POLE ELEKTRYCZNE W ELEMENTACH BUDOWLANYCH O ZŁOŻONEJ STRUKTURZE W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI KOMUNIKACJI BEZPRZEWODOWEJ

AGNIESZKA CHOROSZUCHO



Politechnika Białostocka Agnieszka Choroszucho

POLE ELEKTRYCZNE W ELEMENTACH BUDOWLANYCH O ZŁOŻONEJ STRUKTURZE W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI KOMUNIKACJI BEZPRZEWODOWEJ



OFICYNA WYDAWNICZA POLITECHNIKI BIAŁOSTOCKIEJ BIAŁYSTOK 2021 Recenzenci: prof. dr hab. inż. Zygmunt Piątek dr hab. inż. Andrzej Zawadzki, prof. PŚk

Redaktor naukowy dyscypliny automatyka, elektronika i elektrotechnika: prof. dr hab. inż. Jan Dorosz

> Redakcja i korekta: Janina Demianowicz

Skład, grafika i okładka: Marcin Dominów

© Copyright by Politechnika Białostocka, Białystok 2021

ISBN 978-83-66391-76-5 ISBN 978-83-66391-77-2 (eBook) DOI: 10.24427/ 978-83-66391-77-2



Publikacja jest udostępniona na licencji Creative Commons Uznanie autorstwa-Użycie niekomercyjne-Bez utworów zależnych 4.0 (CC BY-NC-ND 4.0). Pełną treść licencji udostępniono na stronie creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.pl. Publikacja jest dostępna w Internecie na stronie Oficyny Wydawniczej PB.

Druk: Agencja Reklamowa TOP Anieszka Łuczak

Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej ul. Wiejska 45C, 15-351 Białystok e-mail: oficyna.wydawnicza@pb.edu.pl www.pb.edu.pl

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	7
1. Wprowadzenie	11
1.1. Tematyka	11
1.2. Omawiane zagadnienia	12
1.2.1. Rodzaj materiałów oraz konstrukcji budowlanych	13
1.2.2. Pasmo częstotliwości fal elektromagnetycznych	14
1.3. Przewodnik po pracy	15
2. Modelowanie zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych	19
2.1. Właściwości elektryczne materiałów	20
2.1.1. Właściwości betonu	21
2.1.2. Właściwości gazobetonu	26
2.1.3. Właściwości tynku	27
2.1.4. Przyjęty model materiałów budowlanych	28
2.2. Analiza konstrukcji budowlanych	29
2.2.1. Elementy konstrukcyjne wykonane z żelbetu	30
2.2.2. Ściany z cegieł pełnych i drążonych	32
2.3. Metody analizy	34
2.3.1. Metody optyki geometrycznej	36
2.3.2. Metody fizyki falowej	40
2.4. Podsumowanie	43
3. Model matematyczny	45
3.1. Sformułowanie czasowe i częstotliwościowe	45
3.2. Sformułowanie trójwymiarowe oraz dwuwymiarowe	47
3.3. Warunki początkowe i brzegowe	48
4. Metoda różnicowa w dziedzinie częstotliwości oraz w dziedzinie czasu	51
4.1. Schemat różnicowy w dziedzinie częstotliwości	51
4.1.1. Dyskretyzacja obszaru	51
4.1.2. Różnicowy opis równań wewnątrz obszaru	54
4.1.3. Opis wymuszeń pola	58

4.1.4. Konstrukcja i różnicowy opis warunków brzegowych	58
4.1.5. Końcowa postać modelu różnicowego	60
4.1.6. Schemat opracowanego algorytmu FDFD	61
4.2. Schemat różnicowy w dziedzinie czasu	63
4.2.1. Sformułowanie metody	63
4.2.2. Modelowanie warunków brzegowych	68
4.3. Porównanie właściwości schematu czasowego oraz częstotliwościowego	68
4.3.1. Ograniczenia i wymagania przy konstrukcji modelu	68
4.3.2. Wydajność algorytmów	69
4.3.3. Wymagania algorytmów	72
4.3.4. Analiza wyników modeli	75
4.4. Podsumowanie	91
5. Rozkład pola elektromagnetycznego w pobliżu ścian budowlanych	93
5.1. Konstrukcja modeli numerycznych	93
5.2. Rozwiązanie analityczne	96
5.3. Analiza ścian wykonanych z betonu	98
5.3.1. Opis modelu fizycznego i numerycznego	98
5.3.2. Wyniki obliczeń	99
5.3.3. Podsumowanie	. 102
5.4. Analiza ścian wykonanych z gazobetonu	. 106
5.4.1. Opis modelu fizycznego i numerycznego	. 106
5.4.2. Wyniki analizy	. 107
5.4.3. Podsumowanie	. 110
5.5. Analiza ścian wykonanych z cegieł	. 111
5.5.1. Model fizyczny i numeryczny	. 112
5.5.2. Analiza układów z cegłą pełną	. 115
5.5.3. Ocena jakościowa rozkładów pola w układach	116
z cegłami drązonymi	. 116
5.5.4. Wpływ konduktywności i struktury wewnątrz cegieł	. 120
5.5.5. Podsumowanie	. 128
5.6. Wyznaczanie zastępczych parametrów elektrycznych cegieł klinkierowych	132
5.6.1. Ogólna koncencia algorytmu	133
5.6.2. Realizacia algorytmu	135
5.6.3. Parametry zastępcze cegieł drażonych przy $f = 2.4 \text{ GHz}$.137
5.6.4. Analiza doboru parametrów zastepczych przy $f = 5$ GHz.	. 140
5.6.5. Podsumowanie	. 143

5.7. Analiza ścian wykonanych z żelbetu	143
5.7.1. Ściany wykonane z betonu i zbrojenia – model 2D	143
5.7.2. Analiza ścian nośnych – model 3D	150
5.7.3. Podsumowanie	155
5.8. Analiza ukośnego padania fali płaskiej na ścianę	155
5.8.1. Charakterystyka modelu fizycznego i numerycznego	156
5.8.2. Przykładowe wyniki obliczeń	158
5.8.3. Podsumowanie	162
6. Analiza rozkładu pola w złożonych konstrukcjach budowlanych	165
6.1. Analiza konstrukcji słupa i rozmieszczenia punktowego źródła pola	165
6.1.1. Geometria analizowanego układu	165
6.1.2. Opis modelu numerycznego	168
6.1.3. Wyniki analizy	168
6.1.4. Podsumowanie	179
6.2. Analiza konstrukcji ścian wewnątrz pokoju	179
6.2.1. Geometria analizowanego układu	180
6.2.2. Opis modelu numerycznego	181
6.2.3. Wyniki analizy	
6.2.4. Podsumowanie	188
7. Podsumowanie	189
Wykaz literatury	191
Spis tabel	205
Spis rysunków	207
Summary	

Wykaz ważniejszych oznaczeń

Oznaczenie	Opis	Jednostka					
A	macierz zespolona współczynników $\underline{\mathbf{w}}_{i,j}$ stosowanych w metodzie FDFD	-					
A _{opt}	algorytm wyznaczania zastępczych danych materiałowych						
В	wektor indukcji pola magnetycznego	Т					
BiCGStab	algorytm rozwiązywania równania macierzowego	-					
	(ang. Bi-Conjugate Gradient Stabilized)						
<u>b</u>	wektor zespolony opisujący wartości źródeł pola $_{ij}E_{z}$	V⋅m ⁻¹					
b	rozmiar cegły wzdłuż osi Oy, szerokość cegły	m					
C ₁₈	model cegły z osiemnastoma drążeniami pionowymi	-					
C ₃₀	model cegły z trzydziestoma drążeniami pionowymi	-					
C ₀	prędkość fali elektromagnetycznej w próżni ($c_{_0} pprox 3.10^8 { m m\cdot s^{-1}}$)	m⋅s⁻¹					
D	wektor indukcji pola elektrycznego	C⋅m ⁻²					
D	liczba wymiarów modelu	-					
d	średnica pręta zbrojeniowego	m					
d ₁	średnica strzemiona zbrojeniowego	m					
E	wektor natężenia pola elektrycznego	V⋅m⁻¹					
<u>e</u>	wektor zespolony grupujący składowe pola podstawowego	-					
FDFD	metoda różnic skończonych w dziedzinie częstotliwości (ang. Finite – Difference Frequency – Domain)	-					
FDTD	metoda różnic skończonych z bezpośrednim całkowaniem w dziedzinie czasu (ang. Finite – Difference Time – Domain)	-					
FEM	metoda elementów skończonych (ang. Finite Element Method)	-					
f	częstotliwość	Hz					
f _c	funkcja celu	-					
GMRES(m)	algorytm rozwiązywania równania macierzowego (ang. <i>Restared Generalized Minimal Residual</i>) z uwzględnieniem restartu algorytmu	-					
Н	wektor natężenia pola magnetycznego	A⋅m ⁻¹					
h	rozmiar cegły wzdłuż osi Oz, wysokość cegły	m					
J _D	wektor gęstości prądu przesunięcia	A⋅m ⁻²					
J,	wektor gęstości prądu wymuszającego pole	A⋅m ⁻²					
J _P	wektor gęstości prądu przewodzenia	A⋅m ⁻²					
J _s	wektor gęstości prądów powierzchniowych	A⋅m ⁻²					

Oznaczenie	Opis					
j	jednostka urojona; $j = \sqrt{-1}$	-				
k	liczba falowa	m ⁻¹				
L	rozstaw, odległość pomiędzy prętami	m				
L ₀	tłumienie w odległości 1 m	dB				
L ₁	rozstaw, odległość pomiędzy strzemionami	m				
Ι	rozmiar cegły wzdłuż osi Ox, długość cegły	m				
N _{DOF}	liczba niewiadomych w tworzonym modelu, liczba stopni swobody	-				
N _x	liczba komórek Yee wzdłuż osi Ox	-				
Ny	liczba komórek Yee wzdłuż osi Oy	-				
N _z	liczba komórek Yee wzdłuż osi Oz	-				
n	wektor normalny do powierzchni	-				
n	numer kroku czasowego, <i>n</i> = 0,1,, <i>N</i>	-				
n _{max}	wymagana liczba iteracji do uzyskania zakładanej wartości $ {f r} _2$	-				
RT	metoda śledzenia promieni (ang. Ray Tracing)	-				
ī	wektor residualny	-				
r ₂	norma euklidesowa wektora residualnego	-				
r _d	rozmiar drążenia wewnątrz cegły wzdłuż osi Ox	m				
Г _{рак}	stopień upakowania macierzy	-				
si1	siatka regularna stosowana w metodzie FDFD	-				
si2	siatka adaptacyjna w wybranych obszarach (FDFD)	-				
si3	siatka adaptacyjna w wybranych obszarach wraz ze skalowaniem (FDFD)	-				
st ₁	współczynnik zmian natężenia pola wynikający z dwukrotnego zwiększenia grubości ściany	-				
t _{max}	maksymalny czas wykonywanych operacji	S				
V _c	objętość cegły	m³				
V _d	objętość wszystkich drążeń zawartych w cegle	m³				
V _{%mc}	procentowa zawartość masy ceramicznej	%				
WiFi	Wireless Fidelity	-				
WLAN	Wireless Local Area Network	-				
<u> </u>	lokalnie liczony zespolony współczynnik w metodzie FDFD	-				
w/c	współczynnik woda/cement	-				
wsp	współczynnik dobierany doświadczalnie przy modelu 1SM	-				
X _{max}	maksymalny rozmiar wzdłuż osi Ox	m				
Y _{max}	maksymalny rozmiar wzdłuż osi Oy	m				
Z _{max}	maksymalny rozmiar wzdłuż osi Oz	m				
Z	impedancja	Ω				
Zs	impedancja falowa	Ω				

Oznaczenie	Opis				
Z _d	wielkość zapisywanych danych, rozmiar pamięci do zapisu modelu	В			
a _p	kąt padania fali płaskiej	0			
Го	obszar opisujący węzły zewnętrzne modelu, krawędzie modelu	-			
δΔ	błąd obliczania wartości pola	%			
Δ_t	przyrost czasu w obliczeniach numerycznych, krok czasowy	S			
Δ_x	rozmiar siatki wynikający z dyskretyzacji modelu wzdłuż osi Ox	m			
Δ _{x,l}	rozmiar sąsiedniej lewej komórki, wzdłuż osi Ox (siatka adaptowana)	m			
$\Delta_{x,p}$	rozmiar sąsiedniej prawej komórki, wzdłuż osi Ox (siatka adaptowana)	m			
Δ _{x,c}	średni rozmiar przylegających oczek, wzdłuż osi Ox (siatka adaptowana)	m			
Δ _y	rozmiar siatki wynikający z dyskretyzacji modelu wzdłuż osi Oy	m			
Δ_z	rozmiar siatki wynikający z dyskretyzacji modelu wzdłuż osi Oz	m			
3	przenikalność elektryczna	F⋅m ⁻¹			
ε	przenikalność elektryczna próżni ($m{arepsilon}_{_{0}}pprox$ 8,857·10 ⁻¹² F·m ⁻¹)	F⋅m ⁻¹			
<u>8</u> ,	względna zespolona przenikalność elektryczna	-			
<u>E</u> ef	względna efektywna przenikalność elektryczna	-			
ε _{r,FDTD}	względna przenikalność elektryczna (przyjęta w obliczeniach metodą FDTD)	-			
ε, ont	względna zastępcza przenikalność elektryczna	-			
λ	długość fali	m			
μ	przenikalność magnetyczna	H⋅m ⁻¹			
μ	przenikalność magnetyczna próżni ($\mu 0 pprox 4 \pi \cdot 10 - 7 \ H \cdot m - 1$)	H⋅m ⁻¹			
μ_{r}	względna przenikalność magnetyczna	-			
ρ	gęstość objętościowa ładunku elektrycznego	C⋅m⁻³			
ρ _s	gęstość powierzchniowa ładunku	C⋅m⁻²			
σ	konduktywność	S⋅m ⁻¹			
$\sigma_{ m FDTD}$	konduktywność (przyjęta w obliczeniach metodą FDTD)	S⋅m ⁻¹			
$\sigma_{\rm opt}$	zastępcza konduktywność	S⋅m ⁻¹			
Ω _w	obszar zawierający węzły wewnątrz modelu	-			
Ω _z	obszar zawierający węzły opisujące źródło pola	-			
Ω _s	obszar analizowanej ściany	-			
Ω _{s,3D}	obszar materiału ściany żelbetowej (model 3D)	-			

1. Wprowadzenie

1.1. Tematyka

Sieci bezprzewodowe są sprawdzonym, nowoczesnym rozwiązaniem stosowanym przy tworzeniu systemów telekomunikacyjnych. Ich zastosowanie pozwala na zastąpienie okablowania stosowanego w standardowych sieciach lokalnych LAN (ang. *Local Area Network*), czy rozległych WAN (ang. *Wide Area Network*). Do grupy systemów komunikacji bezprzewodowej należą zarówno sieci bazujące na komunikacji z wykorzystaniem podczerwieni, jak też sieci, w których transmisja danych odbywa się drogą radiową w paśmie mikrofal.

Systemy komunikacji bezprzewodowej pozwalają na przesyłanie danych między komputerami bez konieczności montażu złożonych instalacji kablowych. Dają również możliwość wspólnego użytkowania jednego szerokopasmowego połączenia. Dzięki wykorzystaniu standardowych urządzeń, instalacja systemów bezprzewodowej transmisji danych jest w wielu przypadkach łatwiejsza i szybsza niż montaż sieci kablowych. Technologie tego typu stanowią istotne, stale zyskujące na znaczeniu uzupełnienie sieci przewodowych. Mogą być stosowane tam, gdzie względy techniczne utrudniają ich układanie. Systemy bezprzewodowej transmisji danych pozwalają na względnie łatwe i szybkie połączenie wielu urządzeń, przy zachowaniu możliwości dynamicznego i automatycznego konfigurowania zbioru komunikujących się elementów. O znacznym potencjale wykorzystania systemów komunikacji bezprzewodowej przesądzają również inne, nie mniej ważne, czynniki związane z ich montażem i eksploatacją, m.in. [6, 92, 108, 114, 121, 180]:

- modularna struktura sieci i wynikające z tego możliwości jej rozbudowy oraz modyfikacji;
- stworzenie otwartego i ogólnodostępnego systemu komunikacji dla użytkowników w wybranej strefie;
- możliwość tworzenia nadmiarowych systemów z pokrywającymi się obszarami działania;
- 4) zwiększenie niezawodności ze względu na częściowe pokrywanie się zasięgu odbiorników sieci (nadmiarowość punktów dostępowych).

Zachowanie właściwej jakości komunikacji w wybranym obszarze, w tym stabilności zestawianych połączeń oraz szybkości transmisji, pozostaje zasadniczą kwestią przy montażu systemów komunikacji bezprzewodowej. Struktura sieci bezprzewodowych wymaga uwzględnienia liczby punktów dostępowych i ich odpowiedniego rozmieszczenia. Dyskutowane problemy stają się szczególnie istotne przy montażu sieci bezprzewodowych wewnątrz budynków. Powodem są efekty powstające przy propagacji fal elektromagnetycznych w układach o złożonej geometrii i strukturze materiałowej. Dodatkowe, istotne czynniki, które determinują konstrukcję i funkcjonalność systemów komunikacji bezprzewodowej to:

- 1) zachowanie właściwych ograniczeń związanych z rozlokowaniem nadajników;
- spełnienie ograniczeń wynikających z dopuszczalnego poziomu emitowanego sygnału (mocy nadajnika);
- 3) limitowanie liczby punktów dostępowych;
- 4) ograniczenie liczby rozmieszczanych nadajników ze względu na trudne warunki montażu oraz dążenie do minimalizacji kosztów związanych ze strukturą sieci.

Ostateczna konfiguracja sieci bezprzewodowych wymaga wykonania odpowiednich pomiarów i prób w rzeczywistych warunkach. Na etapie projektowania i analizy struktury sieci możliwe jest również wykorzystanie metod modelowania komputerowego. Numeryczna analiza zjawisk propagacji fal elektromagnetycznych pozwala uwzględnić konstrukcję budynku i wykonać wielowariantową analizę projektowanego systemu komunikacji bezprzewodowej.

Dyskutowane zagadnienia dotyczą:

- 1) modelowania numerycznego;
- 2) komputerowej analizy propagacji fal elektromagnetycznych przy uwzględnieniu zróżnicowania konstrukcji budynków.

Tworzone modele i realizowane obliczenia numeryczne odnoszą się do zakresu częstotliwości lokalnej komunikacji bezprzewodowej (WLAN), np. standard WiFi (ang. *Wireless Fidelity*), (rozdział 1.2.2).

Stosowanie algorytmów modelowania numerycznego daje możliwość określania rozkładów pola elektromagnetycznego w układach małej skali (np. ściana) oraz dużej skali (tj. cały budynek). Mimo nieuniknionych przybliżeń w konstruowanych modelach oraz błędów obliczeń, stosowanie metod numerycznych pozwala na uzyskanie rozkładu pola nawet dla złożonych modeli. Propagacja fal elektromagnetycznych w konstrukcjach budowlanych należy do grupy zagadnień, w których algorytmy numeryczne mogą być istotnym, użytecznym narzędziem oceny zjawisk polowych oraz stanowić pomoc przy projektowaniu układów anten.

1.2. Omawiane zagadnienia

Szczególnie złożonym, rzadko analizowanym zagadnieniem pozostaje ocena zjawisk elektromagnetycznych w konstrukcjach budowlanych, w tym zawierających materiały wielowarstwowe oraz o periodycznym układzie składników. Realizowany zakres

badań związanych z propagacją fal elektromagnetycznych uwzględnia: różne rodzaje rozpatrywanych konstrukcji budowlanych i dwa podstawowe pasma częstotliwości, w których mogą pracować systemy komunikacji bezprzewodowej.

1.2.1. Rodzaj materiałów oraz konstrukcji budowlanych

Duże zróżnicowanie stosowanych materiałów i technologii budowlanych stanowi podstawowy czynnik, który determinuje zakres i złożoność badań. Zagadnienia prezentowane w publikacjach w ograniczonym stopniu uwzględniają materiały i technologie budowlane stosowane w Polsce. Analiza dostępnych materiałów źródłowych (rozdział 2) wskazuje, że wiele zagadnień nie zostało dotychczas rozpatrzonych w sposób kompleksowy, z uwzględnieniem struktury wewnętrznej elementów, czy zróżnicowania właściwości materiałowych. Ze względu na rodzaj analizowanych materiałów oraz różnorodność rozwiązań konstrukcyjnych główną przesłanką realizacji niniejszych badań było:

- wykonanie dokładnych, wielowariantowych analiz ścian stosowanych w różnych układach konstrukcyjnych, w tym szczególnie w odniesieniu do technologii stosowanych w Polsce;
- określenie wpływu zbrojenia w konstrukcjach żelbetowych, z uwzględnieniem średnicy prętów oraz rozstawu między nimi, bez wprowadzania ujednorodnienia właściwości materiałowych;
- 3) wyznaczenie rozkładu pola w konstrukcjach wykonanych z cegieł pełnych oraz drążonych.

Poddano analizie numerycznej modele wybranych konstrukcji budowlanych przy uwzględnieniu:

- 1) rodzaju stosowanego materiału budowlanego, przy czym rozpatrzono beton zwykły i komórkowy, ceramikę, tynk;
- 2) rzeczywistej średnicy prętów zbrojenia i strzemion oraz rozstawu pomiędzy nimi;
- 3) rozmiaru oczek siatki zbrojeniowej oraz liczby warstw zbrojenia wewnątrz ścian;
- 4) odległości osadzonego zbrojenia od krawędzi zewnętrznej warstwy (otuliny);
- 5) grubości ścian, powiązanej z pełnioną funkcją konstrukcyjną oraz liczbą warstw odpowiednich materiałów budowlanych;
- 6) struktury cegieł drążonych, na przykładzie dwóch standardowych rodzajów stosowanych w Polsce;
- 7) zmienności parametrów elektrycznych materiałów budowlanych.

1.2.2. Pasmo częstotliwości fal elektromagnetycznych

Komunikacja bezprzewodowa obejmuje szereg standardów stosowanych w zależności od rodzaju i zasięgu projektowanej sieci (tabela 1.1). Powszechnie stosowane nazwy handlowe standardów obejmują systemy pracujące przy różnych częstotliwościach. Na przykład termin WiFi odnosi się do zestawu standardów stworzonych do budowy sieci bezprzewodowych opartych na komunikacji w paśmie 2,4 GHz oraz sporadycznie 5 GHz [68, 95, 111].

Standard	Częstotliwość [GHz]	Zasięg	Przepustowość (zależna od wersji protokołu oraz modulacji)
IrDA	1000	do kilku metrów	115 kb/s, 4 i 16 Mb/s
802.15 (Bluetooth)	2,4	10 m	432,6 i 721 kb/s
HomeRF	2,4	40 m	1 lub 2 Mb/s
802.11a (WiFi)	5	18 m	54 Mb/s
802.11b (WiFi)	2,4	100÷300 m	512 kb/s oraz 1 i 5,5 i 11 Mb/s
802.11g (WiFi)	2,4	40 m	54 Mb/s
802.11n (WiFi)	2,4 lub 5,0	40 m	100 i 250 i 540 Mb/s
802.16a (WiMAX)	2÷11	50 km	75 Mb/s
802.16d (WiMAX)	do 11	5÷8 km	(maksymalnie 100 Mb/s,
802.16e (WiMAX)	2÷6	1÷5 km	do 10 km od nadajnika)
3G (UMTS)	1,8 ; 1,9 ; 2,1	5÷8 km	200 kb/s (maks. do kilku Mb/s)

TABELA 1.1. Podstawowe standardy sieci bezprzewodowych

ŹRÓDŁO: [6, 92, 108, 114, 121, 131, 159, 179, 180].

Zakres pracy odnosi się do instalacji, w których wykorzystywane są sygnały przy częstotliwościach f = 2,4 GHz oraz 5 GHz. Uzasadnieniem wyboru jest fakt, iż:

- bezprzewodowe sieci lokalne oparte na standardach 802.11 projektowane są głównie w obrębie budynków. Propagacja fali w tego typu środowisku jest dość specyficzna ze względu na liczne przeszkody występujące na trasie rozchodzenia się fali elektromagnetycznej np. ściany, drzwi, okna, czy stropy;
- analiza rozkładu pola elektromagnetycznego pozwala na lepsze zrozumienie zjawisk fizycznych związanych z propagacją fal wewnątrz budynków, co ułatwi projektowanie systemów bezprzewodowych pod względem ich jakości.

1.3. Przewodnik po pracy

Ze względu na problemy związane z funkcjonowaniem komunikacji bezprzewodowej wewnątrz budynków do głównych celów pracy zalicza się:

- 1) analizę rozkładu pola elektromagnetycznego oraz zachodzących zjawisk w konstrukcjach opartych na różnych technologiach budowlanych;
- 2) opracowanie narzędzi umożliwiających ocenę zjawisk polowych przy wykorzystaniu dobranego algorytmu numerycznego.

Do osiągnięcia postawionych celów niezbędna była realizacja zadań cząstkowych, których wykonanie pozwoliło na rozwiązanie założonego problemu. Na realizację postawionego zadania składały się poniższe zagadnienia.

- a) analiza zjawisk związanych z propagacją fal elektromagnetycznych w elementach budowlanych; określenie właściwości elektrycznych przy:
 - różnej budowie materiału,
 - różnych wartościach częstotliwości pola działającego na próbkę;
- b) sformułowanie opisu matematycznego do komputerowej analizy pola elektromagnetycznego opartego na różnicowej aproksymacji równań Maxwella;
- c) dostosowanie algorytmu metody różnic skończonych w dziedzinie częstotliwości FDFD (ang. *Finite – Difference Frequency – Domain*) dla zagadnień dwuwymiarowych;
- d) opracowanie elementów oprogramowania w języku C++ wspomagającego analizę zjawisk polowych w strukturach budowlanych;
- e) analiza elementów konstrukcji budynków ze względu na działanie fal elektromagnetycznych, przy uwzględnieniu:
 - właściwości materiałowych i złożoności struktur materiałów budowlanych,
 - typów zbrojenia wynikających z rozwiązań konstrukcyjnych,
 - stosowania nowoczesnych technologii budowlanych,
 - wpływu struktury elementów na rozkład pola elektromagnetycznego.

Wykorzystanie opracowanego algorytmu umożliwi:

- 1) analizę zjawisk związanych z propagacją fal elektromagnetycznych w zakresie częstotliwości komunikacji bezprzewodowej w elementach budowlanych;
- ocenę wpływu zmiany właściwości materiału na rozkład pola elektromagnetycznego;
- 3) określenie rozkładu pola elektromagnetycznego przy odwzorowaniu wewnętrznej struktury wybranych materiałów budowlanych.

Do realizacji zadania związanego z numerycznym modelowaniem pól elektromagnetycznych w zakresie wielkich częstotliwości wykorzystano algorytm FDFD. Przygotowano również elementy oprogramowania pozwalające na skojarzenie tworzonego algorytmu FDFD z dostępnym, standardowym oprogramowaniem narzędziowym do opracowania modeli numerycznych. Ze względu na przyjęte sformułowanie metody obliczeniowej proponowane rozwiązanie posiada następujące właściwości:

- 1) analiza zagadnień jest prowadzona w stanie ustalonym;
- wymuszenia pola występujące w układzie mają charakter monochromatyczny; przy opisie sygnałów źródeł pola zakłada się, że ich przebieg czasowy jest opisany funkcją harmoniczną;
- 3) numeryczny opis zagadnienia jest tworzony przez wpisanie prostokątnej siatki różnicowej do modelu.

Opracowany algorytm może być stosowany jako narzędzie do oceny warunków propagacji fal elektromagnetycznych w przypadku wybranych struktur materiałowych. Na uzyskanie poprawnych wyników wpływ ma wiele czynników związanych m.in. z: właściwym wyborem metody, doborem odpowiednich parametrów oraz warunków realizacji obliczeń. Poprawność realizacji i właściwości sformułowanego algorytmu zweryfikowano przez wykonanie oceny jakościowej i ilościowej wybranych modeli testowych. Wyniki obliczeń otrzymane z zastosowanego algorytmu FDFD porównano z rezultatami uzyskanymi przy wykorzystaniu innych schematów numerycznych.

W rozdziale 2 scharakteryzowano zagadnienia związane z modelowaniem zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych. Opisano najczęściej stosowane materiały budowlane. Przedstawiono zestawienie ich parametrów materiałowych stosowanych w literaturze. Określono i uzasadniono przyjęty w pracy model materiałów budowlanych. Na podstawie dostępnej literatury dokonano podziału elementów konstrukcyjnych. Rozdział 2 zawiera ogólną charakterystykę metod stosowanych w literaturze do analizy pola elektromagnetycznego. Omówiono m.in. modele propagacyjne oraz zasady modelowania zjawisk polowych metodą śledzenia promieni. Przedstawiono przegląd metod numerycznych stosowanych w analizie tego typu zagadnień oraz uzasadniono wybór dwóch stosowanych metod.

W rozdziale 3 omówiono zależności matematyczne opisujące analizowane zagadnienia polowe. Przedstawiono zasady dotyczące przyjmowanych warunków brzegowych oraz założeń związanych z obliczeniami. Wyznaczono równania stanowiące podstawę do sformułowania schematu numerycznego.

W rozdziale 4 zaprezentowano szczegółowe sformułowania metody FDFD oraz FDTD. Wyszczególniono ograniczenia oraz opisano warunki poprawnej realizacji obliczeń. Określono właściwości obu metod numerycznych. Omówiono zależności matematyczne oraz konstrukcję i właściwości algorytmu FDFD. Opracowany algorytm FDFD porównano pod względem sformułowania i właściwości z algorytmem FDTD oraz FEM. Obie wspomniane metody posłużyły do oceny rozkładu pola elektromagnetycznego w wybranych zagadnieniach testowych. Na podstawie otrzymanych rezultatów dokonano weryfikacji opracowanego, autorskiego oprogramowania wspomagającego analizę zjawisk polowych. Opracowano oraz dokonano analizy właściwości dwóch algorytmów BiCGStab oraz GMRES(m) realizujących obliczenia macierzy zespolonych w zagadnieniach opisanych modelem różnicowym w dziedzinie częstotliwości.

Przedmiotem analizy przedstawionej w rozdziale 5 były ściany wykonane z jednorodnych struktur, tj. betonu, gazobetonu oraz niejednorodnych materiałów stosowanych w budownictwie (cegły klinkierowe czy żelbet). Rozpatrzono również złożony przypadek ścian jednowarstwowych i dwuwarstwowych wykonanych z cegieł pełnych oraz dwóch rodzajów cegieł z drążeniami pionowymi. Opisano homogenizację złożonej struktury i na tej podstawie pracowano autorski algorytm optymalizacyjny mający na celu wyznaczenie parametrów zastępczych opisujących materiał niejednorodny.

W rozdziale 6 przeanalizowano rozkład pola elektromagnetycznego w złożonych konstrukcjach budowlanych. Poddano ocenie propagację fali elektromagnetycznej przy uwzględnieniu zmienności konstrukcji słupa oraz czterech różnych wariantów lokalizacji źródła pola. Drugim analizowanym przykładem była ściana wewnątrz pomieszczenia mieszkalnego. Omówiono konstrukcję i scharakteryzowano właściwości przyjmowanych modeli ścian, z uwzględnieniem betonu, żelbetu i cegieł.

W podsumowaniu przedstawiono wnioski dotyczące możliwości zastosowania metod numerycznych przy ocenie propagacji fal elektromagnetycznych w konstrukcjach budowlanych w zakresie częstotliwości komunikacji bezprzewodowej.

W wykazie literatury są zawarte również artykuły autorki [18, 19, 29–49, 216–233]. Przyjęto alfabetyczną kolejność prac. W związku z tym, że monografia została napisana wcześniej niż ukazanie się niektórych artykułów, to pozycje [216–233] zostały umieszczone na końcu wykazu literatury.

2. Modelowanie zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych

Ze względu na złożony charakter zachodzących zjawisk fizycznych oraz znaczne zróżnicowanie geometrii i struktur materiałowych w konstrukcjach budowlanych, wyniki prac prezentowanych w dostępnej literaturze mają często charakter wycinkowy. W wybranych przypadkach dotyczą układów w znacznym stopniu teoretycznych pod względem geometrii i stosowanych materiałów. Wynika to po części z wyboru metody do obliczeń zjawisk polowych.

Zagadnienia objęte tematem monografii są rozpatrywane w wielu publikacjach, z uwzględnieniem aspektów bezpośrednio związanych z fizyczną naturą zjawisk, jak również metodami ich numerycznego modelowania. W dostępnych publikacjach można wyróżnić trzy zasadnicze grupy dyskutowanych zagadnień.

- 1) Opis danych materiałowych i wartości współczynników materiałowych charakteryzujących właściwości elektryczne materiałów budowlanych.
- 2) Ocena właściwości konstrukcji budowlanych, w tym wielowarstwowych elementów konstrukcyjnych oraz materiałów złożonych (beton, żelbet). W przypadku metod numerycznych wskazane zagadnienia powiązane są bezpośrednio ze sposobem matematycznego opisu struktury i właściwości złożonych materiałów w ramach tworzonych modeli konstrukcji budowlanych.
- Wybór metody numerycznej wykorzystywanej do wyznaczenia rozkładu pola elektromagnetycznego, wybrane aspekty jej sformułowania oraz praktycznej implementacji.

W dalszej części tego rozdziału omówiono wiodące publikacje dotyczące wskazanych zagadnień oraz przedstawiono dyskusję związaną z założeniami przyjętymi w toku realizacji analiz.

2.1. Właściwości elektryczne materiałów

Poprawne określenie właściwości elektrycznych materiałów jest istotnym warunkiem poprawnego, wiarygodnego odwzorowania zjawisk polowych w modelowanych konstrukcjach budowlanych. Podstawowe materiały ceramiczne i betonowe są w ogólnym ujęciu nieidealnymi dielektrykami. Z tego względu szczegółowej dyskusji podlegają wartości parametrów modelowanych materiałów, w tym [120, 137]:

1) przenikalności elektrycznej

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r, \tag{2.1}$$

2) przenikalności magnetycznej

$$\mu = \mu_0 \mu_r, \tag{2.2}$$

3) konduktywności (przewodności elektrycznej) σ.

Występujące w zależnościach (2.1) i (2.2) symbole ε_r i μ_r oznaczają odpowiednio względną przenikalność elektryczną i magnetyczną materiału. Ze względu na bezwładność zjawisk magnetycznych, przy analizie w zakresie wielkich częstotliwości pomija się zmiany przenikalności magnetycznej dielektryków. Zakłada się, że względna przenikalność magnetyczna wynosi 1.

Przy uwzględnieniu harmonicznych zmian pola możliwe jest przejście do zapisu w dziedzinie liczb zespolonych i wprowadzenie zastępczych, efektywnych parametrów materiałowych. Przenikalność elektryczna materiału w rozpatrywanym zakresie częstotliwości mikrofalowych, w ogólnym przypadku jest liczbą zespoloną [120, 132]

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''. \tag{2.3}$$

Składowa rzeczywista ε ' określa zdolność dielektryka do gromadzenia energii w polu elektrycznym, natomiast składowa urojona ε '' odpowiada za straty energii związane z występowaniem prądów przesunięcia. Zmiany polaryzacji ośrodka w zależności od częstotliwości pola powodują, że wartości składowych przenikalności nie są stałe. Przy opisie właściwości materiałowych dielektryka definiuje się również parametry efektywne [17, 132]

$$\underline{\varepsilon}_{\rm ef}\left(\omega\right) = \underline{\varepsilon} + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon_0} = \varepsilon' - j\left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right). \tag{2.4}$$

W definicji efektywnej przenikalności elektrycznej materiału są uwzględnione zjawiska wywołane prądami przewodzenia i przesunięcia.

W celu scharakteryzowania właściwości materiałów przyjętym rozwiązaniem jest podanie rzeczywistej przenikalności elektrycznej ośrodka ε oraz współczynnika strat dielektrycznych, definiowanego jako tangens kąta strat [120, 132, 184]:

$$tg\delta = \frac{\omega \varepsilon^{"} + \sigma}{\omega \varepsilon^{'}}.$$
 (2.5)

Wyrażenie w liczniku powyższego wzoru stanowi zastępczą konduktywność ośrodka, która opisuje całkowite straty energii w ośrodku. W paśmie mikrofalowym o stratności dielektryka decyduje jego konduktywność σ , wyznaczana przy wymuszeniu stałym (f = 0 Hz) oraz składowa urojona przenikalności. W przypadku niskich częstotliwości, gdy opóźnienie wektora polaryzacji materiału w stosunku do wymuszenia można pominąć, o stratach ośrodka decyduje wartość konduktywności [184]. Wtedy wzór (2.5) upraszcza się do postaci

$$\operatorname{tg}\delta \approx \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'}.$$
 (2.6)

Przedstawione zasady opisu właściwości materiałowych są również stosowane w odniesieniu do materiałów budowlanych. Poniżej przedstawiono krótką charakterystykę podstawowych materiałów budowlanych oraz zestawienie podawanych w literaturze wartości parametrów elektrycznych opisujących dany materiał.

2.1.1. Właściwości betonu

We współczesnym budownictwie głównym materiałem budowlanym jest beton. Powstaje on w wyniku wiązania i stwardnienia mieszanki złożonej ze spoiwa (cementu), wypełniacza (kruszywo) i wody oraz nadających pożądane cechy ewentualnych dodatków (do 20% w stosunku do masy spoiwa) i domieszek (do 5% w stosunku do masy spoiwa) [23, 144, 150, 153, 156], (rys. 2.1).



RYS. 2.1. Procentowy skład mieszanek betonowych

Kruszywa mogą być naturalne (np. piasek, żwir, granit) lub sztuczne (np. keramzyt) [146]. Ze względu na rozmiar ziaren rozróżnia się: kruszywa drobne o frakcjach do 4 mm, grube $\langle 4; 36 \rangle$ mm oraz bardzo grube $\langle 63; 250 \rangle$ mm. Maksymalny wymiar ziaren kruszywa nie może być większy niż:

- 1/3 najmniejszego wymiaru przekroju poprzecznego elementu konstrukcji budowlanej;
- 3/4 odległości między prętami zbrojenia.

W prawidłowo wykonanym betonie każde ziarno kruszywa powinno być ściśle otoczone zaprawą cementową wypełniającą wolne przestrzenie pomiędzy ziarnami (rys. 2.2), [23, 67].



RYS. 2.2. Wyszlifowana powierzchnia betonu

Skład mieszanki dobierany jest, tak aby otrzymać beton o oczekiwanej wytrzymałości mechanicznej oraz odporności na działanie czynników zewnętrznych. Dodatki i domieszki poprawiają właściwości zarówno mieszanek betonowych, jak i betonów, np. zwiększają urabialność, mrozoodporność, wodoszczelność, ale jednocześnie wpływają na zróżnicowanie ich właściwości elektrycznych [58, 77, 143, 144, 145]. Klasyfikacja betonów ze względu na ciężar objętościowy w stanie suchym obejmuje:

- beton ciężki powyżej 2600 kg/m³, wykonywany z kruszyw pochodzących z ciężkich minerałów lub rud żelaza, stosowany do budowy osłon przed promieniowaniem w komorach rentgenowskich lub reaktorach atomowych;
- beton zwykły:
 - (2200; 2600) kg/m³, zawierający naturalne i łamane kruszywa (żwir, piasek, grys), stosowany do wykonywania elementów konstrukcyjnych betonowych i żelbetowych;
 - (2000; 2200) kg/m³, złożony z kruszyw porowatych (np. keramzyt), służy do wykonywania elementów o podwyższonej izolacyjności cieplnej np. ścian osłonowych, pustaków ściennych i stropowych;
- beton lekki (800; 2000) kg/m³; wykonywany z kruszyw lekkich lub przez nadanie betonowi porowatej struktury np. przez napowietrzenie (beton komórkowy) lub spienienie.

Głównym przeznaczeniem zwykłego betonu jest budowanie ścian nośnych, słupów i stropów (z wykorzystaniem zbrojenia), stanowiących szkielet budowli zwłaszcza w technologii wielkopłytowej czy wielkoblokowej.

Beton uzyskuje swoje właściwości w wyniku hydratacji cementu. Z tego względu ważnym parametrem jest współczynnik woda/cement (w/c), który określa wytrzymałość, zwartość, a tym samym, długoletnią trwałość odlewu betonowego [77]. Zmniejszenie stosunku w/c skutkuje bardziej zwartą i odporną powierzchnią odlewu betonowego, która opóźnia przenikanie np. soli mineralnych, tlenu, wilgoci i dwutlenku węgla, a zatem znacznie zwiększa okres użytkowania konstrukcji betonowej. Wymagania konstrukcyjne i normy [144] ściśle określają dopuszczalną ilość cementu oraz wartość stosunku w/c (tabela 2.1).

Beton zwykły	Najmniejsza dopuszo na 1 m³ mieszan	Największa dopuszczalna	
	wraz ze zbrojeniem	bez zbrojenia	wartość w/c
Osłonięty przed bezpośrednim działaniem czynników atmosferycznych np. otynkowany	220	190	0,75
Narażony bezpośrednio na działanie czynników atmosferycznych	270	250	0,60
Narażony na stały dostęp wody przed zamarznięciem	270	270	0,55

TABELA 2.1. Właściwości betonu oraz związane z tym dopuszczalna ilość cementu

ŹRÓDŁO: [23, 144, 145].

Ze względu na różnorodność czynników wpływających na uzyskanie betonu stwardniałego, określenie wartości parametrów elektrycznych stanowi temat licznych badań, m.in. [28, 76, 133, 141, 164, 169, 194]. W dostępnej literaturze, pod względem parametrów elektrycznych, najczęściej rozpatrywany jest beton zwykły (tabela 2.2). W wielu przypadkach pomijana jest informacja o rodzaju betonu i jego składnikach. Sporadycznie autorzy zajmują się betonem lekkim (rozdz. 2.1.2), [141, 176].

TABELA 2.2. Przegląd właściwości elektrycznych betonu zwykłego (uporządkowany wg częstotliwości)

Lp.	f [GHz]	εŗ	ε,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
1.	10 ⁻⁶ ÷0,1	13	-	0,0001÷0,02	[214]	Analiza płyty wykonanej z betonu i zbrojenia
2.	0,15÷0,6	6	-	-	[60]	Analiza różnej gęstości zbrojenia w betonowej płycie
3.	0,245	4,7÷7,6	-	-	[164]	Analiza zmienności współczynnika w/c i wpływu temperatury
4.	0,3÷35,0	4,0÷7,5	0,38÷1,4	-	[28]	Analiza zmienności współczynnika w/c
5.	0,4÷4,0	3	-	_	[27]	_
6.	0,5÷2,0	6	0,01	_	[64]	-

Lp.	f [GHz]	εŗ	ε ,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
7.	0,5 0,9 1,0 2,5	5,0÷12,0	-	-	[20]	Dane przyjęte przez autora w zależności od składu betonu i częstotliwości
8.	0,8	7,1÷7,5	-	-	[191]	Pomiary dla zbrojonej płyty
9.	0,9	6,26	-	0,037	[135]	Jednorodna płyta betonowa
10.	0,9	3	-	1,95·10 ⁻³	[89]	-
11.	0,9	6,1	-	1,95·10 ⁻³	[89]	-
12.	0,9	6 7 8	0,25 0,3 0,35	-	[161, 100]	Jednorodne płyty betonowe
13.	0,948	5	-	0,004	[5]	Płyta zbrojona
14.	1,0÷2,0	6,07÷5,87	-	0,0684÷0,083	[190]	-
15.	1,0÷2,0	6	-	0,1	[190]	Dane dla stropów betonowych
16.	1,0÷3,0	3,0÷6,0	-	1,95·10 ⁻³	[15]	Analiza ściany betonowej
17.	0,1÷6,0	6	-	1,95·10 ⁻³	[59]	-
18.	1,0÷95,9	6,2÷7,0	0,34÷0,85	-	[176]	Ciężki beton
19.	1,5	6,398	-	0,182	[194]	-
20.	1,5	5,113	-	0,031	[194]	-
21.	1,5	6	-	0,01 (0,05÷0,25)	[194]	Testy przy zmienności σ = 0,05÷0,25 S/m
22.	1,8	6	-	1,95·10 ⁻³	[134]	-
23.	1,8	7	0,3	-	[206]	Dane dla zbrojonego betonu, gdzie dla stali σ = 1,11·10 ⁶ S/m
24.	1,8	6	-	1,95·10 ⁻³	[134]	Beton ze zbrojeniem powołując się na [1]
					[140]	Jednorodna zbrojona płyta
25.	1,8	7	0,35	-	[161]	Jednorodna płyta
26.	1,8	7	0,3	-	[172]	Beton zbrojony
27.	1,8	7	0,25 0,30	-	[161]	_
28.	1,865 2,14	5	-	0,004	[5]	Beton zbrojony
29.	2,4	6	_	1,95·10 ⁻³	[138, 139, 140]	-
30.	2,4	8	-	0,01	[138]	-

Lp.	f [GHz]	εŗ	ε,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
31.	3	3	0,03	-	[206]	Płyta betonowa z otworami
32.	3,1÷10,6	6	-	-	[60]	Zbrojona płyta betonowa
33.	3,0 9,0 24,0	5,0÷7,0	0,1÷0,7	-	[79, 1176]	_
34.	5	5,5	-	0,0501	[166]	Ściana wykonana z jednorocznego betonu
35.	5	4,6	-	0,0668	[141]	Ściana wykonana z 40-letniego betonu
36.	10	5,1	0,4	-	[76]	Suchy beton
37.	10	6	1	-	[76]	Mokry beton
38.	10,38	-	-	-	[103]	Wykresy dla ε oraz ε "
39.	57,5	2,55	0,084	-	[170]	-
40.	57,5	2,55	0,081	-	[169]	Suchy beton
41.	57,5	6,5	0,43	-	[169]	-
42.	60	6,4954	-	1,43	[141]	Jednoroczny beton
43.	60	11,47	-	0,988	[141]	Płyta betonowa

Parametry elektryczne betonu są zależne od:

- liczby oraz rodzaju składników mieszanki betonowej, m.in. wielkości i kształtu ziaren;
- jakości zaprawy cementowej, w tym szczególnie od wartości współczynnika w/c.

Większość autorów posługuje się danymi właściwości elektrycznych, które odnoszą się do materiału po całkowitym procesie hydratacji zaczynu cementowego oraz procesie produkcyjnym i obróbkowym. W publikacjach [61, 169, 176] uwzględniono rodzaj analizowanego betonu (np. suchy, mokry, 40-letni). Na podstawie artykułów [11, 169] można wnioskować, że składowa rzeczywista przenikalności elektrycznej betonu ε_r osiąga stałą wartość dopiero po miesiącu od czasu wylania, gdy proces uwodnienia jest praktycznie zakończony. Stabilizacja wartości składowej urojonej ε_r " jest uzależniona od procesu zmniejszania wilgotności i przyjmuje się, iż długość tego okresu wynosi ok. 14 miesięcy.

W artykule [28] przedstawiono rezultaty badań, w których określono zmiany składowej rzeczywistej i urojonej przenikalności elektrycznej betonu w funkcji częstotliwości. Uwzględniono przy tym trzy warianty współczynnika w/c. W analizowanym paśmie od 0,1 GHz do 100 GHz charakterystyki wykazują typowy przebieg, właściwy dla zjawisk polaryzacji ładunku przestrzennego oraz polaryzacji dipolowej. Składowa rzeczywista przenikalności zmniejsza się, przy czym w przypadku betonu suchego (w/c = 0,1) spadek od wartości $\varepsilon_r' = 4,2$ (f = 0,1GHz) nie przekracza 7%. Przy zwiększeniu udziału wody (w/c = 0,3) wartość składowej rzeczywistej podlega zmianom sięgającym 25%, przy czym przy f = 0,1 GHz wynosi 7,3. Charakterystyki składowej urojonej w przypadku każdej próbki materiału (zmiany w/c) osiągają maksimum przy częstotliwości ok. 100 GHz. Obserwowane efekty znajdują uzasadnienie w zjawiskach polaryzacji dipolowej. Zwiększenie udziału wody, prowadzi do nasilenia efektów związanych z występowaniem strat na skutek prądów przesunięcia, tzn. wyższa wartość współczynnika w/c oznacza zwiększenie wartość składowej urojonej przenikalności. Wynika to ze zwiększenia liczby jonów utworzonych na skutek dysocjacji wybranych składników w wodzie.

2.1.2. Właściwości gazobetonu

Ze względu na duży ciężar właściwy betonu oraz dążenie do zminimalizowania obciążeń powierzchniowych działających np. na konstrukcję stropu, obecnie częściej stosuje się jego lżejszą odmianę – beton komórkowy (gazobeton, suporex). Jest on stosowany w budowie domów jednorodzinnych a w konstrukcjach wielkowymiarowych do wznoszenia ścian działowych.

Podstawowy zestaw składników obejmuje [147, 149, 210]:

- spoiwo najczęściej jest to mieszanina cementu i wapna;
- kruszywo piasek kwarcowy lub popiół lotny powstający ze spalania węgla lub ich mieszanina. Do lekkich betonów stosuje się: kruszywa mineralne, odpady przemysłowe, kruszywa ze spiekanych glin i surowców skalnych, wypełniacze organiczne (głównie drewnopochodne) i polimery;
- środek porotwórczy związki aluminium w postaci proszku lub pasty;
- środki powierzchniowo czynne usuwające warstwę ochronną z proszku aluminium oraz zmniejszające napięcie powierzchniowe wody;
- woda i dodatki (np. gips).

Właściwości betonu komórkowego zależą ściśle od jego mikrostruktury, która złożona jest z dwóch faz – stałej zajmującej ok. $20 \div 40\%$ objętości materiału oraz gazowej ok. $\langle 60, 80 \rangle \%$. Porowata struktura wpływa na małą gęstość objętościową i kształtuje właściwości elektryczne materiału.

Parametry elektryczne są zbliżone do właściwości materiałów ceramicznych (np. cegieł), (tabela 2.3).

Lp.	f [GHz]	εŗ	ε,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
1.	0,5÷0,7	2,5÷3,0	0,0138÷0,025	-	[141]	_
2.	1,0	2,0	0,5	-	[176]	_
3.	3,0÷9,0	2,25	0,12÷0,5	-	[176]	_
4.	60,0	2,26	0,1017	3,39·10 ⁻¹	[141]	-
5.	60,0	3,66	0,12481	4,17·10 ⁻¹	[141]	_

TABELA 2.3. Zmienność przyjmowanych właściwości elektrycznych betonu lekkiego

2.1.3. Właściwości tynku

Tynk, w ujęciu tradycyjnym, jest to warstwa z zaprawy lub gipsu służąca do pokrycia powierzchni m.in. ścian, sufitów czy kolumn zarówno wewnątrz, jak i na zewnątrz budynku. Układanie tynku ma na celu: zabezpieczenie powierzchni przed działaniem czynników atmosferycznych oraz nadanie estetycznego wyglądu elementom budynku [153, 156].

Tynki stosowane są również jako warstwa podkładowa pod elementy wymagające gładkiego podłoża. Standardowo maksymalna grubość warstwy tynku wynosi 25 mm. Natomiast jako wartość minimalną przyjmuje się:

- 20 mm na zewnątrz budynku (tynk gruboziarnisty);
- 10 mm wewnątrz budynku;
- 8 mm na stropach.

Ze względu na zastosowane spoiwo w technologiach budowlanych rozróżnia się: tynki cementowe, wapienne, cementowo-wapienne i gipsowe.

Przy rozpatrywaniu zagadnień elektrycznych, w dostępnej literaturze, autorzy pomijają wskazaną klasyfikację. Wartości parametrów elektrycznych tynków przyjmują wartości zestawione w tabeli 2.4.

Lp.	f [GHz]	εŗ	ε,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
1.	5,0	2,02	0,05328	0,0148	[141]	-
2.	5,8	2,02	-	0	[57]	-
3.	5,8	2,21	-	0	[57]	-
4.	41,5	2,5	-	0,23	[57]	-
5.	41,5	2,15	-	0,24	[57]	-
6.	57,5	1,5	0,01	-	[170]	-
7.	59,5	2,58	-	0,02	[55]	-
8.	59,5	2,58	-	-	[21]	-
9.	60,0	2,4845	0,06211	0,207	[141]	-
10.	60,0	1,8427	0	0	[141]	Dwie warstwy cegieł
11.	60,0	2,6	0,0364	0,121	[141]	-
12.	60,0	2,37	0,12012	0,401	[141]	-
13.	60,0	2,7	0,05346	0,178	[141]	-
14.	60,2	2,81	-	1,50·10 ⁻¹	[113]	_
15.	60,2	2,81	-	-	[75]	-

TABELA 2.4. Przegląd właściwości elektrycznych przyjmowanych dla tynku

2.1.4. Przyjęty model materiałów budowlanych

W tabelach 2.2–2.4 zostały podane wartości parametrów materiałowych, zestawione przy wybranych częstotliwościach, na podstawie dostępnej literatury. Zauważalne zróżnicowanie i rozbieżności w wartościach przyjmowanych przez różnych autorów wynikają z:

- wprowadzania uproszczeń w konstruowanych modelach materiałowych (np. pomijania przewodności elektrycznej materiałów);
- 2) ujednorodnienia parametrów przy analizie materiałów budowlanych o złożonej strukturze;
- wpływu różnych czynników na zmiany parametrów elektrycznych, m.in. składu materiałów, względnej zawartości wody, stosowania dodatków i domieszek, które zmieniają wypadkowe właściwości próbki.

Przegląd publikacji i dyskusję dotyczącą wpływu różnych czynników na parametry elektryczne cegły, betonu, szkła i drewna przedstawiono w [182]. Zgodnie z artykułem autorzy zaobserwowali, iż znajomość dokładnych wartości parametrów dla wszystkich środowisk jest praktycznie niemożliwa. Stwierdzają, iż należy dokonywać pomiarów dla konkretnych wariantów modeli przy uwzględnieniu częstotliwości, czy warunków otaczającego środowiska, które wpływa na skład materiału. W wielu publikacjach nie bierze się pod uwagę powyższych czynników i np. beton traktowany jest jako materiał, dla którego autorzy nie uwzględniają różnorodności składników, które są uzależnione od oczekiwanych właściwości mechanicznych betonu, rodzaju konstrukcji czy zastosowanej technologii budowlanej.

W literaturze analizowane są ściany wykonane z podstawowych materiałów budowlanych, które często traktowane są jako jednorodne homogeniczne struktury. Mimo zróżnicowanego składu i właściwości poszczególnych składników, wielkości cząstek m.in. kruszywo spełniają warunki quasi-stacjonarności. Rozmiary modelu pozostają stosunkowo duże w porównaniu z nieuporządkowanymi składnikami np. betonu [11]. Drugi powód ujednorodnienia właściwości danego materiału wiąże się z ograniczonymi możliwościami odwzorowania złożonej struktury ze względu na możliwości komputera bądź oprogramowania.

Z podanych względów analizowane ściany opisywane są w postaci homogenicznych płyt o różnych rozmiarach, których właściwości są jednorodne, izotropowe i wyrażone za pomocą trzech parametrów: ε_r , μ_r i σ [15, 89, 120, 135, 137, 190, 214], (tabele 2.2–2.4).

Nieliczne publikacje zawierają analizę różnych wariantów składu materiału budowlanego np. betonu [164, 194]. Porównanie dwóch rodzajów próbek betonowych o różnej porowatości struktury zostało przedstawione w [194]. Natomiast analiza betonu z uwzględnieniem względnej zawartości wody wyrażonej za pomocą wagowej relacji (w/c) zawarta jest w [164]. Przedstawione zestawienia parametrów elektrycznych materiałów budowlanych pozwalają na określenie głównych cech przyjętych w pracy materiałów.

- 1) Ze względu na występujące wartości natężenia pola elektrycznego, analizowane materiały wykazują właściwości liniowe. Przenikalność elektryczna ε , przenikalność magnetyczna μ , oraz konduktywność σ pozostają stałe, niezależnie od wartości natężenia pola elektrycznego i magnetycznego.
- 2) Przyjmuje się model materiału o właściwościach izotropowych, w którym ε, μ, σ pozostają skalarami i nie zależą od orientacji wektora pola. Stosowane materiały budowlane (beton, tynk, gazobeton) wykazują właściwości izotropowe [79]. W literaturze sporadycznie można znaleźć przypadki traktowania szkła, drewna i cegły, jako materiału zależnego od polaryzacji, do którego opisu należy stosować zapis tensorowy. Przykładowo przenikalność elektryczna będzie tensorem zapisanym w postaci macierzy:

$$\underbrace{\boldsymbol{\varepsilon}}_{=} \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix}$$
(2.7)

 Model materiału bez dyspersji. Ośrodki, w których parametry ε, μ, σ zależą od częstotliwości określane są dyspersyjnymi. Ze względu na ograniczenie pracy systemów komunikacji bezprzewodowej do częstotliwości 2,4 GHz lub 5 GHz, pomija się dyspersję ε oraz μ.

Autorzy [75] wykazali, iż w przypadku materiałów nie można stosować takich samych trendów zależności stałej dielektrycznej (ε_r) od częstotliwości. Natomiast w [176] autorzy na podstawie analizy wielu artykułów dotyczących parametrów materiałowych, stwierdzili, że ε_r betonowych próbek znacząco nie zmienia się mimo szerokiego pasma częstotliwości.

2.2. Analiza konstrukcji budowlanych

Na bazie podstawowych materiałów budowlanych tworzone są konstrukcje budowlane, których wewnętrzna struktura, jej złożoność i zmienność parametrów materiałowych ma przełożenie na właściwości budowlane i elektryczne. Dyskutowane niżej materiały charakteryzują się złożoną budową, na którą składają się materiały o różnych właściwościach. Dyskusja tego typu materiałów pozwala uwzględnić technologie budowlane stosowane w danym kraju [1].

Ze względu na specyfikę technologii budowlanej stosowanej m.in. w Anglii, czy USA w literaturze przedstawiono analizę elementów betonowych wraz z drążeniami (tzn. z otworami powietrznymi), [205]. Badanie wpływu betonowych ścian o strukturze periodycznej na jakość transmisji i odbić zadanego sygnału przedstawiają publikacje [7, 89, 91, 206]. W budynkach jednorodzinnych stosuje się ściany jednowarstwowe i wielowarstwowe złożone głównie z różnych typów cegieł, bloczków sylikatowych, czy betonów komórkowych. Zbrojenie występuje jedynie w stropach i słupach. Natomiast w przypadku technologii wielkopłytowej, czy wielkoblokowej układem nośnym są ściany wykonane z żelbetu.

W ostatnich latach najczęściej stosowana jest technologia murowana. Obciążenia przenoszone są przez żelbetowe stropy, co pozwala na dowolne kształtowanie przestrzeni wewnątrz budynku. Głównym materiałem budowlanym jest ceramika (np. cegły, pustaki, bloczki). Ściany, w zależności od stosowanych materiałów i funkcji, jaką mają pełnić (np. ściana działowa, nośna, osłonowa, ochronna), mogą być również wielowarstwowe.

Ze względu na zjawiska elektromagnetyczne istotne znaczenie ma sposób opisu struktury materiałowej. W wybranych publikacjach wymiary analizowanych modeli są przypadkowe, niewystępujące w technologii budowlanej [64, 182, 203]. Z drugiej strony oczywiście analizuje się wybrane modele stanowiące rzeczywiste konstrukcje ścian [14, 28, 134, 138].

Ze względu na konstrukcję ścian, osobnego omówienia wymagają modele ścian ze zbrojeniem oraz ścian bez zbrojenia. Ma to również wpływ na przyjęcie odpowiednich założeń dotyczących wyboru metody obliczeniowej.

2.2.1. Elementy konstrukcyjne wykonane z żelbetu

Trudniejsze pod względem aplikacji i ciekawsze ze względu na zachodzące zjawiska polowe są zagadnienia związane z elementami konstrukcyjnymi zawierającymi zbrojenie. Wprowadzenie do konstrukcji wkładek metalowych powoduje zniekształcenie propagującej fali elektromagnetycznej, które prowadzi do zmian rozkładu pola i w konsekwencji wpływa m.in. na jakość komunikacji bezprzewodowej.

Beton jest materiałem przenoszącym naprężenia ściskające, a jego wytrzymałość na rozciąganie jest bardzo mała. W związku z tym stosuje się stalowe zbrojenie, które w elemencie żelbetowym przenosi głównie naprężenia rozciągające. Jako zbrojenie stosuje się wkładki w postaci prętów, lin, strun, kabli, czy siatek. Ze względu na proces wykonania oraz współpracę elementów stalowych z betonem rozróżnia się: żelbet, siatkobeton oraz beton sprężony. Rzadziej spotykanym materiałem budowlanym jest fibrobeton. Zawiera on rozproszone mikrozbrojenie w postaci włókien stalowych, które jest dozowane do mieszanki betonowej.

Rozkład zbrojenia wewnątrz elementów konstrukcyjnych zależy m.in. od założeń konstrukcyjnych przy zastosowaniu odpowiedniego składu betonu. Rozstaw między prętami (*L*) uzależniony jest m.in. od schematów obliczeniowych oraz od wielkości sił i momentów obciążających konstrukcję. Nominalna średnica prętów zbrojenia wynosi $d = 0,005 \div 0,04$ m. W celu polepszenia właściwości wytrzymałościowych konstrukcji stosuje się haki i pętle kotwiące, biegnące prostopadle do kierunku prętów. Montaż

zbrojenia oraz odstępy między prętami zbrojeniowymi są ściśle określone dla odpowiednich elementów konstrukcyjnych [154]. W przypadku siatkobetonu oczko siatki zbrojenia wynosi $\langle 0,006; 0,012 \rangle$ m [155].

Zjawiska rozpraszania pola elektromagnetycznego przez metalową siatkę umieszczoną w bezstratnym dielektryku przedstawiono w [81, 82, 110, 198, 199]. W [101, 162] autorzy przedstawili analizę jednowymiarowego periodycznego rzędu przewodzących prętów osadzonych wewnątrz płyty o właściwościach dielektryka, rozpatrując przy tym różne warianty kąta padania fali elektromagnetycznej.

Osobnym zagadnieniem jest modelowanie ścian w postaci struktur warstwowych [7, 56, 62, 157, 168, 181, 209, 212, 215]. W publikacji [22] zaproponowano teoretyczne podejście do metalowych siatek i ich wpływu na skuteczność ekranowania. Na tej podstawie były również analizowane pojedyncze ściany wykonane z żelbetu [59, 127, 161]. Określenie wartości parametrów elektrycznych jest względnie trudne w wielu przypadkach [52, 181]. Możliwe są dwa podejścia:

- całkowite ujednolicenie wartości parametrów materiałowych niezależnie od częstotliwości [59];
- 2) właściwy dobór właściwości elektrycznych przy uwzględnieniu rodzaju materiału i częstotliwości [182].

W publikacji [59] do analizy wpływu żelbetowej płyty na komunikację radiową, mimo szerokiego zakresu częstotliwości ($f \in \langle 0,1;6 \rangle$ GHz), przyjęto niezmienne ujednorodnione parametry materiałowe określone przy częstotliwości f = 1 GHz (tabela 2.2).

Odrębne zagadnienie stanowią betonowe słupy czy kolumny zbrojone prętami, które tworzą zasadniczy szkielet budynku i stanowią często oddzielne konstrukcje. Tego typu przypadki rozważane są sporadycznie i uwzględniane przy analizie całych budynków [1, 5].



RYS. 2.3. Przykładowe rozmieszczenie zbrojenia wewnątrz słupów wraz z wymaganiami normowymi przy projektowaniu elementów ściskanych

Średnica zbrojenia stosowanego w słupach wynosi $d \in \langle 0,008; 0,02 \rangle$ m, odległość od krawędzi zewnętrznych słupa zawiera się w przedziale $\langle 0,02; 0,03 \rangle$ m. W konstrukcji słupów, w celu zwiększenia wytrzymałość konstrukcji, stosowane są m.in. strzemiona łączące pręty. Na rys. 2.3 przedstawiono przykładową geometrię oraz wymagania konstrukcyjne dotyczące słupów [154]. Przedstawione zależności określające parametry zbrojenia zostały odniesione do długości fali w betonie oznaczonej przez $\lambda_{\rm b} = 0,05103$ m, dla parametrów elektrycznych betonu opisanych przez: $\varepsilon_{\rm r}$ = 6; $\sigma = 0,00195$ S/m [59, 138, 139, 140], przy częstotliwości 2,4 GHz.

2.2.2. Ściany z cegieł pełnych i drążonych

Wyroby wapienno-piaskowe (silikatowe), jak i beton komórkowy produkowane są z niemal identycznych surowców, jednak odmienne technologie wytwarzania sprawiają, że otrzymane materiały posiadają inne właściwości. W obu przypadkach podstawowe składniki to wapno, piasek i woda [148, 152, 178]. Materiały silikatowe, podobnie jak ceramikę budowlaną, cechuje wysoka gęstość objętościowa wynikająca z małej ilości wolnych przestrzeni w materiale.

Cegły wykonane są z gliny lub innych surowców ilastych z dodatkiem piasku a następnie suszone i wypalane w wysokiej temperaturze. Podział gotowych wyrobów dotyczy cech geometrycznych, wytrzymałości na ściskanie, stopnia wypalenia oraz zastosowanych surowców [142, 148, 149, 152]. Wymiary cegieł są bardzo zróżnicowane ale oparte na stosunku wysokości (*h*) do szerokości (*b*) oraz długości (*l*) wynoszącym 1:2:4 [151, 152], (rys. 2.4).



RYS. 2.4. Przykłady elementów murowanych z drążeniami pionowymi: cegła klinkierowa i pustak

W tabeli 2.5 zostały porównane przyjmowane parametry elektryczne cegieł. Autorzy publikacji [79, 176] dokonali pomiarów parametrów elektrycznych dla trzech rodzajów cegieł pełnych (czerwona, brązowa oraz z wyżłobieniem), z bliską zeru zawartością wody. Z przeprowadzonej analizy wywnioskowano, że:

- przy trzech częstotliwościach *f* ∈ {3, 9, 24} GHz wartość ε_r' jest zbliżona i zawiera się w granicach ⟨3, 7, 4⟩;
- niezależnie od rodzaju cegieł straty związane z prądami przesunięcia są porównywalne przy dwóch częstotliwościach (3 GHz i 9 GHz);
- natomiast dla f = 24 GHz wartość ε_r' jest zbieżna do ε_r' otrzymanych przy f = 3 GHz oraz 9 GHz zaś wartość ε_r'' jest pięciokrotnie wyższa w porównaniu z dwiema analizowanymi częstotliwościami, tj. dla f = 3 GHz oraz 9 GHz ε_r'' wynosi 0,12 a dla f = 24 GHz ε_r'' = 0,6.

Powyższe wyniki zostały zweryfikowane teoretycznie dla cegieł pełnych przy zmiennej objętości wody w zakresie $\langle 0, 30 \rangle$ % (tabela 2.5), [79, 176].

Lp.	f [GHz]	εŗ	ɛ ,"	σ [S/m]	Literatura	Uwagi
1.	0,9	4,6	-	0,0175	[135]	-
2.	1,7÷2,6	4,44	-	0,01	[190]	-
3.	1,7÷18,0	4,62÷4,11	-	0,0174÷0,0364	[112]	-
4.	2,0	4,44	-	-	[112]	-
5.	3,0 9,0 24,0	3,7÷4,0	0,12	-	[79, 176]	_
6.	3,0 9,0 24,0	3,7÷19	0,12÷3,7	-	[79, 176]	_
7.	5,0	4,12	0,16	0,0445	[141]	Cegła z otworami
8.	5,0	3,3	0,01	0,00278	[141]	Cegła pełna
9.	5,0	3,56	0,34	0,0946	[141]	-
10.	5,3	4,1	0,15	-	[100]	-
11.	5,8	3,58	-	0,11	[57]	Pomiary cegieł z 1,8% objętością wody
12.	5,8	3	-	0,12	[57]	Pomiary cegieł z 1,8% objętością wody
13.	24,0	3,7÷4,0	0,6	-	[176]	-
14.	60,0	3,95	0,073	0,244	[141]	Cegła z otworami
15.	60,0	2,82	0,44	0	[141]	Cegła pełna

TABELA 2.5. Przegląd właściwości elektrycznych przyjmowanych do scharakteryzowania cegieł

Analiza właściwości elektrycznych cegieł (o grubości d = 0,105 m) wykazała, że wraz ze wzrostem częstotliwości maleje ε_r . Natomiast w przypadku tynku (0,01 m) wartości ε_r wzrastają. Stwierdzono, iż cegły można opisać jako materiał izotropowy. Przy częstotliwości f = 5,8 GHz, w zależności od rodzaju polaryzacji fali, wartości konduktywności różnią się jedynie o 0,01 S/m. Autorzy publikacji [89] niezależnie od rozpatrywanej polaryzacji fali przyjęli takie same wartości dla betonu.

2.3. Metody analizy

Na technologie komunikacji bezprzewodowej składają się rozwiązania zróżnicowanie pod względem częstotliwości, czy też zasięgu działania. Wyróżnić można systemy radiokomunikacji ruchomej, w których zasięg stacji bazowych sięga kilometrów, jak również lokalne systemy komunikacji bezprzewodowej, których zadaniem jest połączenie różnorodnych części infrastruktury informatycznej w ramach budynku, czy pomieszczenia. Z punktu widzenia modelowania zjawisk elektromagnetycznych w tych układach, za bezpośrednią, względną miarę wielkości analizowanego modelu należy przyjąć wielkość liniowych rozmiarów układu w stosunku do długości propagującej fali elektromagnetycznej. Wybór metody obliczeniowej jest w istotnym stopniu podyktowany względną wielkością modelu i wynikających z tego przybliżeń w odwzorowaniu zjawisk fizycznych.

Wybór algorytmu obliczeniowego wymaga rozpatrzenia potrzeb i ograniczeń związanych ze specyfiką analizy zjawisk polowych w systemach transmisji bezprzewodowej. Zasadnicze czynniki determinujące zastosowanie metod symulacji numerycznych pozostają współzależne (rys. 2.5) i mają w znacznym stopniu charakter przeciwstawny.



- wielkość modelowanego obszaru w odniesieniu do długości fali elektromagnetycznej;
- warunki brzegowe stosowane przy odwzorowaniu obszaru otwartego;
- niejednorodność struktury materiałów budowlanych (np. cegły);
- zróżnicowanie danych materiałowych (np. zbrojenie);
- zasięg działania stacji bazowych;
- złożoność geometrii i ukształtowanie terenu;
- zachowanie tolerancji w konstrukcjach budowlanych.

 UWARUNKOWANIA NUMERYCZNE:
 błąd przybliżenia rozkładu pola wynikający z uproszczeń w opisie zjawisk fizycznych;

- wierność odwzorowania szczegółów geometrii;
- brak danych dla parametrów zastępczych charakteryzujących materiały złożone;
- koszt realizacji obliczeń wynikający ze złożoności algorytmu;
- wymagania metody obliczeniowej ze względu na wielkość danych;
- wybór metody czasowej lub częstotliwościowej;
- wybór metody jawnej lub niejawnej.

RYS. 2.5. Główne czynniki determinujące możliwości stosowania algorytmów numerycznych przy analizie zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych

Klasycznym przykładem jest sprzeczność między zwiększeniem wielkości modelu przy zachowaniu oczekiwanej precyzji odwzorowania struktury materiałowej a dokładnością modelowania rzeczywistych układów. Przeciwieństwa wskazanych czynników ulegają uwypukleniu przy dążeniu do analizy coraz większych układów. Nabiera również znaczenia czynnik związany z kosztem numerycznym obliczeń.

Rozpatrywane zagadnienia propagacji fal elektromagnetycznych należą do grupy problemów otwartych. Mimo względnie małego zasięgu działania lokalnych systemów komunikacji bezprzewodowej (np. w obrębie budynków), odwzorowanie zjawisk polowych wiąże się z odtworzeniem zjawisk propagacji fal w otwartym, teoretycznie nieskończonym obszarze. W systemach lokalnej komunikacji bezprzewodowej granice rozchodzenia się fal nie są ograniczone do obszaru budynku, stąd należy uwzględnić złożoność i wielkość rozpatrywanego obszaru, jak również przyjąć takie warunki brzegowe, które dobrze odzwierciedlą modelowany układ.

Zagadnienia związane z funkcjonowaniem sieci bezprzewodowych i rozkładem pola elektromagnetycznego wymagają rozpatrzenia wielu zjawisk zachodzących przy propagacji fal w złożonych układach. W tym celu, oprócz metod empirycznych [80, 112, 129] mogą być stosowane metody:

- analityczne [112];
- wykorzystujące przybliżenia optyki geometrycznej (np. techniki śledzenia promieni), [163, 200];
- różnorodne metody numeryczne bazujące na rozwiązaniu zagadnień fizyki falowej (np. FDTD, FDFD), [2, 8, 10, 25, 63, 66, 74, 94, 115, 160, 175, 202].

Niezbędne przybliżenia wprowadzane przy konstruowaniu modelu oraz poziom błędów wnoszonych przy realizacji obliczeń stanowią główne czynniki decydujące o wyborze algorytmu obliczeń (rys. 2.6).

Użycie metod analitycznych prowadzi do uzyskania rozwiązań w pełni bazujących na modelu matematycznym i obarczonych najmniejszym błędem. Ich stosowanie jest jednak możliwe w układach o prostej geometrii, przy idealizowaniu opisu [102]. Ograniczenia metod analitycznych nie pozwalają na rozpatrzenie zagadnień związanych z propagacją fal elektromagnetycznych w złożonych rzeczywistych konstrukcjach budowlanych. Ich użycie ogranicza się do sprawdzenia i porównania rozwiązania przybliżonego otrzymanego z użyciem metod numerycznych, w przypadku prostych modeli testowych.


RYS. 2.6. Ogólna klasyfikacja metod stosowanych przy analizie propagacji fal EM

2.3.1. Metody optyki geometrycznej

Ze względu na znaczne, względne rozmiary rozpatrywanych modeli (sięgające setek – tysięcy długości fal), szerokie zastosowanie znalazły metody optyki geometrycznej [3, 4, 53, 59, 65, 69, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 93, 96, 97, 98, 104, 105, 106, 107, 124, 136, 161, 167, 171, 174, 187, 188, 189, 190, 193, 197, 200, 206, 211]. Ich sformułowanie bazuje na zasadzie Fermata. Zakładając prostoliniowe rozchodzenie się fal od punktu stacji bazowej, wyznaczane są mapy pokrycia obszaru przy uwzględnieniu wielokrotnych odbić, częściowych załamań fal oraz ich tłumienia. Wirtualne mapy analizowanego obszaru, oparte na wektorowej reprezentacji ukształtowania terenu budynków i innych przeszkód tworzą wyjściowy model do obliczeń. W wykonywanej analizie uwzględnia się wielodrogowość sygnału, który podlega wielokrotnym odbiciom. Sposób opisu zjawisk fizycznych nie pozwala jednak na uwzględnienie interferencji fal. Ograniczenie błędu tą metodą wymaga zastosowania dużej liczby promieni modelowanych numerycznie (nawet do 40 tysięcy), [105].



RYS. 2.7. Metoda śledzenia promieni: (a) poglądowe zestawienie reguły opisu zjawisk w RT, (b) przykład mapy pokrycia obszaru obejmującego dzielnicę miasta

ŹRÓDŁO: [173].

Najpowszechniej znaną metodą optyki geometrycznej jest algorytm śledzenia promieni (ang. *Ray Tracing*, RT). Wyróżnia się przy tym dwa podstawowe schematy opisane poniżej [3, 4, 136, 174, 193].

- Algorytm śledzenia promieni w przód (ang. *Forward Ray Tracing*, FRT), stosowany do zgrubnego wyznaczenia pokrycia sygnału przez stację bazową z dokładnością do kilku metrów. Polega on na modelowaniu równomiernej emisji promieni w otaczającą przestrzeń poprzez zachowanie takiej samej wartości przesunięcia kątowego między poszczególnymi wiązkami. Charakteryzuje się stosunkowo krótkim czasem obliczeń przy wykonaniu analizy w jednym procesie emisji promieni z anteny stacji bazowej. Jego głównym ograniczeniem jest liczba emitowanych promieni i czas liczenia interakcji z przeszkodami wynikającymi z ukształtowania terenu, czy rozmieszczenia budynków [105].
- Algorytm śledzenia promieni w tył (ang. Backward Ray Tracing, BRT), oparty na tzw. metodzie obrazów, który pozwala na wyznaczenie wartości sygnału w określonych punktach odbiorczych oraz określenie dyspersji czasowej kanału radiowego [105]. Algorytm charakteryzuje się długim czasem obliczeń i wymaga wprowadzenia modyfikacji w przypadku uwzględnienia innych zjawisk niż odbicie.

Podstawową wadą metody RT jest fakt, iż analiza złożonego rozległego obszaru lub złożonej geometrii wymaga dużego nakładu czasu obliczeń. Spowodowane jest to wzrostem liczby zachodzących interakcji promieni z obiektami, które skutkują również wykładniczym wzrostem czasu obliczeń.

Sformułowania innych metod optyki geometrycznej zmierzają do rozszerzenia zakresu ich zastosowania, ograniczenia wad klasycznego algorytmu RT, czy też uwzględnienia dodatkowych zjawisk w celu zmniejszenia błędów. Stąd w literaturze są dyskutowane również zmodyfikowane algorytmy optyki geometrycznej, m.in. metoda energetyczna, UTD (ang. *Uniform Geometrical Theory of Diffraction Method*), SBR (ang. *Shooting and Bouncing Ray Method*), Method of Mirror Images (Image Method), [97, 98, 211].

Metoda śledzenia promieni jest odpowiednia do modelowania rozległych obszarów, w tym również środowisk zurbanizowanych [211]. Do wyznaczenia współczynnika odbicia fali autorzy przyjmują często ogólne parametry elektryczne dla wszystkich rodzajów konstrukcji budowlanych, np. $\varepsilon'_r = 5$, $\sigma = 0,01$ [S/m], [197]. Metody oparte na RT są także stosowane w analizie propagacji fal w budynkach. W artykułach [187, 188, 189] została zaprezentowana trójwymiarowa wersja metody UTD oparta na stopniowej rozbudowie schematu analizy. Przedmiotem rozważań były zjawiska propagacji fal w ramach jednego piętra wewnątrz budynku. Natomiast w [190] przedstawiono rozszerzony dwupiętrowy model uwzględniający odbicia od ścian i stropów oraz konstrukcji okien [90]. Dyskutowana metoda jest rozszerzeniem badań przedstawionych w [90, 93] i sprowadza się do modyfikacji metody śledzenia promieni.

Odmienne podejście do analizy propagacji fal elektromagnetycznych zostało opisane w [89]. Badania dotyczyły jednowymiarowego i dwuwymiarowego zagadnienia dotyczącego betonowej płyty. Autorzy skoncentrowali się na wyznaczeniu współczynników odbicia i transmisji w zależności od kąta padania fali elektromagnetycznej. W tym celu wykorzystano opisaną w pracach [167, 53, 65, 69, 85, 87, 88, 106, 107, 124] homogenizację materiału przez podział ściany na trzy warstwy o różnych parametrach elektrycznych. Dwie zewnętrzne warstwy ściany były traktowane jako jednolite płyty betonowe, natomiast parametry elektryczne wewnętrznej warstwy z otworami były zależne od kąta padania fali elektromagnetycznej. Zaprezentowane wyniki dowiodły, iż niewłaściwe podejście do złożonych periodycznych struktur budowlanych powodowało błędy w obliczeniach mocy odbieranego sygnału rzędu 5–10 dB. Modyfikacja powyższej metody została opisana w [206]. Nowy zapis algorytmu umożliwił analizę układów trójwymiarowych zawierających zbrojenie. Niestety, możliwe było rozpatrywanie niewielkich obszarów o prostej geometrii.

W przypadku niejednorodnych ścian (m.in. konstrukcje zawierające prostopadłe i równoległe pręty zbrojeniowe, czy wykonane z materiałów, gdzie rozmiar niejednorodnych przestrzeni jest porównywalny z długością fali elektromagnetycznej) powyższe metody są zawodne i wymagają szczegółowej analizy opartej na precyzyjnym modelowaniu [52, 59, 91, 161].

Przy modelowaniu obszarów rozległych, jak też prostych, małych układów głównym problemem jest sposób odwzorowania zarówno właściwości materiałów budowlanych, jak również konstrukcji budynków (np. rozmieszczenia okien, drzwi), czy też niejednorodności materiałowych. W tym celu proponuje się różnorodne modyfikacje i rozszerzenia schematu RT. Innym, stosowanym rozwiązaniem jest wprowadzenie odpowiednich modeli propagacyjnych [98, 184, 171]. Przy analizie rozległych obszarów jednym z najczęściej stosowanych jest model Okumury, który przedstawił krzywe propagacji wyznaczone doświadczalnie na różnych terenach [129]. Natomiast M. Hata wyprowadził wzory matematyczne opisujące krzywe Y. Okumury oraz ułatwiające implementację komputerową [80]. Model Okumury-Hata nie odwzorowuje w sposób wiarygodny efektów propagacji w terenach zabudowanych. Jego wyjściowa wersja została opracowana przy uwzględnieniu konstrukcji lekkich budynków w Japonii. Proponowane modyfikacje modelu Okumury pozwalają na uwzględnienie warunków propagacji innych konstrukcji budynków oraz geometrii obszaru. W metodach empirycznych i teoretycznych stosowane są również modele: Over-Rooftop, Two-Slope, Sixray, które wykorzystuje się głównie do analizy propagacji rozproszonej [98]. Często stosowany jest także model Lee dla makrokomórek [73]. Opisane modele wprowadzają poprawki, które umożliwiają dokładniejsze uwzględnienie wpływu ukształtowania terenu na poziom sygnału.

W przypadku dużych obszarów znaczącym problemem jest analiza wartości sygnału wewnątrz budynków, gdzie konieczna jest znajomość topografii pomieszczeń, otaczających budynków oraz parametrów elektrycznych opisujących złożone materiały budowlane. W tym przypadku stosuje się m.in. model Walfisha – Bertoniego [200] oraz Ikagamiego [96]. W celu ich zastosowania konieczna jest znajomość mapy z określonymi wysokościami budynków (tzw. mapa 2,5D). Rozkład pola jest wyznaczany przy uwzględnieniu tłumienia poszczególnych elementów konstrukcji. Istotnym zagadnieniem jest uwzględnienie okien, których konstrukcja zawiera metalowe elementy o rozmiarach będących wielokrotnością długości fali. Przedstawione w [104, 105, 193] pomiary dowodzą, iż w porównaniu z innymi częściami budynków okna powodują tłumienie sygnału w przedziale (6; 12) dB. Często przyjmuje się tłumienie fali w pobliżu okien wynoszące 12 dB. Jednak, jak wykazały pomiary, tłumienie w całym budynku, uwzględniając układ ścian, zbrojenie, wpływ stropów, może wykazywać różnice sięgające 20 dB [104, 105]. Dla typowych budynków betonowych, przy częstotliwości f = 2,4 GHz na podstawie pomiarów określono tłumienie w zakresie (12; 17) dB. W normatywnych wymaganiach, określonych przez ETSI definiuje się tłumienie w obszarach zurbanizowanych na poziomie 15 dB, a w obszarach wiejskich przyjmuje się wartość 10 dB [72, 105].

W przypadku, gdy zarówno stacja bazowa, jak i mobilna znajdują się wewnątrz budynku, stosowane są odrębne modele propagacji fal [58, 105, 136, 184]. Poniżej scharakteryzowano najczęściej stosowane modele.

a) Model liniowy (ang. *one slope* model, 1SM) – charakteryzuje się liniową zależnością tłumienia od odległości w skali logarytmicznej

$$L_{1\rm SM} = L_0 + 10 w sp \log d_{\rm n} , \qquad (2.8)$$

gdzie: L_0 – tłumienie w odległości 1 m [dB], *wsp* – współczynnik dobierany doświadczalnie, d_n – odległość między nadajnikiem a odbiornikiem.

Środowisko propagacji fal	<i>L</i> ₀ [dB]	wsp
Pomieszczenie na jednym piętrze	33,3	4,0
Pomieszczenie na dwóch piętrach	21,9	5,2
Pomieszczenie na wielu piętrach	44,9	5,4
Jedno duże pomieszczenie	42,7	1,9

TABELA 2.6. Przykładowe wartości współczynników w modelu 1SM przy *f* = 2,4 GHz

ŹRÓDŁO: [105].

Konstrukcja modelu 1SM jest prosta i po uwzględnieniu wyznaczonych doświadczalnie współczynników (tabela 2.6) pozwala określić jedynie w sposób przybliżony tłumienie pola w wybranym miejscu.

b) Model liniowego tłumienia (ang. *linear attenuation model*, LAM), w którym uwzględnia się tłumienie wolnej przestrzeni $L_{\rm FS}$ [dB] oraz współczynnik tłumienia $\alpha_{\rm n}$ [dB/m], który jest wyznaczany na podstawie pomiarów [105]

$$L_{\rm LAM} = L_{\rm FS} + \alpha_{\rm n} d_{\rm n} = L_0 + 20 \log d_{\rm n} + \alpha_{\rm n} d_{\rm n}.$$
 (2.9)

c) Model wielościanowy (ang. *multi wall model*, MWM), w którym uwzględnia się liczbę ścian i ich tłumienie, przy wyróżnieniu ścian działowych o lekkiej konstrukcji oraz nośnych (ze zbrojeniem).

Opisane przykładowe modele umożliwiają jedynie wyznaczenie wartości średnich w rozpatrywanym obszarze. Nie uwzględniają szybkich zaników i powolnych fluktuacji, które w istotny sposób wpływają na jakość transmisji danych i funkcjonalność sieci.

2.3.2. Metody fizyki falowej

Metody fizyki falowej bazują na rozwiązaniu modelu układu opisanego równaniami Maxwella. Do bardziej popularnych metod należą:

- metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu, FDTD (ang. *Finite-Difference Time-Domain*);
- metoda elementów skończonych, FEM (ang. Finite Element Method).

Do analizy rozkładu pola elektromagnetycznego wewnątrz złożonych konstrukcji budowlanych zastosowanie znalazły metody różnicowe, w tym schemat w dziedzinie czasu (np. FDTD). Istotą wskazanej metody jest stworzenie dyskretnego modelu siatkowego badanego obiektu, złożonego z komórek elementarnych (zwanych komórkami Yee) i obliczenie chwilowych rozkładów pola przy założeniu liniowej aproksymacji zmian. Metoda ta jest rozpowszechniona głównie ze względu na prostotę i przystępność sformułowania oraz intuicyjne podejście do rozwiązania równań Maxwella [8, 13, 25, 66, 74, 120, 122, 125, 130, 132, 186, 202], (opis metody w rozdz. 4.1). Przykłady zastosowania metody FDTD do zagadnień modelowania pól w konstrukcjach budowlanych przestawiono w artykule [64]. W publikacji rozpatrzono periodyczny model jednowymiarowy i dwuwymiarowy betonowej ściany przy uwzględnieniu zróżnicowania struktury z wyróżnieniem prętów zbrojeniowych. Analizowano zjawiska zachodzące przy częstotliwości w zakresie (0,5; 2) GHz.

Natomiast w artykule [27] przedstawiono wpływ konstrukcji ściany wykonanej ze zbrojonego betonu na propagację fal przy dwóch częstotliwościach $f \in \{0, 866; 1, 8\}$ GHz. W publikacji [59] opisano analizę wpływu zbrojonego betonu na tłumienie sygnału, uwzględniając przy tym wpływ średnicy prętów na efekty związane z odbiciem. W zakresie częstotliwości $\langle 0,1; 6 \rangle$ GHz wykazano, że propagacja fal przez materiały o różnych średnicach zbrojenia, rozstawu między prętami oraz grubości płyty ma charakter złożony. Przedstawione wyniki dowodzą, że natura zjawisk fizycznych w przypadku zbrojonych płyt wymaga licznych analiz szczególnych przypadków dla konkretnych częstotliwości.

W [203] rozpatrzono, przy użyciu metody FDTD, zjawiska pochłaniania i odbicia fal od betonowej płyty zawierającej poziome pręty zbrojeniowe, przy zamontowaniu anteny stożkowej pracującej w zakresie częstotliwości (3,1; 10,6) GHz.

W celu analizy cienkich i złączonych prętów zbrojenia, których rozmiar był mniejszy od założonego rozmiaru komórki Yee [122, 186], autorzy [84] zaprezentowali modyfikację algorytmu THREDE opisanego w [83]. Rozszerzono zapis metody do układów trójwymiarowych, w których występują elementy przewodzące, jak również stratne dielektryki.

Natomiast w artykule [123] przedstawiono porównanie wyników uzyskanych metodą FDTD oraz wartości otrzymanych za pomocą pomiarów. Analiza dotyczyła jednego poziomu siedmiopiętrowego budynku biurowego złożonego z kilku pomieszczeń modelowanych z uwzględnieniem różnych rodzajów materiałów budowlanych oraz różnej grubości ścian. Wykazano, iż w celu uzyskania wyników zbieżnych z obliczonymi pomiarami, niezbędne jest tworzenie dużych modeli FDTD (3D), których konstrukcja wymaga dużej liczby pamięci operacyjnej oraz długiego czasu obliczeń.

W publikacji [194] autorzy również potwierdzili zgodność wyników uzyskanych metodą FDTD z wartościami otrzymanymi przy użyciu pomiarów. Celem autorów była analiza betonowej płyty w zależności od jej chropowatości i jakości wykonania.

W celu analizy omawianych zagadnień powszechnie stosowana jest również metoda elementów skończonych. Jej zaletą jest możliwość tworzenia złożonych modeli rozpatrywanych układów przez zastosowanie adaptacyjnych siatek, co m.in. pozwala na odwzorowanie niejednorodnych materiałów np. zawierających zbrojenie krzyżowe.

Przykład zastosowania metody FEM przedstawiono w [161]. Analizie poddano betonową płytę z pojedynczą warstwą zbrojenia krzyżowego przy dwóch częstotliwościach ($f \in \{0,9; 1,8\}$ GHz). Autorzy wyznaczyli współczynniki odbicia i transmisji dla różnych kątów padania fali elektromagnetycznej w funkcji grubości ściany (w zakresie $\langle 0,02; 0,2 \rangle$ m) zarówno dla płyt z jednorodnego betonu, jak również zawierających metalową siatkę wewnątrz struktury.

Osobną grupę stanowią metody hybrydowe, w których łączy się metodę analityczną i numeryczną lub różne metody numeryczne. Proponowane rozwiązania zmierzają do rozpatrzenia modeli o złożonej geometrii lub zwiększenia obszaru podlegającego modelowaniu [63, 201].

W pracy [126] przedstawiono algorytm hybrydowy, oparty na metodzie momentów (MoM), który pozwolił na analizę układów prętów zbrojenia tworzących klatki. Pominięto przy tym właściwości materiału bazowego, tzn. otaczającego betonu. W kolejnym przybliżeniu do analizy materiału ze zbrojeniem przyjęto skończony układ złożony z dwóch płyt dielektryka o parametrach betonu, pomiędzy którymi znajdowały się metalowe listwy [195]. Natomiast w [204] zostało analitycznie rozwinięte zagadnienie związane z modelowaniem źródeł pola w postaci fali płaskiej. Przykłady zastosowania zmodyfikowanej metody MoM można znaleźć m.in. w [14, 59, 127, 128, 134, 140, 213, 214].

Coraz częściej wykorzystywaną metodą w celu opracowania nowych metod hybrydowych jest wspomniana metoda różnicowa FDTD. Przykładowo, w pracy [211] przedstawiono metodę równoważną do metody śledzenia promieni (ang. *Multiple-Ray*) z zastosowaniem algorytmu FDTD. Celem przyjęcia takiej konstrukcji metody było zintegrowanie sposobów obliczania modeli propagacyjnych, bazujących na optyce geometrycznej zarówno w modelach rozległych otwartych, obejmujących kilka – kilkadziesiąt budynków, jak również wewnątrz budynków. W [135] autorzy, stosując hybrydową metodę opartą na RT, analizowali skuteczność ekranowania. Wykazali, że proponowana metoda w porównaniu z FEM jest mniej czasochłonna i pozwala na oszacowanie wartości współczynnika transmisji.

W pracy [207] zaprezentowano kolejną metodę hybrydową bazującą na RT oraz RCWA (ang. *Rigorous Coupled Wave Analysis Method*). Celem opracowania tej metody było zmniejszenie czasu obliczeń przy analizie struktur zawierających drążenia. Uzyskane wyniki porównano z wartościami obliczonymi przy użyciu metody FDTD. Na tej podstawie autorzy dowiedli skuteczność metody dla układów periodycznych wielowarstwowych występujących w konstrukcjach budowlanych.

W artykule [123] porównano wyniki analizy pola w nieregularnym dwuwymiarowym pomieszczeniu z dwoma kolumnami. Z użyciem modelu dwuwymiarowego obliczono rozkład pola przy zastosowaniu metody FDTD. Otrzymane rezultaty zestawiono z wynikiem obliczeń z użyciem metody optyki geometrycznej. Zasadnicze różnice wystąpiły w obszarze zawierającym kolumny, gdyż obliczenia metodą optyki uwzględniają jedynie odbicia od głównych ścian. Na tej podstawie autor zaproponował metodę hybrydową łączącą rozpatrywane metody. Celem było osiągnięcie kompromisu między skróceniem czasu obliczeń a uzyskaniem wiarygodnych wyników. Przyjęto obszar z kolumnami jako wewnętrzny, który był obliczany metodą FDTD, a metoda RT była zastosowana do zewnętrznego obszaru o regularnych kształtach. Stwierdzono, że metoda wymaga tworzenia możliwie złożonych, precyzyjnych modeli w obu częściach. Przyjęcie zbyt zgrubnego przybliżenia w metodzie RT lub uproszczenie modeli FDTD prowadzi do propagacji błędów do drugiej części modelu i pogarsza jakość metody. Metody hybrydowe nie są pozbawione wad i wciąż dokonywane są modyfikacje i łączenia różnych sposobów obliczania rozkładów pola wewnątrz złożonych pomieszczeń.

2.4. Podsumowanie

Przegląd materiałów źródłowych świadczy, że podejmowana w pracy problematyka stanowi istotne, wciąż zgłębiane zagadnienie. Ma to na celu m.in. pomoc przy projektowaniu oraz ocenie warunków pracy systemów komunikacji bezprzewodowej.

Większość badań koncentruje się na analizie wpływu ustawienia ścian i innych elementów konstrukcyjnych na propagację fali elektromagnetycznej [51, 57, 59, 138]. W mniejszym stopniu rozpatrywane są zagadnienia:

- złożonej konstrukcji i struktury materiałów ścian;
- modelowania ścian o wymiarach zgodnych z techniką budowlaną;
- zróżnicowania stosowanych materiałów budowlanych (tj. rodzajów cegieł).

W publikacjach [97, 123, 207, 211] poddano dyskusji skuteczność i przydatność metod stosowanych w omawianych zagadnieniach. Jako przykład może posłużyć artykuł [211], w którym porównano wyniki otrzymane metodą różnicową (FDTD) oraz metodą bazującą na optyce geometrycznej (RT). Wyniki były zbieżne jedynie w przypadku, gdy liczba promieni stosowanych w RT była rzędu 181 oraz, gdy odle-głość od okna była przynajmniej piętnastokrotnie większa od długości fali. Wyniki obliczeń wykazały, że metody bazujące na fizyce falowej charakteryzują się więk-szą elastycznością przy modelowaniu struktur oraz realnie odzwierciedlają zjawi-ska zachodzące wewnątrz konstrukcji budynków. Również w [97] autorzy udowod-nili zbieżność wyników pomiędzy metodą opartą na technice śledzenia promieni a FDTD na przykładzie prostych modeli ścian jednorodnych. Natomiast stwierdzono, że metoda FDTD umożliwia dokładniejszą analizę różnorodnych typów ścian (np. żelbetowych).

Metody numeryczne mogą być w pełni wykorzystywane w modelowaniu zjawisk fizycznych. Ich główne zalety to:

- 1) możliwość odwzorowania złożonych geometrii układów;
- 2) niewielkie koszty stosowania, uniknięcia budowy prototypów i pomiarów;
- 3) szybkość realizacji rozumiana jako czas obliczeń matematycznych;
- 4) możliwość wykonywania obliczeń z użyciem typowych komputerów.

Mimo licznych zalet należy również pamiętać o ich ograniczeniach i wadach. Są to m.in.:

- 1) konieczność znajomości stosowanych narzędzi programistycznych wykorzystywanych przy modelowaniu problemu;
- 2) ograniczenia w konstrukcji modeli i konieczność wprowadzenia uproszczeń;

3) błędy wynikające zarówno z zastosowanej metody, jak również z konstrukcji modelu numerycznego (błędy zaokrągleń, czy dyskretyzacji obszaru).

Należy pamiętać, że wyniki uzyskane przy użyciu metod numerycznych są jedynie przybliżeniem, odwzorowaniem rzeczywistych zjawisk występujących w układach fizycznych.

3. Model matematyczny

Rozmiary modelowanych konstrukcji budowlanych są co najmniej porównywalne lub większe od długości fal elektromagnetycznych w analizowanym paśmie częstotliwości mikrofalowych. Ze względu na niespełnienie warunku quasistacjonarności, rozpatrywane zadanie sprowadza się do rozwiązania zagadnienia brzegowo-początkowego opisanego równaniami różniczkowymi [120]. Materiały składowe występujące w badanych układach są traktowane jako ośrodki ciągłe, charakteryzowane za pomocą ujednorodnionych parametrów elektrycznych ε_r , μ_r oraz σ (rozdz. 2.1).

3.1. Sformułowanie czasowe i częstotliwościowe

Przy rozpatrywaniu zjawisk elektromagnetycznych w strukturach budowlanych rozkład pola jest opisany równaniami Maxwella [17, 120, 137, 184, 186, 208]

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} , \qquad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_{P} + \mathbf{J}_{D} + \mathbf{J}_{I}, \qquad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho , \qquad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \qquad (3.4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t}, \qquad (3.5)$$

przy czym: E oznacza wektor natężenia pola elektrycznego, H stanowi wektor natężenia pola magnetycznego, przez D określono wektor indukcji elektrycznej, B to wektor indukcji magnetycznej, J oznacza wektor gęstości prądu, zaś ρ to objętościowa gęstość ładunku elektrycznego. Gęstość prądu przewodzenia J_p oraz prądu przesunięcia J_p wyrażono zależnościami

$$\mathbf{J}_{P} = \boldsymbol{\sigma} \mathbf{E}, \qquad (3.6)$$

$$\mathbf{J}_{D} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \qquad (3.7)$$

natomiast J, oznacza wektor gęstości prądu wymuszającego pole.

Opis zagadnienia za pomocą równań (3.1)–(3.5) pozwala na określenie rozkładu pola w stanie nieustalonym oraz ustalonym, przy występowaniu zmiennych w czasie wymuszeń pola. Chwilowe zmiany źródeł pola są opisane funkcjami całkowalnymi z kwadratem, o ograniczeniu mocy średniej $L_{\rm T}^2$ lub ograniczeniu energii L_{∞}^2 [183].

W przypadku harmonicznych zmian wymuszeń pola oraz przy rozpatrywaniu stanów ustalonych, zjawiska polowe można zapisać przy użyciu wektora zespolonego, np. dla natężenia pola elektrycznego

$$\underline{\mathbf{E}}(t) = \mathbf{E} \, \mathbf{e}^{j(\omega t + \phi)}. \tag{3.8}$$

Opis funkcją zespoloną (3.8) odpowiada analizie układów z sygnałami monochromatycznymi. Rozkład pola w dyskutowanych zagadnieniach jest charakteryzowany równaniami

$$\nabla \times \underline{\mathbf{E}} = -\mathbf{j}\omega \underline{\mathbf{B}},\tag{3.9}$$

$$\nabla \times \underline{\mathbf{H}} = \sigma \underline{\mathbf{E}} + \mathbf{j} \omega \underline{\mathbf{D}} + \mathbf{J}_{\mathbf{j}}, \qquad (3.10)$$

$$\nabla \cdot \underline{\mathbf{D}} = \rho, \tag{3.11}$$

$$\nabla \cdot \underline{\mathbf{B}} = 0, \tag{3.12}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\mathbf{j}\omega\rho. \tag{3.13}$$

Zgodnie z dyskusją parametrów materiałów w zakresie wartości sygnałów występujących w systemach komunikacji bezprzewodowej (rozdz. 2), w dalszej części pracy ograniczono się do rozpatrywania zagadnień polowych w ośrodkach o właściwościach liniowych oraz izotropowych, niedyspersyjnych. Równania materiałowe zapisane w dziedzinie częstotliwości przyjmują postać [17, 24, 120, 137]

$$\underline{\mathbf{D}} = \underline{\boldsymbol{\varepsilon}} \, \underline{\mathbf{E}} = \boldsymbol{\varepsilon}_0 \, \underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_r \, \underline{\mathbf{E}},\tag{3.14}$$

$$\underline{\mathbf{B}} = \mu \underline{\mathbf{H}} = \mu_0 \mu_r \, \underline{\mathbf{H}},\tag{3.15}$$

przy czym przenikalność magnetyczna względna pozostaje stała, $\mu_r(\omega) = \text{const}$, zaś wartość przenikalności elektrycznej względnej materiału wyraża się równaniem

$$\underline{\varepsilon}_{\rm r} = \varepsilon_{\rm r}^{\prime} - j\varepsilon_{\rm r}^{\prime\prime}. \tag{3.16}$$

Po przekształceniu równań Maxwella (3.1)–(3.5), dynamika zjawisk elektromagnetycznych, zachodzących w ośrodkach ciągłych może być również wyrażona za pomocą równania falowego

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \nabla \times \mathbf{E}\right) + \sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = -\frac{\partial \mathbf{J}_I}{\partial t}.$$
(3.17)

Przy rozpatrywaniu zjawisk w układach ze źródłami monochromatycznymi, równanie (3.17) z uwzględnieniem (3.8) przyjmuje postać

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \nabla \times \underline{\mathbf{E}}\right) + j \,\omega \sigma \, \underline{\mathbf{E}} - j \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \underline{\mathbf{E}} = -j \omega \underline{\mathbf{J}}_I \,. \tag{3.18}$$

3.2. Sformułowanie trójwymiarowe oraz dwuwymiarowe

W pełnym sformułowaniu dyskutowane zagadnienia są opisane w obszarze trójwymiarowym. Ze względu na specyfikę konstrukcji budowlanych, regularność ich geometrii wpisującą się w układ współrzędnych kartezjańskich, przyjęto dyskretyzację równań Maxwella w tym układzie odniesienia. Po zastosowaniu dekompozycji, równania (3.1)–(3.2) są przedstawione w postaci sześciu sprzężonych równań różniczkowych rzędu pierwszego, opisujących poszczególne składowe pola elektrycznego i magnetycznego [117, 186]

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right), \tag{3.19}$$

$$\frac{\partial E_{y}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_{x}}{\partial z} - \frac{\partial H_{z}}{\partial x} - \sigma E_{y} \right), \qquad (3.20)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right), \tag{3.21}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right), \tag{3.22}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right), \tag{3.23}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right).$$
(3.24)

47

Przy ocenie propagacji pola w materiałach budowlanych oraz konstrukcjach w ramach jednej kondygnacji budynku model układu można uprościć do wariantu dwuwymiarowego. Pomija się w tym przypadku oddziaływanie zewnętrznych elementów konstrukcji oraz przyjmuje brak zmian rozkładu pola w kierunku pionowym. Zakładając, że składowe pola nie ulegają zmianie wzdłuż kierunku osi *Oz*, równania (3.19)–(3.24) redukują się do dwóch niezależnych układów trzech równań sprzężonych: TM_z i TE_z [186]. W dalszej analizie zjawisk, bez utraty ogólności rozważań, przyjęto opis TM_z , w którym składowe pola magnetycznego H_x i H_y są opisane w płaszczyźnie modelu, zaś wektor E_z jest prostopadły do wyróżnionego kierunku

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \qquad (3.25)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x}, \qquad (3.26)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right).$$
(3.27)

3.3. Warunki początkowe i brzegowe

Wyznaczenie rozwiązania w dziedzinie czasu (3.1)–(3.5) lub (3.17) jest możliwe przy określeniu warunków początkowych. W dalszej części pracy przyjęto zerowe warunki początkowe

$$\mathbf{E}(x, y, z, 0) = 0, \mathbf{H}(x, y, z, 0) = 0.$$
(3.28)

Ogólna postać warunków brzegowych na granicy ośrodków oznaczonych ogólnie indeksami 1 i 2 (rys. 3.1) wyrażona jest zależnościami

$$\mathbf{n} \times \left(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2\right) = \mathbf{0},\tag{3.29}$$

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \mathbf{J}_s, \qquad (3.30)$$

$$\mathbf{n} \cdot \left(\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2\right) = \rho_s, \tag{3.31}$$

$$\mathbf{n} \cdot \left(\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2\right) = \mathbf{0},\tag{3.32}$$

przy czym \mathbf{J}_s oznacza wektor gęstości prądów powierzchniowych, ρ_s to gęstość powierzchniowa ładunku, zaś **n** stanowi wektor normalny do powierzchni granicznej, skierowany od ośrodka 2 do ośrodka 1 (rys. 3.1).



RYS. 3.1. Ilustracja warunków brzegowych na granicy ośrodków

ŹRÓDŁO: [184].

W przypadku analizy zagadnień, w których jeden z ośrodków (np. ośrodek 2) jest idealnym przewodnikiem ($\sigma \rightarrow \infty$), równania (3.20)–(3.23) upraszczają się do postaci

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1 = \mathbf{0},\tag{3.33}$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H}_{1} = \mathbf{J}_{S}, \qquad (3.34)$$

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{D}_1 = \boldsymbol{\rho}_S, \qquad (3.35)$$

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_1 = \mathbf{0}. \tag{3.36}$$

4. Metoda różnicowa w dziedzinie częstotliwości oraz w dziedzinie czasu

Do wyznaczenia rozkładu pola w konstrukcjach budowlanych zastosowano metodę różnicową. W ramach realizowanych prac rozpatrzono dwa schematy:

- metodę różnic skończonych w dziedzinie częstotliwości (FDFD, ang. *Finite-Difference Frequency-Domain*), w której opracowano sformułowanie algorytmu i jego realizację numeryczną;
- metodę różnic skończonych z bezpośrednim całkowaniem w dziedzinie czasu (FDTD, ang. *Finite-Difference Time-Domain*), szeroko stosowaną w dostępnych programach.

W równaniach różnicowych formułowanych w tym rozdziale, przy opisie wielkości polowych występują indeksy określające składowe pola (wpisywane zgodnie z ogólną konwencją, po prawej stronie) oraz indeksy odnoszące się do konstrukcji siatki różnicowej (umieszczone na dole, po lewej stronie). Na przykład zapis _{i,j} E_z odnosi się do wartości składowej E_z pola elektrycznego, określonej w modelu dwuwymiarowym, w oczku siatki różnicowej o indeksie *i* oraz *j*.

4.1. Schemat różnicowy w dziedzinie częstotliwości

4.1.1. Dyskretyzacja obszaru

Określenie zmian pola w obszarze modelu Ω jest wykonywane przy założeniu odpowiedniego, zdefiniowanego rozmieszczenia składowych wektorów E oraz H. W opracowanym sformułowaniu metody różnicowej w dziedzinie częstotliwości przyjęto konstrukcję z przesuniętą siatką dla składowych pola elektrycznego oraz magnetycznego. Struktura siatki odzwierciedla fizyczną interpretację zjawisk elektromagnetycznych oraz jest zgodna z koncepcją zaproponowaną przez K. S. Yee przy formułowaniu metody różnicowej w dziedzinie czasu [186, 208]. Konstrukcja elementarnej komórki Yee przyjmuje postać przedstawioną na rys. 4.1. Wyznaczane przestrzenne rozkłady wielkości fizycznych $\{E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z\}$ są przypisane w wybranych punktach obszaru (x, y, z), przy uwzględnieniu dyskretnej, skończonej wielkości kroku całkowania po obszarze ($\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z$).



RYS. 4.1. Konstrukcja komórki Yee dla układów trójwymiarowych (siatka prostopadłościenna)

Każda składowa wektora natężenia pola elektrycznego jest otoczona wirującymi wokół niej odpowiednimi składowymi wektora natężenia pola magnetycznego. W przypadku składowych wektora **H** zapis jest analogiczny.

W modelu dwuwymiarowym opisanym równaniami (3.25)–(3.27), opracowanie schematu bazuje na konstrukcji siatki prostokątnej z przesuniętymi składowymi pola E oraz H (rys. 4.2).



RYS. 4.2. Dyskretyzacja równań Maxwella dla obszaru dwuwymiarowego z uwzględnieniem przesuniętej siatki różnicowej: (a) wariant TM₂, (b) wariant TE₂

W klasycznych algorytmach różnicowych (FDTD), dostępnych w komercyjnych programach [132], przyjmuje się, że elementarna komórka jest sześcienna

$$\Delta = \Delta_x = \Delta_y = \Delta_z. \tag{4.1}$$

W opracowanym sformułowaniu założono, że przy zachowaniu prostopadłościennego kształtu siatki, rozmiary poszczególnych komórek mogą być różne (rys. 4.3), tzn. $\Delta_x \neq \Delta_y \neq \Delta_z$. Dla lokalnie określonego układu oczek, przykładowo dla osi Ox, definiuje się rozmiar sąsiednich komórek $\Delta_{x,l}$ oraz $\Delta_{x,p}$, jak również średni rozmiar przylegających oczek $\Delta_{x,c}$. Podobne postępowanie dotyczy osi Oy oraz przy rozpatrywaniu układów trójwymiarowych względem osi Oz. Lokalna zmiana wielkości siatki różnicowej jest realizowana przy wykorzystaniu techniki *h*-adaptacji. Stosowana metoda umożliwia częściowe dostosowanie wielkości elementów, w celu ograniczenia liczby stopni swobody opisujących rozpatrywany model.



RYS. 4.3. Rodzaje siatek różnicowych zastosowanych w konstrukcji algorytmu FDFD: (a) siatka adaptacyjna, $\Delta_x \neq \Delta_y$, (b) siatka regularna $\Delta_x = \Delta_y$, (c) siatka lokalnie adaptowana

Ze względu na specyfikę modelowanych zjawisk fizycznych, w konstrukcji tworzonego algorytmu wyróżniono trzy rodzaje obszarów i powiązanych z nimi węzłów siatki różnicowej (rys. 4.4)

$$\Omega = \Omega_W \cup \Omega_Z \cup \Gamma_O, \tag{4.2}$$

przy czym Ω_w określa obszar zawierający węzły wewnątrz analizowanego modelu, z wyłączeniem obszaru ze źródłami pola Ω_z .



RYS. 4.4. Zestawienie rodzaju obszarów wyróżnionych przy konstruowaniu algorytmu FDFD

Na zbiór Γ_0 składają się węzły zewnętrzne utworzonego modelu. Przy zachowaniu ogólnych równań opisujących pole elektromagnetyczne, w poszczególnych obszarach zastosowano różne metody aproksymacji numerycznej.

4.1.2. Różnicowy opis równań wewnątrz obszaru

Dla każdego węzła wewnętrznego zawartego w obszarze Ω_w (rys. 4.4), opisanego ogólnym indeksem (*i*, *j*) możliwe jest przypisanie węzłów sąsiednich. Zbiór ten tworzą węzły znajdujące się w bezpośrednim otoczeniu węzła (*i*, *j*), przy czym ich liczba oraz położenie wynikają z lokalnej konstrukcji siatki różnicowej (rys. 4.2, 4.3, 4.5). W układzie dwuwymiarowym, rozkład pola w węzłach wewnętrznych jest opisany ogólnymi równaniami (3.25)–(3.27), przy uwzględnieniu dyskretnego opisu struktury materiałowej i geometrii modelowanych elementów. Do przybliżenia pochodnych cząstkowych w równaniach (3.25)–(3.27) zastosowano schemat różnic centralnych Eulera (ang. *central-difference*), [16, 70, 117, 166]

$$\frac{\partial u}{\partial x}\Big|_{x,y} \approx \frac{u\left(x_0 + \frac{\Delta_{x,p}}{2}, y_0\right) - u\left(x_0 - \frac{\Delta_{x,l}}{2}, y_0\right)}{\Delta_{x,c}} + O\left(\Delta_{x,c}^2\right), \quad (4.3)$$

przy czym

$$\Delta_{x,c} = \frac{\Delta_{x,l}}{2} + \frac{\Delta_{x,p}}{2}.$$
(4.4)

Symbol Landaua *O* oznacza funkcję określającą błąd obcięcia wynikający z różnicy pomiędzy pochodną cząstkową a jej różnicowym przedstawieniem [70]. Przyjęte przybliżenie pochodnej różnic centralnych jest rzędu drugiego.

Zakładając, że konstruowana jest siatka adaptacyjna (rys. 4.3a), przyjęto wyjściową formę zależności (4.3), z uwzględnieniem lokalnie określonych odległości między węzłami

$$_{i,j+\frac{1}{2}}\underline{H}_{x} = -\frac{1}{j\omega\mu_{i,j+\frac{1}{2}}} \cdot \frac{_{i,j+1}\underline{E}_{z} - _{i,j}\underline{E}_{z}}{y_{i,j+1} - y_{i,j}},$$
(4.5)

$$_{i+\frac{1}{2},j}\underline{H}_{y} = \frac{1}{j\omega\mu_{i+\frac{1}{2},j}} \cdot \frac{_{i+1,j}\underline{E}_{z} - _{i,j}\underline{E}_{z}}{x_{i+1,j} - x_{i,j}},$$
(4.6)

$$_{i,j}\underline{E}_{z}\left(j\omega\underline{\varepsilon}_{i,j}+\sigma_{i,j}\right) = \frac{i+\frac{1}{2},j\underline{H}_{y}-i-\frac{1}{2},j\underline{H}_{y}}{x_{i+\frac{1}{2},j}-x_{i-\frac{1}{2},j}} - \frac{i,j+\frac{1}{2}\underline{H}_{x}-i,j-\frac{1}{2}\underline{H}_{x}}{y_{i,j+\frac{1}{2}}-y_{i,j-\frac{1}{2}}}.$$
(4.7)

Oznaczenia poszczególnych składowych oraz współrzędnych przedstawiono na rys. 4.2.

W celu ograniczenia liczby stopni swobody, dokonano ujednorodnienia opisu poprzez eliminację składowych pola magnetycznego. Równania (4.5) i (4.6), przy uwzględnieniu ich iteracyjnej modyfikacji zostały podstawione do zależności (4.7). Po dalszych przekształceniach oraz niezbędnych uproszczeniach otrzymano wyjściową postać równania

$$_{i,j}\underline{E}_{z}\cdot\underline{w}_{i,j}+_{i+1,j}\underline{E}_{z}\cdot\underline{w}_{i+1,j}+_{i-1,j}\underline{E}_{z}\cdot\underline{w}_{i-1,j}+_{i,j+1}\underline{E}_{z}\cdot\underline{w}_{i,j+1}+_{i,j-1}\underline{E}_{z}\cdot\underline{w}_{i,j-1}=0, \quad (4.8)$$

przy czym lokalnie liczone zespolone współczynniki są opisane zależnościami

$$\underline{w}_{i,j} = j\omega \underline{\varepsilon}_{i,j} + \sigma_{i,j} + \frac{1}{j\omega\mu_{i+\frac{1}{2},j}} \cdot \frac{1}{\Delta_{x,c}\Delta_{x,p}} + \frac{1}{j\omega\mu_{i-\frac{1}{2},j}} \cdot \frac{1}{\Delta_{x,l}\Delta_{x,c}} + \frac{1}{j\omega\mu_{i,j+\frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{\Delta_{y,c}\Delta_{y,g}} + \frac{1}{j\omega\mu_{i,j-\frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{\Delta_{y,d}\Delta_{y,c}},$$

$$(4.9)$$

$$\underline{w}_{i+1,j} = -\frac{1}{j\omega\mu_{i+\frac{1}{2},j}} \cdot \frac{1}{\Delta_{x,c}\,\Delta_{x,p}},\tag{4.10}$$

$$\underline{w}_{i-1,j} = -\frac{1}{j\omega\mu_{i-\frac{1}{2},j}} \cdot \frac{1}{\Delta_{x,l}\,\Delta_{x,c}},\qquad(4.11)$$

$$\underline{w}_{i,j+1} = -\frac{1}{j\omega\mu_{i,j+\frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{\Delta_{y,c} \,\Delta_{y,g}},\tag{4.12}$$

$$\underline{w}_{i,j-1} = -\frac{1}{j\omega\mu_{i,j-\frac{1}{2}}} \cdot \frac{1}{\Delta_{y,d}\,\Delta_{y,c}} \,. \tag{4.13}$$

Dodatkowe indeksy dolne w opisie przyrostów Δ_x , Δ_y wynikają z adaptacyjnej konstrukcji siatki i oznaczają wielkości komórek (rys. 4.3a,b): d – dolnej, g – górnej, l – lewej, p – prawej, zaś c – środkowej. Wyznaczone równanie (4.8) stanowi uogólnioną postać klasycznego schematu różnicowego, w którym przyjmuje się jednakowy, równomierny rozmiar elementów siatki.

W ramach opracowanego schematu przyjęto również możliwość lokalnej *h*-adaptacji siatki, w której rozmiary podłużne oczka mogą być złożeniem rozmiarów sąsiednich elementów (rys. 4.3c). W konstrukcji autorskiego algorytmu FDFD założono, że zmiany rozdzielczości siatki mogą występować jedynie w węzłach wewnętrznych, dla których stosowane są przybliżenia różnicowe rzędu drugiego $O(\Delta_x^2)$. Zaproponowany sposób pozwala na potencjalnie większe możliwości lokalnej adaptacji siatki. W porównaniu z klasyczną siatką prostopadłościenną ten wariant prowadzi do zmniejszenia liczby stopni swobody opisujących model. W celu stosowania przybliżeń różnicowych konieczne jest zachowanie prostokątnego kształtu elementów. Sformułowanie zależności odnoszących się do zaproponowanej metody adaptacji sprowadza się do wyróżnienia dwóch wariantów.

- Węzły w siatce gęstej i rzadkiej, dla których istnieją węzły sąsiednie o indeksach (*i*+1, *j*), (*i*-1, *j*), (*i*, *j*+1), (*i*, *j*-1). Ten rodzaj węzłów na rys. 4.5a oznaczono kolorem niebieskim. Wartość pola w węźle tej grupy (<u>w</u>_{i,j}) określono opierając się na równaniu (4.8).
- Węzły na brzegu między siatkami o różnej wielkości elementów, dla których nie można określić pełnego zestawu węzłów sąsiednich (np. węzeł <u>w</u>_{i,j} na rys. 4.5b). Brakującą wartość wyznacza się jako przybliżenie, przez przyjęcie aproksymacji liniowych zmian pola na podstawie istniejących węzłów w siatce rzadkiej.



RYS. 4.5. Graficzna prezentacja wyznaczania wartości natężenia pola elektrycznego metodą FDFD: (a) węzeł \underline{w}_{ij} z pełnym zestawem węzłów sąsiednich, (b) węzeł \underline{w}_{ij} z wirtualnym węzłem sąsiednim (oznaczonym kolorem żółtym)

Zaproponowany wariant siatki adaptacyjnej z brakującym węzłem charakteryzuje się odmiennym podejściem niż powszechnie stosowane rozwiązania. Odpowiada to utworzeniu dodatkowego, wirtualnego węzła np. $\underline{w}_{i,j+1}$ na rys. 4.5b. Stanowi on dopełnienie dla węzłów siatki gęstej a obliczona w nim wartość pola jest liniową kombinacją wartości wyznaczonych w istniejących węzłach. Konsekwencją tego podejścia jest sformułowanie zmodyfikowanej postaci równania opisującego wartości w węzłach tej grupy

$${}_{i,j}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{\underline{w}}_{i,j} + {}_{i+1,j}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{\underline{w}}_{i+1,j} + {}_{i-1,j}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{\underline{w}}_{i-1,j} +$$

+
$${}_{k-1,j+1}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{p}_{k-1,j+1} \cdot \underline{\underline{w}}_{i,j+1} + {}_{k+1,j+1}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{p}_{k+1,j+1} \cdot \underline{\underline{w}}_{i,j+1} + {}_{i,j-1}\underline{\underline{E}}_{z} \cdot \underline{\underline{w}}_{i,j-1} = 0.$$
(4.14)

W porównaniu z równaniem (4.8) dodatkowe współczynniki skalujące określone dla węzłów w siatce rzadkiej są opisane zależnościami

$$p_{k-1,j+1} = \frac{-x_{k+1,j+1}}{x_{k-1,j+1} - x_{k+1,j+1}},$$
(4.15)

$$p_{k+1,j+1} = \frac{x_{k-1,j+1}}{x_{k-1,j+1} - x_{k+1,j+1}}.$$
(4.16)

Wyznaczone zależności (4.8) oraz (4.14) opisują wartość składowych natężenia pola elektrycznego w węzłach wewnętrznych modelu. Stanowią one dyskretną, różnicową reprezentację równania falowego (3.18), uzyskaną przy uwzględnieniu zmiany rozmiaru siatki.

4.1.3. Opis wymuszeń pola

Zgodnie z rys. 4.4, obszar Ω_z tworzą węzły, do których przypisano źródła pola elektromagnetycznego. W ogólnym przypadku Ω_z może być rozproszony w obszarze całego modelu. W opracowanym algorytmie FDFD przyjęto, że na jego opis mogą składać się węzły stanowiące punktowe źródła pola, jak też zbiory węzłów tworzących opis źródeł rozłożonych (np. liniowo uporządkowana sekwencja węzłów). Taka metoda odwzorowania kształtu i rozmieszczenia źródeł jest również stosowana w programach opartych na FDTD. Do charakterystyki wartości pola w węzłach obszaru Ω_z przyjęto model źródła twardego

$$_{i,j}\underline{E}_{z} = \hat{E}_{z}(x,y)e^{j\phi(x,y)},$$
(4.17)

przy czym $\hat{E}_z(x, y)$ i $\hat{\phi}(x, y)$ to znane, przypisane wartości amplitudy i fazy wymuszenia pola.

4.1.4. Konstrukcja i różnicowy opis warunków brzegowych

Wyznaczany rozkład pola elektromagnetycznego jest determinowany przez zastosowane warunki brzegowe. Spełnienie warunków ciągłości pola na granicy ośrodków uzyskuje się bezpośrednio, ze względu na konstrukcję siatki różnicowej z przesunięciem wektorów pola E oraz H.

Rozpatrywane zagadnienia propagacji fal elektromagnetycznych w konstrukcjach budowlanych należą do zagadnień otwartych. W rzeczywistych układach brak jest definitywnej, jednoznacznie określonej granicy wyznaczającej obszar działania pola i pozwalającej na przyjęcie warunków brzegowych definiujących zagadnienie zamknięte. Pomijając efekty polowe wynikające z oddziaływania oddalonych obiektów, założyć należy warunki brzegowe odzwierciedlające propagację fal w otwartą przestrzeń. Z tego względu wyróżniono węzły na zewnętrznych krawędziach modelu Γ_0 (rys. 4.4), w których przypisano równania odpowiadające propagacji fali w otwartą półprzestrzeń o parametrach powietrza. Do opisu zmian pola w tych węzłach przyjęto warunki Mura pierwszego rzędu [71, 122], np. dla krawędzi x = 0 i $x = X_{\rm max}$ odpowiednio

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{1}{c_0} \frac{\partial E_z}{\partial t} = 0\Big|_{x=0} , \qquad (4.18)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} + \frac{1}{c_0} \frac{\partial E_z}{\partial t} = 0 \Big|_{x = X_{\text{max}}}, \qquad (4.19)$$

gdzie: c_0 – prędkość fali elektromagnetycznej w powietrzu, zaś X_{max} oznacza maksymalny rozmiar analizowanego obszaru wzdłuż osi Ox.

Różnicowa aproksymacja warunku Mura wymaga przyjęcia schematu różnic wstecz rzędu pierwszego $O(\Delta_{*})$ (ang. *backward-difference*) opisanego wzorem [186]

$$\frac{\partial u}{\partial x}\Big|_{x,y} = \frac{u(x_0, y_0) - u(x_0 - \Delta_x, y_0)}{\Delta_x} + O(\Delta_x).$$
(4.20)

Końcowa postać różnicowego przybliżenia równania (4.19) tworzonego dla węzłów brzegowych w sformułowanym algorytmie jest opisana wzorem

$$_{N_x,j}\underline{\underline{E}}_z \cdot \underline{\underline{w}}_{N_x,j} + _{N_x-1,j}\underline{\underline{E}}_z \cdot \underline{\underline{w}}_{N_x-1,j} = 0 , \qquad (4.21)$$

w którym współczynniki przyjmują wartości

$$\underline{w}_{N_x,j} = \frac{1}{x_{N_x,j} - x_{N_x-1,j}} + \frac{j\omega}{2c_0} , \qquad (4.22)$$

$$\underline{w}_{N_x-1,j} = \frac{-1}{x_{N_x,j} - x_{N_x-1,j}} + \frac{j\omega}{2c_0}.$$
(4.23)

Wartość N_x określa indeks ostatniej komórki w siatce różnicowej wzdłuż osi Ox i opisuje położenie oczek, dla których współrzędna x wynosi X_{max} . Dla węzłów siatki różnicowej rozmieszczonych na pozostałych krawędziach modelu formułuje się podobne równania różnicowe. Przy obliczaniu wartości w węzłach stanowiących wierzchołki modelu uwzględnia się najbliżej położone węzły wewnątrz rozpatrywanego obszaru. Na przykład równanie dla węzła zewnętrznego w wierzchołku modelu (N_x , N_y) przyjmuje postać

$${}^{N_x,N_y}\underline{E}_z \cdot \underline{w}_{N_x,N_y} + {}^{N_x-1,N_y-1}\underline{E}_z \cdot \underline{w}_{N_x-1,N_y-1} = 0,$$
(4.24)

gdzie współczynniki są opisane wzorami

$$\underline{w}_{N_x,N_y} = \frac{1}{\sqrt{\left(x_{N_x,N_y} - x_{N_x^{-1},N_y^{-1}}\right)^2 + \left(y_{N_x,N_y} - y_{N_x^{-1},N_y^{-1}}\right)^2}} + \frac{j\omega}{2c_0}, \qquad (4.25)$$

$$\underline{w}_{N_x-1,N_y-1} = \frac{-1}{\sqrt{\left(x_{N_x,N_y} - x_{N_x-1,N_y-1}\right)^2 + \left(y_{N_x,N_y} - y_{N_x-1,N_y-1}\right)^2}} + \frac{j\omega}{2c_0}.$$
 (4.26)

4.1.5. Końcowa postać modelu różnicowego

Wynikowy opis rozpatrywanego modelu uzyskuje się przez złożenie różnicowych zależności tworzonych dla każdego węzła siatki. W końcowym zapisie otrzymuje się równanie macierzowe

$$\underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{b}} , \qquad (4.27)$$

przy czym **A** oznacza zespoloną macierz współczynników $\underline{w}_{i,j}$. W wektorze **e** są zgrupowane obliczane składowe pola podstawowego $_{i,j}\underline{E}_z$, dim **e** = N_{DOF} , gdzie N_{DOF} oznacza liczbę stopni swobody. Na wektor **b** (dim **b** = N_{DOF}) składają się czynniki opisujące wartości źródeł pola zgodnie z równaniem (4.17). Wartości czynników macierzy **A** wynikają z położenia węzła w siatce różnicowej, jego kwalifikacji do zbioru $\{\Omega_w, \Omega_z, \Gamma_o\}$ oraz stosowanej metody przybliżenia opisanej równaniem (4.8), (4.14), (4.17) lub (4.23). W ogólnym przypadku macierz **A** jest nieosobliwa (det **A** \neq 0) i niesymetryczna. Rozmiar macierzy

$$\dim \underline{\mathbf{A}} = N_{\text{DOF}} \times N_{\text{DOF}} \tag{4.28}$$

wyklucza jej pełny zapis w ramach algorytmu. Konstruowana macierz jest rzadka, przy czym liczba niezerowych czynników w przypadku siatki prostokątnej bez *h*-adaptacji wynosi co najmniej $5N_{\text{DOF}}$. Oznacza to, że stopień upakowania macierzy <u>A</u>

$$r_{\rm pak} \le \frac{5}{N_{\rm DOF}},\tag{4.29}$$

rozumiany jako liczba współczynników niezerowych do wielkości pełnej macierzy, maleje wraz ze zwiększeniem modelu. Do reprezentacji macierzy w algorytmie zastosowano technikę CRS (ang. *Compressed Row Storage*), w której zapisywane są jedynie niezerowe czynniki $\underline{w}_{i,j}$. W tworzonym algorytmie przyjęto pełną reprezentację wektorów <u>e</u> oraz <u>b</u>.

Ujednorodnienie opisu zagadnienia przez przejście do równania falowego, prowadzi do wyróżnienia:

- pola podstawowego (rozkład natężenia pola elektrycznego), obliczanego bezpośrednio na podstawie równania (4.27);
- pola dodatkowego (rozkład natężenia pola magnetycznego), które można wyznaczyć na podstawie równań (4.5) i (4.6), uwzględniając przy tym strukturę materiałową modelu oraz wartości pola podstawowego.

Znaczącym elementem opracowanego algorytmu FDFD jest konstrukcja właściwej procedury rozwiązania równania macierzowego (4.27). Ze względu na właściwości macierzy <u>A</u> oraz liczbę stopni swobody N_{DOF} opisujących model, do rozwiązania równania (4.27) zastosowano wybrane, specjalne metody iteracyjne. W ramach prowadzonych prac opracowano realizację dwóch algorytmów:

1) BiCGStab (ang. Bi-Conjugate Gradient Stabilized) [9, 196].

2) GMRES(m) (ang. *Restared Generalized Minimal Residual*) z uwzględnieniem restartu algorytmu. Do wyznaczenia ortogonalnych wektorów konstruowanej bazy, w celu znalezienia kierunku poprawy w danej iteracji algorytmu, zastosowano zmodyfikowaną procedurę Grama-Schmidta [78].

Oba przyjęte algorytmy pozwalają na rozwiązanie zagadnień z niesymetryczną, nieosobliwą macierzą rzadką, zapisaną w postaci skompresowanej (spakowanej). Zasadniczy problem, komplikujący otrzymanie rozwiązania, wynika z tworzenia macierzy zespolonej. W realizacji opracowanych wersji algorytmów uwzględniono specyfikę sformułowania zagadnienia, w którym poszczególne czynniki <u>A</u>, <u>e</u>, <u>b</u> są ciałem liczb zespolonych (m.in. obliczenia iloczynu skalarnego wektorów, czy też określenie współczynników macierzy Hessenberga w algorytmie GMRES(m)), [165].

4.1.6. Schemat opracowanego algorytmu FDFD

Schemat opracowanego algorytmu numerycznego przedstawiono na rys. 4.6. Ogólna struktura wykonywanych działań została podzielona na trzy etapy różniące się specyfiką wykonywanych zadań. Realizacja algorytmu wyznaczenia rozkładu pola obejmuje elementy tworzenia modelu, ściśle określone przed rozpoczęciem obliczeń (etap I), jak również związane z przebiegiem obliczeń równania (4.27), (etap II i III).

Na etap I składają się zadania związane z wczytaniem danych dotyczących rozwiązywanego zagadnienia, w tym:

- 1) odczyt danych z pliku tekstowego zawierającego opis modelu;
- odczyt danych ogólnych dotyczących modelu, m.in.: parametry elektryczne materiałów, wartość częstotliwości, ilość obszarów analizy, warunki definiujące zakończenie obliczeń;
- 3) określenie warunków inicjowania algorytmu przez określenie rozkładu pola podstawowego $\mathbf{e} = \mathbf{e}_0$ oraz przypisanie warunków brzegowych;
- 4) przetworzenie wczytanych danych, które prowadzi do utworzenia macierzy układu <u>A</u> oraz wektora wymuszeń <u>b</u>.

Etap II polega na iteracyjnym obliczaniu rozkładu pola z wykorzystaniem opracowanych procedur rozwiązywania równania macierzowego. W tej części wyróżnić można następujące zadania:

- wywołanie wybranego algorytmu rozwiązania równania (4.27);
- przetworzenie bieżących wyników obliczeń;
- weryfikacja procesu zbieżności algorytmu z uwzględnieniem liczby iteracji oraz wartości wektora residualnego $\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{b}} \underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{e}}$ [9].

Etap III sprowadza się do obliczenia pola dodatkowego. Jego realizacja wykonywana jest po wcześniejszym wyznaczeniu pola podstawowego. W końcowej części algorytmu zapisywane są dane statystyczne dotyczące obliczeń oraz wyniki obliczeń do wykonania wizualizacji uzyskanego rozkładu pola.



RYS. 4.6. Ogólny schemat algorytmu FDFD

W ramach wykonywanych prac, do opracowania modeli różnicowych wykorzystano możliwości preprocesora programu Nisa/Display 4. Wykonane prace pozwalają na włączenie modelu tworzonego z użyciem graficznego interfejsu programu Nisa/ Display 4 do opracowanego modelu FDFD. Transfer danych między modułem preprocesora a programem FDFD odbywa się przez wykorzystanie plików tekstowych tworzonych w ramach pakietu Nisa. Na tworzenie opisu zagadnienia (rys. 4.4) z użyciem modułu Nisa/Display 4 składają się następujące etapy:

- 1) modelowanie geometrii układu z wykorzystaniem wszystkich dostępnych komend programu Display 4;
- tworzenie siatki prostokątnej (model 2D), z możliwością lokalnej zmiany wielkości elementów siatki przy jednoczesnym zachowaniu prostokątnego kształtu elementów (rys. 4.3);
- 3) deklaracja struktury materiałowej zagadnienia;
- 4) ustawienie warunków absorpcyjnych z użyciem komend preprocesora w wybranych węzłach siatki;
- 5) modelowanie rozmieszczenia i wartości źródeł pola;
- 6) zapisanie utworzonego modelu oraz przetworzenie danych w celu dalszej realizacji opracowanego algorytmu wyznaczania rozkładu pola.

Opracowany program FDFD oparty jest na programowaniu obiektowym. W celu wykonania operacji macierzowych, z uwzględnieniem liczb zespolonych, konieczne było utworzenie własnych funkcji przeładowujących standardowe operatory matematyczne oraz stanowiących ich rozszerzenie na wektory i macierze opisane nad ciałem liczb zespolonych.

4.2. Schemat różnicowy w dziedzinie czasu

4.2.1. Sformulowanie metody

Alternatywnym rozwiązaniem zagadnienia wyznaczenia pola elektromagnetycznego z użyciem metody różnicowej jest zastosowanie schematu z jawnym całkowaniem równań Maxwella w dziedzinie czasu przy uwzględnieniu dyskretyzacji czasu obliczeń $t_n = t_0 + n \cdot \Delta_t$, n = 0, 1, ..., N. Zgodnie z klasycznym schematem Yee, iteracyjne całkowanie równań Maxwella w dziedzinie czasu oparte jest na zastosowaniu schematu dwukrokowego. W wybranych krokach n czasu wyznacza się rozkład pola elektrycznego, zaś wartości składowych wektora natężenia pola magnetycznego są obliczane z przesunięciem o czas Δ_t [70, 120, 186, 208]. Rozpatrywane wielkości fizyczne są funkcjami zmiennych przestrzennych (x, y, z) oraz zmiennej czasowej (t).

Po zastosowaniu schematu różnic centralnych Eulera (4.3) do aproksymacji pochodnych cząstkowych w obszarze i po czasie, równania różniczkowe (3.19)–(3.24) przyjmują postać [70, 186]

$$\frac{\sum_{i,j,k}^{n+1}E_{x} - \sum_{i,j,k}^{n}E_{x}}{\Delta_{t}} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \left(\frac{\sum_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}H_{z} - \sum_{i,j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}H_{z}}{\Delta_{y}} - \frac{\sum_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}H_{y} - \sum_{i,j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}H_{y}}{\Delta_{z}} - \sigma_{i,j,k} + \frac{\varepsilon_{i,j,k}}{\varepsilon_{i,j,k}}E_{x}} \right), \quad (4.30)$$

$$\frac{\frac{i}{i,j,k}E_{y} - \frac{i}{i,j,k}E_{y}}{\Delta_{t}} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \left(\frac{\frac{i}{i,j,k+\frac{1}{2}}H_{x} - \frac{i}{i,j,k-\frac{1}{2}}H_{x}}{\Delta_{z}} - \frac{\frac{i}{i+\frac{1}{2}}H_{z} - \frac{i}{i-\frac{1}{2}}H_{z}}{\Delta_{x}} - \sigma_{i,j,k-i,j,k}E_{y}} \right), \quad (4.31)$$

$$\frac{\sum_{i,j,k}^{n+1} E_{z} - \sum_{i,j,k}^{n} E_{z}}{\Delta_{t}} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}} \left(\frac{\sum_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n+\frac{1}{2}} H_{y} - \sum_{i-\frac{1}{2},j,k}^{n+\frac{1}{2}} H_{y}}{\Delta_{x}} - \frac{\sum_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} H_{x} - \sum_{i,j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} H_{x}}{\Delta_{y}} - \sigma_{i,j,k} + \frac{\varepsilon_{i,j,k}}{\varepsilon_{i,j,k}} E_{z}} \right), \quad (4.32)$$

$$\frac{{}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_x - {}^{n-\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_x}{\Delta_t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \left(\frac{{}^{n}_{i,j,k+\frac{1}{2}}E_y - {}^{n}_{i,j,k-\frac{1}{2}}E_y}{\Delta_z} - \frac{{}^{n}_{i,j+\frac{1}{2},k}E_z - {}^{n}_{i,j-\frac{1}{2},k}E_z}{\Delta_y} \right), \quad (4.33)$$

$$\frac{\sum_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} H_{y} - \sum_{i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} H_{y}}{\Delta_{t}} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \left(\frac{\sum_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n} E_{z} - \sum_{i-\frac{1}{2},j,k}^{n} E_{z}}{\Delta_{x}} - \frac{\sum_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n} E_{x} - \sum_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n} E_{x}}{\Delta_{z}} \right), \quad (4.34)$$

$$\frac{\sum_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}H_z - \sum_{i,j,k}^{n-\frac{1}{2}}H_z}{\Delta_t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \left(\frac{\sum_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n}E_x - \sum_{i,j-\frac{1}{2},k}^{n}E_x}{\Delta_y} - \frac{\sum_{i+\frac{1}{2},j,k}^{n}E_y - \sum_{i-\frac{1}{2},j,k}^{n}E_y}{\Delta_x} \right).$$
(4.35)

Wartości $\sum_{i,j,k=2}^{n+\frac{1}{2}} E_z$ w równaniach (4.30)–(4.32) są przybliżane za pomocą średniej arytmetycznej rozwiązań w kolejnych krokach *n* oraz *n*+1 (ang. *semi-implicit appro-ximation*), [186]

$${}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k}E_z = \frac{{}^{n+1}_{i,j,k}E_z + {}^{n}_{i,j,k}E_z}{2}.$$
(4.36)

Stąd na przykład po podstawieniu do równania (4.30) wzoru (4.36) otrzymuje się zależność

$$\frac{\prod_{i,j,k}^{n+1} E_{z}}{\prod_{i,j,k}^{n+1} \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta_{t}}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta_{t}}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \cdot \frac{\prod_{i,j,k}^{n} E_{z}}{\prod_{i,j,k}^{n} \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta_{t}}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta_{t}}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \cdot \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta_{t}}{\prod_{i=1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{y}} \cdot \frac{\prod_{i=1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{x}}{\prod_{i=1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{x}} - \frac{\prod_{i,j+1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{x}}{\Delta_{y}} \right)$$

$$\left(\frac{\prod_{i=1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{y} - \prod_{i=1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{y}}{\Delta_{x}} - \frac{\prod_{i,j+1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{x} - \prod_{i,j+1}^{n+1} \frac{1}{2}H_{x}}{\Delta_{y}} \right)$$

$$(4.37)$$

Na rys. 4.7 przedstawiono odwzorowanie trójwymiarowe algorytmu FDTD z użyciem notacji molekularnej. Do wyznaczenia wartości $_{i,j,k}^{n+1}E_z$ w kroku czasowym n+1niezbędne jest odwołanie się do wartości natężenia pola magnetycznego obliczonych w chwili n+1/2 oraz wartości $_{i,j,k}^{n}E_z$. Analogicznie wyznaczane są wartości w węzłach dla składowych natężenia pola magnetycznego. Opisany ciąg następujących po sobie kroków zastał nazwany procesem przeskoku w czasie (ang. *leapfrog*), [186].

Zdefiniowanie współczynników opisujących właściwości materiałowe oczek siatki różnicowej

$$c_{i,j,k}^{ee} = \frac{\varepsilon_{i,j,k} - \sigma_{i,j,k} \Delta_t}{\varepsilon_{i,j,k} + \sigma_{i,j,k} \Delta_t},$$
(4.38)

$$c_{i,j,k}^{ehy} = \frac{2\Delta_t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \sigma_{i,j,k} \Delta_t} \cdot \frac{1}{\Delta_x},$$
(4.39)

$$c_{i,j,k}^{ehx} = \frac{2\Delta_t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \sigma_{i,j,k} \Delta_t} \cdot \frac{1}{\Delta_y}, \qquad (4.40)$$

pozwala na prostszy sposób zapisu równań różnicowych w algorytmie FDTD.



RYS. 4.7. Wyznaczanie wartości składowej E_z wektora natężenia pola elektrycznego w kroku n+1, w oczku siatki o indeksie *i,j,k* w algorytmie FDTD (układ trójwymiarowy)

Do opisu równań dla składowych pola magnetycznego wprowadza się również zastępcze współczynniki. Na przykład dla składowej $\prod_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} H_z$ opisanej równaniem (3.35) zastosowano współczynniki

$$c_{i,j,k}^{hh} = \frac{2\mu_{i,j,k} - \Delta_t}{2\mu_{i,j,k} + \Delta_t},$$
(4.41)

$$c_{i,j,k}^{hey} = \frac{\Delta_t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \frac{1}{\Delta_x},\tag{4.42}$$

$$c_{i,j,k}^{hex} = \frac{\Delta_t}{\mu_{i,j,k}} \cdot \frac{1}{\Delta_y} \,. \tag{4.43}$$

Stosując podobne przekształcenia do wzorów (4.30)–(4.35) uzyskuje się pozostałe współczynniki $c_{i,j,k}^{ehz}$. Przy stosowaniu siatki sześciennej (4.1), opis poszczególnych oczek redukuje się do dwóch współczynników określonych dla kolejnych, występujących w modelu materiałów

$$c_{i,j,k}^{eh} = c_{i,j,k}^{ehx} = c_{i,j,k}^{ehy} = c_{i,j,k}^{ehz}, \qquad (4.44)$$

$$c_{i,j,k}^{he} = c_{i,j,k}^{hex} = c_{i,j,k}^{hey} = c_{i,j,k}^{hez} \,. \tag{4.45}$$

Przyjęte założenia oraz zastosowanie współczynników pozwalają na prostszy zapis równań różnicowych w algorytmie FDTD

$${}^{n+1}_{i,j,k}E_x = c^{ee}_{i,j,k} \cdot {}^{n}_{i,j,k}E_x + c^{eh}_{i,j,k} \cdot \left({}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j+\frac{1}{2},k}H_z - {}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j-\frac{1}{2},k}H_z - {}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k+\frac{1}{2}}H_y + {}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k-\frac{1}{2}}H_y \right),$$
(4.46)

$$_{i,j,k}^{n+1}E_{y} = c_{i,j,k}^{ee} \cdot {}_{i,j,k}^{n}E_{y} + c_{i,j,k}^{eh} \cdot \left(\frac{{}^{n+\frac{1}{2}}}{{}_{i,j,k+\frac{1}{2}}}H_{x} - \frac{{}^{n+\frac{1}{2}}}{{}_{i,j,k-\frac{1}{2}}}H_{x} - \frac{{}^{n+\frac{1}{2}}}{{}_{i+\frac{1}{2},j,k}}H_{z} + \frac{{}^{n+\frac{1}{2}}}{{}_{i-\frac{1}{2},j,k}}H_{z} \right),$$
(4.47)

$$_{i,j,k}^{n+1}E_{z} = c_{i,j,k}^{ee} \cdot {}_{i,j,k}^{n}E_{z} + c_{i,j,k}^{eh} \cdot \left(\frac{n+\frac{1}{2}}{i+\frac{1}{2},j,k}H_{y} - \frac{n+\frac{1}{2}}{i-\frac{1}{2},j,k}H_{y} - \frac{n+\frac{1}{2}}{i,j+\frac{1}{2},k}H_{x} + \frac{n+\frac{1}{2}}{i,j-\frac{1}{2},k}H_{x} \right),$$
(4.48)

$${}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_x = c^{hh}_{i,j,k} \cdot {}^{n-\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_x + c^{he}_{i,j,k} \cdot \left({}^n_{i,j,k+\frac{1}{2}}E_y - {}^n_{i,j,k-\frac{1}{2}}E_y - {}^n_{i,j+\frac{1}{2},k}E_z + {}^n_{i,j-\frac{1}{2},k}E_z \right),$$
(4.49)

$${}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_{y} = c^{hh}_{i,j,k} \cdot {}^{n-\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_{y} + c^{he}_{i,j,k} \cdot \left({}^{n}_{i+\frac{1}{2},j,k}E_{z} - {}^{n}_{i-\frac{1}{2},j,k}E_{z} - {}^{n}_{i,j,k+\frac{1}{2}}E_{x} + {}^{n}_{i,j,k-\frac{1}{2}}E_{x} \right),$$
(4.50)

$${}^{n+\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_z = c^{hh}_{i,j,k} \cdot {}^{n-\frac{1}{2}}_{i,j,k}H_z + c^{he}_{i,j,k} \cdot \left({}^{n}_{i,j+\frac{1}{2},k}E_x - {}^{n}_{i,j-\frac{1}{2},k}E_x - {}^{n}_{i+\frac{1}{2},j,k}E_y + {}^{n}_{i-\frac{1}{2},j,k}E_y \right).$$
(4.51)

Końcowa postać równań (4.46)–(4.51) wskazuje, że sformułowanie algorytmu FDTD prowadzi do otrzymania schematu jawnego, w którym nie jest tworzona macierz **A** opisująca zagadnienie. Konstrukcja modelu numerycznego wymaga jedynie zapisu tablicy współczynników { $c_{i,j,k}^{ee}$, $c_{i,j,k}^{ehx}$, $c_{i,j,k}^{hh}$, $c_{i,j,k}^{hex}$, $c_{i,j,k}^{hey}$, $c_{i,j,k}^{hez}$,

4.2.2. Modelowanie warunków brzegowych

Do odwzorowania warunków zagadnienia otwartego, w sformułowaniu algorytmu FDTD stosowano zamiennie dwa rodzaje warunków absorpcyjnych [12, 71, 116, 118, 122, 159, 185]:

- warunki absorpcyjne w sformułowaniu G. Mura [71, 122];
- warunki absorpcyjne PML (ang. *perfectly matched layer*), opracowane przez J. P. Berengera [12, 70, 119].

W przypadku warunków PML, głównym ograniczeniem ich przyjęcia jest konieczność tworzenia dodatkowego obszaru, który służy do odwzorowania propagacji fali w nieskończoność. Przyjmuje się, że grubość warstwy PML powinna wynosić nie mniej niż 0,25 długości fali w powietrzu [12, 13, 70, 109, 132]. Skutkuje to zwiększeniem rozmiaru modelu poprzez większą liczbę oczek siatki różnicowej. Tworzona warstwa PML ma za zadanie wytłumić wnikającą falę poprzez stopniowy, dobrany wzrost konduktywności.

Oba rodzaje warunków brzegowych były wbudowane, dostępne w ramach stosowanych programów numerycznych bazujących na algorytmie FDTD.

4.3. Porównanie właściwości schematu czasowego oraz częstotliwościowego

4.3.1. Ograniczenia i wymagania przy konstrukcji modelu

Zasadniczym warunkiem determinującym konstrukcję modelu numerycznego i wypadkowe właściwości schematu obliczeniowego jest sposób przybliżenia zmian pola po obszarze. Dyskutowane metody są oparte na różnicowym przybliżeniu pochodnych po obszarze i po czasie. Ze względu na liniową aproksymację zmian pola w schemacie różnicowym, konstruowana siatka musi spełniać warunek Nyquista [117, 143, 158, 166]

$$\Delta_x \le \frac{\lambda}{2}.\tag{4.52}$$

Zależność (4.52) jest kryterium koniecznym ale nie doskonałym przy tworzeniu modelu. Ze względu na efekty dyspersji numerycznej siatki różnicowej i dążenie do zwiększenia precyzji odwzorowania przestrzennego zmian pola, w praktyce przyjmuje się warunek

$$\max\left(\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z\right) \le \frac{\lambda}{10}.$$
(4.53)

Zachowanie warunku (4.53) ogranicza efekty dyspersji numerycznej do poziomu 15% w porównaniu do rzeczywistych wartości pola w układach modelowych [186]. Dalsze zwiększenie rozdzielczości siatki przez przyjęcie wartości max(Δ) $\approx \lambda/20$ przyczynia się do zmniejszenia błędu do wartości ok. 5%, jednak wiąże się to ze znaczącym zwiększeniem wielkości modelu numerycznego (liczby N_{DOF}). Z tego względu konstrukcja siatki adaptowanej i stopniowe przystosowanie lokalnej wielkości elementów siatki do długości fali w materiałach prowadzi do zmniejszenia wielkości modeli numerycznych przy spełnieniu warunków (4.52) i (4.53).

W przyjętej konstrukcji siatki do schematu częstotliwościowego występują przybliżenia różnicowe rzędu drugiego (węzły wewnętrzne) oraz rzędu pierwszego (węzły brzegowe z przypisanym warunkiem Mura). Oznacza to, że wypadkowy rozkład błędu obliczeń numerycznych nie jest równomierny. Przy stosowaniu siatki jednorodnej największy błąd przybliżenia występuje w węzłach zewnętrznych, przy aproksymacji warunków absorpcyjnych (schemat różnicowy rzędu pierwszego). Ze względu na rząd różnicowych przybliżeń pola warunki PML charakteryzują się lepszymi właściwościami. W ich definicji można stosować przybliżenie schematem centralnym (rzędu drugiego). Realizacja tych warunków wiąże się ze zwiększeniem obszaru analizy i wielkości modelu wyrażonego liczbą stopni swobody.

W przypadku metody czasowej (FDTD) niezbędne jest również zachowanie relacji gwarantujących stabilność metody. W tym celu należy odpowiednio dobrać parametry schematu czasowego i wielkość kroku czasowego Δ_t w odniesieniu do wielkości oczek siatki { Δ_x , Δ_y , Δ_z }. Warunek CFL (Courant-Friedrichs-Lewy) stanowi kryterium stabilności pozwalające na określenie maksymalnego, dopuszczalnego kroku czasowego Δ_t przy założeniu konstrukcji siatki różnicowej { Δ_x , Δ_y , Δ_z }. Dla modeli trójwymiarowych przyjmuje on postać [117, 166, 186, 208]

$$\Delta_{t} \leq \frac{1}{c_{0}\sqrt{\frac{1}{\Delta_{x}^{2}} + \frac{1}{\Delta_{y}^{2}} + \frac{1}{\Delta_{z}^{2}}}}.$$
(4.54)

Dla siatki regularnej, spełniającej warunek (4.1) otrzymuje się zależność

$$\Delta_t \le \frac{\Delta}{c_0 \sqrt{D}}, \qquad (4.55)$$

przy czym D oznacza wymiar modelu.

4.3.2. Wydajność algorytmów

Wybór procedury rozwiązania równania macierzowego (4.27) przesądza o wypadkowych możliwościach opracowanego algorytmu FDFD. Przyjęte metody (BiCGStab i GMRES(m)) należą do grupy metod przestrzeni Kryłowa ze zmienną bazą. Przy wyborze metod rozwiązywania równania (4.27) uwzględniono dwa czynniki. Możliwość wyznaczenia rozkładu pola dla konstruowanych modeli rozumiana jako zbieżność procedury iteracyjnego obliczania rozwiązania równania (4.27).

Do oceny zbieżności algorytmu przyjęto liczbę iteracji n_{\max} wymaganych do uzyskania zakładanej wartości normy euklidesowej wektora residualnego

$$\left\| \underline{\mathbf{r}} \right\|_{2} = \left\| \underline{\mathbf{b}} - \underline{\mathbf{A}} \cdot \underline{\mathbf{e}} \right\|_{2}, \quad \left\| \underline{\mathbf{r}} \right\|_{2} = f(n), \quad n = 1, \dots, n_{\max}, \quad (4.56)$$

z uwzględnieniem przyjętej wartości granicznej determinującej zakończenie obliczeń. W ocenie właściwości algorytmów rozpatrzono również przebieg charakterystyki wartości normy $||\mathbf{r}||_2$ w zależności od numeru iteracji.

2) Wymagania związane z realizacją numeryczną algorytmu. Uwzględniono przy tym czas wykonywania obliczeń oraz rozmiar przetwarzanych danych.

Uwzględnienie pierwszego czynnika wynika przede wszystkim z właściwości macierzy <u>A</u>. Zgodnie z teorią, zbieżność algorytmu iteracyjnego zależy od rozkładu wartości własnych, przy czym rozwiązanie zagadnienia złożonego z N_{DOF} niewiadomych uzyskuje się co najwyżej po N_{DOF} iteracjach (przy założeniu obliczeń z użyciem dokładnej arytmetyki). Rozkład wartości własnych macierzy <u>A</u> oraz wybór wartości inicjującej algorytm <u>e</u>₀ przekłada się na zbieżność algorytmów.

Na rysunkach 4.8–4.10 przedstawiono przykładowe charakterystyki zbieżności algorytmu $||\mathbf{r}||_2 = f(n)$ dla trzech modeli o różnej liczbie stopni swobody $N_{\text{DOF}} \in \{3321; 7381; 26085\}$, przy ustalonej tolerancji min $||\mathbf{r}||_2$ wynoszącej 1·10⁻⁵.

Ze względu na zbieżność obliczeń, algorytm BiCGStab wykazuje gorsze właściwości. W wykonywanych testach charakterystyka zbieżności tego algorytmu nie wykazuje monotoniczności. Dotyczy to również najprostszych modeli z jednorodnymi parametrami materiałowymi. W wybranych wariantach modeli testowych (tj. $N_{\text{DOF}} = 26085$), algorytm BiCGStab nie zbiegał się. Natomiast sprawdzono, że w niektórych modelach, po wykonaniu zmiany wartości wektora inicjującego $\underline{\mathbf{e}}_0$ możliwe było uzyskanie zbieżności algorytmu i wyznaczenie rozwiązania. Wspomniana modyfikacja jednocześnie częściowo wpływała na charakterystykę $||\underline{\mathbf{r}}||_2 = f(n)$. Obserwowane właściwości algorytmu BiCGStab są potwierdzeniem jego ogólnych cech dyskutowanych w literaturze [9, 78, 165, 196].

Opracowana wersja algorytmu GMRES(m) wykazuje zdecydowanie lepsze właściwości ze względu na zbieżność obliczeń modeli FDFD. Na rys. 4.8–4.10 przedstawiono charakterystyki zbieżności algorytmu przy różnych wartościach restartu (m) opracowanego algorytmu GMRES(m). Wraz ze wzrostem tej wartości (tj. m), szybciej uzyskuje się rozwiązanie równania macierzowego. Większa liczba stopni swobody, przy małych wartościach współczynnika restartu powoduje początkowo niewielkie wahania zmian funkcji celu (rys. 4.9).



RYS. 4.8. Charakterystyki zmian normy wektora residualnego przy obliczeniach z wykorzystaniem BiCGStab oraz GMRES(m) dla modelu N_{nor} = 3321



RYS. 4.9. Charakterystyki zbieżności algorytmu z wykorzystaniem BiCGStab oraz GMRES(m) dla N_{DDF} = 7381


RYS. 4.10. Charakterystyki zmian normy wektora residualnego przy obliczeniach z wykorzystaniem GMRES(m) dla N_{nor} = 26085

Powyższe charakterystyki są potwierdzeniem właściwości GMRES(m). Właściwy dobór wartości restartu algorytmu powoduje szybszą jego zbieżność. Przykładowo, obliczenia dla GMRES(25) nie zawsze skutkowały mniejszą liczbą iteracji niż przy GMRES(20), (rys. 4.9).

4.3.3. Wymagania algorytmów

W obu metodach (FDTD, FDFD) wyznaczane jest rozwiązanie zagadnienia polowego przez zastosowanie dobranej różnicowej aproksymacji równań Maxwella w postaci równań różnicowych. Obie metody umożliwiają modelowanie obszarów o złożonej geometrii, najlepiej wpisującej się w kartezjański układ współrzędnych. Metoda FDFD jest stabilna. Cechą konstrukcji metody FDFD jest wykorzystanie rachunku macierzowego przy uwzględnieniu zapisu zespolonego. Obliczenia przeprowadzane są po dokonaniu transformacji równań (3.19)–(3.24) do dziedziny częstotliwości [26, 120].

Na rys. 4.11 przedstawiono zależność pomiędzy rozmiarem modelu a wielkością zapisywanych danych (z_d). Charakterystyki przedstawiają wymagany rozmiar pamięci dla samego modelu opracowanego przy użyciu algorytmu FDFD oraz wymagania, co do wielkości zapisu danych z wykorzystaniem zarówno BiCGStab, jak również GMRES(m). Niezależnie od liczby stopni swobody rozpatrywanego modelu, wielkość zapisywanych danych jest porównywalna dla modelu z BiCGStab i GMRES(10). Wraz ze wzrostem parametru opisywanego jako restart algorytmu znacznie powiększa się wielkość zapisywanych danych.



RYS. 4.11. Zestawienie wymagań zapisu modelu przy stosowaniu wybranych algorytmów

Porównanie zależności $z_{\rm d}$ względem ilości stopni swobody w przypadku dwóch omawianych metod różnicowych przedstawiono na rys. 4.12. Najmniejszy rozmiar zapisywanych danych występuje w przypadku metody FDFD przy założeniu, że rozpatrywany model złożony jest z siatki równomiernej. Przy analizie metody FDTD, siatka adaptowana wymaga zwiększenia wielkości modelu o 0,5 dekady. Kolejnym analizowanym parametrem dotyczącym wymagań opracowanego algorytmu FDFD był czas obliczeń. Na szybkość obliczeń numerycznych, istotny wpływ mają parametry techniczne komputera i architektura systemu operacyjnego. W celu sprawdzenia czasu obliczeń potrzebnego do wyznaczenia rozkładu pola posłużono się trzema jednostkami liczącymi (tabela 4.1).



RYS. 4.12. Porównanie wymagań zapisu modelu w przypadku dwóch metod różnicowych rozwiązania równania macierzowego (4.27)

Wyszczególnienie	System operacyjny	Pamięć RAM [GB]	Liczba procesorów	Typ procesorów	Typ systemu operacyjnego
Komputer A	Windows XP	2,0	2	Intel [®] Core [™] 2 CPU 6320 @ 1,86 GHz 1,87 GHz	32-bitowy
Komputer B	Windows 7 Professional	2,0	4	Intel [®] Core [™] i3 CPU 530 @ 2,93 GHz 2,93 GHz	32-bitowy
Komputer C	Windows 7 Professional	24,0	12	Intel [®] Core [™] i7 CPU 970 @ 3,20 GHz 3,19 GHz	64-bitowy

TABELA 4.1. Zestawienie podstawowych parametrów stosowanych komputerów

Na rys. 4.13 przedstawiono wpływ liczby stopni swobody N_{DOF} na czas obliczeń z użyciem opracowanego algorytmu FDFD (stosowany algorytm BiCGStab). Najdłuższy czas uzyskano na komputerze A, gdzie nawet dla małych modeli czas obliczeń był ponad 10-krotnie niż przy stosowaniu komputera B. Obliczenia algorytmu na jednostce zawierającej 12 procesorów (komputer C) trwały znacznie krócej niż na komputerze z 4 procesorami. Niezależnie od parametrów komputera wzrost liczby stopni swobody wydłuża czas obliczeń. Zauważalny jest przy tym szybszy przyrost charakterystyki czasu obliczeń dla zagadnień, w których $N_{\text{DOF}} > 6000$. Związane jest to z problemem uzyskania zbieżności w wyniku zastosowania algorytmu BiCGStab, mniejsza liczba zaangażowanych w proces wyznaczania rozwiązania procesorów skutkuje 60% wydłużeniem czasu już przy 8000 stopni swobody.

Porównano również czas obliczania równania macierzowego (4.27) opracowanym algorytmem FDFD z zastosowaniem GMRES(m), (rys. 4.14). Na komputerze A, przy $N_{\text{DOF}} > 7000$ czas potrzebny na wyznaczenie rozwiązania przy GMRES(5) jest porównywalny z czasem uzyskanym dla GMRES(30). Natomiast jednostka obliczeniowa oznaczona jako komputer C wykazywała odmienną zależność. Przy liczbie stopni swobody $N_{\text{DOF}} < 1000$ czas obliczania równania macierzowego (4.27) dla GMRES(5) był zbieżny z czasem przy parametrze GMRES(25).

W przypadku opracowanego algorytmu z wykorzystaniem GMRES(m) następuje szybszy wzrost czasu przy $N_{\text{DOF}} > 10000$. W porównaniu z czasem obliczeń uzyskanym przy zastosowaniu algorytmu BiCGStab, charakterystyki otrzymane dla GMRES(m) mają praktycznie liniowy przebieg. Na podstawie wykonanych testów stwierdzono, że duże znaczenie odgrywa odpowiedni dobór parametru m dla algorytmu GMRES(m) w celu uzyskania lepszej wydajności i zbieżności procedury iteracyjnej (rys. 4.14).



RYS. 4.13. Porównanie zależności pomiędzy czasem obliczeń przy wykorzystaniu BiCGStab a liczbą stopni swobody



RYS. 4.14. Porównanie czasu obliczeń algorytmu z GMRES(m) na trzech jednostkach obliczeniowych

4.3.4. Analiza wyników modeli

W celu weryfikacji poprawności wyników otrzymanych przy użyciu opracowanego schematu FDFD do analizy zastosowano modele symetryczne i asymetryczne o zróżnicowanej konstrukcji i strukturze materiałowej, przy uwzględnieniu:

- materiałów jednorodnych w ujęciu makroskopowym: beton, gazobeton;
- materiałów niejednorodnych, złożonych z dodatkowych elementów, tj. zbrojenie, czy otwory.

Pierwszym poddanym analizie modelem był układ analizy o wymiarach 0.7×0.9 m, w który wpisano słup wykonany z betonu. Rozpatrywano trzy przypadki:

- m01a: słup o wymiarach $0,18 \times 0,18$ m, pokryty warstwą tynku (0,01 m) (rys. 4.15a);
- m01b: słup o wymiarach $0,2 \times 0,2$ m wykonany z betonu, bez tynku (rys. 4.15b);
- m01c: słup o wymiarach 0,2 × 0,2 m wykonany z betonu wraz z czterema prętami zbrojeniowymi (d = 0,01 m) (rys. 4.15c).

W rozpatrywanych układach działa punktowe źródło pola elektromagnetycznego o przebiegu harmonicznym (4.17), f = 2,4 GHz przy czym $E_0 = 1$ V/m. W modelu opracowanym metodą różnicową w dziedzinie częstotliwości na granicy obszaru Γ_0 przyjęto warunki absorpcyjne Mura pierwszego rzędu [122], (rys. 4.4).



RYS. 4.15. Geometria opracowanych modeli, stosowanych przy obliczeniach układów z różnymi materiałami: (a) słup z betonu z warstwą tynku (m01a), (b) słup z betonu (m01b), (c) słup z betonu wraz ze zbrojeniem (m01c)

W obliczeniach przyjęto typowe wartości parametrów elektrycznych materiałów (rozdz. 2.1.1):

- beton: $\varepsilon_r' = 6 \text{ oraz } \sigma = 0,00195 \text{ S/m};$
- tynk: $\varepsilon_r = 2,02 \text{ oraz } \sigma = 0 \text{ S/m};$
- zbrojenie: parametry opisujące stal [184].

Na początku dokonano wstępnej oceny wpływu rodzaju przyjętej siatki na rozkład natężenia pola elektrycznego. W tym celu posłużono się modelem ze słupem wykonanym z jednorodnego materiału – betonu (m01b), w który wpisano trzy rodzaje siatek różnicowych (rys. 4.16). Zastosowano siatkę równomierną (si1) przez przyjęcie komórki Yee o wymiarach $\Delta_x \times \Delta_y = 5 \times 5$ mm, co odpowiadało 25521 stopniom swobody (rys. 4.16a). Siatka adaptacyjna (si2) była miejscowo zagęszczona, co spowodowało zmniejszenie liczby węzłów $N_{\text{DOF}} = 10101$ (rys. 4.16b). Trzeci wariant siatki (si3) złożony był z komórek Yee, które były symetrycznie skalowane względem słupa. Przyczyniło się to do zmniejszenia liczby niewiadomych w modelu $N_{\text{DOF}} = 10556$ przy zachowaniu warunków konstrukcji siatki (rys. 4.16c).



RYS. 4.16. Analizowane w FDFD rodzaje siatek różnicowych: (a) równomierna (si1), (b) adaptacyjna w wybranych obszarach (si2), (c) adaptacyjna ze skalowaniem (si3)

Na rys. 4.17 zestawiono rozkłady natężenia pola elektrycznego wyznaczone w dyskutowanych układach z użyciem schematu częstotliwościowego.

Porównanie wartości natężenia pola w całym obszarze analizy w zależności od przyjętego rodzaju siatki wykazało niewielkie różnice jedynie wewnątrz konstrukcji słupa i bliskiej jego strefie do 0,6 m. Przedstawione na rys. 4.18 charakterystyki uzyskano dla dwóch prostych y = 0,45 m oraz y = 0,8 m. W przypadku siatki si2, zauważono nieznaczne przesunięcia charakterystyk w okolicy słupa. Jest to spowodowane gęstością siatki na granicy ośrodków beton – powietrze. Stopniowe zwiększanie rozmiaru oczek, jak w przypadku siatki si3 nie powoduje takich efektów i charakterystyki są zbieżne z wynikami uzyskanymi dla gęstej siatki (si1). Należy zwrócić uwagę, że w pozostałym obszarze wartości natężenia pola są zbliżone, co w makroskopowym podejściu uzasadnia możliwość stosowania siatek adaptacyjnych. Dzięki takiemu rozwiązaniu, które pozwala na ograniczenie zasobów pamięci dla zapisywanych macierzy również możliwe jest modelowanie obszarów wielkiej skali przy zachowaniu warunków tworzenia siatki.



RYS. 4.17. Porównanie rozkładów pola elektrycznego wyznaczonych przy użyciu programu FDFD, dla trzech rodzajów siatek różnicowych dla m01b: (a) równomierna (si1), (b) adaptacyjna (si2), (c) adaptacyjna ze skalowaniem (si3)



RYS. 4.18. Charakterystyki wyznaczone dla rozpatrywanych wariantów siatek wzdłuż prostej: (a) y = 0.45 m, (b) y = 0.8 m

Na rys. 4.19–4.20 porównano rozkłady natężenia pola zarówno dla modelu ze słupem (m01b), jak również z konstrukcją ze zbrojeniem (m01c) przy zmienności rodzaju siatki. Analiza wykazała, że najbardziej zbliżone wartości pola otrzymano przy przyjęciu siatki si1 oraz si3. W dalszej części tego rozdziału wszystkie zaprezentowane wyniki analizy były wykonywane przy założeniu rozmiaru siatki równomiernej si1.

Weryfikacja wyników uzyskanych opracowanym schematem FDFD została wykonana przy użyciu algorytmu FDTD oraz FEM. Każda z metod wymaga przyjęcia odpowiednich założeń dotyczących m.in. warunków brzegowych, źródła pola, czy rozmiaru siatki.



RYS. 4.19. Dwuwymiarowy rozkład natężenia pola w modelu m01b obliczony dla siatki różnicowej: (a) równomiernej (si1), (b) adaptacyjnej (si2), (c) adaptacyjnej ze skalowaniem (si3)



RYS. 4.20. Dwuwymiarowy rozkład pola elektrycznego dla modelu ze zbrojeniem (m01c) wyznaczony dla trzech rodzajów siatki różnicowej: (a) si1, (b) si2, (c) si3

Zarówno w metodzie różnicowej w dziedzinie czasu, jak i w FEM warunki brzegowe stanowiły dodatkową warstwę PML o grubości 0,2 m (rys. 4.21). W każdym z układów modelowano punktowe źródło pola elektromagnetycznego o przebiegu harmonicznym

$$\boldsymbol{e}(t) = E_0 \sin(2\pi f t) \, \mathbf{1}_z \, \mathbf{1}_t, \tag{4.57}$$

przy czym $E_0 = 1$ V/m, zaś f = 2,4 GHz.

W metodzie FDTD na całym obszarze zastosowano siatkę równomierną poprzez przyjęcie komórki Yee o wymiarach $\Delta_x \times \Delta_y = 1 \times 1$ mm, co gwarantowało spełnienie warunku (4.53). Natomiast w metodzie FEM było możliwe modelowanie siatki miejscami zagęszczonej oraz złożonej nie tylko z prostokątnych oczek (rys. 4.21), [54].



RYS. 4.21. Warianty siatek stosowanych przy weryfikacji wyników metodą FEM: (a) siatka zagęszczona, (b) siatka zbliżona do przyjętej w FDFD

Na rys. 4.22–4.24 przedstawiono rozkłady natężenia pola elektrycznego wyznaczone za pomocą trzech metod (FDTD, FDFD oraz FEM). Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu umożliwia otrzymanie chwilowych obrazów pola. Z tego powodu było konieczne opracowanie dodatkowego algorytmu i na jego podstawie przygotowanie oprogramowania w języku C++. Celem algorytmu było wyznaczenie mapy opisującej wartości maksymalne pola w wyniku przetworzenia sekwencji chwilowych rozkładów pola obliczonych w równych odstępach czasu. Sformułowany algorytm i opracowane narzędzie programistyczne do wyznaczania obwiedni pola pozwoliło na porównanie tych wyników z metodami FDFD oraz FEM. W dalszej części pracy również stosowano ten algorytm (rozdz. 5 i 6).



RYS. 4.22. Porównanie rozkładów natężenia pola dla modelu słupa z betonu wraz z tynkiem (m01a) wyznaczonych za pomocą metody: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM

Porównując wszystkie rozpatrywane modele (m01a, m01b, m01c) stwierdzono, że występują niewielkie różnice w wartościach natężenia pola względem trzech metod (maksymalnie do 15%). Wspomniane zmiany są widoczne wewnątrz analizowanej konstrukcji słupa. W ramach każdego modelu zachowany jest układ maksimów i minimów obrazujący zachodzące zjawiska falowe podczas propagacji fali.



RYS. 4.23. Wyznaczone rozkłady natężenia pola elektrycznego dla modelu słupa wykonanego z betonu (m01b) metodą: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM



RYS. 4.24. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w obszarze ze słupem z betonu wraz ze zbrojeniem (m01c): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM

Można przyjąć, że każda z rozpatrywanych trzech metod jest odpowiednia do analizy rozkładu pola wewnątrz pomieszczeń zawierających złożone konstrukcje budowlane. Jednak przed przygotowywaniem modelu do analizy należy wcześniej rozważyć właściwości wybranej metody, możliwość modelowania m.in. warunków brzegowych oraz źródła pola.

Charakterystyki prezentowane na rysunkach 4.25–4.27 wyznaczono dla wartości obserwowanych w płaszczyźnie *XY*, wzdłuż przykładowych dwóch prostych równoległych do osi *Ox*, tj. y = 0,45 m (środek układu); y = 0,6 m. Wykresy prezentują porównanie wartości uzyskanych trzema metodami.



RYS. 4.25. Rozkład składowej E_z w modelu zawierającym słup z betonu (m01b), wzdłuż prostej y = 0.45 m



RYS. 4.26. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu z konstrukcją słupa ze zbrojeniem (m01c), wzdłuż prostej y = 0,45 m

Porównanie wartości natężenia pola w przypadku analizy trzema metodami wykazało, że występują nieznaczne rozbieżności wewnątrz słupa i w bliskiej odległości od niego (do 0,6 m). Natomiast rozpatrywane wartości przy analizie bezpośrednio za słupem, wzdłuż prostej y = 0,6 m wskazują, że uzyskany rozkład pola jest zbieżny dla trzech metod analizy. Zaobserwowane różnice w wartościach wynikają głównie z:

- właściwości stosowanych metod;
- różnych warunków brzegowych zastosowanych przy modelowaniu układów;
- rozmiaru siatki, sposobu jej adaptowalności;
- rzędu stosowanych elementów, co wpływa na błąd przybliżeń.

Wskazane rozbieżności są akceptowalne i mieszczą się w ramach różnorodności stosowanych metod.



RYS. 4.27. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu m01b, wzdłuż prostej y = 0,6 m Na rys. 4.28–4.30 przedstawiono wyniki analizy wpływu konstrukcji słupa na wartości natężenia pola. Porównanie charakterystyk uzyskanych wzdłuż prostej y = 0,45 m pokazuje, m.in. istotę zjawisk fizycznych zachodzących na granicy ośrodków. Na skutek licznych odbić wewnątrz konstrukcji uwzględniającej zbrojenie powoduje, iż najwyższe wartości natężenia pola uzyskano w modelu m01c. Jednakże wskazana złożona struktura słupa skutkuje gwałtownym chwilowym obniżeniem wartości w jego bliskiej odległości do 0,02 m (rys. 4.28–4.29). Bardziej równomierny rozkład natężenia pola uzyskano wzdłuż prostej y = 0,8 m (rys. 4.30).



RYS. 4.28. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych opracowanym programem FDFD dla trzech konstrukcji słupa, wzdłuż prostej y = 0,45 m



RYS. 4.29. Charakterystyki wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczone metodą FDFD dla trzech wariantów słupa, wzdłuż prostej *y* = 0,6 m



RYS. 4.30. Wyznaczone wartości natężenia pola elektrycznego dla trzech modeli słupa, wzdłuż prostej y = 0,8 m

Drugim rozpatrywanym modelem był niesymetryczny układ złożony z dwóch prostopadłych ścian. Wymiary i geometrię modelu przedstawiono na rys. 4.31a. Analizie poddano trzy warianty, różniące się konstrukcją ściany równoległej do osi *Ox*:

- m02a: ściana wykonana z jednorodnego materiału (betonu);
- m02b: ściana betonowa z powietrznymi drążeniami o wymiarach $0,04 \times 0,03$ m;
- m02c: ściana betonowa z drążeniami o wymiarach $0,02 \times 0,03$ m.

Modyfikowana ściana była opisana parametrami elektrycznymi betonu przyjętymi w poprzednim modelu (m01). Natomiast gazobeton modelowano przyjmując, że $\varepsilon_r^2 = 2,25$ oraz $\sigma = 0$ S/m.



RYS. 4.31. Geometria modelu asymetrycznego m02 oraz przyjęte warunki w metodzie: (a) FDFD, (b) FEM

Do analizy tego zagadnienia przyjęto wcześniej omawiane przy modelu m01 założenia dotyczące zarówno źródła pola, warunków brzegowych, jak też rozmiaru komórek Yee. W modelach tworzonych na potrzeby metod różnicowych zastosowano siatkę równomierną (dla FDFD przedstawioną na rys. 4.16a). Przez zwiększenie obszaru analizy liczba stopni swobody wzrosła do 26085.

Na rys. 4.32–4.37 przedstawiono rozkłady natężenia pola elektrycznego wyznaczone za pomocą rozpatrywanych metod (FDTD, FDFD oraz FEM). Porównując wszystkie rozpatrywane modele asymetryczne (m02a, m02b, m02c) zauważono, że pojawiające się lokalnie różnice w wartościach natężenia pola podobnie, jak w modelach symetrycznych (m01), są rzędu 15%. Największe zmiany zaobserwowano przy porównaniu wyników metod różnicowych (FDFD, FDTD) z metodą elementów skończonych (FEM). Najbardziej widoczne różnice stwierdzono dla modelu ze ścianami wykonanymi z jednorodnych materiałów (m02a), (rys. 4.36). Głównym powodem lokalnych rozbieżności był różny sposób odwzorowania warunków brzegowych zagadnień otwartych oraz konstrukcja siatki w obszarach z materiałami niejednorodnymi.



RYS. 4.32. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu ze ścianą poziomą wykonaną z jednorodnego materiału (m02a): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM



RYS. 4.33. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu ze ścianą poziomą wykonaną z betonu wraz z drążeniami (m02b): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM



RYS. 4.34. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu m02c: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM

Charakterystyki prezentowane na rys. 4.35–4.37 wyznaczono dla wartości obserwowanych w płaszczyźnie XY, wzdłuż przykładowych dwóch prostych równoległych do osi Ox, tj. y = 0,1 m oraz y = 0,82 m. Wykresy prezentują porównanie wartości uzyskanych trzema metodami. Porównanie wartości natężenia pola w przypadku analizy trzema metodami dla prostej y = 0,82 m wykazało, że niezależnie od rodzaju konstrukcji ściany występują nieznaczne rozbieżności wewnątrz ściany z gazobetonu (rys. 4.35, 4.36). Najbardziej zbliżone wyniki rozkładu natężenia pola uzyskano metodami różnicowymi. Natomiast charakterystyki uzyskane metodą FEM różniły się od rozkładów pola elektrycznego wyznaczonego metodami FDFD i FDTD głównie w obszarze bliskim przypisanym warunkom brzegowym. Porównanie wartości pola elektrycznego uzyskanych trzema metodami wzdłuż prostej y = 0,1 m, wykazało rozbieżności rzędu 80% (rys. 4.37). Należy zaznaczyć, że taka rozbieżność dotyczy małych wartości natężenia pola. Jednak istotne jest, że rozpatrywanymi metodami uzyskuje się jakościowo zbliżone rozkłady pola. Różnice wartości występują między metodami różnicowymi (FDFD i FDTD) a metodą elementów skończonych (FEM).

Przyjęte, różne warunki brzegowe także mają odzwierciedlenie w uzyskanych rozkładach pola. Jednakże w obu metodach (FDTD, FEM) przyjęto takie same warunki PML. Porównując rezultaty uzyskane przy weryfikacji wyników za pomocą modelu z symetrycznym słupem (m01) oraz układu z niesymetrycznym rozkładem ścian można jednoznacznie stwierdzić, że natura opisu warunków brzegowych wpływa na bliskie sąsiedztwo struktury materiałowej. W modelu symetrycznym, gdzie umiejscowienie słupa było w znacznej odległości od krawędzi modelu zaobserwowano mniejsze rozbieżności w rozkładzie natężenia pola z błędem rzędu 15%. Do najważniejszych przyczyn występujących różnic można zaliczyć:

- modelowanie różnych warunków brzegowych;
- inna konstrukcja siatki w przypadku metod różnicowych i FEM;
- rząd stosowanych elementów FEM oraz rząd przyjętych przybliżeń różnicowych w FDFD i FDTD.



RYS. 4.35. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych trzema metodami dla modelu m02a, wzdłuż prostej y = 0,82 m



RYS. 4.36. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych trzema metodami dla modelu m02b, wzdłuż prostej y = 0,82 m



RYS. 4.37. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu ze ścianami z jednorodnego materiału (m02a), wzdłuż prostej y = 0,1 m

Na rys. 4.38–4.39 przedstawiono wyniki analizy wpływu konstrukcji ściany poziomej na wartości natężenia pola wyznaczone dla wartości obserwowanych wzdłuż przykładowych dwóch prostych równoległych do osi Ox, tj. y = 0,1 m; y = 0,82 m dla trzech rozpatrywanych wariantów układu asymetrycznego.

Propagacja fali elektromagnetycznej w obszarze ściany z drążeniami ma złożony charakter. Porowatość betonu w sensie elektromagnetycznym wpływa na pojawianie się wielokrotnych odbić na granicy powietrze – beton. Liczba i wielkość otworów występujących w strukturze ściany skutkuje szczególnie zmianą obrazu pola w obszarze bliskim za ścianą. Lokalna zmiana prędkości fali przy przechodzeniu przez kolejne obszary powietrza i betonu znajduje odzwierciedlenie w wartościach pola elektrycznego i występowaniu interferencji. Ze względu na większy rozmiar drążeń i powierzchni granicznych wskazany efekt jest szczególnie widoczny przy ocenie zjawisk występujących za ścianą w modelu m02b (rys. 4.33).

Efekty odbić fali od ściany, powodujące powstawanie chwilowych minimów i maksimów są szczególnie widoczne w odległości 0,3 m przed ścianą i względem modelu wykonanego z jednorodnych ścian są rzędu do 40% (4.38). Wskazane zjawiska falowe znajdują odzwierciedlenie przy analizie wzdłuż prostej y = 0,82 m. Stratność materiału powoduje, że przy przechodzeniu fali przez dielektryk dominującą rolę odgrywa zjawisko tłumienia fali. Natomiast porowatość ośrodka w ujęciu elektromagnetycznym skutkuje tym, że propagująca fala elektromagnetyczna doznaje wielokrotnych odbić i ugięć przy względnie małym tłumieniu, co wpływa na lokalnie nieznacznie wyższe wartości za ścianą.



RYS. 4.38. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczonych dla trzech wariantów modelu asymetrycznego, wzdłuż prostej y = 0,1 m



RYS. 4.39. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczonych dla trzech wariantów modelu asymetrycznego, wzdłuż prostej *y* = 0,82 m

4.4. Podsumowanie

Ze względu na sformułowanie, opracowany algorytm częstotliwościowy FDFD prowadzi do bezpośredniego wyznaczenia rozkładu pola w stanie ustalonym, przy występowaniu harmonicznych źródeł pola. Algorytm FDFD jest schematem niejawnym, ale bezwarunkowo stabilnym. Głównym ograniczeniem w jego realizacji jest konstrukcja i wykonywanie obliczeń modeli opisanych w dziedzinie liczb zespolonych.

Natomiast algorytm czasowy (FDTD) jest schematem jawnym, w którym reprezentacja modelu sprowadza się do macierzowego opisu rozmieszczenia materiałów w obszarze modelu. Zbiór ten jest sekwencyjnie przeszukiwany w każdym kroku schematu czasowego. Obliczana wartość pola jest kombinacją liniową odpowiednich czynników, wyznaczonych we wcześniejszych iteracjach po czasie. Wyznaczenie wartości pola przy użyciu schematu FDTD wymaga na wstępie obliczenia stanu nieustalonego. Do wyznaczenia rozkładu amplitudy natężenia pola (tzw. obwiedni) konieczne jest również wykonanie sekwencji obliczeń w dziedzinie czasu po osiągnięciu stanu ustalonego.

Prezentowane sformułowania algorytmu różnicowego, częstotliwościowe oraz czasowe pozwalają na określenie rozkładu pola w układach z materiałami budowlanymi. Scharakteryzowane metody pozwalają na analizę złożonych struktur o dowolnym rozkładzie materiałów, przy uwzględnieniu możliwości wpisania w geometrię oczek siatki. Przy wyborze sformułowania algorytmu konieczne jest uwzględnienie jego właściwości, w tym związanych z konstrukcją modeli, oraz ich zasad realizacji.

Na błędy obliczeń z użyciem metody różnicowej mają wpływ następujące czynniki:

- rozmiar oczek siatki dyskretyzującej obszar, gdzie rozwiązanie jest przybliżane za pomocą funkcji liniowych;
- konstrukcja siatki dyskretyzującej obszar, w tym możliwe lokalne zmiany jej rozkładu powiązane ze zmianą wielkości oczek;
- ograniczenia metody wynikające z warunku stosowania siatki prostopadłościennej (prostokątnej), co prowadzi do mniej dokładnego odwzorowania powierzchni nieregularnych, np. powierzchni zaokrąglonych;
- 4) uproszczenie odwzorowania rzeczywistego modelu [84, 122];
- 5) niedoskonałe ograniczenie przestrzeni za pomocą absorpcyjnych warunków brzegowych, które w przypadku warunków brzegowych Mura wymaga użycia przybliżeń różnicowych rzędu pierwszego; w konsekwencji wypadkowy rząd przybliżeń w modelu podlega lokalnym zmianom.

5. Rozkład pola elektromagnetycznego w pobliżu ścian budowlanych

Ze względu na konstrukcję ścian i strukturę materiałów osobnej analizie poddano zjawiska występujące przy propagacji fal elektromagnetycznych w układach z:

- materiałami jednorodnymi w ujęciu makroskopowym: beton, gazobeton, cegła pełna;
- materiałami niejednorodnymi, których budowa wymaga uwzględnienia układu składników o zróżnicowanych właściwościach elektrycznych: żelbet, cegła drążona.

Przyjęta klasyfikacja materiałów wynika z relacji wielkości elementów składowych materiałów w odniesieniu do długości propagującej fali elektromagnetycznej.

Wykonane prace miały na celu wyznaczenie rozkładu pola elektromagnetycznego oraz ocenę zjawisk zachodzących w układach modelowych. Określono wpływ głównych parametrów elektrycznych i struktury wewnętrznej materiałów budowlanych na rozkład pola przy częstotliwościach stosowanych w sieciach bezprzewodowych.

5.1. Konstrukcja modeli numerycznych

Przedmiotem analizy jest układ, na który składa się ściana wykonana z wybranego materiału budowlanego. Założono, że z obu stron ściany znajduje się otwarta przestrzeń o właściwościach powietrza, pozbawiona innych elementów, które mogą zaburzać propagującą falę elektromagnetyczną i wpływać na rozkład pola w układzie. Przyjęto, że wymiary ściany w kierunku prostopadłym do kierunku propagacji fali (szerokość ściany oraz jej wysokość), są znacznie większe od długości fali ($\lambda_0 = 0,125$ m przy f = 2,4 GHz oraz $\lambda_0 = 0,06$ m dla f = 5 GHz). Z tego względu, pomijając zjawiska zachodzące na krańcach ściany, w pobliżu jej krawędzi lub na styku z inną ścianą, możliwe było:

- zastosowanie dwuwymiarowego modelu numerycznego rozpatrywanego układu;
- zredukowanie jego wielkości przez zastosowanie właściwych warunków brzegowych, w tym szczególnie warunków periodyczności rozkładu pola.

Przyjęte założenia pozwalają, zgodnie z celem, na określenie wpływu rozpatrywanych materiałów na rozkład pola elektromagnetycznego, w układzie odosobnionym, z pominięciem innych czynników.

Wymiary i ogólną konstrukcję przyjętego modelu przedstawiono na rys. 5.1.



RYS. 5.1. Geometria opracowanych modeli testowych, stosowanych przy obliczeniach układów z materiałem: (a) jednorodnym, (b) niejednorodnym (ściana betonowa ze zbrojeniem), (c) niejednorodnym (cegła klinkierowa)

Przyjęta w obliczeniach długość modelu zapewniała obserwację rozkładu natężenia pola przed ścianą i za ścianą w obszarze o wymiarze podłużnym (zgodnym z wektorem propagacji fali płaskiej) wynoszącym co najmniej 1,4 m. Analizę rozkładów pola elektrycznego oraz ilościową ocenę tłumienia fal w poszczególnych wariantach prowadzono na podstawie obserwacji max(E_z) w obszarze za ścianą. W ten sposób ocena rozkładu pola była prowadzona w obszarze, obejmującym co najmniej 10 długości fali w powietrzu. Przyjęty obszar analizy pozwalał na uwzględnienie ewentualnych deformacji w rozkładzie pola, związanych z niejednorodną strukturą rozpatrywanych materiałów oraz zmian pola w pewnej odległości od ściany.

Wymuszenie pola w układzie stanowiła harmoniczna fala płaska spolaryzowana liniowo, propagująca w kierunku zgodnym z osią Oy ($\mathbf{k} = \mathbf{1}_{y}$)

$$\mathbf{E}(x, y, t) = E_z \vec{1}_z = \sin(\omega t) \mathbf{1}(t) \vec{1}_z.$$
(5.1)

Zjawiska propagacji fal w otwartej przestrzeni zostały odwzorowane przez przyjęcie warunków absorpcyjnych PML na krawędziach prostopadłych do kierunku propagacji fali płaskiej. Absorpcję propagujących fal uzyskano przez przyjęcie warunków PML. Testy wykonane w układzie modelowym (propagacja fali w otwartej półprzestrzeni o właściwościach próżni) potwierdziły poprawność przyjętej szerokości warstwy, przy błędzie wyników nie przekraczającym 2%.

Zgodnie z przyjętymi założeniami, na powierzchniach modelu równoległych do kierunku propagacji fali przyjęte zostały warunki periodyczne gwarantujące rozwinięcie obszaru i powtarzalność (okresowość) rozkładu pola. Ze względu na poprawne odwzorowanie warunków okresowych, dostosowaniu podlegały wymiary poprzeczne oraz struktura wewnętrzna tworzonych modeli. Uwzględniano przy tym wymiary elementów konstrukcyjnych oraz budowę ścian, wyróżniając przy tym trzy warianty.

- Wariant pierwszy (rys. 5.1a), w którym wewnątrz obszaru Ω_s występuje materiał homogeniczny pod względem budowy wewnętrznej i zakładanych właściwości materiałowych (tzn. beton, beton komórkowy lub cegła pełna). Grubość ściany *b* przyjmuje odpowiednio wartości 0,12 m lub 0,24 m. Ze względu na jednorodność struktury materiałowej, szerokość obszaru całego modelu mierzona wzdłuż osi *Ox* może przyjmować dowolne wartości. W wykonywanych obliczeniach założono, że szerokość modelu wynosi 0,75 m (rozdz. 5.3–5.5).
- Wariant drugi (rys. 5.1b), w którym głównym materiałem konstrukcyjnym pozostaje beton o jednorodnych właściwościach materiałowych. W celu wzmocnienia konstrukcji, w równych odstępach w betonie umieszczono pręty zbrojenia. Oznacza to, że w obszarze nieidealnego dielektryka znajdują się pręty przewodnika o średnicy ponad dziesięciokrotnie mniejszej niż długość propagującej fali. Rozpatrywano dwa warianty powszechnie stosowanego rozstawu prętów, L = 0,1 m oraz L = 0,2 m (rozdz. 5.6.1). Przy wpisaniu warunków symetrii rozkładu pola na krawędziach pionowych modelu, szerokość całego obszaru odpowiadała rozstawowi prętów L. Do opisania właściwości elektrycznych materiału zbrojenia przyjęto warunki odpowiadające idealnemu przewodnikowi (PEC).
- Wariant trzeci (rys. 5.1c), w którym występuje zróżnicowanie właściwości materiałowych składników, przy zachowaniu ich drobnoziarnistego, periodycznego rozkładu. Wariant ten dotyczy ścian z cegieł pionowo drążonych. Ogólna konstrukcja modelu pozostaje taka sama jak w pierwszym wariancie. Szerokość obszaru ściany $\Omega_{\rm s}$ oraz całego modelu podlega jednak ścisłym ograniczeniom. W celu zachowania warunku periodyczności struktury materiałowej wymiar poprzeczny modelu musi być wielokrotnością szerokości cegły. W prowadzonych obliczeniach rozpatrywano układ o szerokości trzech cegieł, stąd szerokość całego modelu wynosi 0,75 m. Na rys. 5.1c przedstawiono najbardziej złożony, jeden z czterech analizowanych wariantów budowy ściany (rozdz. 5.5).

Obszar rozpatrywanych modeli podlegał dyskretyzacji przez wpisanie równomiernej siatki komórek Yee. Ze względu na ograniczenia czasowe i możliwości stosowanych programów, maksymalny liniowy rozmiar komórki Yee wynosił co najwyżej $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667$ mm. Przy przyjętej rozdzielczości siatki różnicowej, zjawiska falowe na odcinku jednej długości fali w powietrzu (λ_p) były modelowane za pomocą 75 komórek (przy f = 2,4 GHz). Odpowiednio, przy częstotliwości pobudzenia wynoszącej 5 GHz, numeryczne przybliżenie rozkładu pola w powietrzu było modelowane przy zastosowaniu 36 komórek.

Obliczenia rozkładu pola wykonano z zastosowaniem oprogramowania Meep [132], bazującego na metodzie różnic skończonych w dziedzinie czasu (FDTD), (rozdz. 4.2).

5.2. Rozwiązanie analityczne

W przypadku ścian o jednorodnej strukturze materiałowej, przy prostopadłym padaniu fali na granicę ośrodków, opis zachodzących zjawisk odpowiada klasycznemu zagadnieniu propagacji fali płaskiej w otwartej przestrzeni i jej oddziaływaniu z płytą wykonaną z dielektryka [120, 130]. Ze względu na harmoniczną zależność pól od czasu, wektory pola elektrycznego fali padającej E_{1+} , przechodzącej $E_{\pm}^{'}$ i odbitej E_{1-} zapisane są w postaci zespolonej. Układ testowy z rys. 5.1 sprowadza się do modelu warstwowego jednowymiarowego (rys. 5.2), w którym obszar jednorodnego, izotropowego dielektryka stratnego Ω_{s} o szerokości *b*, jest otoczony powietrzem. Właściwości otaczającego ośrodka są scharakteryzowane za pomocą impedancji falowej

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \,\Omega \,. \tag{5.2}$$



RYS. 5.2. Schemat układu z falą płaską padającą prostopadle na dielektryk (ścianę)

Rozpatrywane jednorodne materiały budowlane kategoryzuje się jako dielektryki nieidealne, o niskiej stratności. Uwzględniając efektywną przenikalność elektryczną dielektryka stratnego (2.4), jego impedancja falowa wyraża się wzorem

$$\underline{Z}_{s} = \sqrt{\frac{\mu}{\underline{\varepsilon}}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_{r}' - j\left(\frac{\sigma}{\omega} + \varepsilon_{r}''\right)}} = \sqrt{\frac{\mu_{0} \mu_{r}}{\varepsilon_{0} \varepsilon_{r}'}} \left(1 + j\left(\frac{\sigma + 2\pi f\left(\varepsilon_{0} \varepsilon_{r}''\right)}{2\left(2\pi f\left(\varepsilon_{0} \varepsilon_{r}'\right)\right)}\right)\right).$$
(5.3)

Przy prostopadłym padaniu fali na granicę materiałów współczynnik transmisji pola elektrycznego w obszarze Ω_2 wyraża się wzorem [130]

$$\underline{T}_{e} = \left|\underline{T}_{e}\right| = \left|\frac{\underline{E}_{2+}}{\underline{E}_{1+}}\right| = \left|\frac{\underline{T}_{e1}}{1 + \underline{\Gamma}_{1}} \frac{\underline{T}_{e2}}{\underline{e}^{-2j\underline{k}\underline{b}}}\right|,$$
(5.4)

przy czym odpowiednie współczynniki pola wynoszą

$$\underline{T}_{e1} = 1 + \underline{\Gamma}_{1} = 1 + \frac{\underline{Z}_{s} - \underline{Z}_{1}}{\underline{Z}_{s} + \underline{Z}_{1}}, \qquad (5.5)$$

$$\underline{T}_{e2} = 1 + \underline{\Gamma}_{2} = 1 + \frac{\underline{Z}_{2} - \underline{Z}_{S}}{\underline{Z}_{2} + \underline{Z}_{S}},$$
(5.6)

zaś liczba falowa opisana jest wzorem

$$\underline{k} = \left(2\pi f \sqrt{\left(\mu_{0} \ \mu_{r}\right)\left(\varepsilon_{0} \ \varepsilon_{r}\right)}\right) \left(1 - j \left(\frac{\sigma + 2\pi f\left(\varepsilon_{0} \ \varepsilon_{r}\right)}{2\left(2\pi f\left(\varepsilon_{0} \ \varepsilon_{r}\right)\right)}\right)\right).$$
(5.7)

Zależność (5.4) daje możliwość weryfikacji wyników otrzymanych przy obliczeniach numerycznych z wykorzystaniem metody FDTD lub FDFD. Jego stosowalność ogranicza się oczywiście do przypadków z materiałami izotropowymi, jednorodnymi, m.in. gazobeton, beton. Otrzymane maksymalne wartości natężenia pola elektrycznego w obszarze za ścianą są podstawą do wyznaczenia współczynnika transmisji pola bezpośrednio, na podstawie wzoru definicyjnego (5.4).

Na podstawie przedstawionych zależności analitycznych możliwe jest również określenia wartości współczynnika odbicia na granicy ośrodków Ω_1 oraz Ω_8

$$\underline{\Gamma}_{1-S} = \frac{E_{1-}}{E_{1+}} = \frac{\underline{\Gamma}_1 + \underline{\Gamma}_2 \ e^{-2j\underline{k}\underline{b}}}{1 + \underline{\Gamma}_1 \ \underline{\Gamma}_2 \ e^{-2j\underline{k}\underline{b}}},$$
(5.8)

przy czym wektory pola elektrycznego fali padającej (E_{1+}) oraz odbitej (E_{1-}) zostały wyznaczone na podstawie zapisu zespolonego [130].

W przypadku metod czasowych ocena zjawisk w obszarze Ω_2 jest wykonywana w stanie praktycznie ustalonym, po uwzględnieniu wielokrotnych odbić fali w obszarze ściany.

5.3. Analiza ścian wykonanych z betonu

5.3.1. Opis modelu fizycznego i numerycznego

Dyskusji poddano modele jednorodnych ścian (rozdz. 5.1) wykonanych z betonu zwykłego. Ze względu na grubość ściany analizowano dwa warianty:

- $1w_B$: ściana o grubości b = 0,12 m;
- $2w_B$: ściana konstrukcyjna, b = 0,24 m.

Zróżnicowanie zawartości procentowej poszczególnych składników betonu oraz zmienność wartości parametrów elektrycznych materiału powoduje, iż analizie poddano wiele wariantów. Przy uwzględnieniu dostępnych parametrów elektrycznych betonu (rozdz. 2.1.1) do analizy przyjęto wartości względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r \in \{5; 6; 7; 8\}$. Rozpatrywano również wpływ zmiany konduktywności $\sigma \in \langle 0; 0, 7 \rangle$ S/m na rozkład pola elektromagnetycznego. W tabeli 5.1 zestawiono wymiary rozpatrywanych konstrukcji w odniesieniu do długości fali w betonie λ_b . Wartość λ_b określono przy założeniu, że zastępcza wartość przenikalności elektrycznej odpowiada przypadkowi dielektryka bezstratnego ($\sigma = 0$ S/m, ε_r " = 0)

$$\lambda_{\rm b} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r / \mu_r}} \,. \tag{5.9}$$

Średnia długość drogi jaką pokonują fale elektromagnetyczne wewnątrz jednowarstwowej ściany betonowej, przy typowych wartościach parametrów elektrycznych wynosi około 2,44 λ_b przy f = 2,4 GHz oraz 5,08 λ_b przy f = 5 GHz.

Względna przenikalność elektryczna ε _r '	Grubość ściany						
	f = 2,	4 GHz	<i>f</i> = 5 GHz				
	<i>b</i> = 0,12 m	<i>b</i> = 0,24 m	<i>b</i> = 0,12 m	<i>b</i> = 0,24 m			
5	2,15 λ _b	4,29 λ _b	4,48 λ _b	8,95 λ _b			
6	2,35 λ _b	4,71 λ _b	4,90 λ _b	9,79 λ _b			
7	$2,54 \lambda_{b}$	5,08 λ _b	5,29 λ _b	10,57 λ _b			
8	2,71 λ _b	5,43 λ _b	5,66 λ _b	11,32 λ _b			

TABELA 5.1. Wymiary elektryczne rozpatrywanych modeli ścian

W tworzonym modelu liczba komórek siatki różnicowej przypadających na długość fali w dielektryku wynosiła (26; 34) przy f = 2,4 GHz lub (12; 16) przy f = 5 GHz. Niższa wartość odpowiada wartości $\varepsilon_r^2 = 8$. W przyjętej konstrukcji modelu numerycznego, rozdzielczość siatki różnicowej gwarantowała spełnienie warunku (4.52).

5.3.2. Wyniki obliczeń

Na podstawie testów określono wpływ grubości ściany oraz zmienność parametrów materiałowych betonu na wartości natężenia pola elektrycznego (rys. 5.3–5.6). Wartości max (E_z) uzyskane metodą numeryczną zostały także zweryfikowane za pomocą metody analitycznej (rozdz. 5.2). Wyniki obliczeń analitycznych zaznaczono punktami.

Analiza propagacji fali elektromagnetycznej o częstotliwości f = 2,4 GHz (rys. 5.3), przez ścianę jednowarstwową (1w_B) wykazała, że przy małej stratności dielektryka $\sigma \in \langle 0, 0, 07 \rangle$ S/m najwyższe wartości składowej E_z otrzymano przy $\varepsilon_r' = 7$, a najniższe dla próbki o $\varepsilon_r' = 8$. Natomiast wartości natężenia pola dla $\varepsilon_r' = 5$ są porównywalne z wynikami otrzymanymi przy obliczeniach modelu ze ścianą betonową przy względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r' = 6$.



RYS. 5.3. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, obliczone dla modelu 1w_B (f = 2,4 GHz)

Przy częstotliwości f = 2,4 GHz, dla ściany jednowarstwowej i przy nieznacznym tłumieniu fali elektromagnetycznej ($\sigma \le 0,04$ S/m) najniższe wartości max(E_z) zaobserwowano przy $\varepsilon_r^2 = 8$. Natomiast dla ściany dwuwarstwowej, podobna sytuacja ma miejsce przy $\varepsilon_r^2 = 6$. Przy małej stratności betonu materiał o najwyższej względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r^2 = 8$ wykazywał wzrost rejestrowanej wartości natężenia pola o ok. 35% względem modelu 1w_B. Przy niskim tłumieniu ośrodka zasadnicze znaczenie mają efekty interferencji fal powstałych na skutek propagacji fal w ośrodku niejednorodnym i związanym z tym częściowym odbiciem fal na granicy powietrze – ściana oraz ściana – powietrze.



RYS. 5.4. Zmiany względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności, przy f=2,4 GHz, obliczone dla ściany dwuwarstwowej

Na rys. 5.5–5.6 przedstawiono wyniki obliczeń otrzymane przy częstotliwości f = 5 GHz. W przypadku modelu 1w_B zauważono, iż niższa wartość względnej przenikalności elektrycznej, przy niskiej konduktywności dielektryka $\sigma \in \langle 0; 0,07 \rangle$ S/m skutkuje wyższymi względnymi wartościami rejestrowanego natężenia pola (rys. 5.5). W przypadku założenia bezstratnego materiału, wartości pola elektrycznego uzyskane dla betonu o $\varepsilon_r \in \{5; 6\}$ są wyższe o ok. 20% niż w analogicznym wariancie ściany przy niższej częstotliwości (f = 2,4 GHz). Natomiast dla betonu o $\varepsilon_r = 7$ przy wyższej częstotliwości (f = 5 GHz) natężenie pola maleje aż o ok. 40%.



RYS. 5.5. Zależność pomiędzy względną wartością składowej E_z a konduktywnością, przy f = 5 GHz wyznaczona dla modelu ściany jednowarstwowej 1w_B

Przy *f* = 5 GHz, w przypadku modelu 2w_B przy ε_r = 7 następuje wzrost wartości pola elektrycznego o ok. 30% względem wyników otrzymanych dla ściany jednowarstwowej. Przy konduktywności $\sigma \in \langle 0,07; 0,3 \rangle$ S/m charakterystyki mają przewidywalny przebieg (podobnie, jak w przypadku ściany 1w_B). Wyższe wartości względnej przenikalności elektrycznej betonu skutkują wzrostem maksymalnych wartości natężenia pola.

Porównując wyniki przedstawione na rys. 5.3 i 5.5 można stwierdzić, iż przy konduktywności większej niż 0,1 S/m wszystkie charakterystyki dla 1w_B mają podobny przebieg a zmiana częstotliwości nie wpływa na względne wartości składowej E_z . Zwiększenie stratności materiału powoduje, iż główną rolę odgrywa tłumienie fali podczas jej przejścia przez dielektryk. Efekty nakładania się fal związane z wewnętrznym odbiciem na granicy beton – powietrze stanowią mniejsze znaczenie. Wynika to ze znacznego tłumienia składowych odbitych przy przejściu przez ośrodek stratny (materiał budowlany). Należy jednak pamiętać, że zasadnicze wartości konduktywności betonu suchego zamykają się w przedziale do $\sigma < 0,1$ S/m.





Zmiany pola wynikające z dwukrotnego zwiększenia grubości ściany uzyskane przy tej samej częstotliwości zostały scharakteryzowane za pomocą współczynnika *st*₁ według zależności

$$st_{1} = \frac{\max(E_{z})(1\text{w}_{BK})}{\max(E_{z})(2\text{w}_{BK})}.$$
(5.10)

W tabelach 5.2 i 5.3 przedstawiono wyznaczone wartości współczynnika st_1 dla rozpatrywanych wariantów ścian. Na podstawie wartości współczynnika st_1 można zauważyć, iż dwukrotne zwiększenie grubości ściany, przy rozpatrywaniu ośrodków bezstratnych lub o niskiej stratności, niezależnie od częstotliwości, skutkuje niższymi wartościami natężenia pola elektrycznego.

			1			-			
σ [S/m]	0	0,002	0,01	0,031	0,05	0,0668	0,1	0,15	0,2
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 5$	1,07	1,08	1,16	1,38	1,63	1,96	2,76	4,60	7,57
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 6$	1,10	1,11	1,16	1,38	1,60	1,88	2,57	4,07	6,43
$st_1(\varepsilon_r) = 7$	1,09	1,11	1,19	1,41	1,64	1,87	2,44	3,67	5,65
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 8$	0,72	0,73	0,81	1,06	1,32	1,55	2,24	3,30	5,00

TABELA 5.2. Wartości współczynnika st, przy częstotliwości f=2,4 GHz

TABELA 5.3. Obliczone wartości współczynnika st₁ przy f = 5 GHz

σ [S/m]	0	0,002	0,01	0,031	0,05	0,0668	0,1	0,15	0,2
$st_1(\varepsilon_r) = 5$	1,03	1,05	1,15	1,43	1,77	2,05	2,72	4,67	8,00
$st_1(\varepsilon_r) = 6$	1,19	1,22	1,25	1,38	1,62	1,90	2,63	4,20	6,67
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 7$	0,77	0,80	0,89	1,15	1,44	1,67	2,42	3,88	5,88
$st_1(\varepsilon_r^2 = 8)$	1,06	1,06	1,10	1,24	1,41	1,67	2,33	3,52	5,64

Odmienną zależnością, przy f = 2,4 GHz, charakteryzuje się beton ($\varepsilon_r' = 8$) o małej stratności ($\sigma < 0,01$ S/m), gdzie wartości max(E_z) w przypadku modelu 2w_B są wyższe od wartości uzyskanych dla ściany jednowarstwowej (tabela 5.2). Dwukrotne zwiększenie grubości ściany niezależnie od przyjmowanej wartości przenikalności elektrycznej przy $\sigma = 0,1$ S/m powoduje prawie trzykrotne zmniejszenie względnej maksymalnej wartości składowej E_z , co zostało już wcześniej wyjaśnione.

Dwukrotne zwiększenie grubości ściany jest równoważne ze zwiększeniem drogi *b*, jaką przebywa propagująca fala w ośrodku stratnym. Na skutek zwiększonego wypadkowego tłumienia fali, zarówno przy częstotliwości f = 2,4 GHz, jak i f = 5 GHz, widoczny jest gwałtowniejszy niż w modelu 1w_B spadek rejestrowanych wartości natężenia pola. Przykładowo dla konduktywności $\sigma = 0,1$ S/m te wartości są o ok. 50% niższe niż otrzymane dla ściany jednowarstwowej. Potwierdzeniem obserwowanych relacji są wyniki obliczeń z użyciem zależności analitycznej (5.4).

5.3.3. Podsumowanie

W trakcie weryfikacji wyników przy użyciu metody analitycznej (rozdz. 5.2) zauważono niezgodność między wartościami pola uzyskanymi numerycznie (zwłaszcza przy f = 5 GHz) w zakresie niewielkich konduktywności $\sigma \in \langle 0; 0,08 \rangle$ S/m (rys. 5.7, 5.8). W celu wyjaśnienia zaistniałego zjawiska wykonano dodatkowe testy mające na celu wykrycie błędu związanego z implementacją modeli różnicowych.

Do ilościowego scharakteryzowania różnic pomiędzy wynikami otrzymanymi metodą numeryczną i z zależności analitycznej, zastosowano parametr δ_{Δ} opisujący błąd obliczania wartości pola

$$\delta_{\Delta} = \frac{\max(Wyn_{numeryczny})}{\max(Wyn_{analityczny})} 100 \%.$$
(5.11)

Przy *f* = 2,4 GHz dla modelu 1w_B błąd δ_a był maksymalnie rzędu 0,5%, a dwukrotne zwiększenie grubości ściany (2w_B) skutkowało wzrostem wartości δ_a do 3%. Analiza wyników dla wyższej częstotliwości *f* = 5 GHz wykazała, że odchyłka sięgała nawet 30% w modelu 2w_B dla $\varepsilon_r^2 = 8$.



RYS. 5.7. Charakterystyki uzyskane przy $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667$ mm opisujące zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy f = 5 GHz dla modelu 1w_B

Jedną z rozpatrywanych możliwości przyczyn niezgodności wyników było niewłaściwe przyjęcie rozmiaru komórki Yee, które skutkowało mało dokładnym odwzorowaniem zjawisk w toku realizowanych obliczeń. W tym celu dodatkowo analizowano rozkład pola elektrycznego przy różnych rozmiarach komórki Yee $\Delta_x = \Delta_y \in \{0,5; 1; 1,5; 2; 3; 4; 5; 6\}$ mm.

Analiza wykazała, że mimo spełnienia warunku (4.53), pierwotnie przyjęty rozmiar komórki okazał się niewystarczający aby otrzymać poprawne wyniki obliczeń. Przy założeniu $\Delta_x = \Delta_y = 0,5$ mm, dla f = 5 GHz liczba komórek przypadających na długość fali w dielektryku wynosiła (42; 53). Ponadtrzykrotne zwiększenie liczby komórek Yee przypadających na długość fali przyczyniło się do uzyskania wyników zgodnych z rozwiązaniem analitycznym (rys. 5.5–5.6).



RYS. 5.8. Charakterystyki wyznaczone przy $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667$ mm przedstawiające zależność pomiędzy max(E_y) a konduktywnością, przy f = 5 GHz obliczone dla modelu 2w_B

Wyniki, uzyskane przy przyjęciu $\Delta_x = \Delta_y = 0,5$ mm, dla ściany jednowarstwowej i dwuwarstwowej z uwzględnieniem zmienności względnych wartości przenikalności elektrycznej betonu $\varepsilon_r \in \{5; 6; 7; 8\}$ przedstawiono na rysunku 5.9.



RYS. 5.9. Zależność pomiędzy max (E_z) a konduktywnością, przy f = 2,4 GHz oraz 5 GHz dla modeli ścian 1w_B i 2w_B przy względnej przenikalności elektrycznej: (a) ε_r '= 5, (b) ε_r '= 6, (c) ε_r '= 7, (d) ε_r '= 8

Analiza ścian jednowarstwowych wykonanych z betonu wykazała, że:

- dla rozpatrywanych wartości betonu ε_r'∈{6; 8} względne wartości maksymalne składowej E_z mają zbliżone (różnice nie przekraczają 5%) wartości przy σ>0,07 S/m (rys. 5.9b,d);
- podobna zależność występuje dla $\varepsilon_r = 5$ dopiero, gdy materiał ma konduktywność powyżej 0,1 S/m (rys. 5.9a) oraz dla $\varepsilon_r = 7$ przy $\sigma > 0,16$ S/m (rys. 5.9c);
- przy małej stratności materiału $\sigma < 0.07$ S/m, najwyższe wartości max(E_z) otrzymano dla częstotliwości f = 5 GHz; wyjątek stanowi beton przy założeniu $\varepsilon_r^2 = 7$.

Otrzymane wyniki analizy modelu ze ścianą dwuwarstwową (2w_B) wskazują, że:

- na skutek dłuższej drogi propagacji fali dwukrotne zwiększenie grubości ściany powoduje gwałtowniejszy spadek wartości maksymalnych składowej E_z niż w przypadku ściany jednowarstwowej;
- dla rozpatrywanych wariantów betonu wartości natężenia pola sięgają różnic nie przekraczających 8% przy σ>0,04 S/m;
- niezależnie od częstotliwości, dwukrotne zwiększenie grubości ściany, powoduje znaczne obniżenie wartości natężenia pola elektrycznego z wyjątkiem betonu przy ε_r' = 8;
- różnice większe niż 8% (do 27%) w wartościach pola elektrycznego występują dla ściany wykonanej z betonu, jako materiału o niskiej stratności σ < 0,04 S/m i przy względnej przenikalności elektrycznej ε_r²∈{5; 8}, (rys. 5.9a,d).
- Szczegółowa analiza wartości max(*E_z*) przy różnych wartościach względnej przenikalności elektrycznej i konduktywności (tabela 2.2) dowodzi, że przy częstotliwości *f* = 2,4 GHz:
- uzyskuje się zbliżone wartości natężenia pola dla ściany jednowarstwowej oraz dwuwarstwowej przy przyjęciu dwóch analizowanych parametrów materiałowych opisujących beton (ε_r ' = 5 i σ = 0,004 S/m [5] i ε_r ' = 6 i σ = 1,95·10⁻³ S/m [138, 139, 140]);
- przy ε_r' = 7 i σ = 0,03 S/m również otrzymuje się identyczne wartości maksymalne składowej E_z, jak przy wartościach ε_r' i σ podawanych przez innych autorów [5, 138, 139, 140];
- przy $\varepsilon_r = 8$ żadna z rozpatrywanych wartości konduktywności nie daje wyników natężenia pola elektrycznego, które byłyby analogiczne, co do istoty zachodzą- cych zjawisk polowych z uzyskanymi rozwiązaniami dla $\varepsilon_r \in \{5; 6; 7\}$.

Rezultaty uzyskane przy częstotliwości f = 5 GHz wskazują, że:

• niezależnie od grubości analizowanej ściany, otrzymuje się zgodne z rozwiązaniem analitycznym wartości natężenia pola przy $\varepsilon_r \in \{5; 6\}$ oraz $\sigma = 0.04$ S/m, które dają obarczone mniejszym błędem rozwiązanie niż wskazane w [141] i mieszczą się w zakresie danych wskazanych w tabeli 2.2;

- niezależnie od analizowanej wartości względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r \in \{5; 6; 7, 8\}$ otrzymuje się takie same wartości maksymalne składowej E_z przy $\sigma = 0,0668$ S/m [141], (dla ściany jednowarstwowej) lub $\sigma = 0,04$ S/m (dla ściany dwuwarstwowej);
- przy $\varepsilon_r = 7$ i $\sigma < 0.03$ S/m uzyskane wyniki nie spełniają zależności opisanej wzorem 5.4.

5.4. Analiza ścian wykonanych z gazobetonu

5.4.1. Opis modelu fizycznego i numerycznego

Ze względu na funkcje, jakie mogą pełnić ściany wykonane z betonu komórkowego (rozdz. 2), analizie poddano dwa rodzaje konstrukcji:

- ścianę działową o grubości b = 0,12 m, oznaczoną dalej symbolem 1w_BK;
- wewnętrzną ścianę konstrukcyjną, *b* = 0,24 m (2w_BK).

W tworzonym modelu numerycznym uwzględniono jednorodną strukturę materiału wpisanego w obszarze ściany Ω_s (rozdz. 5.1). Przyjęte w obliczeniach wartości współczynników materiałowych wynosiły $\varepsilon_r \in \{2, 2, 25, 2, 5\}$ oraz $\sigma \in \langle 0, 0, 5 \rangle$ S/m (rozdz. 2.1). W tabeli 5.4 zestawiono wartości względnej grubości analizowanych ścian. Długość fali w betonie komórkowym λ_{bk} wyznaczono na podstawie wzoru (5.9), przy założeniu, że materiał jest bezstratnym dielektrykiem.

Względna	f = 2,	4 GHz	<i>f</i> = 5 GHz					
przenikalność elektryczna ε _r '	Grubość ściany							
	<i>b</i> = 0,12 m	<i>b</i> = 0,24 m	<i>b</i> = 0,12 m	<i>b</i> = 0,24 m				
2,00	1,36 λ _{ьk}	2,72 λ _{bk}	2,83 λ _{bk}	5,66 λ _{bk}				
2,25	1,44 λ _{bk}	2,88 λ _{bk}	3,00 λ _{bk}	6,00 λ _{bk}				
2,50	1,51 λ _{ьk}	3,03 λ _{bk}	3,16 λ _{bk}	6,32 λ _{bk}				

TABELA 5.4. Wymiary elektryczne analizowanych ścian odniesione do długości fali

Rozmiar komórki Yee ($\Delta_x = \Delta_y = 1,6667 \text{ mm}$) w tworzonym modelu gwarantował spełnienie warunku (4.53). W zależności od wartości przenikalności elektrycznej, liczba komórek Yee przypadających na długość fali λ_{bk} w dielektryku wynosiła (47; 53) przy f = 2,4 GHz lub (23; 25) przy f = 5 GHz.

5.4.2. Wyniki analizy

Na rys. 5.10 przedstawiono przykładowy chwilowy rozkład składowej E_z dla modelu ściany jednowarstwowej przy $\sigma = 0,01$ S/m oraz $\sigma = 0,1$ S/m. Otrzymane rezultaty w pełni odzwierciedlają i potwierdzają efekty polowe obserwowane w układzie z jednorodną płytą poddaną działaniu fali płaskiej. W obszarze za ścianą, w obu przypadkach zauważalne jest zmniejszenie wartości pola elektrycznego wynikające ze stratności materiału. Wyznaczone w stanie ustalonym chwilowe rozkłady natężenia pola uwzględniają efekty wielokrotnych odbić fali na granicy powietrze – ściana. Dziesięciokrotne zwiększenie konduktywności skutkuje ok. 90% zmniejszeniem wartości max(E_z). Wewnątrz ściany występuje lokalna zmiana prędkości fali, która ze względu na jednorodność materiału i regularność geometrii układu nie powoduje zaburzeń w rozkładzie pola. Wskazany efekt jest widoczny przy ocenie zjawisk występujących za ścianą, gdzie amplituda zmian pola elektrycznego przyjmuje niższe wartości.



RYS. 5.10. Chwilowy rozkład składowej E_z w modelu 1w_BK przy f = 2,4 GHz dla konduktywności: (a) σ = 0,01 S/m, (b) σ = 0,1 S/m
Właściwości gazobetonu nie ulegają istotnym zmianom w paśmie częstotliwości $f \in \langle 2,4;5 \rangle$ GHz (rozdz. 2.1). Przenikalność elektryczna $\varepsilon_r \in \{2; 2,25; 2,5\}$ zmienia się w mniejszym zakresie niż dla betonu, nie występuje znaczne zróżnicowanie obserwowanych efektów falowych. Otrzymane metodą numeryczną charakterystyki zostały potwierdzone przy wykorzystaniu metody analitycznej (rozdz. 5.2). Na rys. 5.11 i 5.12 wyniki obliczeń analitycznych oznaczono punktami. Zgodność rozwiązań potwierdza właściwą konstrukcję modelu numerycznego. Stąd, wyznaczone na podstawie modeli numerycznych wartości maksymalne natężenia pola za ścianą przy f = 2,4 GHz są zbliżone do wyników przy f = 5 GHz (rys. 5.11–5.12).

W analizowanym obszarze, niezależnie od grubości ściany (1w_BK i 2w_BK), charakterystyki mają przewidywalny przebieg. Wzrost konduktywności materiału prowadzi do wykładniczego zmniejszenia wartości max(E_z) w strefie za ścianą. Dwukrotnie większa grubość ściany w modelu 2w_BK skutkuje gwałtowniejszym spadkiem wartości pola elektrycznego na skutek dłuższej drogi fali elektromagnetycznej w materiale stratnym. Zgodnie z wzorem (5.4) przejście od wariantu 1w_BK do 2w_BK oznacza dwukrotne zwiększenie wykładnika eksponenty. Stąd obserwowane na rys. 5.11 i 5.12 odseparowanie rodziny charakterystyk dla wariantów ze ścianą o grubości b = 0,12 m oraz b = 0,24 m. Przy większej stratności materiału ($\sigma > 0,15$ S/m) tłumienie fali jest na tyle duże, że ściany stanowią element ekranujący.



RYS. 5.11. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy f = 2,4 GHz dla dwóch wariantów grubości ściany z gazobetonu



RYS. 5.12. Zależność pomiędzy max(E_z) a konduktywnością, przy f = 5 GHz dla dwóch wariantów ściany (1w_BK oraz 2w_BK)

Wartości współczynnika st_1 , charakteryzujące zmianę maksymalnej wartości składowej E_z poprzez zwiększenie grubości ściany przedstawiono w tabelach 5.5 i 5.6. Otrzymane rezultaty wskazują, że niezależnie od częstotliwości, wraz ze wzrostem konduktywności, dwukrotne zwiększenie grubości ściany skutkuje niższymi wartościami natężenia pola. Analiza zmienności wartości wskaźnika st_1 dowodzi, iż wraz ze wzrostem przenikalności elektrycznej gazobetonu rejestrowane są wyższe wartości max (E_z) dla ściany dwuwarstwowej. Zwiększenie częstotliwości praktycznie nie wpływa na wartość st_1 , co potwierdzają charakterystyki przedstawione na rys. 5.11 oraz 5.12.

σ [S/m]	0	0,003	0,007	0,01	0,03	0,07	0,1	0,15	0,2
$st_1(\varepsilon_r) = 2$	1,02	1,07	1,14	1,19	1,63	3,08	4,92	10,40	20,50
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 2,25)$	1,03	1,07	1,14	1,19	1,60	2,91	4,52	9,24	17,92
$st_{1}(\varepsilon_{r}) = 2,5)$	1,01	1,05	1,12	1,17	1,56	2,75	4,20	8,33	15,90

TABELA 5.5. Wartości współczynnika st, przy f=2,4 GHz

σ [S/m]	0	0,003	0,007	0,01	0,03	0,07	0,1	0,15	0,2
$st_1(\varepsilon_r) = 2$	1,00	1,05	1,12	1,17	1,62	3,11	5,07	11,23	24,18
$st_1(\varepsilon_r) = 2,25)$	1,00	1,05	1,12	1,17	1,60	2,94	4,63	9,84	20,51
$st_1(\varepsilon_r) = 2,5)$	1,00	1,04	1,10	1,14	1,53	2,76	4,29	8,77	17,76

TABELA 5.6. Obliczone wartości współczynnika st₁ przy f = 5 GHz

Niezależnie od przyjmowanej wartości przenikalności elektrycznej, przy $\sigma = 0,07$ S/m, zwiększenie grubości ściany skutkuje aż trzykrotnym zmniejszeniem rejestrowanej wartości pola elektrycznego. Wraz ze zwiększeniem stratności materiału $\sigma > 0,15$ S/m wzrastają rejestrowane wartości max (E_z) dla modelu 1w_BK. Przykładowo, dla $\sigma = 0,15$ S/m dwukrotne zwiększenie grubości ściany skutkuje prawie dziesięcio-krotnym zmniejszeniem wartości pola elektrycznego względem ściany jednowarstwowej. Jednak ma to znikome znaczenie praktyczne, ponieważ dla betonu komórkowego, i podobnie jak dla tynku, wartości konduktywności zamykają się w przedziale $\langle 0; 0, 1 \rangle$ S/m.

5.4.3. Podsumowanie

Porównanie rezultatów otrzymanych przy zmianie przenikalności elektrycznej betonu komórkowego dla ściany jednowarstwowej i dwuwarstwowej zaprezentowano na rys. 5.13. Obserwowane różnice pomiędzy względnymi wartościami maksymalnymi składowej E_z nie przekraczają 5%.

Przy f = 2,4 GHz, niezależnie od grubości ściany i konduktywności, najwyższe wartości natężenia pola uzyskano dla materiału o $\varepsilon_r^2 = 2,5$. Natomiast przy wyższej częstotliwości (f = 5 GHz) w zakresie niewielkich konduktywności ($\sigma < 0,05$ S/m) największe rejestrowane wartości pola otrzymano dla gazobetonu o $\varepsilon_r^2 = 2,25$. Różnica pomiędzy tymi wartościami a otrzymanymi przy najwyższej względnej przenikalności elektrycznej wynosi ok. 5%.

Dla wyższej częstotliwości, wraz ze wzrostem konduktywności ($\sigma > 0,05$ S/m) najwyższe wartości natężenia pola uzyskano przy $\varepsilon_r' = 2,5$ (podobnie jak przy f = 2,4 GHz).



RYS. 5.13. Zestawienie zmian max(E_z) zależnych od konduktywności materiału w obszarze za ścianą: (a) 1w_BK przy f=2,4 GHz, (b) 2w_BK (f=2,4 GHz), (c) 1w_BK przy f=5 GHz, (d) 2w_BK przy f=5 GHz

5.5. Analiza ścian wykonanych z cegieł

Uwzględnienie analitycznego rozwiązania problemu w modelu z cegłami klinkierowymi nie jest możliwe ze względu na złożoną wewnętrzną strukturę, na którą składa się specyficzny, powtarzalny układ materiałów o zróżnicowanych właściwościach elektrycznych. Ocena zjawisk zachodzących w tego typu przypadkach może być przeprowadzona z użyciem metod numerycznych.

5.5.1. Model fizyczny i numeryczny

Rozpatrywane modele ścian były tworzone w oparciu o dane dotyczące dwóch typów powszechnie stosowanych cegieł klinkierowych drążonych pionowo, których wymiary geometryczne zachowują proporcje 1:2:4 (rys. 5.14):

- z 18 drążeniami prostopadłymi do powierzchni kładzenia (wspornej) model C_{18} ;
- z 30 drążeniami model C₃₀.

Wymiary zewnętrzne obu typów cegieł wynoszą: h=0,06m (wysokość), b=0,12m (szerokość), l=0,25m (długość).



RYS. 5.14. Wymiary geometryczne analizowanych cegieł klinkierowych (widok 2D w płaszczyźnie XY): (a) z 18 otworami (C_{18}), (b) z 30 otworami (C_{30})

Na potrzeby dalszej analizy numerycznej wymiary podane na rys. 5.14 wyznaczono jako wartości uśrednione na podstawie przeprowadzonych pomiarów. Sposób określenia parametrów próby precyzuje norma [152]. Wytyczne normy określają liczbę próbek wymaganych do badania każdej właściwości elementu murowego na 3 lub 10 sztuk. W pracy zdecydowano się na dokonanie własnego pomiaru na losowo dobranej próbie 50 sztuk każdej z typów cegieł. Zasadniczym powodem był brak unormowań dotyczących wymiarów drążeń wewnątrz cegieł. W normach opisane są dopuszczalne odchyłki zewnętrznych wymiarów cegieł, powstałe na skutek procesów formowania, suszenia, czy wypalania materiałów ceramicznych [142, 151]. Oszacowanie względnego udziału drążeń elementów murowych określa się przez m.in. ważenie hydrostatyczne. Tak zdefiniowane próby stanowią podstawę do przyjęcia danej partii materiału. Ze względu na ocenę właściwości elektrycznych, niezbędne jest uwzględnienie rozkładu i rozmiaru drążeń.

W celu określenia wpływu zmian wymiarów drążeń na rozkład pola wykonano obliczenia przy zmianie szerokości drążeń w osi zgodnej z najdłuższym wymiarem cegły. Zmieniany w testach wymiar r_d (rys. 5.14) przyjmował wartości $r_d \in \{0, 0,005; 0,007; 0,011; 0,015; 0,017; 0,019\}$ m. Należy zwrócić uwagę, że zmiana szerokości otworów prowadzi do zmiany procentowego udziału dielektryka stratnego (tj. masy ceramicznej) w cegle. Do oszacowania tego udziału przyjęto wskaźnik

$$V_{\rm %mc} = \frac{V_{\rm c} - V_{\rm d}}{V_{\rm c}} \, 100\% \,, \tag{5.12}$$

gdzie przez $V_{\rm d}$ oznaczono objętość wszystkich drążeń w danej cegle, zaś $V_{\rm c}$ = $h \times b \times l$ odpowiada objętości cegły. Wartość współczynnika $V_{\rm \%mc}$ w przypadku rozpatrywanych modeli cegieł przedstawiono w tabeli 5.7.

Szerokość d	rążenia r _d [m]	V _{%mc} [%]			
Wymiar geometryczny	Wymiar Wymiar geometryczny elektryczny		Cegła typu C ₃₀		
0,005	0,040 λ ₀	90,40	87,50		
0,007	0,056 λ ₀	86,56	82,50		
0,009	0,072 λ ₀	82,72	77,50		
0,011	0,088 λ ₀	78,88	72,50		
0,013	0,104 λ ₀	75,04	67,50		
0,015	0,120 λ ₀	71,20	62,50		
0,017	0,136 λ ₀	67,36	57,50		
0,019	0,152 λ ₀	63,52	52,50		

TABELA 5.7. Udział procentowy masy ceramicznej w zależności od szerokości drążeń

Na rys. 5.15 przedstawiono elektryczne odwzorowanie wymiarów analizowanych cegieł, przy założeniu, że względna przenikalność elektryczna materiału wynosi 4,44 zaś konduktywność $\sigma = 0$ S/m. Wymiary elementów ceramicznych odniesiono do długości fali $\lambda_c = 0,0593$ m obliczonej na podstawie wzoru (5.9), przy f = 2,4 GHz.



RYS. 5.15. Elektryczne wymiary analizowanych cegieł przy częstotliwości f = 2,4 GHz: (a) cegła C_{18} , (b) cegła C_{30}

Analizie poddano cztery rodzaje konstrukcji ściany (rys. 5.16) wpisane w obszar $\Omega_{\rm s}$ w modelu bazowym. Stosowane w dalszym opisie oznaczenia wariantów uwzględniają liczbę warstw cegieł tworzących ścianę oraz typ cegły. Na przykład 1w_C18 oznacza model ściany jednowarstwowej wykonanej z cegieł typu $C_{\rm l8}$.



RYS. 5.16. Warianty ścian: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

Do analizy obliczanych wariantów przyjęto stałą względną wartość przenikalności elektrycznej masy ceramicznej $\varepsilon_r = 4,44$ (rozdz. 2.2.2). Konduktywność była zmieniana w zakresie $\sigma \in \langle 0; 0,2 \rangle$ S/m. Wstępnie przyjęty do obliczeń rozmiar komórki $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667$ mm gwarantował spełnienie warunku (4.53). Na długość fali w masie ceramicznej przypadało $N_x \approx 35$ komórek Yee przyf = 2,4 GHz lub $N_x \approx 17$ przyf = 5 GHz.

5.5.2. Analiza układów z cegłą pełną

Na wstępie dokonano weryfikacji wyników obliczeń dla modelu ściany wykonanej z pełnej cegły ($r_d = 0$ m). Wyniki otrzymane numerycznie porównano z wartościami obliczonymi metodą analityczną (rozdz. 5.2). Zauważalne graficzne rozbieżności, sięgające maksymalnie 5% wystąpiły przy f = 5 GHz, w modelu ściany dwuwarstwowej, przy analizie materiału ceramicznego o niskiej stratności $\sigma \in \langle 0; 0,03 \rangle$ S/m (rys. 5.17b). Wskazane efekty obserwowano również przy obliczeniach ściany betonowej (rozdz. 5.3).



RYS. 5.17. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy f = 5 GHz dla modelu 2w z pełnej cegły. Charakterystyki uzyskane przy $\Delta_x = \Delta_y$ wynoszącej: (a) 0,5 m, (b) 1,6667 mm

Dokonane testy (tabela 5.8) przy zmiennym rozmiarze komórki Yee oraz szczegółowa analiza tego rodzaju zagadnienia wykazały, że przyjęcie mniejszych rozmiarów siatki różnicowej pozwala istotnie ograniczyć wartość błędu (rys. 5.17a), co jest wystarczającym kryterium dokładności. Przy założeniu wielkości komórki $\Delta_x = \Delta_y = 0,5$ mm uzyskano obliczoną na postawie wzoru (5.11) wartość błędu δ_A nie przekraczającą 1%.

Należy zwrócić uwagę, że przy założeniu $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667 \text{ mm}$ uzyskany poziom błędu wynoszący 5% nie jest krytyczny. Przyjmując większą wartość błędu można wykonać obliczenia z siatką rzadszą dla większych modeli. Można też zauważyć, że trzykrotne zwiększenie N_x przyczyniło się jedynie do pięciokrotnego zmniejszenia błędu. Otrzymana zależność jest potwierdzeniem, że ze względu na rząd przybliżeń po obszarze i po czasie oraz efekty dyspersji numerycznej jawny algorytm jest FDTD jest rzędu mieszanego, w przedziale $\langle O(N_x), O(N_x^2) \rangle$.

				N _x				
Względna przenikalność elektryczna (ɛ̯²)	$\Delta_x = \Delta_y [mm]$							
	0,5	1	1,5	2	3	4	5	
4,44 (f = 2,4 GHz)	118	59	39	29	19	14	11	
4,44 (<i>f</i> = 5 GHz)	57	28	19	14	9	7	5	

TABELA 5.8. Porównanie średniej liczby komórek Yee na długość fali w dielektryku I_c

Na rys. 5.18 przedstawiono wyniki przeprowadzonych testów wpływu zmienności rozmiaru komórki Yee na wartość błędu δ_{Δ} .



RYS. 5.18. Zależność pomiędzy rozmiarem komórki Yee a wartością błędu δ_{A}

Wyniki dotyczą modelu (2w) wykonanego z pełnej cegły, w którym występują większe rozbieżności pomiędzy wynikami uzyskanymi z wykorzystaniem schematu FDTD a rozwiązaniem analitycznym. Otrzymane charakterystyki wskazują, że realizacja obliczeń przy f = 5 GHz wymaga stosowania siatek gęstych ($N_x > 10$) w celu zredukowania błędu przybliżenia poniżej 10%.

5.5.3. Ocena jakościowa rozkładów pola w układach z cegłami drążonymi

Obliczenia układów z cegłami drążonymi, wskazują na lokalne zmiany pola na skutek propagacji fal w materiale o złożonej strukturze. Na rysunkach 5.19 i 5.20 przedstawiono rozkład składowej E_z dla tej samej, wybranej chwili po osiągnięciu stanu ustalonego. Zaprezentowany rozkład otrzymano przy założeniu typowych rozmiarów drążeń: $r_d = 0,011$ m w modelach 1w_C18, 2w_C18 oraz $r_d = 0,015$ m dla wariantów: 1w_C30, 2w_C30.

W obszarze za ścianą zauważalne jest zmniejszenie wartości natężenia pola elektrycznego wynikające ze stratności masy ceramicznej ($\sigma = 0,01$ S/m). Propagacja fali elektromagnetycznej w obszarze cegły ma złożony charakter. Porowatość cegły w sensie elektromagnetycznym wpływa na pojawianie się wielokrotnych odbić na granicy

powietrze – masa ceramiczna. Liczba i wielkość otworów występujących w cegle skutkuje szczególnie zmianą obrazu pola w obszarze bliskim za murem. Lokalna zmiana prędkości fali przy przechodzeniu przez kolejne obszary powietrza i masy ceramicznej znajduje odzwierciedlenie w rozkładach pola i występowaniu interferencji. Ze względu na dużą liczbę drążeń i powierzchni granicznych wskazany efekt jest szczególnie widoczny przy ocenie zjawisk występujących za murem wykonanym z cegły C_{30} . Zakres zmian pola przyjmuje w tym przypadku większe wartości. Efekty odbić fali od ściany, powodujące powstawanie chwilowych minimów i maksimów są szczególnie widoczne w odległości 0,6 m przed murem w modelach z jednowarstwową ścianą, przy f = 2,4 GHz.



RYS. 5.19. Chwilowy rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze przy f=2,4 GHz dla modeli: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

Analizowane różnice w wartościach pola można wytłumaczyć w ujęciu makroskopowym, przez uwzględnienie udziału masy ceramicznej w objętości cegły. Różnica $V_{\rm %mc}$ pomiędzy dwoma analizowanymi rodzajami cegieł wynosiła 16,38%. Większa wartość $V_{\rm %mc}$ powoduje mniejsze zniekształcenie czoła fali w obszarze za ścianą. Wynika to z większej wypadkowej jednorodności materiału. Natomiast na skutek tłumienia wpływa to negatywnie na maksymalne wartości pola. Na przykład w modelu 1w_C18 przy f = 2,4 GHz wartości pola są wyższe o ok. 12% od wartości otrzymanych dla wariantu 1w_C30. Makroskopowy opis nie uwzględnia lokalnych niejednorodności w rozkładzie pola oraz przesunięć fazowych fali. Zjawiska obserwowane przy częstotliwości 2,4 GHz znajdują również potwierdzenie przy f = 5 GHz (rys. 5.20). Mniejszy udział procentowy masy ceramicznej skutkuje wyższymi wartościami składowej E_z oraz znacznym zniekształceniem fali, zwłaszcza w konstrukcjach złożonych z dwóch warstw cegieł. Zjawiskiem niepożądanym jest nierównomierne propagowanie fali po przejściu przez ścianę. Zmniejszenie długości fali powoduje, że wielokrotne odbicia na granicach ośrodków powietrze – ceramika skutkują nierównomiernym rozkładem wartości pola. Dla modelu z jedną warstwą cegieł typu C_{18} wartości składowej E_z są o 10% wyższe w przypadku częstotliwości f = 5 GHz niż f = 2,4 GHz.



RYS. 5.20. Chwilowy rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze (f = 5 GHz): (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

Przedstawione powyżej wnioski, dotyczące analizy chwilowych rozkładów, znajdują również potwierdzenie w prezentowanych maksymalnych wartościach składowej E_z , przy założeniu konduktywności masy ceramicznej wynoszącej 0,01 S/m (rys. 5.21–5.22). Przy częstotliwości 2,4 GHz, w modelach z cegły C_{30} (1w_C30, 2w_C30), charakteryzujących się mniejszym o 16,38% udziałem masy ceramicznej względem cegły C_{18} , występują niższe o ok. 20% wartości pola przed ścianą niż w modelach 1w_C18 i 2w_C18. Rozkład masy ceramicznej oraz jej względny udział

wpływają na ograniczenie wypadkowych efektów odbicia fali. Wskazane czynniki gwarantują równocześnie wyższe wartości natężenia pola elektrycznego w obszarze za ścianą (rys. 5.21b,d).

W wyniku propagacji fali przez element elektrycznie porowaty, we wszystkich modelach widoczne są minima i maksima składowej E_z . W obszarze za ścianą, w modelach wykonanych z dwóch warstw cegieł, oczywiście wartości pola są mniejsze. Dla ściany z cegieł C_{18} ta różnica wynosi ok. 10% względem modelu jednowarstwowego (1w_C18), zaś przy drugim wariancie cegieł (C_{30}) spadek wartości max(E_z) sięga 15%.



RYS. 5.21. Maksymalny rozkład składowej E_z , przy f=2,4 GHz dla modeli: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

Obserwowane efekty rozkładu obwiedni pola w wariantach jednowarstwowych, wskazują, że w obszarze przed ścianą występują większe zniekształcenia czoła fali niż jest to widoczne w modelach dwuwarstwowych. Tej analogii nie można jednak dostrzec przy f = 5 GHz (rys. 5.22). Większe zniekształcenia występują w obszarze za ścianą. Najwyższe wartości pola występują w modelu 1w_C30 (rys. 5.22b). Miejscami sięgają one 30% względem przypadku ściany wykonanej z cegieł C_{18} (rys. 5.22a). Natomiast analizując ten sam wariant konstrukcji ściany widoczny jest wpływ wyższej częstotliwości, skutkujący wzrostem wartości natężenia pola elektrycznego miejscami nawet do 50%. Dwuwarstwowość ściany prowadzi również do zagęszczenia obszarów obserwowanych zmian pola (zmniejszenie ich wymiarów liniowych).



RYS. 5.22. Maksymalny rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze (f = 5 GHz): (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

5.5.4. Wpływ konduktywności i struktury wewnątrz cegieł

Uzyskane wyniki obwiedni pola w układach z cegłami klinkierowymi, wskazują na występowanie złożonych zjawisk polowych. W tym rozdziale analizowano wpływ zarówno zmiany konduktywności materiału ceramicznego, jak i rozmiarów drążeń na wartości pola.

Na rys. 5.23 przedstawiono zmiany maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od wartości konduktywności materiału cegły oraz rozmiaru drążeń (r_d) dla ściany jednowarstwowej. Przy analizie wariantów z materiałem bezstratnym lub o względnie małej stratności $\sigma \in \langle 0; 0,05 \rangle$ S/m wykresy mają złożony przebieg, z widocznym minimum przy $r_d = 0,017$ m dla cegieł C_{18} oraz $r_d = 0,015$ m dla C_{30} . Obserwowane efekty należy wiązać ze złożonością zjawisk polowych przy propagacji fali w materiale porowatym.

Znaczna stratność materiału powoduje, że charakterystyki mają przebieg zbliżony do wariantów z materiałem jednorodnym stratnym. Zwiększenie rozmiaru szczelin (obszaru powietrza) kosztem stratnego dielektryka obniża wypadkowe tłumienie fali. Charakterystyki zarówno dla cegieł C_{18} jak i C_{30} mają przebieg monotoniczny.



RYS. 5.23. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wartość pola przy f = 2,4 GHz, dla ściany złożonej z jednej warstwy cegieł: (a) C_{18} , (b) C_{30}

Zmiany maksymalnej względnej wartości składowej E_z , w zależności od konduktywności i rozmiaru drążeń, dla ściany dwuwarstwowej przedstawiono na rys. 5.24. W przypadku modelu muru z cegłami C_{18} zauważalne jest ok. 28% zmniejszenie wartości obserwowanej składowej przy $r_{\rm d} \in \langle 0,005;\,0,009 \rangle$ m (rys. 5.24a). W porównaniu do ściany jednowarstwowej występuje blisko 30% zmniejszenie wartości składowej E_z oraz wyraźny jej spadek w przedziale $\sigma \in \langle 0,0,05 \rangle$ S/m dla $r_{\rm d} \in \langle 0,005;\,0,013 \rangle$ m.

Dla ściany dwuwarstwowej z cegłą C_{30} (rys. 5.24b) stwierdzono obniżenie wartości pola (ok. 20%), w przypadku materiału o małej stratności ($\sigma \in \langle 0; 0,05 \rangle$ S/m) przy $r_{\rm d} \in \{0,005; 0,017\}$ m.



RYS. 5.24. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wielkość max (E_z) przy f=2,4 GHz, dla ściany złożonej z dwóch warstw cegieł: (a) C_{18} , (b) C_{30}

Na podstawie przebiegu charakterystyk z rys. 5.24a,b można stwierdzić, że różnice pomiędzy wykresami obrazującymi wartości pola przy różnej szerokości drążenia w modelu z cegłą C_{30} są średnio dwukrotnie większe niż dla modelu C_{18} . Przykładowo, dla $\sigma = 0,1$ S/m i cegieł typu C_{18} wartość obserwowanej składowej dla $r_{d} = 0,015$ m jest wyższa o ok. 5% niż w tym samym modelu dla $r_{d} = 0,011$ m, a w drugim wariancie cegieł (C_{30}), rozpatrując ten sam przypadek, różnica wynosi ok. 10%.

Na rys. 5.25c przedstawiono charakterystyki wskazujące na wpływ konduktywności na wartości składowej E_z dla modelu ściany dwuwarstwowej z cegieł C_{l8} .



RYS. 5.25. Względne maksymalne wartości składowej E_z przy częstotliwości f = 2,4 GHz w obszarze za ścianą, modele: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30

Przykładowo dla $\sigma = 0,09$ S/m wskazane wartości są zbieżne do otrzymanych w przypadku ściany jednowarstwowej przy $\sigma = 0,19$ S/m. Na rys. 5.25d zamieszczono analogiczne wykresy dla ściany dwuwarstwowej wykonanej z cegieł typu C_{30} . Niezależnie od rozmiaru drążeń r_d widoczne są mniejsze różnice pomiędzy wartościami pola dla różnych wartości konduktywności masy ceramicznej niż dla ściany jednowarstwowej.

Analizując przypadek, gdy masa ceramiczna jest ośrodkiem bezstratnym oraz przyjmując typowe rozmiary drążeń dla obu rodzajów cegieł (tj. $r_{\rm d}$ = 0,011 m dla cegły C_{18} oraz $r_{\rm d}$ = 0,015 m w C_{30}) stwierdzono, że wartości natężenia pola są co najwyżej o 4% wyższe w porównaniu do konstrukcji z pełnej cegły (rys. 5.25a,b,d). Wyjątek stanowi model dwuwarstwowy 2w_C18, gdzie zaobserwowano obniżenie wartości składowej E_z o 26% (rys. 5.25c).

Na rys. 5.26 przedstawiono zmiany maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od wartości konduktywności materiału cegły oraz rozmiarów drążeń dla ścian jednowarstwowych, przy częstotliwości f = 5 GHz. Podobnie jak przy f = 2,4 GHz charakterystyki mają złożony przebieg przy małej stratności masy ceramicznej ($\sigma \in \langle 0; 0,1 \rangle$ S/m). Dla ściany jednowarstwowej z cegieł C_{18} występuje wzrost wartości składowej E_z przy $r_d \in \langle 0; 0,09 \rangle$ m, gdzie w porównaniu z f = 2,4 GHz dla $r_d = 0,09$ m i $\sigma = 0$ S/m różnica wynosi nawet 80% (rys. 5.26a). Zwiększenie obszaru drążeń zmniejsza wypadkowe tłumienie całego obszaru cegły. Przy analizie materiałów bezstratnych bądź o względnie małej stratności $\sigma \in \langle 0, 0,1 \rangle$ S/m charakterystyki dla cegieł C_{30} mają bardziej złożony przebieg niż w przypadku cegieł C_{18} . Miejscowa zmiana prędkości fali elektromagnetycznej przy przechodzeniu przez kolejne obszary cegieł skutkuje powstawaniem interferencji.

Na rys. 5.26b, niezależnie od wartości konduktywności masy ceramicznej, można zaobserwować wyraźną tendencję zmniejszenia wartości składowej E_z w przypadku, gdy rozmiar otworów jest w zakresie $r_d \in \langle 0,013; 0,019 \rangle$ m. Najwyższa wartość natężenia pola w obszarze za murem jest widoczna przy $r_d = 0,011$ m i w porównaniu do muru z cegieł C_{30} (σ = 0 S/m) jest wyższa nawet o ok. 65%.

Zależność pomiędzy rozmiarem drążeń a konduktywnością masy ceramicznej dla dwuwarstwowego muru przy f = 5 GHz została przedstawiona na rys. 5.27. Podobnie jak dla wcześniejszych wariantów, charakterystyki przy niskiej stratności materiału nie są monotoniczne. Wyraźny spadek wartości składowej E_z występuje przy rozmiarze drążeń $r_d = 0,013$ m i jest gwałtowniejszy dla niższych wartości konduktywności. Analogicznie, jak dla ściany jednowarstwowej zauważalny jest stopniowy wzrost maksymalnej wartości składowej E_z przy zmianie szerokości drążenia $r_d \in \langle 0,003; 0,009 \rangle$ m (rys. 5.27a).



RYS. 5.26. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności, na wartość pola za murem przy częstotliwości *f* = 5 GHz dla modeli ścian: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30

Na rys. 5.27b, dla ściany dwuwarstwowej wykonanej z cegieł $C_{\scriptscriptstyle 30}$ widoczny jest spadek maksymalnych wartości składowej E_z nawet o 70% dla materiału bezstratnego ($r_{\rm d} \!\in\! \langle 0,\!011;\,0,\!019 \rangle$ m). Wraz ze zmniejszeniem wartości konduktywności ten efekt jest mniej gwałtowny, ponieważ o przebiegu zjawisk w głównym stopniu przesądza stratność masy ceramicznej.



RYS. 5.27. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wartość natężenia pola przy f = 5 GHz dla ściany złożonej z dwóch warstw cegieł: (a) C_{18} , (b) C_{30}

Z przebiegu charakterystyk na rys. 5.28
a można zauważyć, iż maksymalne wartości składowej E_z dla wszyst
kich rozmiarów drążeń przy σ = 0,13 S/m mają zbliżone wartości, jak dla takiego samego modelu przy
 f = 2,4 GHz przy σ = 0,11 S/m. Natomiast dla
 $r_{\rm d}$ \in {0,005; 0,015} m przy σ
 \in $\langle 0; 0,07\rangle$ S/m widoczne jest zmniejszenie i odchylenie wartości składowej E_z od pozostałych charakterystyk. Charakterystyki na rys. 5.28
b wskazują na wyraźne zmniejszenie maksymalnych wartości składowej E_z w przypadku rozmiarów drążeń wykraczających poza dopuszczalne wartości (tzn. $r_{\rm d}$
 \in {0,017, 0,019} m).





Wartości pola elektrycznego są mniejsze niż dla ściany wykonanej z pełnych cegieł. Dla wszystkich rozmiarów drążeń charakterystyki na rys. 5.28c w zakresie konduktywności $\sigma \in \langle 0,12; 0,16 \rangle$ S/m wskazują na zbliżone wartości składowej E_z w odniesieniu do przebiegów przyf= 2,4 GHz. Na rys. 5.28d, w zakresie najmniejszych konduktywności, przy rozmiarze drążeń $r_{\rm d} \in \{0,005; 0,007\}$ m, wartości składowej E_z są nawet o 30% wyższe niż dla $r_{\rm d} \in \langle 0,015; 0,0109 \rangle$ m.

Rozpatrując typowe rozmiary drążeń dla obu rodzajów cegieł oraz zakładając $\sigma = 0$ S/m, zaobserwowano w modelu 1w_C18 wyższe o 63% wartości składowej E_z niż w konstrukcji z pełnej cegły, zaś dla 1w_C30 wzrost max (E_z) wynosi 37% (rys. 5.28a,b). Analogicznie do ścian jednowarstwowych, w modelu 2w_C18 również widoczne są wyższe wartości natężenia pola aż o 74% (rys. 5.28c). Natomiast w modelu z cegieł C_{30} stwierdzono odmienną zależność wskazującą na spadek wartości max (E_z) względem modelu z cegieł bez drążeń sięgający do 40% (rys. 5.28d).

5.5.5. Podsumowanie

Prezentowane w rozdziale wyniki analizy numerycznej miały na celu określenie wpływu konstrukcji ścian z niejednorodnym rozkładem masy ceramicznej na rozkład pola elektromagnetycznego.

Otrzymane rezultaty wskazują, że zmniejszenie procentowego udziału masy ceramicznej w cegle prowadzi do zwiększenia bezwzględnej wartości natężenia pola. Jest to oczekiwany efekt, w związku ze zmniejszeniem bezwzględnej grubości warstwy dielektryka stratnego. Jednak obserwowane zmiany wartości natężenia pola istotnie zależą od efektów polowych, wielokrotnych odbić na granicy masa ceramiczna – powietrze i wielkości drążeń w stosunku do długości fali elektromagnetycznej. Tego typu zjawiska mogą być analizowane ilościowo przez obliczenia numeryczne.

Na rys. 5.29–5.30 przedstawiono porównanie przyrostów maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od procentowej zawartości masy ceramicznej dla analizowanych modeli ścian w czterech podzakresach wartości konduktywności. Obejmują one pasmo typowych zmian tego parametru $\sigma \in \langle 0,01;\,0,09 \rangle$ S/m dla częstotliwości systemów komunikacji bezprzewodowej.

Zwiększenie stratności materiału powoduje, że przy przechodzeniu fali przez dielektryk dominującą rolę odgrywa zjawisko tłumienia fali. Natomiast porowatość ośrodka w ujęciu elektromagnetycznym skutkuje tym, iż fale doznają wielokrotnych odbić i ugięć przy względnie małym tłumieniu. Niezależnie od modelu ściany, przy f = 2,4 GHz największa rozpiętość w wartościach pola elektrycznego widoczna jest w zakresie $\sigma \in \langle 0,04; 0,09 \rangle$ S/m, zaś najmniejsza dla $\sigma \in \langle 0,03; 0,04 \rangle$ S/m.

Przy wyższej częstotliwości (f = 5 GHz) wskazana zależność ma podobny przebieg (rys. 5.30). Jednak rozpiętość zmian wartości składowej E_z jest dwukrotnie większa w porównaniu z wynikami przy f = 2,4 GHz.









Na rys. 5.31 przedstawiono rezultaty otrzymane dla modelu ścian wykonanych z cegieł z typowym rozmiarem drążeń stosowanym w Polsce $r_{\rm d} = 0,011$ m. Warianty ścian jednowarstwowych, niezależnie od częstotliwości, wykazują przynajmniej dwukrotne zwiększenie wartości składowej E_z względem ścian dwuwarstwowych w zakresie konduktywności masy ceramicznej $\sigma > 0,05$ S/m. Natomiast wraz ze wzrostem konduktywności ($\sigma > 0,18$ S/m), analiza ścian dwuwarstwowych dowodzi, iż obserwowana wartość składowej E_z w ramach tej samej częstotliwości przyjmuje zbliżone wartości natężenia pola, niezależnie od rodzaju cegieł. Wyjaśnienie tego zjawiska wynika ze znacznego tłumienia fali w obszarze masy ceramicznej (ograniczony wpływ wielokrotnych odbić) oraz porównywalnego procentowego udziału masy ceramicznej w obu rodzajach cegieł ($C_{18} - 78,88\%$ i $C_{30} - 72,50\%$), zatem zbliżonej grubości warstwy dielektryka, przez którą propaguje fala.



RYS. 5.31. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności dla wszystkich przypadków ścian z rozmiarem drążeń r_d = 0,011 m przy dwóch częstotliwościach (2,4 GHz oraz 5 GHz)

Powyżej opisane zależności dla obu wariantów ścian z cegieł o typowym rozmiarze otworów $r_d = 0,011$ m są analogiczne również dla cegieł przy $r_d = 0,007$ i 0,015 m (rys. 5.32), które uzyskuje się również w procesie produkcji. Zauważyć można analogie w wartościach pola w przypadkach rozmiarów drążeń dopuszczalnych według norm.

Wnioski wynikające z charakterystyk dla cegieł pełnych ($r_d = 0$ m) świadczą, że dla ścian dwuwarstwowych różnice w maksymalnych wartościach pola elektrycznego wynoszą do 5%. Natomiast dla ścianach jednowarstwowych w zakresie konduktywności $\sigma \in \langle 0; 0, 09 \rangle$ S/m różnice pomiędzy wartościami sięgają do 20%.



RYS. 5.32. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności dla wszystkich przypadków ścian z rozmiarem otworów r_d = 0,015 m przy dwóch częstotliwościach (2,4 GHz oraz 5 GHz)

Opisane wykresy i ich graficzna prezentacja świadczą o złożonych zjawiskach falowych, jakie występują podczas propagacji fali przez materiał elektrycznie porowaty. Różne konstrukcje ściany, czy zmienność parametrów materiałowych, wymagają indywidualnej analizy. W przypadku makroskopowej analizy budynków niezbędna jest homogenizacja i uproszczenie konstrukcji oraz ujednorodnienie właściwości materiałów. Takie podejście jest narzucone przez ograniczenia wynikające z możliwości obliczeniowych komputerów przy numerycznym modelowaniu złożonych konstrukcji. Otrzymane wartości pozwalają określić współczynnik tłumienia dla różnych wariantów ścian. Znajomość zastępczej wartości przenikalności elektrycznej oraz konduktywności może być przydatna przy stosowaniu innych metod wyznaczania rozkładu pola. W ten sposób możliwe jest względne zwiększenie rozdzielczości siatki i częściowa eliminacja ograniczeń związanych z rozmiarem siatki dyskretyzującej oraz wielkością przetwarzanego numerycznie zagadnienia.

5.6. Wyznaczanie zastępczych parametrów elektrycznych cegieł klinkierowych

W rozdziale 5.5 dokonano m.in. analizy ścian niejednorodnych wykonanych z cegieł drążonych $C_{_{18}}$ oraz $C_{_{30}}$. W przypadku metod czasowych ocena zjawisk w obszarze za ścianą jest wykonywana w stanie ustalonym, po uwzględnieniu wielokrotnych odbić fali wewnątrz ściany. Otrzymana tym sposobem wartość współczynnika transmisji może być podstawą do wyznaczenia zastępczej przenikalności elektrycznej

oraz konduktywności ściany przy założeniu ujednorodnienia jej struktury. Uzyskane wartości opisują w sposób przybliżony właściwości złożonego materiału, przy homogenizacji jego struktury, na który składa się niejednorodnie rozłożona ceramika. Wyznaczone parametry zastępcze można uwzględnić przy obliczeniach modeli dużej skali, w których, ze względu na wielkość tworzonych modeli numerycznych, dyskretny układ obszarów powietrza i masy ceramicznej nie może być w pełni odwzorowany.

W dalszej części rozważania zostały ograniczone do najbardziej powszechnych przykładów konstrukcji ścian z cegieł drążonych:

- dwa rodzaje cegieł klinkierowych (C_{18} oraz C_{30}) o typowych rozmiarach drążeń;
- dwie grubości ściany: jednowarstwowa i dwuwarstwowa (1w oraz 2w);
- dwie wartości częstotliwości 2,4 GHz i 5 GHz.

Rozwiązanie zadania ujednorodnienia właściwości materiału można uzyskać formując dobór parametrów zastępczych jako zadanie optymalizacji.

5.6.1. Ogólna koncepcja algorytmu

Określenie parametrów zastępczych ściany rozwiązano przez zastosowanie wybranego algorytmu optymalizacji i rozwiązanie zadania minimalizacji błędu aproksymacji zastępczych parametrów ściany (rys. 5.33).



RYS. 5.33. Schemat zadań oraz powiązanie danych wejściowych i wyjściowych w realizacji opracowanego algorytmu numerycznego (A_{out})

Poszukiwane parametry zastępcze $\varepsilon_{r,opt}$ oraz σ_{opt} wyznacza się przy założeniu homogenizacji struktury materiału oraz zachowaniu grubości ściany w rozpatrywanym modelu i układzie zastępczym ($b_1 = b_2$). Stosowany algorytm optymalizacji (A_{opt}) zmierza do wyznaczenia wartości zastępczych parametrów elektrycznych ujednorodnionego materiału ($\varepsilon_{r,opt}$ oraz σ_{opt}) dla rozpatrywanego typu cegieł klinkierowej. Za niezmienniki w prowadzonej optymalizacji, w zależności od rozważanych wariantów analizy, przyjęto grubość ściany (geometria wewnętrzna modelu) oraz częstotliwość. Natomiast analizowany materiał niejednorodny (z drążeniami), który posłużył do modelowania i analizy ścian w rozdziale 5.5, zastąpiono w zaproponowanym algorytmie materiałem jednorodnym. Analizowany model opisany był materiałem o właściwościach izotropowych.

Na opracowany i stosowany w pracy algorytm optymalizacji:

$$A_{\rm opt} = \{\varepsilon_{\rm r,min}, \varepsilon_{\rm r,max}, \sigma_{\rm min}, \sigma_{\rm max}, \Delta_{\varepsilon}, \Delta_{\varsigma}, \delta_{\rm A}, f_{\rm g}\}$$
(5.13)

składają się: $\varepsilon_{\rm r,min}$ i $\varepsilon_{\rm r,max}$ – ograniczenia dziedziny optymalizacji dla względnej przenikalności elektrycznej; $\sigma_{\rm min}$ i $\sigma_{\rm max}$ – ograniczenia dziedziny optymalizacji dla konduktywności; Δ_{ε} i Δ_{σ} – rozdzielczość dziedziny optymalizacji; $\delta_{\rm A}$ – funkcja celu; $f_{\rm g}$ – funkcja generacji kolejnych wariantów rozwiązania.

Podstawą obliczeń jest zdefiniowanie funkcji celu δ_A , klasyfikującej obliczane warianty, opisane zakładanymi wartościami { ε_r , σ }. Za funkcję celu przyjęto względną miarę różnicy wartości obliczonej numerycznie oraz wyznaczonej na podstawie zależności analitycznej

$$\delta_{\rm A} = \frac{\left| T_{\rm e} - T_{\rm e,FDTD} \right|}{T_{\rm e,FDTD}}, \qquad (5.14)$$

przy czym:

- T_e oznacza moduł współczynnika transmisji pola elektrycznego wyznaczony metodą analityczną (wzór (5.4)), dla zadanej, iteracyjnie zmiennej wartości parametrów materiałowych {ε_r', σ} oraz określonej grubości ściany (b);
- $T_{e,FDTD}$ współczynnik transmisji obliczony metodą FDTD dla zadanych: parametrów elektrycznych materiału ceramicznego $\varepsilon_{r,FDTD}$, σ_{FDTD} , grubości ściany i struktury cegły (rozdz. 5.5).





Poszukiwanie rozwiązania optymalnego prowadzono przy uwzględnieniu (rys. 5.34):

- ograniczeń dziedziny optymalizacji $\varepsilon_{r} \in \{\varepsilon_{r,\min}, \varepsilon_{r,\max}\}$ oraz $\sigma \in \{\sigma_{\min}, \sigma_{\max}\}$, gdzie przyjęto dla:
 - zastępczej względnej przenikalności elektrycznej ε_r' ∈ ⟨2; 6⟩;
 - zastępczej konduktywności $\sigma \in \langle 0; 0, 1 \rangle$ S/m.

Wartości graniczne określono na podstawie danych zestawionych w tabeli 2.5.

• zdefiniowaniu granicznej rozdzielczości poszukiwania rozwiązania Δ_{ε} , Δ_{σ} stanowiącej maksymalne różnice wartości ε_{r} oraz σ , o jaką mogą różnić się rozpatrywane warianty i na tej podstawie wyznaczeniu liczby iteracji wykonywanych zadań przy doborze $\varepsilon_{r,opt}$ (N_{ε}) oraz σ_{opt} (N_{ε}):

$$N_{\varepsilon} = (\varepsilon_{\rm r,max}' - \varepsilon_{\rm r,min}') / \Delta_{\varepsilon}, \qquad (5.15)$$

$$N_{\sigma} = (\sigma_{\max} - \sigma_{\min}) / \Delta_{\sigma}.$$
 (5.16)

5.6.2. Realizacja algorytmu

W celu wyznaczenia zastępczych parametrów elektrycznych opracowano własny algorytm, bazujący na metodzie analitycznej (rozdz. 5.2). Schemat autorskiego algorytmu numerycznego przedstawiono na rys. 5.35. Ogólna struktura wykonywanych działań została podzielona na dwa zasadnicze etapy, różniące się specyfiką realizowanych zadań. Przyjęty schemat algorytmu minimalizacji błędu obejmuje elementy określone przed rozpoczęciem obliczeń (etap I), jak również przedstawia przebieg procesu obliczeń optymalizacyjnych (etap II).

Etap I zawiera:

- odczyt i przetworzenie danych wejściowych dotyczących rozpatrywanego wariantu ściany;
- wczytanie wartości maksymalnej natężenia pola elektrycznego wyznaczonej w rozdziale 5.5 i obliczenie T_{e,FDTD};
- odczyt danych opisujących zakres poszukiwania parametrów zastępczych oraz określenie dokładności ich doboru;
- 4) tworzenie wektorów, w celu zapisu najlepszych rozwiązań zadania doboru parametrów zastępczych ($\varepsilon_{r,opt}$ oraz σ_{opt}) przy uwzględnieniu najmniejszej wartości obliczonego błędu względnego (δ_A).

Etap II polega na iteracyjnym wykonywaniu obliczeń dla przyjmowanych, dobieranych kolejnych wartości parametrów zastępczych { ε_r , σ }. Do generacji wariantów stosowano algorytm wyliczeniowy, który ze względu na krótki czas obliczeń pozwolił na analizę wszystkich realnych wariantów. Działanie części II algorytmu sprowadza się do:

- obliczenia tymczasowej wartości współczynnika transmisji dla przyjętych kolejno wartości parametrów zastępczych (ε_r' oraz σ), przy założeniu, iż ściana wykonana jest z pełnej cegły (wzór (5.4));
- wyznaczenia wartości błędu względnego (δ_A) przez odniesienie wartości obliczonej analitycznie do otrzymanej na podstawie obliczeń numerycznych (wzór (5.14)).
- zastosowania algorytmu sortowania bąbelkowego, w celu tworzenia i odświeżania listy obliczonych wariantów z najmniejszą wartością błędu przybliżenia δ_A.



RYS. 5.35. Ogólny schemat algorytmu doboru zastępczych parametrów elektrycznych dla cegieł z drążeniami

5.6.3. Parametry zastępcze cegieł drążonych przy f = 2,4 GHz

Przy częstotliwości 2,4 GHz do obliczenia parametrów zastępczych zastosowano zakres konduktywności $\sigma_{\text{FDTD}} \in \langle 0,01; 0,04 \rangle$ S/m przyjmowany zwykle do opisu materiałów ceramicznych (tabela 2.5). Na rys. 5.36–5.39 przedstawiono rozkłady błędu względnego δ_A w zależności od wartości ε_r ' i σ . Położenie wariantu optymalnego, w sensie globalnym opisanego minimalną wartością funkcji celu, zostało przedstawione w postaci punktu ($\varepsilon_{r,opt}^{,}, \sigma_{opt}$) oznaczonego białą kropką. Na rysunkach również został przedstawiony cały zbiór minimów lokalnych, które dają rozwiązania z większym błędem. Rozpatrywano cztery modele ścian: 1w_C18, 1w_C30, 2w_C18 oraz 2w_C30 (rozdz. 5.5).



RYS. 5.36. Wyznaczona zastępcza zależność pomiędzy względną przenikalnością elektryczną a konduktywnością w modelu 1w_C18 (2,4 GHz), przy początkowym założeniu: (a) $\sigma_{FDTD} = 0,01$ S/m, (b) $\sigma_{FDTD} = 0,02$ S/m, (c) $\sigma_{FDTD} = 0,03$ S/m, (d) $\sigma_{FDTD} = 0,04$ S/m

Niezależnie od liczby warstw cegieł w ścianie oraz konduktywności materiału, warianty charakteryzujące się najmniejszym błędem δ_A znajdowały się w obszarze $\sigma_{ont} \in \langle 0,01; 0,03 \rangle$ S/m. Wraz ze wzrostem konduktywności opisującej model

numeryczny, tj. $\sigma_{\rm FDTD} \in \langle 0,01;\,0,04 \rangle$ S/m przemieszczeniu ulega punkt wyznaczający parametry zastępcze materiału ceramicznego ku wyższym wartościom $\sigma_{\rm opt}$. Dobrana zastępcza konduktywność w badanych modelach była mniejsza o 0,01 S/m niż dana wejściowa.

Parametry opisujące ściany jednowarstwowe charakteryzowały się podobnymi zależnościami w ramach tych samych konduktywności (rys. 5.36–5.37). Podobną tendencję zauważono również dla ścian dwuwarstwowych (rys. 5.38–5.39). Stwierdzono, iż w analizowanym zakresie $\varepsilon_r \in \langle 2; 6 \rangle$ dobrana zastępcza konduktywność σ_{opt} przyjmuje wartości wyższe niż przy ścianach jednowarstwowych. Przy doborze parametrów zastępczych dla modeli ścian dwuwarstwowych, już przy trzykrotnym zwiększeniu konduktywności występuje strefa wskazująca na 100% błąd szacowania wartości ε_r oraz σ (rys. 5.38–5.39).



RYS. 5.37. Rozkład błędu δ_A dla modelu ściany jednowarstwowej 1w_C30 (2,4 GHz), przy początkowym założeniu konduktywności materiału ceramicznego: (a) σ_{FDTD} = 0,01 S/m, (b) σ_{FDTD} = 0,02 S/m, (c) σ_{FDTD} = 0,03 S/m, (d) σ_{FDTD} = 0,04 S/m



RYS. 5.38. Przykładowa zmienność względnego błędu aproksymacji zastępczej ε_r względem σ wyznaczona dla modelu ściany 2w_C18 (2,4 GHz), przy: (a) σ_{FDTD} = 0,01 S/m, (b) σ_{FDTD} = 0,02 S/m



RYS. 5.39. Mapa wartości błędu względnego w zależności od wartości ε_r ' i σ dla modelu ściany dwuwarstwowej 2w_C30 (2,4 GHz), przy: (a) σ_{FDTD} =0,01 S/m, (b) σ_{FDTD} =0,02 S/m

W tabelach 5.9–5.10 zestawiono najlepsze rozwiązania (min δ_A)otrzymane przy użyciu opracowanego algorytmu optymalizacyjnego. Podano obliczone wartości $\varepsilon_{r',opt}$ oraz σ_{opt} , przy jednoczesnym wskazaniu błędu względnego.

Otrzymane wyniki wskazują, iż dla ścian jednowarstwowych zastępcza wartość ε_{r} , opt wynosi średnio 3,3 a konduktywność $\sigma_{opt} \in \langle 0,004; 0,02 \rangle$ S/m. Natomiast dwuwarstwowość ścian wpływa na obniżenie przenikalności elektrycznej oraz wzrost przewodności dla konstrukcji modelowanych numerycznie przy założeniu znacznych wartości $\sigma \in \langle 0,03; 0,04 \rangle$ S/m (tabela 5.10).

TABELA 5.9. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian jednowarstwowych przy *f* = 2,4 GHz

Model ściany	Przyjęte w o numerycznych (elektryczne ce	obliczeniach FDTD) parametry gły klinkierowej	Wyznaczon parametry cerami	Błąd względny δ _A [%]	
	ε, , _{FDTD}	$\sigma_{_{\rm FDTD}}$ [S/m]	ε, , _{opt}	$\sigma_{_{ m opt}}$ [S/m]	
1w_C18	4,44	0,01	3,63	0,005	0,13
		0,02	3,27	0,009	0,80
		0,03	3,52	0,015	0,25
		0,04	3,15	0,022	0,42
1w_C30	4,44	0,01	2,91	0,002	0,22
		0,02	2,99	0,005	0,19
		0,03	3,41	0,014	0,03
		0,04	3,22	0,013	0,46

TABELA 5.10. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian dwuwarstwowych przy *f* = 2,4 GHz

Model ściany	Przyjęte w o numerycznych (elektryczne ceg	obliczeniach FDTD) parametry gły klinkierowej	Wyznaczon parametry cerami	e zastępcze materiału cznego	Błąd względny δ₄ [%]	
	$\varepsilon_{r,FDTD}$ σ_{FDTD} [S/m]		ε, , _{opt}	$\sigma_{_{ m opt}}$ [S/m]		
2w_C18	4,44	0,01	4,82	0,016	0,29	
		0,02	3,95	0,024	0,27	
		0,03	2,24	0,026	1,26	
		0,04	2,45	0,033	2,33	
2w_C30	4,44	0,01	2,74	0,006	0,42	
		0,02	3,48	0,014	0,19	
		0,03	2,75	0,019	0,16	
		0,04	4,31	0,031	0,04	

5.6.4. Analiza doboru parametrów zastępczych przy f = 5 GHz

Na rys. 5.40–5.42 przedstawiono rozkłady błędu względnego δ_A w zależności od zakładanych zastępczych wartości względnej przenikalności elektrycznej oraz konduktywności. Na podstawie tabeli 2.5 zdecydowano się na wyróżnienie przypadków z $\sigma_{\rm FDTD} \in \{0,04;\,0,1\}$ S/m, obejmujących wartości przyjmowane przy modelowaniu materiałów ceramicznych.



RYS. 5.40. Przykładowa zmienność względnego błędu aproksymacji zastępczej ε_r , względem σ wyznaczona dla modelu ściany 1w_C18 (*f* = 5 GHz), przy początkowym założeniu: (a) σ_{FDTD} = 0,04 S/m, (b) σ_{FDTD} = 0,1 S/m

Ponaddwukrotne zwiększenie konduktywności przyjmowanej w analizie metodą FDTD skutkuje ponad czterokrotnym zwiększeniem dobranego zakresu dla $\sigma_{\rm opt}$ (rys. 5.40b).



RYS. 5.41. Wyznaczona zastępcza zależność pomiędzy ε_r ' a σ dla modelu ściany 1w_C30, przy początkowym założeniu konduktywności materiału ceramicznego dla f = 5 GHz: (a) σ_{FDTD} = 0,04 S/m, (b) σ_{FDTD} = 0,1 S/m

W tabeli 5.11 wyszczególniono wyznaczone z użyciem algorytmu optymalizacyjnego A_{opt} wartości parametrów zastępczych ($\varepsilon_{r,opt}$ oraz σ_{opt}) charakteryzujące się najmniejszy błędem względnym δ_A . Przy założeniu wyjściowej wartości konduktywności $\sigma_{FDTD} = 0,04$ S/m stwierdzono, że do opisu cegieł typu C_{30} stosowanych w konstrukcjach jednowarstwowych można, jako zastępczą konduktywność przyjąć wartość o ok. 30% niższą, przy jednoczesnym zmniejszeniu względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_{r,opt}^2 = 3,66$.





Przy porównaniu zastępczych parametrów elektrycznych opisujących ściany jednowarstwowe wykonane z cegieł z mniejszą liczbą drążeń (C_{18}) zauważono, iż do opisu materiału ceramicznego dobrane wartości $\varepsilon'_{r,opt}$ są bliskie 3,0. Natomiast dla cegieł typu C_{30} , niezależnie od rodzaju ściany $\varepsilon'_{r,opt} \approx 4$.

Wraz ze wzrostem wyjściowej przewodności σ_{FDTD} również nieznacznie wzrasta wartość zastępczej przenikalności elektrycznej materiału ceramicznego σ_{out} .

Model ściany	Przyjęte w o numerycznych (elektryczne ce	obliczeniach FDTD) parametry gły klinkierowej	Wyznaczon parametry cerami	Błąd względny δ₄ [%]	
	ε, [°] , _{FDTD}	$\sigma_{_{\rm FDTD}}$ [S/m]	ε, , _{opt}	$\sigma_{_{ m opt}}$ [S/m]	
1w_C18	4,44	0,04	3,02	0,002	0,005
		0,1	3,37	0,043	0,02
1w_C30	4,44	0,04	3,66	0,027	0,09
		0,1	4,18	0,079	0,43
2w_C18	4,44	0,04	2,98	0,017	0,85
		0,1	3,12	0,068	0,55
2w_C30	4,44	0,04	4,16	0,018	0,29
		0,1	4,27	0,096	0,41

TABELA 5.11. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian przy f = 5 GHz

Analiza ściany dwuwarstwowej wykazała, że niezależnie od przyjętej w modelu wyjściowej wartości σ_{FDTD} , zastępcza konduktywność cegieł drążonych σ_{opt} nie przekracza 0,1 S/m. Natomiast zastępcza względna przenikalność elektryczna ($\varepsilon_{r,\text{opt}}$) dla modelu 2w_C30 przyjmuje wartości mniejsze od 3,0.

5.6.5. Podsumowanie

Wartości zastępcze opisujące materiał niejednorodny, obliczone przy zastosowaniu opracowanego algorytmu można stosować w modelowaniu układów wielkiej skali, w sytuacji gdy nie jest możliwe odwzorowanie złożonej struktury ścian wykonanych z cegieł drążonych.

Analiza wykazała, że wzrost przyjmowanej do obliczeń konduktywności, jednocześnie skutkował zwiększeniem wyznaczonej wartości σ , której zakres przy f = 2,4 GHz dla $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,01$ S/m nie przekraczał 0,008 S/m. W przypadku wyższej częstotliwości, przy założeniu $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,04$ S/m wyznaczone wartości zawierały się w przedziale $\sigma_{\text{out}} \in \langle 0,001; 0,033 \rangle$ S/m.

Przy f = 2,4 GHz stwierdzono dla ścian jednowarstwowych, że niezależnie od typu cegieł zastępcza względna przenikalność elektryczna wynosiła średnio $\varepsilon_{r,opt}^{\prime} = 3,3$, natomiast zastępcza konduktywność obejmowała zakres $\sigma_{opt} \in \langle 0,004; 0,02 \rangle$ S/m. Dwuwarstwowość ścian skutkuje obniżeniem wartości $\varepsilon_{r,opt}^{\prime}$ oraz wzrostem zastępczej przewodności σ_{opt} .

Analiza numeryczna wykonana przy częstotliwości 5 GHz wskazuje, że dwukrotne zwiększenie przewodności skutkuje trzykrotnym wzrostem zakresu obliczonych zastępczych wartości σ_{ont} a w przypadku modelu 1w_C18 – nawet dwudziestokrotnym.

Opracowany algorytm może być stosowany do wyznaczania parametrów zastępczych złożonych struktur, m.in. cegieł klinkierowych przy uwzględnieniu różnych wartości ε_i^2 oraz σ oraz ich zakresu, rozmiaru drążeń, częstotliwości czy grubości ściany.

5.7. Analiza ścian wykonanych z żelbetu

W rozdziale 5.4 dokonano analizy ścian jednorodnych wykonanych tylko z betonu [18, 30, 32, 37, 42, 46, 47, 48]. Ze względu na konstrukcję ścian żelbetowych, ocenę zjawisk w tych układach wykonano z użyciem standardowego, stosowanego wcześniej modelu dwuwymiarowego (rys. 5.1b) oraz modelu trójwymiarowego (rozdz. 5.7.2).

5.7.1. Ściany wykonane z betonu i zbrojenia - model 2D

Analizie poddano cztery rodzaje konstrukcji ściany żelbetowej o szerokości b = 0,24 m (rys. 5.43) wpisane w obszar $\Omega_{\rm S}$ w modelu przedstawionym na rys. 5.1b. Zastosowanie warunków periodyczności dało możliwość zmniejszenia wielkości obszaru analizy przy modelowaniu ściany żelbetowej z:

- 1p_L10: jednym rzędem prętów zbrojeniowych i rozstawem *L* = 0,1 m;
- $2p_L10$: dwoma rzędami prętów zbrojeniowych i otuliną 0,02 m, L = 0,1 m;
- 1p_L20: większym rozstawem L = 0,2 m i jednym rzędem prętów;
- 2p_L20: rozstawem *L* = 0,2 m oraz dwoma rzędami prętów zbrojeniowych.
Dodatkowo, w każdym z modeli rozpatrzono różne warianty przy zmianie średnicy zbrojenia $d \in \{0,006; 0,008; 0,01; 0,012\}$ m.

Bazując na dyskusji dotyczącej ścian wykonanych z betonu (rozdz. 5.3), do analizy również przyjęto stosowane w literaturze wartości względnej przenikalności elektrycznej $\varepsilon_r \in \{5; 6; 7; 8\}$. Rozpatrywano przy tym zmienność wartości natężenia pola elektrycznego w zależności od wybranej konduktywności $\sigma \in \{0,00195; 0,004; 0,01\}$ S/m (rozdz. 2.1.1). Wymiary rozpatrywanej konstrukcji ściany, w odniesieniu do długości fali w betonie λ_b , przy częstotliwości f = 2,4 GHz lub f = 5 GHz zostały przedstawione w tabeli 5.1. Na rys. 5.44–5.49 przedstawiono wpływ średnicy zbrojenia na wartości natężenia pola, przy uwzględnieniu zmienności wartości konduktywności oraz ilości rzędów prętów i jego rozstawu.



RYS. 5.43. Warianty ścian: (a) 1p_L10, (b) 2p_L10, (c) 1p_L20, (d) 2p_L20



RYS. 5.44. Wpływ średnicy zbrojenia na wartość natężenia pola elektrycznego, przy f = 2,4 GHz oraz $\sigma = 0,00195$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$



RYS. 5.45. Wpływ średnicy zbrojenia na wielkość max(E_z), przy f = 2,4 GHz oraz $\sigma = 0,004$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$



RYS. 5.46. Wpływ średnicy zbrojenia na wartość max(E_z), przy f = 2,4 GHz oraz $\sigma = 0,01$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r^2 = 5$, (b) $\varepsilon_r^2 = 6$, (c) $\varepsilon_r^2 = 7$, (d) $\varepsilon_r^2 = 8$



RYS. 5.47. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_z), przy f = 5 GHz dla modeli ścian, przy $\sigma = 0,00195$ S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$



RYS. 5.48. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wartością max(E_z), przy f = 5 GHz dla modeli ścian, przy σ = 0,004 S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) ε_r ² = 5, (b) ε_r ² = 6, (c) ε_r ² = 7, (d) ε_r ² = 8



RYS. 5.49. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_z), przy f = 5 GHz dla modeli ścian, przy $\sigma = 0,01$ S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r^2 = 5$, (b) $\varepsilon_r^2 = 6$, (c) $\varepsilon_r^2 = 7$, (d) $\varepsilon_r^2 = 8$

Analiza wykazała, że przy częstotliwości f = 2,4 GHz:

- większy rozstaw pomiędzy prętami (L = 0,2 m) powoduje wzrost wartości natężenia pola elektrycznego w obszarze za ścianą; jedynie ta zależność nie jest spełniona przy przenikalności elektrycznej względnej betonu $\varepsilon_r^2 = 5$, gdzie model 1p_L10 miejscami wykazuje wyższe nawet o 5% wartości pola od pozostałych wariantów (rys. 5.44a, 5.45a, 5.46a);
- przy ε_r'∈{6; 7; 8}, modele zawierające jeden rząd prętów i o większym rozstawie (L = 0,2 m), dla wszystkich analizowanych średnic zbrojenia miały wyższe wartości max(E_z) co najwyżej o 60% względem wariantów z dwoma rzędami prętów, które powodują zwiększenie liczby wielokrotnych odbić występujących na granicy ośrodków oraz zmniejszenie efektywnej powierzchni tłumienia fali elektromagnetycznej (rys. 5.44b,c,d–5.46b,c,d);
- modele z dwoma rzędami prętów i rozstawem L = 0,1 m, niezależnie od średnicy zbrojenia charakteryzowały się niższymi nawet o 65% wartościami natężenia pola elektrycznego względem wariantów z jednym rzędem prętów (rys. 5.44–5.46);
- zwiększenie średnicy prętów zbrojeniowych w zakresie stosowanym w Polsce znacząco nie wpływa na wartości pola; różnice wynoszą co najwyżej 4%.

Otrzymane wyniki analizy ścian żelbetowych, przy rozpatrywaniu wyższej częstotliwości f = 5 GHz, wskazują, że:

- niezależnie od wartości konduktywności oraz średnicy zbrojenia, przy ε_r'∈{5; 6; 7}, dwukrotne zwiększenie rozstawu pomiędzy prętami (L = 0,2 m) skutkuje wzrostem wartości max(E_z) względem modeli przy L = 0,1 m (rys. 5.47a,b,c-5.49a,b,c); największe różnice widoczne są przy ε_r'= 5 pomiędzy modelami 1p_L10 i 2p_L20 i wynoszą nawet 80% (rys. 5.47a, 5.48a, 5.49a);
- powyższa zależność nie dotyczy analizy żelbetu o względnej przenikalności elektrycznej ε_r'=8, w zakresie niewielkiej średnicy zbrojenia *d*∈{0,006, 0,008} m (rys. 5.47d, 5.48d, 5.49d), gdzie większy rozstaw obniża rejestrowaną wartość natę-żenia pola maksymalnie o 11%;
- przy rozstawie L = 0,1 m zwiększenie liczby rzędów prętów nie wpływa na zmianę wartości pola jedynie w przypadku ε_r² = 5, σ=0,004 S/m i d=0,01 m (rys. 5.47b), zaś różnica 1% występuje w modelach obliczanych przy założeniu: ε_r² = 6, σ∈{0,00195; 0,004, 0,01} S/m przy d=0,01 m (rys. 5.47b, 5.48b, 5.49b);
- przy większym rozstawie (L = 0,2 m), wartości natężenia pola elektrycznego są zbliżone (różnica do 1%) pomiędzy modelami z jednym a dwoma rzędami zbrojenia w przypadku zachowania następujących parametrów: ε_r'=5, σ=0,00195 S/m, d=0,006 m (rys. 5.47a) oraz ε_r'=6, σ=0,004 S/m, d=0,01 m (rys. 5.48b), jak również przy ε_r'=8, σ∈{0,00195; 0,004} S/m, d=0,008 m (rys. 5.47d, 5.48d).

Szczegółowa analiza rozpatrywanych wariantów wykazała, że dwukrotne zwiększenie liczby rzędów zbrojenia, niezależnie od rozstawu prętów oraz wartości konduktywności, skutkuje co najwyżej 1% zmianą wartości $\max(E_z)$ w przypadku:

- częstotliwości f = 2,4 GHz, gdy przenikalność elektryczna względna betonu wynosi $\varepsilon_r = 7$ a średnica zbrojenia ma wartość 0,01 m (rys. 5.44c, 5.35c, 5.46c);
- f = 5 GHz, w modelach o parametrach analizy: $\varepsilon_r = 6$, również przy takiej samej średnicy zbrojenia (d = 0,01 m) (rys. 5.47b, 5.48b, 5.49b).

Na rys. 5.50 i 5.51 zestawiono wyniki analizy modeli ścian żelbetowych oraz wpływu średnicy zbrojenia na wartość pola. Na podstawie poniższych charakterystyk stwierdzono, że przy f = 2,4 GHz i rozstawie L = 0,1 m dwukrotne zwiększenie liczby rzędów zbrojenia znacznie obniża wartości natężenia pola elektrycznego nawet o 40% (rys. 5.50a,c). Wyjątek stanowi przypadek dla $\varepsilon_r^2 = 6, \sigma = 0,00195$ S/m, gdzie zaobserwowano 1% wzrost wartości pola elektrycznego (rys. 5.50b).

Przy większym rozstawie prętów, niezależnie od średnicy zbrojenia, model z dwoma rzędami prętów odznacza się wyższymi o 12% wartościami max(E_z).



RYS. 5.50. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_2), przy f=2,4 GHz dla czterech modeli ścian żelbetowych obliczonych przy typowych parametrach betonu: (a) $\varepsilon_r^2 = 5$ i $\sigma = 0,004$ S/m, (b) $\varepsilon_r^2 = 6$ i $\sigma = 0,00195$ S/m, (c) $\varepsilon_r^2 = 8$ i $\sigma = 0,01$ S/m



RYS. 5.51. Wpływ średnicy zbrojenia na wartości pola, przy f = 5 GHz dla rozpatrywanych modeli ścian żelbetowych, wyznaczonych przy standardowych parametrach betonu: (a) $\varepsilon_r^2 = 5$ i $\sigma = 0,004$ S/m, (b) $\varepsilon_r^2 = 6$ i $\sigma = 0,00195$ S/m, (c) $\varepsilon_r^2 = 8$ i $\sigma = 0,01$ S/m

W przypadku analizy wartości natężenia pola przy f = 5 GHz, zauważono większe zróżnicowanie wartości przy różnym doborze parametrów elektrycznych betonu, średnicy zbrojenia, czy ilości rzędów prętów. Przy większym rozstawie prętów (L = 0,2 m) stwierdzono, że niezależnie od średnicy zbrojenia model z dwoma rzędami prętów oraz $\varepsilon_r' = 5$, $\sigma = 0,004$ S/m (rys. 5.51a), odznacza się wyższymi o 10% wartościami max(E_z), co było również zauważalne przy f = 2.4 GHz. Natomiast dla wszystkich analizowanych modeli, przy $\varepsilon_r' = 8$, $\sigma = 0,01$ S/m dla d = 0,008 m wartości natężenia pola różnią się jedynie o 10% (rys. 5.51b).

Przedstawiona analiza dowodzi, że na skutek złożonych zjawisk związanych z propagacją fal EM przez żelbet efektywna wartość natężenia pola za ścianą ze zbrojeniem zależy od: parametrów betonu, jak też od elementów zbrojenia bezpośrednio wpływających na wielkość efektywnej powierzchni pochłaniającej falę EM.

5.7.2. Analiza ścian nośnych – model 3D

Przyjęcie modeli 3D ma na celu uwzględnienie, oprócz zbrojenia pionowego, również elementów zbrojenia poziomego. Konstrukcja modeli dwuwymiarowych nie pozwala na właściwe rozpatrzenie tego typu konstrukcji.

Konstrukcja modelu trójwymiarowego w rzucie na płaszczyznę *XY* (rys. 5.52) jest zbliżona do opisu przedstawionego dla modelu dwuwymiarowego (rys. 5.1). Uległy zmianie niektóre wymiary, zaś do odwzorowania zagadnienia otwartego zastosowano w całym modelu absorpcyjne warunki brzegowe Mura (ABC). W związku z tym, iż model jest trójwymiarowy również modyfikacji poddano konstrukcję ściany żelbetowej, w której dodatkowo zamodelowano zbrojenie poziome [31, 33, 35].



RYS. 5.52. Geometria modelu ściany z żelbetu (rzut w płaszczyźnie XY, z = 0)

Ze względu na ograniczone możliwości stosowanych komputerów, wielkość modelu wzdłuż osi Oz została zredukowana do $Z_{\rm max}$ = 0,15 m. Rozpatrywane warianty konstrukcji ściany żelbetowej (obszar $\Omega_{\rm s}$) przedstawiono na rys. 5.53 oraz 5.54. Przy tworzeniu modelu uwzględniono typowe wymagania wytrzymałościowe stawiane konstrukcjom ścian ze zbrojeniem. Przy niezmienionej geometrii obszaru i stałych gabarytach ściany nośnej (b = 0,24 m) przeprowadzono analizę czterech wariantów z uwzględnieniem różnych układów zbrojenia:

- s1_d5: ściana ze zbrojeniem w postaci pojedynczej siatki złożonej z jednego pręta poziomego oraz pięciu pionowych o średnicy *d* = 0,005 m z rozstawem *L* = 0,2 m;
- $s1_d10$: ściana, jak w modelu $s1_d5$ ale ze średnicą prętów d = 0,01 m;
- s1_d5_sym: ściana z układem dwóch symetrycznych siatek (d = 0,005 m; L = 0,1 m);
- s1_d5_asym:ściana z asymetrycznym układem prętów pionowych, przy przesunięciu pierwszej siatki o 0,05 m wzdłuż osi *Ox*.



RYS. 5.53. Analizowane modele ściany żelbetowej wpisane w obszarze Ω_s (wymiary podano w metrach): (a) s1_d5, (b) s1_d10, (c) s2_d5_sym, (d) s2_d5_asym



RYS. 5.54. Trójwymiarowy widok modelu ściany betonowej wraz ze zbrojeniem, gdzie: A-A oznacza płaszczyznę, w której dokonano oceny rozkładu natężenia pola dla modelu: (a) s1_d10, (b) s2_d5_sym

Do analizy przyjęto typowe wartości parametrów elektrycznych dla betonu: $\varepsilon_r' = 6$ oraz $\sigma = 1,95 \cdot 10^{-3}$ S/m [138, 139, 213]. Ze względu na konstrukcję siatki różnicowej pręty zbrojenia modelowano przyjmując uproszczenie ich geometrii. Zjawiska polowe na granicy beton – zbrojenie zostały odwzorowane przez wpisanie warunków idealnego przewodnika (ang. PEC).

Rozmiar równomiernej prostopadłościennej komórki Ye
e założono $\Delta_x \times \Delta_y \times \Delta_z = 5 \times 5 \times 5$ mm. Przy przyjętej rozdzielczości siatki różnicowej, numeryczne przy
bliżenie rozkładu pola w betonie było modelowane przy zastosowaniu 10 komórek na długość fali, przy częstotliwości wynoszącej 2,4 GHz. W celu ograniczenia błędów dyspersji numerycznej, rozmiar komórki spełniał warunek (4.53). Przyjęta wartość
 Δ_x , Δ_y , Δ_z była kompromisowa ze względu na wielkość tworzonego modelu (liczba komórek). Przyjęty krok czasowy
 $\Delta_t = 0,0524$ ns gwarantował zachowanie warunku CFL (4.55).

Ocenie podlegały wartości natężenia pola obliczane w płaszczyźnie A–A: z = const = 0,075 m, wzdłuż prostej przechodzącej przez środek modelu (x = const = 0,45 m) (rys. 5.54). Na rys. 5.55 i 5.56 przedstawiono charakterystyki maksymalnej wartości natężenia pola elektrycznego uzyskane w stanie ustalonym, po wykonaniu N = 7172 kroków.



RYS. 5.55. Maksymalne wartości składowej E_z w obszarze obserwacji modelu

Pomijając warstwę przy ścianie, w obszarze za ścianą $y \in \langle 0; 1,85 \rangle$ m najniższe maksymalne wartości składowej E_z otrzymano w przypadku modelu z asymetrycznie rozmieszczonym zbrojeniem (s2_d5_asym). Nierównomierne modelowanie zbrojenia powoduje zwiększenie efektywnej powierzchni przewodnika, która oddziałuje z falą elektromagnetyczną. Ulega zatem zwiększeniu efekt ekranowania pola, związany z występowaniem elementów przewodzących.

Zjawiska falowe zachodzące na granicy powietrze – beton oraz beton – zbrojenie powodują lokalne zaburzenia rozkładu pola wewnątrz ściany. Zwiększenie średnicy zbrojenia skutkuje zmniejszeniem wartości natężenia pola elektrycznego tuż za siatką zbrojeniową wewnątrz ściany, co jest typowe dla efektu cienia elektromagnetycznego. Wyniki związane z powstaniem stref z lokalnie obniżonym poziomem pola znajdują potwierdzenie na rys. 5.56.

Najwyższe maksymalne wartości natężenia pola w obszarze za ścianą uzyskano dla modelu s1_d5. Powodem jest najmniejsza efektywna powierzchnia przewodnika oddziałująca z falą elektromagnetyczną, która również powoduje mniejsze odkształcenie czoła fali niż w pozostałych modelach. Obserwowane efekty uwzględniają zjawiska falowe wynikające z niewielkich wymiarów prętów w odniesieniu do długości fali. Natomiast asymetryczne rozmieszczenie zbrojenia skutkuje aż 15% obniżeniem wartości maksymalnych natężenia pola elektrycznego względem innych modeli na skutek zwiększenia efektywnej powierzchni przewodnika, na który oddziałuje fala elektromagnetyczna.



RYS. 5.56. Rozkład maksymalnych wartości składowej E, w pobliżu ściany żelbetowej

W tabeli 5.12 zestawiono przykładowe wyniki maksymalnych wartości składowej E_z uzyskane w czterech punktach o współrzędnych *P1* (0,45; 0,5); *P2* (0,45; 1,7); *P3* (0,45; 1,8) oraz *P4* (0,45; 2,54), które zostały oznaczone na rys. 5.55.

Analizowany model ściany	P1	P2	P3	P4
s1_d5	0,0008	0,0680	0,0945	2,5719
s1_d10	0,0007	0,0645	0,0926	2,6089
s2_d5_sym	0,0008	0,0600	0,0811	2,6042
s2_d5_asym	0,0006	0,0512	0,0705	2,6051

TABELA 5.12. Zestawienie maksymalnych wartości E, w wybranych punktach analizy [V/m]

Rozpatrując punkt *P1*, oddalony od ściany o 1,5 m, stwierdzono, że asymetryczność układu zbrojenia powoduje 25% obniżenie wartości natężenia pola względem modelu z regularną siatką (s2_d5_sym). Natomiast w punkcie *P2* stwierdzono dla każdego z modeli, iż wartości pola są niższe średnio o 15% względem punktu oznaczonego przez *P1*. Przy porównaniu modeli zawierających pojedynczą siatkę, zaobserwowano, że dwukrotne zwiększenie średnicy zbrojenia skutkuje zmniejszeniem wartości natężenia pola. Na przykład, w punkcie *P3* wartość natężenia pola dla modelu s1_d10 jest o 2% mniejsza niż w przypadku s1_d5.

Analiza miejsca przed ścianą (punkt *P4*) dowiodła, iż różnorodność układu zbrojenia praktycznie nie zmienia wartości pola. Największa różnica występuje pomiędzy modelami z pojedynczą siatką, gdzie wartość pola elektrycznego dla wariantu z większą średnicą zbrojenia (s1_d10) jest o 1,5% wyższa niż dla d = 0,005 m. Natomiast asymetryczność siatki ma znikomy wpływ na wartość składowej E_z (0,03%).

5.7.3. Podsumowanie

Przedstawiona analiza dotyczyła wpływu konstrukcji zbrojenia wewnątrz ściany betonowej na maksymalne wartości pola elektrycznego. W przypadku analizy części obszaru za ścianą ($y \in \langle 0; 1, 8 \rangle$ m) stwierdzono, że:

- asymetryczny układ zbrojenia (s2_d5_asym) skutkuje najniższymi wartościami natężenia pola elektrycznego, ponieważ niesymetryczne rozstawienie zbrojenia zwiększa efektywną powierzchnię siatki metalowej i efekty tłumienia fali;
- w prowadzonych testach dwukrotnie większa średnica zbrojenia (s1_d10), jak również układ z podwójną symetryczną siatką (s2_d5_sym) charakteryzują się porównywalnymi wartościami natężenia pola elektrycznego.

Prezentowane wyniki potwierdzają, że przebieg zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych jest ściśle zależny od struktury obszaru ściany (materiał jednorodny lub ze zbrojeniem) oraz wartości parametrów materiałowych.

5.8. Analiza ukośnego padania fali płaskiej na ścianę

Analityczne rozwiązanie zagadnienia ukośnego padania fali płaskiej i propagacji w jednorodnej lub wielo-warstwowej jednorodnej płycie o zadanej grubości, jest prezentowane w dostępnej literaturze. Wyznaczone w ten sposób współczynniki są stosowane w wybranych przypadkach przy obliczaniu rozkładu pola w układach dużej skali. Wskazana metoda obliczeń zjawisk polowych ma jednak ograniczone zastosowanie w przypadku występowania lokalnych niejednorodności materiałowych. Zgodnie z prezentowaną wcześniej dyskusją, w zakresie rozpatrywanych częstotliwości komunikacji bezprzewodowej, cegły drążone wykazują cechy materiałów niejednorodnych, porowatych ze względu na długość fali elektromagnetycznej. Z tego względu poniżej rozpatrzono zjawiska elektromagnetyczne w układach z materiałami jednorodnymi oraz niejednorodnymi, przy ukośnym padaniu fali.

5.8.1. Charakterystyka modelu fizycznego i numerycznego

Dyskusji poddano modele ścian jednowarstwowych o grubości b = 0,12 m. Ze względu na różne wartości parametrów elektrycznych materiałów budowlanych (rozdz. 2) oraz ich strukturę, wyróżniono dziewięć wariantów (tabela 5.13).

Oznaczenie	Materiał budowlany	ε _r '	σ [S/m]
В	beton	6	1,95·10 ⁻³
BK	beton komórkowy	2,25	0,01
C_01	pełna cegła	4,44	0,01
C_02	pełna cegła	4,44	0,02
C18_01	cegła klinkierowa (typu C ₁₈), z rozmiarem drążeń r _d = 0,011 m	4,44	0,01
C18_02	cegła klinkierowa (typu C ₁₈), z rozmiarem drążeń r _d = 0,011 m	4,44	0,02
C30_01	cegła klinkierowa (typu C ₃₀), z rozmiarem drążeń r _d = 0,015 m	4,44	0,01
C30_02	cegła klinkierowa (typu C ₃₀), z rozmiarem drążeń r _d = 0,015 m	4,44	0,02

TABELA 5.13. Oznaczenia modeli ścian oraz opis ich właściwości

Do analizy wpływu kąta padania fali (α_p) na wartości natężenia pola konieczne było zmodyfikowanie wcześniej przyjętego modelu (rys. 5.1a). Z tego względu zwiększono wymiar podłużny oraz poprzeczny całego obszaru (rys. 5.57). W rozpatrywanym zagadnieniu, na krawędziach równoległych do kierunku propagacji fali płaskiej, zamiast periodycznych warunków brzegowych, zastosowano absorpcyjną warstwę PML. Z uwagi na zmianę konstrukcji modelu, dla wariantu z prostopadłym padaniem fali płaskiej ($\alpha_p = 0^\circ$) również wykonano obliczenia (rys. 5.57b).

Maksymalny liniowy rozmiar siatki różnicowej w tworzonym dwuwymiarowym modelu wynosił $\Delta_x = \Delta_y = 1$ mm. Przy minimalnej liczbie komórek Yee przypadających na długość fali wynoszącej 51 w istotnym stopniu zredukowano również efekty schodkowe w konstrukcji modelu (tabela 5.14). Potwierdzeniem tego są otrzymane wyniki obliczeń, w których nie obserwuje się artefaktów w rozkładzie natężenia pola w obszarach o niejednorodnej strukturze materiałów.



RYS. 5.57. Geometria modelu ściany przy kącie padania fali: (a) 65°, (b) 0°

Materiał budowlany	Względna przenikalność elektryczna ε,΄	Długość fali w dielektryku λ [m]	Liczba komórek na długość fali w dielektryku <i>N_x</i>
beton komórkowy	2,25	0,0833	83
cegła	4,44	0,0593	59
beton	5	0,0559	56
beton	6	0,0510	51

TABELA 5.14. Średnia liczba komórek Yee na długość fali, przy f = 2,4 GHz

157

5.8.2. Przykładowe wyniki obliczeń

Na rys. 5.58 przedstawiono maksymalne wartości natężenia pola uzyskane dla modeli ścian wykonanych z trzech typów cegieł (pełna oraz klinkierowe o typowych rozmiarach drążeń – C_{18} i C_{30}). Charakterystyki przedstawiają wpływ kąta padania fali na wartość max(E_z) w obszarze za ścianą, otrzymaną przy f = 2,4 GHz. Dwukrotne zwiększenie konduktywności powoduje zmniejszenie wartości natężenia pola z zachowaniem podobieństwa pomiędzy przebiegami charakterystyk dla tego samego wariantu konstrukcji ściany. Z fizykalnego punktu widzenia takie zjawisko wynika z warunków ciągłości pola, uzyskanych z rozpatrzenia równań Maxwella na granicy środowisk o różnych właściwościach elektrycznych i magnetycznych [137]. Składowa normalna do powierzchni nieciągłości materiałowej, skierowana do obszaru drugiego, częściowo ulega odbiciu zależnemu od parametrów elektrycznych danego ośrodka.



RYS. 5.58. Charakterystyka zmian wartości maksymalnej natężenia pola w funkcji kąta padania fali przy częstotliwości 2,4 GHz

Podobnie, jak przy analizie ściany z niejednorodnego materiału ceramicznego (rozdz. 5.5) stwierdzono, że propagacja fali elektromagnetycznej wewnątrz cegły ma złożony przebieg. Z tego powodu pojawiają się wielokrotne odbicia na granicy powietrze – masa ceramiczna. Liczba i wielkość drążeń występujących w cegle oraz wartość kąta padania fali skutkuje zmianą obrazu natężenia pola elektrycznego w strefie za murem (rys. 5.59). W odległości powyżej 2 m, w przypadku $\alpha_p = 25^\circ$, nieza-leżnie od wartości konduktywności stwierdzono jedynie 2% różnicę wielkości max(E_z).

Jedynie w przypadku modelu wykonanego z cegieł typu C_{30} wraz ze wzrostem kąta padania fali ($\alpha_p \ge 25^\circ$) wartości natężenia pola elektrycznego rosną (aż o 25%). Najwyższe wartości dla tego modelu uzyskano przy $\alpha_p = 55^\circ$ (rys. 5.60). Zjawiska fizyczne zachodzące przy przechodzeniu fali przez kolejne obszary powietrza i masy ceramicznej znajdują odzwierciedlenie w wartościach maksymalnych składowej E_z . Wskazany efekt jest szczególnie widoczny przy ocenie zjawisk występujących za murem wykonanym z cegły typu C_{30} . Efekty odbić fali od ściany powodują powstawanie chwilowych minimów i maksimów, których ilość jest uzależniona od kąta padania fali (rys. 5.59–5.60).



RYS. 5.59. Porównanie wpływu ilości drążeń na max (E_z) otrzymane przy $\alpha_p = 25^\circ$ dla modeli: (a) C18_01, (b) C30_01

Rozpatrując ścianę modelowaną z pełnych cegieł zauważono spadek maksymalnych wartości natężenia pola wraz ze wzrostem kata padania ($\alpha_p \ge 25^\circ$). Różnica w wartościach max(E_z) pomiędzy wariantem ściany ustawionej prostopadle do kierunku propagacji fali a sytuacją dla $\alpha_p \ge 65^\circ$ wynosi aż 46%.



RYS. 5.60. Obwiednie wartości składowej E_z uzyskane dla modelu C30_01 (α_p = 55°)

Przy kącie $\alpha_p = 60^\circ$ maksymalne wartości natężenia pola elektrycznego pomiędzy modelem z pełnej cegły i cegłą typu C_{18} różnią się co najwyżej o 12%. Zaś dla modelu C30_01 ta różnica sięga 70% (rys. 5.58).

Na rys. 5.61 przedstawiono przykładowe porównanie rozkładów max(E_z) przy $\alpha_p = 60^\circ$. Jak wynika z rys. 5.58 maksymalne wartości natężenia pola elektrycznego pomiędzy modelem C_01 a C18_01 różnią się o 14%. Wskazany efekt wynika ze złożonej struktury cegły powodującej występowanie interferencji, czego skutkiem są chwilowe minima i maksima w obszarze za ścianą.



RYS. 5.61. Maksymalny rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze, przy $\alpha_p = 60^\circ$ dla modeli: (a) C18_01, (b) C_01

Na rys. 5.62 zaprezentowano przykładowy rozkład maksymalnych wartości składowej E_z , przy katach padania $\alpha_p \in \{25^\circ; 35^\circ; 40^\circ; 45^\circ\}$, uzyskanych dla modelu C18_01. W przypadku $\alpha_p = 40^\circ$ (rys. 5.62c) wartości natężenia pola zarówno za, jak też przed ścianą są wyraźnie niższe niż w pozostałych wariantach, czego potwierdzeniem są charakterystyki przedstawione na rys. 5.58. Różnica w wartościach max (E_z) wynosi co najwyżej 8% (rys. 5.62b,c,d). Natomiast najwyższe wartości stwierdzono dla $\alpha_p = 25^\circ$ (rys. 5.62a). Wskazany efekt wynika z niewielkiego kąta padania fali, co zwiększa długość drogi, jaką pokonuje fala EM przechodząc przez drążenia cegły. Dodatkowym powodem jest fakt, iż wraz ze wzrostem kąta padania fali wydłuża się "rzeczywista" droga przejścia fali przez materiał porowaty, jakim jest cegła. Zwiększa się więc efektywne tłumienie w materiale ceramicznym, przy równoczesnym stopniowym wzroście liczby powierzchni granicznych materiał ceramiczny-powietrze.



RYS. 5.62. Maksymalny rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu C18_01: (a) $\alpha_{_{D}} = 25^{\circ}$, (b) $\alpha_{_{D}} = 35^{\circ}$, (c) $\alpha_{_{D}} = 40^{\circ}$, (d) $\alpha_{_{D}} = 45^{\circ}$

Na rys. 5.63 przedstawiono porównanie rozkładów max(E_z) dla modeli wykonanych z jednorodnych materiałów (beton, gazobeton, cegła).

Wszystkie charakterystyki potwierdzają zależności analityczne, zgodnie z którymi wraz ze wzrostem kąta padania fali następuje obniżenie maksymalnych wartości składowej E_z .



RYS. 5.63. Charakterystyki zmian wartości max(E_z) w zależności od kata padania fali, dla modeli ścian wykonanych z materiałów jednorodnych (pełna cegła, beton, gazobeton)

Wraz ze zwiększeniem α_p występuje obniżenie wartości natężenia pola w przypadku modelu wykonanego z betonu. Natomiast dla wariantów z cegieł spadek wartości natężenia pola elektrycznego stwierdzono dla $\alpha_p > 35^\circ$. W porównaniu ze ścianą z betonu komórkowego, gdzie maksymalna różnica wynosi 26%, można stwierdzić, że parametry elektryczne opisujące ten materiał ($\varepsilon_r^2 = 2,25$; $\sigma = 0,01$ S/m) powodują łagodniejszą zależność pomiędzy α_p a max(E_z).

5.8.3. Podsumowanie

Analiza wpływu kąta padania fali oraz złożoności materiału budowlanego na wartości natężenia pola elektrycznego wykazała, że:

- zwiększenie konduktywności analizowanych materiałów budowlanych powoduje jedynie obniżenie wartości max(E_z) przy zachowaniu zbliżonego kształtu przebiegu charakterystyk;
- zmienność ilości i wielkości drążeń oraz kąta padania fali skutkuje licznymi interferencjami na granicy powietrze – masa ceramiczna, co zmienia obraz natężenia pola zwłaszcza w strefie za murem;
- wzrost α_p powoduje obniżenie wartości natężenia pola o maksymalnie 40% względem modelu z prostopadłym układem ściany do kierunku propagacji fali EM;
- przy α_p = 25° dla obu typów cegieł klinkierowych wartości max(E_z) różnią się co najwyżej 2%, gdyż przy takim kącie padania fali zachodzi najmniej odbić wewnątrz drążeń;
- dla modelu cegły C_{30} wraz ze zwiększeniem kąta padania fali ($\alpha_p > 25$) wzrastają maksymalne wartości natężenia pola, na co ma wpływ duża liczba drążeń, wewnątrz których występują wielokrotne odbicia fali elektromagnetycznej;

- najwyższą wartość natężenia pola uzyskano dla modelu C30_01 przy $\alpha_p = 55^{\circ}$ (rys. 5.60);
- przy $\alpha_p = 65^\circ$ różnica pomiędzy wartościami max (E_z) dla obu modeli cegieł (pełna i C_{ls}) wynosi co najwyżej 12%;
- spośród rozpatrywanych jednorodnych materiałów budowlanych, wraz ze zwiększeniem kąta padania fali występuje gwałtowniejsze obniżenie wartości natężenia pola elektrycznego w przypadku modelu wykonanego z betonu (do 48%).

Uzyskane wyniki pozwalają na szacowanie wartości współczynnika tłumienia dla materiałów niejednorodnych.

6. Analiza rozkładu pola w złożonych konstrukcjach budowlanych

Wnioski uzyskane w toku prac dotyczących zjawisk polowych i właściwości elektrycznych różnych materiałów budowlanych pozwalają na rozpatrzenie zjawisk w złożonych, typowych konstrukcjach budowlanych [18, 19, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 37, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50]. Zakres prowadzonych analiz numerycznych obejmował ocenę rozkładu pola elektromagnetycznego [36, 38, 39, 40, 41]:

- w układzie ze słupem bez zbrojenia oraz z prętami zbrojeniowymi;
- w pomieszczeniu z uwzględnieniem dodatkowych ścian działowych.

6.1. Analiza konstrukcji słupa i rozmieszczenia punktowego źródła pola

W pierwszym układzie rozpatrywano typowe, szkieletowe konstrukcje budynku, na które składają się elementy dobranej geometrii w różnym stopniu wpływające na rozkład pola elektromagnetycznego. Ze względu na konstrukcję typowych budynków poddano ocenie zjawiska wewnątrz oraz wokół słupów nośnych. Występowanie metalowych elementów zbrojenia w ich wnętrzu, może znacznie wpływać na rozkład pola. Jako elementy drugoplanowe uwzględniono ściany działowe, które moderują propagację fali elektromagnetycznej w stopniu wynikającym z geometrii i właściwości typowych materiałów budowlanych. Szczegółowej analizie poddano:

- konstrukcję słupa wykonanego z betonu lub żelbetu o zróżnicowanym zbrojeniu;
- cztery przykładowe lokalizacje punktowego źródła.

6.1.1. Geometria analizowanego układu

Analizę przeprowadzono przy zastosowaniu metody FDTD, z wykorzystaniem modelu trójwymiarowego. W rozpatrywanym obszarze o wymiarach $X_{max} = 2,9$ m oraz $Y_{max} = 2,0$ m wpisano model betonowego słupa oraz trzy ściany działowe (rys. 6.1). Ściany były wykonane z gazobetonu o grubości 0,12 m oraz obustronnie pokryte warstwą tynku o grubości 0,01 m. Wymiar modelu wzdłuż osi *Oz*, w związku

z ograniczeniem pamięci komputera, wynosił $Z_{\rm max}$ = 0,5 m (rys. 6.2). Ocenie ilościowej podlegały wartości natężenia pola obliczane w trzech strefach oznaczonych odpowiednio: pokój_1, pokój_2 oraz korytarz [99].



RYS. 6.1. Opis geometrii układu z uwzględnieniem występujących materiałów (widok 2D w płaszczyźnie XY)

Wymiary słupa w płaszczyźnie XY wynosiły 0,25 × 0,25 m. Przy uwzględnieniu długości fali elektromagnetycznej w betonie ($\lambda_{\rm b}$ = 0,051 m), poprzeczne wymiary słupa wynosiły 4,9 $\lambda_{\rm b}$. Przy niezmienionej geometrii całego obszaru rozpatrzono trzy przypadki konstrukcji słupa:

- w1: słup wykonany z betonu, bez zbrojenia, pokryty warstwą tynku o grubości 0,01 m;
- w2: betonowy słup ze zbrojeniem w postaci:
 - czterech pionowych prętów o średnicy $d = 0.01 \text{ m} \approx 0.19 \lambda_{\text{b}}$, oddalonych względem siebie o $L = 0.18 \text{ m} \approx 3.53 \lambda_{\text{b}}$ oraz
 - trzech strzemion wzdłużnych ($d_1 = 0,006 \text{ m} \approx 0,12\lambda_b$) z rozstawem co $L_1 = 0,2 \text{ m} \approx 3.9\lambda_b$, stosowanych do wiązania zbrojenia pionowego (rys. 6.2a, 6.3);
- w3: betonowy słup ze zbrojeniem pionowym identycznym z wariantem w2 i zwiększonej do pięciu liczbie strzemion z rozstawem co $L_1 = 0,1 \text{ m} \approx 1,96\lambda_b$ (rys. 6.2b).



RYS. 6.2. Część analizowanego obszaru wraz z żelbetowym słupem (widok 3D): (a) wariant z trzema strzemionami (w2), (b) wariant z pięcioma strzemionami (w3)

W układzie działa punktowe źródło pola elektromagnetycznego o przebiegu harmonicznym według zależności (4.57), przy czym $E_0=1$ V/mm, f=2,4 GHz.



RYS. 6.3. Analizowana konstrukcja słupa z zaznaczonymi wariantami umieszczenia punktowego źródła pola (AP_1, AP_2, AP_3, AP_4)

Analiza dotyczyła typowych lokalizacji źródła pola na słupie (oznaczono odpowiednio symbolami AP_1, AP_2, AP_3 oraz AP_4). Źródło zostało umieszczone na prostopadłościennej płytce ($0,1 \times 0,03 \times 0,03$ m) o właściwościach bezstratnego dielektryka ($\varepsilon_r^2 = 2,2$), (rys. 6.2, 6.3).

6.1.2. Opis modelu numerycznego

Do wyznaczenia rozkładu pola elektrycznego w rozpatrywanym układzie zastosowano metodę FDTD [120, 186, 208]. Do analizy przyjęto następujące wartości parametrów materiałowych (rozdz. 3):

- beton: $\varepsilon_r = 6$; $\sigma = 1,95 \cdot 10^{-3}$ S/m [59, 138, 139, 140];
- gazobeton: $\varepsilon_r = 2,25; \sigma = 0 \text{ S/m} [141, 176];$
- tynk: $\varepsilon_r = 2,02; \sigma = 0$ S/m [57, 141].

Warunek Nyquista (4.53) był spełniony poprzez przyjęcie sześciennej komórki Yee o wymiarach $\Delta_x \times \Delta_y \times \Delta_z = 10 \times 10 \times 10$ mm. Każdy wariant rozpatrywanego układu zawierał 2 900 000 komórek Yee. Warunek CFL (4.55) został zachowany poprzez przyjęcie wielkości kroku czasowego $\Delta_t = 0,0537$ ns. Na granicy obszaru przyjęto warunki absorpcyjne Mura pierwszego rzędu [122].

Otrzymane wyniki obliczeń rozkładu max(E_z) porównano przez zestawienie wartości obserwowanych w płaszczyźnie *XY* znajdującej się 0,4 m poniżej lokalizacji źródła pola (z = 0,05 m), wzdłuż trzech prostych równoległych do osi *Ox*, tj. y = 0,78 m; y = 1,18 m; y = 1,78 m (oznaczonych przerywaną niebieską linią na rys. 6.1).

6.1.3. Wyniki analizy

Na rys. 6.4–6.7 zobrazowano rozkład maksymalnych wartości składowej E_z obliczony w stanie ustalonym. Prezentowane wyniki opisują rozkład natężenia pola elektrycznego w płaszczyźnie XY (z = 0,05 m). Niezależnie od analizowanego wariantu konstrukcji słupa, maksymalne wartości elektrycznego są porównywalne przy lokalizacjach AP_1 i AP_3 punktowego źródła pola. W tych przypadkach, w części obszaru z pokojami (x \in (0; 1,7) m), modele słupów bez zbrojenia (w1) osiągają ok. 8% wzrost maksymalnych wartości składowej E_z w porównaniu do konstrukcji żelbetowej (w2, w3). Głównym powodem są efekty tłumienia pola związane z występowaniem zbrojenia.



RYS. 6.4. Rozkład maksymalnych wartości natężenia pola elektrycznego w przypadku lokalizacji źródła pola AP_1: (a) model ze słupem bez zbrojenia (w1), (b) model ze słupem z żelbetu (w2), (c) model ze słupem z betonu i gęstszym zbrojeniem (w3)

Większa liczba strzemion (w3) skutkuje nieznacznym, w granicach błędu obliczeń spadkiem wartości natężenia pola elektrycznego (ok. 1%) względem modelu z trzema strzemionami (w2), (tabela 6.1). Jest to związane z tym, że średnica strzemion pozo-staje znacznie mniejsza od długości fali w betonie.

Wariant	Lokalizacja punktowego źródła pola				
analizowanej konstrukcji słupa	AP_1	AP_2	AP_3	AP_4	
w1	0,00157	0,0012	0,00156	0,00165	
w2	0,00145	0,0011	0,00145	0,00158	
w3	0,00144	0,0011	0,00144	0,00158	

TABELA 6.1. Maksymalne wartości składowej E, [V/mm] otrzymane w całym obszarze

Najniższe wartości natężenia pola elektrycznego w obszarach oznaczonych przez pokój_1 i pokój_2 ($x \in \langle 0; 1,7 \rangle$ m) otrzymano przy lokalizacji AP_2. W wyniku porównania modeli ze słupem wykonanym z betonu (w1) wartości składowej E_z są wyższe dla wariantów AP_1 i AP_3 o ok. 30% a przy lokalizacji w punkcie AP_4 sięgają aż 37%. Podobnie jest dla wariantów słupów ze zbrojeniem (w2, w3), gdzie dla lokalizacji AP_4 maksymalne wartości składowej E_z są wyższe o ok. 44%. Umiejscowienie źródła pola w punkcie AP_4 skutkuje otrzymaniem najwyższych wartości natężenia pola w tej części obszaru. Zasadniczym powodem jest tłumienie materiału i droga, jaką pokonują fale przy przejściu przez materiał stratny. Dodatkowym czynnikiem wystąpienia różnic są wielokrotne odbicia na granicy ośrodków.



RYS. 6.5. Dwuwymiarowy rozkład maksymalnych wartości natężenia pola elektrycznego przy umieszczeniu źródła w punkcie AP_2: (a) model w1, (b) model w2, (c) model w3

Tłumienie fali elektromagnetycznej na skutek stratnych właściwości betonu powoduje zmniejszenie wartości natężenia pola. Dodatkowo zbrojenie w konstrukcji słupa wpływa na selektywny wzrost wartości pola w wybranych obszarach (x>2 m), co jest szczególnie widoczne przy lokalizacji AP_1 i AP_3 (rys. 6.4–6.7). Powodem tego są zjawiska falowe na granicy ośrodków oraz interferencje ugiętych fal na niejednorodnościach w strukturze materiału.



RYS. 6.6. Rozkład max(E_z) w przypadku lokalizacji źródła pola w punkcie AP_3: (a) model w1, (b) model w2, (c) model w3



RYS. 6.7. Dwuwymiarowy rozkład max(E_z) w przypadku lokalizacji źródła pola w punkcie AP_4: (a) model w1, (b) model w2, (c) model w3

Niezależnie od konstrukcji słupa, najmniejsze różnice w rozkładzie pola zauważalne są w obszarze (x > 2 m), przy rozmieszczeniu źródła pola w wariancie AP_4 (rys. 6.7).

W modelach tworzonych z uwzględnieniem zbrojenia widoczne są miejsca z wyższymi wartościami składowej E_z za ścianą oddzielającą pomieszczenie pokój_1 i korytarz (rys. 6.7b,c). Natomiast w obszarze pokój_1, przy lokalizacji AP_4, w odległości powyżej 0,7 m od ściany otrzymane wartości natężenia pola elektrycznego są maksymalnie wyższe o ok. 5% w modelu z betonowym słupem, niż zbrojonym. Spowodowane jest to występowaniem dodatkowych interferencji fal zniekształconych na zbrojeniu, które mogą lokalnie zarówno wygaszać, jak i wzmacniać wartości pola elektrycznego.

Na rys. 6.8–6.10 przedstawiono charakterystyki maksymalnych wartości składowej E_z (obwiedni pola) wzdłuż przyjętych linii obserwacji. Położenie słupa zaznaczone jest przerywanymi liniami pionowymi x = 1,69 m oraz x = 1,96 m. Wskazano również położenie ścian działowych: x = 1,69 m oraz x = 1,83 m.

Przy porównaniu konstrukcji słupa betonowego (w1) i żelbetowego (w2, w3) wzdłuż prostej y = 0.78 m, największe różnice, sięgające 40%, w wartościach natężenia pola elektrycznego w obszarze korytarza występują w przypadkach AP_1 i AP_3 (rys. 6.8a,c). Natomiast w odległości do 0,5 m od ściany wartości są wyższe dla modelu ze słupem betonowym (w1) przy lokalizacji AP_1 (rys. 6.8a). Spośród czterech analizowanych lokalizacji punktowego źródła pola, najlepszym rozwiązaniem zapewniającym najwyższy poziom sygnału w korytarzu jest wariant AP_2 (rys. 6.8b). W tym przypadku, niezależnie od wariantu konstrukcji modelu, głównymi czynnikami powodującymi wyższe wartości składowej E_z są liczne odbicia od słupa, co przyczynia się do występowania interferencji fal.





Przy porównaniu wartości obliczonych wzdłuż prostej y = 1,18 m (rys. 6.9), podobnie jak dla y = 0,78 m, zauważalne są wysokie wartości max(E_z) w obszarze korytarza przy lokalizacji źródła sygnału w punkcie AP_2. Taka lokalizacja skutkuje jednak, w wyniku tłumienia pola, najniższymi wartościami obwiedni pola w obszarze pokój_1 sięgającymi nawet 35% dla modelu słupa bez zbrojenia (w1). Przy porównaniu wpływu konstrukcji słupa dostrzegalna jest różnica w maksymalnych wartościach natężenia pola w obszarze korytarza pomiędzy modelem ze słupem betonowym a zbrojonym. Przykładowo, dla wspomnianych wariantów słupa dla lokalizacji AP_1 różnica pomiędzy maksymalnymi wartościami składowej E_z dochodzi do 30% (rys. 6.9a), a dla AP_3 sięga 15% (rys. 6.9c).

Betonowa konstrukcja słupa, w porównaniu z żelbetową, również wzdłuż prostej y = 1,78 m charakteryzuje się mniejszym tłumieniem pola przy lokalizacji źródła w AP_3 (rys. 6.10c). Podobny efekt w odległości 0,3 m od słupa jest widoczny przy umieszczeniu źródła w punkcie AP_1 (rys. 6.10a). Wraz ze wzrostem odległości od słupa (x > 2,4 m) wartości natężenia pola dla konstrukcji żelbetowych nieznacznie wzrastają w porównaniu do wartości otrzymanych przy konstrukcji betonowej (rys. 6.10a).

Na rys. 6.11–6.13 przedstawiono charakterystyki maksymalnych wartości składowej E_z dla czterech wariantów lokalizacji źródła pola. Charakterystyki pokazują zmienność wartości obwiedni pola przy porównaniu zróżnicowania konstrukcji słupa (w1, w2, w3). Na rys. 6.11 dla konstrukcji ze słupem wykonanym z betonu (w1), przy lokalizacji źródła pola w wariancie AP_2 i AP_3, zauważalne są lokalne ($x \in \langle 2,2; 2,6 \rangle$ m) wyższe wartości natężenia pola elektrycznego niż dla konstrukcji żelbetowych (sięgające do 8%). Niezależnie od konstrukcji słupa, w pomieszczeniu oznaczonym przez pokój_2 (x < 1,7 m) wartości obwiedni pola mają zbliżony przebieg przy porównaniu odpowiednich lokalizacji źródła pola. Występuje zróżnicowanie poziomu natężenia pola elektrycznego, np. dla lokalizacji źródła AP_4 zmienność wynosi ok. 20%.

Na rys. 6.12 przedstawiono charakterystyki wzdłuż prostej y = 1,18 m. Analiza wartości natężenia pola wskazuje, że w modelu z betonowym słupem (w1) w obszarze x > 2,1 m, wartości pola są niższe o 25% niż w modelach z żelbetowym.

Przy analizie wzdłuż prostej y = 1,78 m, najwyższe wartości obwiedni pola w obszarze korytarza otrzymano w modelu z betonowym słupem, zwłaszcza przy lokalizacji źródła pola w AP_1 (rys. 6.13a). Natomiast najniższe wartości natężenia pola uzyskano w konstrukcjach słupa ze zbrojeniem w obszarze x > 1,95 m, przy lokalizacji źródła sygnału w punkcie AP_3. Mimo, że źródło jest umiejscowione w korytarzu, to następuje tłumienie propagującej fali EM, związane z przejściem przez słup (0,25 m). Wariant ten daje jakościowo gorszy rozkład pola niż np. przypadek ze źródłem w punkcie AP_4.

















6.1.4. Podsumowanie

Ze względu na rozmieszczenie elementów i ich struktur materiałowych ocena zachodzących zjawisk w analizowanym układzie może być przeprowadzona jedynie przy użyciu metod numerycznych. Krytycznym elementem staje się w tej sytuacji wielkość modelu wynikająca z rozdzielczości siatki różnicowej.

Dokonana szczegółowa analiza wpływu konstrukcji słupa, gęstości zbrojenia oraz lokalizacji punktowego źródła na rozkład pola elektrycznego w układzie prowadzi do następujących spostrzeżeń.

- Propagacja fal elektromagnetycznych w obszarze złożonym ze słupa i ścian ma złożony charakter, co skutkuje pojawieniem się wielokrotnych odbić na granicach materiałów. Stosowanie metod różnicowych lub FEM znajduje uzasadnienie ze względu na możliwe odwzorowanie złożoności geometrii zagadnienia.
- Zmiany w rozkładzie pola elektromagnetycznego wynikają z wewnętrznej struktury materiału, w tym szczególnie rozmieszczenia elementów zbrojenia, które wpływa na wystąpienie miejscowych osłabień sygnału w bliskiej okolicy słupa. Większa liczba strzemion (wariant w3) powoduje, iż lokalne osłabienia są miejscami większe o rząd wielkości niż w przypadku wariantu w2 (rys. 6.5a,d oraz rys. 6.6b,d). Wskazany efekt jest rezultatem przejścia fal przez złożony ośrodek, w którym skutki wielokrotnych odbić fali łączą się z efektami tłumienia w obszarach stratnych dielektryków.
- Pod względem uzyskania w korytarzu sygnałów o zadawalającym poziomie, niezależnie od konstrukcji słupa, najlepszym rozwiązaniem jest lokalizacja źródła pola na słupie po stronie korytarza tj. AP_2. Jednocześnie taka pozycja nadajnika nie zapewnia dobrej jakości sygnału w analizowanych pokojach. Przy takim umiejscowieniu źródła sygnału, wartości składowej E_z w części obszaru analizy oznaczonej przez pokój_1 są nawet jedenastokrotnie mniejsze. Alternatywnym rozwiązaniem dla lokalizacji źródła pola w punkcie AP_2 jest umiejscowienie w AP_1 lub AP_3, które prowadzi do zwiększenia wartości max (E_z) w częściach pomieszczeń opisanych jako pokój_1 oraz pokój_2.

6.2. Analiza konstrukcji ścian wewnątrz pokoju

Konstrukcja i materiał stosowany przy budowie ścian działowych zależą od przyjętych wymagań konstrukcyjnych oraz projektowych. W tym podrozdziale dokonano analizy układu, w którym rozpatrzono rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz pomieszczenia ze ścianami działowymi o zróżnicowanej konstrukcji [18, 19, 30, 31, 33, 34, 35, 40, 43, 44, 45, 46].
6.2.1. Geometria analizowanego układu

Wymiary rozpatrywanego modelu pomieszczenia ($X_{max} = 2,6$ m; $Y_{max} = 3,9$ m; $Z_{max} = 0,5$ m) oraz ogólny układ materiałów przedstawiono na rys. 6.14. Wymiar wzdłuż osi Oz został zredukowany ze względu na ograniczoną pamięć komputera. Prowadzone analizy miały na celu określenie wpływu ściany działowej na rozkład natężenia pola. Z tego względu nie uwzględniono w tworzonym modelu konstrukcji stropów. Geometria i właściwości ścian zewnętrznych nie ulegały zmianom. Przyjęto przy tym pięć wariantów konstrukcji pomieszczenia [99, 153, 156]:

- w1: model bez dzielącej ściany;
- w2_c: model ze ścianą działową wykonaną z cegły (rys. 6.14a);
- w2_z: model ze ścianą działową wykonaną z betonu oraz prętów zbrojeniowych o średnicy *d* = 0,01 m ≈ 0,196 λ_b z rozstawem *L* = 0,2 m ≈ 3,9 λ_b (rys. 6.14a);
- w3_c: model zawierający dwie dzielące ściany wykonane z cegieł pełnych wraz z zamieszczonymi pomiędzy nimi drewnianymi drzwiami (rys. 6.14b);
- w3_z: model z drzwiami oraz dwiema dzielącymi ścianami wykonanymi z żelbetu (*d* = 0,01 m; *L* = 0,2 m), (rys. 6.14b).

W każdym z rozpatrywanych wariantów wpisano punktowe źródło pola generujące falę harmoniczną (wzór (5.1)) o częstotliwości f = 2,4 GHz. Lokalizacja źródła została przedstawiona na rys. 6.14–6.15, gdzie również zaznaczono prostopadłościenną płytkę (0,2×0,4×0,15 m) o właściwościach dielektryka, na której znajdowało się źródło. Wprowadzenie dodatkowego elementu (płytki) miało na celu odwzorowanie konstrukcji urządzenia do komunikacji bezprzewodowej.



RYS. 6.14. Geometria pomieszczenia: (a) ze ścianą wykonaną z cegieł pełnych lub żelbetu, (b) ze ścianą działową oraz drzwiami (wymiary podano w metrach)



RYS. 6.15. Trójwymiarowy widok modelu pomieszczenia: (a) ze ścianą wykonaną z żelbetu (w2_z), (b) ze ścianą działową wraz z drzwiami (w3_z)

6.2.2. Opis modelu numerycznego

Rozmiar równomiernej prostopadłościennej komórki Ye
e przyjęto $\Delta_x \times \Delta_y \times \Delta_z = 0,01 \times 0,01 \times 0,01$ m. Każdy z modeli zawierał 5 070 000 komórek Ye
e. Przy przyjęciu wielkości kroku czasowego $\Delta_t = 0,055$ ns został spełniony warunek CFL (4.55). Materiały występujące w układzie charakteryzują się następującymi właściwościami:

- beton: $\varepsilon_r = 6$; $\sigma = 1,95 \cdot 10^{-3}$ S/m [59, 138, 139, 140];
- cegła: $\varepsilon_r = 4,44; \sigma = 0,01 \text{ S/m [190]};$
- tynk: $\varepsilon_r = 2,02; \sigma = 0 \text{ S/m} [57, 141];$
- szkło: $\varepsilon_r = 5; \sigma = 0,12 \text{ S/m} [57, 190];$
- drewno: $\varepsilon_r = 2,5; \sigma = 0,003 \text{ S/m} [57, 141, 182, 190].$

Na granicy obszaru przyjęto warunki absorpcyjne Mura pierwszego rzędu [122, 208] (rys. 6.15). Ilościowa analiza wyników była prowadzona w dwóch płaszczyznach *XY*:

- *z* = 0,05 m, tj. 0,4 m poniżej lokalizacji źródła pola;
- z = 0,45 m poziom na wysokości nadajnika.

Dodatkowo, w ramach każdego poziomu, analizowano rozkład pola wzdłuż trzech prostych równoległych do osi *Oy* (oznaczonych przerywaną niebieską linią na rys. 6.14b):

- x = 0,39 m w miejscu lokalizacji źródła pola;
- x = 1,09 m, w odległości 0,7 m od źródła pola;
- x = 2,09 m, w odległości 1,7 m od punktowego źródła pola.

6.2.3. Wyniki analizy

Na rys. 6.16 i 6.17 przedstawiono rozkład składowej E_z w tym samym czasie, po uzyskaniu stanu ustalonego. Wyniki prezentują rozkład max (E_z) w płaszczyźnie XY (z = 0,05 m). Na rys. 6.16 przedstawiono porównanie rozkładu natężenia pola elektrycznego w modelach zawierających ściany zbrojone (w2_z, w3_z). Można zauważyć, iż w obszarze $y \in \langle 0; 1,7 \rangle$ m otrzymano przynajmniej dwukrotnie wyższe wartości składowej E_z w modelu złożonym z dwóch ścian zbrojonych i drzwi (w3_z) niż w wariancie w2_z. Przy porównaniu modeli ze zbrojeniem, również w modelu w3_z widoczne jest zwiększenie wartości natężenia pola w pobliżu źródła $y \in \langle 1,85; 3,2 \rangle$ m.



RYS. 6.16. Przykładowe chwilowe rozkłady składowej E_z w płaszczyźnie XY (z = 0,05 m): (a) model ze ścianą wykonaną z betonu i zbrojenia (w2_z), (b) model z dwiema ścianami z betonu zbrojonego i drzwiami (w3_z)

Na rys. 6.17 przedstawiono chwilowy obraz rozkładu składowej E_z otrzymany dla analizowanych konstrukcji. Porównując wyniki w obszarze w otoczeniu źródła pola ($x{\in}\langle 0,25;2,45\rangle$ m; $y{\in}\langle 1,85;3,2\rangle$ m) wartości składowej E_z są wyższe w przypadku ścian zbrojonych (rys. 6.17c, 6.17e). Jest to efekt złożonych odbić fali elektromagnetycznej na granicy ośrodków. Zbrojenie wpływa na zniekształcenie rozkładu natężenia pola i powstawanie lokalnych wzmocnień, jak i osłabień sygnału w porównaniu do wersji bez zbrojenia.

W obszarze za ścianą działową ($x \in \langle 0,25; 2,45 \rangle$ m; $y \in \langle 0,35; 1,85 \rangle$ m) zauważalne jest zmniejszenie wartości natężenia pola elektrycznego. Główną przyczyną jest stratność materiału, z którego jest wykonana ściana. Propagacja fali elektromagnetycznej w obszarze ściany betonowej ze zbrojeniem ma złożony charakter. Pojawiają się wielokrotne odbicia na granicach ośrodków, jak też częściowe odbicia fali od prętów zbrojenia. Liczba oraz średnica prętów występujących w ścianach (w2_z, w3_z) skutkuje zmianą obrazu pola w obszarze obserwacji, bezpośrednio za tego typu konstrukcją (rys. 6.17c, 6.17e). Na skutek tych zjawisk wartości pola elektrycznego zarówno za ścianami zewnętrznymi, jak i ścianą działową ulegają znacznemu wytłumieniu.



RYS. 6.17. Chwilowy rozkład składowej E_z w płaszczyźnie XY (z = 0,05 m), w układzie: (a) bez ściany działowej (w1), (b) ze ścianą wykonaną z cegły (w2_c), (c) ze ścianą wykonaną z żelbetu (w2_z), (d) z dwiema ścianami z cegły (w3_c), (e) z dwiema ścianami wykonanymi żelbetu (w3_z) Na rys. 6.18–6.23 przedstawiono charakterystyki maksymalnej wartości składowej E_z . Obwiednie natężenia pola uzyskano w stanie ustalonym, po wykonaniu 1204 iteracji.

Na rys. 6.18 przedstawiono rozkład maksymalnych wartości składowej E_z wzdłuż prostej x = 0,39 m w płaszczyźnie XY znajdującej się 0,4 m poniżej lokalizacji punktowego źródła pola. Analiza wartości max (E_z) w części pomieszczenia ze źródłem pola $(y \in \langle 1,85; 3,3 \rangle$ m) wykazała, że najmniej minimów i maksimów w rozkładzie natężenia pola występuje w modelu bez ściany działowej (w1) oraz w konstrukcji zawierającej jednolitą ścianę wykonaną z pełnych cegieł (w2_c) (rys. 6.17–6.18). Natomiast w przypadkach ściany żelbetowej występuje większa nierównomierność w rozkładzie pola elektrycznego.



RYS. 6.18. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 0,39, na wysokości z = 0,05 m

Na podstawie oceny rozkładu max(E_z) w części pomieszczenia bez źródła pola (y < 1,7 m), najniższe wartości otrzymano w modelach zawierających pojedyncze ściany (w2_c, w2_z). Większe różnice pojawiają się ze względu na konstrukcję ściany: jedno (w2_z), czy dwuelementowej (w3_z). Przy porównaniu tych modeli można zauważyć, iż w przypadku dwóch ścian zbrojonych wartości składowej E_z są wyższe o rząd wielkości w porównaniu do modelu w2_z.

Charakterystyki prezentowane na rys. 6.19 (wzdłuż prostej x = 1,09 m) pokazują, że w obszarze za drzwiami (y < 1,75 m), obwiednie pola elektrycznego w konstrukcjach złożonych z dwóch ścian mają zbliżone wartości (w3_c, w3_z). Oznacza to, że efekty pośredniego przejścia fali przez ściany działowe (cegła, żelbet) są mało istotne. Wraz ze wzrostem odległości od źródła pola (y < 0,8 m) najwyższe wartości składowej E_z występują w konstrukcji bez ściany (w1). Również ten sam efekt jest widoczny w modelu ze ścianą wykonaną z cegieł pełnych (w2_c).



RYS. 6.19. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 1,09, na wysokości z = 0,05 m

Najniższe wartości natężenia pola elektrycznego, różniące się pięciokrotnie od pozostałych wariantów, otrzymano dla modelu ze ścianą żelbetową (w3_z). Występujące wewnątrz ściany zbrojenie powoduje wielokrotne odbicia na granicy ośrodków oraz miejscowe minima wartości max(E_z) w obszarze za ścianą ($y \in \langle 1,2; 1,65 \rangle$ m).

Na rys. 6.20 przedstawiono rozkład maksymalnych wartości składowej E_z w płaszczyźnie XY znajdującej się poniżej lokalizacji źródła pola, wzdłuż prostej x = 2,09 m. Na skutek odbić od ściany, w części obszaru ze źródłem pola ($y \in \langle 1,85, 2,4 \rangle$ m), widoczne są liczne minima i maksima o zbliżonych wartościach natężenia pola dla wszystkich wariantów ścian. Natomiast po przejściu fali elektromagnetycznej przez ścianę następuje zmniejszenie wartości analizowanej składowej o 37% względem wartości przed ścianą dla odpowiednich modeli (w2_c, w3_c, w3_z). A w przypadku ściany z żelbetu bez drzwi (w2_z) zauważalny jest spadek maksymalnych wartości pola elektrycznego za ścianą sięgający nawet 80%.

Na rys. 6.21–6.23 przedstawiono rozkład maksymalnych wartości składowej E_z w płaszczyźnie XY na wysokości źródła pola (z = 0,45 m). Porównanie z rys. 6.18–6.20 wskazuje, że rozkłady max(E_z) wzdłuż odpowiednich prostych, w płaszczyznach XY przy z = 0,05 m i z = 0,45 m mają zbliżony przebieg. Podobnie jak przy analizie dla z = 0,05 m najniższe wartości obwiedni pola elektrycznego otrzymano dla modelu ze zbrojoną ścianą (w3_z). W obszarze przed ścianą ($y \in \langle 1,85; 2,4 \rangle$ m), rozkład natężenia pola jest wyrównany za wyjątkiem prostej y = 2,09 m, gdzie występują liczne minima i maksima, jak przy analizie w płaszczyźnie XY przy z = 0,05 m (rys. 6.20).



RYS. 6.20. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 2,09, na wysokości z = 0,05 m



RYS. 6.21. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 0,39, na wysokości z = 0,45 m

Charakterystyki prezentowane na rys. 6.22 (wzdłuż prostej x = 1,09 m) pokazują, że najniższe wartości składowej E_z otrzymano dla wariantu ściany zbrojonej (bez drzwi). Podobnie jak na rys. 6.19, dla wariantów z dwiema ścianami (w2_z, w3_z), obwiednie pola mają zbliżony przebieg. Właściwości materiałowe drewna, jak i cienka warstwa drzwi w ograniczającym stopniu powodują tłumienie fali, co skutkuje porównywalnymi wynikami otrzymanymi dla modelu bez ściany (w1).



RYS. 6.22. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 1,09, na wysokości z = 0,45 m

W przypadku analizy rozkładu maksymalnych wartości składowej E_z wzdłuż prostej x = 2,09 m, na wysokości źródła pola, widoczny jest gwałtowny lokalny spadek wartości ($y \in \langle 0,8; 1,1 \rangle$ m) z wyjątkiem konstrukcjach w3_z (rys. 6.23).



RYS. 6.23. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej x = 2,09, na wysokości z = 0,45 m

Przy analizie natężenia pola elektrycznego można stwierdzić, iż efekty tłumienia w ścianie są najbardziej widoczne wzdłuż prostej oddalonej od źródła pola o 1,7 m (x = 2,09 m).

6.2.4. Podsumowanie

Szczegółowa analiza wpływu konstrukcji ściany na rozkład natężenia pola elektrycznego wykazała, że w obszarze bez źródła pola (za ścianą działową):

- najniższe wartości obwiedni natężenia pola występowały w konstrukcji ze ścianą zbrojoną (w2_z);
- dla x = 0,39 m modele z pojedynczymi ścianami (w2_c, w2_z) charakteryzowały się najniższymi wartościami;
- wzdłuż prostej x = 2,09 m, w obszarze $y \in \langle 0,8; 1,1 \rangle$ m występował lokalny spadek wartości natężenia pola;
- wartości natężenia pola elektrycznego w wariantach z drzwiami są porównywalne do wartości otrzymanych dla modelu bez ściany; wynika to z właściwości materiałowych drewna oraz grubości drzwi, które w znikomym stopniu tłumią falę elektromagnetyczną.

W odniesieniu do części modelu, w której znajduje się źródło pola (przed analizowaną ścianą) można stwierdzić, że:

- najbardziej równomierny rozkład pola elektrycznego mierzony jako różnice między wartościami minimalnymi i maksymalnymi wzdłuż x = 0,39 m (z = 0,05 m) występuje w modelu bez ściany działowej (w1);
- dwukrotnie wyższe wartości natężenia pola elektrycznego otrzymano na wysokości źródła pola dla prostej x = 0,39 m.

Konstrukcja, jak i materiał, z jakiego zostały wykonane ściany wpływa na rozkład pola elektrycznego. Dzięki odpowiedniej lokalizacji źródła pola elektromagnetycznych (np. AP) i przy uwzględnieniu otaczającej konstrukcji, rodzaju materiałów budowlanych można uzyskać oczekiwany rozkład pola i w ten sposób dążyć do poprawy jakości komunikacji bezprzewodowej.

Zastosowanie dyskutowanych metod różnicowych pozwala na jakościową ocenę różnych wariantów, z uwzględnieniem struktury materiałowej i geometrii konstrukcji budowlanych.

7. Podsumowanie

Prezentowane wyniki analizy natężenia pola elektrycznego w elementach budowlanych o złożonej strukturze wykonano przez obliczenia pola przy użyciu dwóch metod numerycznych – FDTD oraz FDFD.

Jednym z celów badań było określenie właściwości konstrukcji budowlanych opartych na technologiach stosowanych m.in. w Polsce. Znajomość rozkładu pola elektromagnetycznego wewnątrz pomieszczeń mieszkalnych podyktowana jest potrzebami społecznymi i stanowi wciąż zgłębianą tematykę na całym świecie.

Prezentowane wyniki prac w istotnym stopniu uzupełniają wiedzę związaną z wyżej opisanymi zagadnieniami. Niektóre wyniki zostały opublikowane w [18, 19, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 216, 217, 218, 219, 220, 221, 222, 223, 224, 225, 226, 227, 228, 229, 230, 231, 232, 233]. Prezentowana tematyka jest istotna z poznawczego, naukowego punktu widzenia. Analiza omawianych zagadnień stanowi ważny aspekt aplikacyjny. Wnioski uzyskane z prowadzonych badań pozwalają m.in. na dokonywanie efektywniejszego planowania rozmieszczenia punktów dostępu sieci komunikacji bezprzewodowej w celu uniknięcia niepożądanych zjawisk związanych m.in. z zanikami sygnału, czy niską jakością transmisji danych.

Przedstawione w pracy rozwiązania zagadnień cząstkowych, jak też przyjęta metodologia opracowanego algorytmu numerycznego mogą być wykorzystane przy modelowaniu i wyznaczaniu rozkładu pola w złożonych konstrukcjach budowlanych. Zastosowanie opracowanych schematów numerycznych oraz wyniki analiz struktur materiałowych pozwalają na przeprowadzenie testów różnych wariantów analizowanych struktur budowlanych jeszcze na etapie projektowania.

Zaproponowany algorytm sformułowany na podstawie rozwiązania równań Maxwella metodą różnicową nie jest rozwiązaniem ostatecznym. Możliwa jest jego dalsza rozbudowa w celu zwiększenia zakresu zastosowań implementowanych modeli konstrukcyjnych oraz udoskonalenia właściwości użytkowych.

Ze względu na problemy związane z funkcjonowaniem komunikacji bezprzewodowej wewnątrz budynków, opracowany algorytm ma praktyczne zastosowanie, które umożliwia analizę zjawisk polowych w konstrukcjach opartych na różnych technologiach budowlanych. Przykładowe wyniki przedstawione w niniejszej pracy mogą być bezpośrednio wykorzystane przy modelowaniu rozmieszczenia lokalizacji źródeł pola w konstrukcjach wykonanych z materiałów omawianych w pracy, jak również wewnątrz pomieszczeń budowlanych. Wykonane obliczenia oraz przeprowadzone testy poprawności algorytmu bazującego na metodzie FDFD zostały również porównane z rezultatami uzyskanymi przy wykorzystaniu innych schematów numerycznych.

Wykaz literatury

- Al-Nuaimi M. O., Ding M. S.: Prediction models and measurements of microwave signals scattered from buildings. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, pp. 1126–1137, 1994.
- [2] Aminian A., Rahmat-Samii Y.: Spectral FDTD: a novel technique for the analysis of oblique incident plane wave on periodic structures. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 6, pp. 1818–1825, 2006.
- [3] Andersen J. B., Rappaport T. S., Yoshida S.: Propagation measurements and models for wireless communication channels. *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 1, pp. 42–49, 1995.
- [4] Andersen J. B., Rappaport T. S.: In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 GHz. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 3, pp. 922–928, 2004.
- [5] Antonini G., Orlandi A., D'elia S.: Shielding effects of reinforced concrete structures to electromagnetic fields due to GSM and UMTS systems. *IEEE Transactions on Magnetic*, vol. 39, no. 3, pp. 1582–1585, 2003.
- [6] Anttalainen T.: *Introduction to telecommunications network engineering*. Espoo-Vantaa Institute of Technology, ArtechHouse, 2000.
- [7] Athanasiadou G. E., Nix A. R., McGeehan J. P.: A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 5, pp. 322–335, 2000.
- [8] Avdeev D. B.: Three-dimensional electromagnetic modelling and inversion from theory to application. *Surveys in Geophysics*, vol. 26, pp. 767–799, 2005.
- [9] Barret R., Berry M., Chan T. F., Demmel J., Donato J. M, et al.: *Templates for the solution of linear systems: building blocks for iterative methods*. The document is the electronic version of the 2nd edition of the Templates book, which is available for purchase from the Society for Industrial and Applied Mathematics (http://www.siam.org/ books), SIAM, 1994.
- [10] Beilenhoff K., Heinrich W., Hartnagel H. L.: Improved finite-difference formulation in frequency domain for three-dimensional scattering problems. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 3, pp. 540–546, 1992.
- [11] Begum H., Okamoto M., Tanaka S.: Measuring the diameter of reinforcing bars in concrete nondestructively using electromagnetic wave radar. *The University Electro-Communications*, Japan, SICE Annual Conference, 2008.
- [12] Berenger J. P.: A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, vol. 114, pp. 185–200, 1994.
- [13] Berenger J. P.: Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 45, pp. 466–473, 1997.

- [14] Bihua Z., Cheng G., Bin C., Ziming C.: Experimental investigation of EMP shielding effectiveness of reinforced-concrete cell model. *Proc. Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM 2000)*, pp. 296–300, May, 2000.
- [15] Boryssenko A., Boryssenko O., Lishchenko A., Prokhorenko V.: Inspection of internal structure of walls by subsurface radar. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 21, no. 10, pp. 28–31, 2006.
- [16] Bronsztejn I. N., Siemienddiajew K. A.: *Matematyka. Poradnik encyklopedyczny.* PWN, 2004.
- [17] Butryło B.: *Równoległe obliczenia pola elektromagnetycznego w układach z materiałami dyspersyjnymi*, monografia, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, 2012.
- [18] Butryło B., Choroszucho A.: The influence of partition walls inside rooms on the distribution of the electromagnetic field and the quality of transmission data. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 85, nr 7, s. 15–20, 2009.
- [19] Butryło B., Choroszucho A.: The analysis of distribution of the electromagnetic field behind the wall made of different types of brick. *Present Day Trends of Innovations 2*, pp. 254–263, Państwowa Wyższa Szkoła Informatyki i Przedsiębiorczości. (monografia rozdział), Łomża, 2012.
- [20] Bungey J. H.: Sub-surface radar testing of concrete: a review. Construction and Building Materials, vol. 18, pp. 1–8, 2004.
- [21] Burnside W. D., Burgener K. W.: High Frequency Scattering by a Thin Lossless Dielectric Slab. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 1, pp. 104–110, 1983.
- [22] Casey K. F.: Electromagnetic shielding behavior of wire-mesh screens. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 30, no. 2, pt. 2, pp. 298–306, 1988.
- [23] Canadian Portland Cement Association, *Dosage et contrôle des mélanges de béton*. Montréal, 1984.
- [24] Celiński Z.: *Materiałoznawstwo elektrotechniczne*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2005.
- [25] Champagne N. J. II, Berryman J. G., Buettner H. M., Grant J. B. and Sharpe R. M.: A finite-difference frequency-domain code for electromagnetic induction tomography. SAGEEP Conference Proceedings, Oakland, California, vol. 3, pp. 931–940, 1999.
- [26] Champagne N. J. II, Berryman J. G., Buettner H. M.: FDFD: A 3D finite-difference frequency-domain code for electromagnetic induction tomography. *Journal* of Computational Physics, Academic Press, vol. 170, no. 2, pp. 830–848(19), 2001.
- [27] Chia M. Y. W.: The effects of reinforced concrete walls/floors on wireless personal communications systems (PCS). Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S, vol. 4, pp. 1956–1959, 1995.
- [28] Chiba H., Miyazaki Y.: Analysis of radio wave reflection and transmission characteristics at reinforced concrete slab by numerical simulation and scaled model experiment. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Japan, 19P301, pp. 424–427, 1999.
- [29] Choroszucho A.: Analiza wpływu średnicy metalowego zbrojenia w konstrukcjach budynków na rozkład pola elektromagnetycznego w strefie bliskiej. XIII Scientific Conference ZKwE'08: Computer applications in electrical engineering: proceedings, 2008.
- [30] Choroszucho A., Pieńkowski C., Jordan A.: Electromagnetic wave propagation into building constructions. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 84, nr 11, s. 44–49, 2008.

- [31] Choroszucho A.: Time domain analysis of electromagnetic field in the reinforced concrete buildings. 31 International Conference: Fundamentals of Electrotechnics and Circuit Theory: IC SPETO'2008, Gliwice–Ustroń, 2008.
- [32] Choroszucho A.: Numeryczna analiza wpływu materiałów budowlanych stosowanych do budowy ścian działowych na rozkład pola elektromagnetycznego. XIV Scientific Conference ZKwE'09: Computer applications in electrical engineering: proceedings), s. 23–24, 2009.
- [33] Choroszucho A.: The influence of steel bars applied into reinforced concrete on the electromagnetic wave propagation. *32 International Conference: Fundamentals of Electrotechnics and Circuit Theory: IC SPETO'2009*, Gliwice–Ustroń, 2009.
- [34] Choroszucho A., Butryło B.: Numeryczna analiza wpływu materiałów budowlanych wykorzystywanych do budowy ścian na rozkład pola elektromagnetycznego. *Napędy i Sterowanie*, nr 12, s. 92–96, 2009.
- [35] Choroszucho A.: The influence of reinforcing steel meshes inside the concrete wall on electromagnetic field distribution. *Pomiary, Automatyka, Kontrola*, t. 56, nr 2, s. 104–106, 2010.
- [36] Choroszucho A., Butryło B.: The influence of the building reinforcement inside the concrete column on the distribution of the electromagnetic field. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 86, nr 5, s. 60–63, 2010.
- [37] Choroszucho A., Butryło B.: Local attenuation of electromagnetic field generated by wireless communication system inside the building. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 87, nr 2, s. 123–126, 2011.
- [38] Choroszucho A., Butryło B.: Analiza wpływu zbrojenia wewnątrz betonowego słupa oraz lokalizacji nadajnika systemu komunikacji bezprzewodowej na rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz budynku. *Napędy i Sterowanie*, nr 12, s. 26–29, 2011.
- [39] Choroszucho A.: Wpływ konstrukcji słupa na wykorzystanie pola elektromagnetycznego generowanego przez system komunikacji bezprzewodowej wewnątrz budynków. *Informatyka Automatyka Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, nr 3, s. 24–26, 31, 2011.
- [40] Choroszucho A.: Propagacja fali elektromagnetycznej w obszarze zawierającym ścianę wykonaną z cegieł klinkierowych. *Informatyka Automatyka Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, nr 4, s. 26–28, 2011.
- [41] Choroszucho A., Butryło B.: Inhomogeneities and dumping of high frequency electromagnetic field in the space close to porous wall. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 88, nr 5a, s. 263–266, 2012.
- [42] Choroszucho A.: Use of the FDTD method to analyse the distribution of electromagnetic field inside complex building structures. *Present Day Trends of Innovations 2*, pp. 244–253, Państwowa Wyższa Szkoła Informatyki i Przedsiębiorczości. (monografia rozdział), Łomża, 2012.
- [43] Choroszucho A., Butryło B.: The numerical analysis of the influence conductivity of clinker bricks and the size of their hollows on the distribution of the electromagnetic field. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2012, t. 88, nr 11a, s. 351–354.
- [44] Choroszucho A.: Electromagnetic wave propagation near the concrete wall with symmetric or asymmetric reinforcing steel meshes. *Present Day Trends of Innovations 2*, pp. 264–273, Państwowa Wyższa Szkoła Informatyki i Przedsiębiorczości. (monografia rozdział), Łomża, 2012.

- [45] Choroszucho A., Butryło B.: Wpływ materiałów budowlanych na rozkład pola elektromagnetycznego wewnątrz pomieszczenia mieszkalnego zaprojektowanego w różnych technologiach budowlanych. *Napędy i Sterowanie*, nr 6, s. 96–102, 2013.
- [46] Choroszucho A., Butryło B.: The numerical analysis of influence of properties of building concrete on distribution of electromagnetic field generated by wireless communication system. *Present day trends of innovations 3*, pp. 320–331, Dubnica Institute of Technology. (monografia rozdział), Dubnica, 2013
- [47] Choroszucho A.: FDTD method as a numerical tool for analysing the electromagnetic wave propagation. *Present day trends of innovations 3*, pp. 332–343, Dubnica Institute of Technology (monografia rozdział), Dubnica, 2013.
- [48] Choroszucho A., Butryło B.: Numeryczna analiza wpływu parametrów elektrycznych ścian wykonanych z betonu na wartości natężenia pola elektrycznego. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 89, nr 12, s. 161–164, 2013.
- [49] Choroszucho A.: Analiza wpływu średnicy zbrojenia, rozstawu pomiędzy prętami oraz parametrów elektrycznych betonu na wartości natężenia pola elektrycznego. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 90, nr 2, s. 156–160, 2014.
- [50] Christ A., Hartnagel L.: Three-dimensional finite-difference method for the analysis of microwave-device embedding. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 35, pp. 688–696, 1987.
- [51] Chu H., Jeng S., Chen C.H.: Reflection and transmission characteristics of lossy periodic composite structures. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 4, pp. 580–587, 1996.
- [52] Chu H., Jeng S., Chen C. H.: Reflection and transmission characteristics of single-layer periodic composite structures for TE case. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 7, pp. 1065–1070, 1997.
- [53] Codegone M.: On the acoustic impedance condition for ondulated boundary. *Ann. Inst. Henri Poincaré Sect. A: Phys. Théorique*, vol. 36, no. 1, pp. 1–18, 1982.
- [54] Comsol Multiphysics user's guide. Comsol AB., 2009.
- [55] Correia L. M., Françês P. O.: Transmission and Isolation of Signals in Buildings at 60 GHz. Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC), vol. 9, Toronto, Canada, 1995.
- [56] Cristina S., Orlandi A.: An equivalent transmission line model for electromagnetic penetration through reinforced concrete walls. *IEICE Trans. Commun.*, vol. E78–B, no. 2, pp. 218–229, 1995.
- [57] Cuiñas I., García Sánchez M.: Permittivity and Conductivity Measurements of Building Materials at 5.8 GHz and 41.5 GHz. *Wireless Personal Communications: An International Journal*, vol. 20, no. 1, pp. 93–100, 2002.
- [58] Dackiewicz A.: Tłumienie pól elektromagnetycznych pasma wykorzystywanego w sieciach telefonii komórkowej przez wybrane materiały budowlane i konstrukcyjne. Publikacja ze strony: http://www.polaelektromagnetyczne.pl.
- [59] Dalke R. A., Holloway Ch. L., McKenna P., Johansson M., Ali A. S.: Effects of reinforced concrete structures on RF communications. *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, no. 4, pp. 486–496, 2000.

- [60] Van Damme S., Franchois A., Taerwe L.: Comparison of two coaxial probes for the nondestructive evaluation of a steel fiber reinforced concrete layer. *Proceedings* of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC'04, vol. 1, pp. 579–582, 2004.
- [61] Van Damme S., Franchois A., De Zutter D., Taerwe L.: Nondestructive determination of the steel fiber content in concrete slabs with an open-ended coaxial probe. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 11, pp. 2511–2521, 2004.
- [62] Davidson A., Hill C.: Measurement of building penetration into medium buildings at 900 and 1500 MHz. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 2, pp. 161–168, 1997.
- [63] Dehmollaian M., Sarabandi K.: Hybrid FDTD and ray optics approximation for simulation of through-wall microwave imaging. *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propagation*, vol. 7, pp. 249–252, Jul. 2006.
- [64] Dehmollaian M., Sarabandi K.: An approximate solution of scattering from reinforced concrete walls. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2681–2690, 2008.
- [65] DeLyser R. R., Kuester E. F.: Homogenization analysis of strip gratings. *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 5, no. 11, pp. 1217–1236, 1991.
- [66] Dorn O., Bertete-Aguirre H., Berryman J. G. and Papanicolaou G. C.: A nonlinear inversion method for 3D-electromagnetic imaging using. *Inverse Problems*, vol. 15, pp. 1523–1558, 1999.
- [67] Drewnowski S.: *Rozumieć konstrukcje. Zasady zbrojenia betonu.* Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa, 2002.
- [68] Duntemann J.: Przewodnik po sieciach Wi-Fi. Nakom, Poznań, 2006.
- [69] Ellam T.: Design and synthesis of compact absorber for EMC chamber applications. *Proc. 1994 EMC/ESD Int.*, Anaheim, CA, vol. 4, pp. 147–155, 1994.
- [70] Elsherbeni A. Z., Demir V.: The Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetics with MATLAB Simulations. SciTech Publishing, *Inc*, USA, 2009.
- [71] Engquist B., Majda A.: Absorbing boundary conditions for the numerical solution of waves. *Mathematical Computation*, vol. 31, pp. 629–651, 1977.
- [72] ETSI, the European Telecommunications Standards Institute. http://www.etsi.org
- [73] Fujimoto K., James J. R. (ed.).: *Mobile antenna systems handbook*. Artech House, London 1994.
- [74] Ge De-biao, Yan Yu-bo: *EM finite-difference time-domain method*. Xidian University Book Concern., 2002.
- [75] Ghodgaonkar D., Varadan V. V., Varadan V. K.: Free Space Measurements of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 2, pp. 387–394, 1990.
- [76] Ghodgaonkar D. K., Majid Wan Mahmood B. W. A., Majid Rosnoizam B. A.: Accurate measurement of electromagnetic properties of concrete for nondestructive evaluation at microwave frequencies. *Proc. Int. Conf. Concrete Durability and Repair Technology, University of Dundee International Congress,* Dundee, Scotland (UK), vol. 9, 1999.
- [77] Glinicki M. A.: Widmo nasiąkliwości. *Budownictwo-Technologie-Architektura*, nr 3, s. 50–53, 2007.
- [78] Habu M., Nodera T.: GMRES(m) algorithm with changing the restart cycle adaptively. Proceedings of ALGORITMY, *Conference on Scientific Computing*, pp. 254–263, 2000.

- [79] Hasted J. B., Shah M. A.: Microwave absorption by water in building materials. *British Journal of Applied Physics*, vol. 15, pp. 825–836, 1964.
- [80] Hata M.: Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 29, no. 3, pp. 317–325, 1980.
- [81] Hill D., Wait J.: Electromagnetic scattering of an arbitrary plane wave by two nonintersecting perpendicular wire grids. *Can. J. Phys.*, vol. 52, pp. 227–237, 1974.
- [82] Hill D., Wait J.: Electromagnetic scattering of an arbitrary plane wave by a wire mesh with bounded junctions. *Can. J. Phys.*, vol. 54, pp. 353–361, 1976.
- [83] Holland R., Simpson L., Kunz K. S.: Finite-difference analysis of EMP coupling to lossy dielectric structures. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-22, no. 3, pp. 203–209, 1980.
- [84] Holland R., Simpson L.: Finite-difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, no. 2, pp. 88–97, May 1981.
- [85] Holloway C. L.: Edge and surface shape effects on conductor loss associated with planar circuits. Dept. Electr. Comput. Eng., Univ. Colorado, Boulder, CO, MIMICAD Tech. Rep. 12, 1992.
- [86] Holloway C. L., Kuester E. F.: A low-frequency model for wedge or pyramid absorber arrays-II: Computed and measured results. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no. 4, pp. 307–313, 1994.
- [87] Holloway C. L., Mckenna P., DeLyser R. R.: A numerical investigation on the accuracy of the use of homogenization for analyzing periodic absorbing arrays. *Proc. 1995 Int. Symp. Electromagn. Theory*, URSI, St. Petersburg, Russia, vol. 5, pp. 163–165, 1995.
- [88] Holloway C. L., DeLyser R. R., German R. F., McKenna P., Kanda M.: Comparison of electromagnetic absorber used in anechoic and semi-anechoic chambers for emissions and immunity testing of digital devices. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 39, no. 1, pp. 33–47, 1997.
- [89] Holloway C.L., Perini P.L., DeLyser R.R., Allen K.C.: Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 730–738, 1997.
- [90] Honcharenko W., Bertoni H. L., Dailing J.: Mechanisms governing propagation between different floors in buildings. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 6, pp. 787–790, 1993.
- [91] Honcharenko W., Bertoni H. L.: Transmission and reflection characteristics at concrete block walls in the UHF bands proposed for future PCS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 2, s. 232–239, 1994.
- [92] Hołubowicz W., Płóciennik P.: Cyfrowe systemy telefonii komórkowej. Holkom, 2003.
- [93] Honcharenko W., Bertoni H. L., Dailing J. L., Qian J., Yee H. D.: Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 496–504, 1992.
- [94] Hwang J.: A compact 2-D FDFD method for modeling microstrip structures with nonuniform grids and perfectly matched layer. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 653–659, 2005.
- [95] IEEE 802.11TM WIRELESS LOCAL AREA NETWORKS (http://www.ieee802.org/11/).
- [96] Ikegami F., et al.: Propagation factors controlling mean field strength in urban streets. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation.* vol. 28, no. 8, pp. 822–829, 1984.

- [97] Iskander M. F., Yun Z., Zhang Z.: Outdoor/indoor propagation modeling for wireless communications systems. *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting, vol. 2, July 8–13, pp. 150–153, 2001.
- [98] Iskander M. F., Yun Z.: Propagation prediction models for wireless communications systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, s. 662–673, March 2002.
- [99] Kabac J., Dąbrowska-Milewska G., Chwalibóg A.: Projekt wykonawczy architektoniczno-budowlany, Budynek Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej. maj, Białystok, 2000.
- [100] Kaiser T.: Smart antennas: state of the art. Hindawi Publishing Corporation, 2005.
- [101] Kalhor H. A., Ilyas M.: Scattering of plane electromagnetic waves by a grating of conducting cylinders embedded in a dielectric slab in free space. *Proc. Inst. Elect. Eng. H, Microw., Optics Antennas*, vol. 128, no. 3, pp. 155–158, 1981.
- [102] Karwowski A.: Analiza struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów. Prace Naukowe Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie, Wrocław, 1984.
- [103] Kharkovsky S. N., Akay M. F., Hasar U. C., Atis C. D.: Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 6, pp. 1210–1218, 2002.
- [104] Krzyżak K.: Symulacja propagacji fal radiowych w terenie zabudowanym. *VI Konferencja Naukowo-Techniczna, ZKwE*, s. 127–130, 2001.
- [105] Krzyżak K., Herko E.: Symulacja propagacji fal radiowych we wnętrzu budynku. VII Konferencja *Naukowo-Techniczna, ZKwE*, 2002, s. 207–210.
- [106] Kuester E. F., Holloway C. L.: A low-frequency model for wedge or pyramid absorber arrays-I: Theory. *IEEE Trans. Electromagn. Compat*, vol. 36, no. 4, pp. 300–306, 1994.
- [107] Kuester E. F., Holloway C. L.: Improved low-frequency performance of pyramid-cone absorbers for application in semi-anechoic chambers. in Proc. 1989 IEEE National Symp. Electromagn. Compat., Denver, CO, vol. 5, pp. 394–399, 1989.
- [108] Kurytnik I. P., Karpiński M.: *Bezprzewodowa transmisja informacji*. PAK, Warszawa, 2008.
- [109] Kuzuoglu M., Mittra R.: Frequency dependence of the constitutive parameters of causal perfectly matched anisotropic absorbers. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 12, pp. 447–449, 1996.
- [110] Kvavadze D. K., Kopaleyshvili V. P., Popovidi R. S.: Diffraction of electromagnetic waves on an infinite array placed above a dielectric layer of finite thickness. *Radio Eng. Electron. Phys.*, vol. 15, no. 7, pp. 1184–1188, 1970.
- [111] LaMaire R. O., Krishna A., Bhagwat P., Panian J.: Wireless LANs and mobile networking: standards and future directions. *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, no. 8, pp. 86–94, 1996.
- [112] Landron O., Feuerstein M. J., Rappaport T. S.: A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 341–351, 1996.
- [113] Lähteenmäki J., Karttaavi T.: Measurement of dielectric parameters of wall materials at 60 GHz band. *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 16, pp. 1442–1444, 1996.
- [114] Lee W. C. Y.: *Mobile Communications Design Fundamentals*. Willey, Communications, 1993.

- [115] Liang G., Bertoni H. L.: A new approach to 3-D ray tracing for propagation prediction in cities. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 853–863, 1998.
- [116] Liao Z. P., Wong H. L., Yang B., Yuan Y.: A transmitting boundary for transient wave analysis. *Scienta Sinica* (Series A), vol. 27, pp. 1063–1076, 1984.
- [117] Luebers R.J., Kunz K.S.: *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRS Press Inc., Boca Raton, 1993.
- [118] Mei K. K. Fang J.: Superabsorption a method to improve absorbing boundary conditions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 9, pp. 1001–1010, 1992.
- [119] de Moerloose J., Stuchly M. A.: Behavior of Berenger's ABC for evanescent waves. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 10, pp. 344–346, 1995.
- [120] Morawski T., Gwarek T.: Pola i fale elektromagnetyczne. WNT, Warszawa, 1998.
- [121] Morrow R.: Bluetooth Operations and Use. McGraw-Hill, 2002.
- [122] Mur G.: Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations. *IEEE Transactions* on *Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, no. 4, pp. 377–382, 1981.
- [123] Nagy L.: FDTD and ray optical methods for indoor wave propagation modeling. *Microwave review*, no. 7, pp. 47–53, 2010.
- [124] Nguetseng G.: Problèmes d'écrans perforés pour l'équation de laplace. MAN Modélis. Math. Anal. Numér., vol. 19, no. 1, pp. 33–63, 1985.
- [125] Nowak W.: Poprawa stabilności i zbieżności metody FDTD poprzez kształtowanie przebiegu pobudzającego. *Krajowe Sympozjum Telekomunikacji KST*'98, s. 252–260, Bydgoszcz 1998.
- [126] Nyffeler M., Braendli B., Reusser B., Doerr E., Giri D. V., Tomer E. R.: On the interaction of electromagnetic fields with wire cage structures. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 4, pp. 471–477, 1992.
- [127] Ogunsola A., Reggiani U., Sandrolini L.: Shielding effectiveness of reinforced concrete structures. *Proc. Int. Conf. Electromagnetic Compatibility*, Phuket, Thailand, s. 1A-2-1–1A-2-4, July, 2005.
- [128] Ogunsola A., Reggiani U., Sandrolini L.: Modelling shielding properties of concrete. Proc. 17th Int. Zurich Symp. Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pp. 34–37, 2006.
- [129] Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K.: Field strength variability in VHF and UHF land mobile service. *Rev. Elect. Comm. Lab.*, vol. 16, no. 9–10, pp. 825–873, 1968.
- [130] Orfanidis S. J.: *Electromagnetic waves and antennas*, Rutgers University, www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa, 2010.
- [131] Orłowski A.: Rozwój sieci telekomunikacyjnych i sieci następnej generacji aspekty strukturalne, funkcjonalne, techniczne i normalizacyjne. Część II: Wytyczne projektowania bezprzewodowych sieci lokalnych. Raport końcowy. Program Wieloletni – Rozwój Telekomunikacji i Poczty w dobie społeczeństwa informacyjnego. Warszawa, listopad, 2005.
- [132] Oskooi A. F., Roundyb D., Ibanescua M., Bermelc P., Joannopoulosa J. D., Johnson S. G.: MEEP: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method. *Computer Physics Communications*, vol. 181, pp. 687–702, 2010.

- [133] Otto G. P., Chew W. C.: Improved calibration of a large open-ended coaxial probe for dielectric measurements. *IEEE Transactions Instrumentation and Measurement*, vol. 40, pp. 742–746, Aug., 1991.
- [134] Paknys R.: Reflection and transmission by reinforced concrete Numerical and asymptotic analysis. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pt. 2, pp. 2852–2861, 2003.
- [135] Peña D., Feick R., Hristov H. D., Grote W.: Measurement and modeling of propagation losses in brick and concrete walls for the 900-MHz band. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 1, pp. 31–39, 2003.
- [136] Pérez-Vega C., Zamanillo J. M.: Path-Loss Model for Broadcasting Applications and Outdoor Communication Systems in the VHF and UHF Bands. *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, no. 2, pp. 91–96, 2002.
- [137] Piątek Z., Jabłoński P.: *Podstawy teorii pola elektromagnetycznego*. WNT, Warszawa, 2010.
- [138] Ping L., Gui Ch., Yun-liang L.: Effects of reinforced concrete walls on transmission of EM wave in WLAN. *Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2008, International Conference*, vol. 1, pp. 519–522, 21–24 April, 2008.
- [139] Ping L., Qi-tao Y., Yun-liang L.: Analysis of electromagnetic propagation into reinforced concrete walls by FEM-PML methods. *IEEE International Conference on Microwave* and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2008 Proceedings, pp. 1–4, 2008.
- [140] Ping L., Xuewang W.: The reflection and transmission properties of reinforced concrete wall. *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, *ICMMT*'07, pp. 1–4, 2007.
- [141] Pinhasi Y., Yahalom A., Petnev S.: Propagation of ultra wide-band signals in lossy dispersive media. *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS 2008*, pp. 1–10, 2008.
- [142] PN-EN 772-3:2000 Metody badań elementów murowych Określenie objętości netto i udziału procentowego drążeń elementów murowych ceramicznych przez ważenie hydrostatyczne.
- [143] PN-EN 934-2:2002 Domieszki do betonu, zaprawy i zaczynu Część 2: Domieszki do betonu Definicje, wymagania, zgodność, znakowanie i etykietowanie.
- [144] PN-EN 206-1:2003 Beton Część 1. Wymagania, właściwości, produkcja i zgodność.
- [145] PN-EN 1008:2003 Woda zarobowa do betonu.
- [146] PN-EN 12620:2004 Kruszywa do betonu.
- [147] PN-B-19301:2004 Prefabrykaty budowlane z autoklawizowanego betonu komórkowego. Elementy drobnowymiarowe.
- [148] PN-EN 771-2:2004 Wymagania dotyczące elementów murowych. Część 1: Elementy murowe silikatowe.
- [149] PN-EN 771-4:2004 Wymagania dotyczące elementów murowych. Część 4: Elementy murowe z autoklawizowanego betonu komórkowego.
- [150] PN-EN 14216:2005 Cement Skład, wymagania i kryteria zgodności dotyczące cementów.
- [151] PN-EN 772-16:2001/A1:2005 Metody badań elementów murowych. Część 16: Określenie wymiarów.

- [152] PN-EN 771-1:2006 Wymagania dotyczące elementów murowych. Cześć 1: Elementy murowe ceramiczne.
- [153] Pogorzelski J. A.: Fizyka budowli część III. Podstawy przenoszenia ciepła (2). *Materiały Budowlane*, nr 8, s. 62–66, 2004.
- [154] Polski Związek Inżynierów i Techników Budownictwa: *Poradnik majstra budowlanego*. Wydanie czwarte uzupełnione i rozszerzone, ARKADY, Warszawa 1985.
- [155] Praca zbiorowa: *Poradnik laboranta budowlanego*. Wydanie trzecie poprawione i uzupełnione, ARKADY, Warszawa 1975.
- [156] Praca zbiorowa pod kier.: prof. dr hab. inż. B. Stefańczyka: Budownictwo ogólne materiały i wyroby budowlane – tom 1, Arkady, Warszawa, 2005.
- [157] Qin Wei-ping: Time-domain analysis of effects of reinforced concrete wall on short path propagation of electromagnetic pulses. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications*, vol. 25, no. 6, 2005.
- [158] QuickWave 3D v. 1.8, Warszawa, 1997.
- [159] Raleigh G. G., Cioffi J. M.: Spatio-temporal code for wireless communication. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 3, pp. 357–366, 1998.
- [160] Rappaport C. M., McCartin B. J.: FDFD Analysis of electromagnetic scattering in anisotropic media using unconstrained triangular meshes. *IEEE Trans. Antennas* and Propagation, vol. 39, pp. 345–349, 1991.
- [161] Richalot, E., Bonilla M., Won M., Fouad-Hanna V., Baudrand H., Wiart J.: Electromagnetic propagation into reinforced-concrete walls. *IEEE Transactions* on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 3, pp. 357–366, 2000.
- [162] Rogier H., Zutter D. D.: A fast converging series expansion for the 2-D periodic Green's function based on perfectly matched layers. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1199–1206, 2004.
- [163] Rumpf R. C.: *Design and optimization of nano-optical elements by coupling fabrication to optical behavior.* University of Central Florida Orlando, Florida, Spring Term, 2006.
- [164] Rzepecka M. A., Hamid M. A. K., Soliman Afifi H.: Monitoring of Concrete Curing Process by Microwave Terminal Measurements. *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI-19, no. 4, pp. 120–125, Nov., 1972.
- [165] Saad Y.: *Iterative methods for sparse linear systems*. Society for Industrial and Applied Mathematics, United States of America, 2003.
- [166] Sadiku M. N. O.: Numerical techniques in electromagnetics. CRS Press LLC. 2nd edition, 2001.
- [167] Sanchez-Palencia E.: Non-homogeneous media and vibration theory. *Berlin, Germany: Springer-Verlag*, pp. 68–77, 1980.
- [168] Sato K., Manabe T., Ihara T., Saito H., Ito S., et. al.: Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office buildings in the 60 GHz band. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1783–1792, Dec., 1997.
- [169] Sato K., Manabe T., Polivka J., Ihara T., Kasashima Y., Yamaki K.: Measurement of the complex refractive index of concrete at 57.5GHz. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, no. 1, pp. 35–40, 1996.
- [170] Sato K., Kozima H., Masuzawa H., Manabe T., Ihara T., Kasashima Y., Yamaki K.: Measurements of reflection characteristics and refractive indices of interior construction materials in millimeter-wave bands. *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 449–453, 1995.

- [171] Saunders S. R.: Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. John Wiley & Sons, New York, 1999.
- [172] Savov S. V., Herben M. H. A. J.: Modal transmission-line modeling of propagation of plane radiowaves through multilayer periodic building structures. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 9, pp. 2244–2251, 2003.
- [173] Schmitz A., Rick T., Karolski T., Kuhlen T., Kobbelt L.: Simulation of Radio Wave Propagation by Beam Tracing. *Eurographics Symposium on Parallel Graphics and Visualization*, 2009.
- [174] Seidel S. Y., Rappaport T. S.: A ray tracing technique to predict path loss and delay spread inside buildings. *Proceedings of IEEE 1992 GLOBECOM Global Telecommunications Conference*, December, 1992.
- [175] Seidel S. Y., Rappaport T. S.: Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 10, pp. 879–891, 1994.
- [176] Shah M. A., Hasted J. B., Moore L.: Microwave absorption by water in building materials: Aerated concrete. *British Journal of Applied Physics*, vol. 16, no. 11, s. 1747–1754, 1965.
- [177] Sikora J.: Numeryczne metody rozwiązywania zagadnień brzegowych. Podstawy metody elementów skończonych i metody elementów brzegowych. Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin, 2009.
- [178] silikaty, http://www.silikaty.com.pl.
- [179] Sobolewski J., Więcek D.: Metody planowania naziemnych sieci jednoczęstotliwościowych radiofonii cyfrowej pod kątem optymalnego wykorzystania widma etap 1 i 2. Raport z wykonania zadań 4 i 5 – Projekt wyodrębniony PBZ "Radiofoniczne sieci cyfrowe, narzędzia i metody ich projektowania oraz emisje doświadczalne", Warszawa, 2010.
- [180] Spartack M.: Sieci komputerowe. Księga eksperta. Wydanie II poprawione i uzupełnione. Gliwice, Helion, 2004.
- [181] Spencer W. H., Jeffs B. D., Jensen M. A., Swindlehurst A. L.: Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 347–359, 2000.
- [182] Stavrou S., Saunders S. R.: Review of constitutive parameters of building materials. *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2003)*, vol. 1, pp. 211–215, 2003.
- [183] Szabatin J.: Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa, 2003.
- [184] Szóstka J.: Fale i anteny. WKŁ, Warszawa, 2001.
- [185] Taflove A., Brodwin M.: Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using the time dependent Maxwell's equation. *IEEE Transactions* on *Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-23, no. 8, pp. 623–630, 1975.
- [186] Taflove A., Hagness S. C.: Computational Electrodynamics: The finite difference time domain method. Boston, Artech House, 2005.
- [187] Tan S. Y., Tan H. S.: Modeling and measurements of channel impulse response for indoor wireless communications system. *Proc. Inst. Elect. Eng. Microwaves, Antennas and Propagation*, t. 142, no. 5, pp. 405–410, 1995.
- [188] Tan S. Y., Tan H. S.: Improved three-dimensional ray tracing technique for microcellular propagation models. *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 1503–1505, Aug., 1995.

- [189] Tan S. Y., Tan H. S.: A microcellular communications propagation model based on the uniform theory of diffraction and multiple image theory. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 10, USA, pp. 1317–1326, 1996.
- [190] Tan S. Y., Tan M. Y., Tan H. S.: Multipath delay measurements and modeling for interfloor wireless communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 4, pp. 1334–1341, 2000.
- [191] Tanaka S., Wakabayashi M.: On measurement of the depth and the diameter of steel bars in reinforced concrete using electromagnetic wave (radar). *SICE-ICASE International Joint Conference*, vol. 8, pp. 2555–2559, 2006.
- [192] Taylor C. D., Lam D. H., Shumpert T. H.: Electromagnetic pulse scattering in time-varying inhomogeneous media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-17, no. 5, pp. 585–589, 1969.
- [193] de Toledo A. F., Turkmani A. M. D.: Propagation into and within buildings at 900, 1800 and 2300 MHz. *IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 2, pp. 633–636, 1992.
- [194] Travassos L., Ida N., Vollaire C., Nicolas A.: Time-domain modeling of radar assessment of concrete: a parametric study. t. PA6, *Numerical Techniques*, 2008.
- [195] Valero A., Rojas R. G.: Fast analysis of electromagnetic scattering from finite strip gratings on a grounded dielectric slab. *Radio Sci.*, vol. 35, no. 6, pp. 1307–1314, Nov./Dec., 2000.
- [196] Van der Vorst H. A.: Bi-CGSTAB: A fast and smoothly converging variant of Bi-CG for the solution of non-symmetric linear systems. *SIAM J. Sci. Stat. Comput.*, vol. 13, no. 2, pp. 631–644, 1992.
- [197] Vitucci E. M., Kolmonen Veli-Matti, Degli-Esposti V., Vainikainen P.: Analysis of radio propagation in co- and cross-polarization in urban environment. *IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA'08*, pp. 277–281, 2008.
- [198] Wait J., Hill D.: Electromagnetic scattering by two perpendicular wire grids over a conducting half-space. Radio Sci., vol. 11, no. 8/9, pp. 725–730, Aug./Sep. 1976.
- [199] Wait J. R.: Theories of scattering from wire grids and mesh structures. *Electromagnetic Scattering*, Piergiorgio L. E. Uslenghi. New York, Academic Press, pp. 253–287, 1978.
- [200] Walfisch J., Bertoni H. L.: A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, no. 12, pp. 1788–1796, 1988.
- [201] Wang J. J. H.: Generalized Moment Methods in Electromagnetics, Formulation and Computer Solution of Integral Equations. John Wiley & Sons, Inc., 1991.
- [202] Weiland T.: Three dimensional resonator mode computation by finite difference method. *IEEE Trans. Magn.*, vol. 21, pp. 2340–2343, Nov., 1985.
- [203] Weiping Q., Shenggao D., Yerong Z.: FDTD calculation of the effects of reinforced concrete wall on short path propagation of UWB pulse. *IEEE Microwave Conference Proceedings, APMC 2005*, Asia-Pacific Conference Proceedings, 2005.
- [204] Yang H.-Y. D., Jackson D. R.: Theory of line source radiation from a metal strip grating dielectric slab structure. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 4, pp. 556–564, 2000.
- [205] Yang M., Stavrou S.: Rigorous coupled-wave analysis of radio wave propagation through periodic building structures. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 204–207, 2004.

- [206] Yang M., Stavrou S.: Three-dimensional modal transmission-line method for radio wave propagation through periodic building structures. *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 12, pp. 597–603, 2005.
- [207] Yang M., Stavrou S., Brown A. K.: Hybrid ray-tracing model for radio wave propagation through periodic building structures. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. vol. 5, no. 3, pp. 340–348, 2010.
- [208] Yee K. S.: Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell equations in isotropic media. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-14, no. 5, pp. 302–307, 1966.
- [209] Yun Z., Iskander M. F., Zhang Z.: Complex-wall effect on propagation characteristics and MIMO capacities for an indoor wireless communication environment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 4, pp. 914–921, 2004.
- [210] Zapotoczna-Sytek G.: Buduję dom z betonu komórkowego. COIB, Warszawa, 2000.
- [211] Zhang Z., Sorensen R. K., Yun Z., Iskander M. F., Harvey J. F.: A ray-tracing approach for indoor/outdoor propagation through window structures. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 5, pp. 742–748, 2002.
- [212] Zhao S.-Li, Li M.-Qiang, Kou J.-Song, Liu Y.: Genetic algorithms for optimal design of underground reinforced concrete tube structure. *Proceedings of 2004 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, vol. 4, pp. 2307–2311, 2004.
- [213] Zhao Z. B., Cui X., Li L., Zhang B.: Analysis of the shielding effectiveness of rectangular enclosure of metal structures with apertures above ground plane. *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, v. pp. 1248–1251, 2005.
- [214] Zhao Z. B., Cui X., Li L., Gao Ch.: Analysis of shielding performance of reinforced concrete structures using the method of moments. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, v. pp. 1474–1477, 2008.
- [215] Zhou Bi-hua: Study on EMP shielding effectiveness of wire-mesh reinforcement and reinforced-concrete. *Chinese Journal of Radio Science*. vol. 9, no. 3, pp. 251–259, 2000.
- [216] Butryło B., Choroszucho A., Stankiewicz J. M., Determination of equivalent electric parameters of heterogeneous structures. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 96, nr. 8, s. 51–54, 2020.
- [217] Choroszucho A., Steckiewicz A., Numerical Analysis of the Building Materials Electrical Properties Influence on the Electric Field Intensity, Zamojski W., Mazurkiewicz J., Sugier J., Walkowiak T., Kacprzyk J. (eds) Engineering in Dependability of Computer Systems and Networks Advances in Intelligent Systems and Computing, Springer, vol. 987, pp. 99–109, 2020.
- [218] Choroszucho A., Steckiewicz A., Stankiewicz J. M., The numerical analysis of the electric field distribution behind the three-layer wall, Proc. SPIE 11176, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2019, 11176, pp. 1–8, 2019.
- [219] Choroszucho A., Stankiewicz J. M., Using FDTD method to the analysis of electric field intensity inside complex building constructions, Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering, no. 97, pp. 39–48, 2019.
- [220] Choroszucho A., Różnorodność składu betonu i jego wpływ na natężenie pola elektrycznego, Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering, no. 93, pp. 193–204, 2018.

- [221] Choroszucho A., Stankiewicz J. M., Wpływ zbrojenia na wartość natężenia pola elektrycznego, Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering, no. 93, pp. 182–192, 2018.
- [222] Butryło B., Choroszucho A., Adaptacyjne metody konstrukcji siatki różnicowej przy wyznaczaniu pola elektromagnetycznego w układach rozległych. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 92, nr 2, s. 197–201, 2016.
- [223] Choroszucho A., Analysis of the influence of the complex structure of clay hollow bricks on the values of electric field intensity by using the FDTD method. *Archives of Electrical Engineering*, vol. 65, no. 4, pp. 745–759, 2016.
- [224] Choroszucho A., Steckiewicz A., Numeryczna analiza wpływu kąta padania fali elektromagnetycznej względem ściany wykonanej z cegieł na jakość komunikacji bezprzewodowej wewnątrz inteligentnych budynków. *Napędy i Sterowanie*, nr 7–8, s. 130–133, 2016.
- [225] Choroszucho A., Steckiewicz A., Skład i wilgotność betonu komórkowego jako czynniki wpływające na skuteczność systemów komunikacji bezprzewodowej w budynkach. Napędy i Sterowanie, nr 7–8, s. 125–129, 2016.
- [226] Choroszucho A., Butryło B., Wpływ rozmiaru siatki różnicowej stosowanej przy analizie rozkładu pola elektromagnetycznego na poprawność wyników uzyskanych metodą numeryczną FDTD. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 92, nr 4, s. 197–201, 2016.
- [227] Butryło B., Choroszucho A., Implementation of some iterative matrix solvers in simulation of the wave propagation problem using the time-harmonic finite difference algorithm, Proceedings of 2016 17th International Conference Computational Problems of Electrical Engineering : CPEE 2016, 2016.
- [228] Choroszucho A., Butryło B., Implementation of the variable density mesh within the finite difference frequency domain algorithm to analysis of electromagnetic field in building constructions, Proceedings of 2016 17th International Conference Computational Problems of Electrical Engineering : CPEE 2016, 2016.
- [229] Butryło B., Choroszucho A., Modelowanie zjawisk elektromagnetycznych w konstrukcjach budowlanych z zastosowaniem niejawnej metody różnicowej. *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka*, t. 61, nr 3, s. 87–97, 2015.
- [230] Choroszucho A., Wpływ zastosowanej technologii budowlanej na propagację fali elektromagnetycznej. *Napędy i Sterowanie*, nr 12, s. 88–92, 2015.
- [231] Choroszucho A., Analiza wpływu średnicy zbrojenia, rozstawu pomiędzy prętami oraz parametrów elektrycznych betonu na wartości natężenia pola elektrycznego. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 90, nr 2, s.156–160, 2014.
- [232] Choroszucho A., Butryło B., Numeryczna analiza wpływu kąta padania fali płaskiej na wartości natężenia pola elektrycznego w układach ze złożoną konstrukcją ściany. *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 90, nr 12, s. 21–24, 2014.
- [233] Choroszucho A., Butryło B., Wpływ struktury cegieł klinkierowych oraz ich konduktywności na wartości pola elektrycznego. *Napędy i Sterowanie*, nr 6, s. 72–79, 2014.

Spis tabel

Tabela 1.1. Podstawowe standardy sieci bezprzewodowych
Tabela 2.1. Właściwości betonu oraz związane z tym dopuszczalna ilość cementu23
Tabela 2.2. Przegląd właściwości elektrycznych betonu zwykłego (uporządkowany wg częstotliwości)23
Tabela 2.3. Zmienność przyjmowanych właściwości elektrycznych betonu lekkiego
Tabela 2.4. Przegląd właściwości elektrycznych przyjmowanych dla tynku
Tabela 2.5. Przegląd właściwości elektrycznych przyjmowanych do scharakteryzowania cegieł
Tabela 2.6. Przykładowe wartości współczynników w modelu 1SM przy f = 2,4 GHz40
Tabela 4.1. Zestawienie podstawowych parametrów stosowanych komputerów74
Tabela 5.1. Wymiary elektryczne rozpatrywanych modeli ścian
Tabela 5.2. Wartości współczynnika st $_1$ przy częstotliwości $f\!=\!2,\!4~{\rm GHz}$ 102
Tabela 5.3. Obliczone wartości współczynnika st $_1{\rm przy}f{=}5{\rm GHz}{-}$ 102
Tabela 5.4. Wymiary elektryczne analizowanych ścian odniesione do długości fali106
Tabela 5.5. Wartości współczynnika st $_1{\rm przy}f{=}2,4{\rm GHz}$ 109
Tabela 5.6. Obliczone wartości współczynnika st $_1{\rm przy}f{=}5{\rm GHz}{110}$
Tabela 5.7. Udział procentowy masy ceramicznej w zależności od szerokości drążeń 113
Tabela 5.8. Porównanie średniej liczby komórek Yee na długość fali w dielektryku $l_{\rm c}$ 116
Tabela 5.9. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian jednowarstwowych przy $f{=}2{,}4~{\rm GHz}{.}$
Tabela 5.10. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian dwuwarstwowych przy $f\!=\!2,\!4~{\rm GHz}$ 140
Tabela 5.11. Zestawienie wyznaczonych zastępczych parametrów dla modeli ścian przy $f\!=\!5~{\rm GHz}142$
Tabela 5.12. Zestawienie maksymalnych wartości $E_{\!_z}$ w wybranych punktach analizy [V/m]154
Tabela 5.13. Oznaczenia modeli ścian oraz opis ich właściwości 156
Tabela 5.14. Średnia liczba komórek Yee na długość fali, przy f = 2,4 GHz157
Tabela 6.1. Maksymalne wartości składowej E_z [V/mm] otrzymane w całym obszarze 169

Spis rysunków

Rys. 2.1. Procentowy skład mieszanek betonowych2	1
Rys. 2.2. Wyszlifowana powierzchnia betonu2	2
Rys. 2.3. Przykładowe rozmieszczenie zbrojenia wewnątrz słupów wraz z wymaganiami normowymi przy projektowaniu elementów ściskanych	1
Rys. 2.4. Przykłady elementów murowanych z drążeniami pionowymi: cegła klinkierowa i pustak	2
Rys. 2.5. Główne czynniki determinujące możliwości stosowania algorytmów numerycznych przy analizie zjawisk polowych w konstrukcjach budowlanych3	4
Rys. 2.6. Ogólna klasyfikacja metod stosowanych przy analizie propagacji fal EM	6
Rys. 2.7. Metoda śledzenia promieni: (a) poglądowe zestawienie reguły opisu zjawisk w RT, (b) przykład mapy pokrycia obszaru obejmującego dzielnicę miasta	7
Rys. 3.1. Ilustracja warunków brzegowych na granicy ośrodków4	9
Rys. 4.1. Konstrukcja komórki Yee dla układów trójwymiarowych (siatka prostopadłościenna)5	2
Rys. 4.2. Dyskretyzacja równań Maxwella dla obszaru dwuwymiarowego z uwzględnieniem przesuniętej siatki różnicowej: (a) wariant TM _z , (b) wariant TE _z 5	2
Rys. 4.3. Rodzaje siatek różnicowych zastosowanych w konstrukcji algorytmu FDFD: (a) siatka adaptacyjna, $\Delta_x \neq \Delta_y$, (b) siatka regularna $\Delta_x = \Delta_y$, (c) siatka lokalnie adaptowana 5	3
Rys. 4.4. Zestawienie rodzaju obszarów wyróżnionych przy konstruowaniu algorytmu FDFD5	4
Rys. 4.5. Graficzna prezentacja wyznaczania wartości natężenia pola elektrycznego metodą FDFD: (a) węzeł <u>w_{ij}</u> z pełnym zestawem węzłów sąsiednich, (b) węzeł <u>w_{ij}</u> z wirtualnym węzłem sąsiednim (oznaczonym kolorem żółtym)5	7
Rys. 4.6. Ogólny schemat algorytmu FDFD6	2
Rys. 4.7. Wyznaczanie wartości składowej E_z wektora natężenia pola elektrycznego w kroku $n+1$, w oczku siatki o indeksie <i>i,j,k</i> w algorytmie FDTD (układ trójwymiarowy) 6	6
Rys. 4.8. Charakterystyki zmian normy wektora residualnego przy obliczeniach z wykorzystaniem BiCGStab oraz GMRES(m) dla modelu N_{DOF} = 33217	1
Rys. 4.9. Charakterystyki zbieżności algorytmu z wykorzystaniem BiCGStab oraz GMRES(m) dla N _{DOF} =73817	1

Rys. 4.10. Charakterystyki zmian normy wektora residualnego przy obliczeniach z wykorzystaniem GMRES(m) dla $N_{\rm DOF}$ = 2608572
Rys. 4.11. Zestawienie wymagań zapisu modelu przy stosowaniu wybranych algorytmów73
Rys. 4.12. Porównanie wymagań zapisu modelu w przypadku dwóch metod różnicowych rozwiązania równania macierzowego (4.27)
Rys. 4.13. Porównanie zależności pomiędzy czasem obliczeń przy wykorzystaniu BiCGStab a liczbą stopni swobody75
Rys. 4.14. Porównanie czasu obliczeń algorytmu z GMRES(m) na trzech jednostkach obliczeniowych75
Rys. 4.15. Geometria opracowanych modeli, stosowanych przy obliczeniach układów z różnymi materiałami: (a) słup z betonu z warstwą tynku (m01a), (b) słup z betonu (m01b), (c) słup z betonu wraz ze zbrojeniem (m01c)
Rys. 4.16. Analizowane w FDFD rodzaje siatek różnicowych: (a) równomierna (si1), (b) adaptacyjna w wybranych obszarach (si2), (c) adaptacyjna ze skalowaniem (si3)
Rys. 4.17. Porównanie rozkładów pola elektrycznego wyznaczonych przy użyciu programu FDFD, dla trzech rodzajów siatek różnicowych dla m01b: (a) równomierna (si1), (b) adaptacyjna (si2), (c) adaptacyjna ze skalowaniem (si3)
Rys. 4.18. Charakterystyki wyznaczone dla rozpatrywanych wariantów siatek wzdłuż prostej: (a) $y = 0.45$ m, (b) $y = 0.8$ m
Rys. 4.19. Dwuwymiarowy rozkład natężenia pola w modelu m01b obliczony dla siatki różnicowej: (a) równomiernej (si1), (b) adaptacyjnej (si2), (c) adaptacyjnej ze skalowaniem (si3)
Rys. 4.20. Dwuwymiarowy rozkład pola elektrycznego dla modelu ze zbrojeniem (m01c) wyznaczony dla trzech rodzajów siatki różnicowej: (a) si1, (b) si2, (c) si380
Rys. 4.21. Warianty siatek stosowanych przy weryfikacji wyników metodą FEM: (a) siatka zagęszczona, (b) siatka zbliżona do przyjętej w FDFD80
Rys. 4.22. Porównanie rozkładów natężenia pola dla modelu słupa z betonu wraz z tynkiem (m01a) wyznaczonych za pomocą metody: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM
Rys. 4.23. Wyznaczone rozkłady natężenia pola elektrycznego dla modelu słupa wykonanego z betonu (m01b) metodą: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM81
Rys. 4.24. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w obszarze ze słupem z betonu wraz ze zbrojeniem (m01c): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM
Rys. 4.25. Rozkład składowej E_z w modelu zawierającym słup z betonu (m01b), wzdłuż prostej $y = 0.45$ m
Rys. 4.26. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu z konstrukcją słupa ze zbrojeniem (m01c), wzdłuż prostej $y = 0.45$ m
Rys. 4.27. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu m01b, wzdłuż prostej $y = 0,6$ m

Rys. 4.28. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych opracowanym programem FDFD dla trzech konstrukcji słupa, wzdłuż prostej $y = 0.45$ m
Rys. 4.29. Charakterystyki wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczone metodą FDFD dla trzech wariantów słupa, wzdłuż prostej $y = 0.6$ m
Rys. 4.30. Wyznaczone wartości natężenia pola elektrycznego dla trzech modeli słupa, wzdłuż prostej $y = 0.8$ m
Rys. 4.31. Geometria modelu asymetrycznego m02 oraz przyjęte warunki w metodzie: (a) FDFD, (b) FEM
Rys. 4.32. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu ze ścianą poziomą wykonaną z jednorodnego materiału (m02a): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM
Rys. 4.33. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu ze ścianą poziomą wykonaną z betonu wraz z drążeniami (m02b): (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM
Rys. 4.34. Porównanie rozkładów natężenia pola elektrycznego w modelu m02c: (a) FDFD, (b) FDTD, (c) FEM
Rys. 4.35. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych trzema metodami dla modelu m02a, wzdłuż prostej $y = 0,82$ m
Rys. 4.36. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego uzyskanych trzema metodami dla modelu m02b, wzdłuż prostej $y = 0.82$ m
Rys. 4.37. Rozkład wartości natężenia pola elektrycznego dla modelu ze ścianami z jednorodnego materiału (m02a), wzdłuż prostej $y=0,1$ m
Rys. 4.38. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczonych dla trzech wariantów modelu asymetrycznego, wzdłuż prostej $y=0,1$ m90
Rys. 4.39. Porównanie wartości natężenia pola elektrycznego wyznaczonych dla trzech wariantów modelu asymetrycznego, wzdłuż prostej $y=0,82$ m90
Rys. 5.1. Geometria opracowanych modeli testowych, stosowanych przy obliczeniach układów z materiałem: (a) jednorodnym, (b) niejednorodnym (ściana betonowa ze zbrojeniem), (c) niejednorodnym (cegła klinkierowa)
Rys. 5.2. Schemat układu z falą płaską padającą prostopadle na dielektryk (ścianę)
Rys. 5.3. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, obliczone dla modelu 1 w_B $(f\!=\!2,\!4~{\rm GHz})$
Rys. 5.4. Zmiany względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności, przy f =2,4 GHz, obliczone dla ściany dwuwarstwowej100
Rys. 5.5. Zależność pomiędzy względną wartością składowej E_z a konduktywnością, przy f =5 GHz wyznaczona dla modelu ściany jednowarstwowej 1w_B100
Rys. 5.6. Zmiany względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności obliczone dla modelu ściany dwuwarstwowej 2w_B, przy $f=5$ GHz101

Rys. 5.7. Charakterystyki uzyskane przy $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667$ mm opisujące zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy $f = 5$ GHz dla modelu 1w_B103	\$
Rys. 5.8. Charakterystyki wyznaczone przy $\Delta_x = \Delta_y = 1,6667 \text{ mm}$ przedstawiające zależność pomiędzy max (E_z) a konduktywnością, przy $f=5 \text{ GHz}$ obliczone dla modelu 2w_B104	ŧ
Rys. 5.9. Zależność pomiędzy max (E_z) a konduktywnością, przy $f=2,4$ GHz oraz 5 GHz dla modeli ścian 1w_B i 2w_B przy względnej przenikalności elektrycznej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$	ŧ
Rys. 5.10. Chwilowy rozkład składowej E_z w modelu 1w_BK przy $f=2,4$ GHz dla konduktywności: (a) $\sigma = 0,01$ S/m, (b) $\sigma = 0,1$ S/m107	7
Rys. 5.11. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy f = 2,4 GHz dla dwóch wariantów grubości ściany z gazobetonu108	3
Rys. 5.12. Zależność pomiędzy max(E_z) a konduktywnością, przy $f = 5$ GHz dla dwóch wariantów ściany (1w_BK oraz 2w_BK)109)
Rys. 5.13. Zestawienie zmian $\max(E_z)$ zależnych od konduktywności materiału w obszarze za ścianą: (a) 1w_BK przy $f=2,4$ GHz, (b) 2w_BK ($f=2,4$ GHz), (c) 1w_BK przy $f=5$ GHz, (d) 2w_BK przy $f=5$ GHz	L
Rys. 5.14. Wymiary geometryczne analizowanych cegieł klinkierowych (widok 2D w płaszczyźnie <i>XY</i>): (a) z 18 otworami (C_{18}), (b) z 30 otworami (C_{30})112	2
Rys. 5.15. Elektryczne wymiary analizowanych cegieł przy częstotliwości $f=2,4$ GHz: (a) cegła C_{18} , (b) cegła C_{30}	ł
Rys. 5.16. Warianty ścian: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30114	ŀ
Rys. 5.17. Zależność pomiędzy względną wartością maksymalną składowej E_z a konduktywnością, przy $f=5$ GHz dla modelu 2w z pełnej cegły. Charakterystyki uzyskane przy $\Delta_x = \Delta_y$ wynoszącej: (a) 0,5 m, (b) 1,6667 mm115	5
Rys. 5.18. Zależność pomiędzy rozmiarem komórki Yee a wartością błędu δ_{Λ}	5
Rys. 5.19. Chwilowy rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze przy $f=2,4$ GHz dla modeli: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30117	7
Rys. 5.20. Chwilowy rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze ($f=5$ GHz): (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30118	3
Rys. 5.21. Maksymalny rozkład składowej E_z , przy $f=2,4$ GHz dla modeli: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30119)
Rys. 5.22. Maksymalny rozkład składowej E_z w analizowanym obszarze (f =5 GHz): (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30120)
Rys. 5.23. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wartość pola przy f =2,4 GHz, dla ściany złożonej z jednej warstwy cegieł: (a) $C_{_{18}}$, (b) $C_{_{30}}$ 121	-
Rys. 5.24. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wielkość max(E_z) przy f = 2,4 GHz, dla ściany złożonej z dwóch warstw cegieł: (a) C_{18} , (b) C_{30}	2

Rys. 5.25. Względne maksymalne wartości składowej E_z przy częstotliwości $f=2,4$ GHz w obszarze za ścianą, modele: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30123
Rys. 5.26. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności, na wartość pola za murem przy częstotliwości $f=5$ GHz dla modeli ścian: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30125
Rys. 5.27. Wpływ rozmiaru drążenia oraz wartości konduktywności na wartość natężenia pola przy $f=5$ GHz dla ściany złożonej z dwóch warstw cegieł: (a) $C_{_{18}}$, (b) $C_{_{30}}$ 126
Rys. 5.28. Względne maksymalne wartości składowej E_z przy częstotliwości f =5 GHz w obszarze za ścianą, modele: (a) 1w_C18, (b) 1w_C30, (c) 2w_C18, (d) 2w_C30127
Rys. 5.29. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od procentowej zawartości masy ceramicznej, przy $f=2,4$ GHz, dla ścian: (a) $1w_{-}C_{18}$, (b) $1w_{-}C_{30}$, (c) $2w_{-}C_{18}$, (d) $2w_{-}C_{30}$
Rys. 5.30. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od procentowej zawartości masy ceramicznej, przy $f=5$ GHz, dla ścian: (a) $1w_{-}C_{18}$, (b) $1w_{-}C_{30}$, (c) $2w_{-}C_{18}$, (d) $2w_{-}C_{30}$
Rys. 5.31. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności dla wszystkich przypadków ścian z rozmiarem drążeń $r_{\rm d}$ = 0,011 m przy dwóch częstotliwościach (2,4 GHz oraz 5 GHz)131
Rys. 5.32. Porównanie zmian maksymalnej względnej wartości składowej E_z w zależności od konduktywności dla wszystkich przypadków ścian z rozmiarem otworów $r_{\rm d}{=}$ 0,015 m przy dwóch częstotliwościach (2,4 GHz oraz 5 GHz)132
Rys. 5.33. Schemat zadań oraz powiązanie danych wejściowych i wyjściowych w realizacji opracowanego algorytmu numerycznego $(A_{\rm opt})$ 133
Rys. 5.34. Ograniczenia obszaru poszukiwań przy wyznaczaniu zastępczych parametrów elektrycznych dla cegieł z drążeniami
Rys. 5.35. Ogólny schemat algorytmu doboru zastępczych parametrów elektrycznych dla cegieł z drążeniami136
Rys. 5.36. Wyznaczona zastępcza zależność pomiędzy względną przenikalnością elektryczną a konduktywnością w modelu 1w_C18 (2,4 GHz), przy początkowym założeniu: (a) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,01$ S/m, (b) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,02$ S/m, (c) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,03$ S/m, (d) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,04$ S/m137
Rys. 5.37. Rozkład błędu δ_A dla modelu ściany jednowarstwowej 1w_C30 (2,4 GHz), przy po- czątkowym założeniu konduktywności materiału ceramicznego: (a) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,01$ S/m, (b) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,02$ S/m, (c) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,03$ S/m, (d) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,04$ S/m138
Rys. 5.38. Przykładowa zmienność względnego błędu aproksymacji zastępczej ε_r ' względem σ wyznaczona dla modelu ściany 2w_C18 (2,4 GHz), przy: (a) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,01$ S/m, (b) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,02$ S/m
Rys. 5.39. Mapa wartości błędu względnego w zależności od wartości ε_r ' i σ dla modelu ściany dwuwarstwowej 2w_C30 (2,4 GHz), przy: (a) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,01$ S/m, (b) $\sigma_{\text{FDTD}} = 0,02$ S/m
Rys. 5.40. Przykładowa zmienność względnego błędu aproksymacji zastępczej ε_r , względem σ wyznaczona dla modelu ściany 1w_C18 (f =5 GHz), przy początkowym założeniu: (a) $\sigma_{\rm FDTD}$ =0,04 S/m, (b) $\sigma_{\rm FDTD}$ =0,1 S/m

Rys. 5.41. Wyznaczona zastępcza zależność pomiędzy ε_r ' a σ dla modelu ściany 1w_C30, przy początkowym założeniu konduktywności materiału ceramicznego dla $f=5$ GHz: (a) $\sigma_{\text{FDTD}}=0.04$ S/m, (b) $\sigma_{\text{FDTD}}=0.1$ S/m
Rys. 5.42. Przykładowa zależność obliczona dla zastępczych parametrów materiału ceramicznego dla modelu 2w_C30, przy $f=5~{\rm GHz},$ przy początkowym założeniu: (a) $\sigma_{\rm FDTD}=0.04~{\rm S/m}$ 142
Rys. 5.43. Warianty ścian: (a) 1p_L10, (b) 2p_L10, (c) 1p_L20, (d) 2p_L20144
Rys. 5.44. Wpływ średnicy zbrojenia na wartość natężenia pola elektrycznego, przy $f=2,4$ GHz oraz $\sigma=0,00195$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) ε_r '= 5, (b) ε_r '= 6, (c) ε_r '= 7, (d) ε_r '= 8
Rys. 5.45. Wpływ średnicy zbrojenia na wielkość max(E_z), przy $f=2,4$ GHz oraz $\sigma=0,004$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$
Rys. 5.46. Wpływ średnicy zbrojenia na wartość max(E_z), przy $f=2,4$ GHz oraz $\sigma=0,01$ S/m dla czterech modeli ścian, przy przenikalności elektrycznej względnej: (a) $\varepsilon_r = 5$, (b) $\varepsilon_r = 6$, (c) $\varepsilon_r = 7$, (d) $\varepsilon_r = 8$
Rys. 5.47. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_z), przy $f=5$ GHz dla modeli ścian, przy $\sigma = 0,00195$ S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) ε_r '=5, (b) ε_r '=6, (c) ε_r '=7, (d) ε_r '=8146
Rys. 5.48. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wartością max(E_z), przy $f=5$ GHz dla modeli ścian, przy $\sigma = 0,004$ S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) ε_r '=5, (b) ε_r '=6, (c) ε_r '=7, (d) ε_r '=8147
Rys. 5.49. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_z), przy $f=5$ GHz dla modeli ścian, przy $\sigma=0,01$ S/m oraz przenikalności elektrycznej względnej: (a) ε_r '=5, (b) ε_r '=6, (c) ε_r '=7, (d) ε_r '=8147
Rys. 5.50. Zależność pomiędzy średnicą zbrojenia a wielkością max(E_z), przy $f=2,4$ GHz dla czterech modeli ścian żelbetowych obliczonych przy typowych parametrach betonu: (a) $\varepsilon_r'=5$ i $\sigma=0,004$ S/m, (b) $\varepsilon_r'=6$ i $\sigma=0,00195$ S/m, (c) $\varepsilon_r'=8$ i $\sigma=0,01$ S/m149
Rys. 5.51. Wpływ średnicy zbrojenia na wartości pola, przy $f=5$ GHz dla rozpatrywanych modeli ścian żelbetowych, wyznaczonych przy standardowych parametrach betonu: (a) $\varepsilon_r'=5$ i $\sigma=0,004$ S/m, (b) $\varepsilon_r'=6$ i $\sigma=0,00195$ S/m, (c) $\varepsilon_r'=8$ i $\sigma=0,01$ S/m150
Rys. 5.52. Geometria modelu ściany z żelbetu (rzut w płaszczyźnie XY, $z=0$)151
Rys. 5.53. Analizowane modele ściany żelbetowej wpisane w obszarze Ω_s (wymiary podano w metrach): (a) s1_d5, (b) s1_d10, (c) s2_d5_sym, (d) s2_d5_asym152
Rys. 5.54. Trójwymiarowy widok modelu ściany betonowej wraz ze zbrojeniem, gdzie: A–A oznacza płaszczyznę, w której dokonano oceny rozkładu natężenia pola dla modelu: (a) s1_d10, (b) s2_d5_sym152
Rys. 5.55. Maksymalne wartości składowej E_{z} w obszarze obserwacji modelu153
Rys. 5.56. Rozkład maksymalnych wartości składowej $E_{\scriptscriptstyle z}$ w pobliżu ściany żelbetowej 154
Rys. 5.57. Geometria modelu ściany przy kącie padania fali: (a) 65°, (b) 0°157

Rys. 6.13. Maksymalne wartości składowej E_z wzdłuż prostej $y = 1,78$ m dla czterech wariantów lokalizacji punktowego źródła pola odpowiednio dla konstrukcji słupa: (a) w1, (b) w2, (c) w3178
Rys. 6.14. Geometria pomieszczenia: (a) ze ścianą wykonaną z cegieł pełnych lub żelbetu, (b) ze ścianą działową oraz drzwiami (wymiary podano w metrach)180
Rys. 6.15. Trójwymiarowy widok modelu pomieszczenia: (a) ze ścianą wykonaną z żelbetu (w2_z), (b) ze ścianą działową wraz z drzwiami (w3_z)181
Rys. 6.16. Przykładowe chwilowe rozkłady składowej E_z w płaszczyźnie XY (z =0,05 m): (a) model ze ścianą wykonaną z betonu i zbrojenia (w2_z), (b) model z dwiema ścianami z betonu zbrojonego i drzwiami (w3_z)
Rys. 6.17. Chwilowy rozkład składowej E_z w płaszczyźnie <i>XY</i> (<i>z</i> = 0,05 m), w układzie: (a) bez ściany działowej (w1), (b) ze ścianą wykonaną z cegły (w2_c), (c) ze ścianą wykonaną z żelbetu (w2_z), (d) z dwiema ścianami z cegły (w3_c), (e) z dwiema ścianami wykonanymi żelbetu (w3_z)
Rys. 6.18. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x\!=\!0,\!39,$ na wysokości $z\!=\!0,\!05$ m184
Rys. 6.19. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x\!=\!1,\!09,$ na wysokości $z\!=\!0,\!05$ m185
Rys. 6.20. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x\!=\!2,\!09,$ na wysokości $z\!=\!0,\!05$ m186
Rys. 6.21. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x\!=\!0,\!39,$ na wysokości $z\!=\!0,\!45$ m186
Rys. 6.22. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x{=}1,09,$ na wysokości $z{=}0,45$ m187
Rys. 6.23. Rozkład składowej E_z wzdłuż prostej $x\!=\!2,\!09,$ na wysokości $z\!=\!0,\!45$ m187

Summary

The electric field inside buildings construction elements with a complex structure in the range of the wireless communication

Wireless networks are a modern solution, constantly gaining on importance, used in creating telecommunication systems and computer networks. Wireless data transmission systems create the opportunity for easy and fast connection of multiple devices, while retaining the possibility of dynamic and automatic configuration of the set of the elements in communication. A significant advantage is the collective utilisation of a single broadband connection as well as dynamic and fast configuration of the connected devices. The structure of wireless networks requires taking into account the number of access points and their appropriate placement. The discussed problems are particularly significant in setting up wireless networks inside buildings. The effects, which are created during the propagation of electromagnetic waves in construction elements with a complex geometry and material structure, determine the quality of the wireless communication system being created. Keeping the above stated facts in mind, the thesis conducts an assessment of the occurrences in wireless communication systems while taking into account the construction and properties of building materials.

An important element of wireless network design is the analysis of the propagation of electromagnetic waves inside buildings. It may be performed through an analytical or numerical approach. The numerical methods enable to take into account the complex geometry and material structure of sets (such as multi-layered, periodicity) and to calculate many variants of the designed system. Due to this fact, perfecting the existing and designing new elements of algorithms of the numerical analysis of electromagnetic field distribution is an important tool for assessing of the occurring effects. At the same time it serves as significant help in designing wireless systems considering their quality. Due to the reasons mentioned above the thesis subject corresponds to current and future needs of technology and science.

The scope of the conducted work included the forming of numerical schematics for analysing electromagnetic occurrences, the assessment of their properties, as well as their use to calculate fields in selected building constructions. This book aims to solve a wide range of issues connected with the assessment and modelling of electromagnetic occurrences in building constructions. The subjects presented in the manuscript are significant for research and scientific purposes. The analysis
of the discussed issues also contains an important utility aspect enabling the assessment of construction elements with regard to field distribution and the assessment of effects occurring while installing access points of a wireless communication network. Due to the problems connected with the functioning of wireless communication inside buildings, the main aims of this book:

- 1) the analysis of the distribution of electromagnetic field and the effects occurring in constructions based on various building technologies, and
- 2) designing of tools enabling the assessment of field occurrences using a chosen numerical algorithm.

The scope of research realised in the book connected with the propagation of electromagnetic waves included:

- 1) various types of analysed building constructions and
- 2) two basic frequency bands, in which wireless communication systems (Wi-Fi) can operate, with frequencies: 2.4 GHz and 5 GHz.

The publication subjects to numerical analysis the models of selected building constructions, taking into account:

- the type of building material used, analysing normal and autoclaved aerated concrete, ceramic and plaster;
- the real diameter of reinforcement rods and stirrups and the spaces between them;
- the size of the spaces in the reinforcement mesh and the number of reinforcement layers within walls;
- the thickness of walls, connected with their construction function and the number of layers of appropriate building materials;
- the structure of bricks, with the example of two types;
- the changes in electrical parameters of building materials.

The solutions for the partial issues presented in the publication, as well as the selected methodology of the designed numerical algorithm may be used in modelling and determining the distribution of field in complex building structures. The use of the designed numerical schematics and the results of analyses of material structures allow to perform tests of various variants of the analysed building structures as early as in the modelling stage. Due to difficulties connected with the functioning of wireless communication inside of buildings, the designed algorithm has a practical use in the analysis of field occurrences in constructions based on different types of building technologies.

