathbf{r}' jest wektorem wodzącym elementarnej powierzchni przewodnika dS , a czynnik G jest funkcją Greena dla równania Helmholtza w przestrzeni nieograniczonej:

$$G(|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) = \frac{\exp(-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \quad (1.14)$$

gdzie $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ jest liczbą falową (współczynnikiem fazowym). Analizowane wielkości są określone w tzw. globalnym układzie współrzędnych, wspólnym dla wszystkich segmentów, z których skonstruowany jest rozpatrywany układ. Na rysunku 1.11 przedstawiono przykładowy segment w globalnym układzie współrzędnych kartezjańskich x, y, z i sferycznych r, θ, ϕ . Wersorami odpowiednich osi współrzędnych są: $\mathbf{u}_x, \mathbf{u}_y, \mathbf{u}_z$ oraz $\mathbf{u}_r, \mathbf{u}_\theta, \mathbf{u}_\phi$.

Wektor gęstości prądu \mathbf{J}_S i gęstość ładunku ρ_S są związane równaniem ciągłości:

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_S(\mathbf{r}') + j\omega\rho_S(\mathbf{r}') = 0 \quad (1.15)$$



Rys. 1.11. Cienki segment przewodzący w globalnym układzie współrzędnych

Z warunku brzegowego wymagającego, aby składowa styczna wektora natężenia pola elektrycznego zerowała się na powierzchni S , wynika związek:

$$\mathbf{E}_t(\mathbf{r}') + \mathbf{E}_t^i(\mathbf{r}') = 0 \quad (1.16)$$

Uwzględniając we wzorze (1.16) zależność (1.10) otrzymuje się równanie dwupotencjałowe:

$$[j\omega\mathbf{A}(\mathbf{r}') + \nabla\Phi(\mathbf{r}')]_t = \mathbf{E}_t^i(\mathbf{r}') \quad (1.17)$$

Podstawienie równości (1.12), (1.13) i (1.15) do związku (1.17) prowadzi do równania różniczkowo-całkowego opisującego rozkład gęstości prądu na powierzchni przewodnika:

$$\frac{j\omega\mu}{4\pi} \left[\iint_S \mathbf{J}_S(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}-\mathbf{r}') dS + \frac{1}{k^2} \nabla \iint_S (\nabla \cdot \mathbf{J}_S(\mathbf{r}')) G(\mathbf{r}-\mathbf{r}') dS \right] - \mathbf{E}_t^i(\mathbf{r}') = 0 \quad (1.18)$$

Zależność (1.18) jest nazywana równaniem całkowym dla pola elektrycznego (ang. EFIE – *Electric Field Integral Equation*).

Dalej stosowane jest założenie, że rozpatrywane ciało jest ciekim przewodem, którego promień a jest znacznie mniejszy od jego długości oraz od długości fali. Wynika stąd zaniedbanie wpływu składowej azymutalnej prądu płynącego po powierzchni przewodu. Obliczenia są upraszczane do przypadku, w którym prąd ma tylko składową osiową, a warunek brzegowy (1.16) zostaje sformułowany dla składowej stycznej do osi l przewodu, zamiast do jego powierzchni S . Pojęcie gęstości liniowej prądu jest zastępowane przez natężenie prądu $I = 2\pi a |\mathbf{J}_S|$, a gęstość powierzchniowa ładunku ρ_S przez jego gęstość liniową $\rho_d = 2\pi a \rho_S$. Uwzględnienie skończonego promienia a przewodu odbywa się przez odpowiednie obliczenie argumentu funkcji Greena:

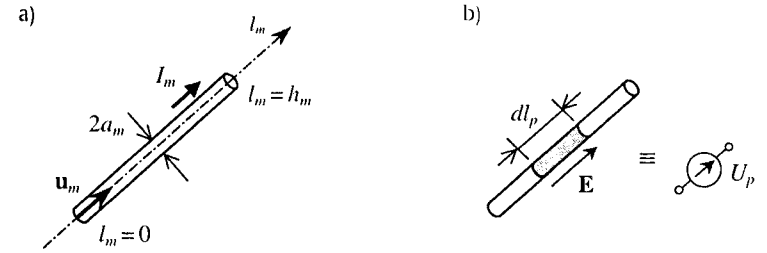
$$|\mathbf{r}-\mathbf{r}'| = r_a = \sqrt{r_0^2 + a^2} \quad (1.19)$$

gdzie r_0 jest odległością między elementem dl na osi przewodu a punktem obserwacji. Pod wpływem tych założeń równość (1.18) upraszcza się do postaci:

$$\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_l \left[I(l) \mathbf{u}_l G(r_a) + \frac{1}{k^2} \frac{dI(l)}{dl} \nabla G(r_a) \right] dl - \mathbf{E}_t^i(l) = 0 \quad (1.20)$$

gdzie \mathbf{u}_l jest wektorem jednostkowym zwróconym wzdłuż osi l przewodu.

Stosując przybliżenie cienkoprzewodowe dla każdego segmentu przewodzącego o numerze kolejnym m , wprowadza się jednowymiarowy układ współrzędnych lokalnych l_m (rys. 1.12a). Wersor \mathbf{u}_m jest zorientowany wzdłuż osi segmentu, ustalając umowny zwrot przepływu prądu.



Rys. 1.12. Cienki segment przewodzący w lokalnym układzie współrzędnych (a) i sposób reprezentacji idealnego źródła napięciowego (b)

Zakładając, że analizowana struktura składa się z $m=1, \dots, N$ prostoliniowych segmentów o długości h_m (rys. 1.12a), dokonuje się dyskretyzacji równania (1.20), w wyniku czego powstaje układ równań różniczkowo-całkowych, spełnianych przez rozkłady prądów $I_m(l_m)$ wzdłuż segmentów:

$$\sum_{m=1}^N \int_0^{h_m} \left[\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_m I_m(l_m) G(r_a) + \frac{1}{k^2} \frac{dI_m(l_m)}{dl_m} \mathbf{u}_p \cdot \nabla G(r_a) \right] dl_m - \frac{4\pi}{j\omega\mu} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{E}_p^i = 0, \quad \text{dla } p=1, \dots, N \quad (1.21)$$

W układzie równań (1.21) wersory \mathbf{u}_m i \mathbf{u}_p zwrócone są wzdłuż osi przewodów o numerach m i p . Indeks p jest numerem segmentu, dla którego narzucany jest warunek brzegowy.

Wpływ promieniowania konstrukcji i wzajemnych sprzężeń między przewodzącymi elementami składowymi jest uwzględniany na etapie formułowania równań całkowych.

Jeżeli wzdłuż analizowanego segmentu o numerze p występuje rozłożona impedancja $Z_p(l_p)$ (wyrażona w Ω/m), to składowa pola elektrycznego wzdłuż osi segmentu nie jest równa zero. Impedancję tę wprowadza się przez zmodyfikowany warunek brzegowy:

$$\mathbf{u}_p \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{E}^i) = Z_p(l_p) I_p(l_p) \quad (1.22)$$

Impedancja skupiona może być rozpatrywana jako impedancja rozłożona na bardzo krótkim odcinku dl . Skupione źródło napięciowe o sile elektromotorycznej U może być wprowadzone w podobny sposób (rys. 1.12b):

$$\mathbf{u}_p \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{E}^i) = U_p / dl_p \quad (1.23)$$

Z pominięciem składowej azymutalnej prądu związane są pewne trudności obliczeniowe, szczególnie w pobliżu połączeń i zakończeń przewodów oraz gdy przewody położone są bardzo blisko siebie. Z kolei osobliwość funkcji Greena (1.14) jest przyczyną błędów w bezpośredniej bliskości powierzchni przewodów. Wprowadzenie źródeł i impedancji skupionych również generuje problemy (np. dobór długości odcinka dl), rozwiązywane różnymi sposobami [54, 76].

Rozwiązanie równania (1.18) jest satysfakcjonujące dla analizy konstrukcji złożonych z cienkich przewodów. Gdy rozważane struktury zawierają duże zamknięte powierzchnie przewodzące, niezbędne staje się zastosowanie równania całkowego dla pola magnetycznego (ang. MFIE – *Magnetic Field Integral Equation*) lub liniowej kombinacji EFIE i MFIE. Właściwości takich struktur nie są badane w niniejszej pracy. Sposób ich analizy jest opisany np. w [54, 55].

1.9. Przybliżone rozwiązanie równania dwupotencjałowego

Niektóre z zależności przedstawionych w tym podrozdziale opisują rozwiązania szczegółowe stosowane w programie AWAS-2 [76], używanym do obliczeń w niniejszej pracy. Dotyczy to doboru funkcji bazowych i wagowych w postępowaniu zmierzającym do minimalizacji całki resztowej, realizowanego różnymi sposobami w spotykanym oprogramowaniu [54, 56, 76].

Zgodnie z ogólną ideą metody momentów (reszt ważonych [5, 78, 86]) poszukiwany rozkład prądu wzdłuż segmentu m przedstawiany jest w dziedzinie częstotliwości w postaci sumy n_m funkcji bazowych $\varphi_i(l_m)$ z nieznanymi współczynnikami I_{mi} :

$$I_m(l_m) = \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \varphi_i(l_m), \text{ dla } 0 \leq l_m \leq h_m, \quad m = 1, \dots, N \quad (1.24)$$

W programie AWAS funkcjami bazowymi są wielomiany: $\varphi_i(l_m) = (l_m/h_m)^i$, $i = 0, \dots, 9$. Stopień wielomianu n_m jest zależny od proporcji między długością segmentu a długością fali λ . Ten rodzaj aproksymacji umożliwia zastosowanie segmentów o długości nawet dwukrotnie przekraczającej długość fali. W pakiecie CDEGS [56] stosowana jest aproksymacja liniowa, co jest korzystne dla segmentów bardzo krótkich względem długości fali, ale powoduje konieczność znacznego zwiększenia liczby segmentów przy większych częstotliwościach. W programie NEC [54, 55] funkcje bazowe mają postać sumy funkcji harmoniczych: $I_m(l_m) = A_m + B_m \sin k(l_m - h_m/2) + C_m \cos k(l_m - h_m/2)$, gdzie $k = 2\pi/\lambda$. Z tego

powodu typowa długość segmentu nie przekracza $0,1\lambda$ (w przypadku długich, cienkich przewodów – maksymalnie $0,2\lambda$). W programach AWAS i NEC zalecane jest unikanie zbyt krótkich segmentów – o długości mniejszej od $10^{-3} \dots 10^{-4} \lambda$.

Po podstawieniu przybliżonego rozwiązania (1.24) do (1.21) prawa strona równania (1.21) dla segmentu p nie jest równa zeru, lecz pewnej reszcie R_p . Zakładając dodatkowo, że wzdłuż przewodu rozłożona jest dodatkowa impedancja Z_p (zgodnie z (1.22)), otrzymuje się:

$$\sum_{m=1}^N \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \int_0^{h_m} \left[\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_m \varphi_i(l_m) G(r_a) + \frac{1}{k^2} \frac{d\varphi_i(l_m)}{dl_m} \mathbf{u}_p \cdot \nabla G(r_a) \right] dl_m + \frac{4\pi Z_p(l_p)}{j\omega\mu} \sum_{i=0}^{n_p} I_{pi} \varphi_i(l_p) - \frac{4\pi}{j\omega\mu} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{E}_p^i = R_p(l_p), \quad \text{dla } p = 1, \dots, N \quad (1.25)$$

Tak obliczona reszta jest poddana ortogonalizacji względem obranego zestawu funkcji wagowych $w_p(l_p)$, poprzez zerowanie iloczynów skalarnych:

$$\langle R_p, w_p \rangle = \int_0^{h_m} R_p(l_p) w_p(l_p) dl_p \quad (1.26)$$

W programie AWAS jako funkcje wagowe stosowane są impulsy delta Kroneckera (metoda kolokacji w podobszarach [86, 78, 5]). Impulsy te przyjmują wartość 1 w przedziale między punktami l_{p1} i l_{p2} , a poza tym przedziałem zerują się. Z równości $\langle R_p, w_p \rangle = 0$, $p = 1, \dots, N$, otrzymuje się układ równań algebraicznych, którego rozwiązanie stanowią współczynniki aproksymacji I_{mi} :

$$\sum_{m=1}^N \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \left\{ \int_{l_{p1}}^{l_{p2}} \int_0^{h_m} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_m \varphi_i(l_m) G(r_a) dl_m dl_p + \frac{1}{k^2} \int_0^{h_m} \frac{d\varphi_i(l_m)}{dl_m} \left[G(r_a)_{l_{p2}} - G(r_a)_{l_{p1}} \right] dl_m \right\} + \frac{4\pi}{j\omega\mu} \sum_{i=0}^{n_p} I_{pi} \int_{l_{p1}}^{l_{p2}} Z_p(l_p) \varphi_i(l_p) dl_p = \frac{4\pi}{j\omega\mu} \int_{l_{p1}}^{l_{p2}} \mathbf{u}_p \cdot \mathbf{E}_p^i dl_p, \quad \text{dla } p = 1, \dots, N \quad (1.27)$$

Po obliczeniu rozkładu prądu w segmentach według (1.24), można wyznaczyć rozkład pola elektrycznego i magnetycznego, wykorzystując zależności:

$$\mathbf{E} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \sum_{m=1}^N \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \int_0^{h_m} \left[\mathbf{u}_m \varphi_i(l_m) G(r_a) + \frac{1}{k^2} \frac{d\varphi_i(l_m)}{dl_m} \nabla G(r_a) \right] dl_m \quad (1.28)$$

$$\mathbf{H} = -\frac{1}{4\pi} \sum_{m=1}^N \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \int_0^{h_m} \varphi_i(l_m) \mathbf{u}_m \times \nabla G(r_a) dl_m \quad (1.29)$$

W strefie dalekiej można do obliczeń zastosować bardziej efektywne wzory:

$$\mathbf{E} = -j\omega \frac{\mu}{4\pi} \frac{\exp(-jkr)}{r} \sum_{m=1}^N \left[\mathbf{u}_\theta (\mathbf{u}_\theta \cdot \mathbf{u}_m) + \mathbf{u}_\phi (\mathbf{u}_\phi \cdot \mathbf{u}_m) \right] \exp(jk\mathbf{r}_m \cdot \mathbf{u}_r) \times \\ \times \sum_{i=0}^{n_m} I_{mi} \int_0^{h_m} \mathbf{u}_m \varphi_i(l_m) \exp(jkl_m \mathbf{u}_m \cdot \mathbf{u}_r) dl_m \quad (1.30)$$

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{u}_r \times \mathbf{E}}{\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}} \quad (1.31)$$

gdzie r jest odległością między punktem obserwacji P a początkiem globalnego układu współrzędnych (rys. 1.11), a \mathbf{r}_m jest promieniem wodzącym, określającym położenie początku układu współrzędnych lokalnych segmentu m (rys. 1.12a) względem początku układu globalnego.

1.10. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale podano klasyfikację i opisano główne parametry elektryczne doziemnych wyładowań atmosferycznych. Zestawiono formuły matematyczne najczęściej stosowane do opisu prądów piorunowych oraz przedstawiono właściwości tych impulsów w dziedzinie czasu i częstotliwości. Przedstawiono zarys metody elementów brzegowych w ujęciu stosowanym do analizy numerycznej rozptyłu prądów w rozległych strukturach przewodzących i rozkładu pól elektromagnetycznych w ich otoczeniu.

Rozdział 1 ma charakter przeglądowy, z elementami autorskimi. Wkład autorstwa dotyczy dyskusji określania czasu trwania czoła impulsu w podrozdziale 1.5 i określenia niektórych współczynników w tablicy 1.2. Własny wkład autora zawarty jest również w opisie szczegółowych aspektów praktycznych analizy i syntezy widmowej przebiegów nieokresowych (podrozdział 1.6) i dyskusji właściwości metod rozwiązywania zadań elektrodynamiki (podrozdział 1.7).

W rozwiązywaniu zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej potrzebna jest szczegółowa analiza właściwości przebiegów impulsowych zarówno w dzie-

dzinie czasu, jak i częstotliwości. Pozwala ona we właściwy sposób określić narażenia elektromagnetyczne aparatury i systemów elektronicznych.

Stosowanie znormalizowanych impulsów udarowych umożliwia prowadzenie powtarzalnych badań w różnych ośrodkach na świecie. Dotyczy to zarówno możliwości modelowania fizycznego (badań eksperymentalnych), jak i matematycznego (obliczeń).

Do poprawnej oceny narażeń elektromagnetycznych w złożonych systemach niezbędne jest stosowanie numerycznych metod obliczeniowych. Ze względu na typowe kształty instalacji odgromowych, instalacji wewnątrz i na zewnątrz budynków oraz samego kanału pioruna, szczególnie użyteczną metodą analizy jest metoda elementów brzegowych w przybliżeniu cienkoprzewodowym.

2. Przegląd modeli matematycznych wyładowania głównego

2.1. Ogólna klasyfikacja modeli wyładowania głównego

W niniejszym rozdziale omówione zostaną najczęściej stosowane modele wyładowania głównego i dokonany będzie wybór modelu najbardziej odpowiedniego do realizacji obliczeń przedstawionych w dalszych częściach pracy. Różne matematyczne modele pioruna odnoszą się do opisu takich procesów, jak: czasoprzestrzenne zmiany prądu, rozkłady pól elektromagnetycznych w różnych odległościach od kanału wyładowania, promieniowanie optyczne, czy przemiany gazodynamiczne. Zakres niniejszej pracy nie dotyczy wszystkich tych zagadnień, gdyż obejmuje możliwość przewidywania rozptyłu prądów i rozkładu pól elektromagnetycznych. Należy przy tym podkreślić, że żadne rozwiązane matematyczne takiego zadania nie może być traktowane jako jednoznaczne i jedynie możliwe, z powodu bardzo dużej zmienności parametrów piorunów, związanej z ich naturą. Podczas obliczeń można mówić najczęściej o badaniu odpowiedzi na przeciętny udar piorunowy, na konkretny impuls opisany przez normę, albo na impuls zanotowany podczas wybranego eksperymentu. Obliczanie przebiegów prądów i pól jest zawsze obarczone pewną dozą wątpliwości co do słuszności przyjętego modelu. Tym niemniej, informacje zdobyte w wyniku obliczeń mogą być źródłem cennych wniosków dotyczących analizy narażeń i sposobów ochrony analizowanych obiektów.

Istnieje wiele modeli matematycznych wyładowania głównego, zależnych od aspektów fizycznych analizowanych przez ich twórców, jak i od dostępnych narzędzi obliczeniowych. Brak jednolitego, powszechnie uznanego modelu jest jednocześnie obrazem aktualnego stanu wiedzy o tym wciąż nie w pełni zbadanym zjawisku. Syntetyczne opisy i klasyfikacje modeli są dokonane w [60] i [146]. Cooray [60] dokonał podziału modeli na trzy grupy:

- (i) modele elektrotermodynamiczne;
- (ii) modele linii transmisyjnej lub modele $R-L-C$;
- (iii) modele półfizyczne i inżynierskie.

Bardziej szczegółową klasyfikację zaproponowali Rakov i Uman, którzy w [146] zdefiniowali cztery klasy modeli:

- 1) modele fizyczne (gazodynamiczne);
- 2) modele o parametrach rozłożonych (modele $R-L-C$);
- 3) modele inżynierskie;
- 4) modele elektromagnetyczne (antenowe).

W niniejszej pracy będzie stosowana klasyfikacja Rakova i Umana, jako bardziej dogodna, ponieważ podział podany przez Cooraya nie uwzględnia modeli antenowych.

Modele gazodynamiczne są stosowane do analizy zjawisk fizycznych nie związanych bezpośrednio z obliczaniem pól elektromagnetycznych.

Modele $R-L-C$ służą do obliczenia fali prądowej rozchodzącej się wzdłuż kanału, na podstawie rozwiązania równań zastępczej linii długiej z odpowiednimi parametrami rozłożonymi R , L , C oraz założonego rozkładu ładunku wzdłuż linii lub przebiegu prądu przy ziemi. Przykłady wzorów opisujących prąd przy ziemi przytoczono w podrozdziale 1.5.

Idea modeli inżynierskich polega na arbitralnym założeniu sposobu, w jaki fala prądowa rozchodzi się wzdłuż kanału. Nazwa „inżynierski” lepiej oddaje – zdaniem autora – taki kontekst użycia angielskiego słowa „engineering”, niż słowo „inżynierski”. Uzasadnieniem takiego tłumaczenia jest przy tym fakt, że modele te mają ograniczony zakres zastosowań. Wykorzystanie ich do zagadnień inżynierskich, których opis geometryczny nie ma symetrii osiowej, nastęrcza trudności, co wynika z cech stosowanych wzorów (2.3)-(2.8). Opisano to w podrozdziale 2.6.

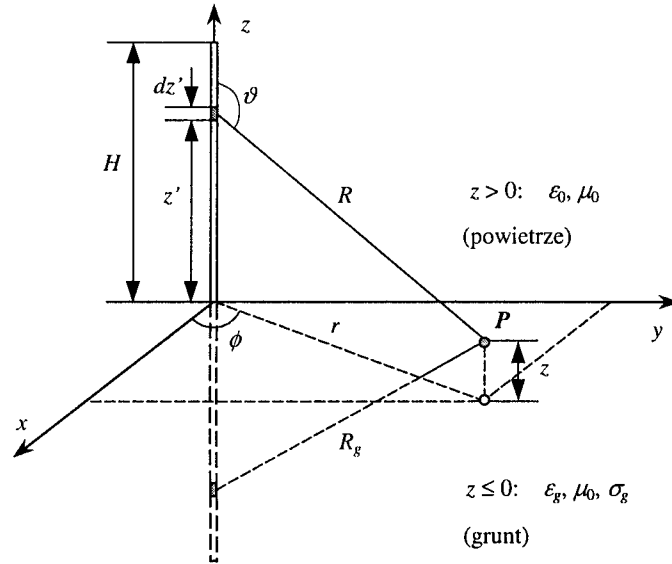
Rozkład prądu wzdłuż kanału, wyznaczony na podstawie jednego z modeli inżynierskich albo $R-L-C$, stanowi źródło danych do obliczenia pól elektrycznych i magnetycznych. Sposób obliczenia rozkładu pola nie zależy od postaci modelu i jest opisany w podrozdziale 2.2. W tych grupach modeli analiza rozkładu pola może być zatem traktowana raczej jako zastosowanie obliczeniowe modelu, niż jego immanentna część.

W klasie modeli elektromagnetycznych kanał jest przedstawiany jako antena wykonana z cienkiego przewodu. Bazą matematyczną jest numeryczne rozwiązanie zagadnień wywodzących się z równań Maxwella.

W podrozdziałach 2.4-2.7 zostaną omówione powyższe cztery grupy modeli wyładowania głównego. Aspekty, które nie są istotne dla zakresu niniejszej pracy, są jedynie wspomniane. Obszerny opis modeli i analiza ich stosowalności znajduje się np. w [60, 146].

2.2. Analityczny opis pola elektromagnetycznego wyładowania głównego

Rozkład prądu obliczony z zastosowaniem dowolnego modelu pioruna może zostać użyty jako źródło danych do obliczania pola elektrycznego i magnetycznego w sąsiedztwie kanału z wykorzystaniem zależności analitycznych przedstawionych w tym podrozdziale.



Rys. 2.1. Model kanału wyładowania głównego nad ziemią i jego odbicie lustrzane

Trzy równoważne sformułowania analityczne służące do wyznaczania pola na podstawie takich danych zebrał Thottappillil w [60]:

- opis źródła promieniowania wyłącznie za pomocą czasoprzestrzennego rozkładu prądu w kanale pioruna, z wykorzystaniem warunku Lorentza wiążącego magnetyczny potencjał wektorowy \mathbf{A} z elektrycznym potencjałem skalarnym Φ :

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \Phi}{\partial t} = 0 \quad (2.1)$$

- opis źródła promieniowania za pomocą czasoprzestrzennego rozkładu prądu i liniowej gęstości ładunku elektrycznego w kanale pioruna, spełniających warunek ciągłości prądu:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = -\frac{\partial i}{\partial z} \quad (2.2)$$

- opis źródła promieniowania za pomocą pozornego rozkładu ładunku elektrycznego, obserwowanego w odległym punkcie P .

Poniżej przytoczono pierwszy z tych opisów [60, 103, 124]. Wyniki otrzymane za jego pomocą będą wykorzystywane w dalszej części niniejszej pracy w celach porównawczych.

Kanał wyładowania głównego przedstawiany jest jako prostoliniowy, pionowy przewód z falą bieżącą prądu, umieszczony nad idealnie przewodzącą płaszczyzną ($\sigma_g = \infty$, rys. 2.1). Cienki walec modelujący kanał jest rozciągnięty wzdłuż osi z układu współrzędnych cylindrycznych (r, ϕ, z) . Należy zwrócić uwagę, że symbol r w podrozdziałach 1.8-1.9 był używany w innym znaczeniu – jako promień wodzący w układzie współrzędnych sferycznych (r, θ, ϕ) (rys. 1.11).

Pole elektromagnetyczne w punkcie P ma trzy niezerowe składowe: E_z , E_r i H_ϕ , które w dziedzinie częstotliwości można zapisać w postaci:

$$E_z(r, z, \omega) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\int_{-H}^H \frac{2-3\sin^2\vartheta}{R^3} \frac{1}{j\omega} I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' + \int_{-H}^H \frac{2-3\sin^2\vartheta}{cR^2} I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' - \int_{-H}^H \frac{\sin^2\vartheta}{c^2 R} j\omega I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' \right] \quad (2.3)$$

$$E_r(r, z, \omega) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\int_{-H}^H \frac{3\sin\vartheta\cos\vartheta}{R^3} \frac{1}{j\omega} I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' + \int_{-H}^H \frac{3\sin\vartheta\cos\vartheta}{cR^2} I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' - \int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta\cos\vartheta}{c^2 R} j\omega I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' \right] \quad (2.4)$$

$$H_\phi(r, z, \omega) = \frac{1}{4\pi} \left[\int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta}{R^2} I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' + \int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta}{cR} j\omega I(z', \omega) e^{-j\omega R/c} dz' \right] \quad (2.5)$$

W dziedzinie czasu składowe te mają postać:

$$E_z(r, z, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\int_{-H}^H \frac{2-3\sin^2\vartheta'}{R^3} \int_0^t i(z', \tau - R/c) d\tau dz' + \int_{-H}^H \frac{2-3\sin^2\vartheta}{cR^2} i(z', t - R/c) dz' - \int_{-H}^H \frac{\sin^2\vartheta}{c^2R} \frac{\partial i(z', t - R/c)}{\partial t} dz' \right] \quad (2.6)$$

$$E_r(r, z, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\int_{-H}^H \frac{3\sin\vartheta\cos\vartheta'}{R^3} \int_0^t i(z', \tau - R/c) d\tau dz' + \int_{-H}^H \frac{3\sin\vartheta\cos\vartheta}{cR^2} i(z', t - R/c) dz' - \int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta\cos\vartheta}{c^2R} \frac{\partial i(z', t - R/c)}{\partial t} dz' \right] \quad (2.7)$$

$$H_\phi(r, z, t) = \frac{1}{4\pi} \left[\int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta}{R^2} i(z', t - R/c) dz' + \int_{-H}^H \frac{\sin\vartheta}{cR} \frac{\partial i(z', t - R/c)}{\partial t} dz' \right] \quad (2.8)$$

Występujące we wzorach (2.3)-(2.8) składniki zależne od $1/R^3$ nazywane są składnikami elektrostatycznymi (pojemnościowymi), zależne od $1/R^2$ – składnikami indukcyjnymi, a zależne od $1/R$ – składnikami promieniowania. Przy powierzchni idealnie przewodzącej ziemi (dla $z=0$) warunki brzegowe powodują wyzerowanie składowej poziomej E_r natężenia pola elektrycznego.

Modele kanału pioruna są najczęściej przedstawiane jako prostoliniowe, pionowe przewody. Obliczenia prowadzone w ramach niniejszej pracy również są ograniczone do tego przypadku, dostarczającego jednak wystarczającej ilości danych do analizy. Badanie wpływu zmian trasy wyładowania jest zagadnieniem znacznie utrudniającym korzystanie z opisów analitycznych – z reguły wymagane jest zastosowanie metod numerycznych. W literaturze można znaleźć pewną ilość prac zajmujących się wpływem nieregularności kształtu kanału, czyli zakrzywień jego toru i rozgałęzień, na rozkład pola elektromagnetycznego (np. Podgorski i in. [139], Le Vine i in. [168]). Ogólnie, uwzględnienie zakrzywień toru pioruna powoduje wprowadzenie szybkozmiennych składników do przebiegów czasowych

pól przy ziemi, a w związku z tym – powiększenie energii zawartej w górnej części widma, zwłaszcza powyżej 100 kHz [146]. W wynikach obliczeń najbardziej znaczące zmiany rozkładów promieniowanych pól są zauważane w przypadku przebiegów szybko narastających, gdy czas trwania czoła fali prądowej jest mniejszy od czasu jej propagacji pomiędzy punktami zmiany kierunku toru wyładowania. Wraz z wydłużaniem czasu trwania czoła i oddalaniem się od kanału zmiany te ulegają uśrednianiu i stają się mniej zauważalne.

Spotykane w literaturze wysokości kanału zawierają się w zakresie od ok. 2,5 km do kilkunastu km. Są one bliskie wysokościami występującym w praktyce, a konkretnie przyjęte wartości są uzależnione od zamierzonego okna czasowego analizy prądów i pól. Czas ten jest ograniczony przez chwilę dotarcia w pobliże powierzchni ziemi czoła fali prądowej odbitej od górnego końca modelu kanału. Od wysokości modelu kanału (a ściślej – od liczby segmentów, na które jest podzielony) zależy również inny czas – czas trwania obliczeń komputerowych, a także obszar zajętej pamięci operacyjnej komputera.

Promień kanału jest zwykle uśredniany i przyjmowany jako wartość rzędu centymetrów, np. 5 cm [149]. W grupie modeli inżynierskich opisanych w podrozdziale 2.6 wykorzystywane są wzory (2.3)-(2.8), gdzie promień kanału nie jest określany. W większości artykułów nie jest analizowana zmienność promienia w funkcji czasu, poza publikacjami dotyczącymi opisu zjawisk fizycznych zachodzących w procesie wyładowania lub modeli gazodynamicznych (podrozdział 2.4). Odnosi się to również do wpływu zjawiska ulotu na promień kanału, choć sam prąd ulotu bywa analizowany [60, 61]. Ogólnie można stwierdzić, że w wielu artykułach dobór danych liczbowych jest nader arbitralny.

2.3. Obliczanie rozkładu pola elektromagnetycznego nad powierzchnią ziemi

Liczby falowe w powietrzu k_0 i w gruncie k_g spełniają równości:

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \quad (2.9a)$$

$$k_g^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \left(\epsilon_{rg} - j \frac{\sigma_g}{\omega \epsilon_0} \right) = k_0^2 (\epsilon_{rg} - j60 \sigma_g \lambda_0) \quad (2.9b)$$

gdzie λ_0 jest długością fali elektromagnetycznej w powietrzu dla pulsacji ω , ϵ_{rg} – względną przenikalnością elektryczną gruntu, σ_g – konduktywnością gruntu.

Uwzględnienie wpływu ziemi wiąże się ze znacznymi trudnościami obliczeniowymi, toteż autorzy większości publikacji dotyczących modelowania rozkładu pól w otoczeniu kanału pioruna ograniczają się do uproszczonego przypadku ziemi idealnie przewodzącej. Przybliżenie takie jest w wielu przypadkach uzasadnione. Ogólnie sformułowanym warunkiem słuszności założenia, że ziemię można zastąpić przewodnikiem idealnym, jest nierówność $60\sigma_g \lambda_0 \gg \varepsilon_{rg}$. Jest to kryterium nader ogólne, toteż celowa jest analiza konkretnych wartości liczbowych. Istnieją dowody na to, że dla gruntu o konduktywności rzędu 0,01 S/m lub większej traktowanie ziemi jako idealnego przewodnika jest dobrym opisem rzeczywistości [60, 141, 146]. Jednakże, zwiększając odległość od kanału pioruna (powyżej kilkuset metrów) oraz biorąc pod uwagę wpływ gruntu o mniejszej konduktywności, założenie to może prowadzić do dużych błędów, szczególnie dotyczących wyznaczania składowej poziomej E_r natężenia pola elektrycznego przy powierzchni ziemi. Przykłady obliczeń porównawczych opublikowali np. Rachidi i in. [141] dla gruntu o konduktywności $\sigma_g = 0,01 \text{ S/m}$ i przenikalności elektrycznej $\varepsilon_{rg} = 10$ oraz Kumar i in. [103], dla $\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$ i $\varepsilon_{rg} = 15$.

Rygorystyczne modelowanie wpływu ziemi wiąże się z koniecznością obliczenia całek Sommerfelda [54, 55, 76]. Jako przykład przedstawiono poniżej zastosowanie jednej z tych całek do opisu wpływu ziemi na promieniowanie pionowego odcinka dz' , w którym płynie prąd $I(z', \omega)$, jak na rysunku 2.1.

Odległość punktu obserwacji P od elementarnego odcinka dz' wynosi R , a od jego odbicia lustrzanego – R_g (rys. 2.1):

$$R = \sqrt{r^2 + (z - z')^2}, \quad (2.10a)$$

$$R_g = \sqrt{r^2 + (z + z')^2} \quad (2.10b)$$

Składowe dE_r i dE_z natężenia pola elektrycznego w punkcie P spełniają związki [54]:

$$dE_r(r, z, \omega) = -\frac{j\omega\mu_0 I(z', \omega) dz'}{4\pi k_0^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial r \partial z} \left(\frac{\exp(-jk_0 R)}{R} - \frac{\exp(-jk_0 R_g)}{R_g} + k_g^2 V \right) \quad (2.11)$$

$$dE_z(r, z, \omega) = -\frac{j\omega\mu_0 I(z', \omega) dz'}{4\pi k_0^2} \cdot \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) \left(\frac{\exp(-jk_0 R)}{R} - \frac{\exp(-jk_0 R_g)}{R_g} + k_g^2 V \right) \quad (2.12)$$

We wzorach (2.11)-(2.12) funkcja V jest jedną z całek Sommerfelda i ma postać:

$$V = 2 \int_0^\infty \frac{J_0(\lambda r)}{k_g^2 \sqrt{\lambda^2 - k_0^2} + k_0^2 \sqrt{\lambda^2 - k_g^2}} \exp\left[-\sqrt{\lambda^2 - k_0^2} (z + z')\right] \lambda d\lambda \quad (2.13)$$

gdzie $J_0(\lambda r)$ jest funkcją Bessela pierwszego rodzaju, rzędu zerowego.

Obliczanie funkcji postaci (2.13) jest czasochłonne i wiąże się z trudnościami wynikającymi z osobliwości matematycznych przy małych odległościach między źródłem pola a punktem obserwacji oraz z problemami numerycznymi, dotyczącymi zbieżności wzorów opisujących funkcje Bessela. W celu pokonania tych trudności stosowane są różne techniki programistyczne, wykorzystujące np. rozwijanie funkcji w szereg Taylora dla małych argumentów, techniki interpolacyjne stabilizowanych całek Sommerfelda i asymptotyczne wzory Nortona (dla większych odległości) [54, 55, 76]. Rachidi i in. [141] wykazali, że podczas analizy rozkładów pól w otoczeniu pionowego kanału pioruna można znacznie zredukować nakłady obliczeniowe, uzyskując rezultaty zbliżone do rozwiązania z wykorzystaniem całek Sommerfelda, obliczając składową E_r z wzoru Cooraya-Rubinsteina:

$$E_r(r, z, \omega) = E_{rp}(r, z, \omega) - H_{\phi p}(r, 0, \omega) \frac{c\mu_0}{\sqrt{\varepsilon_{rg} + \sigma_g / (j\omega\varepsilon_0)}} \quad (2.14)$$

gdzie E_{rp} i $H_{\phi p}$ są składowymi obliczonymi przy założeniu nieskończonej konduktywności ziemi.

W strefie dalekiej kanału wyładowania atmosferycznego traktowanego jako antena, gdzie w natężeniu pola elektrycznego i magnetycznego można pominąć istnienie składników pojemnościowego ($\sim 1/R^3$) i indukcyjnego ($\sim 1/R^2$), stosowana może być formuła opisująca nachylenie płaszczyzny polaryzacji fali płaskiej, rozchodzącej się tuż nad powierzchnią ziemi:

$$\frac{E_r(r, z \approx 0, \omega)}{E_z(r, z \approx 0, \omega)} = \frac{k_0}{k_g} \sqrt{1 - \frac{k_0^2}{k_g^2}} \cong \frac{k_0}{k_g} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{rg} + \sigma_g / (j\omega\varepsilon_0)}} \quad (2.15)$$

Zależność (2.15) jest słuszna tylko dla składnika promieniowania ($\sim 1/R$), dla małego kąta między kierunkiem rozchodzenia się fali a powierzchnią ziemi, na wysokości z nie większej, niż kilka metrów [60, 146]. Można ją również stosować w pobliżu kanału pioruna w początkowych mikrosekundach wyładowania głównego, gdy czoło prądu znajduje się blisko ziemi. Do wzoru (2.15) jako E_z mogą być podstawiane wyniki obliczeń wykonywanych przy założeniu ziemi idealnej, albo wyniki pomiarów natężenia pola elektrycznego. Bardziej ogólną formułę, słuszną dla większych wysokości z nad ziemią oraz dla $f > 10$ MHz i $\sigma_g < 0,01$ S/m podał Wait w [169].

W literaturze dotyczącej analizy pola LEMP stosunkowo rzadko spotyka się wykorzystanie współczynników odbicia Fresnela (2.16). Związane jest to z tym, że obowiązują one dla fali płaskiej (tylko w strefie dalekiej źródła pola) i dają zadowalające rezultaty w analizie struktur położonych w stosunkowo dużej odległości od powierzchni ziemi [54, 167] (bardziej szczegółowe dane zamieszczono poniżej). Współczynniki odbicia fali o polaryzacji pionowej R_V i fali o polaryzacji poziomej R_H mają postać:

$$R_V = \frac{\cos \alpha - Z_R \sqrt{1 - Z_R^2 \sin^2 \alpha}}{\cos \alpha + Z_R \sqrt{1 - Z_R^2 \sin^2 \alpha}} \quad (2.16a)$$

$$R_H = \frac{Z_R \cos \alpha - Z_R \sqrt{1 - Z_R^2 \sin^2 \alpha}}{Z_R \cos \alpha + Z_R \sqrt{1 - Z_R^2 \sin^2 \alpha}} \quad (2.16b)$$

gdzie kąt α jest kątem padania fali na powierzchnię ziemi (kąt zawarty między normalną do tej powierzchni a kierunkiem rozchodzenia się fali), natomiast:

$$Z_R = \left(\frac{\epsilon_g}{\epsilon_0} - j \frac{\sigma_g}{\omega \epsilon_0} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

W obliczeniach z zastosowaniem programu NEC2 [54] i wykorzystaniu współczynników odbicia (2.16) zalecane jest wykonywanie analizy dla przewodów pionowych na wysokości przynajmniej $0,1 - 0,2\lambda$ nad ziemią, a dla przewodów poziomych – co najmniej $0,4\lambda$ nad ziemią. Natomiast całkowanie Sommerfelda/Nortona może być stosowane z powodzeniem dla przewodów zbliżonych do ziemi nawet na odległość $10^{-6}\lambda$, przy czym przewody poziome powinny być umieszczone na wysokości co najmniej kilkakrotnie większej od ich promieni.

Analiza pól pod powierzchnią ziemi wykracza poza przyjęty zakres niniejszej pracy. Można ją znaleźć m. in. w pracach [55, 56, 60].

2.4. Modele gazodynamiczne

W klasie modeli gazodynamicznych (fizycznych) procesy elektromagnetyczne są traktowane jako dane wejściowe. W szczególności dotyczy to rozkładu prądu. Główny zakres stosowalności tych modeli obejmuje obliczanie czasoprzestrzennej zmienności parametrów fali uderzeniowej. Opis matematyczny opiera się na prawach zachowania masy, momentu i energii oraz na dwóch równaniach stanu gazu [60].

Wyniki obliczeń dokonywanych za pomocą modeli z tej grupy mogą służyć do określania jednostkowych parametrów R_0 , L_0 , C_0 kanału pioruna traktowanego jako linia transmisyjna lub jako antena. Na przykład z prac Braginskiego cytowanych w [60, 146] wynika wyrażenie służące do określenia zmian promienia kanału pioruna $a(t)$ w funkcji liniowo narastającego prądu:

$$a(t) = 0,93 \times 10^{-3} \rho_0^{-1/6} [i(t)]^{1/3} t^{1/2} \quad (2.18)$$

gdzie ρ_0 jest gęstością powietrza przy ciśnieniu atmosferycznym ($1,29 \times 10^{-3}$ g/cm³), $a(t)$ jest wyrażone w m, $i(t)$ – w kA, t – w μ s. Wyrażenie (2.18) jest ograniczone jedynie do fazy narastania impulsu prądowego. Braginskij przyjął, że konduktywność plazmy w kanale pioruna wynosi $\sigma = 2,22 \times 10^4$ S/m. Stąd możliwe jest wyznaczenie jednostkowej rezystancji kanału, jako równej $R_0 = 1/(\sigma \pi a^2)$.

Określenie zastępczej indukcyjności i pojemności odcinka kanału o długości $l = 1$ m i promieniu a może być dokonane na podstawie zależności:

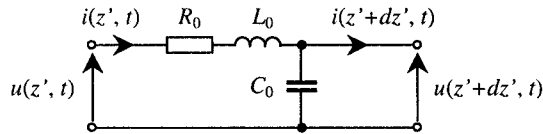
$$L_0 = \frac{\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{2l}{a} - 1 \right) \Big|_{l=1\text{ m}} = \frac{\mu_0}{\pi} \left(\ln \frac{2}{a} - 1 \right) \quad (2.19)$$

$$C_0 = \epsilon_0 \pi l / \left(\ln \frac{2l}{a} - 1 \right) \Big|_{l=1\text{ m}} = \frac{\epsilon_0 \pi}{\ln \frac{2}{a} - 1} = \frac{1}{c^2 L_0} \quad (2.20)$$

Najbardziej kompletny model gazodynamiczny został stworzony przez Paxtona, Gardnera i Bakera. Pozwala on na określenie zmienności w funkcji promienia i czasu takich parametrów jak: temperatura, ciśnienie, gęstość powietrza, konduktywność, energia wypromieniowana [146].

2.5. Modele o parametrach rozłożonych $R-L-C$

Modele $R-L-C$ są używane do obliczania propagacji fali prądowej wzdłuż kanału na podstawie rozwiązania równań zastępczej linii długiej. Schemat zastępczy jednostkowego odcinka linii długiej wiodącej falę płaską przedstawiono na rysunku 2.2. Cechą charakterystyczną tego schematu, w porównaniu z klasycznym czwórnikiem zastępczym odcinka linii, jest uwzględnienie tylko trzech elementów: R_0 , L_0 , C_0 . Wpływ konduktancji poprzecznej G_0 jest zanedbywany.



Rys. 2.2. Model $R-L-C$ jednostkowego odcinka kanału pioruna

Układ równań telegrafistów, wiążących rozkład prądu i napięcia w zastępczej linii jest zatem następujący:

$$-\frac{\partial u(z', t)}{\partial z'} = L_0 \frac{\partial i(z', t)}{\partial t} + R_0 i(z', t) \quad (2.21)$$

$$-\frac{\partial i(z', t)}{\partial z'} = C_0 \frac{\partial u(z', t)}{\partial t} \quad (2.22)$$

Zwykle zakłada się, że zastępcza linia transmisyjna jest wstępnie naładowana przez lider do określonego potencjału. Proces analizy wyładowania głównego rozpoczyna się przez przyłączenie do jednego z końców linii odpowiedniej impedancji, często przyjmowanej za równą impedancji charakterystycznej linii.

Zastosowanie schematu zastępczej linii TEM oznacza założenie, że składowa wektora natężenia pola elektrycznego prostopadła do kanału pioruna jest znacznie większa od składowej wzdłużnej, związanej z niezerową wartością R_0 . Wszystkie parametry jednostkowe z rysunku 2.2 są w przypadku ogólnym funkcjami czasu i położenia, zatem zastępcza linia transmisyjna jest nieliniowa i niejednorodna. W linearyzowanych aproksymacjach, przedstawianych w literaturze, pojawiały się różne uśrednione wartości rezystancji R_0 , np.: $0,06 \Omega/\text{m}$, $0,08 \Omega/\text{m}$, $1 \Omega/\text{m}$, $3,5 \Omega/\text{m}$. W modelu niejednorodnej linii transmisyjnej, zaproponowanym przez Amoruso i Lattarulo, zakładano wykładniczą zmienność indukcyjności i pojemności w funkcji wysokości: $L_0 \exp(Kh)$, $C_0 \exp(-Kh)$, gdzie K jest odpowiednią stałą, a h – wysokością. W linii tej prędkość propagacji fali prądowej

$v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ była stała, a impedancja charakterystyczna $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$ – wykładniczo zmienna [146].

Modele $R-L-C$ często bywały przyjmowane bez szczegółowej analizy ich stosowności. Syntetyczne zestawienie problemów związanych ze stosowaniem tej klasy opisów matematycznych znajduje się w [60]. W szczególności, wątpliwa jest słuszność założenia rozchodzenia się fali typu TEM wzdłuż kanału. Jedną z wad wielu modeli $R-L-C$ jest znacząca rozbieżność między obliczonymi rozkładami pól elektromagnetycznych a dostępnymi w różnych publikacjach danymi pomiarowymi [146].

Tym niemniej, koncepcja schematu zastępczego w postaci pokazanej na rysunku 2.2 jest wykorzystywana również w innych klasach modeli.

2.6. Modele inżynierskie

Modele inżynierskie są matematycznymi opisami czasoprzestrzennego rozkładu prądu $i(z', t)$, założonego arbitralnie wzdłuż kanału pioruna. W modelach tych procesy fizyczne zachodzące w kanale są świadomie pomijane, natomiast nacisk położony jest na możliwie jak najlepszą zgodność przewidywanych przebiegów pól elektromagnetycznych z przebiegami uzyskanymi w wyniku pomiarów (podrozdział 1.4).

Jak wspomniano w podrozdziale 2.2, zamiast stosowania pojęcia przepływu prądu $i(z', t)$ mogą być wykonane równoważne modele z zastosowaniem pojęć transportu ładunków elektrycznych i ich gromadzenia w odcinku kanału. Opisał to matematycznie Thottappillil [60] jako procesy zachodzące w samym kanale oraz jako wyniki obserwacji w punkcie odległym od kanału.

Poniżej zaprezentowane są wybrane modele, najczęściej cytowane w literaturze. Historycznie pierwszym modelem prądu wyładowania głównego był model Norindera, opisany w literaturze w 1939 roku. Norinder zakładał, że w całym kanale prąd pioruna zaczyna płynąć w tym samym momencie i ma ten sam przebieg w każdym punkcie kanału [60]. Oznacza to nieskończoną szybkość propagacji fali prądowej.

W 1941 roku Bruce i Golde [53] zaproponowali opis matematyczny, znany w literaturze pod nazwą modelu BG. Zakładali oni, że:

- front fali prądowej przemieszcza się w górę ze zmienną prędkością, daną funkcją $v_0 \exp(-\gamma t)$, gdzie $v_0 = 0,8 \times 10^8 \text{ m/s}$, $\gamma = 3 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$,
- w danej chwili wartość prądu $i(z', t)$ poniżej frontu fali nie zależy od wysokości i jest równa natężeniu prądu u podstawy $i(0, t)$, co można zapisać wzorem:

$$i(z', t) = i(0, t) h(t - z'/v) \quad (2.23)$$

We wzorze (2.23) funkcja $h(t - z'/v)$ jest funkcją skoku jednostkowego Heaviside'a. Bruce i Golde prąd przy ziemi opisali impulsem dwuwkładniczym (1.1), z parametrami $k_1 I_m = 30 \text{ kA}$, $\alpha = 4,4 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 4,6 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$.

Zaletą modelu BG jest jego prostota, natomiast podstawowymi wadami są: nieciągłość frontu fali prądowej i nieskończona szybkość rozchodzenia się wzdłuż kanału informacji o natężeniu prądu przy powierzchni ziemi.

W 1969 roku Uman i McLain [165] opublikowali opis wyładowania głównie w postaci impulsu prądowego rozchodzącego się w górę ze stałą prędkością v w sposób charakterystyczny dla bezstratnej, jednorodnej linii transmisyjnej, dopasowanej na obu końcach (model TL – ang. *Transmission Line*):

$$i(z', t) = i(0, t - z'/v) h(t - z'/v) \quad (2.24)$$

Nazwa modelu TL jest nieco myląca. Nie należy go utożsamiać z grupą modeli $R-L-C$, opisanych w podrozdziale 2.5. Zaletą modelu TL jest prostota opisu matematycznego, dzięki czemu m.in. możliwe jest otrzymanie zamkniętych wyrażeń analitycznych opisujących pole elektromagnetyczne w strefie dalekiej kanału pioruna. Przy założeniu propagacji fali nad idealnie przewodzącą ziemią składnik promieniowania wzoru (2.6) można przedstawić w postaci:

$$E_z^{\text{rad}}(r, 0, t) = -\frac{\mu_0 v}{2\pi r} i(0, t - r/c) \quad (2.25)$$

Korzystając z tego związku łatwo można wyznaczyć również pochodną $\partial E_z / \partial t$ i natężenie pola magnetycznego $H_\phi = E_z / \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$. Zaletą wzoru (2.25) jest możliwość łatwego zastosowania go do estymacji przebiegu prądu pioruna $i(0, t)$ oraz prędkości propagacji v na podstawie pomiarów E_z i $\partial E_z / \partial t$ w strefie dalekiej.

Wadą modelu TL jest nadmierne uproszczenie procesów rzeczywistych. Szczególnie dotyczy to niezmienności kształtu prądu wraz z wysokością i związanego z tym braku odwzorowania neutralizacji ładunku rozmieszczonego w kanale przez lider. W celu poprawienia zgodności obserwacji i pomiarów z właściwościami opisu matematycznego na bazie modelu TL powstały dwa opisy MTL (ang. *Modified Transmission Line*), wprowadzające tłumienie prądu wraz z wysokością, bez zniekształceń, według zależności:

$$i(z', t) = A(z') i(0, t - z'/v) h(t - z'/v) \quad (2.26)$$

gdzie $A(z')$ jest funkcją aproksymującą tłumienie natężenia prądu.

Rakov i Dulzon w 1987 roku zaproponowali, by rozkład prądu przedstawić jako tłumiony liniowo (model MTLL) [145]:

$$A(z') = 1 - z'/H \quad (2.27)$$

gdzie H jest wysokością kanału pioruna. W 1988 roku Nucci i in. przedstawili modyfikację z eksponencjalną aproksymacją tłumienia prądu (MTLE) [116]:

$$A(z') = \exp(-z'/\lambda_c) \quad (2.28)$$

gdzie $\lambda_c = 2000 \text{ m}$. Na podstawie modeli MTL możliwy jest opis procesu usuwania z kanału ładunku lidera według formuły [60]:

$$\rho(z') = \frac{dA(z')}{dz'} \int_0^\infty i(0, t) dt \quad (2.29)$$

W 1985 roku Heidler przedstawił koncepcję modelu ruchomego źródła prądowego – TCS (ang. *Travelling Current Source*) [91]. Ładunek rozmieszczony w kanale pioruna przez lider jest neutralizowany przez hipotetyczne źródło prądowe, przemieszczające się wraz z frontem wyładowania ku górze z prędkością v , a prąd źródła płynie w dół z prędkością światła c :

$$i(z', t) = i(0, t + z'/c) h(t - z'/v) \quad (2.30)$$

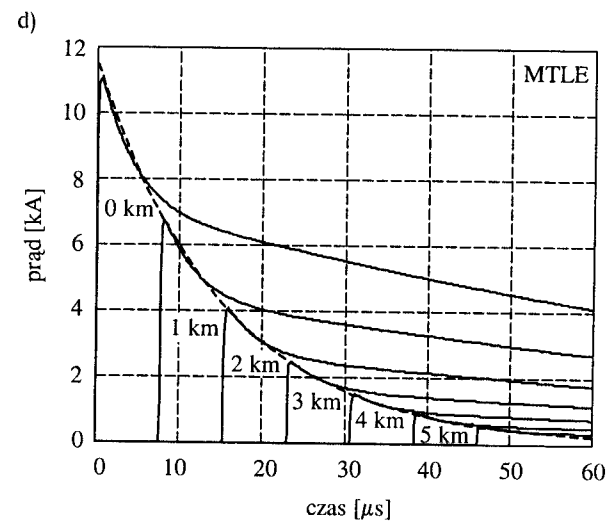
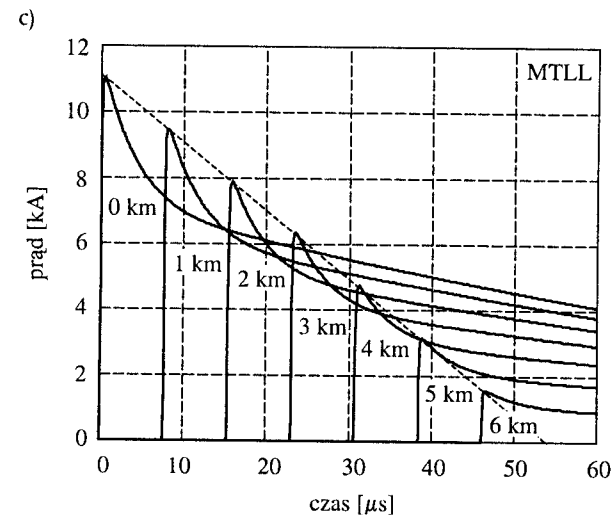
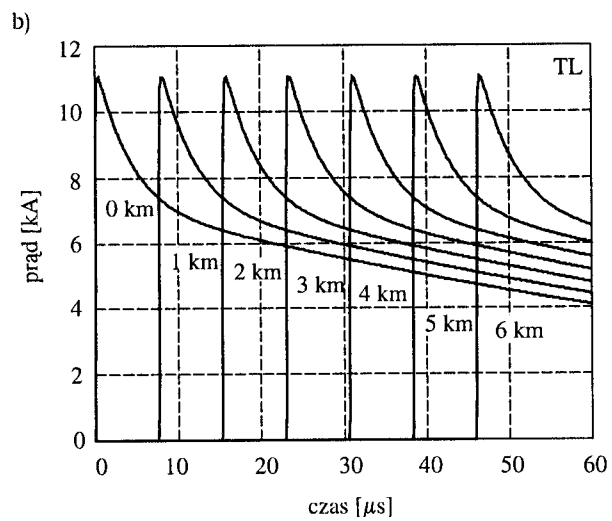
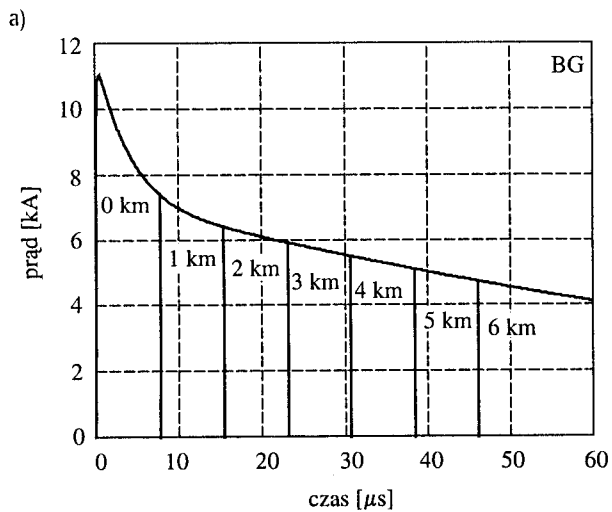
W modelu TCS występuje nieciągłość prądu na czole fali prądowej wyładowania głównego, podobnie jak w modelu BG. W 1990 roku Diendorfer i Uman zaprezentowali model DU [156], łączący właściwości modelu TCS i wykładniczej neutralizacji ładunku pozostawionego w kanale przez lider. W modelu tym ku górze z prędkością v wędruje wykładniczo zmienne źródło prądowe, a jego prąd płynie w dół z prędkością światła c . W efekcie opis prądu wyładowania ma postać następującą:

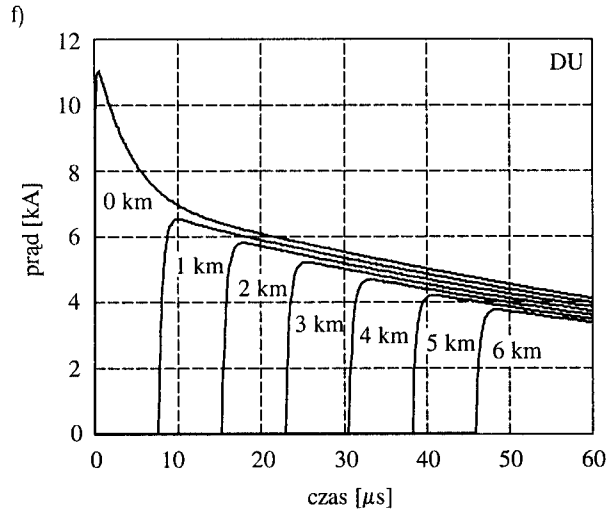
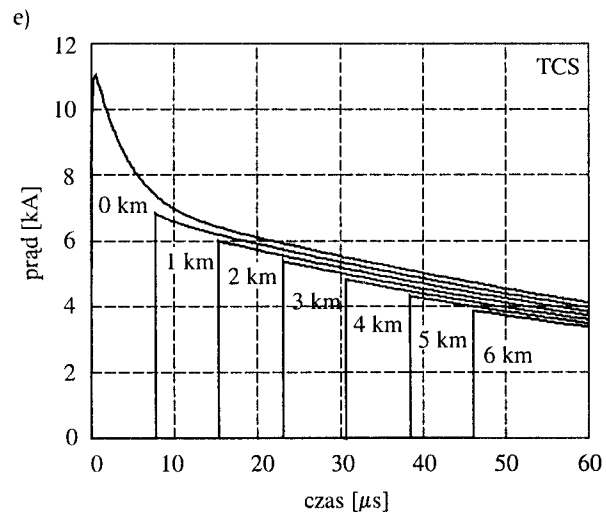
$$i(z', t) = \left[i\left(0, t + \frac{z'}{c}\right) - i\left(0, \frac{z'}{v} + \frac{z'}{c}\right) \exp\left(-\frac{t - z'/v}{\tau_D}\right) \right] h(t - z'/v) \quad (2.31)$$

Dodanie w modelu DU składnika malejącego eksponencjalnie ze stałą czasową τ_D ($\tau_D = 0,1 \dots 0,6 \mu\text{s}$ [60, 112, 146]) spowodowało wyeliminowanie nieciągłości czoła fali prądowej. Dwa składniki prądu tego modelu są interpretowane jako składnik gwałtownej redukcji różnicy potencjałów chmura-ziemia oraz składnik wolniej przebiegającej neutralizacji ładunku ulotu, rozłożonego wzdłuż kanału.

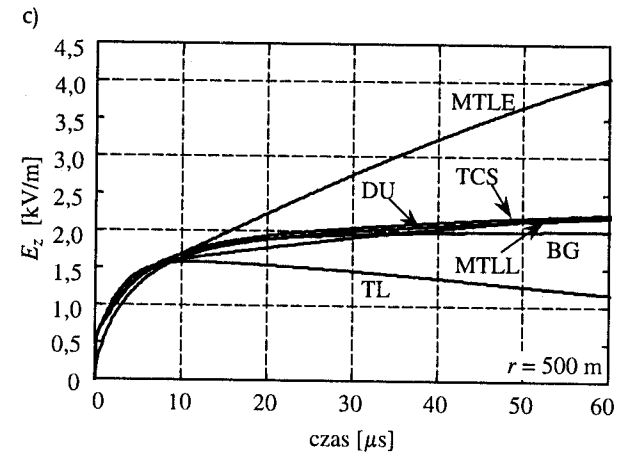
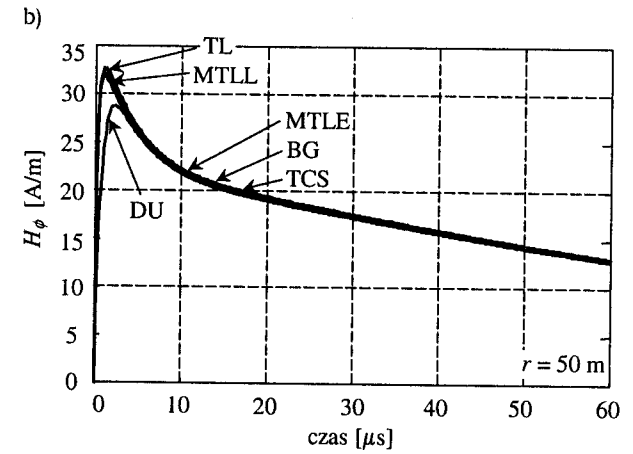
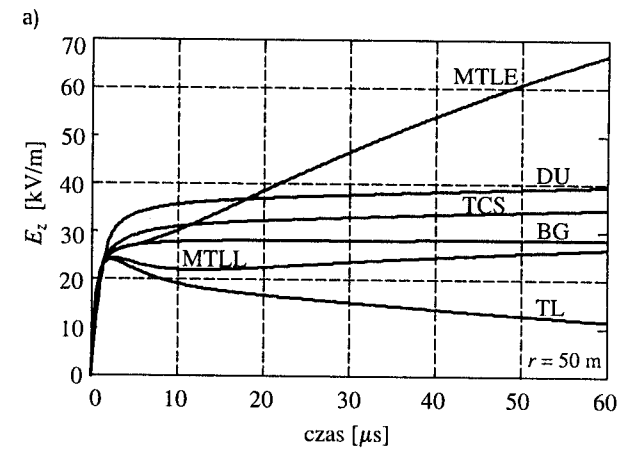
W celach porównawczych na rysunku 2.3 przedstawiono przestrzenno-czasowe rozkłady prądów wybranych modeli dla $v = 1,3 \times 10^8 \text{ m/s}$ (w taki sposób zmodyfikowano również model BG). Dla opisu prądu $i(0, t)$ obrano wzór (1.5), którego wykres jest przedstawiony na rysunku 1.8. Założono, że wysokość kanału $H = 7 \text{ km}$. Dla takiej wysokości na wykresach przebiegów prądów i natężeń pól nie jest widoczny wpływ odbicia fali prądowej od szczytu modelu kanału w przyjętym

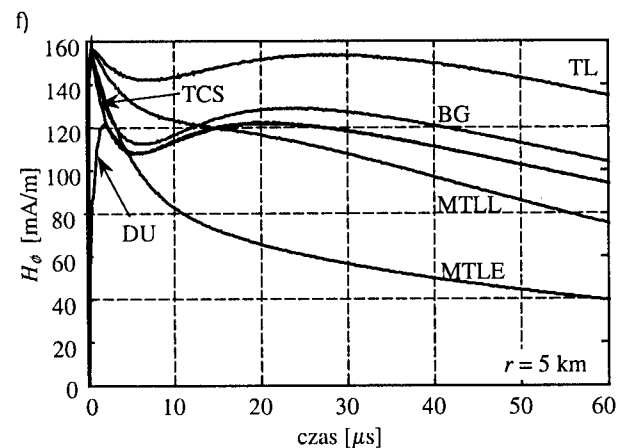
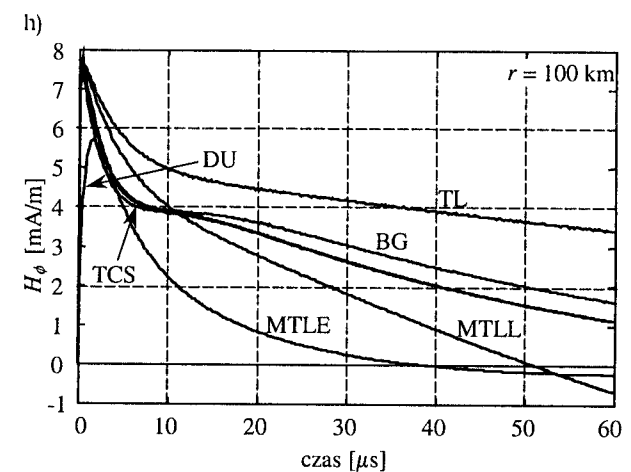
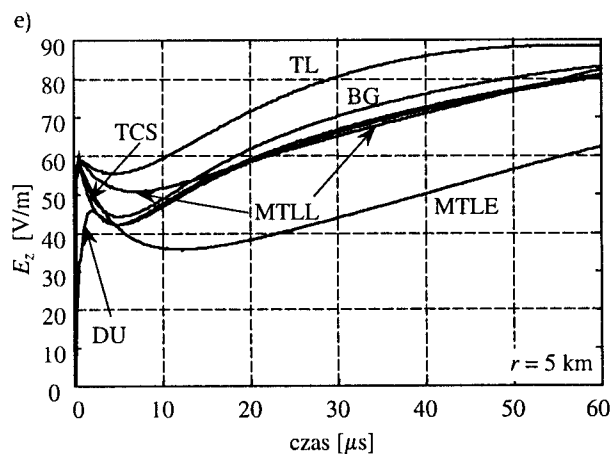
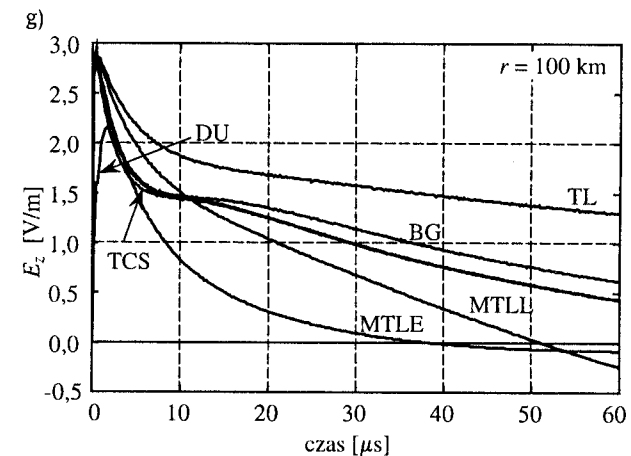
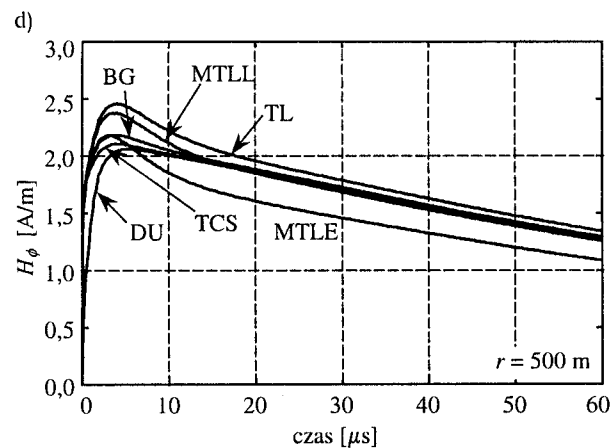
czasie obserwacji $t \leq 60 \mu\text{s}$. Na rysunku 2.4 zamieszczono odpowiednie przebiegi pól E_z i H_ϕ otrzymane z wykorzystaniem wzorów (2.6) i (2.8) w różnych odległościach od kanału wyładowania, przy założeniu ziemi idealnie przewodzącej. Skale na osiach i odległości od kanału przyjęto jak w pracy [112], w której nie ma jednak przebiegów pól generowanych przez modele BG i TCS.





Rys. 2.3. Przebiegi prądu na różnych wysokościach dla różnych modeli: a) BG, b) TL, c) MTLL, d) MTLE, e) TCS, f) DU (dla $\tau_D = 0,6 \mu s$)





Rys. 2.4. Przebiegi składowych pól E_z i H_ϕ nad idealnie przewodzącą ziemią dla różnych modeli w różnych odległościach od kanału pioruna: a, b) $r = 50$ m; c, d) $r = 500$ m; e, f) $r = 5$ km; g, h) $r = 100$ km (dla modelu DU przyjęto $\tau_D = 0,6 \mu\text{s}$)

Charakterystyczną cechą natężenia pola elektrycznego większości modeli w strefie bliskiej kanału wyładowania są niewielkie zmiany E_z w ciągu kilkudziesięciu mikrosekund, co jest zgodne z wynikami pomiarów w małej odległości od kanału pioruna [146]. Właściwości tej nie mają modele TL i MTLE (rys. 2.4a).

Model DU redukuje się do TCS, jeżeli $\tau_D = 0$. Z kolei model TCS sprowadza się do BG, jeśli przyjąć, że prędkość propagacji fali prądowej zmierzającej w dół jest nieskończenie wielka.

Model BG może być traktowany jako szczególny przypadek modelu TL przy $v \rightarrow \infty$, tzn. przyjęcie $v \rightarrow \infty$ w czynniku $i(0, t - z/v)$ wzoru (2.24) prowadzi do $i(0, t)$ w (2.23).

Inne modele inżynierskie zostały opisane i przedyskutowane przez Cooray'a w [60] oraz Rakova i Umana w [146].

Wzory (2.3)-(2.8) są sformułowane w układzie współrzędnych cylindrycznych. Wykorzystanie ich do badania rozptyłu prądów w układach bez symetrii osiowej jest trudne. Ponadto nie pozwalają one na uwzględnienie wzajemnych sprzężeń między kanałem pioruna a elementami trafionej konstrukcji. W badaniach zmierzających do rozszerzenia zastosowań modeli inżynierskich [44, 142, 161] rozwijana jest koncepcja przedstawienia kanału pioruna w postaci liniowego układu antenowego [44], co powoduje znaczącą komplikację implementacji komputerowej.

2.7. Modele antenowe

Opisane w poprzednich podrozdziałach modele wyładowania głównego opierają się na zależnościach analitycznych, które ze swojej natury są ograniczone do opisu stosunkowo wąskiej grupy zagadnień. Wynika to wprost z właściwości zależności analitycznych przedstawionych w podrozdziałach 2.2-2.3. Zastosowanie ich do analizy problemów o geometrii wykraczającej poza układy o symetrii osiowej jest trudne i dlatego jest stosowane jedynie w szczególnych przypadkach. Większość zagadnień naukowo-inżynierskich, dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej w modelach obiektów rzeczywistych o złożonej geometrii, jest rozwiązywana za pomocą metod przybliżonych, numerycznych. Coraz szersze zastosowanie do badań w tej grupie problemów zdobywają programy komputerowe pierwotnie przeznaczone do obliczeń układów antenowych, jak NEC2 [54] i jego późniejsze komercyjne wersje rozwojowe, czy AWAS [76]. Rozwijany jest pakiet programów CDEGS (w tym jego moduły HIFREQ i FFT) [56], który wykorzystując formuły słuszne dla układów antenowych, dedykowany jest do rozwiązywania problemów szeroko rozumianej elektrotechniki i kompatybilności elektromagnetycznej. Podstawy matematyczne opisu układów antenowych są streszczone w podrozdziałach 1.7-1.9. Można wyróżnić cztery główne modele antenowe, oznaczone w dalszej części pracy jako AT0, AT1, AT2 i AT3 (AT – ang. *Antenna Theory*):

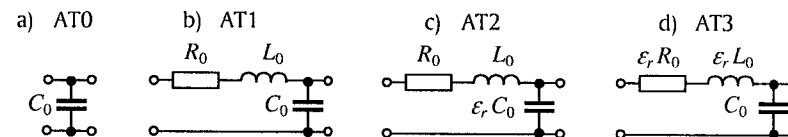
AT0) quasi-stacjonarne źródło prądowe, które może być przedstawione w postaci krótkiego pionowego przewodu zasilanego ze źródła napięciowego [8, 54, 56, 76]; w obwodowym schemacie zastępczym tego modelu dominuje pojemność (rys. 2.5a);

AT1) długi przewód pionowy (monopol), zasilany przy ziemi z generatora napięciowego, dostarczającego energii dla fali prądowej przemieszczającej się ku

górze z prędkością światła [22, 139] (schemat zastępczy odcinka dz' – na rysunku 2.5b);

AT2) pionowy monopol analizowany dwuetapowo w różnych ośrodkach [112]: najpierw w fikcyjnym dielektryku o przenikalności $\epsilon > \epsilon_0$, a potem w powietrzu; w ten sposób wprowadzony jest substytut zwiększonej pojemności poprzecznej (rys. 2.5c) w celu redukcji prędkości propagacji fali prądowej;

AT3) pionowy monopol z dodatkową indukcyjnością rozłożoną wzdłuż przewodu (rys. 2.5d), również w celu zmniejszenia prędkości fali prądowej przemieszczającej się ku górze [19, 20, 43].



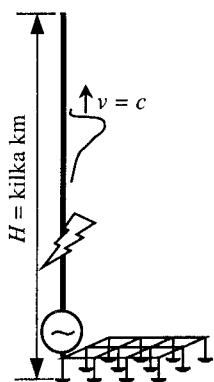
Rys. 2.5. Schematy zastępcze jednostkowych odcinków modeli antenowych

Pewnego wyjaśnienia wymaga sposób, w jaki źródło napięciowe z odcinkiem przewodu może być wykorzystane jako źródło prądowe. Jeden z możliwych zabiegów obliczeniowych polega na takim doborze siły elektromotorycznej źródła, aby otrzymać pożądaną wartość prądu wpływającego do przewodu. Inna metoda, wykorzystująca pojęcie transmitancji prądowej, zostanie przedstawiona w rozdziale 3.

Model AT0 jest anteną krótką i z tego powodu może mieć bardzo ograniczone zastosowanie. Nie odwzorowuje ona wpływu rzeczywistej długości kanału pioruna.

W stosunkowo niewielkich obiektach spełniających warunek quasi-stacjonarności wiele zagadnień dotyczących obliczania rozptyłu prądów piorunowych może być poprawnie rozwiązanych z wykorzystaniem schematów zastępczych o stałych skupionych. Jednakże, jeśli quasi-skupione źródło prądowe złożone z anteny krótkiej i generatora napięciowego (model AT0) zostanie zastosowane do wzbudzenia struktury złożonej z sieci przewodów o parametrach rozłożonych, to nieuchronnie pojawią się bardzo duże błędy obliczeniowe. Wynika to z zaniedbania silnych sprzężeń związanych z istnieniem prądów przesunięcia i z promieniowaniem kanału pioruna. Problem ten jest przeanalizowany w podrozdziale 6.2 na przykładzie obliczeniowym. Wskazanie na możliwość popełnienia błędów, które dyskwalifikują obliczenia jest istotna, gdyż w dostępnych programach komercyjnych zdarzają się takie modele.

Trzy następne modele (AT1, AT2, AT3) są antenami z falą bieżącą. Najprostszym modelem antenowym z falą bieżącą jest długi przewód umieszczony pionowo nad ziemią, zasilany u podstawy za pomocą generatora napięciowego (model AT1, rys. 2.6). Został on zaproponowany w 1987 roku przez Podgorskiego i Landta [139]. Obliczona fala prądowa przemieszcza się w górę z prędkością



Rys. 2.6. Model AT1 i model instalacji odcinowej

światła. Wysokość kanału przyjęta w [139] wynosiła 3300 m. Zaletą tego modelu jest jego stosunkowo łatwa implementacja w pakietach programów używanych do analizy struktur antenowych.

Przedstawienie zmniejszania się prądu wraz ze wzrostem wysokości było możliwe dzięki zastosowaniu rezystancji rozłożonej równomiernie wzdłuż modelu kanału. W pracy [139] przyjęto, że rezystancja ta wynosi 0,7 Ω /m. Wprowadzenie dodatkowej rezystancji powoduje również tłumienie fali odbitej od końca kanału.

Stosowanie aproksymacji właściwej dla cienkich struktur przewodowych pozwala na teoretyczne uwzględnienie złożonej geometrii kanału. Możliwość taka była opisana przez Podgorskiego i Landta w [139], choć opublikowane rezultaty dotyczyły tylko prostoliniowego modelu kanału.

Należy podkreślić, że umożliwienie za pomocą oprogramowania reprezentacji geometrycznej rozgałęzień kanału i zmienności jego trasy nie oznacza braku trudności numerycznych podczas obliczeń. Każde rozgałęzienie lub zmiana kierunku jest przyczyną wielokrotnych odbić powodujących istotne zmiany przebiegów prądu i towarzyszących pól elektromagnetycznych. Problem ten jest ściśle związany z tym, że generator ulokowany przy ziemi jest jedynym źródłem energii zastosowanym w tym modelu. Modele antenowe nie umożliwiają zastosowania warunku początkowego w postaci ładunku elektrycznego rozłożonego wzdłuż kanału pioruna. Jednakże, jak wspomniano w podrozdziale 2.2, przyjęcie prostoliniowego kształtu kanału jest założeniem wystarczającym do inżynierskich obliczeń typowych narażeń powodowanych przez LEMP.

Największą wadą modelu AT1 jest propagacja fali prądowej z prędkością światła. Z powodu tego niefizycznego efektu składniki pól promieniowane przez wysoko położone segmenty kanału pojawiają się przy ziemi przedwcześnie, silnie wpływając szczególnie na kształt czoła impulsów pola elektrycznego i magnetycznego (rys. 2.8).

Redukcja prędkości rozchodzenia się prądu jest możliwa z zastosowaniem modelu AT2, zaproponowanego przez Moini i in. w 1997 roku [111, 112]. Model ten wymaga obliczeń dwuetapowych. W pierwszym etapie model kanału umieszczony jest w fikcyjnym dielektryku o przenikalności np. $\epsilon_r = 5,3$, co odpowiada prędkości $v = c/\sqrt{\epsilon_r} = 1,3 \times 10^8$ m/s. Zabieg ten jest równoważny zwiększeniu pojemności jednostkowej C_0 w schemacie zastępczym odcinka jednostkowego (rys. 2.5c). Rozkład prądu obliczony w pierwszym etapie jest wykorzystywany w drugim etapie do obliczenia rozkładu pola w powietrzu. Rezystancja rozłożona

wzdłuż modelu AT2 wynosi 0,07 Ω /m, a wysokość kanału – 7 km. Niestety, w publikacjach [111, 112, 139] nie określono promienia zastępczej anteny.

Typowe programy komputerowe służące do analizy konstrukcji antenowych nie umożliwiają wykonywania dwuetapowej procedury obliczeń zastosowanej przez autorów modelu AT2. Do drugiego etapu należy zatem wykorzystać zależności przedstawione w podrozdziale 2.2, co znacznie ogranicza potencjalne zastosowania modelu AT2 do obliczeń inżynierskich. Ponadto, podczas pierwszego etapu obliczeń, fala pola elektromagnetycznego w fikcyjnym dielektryku porusza się z taką samą prędkością v , jak fala prądowa, a nie z prędkością światła w powietrzu c . Ma to istotny wpływ na przebiegi obliczanego prądu.

Wad tych jest pozbawiony model AT3, w którym, w celu redukcji prędkości fali prądowej, realizowany jest pomysł obliczeniowy w postaci zwiększenia indukcyjności jednostkowej (rys. 2.5d). Został on użyty po raz pierwszy w 2001 roku przez Baba i Ishii [43]. Zastosowali oni model kanału o wysokości 1500 m i promieniu 30 cm, z rozłożoną wzdłuż kanału dodatkową indukcyjnością 3 μ H/m i rezystancją 1 Ω /m. Model ten jest poddany modyfikacji i zastosowany do obliczeń w dalszych rozdziałach niniejszej pracy. Jego właściwości są przedyskutowane w rozdziale 3.

W modelach AT2 i AT3 współczynnik propagacji fali prądowej może być przedstawiony za pomocą wyrażeń tożsamościowych:

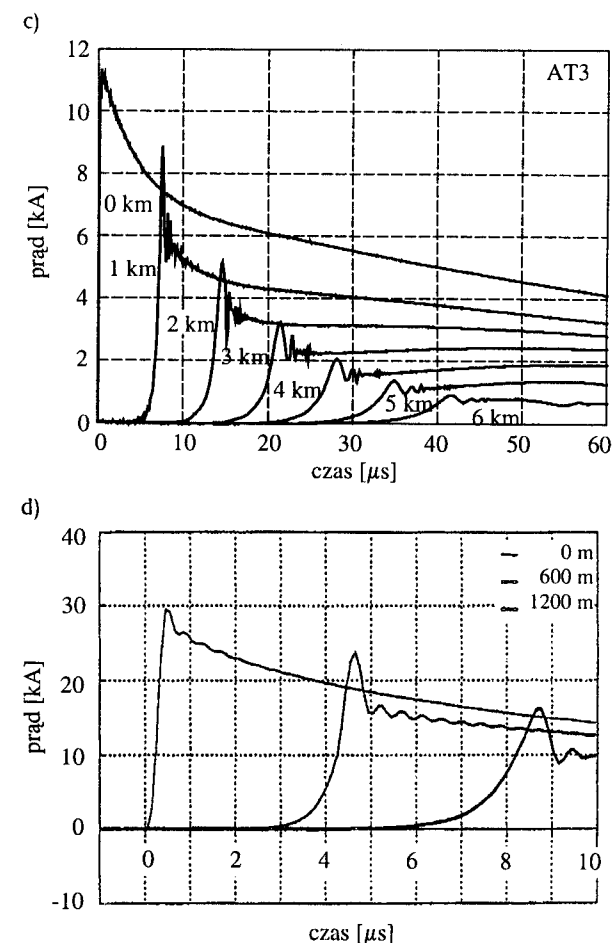
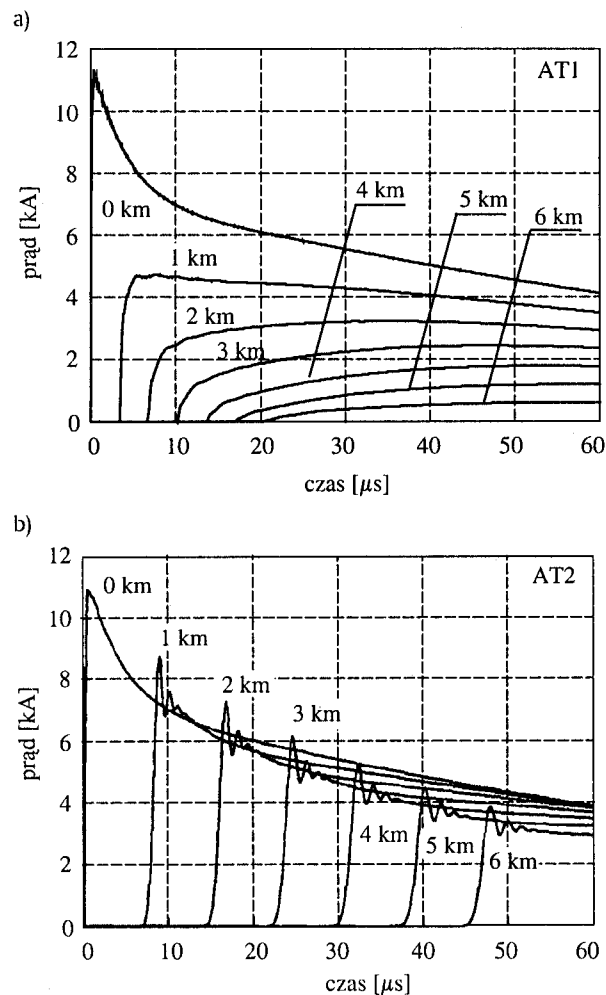
$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)j\omega\epsilon_r C_0} = \sqrt{(\epsilon_r R_0 + j\omega\epsilon_r L_0)j\omega C_0} = \alpha + j\beta \quad (2.32)$$

Widać stąd, że w celu zachowania wartości współczynnika propagacji rezystancja rozłożona wzdłuż modelu AT3 powinna być ϵ_r razy większa od rezystancji modelu AT2 ($R_d = \epsilon_r R_0$). Impedancje charakterystyczne obu modeli różnią się od siebie oraz od impedancji charakterystycznej modelu AT1, ale nie ma to wpływu na wyniki obliczeń rozkładu pola elektromagnetycznego.

Należy tu podkreślić, że posługiwanie się pojęciami właściwymi dla jednorodnego modelu o parametrach rozłożonych R - L - C , w tym rysunkiem 2.5 i wzorami (2.19), (2.20), (2.32), jest jedynie aproksymacją właściwości modelu antenowego. Wynikające stąd zależności dają się dobrze interpretować jakościowo, lecz obliczone wartości liczbowe mogą wyraźnie różnić się ilościowo od rezultatów otrzymywanych za pomocą modeli antenowych.

Typowe obliczenia z wykorzystaniem modeli antenowych przebiegają w dziedzinie częstotliwości dla wybranych próbek widma, po czym następuje przejście do dziedziny czasu z wykorzystaniem procedury FFT [52]. Na rysunku 2.7 przedstawiono porównanie czasoprzestrzennych rozkładów prądów dla modeli AT1, AT2 i AT3. Rysunek 2.7b zacytowano z [112], 2.7d jest adaptowany z [43], natomiast dla modeli AT1 i AT3 wykonano obliczenia porównawcze (rys. 2.7a, 2.7c). Podobnie jak w podrozdziale 2.6, dla opisu prądu $i(0,t)$ obrano przebieg

opisany wzorem (1.5). Założono, że wysokość kanału wynosi $H = 7 \text{ km}$, promień modelu kanału $a = 5 \text{ cm}$, rezystancja rozłożona $R_d = 1 \Omega/\text{m}$. Dodatkowa indukcyjność rozłożona wzdłuż anteny AT3 wynosi $L_d = (\epsilon_r - 1)L_0 = 4,5 \mu\text{H}/\text{m}$. Model kanału składa się z 350 segmentów, każdy o długości 20 m, z wielomianową aproksymacją przebiegu prądu. Obliczenia wykonano z zastosowaniem programu AWAS-2 [76]. Do syntezy FFT przebiegów prądu modeli AT1 i AT3 wzięto 1024 próbki widma z odstępem $\Delta f = 4 \text{ kHz}$.



Rys. 2.7. Przebiegi prądu na różnych wysokościach dla modeli antenowych: a) AT1; b) AT2, rysunek adaptowany z [112]; c) AT3; d) AT3, rysunek adaptowany z [43]

W przebiegach prądów modeli AT2 i AT3 widoczne jest wydłużenie czasu trwania czoła impulsu wraz ze wzrostem wysokości. Jest to związane z efektem dyspersji. Tłumione oscylacje w przebiegach modelu AT2 są skutkiem efektu Gibbsa. Nie pojawiają się już one w przebiegach opublikowanych w nowszej pracy autorów modelu AT2 [149]. W modelu AT3 są one skutkiem efektu dyspersji, którego wpływ przedyskutowano w rozdziale 3.

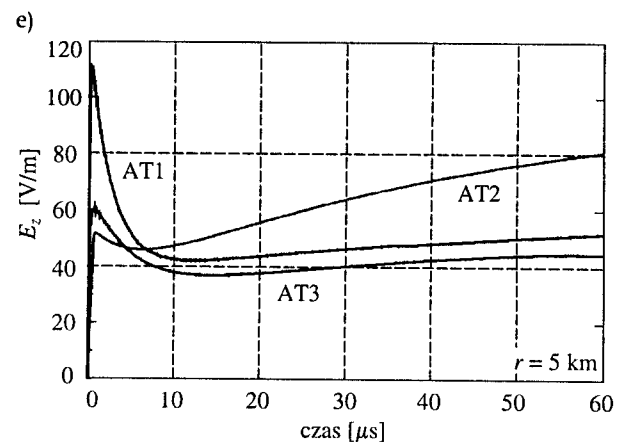
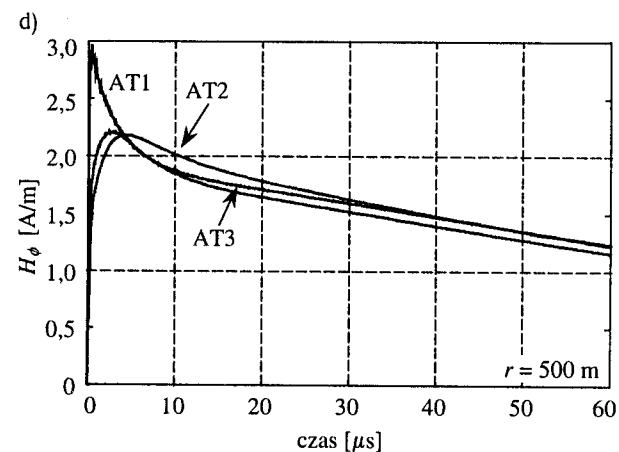
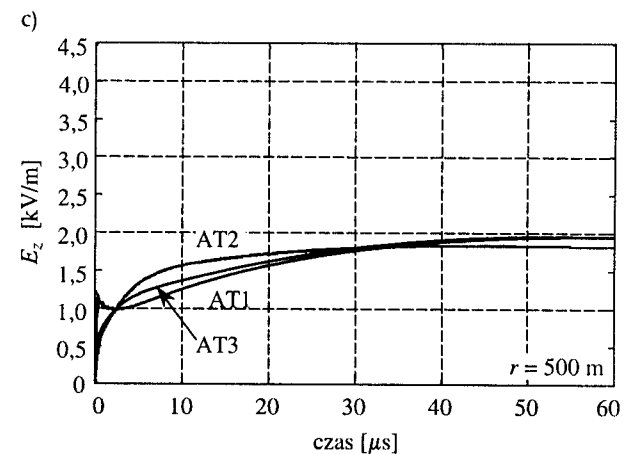
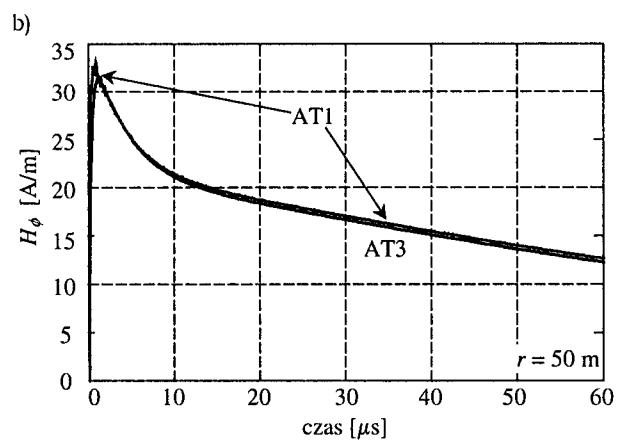
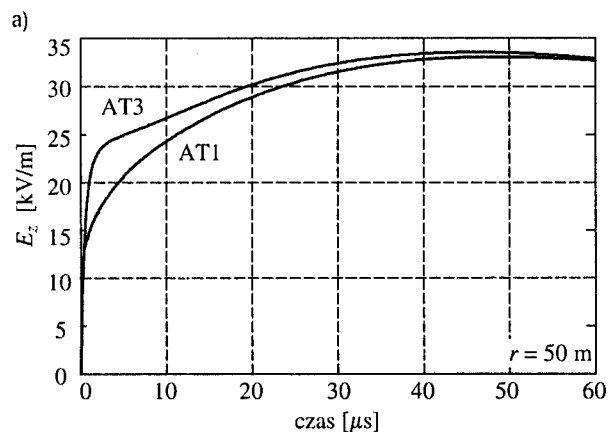
Na rysunku 2.8 zamieszczono wyniki obliczeń przebiegów pól E_z i H_ϕ w różnych odległościach od kanału wyładowania, bezpośrednio nad ziemią idealnie przewodzącą. Taka sama skala na osi rzędnych, jak na odpowiednich wykre-

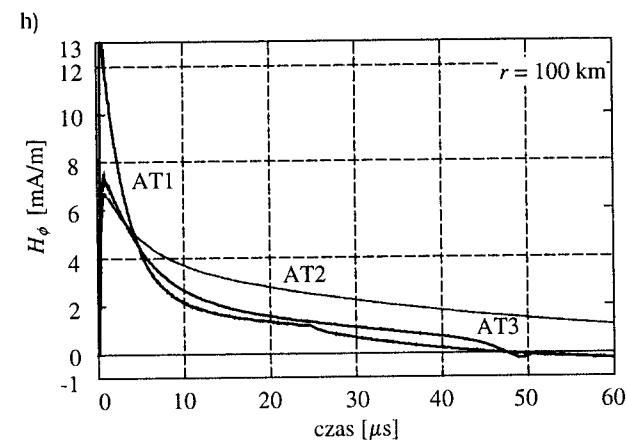
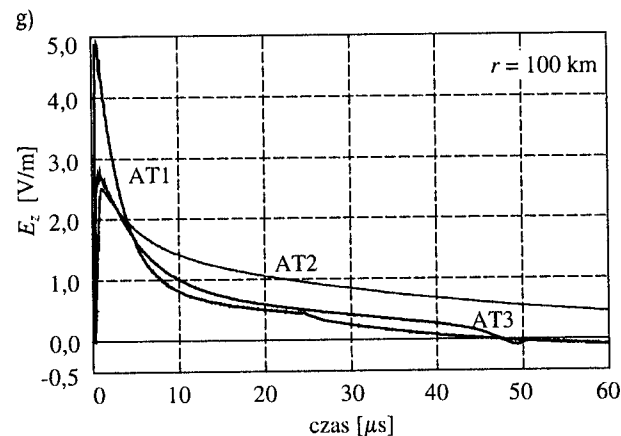
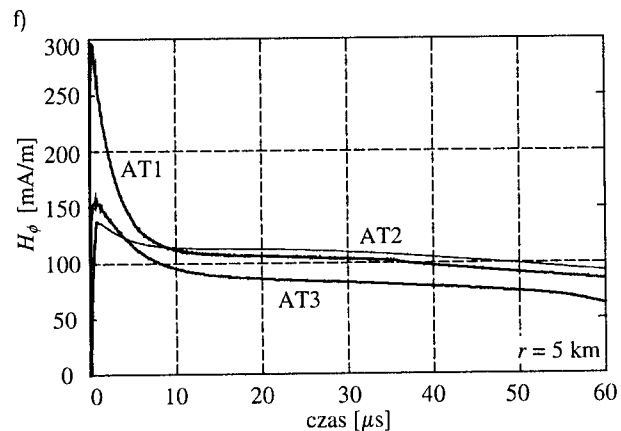
sach rysunku 2.4, została utrzymana tylko dla odległości 50 m i 500 m od kanału pioruna. Jest to spowodowane przez przebiegi natężeń pól modelu AT1, które przy zwiększaniu odległości od kanału wykazują w ciągu pierwszych kilku mikrosekund wartości znacznie większe, niż przebiegi natężeń pól pozostałych modeli.

W wykresach natężeń pól (rys. 2.8) nie zauważa się oscylacji obserwowanych w przebiegach prądów dla modeli AT2 i AT3 (rys. 2.7).

Zakres zmian pól pochodzących od modeli AT2 i AT3 mieści się w skali wykresów pokazanych na rysunku 2.4. Po upływie kilku mikrosekund największe natężenia pól generuje model AT2, gdyż wzdłuż kanału tego modelu zachodzi najbliższe tłumienie prądu (rys. 2.7).

Na rysunkach 2.8a-b nie ma wykresów przebiegów natężeń pól modelu AT2, gdyż nie ma takich danych w [112] dla odległości 50 m.





Rys. 2.8. Przebiegi składowych pól E_z i H_ϕ nad idealnie przewodzącą ziemią dla modeli antenowych w różnych odległościach od kanału pioruna: a, b) $r = 50$ m; c, d) $r = 500$ m; e, f) $r = 5$ km; g, h) $r = 100$ km

Kształty przebiegów pól E i H , przedstawione na rysunkach 2.8g i 2.8h, nie różnią się od siebie, gdyż są to wykresy dla strefy dalekiej pola pioruna, w której słuszna jest zależność (1.31). Na tych rysunkach widoczny jest wpływ odbicia od górnego końca kanału, wykazywany przez modele AT1 i AT3. Wpływ odbicia nie jest widoczny w wynikach obliczeń z zastosowaniem modeli inżynierskich i AT2, dla których zastosowano wzory (2.6)-(2.8) (rys. 2.4g-h i 2.8g-h).

2.8. Uprozczone zależności analityczne

Zaprezentowane dotychczas zależności są złożone, przydatne dla obliczeń naukowo-badawczych. W literaturze spotykane są również uproszczone równości analityczne, przeznaczone do szybkiego inżynierskiego oszacowania natężenia pola elektrycznego i magnetycznego przy ziemi, w strefie bliskiej kanału pioruna.

Przykłady takich wzorów, zaczerpnięte z książki W. I. Krawczenki [101], są zaprezentowane poniżej:

$$E_z(r,t) \approx \frac{60 i(0,t)}{\frac{v}{c} r} \left[1 - \frac{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}{\sqrt{\left(\frac{vt}{r}\right)^2 + 1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}} \right] \quad (2.33)$$

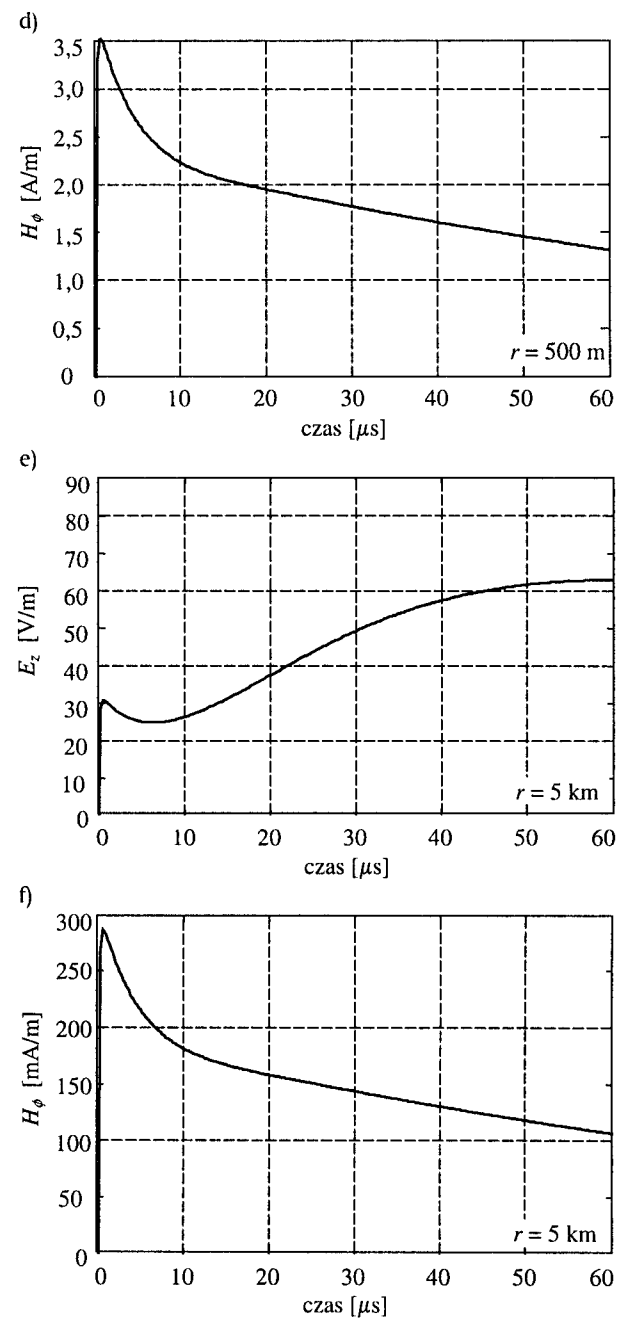
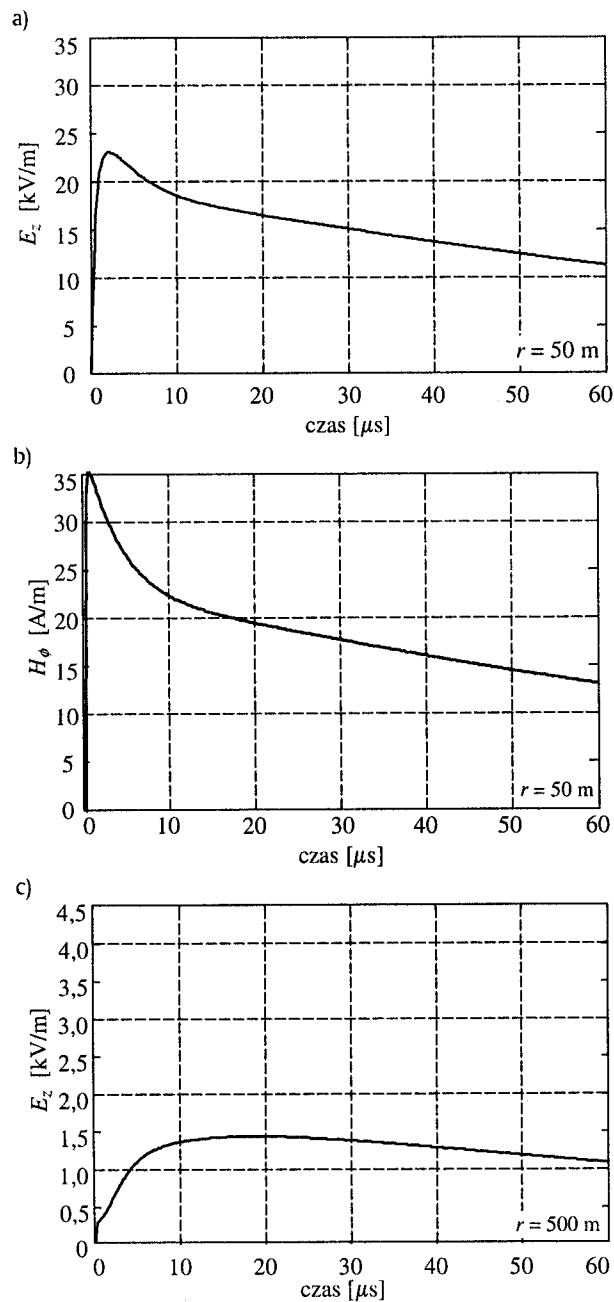
$$H_\phi(r,t) \approx \frac{i(0,t) \cdot H}{2\pi r \sqrt{H^2 + r^2}} \quad (2.34)$$

W pracy [101] deklarowana jest słuszność tych zależności dla odległości r nie przekraczającej wysokości H kanału pioruna. W bardzo małej odległości od kanału wyładowania równość (2.34) upraszcza się do postaci:

$$H_\phi(r,t) \approx \frac{i(0,t)}{2\pi r} \quad (2.35)$$

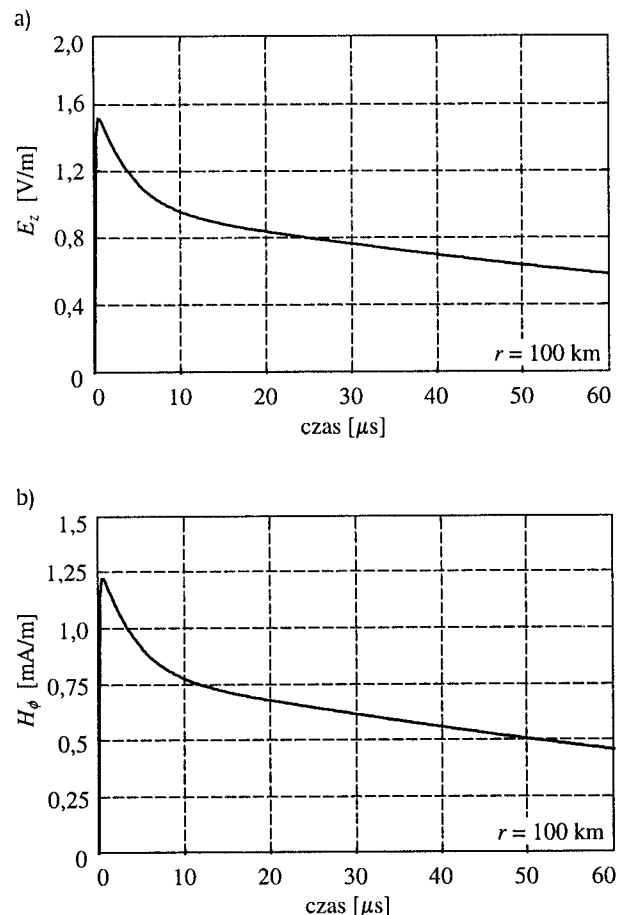
We wzorach (2.34)-(2.35) zakłada się, że kształt przebiegu pola magnetycznego H_ϕ jest taki sam, jak dla prądu $i(0,t)$. Na rysunku 2.9 zamieszczono wykresy przebiegów otrzymanych po podstawieniu (1.5) do (2.33) i (2.34), dla odległości od kanału $r = 50$ m, 500 m i 5 km, spełniających warunek $r \leq H = 7$ km. Porównując rysunek 2.9 z 2.4 i 2.8 można zauważyć pewne podobieństwa i różnice. Przewidywane przebiegi dość znacznie różnią się od przedstawionych na rysunkach 2.4 i 2.8, lecz zakresy liczbowe obliczonych wartości są zbliżone. Charakter

niektórych krzywych wykazuje też podobieństwo do przebiegów pokazanych na rysunku 2.4, co należy uznać za pozytywną cechę omawianego uproszczonego opisu analitycznego.



Rys. 2.9. Przebiegi składowych pól E_z i H_ϕ nad idealnie przewodzącą ziemią dla opisu (2.33)-(2.34) w różnych odległościach od kanału pioruna: a, b) $r = 50$ m; c, d) $r = 500$ m; e, f) $r = 5$ km

Przy zwiększaniu odległości od kanału pioruna rosną rozbieżności między wartościami liczbowymi otrzymanymi z zależności (2.33)-(2.34), a poprzednio przedstawionymi modelami, co jest widoczne z porównania rysunku 2.10 z rysunkami 2.4 i 2.8. Na przykład maksymalna wartość natężenia pola elektrycznego na rysunku 2.10a jest około dwa razy mniejsza od maksymalnych wartości na rysunku 2.4g, a pola magnetycznego (rys. 2.10b) – około sześć razy mniejsza (rys. 2.4h). Warunek $r \leq H$ jest, jak widać, istotny.



Rys. 2.10. Przebiegi składowych pól E_z i H_ϕ nad idealnie przewodzącą ziemią dla opisu (2.33)-(2.34) w odległości 100 km od kanału pioruna

2.9. Podsumowanie

W rozdziale drugim dokonano przeglądu właściwości modeli matematycznych wyładowania głównego, opierając się na klasyfikacji zaproponowanej przez Rakova i Umama w pracy [146]. Część z tych modeli służy do opisu matematycznego i badań samego pioruna, a część – opierająca się na opisie analitycznym – umożliwia analizę zjawiska uderzenia pioruna praktycznie tylko w obiekty o symetrii osiowej.

W podrozdziale 2.7 dokonano klasyfikacji modeli antenowych. Spośród wszystkich zaprezentowanych modeli wyładowania głównego tylko dwa modele antenowe: AT1 i AT3, mogą być łatwo wykorzystane do inżynierskich obliczeń rozptyłów prądów i rozkładów pól w obiektach o skomplikowanych kształtach. Istotną cechą odróżniającą te dwa modele od pozostałych jest nierozzerwalność procesu obliczeń rozkładu prądu i towarzyszącego mu pola elektromagnetycznego. Klasyfikacja modeli antenowych, obliczenia przebiegów prądów i pól modeli AT1 i AT3 oraz wykresy przebiegów w podrozdziale 2.8 mają charakter autorski.

W strefie bliskiej model AT1 daje wyniki porównywalne z innymi modelami (szczególnie z AT3), natomiast wraz z oddalaniem się od miejsca wyładowania wykazuje rozbieżności przy obliczaniu pola w okolicach czoła impulsów. Stąd płynnie wniosek, że stosowanie stosunkowo prostego modelu AT1 do wyznaczania pola LEMP może być uzasadnione przy odległościach rzędu kilkudziesięciu metrów od miejsca wyładowania.

Należy podkreślić zgodność wielu cech przebiegów pól obliczonych za pomocą modeli AT2 i AT3 z przebiegami danymi z pomiarów (podrozdział 1.4).

Przebiegi prądów i pól elektromagnetycznych związanych z modelami AT2 i AT3 różnią się, gdyż podczas pierwszego etapu obliczeń z zastosowaniem modelu AT2 fala pola elektromagnetycznego w fikcyjnym dielektryku porusza się z taką samą prędkością v , jak fala prądowa. Dopiero w drugim etapie pole elektromagnetyczne propaguje z prędkością światła w powietrzu. Natomiast z zastosowaniem modelu AT3, prędkości fali prądowej i fali elektromagnetycznej w powietrzu są różne w całym procesie obliczeniowym, co jest zgodne z procesami zachodzącymi rzeczywiście w przyrodzie.

W dalszych częściach niniejszej pracy będą wykorzystywane modele AT1 i AT3.

3. Modyfikacja modelu antenowego wyładowania głównego

3.1. Obliczanie prądów i pól z wykorzystaniem antenowego modelu wyładowania głównego

Z analizy przedstawionej w poprzednich rozdziałach wynika, że do dalszych obliczeń najbardziej dogodnie jest zastosowanie metody elementów brzegowych w przybliżeniu cienkoprzewodowym i modelu antenowego kanału pioruna. Szczególnie cenną cechą MEB jest naturalna możliwość obliczania rozkładów pól w obszarach nieograniczonych bez potrzeby dyskretyzacji tych obszarów (podrozdział 1.7). Spośród modeli antenowych opisanych w podrozdziale 2.7 najbardziej korzystne właściwości ma model AT3. Generuje on rozkłady pól zbliżone do wyników pomiarów zjawisk naturalnych (rys. 1.4) oraz do rozkładów najbardziej popularnych modeli inżynierskich (podrozdział 2.6). Bardzo istotna jest łatwość jego zastosowania do analizy struktur o dowolnym kształcie, bez wyróżnionej osi symetrii. Właściwości modelu AT3 będą dalej poddane bardziej szczegółowej analizie, w wyniku czego zaproponowana zostanie modyfikacja algorytmu wyznaczania jego parametrów.

Procedura obliczeniowa jest opisana poniżej. Analogiczne kroki są stosowane w innych częściach pracy do wyznaczania rozptywu prądów w konstrukcji trafionej przez piorun oraz rozkładu pola elektromagnetycznego w jej otoczeniu. Obliczenia prowadzone są w dziedzinie częstotliwości. Przyjęto, że \mathbf{r} oznacza promień wodzący punktu obserwacji P , w którym obliczany jest prąd albo pole elektromagnetyczne.

- (1) W trakcie generacji danych do obliczeń zakłada się, że u podstawy kanału pioruna, w punkcie $\mathbf{r} = 0$, znajduje się idealny generator napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 1 V i pulsacji ω_k , według przykładu zamieszczonego na rysunku 2.6.
- (2) Oblicza się rozkład prądu $I_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k)$ wzdłuż monopola będącego modelem kanału wyładowania głównego i wzdłuż innych segmentów konstrukcji prze-

wodzących, jeśli analizowany jest nie tylko model pioruna. Wartość liczbowa tego rozkładu może być interpretowana jako admitancja skrośna między punktem P a punktem $\mathbf{r} = 0$.

- (3) Wyznacza się transmitancję prądową między zadaniem miejscem a podstawą monopola:

$$T_I(\mathbf{r}, \omega_k) = I_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k) / I_{1V}(0, \omega_k) \quad (3.1)$$

Transmitancja $T_I(\mathbf{r}, \omega_k)$ jest liczbowo równa wartości widma prądu w punkcie P dla wymuszenia danego w postaci idealnego źródła prądowego o amplitudzie 1 A, niezależnej od częstotliwości.

- (4) Oblicza się widmo odpowiedzi $I(\mathbf{r}, \omega_k)$, mnożąc otrzymaną transmitancję (3.1) przez widmo prądu impulsu piorunowego u podstawy $I(0, \omega_k)$:

$$I(\mathbf{r}, \omega_k) = T_I(\mathbf{r}, \omega_k) I(0, \omega_k) \quad (3.2)$$

- (5) Oblicza się rozkład natężenia pola elektrycznego $\mathbf{E}_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k)$ i magnetycznego $\mathbf{H}_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k)$ dla wymuszenia w postaci jednostkowego źródła napięcia.
- (6) Wyznacza się transmitancję wektorową pole/prąd między zadaniem miejscem a podstawą monopola:

$$\mathbf{T}_E(\mathbf{r}, \omega_k) = \mathbf{E}_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k) / I_{1V}(0, \omega_k) \quad (3.3a)$$

$$\mathbf{T}_H(\mathbf{r}, \omega_k) = \mathbf{H}_{1V}(\mathbf{r}, \omega_k) / I_{1V}(0, \omega_k) \quad (3.3b)$$

- (7) Oblicza się rozkład widma pola elektrycznego $\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega_k)$ i magnetycznego $\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega_k)$:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega_k) = \mathbf{T}_E(\mathbf{r}, \omega_k) I(0, \omega_k) \quad (3.4a)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, \omega_k) = \mathbf{T}_H(\mathbf{r}, \omega_k) I(0, \omega_k) \quad (3.4b)$$

- (8) Po wykonaniu $k = 1, \dots, k_g$ cykli obliczeniowych (1)-(7) w dziedzinie częstotliwości, dokonywane jest przejście do dziedziny czasu za pomocą algorytmu FFT: wyznaczane są rozkłady prądu $i(\mathbf{r}, t)$ oraz pola elektrycznego $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ i magnetycznego $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$.

Wszystkie wymienione wyżej charakterystyki częstotliwościowe są funkcjami położenia punktu obserwacji i zawierają informację o ewentualnych rezonansowych właściwościach badanych obiektów w zadanym paśmie.

3.2. Analiza właściwości modelu antenowego AT3

Dane do analizy modelu kanału pioruna dobrano tak, aby były zgodne z danymi podawanymi w publikacjach cytowanych w rozdziale 2, dzięki czemu możliwe było porównanie właściwości różnych modeli. Dobrany przebieg prądu u podstawy kanału $i(0,t)$ został, jak poprzednio, opisany wzorem (1.5) i jest przedstawiony na rysunku 1.6. Przewód modelujący kanał o wysokości $H = 7$ km został podzielony na 350 segmentów o długości 20 m. Wzdłuż kanału równomiernie rozłożona jest uśredniona rezystancja $R_d = 1 \Omega/m$. Obliczenia przeprowadzono dla $k_g = 512$ próbek widma w odstępach $\Delta f = 4$ kHz, czyli w paśmie do $f_g = 2,048$ MHz. W tym paśmie i dla tej długości segmentów program AWAS [76] automatycznie dobiera stopień wielomianu aproksymującego (1.24) jako pierwszy lub drugi.

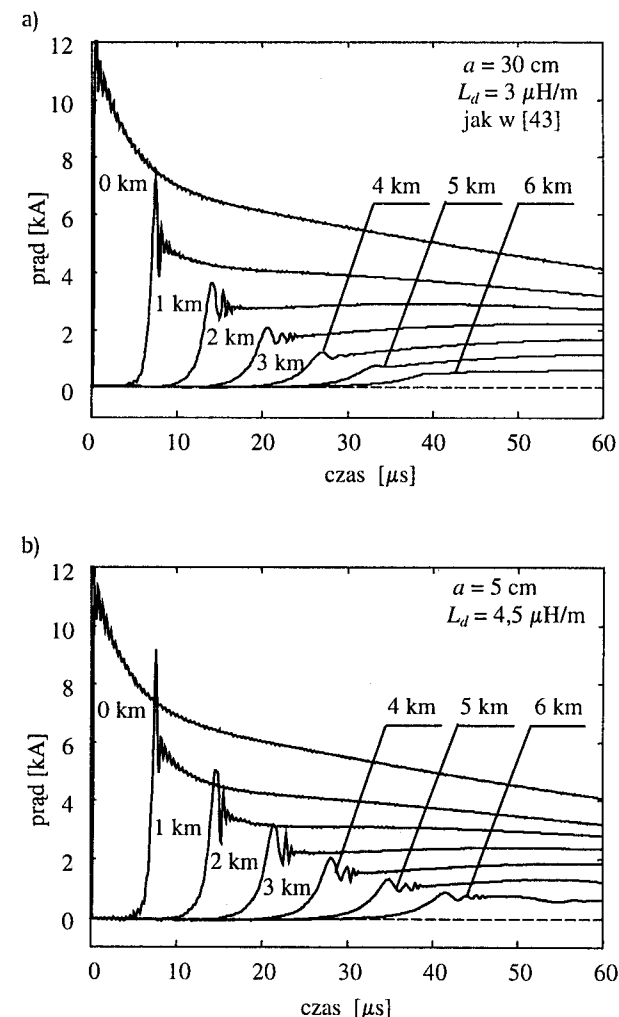
Stosując model z rozłożoną indukcyjnością istotny jest dobór promienia kanału. Jak wspomniano w podrozdziale 2.2, jest on zwykle rzędu centymetrów [43, 149]. Na rysunku 3.1 zamieszczono porównawcze wykresy $i(z',t)$ dla promienia kanału $a = 30$ cm, 5 cm i 1 mm. Dodatkową indukcyjność, rozłożoną wzdłuż modelu kanału wraz z rezystancją $1 \Omega/m$, dobrano tak, aby osiągnąć możliwie bliskie sobie wartości czasu opóźnienia grupowego, odpowiadające prędkości $1,3 \times 10^8$ m/s (jak w rozdziale 2). Szczegółowa analiza opóźnienia grupowego jest przeprowadzona w dalszej części tego podrozdziału. Należy podkreślić, że wyznaczenie wartości L_d na podstawie pochodzącego z magnetostatyki wzoru (2.19) oraz formuły (2.32), wynikającej ze schematu zastępczego $R-L-C$ zamieszczonego na rysunku 2.5, może być traktowane jedynie jako zgrubne oszacowanie. Z wzorów (2.19) i (2.32) bierze swój początek następująca formuła, słuszna dla odcinka o długości $l = 1$ m :

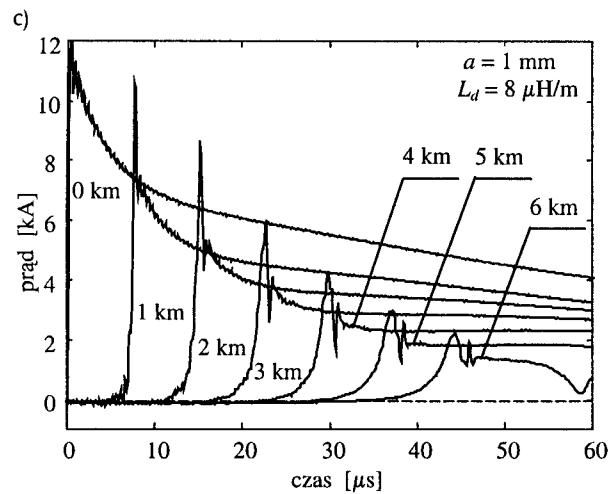
$$L_d = (\varepsilon_r - 1)L_0 = (\varepsilon_r - 1) \frac{\mu_0}{\pi} \left(\ln \frac{2}{a} - 1 \right) \quad (3.5)$$

Wartości L_d wyznaczone ze wzoru (3.5) dla $\varepsilon_r = 5,3$ oraz indukcyjności faktycznie zastosowane do obliczeń zebrano na rysunku 3.1d. Widać stąd, że tylko dla promieni rzędu pojedynczych centymetrów wzór (3.5) daje wyniki bliskie pożądanym wartościom, natomiast dla promieni większych L_d jest obliczane z niedomiarem, a dla mniejszych – z nadmiarem.

Obliczenia wykonywane dla 512 próbek widma za pomocą komputera z procesorem Pentium 4 2,4 GHz trwają około 40 minut.

W podrozdziale 2.7 stwierdzono, że w przebiegach prądów modeli AT2 i AT3 widoczne są tłumione oscylacje oraz wydłużanie się czasu trwania czoła fali prądowej wraz ze wzrostem wysokości. Efekty te są zależne od impedancji rozłożonej wzdłuż modelu kanału pioruna oraz od jego promienia. Widać to również na rysunku 3.1, na którym przedstawiono przebiegi prądu na wybranych wysokościach dla modelu AT3.





d)

a	L_d wyznaczone z (3.5)	L_d zastosowane do obliczeń
30 cm	1,5 $\mu\text{H/m}$	3 $\mu\text{H/m}$
5 cm	4,6 $\mu\text{H/m}$	4,5 $\mu\text{H/m}$
1 mm	11,4 $\mu\text{H/m}$	8 $\mu\text{H/m}$

Rys. 3.1. Przebiegi prądu na różnych wysokościach dla różnych się wartości a i L_d modelu AT3

Rezystancja rozłożona wzdłuż modelu kanału powoduje tłumienie natężenia prądu wraz ze wzrostem wysokości. Zmniejszając promień lub rozłożoną rezystancję R_d , rośnie dobroć zastępczej anteny. Wraz ze wzrostem dobroci monopola bardziej wyraźny staje się wpływ odbicia fali prądowej od szczytu kanału, co na rysunku 3.1 jest widoczne dla prądu obliczonego dla wysokości 6 km. Z rysunku 3.1 wynika ponadto, że przy zwiększaniu dobroci rośnie zarówno natężenie całkowitego prądu w kanale, jak i amplituda tłumionych oscylacji. Oscylacje te rosną również w wyniku redukcji prędkości propagacji fali prądowej (zwiększania L_d bez zmiany pozostałych danych).

Ze wzrostem liczby próbek widma k_g oscylacje te zanikają jedynie przy powierzchni ziemi, dla przebiegu $i(0,t)$, a więc w tym miejscu są spowodowane efektem Gibbsa. Natomiast powyżej powierzchni ziemi zwiększenie liczby próbek widma nie skutkuje zanikiem oscylacji, co wskazuje na ich związek z innym zjawiskiem, nie tylko z efektem Gibbsa. Szczegółowa analiza zmian czasu opóźnienia

grupowego w funkcji częstotliwości wskazuje, że przyczyną oscylacji w dziedzinie czasu i wzrostu czasu trwania czoła ze wzrostem wysokości jest efekt dyspersji. Czas opóźnienia grupowego τ można obliczyć z zależności:

$$\tau = \frac{d\beta}{d\omega} z' = \frac{d\varphi}{d\omega} \approx \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega} \quad (3.6)$$

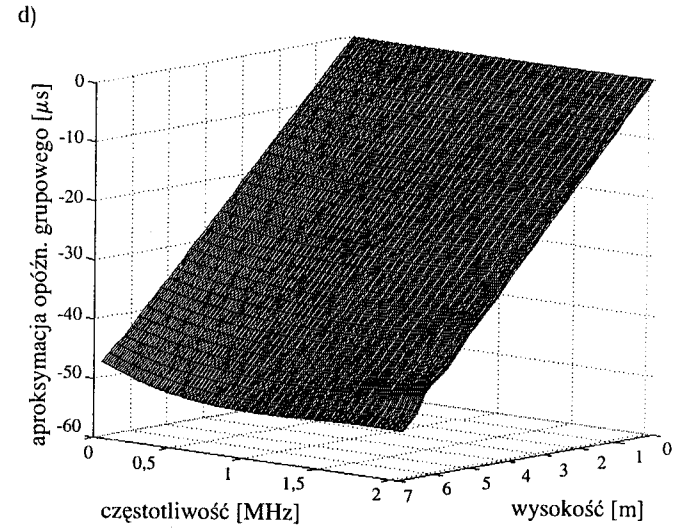
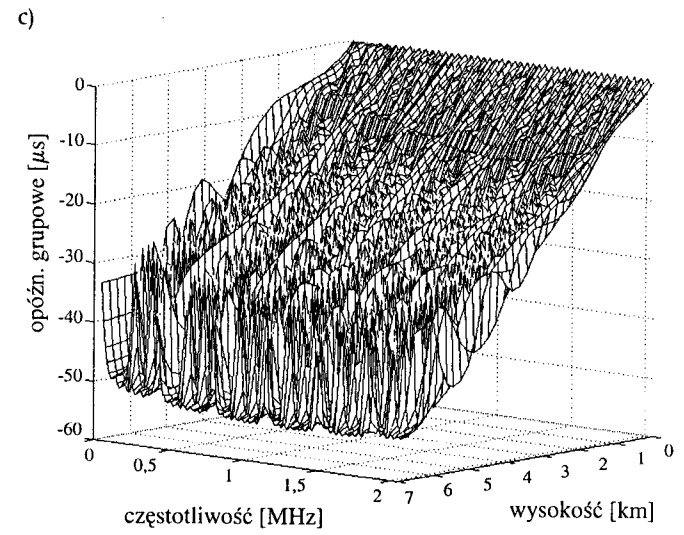
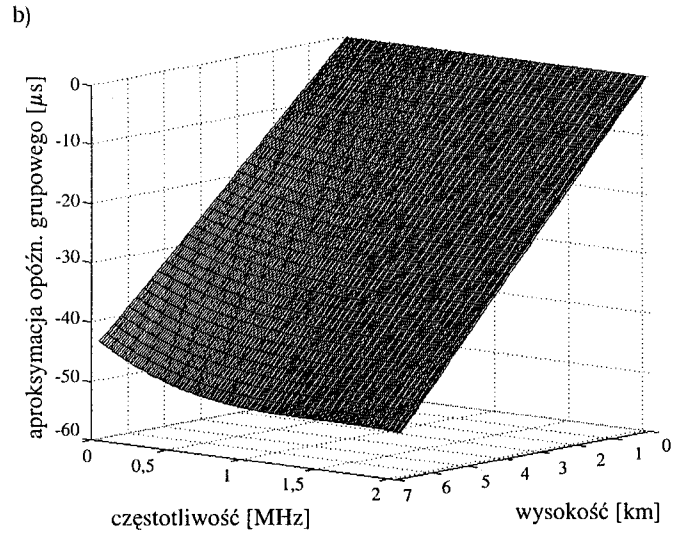
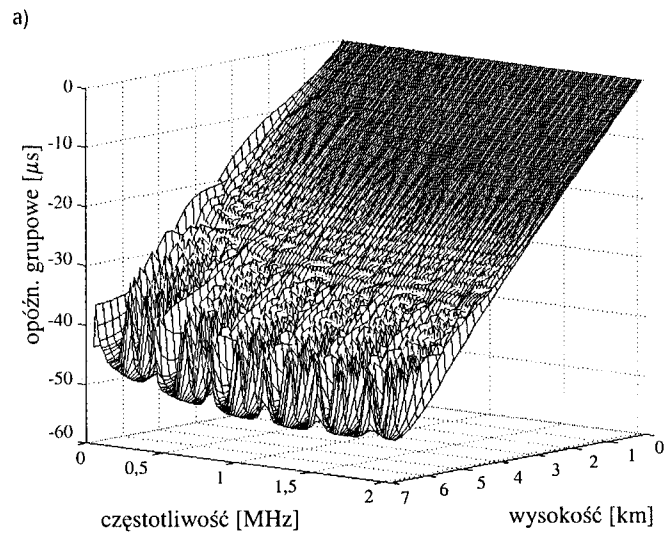
gdzie z' jest wysokością analizowanego punktu nad ziemią, β – współczynnikiem fazowym (częścią urojoną współczynnika propagacji γ (2.32)) wzdłuż modelu kanału pioruna, φ – argumentem transmitancji $T_l(z',\omega)$ zdefiniowanej za pomocą wzoru (3.1), $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$. Do dalszych badań przyjęto, że τ ma znak ujemny.

Efekt dyspersji objawia się w dwóch postaciach: rezonansowych, okresowych zmian $\tau(f)$, nałożonych na wzrost uśrednionego opóźnienia grupowego ze wzrostem częstotliwości (rys. 3.2-3.3). W celu ilościowego ujęcia uśrednionej tendencji zmian zastosowano aproksymację średniokwadratową opóźnienia grupowego za pomocą wielomianu:

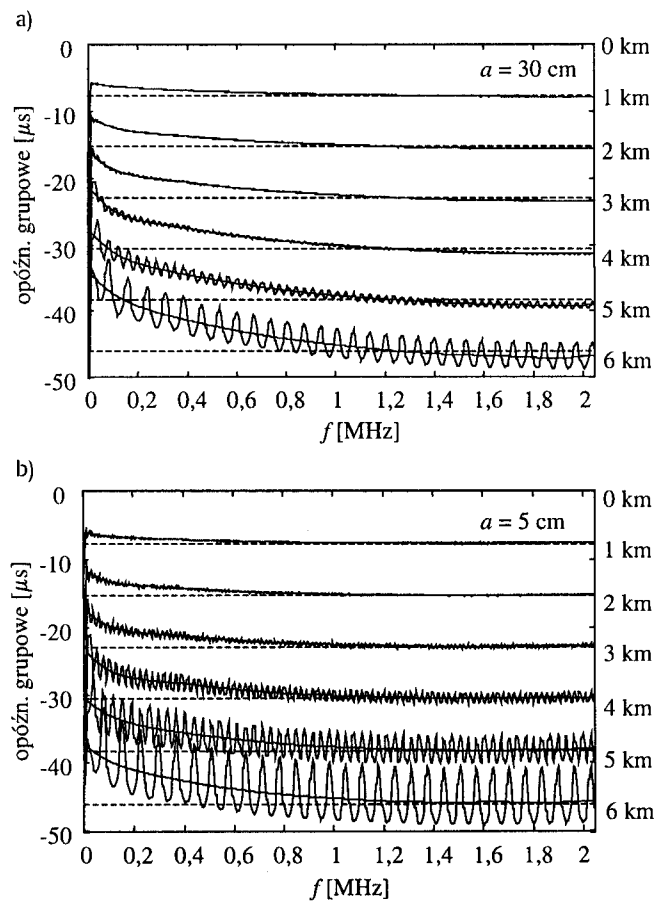
$$\tau_a(f) = \sum_{n=0}^m a_n f^n \quad (3.7)$$

Na rysunku 3.2 zamieszczono wykresy zmian czasu opóźnienia grupowego w funkcji wysokości nad ziemią i częstotliwości. Na rysunku 3.2a przedstawiono $\tau(z',f)$ dla promienia $a = 5 \text{ cm}$ i indukcyjności $L_d = 4,5 \mu\text{H/m}$, a na rysunku 3.2c – dla $a = 1 \text{ mm}$ i $L_d = 8 \mu\text{H/m}$. Na wykresach b) i d) zamieszczono wyniki aproksymacji τ za pomocą wzoru (3.7) dla $m = 3$.

Dodatkowej informacji dostarczają wykresy pokazane na rysunku 3.3, gdzie ciągłe, falujące linie przedstawiają aktualne wartości opóźnienia grupowego. Gładkie uśrednione linie są otrzymane w wyniku aproksymacji średniokwadratowej za pomocą wielomianu (3.7). Linie przerywane reprezentują czas opóźnienia grupowego dla pożądanego (idealizowanego) przypadku: $\tau = z'c/\sqrt{5,3}$.



Rys. 3.2. Wykresy zmian czasu opóźnienia grupowego wzdłuż kanału pioruna i ich aproksymacja wielomianem trzeciego stopnia dla $a = 5 \text{ cm}$, $L_d = 4,5 \mu\text{H/m}$ (a), (b); $a = 1 \text{ mm}$, $L_d = 8 \mu\text{H/m}$ (c), (d)



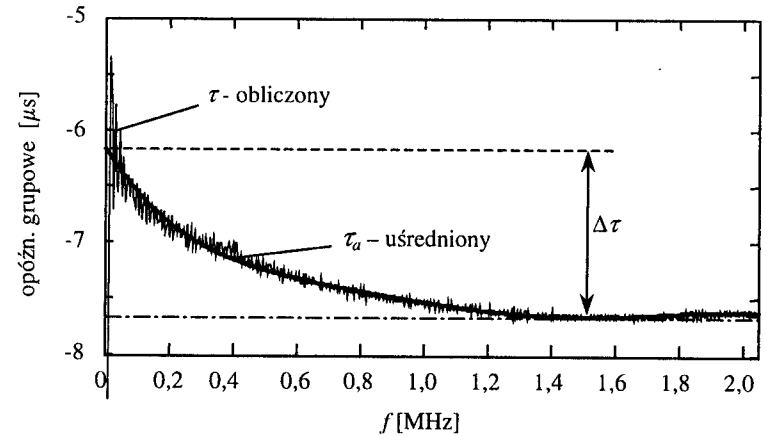
Rys. 3.3. Wykresy zmian czasu opóźnienia grupowego na różnych wysokościach i ich aproksymacja wielomianem piątego stopnia dla $a = 30$ cm, $L_d = 3 \mu\text{H/m}$ (a), $a = 5$ cm, $L_d = 4,5 \mu\text{H/m}$ (b)

Lekkie załamane wykresów $\tau(z', f)$, widoczne na rysunku 3.3 dla $f = 0,412$ MHz, jest spowodowane zmianą stopnia wielomianu (2.24) aproksymującego rozkład prądu wzdłuż segmentów, dokonywaną automatycznie przez program AWAS-2 [76].

Z rysunków 3.2-3.3 wynika spostrzeżenie podobne do analizy przebiegów czasowych, że im większa jest dobroć modelu kanału, tym silniejsze są rezonansowe zafalowania charakterystyk częstotliwościowych opóźnienia grupowego. Rezonansowa zmienność nasila się przy zbliżaniu się do górnego końca modelu kanału. Z kolei analiza uśrednionych zmian τ wskazuje na wyraźnie większą szybkość propagacji wolnozmiennych składowych widma, niż składowych o dużych częstotliwościach. Dla mniejszych wysokości rezonansowe wahania τ są stosun-

kowo mało zauważalne, natomiast oscylacje w dziedzinie czasu są znaczne, a więc uśrednione zmiany τ mogą być uważane za główną przyczynę zniekształceń przebiegów widocznych na rysunku 3.1.

W celu oceny zmienności $\tau_a(f)$, na rysunku 3.4 zamieszczono wykres opóźnienia grupowego z rozciągniętą skalą na osi rzędnych dla wysokości 1 km, a w tabelicy 3.1 – zakresy zmienności τ_a dla różnych promieni kanału w paśmie częstotliwości 4 ... 2048 kHz. Wielkość $\Delta\tau$ jest obliczona jako $|\tau_{a\max} - \tau_{a\min}|$ dla aproksymacji $\tau(f)$ wielomianem stopnia piątego. Maleje ona wraz ze zmniejszaniem się promienia, ale jednocześnie rosną rezonansowe wahania $\tau(f)$.



Rys. 3.4. Rozciągnięty wykres opóźnienia grupowego na wysokości 1 km dla $a = 5$ cm

Tablica 3.1. Zakresy zmian uśrednionego opóźnienia grupowego na wysokości 1 km

a [cm]	L_d [$\mu\text{H/m}$]	$\tau_{a\max}$ [μs]	$\tau_{a\min}$ [μs]	$\Delta\tau$ [μs]
30	3	-5,8	-7,85	2,05
5	4,5	-6,15	-7,67	1,52
1	6	-6,45	-7,71	1,26
0,5	7	-6,5	-7,72	1,22

Wpływ efektu dyspersji jest odnotowywany w publikacjach dotyczących wyników obserwacji i pomiarów wyładowań atmosferycznych [164], jednak nie ma dostatecznych danych, które mogłyby posłużyć do szczegółowego opisu zmian kształtu prądu pioruna wraz z wysokością. Celowe jest rozpatrzenie możliwości redukcji efektu dyspersji przez odpowiedni dobór indukcyjności L_d rozłożonej wzdłuż modelu kanału pioruna.

3.3. Modyfikacja algorytmu modelowania wyładowania głównego

W pracy [20] zaproponowano nowy algorytm opisu matematycznego procesu wyładowania głównego, z redukcją efektu dyspersji w modelu AT3. Zmniejszenie tego efektu jest możliwe dzięki wprowadzeniu zmienności indukcyjności rozłożonej L_d w funkcji częstotliwości. Pomysł został zainspirowany sugestiami o możliwej zmienności indukcyjności, pojawiającymi się w wielu publikacjach. Wynika to m.in. ze zmian promienia kanału w funkcji czasu, opisywanego za pomocą modeli gazodynamicznych [60, 146], co przenosi się na zmienność parametrów elektrycznych. Zmiany w dziedzinie czasu, dotychczas dostatecznie niezbadane, muszą mieć swój obraz w dziedzinie częstotliwości.

Do dalszych obliczeń przyjęto, że promień modelu kanału wynosi $a = 5$ cm, podobnie jak w [149]. Mieści się on w przedziale wartości uważanych za typowe dla czasów rzędu kilkudziesięciu mikrosekund od chwili rozpoczęcia wyładowania głównego [60, 147]. Przyjęto również, że obliczenia zmierzające do redukcji zakresu $\Delta\tau$ będą wykonywane dla wysokości $z'=1$ km, gdzie rezonansowa zmienność τ jest stosunkowo mała.

Ze schematu zamieszczonego na rysunku 2.5d i wzoru (2.32) wynika zależność opisująca współczynnik fazowy β fali prądowej wyładowania głównego:

$$\beta = \text{Im}(\gamma) = \sqrt{\frac{1}{2}\omega C\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} + \omega^2 LC} \quad (3.8)$$

W celu uproszczenia zapisu we wzorze (3.8) użyto następujących oznaczeń: $R = R_d$, $L = L_0 + L_d$, $C = C_0$. Zakładając, że $R = \text{const}$, $C = \text{const}$ i $L = L(\omega)$, aproksymacja czasu opóźnienia grupowego wynosi:

$$\tau = \frac{d\beta}{d\omega} z' = z' \sqrt{\frac{C}{8\omega}} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} + \omega L}} \cdot \left(\frac{R^2 + 2\omega^2 L^2 + \omega^3 L \frac{dL}{d\omega}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} + 2\omega L + \omega^2 \frac{dL}{d\omega} \right) \quad (3.9)$$

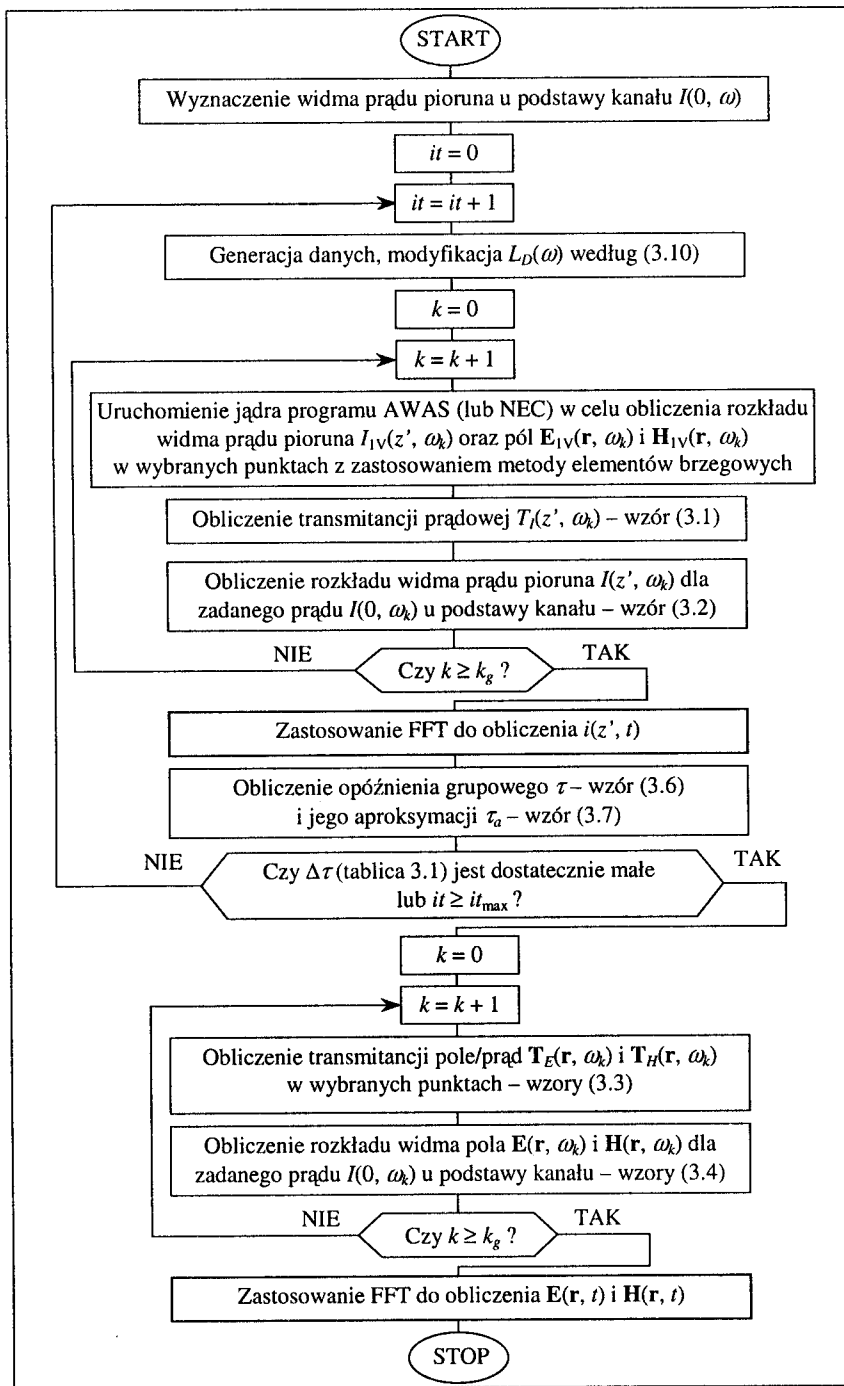
Niech L_d oznacza indukcyjność równomiernie rozłożoną wzdłuż modelu kanału pioruna na początku obliczeń, a $L_D(\omega)$ – indukcyjność, którą należy wyznaczyć. Indukcyjność $L_D(\omega)$ jest uwikłana we wzorze (3.9). Do jej wyznaczenia zastosowano metodę bisekcji i zależność:

$$\frac{\tau}{\tau_a} = \frac{\frac{d\beta(L_0 + L_D)}{d\omega}}{\frac{d\beta(L_0 + L_d)}{d\omega}} \quad (3.10)$$

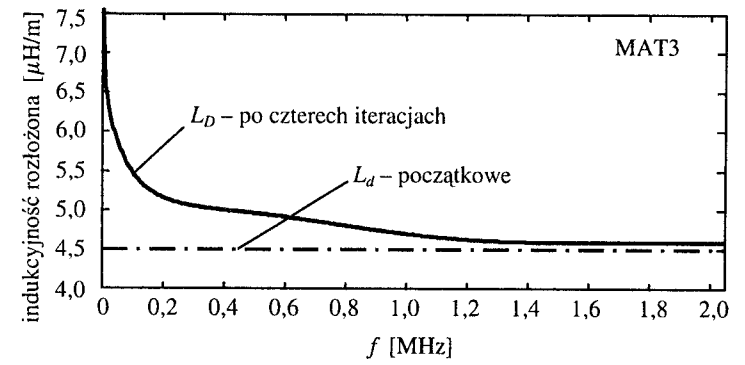
W zależności (3.10) do wyznaczenia pochodnych wykorzystywany jest wzór (3.9), jako τ_a podstawiana jest aproksymacja opóźnienia grupowego z poprzedniego cyklu obliczeniowego – wzór (3.7), a jako τ – pożądana wartość opóźnienia. Na tej podstawie powstał algorytm iteracyjny do modelowania wyładowania głównego z użyciem modelu AT3.

Algorytm ten jest przedstawiony na rysunku 3.5. Cały algorytm został opracowany i zaprogramowany przez autora niniejszej pracy, z wyjątkiem jądra programu AWAS [76] (lub NEC [54]). W dalszej części pracy zmodyfikowany w ten sposób antenowy model wyładowania będzie oznaczany jako MAT3.

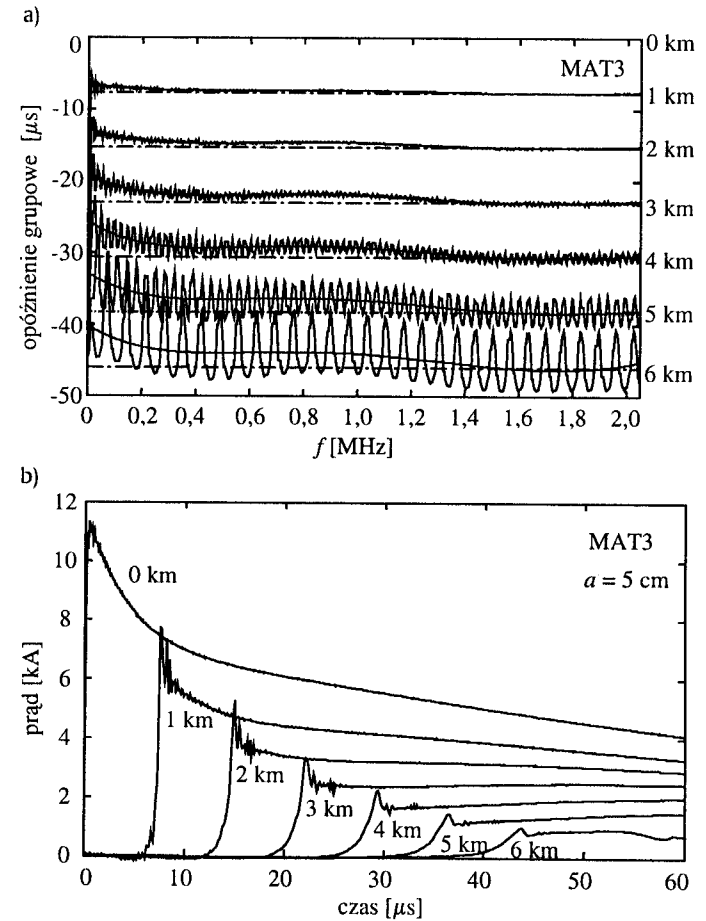
Dla przyjętych danych po czterech iteracjach otrzymuje się charakterystykę częstotliwościową $L_D(f)$ pokazaną na rysunku 3.6. Charakterystyka $\tau(f)$ po czterech iteracjach jest przedstawiona na rysunku 3.7a, a przebiegi prądu – na rysunku 3.7b. Przebiegi w dziedzinie czasu sporządzono dla 1024 próbek widma wziętych z odstępem $\Delta f = 4$ kHz, czyli do syntezy przebiegów $i(z', t)$ uwzględniono widmo w paśmie do 4,096 MHz. Przyjęto, że dla częstotliwości powyżej 1,5 MHz indukcyjność L_D jest stała. Z zamieszczonych wykresów widać, że efekt dyspersji został wyraźnie zredukowany w paśmie częstotliwości poniżej 1 MHz, gdzie zgromadzona jest znaczna większość energii impulsu.



Rys. 3.5. Sieć działań algorytmu do wyznaczania parametrów modelu MAT3



Rys. 3.6. Zależność rozłożonej indukcyjności L_D od częstotliwości po czterech iteracjach



Rys. 3.7. Opóźnienie grupowe w funkcji częstotliwości (a) oraz przebiegi czasowe prądu (b) dla różnych wysokości

Zwiększanie liczby iteracji powyżej czterech nie przynosi dalszej poprawy wyników. Różnica $\Delta\tau$ (rys. 3.4) może nawet rosnąć, co sprawdzono również dla innych wartości promienia a kanału. Wynika to z wykorzystania zależności (3.9), która jest związana z nieuchronnymi błędami przybliżonego przedstawienia kanału pioruna za pomocą modelu jednorodnej linii transmisyjnej $R-L-C$. W szczególności, model $R-L-C$ nie uwzględnia różnicy między prędkością propagacji fali prądowej v , a prędkością fali elektromagnetycznej c . Właściwość ta jest natomiast uwzględniana w modelu AT3 i MAT3.

Uwzględnienie we wzorach (3.8)-(3.10) dodatkowego wpływu rezystancji promieniowania odcinka kanału dz' traktowanego jako dipol elementarny (Hertza) nie daje zauważalnych zmian wyniku końcowego. Rozważano również uproszczenie tych zależności przez zaniedbanie wpływu rezystancji rozłożonej wzdłuż kanału. Uzyskuje się wówczas znaczne uproszczenie zależności (3.8)-(3.9):

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (3.11)$$

$$\tau = \frac{d\beta}{d\omega} z' = z'\sqrt{LC} \left(1 + \omega \frac{1}{2L} \frac{dL}{d\omega} \right) \quad (3.12)$$

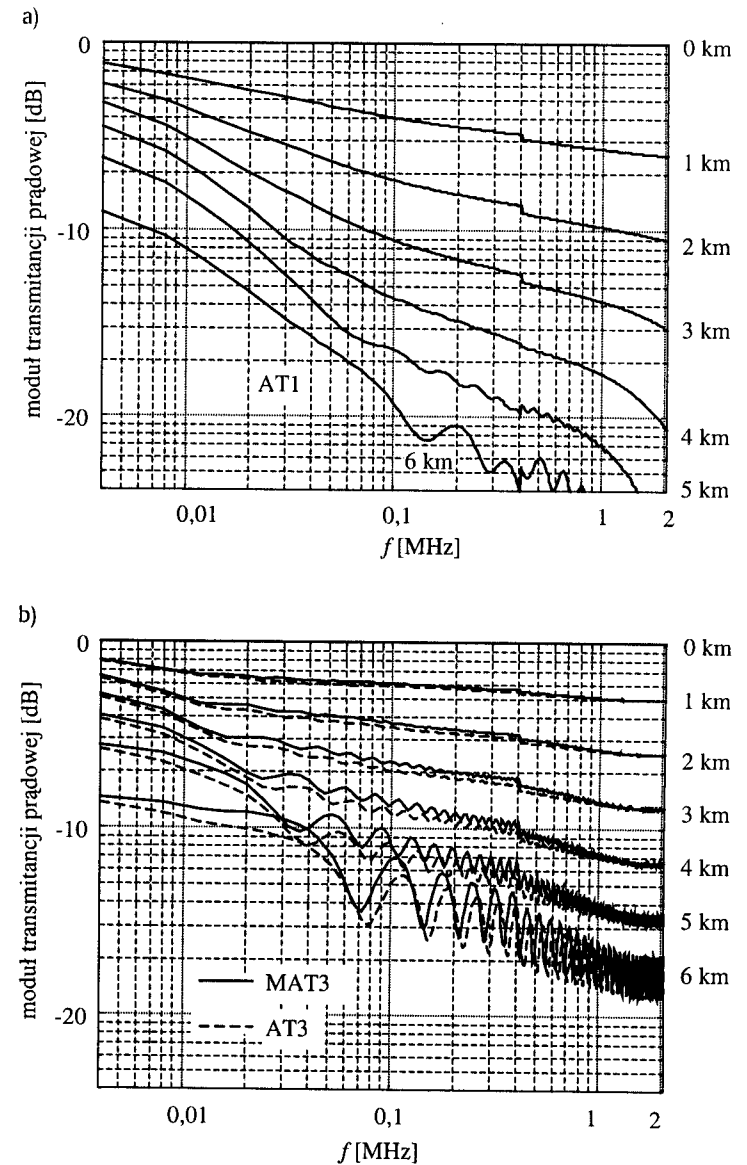
Podstawienie zależności (3.12) do (3.10) powoduje jednak mniejszą skuteczność redukcji $\Delta\tau$, niż zastosowanie formuły (3.9).

3.4. Właściwości zmodyfikowanego modelu antenowego

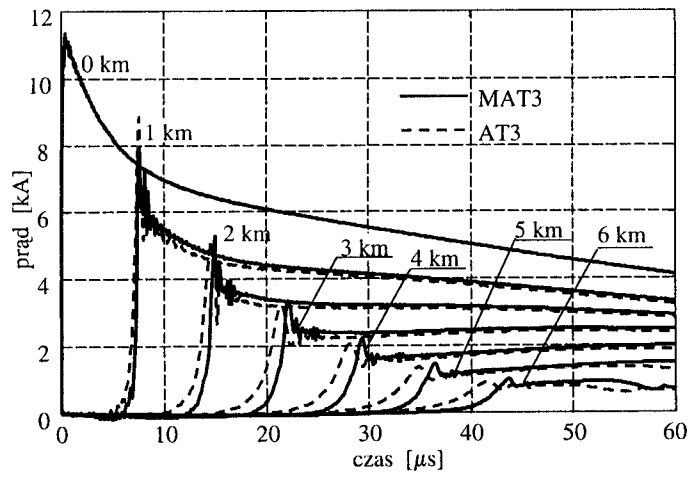
Na rysunkach 3.8-3.11 przedstawiono porównanie podstawowych właściwości modeli AT3 i MAT3. W celu zapewnienia czytelności wykresów wyniki obliczeń w dziedzinie częstotliwości (rys. 3.8) są przedstawione w paśmie do 2,048 MHz. Przebiegi w dziedzinie czasu (rys. 3.9-3.11) otrzymano w wyniku syntezy 1024 próbek widma z pasma 4,096 MHz.

Na rysunku 3.8 przedstawiono zmiany modułu transmitancji prądowej wzdłuż modelu kanału wyładowania dla modeli: AT1, AT3 i MAT3. Wykresów argumentu transmitancji nie zamieszczano, gdyż ściśle z nimi związane wykresy opóźnienia grupowego, analizowane w poprzednich podrozdziałach, zawierają więcej informacji. Na rysunku zastosowano podwójną podziałkę logarytmiczną w celu uwypuklenia rezonansowych zafalowań wykresów, gdyż są one bardzo słabo widoczne przy podziałce liniowej. Po dodaniu indukcyjności rozłożonej L_d znacznie maleje tłumiący wpływ rozłożonej rezystancji, szczególnie dla większych częstotliwości. Załamanie wykresów modułu transmitancji dla $f = 0,412$ MHz, podobnie

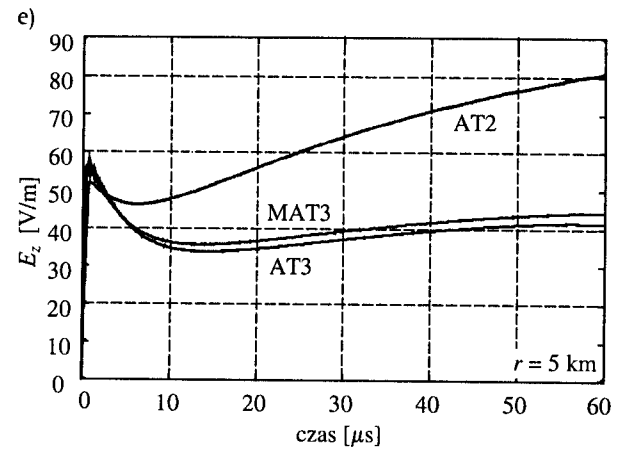
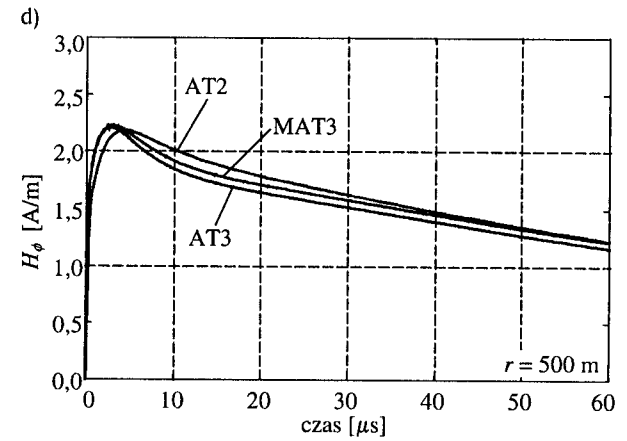
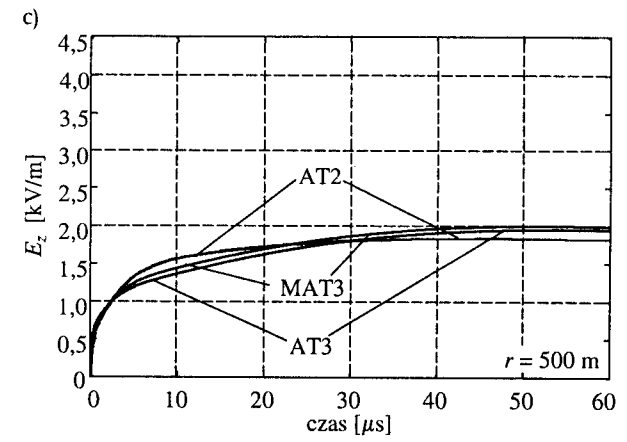
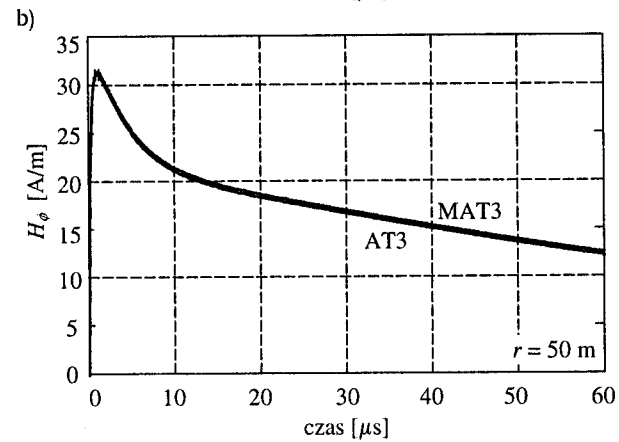
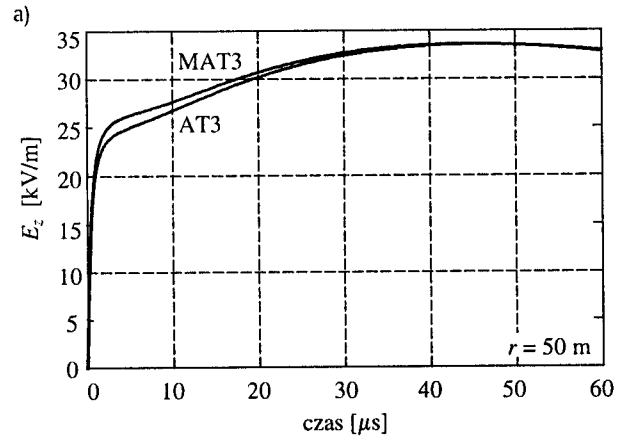
jak wspomniane wcześniej załamanie wykresów opóźnienia grupowego, powstało wskutek automatycznej zmiany stopnia wielomianu aproksymującego rozkład prądu wzdłuż segmentów, dokonywanej przez program AWAS-2 [76].

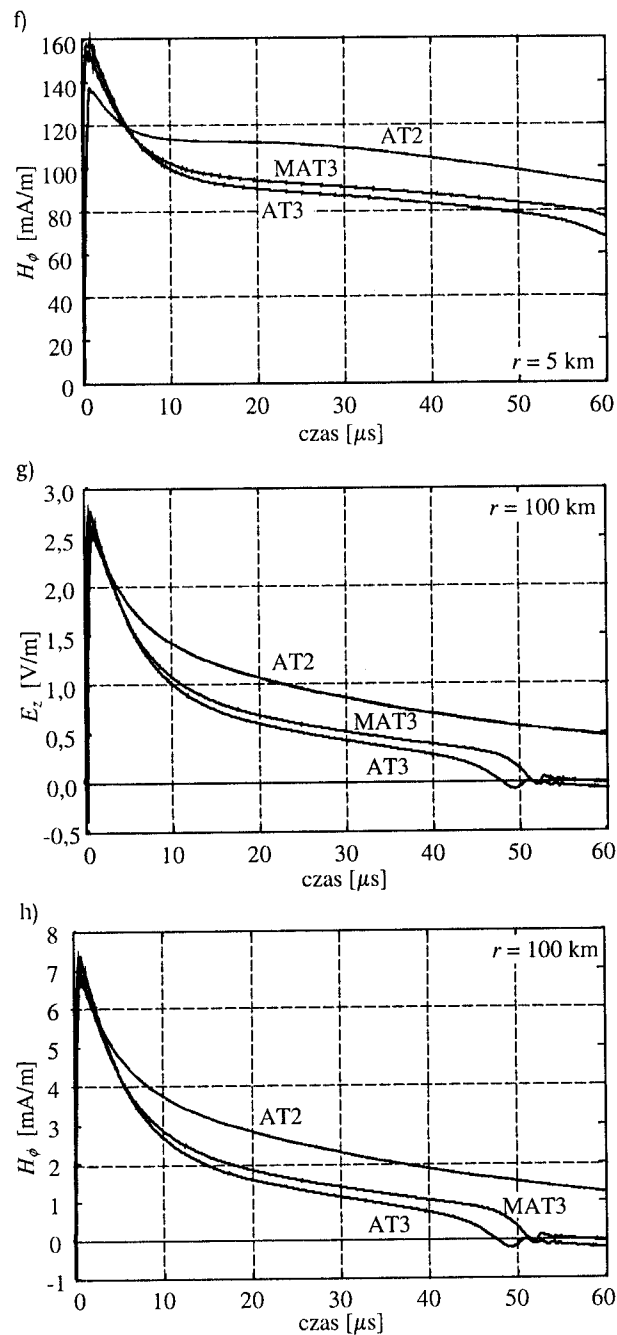


Rys. 3.8. Moduł transmitancji kanału na różnych wysokościach dla modeli a) AT1, b) AT3 i MAT3



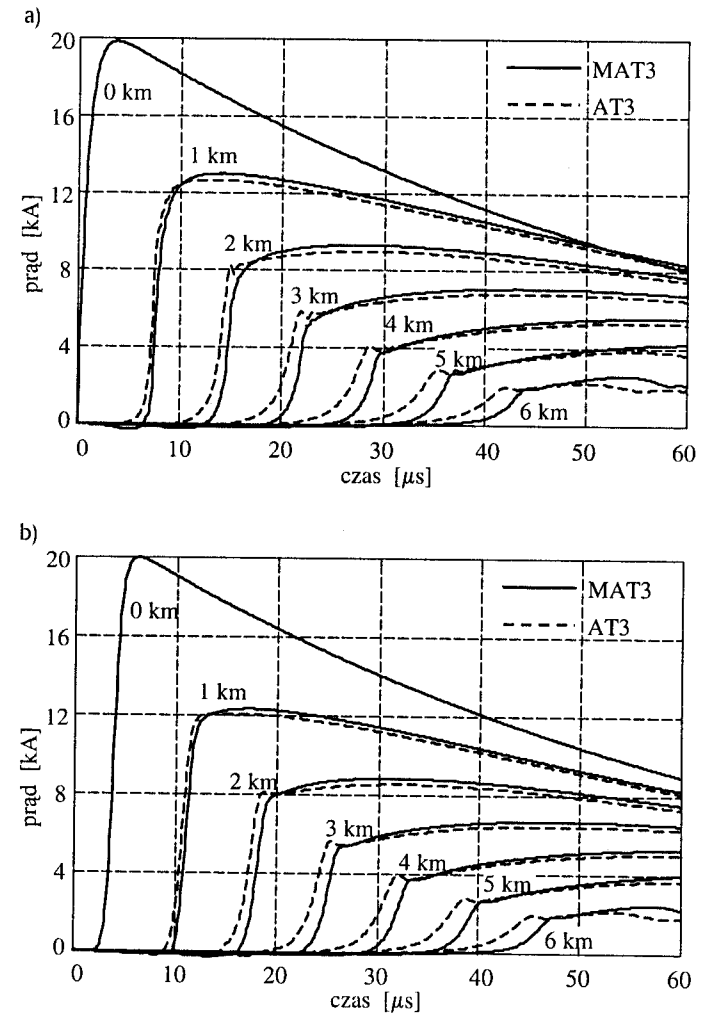
Rys. 3.9. Przebiegi prądu na różnych wysokościach dla modeli AT3 i MAT3





Rys. 3.10. Przebiegi natężenia pola elektrycznego i magnetycznego dla modeli AT2, AT3 i MAT3 w różnych odległościach od kanału wyładowania głównego

Na rysunku 3.9 wykresy przebiegów prądów otrzymanych dla modelu AT3 (stała wartość $L_d = 4,5 \mu\text{H/m}$) są wykonane liniami przerywanymi, a dla zmodyfikowanego modelu MAT3 – liniami ciągłymi. Zauważalne są następujące cechy zmodyfikowanego modelu: zwiększenie stromości zbocza narastającego, zwiększenie opóźnienia pojawiania się impulsu prądowego na określonej wysokości. Zwiększona wartość płynącego prądu jest ściśle związana ze zwiększeniem modułu transmitancji (rys. 3.8b).



Rys. 3.11. Przebiegi prądu $2/50 \mu\text{s}$ opisanego wzorem (1.1) (a) i (1.3) (b) na różnych wysokościach dla modeli AT3 i MAT3

Z rysunku 3.10 wynika, że wartości natężenia pola elektrycznego i magnetycznego modelu MAT3 mieszczą się między natężeniami pól promieniowanych przez modele AT2 i AT3. W bliskim sąsiedztwie kanału (rys. 3.10a) natężenie pola elektrycznego modelu MAT3 po upływie pierwszych kilku mikrosekund wykazuje mniejsze zmiany, niż modelu AT3, co jest bliższe przebiegom rzeczywistym [111, 112].

Celowe jest jeszcze dodatkowe porównanie właściwości modelu pioruna dla łagodniej przebiegających zmian prądu, zbliżonych do typowych dla przypadku pierwszego wyładowania ujemnego. Na rysunku 3.11 przedstawiono wyniki obliczeń zmian kształtu prądu podczas propagacji impulsu wzdłuż kanału, przy założeniu przebiegu 20 kA, 2/50 μ s przy powierzchni ziemi. Na rysunku 3.11a zamieszczono propagację impulsu opisanego wzorem dwuwykładniczym (1.1), a na rysunku 3.11b – wzorem Heidlera (1.3) dla $N = 10$. Współczynniki liczbowe tych wzorów zawarto w tabelicy 1.2. Zauważalne jest znaczne zmniejszenie oscylacji w okolicach czoła przebiegów, spowodowane mniejszą szerokością widma przebiegu u podstawy kanału, niż w przypadku jak na rysunku 3.9.

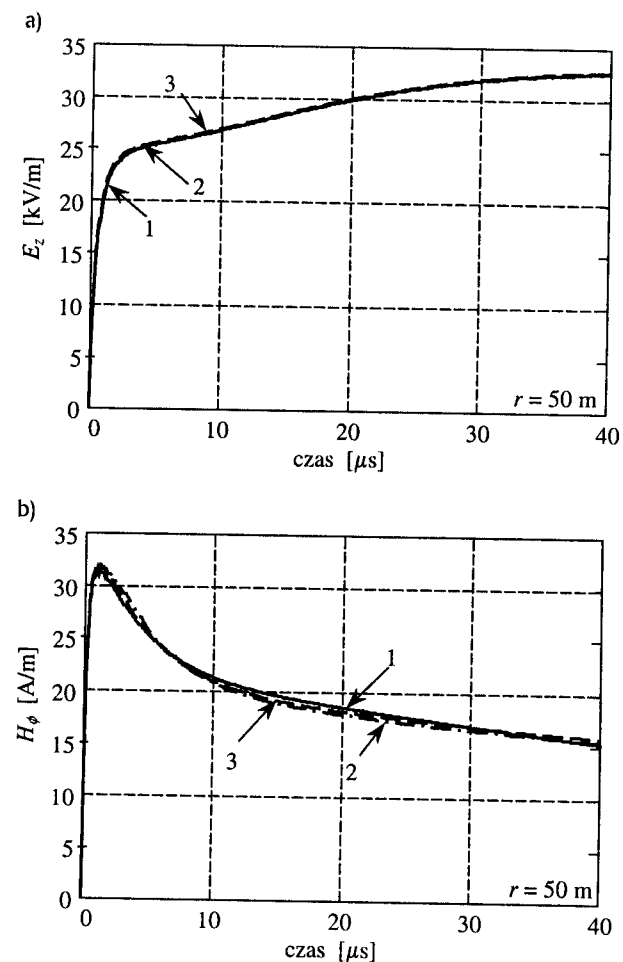
3.5. Wpływ skończonej konduktywności gruntu na rozkład pola elektromagnetycznego

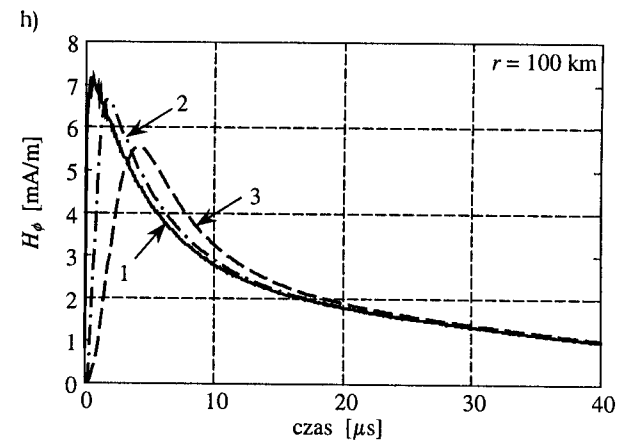
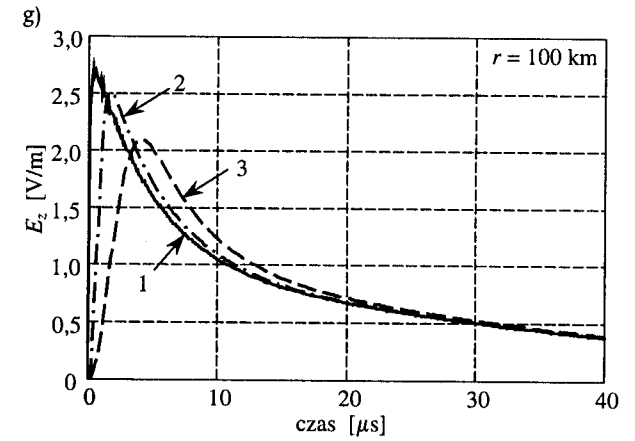
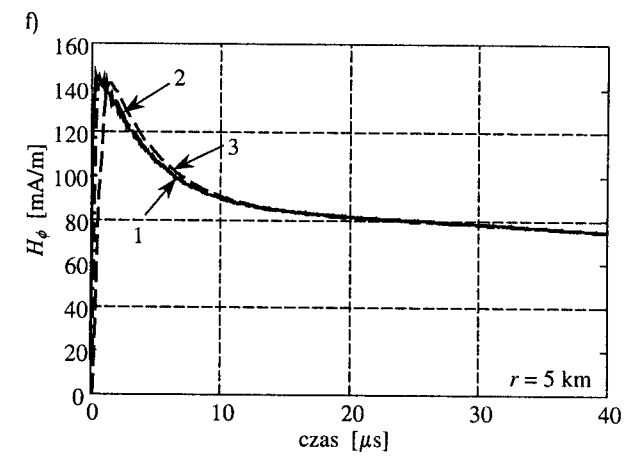
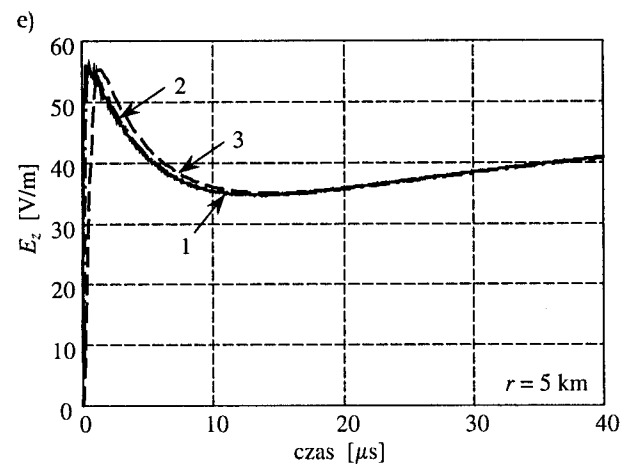
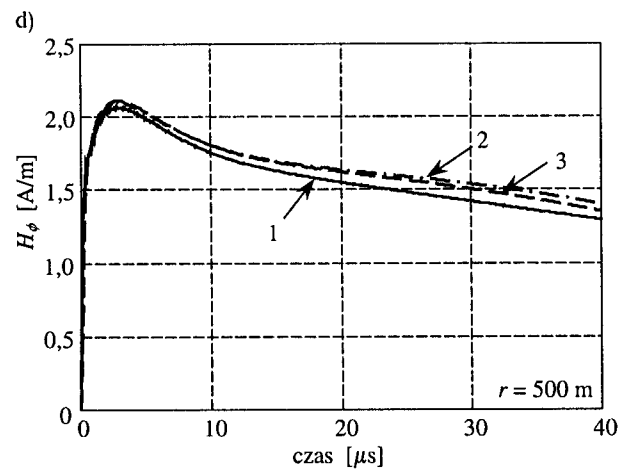
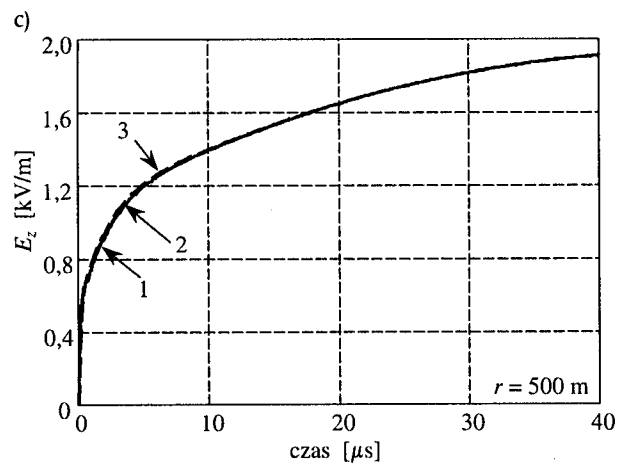
W podrozdziale 2.3 przedstawiono sposoby uwzględniania wpływu skończonej konduktywności gruntu na rozkłady pól elektromagnetycznych. W celu zdemontrowania różnic w wynikach, jakie mogą wystąpić przy uwzględnieniu rzeczywistych parametrów gruntu, zamieszczono poniżej rezultaty obliczeń porównawczych wykonanych z użyciem programu NEC2, z zastosowaniem całek Sommerfelda. Zgodnie z algorytmem opisanym na początku rozdziału wykonano trzy serie obliczeń przebiegów pola elektromagnetycznego na wysokości $z = 1$ m, przy założeniu następujących parametrów ziemi: 1 – idealny przewodnik, 2 – grunt o typowej konduktywności $\sigma_g = 0,01$ S/m i przenikalności elektrycznej $\epsilon_{rg} = 10$ [167], 3 – grunt słabo przewodzący o konduktywności $\sigma_g = 0,001$ S/m i przenikalności elektrycznej $\epsilon_{rg} = 5$. Wykorzystano 1024 próbki widma z odstępem 4 kHz. Jak poprzednio, model kanału ma wysokość $H = 7$ km i promień $a = 5$ cm. Podzielono go na 700 segmentów, każdy o długości 10 m. Wyniki przedstawiono na rysunkach 3.12-3.13. Na osiach układu współrzędnych zastosowano inne podziałki, niż na poprzednich rysunkach (np. rys. 3.10), w celu lepszego uwidocznienia różnic przebiegów.

W programie NEC2 całki Sommerfelda wykorzystywane są do obliczania natężenia pola elektrycznego nad ziemią, a natężenie pola magnetycznego wyznaczone jest następnie wprost z równania Maxwella. Pochodne operatora rotacji $\nabla \times \mathbf{E}$

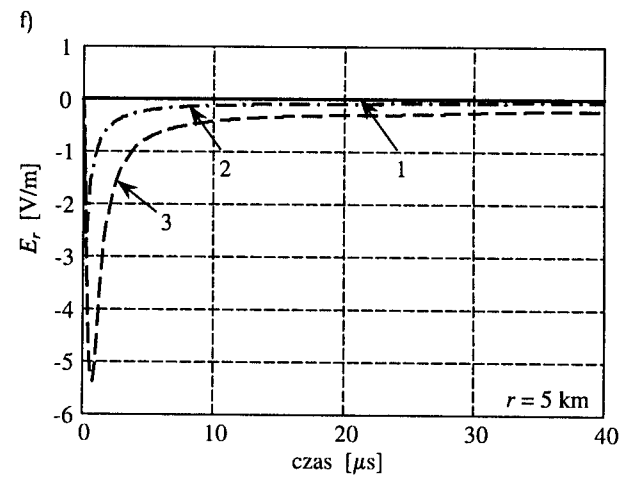
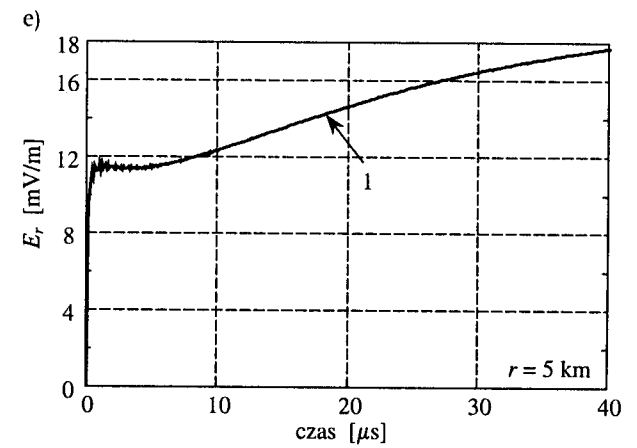
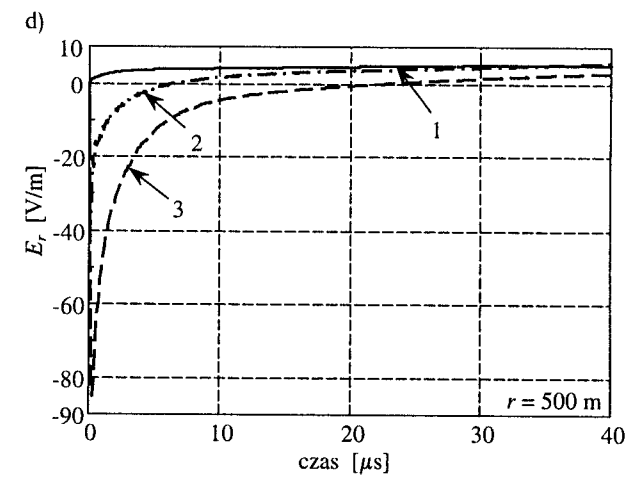
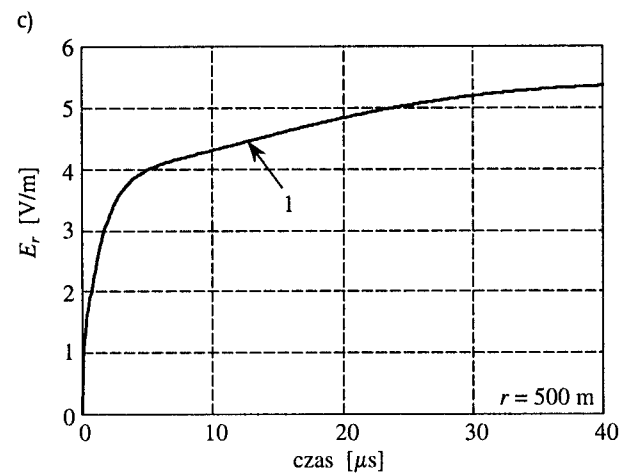
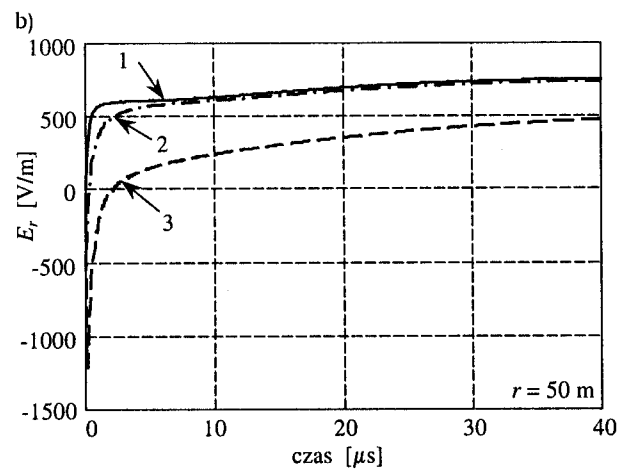
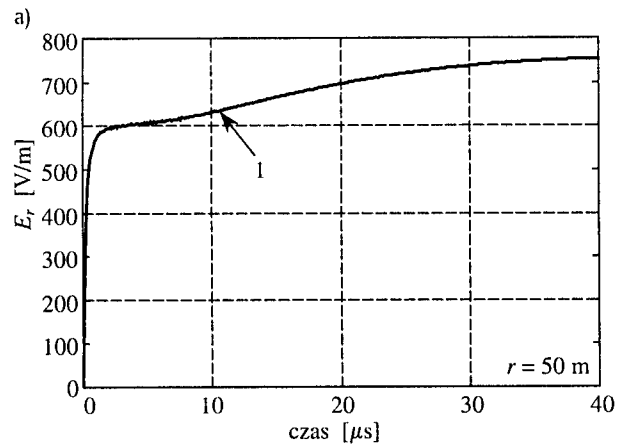
są obliczane z wykorzystaniem schematu różnic centralnych [54], co jest przyczyną trudności numerycznych w strefie bliskiej modelu kanału pioruna. W celu uzyskania zbieżności obliczeń składowej H_ϕ w odległości do kilkuset metrów od kanału (rys. 3.12b i d) konieczne było dokonanie zmiany w kodzie źródłowym programu w postaci zmniejszenia kroku przestrzennego ilorazów różnicowych z 10^{-3} m do 10^{-5} m.

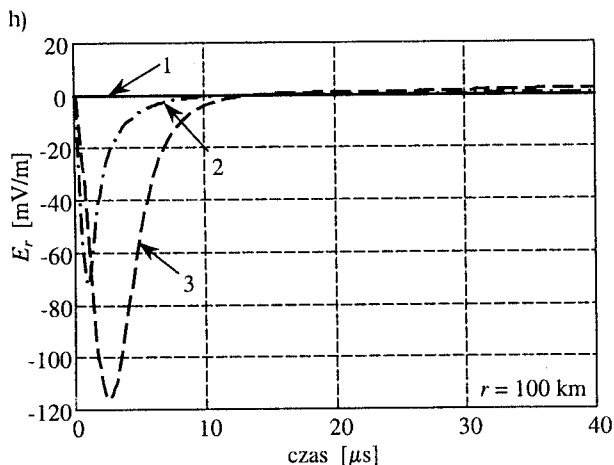
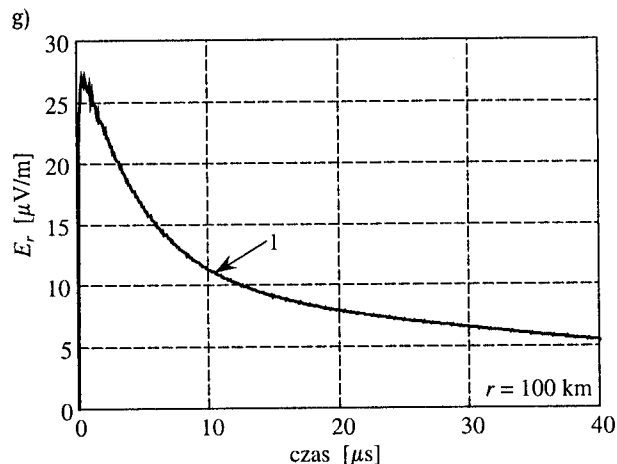
W analizowanych przykładach obliczeniowych wpływ zmian konduktywności gruntu na przebiegi prądu w kanale pioruna (rys. 3.9) jest niezauważalny. W przebiegach składowej E_z w małej odległości od kanału obserwuje się nieznaczne zmiany spowodowane odstępstwem parametrów ziemi od powierzchni idealnie przewodzącej (rys. 3.12a i c). Natężenie pola magnetycznego zmienia się w sposób bardziej zauważalny, ale niewielki (rys. 3.12b i d).





Rys. 3.12. Przebiegi składowych E_z i H_ϕ w różnych odległościach od kanału pioruna, na wysokości 1 m nad ziemią o parametrach: 1 - $\sigma_g \rightarrow \infty$, 2 - $\sigma_g = 0,01 \text{ S/m}$, $\epsilon_{rg} = 10$, 3 - $\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$, $\epsilon_{rg} = 5$





Rys. 3.13. Przebiegi składowej E_r w różnych odległościach od kanału pioruna, na wysokości 1 m nad ziemią o parametrach: 1 – $\sigma_g \rightarrow \infty$, 2 – $\sigma_g = 0,01 \text{ S/m}$, $\epsilon_{rg} = 10$, 3 – $\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$, $\epsilon_{rg} = 5$

Wraz ze wzrostem odległości od kanału pioruna wpływ parametrów gruntu na impulsy E_z i H_ϕ staje się bardziej widoczny: przy mniejszej konduktywności czas trwania czoła jest większy, a wartość maksymalna jest mniejsza (rys. 3.12e-h).

Zmiany konduktywności gruntu mają znacznie większy wpływ na zmienność przebiegów składowej wzdłużnej natężenia E_r , niż na pozostałe składowe E_z i H_ϕ , co jest widoczne na rysunku 3.13. Wykresy a), c), e), g) na rysunku 3.13 stanowią przebiegi E_r na wysokości 1 m nad płaszczyzną idealnie przewodzącą. Krzywe te

są powtórnie narysowane na wykresach b), d), f), h), lecz z zastosowaniem innych podziałek na osiach rzędnych, do czego zmusza silna zależność składowej E_r od konduktywności gruntu. Podobne wyniki, tylko dla innych konduktywności gruntu, opublikowali autorzy pracy [149]. Z porównania rysunków 3.12 i 3.13 wynika, że blisko powierzchni ziemi wartość E_r jest wielokrotnie mniejsza od E_z , wskutek czego jej wpływ może być w wielu przypadkach zaniebdwany.

Z przedstawionych wykresów wynika, że założenie, iż ziemia jest idealnym przewodnikiem jest szczególnie dobrze spełnione w strefie bliskiej, w odległościach do kilkuset metrów od kanału wyładowania. W przypadku przeciętnych wartości konduktywności ($\sigma_g = 0,01 \text{ S/m}$) przybliżenie to może być stosowane z bardzo dobrym skutkiem nawet dla odległości rzędu kilometrów od kanału pioruna. Wpływ skończonej konduktywności gruntu nie powinien być zaniebdwany w strefie dalekiej kanału.

3.6. Podsumowanie

W rozdziale tym zawarto autorską analizę właściwości antenowego modelu kanału pioruna z rozłożoną dodatkową indukcyjnością, której odpowiedni dobór umożliwił uzyskanie redukcji prędkości propagacji fali prądowej wzdłuż kanału, do około $c/3 \dots c/2$, zgodnie z obserwacjami zjawiska naturalnego [60, 82, 157, 164]. Zbadano zmienność czasu opóźnienia grupowego w funkcji częstotliwości na różnych wysokościach. Zauważono, że efekty dyspersji mogą zostać wytłumaczone jako skutki rezonansowych zafalowań charakterystyk częstotliwościowych opóźnienia grupowego oraz rezultat zależności od częstotliwości uśrednionego opóźnienia grupowego. Z analizy uśrednionego opóźnienia grupowego wynika, że energia zawarta w partiach widma o mniejszych częstotliwościach przemieszcza się szybciej, niż energia z górnych części widma modelu prądu piorunowego. Zaproponowano modyfikację algorytmu obliczeniowego, umożliwiającą kontrolowanie efektu dyspersji w pewnym zakresie, z zastosowaniem rozłożonej indukcyjności, zmiennej w funkcji częstotliwości.

Dobór indukcyjności L_d w celu uzyskania odpowiedniego opóźnienia grupowego jest dość czasochłonny, ale wykonywany jednorazowo, niezależnie od analizowanych konstrukcji i założonego przebiegu prądu u podstawy kanału.

W analizie odpowiedzi konstrukcji na różne udary wykonanie obliczeń w dziedzinie częstotliwości z użyciem jądra pakietu AWAS jest potrzebne tylko raz. Zapisane na dysku wyniki obliczeń dla szeregu próbek widma rozptyłu prądów i rozkładów pól mogą być używane wielokrotnie do syntezy fourierowskiej

odpowiedzi w dziedzinie czasu dla różnych przebiegów wymuszających. Przykładem takich obliczeń są rysunki 3.9 i 3.11.

Rzeczywisty wpływ zjawiska dyspersji na analizowane przebiegi nie jest dobrze zbadany eksperymentalnie. Zastosowanie modelu MAT3 umożliwia kształtowanie tego efektu w pewnym zakresie. Model ten będzie wykorzystywany do obliczeń w dalszych częściach pracy.

Należy podkreślić, że algorytm bazujący na pojęciu transmitancji, opracowany w podrozdziale 3.1 jest niezależny od rodzaju źródła wymuszającego. W szczególności może to być źródło napięciowe, albo źródło prądowe, bez skutku dla wyników obliczeń. Inne algorytmy, stosowane w literaturze, posługują się obliczaniem odpowiednich wartości siły elektromotorycznej źródła napięciowego lub wydajności źródła prądowego na podstawie wyznaczenia impedancji wejściowej pobudzanej struktury. Ten sposób jest bardziej wrażliwy na błędy zaokrągleń numerycznych.

Na przykładach obliczeniowych w podrozdziale 3.5 wykazano słuszność informacji podanej w podrozdziale 2.3, że przy obliczaniu rozkładu pola elektromagnetycznego w strefie bliskiej kanału wyładowania powierzchnia ziemi może być traktowana jako idealnie przewodząca. Założenie to może być stosowane w przypadkach, dla których wyznaczenie składowej natężenia pola elektrycznego równoległej do powierzchni ziemi nie jest istotne. Składowa ta może być w wielu przypadkach zaniedbywana, jako stosunkowo niewielka względem składowej pionowej natężenia pola elektrycznego.

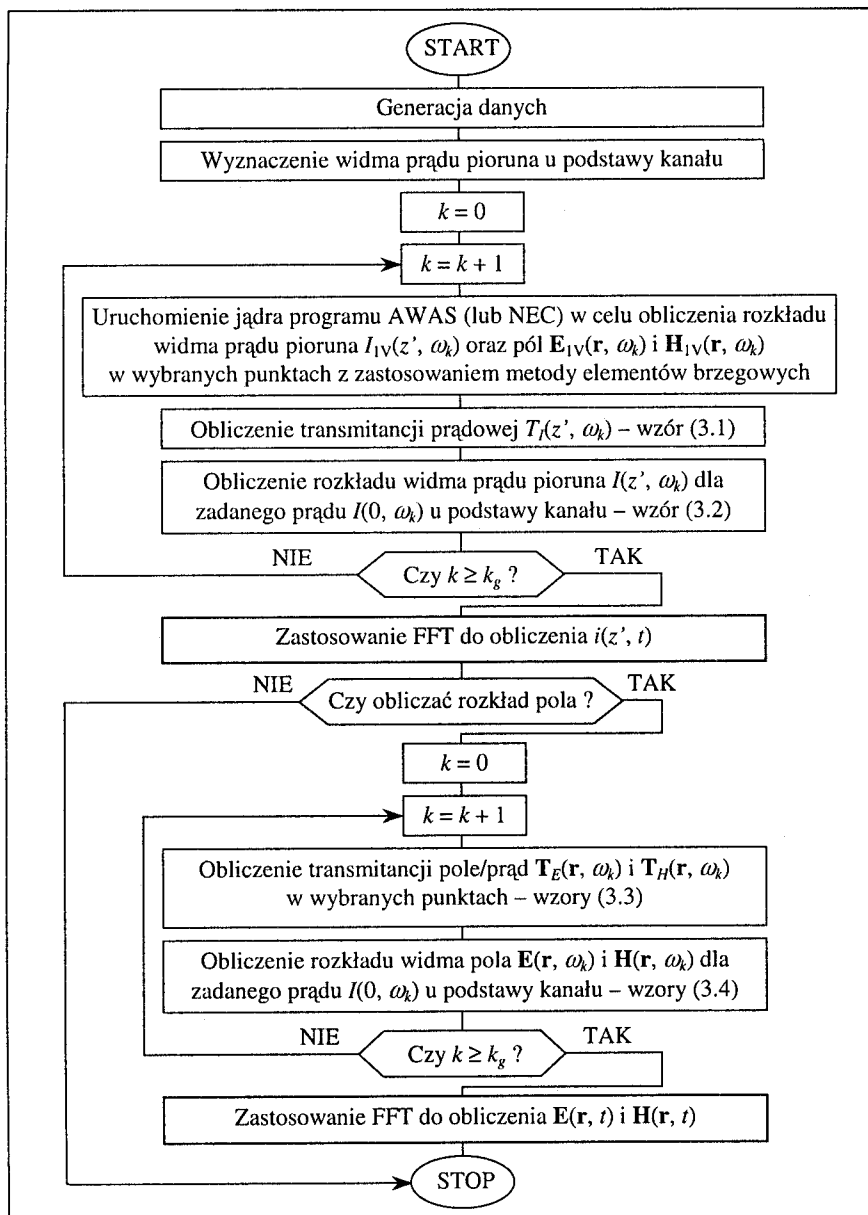
4. Analiza rozptyłu prądów i rozkładu pola LEMP przy uderzeniu pioruna w maszt antenowy

4.1. Metodyka obliczeń rozptyłu prądów piorunowych i rozkładu pola LEMP

Analiza rozptyłu prądów przy uderzeniu pioruna w obiekt telekomunikacyjny należy do istotnych zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej. Możliwość przewidywania wartości prądów płynących w elementach konstrukcyjnych ma wpływ na jakość projektu ochrony odgromowej obiektu. Rozptyw prądów udarowych może być kontrolowany już we wczesnych etapach projektowania przez odpowiedni dobór struktury obiektu.

Typowymi elementami składowymi obiektów telekomunikacyjnych są maszty antenowe. Są to najwyższe konstrukcje w swoim otoczeniu, więc są najbardziej narażone na bezpośrednie wyładowania atmosferyczne. W tym rozdziale szczegółowo przeanalizowano w dziedzinie czasu i częstotliwości odpowiedź wybranych konstrukcji masztów na udary piorunowe.

Przyjęta metodyka wyznaczania rozptyłu prądów piorunowych w strukturach przewodzących i rozkładu pola LEMP w ich pobliżu jest taka sama, jak w podrozdziale 3.1. Sieć głównych działań algorytmu obliczeniowego przedstawiono na rysunku 4.1. Z wyjątkiem jądra programu AWAS [76] (lub NEC [54]), cały algorytm został opracowany i zaprogramowany przez autora niniejszej pracy.

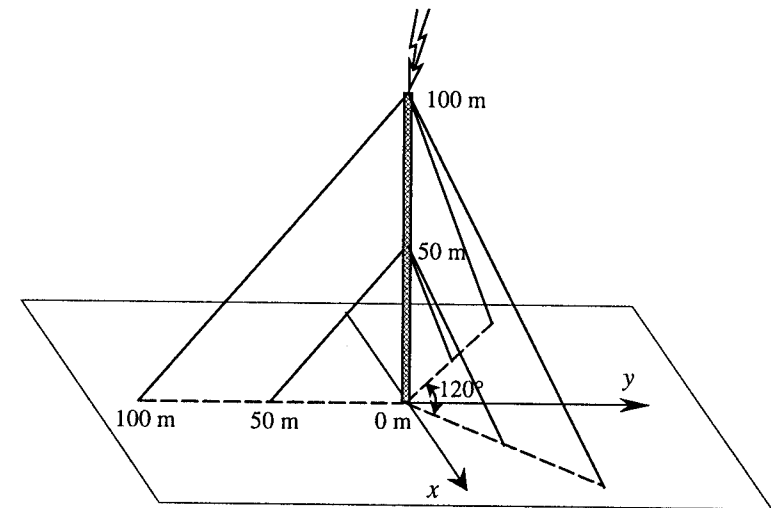


Rys. 4.1. Sieć głównych operacji algorytmu obliczeniowego

4.2. Obliczenia rozptyłu prądów piorunowych w rzeczywistym maszcie antenowym

Do pierwszych obliczeń przyjęto model matematyczny rzeczywistego masztu antenowego o kształcie pokazanym na rysunku 4.2. Trzon masztu przedstawiono w postaci zastępczego cylindra o średnicy 3 m i wysokości 100 m. Liny odciągowe mają średnicę 4 cm. Takie wymiary są typowe np. dla masztów średniofalowych. Izolatory odciągowe, jeśli występują, mogą być w warunkach wyładowania traktowane jak zwarte. Model masztu składa się z 44 segmentów; węzły podziału znajdują się na wysokościach będących wielokrotnościami 12,5 m. Podczas obliczeń istotne jest zapewnienie, aby w analizowanym paśmie częstotliwości zawarte było zarówno praktycznie całe widmo prądu pioruna, jak i przynajmniej pierwsze częstotliwości rezonansowe konstrukcji. Niezbędnych informacji w tym zakresie dostarczają wykresy transmitancji prądowej, zdefiniowanej za pomocą wzoru (3.1).

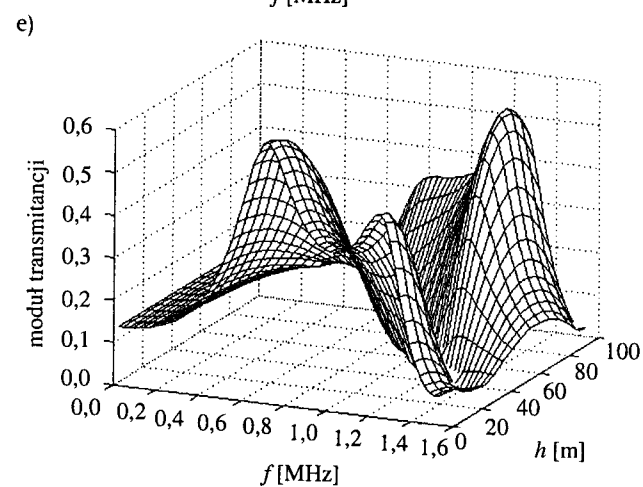
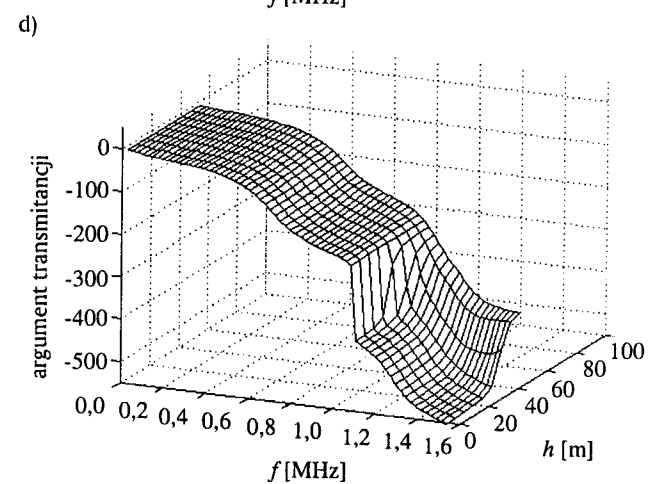
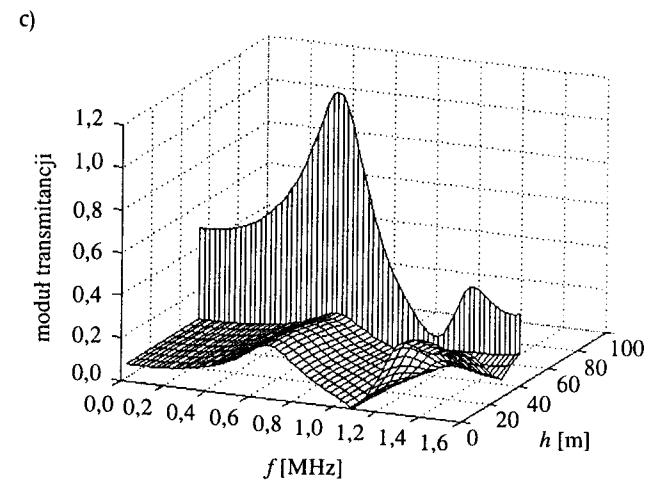
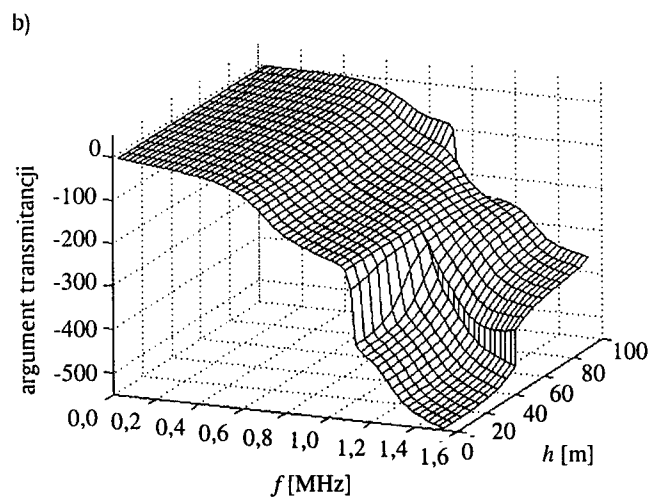
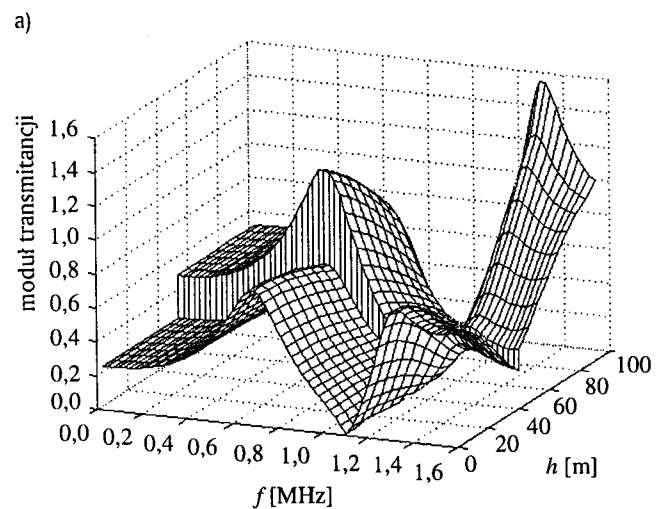
Wykresy zmian modułu i argumentu transmitancji wzdłuż odciągów i trzonu masztu przedstawiono na rysunku 4.3. Obliczenia te wykonano dla modelu pioruna MAT3 sięgającego do wysokości 2,5 km (160 segmentów, o długości 15 m każdy).

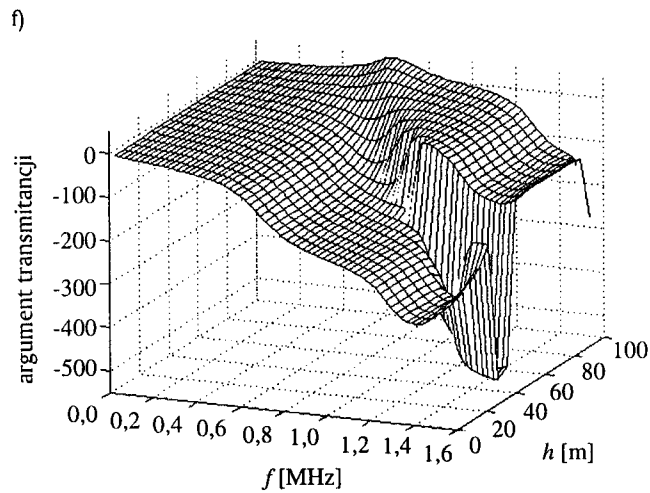


Rys. 4.2. Szkic analizowanej konstrukcji masztu antenowego o wysokości 100 m

Podczas obliczeń w dziedzinie częstotliwości, służących do sporządzenia wykresów transmitancji, zastosowano zwiększoną rezystancję rozłożoną wzdłuż kanału $R_d = 2 \Omega/m$ w celu stłumienia rezonansowych zafalowań wykresów, wywołanych przez zmiany impedancji wejściowej kanału pioruna. Dzięki temu znacznie zwiększona jest czytelność wykresów na rysunku 4.3 – przedstawione są właści-

wości masztu, z wyłączeniem wpływu rezonansów modelu kanału. Rezonansowe zafalowania o tym charakterze są natomiast widoczne na wykresach zamieszczonych w rozdziałach 6 i 7 (wyjaśnia to porównanie wykresów z rysunków 6.21-6.22 i 6.24-6.25). Przy obliczeniach w dziedzinie czasu (rys. 4.4-4.5) powrócono do wartości $R_d = 1 \Omega/m$, tak jak w rozdziałach poprzednich.



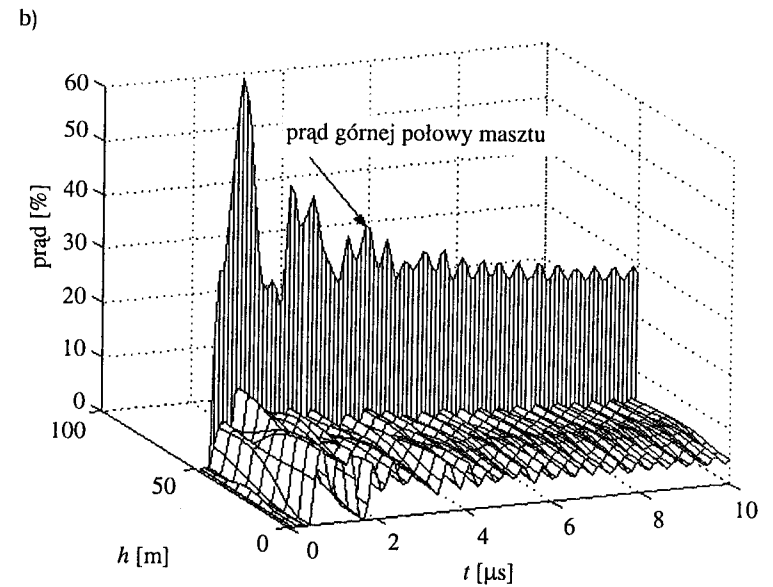
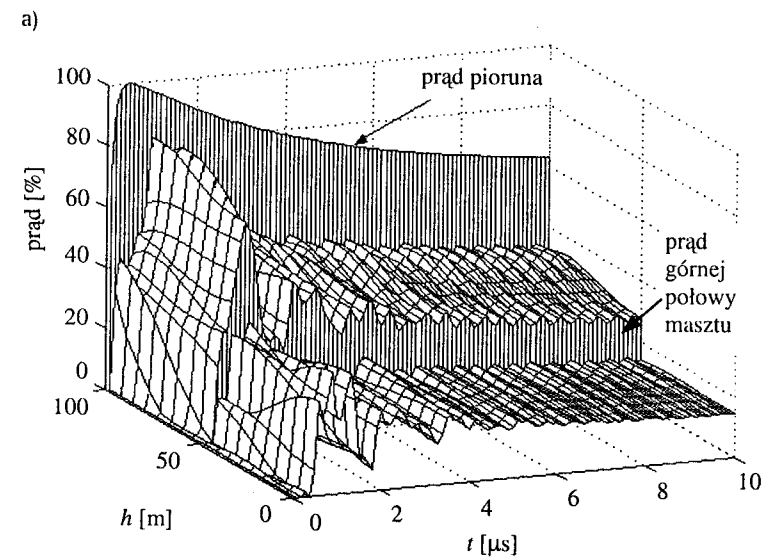


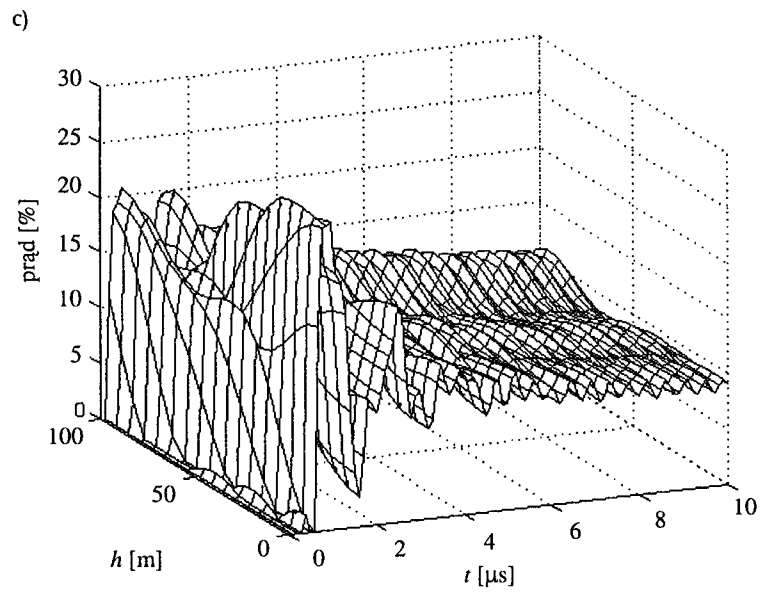
Rys. 4.3. Wykresy częstotliwościowych zmian modułu i argumentu transmitancji wzdłuż trzonu masztu (a, b), krótkiego odciaгу (c, d) oraz długiego odciaгу (e, f)

Obliczenia w dziedzinie czasu przeprowadzono dla dwóch różnych wymuszeń: szybkozmiennego impulsu prądowego opisanego wzorem (1.5) i stosunkowo powoli zmiennego impulsu 20 kA, 2/50 μ s (opis wzorem (1.3) o współczynnikach z tablicy 1.2). Do syntezy FFT wzięto 1024 próbki widma z krokiem $\Delta f = 4$ kHz (pasmo $f_{\max} = 4096$ MHz). Obliczenia wykonywane za pomocą komputera z procesorem Pentium 4 2,4 GHz trwały około 50 minut. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunkach 4.4-4.5.

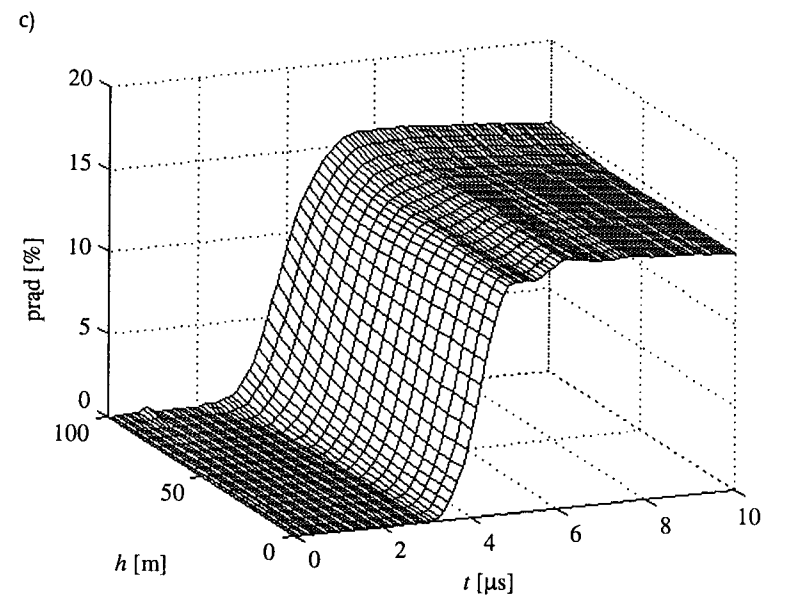
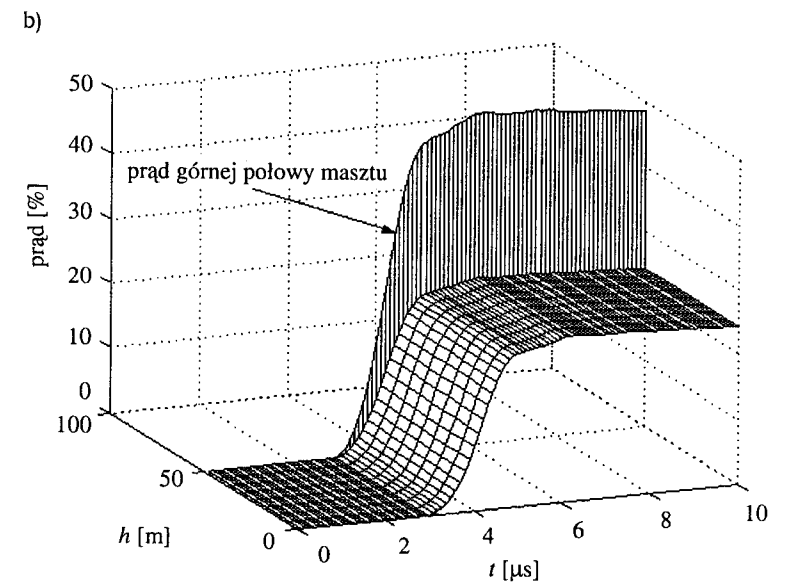
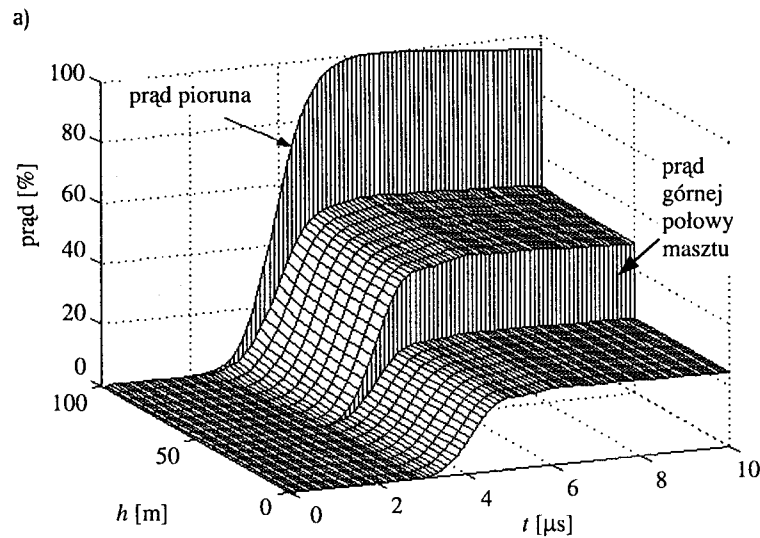
Na wykresach sporządzonych w dziedzinie częstotliwości (rys. 4.3) wyraźnie widoczny jest rezonansowy charakter analizowanej konstrukcji. Podstawowy rezonans występuje w okolicy częstotliwości 750 kHz, dla której wysokość masztu jest równa jednej czwartej długości fali. Zaakcentowane są również następne rezonanse.

Wpływ rezonansów masztu jest widoczny na przebiegach zaprezentowanych na rysunkach 4.4-4.5. Jest on znacznie silniej zaakcentowany na rysunku 4.4, przedstawiającym odpowiedź masztu na szybkozmienny impuls opisany wzorem (1.5). Zanikające oscylacje są słabiej widoczne przy odpowiedzi na impuls 20 kA, 2/50 μ s, gdyż jest to związane ze znacznie mniejszą energią w górnej części widma tego impulsu (wynika to z porównania rysunków 1.7 i 1.8).





Rys. 4.4. Wykresy zmian prądu wzdłuż trzonu masztu (a), krótkiego odciaгу (b) i długiego odciaгу (c) przy wymuszeniu za pomocą szybkozmiennego impulsu (1.5)



Rys. 4.5. Wykresy zmian czoła prądu wzdłuż trzonu masztu (a), krótkiego odciaгу (b) i długiego odciaгу (c) przy wymuszeniu impulsem $2/50 \mu$ s (1.3)

4.3. Obliczenia rozptyłu prądów piorunowych z zastosowaniem modelu o parametrach skupionych

Z wykresów przedstawionych na rysunku 4.4 wynika, że odpowiedź masztu antenowego na impulsy szybkozmienne, o czasie trwania czoła rzędu ułamków mikrosekundy, ma wyraźne właściwości oscylacyjne, a zmiany natężenia prądu wzdłuż segmentów konstrukcji są duże. Jeśli jednak czas trwania czoła jest rzędu pojedynczych mikrosekund, to oscylacje oraz zmiany prądu wzdłuż elementów konstrukcji stają się słabo zauważalne (rys. 4.5). Podobny wniosek można sformułować również na podstawie eksperymentów i obliczeń opisanych w rozdziale 5. Wskazuje to na możliwość skorzystania z daleko idących uproszczeń, związanych z założeniem przybliżonego spełnienia warunku quasi-stacjonarności podczas obliczeń rozptyłu prądów zmieniających się stosunkowo powoli.

Dzięki założeniu quasi-stacjonarności można zbudować model o parametrach skupionych, umożliwiając dokonywanie obliczeń za pomocą znacznie prostszego aparatu matematycznego, niż używany w poprzednich punktach. Przy obliczaniu przebiegów o mikrosekundowych czasach trwania o rozptywie prądów decydują indukcyjności przewodzących elementów składowych konstrukcji. W takim przypadku można zastosować np. metodę obliczeniową opierającą się na obliczaniu prądów oczkowych w pętach indukcyjnych utworzonych przez elementy konstrukcji, która była stosowana w pracy Sowy [151].

W niniejszej pracy jest zaproponowany inny, prostszy sposób obliczeń. W przedstawionej poniżej metodzie wpływ rezystancji, pojemności oraz indukcyjności wzajemnych jest pomijany [6, 14, 22]. Indukcyjność zastępcza smukłego trzonu masztu o wysokości h_m może być oszacowana przez potraktowanie go jako ćwierćfalowej anteny dla zastępczej częstotliwości f_m wyrażonej wzorem (4.1), w którym K jest współczynnikiem skrócenia:

$$f_m = \frac{Kc}{4h_m} \Big|_{K=0,95} = \frac{71,25 \cdot 10^6}{h_m} \quad (4.1)$$

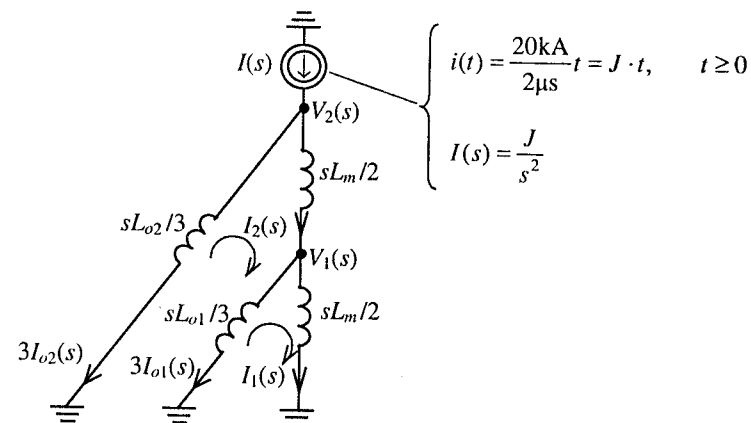
Indukcyjność ta wynosi:

$$L_m = \frac{377}{2\pi f_m} \quad (4.2)$$

Indukcyjność lin odciągowych o długości l i średnicy d wyznacza się z zależności:

$$L_o = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right) \quad (4.3)$$

Schemat zastępczy masztu przedstawiono na rysunku 4.6. Zastępcza indukcyjność trzonu masztu wynosi $L_m = 84,2 \mu\text{H}$. Zakłada się, że po $L_m/2 = 42,1 \mu\text{H}$ przypada na górną i dolną część trzonu. Miejsce podziału jest ustalone przez punkt zaczepienia krótszych lin odciągowych. Indukcyjność krótszego odciagu wynosi $L_{o1} = 111,2 \mu\text{H}$, a dłuższego – $L_{o2} = 242 \mu\text{H}$. Odpowiednie liny odciągowe są połączone równolegle (w sensie elektrycznym), zatem indukcyjności odpowiadające tym połączeniom są trzykrotnie mniejsze od indukcyjności pojedynczej liny. Przebieg źródła prądowego symuluje zbocze liniowo narastające do 20 kA w czasie 2 μs (przybliżone przedstawienie czoła impulsu piorunowego o kształcie 20 kA, 2/50 μs).



Rys. 4.6. Obwodowy schemat zastępczy masztu antenowego

Na podstawie powyższych założeń można napisać układ równań algebraicznych dla potencjałów węzłowych, albo prądów oczkowych, z zastosowaniem transformaty Laplace'a. Rozwiązaniem tego układu równań w dziedzinie czasu są przybliżone wartości maksymalne prądów. Wartości maksymalne natężenia prądów, otrzymane z obliczeń z zastosowaniem modelu obwodowego oraz połowego w dolnych końcach odpowiednich segmentów (podrozdział 4.2) są zebrane w tabeli 4.1.

Tablica 4.1. Rozptyw prądu piorunowego – wartości maksymalne dla impulsu 20 kA, 2/50 μs

Prąd	Model połowy (I_p) [kA]	Model obwodowy (I_o) [kA]	Różnica względna (δI) [%]
I_2	10,19	11,44	12,3
I_1	5,08	5,46	7,5
I_{o2}	3	2,86	-4,7
I_{o1}	1,7	2	17,6

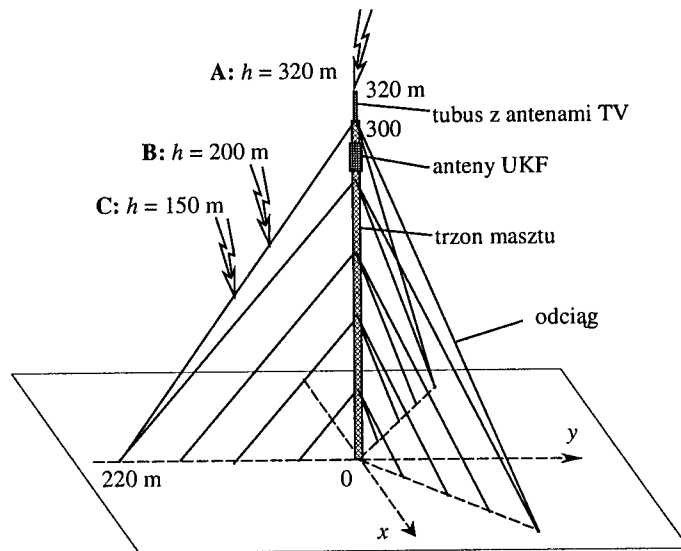
Względne różnice między rezultatami obliczeń polowych I_p i obwodowych I_o wyznaczano w sposób podobny do określenia błędu względnego:

$$\delta I = \frac{I_o - I_p}{I_p} \times 100\% \quad (4.4)$$

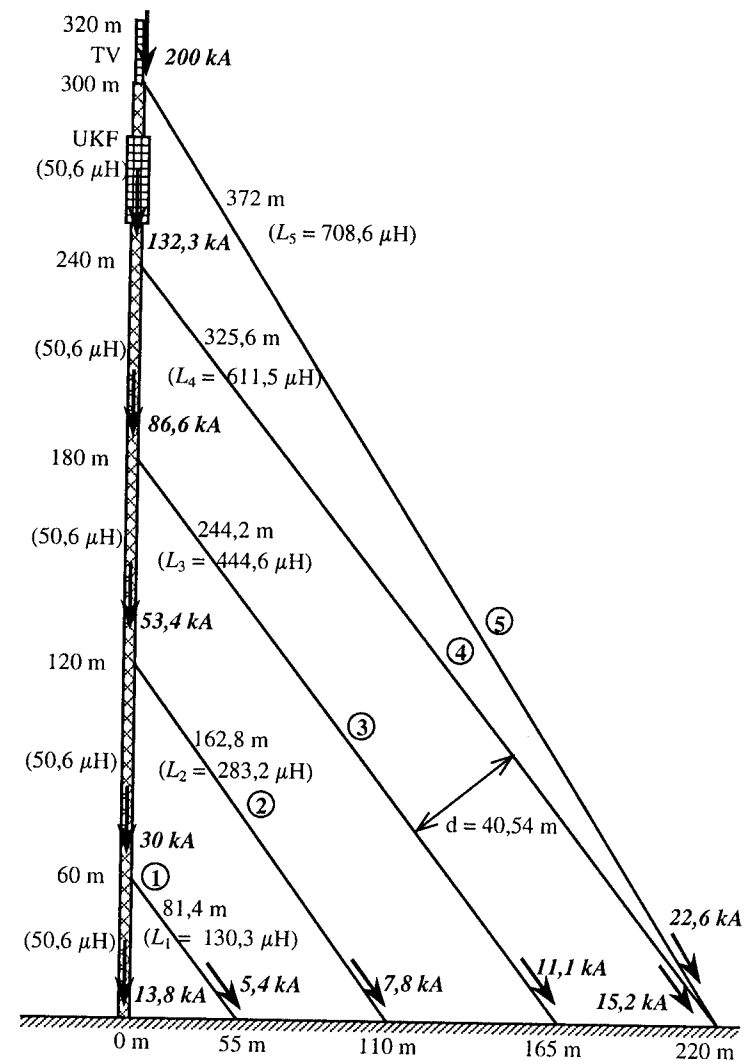
Ostatnia kolumna tabelicy 4.1 wskazuje na stosunkowo niewielkie różnice wyników, co wraz z obserwacją przykładowych przebiegów na rysunku 4.5 pozwala stwierdzić, że stosowanie modelu obwodowego, znacznie mniej skomplikowanego, może być uzasadnione w analizie wielu przypadków dotyczących pierwszych wyładowań głównych. Jednocześnie zalecana jest powściągliwość w stosowaniu przybliżeń obwodowych przy obliczaniu prądów kolejnych wyładowań głównych, o znacznie krótszych czasach trwania czoła.

4.4. Rozpływ prądów piorunowych w wysokim maszcie RTCN

Wyniki zamieszczone w poprzednim podrozdziale zachęcają do obliczeń rozplywu prądów w konstrukcjach większych. Szkic trzystumetrowego masztu, typowego dla obiektów RTCN (Radiowo-Telewizyjne Centrum Nadawcze) budowanych na terenach równinnych, przedstawiono na rysunku 4.7. Szczegółowe wymiary zamieszczono na rysunku 4.8.



Rys. 4.7. Szkic konstrukcji masztu antenowego o wysokości 300 m

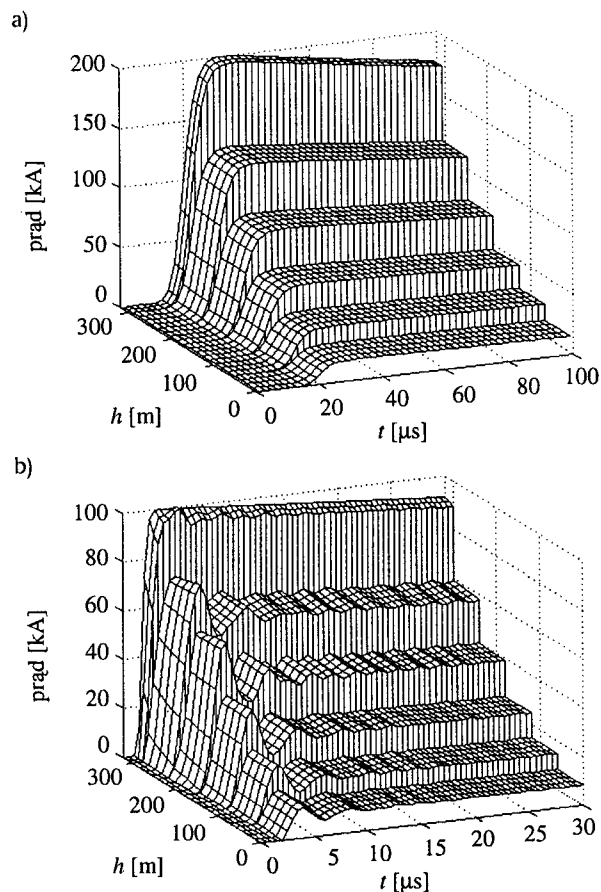


Rys. 4.8. Wymiary, indukcyjności zastępcze masztu i linii odciągowych oraz wyniki obliczeń maksymalnych wartości natężenia prądu przy trafieniu pioruna w szczyt masztu (model obwodowy)

Wykorzystując model polowy i obwodowy obliczono rozplyw prądów przy uderzeniu pioruna w zakończenie tubusa anten telewizyjnych na szczycie masztu (rys. 4.7, przypadek A). Założono, że impuls prądu wyładowania atmosferycznego ma wartość maksymalną 200 kA i kształt 10/350 μ s. Jest to największe natężenie prądu pioruna, przewidywane w normie PN-IEC 1312-1 [125] dla obiektów zaliczanych do pierwszego poziomu ochrony. Model masztu z tubusem antenowym składa się ze 101 segmentów; węzły podziału struktury znajdują się na wysoko-

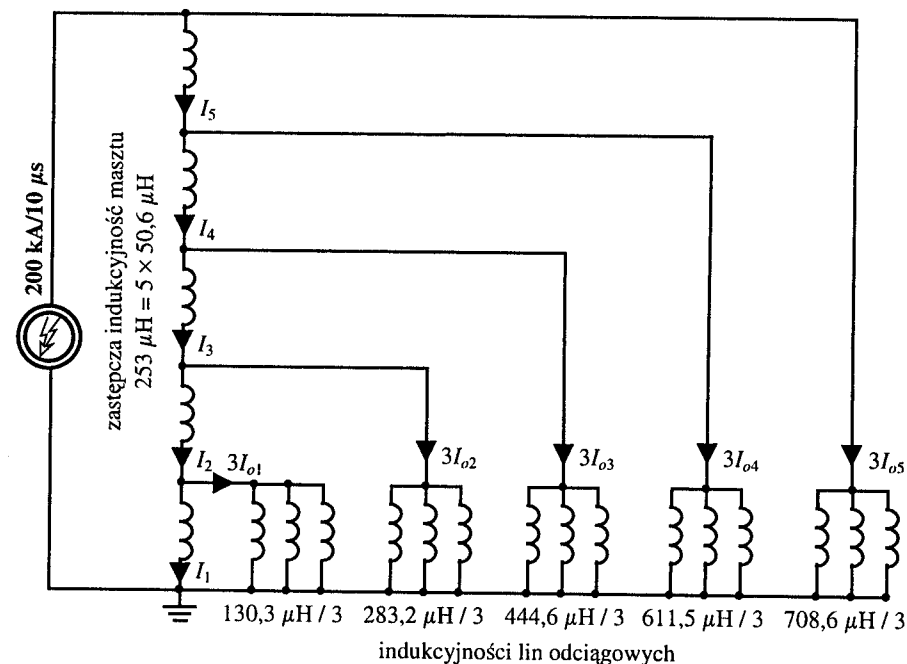
ściach będących wielokrotnościami 30 m. Model trzonu ma promień 2,6 m. Model pioruna (MAT3) jest złożony z 223 segmentów o długości 30 m i sięga do wysokości 7010 m. Do syntezy FFT wzięto 2048 próbek widma z krokiem $\Delta f = 0,25$ kHz (czyli pasmo do 512 kHz). Obliczenia wykonywane za pomocą komputera z procesorem Pentium 4 2,4 GHz trwały około trzech godzin.

Rozkład przebiegów czasowych prądu wzdłuż trzonu masztu zamieszczono na rysunku 4.9. Rysunek 4.9a stanowi potwierdzenie, że dla wymuszenia o czasie trwania czoła rzędu $10 \mu\text{s}$ (np. model pierwszego wyładowania dodatniego według norm [102, 125]) można przyjąć, że spełnione jest założenie quasi-stacjonarności konstrukcji masztu. Natomiast dla impulsu o czasie trwania czoła rzędu $1 \mu\text{s}$, jak dla pierwszego wyładowania ujemnego według [102], wyraźne oscylacje zmieniają charakter odpowiedzi (rys. 4.9b).



Rys. 4.9. Zmiany przebiegów czasowych prądu wzdłuż tubusa i trzonu masztu: a) odpowiedź na impuls 200 kA, 10/350 μs , b) odpowiedź na impuls 100 kA, 1/200 μs

Jeżeli spełniony jest warunek quasi-stacjonarności, to do szacunkowych obliczeń inżynierskich można konstrukcję masztu zastąpić obwodem elektrycznym o parametrach skupionych, w którym dominującą rolę odgrywają indukcyjności masztu i lin odciągowych (rys. 4.10). Odległości pomiędzy linami odciągowymi wynoszą ponad 40 m (rys. 4.8), toteż możliwe jest zaniedbanie indukcyjności wzajemnych występujących między przewodzącymi elementami konstrukcji. Zastępcza indukcyjność masztu o wysokości $h = 300$ m, obliczona na podstawie wzorów (4.1)-(4.2), wynosi $253 \mu\text{H}$. Zakładając, że indukcyjność ta dzieli się równomiernie pomiędzy 60-metrowe segmenty trzonu masztu, otrzymuje się indukcyjność jednego segmentu jako $50,6 \mu\text{H}$. Indukcyjności poszczególnych lin odciągowych o średnicy 4 cm oraz segmentów masztu pomiędzy punktami zamocowania odciągów (obliczone ze wzoru (4.3)) są pokazane na rysunkach 4.8 i 4.10. Odpowiednie linie odciągowe są połączone równoległe (po trzy), zatem indukcyjności odpowiadające tym połączeniom są trzy razy mniejsze od indukcyjności pojedynczej linii odciągowej. Prąd pioruna symulowany jest przez źródło prądowe, narastające liniowo od 0 do 200 kA w czasie $10 \mu\text{s}$.



Rys. 4.10. Obwodowy schemat zastępczy przy uderzeniu pioruna w szczyt masztu (rys. 4.7 – A)

Tablica 4.2. Rozpływ wartości maksymalnych prądu piorunowego dla impulsu 200 kA, 10/350 μ s

Prąd	Model połowy (I_p) [kA]	Model obwodowy (I_o) [kA]	Różnica względna (δI) [%]
Trzon masztu			
I_5	128,4	132,3	3
I_4	86,2	86,6	0,5
I_3	53,7	53,4	-0,6
I_2	31,7	30	-5,4
I_1	17,5	13,8	-21,1
Odciaży			
I_{o5}	22,8	22,6	-0,9
I_{o4}	13,5	15,2	12,6
I_{o3}	10,6	11,1	4,7
I_{o2}	7,2	7,8	8,3
I_{o1}	5	5,4	8

Wykorzystując model obwodowy wyznaczono przybliżony rozpływ prądów dla trzech przypadków uderzenia pioruna: w szczyt masztu (rys. 4.7, przypadek A) oraz w zewnętrzną linę odciążową, w punktach znajdujących się na 2/3 i 1/2 jej długości (przypadki B i C). Indukcyjność zastępcza tubusa na szczycie masztu nie odgrywa roli przy obliczaniu rozpływu prądów, gdyż jest włączona szeregowo ze źródłem modelującym prąd pioruna. Obwodowy schemat zastępczy przy uderzeniu pioruna w szczyt masztu przedstawiono na rysunku 4.10. Analogicznie były sporządzane schematy zastępcze dla przypadków B i C trafienia pioruna w zewnętrzną linę odciążową.

W tablicy 4.2 zestawiono rezultaty obliczeń rozpływu prądu piorunowego dla impulsu 200 kA, 10/350 μ s, przy wyładowaniu w szczyt masztu. Obliczenia wykonano dla modelu połowego i obwodowego. Tylko dla najniższego odcinka trzonu masztu (prąd I_1) oraz dla czwartego poziomu odciążów (prąd I_{o4}) różnica względna przekracza 10%, co należy uznać za bardzo dobrą zgodność wyników. Co prawda, z punktu widzenia zagrożenia aparatury, najbardziej istotny jest prąd I_1 , wyznaczony z największą rozbieżnością, jednak przy tak prostym modelu niezgodność na poziomie 20% należy uznać za zadowalającą.

Wyniki obliczeń rozpływu prądów pomiędzy poszczególnymi elementami konstrukcji, z zastosowaniem modelu obwodowego dla przypadków A, B i C z rysunku 4.7, zestawiono w tablicy 4.3.

Tablica 4.3. Wyniki obliczeń maksymalnych wartości prądów – model obwodowy

Prąd	Analizowany przypadek (rys. 4.7)		
	A I [kA]	B (2/3 h) I [kA]	C (1/2 h) I [kA]
Trzon masztu			
I_5	132,3	88,2	66,1
I_4	86,6	57,7	43,3
I_3	53,4	35,6	26,7
I_2	30	20	15
I_1	13,8	9,2	6,9
Odciaży			
I_{o5} powyżej miejsca uderzenia	-	118,3	88,7
I_{o5} poniżej miejsca uderzenia	-	81,7	111,3
I_{o5} – odciąż nietrafiony przez piorun	22,6	15,1	11,3
I_{o4}	15,2	10,2	7,6
I_{o3}	11,1	7,4	5,5
I_{o2}	7,8	5,2	3,9
I_{o1}	5,4	3,6	2,7

Jak widać z przedstawionych wyników, liny odciążowe, oprócz funkcji mechanicznej, spełniają ważną rolę odprowadzania prądu piorunowego do uziomu. Prąd u podstawy trzonu masztu stanowi zaledwie kilka procent całkowitego impulsu piorunowego. Ponadto, jak wynika z tablicy 4.3, przy uderzeniu bocznym w zewnętrzną odciąż poniżej szczytu, prąd I_1 , będący miarą zagrożenia u podstawy masztu, ulega widocznemu zmniejszeniu. Stąd wniosek, że ważna jest dbałość o odpowiednie uziemienie zakotwień lin odciążowych.

Analiza przepięć indukowanych w budynku usytuowanym pod takim masztem zawarta jest w podrozdziale 7.3.

4.5. Obliczenia rozkładu pól w otoczeniu rzeczywistego masztu antenowego

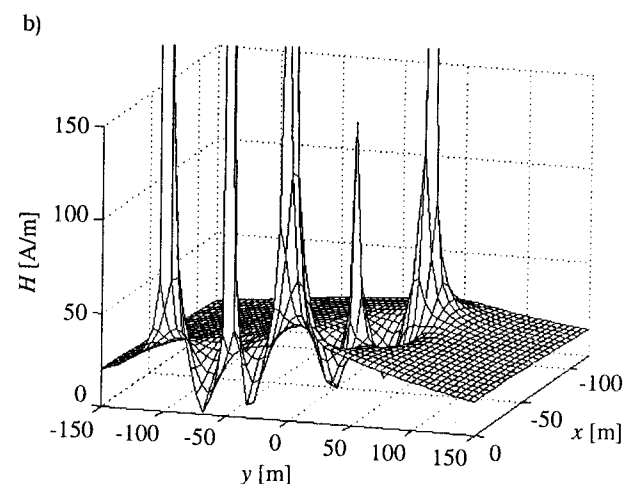
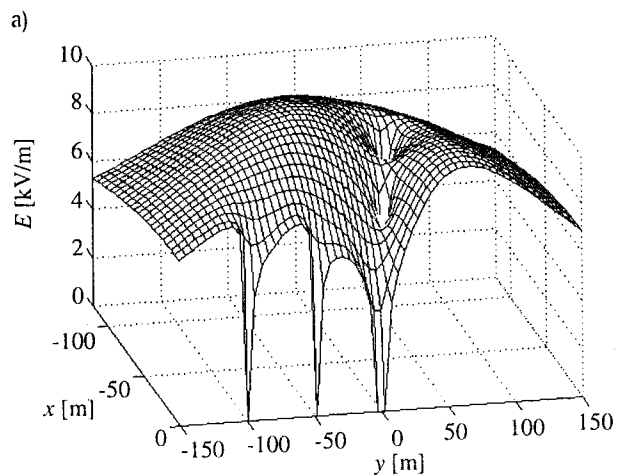
Możliwość obliczenia rozkładów pola elektrycznego i magnetycznego w dziedzinie częstotliwości i czasu podczas uderzenia pioruna jest bardzo przydatna do oceny zagrożenia stwarzanego przez LEMP w przewodzących instalacjach każdego obiektu. Dzięki takiej analizie możliwy staje się np. wybór miejsca, w którym, z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej, najbardziej korzystna jest lokalizacja kontenera lub pomieszczenia zawierającego wrażliwą aparaturę elektroniczną.

W tym podrozdziale natężenia pól bliskich wyznaczono na wysokości jednego metra nad ziemią. Podczas obliczeń, których wyniki zebrano poniżej, każdą ze składowych przestrzennych wektorów \mathbf{E} i \mathbf{H} określano osobno. Rozkłady pól obliczono dla wartości zdefiniowanych jako:

$$|\mathbf{E}(t)| = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2}, \quad |\mathbf{H}(t)| = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2} \quad (4.5)$$

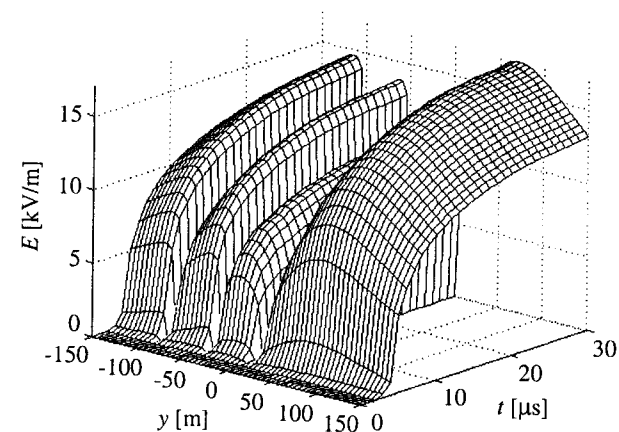
Układ współrzędnych przyjęty dla masztu z dwoma i pięcioma poziomami odciągów przedstawiono na rysunkach 4.2 i 4.7. W tym punkcie zamieszczono wykresy przestrzenno-czasowych rozkładów pól w odpowiedzi na impuls 20 kA, 2/50 μs – dla masztu o wysokości 100 m z dwoma poziomami odciągów oraz na impuls 100 kA, 1/200 μs – dla masztu 300 m z pięcioma poziomami odciągów.

Na rysunku 4.11 pokazano rozkłady pól w chwili $t = 6 \mu\text{s}$. Widoczny jest istotny wpływ trzonu masztu i odciągów na rozkład pola. Zgodnie z oczekiwaniami intuicyjnymi, z analizy wyników obliczeń wynika, że w rozkładzie pola elektrycznego na niedużej wysokości nad powierzchnią ziemi dominuje składowa E_z , a w rozkładzie pola magnetycznego – składowe H_x i H_y [23]. Rozkład pola w dziedzinie czasu jest w zasadzie zdeterminowany przez część widma zawartą w zakresie stosunkowo małych częstotliwości – do kilkudziesięciu kHz. W zakresie małych częstotliwości kształt wykresów rozkładów pól jedynie nieznacznie odbiega od przedstawionych na rysunkach 4.11a i b. Wyraźnie zmienia się jedynie amplituda – maleje wraz ze wzrostem częstotliwości. Dla częstotliwości bliskich rezonansom struktury rozkłady pól znacznie się komplikują, co przedstawiono w pracy [23].

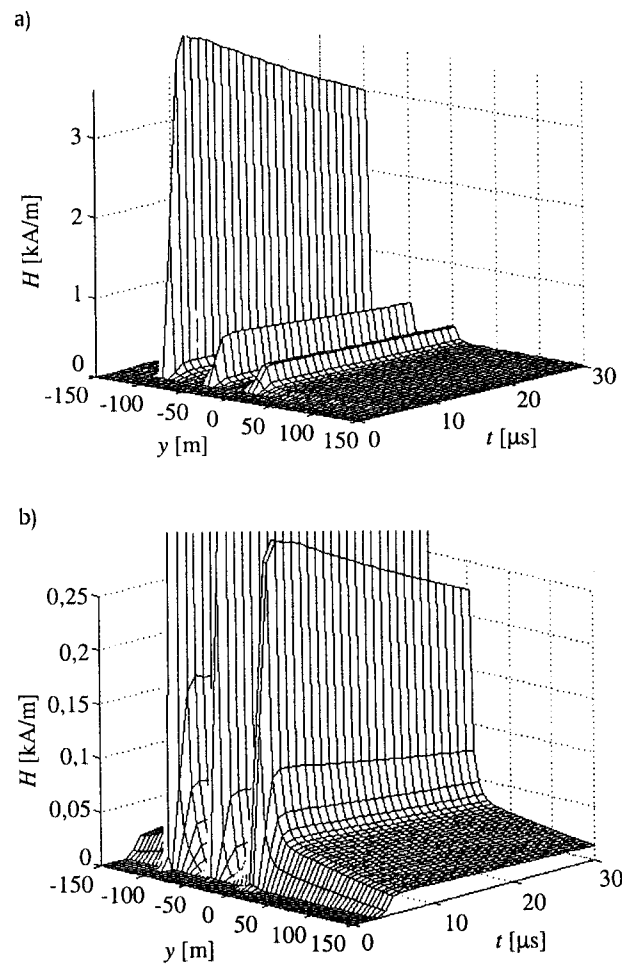


Rys. 4.11. Rozkład pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w chwili $t = 6 \mu\text{s}$, w odpowiedzi na uder 20 kA, 2/50 μs pod masztem o wysokości 100 m

Interesujące są również wykresy pokazujące zmienność pola w wybranych punktach w funkcji czasu. Jako reprezentatywne obrano punkty rozłożone wzdłuż osi Oy – rys. 4.12 i 4.13. Z rysunków można odczytać m.in. maksymalne wartości natężeń pól dla analizowanych przykładów. Największe natężenia pól występują tuż przy maszcie i odciągach, szybko malejąc ze wzrostem odległości.



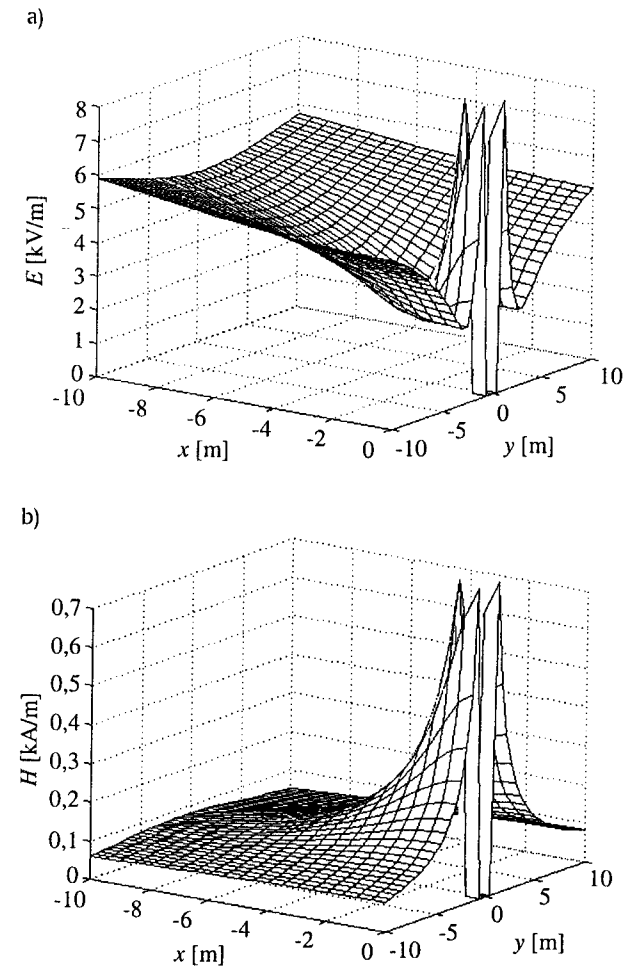
Rys. 4.12. Przebiegi czasowe rozkładu pola elektrycznego w odpowiedzi na uder 20 kA, 2/50 μs pod masztem o wysokości 100 m

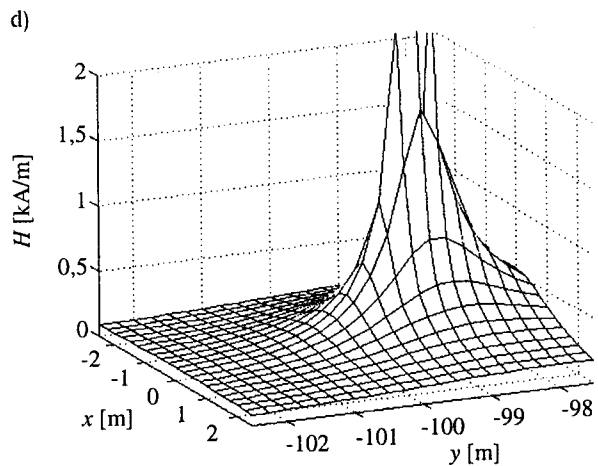
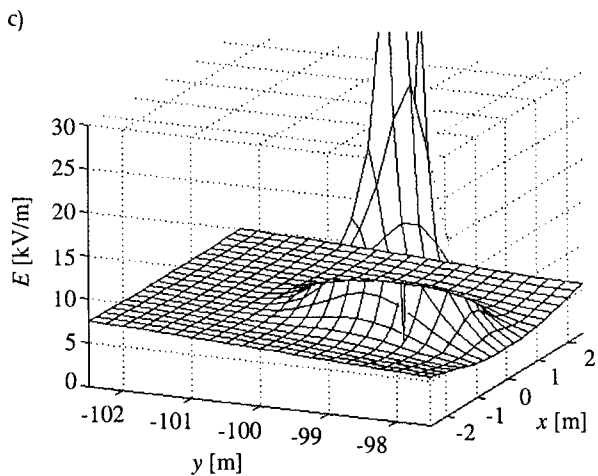


Rys. 4.13. Przebiegi czasowe rozkładu pola magnetycznego w odpowiedzi na udar 20 kA, 2/50 μ s pod masztem 100 m; na wykresach (a) i (b) zastosowano różne podziałki osi rzędnych

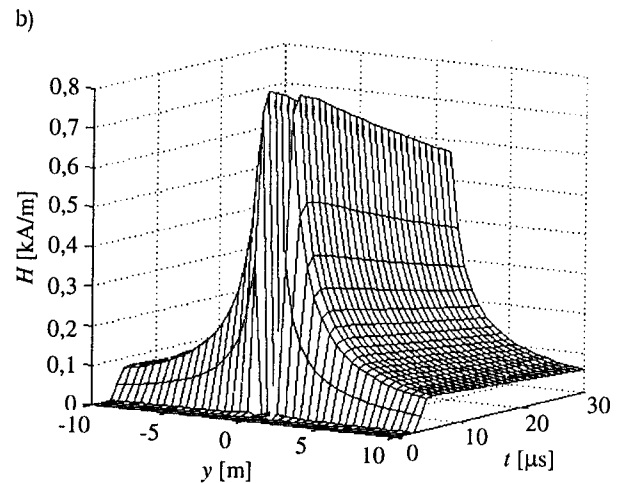
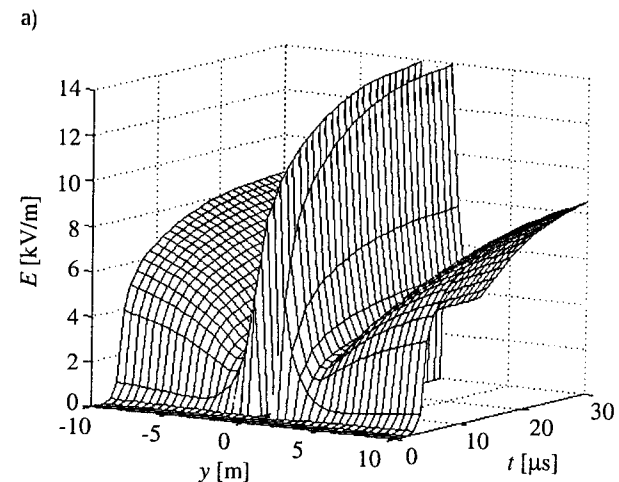
Krok podziałki siatki obliczeniowej musi być odpowiednio dobrany. Zastosowanie stosunkowo rzadkiej siatki, w celu otrzymania czytelnych wykresów, z niektórymi węzłami umieszczonymi wewnątrz przewodników, jak na rysunkach 4.11-4.12, może prowadzić do niepełnego obrazu rozkładu pola elektrycznego. Dlatego niezbędne jest wykonanie dodatkowych obliczeń z zagęszczeniem siatki w bezpośredniej bliskości odciągów i podnoża masztu. Na rysunku 4.14, wykonanym z mniejszym krokiem przestrzennym, widać lokalne maksima pola elektrycznego w bezpośrednim sąsiedztwie trzonu masztu i odciągów. Maksima te nie są widoczne na rysunku 4.11.

Przebiegi czasowe pola elektrycznego i magnetycznego, wykonane z gęstym krokiem Δy w sąsiedztwie trzonu masztu o wysokości 100 m, przedstawiono na rysunku 4.15. Na rysunku 4.15a również widoczna jest lokalna silna zmienność pola elektrycznego, która nie jest zauważalna przy większym kroku przestrzennym (rys. 4.12).



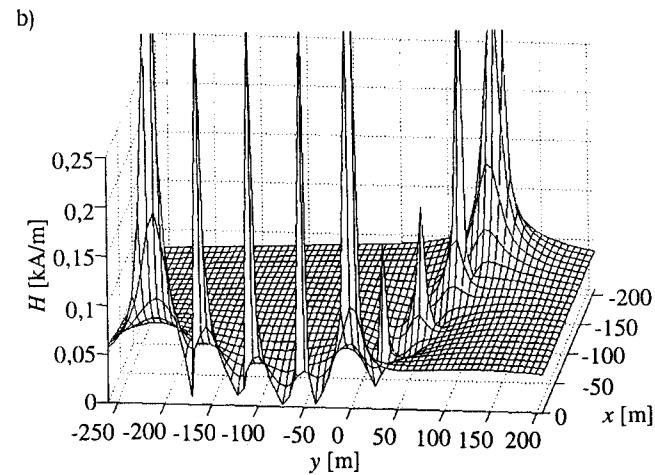
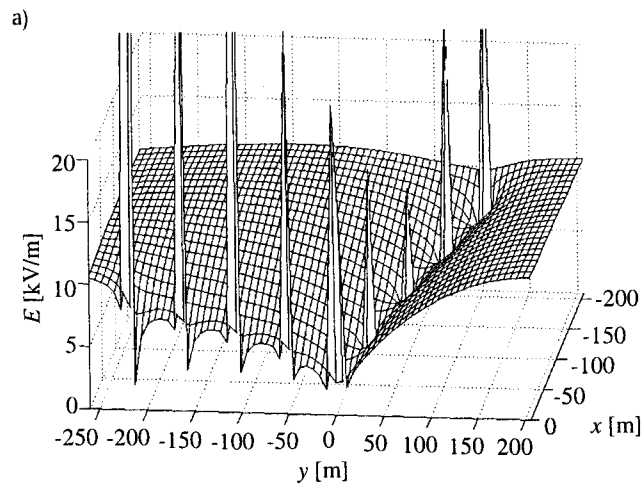


Rys. 4.14. Rozkład pola elektrycznego i magnetycznego w chwili $t = 6 \mu s$, przy udarze 20 kA, $2/50 \mu s$ z zagęszczeniem siatki przy trzonie masztu 100 m (a, b) i zewnętrznym odciągu (c, d)



Rys. 4.15. Przebiegi czasowe rozkładu pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) przy udarze 20 kA, $2/50 \mu s$ z zagęszczeniem siatki przy trzonie masztu o wysokości 100 m

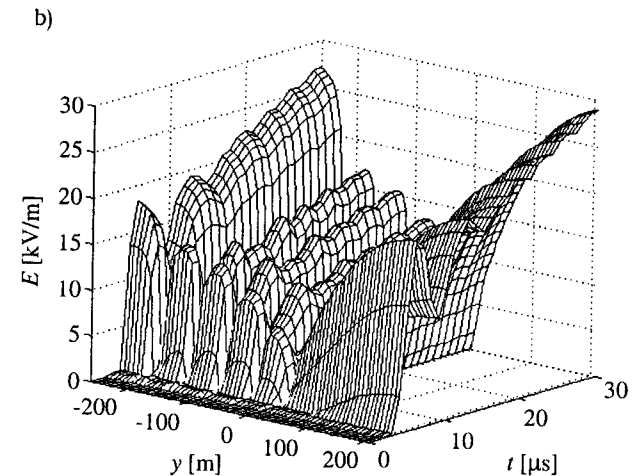
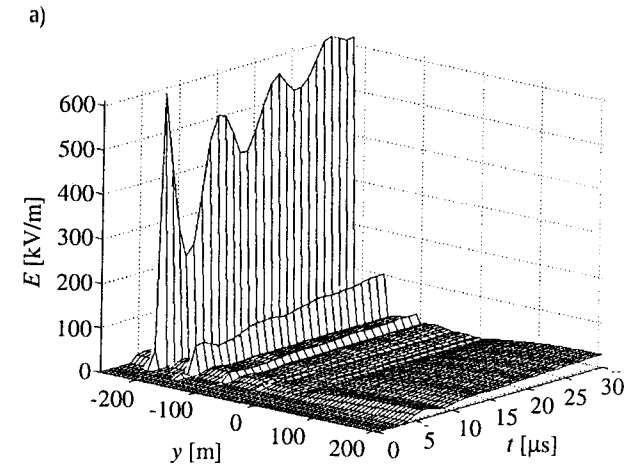
Podobne efekty można zaobserwować na wykresach przedstawiających rozkłady pól w otoczeniu masztu o wysokości 300 m z pięcioma poziomami odciągów, przy prądzie pioruna o kształcie 100 kA, $1/200 \mu s$ (rys. 4.16-4.18). Na rysunku 4.16 położenie punktów, w których obliczano natężenia pól w chwili $t = 6 \mu s$, dobrano tak, aby wskazać wszystkie lokalne maksima natężenia pola elektrycznego.



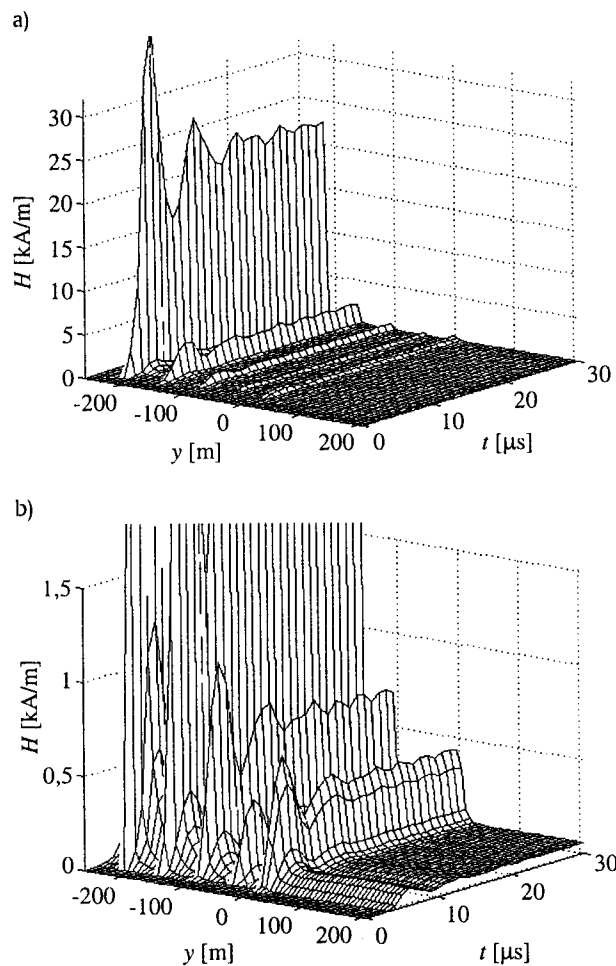
Rys. 4.16. Rozkład pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w chwili $t = 6 \mu\text{s}$, w odpowiedzi na uder 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ pod masztem 300 m

Na rysunkach 4.17-4.18 pokazano przebiegi zmian pola elektrycznego i magnetycznego wzdłuż osi Oy , z zaakcentowaniem maksymalnych wartości przy odciągach zewnętrznych (rys. 4.17a, 4.18a) oraz wartości w pobliżu trzonu masztu (rys. 4.17b, 4.18b). Na rysunku 4.17b układ siatki węzłów obliczeniowych został celowo dobrany tak, aby niektóre z nich trafiły w obszary przewodników, dla których $E = 0$. Dzięki temu widoczna jest zmienność pola poza bezpośrednim sąsiedztwem odciągów i masztu. Nie są natomiast widoczne lokalne maksima pola tuż przy przewodnikach.

Czoło impulsu $1/200 \mu\text{s}$ zmienia się wystarczająco szybko, aby w przebiegach odpowiedzi pojawiły się oscylacje nałożone na podstawowy kształt impulsu pola elektrycznego i magnetycznego towarzyszącego wyładowaniu atmosferycznemu. Oscylacje te odpowiadają rezonansowemu charakterowi konstrukcji masztu.



Rys. 4.17. Przebiegi pola elektrycznego w odpowiedzi na uder 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ pod masztem 300 m



Rys. 4.18. Przebiegi pola magnetycznego w odpowiedzi na udar 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ pod masztem 300 m

4.6. Wpływ skończonej konduktywności gruntu na rozptył prądów

Z podrozdziałów 2.3 i 3.5 wynika, że do obliczeń rozkładów pól elektromagnetycznych w strefie bliskiej kanału pioruna można przyjąć, że ziemia jest idealnym przewodnikiem, z wyjątkiem przypadków, w których należy wyznaczyć składową pola elektrycznego równoległą do powierzchni ziemi. Niezbędne jest jeszcze wykazanie na przykładzie liczbowym, że możliwe jest założenie nieskończonej

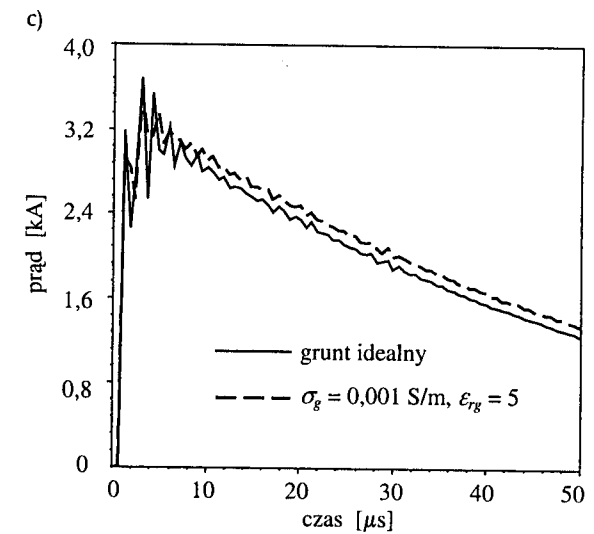
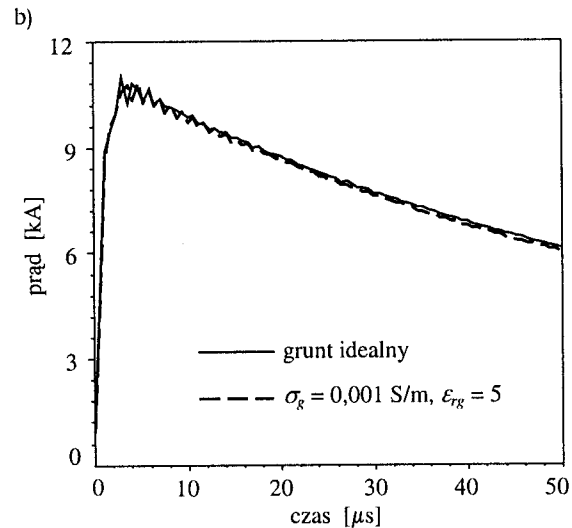
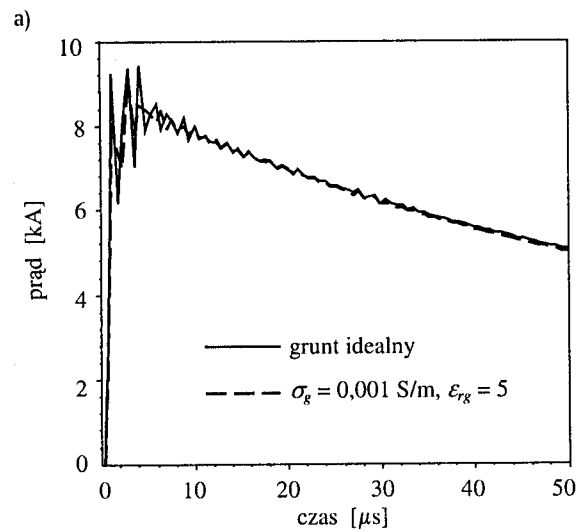
konduktywności gruntu przy wyznaczaniu rozptyłu prądów. Do obliczeń porównawczych przyjęto konstrukcję masztu z dwoma poziomami odciągów (rys. 4.2), z dodatkowymi trzema uziomami poziomymi, ułożonymi na głębokości 0,8 m promieniowo wzdłuż linii odciągów, jak pokazują linie przerywane na rysunku 4.2.

Do tego celu nie można użyć programu AWAS 2.0 [76], gdyż nie dopuszcza on stykania się przewodników z ziemią o skończonej konduktywności. Z kolei program NEC2 [54] pozwala na stykanie się końców przewodów z powierzchnią ziemi, ale nie jest możliwe umieszczenie ich poniżej poziomu gruntu. Co prawda, możliwe jest przeprowadzenie obliczeń z użyciem programu NEC2 bez uwzględnienia uziomów promieniowych, lecz uzyskane wyniki charakteryzują się bardzo dużymi błędami w dolnym zakresie częstotliwości, rzędu kilku – kilkudziesięciu kHz. Dla tych częstotliwości moduł transmitancji prądowej konstrukcji masztu znacznie przekracza 1, co nie ma wytłumaczenia fizycznego. O możliwości pojawienia się dużych błędów obliczeniowych w przypadku analizy konstrukcji złożonych z segmentów bardzo krótkich względem długości fali wspominają autorzy programu NEC [54].

Obliczenia porównawcze wykonano zatem z zastosowaniem pakietu CDEGS [56], dla dwóch rodzajów gruntu: gruntu o konduktywności nieskończonej i gruntu słabo przewodzącego, o konduktywności $\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$ i przenikalności elektrycznej względnej $\epsilon_{rg} = 5$. Do opisu wyładowania atmosferycznego przyjęto model AT3. Impuls prądowy u dołu kanału miał kształt 20 kA, $2/50 \mu\text{s}$, opisany wzorem dwuwykładniczym (1.1) ze współczynnikami podanymi w tabelicy 1.2. W celu uwydatnienia oscylacyjnego składnika odpowiedzi impulsowej zmniejszono średnicę trzonu masztu do 1 m (co powoduje zwiększenie dobroci konstrukcji).

Wyniki obliczeń zamieszczono na rysunku 4.19 w postaci wykresów przebiegów prądów w wybranych punktach. Na rysunku tym linie ciągłe przedstawiają prądy w konstrukcji nad gruntem idealnym, linie przerywane – nad gruntem słabo przewodzącym.

Z rysunku 4.19 wynika, że wykresy prądów w strefie bliskiej kanału pioruna wykazują stosunkowo nieznaczną wrażliwość na zmiany konduktywności gruntu, nawet przy znacznie różniących się wartościach σ_g . Najbardziej wrażliwe są składowe szybkozmienne – zanikające oscylacje są wyraźnie mniejsze nad gruntem słabo przewodzącym. Zatem powierzchnia gruntu nawet słabo przewodzącego ($\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$) może być przedstawiana w postaci przewodnika idealnego. Głównym błędem takiego przybliżenia jest oszacowanie z nadmiarem zanikających oscylacji, nałożonych na podstawowy kształt przebiegu.



Rys. 4.19. Przebiegi prądu w odpowiedzi na uder 20 kA, 2/50 μ s: u podstawy masztu (a), w środku masztu (b) i przy zakotwieniu dłuższego odcinka (c)

4.7. Podsumowanie

Przedstawiono rezultaty autorskich obliczeń rozplywu prądów w konstrukcjach masztów antenowych w dziedzinie częstotliwości i czasu. Jeżeli spełnione jest założenie quasi-stacjonarności, to celowe jest stosowanie uproszczonych modeli obwodowych do szacunkowych inżynierskich obliczeń prądów mogących zagrażać aparaturze i personelowi w danym obiekcie. Modele obwodowe, ograniczające się do samych indukcyjności własnych i ewentualnych indukcyjności sprzężeń, stosowane do niedawna głównie z powodu ograniczonych możliwości narzędzi obliczeniowych, są użyteczne mimo szerokiej dostępności coraz bardziej wydajnego sprzętu obliczeniowego.

Zaproponowano i przetestowano uproszczoną metodę modelowania obiektów quasi-stacjonarnych, zaniebującą wpływ sprzężeń magnetycznych, pojemności i rezystancji. Wykazano, że przy spełnieniu warunku quasi-stacjonarności daje ona wyniki różniące się w zadowalająco małym stopniu w stosunku do metody rygorystycznej. Zatem, może ona być stosowana do szacunkowych obliczeń inżynierskich. Jest to metoda prostsza w porównaniu z metodą opierającą się na indukcyjnościach wzajemnych, stosowaną w pracy [151]. Prostota ta pozwala na uniknięcie pomyłek obliczeniowych, co stanowi istotną zaletę. Stosując metodę używaną np.

w [151] łatwo jest ominąć którąś indukcyjność wzajemną, co prowadzi do znaczących błędów obliczeniowych.

W przypadkach, gdy oszacowanie wartości maksymalnych prądów nie jest wystarczające, skuteczną jest metoda elementów brzegowych w ujęciu cienko-przewodowym.

Na przykładzie obliczeniowym wykazano, że w strefie bliskiej kanału pioruna powierzchnia gruntu nawet słabo przewodzącego może być przedstawiana w postaci przewodnika idealnego.

Pewnego komentarza wymaga wybór lokalizacji źródła napięciowego w modelu wyładowania głównego przy obliczeniach z zastosowaniem metod polowych. Podczas dyskusji na konferencjach bywa rozważana możliwość umieszczenia źródła nie na szczycie obiektu uderzonego przez piorun (jak to jest stosowane w niniejszej pracy), lecz o kilkadziesiąt metrów wyżej, w przypuszczalnym punkcie połączenia lidera zstępującego i wstępującego (strimera). Skutkowałoby to jednak zmniejszeniem podstawowej częstotliwości rezonansowej obliczonych przebiegów czasowych prądów płynących w konstrukcji trafionego obiektu, gdyż związana jest ona z wysokością źródła nad ziemią. Jak wynika np. z pracy [99], gdzie porównane są wyniki obliczeń i pomiarów dla CN Tower, takie założenie nie jest słuszne. Źródło napięciowe lub prądowe należy umieszczać w punkcie zetknięcia modelu kanału pioruna z trafioną konstrukcją.

Z obliczeń przedstawionych w tym rozdziale wynikają obserwacje, które mogą być wykorzystane w praktyce:

- stosunkowo najmniejsze prądy udarowe płynące przy powierzchni ziemi wstępują w odciągach najniższego poziomu,
- w pobliżu najniższych odciągów jest stosunkowo najmniejsze natężenie pól impulsowych,
- największe natężenie pól impulsowych jest w bezpośrednim sąsiedztwie odciągów zewnętrznych.

5. Eksperymentalna weryfikacja wyników obliczeń rozptywu prądów udarowych w maszcie antenowym

5.1. Eksperymentalny model uderzenia pioruna w maszt antenowy. Pomiary i obliczenia w dziedzinie częstotliwości

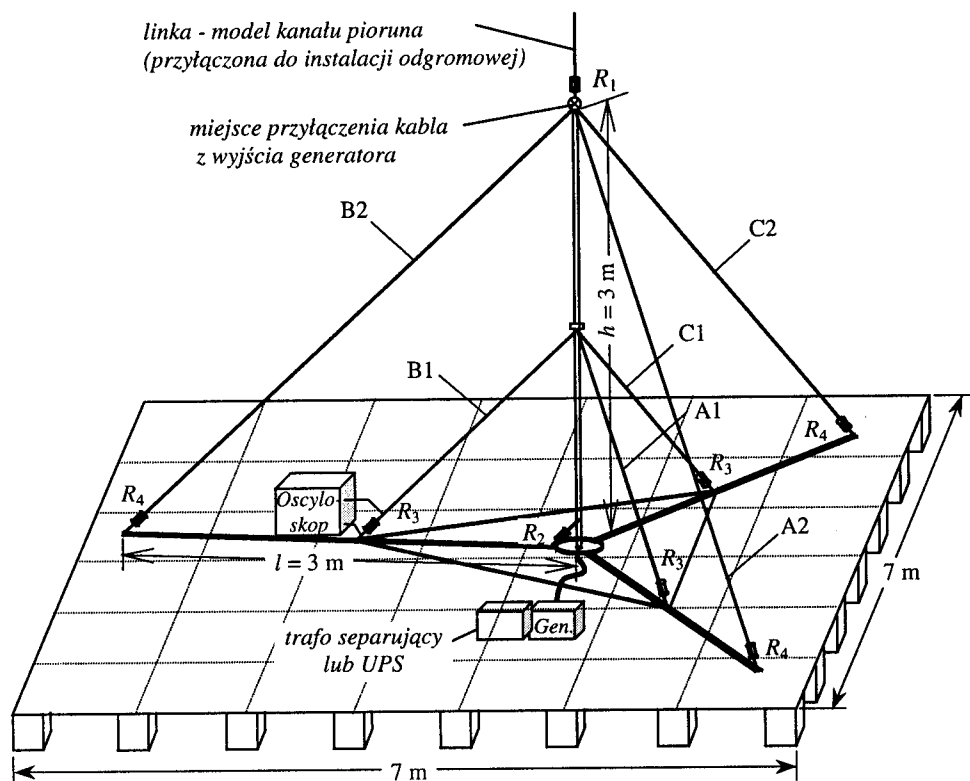
W poprawnie prowadzonym procesie projektowania ochrony dużych systemów przed przepięciami i zakłóceniami pochodzenia atmosferycznego ważną rolę powinny odgrywać obliczenia oraz ich weryfikacja eksperymentalna. Rozdział 5 poświęcony jest doświadczeniom sprawdzającym obliczenia rozptywu prądów w maszcie antenowym. Pomiary zaplanowano w taki sposób, aby móc porównać rezultaty w dziedzinie częstotliwości i czasu.

Pomiary rozptywu prądów udarowych w rzeczywistej konstrukcji masztu są bardzo kosztowne, a czas oczekiwania na uderzenie pioruna i miejsce uderzenia są wielką niewiadomą. Parametry elektryczne zjawiska są w dużej mierze przypadkowe. Uzasadnione są zatem badania modeli uproszczonych, wykonanych w odpowiedniej skali, z wykorzystaniem zasady podobieństwa elektromagnetycznego, prowadzące do przewidywania odpowiedzi obiektu na uderzenie pioruna.

W celu eksperymentalnego wyznaczenia częstotliwościowych charakterystyk modułów transmitancji prądowych elementów konstrukcji masztu antenowego oraz rozptywu prądów udarowych w hali maszyn Politechniki Białostockiej przy ul. Grunwaldzkiej zbudowano stanowisko pomiarowe (rys. 5.1) i wykonano wiele serii eksperymentów. Rezultaty wybranych eksperymentów zamieszczono poniżej. Opisy innych doświadczeń znajdują się w [9-11, 17-18, 85, 98].

Na podstawie otrzymanych wyników wyznaczono charakterystyki częstotliwościowe modułów transmitancji prądowych pomiędzy różnymi punktami modelu i określono wartości prądów płynących w poszczególnych jego elementach. Uzyskane wyniki zostały użyte do porównania z rezultatami obliczeń przeprowadzonych dla analogicznej sytuacji.

Konstrukcyjny model masztu zbudowano z zachowaniem zasady podobieństwa, tak aby odwzorowywał on proporcje typowej konstrukcji z dwoma poziomami odciągów o wysokości 100 m, w skali 1:33. Model umieszczono na uzemnionym, kratowym pomoście stalowym, symulującym dobrze przewodzącą ziemię. Pomost był uniesiony około 0,4 m nad podłogą, aby można było pod nim umieścić aparaturę pomiarową. Celem takiego rozwiązania była minimalizacja wpływu przyrządów pomiarowych i kabli na wyniki badań. Żelbetowe fundamenty i posadzka hali maszyn mogły być uważane za dobre przybliżenie idealnie przewodzącej ziemi.



Rys. 5.1. Szkic konstrukcyjnego modelu masztu

Trzon modelu masztu wykonano z miedzianej rurki o długości 3 m i średnicy ok. 3 cm. Trzy pary odciągów z linek miedzianych przymocowano pod kątem 45° do pionu i roztroczono je w trzech kierunkach, oznaczonych literami A, B, C, tworzących ze sobą kąty 120°. Linkę modelującą kanał pioruna połączono ze szczytem masztu i z instalacją odgromową hali na dachu. Był to eksperymentalny odpowiednik modelu AT1 z zerową rezystancją rozłożoną wzdłuż kanału.

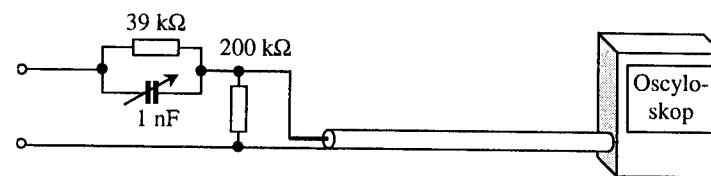
W celu eksperymentalnego zbadania częstotliwościowych właściwości konstrukcji, w wybranych miejscach mierzone były charakterystyki modułu transmitancji prądowej:

$$|T_i(\omega)| = \frac{|I_{wy}(\omega)|}{|I_{we}(\omega)|} \quad (5.1)$$

gdzie: I_{we} – prąd wpływający do szczytu masztu, I_{wy} – prąd mierzony u podstawy masztu lub w miejscach zakotwień linek odciągowych.

Rozplyw prądów wymuszany był za pomocą generatora sinusoidalnego ZOPAN typ PG-19, umieszczonego pod pomostem, na którym postawiono maszt. Kabel sygnałowy z generatora poprowadzono wewnątrz rurki stanowiącej trzon masztu, aby zredukować jego wpływ na wyniki pomiarów. Miejsce przyłączenia generatora (u szczytu masztu) pozwalało modelować stadium wyładowania głównego – od ziemi w kierunku chmury. Generator przestrajano w paśmie od 100 kHz do 50 MHz. Zgodnie z zasadą podobieństwa (skala 1:33) odpowiada to analizie rzeczywistej konstrukcji w zakresie od 3,3 kHz do 1,5 MHz. W tym paśmie zawiera się znaczna większość widmowej gęstości mocy typowego wyładowania atmosferycznego. W tym zakresie częstotliwości powinien być zaobserwowany również rezonansowy charakter konstrukcji.

Pomiar małych amplitud sygnałów w szerokim paśmie częstotliwości jest zadaniem trudnym do rozwiązania, zmuszającym do wielu przemyśleń przy budowie modelu konstrukcji, a także do stosowania odpowiedniej klasy sprzętu pomiarowego. Konieczne było zbudowanie własnych, niestandardowych sond pomiarowych o niewielkim współczynniku podziału napięcia (rys. 5.2). Zbieranie wyników z różnych części dość rozległej struktury wymagało zastosowania przenośnego zestawu zaopatrzonego we własne źródło zasilania.



Rys. 5.2. Schemat sondy pomiarowej

Generator sinusoidalny, którym dysponowano podczas eksperymentów, wytwarzał sygnał o amplitudzie zbyt małej, aby można było użyć sond prądowych. Zbudowane sondy napięciowe dołączano do rezystorów pomiarowych wlotowanych w punktach pokazanych na rysunku 5.1. Zastosowano następujące rezystancje pomiarowe: u dołu modelu kanału – $R_1 = 10 \Omega$, u podstawy masztu –

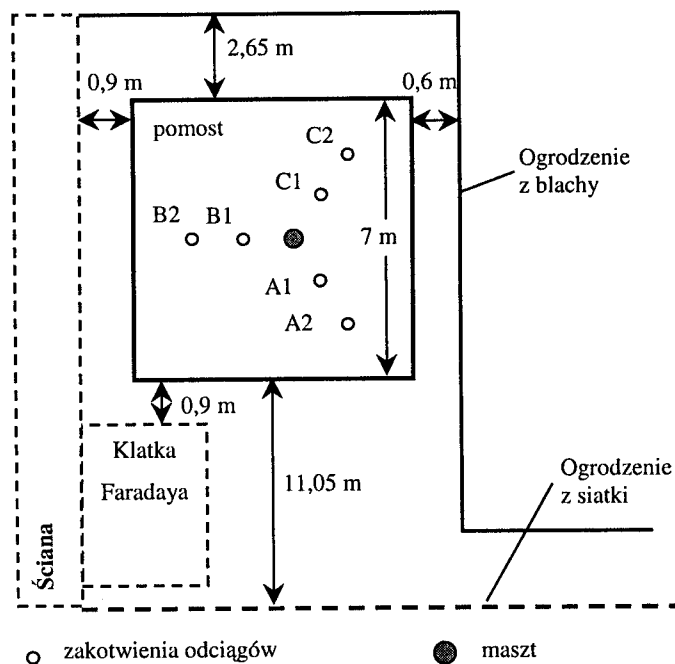
$R_2 = 2,35 \Omega$, u dołu krótszych odciągów – $R_3 = 3,3 \Omega$, u dołu odciągów dłuższych – $R_4 = 4,7 \Omega$.

Napięcie na rezystorach mierzono za pomocą przenośnego oscyloskopu firmy Tektronix, typu THS 720A. Po dostrojeniu generatora do żądanej częstotliwości, za pomocą oscyloskopu mierzono natężenie prądu płynącego w przewodzie modelującym kanał pioruna, a następnie przenoszono oscyloskop do pozostałych punktów pomiarowych. Próby równoczesnego pomiaru dwukanałowego powodowały wzrost mierzonych sygnałów i brak powtarzalności wyników. Były to skutki sprzężeń występujących pomiędzy kablami pomiarowymi a badanym układem.

Dzięki cechom definicji (5.1) i liniowości zastosowanych elementów możliwa była kompensacja wpływu kabli łączących generator ze szczytem masztu i oscyloskop z sondą pomiarową oraz wpływu charakterystyki częstotliwościowej sondy. Odczyty wskazań oscyloskopu były wprost proporcjonalne do mierzonych prądów, stąd:

$$\frac{c(\omega) |I_{wy}(\omega)|}{c(\omega) |I_{we}(\omega)|} = |T_i(\omega)| \quad (5.2)$$

gdzie: $c(\omega)$ – konstrukcyjny współczynnik proporcjonalności.

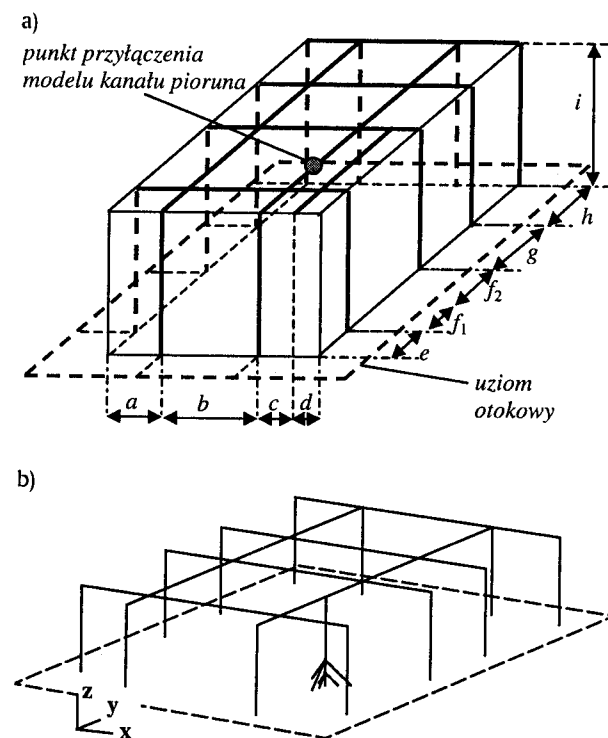


Rys. 5.3. Szkic najbliższego otoczenia miejsca eksperymentów

Lokalizacja stanowiska badawczego w hali maszyn miała wady spowodowane wpływem ścian i sąsiadujących przedmiotów metalowych na wyniki badań. Na rysunku 5.3 pokazano szkic najbliższego otoczenia miejsca eksperymentów.

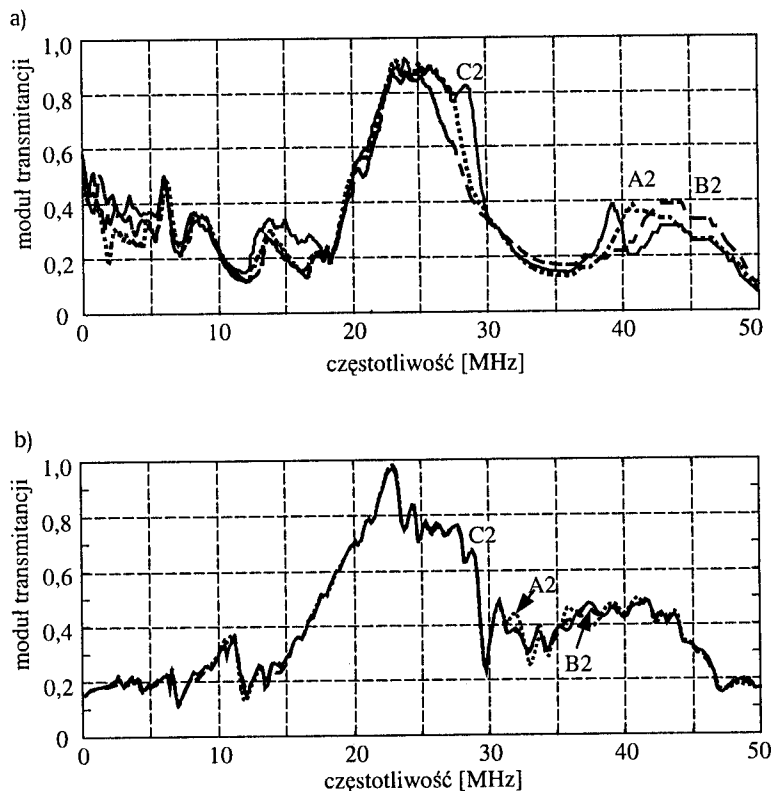
Dodatkowe konstrukcje wsporcze, niezbędne w trakcie eksperymentów, wykonano z drewna.

W celu uniknięcia zamknięcia drogi sygnału pomiarowego przez przewody ochronne lub obwody zasilania, generator zasilany był z zastosowaniem transformatora separującego lub UPS-a, a oscyloskop – z baterii wewnętrznej. Przebywanie ludzi w bezpośrednim sąsiedztwie układu pomiarowego powodowało zaburzenia sięgające 30% wartości mierzonej, toteż konieczna była minimalizacja wpływu osób przeprowadzających pomiary. Zastosowanie lornetki umożliwiło odczytywanie wskazań przyrządów z wystarczająco dużej odległości.

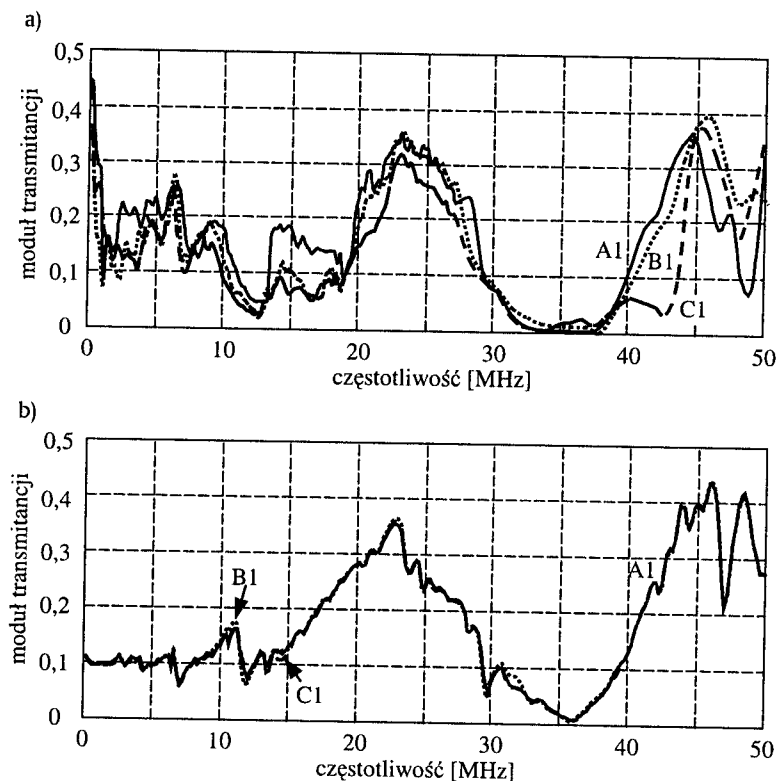


Rys. 5.4. Instalacja odgromowa hali (a) i model obliczeniowy (b). Wymiary: $a = 8,60$ m, $b = 17$ m, $c = 5,90$ m, $d = 2,70$ m, $e = 5$ m, $f_1 = 7,10$ m, $f_2 = 11,50$ m, $g = 12,40$ m, $h = 16,60$ m, $i = 10,50$ m

Na rysunku 5.4 zamieszczono szkic instalacji odgromowej hali, z którą połączono linkę symulującą kanał pioruna. Zaprezentowano również uproszczoną strukturę użytą do obliczeń porównawczych wykonanych przy założeniu idealnie przewodzącej ziemi (rys. 5.4b). Model obliczeniowy składał się ze 140 segmentów, przy czym model samego masztu – z 22. Obliczenia wykonano według algorytmu opisanego w punkcie 4.1. Porównanie wyników pomiarów i obliczeń przedstawiono na rysunkach 5.5-5.6.



Rys. 5.5. Wykresy modułu transmitancji prądowej w miejscach zakotwień dłuższych odcinków powstałe w wyniku pomiarów (a) i obliczeń (b)



Rys. 5.6. Wykresy modułu transmitancji prądowej w miejscach zakotwień krótszych odcinków powstałe w wyniku pomiarów (a) i obliczeń (b)

Można wymienić kilka przyczyn różnic między seriami wykresów charakterystyk na rysunkach 5.5a-5.6a i 5.5b-5.6b. Wynikają one zarówno z błędów pomiarowych, jak i z wielu uproszczeń, a w szczególności z braku uwzględnienia sąsiedztwa wielu przedmiotów metalowych, aparatury pomiarowej, zbrojenia ścian i z nieznanego stanu kontaktów elektrycznych na zewnątrz budynku, w miejscach połączeń przewodów instalacji odgromowej. Rezultaty pomiarów uzyskane w różnych odcinkach różnią się od siebie znacznie bardziej, niż odpowiadające im wyniki obliczeń. Spowodowane jest to oddziaływaniem różnych przewodzących przedmiotów znajdujących się w sąsiedztwie badanego modelu (w tym sprzętu pomiarowego).

Szczególnie duże różnice między rezultatami obliczeń i pomiarów występują w zakresie częstotliwości poniżej dziesięciu megaherców. Odpowiadające im długości fal rzędu kilkudziesięciu-kilkuset metrów wskazują na wpływ konstrukcji hali. Wiele wymiarów hali zidentyfikowano jako odpowiadające maksimum rezonansowym w tym zakresie [85].

Mimo zauważonych różnic widoczne są zasadnicze podobieństwa. Główne rezonanse konstrukcji występują dla tych samych częstotliwości, a wartości modułu transmitancji są porównywalne. Ogólny kształt charakterystyk osiągniętych w grupie odciągów dłuższych i w grupie odciągów krótszych jest podobny.

Oddziaływanie żelbetowych ścian hali na wyniki pomiarów nie może być traktowane wyłącznie negatywnie. Ściany hali znacząco tłumią oddziaływanie zakłóceń radioelektrycznych docierających z pobliskich nadajników UKF, CB radio i radiotelefonów. Nie wykonano, co prawda, szczegółowych pomiarów tłumienia elektromagnetycznego, a jedynie pomiary wrywkowe. Na ich podstawie możliwe było stwierdzenie, że tłumienie ścian było rzędu kilku-kilkunastu dB, w zależności od częstotliwości sygnałów radiowych.

Mimo wad zbudowanego stanowiska pomiarowego, uzyskano charakterystyki modułu transmitancji prądowych wykazujące właściwości zasadniczo zgodne z oczekiwaniami w badanym paśmie częstotliwości.

Wykonano również serię pomiarów na zewnątrz budynku, opisanych w pracach [9, 98]. Okazało się jednak, że poziom zakłóceń radioelektrycznych był znacznie silniejszy, niż wewnątrz hali. Nakładanie się zakłóceń na stosunkowo słaby sygnał z generatora sinusoidalnego pogorszyło zgodność wyników obliczeń z eksperymentami. Przygotowywane są dalsze badania w zmienionych warunkach i z innym sprzętem pomiarowym – w szczególności z generatorem o większej mocy sygnału wyjściowego.

5.2. Eksperymentalny model uderzenia pioruna w maszt antenowy. Pomiary i obliczenia w dziedzinie czasu

Wewnątrz i na zewnątrz hali maszyn wykonano również wiele serii doświadczeń dotyczących badania rozptyłu prądów impulsowych w modelu konstrukcji masztu [85, 98]. Zakres eksperymentów wykonanych na zewnątrz budynku był na tyle obszerny, że wybrano je do zaprezentowania w tym podrozdziale. Jednym z warunków powodzenia jest zastosowanie generatora sygnałów na tyle silnych, aby można było zminimalizować wpływ zakłóceń radioelektrycznych. Głównym problemem przy budowie generatora udarowego jest dążenie do spełnienia wymogów zasady podobieństwa poprzez wytworzenie wystarczająco szybko zmieniającego się impulsu prądowego. Główną przyczyną spowolnienia wytwarzanych impulsów jest reaktancyjny charakter zastępczej impedancji badanego układu. Najkrótsze czasy trwania czoła, jakie udało się uzyskać były rzędu kilkuset nanosekund – kilka razy za dużo, aby symulować odpowiedź rzeczywistego masztu na

impulsy prądowe o czasach trwania czoła rzędu pojedynczych mikrosekund. Tym niemniej, modelowanie rzeczywistych odpowiedzi na wolniej zmieniające się impulsy jest możliwe. Stwarza to zatem możliwość weryfikacji wyników obliczeń, choć nie w pełnym zakresie występujących w rzeczywistości czasów trwania czoła.

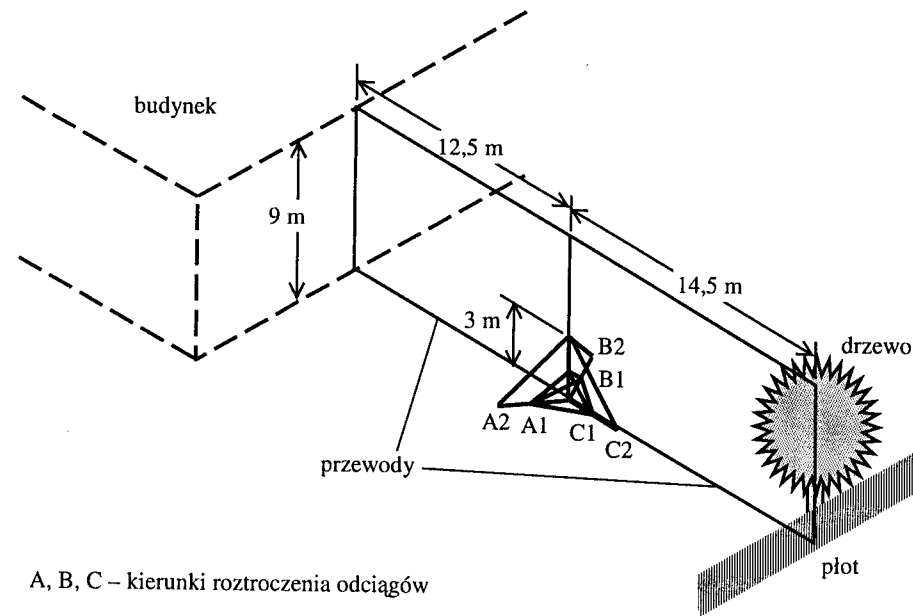
Model masztu ulokowano na trawniku, który obficie polewano wodą przed każdą serią eksperymentów w celu minimalizacji wpływu rezystywności gruntu na wyniki pomiarów. Szkice układu pomiarowego przedstawiono na rysunkach 5.7-5.8. Minimalizację wpływu kabli doprowadzających osiągnięto przez dołączenie oscyloskopu i generatora impulsowego do modelu masztu za pomocą przewodów o długości kilku centymetrów. Generator został umieszczony na drewnianej drabinie i był zasilany z UPS-a umieszczonego w zagłębieniu wykopanym pod masztem. Kabel zasilający poprowadzono wewnątrz rurki modelującej trzon masztu. Przenośny oscyloskop THS 720A był zasilany z wewnętrznej baterii. Dzięki tym zabiegom uniknięto możliwości zamknięcia dróg badanych sygnałów przez obwody zasilania.

Zastosowano kilka różnych generatorów. W tym podrozdziale zostaną przedstawione odpowiedzi na impulsy wytworzone przez następujące przyrządy:

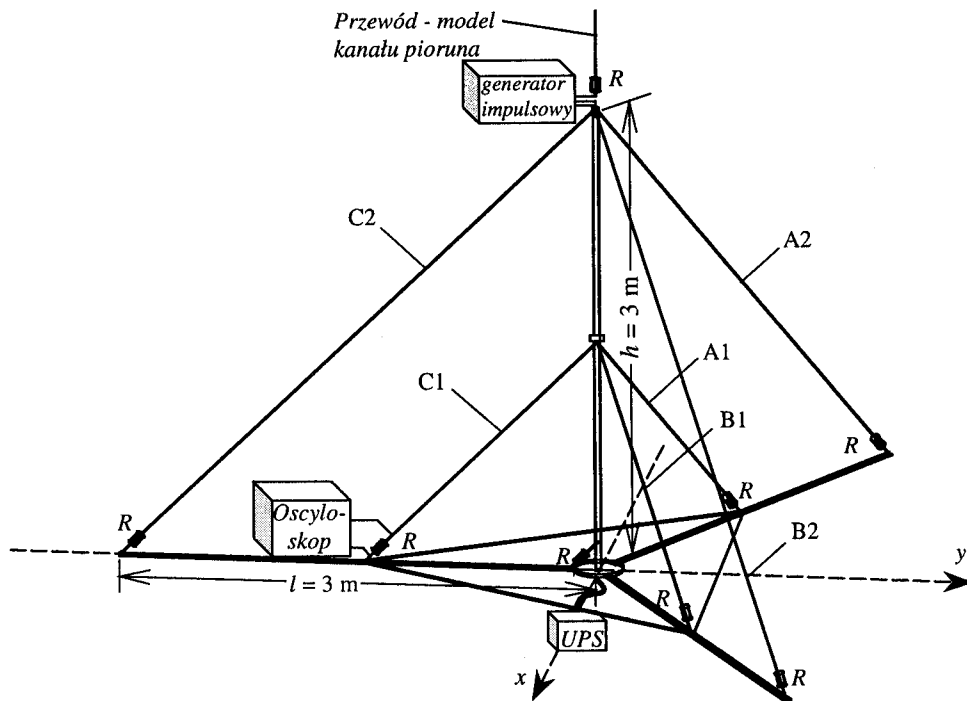
G1 – generator impulsowy typu G5-56 ($R_{wy} = 50 \Omega$, $U_{wy\max} = 10,8 \text{ V}$);

G2 – generator impulsowy z lampą rtęciową ($U_{wy\max} = 70 \text{ V}$);

G3 – kondensator 450 nF z iskiernikiem ($U_{wy\max} = 300 \text{ V}$).

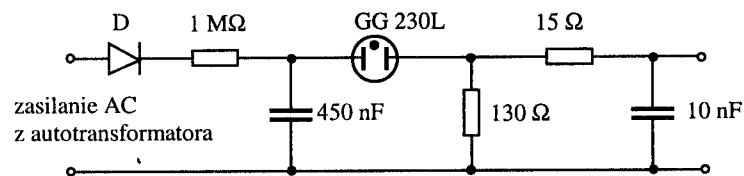


Rys. 5.7. Otoczenie miejsca eksperymentów na zewnątrz budynku



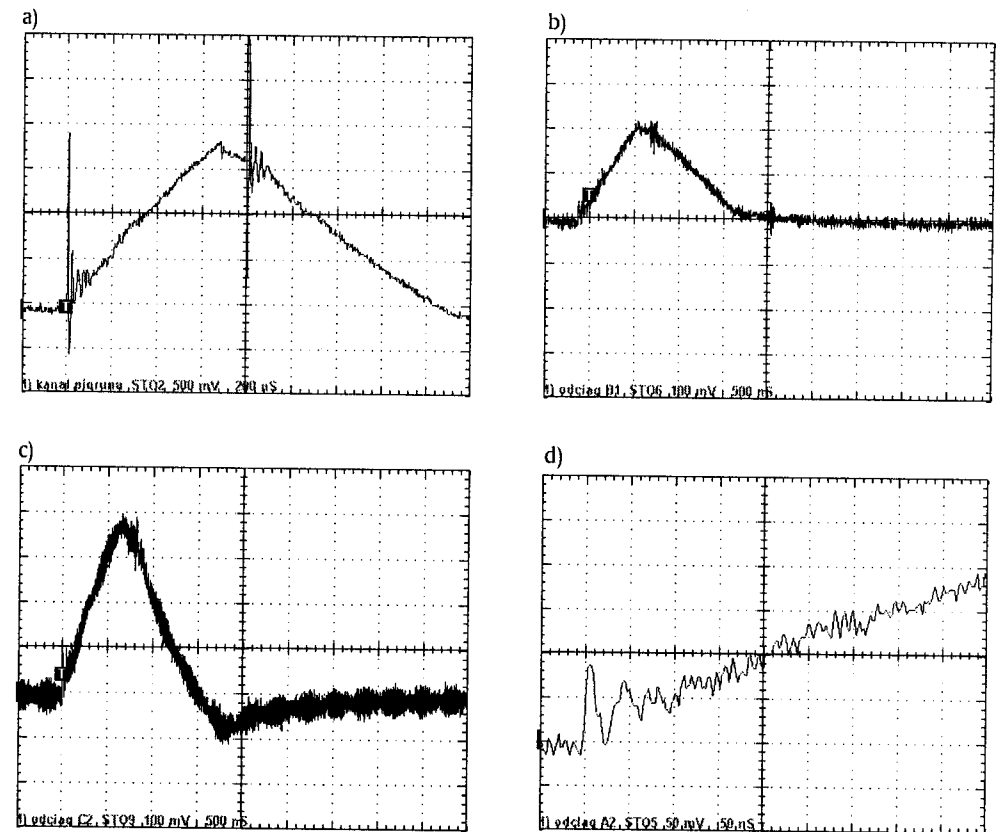
Rys. 5.8. Model masztu i przyrządy pomiarowe do badań odpowiedzi impulsowej

Generator G3 został zbudowany specjalnie na potrzeby opisanych eksperymentów. Jego schemat przedstawiono na rysunku 5.9.



Rys. 5.9. Schemat ideowy generatora impulsowego z iskiernikiem

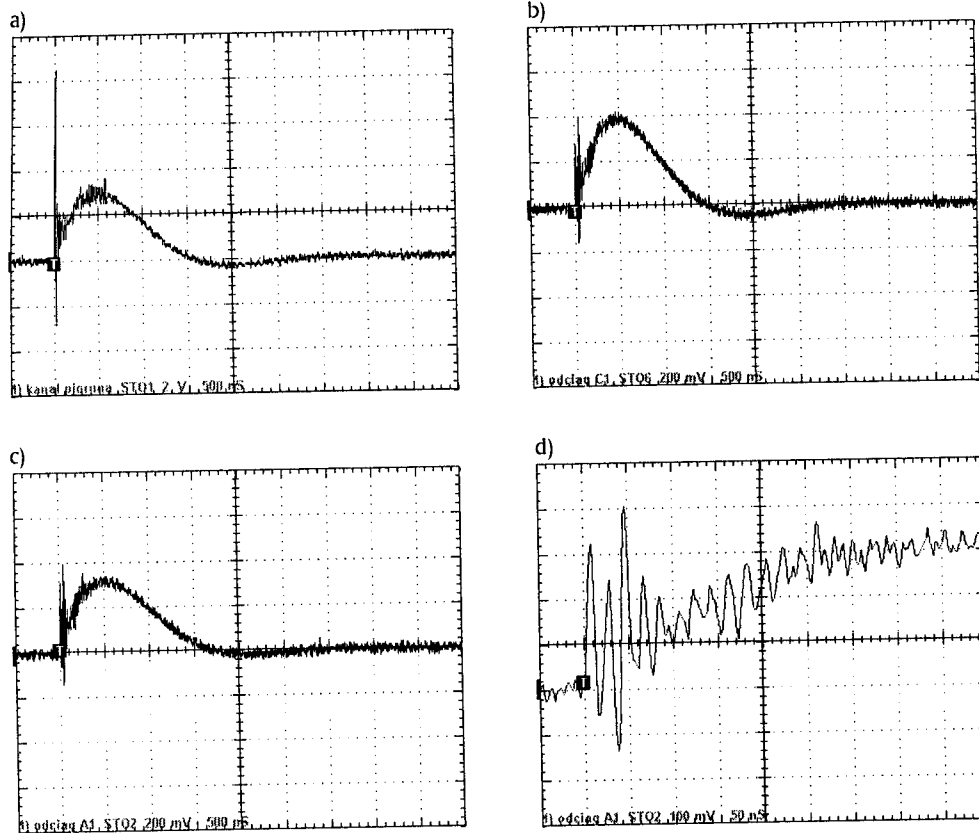
Generatory G1 i G2 wytwarzały impulsy o krótszych czasach trwania czoła, ale o mniejszej wartości maksymalnej od sygnałów z generatora G3. Na zboczach narastających impulsów wyjściowych pojawiały się szpilki napięciowe, zależne od impedancji obciążenia. Pomiar prądów w odciegach były wykonywane z wykorzystaniem rezystorów wlutowanych w odciegi jak na rysunku 5.8 oraz oscyloskopu z sondą o schemacie zamieszczonym na rysunku 5.2. Podczas prób z generatorami G1 i G2 wszystkie rezystancje pokazane na rysunku 5.8 miały wartość $R = 8,2 \Omega$, a z zastosowaniem generatora G3 – rezystancje były równe $R = 0,5 \Omega$.



Rys. 5.10. Oscylogramy przebiegów wymuszonych za pomocą generatora G1: a) w modelu kanału pioruna ($U - 500 \text{ mV/div}$, $t - 200 \text{ ns/div}$), b) w odciegu B1 ($U - 100 \text{ mV/div}$, $t - 500 \text{ ns/div}$), c) w odciegu C2 ($U - 100 \text{ mV/div}$, $t - 500 \text{ ns/div}$), d) w odciegu A2 w rozciągniętej skali czasu ($U - 50 \text{ mV/div}$, $t - 50 \text{ ns/div}$)

Wybrane wyniki eksperymentów zestawiono na rysunkach: 5.10 – odpowiedzi na impulsy z generatora G1, 5.11 – odpowiedzi na wymuszenie za pomocą generatora G2 oraz 5.12 – reakcja na rozładowanie kondensatora generatora G3.

Mimo stosunkowo powolnych zmian sygnałów wymuszających dały się zauważyć niektóre rezonansowe właściwości badanego modelu. Na podstawowym przebiegu odpowiedzi impulsowej widoczne są nałożone oscylacje o różnych częstotliwościach. Możliwe jest wyróżnienie kilku częstotliwości zanikających drgań swobodnych.



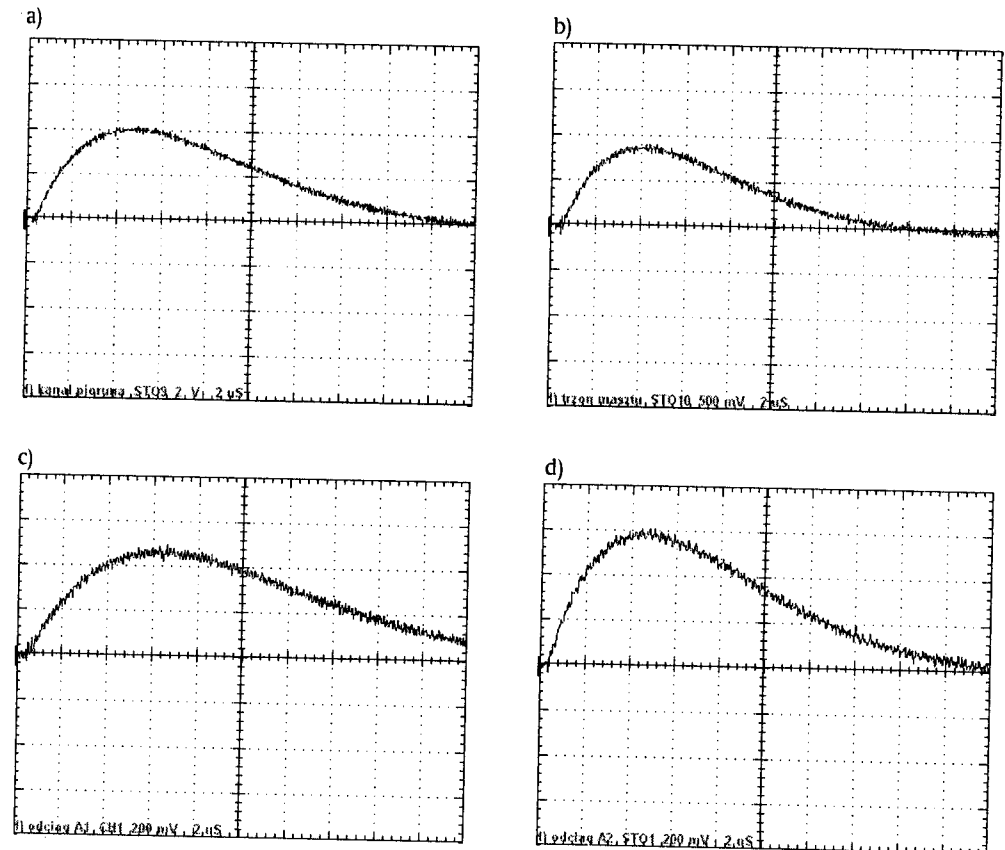
Rys. 5.11. Oscylogramy przebiegów wymuszonych za pomocą generatora G2: a) w modelu kanału pioruna ($U - 2 \text{ V/div}$, $t - 500 \text{ ns/div}$), b) w odciagu C1 ($U - 200 \text{ mV/div}$, $t - 500 \text{ ns/div}$), c) w odciagu A1 ($U - 200 \text{ mV/div}$, $t - 500 \text{ ns/div}$), d) w odciagu A1 w rozciągniętej skali czasu ($U - 100 \text{ mV/div}$, $t - 50 \text{ ns/div}$)

Tłumione oscylacje są szczególnie widoczne na oscylogramach wykonanych z wykorzystaniem rozciągniętej skali czasu (rys. 5.10d i 5.11d). Główne rezonanse masztu były oczekiwane w okolicach 25 MHz (okres $T = 40 \text{ ns}$, $\lambda/4 = 3 \text{ m}$) i 50 MHz ($T = 20 \text{ ns}$, $\lambda/2 = 3 \text{ m}$). Są one pokazane na rysunku 5.11d. Wyróżnione częstotliwości rezonansowe są zebrane w tabelicy 5.1.

Wymiary odpowiadające innym rezonansom konstrukcji mogą zostać ustalone na podstawie rysunku 5.7. Określanie częstotliwości rezonansowych na podstawie analizy stanów przejściowych jest trudniejsze, niż na podstawie charakterystyk częstotliwościowych, przedstawionych w poprzednim podrozdziale.

Tabela 5.1. Częstotliwości oscylacji określonych na podstawie analizy stanu nieustalonego

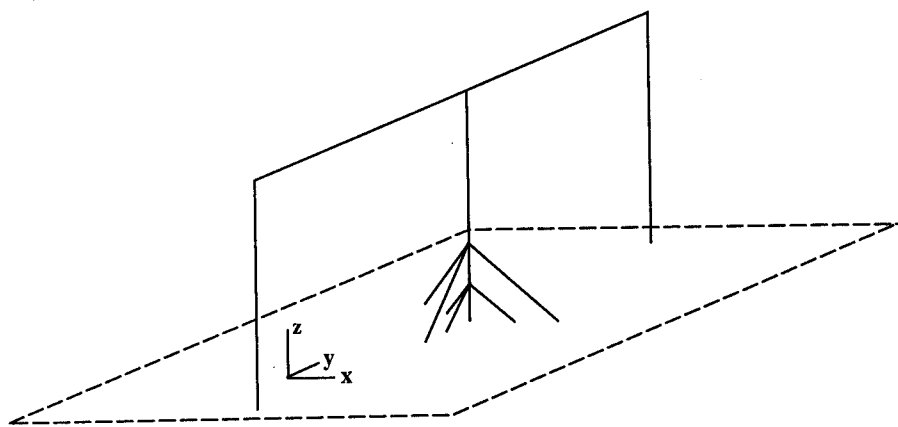
T [ns]	f [MHz]	Wymiar rezonansowy
300	3,33	największa zewnętrzna pętla i jej odbicie lustrzane, $\lambda = 2 \times (12,5 + 14,5 + 2 \times 9) \text{ m}$
140 ... 150	6,5 ... 7	zewnętrzne pętla, $\lambda = 2 \times (12,5 + 9) \text{ m}$, $\lambda = 2 \times (14,5 + 9) \text{ m}$
60	16,7	wysokość zewnętrznej pętli, $\lambda/2 = 9 \text{ m}$
~ 40	~ 25	wysokość masztu (pierwszy rezonans), $\lambda/4 \approx 3 \text{ m}$
~ 20	~ 50	wysokość masztu (drugi rezonans), $\lambda/2 \approx 3 \text{ m}$
~ 10	~ 100	zakłócenia powodowane przez pobliski nadajnik UKF



Rys. 5.12. Oscylogramy odpowiedzi na impulsy generatora G3: a) w modelu kanału pioruna ($U - 2 \text{ V/div}$, $t - 2 \mu\text{s/div}$), b) w trzonie masztu ($U - 500 \text{ mV/div}$, $t - 2 \mu\text{s/div}$), c) w odciagu A1 ($U - 200 \text{ mV/div}$, $t - 2 \mu\text{s/div}$), d) w odciagu A2 ($U - 200 \text{ mV/div}$, $t - 2 \mu\text{s/div}$)

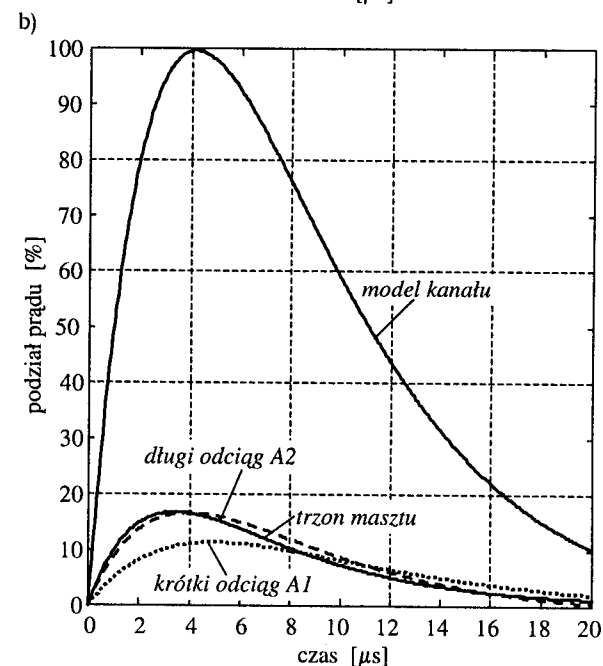
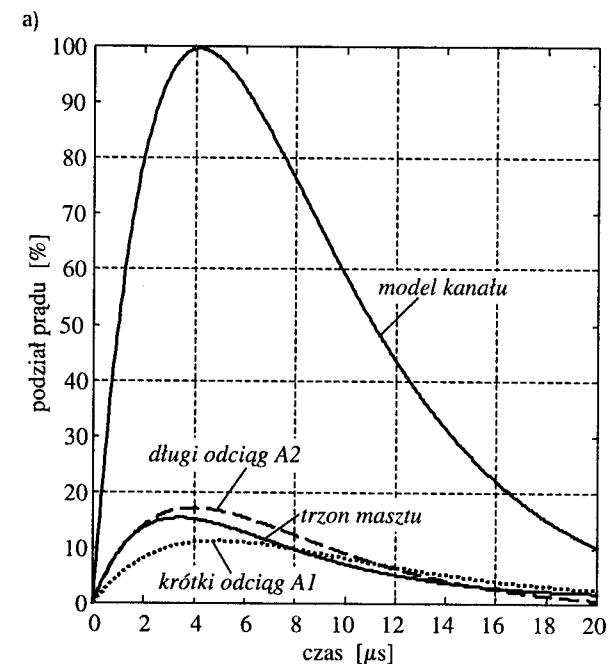
Rezonansowe właściwości badanego modelu są niemal niezauważalne w przypadku odpowiedzi na stosunkowo wolno zmieniające się impulsy z generatora G3 (rys. 5.12). Na oscylogramach przedstawionych na rysunku 5.12 na podstawowe kształty impulsów nałożone są zakłócenia o częstotliwości około 100 MHz, powodowane przez pobliski nadajnik UKF. Widoczne są one również na każdym przebiegu na rysunkach 5.10-5.11.

Przebiegi z rysunku 5.12 są zakłócone w najmniejszym stopniu, gdyż powstały w wyniku odpowiedzi na najsilniejsze impulsy, a do ich pomiaru zastosowano najmniejsze rezystancje w odciegach. To zadecydowało o wykonaniu obliczeń porównawczych właśnie dla tego przypadku. Do obliczeń przyjęto, że ziemia polewana wodą przed każdą serią pomiarów może być w przybliżeniu traktowana jako idealny przewodnik, a promień wszystkich przewodów (z wyjątkiem trzonu masztu) wynosi 0,7 mm. Model obliczeniowy przedstawiono na rysunku 5.13. W celach porównawczych wykonano obliczenia dla dwóch przypadków: przy założeniu wykonania modelu z idealnych przewodników oraz z miedzi o konduktywności $\sigma_{Cu} = 56 \times 10^6 \text{ S/m}$. Przebieg prądu generatora przedstawiono w postaci impulsu dwuwykładniczego, opisanego wzorem (1.1) o parametrach: $k_I = 32,5$, $\alpha = 0,23 \times 10^6 \text{ 1/s}$, $\beta = 0,25 \times 10^6 \text{ 1/s}$.



Rys. 5.13. Model układu do obliczeń porównawczych

Model obliczeniowy składał się z 91 segmentów, przy czym model masztu – z 22, tak jak w przypadku pokazanym na rysunku 5.4b. Zgodnie z algorytmem opisanym w punkcie 4.1 obliczono 512 próbek widma sygnałów z odstępem $\Delta f = 10 \text{ kHz}$. Przebiegi prądów obliczono z wykorzystaniem FFT w miejscach odpowiadających wlotowym rezystorom pomiarowym. Wyniki przedstawiające procentowy podział prądu generatora pokazano na rysunku 5.14, a zestawienie proporcji podziału maksymalnych wartości prądu – w tabelicy 5.2. Za 100% przyjęto maksymalną wartość natężenia prądu wytwarzanego przez generator.



Rys. 5.14. Względne wartości natężenia prądu w wybranych punktach, przy założeniu wykonania modelu z przewodników idealnych (a) lub z miedzi o konduktywności $\sigma = 56 \times 10^6 \text{ S/m}$ (b)

Uzyskano dobrą zgodność między wynikami obliczeń i pomiarów. W szczególności dotyczy to proporcji podziału prądu udarowego (tablica 5.2), jak i sekwencji występowania maksymalnych wartości prądu przy ziemi, które pojawiają się kolejno: u podstawy masztu, w zakotwieniu odciaгу długiego A2, w zakotwieniu odciaгу krótkiego A1. Największa rozbieżność między obliczeniami a pomiarami występuje u podstawy masztu. Przyczyną różnic między wynikami pomiarów i obliczeń jest oddziaływanie aparatury i kabli na wyniki pomiarów (szczególnie przy maszcie, gdzie było mało miejsca) oraz rozrzuty zastosowanych rezystancji pomiarowych (rzędu kilku procent). Na podstawie wyników obliczeń z podrozdziału 4.6 można zaniedbać wpływ skończonej konduktywności ziemi, obficie polewanej wodą.

Uwzględnienie wpływu skończonej konduktywności przewodów wprowadza nieduże, lecz zauważalne zmiany, zmniejszające różnice między wynikami obliczeń i pomiarów.

Z powodu aperiodyczności przebiegów impulsów prądowych i ich podobieństwa w każdym z badanych miejsc, można stwierdzić z dobrym przybliżeniem, że stosując generator G3 spełniony jest warunek quasi-stacjonarności. Wobec tego, w celu zgrubnej kontroli poprawności wyników pomiarów i obliczeń, można posłużyć się pierwszym prawem Kirchhoffa zapisanym w postaci:

$$I_{\text{trzonu masztu}} + 3 \times I_{\text{odciągów krótkich}} + 3 \times I_{\text{odciągów długich}} \approx I_{\text{kanalu}} \quad (5.3)$$

Przybliżony bilans prądów z zastosowaniem wzoru (5.3) został zamieszczony w ostatnim wierszu tablicy 5.2. Widać, że jest on spełniony z niewielkim, akceptowalnym błędem, nieprzekraczającym 2 %.

Tablica 5.2. Względne wartości maksymalnych wartości prądów w wybranych miejscach

Miejsce	Wyniki pomiarów (rys. 5.12)	Wyniki obliczeń (rys. 5.14)	
		przewodniki idealne, $\sigma \rightarrow \infty$	przewodniki o $\sigma_{\text{Cu}} = 56 \text{ MS/m}$
trzon masztu	21 %	16,1 %	16,8 %
odciąg A1	12 %	11,3 %	11,6 %
odciąg A2	15 %	16,8 %	16,6 %
przybliżony bilans prądów	102 %	100,4 %	101,4 %

5.3. Wpływ konfiguracji modelu na rezultaty badań

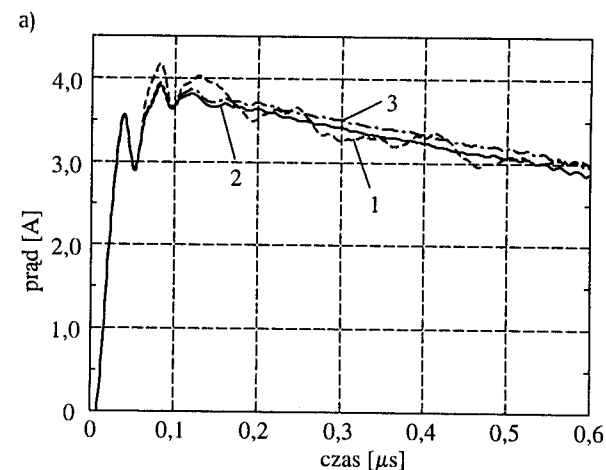
Celowe jest oszacowanie wpływu różnic między konfiguracją układu pomiarowego badanego w tym rozdziale i układu analizowanego w rozdziale poprzednim na rozbieżności pomiędzy wynikami pomiarów i obliczeń. Ważne jest również określenie wpływu rezystorów pomiarowych. Jest to pomocne do stwierdzenia, na

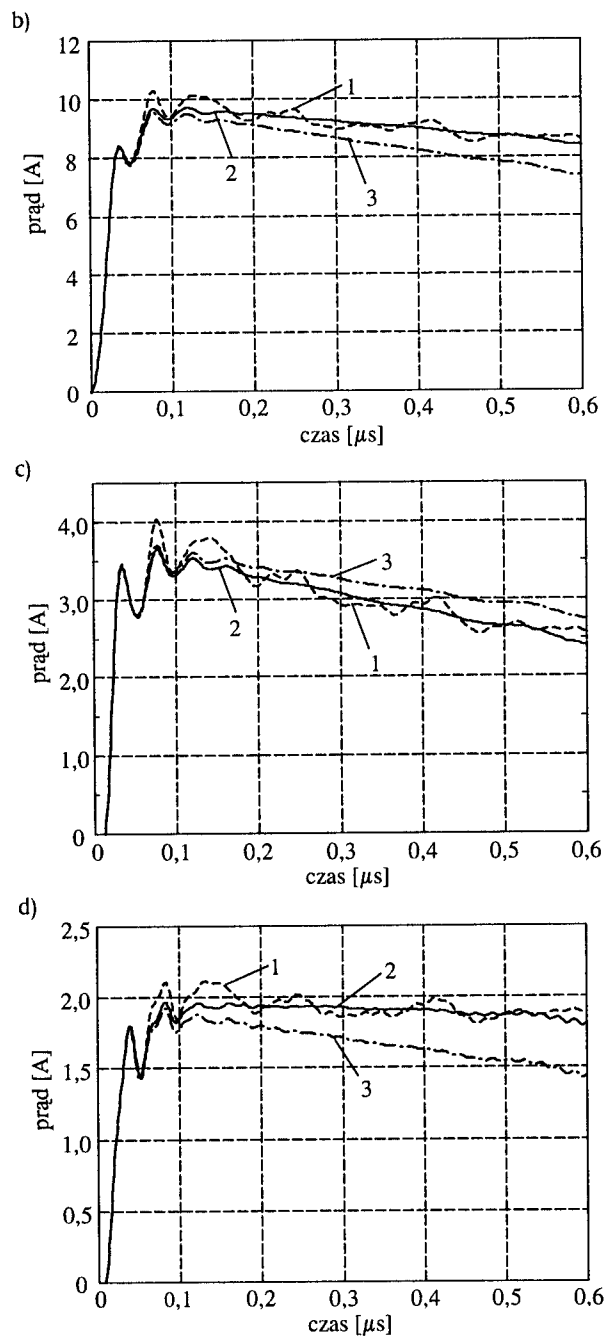
ile model eksperymentalny w hali (rys. 5.4) może być porównywany z modelem teoretycznym (rys. 4.2). Na rysunku 5.15 zestawiono wyniki trzech serii obliczeń przebiegów prądów w wybranych punktach modelu masztu (w skali 1:33, czyli o wysokości 3 m) dla następujących konfiguracji nad idealnie przewodzącą powierzchnią ziemi:

1. maszt w hali, jak na rysunku 5.4, z rezystorami pomiarowymi (wykresy linią przerywaną),
2. maszt odosobniony, bez wpływu instalacji odgromowej hali, ale z zachowaniem rezystorów pomiarowych, z modelem pioruna w postaci przewodu idealnego, sięgającego do wysokości 100 m (wykresy linią ciągłą),
3. maszt odosobniony, bez instalacji odgromowej hali i bez rezystorów pomiarowych (wykresy linią kreska-kropka).

Analizowany model ma wymiary w skali 1:33, zatem przebiegi czasowe są wyznaczone również w tej skali. Przebieg prądu u dołu modelu pioruna jest opisany wzorem dwuwykładniczym (1.1) ze współczynnikami odpowiadającymi przebiegowi $2/50 \mu\text{s}$, czyli $\alpha = 15292 * 33 \frac{1}{\text{s}} = 504646 \frac{1}{\text{s}}$, $\beta = 1188800 * 33 \frac{1}{\text{s}} = 39230400 \frac{1}{\text{s}}$.

Przyjęto, że $I_m = 20 \text{ A}$. Czas, jaki upływa od umownego początku wyładowania w szczyt masztu do powrotu do ziemi fali prądowej odbitej od górnego końca stumetrowego modelu kanału, wynosi około $2/3 \mu\text{s}$, co określa przedział czasowy obserwacji przebiegów. Przyjęto, że czas obserwacji wynosi $0,6 \mu\text{s}$, co odpowiada upływowi czasu około $20 \mu\text{s}$ w skali 33-krotnie większej. Do obliczeń wzięto 512 próbek widma z odstępem 100 kHz , odpowiadającym odstępowi $3,33 \text{ kHz}$ w obiekcie większym.





Rys. 5.15. Porównanie przebiegów prądu dla trzech konfiguracji (opis w tekście) u podstawy modelu masztu (a), w połowie masztu (b), przy zakotwieniu dłuższego odciągu (c) i przy zakotwieniu krótszego odciągu (d)

Analiza ta jest celowa, mimo że nie uwzględnia oczywiście wpływu przewodzących przedmiotów rozmieszczonych w hali w pobliżu modelu masztu. Z obserwacji przebiegów prądu u podstawy modelu trzonu masztu, w połowie jego wysokości oraz przy zakotwieniach odciągów wynika, że czoła przebiegów każdej z serii praktycznie nie różnią się między sobą (do około $0,5 \mu s$). Zanikające oscylacje w okolicach czoła mają identyczną częstotliwość. Dla czasu przekraczającego $0,5 \mu s$ przebiegi nr 2 (dla masztu umieszczonego w otwartej przestrzeni) są „oplecione” przez przebiegi nr 1 (dla tego samego masztu w hali). Wraz z upływem czasu powiększają się różnice między tymi dwoma przebiegami a przebiegiem nr 3 (dla modelu pozbawionego rezystorów pomiarowych, umieszczonego w otwartej przestrzeni). Zjawisko to można wytłumaczyć posługując się jego związkiem ze składowymi wolnozmiennymi widma impulsu wymuszającego. Dla małych częstotliwości, dla których przewody mogą być traktowane jako zastępcze indukcyjności, rośnie wpływ ilorazu $R/\omega L$ na wynik pomiaru (gdzie R jest opisuje rezystor pomiarowy, a ωL – reaktancję indukcyjną odciągu lub trzonu masztu). Z kolei czoło, związane ze składowymi z górnych partii widma, nie zmienia się w zauważalny sposób.

Można stwierdzić, że mimo wyraźnych różnic między trzema seriami wyników – model umieszczony w hali może być porównywany z modelem umieszczonym w otwartej przestrzeni. Opisane różnice wskazują na wady modelu zawierającego rezystory pomiarowe, umieszczonego w hali, ale go nie dyskwalifikują.

5.4. Podsumowanie

Prezentowano wyniki eksperymentów w dziedzinie częstotliwości i w dziedzinie czasu, dotyczących wyznaczenia charakterystyk modułu transmitancji prądowych oraz rozptyłu prądów impulsowych w fizycznym modelu masztu antenowego. Doświadczenia w dziedzinie częstotliwości, wybrane do zaprezentowania w niniejszej pracy, przeprowadzono wewnątrz hali maszyn, a badania w dziedzinie czasu – na zewnątrz budynku.

Obliczenia porównawcze wykonane w podrozdziale 5.3 wykazują, że obrona przez autora konfiguracja modelu eksperymentalnego powoduje wprowadzenie błędów, które – mimo zauważalnego wpływu na wyniki – nie negują jednak zaproponowanej metody. Znajomość wymienionych wad może stanowić wskazówkę dla innych, którzy mieliby możliwości poprawienia zaproponowanego układu i chcieliby wykorzystać go do własnych badań.

Badania uproszczonych modeli fizycznych zjawiska uderzenia pioruna w obiekt są uzasadnione, gdyż pomiar rozptyłu prądów udarowych w rzeczywistych konstrukcjach jest bardzo kosztowny. Jednakże zbudowanie modelu możliwie wiernie

oddającego zjawisko i odseparowanego od wpływów otoczenia jest trudnym zadaniem eksperymentalnym. Jednym z głównych problemów w tego typu zadaniach (w tym w udarowych testach urządzeń piorunochronnych) jest wykonanie odpowiedniego modelu kanału wyładowania głównego oraz zamknięcie drogi prądu w sposób możliwie mało wpływający na różnice między zjawiskiem naturalnym a próbą jego odwzorowania. Wyjaśnienie przyczyn tych problemów znajduje się w podrozdziale 6.2. Modelem fizycznym najbliższym teoretycznemu modelowi antenowemu byłby długi przewód utrzymywany w pionie np. za pomocą balonu.

Zasadnicze oczekiwania teoretyczne związane z rezonansowymi właściwościami masztu antenowego zostały potwierdzone eksperymentalnie, mimo niedoskonałości zastosowanego sprzętu i metody pomiarowej. Uzyskane rezultaty upoważniają do posługiwania się opracowanym algorytmem obliczeniowym w celu rozwiązywania dalszych zadań.

6. Analiza wpływu instalacji odgromowej na rozkład pola LEMP

6.1. Efekt ekranowania

Ekranowanie pola elektromagnetycznego impulsu piorunowego przez ściany budynków jest efektem znanym, choć do niedawna kojarzonym głównie z oddziaływaniem zbrojenia ścian żelbetowych. Okazuje się jednak, że nawet przewody instalacji odgromowej, rozmieszczane znacznie rzadziej, niż pręty zbrojeniowe, powodują redukcję pola wewnątrz pewnego obszaru.

Z analizy rezultatów obliczeń pól przedstawionych w rozdziale 4 wynika, że nawet w przypadku stosunkowo rzadko rozmieszczonych przewodzących linii odciągowych można określić takie miejsca, gdzie natężenia pól: elektrycznego i magnetycznego osiągają wyraźne minima. Stąd wniosek, że bardziej zauważalne, korzystne skutki można uzyskać w przypadku sieci przewodów odgromowych. Zjawisko to jest obecnie na tyle rozpoznane, że opracowywane są zalecenia [89, 90] i nowe normy (np. przetłumaczona już na język polski norma IEC 61312-2:1999 [125]), dotyczące wykorzystania instalacji odgromowej i zbrojenia budynków do celów ekranowania przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym. Ekranery zbudowane w postaci siatek przewodów nazywane są ekranami ażurowymi [125].

Mimo istnienia dość rozległej literatury zawierającej zalecenia ogólne, zawsze przydatne będą obliczenia szczegółowe, prowadzone dla konkretnych zagadnień. Zamieszczane w poradnikach i normach wzory uproszczone, służące do oszacowania tłumienia impulsowego pola elektromagnetycznego dla wybranych przypadków, są z konieczności obarczone dużymi błędami przybliżenia, a przy tym niekompletne (podrozdział 6.6). Na przykład w normie IEC 61312-2:1999 [125], dotyczącej ekranowania przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym, zawarte są formuły dotyczące jedynie pola magnetycznego, z całkowitym pominięciem oddziaływania pola elektrycznego. Wzory używane do oszacowania tłumienia pola opierają się na założeniu istnienia fali płaskiej, co w strefie bliskiej kanału pioruna prowadzi często do zbyt daleko posuniętych uproszczeń.

Aparat matematyczny używany w niniejszej pracy jest pozbawiony powyższych wad i może zostać zastosowany do kompleksowej analizy i projektowania

zaawansowanych konstrukcji ekranów azurowych w dowolnej odległości od źródła promieniowania.

Osiągnięty efekt ekranowania można scharakteryzować za pomocą parametru nazywanego skutecznością ekranowania [121]. Oznaczając przez E_0 i H_0 natężenia pól istniejących w danym miejscu przy braku instalacji odgromowej, a przez E_1 i H_1 – natężenia pól w tym samym miejscu, ale otoczonym instalacją odgromową, skuteczność ekranowania można określić jako:

$$S_E = 20 \log \frac{E_{0\max}}{E_{1\max}}, \quad (6.1a)$$

$$S_H = 20 \log \frac{H_{0\max}}{H_{1\max}} \quad (6.1b)$$

W analizie rozptyłu prądów i rozkładu pola elektromagnetycznego bardzo istotny jest wybór właściwego modelu kanału wyładowania i temu zagadnieniu oraz demonstracji wielkości możliwych błędów obliczeniowych są poświęcone pierwsze obliczenia, których wyniki zawarto w niniejszym rozdziale. Następnie zademonstrowano możliwości przyjętego aparatu matematycznego w zastosowaniu do analizy rozkładu pola wewnątrz obszaru objętego przez urządzenie piorunochronne przy uderzeniu bezpośrednim i pobliskim.

6.2. Obliczenia z zastosowaniem quasi-stacjonarnego modelu kanału

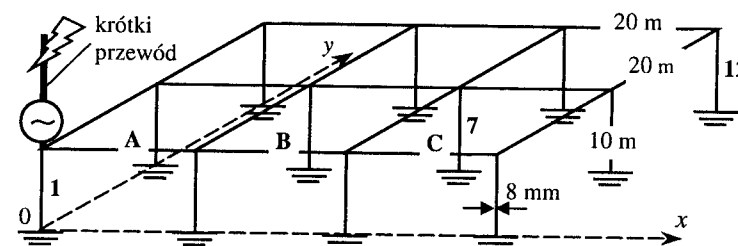
Podczas eksperymentów z użyciem modeli fizycznych różne problemy generuje zagadnienie dostarczenia drogi prądowi płynącemu w modelu kanału pioruna w sposób możliwie zbliżony do zjawiska naturalnego. Wymagane są również odpowiednie przemyślenia podczas obliczeń. Kwestia ta jest często pomijana w publikacjach, a jest bardzo istotna, co wykazano poniżej. W przypadku modeli fizycznych niezbędne jest wykonanie przewodzących pętli powrotnych dla wytwarzanych prądów, gdyż przewody są zbyt krótkie, aby wykorzystać zjawisko promieniowania do tego celu. Związane jest to również z ograniczonymi zakresami czułości przyrządów pomiarowych. Stosowanie modeli antenowych jest natomiast możliwe podczas obliczeń komputerowych, gdyż dysponowany zakres zmienności liczb jest znacznie większy, umożliwiając nawet swobodne korzystanie z modelu w postaci anteny krótkiej (model quasi-stacjonarny AT0 – podrozdział 2.7). Model taki jest spotykany w programach komercyjnych, np. w [56]. Z powodu swojej

prostoty jest on z pozoru bardzo wygodny, natomiast stosowanie go do obliczeń w układach o parametrach rozłożonych może prowadzić do bardzo dużych błędów. Wynikają one z istotnej roli sprzężeń elektromagnetycznych między kanałem wyładowania a analizowaną strukturą.

W tym podrozdziale zaprezentowano porównanie wyników obliczeń rozptyłu prądu pioruna w instalacji odgromowej niewielkiej hali (rys. 6.1) z zastosowaniem modelu quasi-stacjonarnego AT0 i modelu antenowego AT3 [8]. Przeanalizowano dwa przypadki:

- (a) model AT0 – antena o długości 20 cm,
- (b) model AT3 – kanał o długości 2 km.

Prąd źródła opisano wzorem dwuwykładniczym (1.1) z następującymi parametrami: $I_m = 100 \text{ kA}$, $k_I = 1,166$, $\alpha = 3,4 \times 10^4 \text{ 1/s}$, $\beta = 1,0 \times 10^6 \text{ 1/s}$, właściwymi dla impulsu $2/25 \mu\text{s}$. Dla obliczeń w dziedzinie czasu użyto 1024 próbki widma prądu z krokiem $\Delta f = 5 \text{ kHz}$ ($f_{\max} = 5,12 \text{ MHz}$). Na rysunku 6.1 wyróżniono trzy segmenty pionowe o numerach 1, 7, 12 oraz poziomą trasę A-B-C (na wysokości 10 m nad osią $0x$).

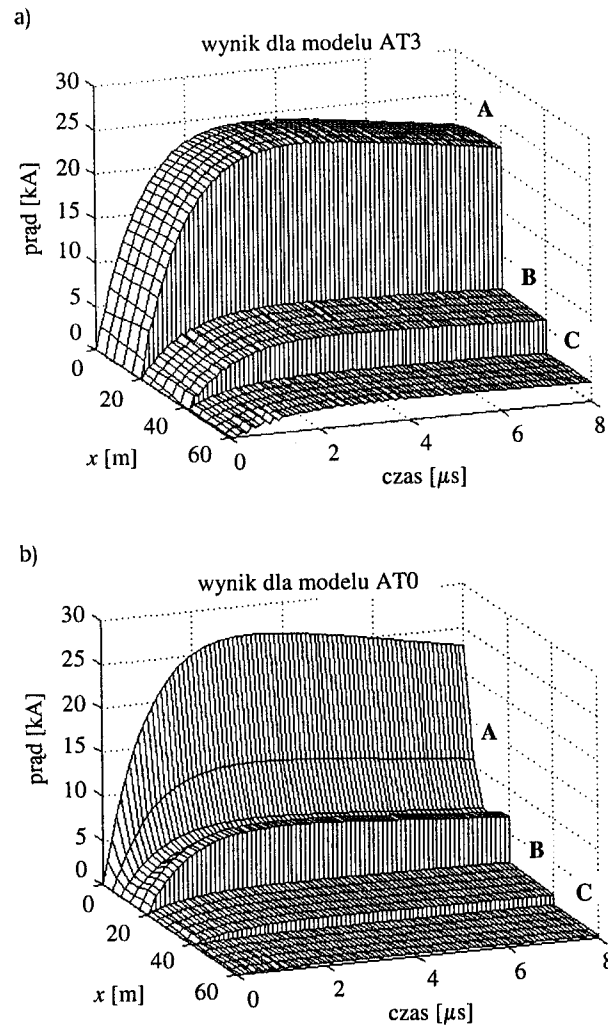


Rys. 6.1. Źródło quasi-skupione (AT0) i przykład instalacji odgromowej

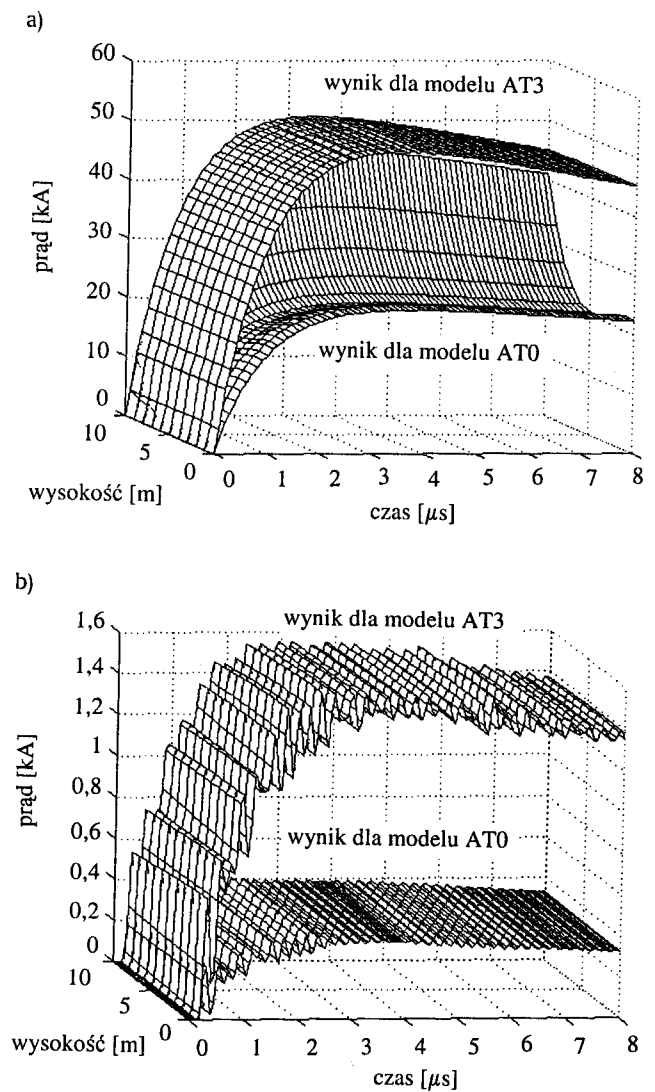
Jak widać z rysunków 6.2 i 6.3, przebiegi odpowiedzi analizowanej struktury są podobne do prądu wymuszającego. Jednak wartości obliczone z zastosowaniem modeli pioruna AT0 i AT3 dla tej stosunkowo niewielkiej konstrukcji mogą od siebie różnić się nawet kilkakrotnie. Szczególnie zauważalne jest gwałtowne narastanie różnicy wyników wzdłuż segmentu A (rys. 6.2) i nr 1 (rys. 6.3a) wraz z oddalaniem się od punktu uderzenia pioruna.

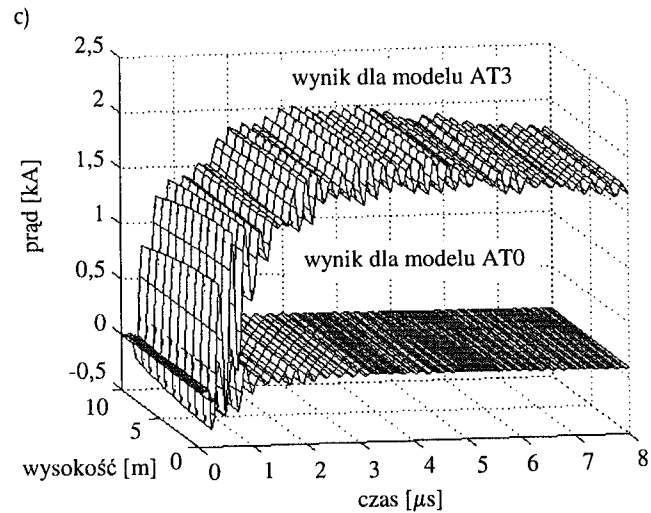
Na podstawowy impuls aperiodyczny nakładają się tłumione oscylacje, narastające wraz ze wzrostem odległości od miejsca uderzenia pioruna. Charakter i podstawowa częstotliwość tych oscylacji zależą od rozmiarów konstrukcji, toteż są podobne dla obu zastosowanych modeli pioruna, choć różnią się wartościami maksymalnymi. Częstkowa analiza wyników otrzymanych z użyciem modelu AT0, bez porównania z rezultatami po zastosowaniu modelu AT3, wydaje się prowadzić do sensownych wniosków. Z tego powodu łatwo jest przeoczyć istotne

błędy obliczeniowe. Z zademonstrowanego przykładu wynika wniosek, że jeżeli w trakcie modelowania stosuje się zastępcze elementy o parametrach skupionych, to konsekwentnie należy przedstawić w ten sposób cały układ, a nie tylko źródło prądu (pod warunkiem spełnienia postulatu quasi-stacjonarności). Wówczas możliwe jest uzyskanie poprawnych wyników obliczeń, jak w rozdziale 4.



Rys. 6.2. Porównanie wyników obliczeń przebiegów prądów wzdłuż trasy A-B-C (rys. 6.1) dla modelu AT3 (a) i AT0 (b)





Rys. 6.3. Porównanie przebiegów prądów w segmentach nr 1 (a), nr 7 (b) i nr 12 (c) z rysunku 6.1

Z zaprezentowanych rezultatów wynika również wniosek istotny dla prac eksperymentalnych. Wyniki badań rozptyłu prądów udarowych w rzeczywistych konstrukcjach z zastosowaniem jedynie generatora udarowego, bez wykonania odpowiedniego modelu kanału pioruna, uwzględniającego istnienie sprzężeń elektromagnetycznych między kanałem a badaną konstrukcją, mogą być obarczone bardzo dużymi błędami. Zatem, równoległe do badań eksperymentalnych, niezbędne jest wykonywanie obliczeń porównawczych w celu oszacowania tych błędów.

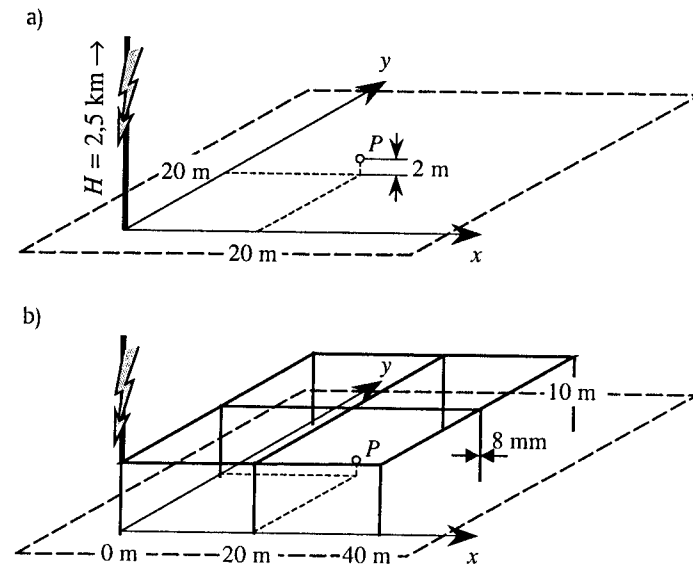
6.3. Pole elektromagnetyczne w obszarze objętym instalacją odgromową przy wyładowaniu bezpośrednim

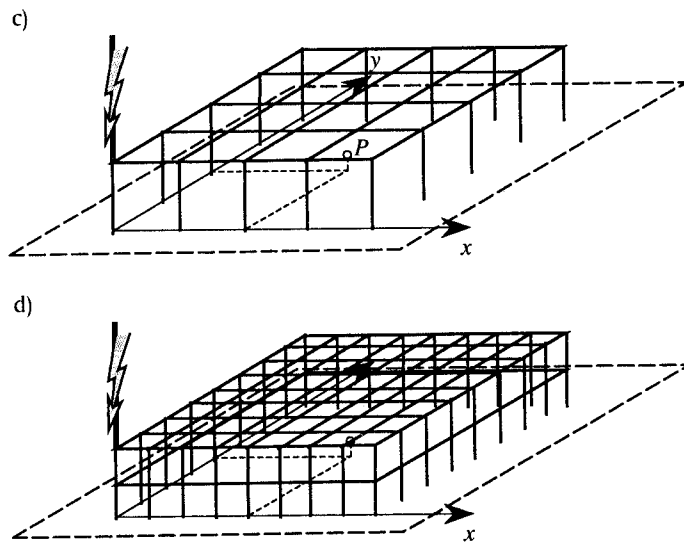
W tym podrozdziale rozpatrzonych będzie kilka przykładów obliczeniowych, przedstawionych na rysunku 6.4. Zakłada się, że piorun trafia w narożnik analizowanego budynku o podstawie kwadratowej 40×40 m i o wysokości 10 m. Przyjęto, że oka siatki zwodów na dachu mają wymiary: 20×20 m, 10×10 m, albo 5×5 m, a przewody odprowadzające są rozmieszczone odpowiednio w odstępach co 20, 10 albo 5 m. Średnica przewodów wynosi 8 mm. Wymiary oka siatki na dachu są zgodne z wymaganiami czwartego, drugiego i pierwszego poziomu ochrony, według normy PN-IEC 61024-1 [124]. Wyniki obliczeń porównano

z rozkładami pola elektrycznego i magnetycznego w przypadku uderzenia pioruna w płaskie pole, którego modelem jest idealnie przewodząca płaszczyzna (rys. 6.4a). Kanał wyładowania głównego jest przedstawiony w postaci modelu MAT3, o wysokości 2,5 km. Wystarcza to dla przyjętego dalej przedziału czasowego analizy, co wyjaśniono w podrozdziale 2.2.

Granice rozpatrywanego obszaru ustalono w odległości 1 m od wewnętrznej strony instalacji odgromowej. Dzięki temu lokalne ekstrema pól w bezpośrednim sąsiedztwie przewodów odprowadzających nie przesłaniają całych wykresów zamieszczonych na rysunkach w tym rozdziale. Natężenia poszczególnych składowych pól E i H wyznaczono na wysokości 2 m nad powierzchnią ziemi. Całkowite natężenie pola obliczono z zastosowaniem zależności (4.5).

Na rysunku 6.6 przedstawiono wykresy przebiegów pola w środku obszaru objętego instalacją odgromową (dla punktu P o współrzędnych: $x_P = 20$ m, $y_P = 20$ m, $z_P = 2$ m), powstałego w odpowiedzi na dwuwymiarowy impuls prądu piorunowego 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$, przedstawiony na rysunku 6.5 (wzór (1.1), $k_I = 1,166$, $\alpha = 3,4 \times 10^4$ 1/s, $\beta = 1,0 \times 10^6$ 1/s). Syntezę FFT przebiegów wykonano dla $k_{\text{max}} = 512$ próbek widma wyznaczonych z odstępem $\Delta f = 4$ kHz ($f_{\text{max}} = 2,048$ MHz). Przyjęte dane, a w szczególności wysokość kanału i kształt impulsu wymuszającego pozwalają określić przedział czasowy analizy na $30 \mu\text{s}$, aby zaobserwować procesy zachodzące na czole i grzbiecie impulsów odpowiedzi układu.

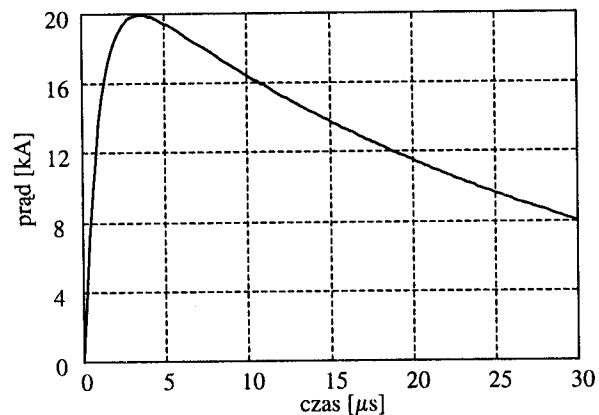




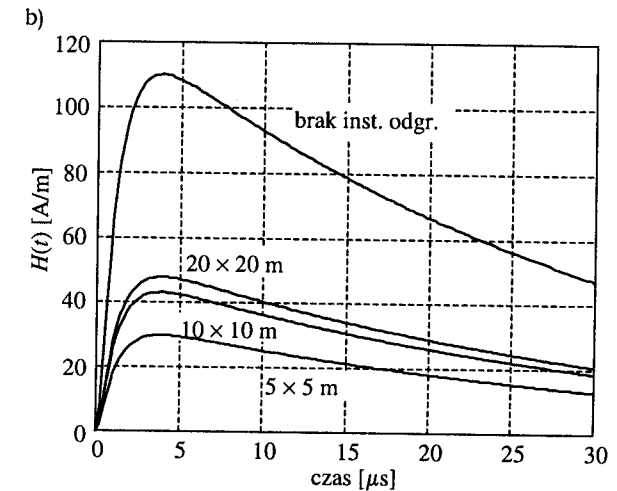
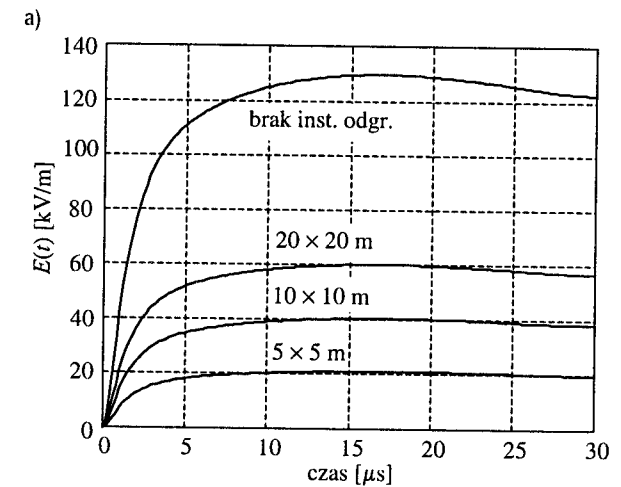
Rys. 6.4. Przykłady uderzenia pioruna w powierzchnię płaską (a) oraz w instalację odgromową o wymiarach oka siatki: 20 × 20 m (b), 10 × 10 m (c), 5 × 5 m (d)

Krzywe przebiegów natężenia pola elektrycznego i magnetycznego położone najwyżej na rysunku 6.6 zostały wyznaczone dla przypadku braku instalacji odgromowej (rys. 6.4a), a kolejne, coraz niższe, odpowiadają przypadkom stopniowego zagęszczania sieci zwodów i przewodów odprowadzających, przedstawionym na rysunkach 6.4b-d.

Widoczna jest wyraźna redukcja natężenia pola elektrycznego i magnetycznego, towarzysząca zmniejszaniu wymiarów oka siatki.



Rys. 6.5. Dwuwykładniczy impuls prądowy 20 kA, 2/25 μs

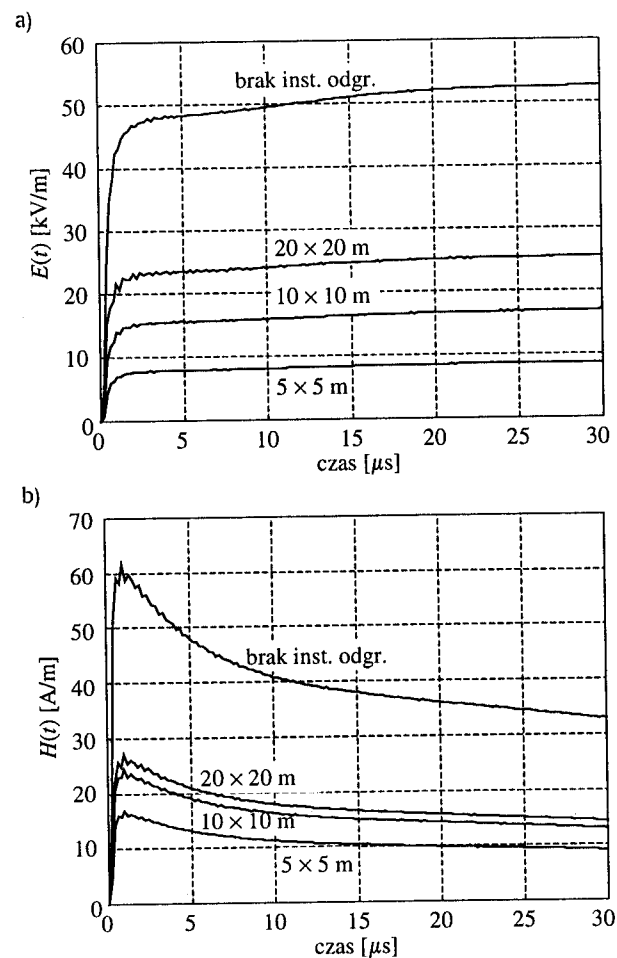


Rys. 6.6. Przebiegi pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w środku analizowanego obszaru dla różnych wymiarów oka siatki instalacji odgromowej (wymuszenie impulsem z rys. 6.5)

Zmiany skuteczności ekranowania w punkcie $P(x_P, y_P, z_P)$ w zależności od oka siatki urządzenia piorunochronnego przy odpowiedzi na bezpośrednie uderzenie pioruna opisanego impulsem dwuwykładniczym (rys. 6.6) zestawiono w tabelicy 6.1. Są one praktycznie takie same również dla szybkozmiennego impulsu opisanego wzorem (1.5) Odpowiedzi na ten drugi impuls są przedstawione na rysunku 6.7.

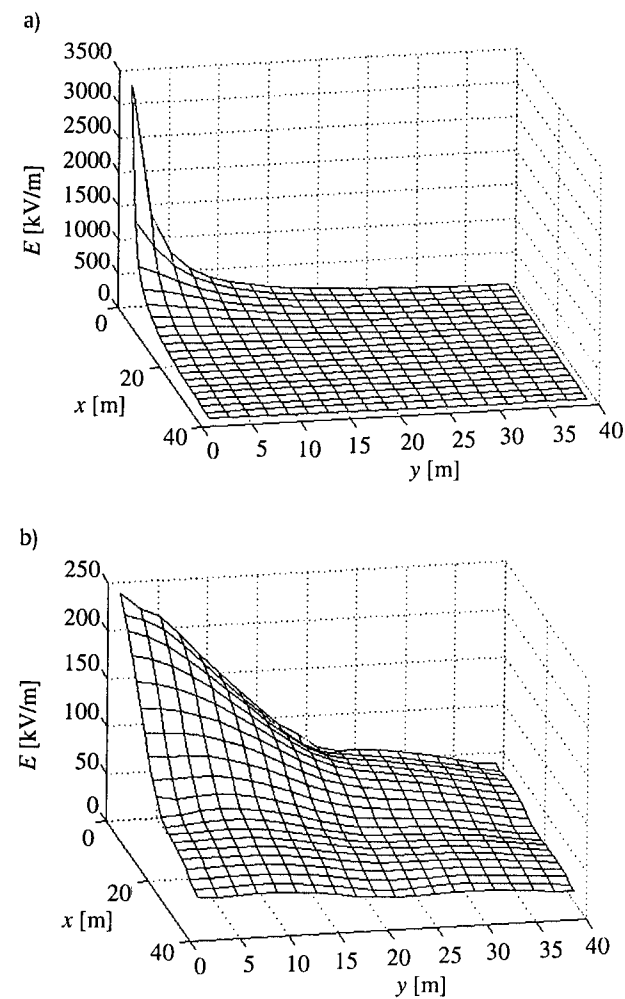
Tablica 6.1. Zmiany skuteczności ekranowania w punkcie P w funkcji wymiarów oka siatki

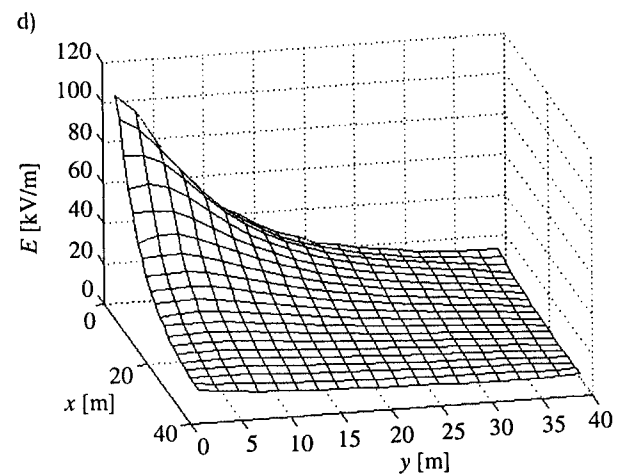
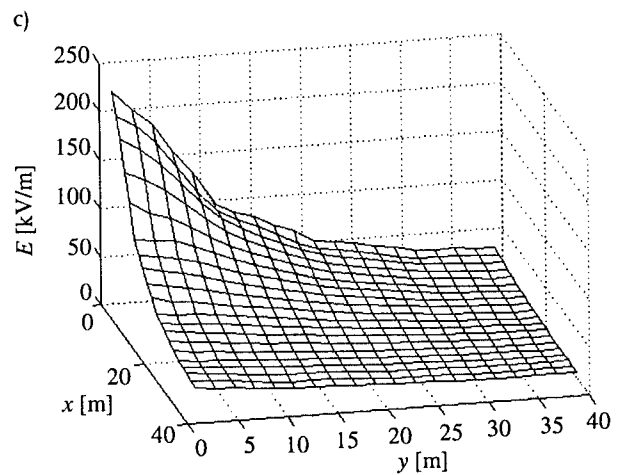
Oko siatki [m]	$E_{0\max}/E_{1\max}$	S_E [dB]	$H_{0\max}/H_{1\max}$	S_H [dB]
Odpowiedź na impuls dwuwykładniczy 20 kA, 2/25 μ s – rys. 6.6				
20 \times 20	2,16	6,7	2,30	7,2
10 \times 10	3,22	10,2	2,55	8,1
5 \times 5	6,19	15,8	3,68	11,3
Odpowiedź na impuls opisany wzorem (1.5) – rys. 6.7				
20 \times 20	2,07	6,3	2,27	7,1
10 \times 10	3,11	9,9	2,52	8,0
5 \times 5	6,07	15,7	3,69	11,3



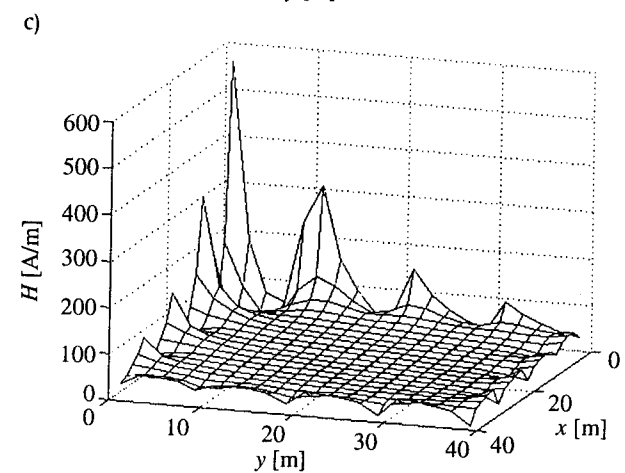
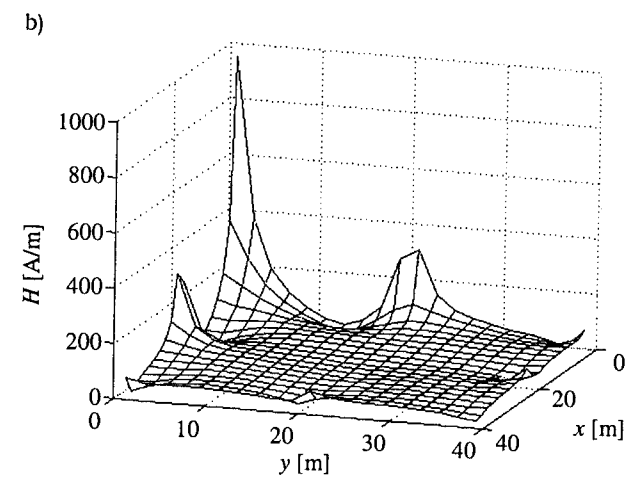
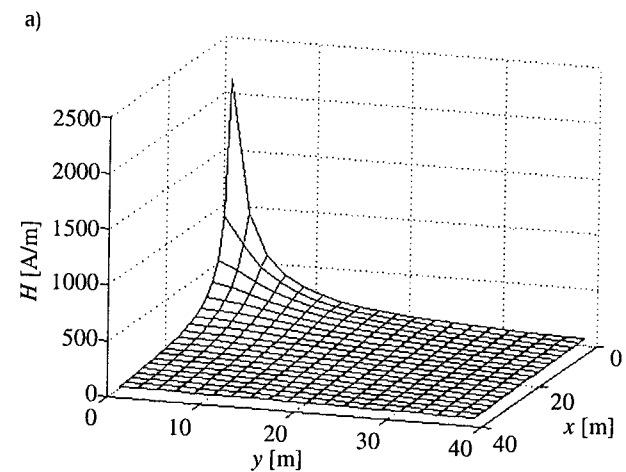
Rys. 6.7. Przebiegi pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w środku analizowanego obszaru dla różnych wymiarów oka siatki instalacji odgromowej (wymuszenie impulsem z rys. 1.8a)

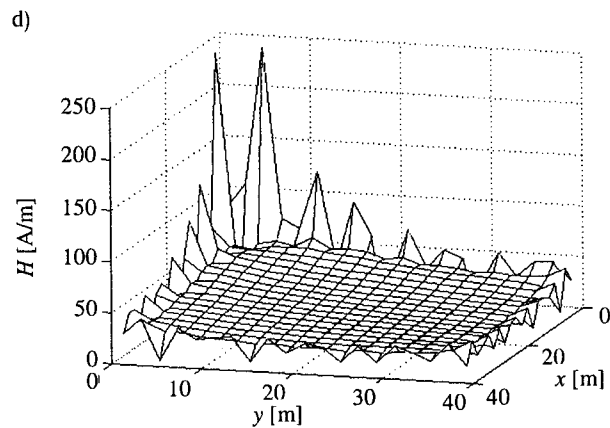
Na rysunkach 6.8-6.9 zamieszczono wykresy rozkładów pola wewnątrz obszaru objętego instalacją odgromową w chwili $t = 5 \mu$ s, w odpowiedzi na impuls 20 kA, 2/25 μ s. W celu zwiększenia czytelności rysunków, przy przedstawianiu rozkładów pola elektrycznego i magnetycznego zastosowano różne orientacje osi x - y przyjętego układu współrzędnych.



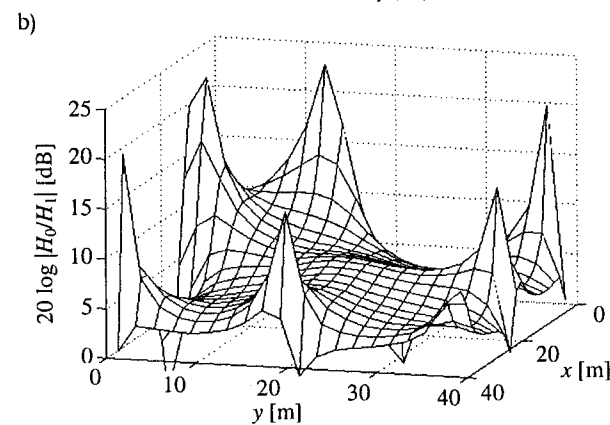
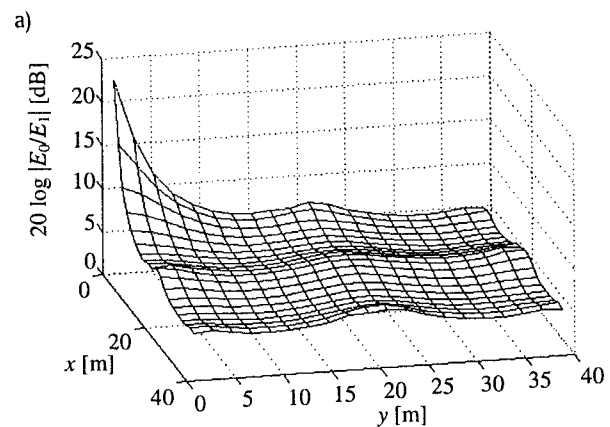
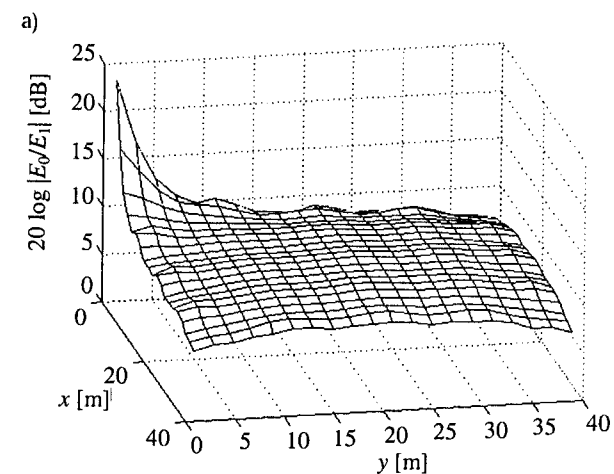


Rys. 6.8. Pole elektryczne dla $t = 5 \mu\text{s}$ dla przypadku: braku instalacji odgromowej (a) oraz oka siatki 20×20 m (b), 10×10 m (c), 5×5 m (d)

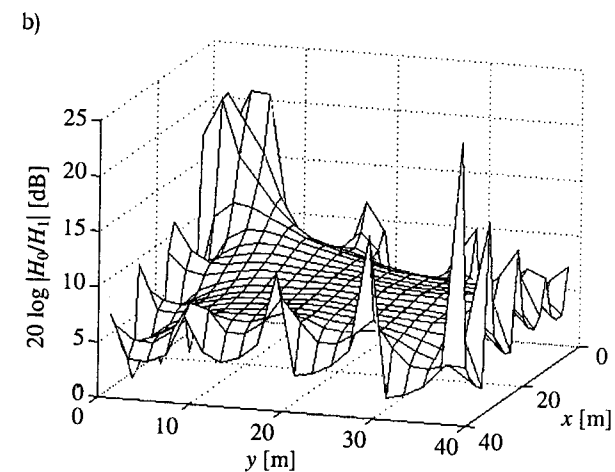




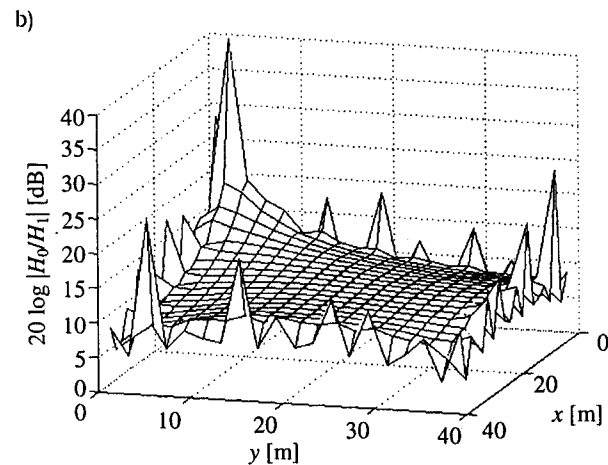
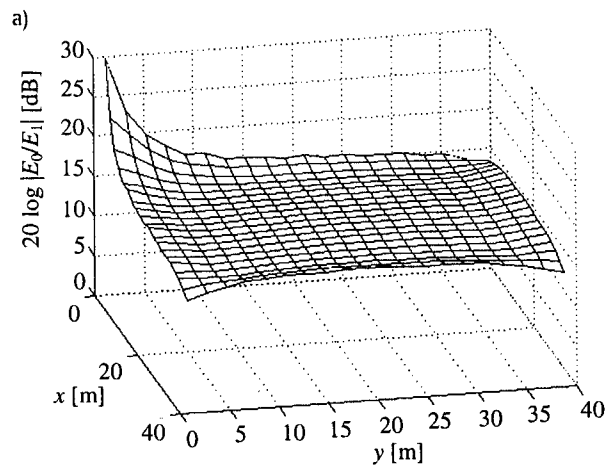
Rys. 6.9. Pole magnetyczne dla $t = 5 \mu s$ dla przypadku: braku instalacji odgromowej (a) oraz oka siatki 20×20 m (b), 10×10 m (c), 5×5 m (d)



Rys. 6.10. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 20×20 m



Rys. 6.11. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 10×10 m



Rys. 6.12. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 5×5 m

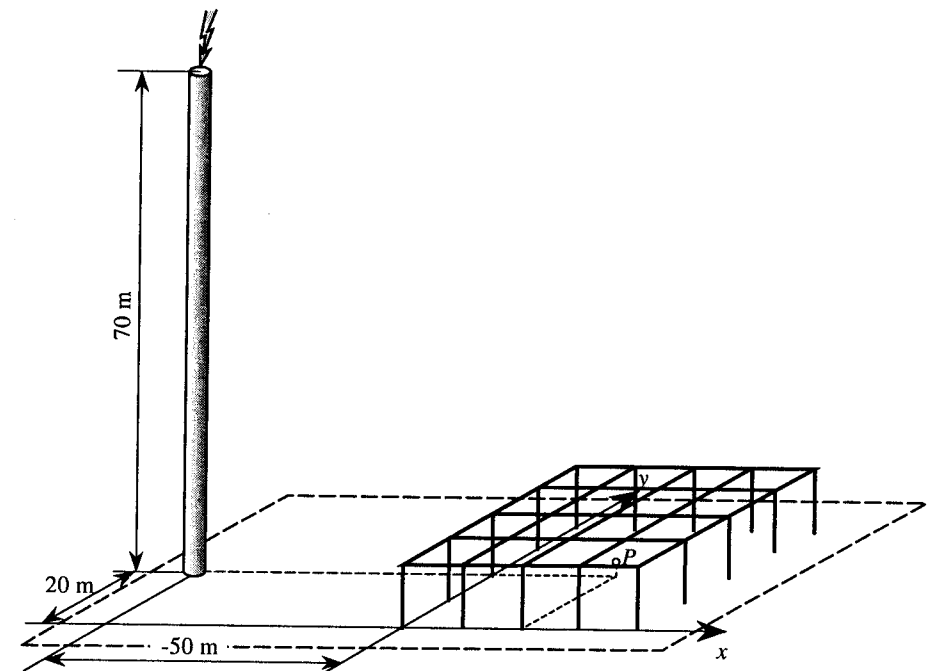
Podobnie jak w podrozdziale 4.5, ekstrema pola elektrycznego w otoczeniu przewodników obejmują wyraźnie mniejsze obszary, niż ekstrema pola magnetycznego – w rozpatrywanym paśmie częstotliwości spadek natężenia pola elektrycznego jest szybszy, niż pola magnetycznego.

Oprócz obliczeń pola elektromagnetycznego celowe jest wyznaczenie rozkładów skuteczności ekranowania w obszarze objętym instalacją odgromową. Obliczono je dla wymuszenia impulsem 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$ i przedstawiono na rysunkach 6.10-6.12. Ekranowanie pola elektrycznego jest bardziej równomierne, niż magnetycznego. Mimo, że natężenie pola E jest największe tuż obok kanału pioruna,

w bliskim sąsiedztwie punktu ($x_0 = 0, y_0 = 0$), to skuteczność ekranowania jest tam również największa – dzięki rozplywowi prądu piorunowego do innych przewodów.

W przypadku siatek 20×20 m i 10×10 m w pobliżu przewodów odprowadzających są takie obszary, gdzie natężenie pola magnetycznego jest większe, niż przy braku instalacji odgromowej (skuteczność ekranowania $S_H < 0$).

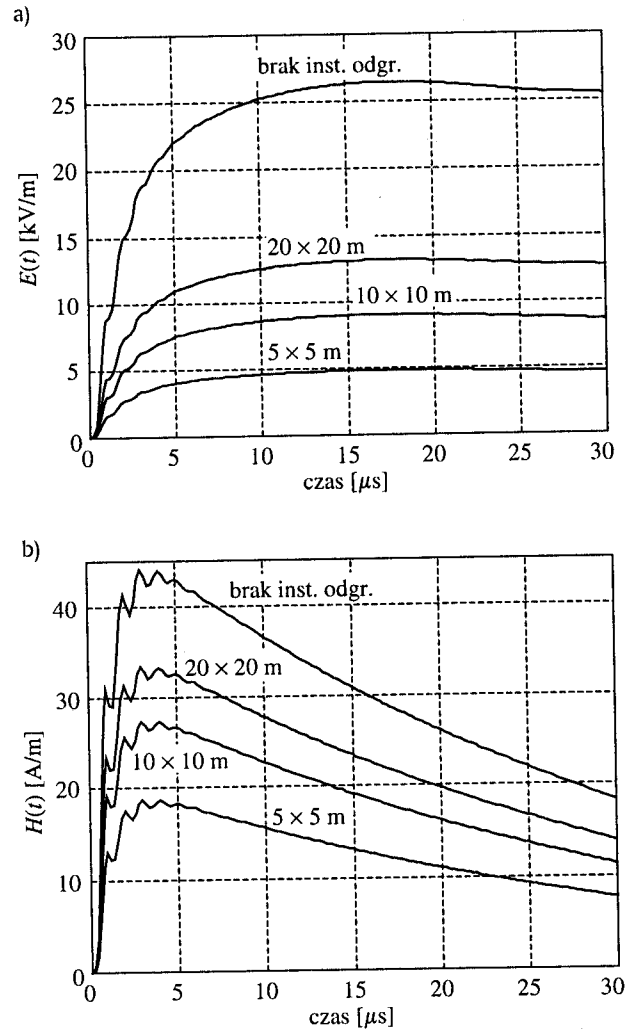
6.4. Pole elektromagnetyczne w obszarze objętym instalacją odgromową przy wyładowaniu pobliskim



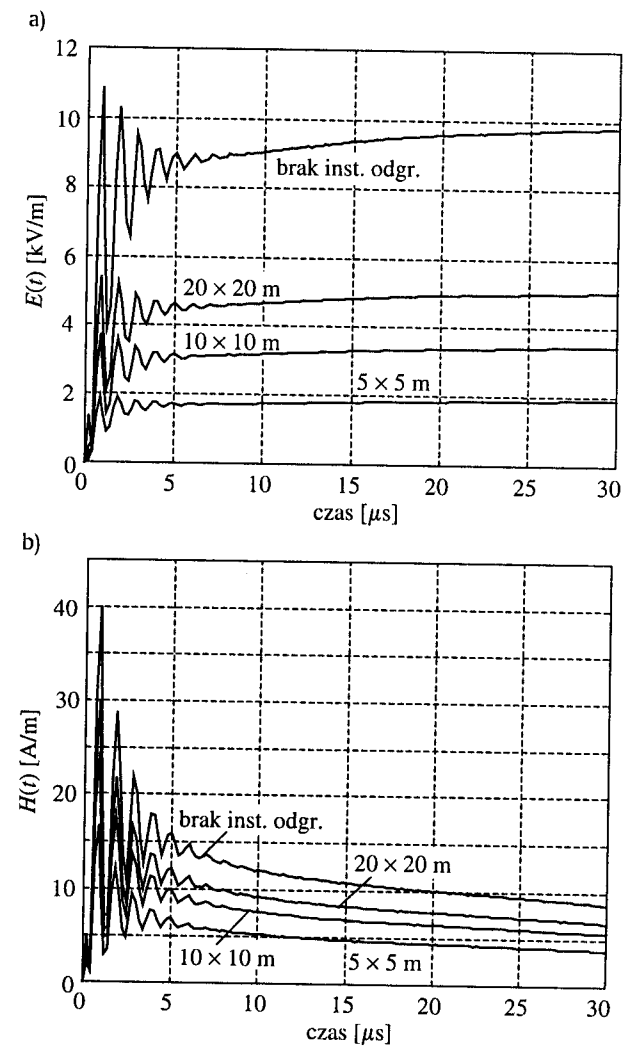
Rys. 6.13. Przykład symulowanego uderzenia pioruna w pobliski komin

W drugiej serii obliczeń przyjęto, że wyładowanie atmosferyczne uderza w szczyt pobliskiego obiektu o wysokości 70 m i średnicy 3 m. Obiekt ten może być uproszczonym modelem np. kominą lub wieżą antenową. Pozostałe wymiary podano na rysunku 6.13. Podobnie jak w poprzednim podrozdziale, przebiegi obliczono z wykorzystaniem 512 próbek widma wyznaczonych z odstępem $\Delta f = 4$ kHz.

Przebiegi natężenia pola elektrycznego i magnetycznego w punkcie P ($x_P = 20$ m, $y_P = 20$ m, $z_P = 2$ m), przy wymuszeniu impulsem 20 kA, 2/25 μ s, zamieszczono na rysunku 6.14, a przy wymuszeniu impulsem opisanym wzorem (1.5) – na rysunku 6.15. Widoczne zanikające oscylacje o podstawowej częstotliwości około 1 MHz, nałożone na bazowy, aperiodyczny kształt odpowiedzi, są spowodowane rezonansowym charakterem modelu komina (wieży), którego wysokość odpowiada jednej czwartej długości fali dla tych oscylacji (podrozdział 6.5).



Rys. 6.14. Przebiegi pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w środku analizowanego obszaru dla różnych wymiarów oka siatki instalacji odgromowej (wymuszenie impulsem z rys. 6.5)



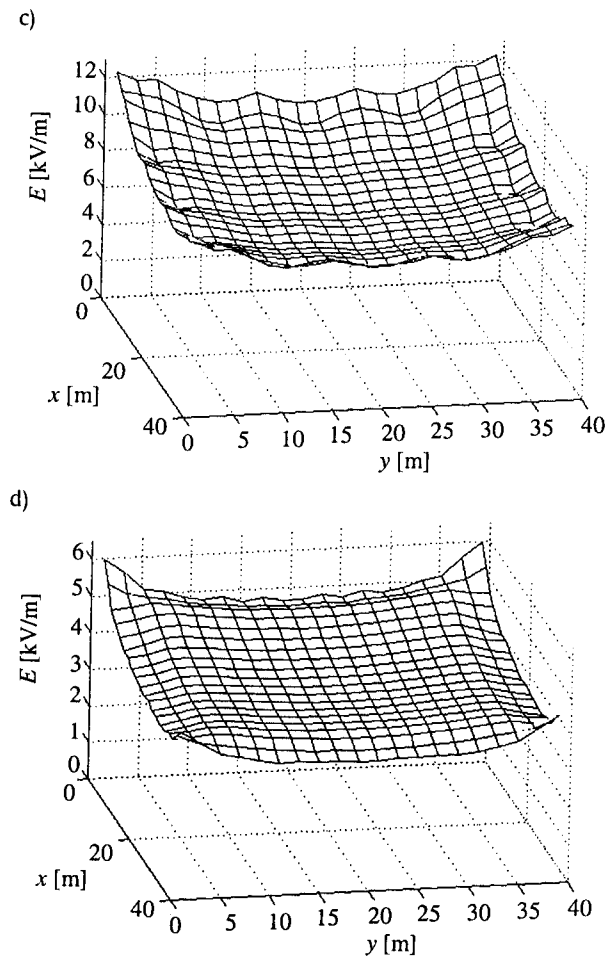
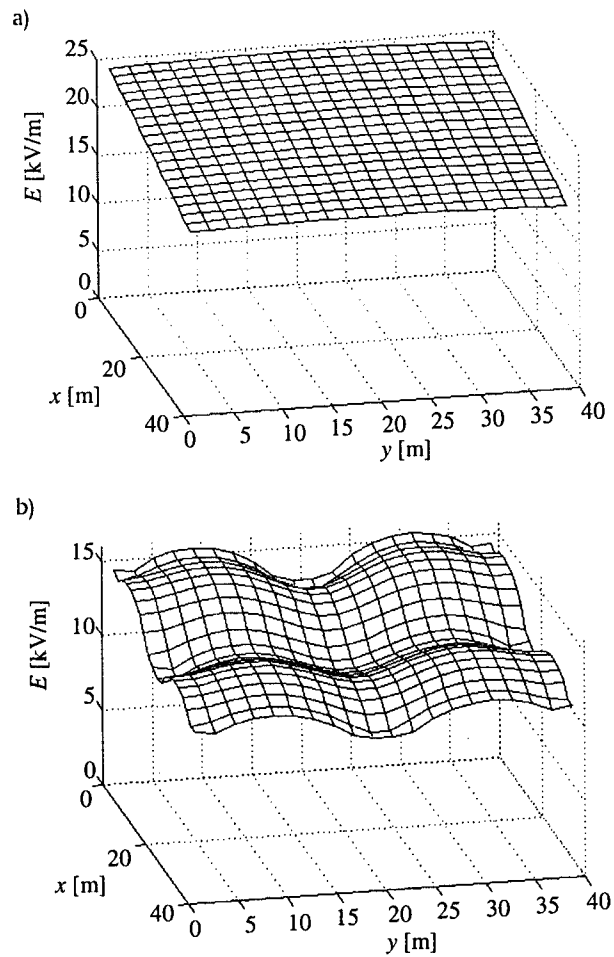
Rys. 6.15. Przebiegi pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) w środku analizowanego obszaru dla różnych wymiarów oka siatki instalacji odgromowej (wymuszenie impulsem z rys. 1.8a)

Wartości skuteczności ekranowania w punkcie P dla różnych wymiarów oka siatki zebrano w tablicy 6.2. W porównaniu z przypadkiem rozpatrywanym w podrozdziale 6.3 skuteczność ekranowania pola elektrycznego przez instalację odgromową jest nieco mniejsza, a redukcja pola magnetycznego jest wyraźnie słabsza.

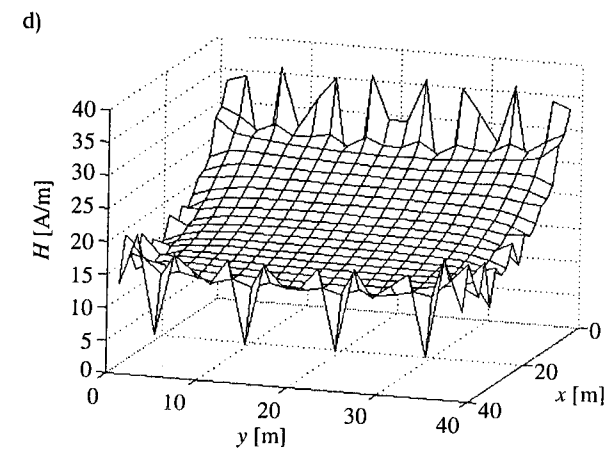
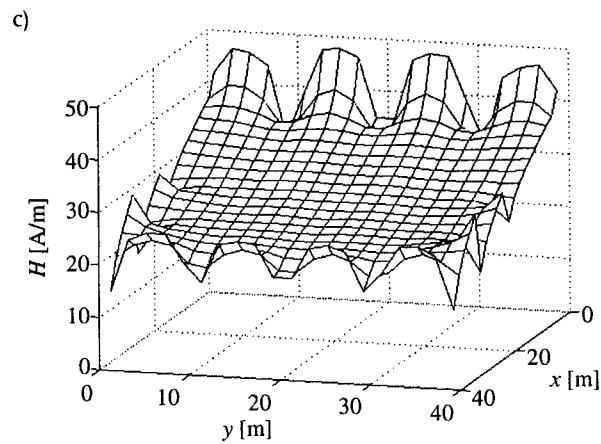
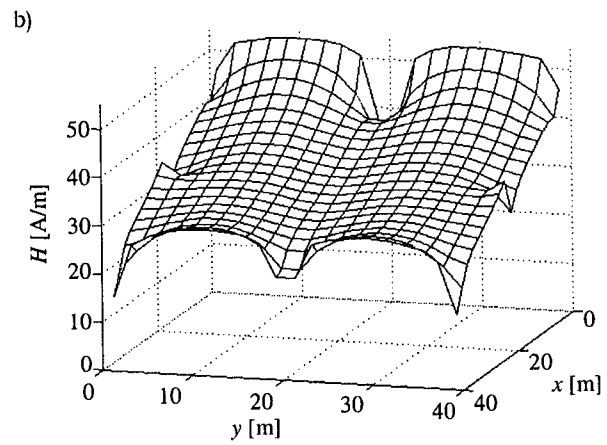
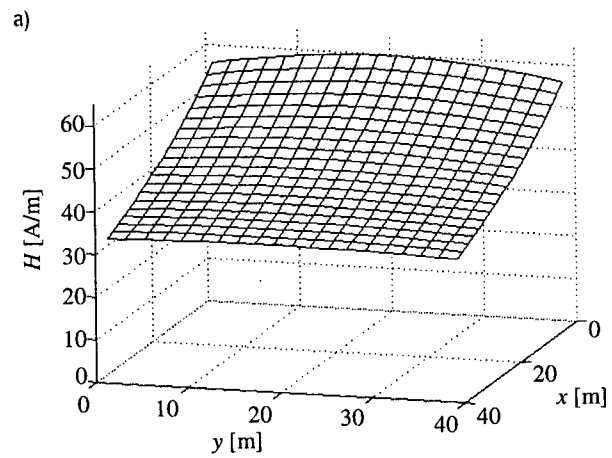
Na rysunkach 6.16-6.17 zamieszczono wykresy rozkładów pola wewnątrz obszaru objętego instalacją odgromową w chwili $t = 5$ μ s, w odpowiedzi na impuls 20 kA, 2/25 μ s.

Tablica 6.2. Zmiany skuteczności ekranowania w punkcie P w funkcji wymiarów oka siatki

Oko siatki [m]	$E_{0\max} / E_{1\max}$	S_E [dB]	$H_{0\max} / H_{1\max}$	S_H [dB]
Odpowiedź na impuls dwuwykładniczy 20 kA, 2/25 μ s – rys. 6.14				
20 \times 20	2,0	6,0	1,32	2,4
10 \times 10	2,92	9,3	1,62	4,2
5 \times 5	5,44	14,7	2,36	7,5
Odpowiedź na impuls opisany wzorem (1.5) – rys. 6.15				
20 \times 20	2,0	6,0	1,34	2,5
10 \times 10	2,92	9,3	1,64	4,3
5 \times 5	5,70	15,1	2,38	7,5

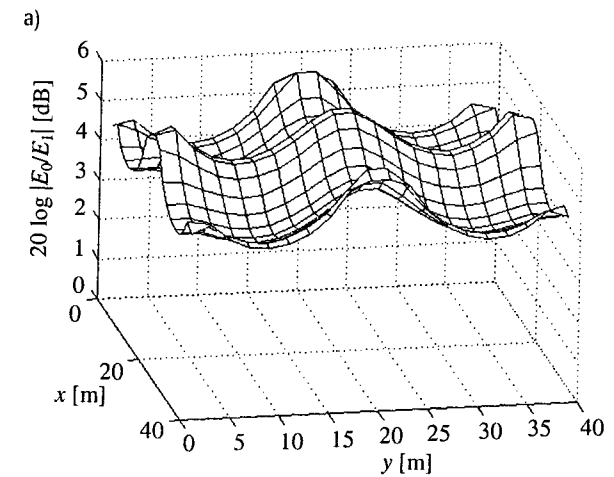


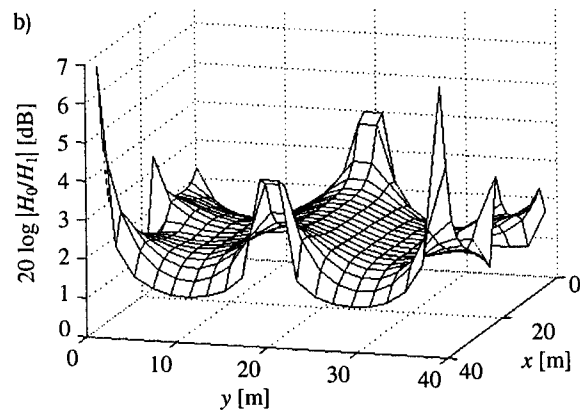
Rys. 6.16. Pole elektryczne dla $t = 5 \mu$ s przy wymuszeniu impulsem 2/25 μ s dla przypadku: braku instalacji odgromowej (a) oraz oka siatki 20 \times 20 m (b), 10 \times 10 m (c), 5 \times 5 m (d)



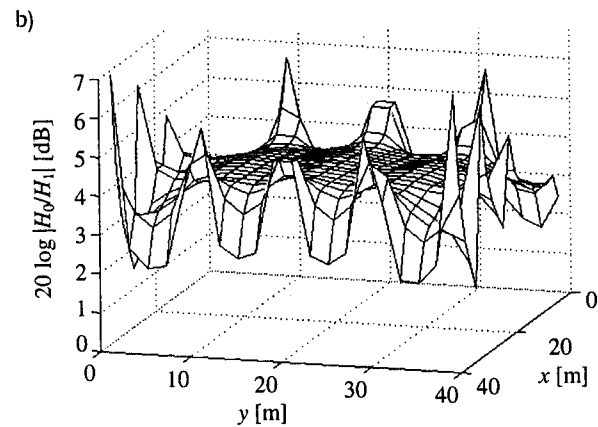
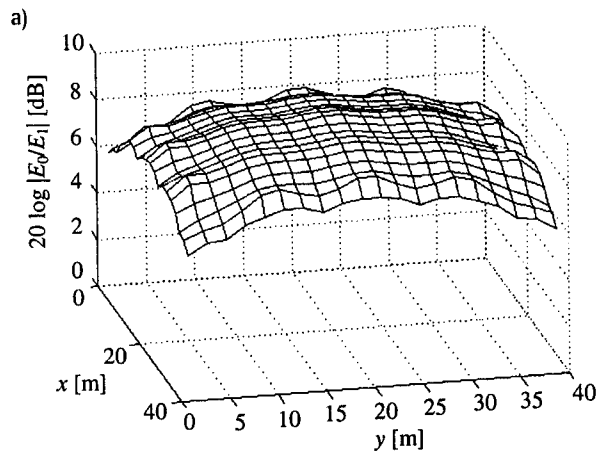
Rys. 6.17. Pole magnetyczne dla $t = 5 \mu\text{s}$ przy wymuszeniu impulsem $2/25 \mu\text{s}$ dla przypadku: braku instalacji odgromowej (a) oraz oka siatki $20 \times 20 \text{ m}$ (b), $10 \times 10 \text{ m}$ (c), $5 \times 5 \text{ m}$ (d)

Rozkłady skuteczności ekranowania, obliczonej według zależności (6.1) w obszarze objętym instalacją odgromową, zaprezentowano na rysunkach 6.18-6.20. Tak jak w poprzedniej serii obliczeń, ekranowanie pola elektrycznego jest bardziej równomierne, niż magnetycznego. Skuteczność ekranowania pola magnetycznego jest największa w pobliżu przewodów odprowadzających. Jest to zgodne ze znaną z fizyki regułą Lenza mówiącą, że prąd indukowany w przewodniku ma taki zwrot, który powoduje że wytworzone przez niego pole magnetyczne przeciwdziała przyczynie, która ten prąd wywołuje.

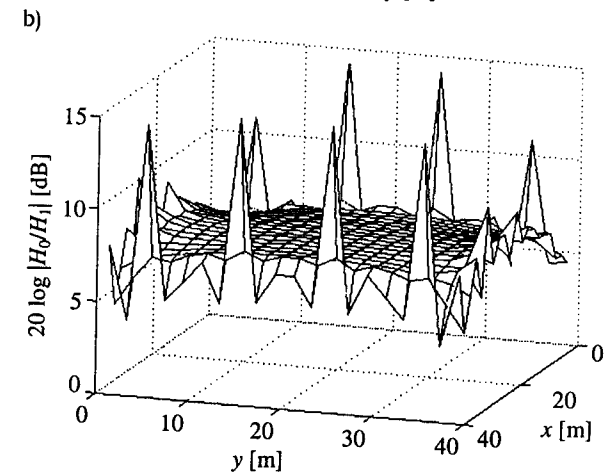
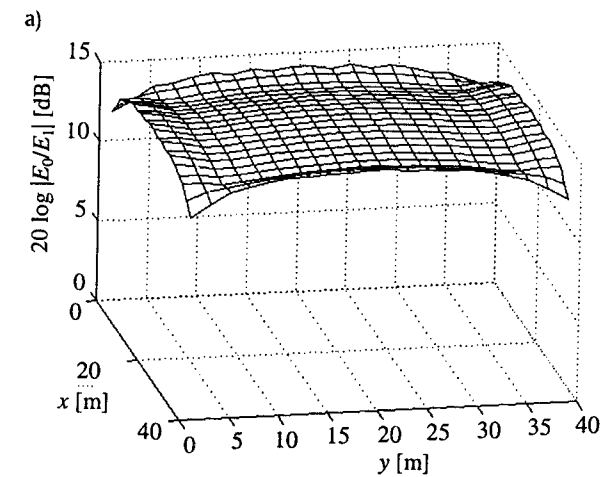




Rys. 6.18. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 20×20 m



Rys. 6.19. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 10×10 m



Rys. 6.20. Rozkład skuteczności ekranowania pola elektrycznego (a) i magnetycznego (b) na wysokości 2 m dla oka siatki 5×5 m

6.5. Charakterystyki częstotliwościowe modułu transmitancji pola LEMP

Istotnym uzupełnieniem obliczeń skuteczności ekranowania w dziedzinie czasu jest sprawdzenie, jaki jest wpływ instalacji odgromowej na rozkład tłumienia pola LEMP w dziedzinie częstotliwości. Miarą tego tłumienia są moduły transmitancji pole/prąd pioruna, zdefiniowane na podstawie zależności (3.3) jako:

$$|T_E(\omega)| = \frac{\sqrt{|E_x(\omega)|^2 + |E_y(\omega)|^2 + |E_z(\omega)|^2}}{|I(\omega)|} \quad (6.2a)$$

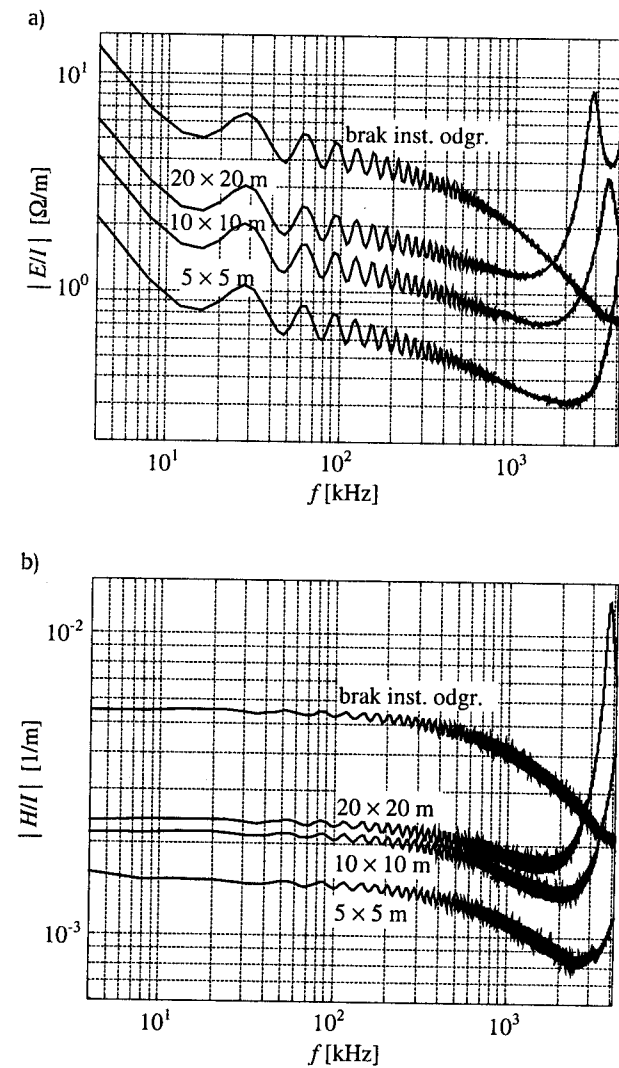
$$|T_H(\omega)| = \frac{\sqrt{|H_x(\omega)|^2 + |H_y(\omega)|^2 + |H_z(\omega)|^2}}{|I(\omega)|} \quad (6.2b)$$

Widmo natężenia pola elektrycznego $E(\omega)$ i magnetycznego $H(\omega)$ wyznaczono w punkcie P o współrzędnych ($x_P = 20$ m, $y_P = 20$ m, $z_P = 2$ m), natomiast $I(\omega)$ jest prądem u dołu kanału wyładowania atmosferycznego. Wykresy charakterystyk $|T_E(\omega)|$ i $|T_H(\omega)|$ obliczonych w paśmie 4 kHz – 4096 kHz są zamieszczone na rysunkach 6.21-6.23 z zastosowaniem podziałki podwójnie logarytmicznej.

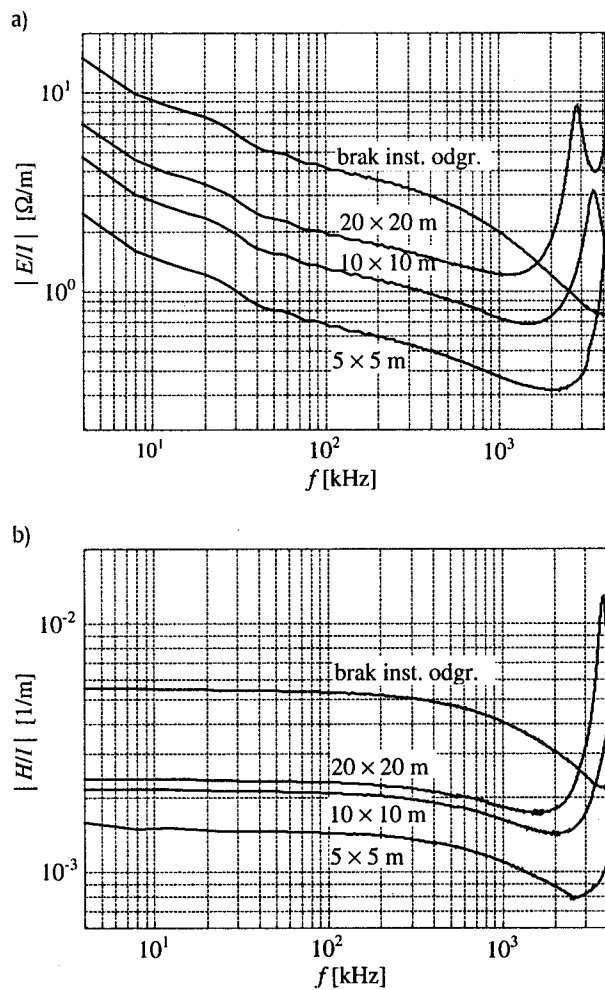
Podobnie jak w przypadku przebiegów obliczonych w dziedzinie czasu, charakterystyki położone najwyżej na rysunkach 6.21-6.23 zostały wyznaczone dla przypadku braku instalacji odgromowej, a kolejne, coraz niższe, odpowiadają przypadkom stopniowego zagęszczenia sieci przewodów.

Na rysunku 6.21 przedstawiono wykresy modułów transmitancji w funkcji częstotliwości, obliczone dla bezpośredniego uderzenia pioruna w narożnik budynku. Regularne zafalowania charakterystyk, widoczne na tym rysunku, są skutkiem rezonansowego charakteru impedancji wejściowej modelu kanału wyładowania głównego. Powtarzają się one z interwałem około 30 kHz, co odpowiada długości kanału wyładowania, traktowanemu jako antena ćwierćfalowa (dla częstotliwości $f = 30$ kHz długość fali elektromagnetycznej wynosi $\lambda = 10$ km). W celu zredukowania efektu zafalowań wywołanych przez oddziaływanie modelu kanału wykonano dla tego samego przypadku obliczenia porównawcze, przyjmując większą wartość rezystancji rozłożonej wzdłuż kanału: zamiast $R_d = 1 \Omega/m$ podstawiono $R_d = 2 \Omega/m$ – podobnie, jak w podrozdziale 5.2. Wyniki tych obliczeń, uwydatniających właściwości samej instalacji odgromowej, zamieszczono na rysunku 6.22.

Na rysunkach 6.21-6.22 widoczne są wyraźne rezonansowe właściwości konstrukcji instalacji odgromowej.



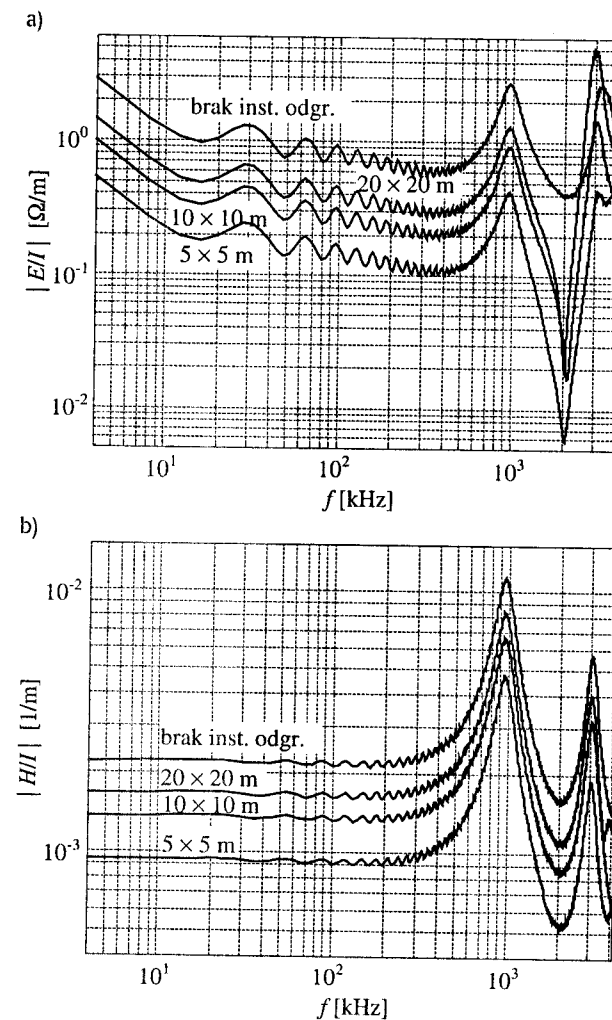
Rys. 6.21. Charakterystyki częstotliwościowe modułów transmitancji $|E/I|$ (a) i $|H/I|$ (b) przy wyładowaniu bezpośrednim (model pioruna – MAT3, $R_d = 1 \Omega/m$)



Rys. 6.22. Charakterystyki częstotliwościowe modułów transmitancji $|E/I|$ (a) i $|H/I|$ (b) przy wyładowaniu bezpośrednim (model pioruna – MAT3, $R_d = 2 \Omega/m$)

Na rysunku 6.23 zamieszczono częstotliwościowe charakterystyki modułów transmitancji dla przypadku uderzenia pioruna w pobliski obiekt o wysokości 70 m (komin lub wieżę). Zafalowania charakterystyk zostały zinterpretowane na rysunku 6.22, toteż nie wykonywano już dodatkowych obliczeń porównawczych dla rezystancji $R_d = 2 \Omega/m$ rozłożonej wzdłuż kanału.

W okolicach 1, 2 i 3 MHz widoczne są lokalne ekstrema rezonansowe, spowodowane obecnością pobliskiego komina. Są one ściśle związane z oscylacjami w dziedzinie czasu, obserwowanymi na wykresach 6.14-6.15.



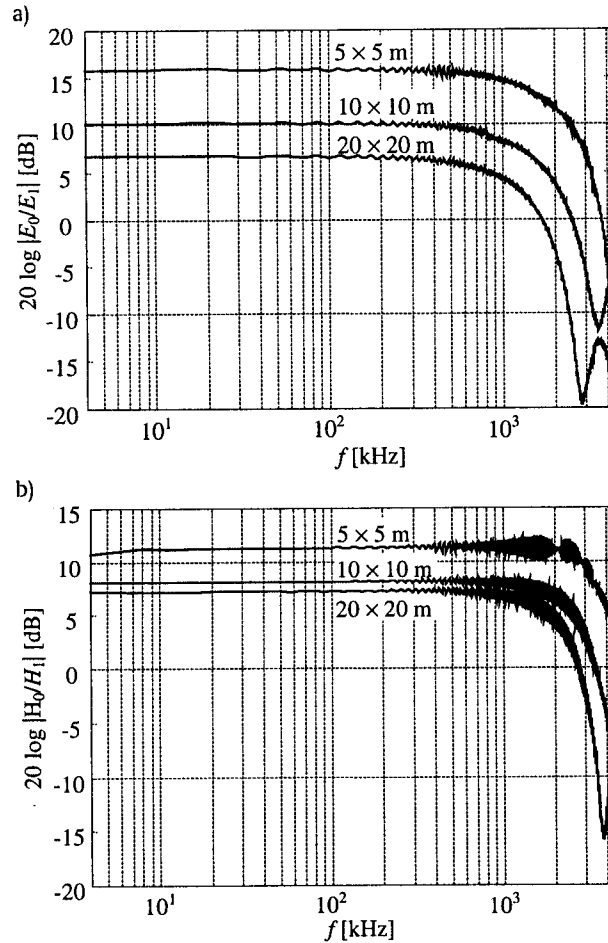
Rys. 6.23. Charakterystyki częstotliwościowe modułów transmitancji $|E/I|$ (a) i $|H/I|$ (b) przy wyładowaniu w pobliski obiekt o wysokości 70 m (model pioruna – MAT3, $R_d = 1 \Omega/m$)

Interesujące jest zbadanie zmian efektu ekranowania w całym analizowanym paśmie widma. W tym celu obliczono skuteczność ekranowania w dziedzinie częstotliwości, definiując ją zgodnie z zależnościami równoważnymi względem wzorów (6.1):

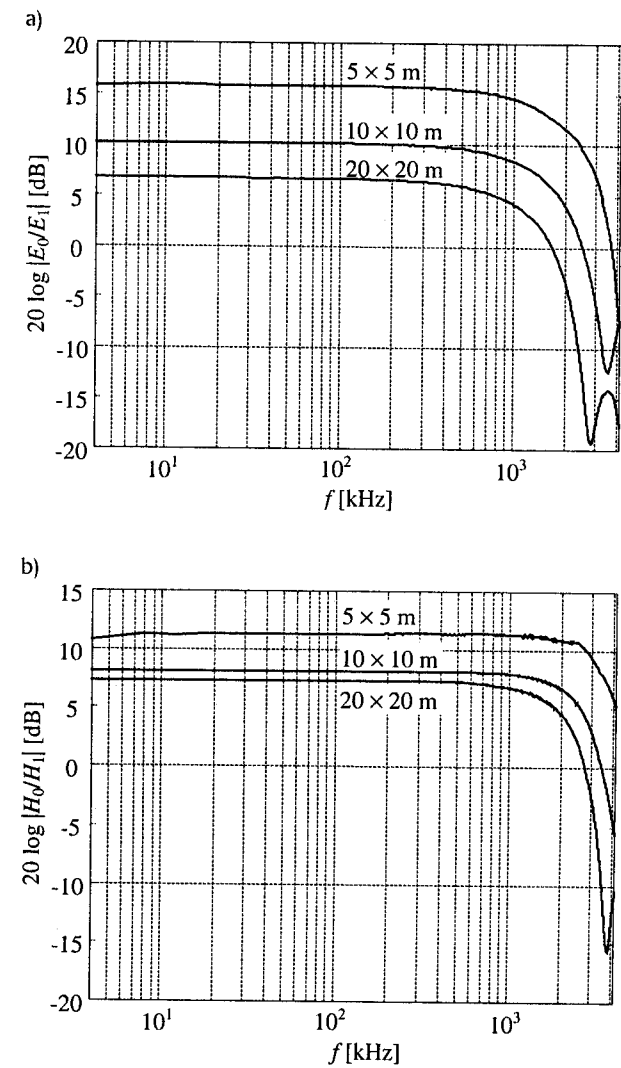
$$S_E(\omega) = 20 \log \frac{|T_{E0}(\omega)|}{|T_{E1}(\omega)|}, \quad (6.3a)$$

$$S_H(\omega) = 20 \log \frac{|T_{H0}(\omega)|}{|T_{H1}(\omega)|} \quad (6.3b)$$

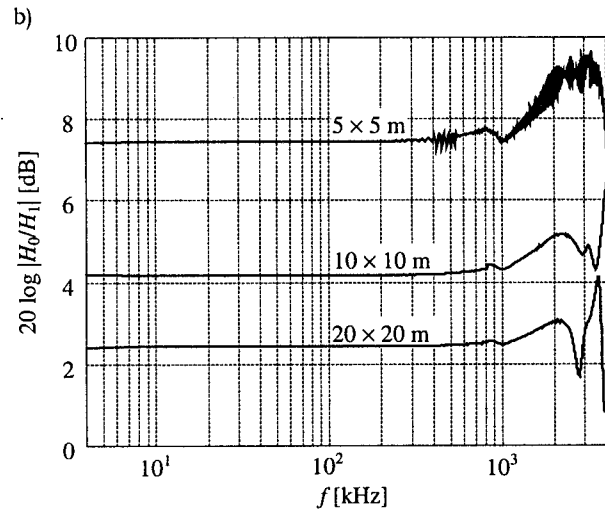
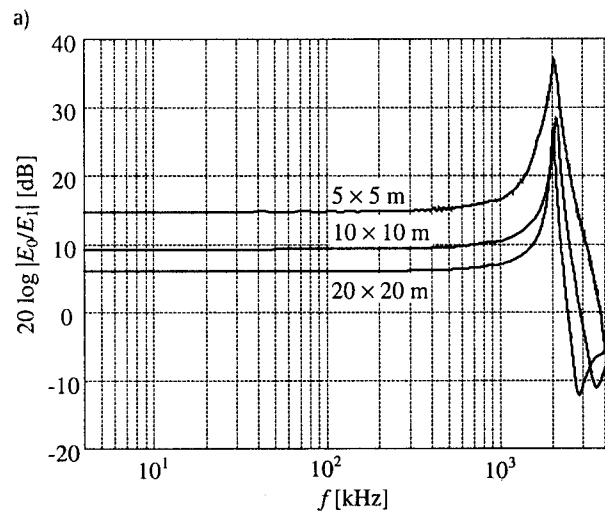
gdzie $|T_{E0}|$ i $|T_{H0}|$ są modułami transmitancji pole/prąd pioruna ($|E/I|$ i $|H/I|$) w punkcie obserwacji przy braku instalacji odgromowej, a $|T_{E1}|$ i $|T_{H1}|$ – analogicznie obliczane transmitancje, lecz przy obecności instalacji odgromowej. Jak poprzednio, punkt obserwacji P ma współrzędne ($x_P = 20$ m, $y_P = 20$ m, $z_P = 2$ m). Wykresy skuteczności ekranowania, odpowiadające transmitancjom z rysunków 6.21-6.23 zamieszczono na rysunkach 6.24-6.26.



Rys. 6.24. Charakterystyki częstotliwościowe skuteczności ekranowania S_E (a) i S_H (b) przy wyładowaniu bezpośrednim (model pioruna – MAT3, $R_d = 1 \Omega/m$)



Rys. 6.25. Charakterystyki częstotliwościowe skuteczności ekranowania S_E (a) i S_H (b) przy wyładowaniu bezpośrednim (model pioruna – MAT3, $R_d = 2 \Omega/m$)



Rys. 6.26. Charakterystyki częstotliwościowe skuteczności ekranowania S_E (a) i S_H (b) przy wyładowaniu w pobliski obiekt o wysokości 70 m (model pioruna – MAT3, $R_d = 1 \Omega/m$)

W paśmie częstotliwości od 4 kHz do kilkuset kHz skuteczność ekranowania instalacji odgromowej praktycznie nie zmienia się i jest równa wartościom liczbowym skuteczności zebranych w tablicach 6.1 i 6.2. Dla większych częstotliwości wartości te ulegają zmianom – widoczny jest wpływ rezonansów konstrukcji. Rezonanse instalacji odgromowej mogą powodować zanik efektu ekranowania

($S_E \leq 0$, $S_H \leq 0$) i pojawianie się zanikających oscylacji, które mogą szkodliwie oddziaływać na aparaturę elektroniczną znajdującą się wewnątrz budynku. Tym niemniej, z rysunków 6.6-6.7 i 6.14-6.15 oraz z tablic 6.1-6.2 wynika, że sumarycznie w dziedzinie czasu obserwuje się rezultat ekranowania. Jest to związane z tym, że w zakresie występowania rezonansów konstrukcji widmowa gęstość mocy impulsów piorunowych jest już stosunkowo mała i rezonansowe uwypuklenie tych części widma nie musi wpływać w sposób znaczący na przebiegi w dziedzinie czasu (np. rys. 6.6 i 6.14).

Z porównania rysunków 6.26 i 6.24 oraz tablic 6.1 i 6.2 wynika, że skuteczność ekranowania tej samej instalacji odgromowej przy wyładowaniu pobliskim i wyładowaniu bezpośrednim ma różne właściwości.

6.6. Uprozczone formuły analityczne dotyczące ekranowania

Celowe jest skonfrontowanie wyników obliczeń zaprezentowanych w tym rozdziale z rezultatami zastosowania uproszczonych wzorów, zawartych w normie IEC 61312-2:1999 [125].

Jak wspomniano w podrozdziale 6.1, w normie [125] zawarte są zależności dotyczące wyłącznie rozkładu pola magnetycznego. Zaleca się, aby natężenie pola magnetycznego H_0 w pobliżu kanału pioruna, poza instalacją odgromową, obliczać z użyciem formuły (2.35).

Natężenie pola w przestrzeni otoczonej instalacją odgromową podczas uderzenia bezpośredniego można oszacować na podstawie wzoru:

$$H_1 = k_H I_0 w / (d_w \sqrt{d_r}) \quad (6.4)$$

gdzie: k_H – współczynnik konfiguracyjny, równy $0,01[1/\sqrt{m}]$, I_0 – prąd pioruna, w – wymiar oka sieci odgromowej, d_r – odległość między punktem obserwacji P a siecią zwodów na dachu, d_w – najmniejsza odległość między punktem obserwacji a siecią przewodów odprowadzających na ścianach budynku.

Skuteczność ekranowania pola magnetycznego wywołanego przez wyładowanie pobliskie określana jest dla oka siatki $w \leq 5$ m z zależności:

$$S_H = 20 \log \frac{8,5}{w} \text{ [dB]} \quad (6.5)$$

Posługując się zależnością (6.5) i definicją (6.1b) można oszacować natężenie pola w strefie chronionej:

$$H_1 = \frac{H_0}{10^{S_H/20}} \quad (6.6)$$

Z powodu ograniczeń nałożonych na wzór (6.5) można go porównać jedynie z wynikiem otrzymanym dla siatki 5×5 m (podrozdział 6.4). Ze wzoru (6.5) wynika, że siatka taka zapewnia skuteczność 4,6 dB, a z tablicy 6.2 i rysunku 6.26b – 7,5 dB. Tak duża różnica wyników jest zapewne skutkiem przyjętego przy wyrowadzaniu wzoru (6.5) założenia, że pole elektromagnetyczne pioruna ma w przybliżeniu charakter fali płaskiej.

W przypadku wyładowania bezpośredniego, dla przykładów rozpatrywanych w podrozdziale 6.3, dane do wzoru (6.4) są następujące: $I_0 = 20$ kA, $w = 20$ m, 10 m lub 5 m, $d_r = 8$ m, $d_w = 20$ m. Zestawienie wyników obliczeń numerycznych i analitycznych zamieszczono w tablicy 6.3.

Tablica 6.3. Porównanie wyników obliczeń numerycznych i oszacowania analitycznego H_{\max}

Wymiar oka siatki w	H_{\max} – wyniki obliczeń numerycznych	H_{\max} – wyniki uproszczonych obliczeń analitycznych
brak instalacji odgromowej	110,1 A/m	112,5 A/m – na podst. (2.35)
20 × 20 m	47,8 A/m	70,7 A/m – na podst. (6.4)
10 × 10 m	43,2 A/m	35,4 A/m – na podst. (6.4)
5 × 5 m	29,9 A/m	17,7 A/m – na podst. (6.4)

Dobra zgodność wyników obliczeń numerycznych i analitycznych zachodzi w tablicy 6.3 jedynie dla braku instalacji odgromowej, stosując wzór (2.35). Znaczne rozbieżności pozostałych wyników powodują, że zależność (6.4) powinna być stosowana z pewnym dystansem – raczej do oszacowań, niż obliczeń projektowych, tym bardziej, że przy zagęszczaniu siatki (10×10 m i 5×5 m) natężenie przenikającego pola jest wyznaczane z niedomiarem.

6.7. Podsumowanie

W trakcie obliczeń rozptyłu prądów i rozkładu pola elektromagnetycznego bardzo ważne jest zastosowanie właściwego modelu nie tylko do analizowanej struktury, ale również do kanału wyładowania. W podrozdziale 6.2 zaprezentowany jest przykład skutków niepoprawnego modelowania.

Urządzenie piorunochronne budynku służy nie tylko do przejmowania prądu wyładowania bezpośredniego, ale również w widoczny sposób wpływa na pole LEMP, pełniąc funkcję ekranu. Stosunkowo niewielkim kosztem można uzyskać skuteczność ekranowania rzędu nawet kilkunastu decybeli w odległości kilku me-

trów od ochronnej siatki przewodów. Mimo fragmentarycznego charakteru dokonanych obliczeń można wysnuć ogólniejszy wniosek, że w strefie bliskiej kanału pioruna instalacja odgromowa i zbrojenie budynku powodują silniejszą redukcję natężenia pola elektrycznego, niż magnetycznego. Wynika to z charakteru rozkładu pola bliskiego w otoczeniu elektrycznych źródeł promieniowania, do których zalicza się kanał pioruna.

Obszar zmniejszonego natężenia pola jest stosunkowo duży. Na podstawie rysunków 6.9 i 6.14 można zalecać umieszczanie aparatury elektronicznej w odległości przekraczającej 2 m od przewodów instalacji odgromowej, gdyż tam natężenie pola magnetycznego jest już niemal równomierne. Wynika stąd, że tzw. obszar bezpieczny ma zasięg znacznie większy, niż przewidywany w normie IEC 61312-2 [125]. Należałoby wykonać dużą serię obliczeń porównawczych, aby móc uogólnić to zalecenie na różne kubatury typowych obiektów. Określenie zasięgu obszaru bezpiecznego jest szczególnie istotne dla przewodowych sieci przesyłu informacji (np. sieci komputerowych).

Obiekty analizowane w ramach przykładów obliczeniowych są dość typowe i charakter ich odpowiedzi na wyładowania atmosferyczne ma reprezentatywne cechy. W szczególności, występują drgania tłumione o częstotliwości około 1 MHz, wspomniane w normie IEC 61312-2 [125] jako typowe dla odpowiedzi na kolejne wyładowania główne.

Analiza właściwości konstrukcji w dziedzinie częstotliwości, dotycząca szczególnie rezonansów transmitancji i skuteczności ekranowania pomaga w określeniu tłumienia lub przenikania możliwych zakłóceń, nie tylko piorunowych. Analiza taka jest pomocna w pracach projektowych zmierzających do przesunięcia tych rezonansów w taką część widma, gdzie skutki przewidywanych zakłóceń mogą być najmniejsze. Zaprezentowana metoda obliczeniowa jest skuteczna również w analizie ekranów wielowarstwowych, stosowanych przy tworzeniu kolejnych stref ochronnych (LPZ 2, LPZ 3, itd. [124, 125]).

7. Analiza przepięć indukowanych przez pole LEMP

7.1. Drogi docierania przepięć do aparatury

Liczba publikacji dotyczących przepięć indukowanych w liniach napowietrznych i podziemnych jest bardzo duża. Do fundamentalnego dorobku w tym zakresie należy zaliczyć m.in. prace Agrawala i in. [1], Paula [122], Vance'a [167]. Literatura – zarówno specjalistyczna, jak i pisana dla szerokiego kręgu odbiorców, inżynierów i techników – jest na tyle obszerna, że w ramach niniejszej pracy nie jest celowe podejmowanie próby jeszcze jednego usystematyzowania istniejącej wiedzy. Jest to już raczej zadanie dla autorów podręczników lub poradników.

Tym niemniej, ważne jest zastosowanie aparatu matematycznego, opracowanego w ramach niniejszej pracy, do analizy wybranych zagadnień praktycznych w celu wyciągnięcia wniosków dotyczących ochrony rozległych obwodów i sieci przewodowych przed przepięciami pochodzenia atmosferycznego. Zastosowanie równań całkowych umożliwia uwzględnienie wpływu nie tylko pola magnetycznego (jak formuły publikowane w wielu poradnikach i normach, np. w [97, 101, 125]), lecz także elektrycznego. Stosowana w tej pracy metoda obliczeniowa ma zastosowanie nie tylko w zagadnieniach quasi-stacjonarnych, lecz obejmuje także zjawiska falowe. Oczywiście, znacznie większy zakres możliwości uzyskany jest kosztem istotnych komplikacji matematycznych.

Wykonana w poprzednim rozdziale analiza efektów ekranowania, wnoszonych przez przewody klasycznej instalacji odgromowej, wskazuje, że warto jest kontynuować ją w celu określenia wartości przepięć, jakie mogą pojawiać się w przewodach znajdujących się wewnątrz obszaru chronionego przez tę instalację. Można wyróżnić trzy podstawowe drogi docierania przepięć do aparatury elektronicznej:

- zmiany potencjału odniesienia (potencjału uziomu);
- droga galwaniczna (bezpośredni przepływ prądu udarowego);
- w wyniku efektu indukcji elektromagnetycznej.

W obliczeniach prezentowanych w niniejszej pracy ziemia jest traktowana jako przewodnik idealny, a więc nie są uwzględniane zmiany potencjału odniesienia wskutek zjawiska wynoszenia potencjału przez przewody układu uziomowego.

Metodyka analizy przepięć docierających drogą galwaniczną nie różni się od metodyki obliczeń prezentowanych w poprzednich rozdziałach. Ten rozdział poświęcony jest wybranym zagadnieniom analizy przepięć powstających głównie wskutek indukcji elektromagnetycznej. Z doświadczenia autora wynika, że zjawisko indukowania przepięć, mimo że znane, jest w praktyce często niedoceniane przez inżynierów.

7.2. Przepięcia indukowane w kablach wewnątrz budynków

Poniżej rozpatrzona jest seria przykładów dla budynku o wymiarach takich samych, jak w rozdziale poprzednim: podstawa 40×40 m, wysokość 10 m, z instalacją odgromową o okach siatki 20×20 m, 10×10 m oraz 5×5 m (rys. 6.4). Na rysunku 7.1 przedstawiono dla uproszczenia tylko instalację odgromową o oku 20×20 m. Model kanału wyładowania ma wysokość 2,5 km, jak w rozdziale 6. Wyniki obliczeń porównano z rozkładami pola, jak w przypadku braku instalacji odgromowej.

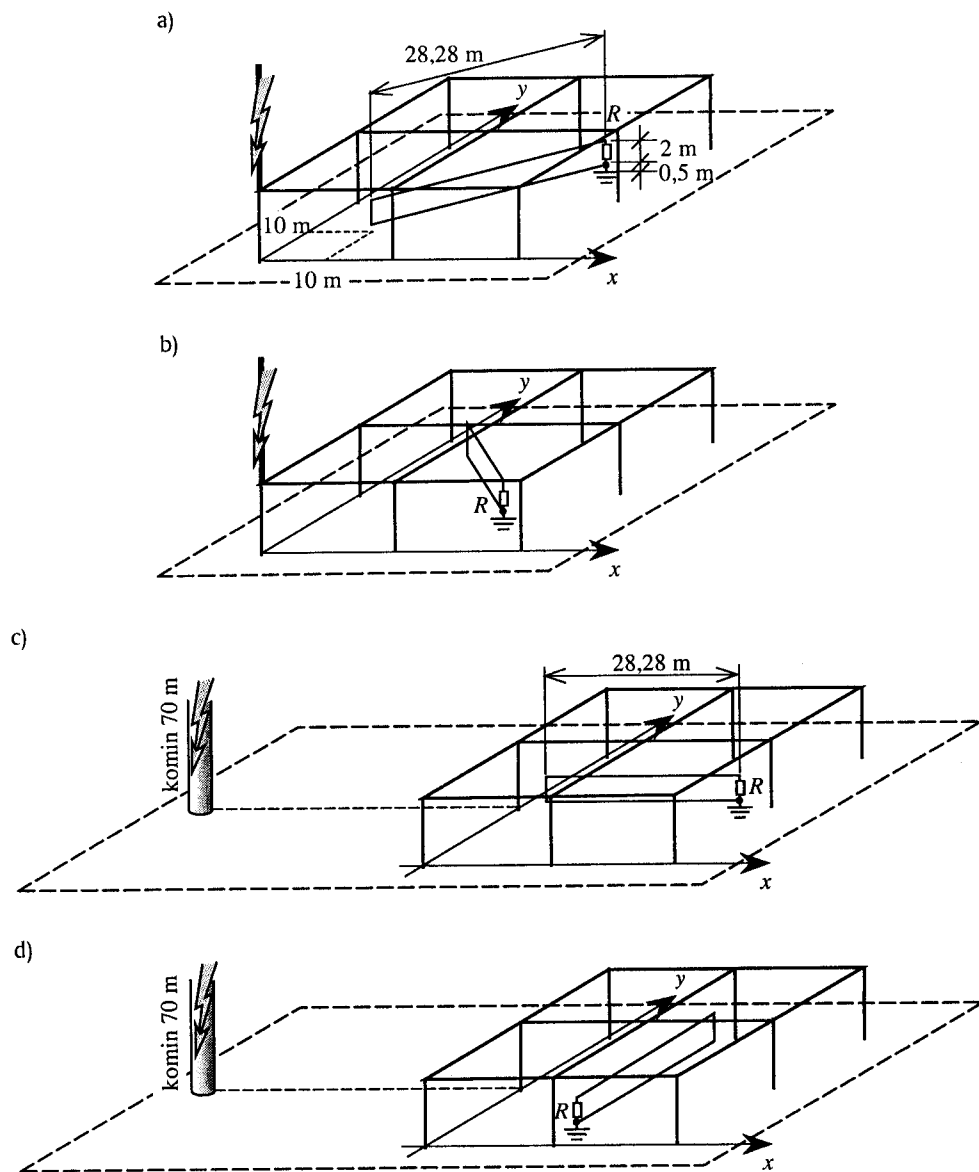
Wewnątrz urządzenia piorunochronnego umieszczono pionową pętlę przewodzącą, w konfiguracjach przedstawionych na rysunku 7.1. Pętla ma wymiary $28,28 \times 2$ m ($28,28 \text{ m} \approx 20\sqrt{2}$ m) i została umieszczona 0,5 m nad ziemią. Pole przekroju poprzecznego przewodu, z którego wykonana jest pętla, wynosi $2,5 \text{ mm}^2$ (promień 0,89 mm). Rezystancja skupiona, włączona do pętli, ma wartość $R = 30 \Omega$, co mieści się w zakresie typowych wartości rezystancji dla wielu instalacji niskiego napięcia (230/400 V) wewnątrz budynków. Pętla jest uziemiona w jednym punkcie, pod gałęzią z rezystorem.

Dla przypadku braku instalacji odgromowej można powiedzieć, że w przykładach 7.1a i 7.1c pętla jest ustawiona prostopadle do linii pola magnetycznego pioruna (kanał pioruna i pętla leżą w jednej płaszczyźnie), a w przykładach 7.1b i 7.1d – równolegle do tych linii. Takie uproszczone nazewnictwo, mimo że niezbyt ścisłe oddające stan faktyczny, szczególnie w obecności instalacji odgromowej, będzie używane w dalszej części niniejszego rozdziału do identyfikacji analizowanych przypadków.

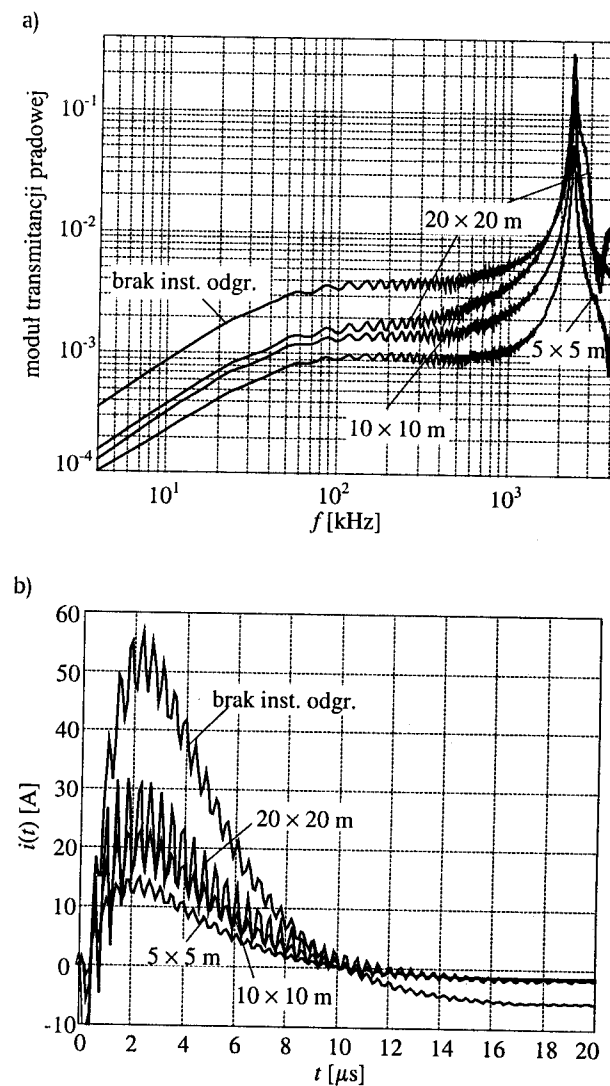
Przy założeniu, że nie nastąpi przeskok iskrowy części prądu piorunowego do analizowanych kabli, obliczany jest prąd indukowany, płynący w rezystancji R . Prąd u podstawy kanału pioruna jest impulsem dwuwykładniczym 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$ (rys. 6.5), opisanym wzorem (1.1) ($k_I = 1,166$, $\alpha = 3,4 \times 10^4 \text{ 1/s}$, $\beta = 1,0 \times 10^6 \text{ 1/s}$). Za pomocą FFT wykonano syntezę przebiegów czasowych dla $k_{\text{max}} = 1024$ pró-

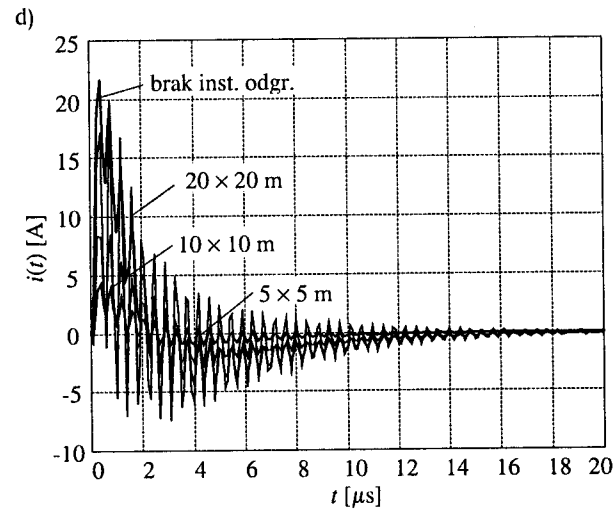
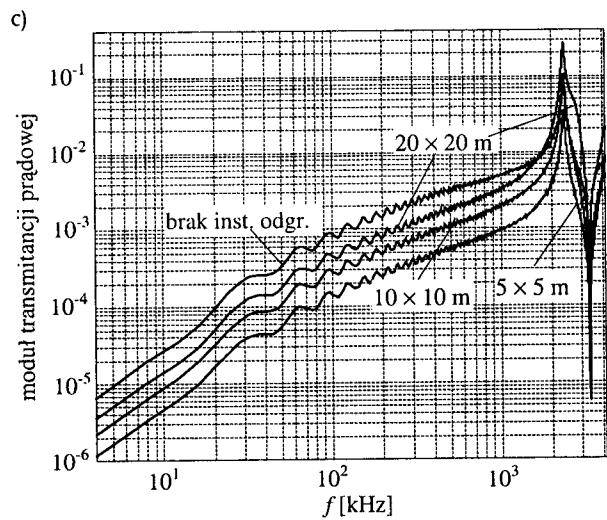
pek widma wyznaczonych z odstępem $\Delta f = 4 \text{ kHz}$ ($f_{\text{max}} = 4,096 \text{ MHz}$). Pasma częstotliwości analizowanych w tym rozdziale jest dwa razy większe, niż w rozdziale 6, w celu zbadania wpływu co najmniej pierwszego rezonansu pętli wraz z jej lustrzanym odbiciem.

Wykresy przedstawione na rysunkach 7.2a, b sporządzono dla przypadku bezpośredniego uderzenia pioruna w narożnik budynku, przy pętli ustawionej prostopadle do linii pola magnetycznego (jak na rys. 7.1a), a na rysunkach 7.2c, d – przy pętli ustawionej równoległe do linii pola magnetycznego (jak na rys. 7.1b).



Rys. 7.1. Analizowane przypadki różnego usytuowania pętli przewodzącej wewnątrz instalacji odgromowej





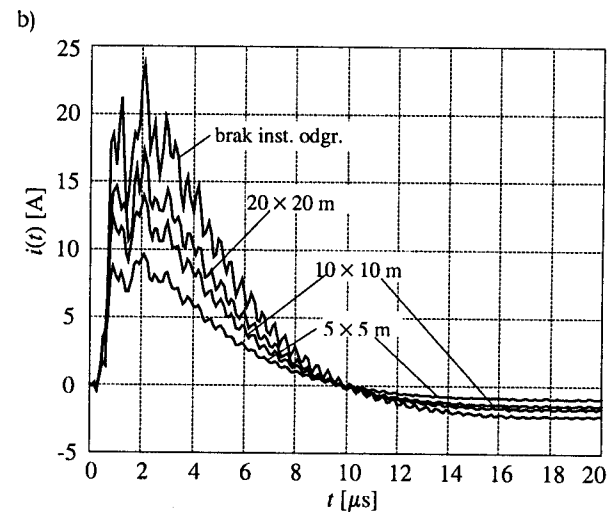
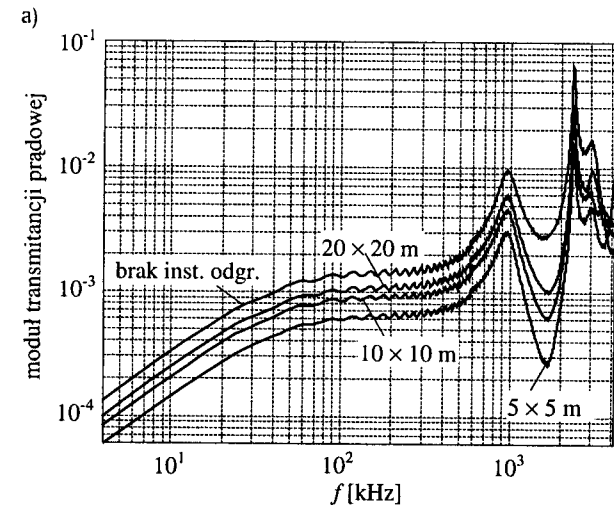
Rys. 7.2. Moduł transmitancji prądowej i prąd indukowany w pętli przy bezpośrednim uderzeniu pioruna w narożnik budynku, dla przypadku pętli ustawionej prostopadle (a, b) i równoległe (c, d) do linii pola magnetycznego (oka sieci zwodów: 5 × 5 m, 10 × 10 m, 20 × 20 m)

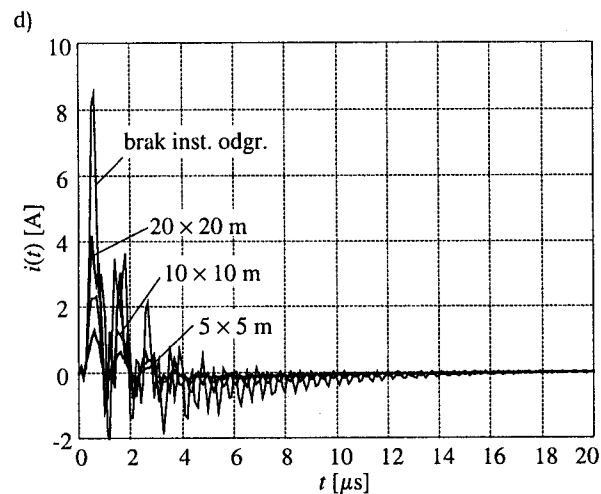
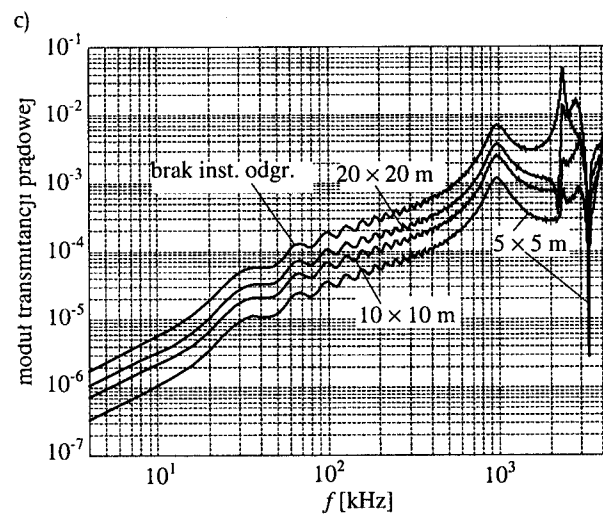
Na rysunkach 7.2a i c przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe modułu transmitancji prądowej

$$|T_R(\omega)| = \frac{|I_R(\omega)|}{|I_p(\omega)|} \quad (7.1)$$

gdzie $I_p(\omega)$ jest widmem prądu u podstawy kanału pioruna, a $I_R(\omega)$ – widmem prądu płynącego w rezystorze R . Na rysunkach 7.2b i d zamieszczono przebiegi prądów zaindukowanych w tym rezystorze.

Analogicznie, na rysunkach 7.3a i c przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe modułu transmitancji prądowej, a na rysunkach 7.2b i d – przebiegi prądów zaindukowanych w rezystorze R dla przypadku uderzenia pioruna w pobliski komin (lub wieżę), którego modelem jest walec o wysokości 70 m i średnicy 3 m.



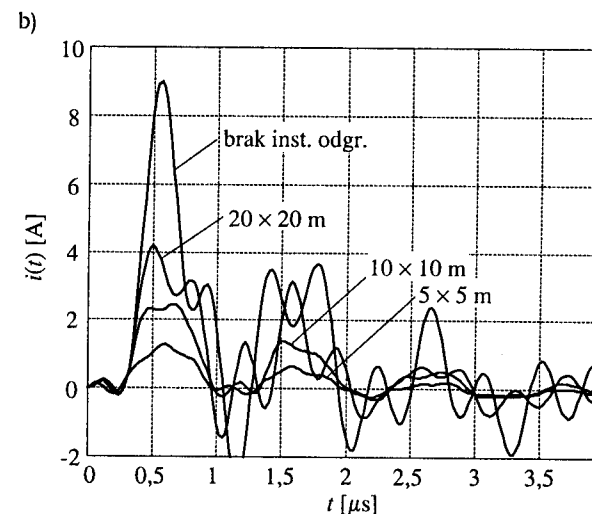
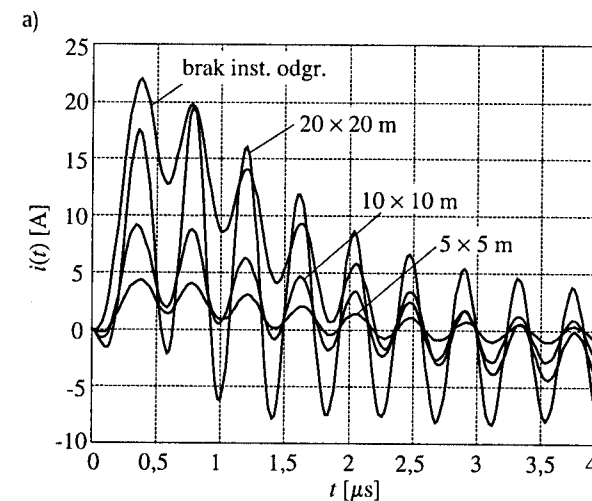


Rys. 7.3. Moduł transmitancji prądowej i prąd indukowany w pętli przy pobliskim uderzeniu pioruna, dla przypadku pętli ustawionej prostopadle (a, b) i równoległe (c, d) do linii pola magnetycznego (oka sieci zwodów: 5 × 5 m, 10 × 10 m, 20 × 20 m)

W celu poprawienia czytelności przebiegów przedstawionych na rysunkach 7.2d i 7.3d, wykonano wykresy prądu rozciągnięte w skali czasu, dla pierwszych czterech mikrosekund, zamieszczone na rysunkach 7.4a, b.

Jak w poprzednim rozdziale, na rysunkach 7.2-7.4 zauważalny jest wzrost ekranującego działania instalacji odgromowej pod wpływem stopniowego zagęsz-

czenia siatki jej przewodów. Stosując wyłącznie standaryzowane rozmiary siatki [124], uzyskano redukcję maksymalnych wartości indukowanych napięć od dwóch i pół (rys. 7.3b) do ośmiu razy (rys. 7.4b), zależnie od konfiguracji analizowanego układu (tablica 7.1). Zwiększenie skuteczności ekranowania jest możliwe przez dalsze zagęszczenie sieci przewodów odgromowych.



Rys. 7.4. Prąd indukowany w pętli ustawionej równoległe do linii pola magnetycznego przy bezpośrednim (a) i pobliskim (b) uderzeniu pioruna

Z wykresów przedstawionych na rysunkach 7.2a i c oraz 7.3a i c widać, że dolna część widma prądu pioruna (szczególnie poniżej 100 kHz) jest przenoszona znacznie słabiej, niż część górna. Zakres dynamiki modułu transmitancji prądowej w przypadku pętli równoległej do linii pola magnetycznego pioruna (rysunki 7.2c, 7.3c) jest o dwa rzędy wielkości większy, niż dla pętli prostopadłej do tych linii (rysunki 7.2a, 7.3a). Przy ustawieniu pętli równoległe do linii pola dolne partie widma są tłumione znacznie silniej, niż przy ustawieniu prostopadłym. W paśmie poniżej 100 kHz zgromadzona jest główna część widmowej gęstości mocy impulsów piorunowych (podrozdział 1.5), toteż można stąd wysnuć istotny wniosek dotyczący ochrony odgromowej instalacji elektroenergetycznych i sygnałowych w budynkach znajdujących się w pobliżu wysokich obiektów, takich jak komin czy wieża antenowa. W tych przypadkach można powiedzieć, że wysoki obiekt (komin, wieża) jest narażony na wyładowania bezpośrednie znacznie częściej, niż budynek. Zatem, w celu zredukowania zagrożenia związanego z indukowaniem się przepięć podczas uderzenia pioruna w sąsiadującą wysoką konstrukcję, należy starać się jak najwięcej przewodów wszystkich instalacji elektrycznych w budynku prowadzić równoległe do spodziewanych linii pola magnetycznego.

Planując ochronę przed przepięciami należy brać pod uwagę możliwość zaindukowania się znaczących przepięć dla częstotliwości rezonansowych. Stosując typowe instalacje elektryczne, o wymiarach rzędu kilkudziesięciu metrów, częstotliwości rezonansowe znajdują się w paśmie kilku megaherców, jak w przykładach analizowanych w tym rozdziale. Mimo, że dla tych częstotliwości widmowa gęstość mocy impulsów piorunowych jest o kilkadziesiąt decybeli mniejsza, niż dla częstotliwości mniejszych od 1 kHz (rys. 1.6-1.8), energia pola elektromagnetycznego jest wciąż wystarczająco duża, aby zaindukować znaczące przepięcia. Są one widoczne w postaci zanikających oscylacji na rysunkach 7.2-7.4. Oscylacje te mają częstotliwość ok. 2,37 MHz, co odpowiada częstotliwości rezonansowej pętli wraz z jej odbiciem lustrzanym pod powierzchnią ziemi. Jest to najsilniejszy rezonans obserwowany na charakterystykach transmitancji prądowej z rysunków 7.2a, c i 7.3a, c.

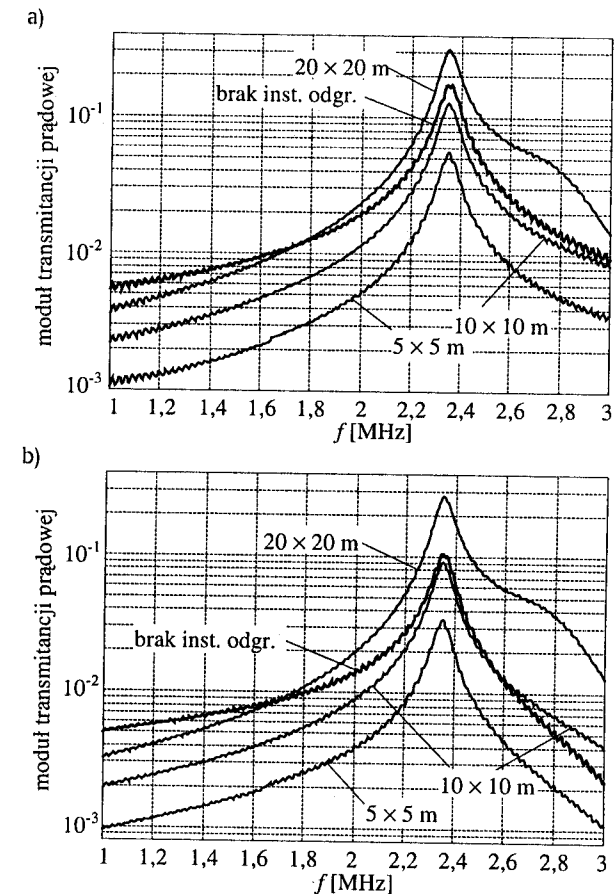
Na rysunkach 7.3a, c maksima rezonansowe występują także dla częstotliwości 970 kHz i 3 MHz. Ta pierwsza częstotliwość spowodowana jest rezonansem kominu (pionowa antena ćwierćfalowa). Druga – związana jest z odległością między kominem a budynkiem ($50 \text{ m} = \lambda/2$ dla $f = 3 \text{ MHz}$).

Zafalowania modułu transmitancji, powtarzające się co około 30 kHz, są spowodowane przez rezonansowy charakter modelu kanału pioruna, co omawiano już w podrozdziale 6.5.

Na rysunkach 7.2-7.4 zamieszczono odpowiedzi na stosunkowo wolno zmieniający się impuls 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$. Taki przebieg wymuszenia ułatwia obserwację zbocza narastającego i opadającego na jednym wykresie sporządzonym w dziedzinie czasu. W celu uzyskania pełniejszej informacji o możliwych kształtach indu-

kowanych przebiegów niezbędne jest jeszcze zbadanie odpowiedzi na wymuszenia ekstremalne: 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ oraz 50 kA, $0,25/100 \mu\text{s}$, o dużej energii i największej stromości zboczy narastających spośród impulsów opisywanych w normach KTA 2206 [102] i PN-IEC 61312 [125]. Impulsy $1/200 \mu\text{s}$ i $0,25/100 \mu\text{s}$ zawierają w okolicach częstotliwości 2,37 MHz większą ilość energii, niż przebieg $2/25 \mu\text{s}$. W związku z tym powodują one silniejsze pobudzenie rezonansu rozpatrywanej pętli.

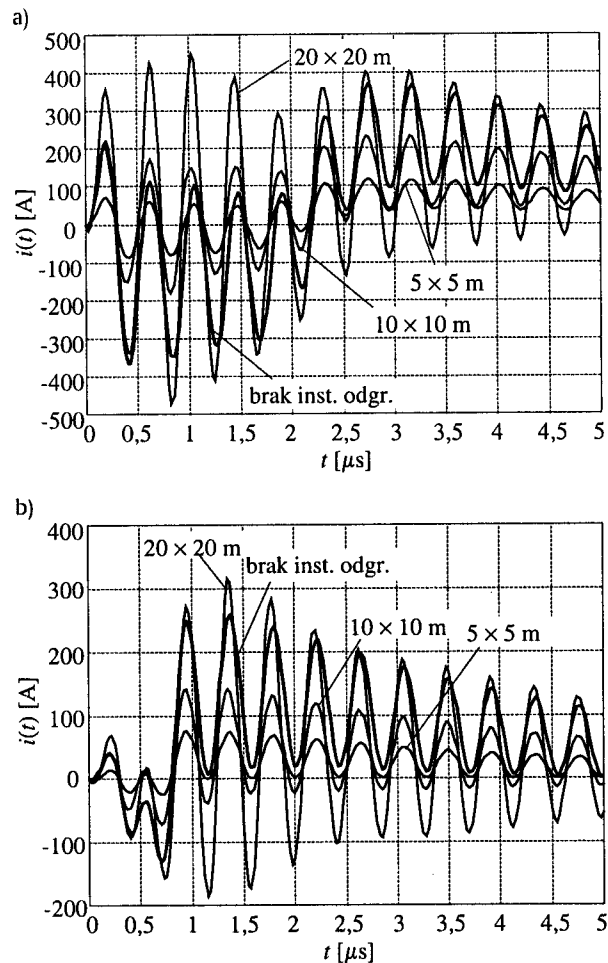
Na rysunkach 7.2a i 7.2c pokazano, że w okolicach rezonansu moduł transmitancji prądowej (7.1) dla siatki o okach $20 \times 20 \text{ m}$ jest większy, niż w przypadku braku instalacji odgromowej. Fragmenty tych wykresów, dla czytelności powiększone w okolicach rezonansu, przedstawiono na rysunku 7.5, z zastosowaniem liniowej podziałki na osi częstotliwości.



Rys. 7.5. Powiększone fragmenty charakterystyk modułu transmitancji dla przypadku wyładowania bezpośredniego i pętli ustawionej prostopadłe (a) i równoległe (b) do linii pola magnetycznego

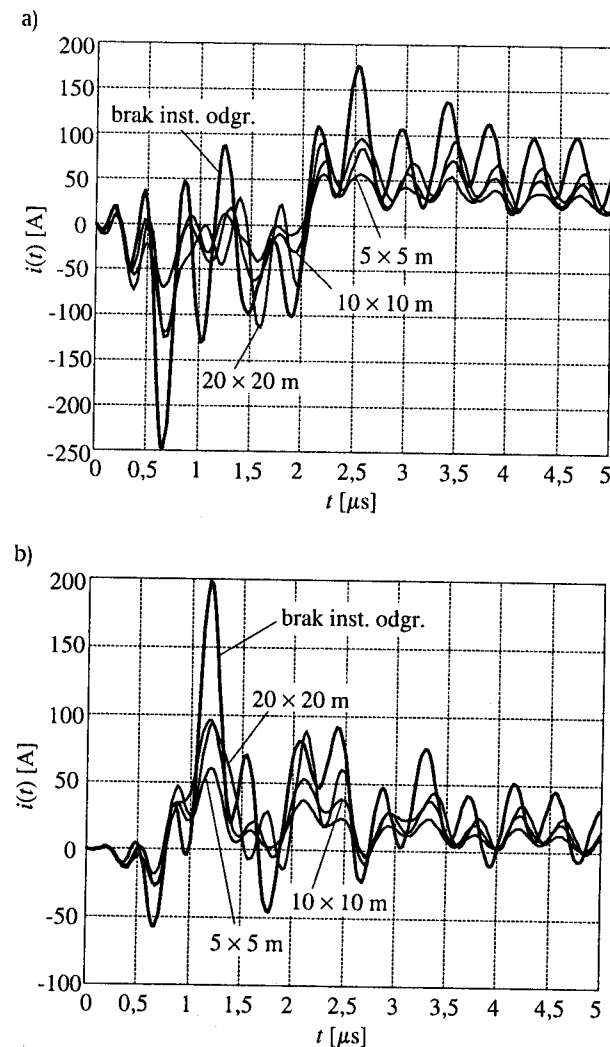
Na rysunkach 7.6-7.7 przedstawiono pierwsze mikrosekundy przebiegów prądów indukowanych w pętli zorientowanej prostopadle do linii pola magnetycznego (przypadki pokazane na rysunkach 7.1a i 7.1c). Konfiguracje te zostały wybrane, gdyż w nich pojawiają się przepięcia o większych amplitudach, niż w układach z rysunków 7.1b i 7.1d.

W przypadku bezpośredniego trafienia w budynek (rys. 7.1a) i impulsie piorunowym o dużej stromości czoła, zastosowanie siatki odgromowej o okach 20×20 m powoduje zaindukowanie prądu o natężeniu większym, niż przy braku instalacji odgromowej (rys. 7.6). Jest to związane z silnym rezonansowym uwypukleniem części widma w otoczeniu częstotliwości 2,37 MHz (rys. 7.5).



Rys. 7.6. Prąd indukowany w pętli w konfiguracji jak na rys. 7.1a przy prądzie pioruna 100 kA, 1/200 μ s (a) oraz 50 kA, 0,25/100 μ s (b)

W wynikach obliczeń dotyczących modelu wyładowania pobliskiego (rys. 7.3 i 7.7) taki efekt nie występuje.



Rys. 7.7. Prąd indukowany w pętli w konfiguracji jak na rys. 7.1c przy prądzie pioruna 100 kA, 1/200 μ s (a) oraz 50 kA, 0,25/100 μ s (b)

W tabelicy 7.1 zebrano maksymalne wartości indukowanych prądów oraz napięć występujących na rezystancji $R = 30 \Omega$ przy braku instalacji odgromowej i dla sieci zwodów o okach 5×5 m, która ma największą skuteczność ekranowania spośród urządzeń piorunochronnych analizowanych w tym podrozdziale.

Skuteczność ekranowania zdefiniowano analogicznie do wzorów (6.1) jako:

$$S_I = 20 \log \frac{I_{0\max}}{I_{5 \times 5 \max}} \quad (7.2)$$

gdzie: $I_{0\max}$ – maksymalna wartość natężenia prądu indukowanego w pętli w przypadku braku instalacji odgromowej, $I_{5 \times 5 \max}$ – maksymalna wartość natężenia prądu indukowanego w pętli w przypadku instalacji odgromowej o oku 5×5 m.

Z tablicy 7.1 wynika, że w przypadku wystąpienia wyładowania bezpośredniego lub pobliskiego o parametrach zbliżonych do przeciętnego, w instalacjach nienarażonych na wpływ części prądu pioruna (przeskoki iskrowe) mogą zostać zaindukowane impulsy o prądach maksymalnych rzędu kilkudziesięciu amperów i napięciach od kilkuset woltów do pojedynczych kilowoltów. Jeśli wyładowanie ma dużą stromość zbocza narastającego i niesie energię zbliżoną do maksymalnych wartości, przewidywanych w normach odgromowych, to mogą w instalacjach zostać zaindukowane prądy o natężeniach kilkuset amperów, a napięcia mogą przekraczać 10 kV. Wprowadzenie stosunkowo gęstej siatki instalacji odgromowej (5×5 m) może spowodować redukcję przepięć indukowanych o ponad 10 dB.

Tablica 7.1. Maksymalne prądy i napięcia oraz skuteczność ekranowania siatki 5×5 m

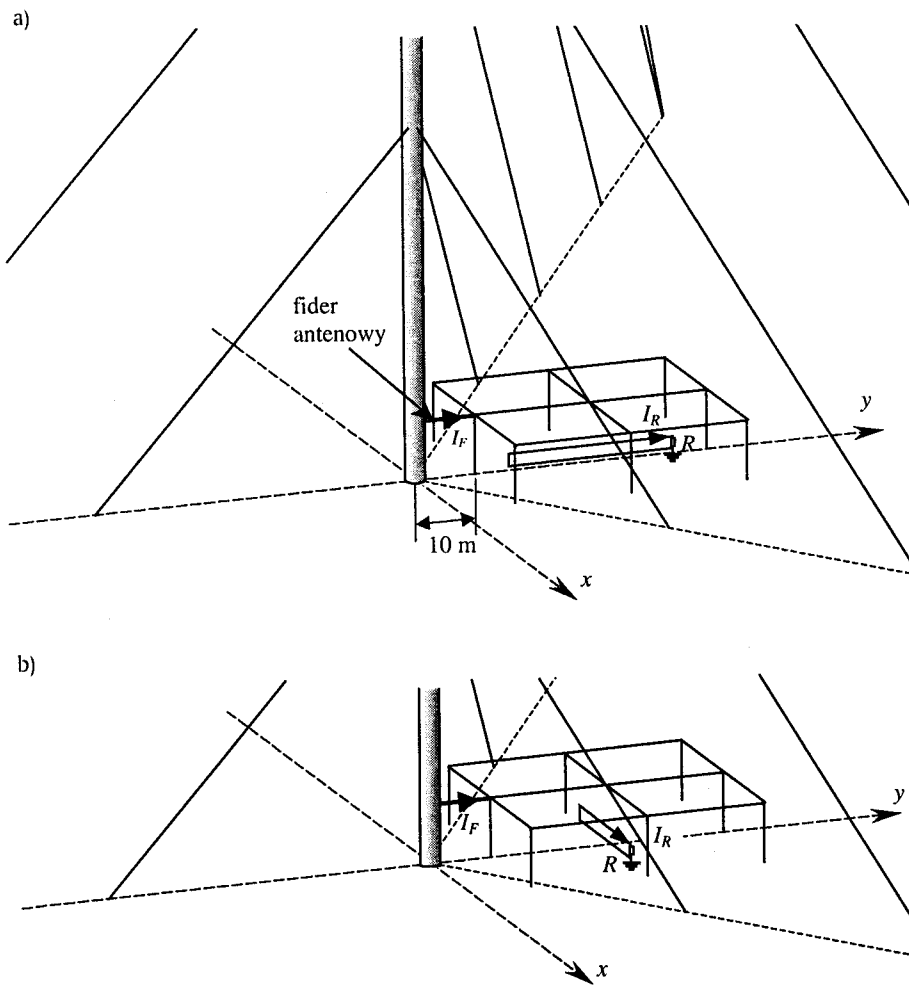
Konfiguracja	Wykres prądu	$I_{0\max}$ [A]	$U_{0\max}$ [V]	$I_{5 \times 5 \max}$ [A]	$U_{5 \times 5 \max}$ [V]	$\frac{I_{0\max}}{I_{5 \times 5 \max}}$	S_I [dB]
impuls prądowy przy podstawie kanału pioruna: 20 kA, 2/25 μ s							
Rys. 7.1a	Rys. 7.2b	57	1 710	15	450	3,8	11,6
Rys. 7.1b	Rys. 7.2d i 7.4a	22	660	4,5	135	4,9	13,8
Rys. 7.1c	Rys. 7.3b	24	720	9,5	285	2,5	8
Rys. 7.1d	Rys. 7.3d i 7.4b	9	270	1,2	36	7,5	17,5
impuls prądowy przy podstawie kanału pioruna: 100 kA, 1/200 μ s							
Rys. 7.1a	Rys. 7.6a	370	11 100	120	3 600	3,1	9,8
Rys. 7.1c	Rys. 7.7a	-250	-7 500	-70	-2 100	3,6	11,1
impuls prądowy przy podstawie kanału pioruna: 50 kA, 0,25/100 μ s							
Rys. 7.1a	Rys. 7.6b	260	7 800	70	2 100	3,7	11,4
Rys. 7.1c	Rys. 7.7b	200	6 000	60	1 800	3,3	10,4

7.3. Przepięcia indukowane w budynku centrum radiokomunikacyjnego

Analiza z poprzedniego podrozdziału zostanie poniżej rozszerzona na przypadek budynku z masztem antenowym, o wymiarach typowych dla Radiowo-Telewizyjnego Centrum Nadawczego (RTCN). Zostanie rozpatrzony obiekt złożony budynku takiego, jak w podrozdziale 7.2, z masztem, jak w podrozdziale 4.4. Zbadane zostaną dwie konfiguracje przedstawione na rysunkach 7.8a i b, różniące się ustawieniem pętli przewodzącej wewnątrz budynku. Wymiary masztu, budynku oraz przewodzącej pętli wewnątrz budynku pozostają takie same, jak w podrozdziałach poprzednich. Odległość między trzonem masztu a budynkiem wynosi 10 m. Widoczny na rysunku przewód łączący maszt z instalacją odgromową, jest modelem grupy kabli antenowych, których ekrany powinny być połączone galwanicznie z masztem i urządzeniem piorunochronnym. W dalszej części niniejszego rozdziału przewód ten będzie w skrócie nazywany fiderem. Założono, że fider ma średnicę 21 cm, czyli w przybliżeniu $8 \frac{1}{4}$ " – tyle wynosi największa średnica kabli antenowych stosowanych w praktyce.

Obliczony zostanie prąd indukowany w pętli wewnątrz budynku podczas uderzenia w szczyt masztu oraz prąd płynący przewodem zewnętrznym fidera antenowego, łączącego konstrukcję masztu z budynkiem. Podstawowe założenia do obliczeń pozostają bez zmian. W szczególności przyjęto, że zarówno ziemia, jak i badana konstrukcja są przewodnikami o nieskończenie wielkiej konduktywności. Budynek analizowanej stacji ma instalację odgromową o okach siatki 20×20 m, 10×10 m oraz 5×5 m.

Analizę transmitancji prądowych w dziedzinie częstotliwości wykonano w paśmie od 4 kHz do 4,096 MHz, a syntezę FFT przebiegów czasowych – dla 1024 próbek widma wyznaczonych z odstępem $\Delta f = 4$ kHz. W zależności od gęstości siatki instalacji odgromowej, obliczenia za pomocą komputera z procesorem Pentium 4 2,4 GHz trwały od około czterech godzin (przy braku instalacji odgromowej, model złożony z 331 segmentów) do ponad szesnastu godzin (przy okach siatki zwodów 5×5 m, model złożony z 573 segmentów).



Rys. 7.8. Analizowane przypadki ustawienia pętli przewodzącej wewnątrz budynku RTCN

Na rysunku 7.9 zamieszczono charakterystyki modułu transmitancji prądowej

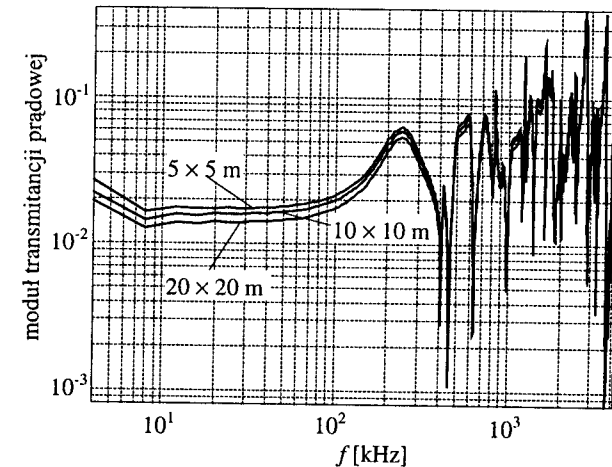
$$|T_F(\omega)| = \frac{|I_F(\omega)|}{|I_p(\omega)|} \quad (7.3)$$

gdzie: I_F – prąd płynący w fiderze, I_p – prąd pioruna. Charakterystyki sporządzono dla różnych gęstości sieci instalacji odgromowej. Na rysunku 7.10 przedstawiono przebiegi prądu płynącego w fiderze antenowym w odpowiedzi na wymuszenie impulsem piorunowym 20 kA, 2/25 μ s i 100 kA, 1/200 μ s. Prąd w fiderze praktycznie nie zależy od ustawienia pętli przewodzącej. Rysunki 7.9 i 7.10 są

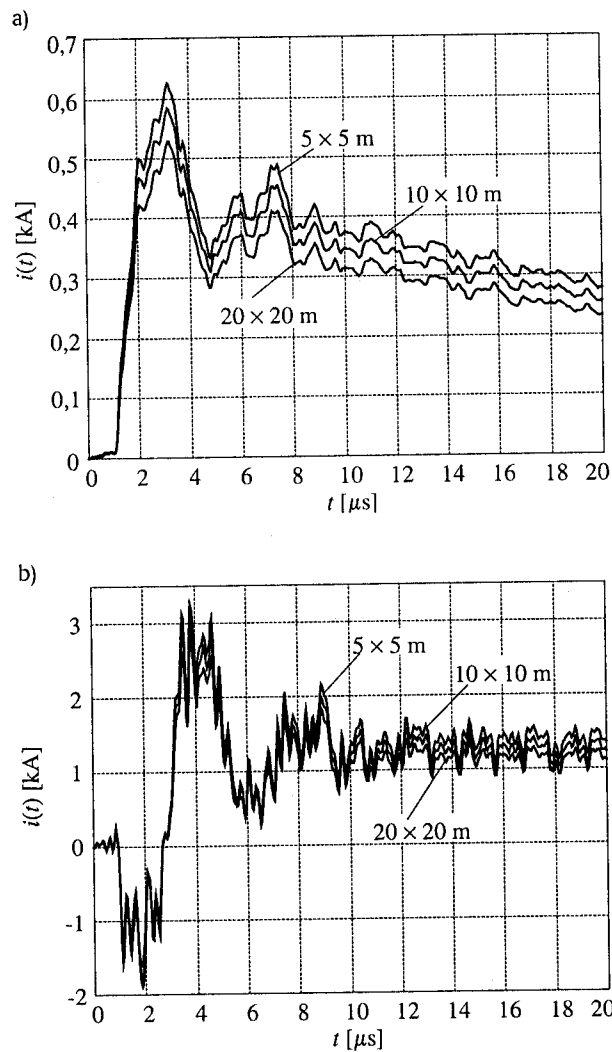
zatem słuszne dla obu konfiguracji pokazanych na rysunku 7.8. Widoczny jest efekt znacznej redukcji zagrożenia piorunowego, spowodowany rozplywem prądu udarowego między trzon masztu i liny odciągowe. Dla obu odpowiedzi na analizowane wymuszenia prąd dopływający fiderem do budynku stanowi nieco ponad 3% natężenia prądu na szczycie masztu.

Na wykresie 7.9 występuje wiele rezonansów konstrukcji. Zanikające oscylacje pojawiające się wskutek rezonansów konstrukcji widoczne są na rysunku 7.10. Podstawowy rezonans masztu występuje dla częstotliwości około 240 kHz ($h = \lambda/4$). Dominuje on w przebiegach prądów w postaci „dzwonienia” o okresie około 4,2 μ s.

Obecność połączenia galwanicznego między masztem a instalacją odgromową powoduje, że transmitancja prądowa dla składowej stałej jest różna od zera. Zarówno moduł transmitancji, jak i prąd płynący w fiderze rosną wraz z zagęszczeniem sieci zwodów. Można to wytłumaczyć zmniejszaniem się modułu wypadkowej impedancji wejściowej instalacji odgromowej, przyłączonej do fidera, przy braku zmian impedancji pozostałych fragmentów analizowanego układu.



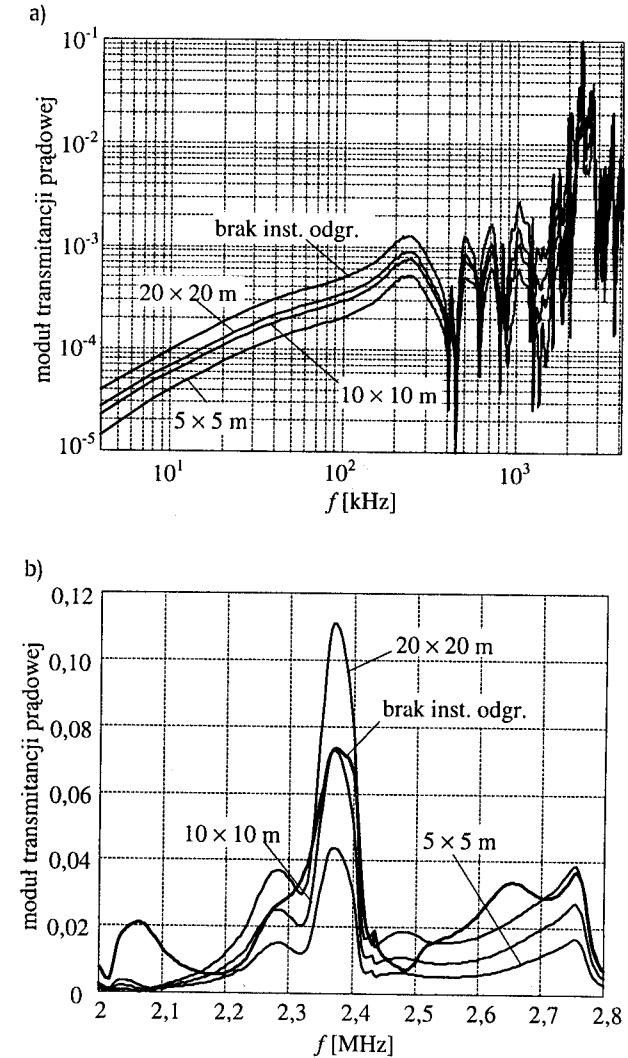
Rys. 7.9. Wykresy modułu transmitancji prądowej $|I_F(\omega)/I_p(\omega)|$ dla różnych gęstości sieci zwodów



Rys. 7.10. Prądy płynące w fiderze antenowym przy impulsie piorunowym 20 kA, 2/25 μ s (a) i 100 kA, 1/200 μ s (b)

Rysunki 7.11-7.13 dotyczą prądu indukowanego w pętli usytuowanej wewnątrz budynku zgodnie z konfiguracją pokazaną na rysunku 7.8a. Na rysunku 7.11 zaprezentowano wykresy modułu transmitancji prądowej (7.1) dla różnych sieci zwodów. Powiększony fragment charakterystyki z rysunku 7.11a przedstawiono na rysunku 7.11b z zastosowaniem liniowego rozciągu obu osi układu współrzędnych. Jak poprzednio, zagęszczaniu sieci przewodów odgromowych

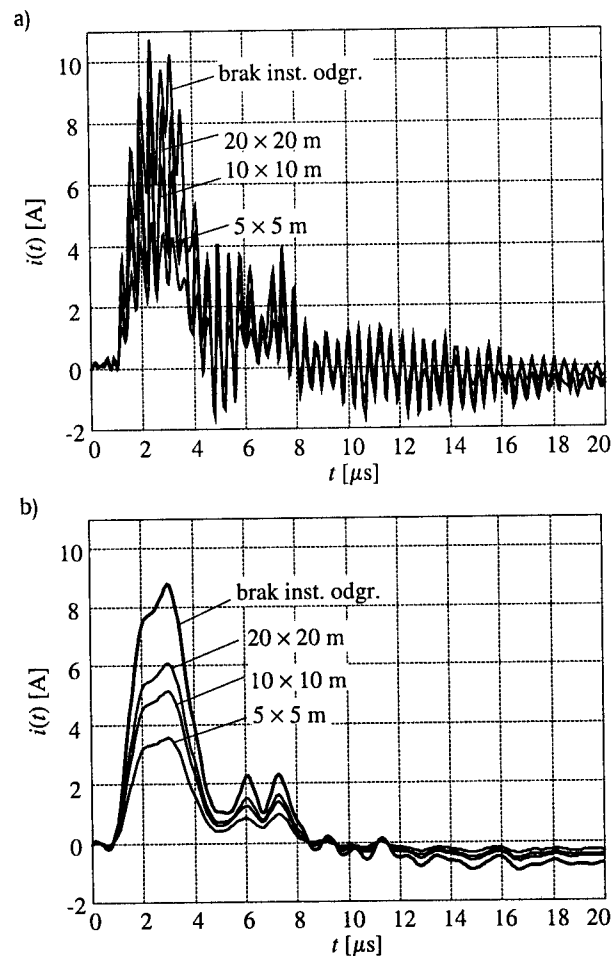
towarzyszy zmniejszanie modułu transmitancji $|I_R(\omega)/I_P(\omega)|$. Transmitancja prądowa konstrukcji wykazuje wiele rezonansów, z których dwa są szczególnie zauważalne w przebiegach czasowych. Są to: podstawowy rezonans masztu dla częstotliwości około 240 kHz ($h = \lambda/4$) oraz podstawowy rezonans pętli z rezystorem R – dla około 2,37 MHz.



Rys. 7.11. Moduł transmitancji prądowej $|I_R(\omega)/I_P(\omega)|$ dla osi w rozciągu logarytmicznym (a) i w rozciągu liniowym w okolicach rezonansu pętli z rezystorem R (b) – dla konfiguracji z rys. 7.8a

Naturalnym efektem braku połączenia galwanicznego między pętlą wewnątrz budynku a instalacją odgromową lub masztem jest zmniejszanie się modułu transmitancji wraz ze zmniejszaniem się częstotliwości. Przypadkiem granicznym jest brak składowej stałej transmitancji (rys. 7.11a i 7.14a).

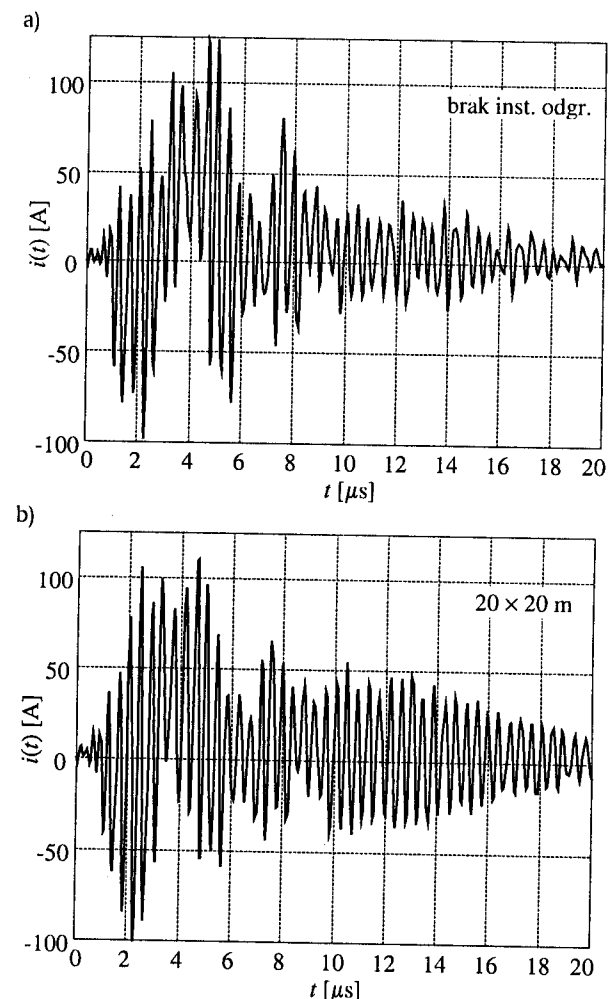
Na rysunku 7.12 zamieszczono przebiegi prądu w rezystorze R przy wymuszeniu impulsem piorunowym 20 kA, 2/25 μs . Rysunek 7.12a dotyczy syntezy próbek widma z zastosowaniem FFT z pasma od 4 kHz do 4,096 MHz. W celu uwydatnienia podstawowych przebiegów, na które nakładają się oscylacje wywołane rezonansem pętli z rezystorem, na rysunku 7.12b przedstawiono wyniki obliczeń przy ograniczeniu pasma syntezy fourierowskiej do 1,024 MHz.

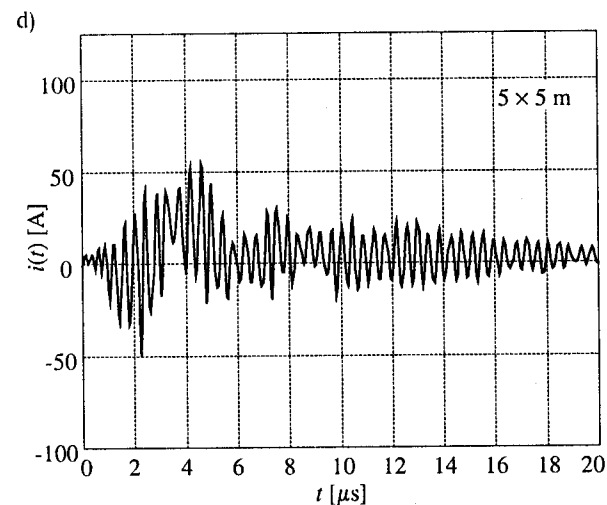
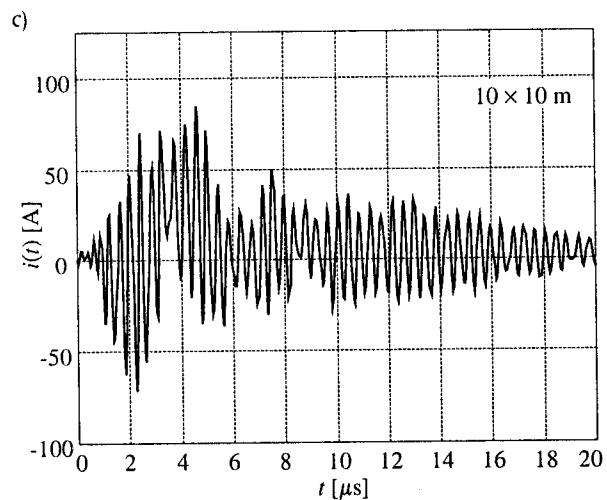


Rys. 7.12. Prąd w rezystorze R przy impulsie piorunowym 20 kA, 2/25 μs – synteza próbek widma z pasma od 4 kHz do 4,096 MHz (a) i od 4 kHz do 1,024 MHz (b) – dla konfiguracji z rys. 7.8a

Na rysunku 7.13 zaprezentowano odpowiedzi na impuls 100 kA, 1/200 μs . W celu zapewnienia czytelności przebiegi, odpowiadające różnym gęstościom sieci zwodów, zamieszczono na odrębnych wykresach.

W pobliżu rezonansu pętli z rezystorem R moduł transmitancji prądowej (7.1) przy siatce zwodów 20×20 m jest większy, niż w przypadku braku urządzenia piorunochronnego (rys. 7.11b). Jest to sytuacja podobna do charakterystyk zestawionych na rysunku 7.5, co również znajduje odbicie w odpowiedziach wyznaczonych w dziedzinie czasu (rys. 7.12-7.13). Amplitudy oscylacji wzbudzonych w pętli otoczonej instalacją odgromową o okach 20×20 m są większe, niż przy braku tej instalacji. Efekt ten jest wyraźnie widoczny przy porównaniu rysunków 7.13a i 7.13b.

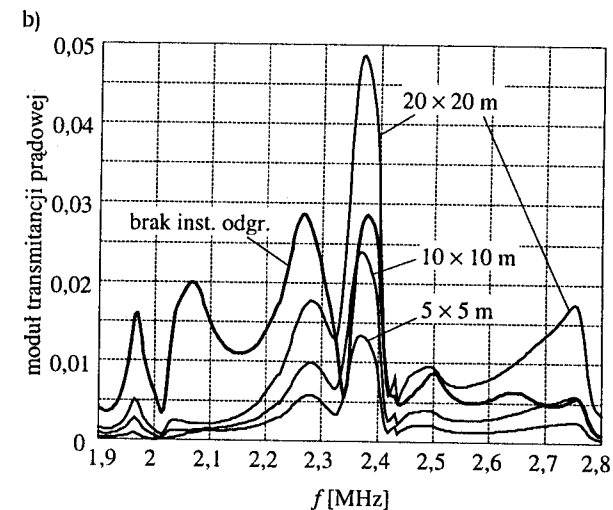
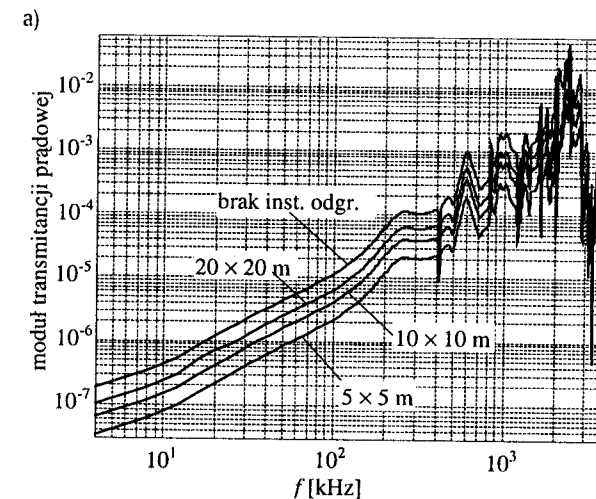




Rys. 7.13. Prąd płynący w rezystorze R przy impulsie piorunowym 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ dla różnych wymiarów oka sieci zwodów – dla konfiguracji z rys. 7.8a

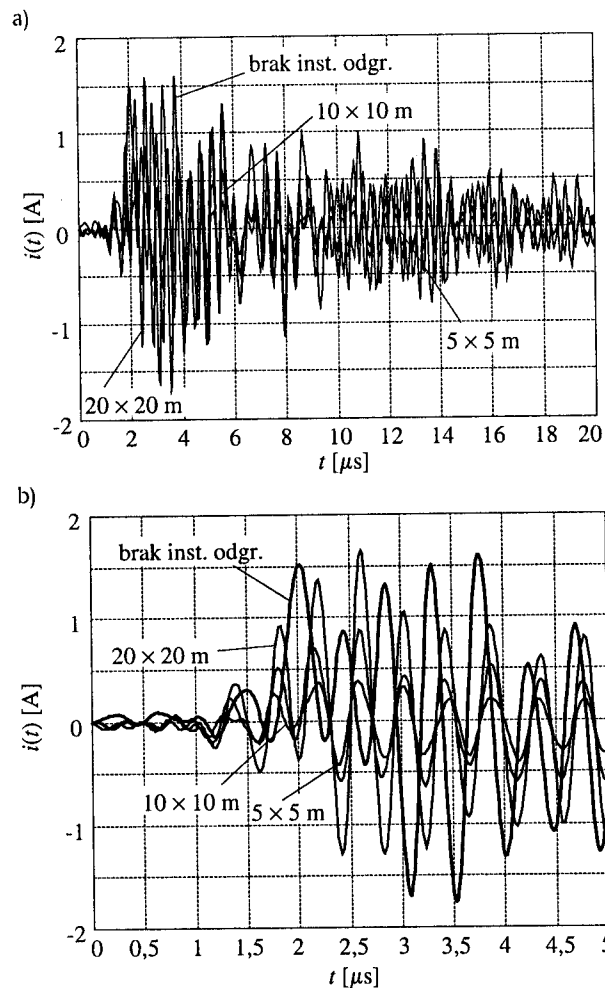
Rysunki 7.14-7.16 dotyczą konfiguracji pokazanej na rysunku 7.8b, dla różnych wymiarów oka sieci zwodów piorunochronnych. Na rysunku 7.14 przedstawiono wykresy modułu transmitancji prądowej (7.1). Fragment charakterystyki z rysunku 7.14a, powiększony w okolicach rezonansu pętli z rezystorem, przedstawiono na rysunku 7.14b, z zastosowaniem liniowego rozciągu obu osi układu współrzędnych.

Po obroceniu pętli o 90° moduł transmitancji prądowej (7.3) oraz przebieg prądu wpływającego do instalacji odgromowej (prądu fidera) nie ulegają zauważalnym zmianom, natomiast transmitancja (7.1) i prąd indukowany w pętli z rezystorem znacznie maleją. Dynamika zmian modułu transmitancji w funkcji częstotliwości jest na rysunku (7.14) o dwa rzędy wielkości większa, niż na charakterystyce (7.11). Podobnie, jak dla par rysunków 7.2a i c oraz 7.3a i c, dolna część widma prądu pioruna jest przenoszona znacznie słabiej, niż część górna, co skutkuje mniejszymi wartościami przepięć indukowanych w pętli z rezystorem w konfiguracji z rysunku 7.8b.



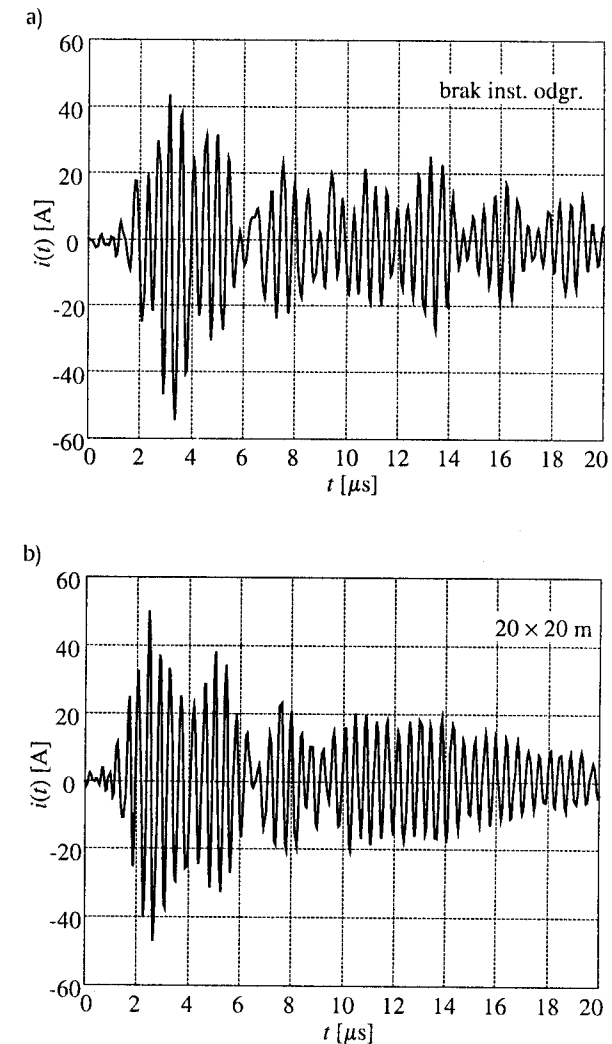
Rys. 7.14. Moduł transmitancji prądowej $|I_R(\omega)/I_p(\omega)|$ – dla konfiguracji z rys. 7.8b

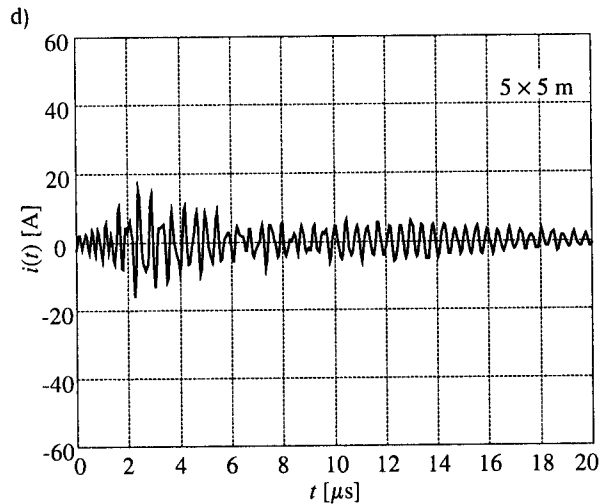
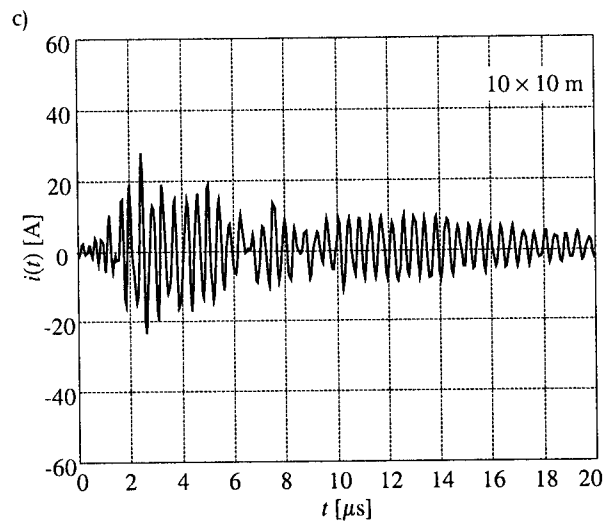
Na rysunkach 7.14b i 7.16a-b powtarza się sytuacja z rysunków 7.11b i 7.13a-b. Rezonans pętli z rezystorem jest bardzo mocno zaakcentowany. Przy instalacji odgromowej o okach 20×20 m, oscylacje o częstotliwości 2,37 MHz indukowane w tej pętli przez prąd pioruna o przebiegu 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ są silniejsze, niż dla przypadku braku urządzenia piorunochronnego. Widać to również, choć mniej wyraźnie, na przebiegach odpowiedzi na impuls o mniejszej stromości czoła – 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$. Przedstawiono je na rysunku 7.15 w dwóch rozciągach skali czasu. W okolicach chwili $t = 2,5 \mu\text{s}$ największą wartość ma prąd odpowiadający siatce 20×20 m.



Rys. 7.15. Prąd płynący w rezystorze R przy impulsie piorunowym 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$ – pierwsze 20 μs (a) i pierwsze 5 μs (b) – przebieg dla konfiguracji z rys. 7.8b

Podczas analizy powyższych przykładów zauważalny jest wzrost skuteczności ekranowania wraz z zagęszczaniem sieci zwodów, mimo przedyskutowanego powyżej efektu rezonansowego oraz mimo wzrostu natężenia prądu wpływającego do instalacji odgromowej (rys. 7.10). Wynika stąd, że połączenia ekranów kabli z maszem i instalacją odgromową, które powinny być wykonywane ze względów bezpieczeństwa i ochrony przed przeskokami iskrowymi, wpływają nieznacznie na pogorszenie efektu ekranowania.





Rys. 7.16. Prąd płynący w rezystorze R przy impulsie piorunowym 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$ dla różnych wymiarów oka sieci zwodów– dla konfiguracji z rys. 7.8b

Maksymalne wartości prądów i napięć na rezystancji $R = 30 \Omega$ oraz skuteczność ekranowania obliczoną według definicji (7.2) dla analizowanych ustawień pętli wewnątrz siatki zwodów $5 \times 5 \text{ m}$ zestawiono w tabelicy 7.2. Wskutek wzrostu prądu wpływającego do instalacji odgromowej, idącego w parze z zagęszczeniem sieci zwodów, wypadkowy efekt ekranowania jest słabszy, niż dla przykładu analizowanego w podrozdziale poprzednim.

Podobnie, jak w przypadku tabelicy 7.1, widoczna jest wyraźna zależność skuteczności ekranowania S_I (7.2) od sposobu ustawienia pętli z rezystorem R . Powtarza się wniosek z poprzedniego podrozdziału, że dążenie do zorientowania przewodów instalacji elektrycznych w sposób zbliżony do równoległego względem spodziewanych linii pola magnetycznego skutkuje wyraźną redukcją indukowanych przepięć.

Tabela 7.2. Maksymalne prądy i napięcia oraz skuteczność ekranowania siatki $5 \times 5 \text{ m}$

Konfiguracja	Wykres prądu	$I_{0\text{max}}$ [A]	$U_{0\text{max}}$ [V]	$I_{5 \times 5 \text{ max}}$ [A]	$U_{5 \times 5 \text{ max}}$ [V]	$\frac{I_{0\text{max}}}{I_{5 \times 5 \text{ max}}}$	S_I [dB]
impuls prądowy przy podstawie kanału pioruna: 20 kA, $2/25 \mu\text{s}$							
Rys. 7.8a	Rys. 7.12a	10,7	321	4,8	144	2,2	7
Rys. 7.8b	Rys. 7.15b	-1,8	-54	-0,4	-12	4,5	13,1
impuls prądowy przy podstawie kanału pioruna: 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$							
Rys. 7.8a	Rys. 7.13a i 7.13d	123,7	3710	54,9	1650	2,2	7
Rys. 7.8b	Rys. 7.16a i 7.16d	-54,4	1630	-15,9	477	3,4	10,7

Największe wartości indukowanych prądów i napięć, występujących w tabelicy 7.2, są rzędu stu amperów i kilku kilowoltów. Są one znacznie mniejsze, niż w tabelicy 7.1, wskutek rozptywu prądów piorunowych w systemie lin odciągowych masztu, ale nadal wystarczająco silne, aby wywołać zakłócenia lub uszkodzenia wrażliwej aparatury elektronicznej.

7.4. Podsumowanie

Rozdział niniejszy poświęcony był analizie przepięć, które mogą pojawiać się podczas wyładowań atmosferycznych w instalacjach elektrycznych nie drogą galwaniczną, lecz wskutek zjawiska indukcji. Jest to kontynuacja badań opisanych w poprzednim rozdziale, dotyczących rozkładu pola elektromagnetycznego w obszarze chronionym za pomocą urządzenia piorunochronnego. W rezultacie wykonanych obliczeń ujawniły się dodatkowe aspekty związane z możliwością wykorzystania instalacji odgromowej do celów redukcji zakłóceń elektromagnetycznych, czyli ekranowania o ograniczonych, lecz znaczących skutkach.

Podczas zagęszczania sieci zwodów i przewodów odprowadzających zauważalny jest wzrost efektu ekranowania w postaci zmniejszania się natężenia prądu indukowanego w pętli przewodzącej, umieszczonej wewnątrz obszaru otoczonego instalacją odgromową. Jakościowo jest to wniosek oczywisty, jednak po zaprezentowanych obliczeniach możliwe jest ilościowe określenie zmian skuteczności ekranowania. Na wartość indukowanych przepięć ma również wpływ sposób usta-

wienia analizowanej pętli (ogólnie – przewodów instalacji elektrycznej) względem miejsca uderzenia pioruna, a ściślej – względem linii jednakowych wartości natężenia pola. Zgodnie z oczekiwaniem intuicyjnym, opierającym się na wiedzy z zakresu fizyki, minimalizację przepięć uzyskuje się ustawiając pętlę w kierunku równoległym do linii pola magnetycznego.

Planując ochronę obwodów elektrycznych budynku przed przepięciami należy przeanalizować właściwości rezonansowe instalacji odgromowej, jej wpływ na rozptył prądu bezpośredniego wyładowania atmosferycznego oraz wziąć pod uwagę możliwość rezonansowego uwydatnienia prądów indukowanych w przewodach instalacji elektrycznych. Jak to pokazano na przykładach obliczeniowych, stosując instalację odgromową o stosunkowo dużych okach siatki (np. 20×20 m), można oczekiwać zaindukowania się przepięć o amplitudach większych, niż w przypadku braku instalacji odgromowej, szczególnie wówczas, gdy przewody tych instalacji są ułożone w pobliżu sieci przewodów urządzenia piorunochronnego. Natężenia indukowanych prądów i towarzyszące im napięcia są wystarczająco silne, aby wywołać zakłócenia pracy wrażliwej aparatury elektronicznej lub ją uszkodzić. Niezbędne jest zabezpieczenie się przed takimi skutkami za pomocą elementów służących do ograniczania przepięć.

Należy unikać stosowania zbrojenia słupów wewnętrznych w budynkach jako przewodów odprowadzających. Jeśli to jest nieuniknione, jak w przypadku konstrukcji stalowych, to nie należy umieszczać przy nich aparatury elektronicznej i okablowania.

W tym rozdziale skupiono się na zagadnieniu indukowania się przepięć w instalacjach wewnątrz budynków stosunkowo niewielkich, choć o dość typowych rozmiarach. Nie rozważano bardzo długich linii przesyłu sygnałów, gdyż zagadnienia te są już dość dobrze opisane w literaturze [1, 45, 50, 58, 74, 122, 167]. Ponadto, użycie metody stosowanej w niniejszej pracy do analizy rozkładów pól w sąsiedztwie wielu przewodów ułożonych bardzo blisko siebie jest utrudnione z powodu możliwości pojawienia się skutków osobliwości matematycznych wspomnianych w rozdziale 1.

Należy jednak podkreślić, że długie linie kablowe nadziemne i podziemne są spotykane często. W zakładach przemysłowych trasy kabli energetycznych i sygnałowych układanych pod i nad ziemią, na estakadach i drabinkach, przewody instalacji sterowania, automatyki, pomiarowych, telefonicznych, alarmowych, telewizji dozorowej itp. tworzą nieraz kilometry różnorodnych połączeń, które stanowią potencjalne drogi docierania przepięć do aparatury. Linie te wymagają zabezpieczeń w postaci m.in. odpowiedniego doboru ich tras oraz ochrony przed przepięciami na każdym zakończeniu kabla.

8. Wybrane zasady kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach telekomunikacyjnych, narażonych na wyładowania atmosferyczne

8.1. Środki ochrony

W niniejszym rozdziale opracowano zalecenia dotyczące spełnienia zasad kompatybilności elektromagnetycznej w wybranych typach obiektów, które są szczególnie narażone na wyładowania atmosferyczne z powodu swojej budowy – zawierających konstrukcje o dużej wysokości (maszty antenowe, wieże, kominy) lub rozległe sieci zasilające i sygnałowe. Zaakcentowano problemy dotyczące obiektów telekomunikacyjnych. Przeanalizowano te zagadnienia kompatybilności, które są związane z ochroną przed oddziaływaniem piorunowych impulsów elektromagnetycznych na aparaturę elektroniczną. W wielu przypadkach problemy te dotyczą również bezpieczeństwa ludzi pracujących przy obsłudze tej aparatury lub mogących przypadkowo znaleźć się w jej pobliżu podczas burzy.

Dołożono wszelkich starań, aby zebrane poniżej zasady były zgodne z normami, obowiązującymi przepisami i aktualnym stanem wiedzy technicznej. Zwrócono uwagę na uwzględnienie nowych trendów konstrukcyjnych, które pojawiają się w trakcie rozwiązywania problemów ochrony towarzyszących burzliwemu rozwojowi techniki przekazywania informacji drogami przewodowymi i bezprzewodowymi.

Zalecenia zgromadzone w tym rozdziale nie są streszczeniem wymagań zawartych w normach, lecz stanowią autorskie komentarze do nich i uzupełnienie wybranych wytycznych. Powstały one w wyniku krytycznego przeglądu literatury, norm, przepisów oraz osobistego doświadczenia zawodowego autora, zdobywanego w ciągu ponad dziesięciu lat wykonywania prac naukowo-badawczych, ekspertyz i projektów. Dotyczą one problemów i błędów najczęściej spotykanych w instalacjach. Wiele z zaprezentowanych sformułowań powstało w wyniku przemyśleń autorskich, wiele w wyniku współpracy z dr. inż. Mirosławem Zielenkiewiczem, w ramach działalności Centrum Ochrony przed Przepięciami i Zakłóce-

niami Elektromagnetycznymi, utworzonego w 1995 roku w Białymstoku [119]. Niektóre badania opisane w poprzednich rozdziałach były inspirowane działalnością tego Centrum.

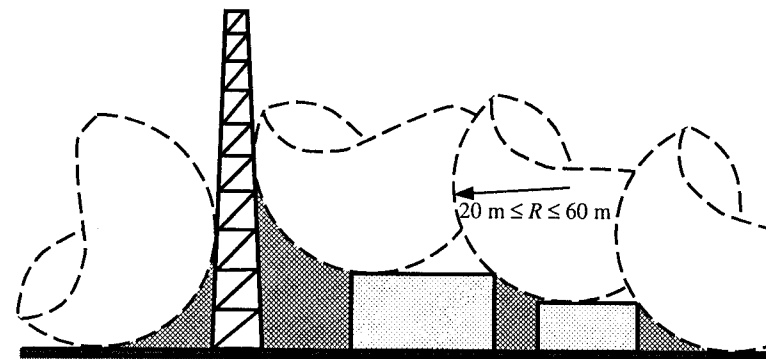
Podstawowymi środkami ochrony, które zostaną przedyskutowane w kolejnych punktach tego rozdziału są:

- nadziemny układ zwodów i przewodów odprowadzających,
- uziemianie,
- bezpośrednie połączenia wyrównawcze (ekwipotencjalizacja),
- zachowanie bezpiecznych odstępów izolacyjnych (zabezpieczenie przed przeskokami iskrowymi),
- odpowiedni dobór tras kabli,
- ekranowanie,
- urządzenia do ograniczania przepięć i filtry przeciwzakłóceńowe.

Warunkiem skutecznego działania wymienionych środków ochrony jest wykonanie wszelkich instalacji zgodnie ze sztuką inżynierską, w tym zapewnienie odpowiedniej ochrony przed korozją.

8.2. Zwody piorunochronne

Instalacja odgromowa jest jednym z podstawowych środków ochrony, stosowanym na zewnątrz budynków. Istotnym zagadnieniem jest wyznaczanie strefy ochronnej, do której projektowania stosowana jest metoda stożka (kąta) ochronnego, metoda sieci zwodów lub metoda toczącej się kuli (sfery) [124, 126]. Najbardziej uniwersalna jest metoda toczącej się kuli. Została ona opisana w polskich normach w 2001 roku [124]. Ideę metody przedstawiono na rysunku 8.1. Obszar chroniony przed wyładowaniem bezpośrednim znajduje się pod hipotetyczną kulą toczoną po najbardziej wystających krawędziach konstrukcji. Zalecany promień kuli zawiera się między 20 a 60 m, co odpowiada skuteczności ochrony zawartej między 98 a 80% [124, 125]. Skuteczność (efektywność) jest określana jako prawdopodobieństwo z jakim urządzenia ochronne (instalacja odgromowa, ograniczniki przepięć) przejmą energię udaru i skierują ją do uziomu, nie dopuszczając do wyrządzenia szkody w chronionym obiekcie. Skuteczność ochrony rośnie wraz z zagęszczeniem sieci zwodów i przewodów odprowadzających. Dotyczy to zarówno większej zdolności do przechwytywania wyładowania bezpośredniego za pomocą zwodów, jak i redukcji zagrożenia wprowadzanego przez LEMP do obszaru chronionego, dzięki zmniejszaniu nierównomierności rozptyłu prądów udarowych, jak to wynika z obliczeń zamieszczonych w rozdziałach 4-7.



Rys. 8.1. Metoda toczącej się sfery

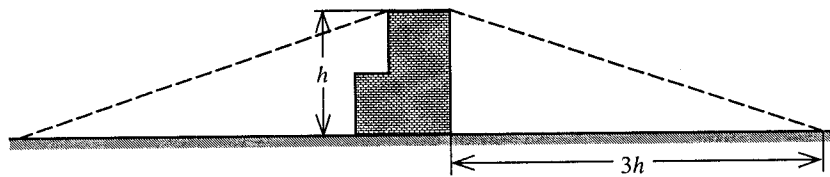
Wśród zagadnień ochrony odgromowej należy wyróżnić problemy ochrony obiektów wysokich: masztów, wież, kominów, dźwigów. Jest to szczególna grupa konstrukcji, dla których, mimo niewielkiego zajmowanego obszaru, pytanie „jaka jest szansa, że piorun uderzy?” należy raczej sformułować jako: „ile razy w roku piorun uderzy?” Prawdopodobieństwo bezpośredniego uderzenia pioruna jest oszacowywane na podstawie zaleceń przedstawionych w normie PN-IEC 61024-1-1 [124]. Statystyczna częstość N_d wyładowania atmosferycznego w obiekt jest tam wyrażona wzorem:

$$N_d = A_e \times N_g \quad (8.1)$$

gdzie: A_e – równoważna powierzchnia zbierania wyładowań, N_g – średnia gęstość doziemnych wyładowań na rozważanym obszarze. Na terenie Polski średnia gęstość wyładowań jest zwykle określana zgodnie z zaleceniami zawartymi w normie PN-86/E-05003/01 [126]. Dla obszarów o szerokości geograficznej powyżej 51°30' przyjmuje się możliwość wystąpienia średnio $N_g = 1,8$ wyładowania na 1 km² powierzchni rocznie, a poniżej tej szerokości – $N_g = 2,5/\text{km}^2$.

Równoważną powierzchnię A_e zbierania wyładowań przez obiekt budowlany na terenie płaskim oblicza się jako pole obszaru ograniczonego linią utworzoną przez przecięcie się powierzchni ziemi z prostą o nachyleniu 1:3, obracaną wokół obiektu stycznie do jego górnych krawędzi (rys. 8.2) [124].

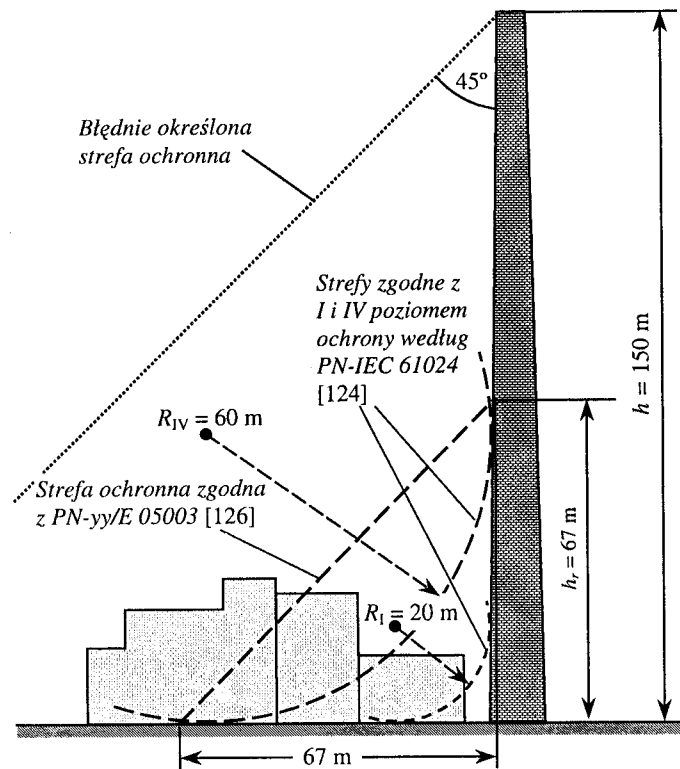
Przykładowo, dla analizowanego w rozdziale 4 masztu antenowego o wysokości 320 m, równoważna powierzchnia zbierania wynosi $A_e = 2\,895\,292 \text{ m}^2$. Oznacza to, że na południowych terenach Polski, gdzie $N_g = 2,5/\text{km}^2$, takie konstrukcje są uderzane przez piorun statystycznie $N_d = 7,2$ razy w roku.



Rys. 8.2. Oszacowanie zasięgu równoważnej powierzchni zbierania budynku, zgodnie z normą [124]

Sporo nieporozumień, spotykanych podczas projektowania i wykonywania ochrony odgromowej, dotyczy określania zasięgu stref ochronnych. Nierzadko spotykanym błędem jest przyjmowanie najwyższego punktu konstrukcji do umiejscowienia wierzchołka stożka ochronnego. Należy podkreślić, że według norm serii E-05003 [126] wysokość stożka ochronnego należy obliczać jako tzw. wysokość zredukowaną h_r , podstawiając rzeczywistą wysokość h obiektu pełniącego rolę zwodu do wzoru:

$$h_r = \sqrt{30 h} \quad (8.1)$$



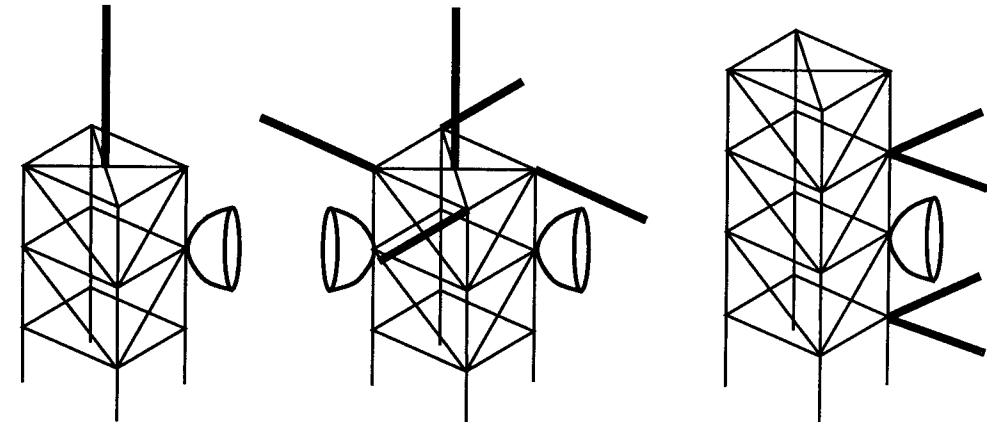
Rys. 8.3. Strefy ochronne wysokiego komina

Z kolei, zgodnie z wymaganiami nowych norm [124], części konstrukcji znajdujące się na wysokości przekraczającej promień toczonej się kuli nie powodują zwiększenia zasięgu strefy ochronnej przy powierzchni ziemi (maksymalnie 60 m).

Wzięty z życia przykład błędnej interpretacji wymagań norm [126] pokazano na rysunku 8.3. W wyniku tego błędu duży budynek w sąsiedztwie komina był pozbawiony urządzenia piorunochronnego.

Anteny montowane na szczycie wieży lub masztu są narażone na bezpośrednie uderzenie pioruna. Można tam utworzyć strefę ochronną za pomocą odpowiedniego rozmieszczenia zwodów – jak pokazano na rysunku 8.4 [123]. Zwody powinny być rozmieszczane tak, aby nie wpływały znacząco na charakterystyki kierunkowe i impedancje wejściowe anten.

Jako naturalne zwody i przewody odprowadzające powinny być wykorzystywane stalowe liny odciągowe (rys. 8.9). Kwestia ta jest szerzej opisana w podrozdziale 8.4, dotyczącym połączeń wyrównawczych.



Rys. 8.4. Przykłady sposobów montażu zwodów w sąsiedztwie anten

8.3. Uziomy

Uziom jest układem elektrod pograżonych w ziemi, dostarczającym potencjał odniesienia dla obwodów elektrycznych w obiekcie, będąc jednocześnie jednym z podsystemów ochronnych, w tym ochrony odgromowej.

Poprawnie zaprojektowany i wykonany układ uziomowy jest podstawą:

- ochrony odgromowej (odprowadzanie prądów piorunowych do ziemi),
- ochrony przed przepięciami (ograniczenie różnic potencjałów pomiędzy częściami składowymi obiektu, odprowadzanie energii przepięć do ziemi),

- ochrony przeciwporażeniowej (zapewnienie bezpiecznego poziomu napięć krokowych i dotykowych),
- poprawnej pracy anten, urządzeń radiokomunikacyjnych i aparatury elektronicznej.

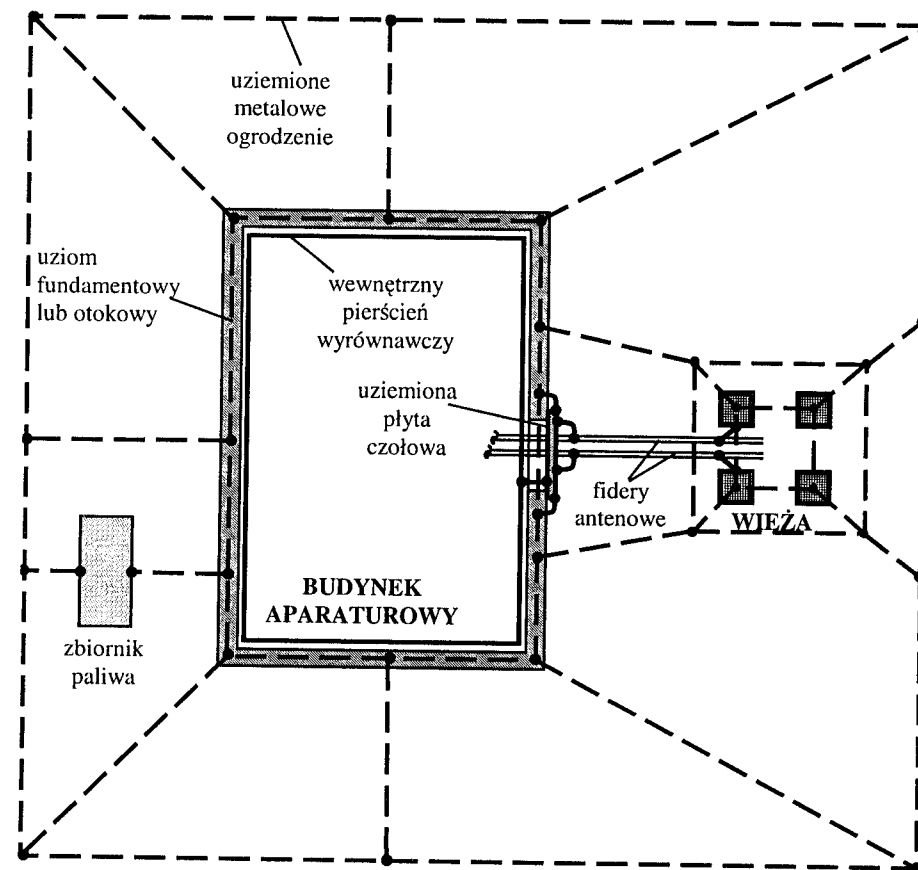
Typowy układ uziomowy w obiekcie radiokomunikacyjnym jest rozległym systemem przewodów. Najbardziej właściwym układem połączeń w ziemi jest topologia sieci promieniowej, z wyróżnionym punktem centralnym. Typowa lokalizacja punktu centralnego jest u podstawy wieży lub masztu antenowego, albo pod wejściem kabli antenowych do budynku stacyjnego. W przypadku istnienia więcej niż jednej konstrukcji wsporczej anten (masztu, wieży) na terenie tego samego obiektu lokalizacja punktu centralnego wymaga szczegółowej, indywidualnej analizy.

W obiektach radiokomunikacyjnych stosowane są następujące rodzaje uziomów:

- poziome – np. uziomy otokowe wokół wszystkich zabudowań (w tym wokół ogrodzeń), uziomy promieniowe masztów, uziomy ciągu słupów oświetlenia terenu,
- fundamentowe – naturalne wykorzystanie zbrojonych fundamentów wież i budynków,
- pionowe – np. przy stopach wież lub w miejscach zejść do ziemi przewodów odprowadzających instalacji odgromowych,
- studnie głębinowe – zalecane do wykorzystania jako naturalne uzupełnienie uziomów sztucznych (należy jednak w tym przypadku rozwiązać problem ochrony przed przepięciami obwodów zasilania i sterowania pomp wodnych); studnia głębinowa nie może być jedynym elementem systemu uziomowego obiektu.

Poziome przewody uziomu promieniowego powinny być ułożone wzdłuż wszystkich kierunków odciągów. Muszą one być solidnie połączone z zakotwieniami lin odciągowych i z punktem centralnym systemu uziomowego. Układ uziomowy powinien tworzyć na terenie obiektu jeden spójny system łączący wszystkie metalowe elementy znajdujące się w gruncie [109, 123], a w tym:

- uziom konstrukcji wsporczej anten,
- uziom otokowy lub fundamentowy budynku stacyjnego,
- uziomy innych zabudowań, np. zewnętrznego agregatu prądotwórczego,
- zakotwienia lin odciągowych i lin tłumiących drgania odciągów,
- uziom zbiornika paliwa (agregatu prądotwórczego i pieca centralnego ogrzewania),
- uziomy słupów oświetlenia terenu,
- kontenery służb obcych (głównie telefonii komórkowej),
- przewodzące instalacje nieelektryczne, np. rury wodociągowe, kanalizacyjne,
- metalowe ogrodzenie terenu stacji i ogrodzenie zakotwień lin odciągowych.



Rys. 8.5. Przykład systemu uziomowego małego obiektu radiokomunikacyjnego

Należy podkreślić, że wszelkie funkcje ochronne i robocze powinien pełnić jeden i ten sam system uziomowy. Spotykane dość często koncepcje tzw. „uziomów wydzielonych” (preferowane szczególnie wśród firm komputerowych) stanowią błąd w sztuce inżynierskiej. Mogą one być przyczyną powstania sytuacji groźnych dla życia. W przypadku wyładowania atmosferycznego lub jakiegoś stanu awaryjnego, pomiędzy odrębnymi uziomami lub częściami przewodzącymi przyłączonymi do różnych uziomów, mogą pojawić się napięcia niebezpieczne dla ludzi i sprzętu. Jeżeli istnieją szczególne powody dla wydzielenia fragmentu układu uziomowego, to powinien on być połączony z pozostałą częścią za pomocą iskierników.

Właściwie zaprojektowany i wykonany system uziomowy powoduje redukcję napięć krokowych na terenie stacji i zapobiega powstawaniu niebezpiecznych przeskoków iskrowych w gruncie. Przykład systemu uziomowego małego obiektu z wieżą antenową pokazano na rysunku 8.5. Widoczne na tym rysunku połączenia

między uziomem budynku i wieży a metalowym ogrodzeniem są ważnymi elementami systemu bezpieczeństwa, służącymi do redukcji różnic potencjałów na terenie stacji, powstających podczas wyładowań atmosferycznych. W przypadku większych obiektów dopuszczalny jest brak połączenia między uziomem ogrodzenia a pozostałymi elementami systemu uziomowego, jeśli odległość między nimi jest dostatecznie duża (co najmniej kilka metrów), jednak brak jest w literaturze zgodności w ocenie tej odległości.

Jeżeli uziom wieży antenowej jest wykonany jako otokowy, to wszystkie nogi wieży powinny mieć widoczne połączenia z tym uziomem. Dość częstą praktyką w Polsce jest łączenie z uziomem tylko dwóch nóg wież. Połączenia powinny być wykonane za pomocą płaskowników ze stali ocynkowanej i powinny być wyposażone w odpowiednie zaciski probiercze.

W obiektach telekomunikacyjnych, szczególnie zlokalizowanych na terenach skalistych lub piaszczystych, zalecane jest wykorzystywanie właściwości uziomów fundamentowych. Stosowanie tych uziomów było szczególnie polecane w telekomunikacyjnych normach branżowych BN-76/9371-03/00 i BN-76/9371-03/01 [137-138]. Mimo że te normy należy uznać za przestarzałe, to ich treść merytoryczna nie straciła na aktualności. Niestety, wiele cennych uwag, wymagających jedynie unowocześnienia terminologii, nie znalazło miejsca w nowszych normach serii PN-T-45000 [136].

Celowe jest uzupełnianie poziomych fragmentów systemu uziomowego za pomocą prętów pionowych, wbijanych w ziemię, np. pod miejscami dołączenia przewodów odprowadzających instalacji odgromowej, w narożnikach uziomów otokowych, czy pod bednarkami ułożonymi promieniowo wzdłuż kierunków odciągów [30, 105, 109, 123, 124, 140, 173]. Uziomy pionowe są pograżane w gruncie typowo na głębokość od 3 do 6 m. Stosowanie ich powoduje:

- zmniejszenie wypadkowej rezystancji uziemienia,
- poprawę dynamicznych właściwości uziomu,
- redukcję napięć krokowych w otoczeniu uziomu,
- redukcję zmienności rezystancji uziemienia wskutek sezonowych zmian rezystywności gruntu (wysychanie, przemarzanie).

Dużą popularność zdobywają pręty stalowe pokrywane elektrolitycznie warstwą miedzi dla ochrony przed korozją. Miedź spełnia zadanie ochronne, jeśli jej warstwa ma grubość nie mniejszą, niż 0,25 mm. Tańsze od nich pręty stalowe ocynkowane ogniowo mają mniejszą trwałość.

Połączenia między uziomem a metalowymi urządzeniami niepograżonymi w gruncie wykonywane są za pomocą przewodów uziemiających. W odpowiednich normach [124-130] opisane są sposoby wykonywania tych przewodów oraz wyposażania ich w zaciski (złącza) probiercze, służące do kontroli stanu uziomu. Praktycznie jedynym łatwo mierzalnym elektrycznym parametrem uziomu jest

jego rezystancja stałoprądowa względem ziemi odniesienia. Wartość zmierzonej „statycznej” rezystancji uziemienia jest wyznacznikiem skuteczności uziomu i służy do określania jego jakości i ciągłości podczas wieloletniego okresu eksploatacji. Dąży się do zapewnienia odpowiednio małej rezystancji, zgodnie z wymaganiami norm [124, 126]. Spełnienie wymagań norm dotyczących rezystancji uziemienia jest wystarczające, aby umożliwić przepływanie znaczącej części energii wyładowania piorunowego do ziemi najkrótszą z możliwych dróg i zapobieżenie rozprzestrzenianiu się jej w chronionych instalacjach. Wybierając kryterium wymiarowania systemu uziomowego należy mieć na uwadze, że osiągnięcie jak najmniejszej rezystancji nie jest zasadniczo niezbędne. Dla ochrony urządzeń stacji, jak również personelu, ważniejsza jest redukcja różnic potencjałów powstających podczas udarów.

Pomiary rezystancji uziemienia danego obiektu mogą dawać wyniki znacznie różniące się, w zależności od temperatury i wilgotności gruntu oraz zawartości soli mineralnych. W literaturze podawane są współczynniki korekcyjne umożliwiające oszacowanie tych parametrów dla gruntu suchego [173].

Pomiary rezystancji wykonywane są przy małej częstotliwości i małym natężeniu prądu pomiarowego, dlatego ich wyniki określane są jako wartość statyczna i dają jedynie częściową informację o właściwościach uziomu. W przypadku odprowadzania przez uziom impulsowego prądu udarowego o mikrosekundowych czasach trwania, jego właściwości powinny być opisywane raczej za pomocą pojęcia rezystancji dynamicznej, określanej jako iloraz potencjału uziomu $u(t)$ przez prąd wpływający do uziomu $i(t)$. Wielkość ta jest zmienna w funkcji czasu, co jest niewygodne w zastosowaniach praktycznych. Bardziej dogodna jest jedna zastępcza wartość liczbowa, definiowana jako [172]:

$$R_d = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \quad (8.2)$$

Jednakże zarówno definicja ta, jak i stosowana obecnie metoda pomiaru rezystancji R_d , są obarczone wymienionymi poniżej poważnymi wątpliwościami interpretacyjnymi. Wartości maksymalne napięcia i prądu są przesunięte w czasie. Dyskusyjna jest więc interpretacja rezystancji (8.2), gdyż nie mówi ona o tym, jaki jest rzeczywisty związek między napięciem i prądem w jakiegokolwiek chwili. Ponadto, w trakcie pomiarów konieczna jest odpowiednia kompensacja wpływu przewodów służących do przyłączenia miernika udarowego. Wątpliwości budzi wybór punktu o potencjale ziemi odniesienia, szczególnie w badaniu uziomów rozległych. Jeśli zamknięcie drogi prądu odbywa się za pomocą pojedynczego przewodu i sondy prądowej, wbitej w jednym punkcie w ziemię, to wpływa to na wynik pomiaru poprzez brak odwzorowania rzeczywistej sytuacji rozptyłu prądu piorunowego z uziomu we wszystkich kierunkach. Niezbędne jest rozważenie

wpływu zjawisk falowych na wyniki pomiarów. Stawiany jest również zarzut, że impulsy, jakie mogą być wygenerowane przez miernik, mają energię zbyt małą, aby móc symulować odpowiedź obiektu na rzeczywisty udar piorunowy. Co prawda, mierniki rezystancji statycznej także nie dysponują dużą energią.

Podsumowując, wyniki pomiarów z zastosowaniem opracowanej dotychczas metody udarowej nie są łatwe do interpretacji, co powoduje, że ich wartość merytoryczna budzi kontrowersje. Pomiar statycznej rezystancji uziemienia również mają swoje wady, jak choćby brak odwzorowania reakcji uziomu na udary impulsowe, jednak ich zaletami są: powtarzalność i jednoznaczna interpretacja uzyskanych wyników.

8.4. Wyrównywanie potencjałów wewnątrz i na zewnątrz budynków

Wyrównywanie potencjałów w obiektach radiokomunikacyjnych jest jednym z ważnych problemów kompatybilności urządzeń nadawczo-odbiorczych oraz bezpieczeństwa personelu. Jak wynika z obliczeń zaprezentowanych w poprzednich rozdziałach, zagadnienie ekwipotencjalizacji może być rozważane wyłącznie w odniesieniu do składowych wolnozmiennych udaru piorunowego. Dla składników z górnych partii widma pioruna nie jest spełniony warunek quasi-stacjonarności, czego skutkiem jest konieczność uwzględniania zjawisk falowych, zachodzących m.in. w przewodach wyrównawczych.

W miejscach gdzie nie da się zastosować odpowiednich odstępów izolacyjnych należy wykonywać połączenia wyrównawcze. Brak takich połączeń jest elementem zagrożenia – stwarza niebezpieczeństwo przeskoków iskrowych pomiędzy metalowymi elementami konstrukcji podczas wyładowań atmosferycznych. Połączenia między siecią wyrównawczą a instalacją odgromową w typowych, niezbyt wysokich budynkach powinny być wykonywane jak najbliżej uziomu. W przypadku braku uziomu otokowego lub fundamentowego połączenia takie z konieczności stają się wydłużone, co znacznie utrudnia lub wręcz uniemożliwia poprawną ekwipotencjalizację wewnątrz budynku, a przy tym może być przyczyną zwiększenia zagrożenia urządzeń telekomunikacyjnych. W przypadku bardzo wysokich budynków zalecane są połączenia wyrównawcze z instalacją odgromową na dodatkowych poziomach nad powierzchnią ziemi [124]. Zagadnienie wyrównywania potencjałów dotyczy wszystkich instalacji mogących przewodzić prąd elektryczny, z uwzględnieniem metalowych rur wodociągowych, kanalizacyjnych, centralnego ogrzewania, paliwowych, kanałów wentylacyjnych. Rury gazowe łączy się z szynami wyrównawczymi za pośrednictwem iskierników. Obiekty radiokomunikacyjne zwykle nie są wyposażane w instalacje gazowe.

W niewielkich obiektach telekomunikacyjnych poprawne wyrównanie potencjałów nie przedstawia większego problemu. Zagadnienie ekwipotencjalizacji w przypadku obiektów większych jest bardziej złożone. W wielu budynkach stacyjnych – także nowo budowanych – prawie od każdego urządzenia prowadzone są osobne przewody wyrównawcze (PE) do wspólnej szyny, dalej łączonej z uziomem. Taki układ połączeń o topologii gwiazdy (wyrównania potencjałów w jednym wspólnym punkcie), chociaż spełniający swoje zadania przy częstotliwości sieci zasilającej, jest nieodpowiedni dla osiągnięcia satysfakcjonującego poziomu kompatybilności elektromagnetycznej systemów pracujących w zakresie większych częstotliwości, w tym urządzeń techniki cyfrowej. Duża liczba przewodów wyrównawczych prowadzonych z jednego miejsca do każdego z urządzeń z osobna nie tworzy zwykle spójnego systemu, lecz złożoną sieć połączeń, trudną do opanowania, inwentaryzacji, nadzoru. Może ona być przyczyną przenikania zakłóceń między różnymi obwodami – drogą sprzężeń pojemnościowych i indukcyjnych. Lepszym i tańszym sposobem jest stosowanie systemu miedzianych szyn (pierścieni) wyrównawczych, wspólnych dla całego pomieszczenia technicznego lub grupy pomieszczeń. Takie rozwiązania są niekiedy nazywane w literaturze anglosaskiej „halo grounds” [140].

W obiektach, w których jest duże nagromadzenie aparatury elektronicznej, może ona wytwarzać interferencje o znacznym poziomie. Jedną z metod redukcji zakłócania jednych systemów przez inne zainstalowane w tym samym obiekcie jest wykonanie pod podłogą uziemionej sieci wyrównawczej, nazywanej w normie BN-76/9371-03/01 [138] „siecią uziemiającą powierzchniową”. Oka takiej siatki są na tyle małe, aby można ją było traktować w przybliżeniu jako płaszczyznę przewodzącą. Wymiary oka sieci nie mogą być większe, niż $\lambda/8$, gdzie λ jest najmniejszą długością fali sygnałów użytkowych. Obudowy wszystkich urządzeń znajdujących się nad tą siecią powinny być z nią połączone za pomocą możliwie najkrótszych przewodów.

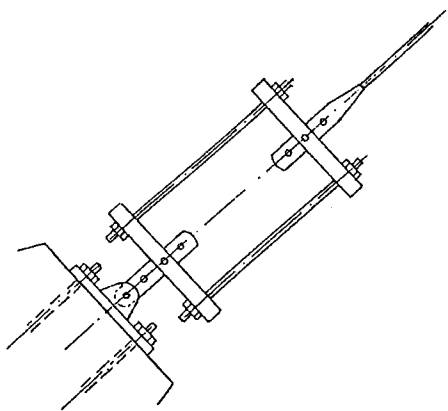
System przewodów wyrównawczych i ochronnych można zaprojektować i wykonać z respektowaniem zasady hierarchizacji połączeń – grupowania szyn i przewodów selektywnie w taki sposób, aby grupy obwodów o znacznie różniących się poziomach mocy i generowanych zakłóceń nie miały wspólnych przewodów powrotnych. Dzięki temu redukuje się zakłócenia przenikające między różnymi systemami. Połączenia wyrównawcze powinny być możliwie jak najkrótsze w celu zredukowania spadków potencjałów na indukcyjnościach przewodów. Przewody prostokątne (płaskowniki, taśmy) mają mniejsze indukcyjności, niż druty lub linki o porównywalnych powierzchniach przekroju, toteż należy je wybierać do realizacji systemów wyrównywania potencjałów wszędzie tam, gdzie to jest możliwe.

Wykorzystywanie uziomu otokowego jako elementu systemu wyrównywania potencjałów (łączenie lokalnych szyn wyrównawczych bezpośrednio z uziomem otokowym, bez wewnętrznej głównej szyny wyrównawczej) nie jest polecane. Jest to sposób trudny do kontroli i niepewny z powodu narażenia na utratę ciągłości wskutek procesów korozyjnych lub ludzkiej nieostrożności podczas prac remontowo-modernizacyjnych.

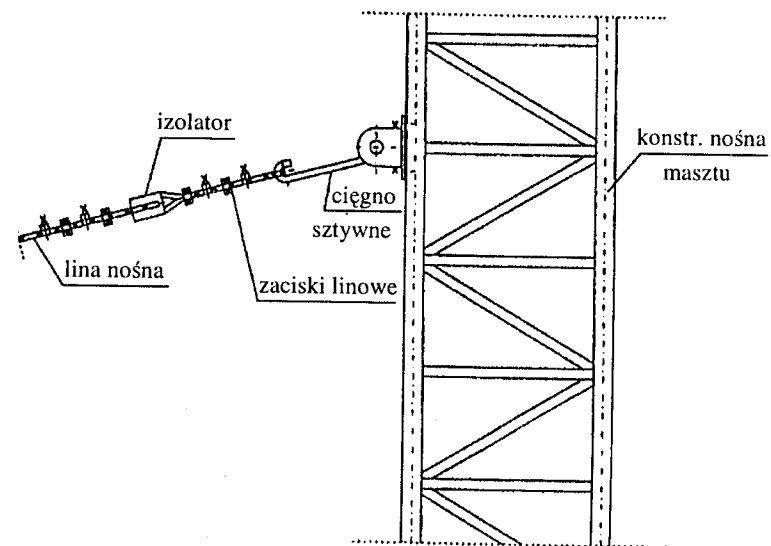
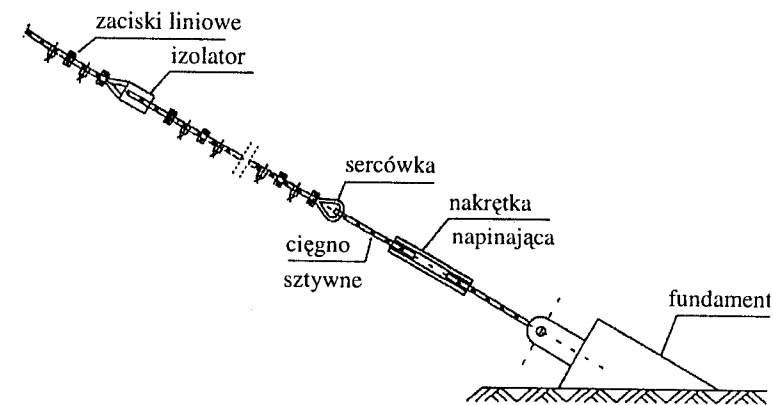
Na zewnątrz budynku ważne jest zachowanie ciągłości elektrycznej pomiędzy szczytem masztu lub wieży antenowej a jej uziomem (nie dotyczy to stojących na izolatorach masztów półfalowych, które są konstrukcjami promieniującymi, a nie wsporczy). Nie jest to istotne z punktu widzenia ochrony odgromowej, lecz w celach roboczych – dla poprawnej pracy urządzeń nadawczo-odbiorczych. Zagadnienie to jest omówione w podrozdziale 8.9.

W odciągach masztów wykonywane są boczniki redukujące prądy udarowe, płynące podczas wyładowania atmosferycznego przez zaprawienia zakończeń lin w kielichach oraz przez elementy mocujące na dolnych i górnych zakończeniach lin. Dzięki takiemu zminimalizowaniu możliwości powstawania przeskoków iskrowych redukuje się możliwość zespawania gwintowanych elementów konstrukcyjnych napinających liny. Zmniejsza się przy tym nagrzewanie zaprawy mocującej zakończenia lin w kielichach podczas przepływu prądów udarowych (prądy obliczone w podrozdziałach 4.2-4.4). Stosowanie boczników miejsc zamocowania lin odciągowych należy

uznać za celowe mimo pewnych wątpliwości dotyczących ich skuteczności. Zastrzeżenia te dotyczą jakości przejścia elektrycznego pomiędzy stalową, zakonserwowaną liną odciągową a obejmą (lub półobejmą) bocznika oraz roli, jaką może spełnić bocznik o niewielkim przekroju w stosunku do zastępczego przekroju dużych napinaczy, szczególnie najwyższych masztów (rys. 8.6). Natomiast rozwiązanie takie spełni z pewnością swoją rolę w przypadku zakończeń odciągów mniejszych konstrukcji wsporczych (rys. 8.7-8.8).

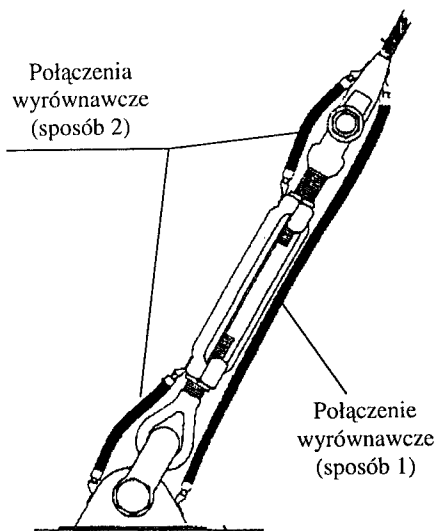


Rys. 8.6. Szkic przykładowej konstrukcji napinacza lin odciągowych dużych masztów



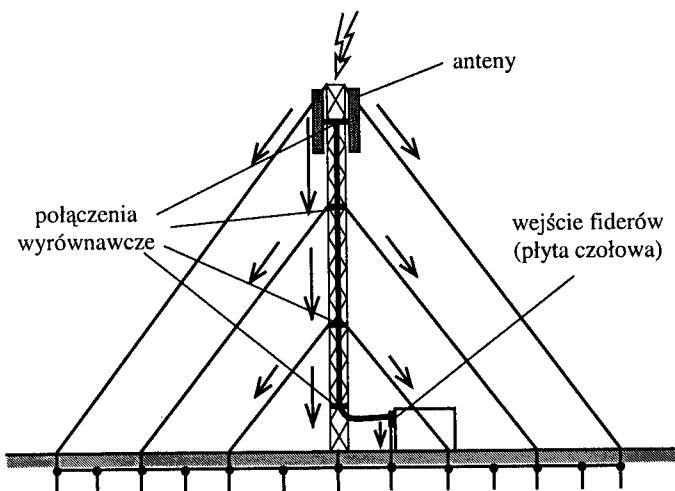
Rys. 8.7. Zakończenia lin odciągowych mniejszych masztów, wymagające zbocznikowania

Liny redukujące drgania odciągów również powinny być wykorzystane do celów ochrony odgromowej – jako naturalne przewody odprowadzające. Zakończenia ich powinny być wyposażone w odpowiednie boczniki elektryczne z lin stalowych od miejsca powyżej kauszy (sercówki, rys. 8.7) do uziomu. Zakotwienia lin tłumiących drgania powinny być połączone z uziomem promieniowym masztu. Przykład obliczeniowy dotyczący wykorzystania tych lin zamieszczono w podrozdziale 8.5.



Rys. 8.8. Sposoby bocznikowania elementów napinaczy odciągów [110]

około 60 m. Wykonywane są również połączenia wyrównawcze pomiędzy zewnętrznymi przewodami fiderów a wieżą lub masztem w miejscu odejścia fiderów w kierunku budynku stacyjnego lub kontenera (rys. 8.9).



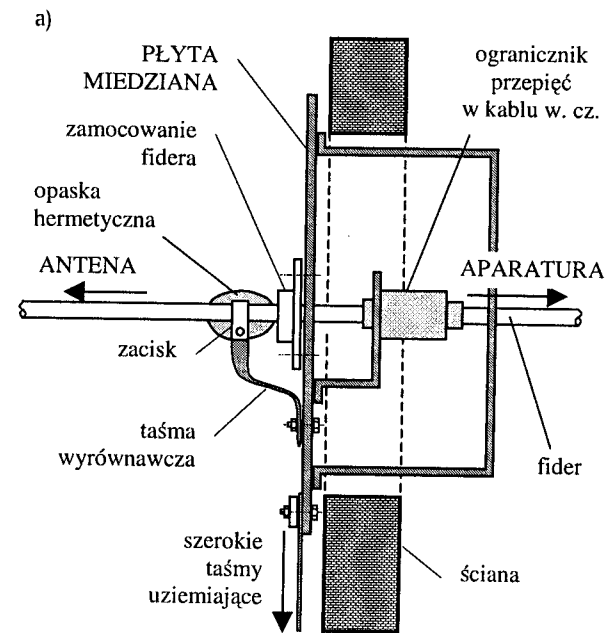
Rys. 8.9. Połączenia wyrównawcze fiderów i uziom promieniowy masztu antenowego [119]

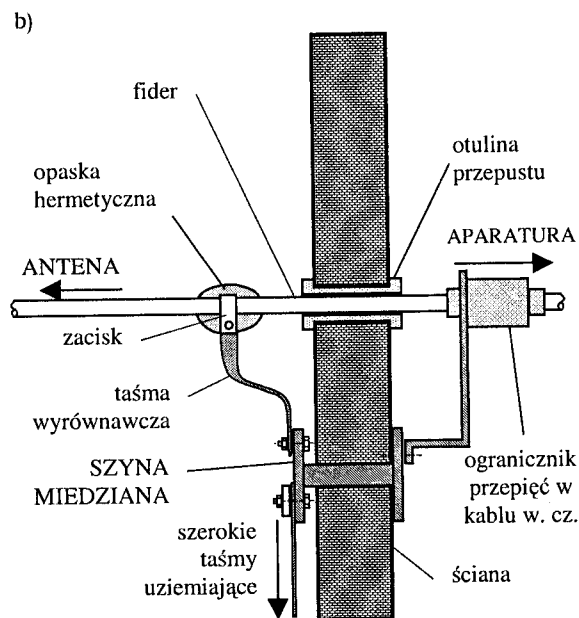
W obiektach radiowo-telewizyjnych współosiowe kable wielkiej częstotliwości oraz falowody są zwykle zaopatrzone w połączenia wyrównawcze na obu swoich końcach: przy nadajniku lub odbiorniku (zwykle poprzez obudowę urządzenia) oraz przy antenie (za pośrednictwem konstrukcji stalowej wieży lub masztu). Nie jest to rozwiązanie wystarczające. Z powodu bardzo dużych różnic potencjałów, pojawiających się między trzonem masztu lub wieży a fiderami antenowymi, zdarzają się uszkodzenia fiderów wskutek przebicia ich izolacji. Niezbędne jest wykonywanie połączeń wyrównawczych na dodatkowych poziomach – co najmniej przy pomostach lub kolejnych poziomach odciągów, które są rozmieszczane wzdłuż konstrukcji zwykle w odstępach

Wtargnięciu udaru do wnętrza budynku aparaturowego należy zapobiegać poprzez wyposażenie wejścia kabli antenowych i falowodów w płytę czołową, której konstrukcja jest schematycznie przedstawiona na rysunku 8.10a [34, 109]. Płyta ta powinna być połączona z uziomem z pośrednictwem szerokich taśm miedzianych. Taśmy takie charakteryzują się indukcyjnością dużo mniejszą od typowych linek, dzięki czemu znacznie zredukowany jest spadek napięcia na nich w czasie trwania udaru. W mniejszych obiektach płyta czołowa pełni rolę głównej szyny wyrównawczej. Jest to również miejsce, w którym powinny być zainstalowane elementy ograniczające przepięcia w kablach antenowych.

Instalowanie płyt czołowych często jest bardzo trudne lub wręcz nie jest możliwe w przypadku modyfikacji obiektów już istniejących, szczególnie przy uziemianiu fiderów o dużych przekrojach poprzecznych. Można wówczas zastosować nie płyty, lecz szyny czołowe (rys. 8.10b).

Konieczność wyrównywania potencjałów wzdłuż wieży lub masztu oraz stosowania płyt lub szyn czołowych jest wykazana za pomocą przykładów obliczeniowych w podrozdziale 8.5.





Rys. 8.10. Przekrój uzziemionej płyty czołowej (a) i szyny czołowej (b) [34, 109]

Dodatkowym zagadnieniem wymagającym uwzględnienia w projektowaniu systemu wyrównywania potencjałów wewnątrz budynku jest odprowadzanie ładunków elektrostatycznych, szczególnie w pomieszczeniach pełniących rolę centrów komputerowych lub automatyki, pomiarów i sterowania. Problem ten wykracza poza przyjęte ramy niniejszej pracy.

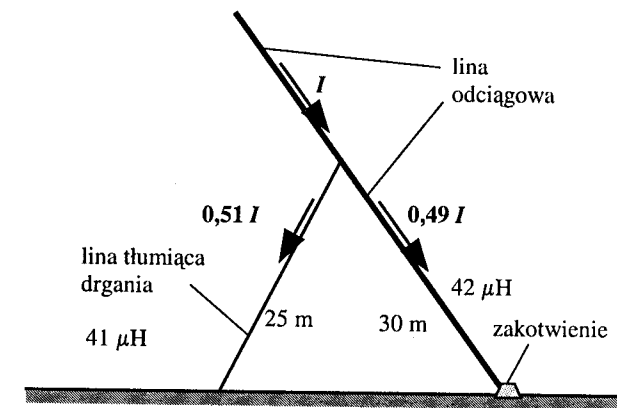
8.5. Przykłady obliczeniowe

Jak zademonstrowano w podrozdziałach 4.3-4.4, w układach spełniających założenie quasi-stacjonarności jest możliwe skorzystanie z prostych modeli sporządzonych na gruncie teorii obwodów. Zamieszczone poniżej wyniki obliczeń powstały na tej podstawie oraz na przyjęciu założenia, że ziemia jest idealnym przewodnikiem.

W celu oszacowania proporcji, w jakich może rozpląnąć się prąd pioruna pomiędzy liną odciągową a liną tłumiącą drgania odciągów dużych masztów (300 m), rozważono przykład pokazany na rysunku 8.11.

Do obliczeń przyjęto, że średnica liny odciągowej wynosi 4 cm, a liny tłumiącej drgania – 1 cm. Do wyznaczenia indukcyjności lin wykorzystano wzór (4.3).

Indukcyjność liny tłumiącej drgania wynosi około $41 \mu\text{H}$, odcinka liny odciągowej – $42 \mu\text{H}$. Z obliczeń dla tego prostego dzielnika prądowego wynika, że około połowy prądu udarowego popłynie przez linę tłumiącą, proporcjonalnie do stosunku indukcyjności. Celowe jest zatem wykorzystanie lin redukujących drgania odciągów do celów ochrony odgromowej, jak o tym wspomniano w podrozdziale 8.5.



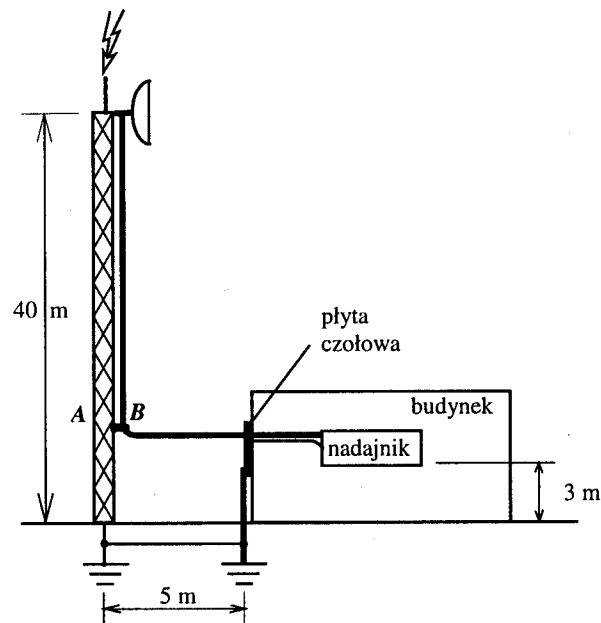
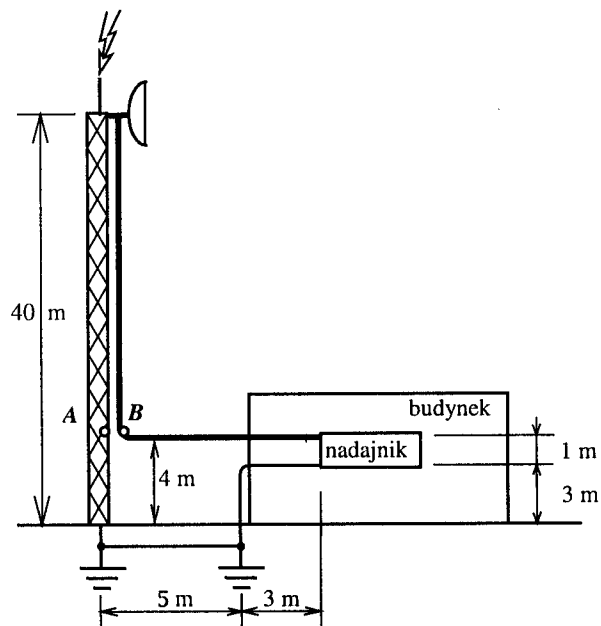
Rys. 8.11. Przyjęte wymiary liny odciągowej i liny tłumiącej drgania

Jako drugi przykład rozważone zostanie uderzenie pioruna w szczyt wieży z jedną anteną na szczycie z niekompletnym (rys. 8.12a) i kompletnym układem połączeń wyrównawczych (rys. 8.12b) [119]. Niepełny układ połączeń pokazany na rysunku 8.12a jest często spotykany.

Kabel antenowy ma średnicę 1/2 cala. Ekran kabla ma kontakt galwaniczny z wieżą na wierzchołku oraz z uziemioną obudową nadajnika – jak w wielu typowych obiektach. Przewód uziemiający ma średnicę 6 mm. Podstawowe wymiary geometryczne podane są na rysunku 8.12. Pominięto indukcyjności wzajemne i rezystancje układu przewodników.

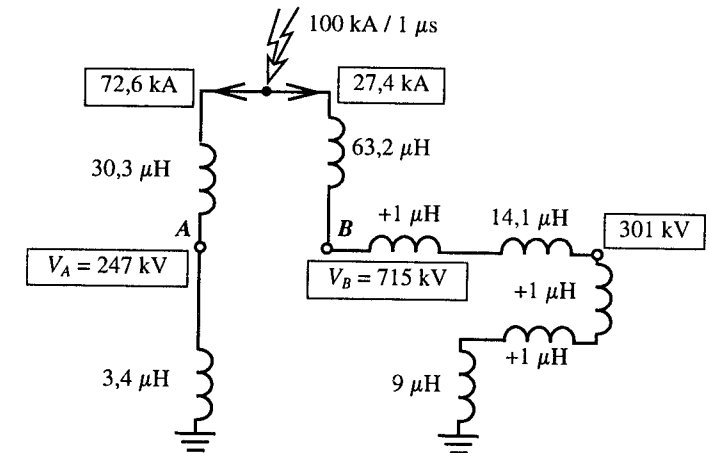
Założono, że prąd pioruna ma wartość maksymalną 100 kA i czas trwania czoła $1 \mu\text{s}$ (liniowy, uproszczony model zbocza narastającego impulsu 100 kA, $1/200 \mu\text{s}$).

Zgodnie z zależnościami (4.1)-(4.2), indukcyjność zastępcza wieży wynosi $33,7 \mu\text{H}$. Zastępcza indukcyjność fidera o długości 50 m jest równa $77,3 \mu\text{H}$, a przewodu uziemiającego (6 m długości) – $9 \mu\text{H}$. Do tych indukcyjności dodaje się po $1 \mu\text{H}$ w celu uwzględnienia wpływu zagięć i wpływu obudowy nadajnika.



Rys. 8.12. Przykładowy obiekt radiokomunikacyjny (a) i modyfikacja jego układu połączeń (b)

Zastępczy schemat obwodowy obiektu z rysunku 8.12a i wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 8.13. Z rysunku tego wynika, że dla przyjętych założeń w miejscu odejścia fidera od wieży panuje różnica potencjałów $V_B - V_A$ rzędu 0,5 MV pomiędzy fiderem a wieżą. Wynik ten udowadnia, że istnieje realne zagrożenie w postaci powstania przeskoków iskrowych między fiderem a wieżą i przebicia izolacji fidera. Ponadto zewnętrznym przewodem fidera wprowadzane jest do wnętrza budynku stacyjnego 27,4% prądu udarowego. Prąd ten zamyka się przez uziemioną obudowę nadajnika, stwarzając trudne do opanowania zagrożenie dla aparatury i personelu. Potencjał obudowy nadajnika osiąga wartość 301 kV względem ziemi.

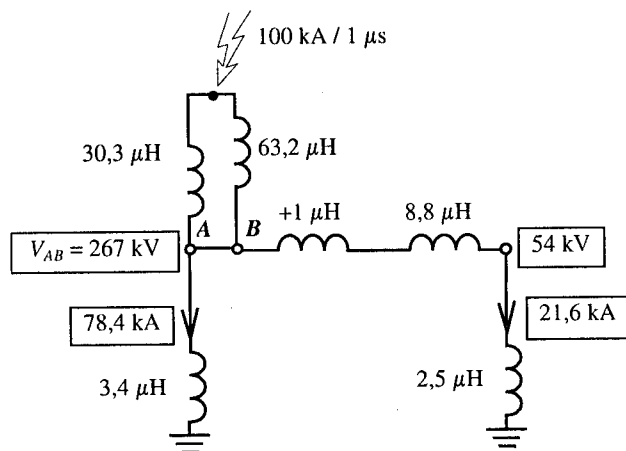


Rys. 8.13. Zastępczy obwód elektryczny układu z rysunku 8.11a

Przykład z rysunku 8.12a zostanie dalej poddany modyfikacjom pokazanym na rysunku 8.12b. Ekran kabla antenowego zostaje połączony galwanicznie z wieżą u dołu (zwarcie punktów A i B) i wprowadzona jest przegroda metalowa (plyta czołowa) na ścianie budynku. Plyta czołowa jest uziemiona dwiema równoległymi taśmami o przekroju 150×1 mm. Wypadkowa indukcyjność tych taśm uziemiających o długości 3 m wynosi $2,5 \mu\text{H}$. Wyznaczono ją z zależności:

$$L_{[\mu\text{H}]} = 0,2l \left(\ln \frac{2l}{w+t} + 0,5 + 0,2235 \frac{w+t}{l} \right) \quad (8.3)$$

gdzie: l – długość, w – szerokość, t – grubość taśmy (wymiary w metrach).



Rys. 8.14. Zastępczy obwód elektryczny układu z rysunku 8.12b

Zastępczy schemat elektryczny i wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 8.14. Z przedstawionych obliczeń wynika, że układ połączeń przedstawiony na rysunku 8.12b ma następujące zalety w stosunku do układu z rysunku 8.12a:

- wyrównanie potencjałów między punktami A i B (zapobieżenie przebiciu izolacji),
- przejście prądu udarowego przed wejściem do budynku przez uziemioną płytę czołową,
- znaczne obniżenie potencjału przy wejściu fidera do budynku.

8.6. Dobór tras kabli. Odstępy izolacyjne

Duże znaczenie dla ochrony przed przepięciami ma odpowiedni wybór tras przewodów elektrycznych – na zewnątrz budynków i wewnątrz nich. W niniejszym podrozdziale zawarto wybrane zalecenia ogólne dotyczące wyboru tras przewodów elektrycznych oraz odpowiedniej lokalizacji metalowych elementów względem instalacji odgromowej.

Trasy wszelkich kabli dochodzących do budynku powinny być tak zaplanowane, aby było możliwe ułożenie ich w rurach pod ziemią. Poprzez kable zewnętrzne, wskutek zjawiska indukcji elektromagnetycznej, mogą do wnętrza budynku przedostać się impulsy o energii wystarczającej do zakłócenia pracy urządzeń elektronicznych lub ich uszkodzenia – dotyczy to szczególnie interfejsów różnych systemów, np. komputerowych kart sieciowych. Na zewnątrz budynku powinny wychodzić tylko te kable, które ze względu na swoją funkcję nie mogą być ułożone wewnątrz.

W celu uniknięcia przeskoków iskrowych odstęp izolacyjny pomiędzy przewodami piorunochronnymi a przewodzącymi instalacjami, jak również pomiędzy zewnętrznymi częściami przewodzącymi a liniami elektrycznymi, powinien być większy od odstęp bezpiecznego. Sposoby obliczania odstęp bezpiecznego d są opisane w normach [124, 126]. W celu szybkiego oszacowania niezbędnego odstepu można przyjąć $d \approx h/10$, gdzie h oznacza wysokość budynku.

Zwykle na terenie obiektu nieuniknione są skrzyżowania kabli elektrycznych z uziomami lub metalowymi rurami instalacji nieelektrycznych. W normie PN-86/E-05003/01 [126] stwierdza się, że odległość kabli od uziomu piorunochronnego nie powinna być mniejsza, niż 1 m. Dopuszcza się jednak zmniejszenie tej odległości do 0,75 m dla kabli elektroenergetycznych o napięciu znamionowym do 1 kV i kabli telekomunikacyjnych, gdy rezystancja uziemienia jest mniejsza niż 10 Ω . Jeżeli zachowanie wymaganych odstępów nie jest możliwe, to należy w miejscu zbliżenia zastosować rury lub przegrody izolacyjne. Podobne, choć ostrzejsze wymagania znajdują się w normie PN-IEC 61024-1-2 [124]. Stwierdza się tam m.in., że w praktyce odstęp bezpieczny w gruncie o rezystywności mniejszej niż 1 000 Ωm zawiera się między 1,0 m a 4,0 m.

Linie kablowe są podatne na przyjmowanie zakłóceń i same promieniują zakłócenia elektromagnetyczne. W przewodach zasilających w obiektach przemysłowych często występują impulsy komutacyjne o napięciu rzędu kilkuset woltów (nawet ponad 600 V), trwające od kilku do kilkudziesięciu mikrosekund, nakładające się na przebieg napięcia sinusoidalnego 50 Hz. Zachowanie odstępów bezpiecznych zabezpiecza przed przeskokami iskrowymi podczas wyładowań atmosferycznych, ale nie przed indukowaniem się przepięć w okablowaniu. Jednak, dzięki poprawnemu zaplanowaniu tras przewodów zasilających, linii transmisji sygnałów i nieelektrycznych instalacji mających właściwości przewodzące prąd elektryczny, redukuje się wzajemne sprzężenia elektromagnetyczne, a dzięki temu ogranicza się przenikanie przepięć i zakłóceń pomiędzy nimi. W szczególności dotyczy to pracy systemów cyfrowych.

Nie powinno się układać obok siebie, np. w jednym korytku kablowym, kabli o znacznie różniących się natężeniach prądów i częstotliwości roboczej, np. kabli zasilających i kabli sygnałowych. Wybrane, typowe przypadki są opisane w odpowiednich normach lub przepisach.

Trasy przewodów zasilających i linii sygnałowych należy planować tak, aby unikać tworzenia dużych pętli, w których mogłyby zaindukować się przepięcia o znacznej energii. Przykłady obliczeń przepięć, jakie mogą pojawiać się w pętlach przewodzących, różnie usytuowanych względem kanału wyładowania zawarto w rozdziale 7.

8.7. Ekranowanie

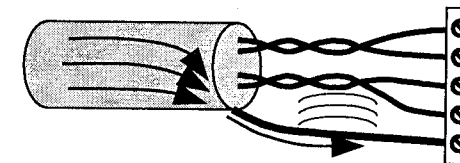
Dwa podstawowe zabiegi techniczne powodują redukcję promieniowanych zakłóceń elektromagnetycznych. Są to: zwiększanie odległości od źródła przepięć i ekranowanie. Przykłady obliczeniowe dotyczące skuteczności ekranowania standaryzowanych sieci instalacji odgromowych zawarto w rozdziałach 6 i 7. Możliwe jest uzyskanie skuteczności znacznie większej, niż wynika to z zamieszczonych wyników obliczeń, jeśli oprócz urządzenia piorunochronnego zostaną wykorzystane ekranujące właściwości zbrojenia ścian budynku. Jest to możliwe poprzez zadbanie o odpowiednią jakość połączeń drutów i prętów zbrojeniowych stosowanych do celów ekranowania [88, 89, 90, 125, 152]. Zbrojenie powinno być w wielu miejscach intencjonalnie połączone z systemem wyrównywania potencjałów.

W zależności od spodziewanych zagrożeń elektromagnetycznych stosuje się lokalne ekranowanie wybranych urządzeń lub grup urządzeń, ekranowanie całych pomieszczeń lub ekranowanie całego obiektu budowlanego. W przypadku zagrożeń wywołanych oddziaływaniem wyładowań atmosferycznych należy kierować się wymaganiami norm z grupy PN-IEC 61312 [125]. Normy te opierają się na strefowej koncepcji ochrony – utworzeniu w chronionym obiekcie obszarów oznaczanych skrótem LPZ (ang. *Lightning Protection Zone*) i odpowiednim numerem: LPZ 0_A, LPZ 0_B, LPZ 1 itd. Obszar chroniony zostaje podzielony na strefy w celu wyznaczenia pomieszczeń o różnych poziomach zagrożeń elektromagnetycznych (LEMP). Każda strefa opisana jest zdefiniowanym i kontrolowanym piorunowym środowiskiem elektromagnetycznym. Granice stref można określić na podstawie zasadniczych zmian w przepięciach i impulsach pola elektromagnetycznego. Wyznaczają je zwykle zbrojone ściany, podłogi i sufity pomieszczeń oraz elementy ograniczające przepięcia i filtry w instalacjach elektroenergetycznych i sygnałowych, instalowane na tych granicach.

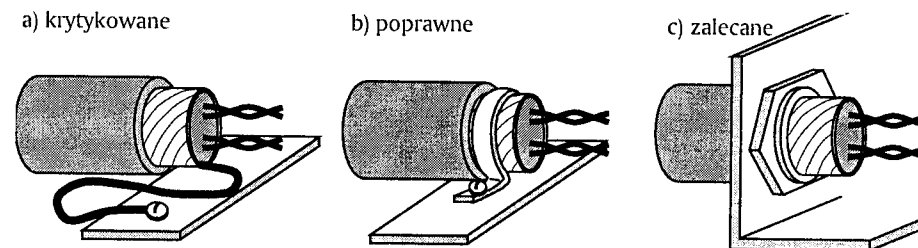
Zgodnie z zaleceniami zawartymi w normie [125], wykorzystując zbrojenie i metalowe elementy konstrukcyjne do celów ekranowania, należy łączyć między sobą i z urządzeniem piorunochronnym wszystkie związane z budynkiem metalowe części o znaczących rozmiarach, w tym metalowe pokrycia dachów i elewacji, metalowe ramy drzwi i okien. Ekran kabli powinny być łączone z szynami wyrównawczymi przynajmniej na obu końcach i na granicach stref ochrony odgromowej. Kable przebiegające między oddzielnymi budynkami powinny być układane w ekranujących kanałach, np. w rurach metalowych, kanałach żelbetowych, które należy łączyć z szynami wyrównawczymi tych budynków.

Dalsza redukcja poziomu zakłóceń impulsowych jest możliwa dzięki ekranowaniu urządzeń i kabli. W celu zapewnienia właściwej skuteczności ekrany i ich połączenia muszą być odpowiednio wykonane.

Jednym z często spotykanych w praktyce błędów montażowych jest brak ciągłości ekranów kabli, powstający np. przy sztukowaniu zbyt krótkiego kabla, albo wskutek braku przyłączenia ekranu do uziemionej listwy wyrównawczej. Drugim, powszechnie spotykanym i lekceważonym błędem jest zakończenie ekranu kabla za pomocą pojedynczego przewodu, „ogonka” (ang. *pigtail*), powstałego np. wskutek zakończenia oplotu kabla w postaci skręconego warkoczka lub wyciągnięcia tzw. drenu (drutu stykającego się z folią ekranującą kabel). Warkoczek ten powoduje, że prąd zakłócający, płynący w ekranie jednorodnie otaczającym kabel, zostaje skupiony po jednej stronie kabla i promieniuje w kierunku chronionych przewodów (rys. 8.15). Zjawisko to można wyjaśnić na podstawie prawa przepływu Ampere’a. Wskutek tego skuteczność ekranowania zostaje znacznie zmniejszona, a nawet może być całkowicie utracona.



Rys. 8.15. Przenikanie zakłóceń z warkoczka do przewodów sygnałowych



Rys. 8.16. Sposoby łączenia ekranu kabla: warkoczek (a), obejma (b), złącze współosiowe (c)

Wpływ warkoczków na skuteczność ekranowania jest przyczyną wielu problemów eksploatacyjnych – szczególnie w systemach cyfrowych. Warkoczki są powszechnie krytykowane w literaturze i niezgodne z wymaganiami norm, np. IEC 61000-5-2.

Różne sposoby przyłączenia ekranu kabla pokazano na rysunku 8.16 [121]. Na rysunku 8.16a widoczny jest warkoczek – rozwiązanie niepoprawne. Prądy zakłóceń powinny być odprowadzane z ekranu do szyny wyrównawczej lub uziemionej obudowy za pomocą odpowiedniej obejmy (rys. 8.16b) lub złącza współosiowego (rys. 8.16c). To ostatnie rozwiązanie jest najlepsze, ponieważ zapewnia kontakt elektryczny na całym obwodzie ekranu w przepięciu kabla.

8.8. Ograniczniki przepięć

Poprawnie zaprojektowany i wykonany system zasilania elektroenergetycznego ma duże znaczenie w zwalczaniu zakłóceń elektromagnetycznych. Sieć zasilająca powinna być wyposażona w elementy ograniczające przepięcia. Ogólna zasada ochrony urządzeń elektrycznych i elektronicznych polega na ograniczeniu wartości szczytowych przepięć występujących w instalacjach oraz impulsów pola elektromagnetycznego do poziomów dopuszczalnych w danej strefie ochronnej – LPZ [125]. Ograniczniki przepięć i filtry przeciwzakłóceńowe powinny być umieszczane na granicach stref. W wyborze lokalizacji aparatury przyjmuje się zasadę, że odporność udarowa urządzeń ma być większa od dopuszczalnych wartości szczytowych udarów, jakie mogą wystąpić w rozważanym obszarze.

Poziomy odporności udarowej poszczególnych urządzeń określa się na podstawie informacji podawanych przez producenta, który powinien zapewnić wytrzymałość swoich produktów zgodnie z wymaganiami przedmiotowych norm, dotyczących określonego wyrobu lub grupy wyrobów. Z kolei wymagania techniczne dotyczące elementów ograniczających przepięcia, stosowanych w instalacjach elektrycznych w obiektach budowlanych, są określone w normie PN-IEC 61643-1 [97]. Wymagania sformułowane w Europie znacznie różnią się od swoich odpowiedników w Ameryce, Australii, czy na Dalekim Wschodzie [140].

Elementy stosowane do ochrony przed przepięciami redukują różnice potencjałów pomiędzy elementami instalacji w chwili przekroczenia wartości progowych, obranych na etapie projektowania. Można je więc traktować jako elementy systemu wyrównywania potencjałów w obiekcie (podrozdział 8.5).

Szybkemu rozwojowi konstrukcji elementów ograniczających przepięcia towarzyszy brak jednolitej terminologii i klasyfikacji tych urządzeń. Tym niemniej, mimo zmian w nazewnictwie, ograniczniki przepięć w sieciach zasilających niskiego napięcia wewnątrz obiektów budowlanych można sklasyfikować następująco:

- ograniczniki I stopnia – ochrona przed bezpośrednim działaniem prądu piorunowego (redukcja różnic potencjałów wewnątrz obiektu) oraz przed przepięciami,
- ograniczniki II stopnia – ochrona przed przepięciami atmosferycznymi indukowanymi, przepięciami łączeniowymi i przepięciami przepuszczonymi przez ograniczniki I stopnia,
- ograniczniki III stopnia – ochrona przed przepięciami łączeniowymi i indukowanymi powstającymi w obiekcie budowlanym (ochrona szczególnie wrażliwej na zakłócenia aparatury elektronicznej).

Układy pierwszego stopnia ochrony montuje się za zabezpieczeniami głównymi, w pobliżu miejsca wprowadzenia instalacji elektrycznej do obiektu budowlanego. Wygodnym miejscem jest zwykle złącze kablowe (w obiektach małych)

lub rozdzielnia główna budynku (w obiektach większych). Ochrony wymagają zarówno wejścia kabli zasilających, jak i odejścia wszystkich kabli odbiorczych wyprowadzonych na zewnątrz budynku. Typowymi miejscami montażu układu ograniczników przepięć drugiego stopnia są tablice lub szafy rozdzielcze wewnątrz obiektu budowlanego. Kolejny, trzeci stopień ograniczników stosowany jest do ochrony urządzeń i systemów szczególnie wrażliwych na oddziaływanie przepięć i ważnych z punktu widzenia użytkownika, ze względu na konsekwencje, jakie może przynieść ich uszkodzenie lub zakłócenie pracy. Niezbędne jest zachowanie wymaganych przez producentów odległości pomiędzy ogranicznikami pierwszego, drugiego i trzeciego stopnia w celu koordynacji energetycznej ich pracy. Jeśli zachowanie tych odległości jest niemożliwe, to należy stosować indukcyjności sprzęgające.

Od pewnego czasu na rynku istnieją urządzenia ograniczające łączące w sobie cechy dwóch, a nawet trzech stopni ochrony. Są one szczególnie dogodne do zastosowań w małych obiektach (np. kontenery telefonii komórkowej, stacje retransmisyjne) i w domach jednorodzinnych. Schematy zastosowań ograniczników przepięć w różnych układach sieci znajdują się w katalogach producentów.

Obwody sygnałowe również powinny być zaopatrzone w środki ochrony przed przepięciami. Zalecenie to dotyczy w szczególności sieci komputerowych, telefonicznych, telewizji dozorowej, sieci alarmowych, obwodów automatyki, pomiarów, sterowania. Najbardziej skuteczne i stosunkowo najmniej kosztowne zabezpieczenie uzyskuje się, jeżeli w trakcie projektowania i wykonywania instalacji przestrzegane są zasady strefowej koncepcji ochrony, wspomnianej w podrozdziale 8.7 [125]. Ze względu na wysokie koszty zwykle niezbędne jest wykonanie ekonomicznego rachunku opłacalności ochrony sieci sygnałowych. Często realizowana jest ochrona jedynie najważniejszych urządzeń w systemie, jak np. serwer sieci komputerowej, centrala alarmowa, centrum telewizji dozorowej. Urządzenia niezbyt kosztowne i stosunkowo mało ważne dla działania całego systemu pozostawia się bez ochrony, licząc się z ryzykiem ich ewentualnego uszkodzenia.

Końcówki kabli nieużywanych, zarówno energetycznych, jak i sygnałowych (zwykle ułożonych jako zapasowe), należy na obu końcach zewrzeć i przyłączyć do szyny PE (uziemić), a zbędne kable – usunąć.

Obwody wielkiej częstotliwości urządzeń nadawczo-odbiorczych powinny być chronione przed przepięciami w kablach antenowych. Podstawowa ochrona polega na zaopatrzeniu falowodów i zewnętrznych przewodów kabli koncentrycznych w odpowiednie połączenia wyrównawcze i uziemiające. W przypadku falowodów jest to jedyny i skuteczny sposób ochrony przed impulsami piorunowymi. Dla kabli koncentrycznych wymagane jest stosowanie dodatkowych elementów ograniczających przepięcia, jakie mogą pojawić się między przewodem środko-

wym a zewnętrznym. Na ścianie budynku, na granicy stref LPZ 0_B i LPZ 1 [125], powinna znajdować się płyta czołowa lub wyrównawcza szyna czołowa (rys. 8.10), która jest najlepszym miejscem do umieszczenia elementów ochrony przed przepięciami w kablach antenowych. W zależności od przeznaczenia, elementy te są budowane na bazie odgromników gazowanych, sęków ćwierćfalowych lub szerokopasmowych filtrów górnoprzepustowych.

Omówienie szerokiego wyboru elementów ograniczających przepięcia w obwodach zasilających i torach sygnałowych jest zagadnieniem obszernym, wykraczającym poza przyjęte ramy niniejszej pracy. Opisy różnych urządzeń i ich układów roboczych można znaleźć w katalogach firmowych lub opracowaniach komercyjnych [71, 88, 90, 140, 152].

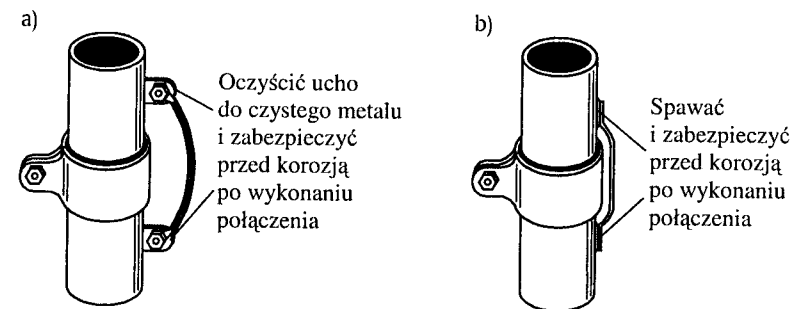
Uzupełnienie ochrony przed przepięciami impulsowymi oraz zabezpieczenie przed zakłóceniami mogącymi działać w sposób ciągły stanowią odpowiednie filtry, instalowane zarówno w obwodach zasilania, jak i w liniach sygnałowych. Filtry stanowią barierę zarówno dla tych zakłóceń, które docierają do aparatury elektronicznej, jak i dla zakłóceń, które mogą być przez dane urządzenia emitowane do otoczenia.

8.9. Jakość połączeń. Ochrona przed korozją

Duże znaczenie dla minimalizacji różnego rodzaju zakłóceń ma jakość połączeń przewodów wyrównawczych i ochronnych. Skorodowane, poluzowane, niezabezpieczone przed wilgocią i zanieczyszczeniami złącza mogą charakteryzować się nieliniową rezystancją przejścia. W wyniku nieliniowości pojawia się efekt pasywnej intermodulacji, którego skutkiem jest wiele zakłóceń w obiektach telekomunikacyjnych. Minimalizacja tego zjawiska nabrała w ostatnich latach dużego znaczenia, towarzysząc gwałtownemu rozwojowi radiokomunikacji cyfrowej. We współczesnych cyfrowych systemach transmisji danych, gdzie urządzenia nadawcze o stosunkowo dużej mocy i urządzenia odbiorcze o dużej czułości korzystają równocześnie z jednego zestawu antenowego, intermodulacja jest przyczyną istotnych problemów.

Jeżeli nieliniowy element jest pobudzany przez dwa sygnały harmoniczne o częstotliwościach f i $f + \Delta f$, to produktami intermodulacji są sygnały o częstotliwościach f , $f \pm \Delta f$, $f \pm 2\Delta f$, $f \pm 3\Delta f$, Wraz ze wzrostem liczby kanałów transmisyjnych, w niewielkich odstępach Δf od siebie, problemy z zakłóceniami gwałtownie narastają. Jeśli tak wytworzone sygnały mieszczą się w paśmie częstotliwości użytkowych, to nie mogą być odfiltrowane, lecz muszą być minimalizowane w miejscach ich powstawania. Miejscami takimi są m.in. zaciski przewodów wyrównawczych i uziemiających.

Jak wspomniano w podrozdziale 8.4, istotne jest zachowanie ciągłości elektrycznej pomiędzy szczytem masztu lub wieży antenowej a uziomem. Segmenty wież lub masztów przed montażem są pokrywane farbą. Podczas montażu farba zwykle nie jest usuwana z powierzchni połączeń segmentów konstrukcyjnych. Warstwa farby jest zgniatana pod wpływem siły ciężkości, co zapewnia rezystancję dostatecznie małą dla zapewnienia ochrony odgromowej, jednak pozostające warstewki farby i nieuchronne procesy korozyjne mogą być przyczyną zbyt dużej rezystancji połączeń uziemiających anteny w celach roboczych oraz nieliniowości tej rezystancji. Problemowi temu można zaradzić za pomocą bocznikowania złączy konstrukcyjnych poszczególnych segmentów wieży. Przykłady połączeń bocznikujących pokazano na rysunku 8.17. Pewniejszym rozwiązaniem jest przyspawanie płaskownika stalowego.



Rys. 8.17. Przykład połączenia bocznikującego segmenty wieży

W instrukcjach różnych firm spotyka się wymagania, aby całe wieże lub maszty były bocznikowane za pomocą taśm metalowych lub linek. Również w Polsce pojawiły się tego typu rozwiązania, np. stosowanie płaskowników miedzianych od szczytu do podnoża w konstrukcjach wież telefonii komórkowej. Z punktu widzenia ochrony odgromowej jest to rozwiązanie zbędne, z wyjątkiem niemetalicznych konstrukcji wsporczych, takich jak wieże betonowe lub drewniane. Jeśli taśma jest wykonana z miedzi niepokrytej żadną warstwą izolującą od wpływu warunków zewnętrznych, to należy się liczyć ze zwiększeniem zagrożenia korozyjnego stalowej konstrukcji wieży lub masztu. Krople deszczu, zwykle mające odczyn lekko kwaśny (pH 5,5-6,0), splukują jony miedzi, które spadając wraz z deszczem, powodują przyspieszone zużywanie się ochronnej powłoki cynkowej [140].

W celu redukcji postępów procesów korozyjnych, wykonując połączenia wyrównawcze i uziemiające, konieczne jest zwrócenie odpowiedniej uwagi na zabezpieczenie miejsc styków przed wilgocią i zanieczyszczeniami oraz na poprawny dobór materiałów. Należy unikać bezpośrednich kontaktów metali o znacznie różniących się potencjałach elektrochemicznych, jak styk: miedź-stal, miedź-stal

ocynkowana, miedź-aluminium [30]. Takie kontakty są przyczyną tworzenia się mikroogniw galwanicznych [173]. Skuteczne minimalizowanie postępów procesów korozyjnych uzyskuje się np. przez ocynkowanie końcówek przewodów miedzianych, zastosowanie przekładek mosiężnych lub z brązu między miedzią i stalą, albo przekładek Al-Cu między miedzią i aluminium.

Wybór materiału na uziom ma decydujący wpływ na jego żywotność. Na terenie Polski podstawowym materiałem jest stal. Uziomy stalowe charakteryzują się niezbyt dużą odpornością na korozję. Trwałość instalacji uziomowej, która zawiera stalowe elementy niepokryte żadnym materiałem ochronnym, wynosi od kilku do kilkunastu lat.

Zastąpienie stali metalem o większej odporności na korozję ziemną (np. miedzią) wiąże się z dużymi kosztami. W związku z tym najczęściej stosowanym sposobem spowalniania procesów korozyjnych jest nakładanie powłok ochronnych na elementy stalowe. Najszersze zastosowanie znalazły powłoki nakładane za pomocą miedziowania elektrolitycznego i cynkowania ogniowego. Elementy uziomowe ocynkowane elektrolitycznie spotyka się rzadziej. Spowodowane jest to tym, że warstwa nakładana metodą cynkowania ogniowego ma lepsze właściwości ochronne od warstwy cynku nakładanej galwanicznie. W wyniku cynkowania ogniowego pod powierzchniową warstwą cynku wytwarza się warstewka stopu żelaza z cynkiem, która ma odporność na korozję większą, niż czystego cynku (do 30% [173]). Jest ona jednak bardziej krucha od cynku nakładanego metodą elektrolityczną, co ma znaczenie ze względu na możliwość naruszenia powłoki ochronnej.

Powłoki metalowe pod względem ich charakteru elektrochemicznego dzieli się na dwie kategorie: katodowe (szlachetne) i anodowe (stopniowo zanikające w procesie korozyjnym). W typowych warunkach pracy, w glebach obojętnych lub lekko kwaśnych, warstwa miedziana jest powłoką katodową, cynkowa – anodową.

Powłoka katodowa (miedziana) pełni rolę zapory oddzielającej stal od środowiska. Powłoka katodowa może skutecznie chronić stal tylko wtedy, gdy jest szczelna i dostatecznie gruba. Warstwy miedziane nakładane elektrolitycznie powinny mieć grubość co najmniej 250 μm . W miejscu uszkodzenia powłoki katodowej tworzy się ogniwo korozyjne, w którym odsłonięta powierzchnia stali jest anodą, a więc ulega przyspieszonej korozji, postępującej w głąb, pod powłokę ochronną. Sama miedź nie koroduje szybciej w okolicach takiego ogniwa.

Drobne uszkodzenia powłoki anodowej (cynkowej) nie są tak groźne. Powłoka anodowa pełni funkcję ochronną w wyniku takiej naturalnej polaryzacji ogniw korozyjnych, przy której korozji ulega warstwa ochronna, a nie stal. Utworzone w miejscu uszkodzenia ogniwo powoduje przyspieszone zużywanie powłoki do czasu, aż osadzający się na katodzie (na odsłoniętej stali) wodorotlenek metalu powłoki anodowej nie pokryje wystarczająco grubą warstwą odsłoniętego miejsca, hamując rozwój korozji. Rola ochronna powłoki anodowej ustaje po całkowitym rozpuszczeniu cynku.

Typowe grubości powłok cynkowych nakładanych elektrolitycznie są rzędu kilkudziesięciu mikronów. Ich przeciętna trwałość w ziemi wynosi kilka lat. Trwałość powłok cynkowych nakładanych metodą ogniową, o grubości od 30 do 125 μm (od około 200 do 900 g/m^2 , typowo – 300 g/m^2) wynosi od 10 do 13 lat. Wzrost trwałości powłoki cynkowej ogniowej nie jest proporcjonalny do przyrostu jej grubości. Wy tłumaczyć to można tym, że główną funkcję ochronną pełni utworzona warstewka stopu żelaza z cynkiem.

Stal ocynkowaną zaleca się jako skuteczne i najtańsze rozwiązanie w przypadku układania uziomów poziomych. Tam gdzie wymagana jest duża trwałość, celowe jest stosowanie taśm lub drutów miedzianych, które są odporniejsze na korozję w typowych warunkach glebowych.

W przypadku, gdy w bliskiej odległości od instalowanego uziomu znajdują się w gruncie inne konstrukcje metalowe, uziomy bywają wykonywane ze stali nierdzewnej, w celu zapobieżenia tworzeniu się makroogniw galwanicznych [173]. Stosowane są również konstrukcje uziomów poziomych z miedzi pokrytej cyną. Cyna pełni rolę warstwy redukującej różnicę potencjałów w tworzących się ogniwach korozyjnych. Podobną rolę mogą pełnić przekładki z mosiądzu lub brązu. Niekiedy wykonywane są uziomy poziome – zarówno stalowe, jak i miedziane – z powłoką ołowianą. Zakres ich stosowania jest ograniczony ze względu na toksyczność soli ołowiu, które z czasem przenikają do gleby.

Projektując układ uziomowy należy wykorzystywać korzystne cechy uziomów fundamentowych – dotyczy to również ich odporności na korozję. Potencjał stalowych prętów w betonie niewiele różni się od potencjału miedzi i dlatego w fundamentach budynków można bezpośrednio łączyć stal z miedzią lub z prętami pomiedzianymi. Nie dotyczy to jednak stali ocynkowanej, która w betonie nie powinna być bezpośrednio łączona ani z miedzią, ani ze stalowymi prętami zbrojeniowymi.

Dla ciągłości i trwałości systemu uziomowego istotne znaczenie ma jakość połączeń jego elementów składowych. W stalowych złączach śrubowych najszybciej korodują same śruby. Najlepszą jakość połączeń uzyskuje się za pomocą zgrzewania egzotermicznego.

8.10. Podsumowanie. Podstawowa zasada ochrony

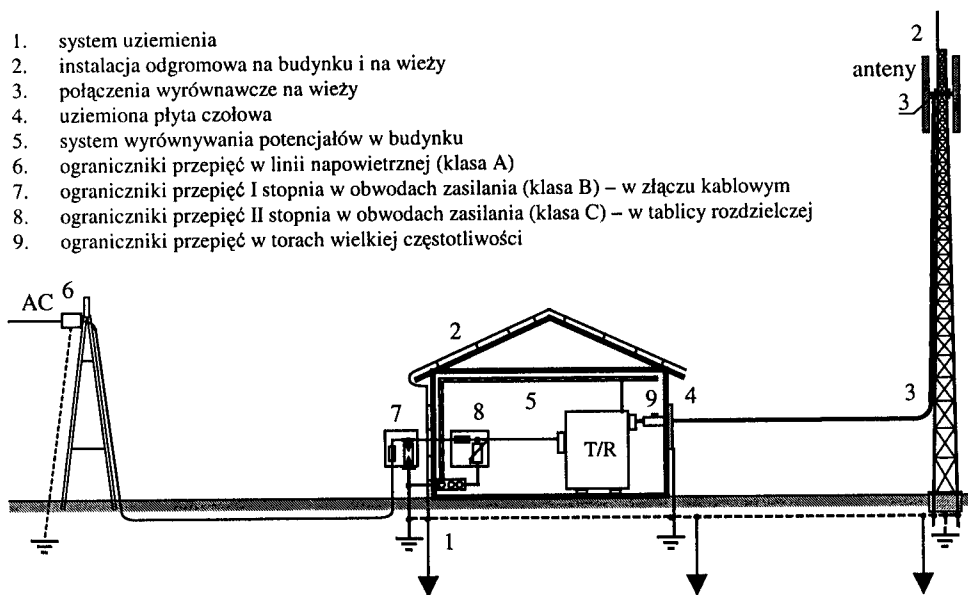
Rozdział niniejszy poświęcony był zagadnieniom realizacji zasad kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach zawierających wysokie konstrukcje, przede wszystkim radiokomunikacyjne. Zaakcentowano główne problemy inżynierskie, z jakimi autor stykał się w trakcie dziesięciu lat ścisłej współpracy z Centrum Ochrony przed Przepięciami i Zakłóceniami Elektromagnetycznymi w Białymsto-

ku. Zagadnienia te dotyczą istotnych zasad projektowania i wykonywania instalacji odgromowej, uziemiania, wyrównywania potencjałów, zachowania bezpiecznych odstępów izolacyjnych, doboru tras kabli, ekranowania, instalowania ograniczników przepięć. Opisano poprawne sposoby rozwiązywania tych grup zagadnień, dla których szczególnie często spotykane są różne błędy projektowe i wykonawcze. Szczególnie istotne dla bezpieczeństwa ludzi oraz właściwej pracy wszystkich urządzeń, w tym skutecznego działania ograniczników przepięć i filtrów, jest właściwe zaprojektowanie i wykonanie systemu połączeń wyrównawczych.

Każde z poruszanych zagadnień jest bardzo obszerne; nie jest możliwe wyczerpanie tematu w przyjętych ramach objętościowych niniejszej pracy. Literatura przedmiotu zawiera wiele norm, książek i artykułów (najważniejsze zebrano w wykazie literatury), czy nawet serii wydawniczych [170].

Podsumowaniem uwag zawartych w tym rozdziale jest schemat lokalizacji środków ochrony odgromowej i przed przepięciami w małym obiekcie radiokomunikacyjnym, przedstawiony na rysunku 8.18 [123].

1. system uziemienia
2. instalacja odgromowa na budynku i na wieży
3. połączenia wyrównawcze na wieży
4. uziemiona płyta czołowa
5. system wyrównywania potencjałów w budynku
6. ograniczniki przepięć w linii napowietrznej (klasa A)
7. ograniczniki przepięć I stopnia w obwodach zasilania (klasa B) – w złączu kablowym
8. ograniczniki przepięć II stopnia w obwodach zasilania (klasa C) – w tablicy rozdzielczej
9. ograniczniki przepięć w torach wielkiej częstotliwości



Rys. 8.18. Lokalizacja podstawowych środków ochrony odgromowej i przed przepięciami w małym obiekcie radiokomunikacyjnym zasilanym z linii napowietrznej

Analiza przyczyn wielu szkód powstałych w wyniku wyładowań atmosferycznych doprowadziła m.in. do sformułowania zalecenia, które można nazwać podstawową zasadą ochrony. Projektując ochronę przed przepięciami należy określić umowną granicę, na której mają być zredukowane sygnały niepożądane. Grani-

cę tę stanowi zwykle przegroda naturalna: ściany budynku, ściany pomieszczenia, albo obudowa urządzenia. Wszelkie środki ochrony powinny być montowane na tej granicy, aby nie dopuścić do penetracji chronionego obszaru przez zakłócenia przekraczające założony poziom. Instalowanie zabezpieczeń wewnątrz chronionego obszaru jest błędem.

Ochrona odgromowa oraz przed przepięciami i zakłóceniami powinna być traktowana kompleksowo, gdyż wszystkie zabiegi konstrukcyjne opisane w tym rozdziale wzajemnie się uzupełniają.

Wnioski końcowe

W kolejnych rozdziałach niniejszej pracy przewijały się różnorodne dowody na potwierdzenie, że w rozwiązywaniu zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej niezbędna jest szczegółowa analiza prowadzona zarówno w dziedzinie czasu, jak i częstotliwości. Dotyczy to właściwości impulsów wymuszających oraz konstrukcji, na które te impulsy oddziałują. Metodyka analizy opierająca się na tym stwierdzeniu pozwala na właściwe określenie narażeń elektromagnetycznych aparatury i systemów elektronicznych oraz skuteczności podjętych środków ochrony.

Cel pracy, polegający na wskazaniu odpowiednich sposobów modelowania matematycznego zagadnień kompatybilności w rozległych obiektach w warunkach zagrożeń stwarzanych przez LEMP i opracowaniu metodyki postępowania obliczeniowego, został osiągnięty. Kwintesencja opracowanej metodyki obliczeń zawarta jest w podrozdziałach 3.1 i 4.1, gdzie przedstawiono algorytmy obliczeń rozpręgu prądów i rozkładu pól elektromagnetycznych.

Rozdziały 1 i 2 mają charakter przeglądowy, z elementami autorskimi. Rozdziały 3-7 mają w całości charakter autorski, a w szczególności opracowana w nich metodyka i treść obliczeń oraz eksperymentów. Zawarty w rozdziale 8 wybór zaleceń dotyczących rozwiązań praktycznych powstał w wyniku zarówno przemyśleń własnych, jak i przeglądu literatury, krytycznych obserwacji propozycji konstrukcyjnych różnych firm, a także wielu dyskusji – nieraz gorących – w firmie RST w Białymstoku. Rezultaty przeprowadzonych badań doprowadziły do sformułowania szczegółowych wniosków, zawartych w podsumowaniu każdego rozdziału, dotyczących zagrożeń elektromagnetycznych i ich redukcji.

Do szczegółowych osiągnięć autora można zaliczyć między innymi:

1. Opracowanie algorytmów badania zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach narażonych na oddziaływanie wyładowań atmosferycznych, z zastosowaniem kompleksowej analizy w dziedzinie częstotliwości i czasu. Jako jądro obliczeń w dziedzinie częstotliwości wykorzystywane są znane programy, stosowane w technice antenowej (AWAS, NEC). Wykorzystanie pojęcia transmitancji pozwala uniezależnić się od właściwości zastosowanego źródła wymuszającego – może to być źródło napięciowe albo prądowe, o dowolnej impedancji wewnętrznej. Przejście do dziedziny czasu odbywa się z wykorzystaniem standardowej syntezy fourierowskiej.

2. Opracowanie własnych programów komputerowych służących do: generacji danych, wielokrotnego uruchamiania jądra obliczeniowego w dziedzinie częstotliwości, analizy i syntezy widmowej, opracowania graficznego wyników oraz gospodarki plikami dyskowymi zawierającymi dane i wyniki.
3. Opracowanie syntetycznego opisu właściwości popularnych metod numerycznych rozwiązywania zadań elektrodynamiki pod kątem analizy zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach rozległych, w warunkach wyładowań atmosferycznych. Wskazanie największej przydatności metody elementów brzegowych w przybliżeniu cienkoprzewodowym.
4. Opracowanie aspektów praktycznych analizy i syntezy widmowej przebiegów nieokresowych. Mimo, że teoria tych zagadnień jest dobrze znana, to brakuje w literaturze wskazówek, jak zredukować wpływ nieuchronnie pojawiających się błędów numerycznych.
5. Zestawienie porównawcze przebiegów pól dla różnych modeli inżynierskich wyładowania głównego, obejmujące w jednym miejscu większą liczbę modeli, niż było to spotykane dotychczas w literaturze. Do grupy zwykle ujmowanych razem modeli TL, MTLL, MTLE i DU dołączono modele BG i TCS.
6. Klasyfikację modeli antenowych kanału pioruna, obliczenia i analizę porównawczą przebiegów prądów i pól tych modeli. Wskazanie na modele antenowe, z rozłożoną wzdłuż kanału dodatkową impedancją o charakterze indukcyjnym, jako szczególnie nadające się do wykorzystania w inżynierskich obliczeniach rozpręgu prądów i rozkładów pól w obiektach o skomplikowanych kształtach, w dowolnej odległości od kanału wyładowania.
7. Wykazanie, że w strefie bliskiej model kanału pioruna w postaci prostego monopola (model AT1) daje wyniki porównywalne z rezultatami otrzymywanymi z zastosowaniem innych modeli. W miarę oddalania się od miejsca wyładowania narastają jednak rozbieżności, szczególnie w obliczaniu przebiegów pola w okolicach czoła impulsów. Stosowanie tego najprostszego modelu antenowego może być zatem uzasadnione jedynie w obliczeniach dotyczących obiektów położonych w odległości do kilkudziesięciu metrów od miejsca wyładowania.
8. Opracowanie nowego algorytmu modelowania wyładowania głównego MAT3, umożliwiającego kontrolowanie w pewnym zakresie efektu dyspersji, poprzez zastosowanie rozłożonej indukcyjności zmieniającej się w funkcji częstotliwości. Indukcyjność wyznaczana jest na podstawie oryginalnej analizy czasu opóźnienia grupowego.
9. Wykazanie na przykładach obliczeniowych, że jeśli przyjęty zakres badań nie obejmuje analizy rozpręgu prądów i rozkładu pól pod powierzchnią ziemi, to w strefie bliskiej kanału pioruna możliwe jest przyjęcie, że ziemia jest idealnym przewodnikiem. Założenie to prowadzi do poprawnych rezultatów nawet w przypadku gruntu słabo przewodzącego. Natomiast w badaniu oddziaływań

- elektromagnetycznych w strefie dalekiej wyładowania wpływ parametrów elektrycznych ziemi jest istotny.
10. Zaproponowanie daleko idących uproszczeń w przypadku modelowania obiektów quasi-stacjonarnych i wykazanie na przykładach, że ta uproszczona metoda może być stosowana do szacunkowych obliczeń inżynierskich. W obliczeniach tych uwzględnia się wyłącznie indukcyjności elementów składowych analizowanej konstrukcji, a wymuszenie przedstawia się w postaci liniowo narastającego źródła prądowego.
 11. Wykazanie, że wyniki obliczeń wykonywanych z jednej strony z wykorzystaniem rygorystycznych metod polowych, a z drugiej – metod obwodowych i uproszczonych formuł analitycznych, charakteryzuje stosunkowo niewielka rozbieżność uzyskanych wyników w przypadku obliczeń rozptywu prądów wyładowań bezpośrednich (przy spełnieniu warunku quasi-stacjonarności). Wyraźnie mniejszą zgodność między rezultatami otrzymanymi za pomocą metod rygorystycznych i wzorów uproszczonych uzyskuje się w obliczeniach indukowanych napięć i prądów oraz rozkładów pól elektromagnetycznych.
 12. Udowodnienie, że analizowanie hybrydy w postaci rygorystycznego modelu cienkoprzewodowego konstrukcji i quasi-stacjonarnego modelu kanału pioruna (modelu AT0, pełniącego rolę źródła prądowego o wymiarach małych względem długości fali w analizowanym zakresie widma) prowadzi do błędów dyskwalifikujących wyniki obliczeń.
 13. Porównanie rezultatów obliczeń rozptywu prądów z wynikami eksperymentów z zastosowaniem modeli fizycznych konstrukcji masztów antenowych. Porównanie wykonano w dziedzinie częstotliwości i czasu. Zasadnicze oczekiwania teoretyczne związane z określeniem rezonansowych właściwości masztu antenowego zostały potwierdzone doświadczalnie. Mimo niedoskonałości zastosowanego sprzętu i metody pomiarowej uzyskano zadowalającą zgodność obliczeń i eksperymentów. Eksperymenty wykonano tylko dla modelu masztu. Nie badano modeli instalacji odgromowych budynków, gdyż zostałaby zastosowana ta sama metoda i sprzęt pomiarowy jak w poprzednim zadaniu. Wyniki doświadczalne uzyskane dla modelu masztu są wystarczającym potwierdzeniem poprawności rezultatów obliczeń teoretycznych.
 14. Wykazanie, że klasyczne urządzenie piorunochronne budynku może być wykorzystane nie tylko do przejmowania prądu wyładowania bezpośredniego, ale również do ekranowania – znaczącej redukcji pola LEMP, indukowanych prądów i napięć. Można uzyskać skuteczność ekranowania rzędu nawet kilkunastu decybeli w odległości kilku metrów od ochronnej siatki przewodów. Z przedstawionych obliczeń wynika, że w strefie bliskiej kanału pioruna instalacja odgromowa i zbrojenie budynku powodują silniejszą redukcję natężenia pola elektrycznego, niż magnetycznego. Metoda analizy prowadzonej w dziedzinie częstotliwości, dotyczącej szczególnie rezonansów konstrukcji

- i skuteczności ekranowania, może być stosowana do określania przenikania także innych zakłóceń, niezwiązanych z wyładowaniami atmosferycznymi. Badania takie mogą wspomóc prace projektowe zmierzające do takiego przesunięcia tych rezonansów, aby skutki przewidywanych zakłóceń w obszarze objętym ochroną były jak najmniejsze. Zaprezentowana metoda obliczeniowa jest skuteczna również w analizie azurowych ekranów wielowarstwowych.
15. Zbadanie nie tylko efektu ekranowania pola elektromagnetycznego, lecz również przepięć, jakie mogą pojawiać się podczas wyładowań atmosferycznych wskutek zjawiska indukcji. Wykonano to na przykładzie pętli przewodzącej, usytuowanej na kilka różnych sposobów wewnątrz obszaru chronionego za pomocą instalacji odgromowej. Wykazano, że planując ochronę obwodów elektrycznych budynku przed przepięciami należy przeanalizować nie tylko właściwości instalacji odgromowej, lecz także wziąć pod uwagę możliwość uwydatnienia prądów indukowanych w przewodach instalacji elektrycznych wskutek rezonansowego charakteru tych instalacji. Natężenia indukowanych prądów i towarzyszące im napięcia mogą być wystarczająco silne, aby wywołać zakłócenia pracy wrażliwej aparatury elektronicznej lub ją uszkodzić. Niezbędne jest zabezpieczenie się przed skutkami przepięć za pomocą dodatkowych elementów służących do ich ograniczania.
 16. Opracowanie zaleceń dotyczących praktycznych wdrożeń zasad kompatybilności elektromagnetycznej w obiektach zawierających wysokie konstrukcje, głównie w ośrodkach radiokomunikacyjnych. Zaakcentowano główne problemy inżynierskie, z jakimi autor stykał się w trakcie dziesięciu lat pracy jako konsultant i rzeczoznawca w dziedzinie ochrony odgromowej i przed przepięciami. Opisano poprawne sposoby rozwiązywania takich zagadnień praktycznych, dla których szczególnie często zdarzają się różne błędy projektowe i wykonawcze. Zawarto uwagi dotyczące podstawowych środków ochrony: sieci zwodów piorunochronnych, uziemiania, wyrównywania potencjałów, zachowania odstępów bezpiecznych, odpowiedniego doboru tras kabli, zasad ekranowania, instalowania ograniczników przepięć i filtrów przeciwzakłóceńowych. Zwrócono uwagę, że niezbędnym czynnikiem skuteczności środków ochronnych jest potrzeba wykonania wszelkich instalacji przewodzących, w tym metalowych instalacji nieelektrycznych, z dbałością o odpowiednią jakość, zgodnie ze sztuką inżynierską.
 17. Sformułowanie podstawowej zasady ochrony wymagającej, aby istotnym elementem projektowania ochrony przed przepięciami było określenie umownych granic (przegród naturalnych lub sztucznych), na których mają być ograniczane sygnały niepożądane.

Literatura

- [1] A. K. Agrawal, H. J. Price, S. H. Gurbaxani, *Transient Response of Multi-conductor Transmission Lines Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 22, (1980), pp. 119-129.
- [2] G. Z. Ajzenberg (red.), *Korotkovolnovye anteny*, Radio i Svjaz', Moskva, 1985.
- [3] G. Ala, M. L. Di Silvestre, *A Simulation Model for Electromagnetic Transients in Lightning Protection System*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, No. 4 (2002), pp. 539-554.
- [4] R. B. Anderson, A. J. Eriksson, *Lightning Parameters for Engineering Applications*, Electra No. 69 (1980), pp. 65-101.
- [5] K. Aniserowicz, *Comparison of Different Numerical Solution Methods for Boundary Value Problem in Electromagnetics*, IEEE Transactions on Education, Vol. 47, No. 2 (2004), pp. 241-246.
- [6] K. Aniserowicz, *Comparison of the Lumped- and Distributed-Circuit Model of the Lightning Protection System*, 15th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'2000, Wrocław, June 27-30, 2000, pp. 144-148.
- [7] K. Aniserowicz, *Methods of Creation of Lightning Protection Zones Near Tall Telecommunication Structures According to Different National Standards*, International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, TCSET'2002, Lviv-Slavsko, 18-23.02.2002, pp. 197-199.
- [8] K. Aniserowicz, *Consequences of Disregarding the Length of a Lightning Channel at Computations of Lightning Threats*, 16th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'2002, Wrocław, June 25-28, 2002, pp. 493-494.
- [9] K. Aniserowicz, *Frequency-Domain Experimental Model of Lightning Stroke to Antenna Mast*, 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, EMC'2003, St. Petersburg, 16-19.09.2003, pp. 367-370.
- [10] K. Aniserowicz, *Time-Domain Experimental Model of Lightning Stroke to Antenna Mast*, 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, EMC'2003, St. Petersburg, 16-19.09.2003, pp. 370-373.
- [11] K. Aniserowicz, *Experimental Model of Lightning Stroke to Antenna Mast*, 12th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2003, Białystok, 24-26.09.2003, pp. 9.1-1/9.1-4.
- [12] K. Aniserowicz, *Modele matematyczne oddziaływania zewnętrznych pól elektromagnetycznych na napowietrzne linie transmisyjne*, VI Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok - Hołny Mejera, 25-28.10.1995 r., s. 11-18.
- [13] K. Aniserowicz, *Modele matematyczne oddziaływania zewnętrznych pól elektromagnetycznych na kable podziemne*, VI Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok - Hołny Mejera, 25-28.10.1995 r., s. 19-28.
- [14] K. Aniserowicz, *Metoda wyznaczania maksymalnych wartości napięć i prądów występujących podczas uderzenia pioruna w maszt antenowy*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'96, T. B, Bydgoszcz, 11-13.09.1996 r., s. 274-279.
- [15] K. Aniserowicz, *Zastosowanie dyskretnej transformacji Fouriera do analizy przepięć w liniach transmisyjnych*, 8th International Conference on Overvoltages in Power-Electronic and Computer-Engineering, Hołny Mejera - Vilnius, 8-11.10.1997, s. 5-12.
- [16] K. Aniserowicz, *Zasady tworzenia stref ochronnych w sąsiedztwie instalacji odgromowych obiektów telekomunikacyjnych*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'2000, T. D, Bydgoszcz, 6-8.09.2000 r., s. 205-212.
- [17] K. Aniserowicz, *Model fizyczny uderzenia pioruna w maszt antenowy – eksperymenty w dziedzinie częstotliwości*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'2001, Bydgoszcz, 12-14.09.2001 r., s. 113-120.
- [18] K. Aniserowicz, *Model fizyczny uderzenia pioruna w maszt antenowy – eksperymenty w dziedzinie czasu*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'2001, Bydgoszcz, 12-14.09.2001 r., s. 274-279.
- [19] K. Aniserowicz, *Features of Antenna Theory Models of Lightning Return Stroke*, 17th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'2004, Wrocław, June 29 - July 1, 2004, pp. 347-350.
- [20] K. Aniserowicz, *A New Algorithm for Antenna Theory Modelling of a Lightning Return Stroke*, 27th International Conference on Lightning Protection, ICLP'2004, Avignon, September 13-16, 2004, pp. 958-962.
- [21] K. Aniserowicz, G. G. Chavka, *Currents and Electromagnetic Fields During Lightning Discharge Near Overhead Transmission Line Considering LPS of Buildings*, 16th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'2002, Wrocław, June 25-28, 2002, pp. 511-516.

- [22] K. Aniserowicz, G. G. Czawka, A. Karwowski, *Obwodowy a polowy model uderzenia pioruna w maszt antenowy*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'98, T. D, Bydgoszcz, 9-11.09.1998 r., s. 309-316.
- [23] K. Aniserowicz, G. G. Czawka, *Bliskie pole elektromagnetyczne w otoczeniu masztu antenowego podczas uderzenia pioruna*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'99, T. D, Bydgoszcz, 8-10.09.1999, s. 78-86.
- [24] K. Aniserowicz, B. Klobassa, M. Zielenkiewicz, *Ewolucja ograniczników przepięć w obwodach wielkiej częstotliwości*, 9th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2001, Białystok, 19-21.09.2001, pp. 9.6-1/9.6-2.
- [25] K. Aniserowicz, R. Skliński, *Model matematyczny wyznaczenia potencjału uziomami długimi wzdłuż sieci kablowych średniowysokiego napięcia podczas przepięć ziemnozwarciowych w układach elektroenergetycznych 110 kV*, V Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok - Hołny Mejera, 27-29.10.1994 r., s. 15-22.
- [26] K. Aniserowicz, A. Sowa, M. Zielenkiewicz, *Methods of Lightning Protection of Crude Oil Tanks According to New Standards*, 12th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2003, Białystok, 24-26.09.2003, pp. 6.1-1/6.1-4.
- [27] K. Aniserowicz, A. Sowa, L. Augustyniak, R. Floryński, *Obliczanie sygnałów indukowanych w liniach jedнопроводowych przez impuls elektromagnetyczny wybuchu jądrowego*, III Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok, 19-20.11.1992 r., s. 3-12.
- [28] K. Aniserowicz, A. Sowa, *Sygnały indukowane w wybranych typach anten podczas wyładowania atmosferycznego*, III Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok, 19-20.11.1992 r., s. 13-22.
- [29] K. Aniserowicz, A. Sowa, M. Zielenkiewicz, *Ochrona odgromowa parków zbiornikowych z pływającymi dachami*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 78, nr 7/8 (2003), s. 520-524.
- [30] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Materiały stosowane na uziomy i ich powłoki ochronne*, Elektroinstalator, 1997, nr 6, s. 16-18.
- [31] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Indukcyjność przewodów w układach ochrony przed przepięciami*, Elektroinstalator, 1998, nr 7/8, s. 12-13.
- [32] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Uwarunkowania prawno-normalizacyjne dotyczące ochrony odgromowej i przeciwprzepięciowej*, Biuletyn Oddziału Białostockiego Stowarzyszenia Elektryków Polskich, Nr 3/5 (1999), s. 21-25.
- [33] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Odgromowe strefy ochronne w otoczeniu wysokich konstrukcji*, Biuletyn Oddziału Białostockiego Stowarzyszenia Elektryków Polskich, Nr 9 (2001), s. 21-26.
- [34] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Overvoltage Protection of Stationary Radiocommunication Objects*, 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, EMC'2001, St. Petersburg, 19-22.06.2001, pp. 74-78.
- [35] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Overview of Basic Rules of Lightning Protection of Radiocommunication Objects*, 11th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2001, Białystok, 19-21.09.2001, pp. 9.2-1/9.2-4.
- [36] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Przykład uszkodzeń aparatury w obiekcie biurowym po przeniknięciu części energii wyładowania piorunowego przez instalację radiokomunikacyjną*, 11th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2001, Białystok, 19-21.09.2001, pp. 9.9-1/9.9-4.
- [37] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Lightning Protection of Radio and Television Broadcasting Sites*, International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, TCSET'2002, Lviv-Slavsko, 18-23.02.2002, pp. 193-196.
- [38] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Example of Damages Caused in Office Installations by Lightning Spark-Over*, International Conference on Lightning Protection, ICLP'2002, Kraków, September 2-6, 2002, pp. 689-692.
- [39] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Examples of Damages Caused by Lightning in Telecommunication Systems*, 12th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2003, Białystok, 24-26.09.2003, pp. 3.1-1/3.1-5.
- [40] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Zagadnienie wyrównywania potencjałów w obiektach budowlanych w aspekcie ochrony przed przepięciami*, VII Sympozjum nt. Przepięcia w urządzeniach elektrycznych i elektronicznych, Białystok - Hołny Mejera, 16-19.10.1996 r., s. 7-12.
- [41] K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Ochrona stacji bazowych systemu TETRA przed skutkami wyładowań atmosferycznych*, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji, KKRRiT'2003, Wrocław, 25-27.06.2003 r., s. 205-209.
- [42] API Recommended Practice 2003: *Protection against Ignitions Arising out of Static, Lightning, and Stray Currents*, USA.
- [43] Y. Baba, M. Ishii, *Numerical Electromagnetic Field Analysis of Lightning Current in Tall Structures*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, No.2 (2001), pp. 324-328.
- [44] Y. Baba, V. A. Rakov, *On the transmission line model for lightning return stroke representation*, Geophysical Research Letters, Vol. 30, No. 24 (2003), no. art. 2294.
- [45] J. Bajorek, *Effectiveness of Mathematical Modeling of Lightning Coupling to Overhead Conductors*, 26th International Conference on Lightning Protection, ICLP'2002, Kraków, 2002, pp. 208-213.

- [46] J. Bajorek, *Lightning Coupling to Buried Conductors as Frequency Response Function of the System*, 13th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2003, Białystok, 2003, pp. 6.2-1/6.2-6.
- [47] J. Baranowski, *Półprzewodnikowe układy impulsowe i cyfrowe*, Rozdz. 2, WNT, Warszawa, 1976.
- [48] D. J. Bem (ed.), *Impulsowe narażenia elektromagnetyczne*, Wydaw. Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 1994.
- [49] K. Berger, R. B. Anderson, H. Kroninger, *Parameters of Lightning Flashes*, Electra, No. 80 (1975), 23-37.
- [50] J. P. Bickford, N. Mullineux, J. R. Reed, *Computation of Power System Transients*, Peter Peregrinus, London, 1980.
- [51] C. A. Brebbia, J. C. F. Telles, L. C. Wrobel, *Boundary Element Techniques - Theory and Applications in Engineering*, Springer-Verlag, Berlin, 1984.
- [52] E. O. Bringham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1974.
- [53] C. E. R. Bruce, R. H. Golde, *The Lightning Discharge*, Journal of Institute of Electrical Engineering, Pt. 2, Vol. 88 (1941), pp. 487-520.
- [54] G. J. Burke, A. J. Poggio, *Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments*, Lawrence Livermore National Laboratory, 1981.
- [55] G. J. Burke, *Numerical Electromagnetics Code – NEC4. Method of Moments. P. 2: Program Description – Theory*, Lawrence Livermore National Laboratory, 1992.
- [56] "CDEGS" software, Safe Engineering Services & technologies Ltd., Montreal, 2000.
- [57] A. Charoy, *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, WNT, Warszawa, 2000.
- [58] P. Chowduri, *Study of Transient Voltages in Transit Systems*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 17, No. 3 (1975), pp. 140-149.
- [59] R. E. Collin, *Prowadzenie fal elektromagnetycznych*, WNT, Warszawa, 1966.
- [60] V. Cooray (ed.), *The Lightning Flash*, IEE, London, 2003.
- [61] V. Cooray, *On the Concepts Used in Return Stroke Models Applied in Engineering Practice*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 45, No. 1 (2003), pp. 101-108.
- [62] V. Cooray, V. Scuka, *Lightning-Induced Overvoltages in Power Lines: Validity of Various Approximations Made in Overvoltage Calculations*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4 (1998), pp. 355-363.
- [63] S. Cristina, A. Orlandi, *Lightning Channel's Influence on Currents and Electromagnetic Fields in a Building Struck by Lightning*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington, 1990, pp. 338-342.
- [64] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *EMD Caused by Middle-Wave Broadcasting Radio Station with Lightning Protection System*, 11th International Conference on Electromagnetic Disturbances, EMD'2001, Białystok, 19-21.09.2001, pp. 9.3-1/9.3-4.
- [65] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *Analysis of Time-Domain Characteristics and Spectral Parameters of Selected Models of Lightning Current*, 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, EMC'2001, St. Petersburg, 19-22.06.2001, pp. 65-70.
- [66] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *Secondary Electromagnetic Field During Lightning Discharge to Radiocommunication Object*, 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, EMC'2001, St. Petersburg, 19-22.06.2001, pp. 70-74.
- [67] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *Computer Simulation of Action of Lightning Current on the Construction of Antenna Masts*, 14th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'98, Wrocław, June 23-25, 1998, pp. 481-485.
- [68] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *Symulacja komputerowa oddziaływania prądu piorunowego na maszt antenowy*, Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej, Elektryka Z. 15 (1999), s. 117-133.
- [69] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, *Komputerowa symulacja oddziaływania prądu piorunowego na maszt antenowy systemu radiokomunikacyjnego*, Wojkowska Konferencja Telekomunikacji i Informatyki, Jabłonna, 8-10.10.1997 r., s. 347-353.
- [70] G. G. Czawka, K. Aniserowicz, M. Zielenkiewicz, *Analiza parametrów czasowych i częstotliwościowych impulsów prądu piorunowego narażającego systemy radiokomunikacji*, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST'98, T. D, Sekc. 3/9, Bydgoszcz, 9-11.09.1998 r., s. 317-323.
- [71] V. P. Čerepanov, A. K. Chrulev, I. P. Bludov, *Elektronnyje pribory dlja zaščity REA ot električeskich peregruzok*, Radio i Svjaz', Moskva, 1994.
- [72] V. N. Čerkasov, *Zaščita vzryvoopasnych sooruzenij ot molnii i statičeskogo električestva*, Strojizdat, Moskva, 1984.
- [73] O. Daguillon, A. Karwowski, J. Y. Police, A. Zeddani, *Numerical Modeling of Lightning Protection Systems*, International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC'94, Wrocław, 1994, 353-357.
- [74] G. Diendorfer, *Induced Voltage on an Overhead Line to Nearby Lightning*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 32, No. 4 (1990), pp. 292-299.
- [75] G. Diendorfer, M. A. Uman, *An Improved Return Stroke Model with Specified Channel-Base Current*, Journal of Geophysical Research, Vol. 95, No. D9 (1990), pp. 13621-13644.

- [76] A. R. Djordjevic, M. B. Bazdar, V. V. Petrovic, D. I. Olcan, T. K. Sarkar, R. F. Harrington, *AWAS 2.0 for Windows: Analysis of Wire Antennas and Scatterers*, Artech House, Norwood, 2002.
- [77] Dyrektywa 89/336/EEC Nowego Podejścia Rady Wspólnoty Europejskiej z 3 maja 1989 r. *Council Directive of 3 May 1989 on the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility*, Official Journal of the European Communities, No. L 139, 23.05.1989, pp. 19-26.
- [78] B. A. Finlayson, *The Method of Weighted Residuals and Variational Principles*, Academic Press, New York, 1972.
- [79] Z. Flisowski, *Trendy rozwojowe ochrony odgromowej budowli. Cz. 1: Wyładowanie piorunowe jako źródło zagrożenia*, PWN, Warszawa, 1986.
- [80] Z. Flisowski, *A Procedure to Ensure Optimally Effective Lightning Protection of Structures*, 26th International Conference on Lightning Protection, ICLP'2002, Kraków, 2002, pp. 827-832.
- [81] F. Fuchs, E. U. Landers, R. Schmid, J. Wiesinger, *Lightning Current and Magnetic Field Parameters Caused by Lightning Strikes to Tall Structures Relating to Interference of Electronic Systems*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4 (1998), pp. 444-451.
- [82] R. H. Golde (ed.), *Lightning*, Academic Press, New York, 1977.
- [83] B. N. Gorin, A. V. Shkilev, *Measurements of Lightning Currents at the Ostankino Tower*, *Električestvo*, 1984, No. 8, pp. 64-65 (in Russian).
- [84] A. Greenwood, *Electrical Transients in Power Systems*, 2 ed., New York, Wiley, 1991.
- [85] M. Gryszkiewicz, R. Kamiński, *Model uderzenia pioruna w maszt antenowy. 1. Badania w dziedzinie częstotliwości. 2. Badania w dziedzinie czasu*, Wydział Elektryczny Politechniki Białostockiej, Białystok, 2000 (prace dyplomowe).
- [86] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, MacMillan, New York, 1968.
- [87] W. C. Hart, E. W. Malone, *Lightning and Lightning Protection*, Don White Consultants, Gainesville, 1988.
- [88] P. Hasse, *Overvoltage Protection of Low Voltage Systems*, IEE, London, 2000.
- [89] P. Hasse, J. Wiesinger, *Handbuch für Blitzschutz und Erdnung*, 2 Aufl. Berlin, VDE-Verlag, 1982.
- [90] P. Hasse, J. Wiesinger, *Ochrona aparatury elektronicznej przed wyładowaniami atmosferycznymi: analiza ryzyka, projektowanie i wykonanie według najnowszych norm*, SEP, Warszawa, 2004.
- [91] F. Heidler, *Traveling Current Source Model for LEMP Calculation*, 6th International Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'85, Zurich, March 5-7, 1985, pp. 157-162.
- [92] IEC 61662: *Assessment of the Risk of Damage Due to Lightning*.
- [93] P. L. Kalantarov, L. A. Cejtlin, *Rasčet induktivnostej*, Ėnergoatomizdat, Leningrad, 1986.
- [94] A. Karwowski, *Time- and Frequency-Domain Characteristics of LEMP*, 13th International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC'96, Wrocław, June 25-28, 1996, pp. 489-493.
- [95] A. Karwowski, *Use of the Impedance Matrix Interpolation Technique in Numerical Modelling of Lightning Protection Systems*, 13th International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC'96, Wrocław, June 25-28, 1996, pp. 175-178.
- [96] A. Karwowski, A. Zeddarn, *Transient Currents on Lightning Protection Systems Due to the Indirect Lightning Effect*, IEE Proceedings. Science Measurement and Technology, Vol. 142, No. 3 (1995), pp. 213-222.
- [97] A. D. Knjazev, *Elementy teorii i praktiki obespečenija elektromagnitnoj sovmestimosti radioelektronnych sredstv*, Radio i Svjaz', Moskva, 1984.
- [98] M. Kopeć, T. Kozłowski, *Eksperymentalny model uderzenia pioruna w maszt antenowy. 1. Badania w dziedzinie częstotliwości. 2. Badania w dziedzinie czasu*, Wydział Elektryczny Politechniki Białostockiej, Białystok, 2002 (prace dyplomowe).
- [99] B. Kordi, R. Moini, W. Janischewskyj, A. M. Hussein, V. O. Shostak, V. A. Rakov, *Application of the Antenna Theory Model to a Tall Tower Struck by Lightning*, Journal of Geophysical Research, Vol.108, No. D17 (2003), art. no. 4542.
- [100] B. Kordi, R. Moini, V. A. Rakov, *Comment on "Return Stroke Transmission Line Model for Stroke Speed Near and Equal that of Light" by R. Thottappillil, J. Schoene, and M. A. Uman*, Geophysical Research Letters, Vol. 29, No. 10 (2002) art. no. 1369.
- [101] V. I. Kravčenko, *Grozozasčita radioelektronnych sredstv*, Radio i Svjaz', 1991.
- [102] KTA 2206: *Auslegung von Kernkraftwerken gegen Blitzeinwirkungen* (norma niemiecka).
- [103] R. Kumar, J. Rai, V Singh, *Lightning Return Stroke Electric Fields above Ground*, Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 57, No. 11 (1995), pp. 1247-1254.
- [104] J. A. Landt, E. K. Miller, *Direct Time-Domain Techniques for Transient Radiation and Scattering From Wires*, Proceedings IEEE, Vol. 68, No.11 (1980), pp. 1396-1423.
- [105] R. H. Lee, *Lightning Protection of Buildings*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 15 (1979), pp. 237-240.
- [106] Y. T. Lin, M. A. Uman, J. A. Tiller, R. D. Brantley, W. H. Beasley, E. P. Krider, C. D. Weidman, *Characterization of Lightning Return Stroke Elec-*

- tric and Magnetic Fields from Simultaneous Two-Station Measurements*, Journal of Geophysical Research, Vol. 84 (1979), pp. 6307-6314.
- [107] G. A. Lavrov, *Vzaimnoe vlijanie linejnych vibratornych antenn*, Izd. Svjaz', Moskva, 1975.
- [108] C. T. Mata, V. A. Rakov, K. J. Rambo, P. Diaz, R. Rey, M. A. Uman, *Measurement of the Division of Lightning Return Stroke Current among the Multiple Arresters and Grounds of a Power Distribution Line*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 4 (2003), pp. 1203-1208.
- [109] MIL-HDBK-419A, *Grounding, Bonding and Shielding for Electronic Equipments and Facilities*, 29 Dec. 1987.
- [110] MIL-STD-1310D (NAVY), *Shipboard Bonding, Grounding and Other Techniques for Electromagnetic Compatibility and Safety*, 1979.
- [111] R. Moini, V. A. Rakov, M. A. Uman, B. Kordi, *An Antenna Theory Model for the Lightning Return Stroke*, 12th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compability, EMC'97, Zurich, February 18-20, 1997, pp. 149-152.
- [112] R. Moini, B. Kordi, G. Z. Rafi, V. A. Rakov, M. A. Uman, *A New Lightning Return Stroke Model Based on Antenna Theory*, Journal of Geophysical Research, Vol. 105, No. D24 (2000), pp. 29693-29702.
- [113] P. Moon, D. E. Spencer, *Teoria pola*, WNT, Warszawa, 1966.
- [114] S. I. Nadenenko, *Antenny*, Svjaz'izdat, Moskva, 1959.
- [115] NFPA 780: *Standard for the Installation of Lightning Protection Systems*, USA.
- [116] C. A. Nucci, C. Mazzetti, F. Rachidi, M. Ianoz, *On Lightning Return Stroke Models for LEMP Calculations*, 19th International Conference on Lightning Protection, ICLP'88, Graz, April 25-29, 1988, pp. 463-469.
- [117] C. A. Nucci, F. Rachidi, *Experimental Validation of a Modification to the Transmission Line Model for LEMP Calculations*, 8th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC'89, Zurich, March 7-9, 1989, pp. 389-394.
- [118] C. A. Nucci, F. Rachidi, M. Ianoz, C. Mazzetti, *Lightning-Induced Voltages on Overhead Power Lines*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 35, No 1 (1993), pp. 75-86.
- [119] *Ochrona przepięciowa i odgromowa urządzeń i systemów elektronicznych*, (praca zbiorowa), Białystok, 1995-2004 (*materiały pomocnicze do kursów organizowanych przez Centrum Ochrony przed Przepięciami i Zakłóceniami Elektromagnetycznymi w Białymstoku*).
- [120] A. Orlandi, C. Mazzetti, Z. Flisowski, M. Yarmarkin, *Systematic Approach for the Analysis of the Electromagnetic Environment Inside a Building During Lightning Strike*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4 (1998), pp. 521-535.
- [121] H. W. Ott, *Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych*, WNT, Warszawa, 1979.
- [122] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. New York, Wiley, 1994.
- [123] G. B. Lo Piparo, J. Belcher, W. Graf, H. Kikinger, *The Protection of Broadcasting Installations against Damage by Lightning*, European Broadcasting Union, Brussels, 1986.
- [124] PN-IEC 61024 – seria norm: *Ochrona odgromowa obiektów budowlanych*.
- [125] PN-IEC 61312 – seria norm: *Ochrona przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym*.
- [126] PN-yy/E-05003 – seria norm: *Ochrona odgromowa obiektów budowlanych*.
- [127] PN-IEC 60364-4-41: *Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przeciwporażeniowa*.
- [128] PN-IEC 60364-5-54: *Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Dóór i montaż wyposażenia elektrycznego. Uziemienia i przewody ochronne*.
- [129] PN-IEC 60364-4-442: *Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przed przepięciami. Ochrona instalacji niskiego napięcia przed przejściowymi przepięciami i uszkodzeniami przy doziemieniach w sieciach wysokiego napięcia*.
- [130] PN-IEC 60364-4-443: *Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi*.
- [131] PN-IEC 61643-1: *Urządzenia ograniczające przepięcia dołączane do sieci rozdzielczych niskiego napięcia. Wymagania techniczne i metody badań*.
- [132] PN-IEC 664-1: *Koordinacja izolacji urządzeń elektrycznych w układach niskiego napięcia. Zasady, wymagania i badania*.
- [133] PN-EN 61000-4-5: *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Metody badań i pomiarów. Badania odporności na udary*.
- [134] PN-EN 50082-1: *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia. Środowisko mieszkalne, handlowe i lekko przemysłowe*.
- [135] PN-EN 50082-2: *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Wymagania ogólne dotyczące odporności na zaburzenia. Środowisko przemysłowe*.
- [136] PN-T-45000-1, -2, -3: *Uziemienia i wyrównywanie potencjałów w obiektach telekomunikacji, radiofonii i telewizji. Wymagania i badania. (1 – Terminologia, 2 - Systemy uziemiające w obiektach telekomunikacji przewodowej, 3 – Systemy uziemiające w obiektach radiofonii i telewizji)*.
- [137] BN-76/9371-03/00: *Uziemienia urządzeń telekomunikacji przewodowej i bezprzewodowej. Ogólne wymagania i badania*.

- [138] BN-76/9371-03/01: *Uziemienia urządzeń telekomunikacji przewodowej i bezprzewodowej. Uziemienia w obiektach radiowych i telewizyjnych nadawczych, odbiorczych, nadawczo-odbiorczych i studyjnych.*
- [139] A. S. Podgorski, J. A. Landt, *Three-Dimensional Time Domain Modelling of Lightning*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-2 (1987), pp. 931-938.
- [140] PolyPhaser Corporation, *Lightning Protection & Grounding Solutions for Communication Sites*, 2000.
- [141] F. Rachidi, C.A. Nucci, M. Ianoz, C. Mazzetti, *Influence of a Lossy Ground on Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 38, No. 3 (1996), pp. 250-264.
- [142] F. Rachidi, V. A. Rakov, C. A. Nucci, J. L. Bermudez, *Effect of Vertically Extended Strike Object on the Distribution of Current along the Lightning Channel*, Journal of Geophysical Research, Vol. 107, No. D23 (2002), no. art. 4699.
- [143] F. Rachidi, W. Janischewskyj, A. M. Hussein, C. A. Nucci, S. Guerrieri, B. Kordi, Jen-Shih Chang, *Current and Electromagnetic Field Associated with Lightning-Return Strokes to Tall Towers*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 43, No. 3 (2001), pp. 356-367.
- [144] V. A. Rakov, *Transient Response of a Tall Object to Lightning*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 43, No. 4 (2001), 654-661.
- [145] V. A. Rakov, A. A. Dulzon, *Calculated Electromagnetic Fields of Lightning Return Stroke*, Techničeskaja Ėlektrodinamika, 1987, No. 1, pp. 87-89.
- [146] V. A. Rakov, M. A. Uman, *Review and Evaluation of Lightning Return Stroke Models Including Some Aspects of Their Application*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4 (1998), pp. 403-426.
- [147] R. Rusan, W. Janischewskyj, A. M. Hussein, J.-S. Chang, *Comparison of Measured and Computed Electromagnetic Fields Radiated from Lightning Strikes to the Toronto CN Tower*, 23rd International Conference on Lightning Protection, ICLP'96, Florence, 1996, pp. 297-303.
- [148] V. Scuka, S. Lundquist, *Verification and Evaluation of the Lightning Interference Immunity Level of Large Systems*, 19th International Conference on Lightning Protection, ICLP'88, Graz, April 25-29, 1988, pp. 231-238.
- [149] A. Shoory, R. Moini, S. H. Sadeghi, V. Rakov, *Analysis of Lightning-Radiated Electromagnetic Fields in the Vicinity of Lossy Ground*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 47 (2005), pp. 131-144.
- [150] R. Sikora (red.), *Wybrane zagadnienia z teorii pola elektromagnetycznego*, PWN, Warszawa, 1984.
- [151] A. Sowa, *Analiza zagrożenia piorunowego urządzeń elektronicznych*, Wydaw. Politechniki Białostockiej, Białystok, 1990 (rozprawa habilitacyjna).
- [152] A. Sowa, *Ochrona odgromowa i przeciwprzepięciowa*, Spinpol, Kielce 1998.
- [153] L. Spiralski (koord.), *Zakłócenia w aparaturze elektronicznej*, Radioelektronik, Warszawa, 1995.
- [154] R. B. Standler, *Calculations of Lightning Surge Currents inside Buildings*, IEEE International EMC Symposium, Anaheim, 1992, pp. 195-199.
- [155] R. B. Standler, *Protection of Electronic Circuits from Overvoltages*, J. Wiley a. Sons, New York, 1989.
- [156] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, J. Wiley a. Sons, New York, 1981.
- [157] S. Szpor, J. Samuła, *Ochrona odgromowa*, WNT, Warszawa, 1975, 1978, 1983.
- [158] A. Taflove, S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: the Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, Norwood, 2000.
- [159] F. M. Tesche, M. Ianoz, T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, J. Wiley a. Sons, 1997.
- [160] F. M. Tesche, A. W. Kalin, B. Brandli, B. Reusser, M. Ianoz, D. Tabara, P. Zweiacker, *Estimates of Lightning-Induced Voltage Stresses within Buried Shielded Conduits*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4 (1998), pp. 492-504.
- [161] R. Thottappillil, J. Schoene, M. A. Uman, *Return Stroke Transmission Line Model for Stroke Speed near and Equal that of Light*, Geophysical Research Letters, Vol. 28, No. 18 (2001), pp. 3593-3596.
- [162] W. Trommer, E. A. Hampe, *Blitzschutzanlagen: Planen. Bauen. Prüfen*. Hüthing, Heidelberg, 1997.
- [163] M. A. Uman, *Natural Lightning*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 3 (1994), pp. 785-790.
- [164] M. A. Uman, *The Lightning Discharge*, San Diego, Academic Press, 1987.
- [165] M. A. Uman, D. K. McLain, *Magnetic Field of the Lightning Return Stroke*, Journal of Geophysical Research, Vol. 74 (1969), pp. 6899-6910.
- [166] M. A. Uman, D. K. McLain, E. P. Krider, *The Electromagnetic Radiation from a Finite Antenna*, American Journal of Physics, Vol. 43, No. 1 (1975), pp. 33-38.
- [167] E. F. Vance, *Coupling to Shielded Cables*, Wiley-Interscience, New York, 1978.
- [168] D. M. Le Vine, R. Meneghini, *Simulation of Radiation from Lightning Return Strokes: the Effects of Tortuosity*, Radio Scientific, Vol. 13 (1978), pp. 811-828.
- [169] J. R. Wait, *On the Wave Tilt at High Frequencies – a Personal View*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 39, No. 1 (1997), p. 65.
- [170] D. R. J. White (ed.), *A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility*, Don White Consultants, Germantown, 1971-1973.

- [171] E. R. Williams, *The Tripole Structure of Thunderstorms*, Journal of Geophysical Research, Vol. 94 (1989), pp. 13151-13167.
- [172] S. Wojtas, A. Rousseau, *Impulse and High Frequency Tests of Lightning Earthing*, 27th International Conference on Lightning Protection, ICLP'2004, Avignon, September 13-16, 2004, pp. 531-535.
- [173] K. Wołkowiński, *Uziemienia urządzeń elektroenergetycznych*, WNT, Warszawa, 1967.
- [174] S. Yokoyama, *Calculation of Lightning-Induced Voltages on Overhead Multiconductor Systems*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 103, No. 1 (1983), pp. 100-108.
- [175] P. Zawadzki, *Prognozowanie przejściowych stanów elektromagnetycznych w instalacjach odgromowych*, Politechnika Śląska, Gliwice, 1997 (rozprawa doktorska).
- [176] A. Zeddani, P. Degauque, *Current and Voltage Induced on Telecommunication Cables by a Lightning Stroke*, Electromagnetics, Vol. 7 (1987), pp. 541-561.
- [177] O. C. Zienkiewicz, R. L. Taylor, *Finite Element Method*, Vol. 1-3, 5th ed., Butterworth-Heinemann, Oxford, 2000.