

Uniwersytet Warszawski

Wydział Fizyki

ZAKŁAD OPTYKI INFORMACYJNEJ



PRACA DOKTORSKA

MARCIN STOLAREK

**ELEMENTY DYFRAKCYJNE, REFRACTORYJNE I
ABSORPCYJNE OPARTE NA PODFALOWYCH
PERIODYCZNYCH STRUKTURACH
METALICZNYCH**

PROMOTOR:
dr hab. Rafał Kotyński

Warszawa 2014

OŚWIADCZENIE AUTORA PRACY

OŚWIADCZAM, ŚWIADOMY ODPOWIEDZIALNOŚCI KARNEJ ZA POŚWIADCZENIE NIEPRAWDY, ŻE NINIEJSZĄ PRACĘ DYPLOMOWĄ WYKONAŁEM OSOBIŚCIE I SAMODZIELNIE, I NIE KORZYSTAŁEM ZE ŹRÓDEŁ INNYCH NIŻ WYMIESZCZONE W PRACY.

.....

PODPIS

University of Warsaw

Faculty of Physics

INFORMATION OPTICS DEPARTMENT



PHD IN PHYSICS

MARCIN STOLAREK

**DIFFRACTIVE, REFRACTIVE AND ABSORPTIVE
OPTICAL ELEMENTS BASED ON PERIODIC
SUB-WAVELENGTH METALLIC STRUCTURES**

SUPERVISOR:

Rafał Kotyński Ph.D

Warsaw 2014

Serdecznie dziękuję ...

Spis treści

1. Wstęp.....	7
1.1. State of the art.....	8
1.2. Cele i tezy pracy	8
1.3. Podział pracy	8
2. Modelowanie własności podfalowych struktur fotonicznych.....	9
2.1. Metody numeryczne	10
2.1.1. Metody macierzowe	10
2.1.2. FDTD	10
2.1.3. FDTD w jednym wymiarze.....	10
2.1.4. BOR FDTD	14
2.1.5. Warunki brzegowe.....	14
2.1.6. Źródła pola elektromagnetycznego	15
2.1.7. PML	15
2.2. Systemy liniowe niezmiennicze ze względu na przesunięcia	16
2.3. Modele dyspersji materiałów	19
2.3.1. Model Lorenza-Drudego.....	19
2.4. Przybliżenie ośrodka efektywnego.....	22
3. Kształtowanie fali elektromagnetycznej w zakresie THz	23
3.0.1. Własności wykorzystywanych materiałów	24
3.1. Antena THz - siatka dyfrakcyjna + podkład.....	26
3.1.1. Rezonansowa transmisja przez grube siatki.....	26

3.1.2. Antena dla promieniowania THz, oparta na wzbudzeniu modu falowodowego	29
3.2. Transmisja jedno kierunkowa	32
3.3. Soczewka dyfrakcyjna z transmisją jedno kierunkową	32
4. PML.....	33
4.1. Wprowadzenie	34
4.2. PML ze struktury warstwowej.....	34
4.3. core shell pml?.....	34
5. Bezdyfrakcyjna propagacja światła w wielowarstwach metaliczno- dielektrycznych	35
5.1. Właściwości dyspersyjne materiałów optycznych w zakresie wi- działnym	37
5.2. Wielowarstwy z bezdyfrakcyjną propagacją światła	40
5.3. Nadrozdzielczy pryzmat.....	42
5.4. Analiza chropowatosci.....	45

1. Wstęp

1.1. State of the art

1.2. Cele i tezy pracy

1.3. Podział pracy

2. Modelowanie własności podfalowych struktur fotonicznych

2.1. Metody numeryczne

2.1.1. Metody macierzowe

2.1.2. FDTD

Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu (ang. FDTD - finite-difference time-domain) jest szeroko wykorzystywana w niniejszej pracy ze względu na możliwości symulowania ośrodków materialnych opisywanych modelem Lorenza-Drudego 2.3.1, oraz bezpośrednie obliczanie wartości pól E i H we wszystkich punktach siatki obliczeniowej. Poniżej przedstawione zostały podstawowe elementy tej metody symulacji numerycznych. Podstawa do współcześnie prowadzonych symulacji elektromagnetycznych w dziedzinie czasu jest algorytm Yee[28], który rozwiązywanie równań Maxwella sprowadza do następującej sekwencji:

1. Zastąpienie wszystkich różniczek w prawach Ampera i Faradaya różnicami skończonymi.
2. Przekształcić powstałe równania, tak aby wyrazić amplitudy pól E i H w nieznanym czasie $t_0 + \Delta_t$ przez ich wartości w czasie t_0 , oraz wartości drugiego pola w czasie $t_0 + \frac{\Delta_t}{2}$.
3. Obliczyć wartości pola H w czasie $t_0 + \Delta_t$.
4. Na podstawie już obliczonej wartości H dla $t = t_0 + \Delta_t$, obliczyć wartości pola E w czasie $t_0 + \frac{3}{2}\Delta_t$.
5. Powtarzając kroki 3-4 ewoluować stan układu przez rządany czas.

Na lepsze zrozumienie tych kilku abstrakcyjnie opisanych kroków pozwoli nam przeanalizowany poniżej przykład. Ponieważ prowadzenie rachunków dla problemu trójwymiarowego byłoby przesadnie skomplikowane dla celów poglądowych skupimy się na problemie jednowymiarowym.

2.1.3. FDTD w jednym wymiarze

Przyjmijmy jednowymiarową przestrzeń opisywaną przez oszczędzającą przestrzeń x , oraz założmy, że pole elektryczne posiada jedynie składową w kierunku z . W takiej sytuacji

prawo Faradaya możemy zapisać jako:

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial E_z}{\partial x} \hat{e}_y \quad (2.1)$$

Zgodnie z oczekiwaniami jedyną zmienną w czasie składową natężenia pola magnetycznego jest H_y . Wykorzystując ten fakt możemy również uprościć zapis prawa Ampera:

$$\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \hat{e}_z \quad (2.2)$$

Z powyższych równań możemy zapisać skalarny układ równań różniczkowych na składowe H_y i E_z ,

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial x}, \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x}, \quad (2.3)$$

w którym zmiana w czasie amplitudy jednego z pól wyrażona jest przez pochodną względem x drugiego pola. Równanie wyprowadzone z 2.1 posłuży nam do ewolucji w czasie natężenia pola magnetycznego, natomiast równanie 2.2 do obliczenia przyszłych (w czasie $t_0 + \Delta_t$) wartości pola E .

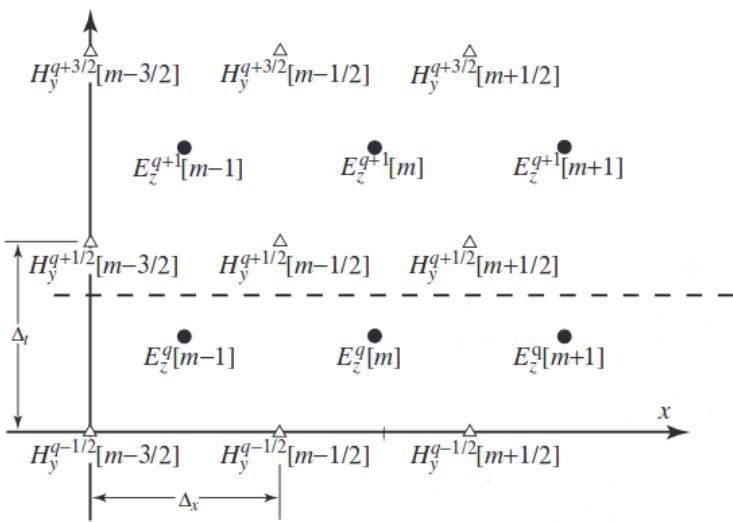
Dla analizy numerycznych aspektów metody FDTD wygodnie jest traktować czas jako drugi wymiar problemu. Wprowadzając konwencję przypisowania górnych indeksów q iteracjom algorytmu, oraz umieszczanych w nawiasach kwadratowych indeksów m opisujących położenie w przestrzeni. Możemy wyprowadzić formuły do obliczania wartości obu pól

$$H_y^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] = H_y^{q-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta_t}{\mu \Delta_x} (E_z^q[m+1] - E_z^q[m]), \quad (2.4)$$

$$E_z^{q+1}[m] = E_z^q + \frac{\Delta_t}{\varepsilon \Delta_x} (H_z^{q+\frac{1}{2}}[m + \frac{1}{2}] - H_z^{q-\frac{1}{2}}[m - \frac{1}{2}]), \quad (2.5)$$

Ponieważ wartości obu pól w kolejnym korku czasowym wyrażane są jedynie przez wartość tego pola w kroku poprzednim, oraz wartości drugiego pola w siedmiu punktach możemy zastosować dyskretyzację skokową¹. Jej zastosowanie powoduje, że obliczane wartości pól E i H nie dotyczą dokładnie tej samej chwili w czasie, przez co dokładne uzgodnienie fazy obu pól wymaga wykonania dodatkowego "połówkowego" kroku na jednym z pól. Zaletą zastosowanej dyskretyzacji

¹Często spotykana jest również nazwa żabi skok, będąca kalą językową z angielskiego leap-frog



Rysunek 2.1: Graficzna prezentacja dyskretyzacji w jednowymiarowej metodzie FDTD. Pozioma przerywana linia wskazuje przykładową granicę pomiędzy wartościami już obliczonymi i szukanymi w kolejnym kroku symulacji.

jest natomiast wyższa, o rząd wielkości, dokładność numeryczna. Ze względu na zysk numeryczny, algorytm skokowy stosujemy również dla dyskretyzacji względem położenia. Graficzną reprezentację rozwiązywania jednowymiarowego problemu elektromagnetycznego metodą FDTD przedstawia rysunek ??.

Współczynniki $\frac{\Delta_t}{\varepsilon \Delta_x}$ i $\frac{\Delta_t}{\mu \Delta_x}$ odgrywają kluczową rolę w równaniach 2.4 i 2.5, wygodnie jest przedstawić je w formie pozwalającej przeanalizować jak daleko energia może propagować się w pojedynczym kroku czasowym [19]. W tym celu wprowadza się tzw. współczynnik Couranta, $S = \frac{c \Delta_t}{\Delta_x}$, będący stosunkiem odległości pokonywanej przez front fali elektromagnetycznej w jednym kroku czasowym i gęstości próbkowania w przestrzeni. W przypadku symulacji jednowymiarowych, uwzględniając fakt, że wartości w kolejnych chwilach czasu zależą jedynie od punktów dyskretnych z najbliższego otoczenia możemy stwierdzić, że powinno spełniać warunek $S \leq 1$. W szczególności optymalnym dla omawianej sytuacji jest wybranie $S = 1$, ponieważ wtedy w jednym kroku czasowym front fali elektromagnetycznej pokonuje odległość równą Δ_x . Wybranie właściwego współczynnika Couranta komplikuje wprowadzenie niejednorodności w obszarze symulacji. Ponieważ prędkość fazowa zależy od współczynnika załamania, prędkość fazowa w dwu różnych obszarach symulacji może być różna. W takiej sytuacji, przy zachowaniu równomiernego próbkowania przestrzennego doprowadzenie do idealnego dopasowania siatki przestrzennej i kroku czasowego może okazać się niemożliwe, co prowadzi do powstania "dyspersji numerycznej" siatce FDTD.

W ogólności dla problemów wielowymiarowych stosuje się wzór

$$S \leq \frac{n_{min}}{\sqrt{DIM}}, \quad (2.6)$$

gdzie przez DIM oznaczono liczbę wymiarów przestrzennych symulacji, a n_{min} najniższy współczynnik załamania materiału znajdującego się w przestrzeni symulacji. Wyznaczenie odpowiedniego współczynnika Couranta dla symulacji z materiałami dyspersyjnymi ?? jest zagadanieniem skomplikowanym, wymagającym każdorazowego rozpatrzenia parametrów symulacji.

2.1.4. BOR FDTD

2.1.5. Warunki brzegowe

Równania 2.4 i 2.5 mogą być oczywiście zastosowane jedynie do punktów nie będących granicznymi dla obszaru symulacji. Numeryczne rozwiązanie równania różniczkowego zawsze wiąże się z odpowiednim dobraniem warunków brzegowych, które nie powinny wprowadzać dodatkowych artefaktów do modelowanego zjawiska. Najprosztszym sposobem jest zastosowanie warunku Dirichleta przyjęcie skrajnych wartości pola elektrycznego lub magnetycznego jako równych 0, fizycznie wprowadzenie tego typu założenia jest równoważne z umieszczeniem na granicy symulowanego obszaru idealnego przewodnika, odpowiednio elektrycznego(PEC)² lub magnetycznego(PMC)³. Wprowadzenie stałej, równej zero wartości na granicy obszaru symulacji powoduje odbicie obu pól, w stosunku do pola dla którego ustalono zerową wartość na granicy przy odbiciu następuje zmiana znaku. Ograniczenie obszaru symulacji przy pomocy idealnego przewodnika, de facto ogranicza możliwości metody do modelowania jedynie wnęk rezonansowych. Większość zjawisk elektromagnetycznych odbywa się w otwartej przestrzeni⁴

W celu umożliwienia symulacji zjawisk zachodzących w nieograniczonej przestrzeni, wprowadza się absorbcyjne warunki brzegowe (ABC od ang. absorbing boundary condition), których celem jest zasymulowanie zachowania nieskonczonej przestrzeni przy pomocy skonczonej liczby wierzchołków siatki obliczeniowej. W przypadku symulacji jednowymiarowej dla $n = 1$, współczynnika Couranta $S = 1$ i zastosowaniu standardowego założenia o braku źródeł poza obszarem symulacji, tego typu warunek brzegowy można łatwo zrealizować. Wartości amplitudy pola w wierzchołku na brzegu w kroku $q + 1$ musi wynosić dokładnie wartość amplitudy tego pola w kroku q w wierzchołku sąsiednim. W sytuacji

²Od ang. Perfect Electric Conductor

³Będącego tworem numerycznym (dla wygody numerycznej wprowadza się również przewodność magnetyczną. W skrócie określonym jako PMC od ang. Perfect Magnetic Conductor

⁴Za którą z dobrym przybliżeniem możemy uważać nawet zamknięte laboratorium. Ponieważ analizowane zjawiska dyfrakcji, czy rozpraszenia zachodzą w małym obszarze, położonym z dala od ograniczeń fizycznych takich jak ściany które słabo odbijają światło widzialne.

wielowymiarowej, gdy w obszarze symulacji występują np. materiały stratne zagnadnienie to staje się znacznie bardziej skomplikowane. Przykładowymi propozycjami rozwiązań omawianego problemu są warunki przegowe typu TFSF(ang total field scatter field) czy PML (ang. perfectly matched layer), które zostanie szerzej omówione w 2.1.7.

2.1.6. Źródła pola elektromagnetycznego

Ostatnim z omawianych podstawowych elementów metody FDTD jest wprowadzenie źródeł. Najbardziej podstawowym sposobem na realizację tego zadania jest umieszczenie tzw. źródła sztywnego. W takim przypadku w wybranym punkcie symulacji pole elektryczne nie jest obliczane zgodnie z równaniem 2.5, zamiast tego zależność czasu stanu pola elektrycznego od czasu jest dla niego podana w sposób analityczny. Tego typu źródło, podobnie jak zadane w sposób stały warunki brzegowe wprowadza dodatkowe odbicia w obszarze symulacji.

Innym sposobem wprowadzenia źródła, jest wykorzystanie prawa ampera z gęstością prądu

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad (2.7)$$

gdzie \vec{J} może być rozumiany jako gęstość prądu elektrycznego związana z przepływem nośników swobodnych w materiale o określonej przewodności elektrycznej σ , ale może też być wykorzystany jako sposób wprowadzenia źródła pola elektrycznego do symulacji. Wprowadzenie źródła addytywnego wymaga wykorzystania innego równania niż prezentowane wcześniej 2.5, wyprowadzamy z 2.7 przez zastąpienie pochodnych różnicami skończonymi podobnie jak w poprzednim wypadku.

2.1.7. PML

Powszechnie wykorzystywany obecnie wariantem warunków brzegowych w FDTD jest tzw. PML (ang. Perfectly Matched Layer). Metoda ta polega na umieszczeniu na granicy symulacji, przed brzegiem dla którego stosujemy np. warunek Dirichleta, sztucznego materiału absorbującego promieniowanie. Dopasowanie warstwy oznacza, że na granicy pomiędzy PML-em a innymi materiałami

nie występuje zjawisko odbicia. Pierwsze wyprowadzenie PML zostało podane przez Berengera w 1994 [2]

Przykładowe rozwiązania: fala zanikająca, plazmon, fala propagująca?

2.2. Systemy liniowe niezmiennicze ze względu na przesunięcia

Celem obecnego podrozdziału jest zdefiniowanie pojęcia systemów liniowych, które w niniejszej pracy znajduje zastosowanie w analizie zjawisk obrazowania. W ogólności przez systemem rozumiemy odpowiedniość pomiędzy zestawem funkcji wejściowych, a zestawem funkcji wyjściowych. W przypadku sieci elektrycznych funkcjami wejściowymi jak i wyjściowymi mogą być zależności napięcia i natężenia prądu elektrycznego od czasu. Jeżeli ograniczymy opis do systemów deterministycznych, określonymu zestawowi funkcji wejściowych musi odpowiadać dokładnie jeden układ funkcji wyjściowych. Wyjście układu nie musi jednak pozwalać na jednoznaczną identyfikację wejścia, w szczególności dla wielu stanów wejścia system może nie odpowiadać żadnym wyjściem.

Matematyczną reprezentacją opisanego systemu, jest operator $S\{\cdot\}$, który działając na zestaw funkcji wejściowych g_i tworzy funkcje wyjściowe f_i :

$$f_i(\vec{x}) = S\{g_i(\vec{x})\}. \quad (2.8)$$

Nie wprowadzając dodatkowych założeń dotyczących operatora $S\{\cdot\}$, nie można podać innych matematycznych własności systemu, niż definicja wyrażona równaniem 2.8. Szczególne znaczenie nie tylko dla niniejszej pracy, ale również wielu zastosowań inżynierskich mają tzw. systemy liniowe. Warunkiem liniowości systemu jest spełnianie zasady superpozycji, którą wyraża poniższe równanie:

$$S\{\alpha p(\vec{x}) + \beta q(\vec{x})\} = \alpha S\{p(\vec{x})\} + \beta S\{q(\vec{x})\} \quad (2.9)$$

Zgodnie z powyższym równaniem, odpowiedź systemu możemy przedstawić jako sumę odpowiedzi na funkcje składowe na które rozłożyliśmy wejście układu. W przypadku zjawisk elektromagnetycznych zasada superpozycji spełniona jest dla amplitud pól elektromagnetycznych⁵ - w przypadku promieniowania koherent-

⁵Można tak? teoria skalarna...?

nego lub dla natążeń tych pół w przypadku światła całkowicie niespójnego. Do rozkładu funkcji wejściowej na elementarne składowe posłużymy się własnością filtracji delty Diraca

$$g(\vec{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vec{\eta}) \delta(x - \eta) d\vec{\eta}. \quad (2.10)$$

Poszukując funkcji wyjściowej dla układu $S\{\cdot\}$ odpowiadającej funkcji wejściowej $g(x)$, wykonujemy podstawienie równania 2.10 do równania 2.8

$$f(\vec{x}) = S\left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vec{\eta}) \delta(\vec{x} - \vec{\eta}) d\vec{\eta} \right\}. \quad (2.11)$$

Ponieważ funkcja $g(\vec{\eta})$ nie zależy od zmiennych \vec{x} , możemy traktować ją jako wagę i korzystając z własności superpozycji 2.9 włączyć operator S pod znak całki

$$f(\vec{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vec{\eta}) S\{\delta(\vec{x} - \vec{\eta})\} d\vec{\eta}, \quad (2.12)$$

dla uproszczenia zapisu powyższego równania wprowadzimy funkcję

$$h(\vec{x}, e^{\vec{t}a}) := S\{\delta(\vec{x} - \vec{\eta})\}. \quad (2.13)$$

Powyższa funkcja nazywana jest funkcją odpowiedz impulsowej (ang. impulse response), w optyce zazwyczaj określa się ją mianem funkcji rozmycia punktu (ang. point-spreadfunction). Korzystając z wprowadzonego oznaczenia możemy do równania 2.12 podstawić definicję 2.13, otrzymując jedną z podstawowych formuł stosowanych do opisu systemów liniowych, tzw. całkę superpozycji:

$$f(\vec{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vec{\eta}) h(\vec{x}, \vec{\eta}) d\vec{\eta}. \quad (2.14)$$

Powyższe równanie wskazuje, że dla opisania odpowiedzi systemu na dowolny zestaw funkcji wejściowych niezbędna jest jedynie znajomość funkcji odpowiedzi impulsowych układu. W obecnie rozważanym ogólnym przypadku funkcja odpowiedzi musi być zdefiniowana dla wszystkich punktowych wzbudzeń w płaszczyźnie wejściowej. Przykładem analizowanego układu może być np. soczewka oświetlana promieniowaniem niekoherentnym, dla której niezbędnym zestawem informacji potrzebnym do obliczenia natążenia światła w płaszczyźnie obrazu jest znajomość funkcji odpowiedzi dla wszystkich źródeł punktowych znajdujących się w płaszczyźnie przedmiotu.

Szczególne znaczenie dla niniejszej pracy ma kolejna, często spotykana w zastosowaniach własność układów liniowych określana jako niezmienniczość. W ogólności, może być to np. niezmienniczość systemu elektrycznego w czasie. Rozumiana jako zależność funkcji odpowiedzi impulsowej $h(t, \tau)$ (gdzie t jest czasem, w którym poszukiwana jest odpowiedź na impuls elektryczny mający miejsce w czasie τ) jedynie od różnicy $t - \tau$. Dla układów elektrycznych taka własność jest zazwyczaj spełniona, ponieważ oporniki, kondensatory i indukcyjności z których są zbudowane zazwyczaj nie zmieniają swoich własności w czasie eksperymentów.

Dla układu obrazującego niezmienniczość rozumiemy jako niezmienniczość ze względu na przesunięcia w wyniku której, funkcja odpowiedzi impulsowej zależy jedynie od odległości pomiędzy położeniem wzbudzenia, a położeniem obrazu

$$h(\vec{x}, \vec{\eta}) = h(\vec{x} - \vec{\eta}). \quad (2.15)$$

Powyzsza własność zastosowana do układów obrazujących jest więc równoważna stwierdzeniu, że zmiana położenia przedmiotu wpływa jedynie na zmianę położenia jego obrazu. W przypadku niemal wszystkich realnych układów optycznych własność ta nie jest spełniona w całej przestrzeni położień, zazwyczaj można jednak obszar podzielić na "łaty" w których zastosowanie będą miały odpowiednie funkcje h_i , natomiast w ramach "łańcuchów" dobrym przybliżeniem stosować można założenie o izoplanatyczności systemu. Szczególnym przypadkiem obszaru często wykorzystywanego w analizie obrazowania przez klasyczne elementy optyczne jest oś układu, w stosunku do której stosuje się omawiane przybliżenie.

Stosując równanie 2.15 do wzoru 2.14 otrzymujemy

$$f(\vec{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vec{\eta}) h(\vec{x} - \vec{\eta}) d\vec{\eta} = g * h, \quad (2.16)$$

w powyższym równaniu $*$ oznacza operację splotu. Ze względu na to znaczące uproszczenie całki superpozycji dla układów liniowych niezmienniczych ze względu na przesunięcia (ang. LSI - linear shift-invariant) matematyczny opis tej klasy systemów posiada znacznie bardziej rozbudowaną strukturę matematyczną. Prostota systemów LSI, będąca źródłem rozbudowanej teorii związanej z ich analizą przejawia się gdy z twierdzenia o splocie, będącego jedną z podstawowych

własności transformaty Fouriera zapiszemy powyższe równanie jako

$$Ff(\vec{f}) = Fg(\vec{f}) \cdot Fh(\vec{f}), \quad (2.17)$$

gdzie przez F oznaczona została transformata Fouriera, a \cdot oznacza zwykłe mnożenie. W ten sposób znalezienie funkcji wyjściowych układu typu LSI z obliczania splotu⁶ zastąpiliśmy obliczaniem transformaty Fouriera, mnożeniem i obliczeniem odwrotnej transformaty Fouriera. Transformata Fouriera funkcji odpowiedzi impulsowej ze względu na swoje szczegółowe znaczenie nazywana jest funkcją przenoszenia $H = Fh$.

W równaniu 2.17 można zauważyć formę zagadnienia własnego opisującego układ typu LSI, w którym wartości funkcji H dla różnych częstości przestrzennych f można interpretować jako wartości własne układu. Funkcjami własnymi są natomiast fale płaskie, ponieważ przeprowadzenie matematycznej operacji transformacji Fouriera jest w przypadku analizy zjawisk falowych równoważne rozłożeniu funkcji w bazie fal płaskich. Kolejnymi wnioskami jakie możemy uzyskać wprost z wzoru ?? jest sposób w jaki układy LSI modyfikują funkcje wejściowe w postaci fal płaskich. W takim przypadku $G = |A|e^{\Phi}$ jest po prostu liczbą zespoloną, a układ wprowadza jedynie tłumienie $|A|$ i stałą modyfikację fazy Φ padającej na fali płaskiej[4].

W całej pracy posługując się terminem częstości przestrzennych odnosimy się do podanej powyżej formuły w której transformacja Fouriera została zastosowana w stosunku do funkcji położenia, dlatego ze szczególną uwagą należy odróżniać częstości przestrzenne (rozkład w bazie fal płaskich), od częstotliwości odpowiadającej rozkładowi promieniowania w bazie fal monochromatycznych.

2.3. Modele dyspersji materiałów

2.3.1. Model Lorenza-Drudego

Powszechnie wykorzystywany do opisu własności dyspersyjnych materiałów jest tzw. model Lorenza-Drudego. De facto jest on połączeniem opisu sub-

⁶Będącego zazwyczaj skomplikowaną operacją analityczną lub wysokiej złożoności operacją numeryczną.

stancji przewodzących (opisywanych modelem Drudego), oraz dielektryków (opisywanych modelem Lorenza). Wyprowadzenie obu modeli opiera się na zastosowaniu zasad mechaniki klasycznej w stosunku do częstek naładowanych znajdujących się w materii. Dla dielektryków przyjmujemy, że są one silnie związane z węzłami sieci krystalicznej, a ruch każdego ładunku opisuje równanie oscylatora tlenionego, pobudzanego siłą harmoniczną wywoływaną przez zewnętrzne pole elektromagnetyczne:

$$m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} + m\gamma \frac{d\vec{r}}{dt} + m\omega^2 \vec{r} = q \vec{E}_0 e^{i\omega t}, \quad (2.18)$$

w powyższym równaniu m nie należy traktować jako masy ładunku, a jako parametr stanowiący tzw. masę efektywną, której wartość można wyznaczyć przy pomocy mechaniki kwantowej. W przypadku substancji o różnych węzłach sieci krystalicznej, równanie 2.18 należy zapisać osobno dla każdego rodzaju ładunków i centrów sieci. Rozwiązuając powyższe równanie różniczkowe, oraz korzystając z definicji polarizacji możemy wyznaczyć przenikalność dielektryczną ośrodka nieprzewodzącego jako:

$$\varepsilon = 1 + \frac{N_o q^2}{\varepsilon_0 m} \sum_j \frac{f_j}{\omega_j^2 - \omega - i\gamma_j}. \quad (2.19)$$

Wprowadzone w powyższym równaniu współczynniki f_j opisują tzw. siłę oscylatora, związaną z prawdopodobieństwem przejść między stanami częstek opisywanego materiału. Wprowadzony parametr N_o opisuje koncentrację oscylatorów. W przeciwieństwie do izolatorów elektrycznych opis metali musi przedewszystkim uwzględnić istnienie nośników swobodnych. Zaniedbując oddziaływanie ładunków swobodnych ze sobą i zakładając, że ich zderzenia z wierzchołkami sieci krystalicznej mają charakter w pełni przypadkowy możemy ich klasyczne równanie ruchu zapisać jak:

$$m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} + m\gamma \frac{d\vec{r}}{dt} = q \vec{E}_0 e^{i\omega t}. \quad (2.20)$$

W powyższym równaniu wprowadzona siła oporu $m\gamma \vec{v}$ wynika ze zderzeń z węzłami sieci krystalicznej. Rozwiązanie powyższego równania prowadzi do następującego wyrażenia na przenikalność dielektryczną

$$\varepsilon = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i\omega\gamma}, \quad (2.21)$$

w którym wprowadzona wartość ω_p to częstotliwość plazmowa, opisywana wzorem:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{Nq^2}{\epsilon_0 m}}, \quad (2.22)$$

gdzie N jest koncentracją swobodnych nośników o ładunku q . Im większa koncentracja nośników swobodnych, tym większa jest częstotliwość plazmowa opisywanego metalu. W przeciwnieństwie przenikalność elektryczna maleje, co jest odzwierciedleniem faktu, że w powszechnie przyjętej konwencji nośniki poruszają się przeciwnie do pola elektrycznego. Dla częstotliwości z zakresu optycznego $\gamma \ll \omega$ co jest odzwierciedleniem faktu, że droga swobodna elektronów w paśmie przewodnictwa jest znacznie większa od rozważanych długości fali. Zgodnie z równaniem 2.21 oznacza to, że dla światła widzialnego decydującą rolę dla własności metali ma część rzeczywista ε , która jest dodatnia tylko dla $\omega > \omega_p$. Dla takich częstotliwości w równanie falowe w metalach będzie mieć rozwiązanie w postaci fal poprzecznych. Fizyczną interpretację ω_p znaleźć można w rozwiązaniu równania 2.20, jest to częstotliwość własna drgań podłużnych elektronów swobodnych. Sama nazwa częstotliwości plazmowej jest natomiast podstawą dla wprowadzenia tzw. plazmonu objętościowego, stanowiącego kwant omawianych drgań.

Ponieważ polaryzacja jest sumą efektywnych momentów diplowych przypadających na jednostkę objętości, to wkłady do polaryzacji pochodzące od oddziaływań z elektronami w paśmie przewodnictwa i jonami sieci krystalicznej podlegają dodawaniu. Dlatego model przenikalności elektrycznej materiałów uwzględniający oba te zjawiska, jest sumą wkładów pochodzących z równań 2.19 i 2.21. Zazwyczaj model materiałowy dopasowywane jest do danych eksperymentalnych jedynie w ograniczonym zakresie, ze względu na to większość rezonansów z wzoru 2.19 może zostać zstępionych stałą wartością zwyczajowo określana jako ε_∞ , a ostateczny wzór przyjmuje postać

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + i\omega\gamma} + \frac{Nq^2}{\epsilon_0 m} \sum_j \frac{f_j}{\omega_j^2 - \omega^2 - i\gamma_j\omega} \quad (2.23)$$

2.4. Przybliżenie ośrodka efektywnego

Przybliżenie ośrodka efektywnego (ang. EMA effective medium approximations lub ang. EMT effective medium theory) to określenie używane w odniesieniu do analitycznych modeli opisujących makroskopowe własności elektromagnetyczne przestrzeni złożonej z różnych materiałów. EMA pozwala opisywać niejednorodny obszar w przestrzeni złożony z wielu materiałów jako jeden homogeniczny obszar o innych właściwościach - jako metamateriał. Kluczowym w wprowadzeniu przybliżenia EMT jest zdefiniowanie geometrii w jakiej układane są materiały składowe, na jej podstawie w zależności od rozmiarów wprowadzane są ostateczne formuły.

Dla niniejszej pracy szczególne znaczenia mają jednowymiarowe układy, w których periodycznie umieszczone są kolejne warstwy ośrodków materialnych. W sytuacji gdy możemy zakładać, że pojedyncza warstwa jest tak cienka w porównaniu z długością fali, że wartości pól E i D wewnętrz warstwy w określonej chwili czasu są stałe. Możemy wprowadzić przybliżone wartości tensora przenikalności elektrycznej:

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\parallel} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{\parallel} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{\perp} \end{bmatrix}$$

$$\varepsilon_{\parallel} = f \cdot \varepsilon_1 + 1 - f \cdot \varepsilon_2$$

$$\varepsilon_{\perp} = (f \cdot \varepsilon_1^{-1} + (1-f) \cdot \varepsilon_2^{-1})^{-1}, \quad (2.24)$$

oraz magnetycznej:

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu_{\parallel} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{\parallel} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{\perp} \end{bmatrix}$$

$$\mu_{\parallel} = f \cdot \mu_1 + 1 - f \cdot \mu_2$$

$$\mu_{\perp} = (f \cdot \mu_1^{-1} + (1-f) \cdot \mu_2^{-1})^{-1}. \quad (2.25)$$

Oznacza to, że w ośrodku wypełnionym naprzemiennie dwoma materiałami, fala elektromagnetyczna propaguje się tak jak w jednoosiowym materiale dwój-łomnym. Osią takiego metamateriału jest dowolna prosta prostopadła do granic warstw tworzących go materiałów.

3. Kształtowanie fali elektromagnetycznej w zakresie THz

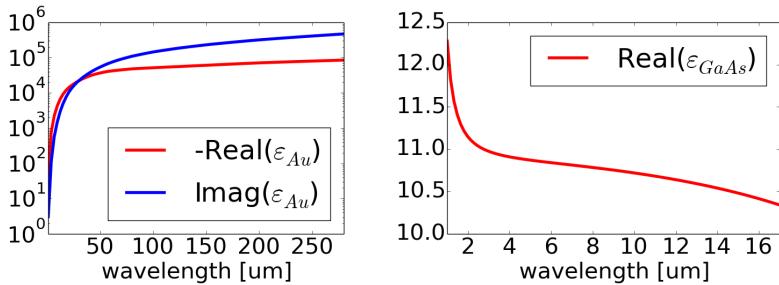
Zakres THz znajdujący się pomiędzy obszarami dalekiej podczerwieni i mikrofal w ostatnich latach był przedmiotem intensywnych badań. Poniższy rozdział dotyczy wykorzystania siatek dyfrakcyjnych jako elementów detektorów promieniowania, umożliwiających selektywną transmisję oraz skierowanie promieniowania do tranzystora polowego stanowiącego faktyczny detektor. W dalszej części rozdziału przedstawione są możliwości wykorzystania podwójnych metalowych siatek dyfrakcyjnych do uzyskania transmisji jednokierunkowej, które w geometrii cylindrycznej mogą być również wykorzystane do koncentracji fali E-M. Poza zakresem poniższej pracy znajdują się zjawiska fizyczne związane z generacją i detekcją promieniowania THz.

Do modelowania promieniowania elektromagnetycznego w zakresie THz używane są metody tradycyjnie wykorzystywane w optyce, w szczególności metoda FDTD. Ze względu na różnicę w długości fali własności materiałów znacznie różnią się od tych dla światła widzialnego. Kluczowymi procesami odpowiedzialnymi za wartość przenikalności elektrycznej ciał stałych dla niskich częstotliwości THz, określanych niekiedy jako sub teraherzowe, są mechanizm Drudego (patrz sekcja 2.3.1) i relaksacja Debye. Dla częstotliwości bliższych dalekiej podczerwieni podstawowe znaczenie mają optyczne fonony - skwantowane mody drgań sieci krystalicznej. W zależności od wykorzystywanych materiałów typowe wartości współczynnika załamania dla polimerów znajdują się w przedziale $n \in (1.4; 1.5)$, dla półprzewodników $n \in (3.1; 3.5)$ i charakteryzują się niewielką dyspersją. Wyposarowane powierzchnie metalowe są wykorzystywane jako zwierciadła o współczynniku odbicia $R \approx 0.99$. [8]

3.0.1. Własności wykorzystywanych materiałów

W układach omawianych w poniższym rozdziale wykorzystywane są złoto i arsenek galu, dlatego ich własności omówione zostaną bardziej szczegółowo. Wszystkie przewodniki, w tym złoto, ze względu na czasy relaksacji rzędu 10^{-14} s charakteryzują się niemal bezdyspersyjną przewodnością. W związku z tym równanie (2.23) możemy zapisać w prostszej postaci

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_\infty + i \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 f}, \quad (3.1)$$



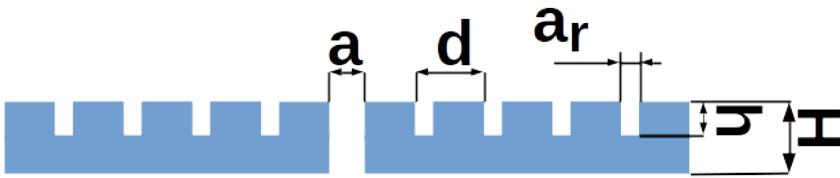
- (a) Zależność przenikalności elektrycznej od długości fali w zakresie trycznej od 1 do 300 THz, dla Au [13] (b) Zależność przenikalności elektrycznej fali w zakresie od 17 do 300 THz dla $GaAs$ [20]

gdzie przez σ_0 oznaczona została przewodność. Dla złota w warunkach normalnych $\sigma_0 = 45.2 \frac{\text{S}}{\mu\text{m}}$. Ze względu na znacznie większą wartość bezwzględną części urojonej od rzeczywistej dla obszaru subterahretzowego powyższe równanie (3.1) możemy dalej uprościć do postaci

$$\epsilon(f) \approx i \frac{\sigma_0}{\epsilon_0 f}. \quad (3.2)$$

Różnica w wartości bezwzględnej części rzeczywistej i urojonej przenikalności elektrycznej złota zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości, dla $f = 2\text{ THz}$ moduł części rzeczywistej jest ok. 5 razy mniejszy od modułu części urojonej. Część rzeczywista przenikalności elektrycznej w omawianym zakresie jest ujemna a jej moduł zmienia się od 10^2 do 10^4 . Ze względu na omówiony dominujący charakter części urojonej związanego z przewodnictwem eksperymentalne wyznaczenie przenikalności dielektrycznej jest bardzo trudne i nie zawiera częstotliwości poniżej 1 THz (długości fali powyżej $300 \mu\text{m}$) [13]¹. Zależność ϵ od długości fali została przedstawiona na wykresie 3.1a. Symulacje opisywane w poniższym rozdziale prowadzon są z maksymalną rozdzielcością $0.5 \mu\text{m}$ na punkt obliczeniowy, natomiast głębokość naskórkowa dla 1 THz $\delta = 74.9 \text{ nm}$ [8]. Mała głębokość na-

¹Powyższa analiza prawdziwa jest dla eksperymentów prowadzonych w temperaturze pokojowej, obniżenie temperatury do $T = 80\text{K}$ powoduje wzrost przewodności złota do $\sigma_0 = 208 \frac{\text{S}}{\mu\text{m}}$. W temperaturach kriogenicznych może w cienkich warstwach złota dominujący wpływ na przewodność może mieć rozpraszanie elektronów na defektach struktury.[9]



Rysunek 3.2: Schemat szczeliny otoczonej siatką rowków w celu umożliwiającej wysoką transmisję rezonansową

skórkowa w porównaniu do rozdzielczości uprawnia do przybliżenie złota przez doskonały przewodnik.

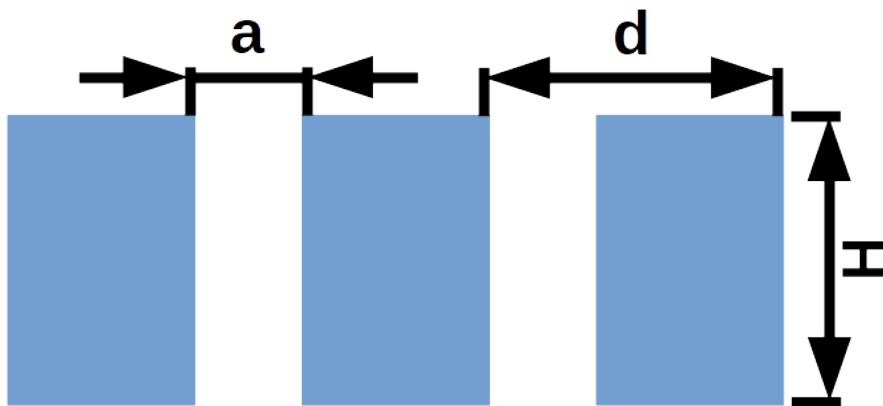
W przeciwieństwie do złota warstwy *GaAs* w zakresie THz mogą być traktowane jako bezstratne, charakteryzują się one również słabą dyspersją, a w przypadku obliczeń prowadzonych dla wąskiego zakresu długości fali może być traktowana jako stała. Warto jednak zwrócić uwagę, że warstwy *GaAs* uzyskiwane w wyniku epitaksji z wiązki molekularnej poddawane są zazwyczaj procesowi wyżarzania (ang. annealing) w celu ich wygładzenia lub eliminacji zanieczyszczeń. Proces ten może mieć jednak znaczący wpływ na koncentrację elektronów w paśmie przewodnictwa, co może znaczco zmienić właściwości elektromagnetyczne tego materiału [29]. Zależność przenikalności elektrycznej *GaAs* przedstawia wykres na rysunku 3.1b.

3.1. Antena THz - siatka dyfrakcyjna + podkład

3.1.1. Rezonansowa transmisja przez grube siatki

Modelowym układem, w którym można przeprowadzić analizę zjawisk związanych z rezonansową transmisją fali elektromagnetyczne przez siatkę z idealnego przewodnika jest układ przedstawiony na rysunku 3.2 oświetlony od strony rowków. Zakładając, że zarówno rowki jak i szczelina są na tyle cienkie, że możliwe jest wzbudzenie w nich jedynie modu podstawowego², problem propagacji fali E-M przez układ można rozwiązać analitycznie. W tym celu promieniowanie na w

²Dla falowodów planarnych metal-izolator-metal nie istnieje długość fali odcięcia dla modu podstawowego w polaryzacji TM



Rysunek 3.3: Schemat siatki dyfrakcyjnej wykorzystywanej w symulacjach

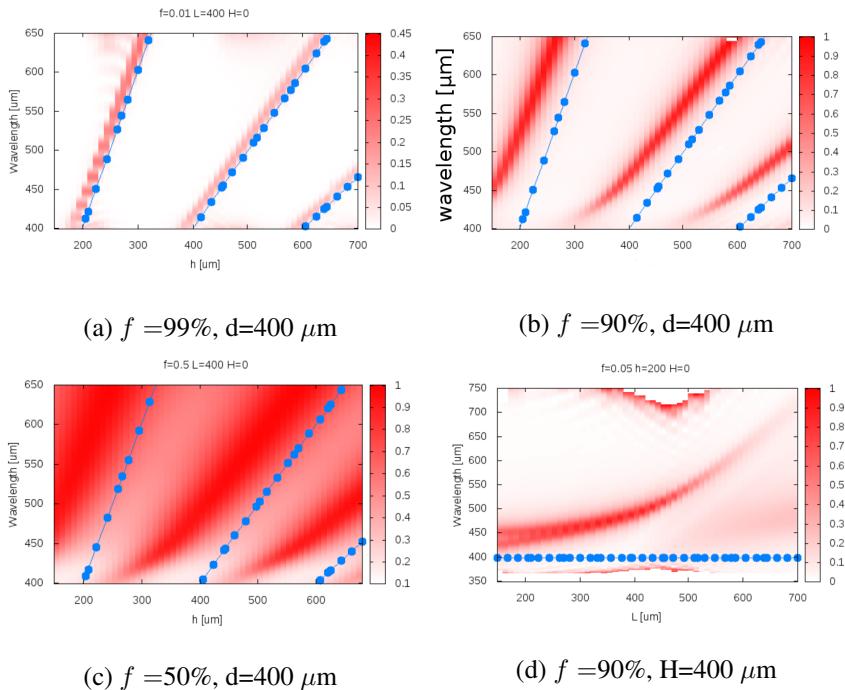
przestrzeni swobodnej możemy rozłożyć na fale płaskie, a wzbudzenia wewnętrz rowków i falowodu zastąpić rozwiązaniami modów podstawowych. Wymagając odpowiednich warunków zszycia rozwiązań wzmacnioną transmisję przez szczeлиnę możemy opisać przy pomocy następujących mechanizmów[12]:

- Rezonansowa transmisja przez mod falowodowy w szczielinie. Kontrolowana przez grubość metalu H na zasadzie rezonansu Fabry-Pérot. Maksimum transmisji występuje w przyjętym przybliżeniu dla

$$\frac{\lambda}{n_{\text{eff}}} = 2 \frac{H}{m}, \quad (3.3)$$

gdzie λ oznacza długość fali promieniowania padającego na układ, H zgodnie z rysunkiem 3.2 jest długością falowodu, m dowolną liczbą naturalną, a n_{eff} efektywnym współczynnikiem załamania modu falowodowego. W przypadku falowodów metal-powietrze-metal $n_{\text{eff}} \approx 1$.

- Wzbudzenie modów w rowkach, pozwalające na późniejszy transport energii z rowków do szczieliny przy pomocy fali powierzchniowej. Dzięki temu mechanizmowi transmisja przez szczielinę unormowana do rozmiarów otworu może być znacznie większa od 1. Warunek na rezonansowe wzbudzenie modów wewnętrz szczeleń to $\lambda \approx 4 \frac{h}{2m+1}$, wykorzystanie tego wzbudzenia możliwe jest jednak jedynie przy dopasowanej reemisji energii z kolejnych rowków.



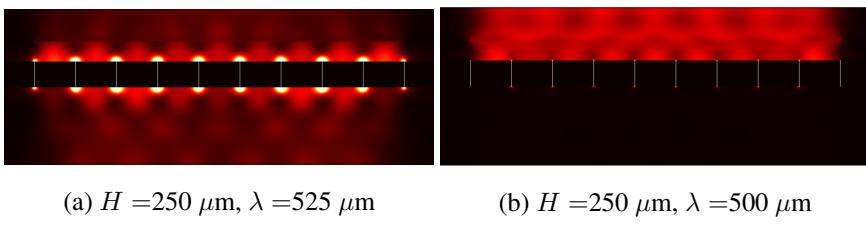
Rysunek 3.4: Zależność współczynnika transmisji od parametrów geometrycznych siatki. Niebieską linią kropkowaną zaznaczono przewidywane wzorem (3.3) położenie maksimum rezonansu transmisji.

- Zgodne w fazie drgania modów w rowkach, pozwalające na wzbudzenie fali powierzchniowej w płaszczyźnie wejściowej transportującej energię fali E-M do szczeliny. Sytuacja taka występuje dla $d \approx \lambda$.

Ze względu na trudności w eksperymentalnej realizacji układu z rysunku 3.2, oraz zależności położenia od rezonansu (3.3) jedynie od grubości w kolejnych symulacjach skupiono się na siatce dyfrakcyjnej jak na rysunku 3.4. Przy pomocy symulacji metodą FDTD sprawdzono przewidywane w przybliżeniu cienkich falowodów położenie rezonansu, oraz dokonano ilościowego oszacowania transmisji promieniowania THz przez nieskończoną jednowymiarową metalową siatkę dyfrakcyjną w zależności od grubości H i współczynnika wypełnienia $f = \frac{a}{d}$. Wykresy przedstawione na rysunku 3.4 wykazują, że nawet dla siatek dyfrakcyjnych o szerokich, chociaż ciągle znacząco podfalowych otworach, jak $a = 40 \mu m$ moż-

liwe jest uzyskanie transmisji rezonansowej. Położenie rezonansu ulega jednak przesunięciu w kierunku większych długości fali. [26]

Przy pomocy symulacji metodą FDTD wykazano również, że wraz ze wzrostem okresu siatki d następuje zarówno przesunięcie maksimum rezonansu w kierunku dłuższych fal, jak i zawężenie transmitowanego pasma. Wydłużenie okresu siatki może więc posłużyć do zawężenia zakresu transmitowanych długości fali przy jednoczesnym powiększeniu otworów. Rozkład energii całkowitej pola E-M uzyskiwanego przy oświetleniu omawianych siatek złotych długością fali znajdującą się w maksimum transmisji przedstawia rysunek 3.5a, odpowiadający rozkład pola dla źródła odstrojonego od rezonansu przedstawia rysunek 3.5b.

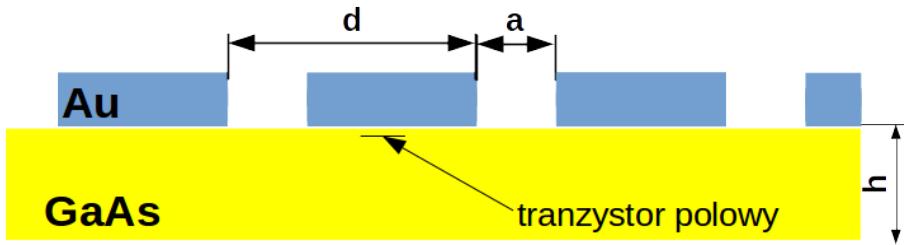


Rysunek 3.5: Rozkład całkowitej energii pola E-M dookoła siatki złotej oświetlonej z góry przy pomocy monochromatycznego źródła o długości fali λ

3.1.2. Antena dla promieniowania THz, oparta na wzbudzeniu modu falowodowego

Projektowana antena promieniowania THz powinna nie tylko zapewniać selektywność reakcji na promieniowanie E-M z wąskiego zakresu długości fali, co można uzyskać przy pomocy mechanizmów opisanych w paragrafie 3.1.1. Jej podstawowym zadaniem jest również umożliwiać wzbudzenie detektora zlokalizowanego w małym obszarze przy pomocy promieniowania padającego na dowolną część anteny. Kompletny schemat układu anteny wraz z podkładem w którym umieszczony jest detektor promieniowania THz w postaci tranzystora polowego przedstawia rysunek 3.6.

Rozkład pola na rysunku 3.5a nie zapewnia transportu promieniowania E-M w kierunku tranzystora polowego. W tym celu wykorzystany zostanie falowód two-



Rysunek 3.6: Schemat detektora promieniowania THz opartego na tranzystorze polowym

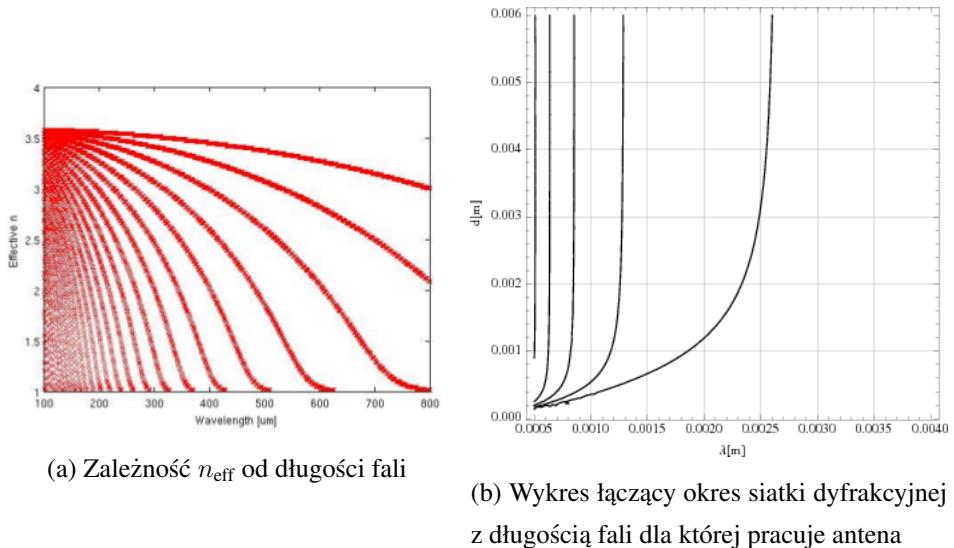
rzony przez podkład z *GaAs*. Siatka dyfrakcyjna tworząca antenę zostanie wykorzystana do dopasowania pędu fali padającej i pędu modu falowodowego. W tym celu należy rozwiązać równanie dyspersji modów falowodowych[16]:

$$\delta[\kappa \cos(\kappa h) + \gamma \sin(\kappa h)] - \kappa[\kappa \sin(\kappa h) - \gamma \cos(\kappa h)] = 0, \quad (3.4)$$

gdzie $\delta = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \mu_0}$, a $\kappa = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_{\text{GaAs}} - \beta^2}$.

Wszystkie wartości β spełniające powyższą równość są dopuszczalnymi wartościami składowej wektora falowego w kierunku propagacji, w ten sposób efektywne współczynniki załamania modów TM w falowodzie planarnym można obliczyć jako $n_{\text{eff}} = \frac{\beta}{|k_0|}$. Rozwiązywanie powyższego równania możliwe jest jedynie na drodze graficznej lub numerycznej. W przypadku rozważanych podkładów z *GaAs* $h = 400 \mu\text{m}$, możliwe wartości efektywnego współczynnika załamania przedstawia wykres 3.7a. Różne współczynniki n_{eff} odpowiadające tej samej długości fali wynikają z wielomodowego charakteru falowodu tworzonego przez podkład *GaAs*. Na podstawie tych wyników przygotowano wykres zależności okresu siatki d potrzebnej do wzbudzenia kolejnych modów falowodowych w zależności od długości fali dla której pracować ma antena, założono oświetlenie struktury pod kątem 90° . Wyniki tych obliczeń przedstawia wykres 3.7b.

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń zaproponowano siatkę dla źródła o częstotliwości $f = 300 \text{ GHz}$ ($\lambda = 1308 \mu\text{m}$) o grubości $H = 1 \mu\text{m}$ i okresie $d = 729 \mu\text{m}$. W strukturach wytwarzanych eksperymentalnie pod podkładem *GaAs* znajduje się warstwa *Au* o grubości $\approx 1 \mu\text{m}$, którą w symulacji metodą *FDTD* traktujemy jako doskonały przewodnik. Na rysunku 3.8 przedstawiono



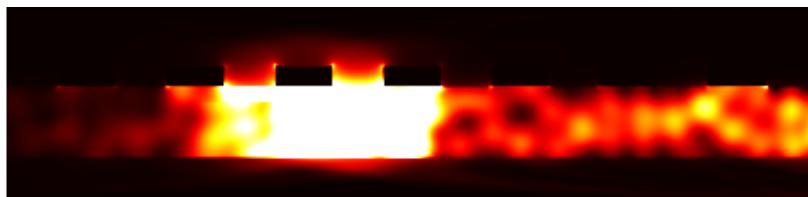
Rysunek 3.7: Wyniki rozwiązania problemu falowodu planarnego o grubości $h = 400 \mu\text{m}$ z GaAs.



Rysunek 3.8: Uśredniony rozkład gęstości energii pola elektromagnetycznego wewnątrz falowodu z *GaAs* na którym umieszczono antenę w postaci siatki dyfrakcyjnej o $d = 729 \mu\text{m}$ oświetloną pod kątem normalnym przy pomocy źródła o częstotliwości 300 GHz. Uzyskany przy pomocy symulacji metodą FDTD.

rozkład gęstości energii wewnątrz zaproponowanej struktury. Wyniki symulacji komputerowych potwierdzają możliwość propagacji promieniowania E-M z zakresu subteraherzowego w kierunku detektora w zaprojektowanym układzie.

Bazując na pracach numerycznych dotyczących jednowymiarowych siatkach dyfrakcyjnych pozwalających na wzbudzenie modów falowodowych w podkładach z *GaAs* przeanalizowane zostało działanie analogicznych falowodów opartych na cylindrycznych siatkach dyfrakcyjnych. Ze względu na wzbudzenie modów falowodowych o kierunku propagacji prostopadłym do "pasków" siatki dyfrakcyjnej uzyskujemy częściową koncentrację promieniowania w obszarze detektora. Odpowiedni eksperyment numeryczny został przeprowadzony przy pomocy



Rysunek 3.9: !!!!!!!1TEN RYSUNEK JEST DO ZMIANY, RAZEM Z OBRAZKIEM Z PARAGRAFU O BORFDTD!!!!!!

metody FDTD we współrzędnych cylindrycznych, szerzej opisanej w paragrafie 2.1.4. Wyniki symulacji przedstawione na rysunku 3.9 odpowiadają strukturze z *GaAs* o rozmiarach 10x10mm pokryta siatką dyfrakcyjną o okresie $d = 538 \mu\text{m}$ i otworach $250 \mu\text{m}$ (współczynnik wypełnienia ok. 0.53), która została oświetlona promieniowaniem o długości fali 2.52 mm. Efekt wzrostu natężenia gęstości energii przy zbliżaniu się do środka struktury wynika ze zmniejszania elementu obiektowego wraz ze zbliżaniem do osi symetrii. W ten sposób potwierdzono możliwość wykorzystania tego typu struktur[23].

3.2. Transmisja jedno kierunkowa

3.3. Soczewka dyfrakcyjna z transmisją jedno kierunkową

4. PML

4.1. Wprowadzenie

Koncepcje PML

Zastosowania numeryczne i fizyczne

4.2. PML ze struktury warstwowej

4.3. core shell pml?

5. Bezdyfrakcyjna propagacja światła w wielo-warstwach metaliczno-dielektrycznych

Każdy element liniowego układu optycznego możemy wyrazić jako układ filtrujący częstotliwość i częstotliwości przestrzenne oświetlającego ten układ źródła. Poniższy rozdział poświęcony jest modelowaniu propagacji światła przez wielowarstwy metaliczno-dielektryczne wykorzystywane do budowy elementów optycznych o zaprojektowanych własnościach filtrowania częstotliwości przestrzennych. W przeciwieństwie do przestrzeni swobodnej, będącej przestrzennym filtrem dolnopropustowym, mogą one charakteryzować się również transmisją wysokich częstotliwości przestrzennych, które w przestrzeni swobodnej mają charakter fal ewanescentnych. Wykorzystanie układów tego typu umożliwia konstrukcję elementów optycznych działających poza klasycznym ograniczeniem dyfrakcyjnym.

Złamanie ograniczenia dyfrakcyjnego możliwe jest dzięki zastosowaniu materiałów charakteryzujących się ujemnym załamaniem światła, rozumianym jako załamanie pod kątem skierowanym przeciwnie niż wynikałoby to z Prawa Snelliusa. Materiały takie w odniesieniu do tej klasycznej formuły optyki geometrycznej muszą charakteryzować się ujemnym współczynnikiem załamania światła. Korzystając z elektrodynamiki klasycznej opisywanej równaniami Maxwella wiemy, że współczynnik załamania związany jest z przenikalnością elektryczną i magnetyczną ośrodka: $n = \pm\sqrt{\epsilon\mu}$. Wybór dodatniej gałęzi pierwiastka jest więc konwencjonalny i musi być dostosowany do sytuacji fizycznej. Ujemna wartość współczynnika załamania światła jest równoważna zmianie kierunku prędkości fazowej, której zwrot jest zgodny ze zwrotem wektora falowego. Pierwszą propozycję definicji ośrodków o ujemnym współczynniku załamania była ujemna wartość iloczynu skalarnego wektora Poyntinga i wektora falowego $\vec{P} \cdot \vec{k} < 0$ podana przez Wiktora Wiesełago [27]. Ze względu na tę własność materiały takie nazywane są lewoskrętnymi (ang. left-handed) gdyż w stosunku do iloczynu $\vec{E} \times \vec{H}$ nie ma zastosowania reguła prawej dłoni, a przeciwna - lewej.

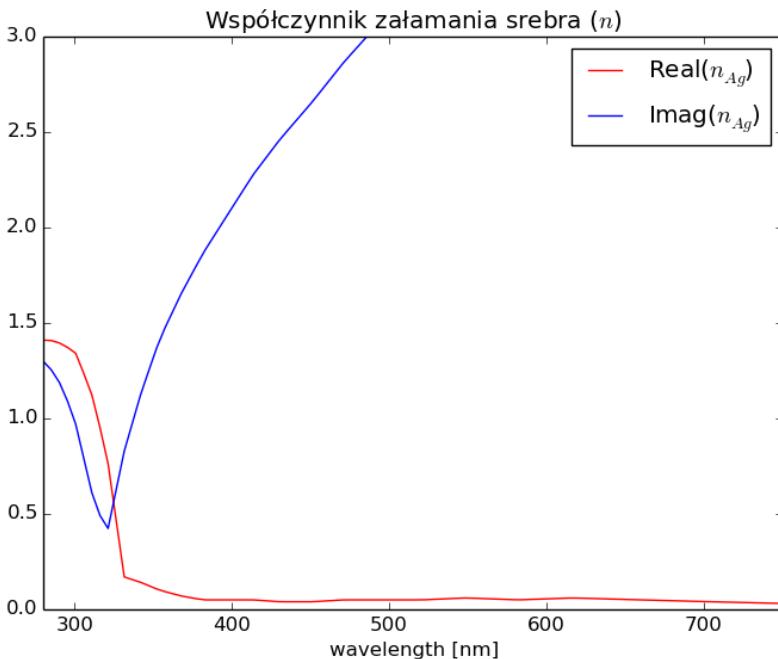
Materiały lewoskrętne muszą charakteryzować się ujemnymi wartościami ϵ i μ dla tego samego zakresu częstotliwości. Materiały takie nie były do tej pory obserwowane w przyrodzie, eksperymentalnie dowiedziono jednak możliwości sztucznegotworzenia metamateriałów o takich właściwościach[21] przy pomocy SSR(ang split-ring resonator).

Język używany do opisu działania analizowanych struktur warstwowych wywodzi się z Optyki Fourierowskiej w której podstawowym pojęciem są układy LSI (ang. Linear shift-invariant systems). Opisywane struktury spełniają warunki tego typu układów - nie wykazują własności nielinijowych, oraz są niezmiennicze ze względu na przesunięcia. Wykorzystanie formalizmu Optyki Fourierowskiej umożliwia analityczną ocenę wyników symulacji numerycznych, oraz wprowadza spójny zestaw pojęć wykorzystywanych do opisu rozważanych układów. Dokładniejsze omówienie podstawowych pojęć związanych z układami LSI znajduje się w rozdziale 2.2.

5.1. Właściwości dyspersyjne materiałów optycznych w zakresie widzialnym

Wykorzystywane w optyce materiały charakteryzują się niską podatnością magnetyczną w rozważanej części widma, w związku z czym przyjmuje się $\mu(\omega) = 1$. Ze względu na właściwości elektryczne wykorzystywane materiały możemy podzielić na dielektryki i przewodniki. Dielektrykami nazywamy materiały, w których pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego powstają dipole elektryczne. Powodem powstawania dipoli może być przesunięcie ładunków dodatnich w stosunku do ujemnych lub powstanie spójnej orientacji przestrzennej dipoli elektrycznych tworzących dany ośrodek. W przeciwnieństwie do dielektryków, ze względu na obecność swobodnych nośników ładunku elektrycznego przewodniki nie ulegają polaryzacji w zewnętrznym polu elektrycznym. W niniejszej pracy jako przewodniki rozważane są metaliczne pierwiastki chemiczne, dlatego terminy przewodnik i metal traktowane są zamiennie.

Zjawiska fizyczne omawiane w poniższym rozdziale bardzo silnie zależą od przenikalności elektrycznej wykorzystywanych materiałów. W szczególności wymagają wykorzystywania materiałów o ujemnej przenikalności elektrycznej. Takie własności przejawiają metale, których zastosowanie do nadrozdzielczego obrazowania przy pomocy cienkiej warstwy przewodnika zaproponował John Pendry. Wykorzystanie warstwy znacznie cieńszej od długości fali pozwala na rozprężenie pola elektrycznego i magnetycznego przez co możliwe jest nadrozdzielcze

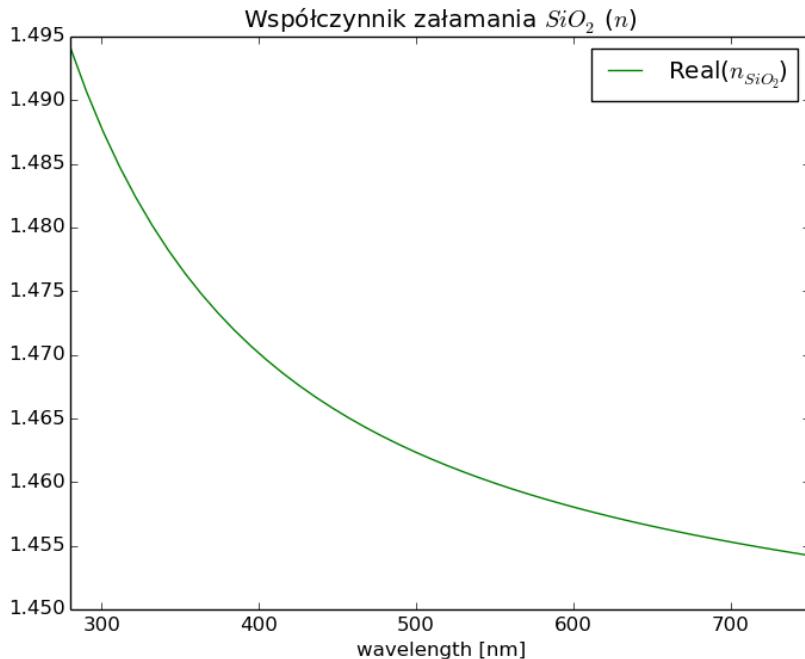


Rysunek 5.1: Zależność współczynnika załamania od długości fali w zakresie optycznym, dla metalu - Ag [7].

obrazowanie przy pomocy materiału z $\mu = 1$. [15]

W zakresie optycznym znajdują się częstości rezonansowe atomów metali skutkujące silną dyspersją współczynnika załamania i wysoką absorpcją. Zależność rzeczywistej i urojonej części współczynnika załamania dla srebra prezentuje wykres 5.1. Na wykresie widać charakterystyczny obszar w zakresie ok. 310-350 nm w którym obserwujemy znaczny spadek części rzeczywistej współczynnika załamania i minimum zdolności absorpcyjnych. Wysoka wartość części urojonej współczynnika załamania wskazuje na silną absorpcję promieniowania dla długości fali powyżej 350nm.

Dla dielektryków współczynnik załamania zazwyczaj maleje wraz ze wzrostem długości fali. Zależność ta jest znacznie słabsza niż w przypadku metali. Jako przykład na wykresie 5.2 przedstawiono współczynnik załamania SiO_2 . Urojona część współczynnika załamania dla dielektryków jest mniejsza niż w przypadku

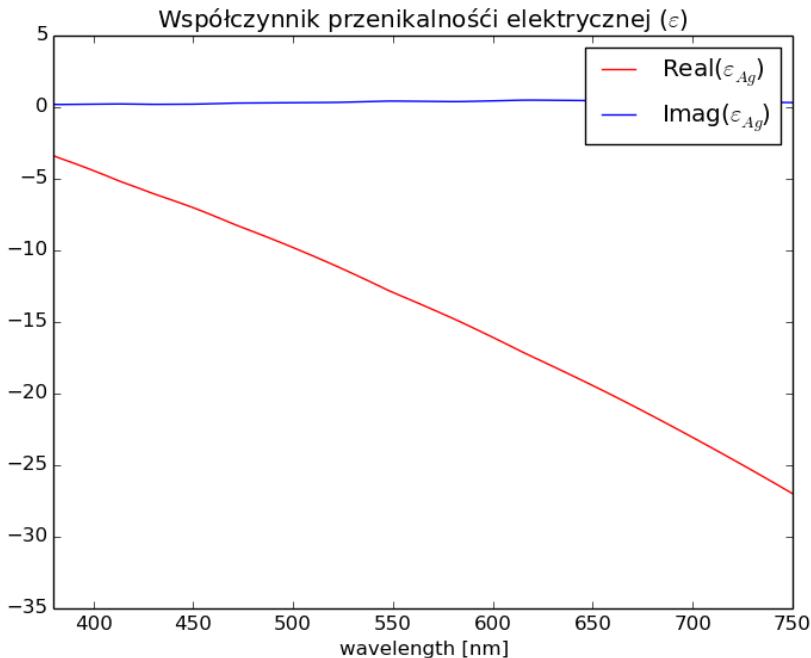


Rysunek 5.2: Zależność współczynnika załamania od długości fali w zakresie optycznym, dla szkła kwarcowego - SiO_2 [11]

metali. W szczególności dla przedstawionego szkła kwarcowego w większości zastosowań jest zaniedbywana.

W celu opisu dyspersyjnych dielektryków z powodzeniem stosuje się model Lorenza-Lorenza, a wartość ε często traktowana jest jako stała. W przypadku metali, ze względu na wspomniany charakter rezonansowy $\varepsilon(\omega)$ musi być opisywana przy użyciu modelu Lorenza-Drudego. Dokładniejsze omówienie tego modelu znajduje się w rozdziale 2.3.1.

Należy zaznaczyć, że pominięty został wpływ wektora falowego na wartości ε i μ . W ogólności $\varepsilon(\omega, \vec{k})$ jest funkcją zarówno częstotliwości jak i wektora falowego, co należy rozumieć jako zależność indukcji elektrycznej $\vec{D}(t, \vec{r})$ nie tylko od wzbudzenia w poprzedzającej chwili czasu t' , ale również od wzbudzenia fali elektromagnetycznej w otoczeniu \vec{r}' . Ze względu na zależność od otoczenia ta klasa zjawisk nazywana jest nielokalnymi. Wpływ otoczenia na stan polaryzacji

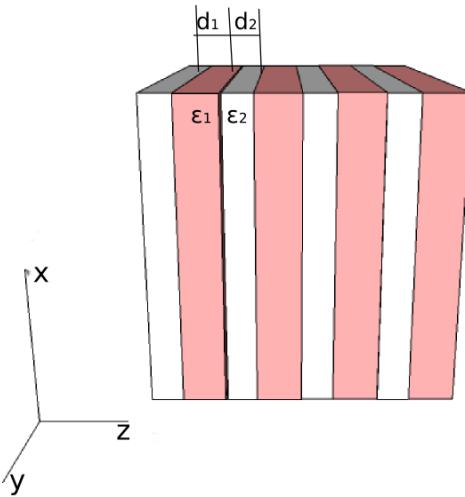


Rysunek 5.3: Zależność przenikalności elektrycznej od długości fali w zakresie optycznym, dla metalu Ag [7]

\vec{P} nie można pomijać gdy zmienność pola elektromagnetycznego jest znacząca w porównaniu z drogą swobodną elektronów w ośrodku.

5.2. Wielowarstwy z bezdyfrkacyjną propagacją światła

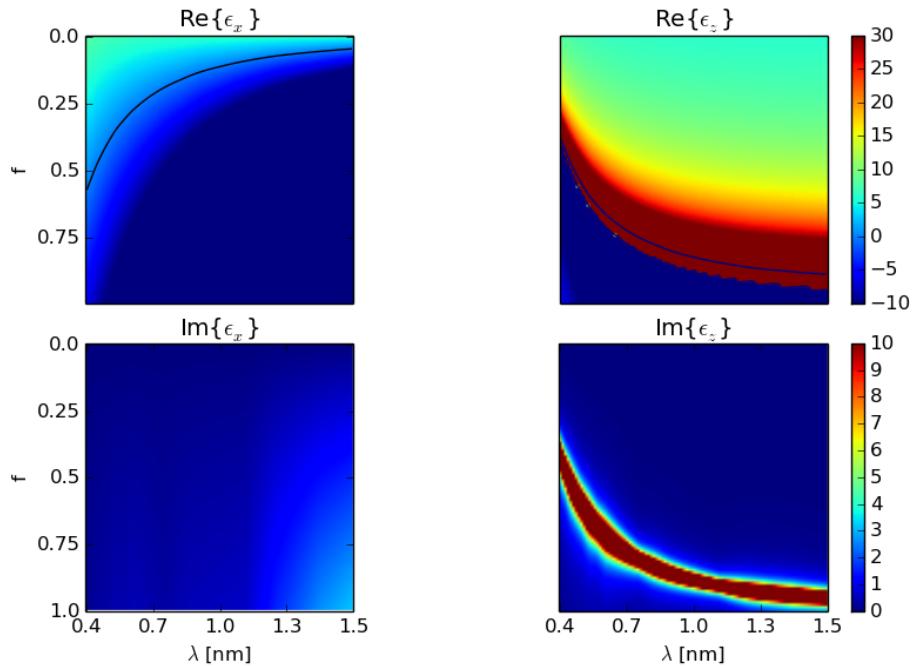
Zgodnie z przedstawionymi właściwościami materiałowymi, obrazowanie z rozdzielcością przekraczającą klasyczne ograniczenie dyfrakcyjne przy pomocy metali wiąże się z dużymi stratami natężenia światła w wyniku absorpcji. Zwiększenie współczynnika transmisji przez wielowarstwy zawierające metal możliwe jest dzięki wykorzystaniu efektu rezonansowego tunelowania [18]. Chociaż zastosowanie zaproponowane w cytowanej pracy nie było związane z obrazowaniem,



Rysunek 5.4: Schemat wielowarstwy metaliczno dielektrycznej

to możliwość uzyskania współczynnika transmisji rzędu 70% dla wielowarstwy zawierającej łącznie 40 nm srebra otwiera możliwości wysokiej transmisji i wykorzystania materiałów o ujemnym ϵ . Schemat wielowarstwy przedstawia rysunek 5.4. W proponowanym podejściu obrazowanie nad rozdzielcze nie wynika wprost z zastosowania materiału o $\epsilon = -1$, ale z efektywnych anizotropowych właściwości powstałygo w ten sposób metamateriału [17]. Przy pomocy przybliżenia ośrodka efektywnego, szerzej omówionego w rozdziale 2.4, możemy dobierając grubości warstw do parametrów stosowanych materiałów uzyskać metamateriał o $\epsilon_z \rightarrow \infty$ i $\epsilon_x \rightarrow 0$.

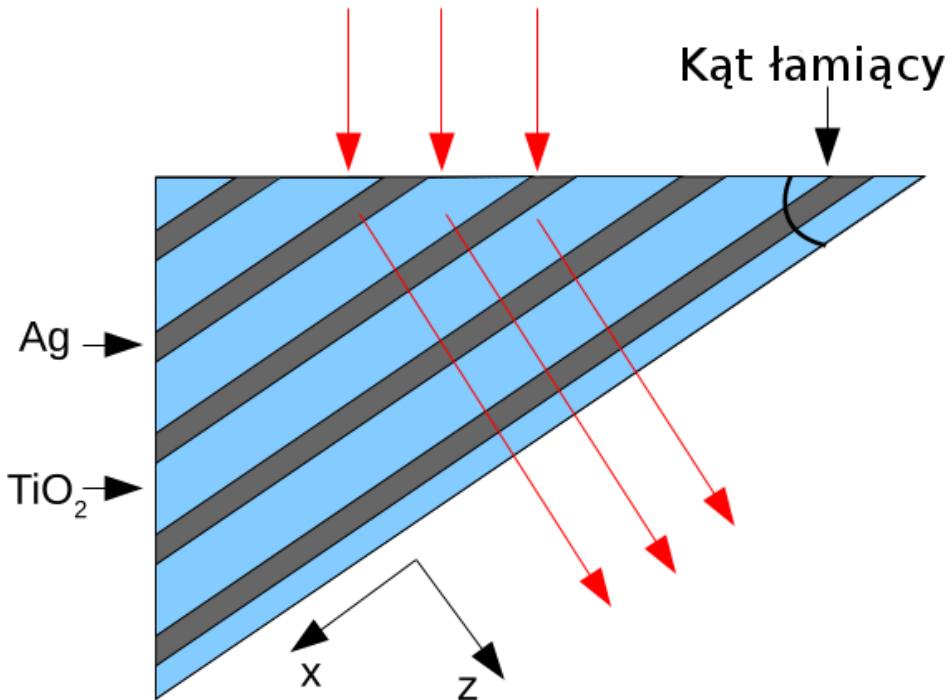
Przykład materiałów z których w opisany sposób można konstruować wielowarstwę charakteryzującą się transmisją bezdyfrakcyjną prezentują wykresy na rysunku 5.5. W szczególności na wykresach zaobserwować możemy, że obszar wysokiego ϵ_z graniczy z obszarem w którym ta składowa przenikalności elektrycznej przyjmuje wartości ujemne. Dla uzyskania własności bezdyfrakcyjnych, kluczowe jest dobranie takiego współczynnika wypełnienia f , który pozwoli dla określonych wybranych długości fali uzyskać efektywne wartości składowych tensora przenikalności elektrycznej jak najbliższe tym przez nas poszukiwanym. W przypadku prezentowanych materiałów dla długości fali ok. 500 nm możemy uzyskać $\epsilon_x \approx 0$ i $\epsilon_z \approx 10$



Rysunek 5.5: Przenikalność ośrodka efektywnego obliczona zgodnie ze wzorem (2.24) zbudowanego z warstw Ag [7] i TiO_2 [3]. Współczynnik wypełnienia $f=1$ oznacza, że struktura zbudowana jest jedynie ze srebra. Przy pomocy konturu zaznaczono $\epsilon_x = 0$ oraz $\epsilon_z = 100$.

5.3. Nadrozdzielczy pryzmat

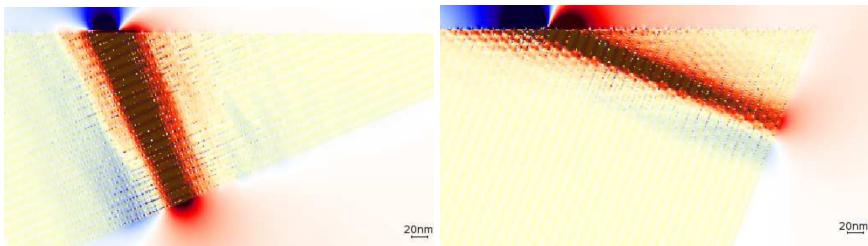
Możliwość konstruowania układów warstwowych charakteryzujących się propagacją promieniowania elektromagnetycznego prostopadle do granicy warstw umożliwiła nie tylko konstrukcję supersoczewek, ale również elementów o bardziej złożonej geometrii. Wykonując ścięcie pod pewnym kątem możemy warstwową supersoczewkę przekształcić w element optyczny kształtem przypominającym pryzmat, przykład prezentuje rysunek 5.6. Wykorzystując wielowarstwę o efektywnych właściwościach zapewniających obrazowanie z podfalową rozdzielczością, można taki układ wykorzystać do realizacji operacji rzutowania nie podlegającej klasycznemu ograniczeniu dyfrakcyjnemu [24]. Uzyskując w ten sposób



Rysunek 5.6: Schemat pryzmatu zbudowanego z metamateriału mogącego charakteryzować się kierunkową (prostopadłą do granicy warstw) propagacją fali elektromagnetycznej. Strzałkami schematycznie przedstawiono kierunek propagacji fali E-M.

obraz źródeł o charakterystyce podfalowej powiększony do rozmiarów umożliwiających obserwację przy pomocy tradycyjnych mikroskopów. Możliwe jest również wykorzystanie superpryzmatu do zmniejszenia obrazu, dzięki czemu maska o rozmiarach większych od długości fali może posłużyć do wykonania litografii o rozmiarach podfalowych.

Wykorzystując dwa pryzmaty charakteryzujące się kierunkową propagacją światła, możemy realizować również inne przekształcenia geometryczne na dwuwymiarowych obrazach. Poprzez złożenie dwóch pryzmatów z rysunku 5.6 wzdłuż krawędzi równoległej do osi x, możemy uzyskać element wykonujący na obrazach o rozmiarach podfalowych operację obrotu. Składając w ten sposób dwa pryzmaty o kącie łamiącym równym 45° możemy zrealizować przesunięcie. Wy-



(a) Kąt łamiący 0.4 rad

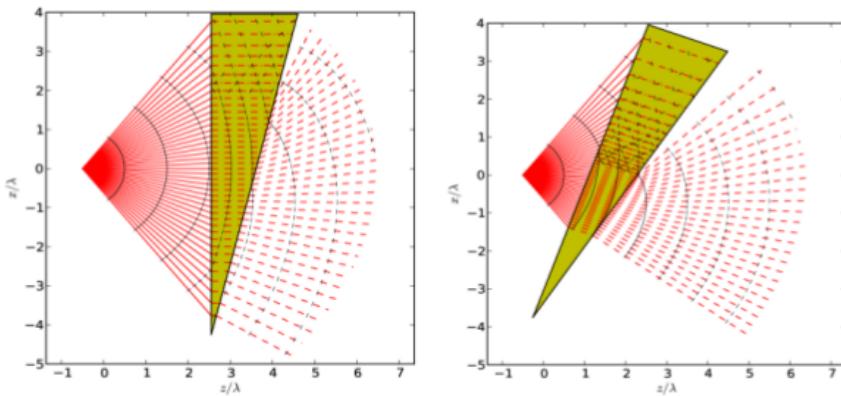
(b) Kąt łamiący 1.2 rad

Rysunek 5.7: Wynik symulacji metodą FDTD propagacji fali E-M przez superpryzmat. Prysztal oświetlony został wiązką gaussowską o FWHM 90 nm i długości fali 421 nm [24]

korzystując trzy pryzmaty możemy połączyć operację rzutowania i przesunięcia uzyskując efekt powiększenia lub pomniejszenia obrazu w jednym zintegrowanym mikroelementem optycznym bez zmiany kierunku propagacji promieniowania E-M [30].

Ze względu na propagację światła wewnątrz MDM w określonym kierunku do projektowania układów, których elementy złożone są z omawianych ściętych wielowarstw metaliczno dielektrycznych wykorzystać można algorytm przypominający śledzenia promieni (ang. ray tracing). Kierunek promieni w wiązce wewnątrz wielowarstwy jest wymuszony przez silnie anizotropową efektywną przewodność elektryczną wielowarstwy, natomiast w przestrzeni swobodnej możemy o nim wnioskować na podstawie klasycznych praw dyfrakcji [14].

Wykorzystując zaproponowany model możemy zaprojektować elementy optyczne do koncentracji promieniowania elektromagnetycznego. Takie mikrourządzenia można zbudować wykorzystując zarówno struktury płaskie jak przedstawiona na rysunku 5.9a i 5.9b, jak i cylindryczne 5.9c czy też zbudowane z kilku elementów typu core-shell 5.9d

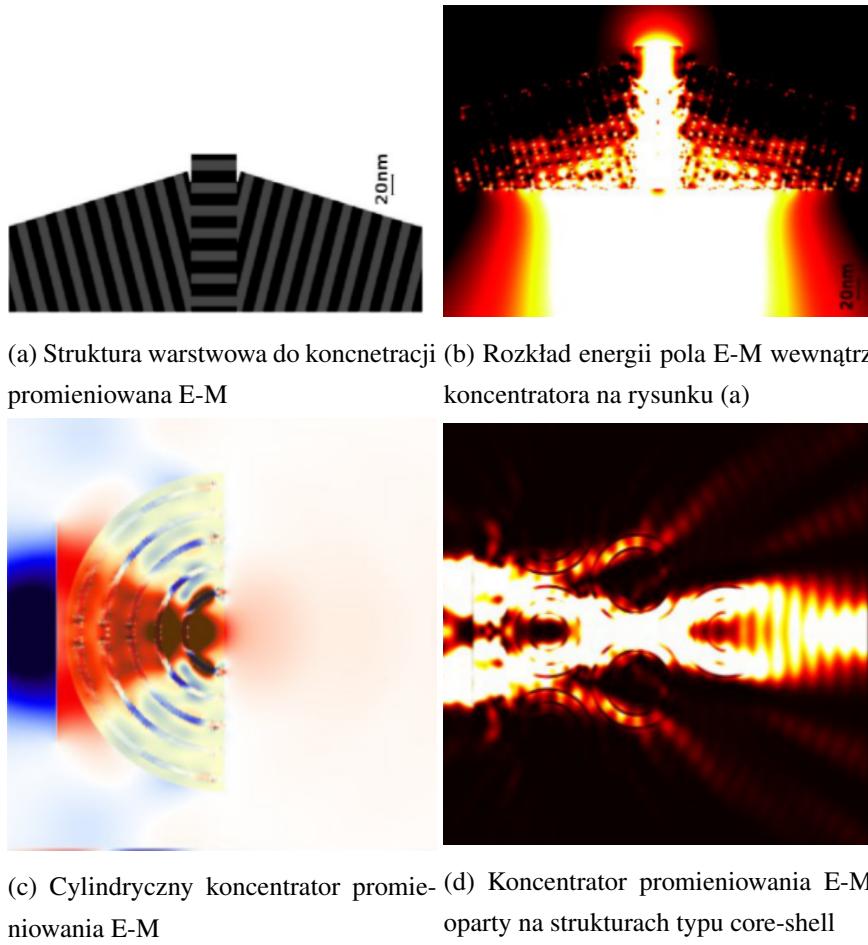


Rysunek 5.8: Przykłady algorytmu śledzenia promieni dla wiązki promieni przechodzącej przez pryzmat z metamateriału umożliwiającego obrazowanie podfałowe [14]

5.4. Analiza chropowatosci

W poprzedzających częściach pracy zakładaliśmy, że granice między ośrodkami tworzącymi wielowarstwę są idealnie płaskie. W warunkach eksperymentalnych, przy wykorzystaniu technik umożliwiających naprzemienne układanie kilkunastu warstw różnych materiałów o grubości od kilkunastu do kilkudziesięciu nanometrów, takich jak fizyczne osadzanie z fazy gazowej (ang. PVD - physical vapour deposition), uzyskanie takich warstw jest niemożliwe. W poniższym rozdziale przeanalizowany zostanie wpływ niedoskonałości warstw na obrazowanie przez struktury MDM.

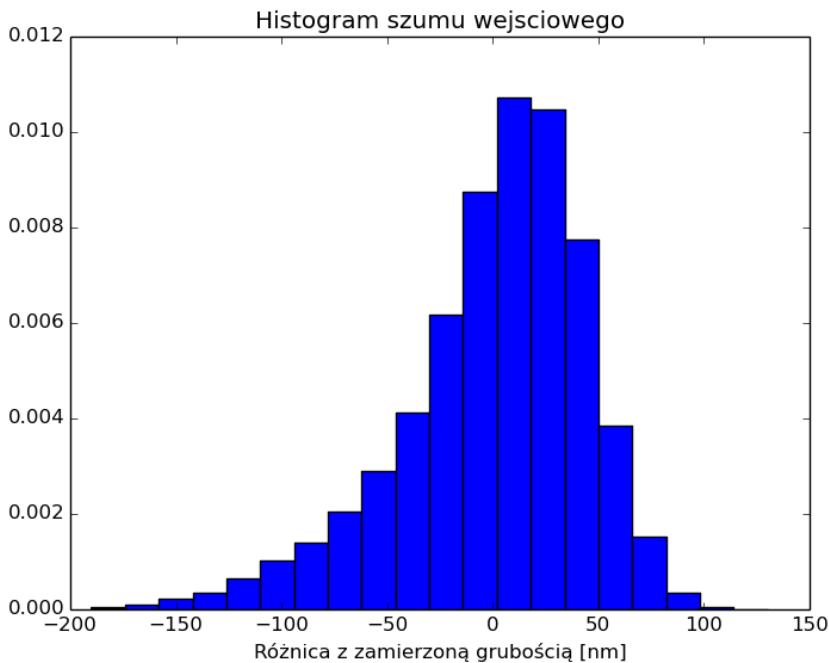
Podstawowym parametrem wykorzystywanym do opisu chropowatości jest średnia kwadratowa różnic faktycznej grubości warstwy od zamierzonej (ang. RMS - root mean square). Różnice uzyskanej w stosunku do projektowanej grubości warstwy w kolejnych punktach nie są zmiennymi losowymi niezależnymi, dlatego do pełnego opisu topologii powierzchni niezbędne jest wykorzystanie funkcji autokorelacji[22]. Na podstawie pomiarów mikroskopem sił atomowych (ang. AFM - atomic force microscope) można stwierdzić, że RMS powierzchni podlega statystyce gaussowskiej. Histogram wyników uzyskanych przy



Rysunek 5.9: Wyniki symulacji metodą FDTD układów do koncentracji promieniowania E-M [14]

pomocy pomiarów AFM przedstawia wykres 5.10, dwu wymiarowy skan uzywany w pomiarach przedstawia rysunek 5.11.

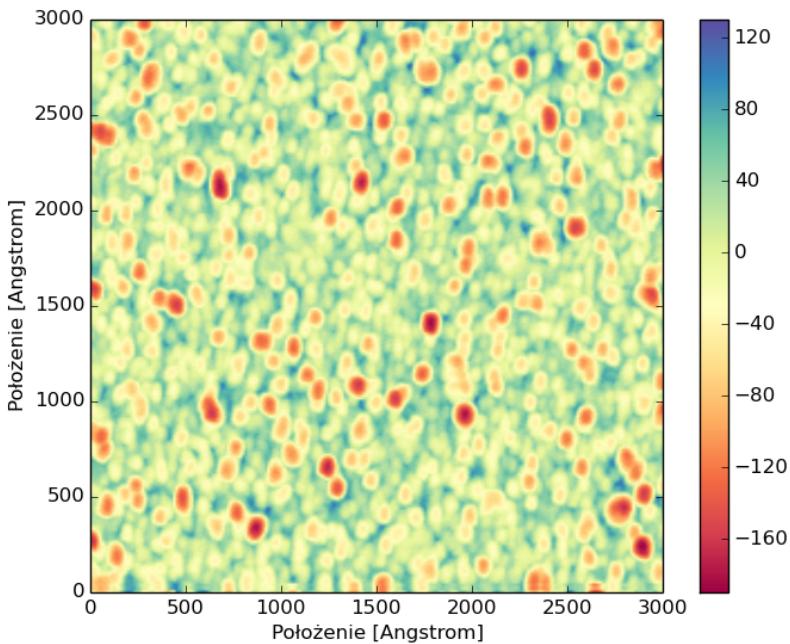
Efektywne współczynniki przenikalności elektrycznej uzyskiwane za pomocą wzoru (2.24) w znacznym stopniu zmieniają się w wyniku wprowadzenia chropowatosci. Szczególnie dużą zmienność można zaobserwować w okolicach rezonansu dla ϵ_{\perp} , czyli w zakresie długości fali dla którego projektowane są własności metamateriału. Zbliżenie wartości do przewidywanych w warunkach homogenizacji można zaobserwować w przypadku symulacji struktur dla których punkty odpo-



Rysunek 5.10: Histogram odchyleń od zamierzonej grubości dla warstwy 30 nm obserwowanej za pomocą AFM w punktach odległych od siebie o 11.7 nm

wiadające pomiarom grubości z mikroskopu są bardziej oddalone. Ze względu na przybliżenie granicy warstwy pomiędzy pomiarami z AFM funkcją gładką autorzy otrzymują większe gładkie obszary na powierzchni symulowanej granicy między ośrodkami [10].

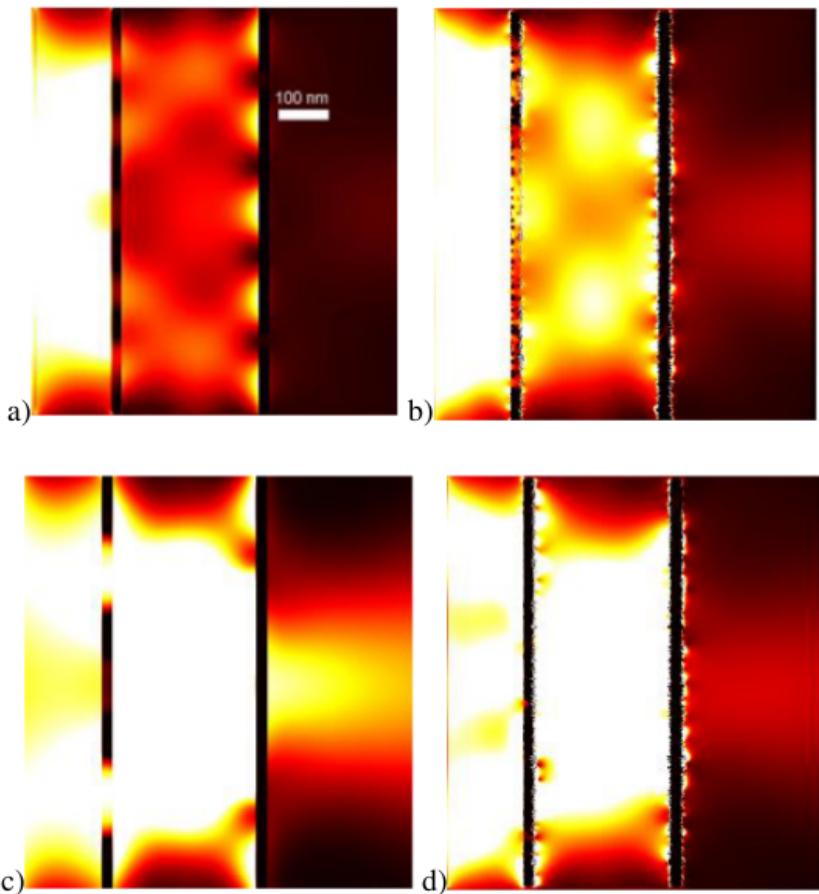
Nierówność warstw może mieć pozytywny wpływ na niektóre parametry opisujące zdolności obrazujące wielowarstwy. Uwzględnienie chropowatości może zwiększyć współczynnik transmisji przez granicę dwóch ośrodków poprzez skrócenie zasięgu propagacji plazmonów powierzchniowych [6]. Przykład układu dla którego wprowadzenie chropowatości zwiększa współczynnik transmisji przez układ dla wąskiego zakresu długości fali przedstawia rozkład pola elektromagnetycznego na rysunku 5.12 a i b. W ogólności jednak wzrost chropowatości powierzchni zmniejsza współczynnik transmisji przez strukturę warstwową, co mo-



Rysunek 5.11: Pomiar grubości na powierzchni napylonej warstwy 30 nm srebra za pomocą AFM

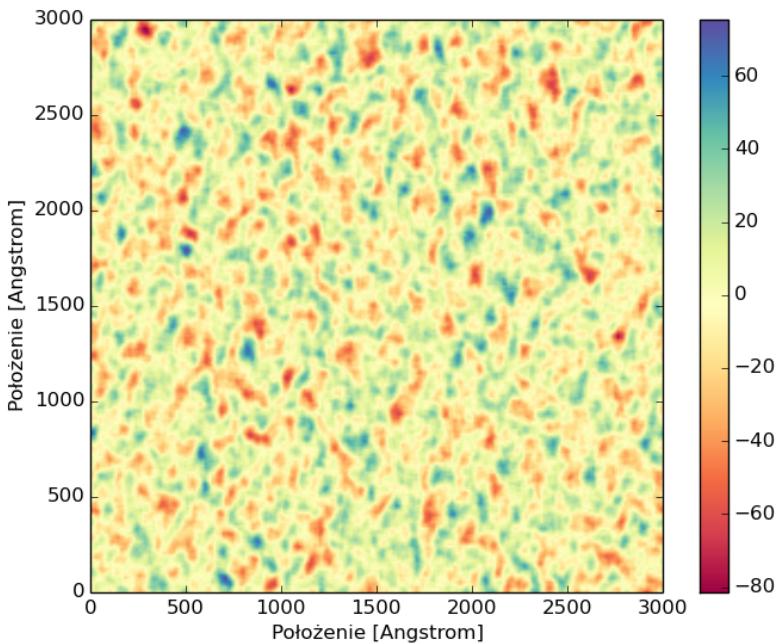
żemy zaobserwować po zmianie długości fali oświetlającej soczewkę na rozkładach pola na rysunkach 5.12 c i d.

Zmiana właściwości materiałów z których zbudowana jest wielowarstwa na charakteryzujące się mniejszą absorpcją nie może być wykorzystana do kompenacji strat transmisji w wyniku nierówności warstw. Wprowadzenie chropowatosci prowadzi do powstania losowych zaburzeń rozkładu pola elektromagnetycznego, których interferencja wprowadza zniekształcenie optycznej funkcji przenoszenia (ang. OTF - Optical Transfer Function). Odpowiednio dobrany współczynnik absorpcji wewnętrz metalu zapewnia szybkie zanikanie losowych zaburzeń umożliwiając zachowanie płaskiego charakteru OTF. Szczególne znaczenie dla zachowania własności obrazowania podfalowego ma płaszczyzna wyjściowa wielowarstwy, na której utrzymanie RMS poniżej 0.6 nm jest kluczowe dla uzykania PSF o szerokości podfalowej. [5]



Rysunek 5.12: Rozkład natężenia pola elektromagnetycznego wewnętrz i poza strukturą warstwową o własnościach supersoczewki z warstwami chropowatymi, oświetloną za pomocą źródła monochromatycznego o długościach fali odpowiednio a,b $\lambda = 430$ nm i c,d $\lambda = 490$ nm [25]

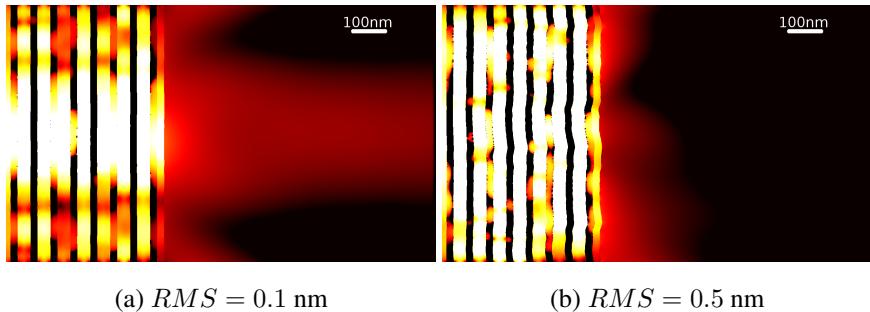
Należy zwrócić uwagę, że na skutek chropowatości współczynnik ϵ_{\perp} zostaje zmniejszony w okolicach rezonansu (dla idealnej supersoczewki $\epsilon_{\perp} \rightarrow -\infty$), co powoduje, że możliwa jest efektywna transmisja wyższych częstotliwości przestrzennych, a co za tym idzie zwiększenie zdolności rozdzielczej układu. Własności obrazujące, które są optymalne przy płaskim kształcie OTF zostają jednocześnie zabolone, a ich zachowanie możliwe jest poprzez użycie materiałów o większym



Rysunek 5.13: Wizualizacja powierzchni chropowatej wygenerowanej na podstawie pomiarów AFM. Generowana jest zmienna losowa podlegająca rozkładowi normalnemu o widmowej gęstości mocy odpowiadającej wynikom pomiarów przy pomocy AFM.

współczynnikiu absorpcji. Na podstawie takiego rozważania Zhen Guo i in.[5] wnioskują, że chropowatość w zasadniczy sposób pogarsza zdolności obrazujące supersoczewki, zdolność rozdzielcza jest natomiast kontrolowana poprzez stratność użytych materiałów.

Porównanie wyników prac numerycznych dotyczących wpływu chropowatoci na współczynnik transmisji, szerokość i kształt PSF oraz na zdolność rozdzielczą wielowarstwy wymaga uwzględnienia różnic w metodach zastosowanych w obliczeniach prowadzonych przez różnych autorów. Kluczowym elementem jest sposób generacji powierzchni chropowatej - w niektórych pracach nie jest uwzględniana autokorelacja nierówności [5], w innych wykorzystywane są algorytmy heurystyczne łączące punkty z pomiarów mikroskopowych za pomocą wie-



Rysunek 5.14: Wyniki symulacji wielowarstwy o 17 chropowatych granicach ośrodków, z różnymi wartościami RMS charakteryzującymi chropowatość warstw. Na ilustracji (b) obserwujemy znaczne ograniczenie strumienia fali E-M propagującego się w pole dalekie na skutek interferencji wielu fal płaskich losowo zaburzonych przez nierówności. [1]

lomianów sklejanych¹[10], w innych pracach autorzy opierają się na widmowy rozkładzie gęstości mocy zmiennej losowej[1]. Przykład powierzchni chropowatej wygenerowanej na podstawie pomiarów z mikroskopu AFM ostatnią metodą znajduje się na ilustracji 5.13.

Niezależnie od zastosowanej metodyki symulacji pola elektromagnetycznego i generacji warstw chropowatych składających się na supersoczewki zbudowane ze struktur MDM wyniki są zgodne. Uzyskanie nadrozdzielczego obrazowania przez omawiane układy możliwe jest jest jedynie w wielowarstwach o $RMS < 1.5 \text{ nm}$ [5, 22, 10]. Wraz ze wzrostem liczby warstw własności transmisyjne i obrazujące stoso MDM stają się bardziej wrażliwe na chropowatości powierzchni ???. W przypadku stosów składających się z kilkunastu warstw RMS nawet na poziomie 0.5 nm może uniemożliwić uzyskanie wysokiego współczynnika transmisji, a co za tym idzie praktycznego wykorzystania tego typu soczewek [1].

¹tzw. krzywa B-sklejana, w literaturze polskiej postulowana bywa również nazwa splajn od angielskiego B-spline

Bibliografia

- [1] A.Pastuszczak, M.Stolarek, and R. Kotyński. Engineering the point spread function of layered metamaterials. *Opto-Electronics Review*, 21(4):355–366, 2013.
- [2] J.-P. Berenger. A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves. *Journal of Computational Physics*, 114:185–200, October 1994.
- [3] J. R. DEVORE. Refractive indices of rutile and sphalerite. *J. Opt. Soc. Am.*, 41(6):416–417, Jun 1951.
- [4] J. Goodman. Introduction to fourier optics.
- [5] Zhen Guo, Qizhao Huang, Changtao Wang, Ping Gao, Wei Zhang, Zeyu Zhao, Lianshan Yan, and Xiangang Luo. Negative and positive impact of roughness and loss on subwavelength imaging for superlens structures. *Plasmonics*, 9(1):103–110, 2014.
- [6] Shaowu Huang, Haogang Wang, Kung-Hau Ding, and Leung Tsang. Subwavelength imaging enhancement through a three-dimensional plasmon superlens with rough surface. *Optics letters*, 37(8):1295–1297, 2012.
- [7] P. B. Johnson and R. W. Christy. Optical constants of the noble metals. *Phys. Rev. B*, 6:4370–4379, Dec 1972.
- [8] Yun-Shik Lee. *Principles of Terahertz Science and Technology: Proceedings of the International Conference, Held in Mainz, Germany, June 5-9, 1979*, volume 170. Springer Science & Business Media, 2009.

- [9] DR Lide and WM Haynes. *CRC handbook of chemistry and physics: a ready-reference book of chemical and physical data-/editor-in-chief, David R. Lide; ass. ed. WM "Mickey" Haunes.* Boca Raton, Fla: CRC, 2009.
- [10] Alon Ludwig, Kevin J Webb, et al. Impact of surface roughness on the effective dielectric constants and subwavelength image resolution of metal–insulator stack lenses. *Optics letters*, 37(20):4317–4319, 2012.
- [11] I. H. MALITSON. Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica. *J. Opt. Soc. Am.*, 55(10):1205–1208, Oct 1965.
- [12] L Martin-Moreno, FJ Garcia-Vidal, HJ Lezec, KM Pellerin, T Thio, JB Pendry, and TW Ebbesen. Theory of extraordinary optical transmission through subwavelength hole arrays. *Physical review letters*, 86(6):1114, 2001.
- [13] MA Ordal, LL Long, RJ Bell, SE Bell, RR Bell, RW Alexander, and CA Ward. Optical properties of the metals al, co, cu, au, fe, pb, ni, pd, pt, ag, ti, and w in the infrared and far infrared. *Applied Optics*, 22(7):1099–1119, 1983.
- [14] Anna Pastuszczak, Marcin Stolarek, and R Kotynski. Slanted layered superlenses for subwavelength light manipulation. In *Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2011.
- [15] J. B. Pendry. Negative refraction makes a perfect lens. *Phys. Rev. Lett.*, 85:3966–3969, Oct 2000.
- [16] Jan Petykiewicz. *Podstawy fizyczne optyki scalonej*. PWN, 1989.
- [17] S Anantha Ramakrishna, JB Pendry, MCK Wiltshire, and WJ Stewart. Imaging the near field. *Journal of Modern Optics*, 50(9):1419–1430, 2003.
- [18] M. Scalora, M. J. Bloemer, A. S. Pethel, J. P. Dowling, C. M. Bowden, and A. S. Manka. Transparent, metallo-dielectric, one-dimensional, photonic band-gap structures. *Journal of Applied Physics*, 83(5):2377–2383, 1998.

- [19] B. Schneider. Understanding the finite-difference time-domain method, 2010.
- [20] T Skauli, PS Kuo, KL Vodopyanov, TJ Pinguet, O Levi, LA Eyres, JS Harris, MM Fejer, B Gerard, L Becouarn, et al. Improved dispersion relations for gaas and applications to nonlinear optics. *Journal of Applied Physics*, 94(10):6447–6455, 2003.
- [21] D. R. Smith, Willie J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Phys. Rev. Lett.*, 84:4184–4187, May 2000.
- [22] T Stefaniuk, Grzegorz Nowak, and R Kotynski. Effect of surface roughness on subwavelength imaging with layered metamaterial optical elements. In *SPIE Optics+ Optoelectronics*, pages 807010–807010. International Society for Optics and Photonics, 2011.
- [23] M. Stolarek, A. Pastuszczak, and R. Kotyński. Numerical analysis of transmission through a sub-wavelength metallic aperture or grating at visible and terahertz wavelengths. *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2011. cited By 0.
- [24] M. Stolarek, A. Pastuszczak, J. Pniewski, and R. Kotyński. Sub-wavelength imaging using silver-dielectric metamaterial layered prism. *Proc. SPIE*, 7746:774613–774613–8, 2010.
- [25] M. Stolarek, P. Wróbel, T. Stefaniuk, M. Włazło, A. Pastuszczak, and R. Kotyński. Spatial filtering with rough metal-dielectric layered metamaterials. *Photonics Letters of Poland*, 5(2):60–62, 2013.
- [26] J. Szczytko, M. Stolarek, B. Pietka, J. Łusakowski, A. Wawro, A. Barańska, E. Papis, R. Adomavicius, A. Krotkus, N. Pałka, and P. Zagrajek. Terahertz properties of metallic layers and grids. *2012 19th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON 2012*, 1:271–275, 2012. cited By 0.

- [27] Victor Georgievich Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ . *Physics-Uspekhi*, 10(4):509–514, 1968.
- [28] K. Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14:302–307, May 1966.
- [29] Yijun Zhang, Benkang Chang, Zhi Yang, Jun Niu, Yajuan Xiong, Feng Shi, Hui Guo, and Yiping Zeng. Annealing study of carrier concentration in gradient-doped gaas/gaalas epilayers grown by molecular beam epitaxy. *Applied optics*, 48(9):1715–1720, 2009.
- [30] Junming Zhao, Yijun Feng, Bo Zhu, and Tian Jiang. Sub-wavelength image manipulating throughcompensated anisotropic metamaterial prisms. *Opt. Express*, 16(22):18057–18066, Oct 2008.