



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

Zakład Zastosowań Technik Łączności Elektronicznej (Z-10)

**Zastosowania metamateriałów o ujemnym
współczynniku refrakcji w technice anten
inteligentnych**

Praca nr 10300016

Warszawa, grudzień 2006

Zastosowania metamateriałów o ujemnym współczynniku refrakcji w technice anten inteligentnych

Praca nr 10300016

Słowa kluczowe: metamateriały, anteny inteligentne, refrakcja

Kierownik pracy: dr inż. Jacek Jarkowski

Wykonawcy pracy: dr inż. Aleksander Makiedoński, mgr inż. Maciej Odzinkowski,
mgr inż. Marcin Przymus, inż. Kamil Wrzosek

Autor opracowania: dr inż. Aleksander Makiedoński

Kierownik Zakładu: inż. Bogdan Chojnacki

Spis treści

1. Wstęp.....	4
2. Metamateriały.....	6
3. Synteza pierwszych metamateriałów.....	8
4. Zastosowanie linii transmisyjnych o stałych rozłożonych do konstrukcji metamateriałów	12
5. Przykłady zastosowań praktycznych.....	14
5.1. Sprzęgacze kierunkowe.....	14
5.2. Przesuwniki fazowe ze sprzęgaczami kierunkowymi.....	16
5.3. Filtry rozdzielcze.....	18
5.4. Anteny.....	18
6. Uwagi końcowe.....	22
Bibliografia.....	23

1. Wstęp

Aktualnie pracujące sieci radiokomunikacyjne wykorzystują statycznie formowane systemy antenowe o niezmiennym w czasie kształcie charakterystyki kierunkowej anten nadawczych i odbiorczych. Dotyczy to zarówno stacji bazowych jak i terminali abonenckich. Zwiększenie zakresu częstotliwości pracy i zwiększenie szybkości transmisji informacji oraz zmniejszenie mocy promieniowania terminali abonenckich ze względu na niekorzystne oddziaływanie promieniowania elektromagnetycznego na organizm człowieka powoduje radykalne zmniejszenie zasięgów łączności radiowej ze stacjami bazowymi. Ze względu na ochronę środowiska nie można również zwiększać mocy nadajników stacji bazowych. Ze względu na konieczność uwzględnienia kompromisu pomiędzy szerokością wiązki a zyskiem kierunkowym anten i tłumienia łączy (zwłaszcza powyżej 30GHz) oraz konieczności zapewnienia coraz większej liczby kanałów radiowych i minimalizacji zakłóceń wewnątrzsystemowych, potrzebna jest coraz większa liczba stacji bazowych i pokrycia. Powyższe wynika wprost ze wzoru opisującego moc sygnału odebranego przez antenę odbiorczą umieszczoną w wolnej przestrzeni w odległości d od nadajnika (1)

$$P_R(d) = \frac{P_T G_T G_R}{(4\pi d)^2} \lambda^2 \quad (1)$$

gdzie:

- P_T – moc doprowadzona do anteny nadajnika
- G_T – zysk anteny nadawczej
- G_R – zysk anteny odbiorczej
- λ – długość emitowanej przez nadajnik fali elektromagnetycznej

Moc sygnału odbieranego zmniejsza się z kwadratem zmniejszenia się długości fali. Dla skompensowania tego zjawiska konieczny jest wzrost zysku anten po stronie odbiorczej i po stronie nadawczej. W dotychczasowych systemach radiokomunikacji ruchomej drugiej generacji w stacjach bazowych szeroko stosowane anteny sektorowe posiadają już dość wyśrubowane zyski anten nadawczych. Główną przyczyną konieczności stosowania anten inteligentnych na stacjach bazowych po stronie nadawczej jest zatem konieczność zmniejszenia zakłóceń wewnątrzsystemowych. W systemach komórkowych (i nie tylko) zachodzi bowiem potrzeba powtarzania z pewnym odstępem terytorialnym częstotliwości. Energia emitowana przez antenę stacji bazowej w innym kierunku niż korespondujący z nią terminal abonencki jest niepotrzebnym źródłem zakłóceń wewnątrzsystemowych. Dotyczy to także emisji energii przez antenę terminala abonenckiego w innych kierunkach niż korespondująca z nim stacja bazowa. W tym przypadku terminal ten jest także w pobliżu stacji bazowych (ze względu na strefę zakłóceń). Bardzo ważne znaczenie ma także fakt, że silna kierunkowość wiązki anteny stacji bazowej ogranicza niepożądany efekt wielodrogowości fal docierających do anteny terminala abonenckiego w łączy w dół, które są przyczyną odległych w czasie ech sygnału widocznych w odpowiedzi impulsowej kanału radiowego.

Zastosowanie na stacjach bazowych także anten inteligentnych po stronie odbiorczej pozwala na optymalizację formy charakterystyki kierunkowej pod względem maksymalizacji nie tylko poziomu sygnału przychodzącego od strony terminala abonenckiego, ale także zmniejszenia poziomu odbieranych sygnałów zakłócających od innych terminali, aby kierunki z których nadchodzą sygnały zakłócające znajdowały się w zerach charakterystyki kierunkowej.

System anten inteligentnych wykorzystuje w swym działaniu szuk antenowy, zwany matrycą antenową składający się z M elementów rozłożonych przestrzennie, oraz działający w czasie rzeczywistym układ cyfrowego przetwarzania sygnałów, który wytwarza sygnały sterujące wielkością amplitud i faz fal nośnych doprowadzanych do poszczególnych elementów szuku antenowego.

Zasadniczą komplikacją wynikającą z zastosowania w systemach anten inteligentnych szuków antenowych jest konieczność realizacji w czasie rzeczywistym funkcji wyznaczania wag, przez które są mnożone sygnały z poszczególnych elementów szuku. W prostszym przypadku pewna liczba współczynników wagowych jest już uprzednio wyznaczona i zapamiętana a następnie jest wprowadzana do sterownika mikroprocesorowego generującego sygnały sterujące podzielnikami mocy i przesuwnikami fazowymi, poprzez które fala nośna ze stopnia wzmacniacza mocy nadajnika stacji bazowej doprowadzana jest do poszczególnych elementów szuku antenowego, w następstwie czego są generowane charakterystyki kierunkowości anteny w z góry wyznaczonych kierunkach.

Sytuacja znacznie komplikuje się w przypadku adaptacyjnej anteny inteligentnej, gdy antena stacji bazowej ma wyszukiwać ruchomy terminal abonencki (wyznaczać kierunek, z którego nadchodzi fala radiowa) oraz śledzić zmiany położenia terminala abonenckiego. Formowanie charakterystyk promieniowania anten inteligentnych realizowane jest w tym przypadku w oparciu o analizę środowiska zakłóceń elektromagnetycznych.

Na masztach antenowych stacji bazowych często brak jest obecnie miejsca na instalacji szuku anteny inteligentnej o dużej liczbie elementów promieniujących. W terminalach abonenckich, szczególnie przenośnych, zastosowanie konwencjonalnych szuków anten inteligentnych jest niemożliwe ze względu na znaczne gabaryty takich szuków.

Również konwencjonalne elementy toru antenowego takiej anteny, jakimi są regulowane podzielniki mocy i przesuwniki fazowe ze względu na swoje gabaryty nie nadają się do zastosowania w terminalach abonenckich. Jedynym rozwiązaniem będzie wykorzystanie w konstrukcjach przyszłych anten inteligentnych nowych, niewystępujących w przyrodzie materiałów zwanych metamateriałami, o ujemnym współczynniku refrakcji.

Zastosowanie metamateriałów w systemie antenowym przenośnego terminala abonenckiego pozwala także na znaczne zmniejszenie oddziaływania pola elektromagnetycznego strefy bliskiej na organizm użytkownika. Metamateriały o ujemnym współczynniku refrakcji posiadają bowiem zdolności ogniskowania fal elektromagnetycznych pozwalając budować pułapki pola strefy bliskiej. Aktualnie na całym świecie, głównie w kręgach akademickich, prowadzone są intensywne prace z tej dziedziny. Zainteresowanie tymi materiałami przejawiają także potentaci światowego przemysłu telekomunikacyjnego. Jak na razie przoduje pod tym względem koncern NORTEL prowadzący w swoim Instytucie Telekomunikacji, przy współpracy z Uniwersytetem w Toronto, intensywne prace badawcze nad praktycznym zastosowaniem metamateriałów w radiokomunikacji.

2. Metamateriały

Metamateriały nie występują w sposób naturalny w przyrodzie. Są to sztucznie wytworzone materiały, w których odpowiedź na pobudzenie polem elektromagnetycznym nie jest konwencjonalna. Odpowiedź materiału na pobudzenie polem elektromagnetycznym jest określona przez dwa parametry: współczynnik przenikalności dielektrycznej ϵ opisujący odpowiedź na składową elektryczną pola \mathbf{E} i współczynnik przenikalności magnetycznej μ opisujący odpowiedź na składową magnetyczną pole \mathbf{H} . Oba te współczynniki występują w równaniach Maxwella opisujących przy wykorzystaniu matematycznego aparatu analizy wektorowej związki zachodzące w przestrzeni między polem elektrycznym, polem magnetycznym oraz prądami i ładunkami. Nowoczesna teoria promieniowania posługuje się przy tym, obok pojęcia prądu elektrycznego i ładunku elektrycznego, analogicznymi pojęciami prądu magnetycznego i ładunków magnetycznych. Źródłem sukcesu Maxwella przy opisie pola elektromagnetycznego było utożsamienie przestrzennej zmiany w czasie pola elektrycznego z przepływem prądu elektrycznego, zwanego prądem przesunięcia. W analogiczny sposób można utożsamzić przestrzenną zmianę w czasie pola magnetycznego z przepływem prądu magnetycznego. Gęstość elektrycznego prądu objętościowego przesunięcia definiujemy wzorem:

$$\mathbf{i} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad [\text{A/m}^2] \quad (2)$$

gdzie: \mathbf{E} jest wektorem natężenia pola elektrycznego w [V/m].

Podobnie gęstość magnetycznego prądu objętościowego przesunięcia definiujemy wzorem:

$$\mathbf{m} = \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad [\text{V/m}^2] \quad (3)$$

gdzie: \mathbf{H} jest wektorem natężenia pola magnetycznego w [A/m].

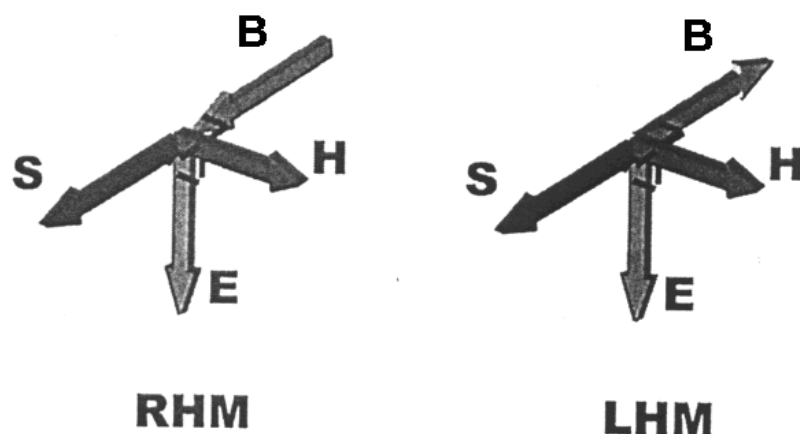
Innym parametrem charakteryzującym zachowanie fali elektromagnetycznej na granicy ośrodków propagacji jest współczynnik refrakcji (załamania) fali n :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon \mu} \quad (4)$$

Ujemny współczynnik refrakcji powstaje w przypadku ujemnych wartości obu współczynników ϵ i μ w zakresie częstotliwości roboczych. Takie materiały nazywane są ogólnie lewoskrętnymi (*LHMs – Left Handed Materials*), ponieważ inwertują kierunek wektora prędkości fazowej (*wavevector*) $\vec{\beta}$ padającej na nie fali elektromagnetycznej z prawoskrętnego na lewoskrętny.

Równania Maxwella w przypadku ośrodków innych niż próżnia opisują reakcje elektronów ośrodka na pobudzenie polem elektromagnetycznym. W materiałach prawoskrętnych kierunek przepływu prądu elektrycznego jest zgodny z kierunkiem linii sił pola elektrycznego i odpowiednio – prądu magnetycznego – z kierunkiem linii sił pola magnetycznego.

W materiałach lewoskrętnych ma miejsce zjawisko odwrotne – elektrony poruszają się w przeciwną stronę niż zwrot działającej na nie siły wytworzonej przez pole elektryczne.



Rys. 1 Orientacja wektorów składowych pola elektromagnetycznego \vec{E} , \vec{H} , wektora Poytinga \vec{S} i wektora prędkości fazowej $\vec{\beta}$ w materiałach prawoskrętnych (RHM) i lewoskrętnych (LHM)

W ośrodkach zbudowanych z jednej substancji różnorodność tworzących je atomów i cząsteczek jest ograniczona. Stworzone z nich miliony znanych materiałów mają dość skromny zakres cech elektromagnetycznych [2] w których efekt lewoskrętności wektorów \vec{E} , \vec{H} , $\vec{\beta}$ nie występuje.

Ale sztuczny ośrodek propagacji, jakim jest metamateriał, wcale nie musi być zbudowany z jednej substancji. W metamateriałach o ujemnym współczynniku refrakcji zmianę fazy drgań elektronów z oddziałującym na nie polem uzyskuje się dzięki wprowadzeniu do materiału małych elektrycznych obwodów rezonansowych naśladujących magnetyczne lub elektryczne właściwości materiału. W obwodach tych elektrony oscylują z częstotliwością zależną od struktury i rozmiarów przewodnika.

Pobudzenie metamateriału polem o częstotliwości mniejszej niż rezonansowa wywołuje normalną reakcję ośrodka. Pole o częstotliwości większej niż rezonansowa zmienia fazę drgań elektronów w metamateriale.

Przewodniki metalowe mogą więc dla pewnych częstotliwości wywołać ujemną reakcję na pole elektryczne, czyli ujemną ϵ , podczas gdy struktury z przeciętym pierścieniem o którym będzie mowa dalej dają ujemną μ .

Takie przewodniki i rozcięte pierścienie są elementami konstrukcyjnymi metamateriałów o ujemnym współczynniku refrakcji.

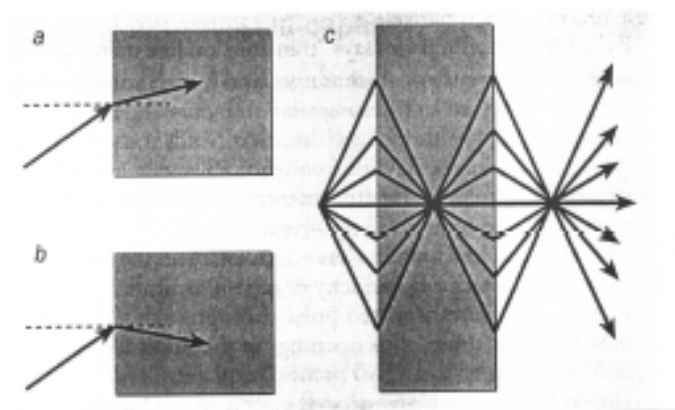
Należy przy tym wyraźnie podkreślić że metamateriał nie zmienia kierunku propagacji przenoszenia energii fali elektromagnetycznej (wektora Poytinga \vec{S}):

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (5)$$

ani kierunku polaryzacji tej fali. Zmienia się jedynie na przeciwny do zwrotu wektora \vec{S} zwrot wektora prędkości fazowej fali elektromagnetycznej $\vec{\beta} = 2\pi/\lambda$. W danym punkcie przestrzeni ma zatem miejsce ubywanie w czasie (a nie przyrost) fazy fali elektromagnetycznej.

Materiały z ujemnym współczynnikiem refrakcji mogą być wykorzystane do skupiania fal elektromagnetycznych podobnie, jak to się dzieje z promieniami świetlnymi przy ich

przechodzeniu przez soczewki szklane. Ilustracja takiego zjawiska ogniskowania pokazana jest na rys. 2.



Rys. 2 Skupianie fali elektromagnetycznej przy propagacji poprzez metamateriały (b, c) z ujemnym współczynnikiem refrakcji i niewystępowanie takiego zjawiska przy propagacji fali poprzez materiał z dodatnim współczynnikiem refrakcji (a)

W odróżnieniu od soczewki szklanej, soczewki z metamateriałów, zwane supersoczewkami [2] mogą mieć zdolność rozdzielczą lepszą niż pozwala na to długość eksponowanej na nie fali elektromagnetycznej dzięki ogniskowaniu przez nie także pola bliskiego źródła promieniowania.

3. Synteza pierwszych metamateriałów

Pierwsze materiały z ujemnym współczynnikiem refrakcji były otrzymane dopiero w 2001 roku przez zespół naukowców pod kierownictwem prof. Dawida Smitha z Uniwersytetu Kalifornijskiego w San Diego w USA [3-5].

Pierwsze teoretyczne prace z tej dziedziny zostały wykonane jednak 40 lat wcześniej przez Wiktora Vaselego [6] ze znanego Moskiewskiego Instytutu fizyki im. P.N. Lebediewa.

Inspiracją dla prof. Dawida Smitha były także wcześniejsze prace wykonane przez Johna Pendry [7,8] z UK Imperial College i naukowców firmy Marconi Company. Jednym z wiodących specjalistów tej dziedziny na świecie jest dzisiaj prof. Georgie V. Eleftheriades oraz prof. K. G. Balmain z Uniwersytetu w Toronto. Obaj współpracują także z Instytutem Telekomunikacji koncernu NORTEL i obaj są redaktorami pierwszej wydanej na świecie z tej dziedziny monografii [9] (lipiec 2005 r.).

Pendry ze współpracownikami [7,8] i jednocześnie Sivenpaper ze współpracownikami [10] zaproponowali konstrukcję metamateriału o ujemnym ϵ w postaci siatki wykonanej z bardzo cienkich przewodów tworzących periodyczną strukturę kratową. Dzięki przestrzennemu uwięzieniu elektronów w cienkich przewodnikach, skuteczna koncentracja elektronów w jednostce struktury zmniejsza się podobnie, jak to ma miejsce w plazmie. W roku 1999 Pendry ze współpracownikami ogłosił wynalezienie mikrostrukturalnych sztucznych materiałów diamagnetycznych o ujemnym

μ . Wynalazcy odkryli, że rozcięty pierścieniowy rezonator SRR (*Split Ring Resonator*) przy ekspozycji składową magnetyczną H fali elektromagnetycznej w kierunku normalnym do

rezonatora (rys. 3) wykazuje cechy materiału o ujemnej przenikalności magnetycznej wyrażonej wzorem:

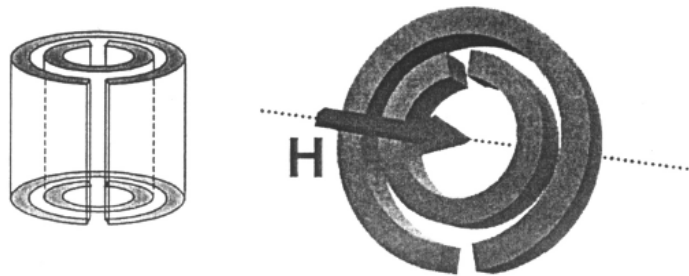
$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\pi r^2 / a^2}{1 - \frac{2ljp}{\omega r \mu_0} - \frac{3l}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad (6)$$

gdzie:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3l}{\pi^2 \mu_0 C r^3}}$$

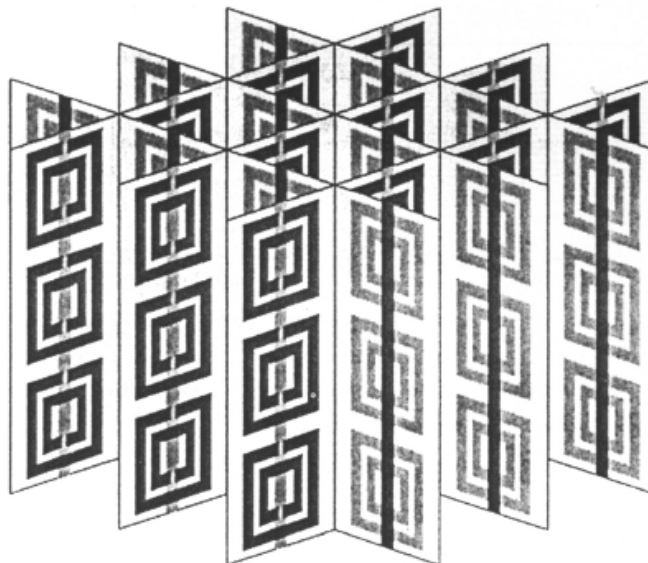
gdzie:

- r – promień rezonatora
- l – odległość między elementem wewnętrznym i zewnętrznym
- p – straty w elementach rezonatora

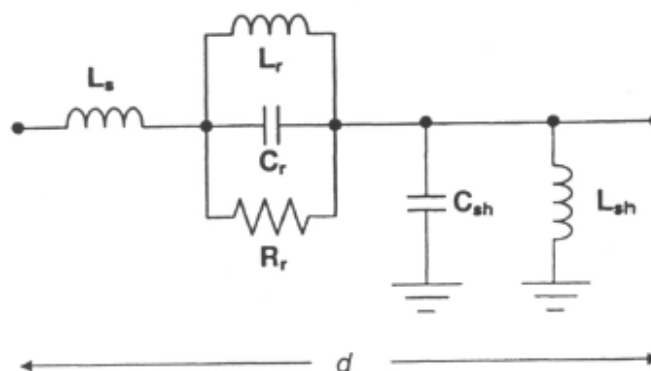


Rys. 3 Rozcięty rezonator pierścieniowy w postaci cylindra i formy planarnej wzbudzany składową magnetyczną \vec{H} fali elektromagnetycznej w kierunku normalnym do powierzchni czołowej rezonatora

Pierwszy metamateriał posiadał strukturę siatki wykonanej z cienkich drutów i rezonatorów SRR (rys. 4). Model transmisyjny takiego medium można przedstawić w postaci układu elektrycznego o konfiguracji przedstawionej na rys. 5.



Rys. 4 Widok prototypowego metamateriału zbudowanego z rezonatorów SSR i cienkich przewodów



Rys. 5 Układ zastępczy medium transmisyjnego złożonego z cienkich przewodów i rezonatorów SSR przy $d \ll \lambda$

Współczynnik przenikalności magnetycznej takiego metamateriału jest wyrażony następującym wzorem:

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - j \omega F} \quad (7)$$

a współczynnik przenikalności dielektrycznej:

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{ep}^2}{\omega^2} \quad (8)$$

gdzie przenikalność dielektryczna i magnetyczna struktury reprezentowana jest przez indukcyjność szeregową:

$$L_s = \mu_0 d \quad (9)$$

i równoległy kondensator

$$C_{sk} = \epsilon_0 d \quad (10)$$

d – rozmiar komórki struktury; $d \ll \lambda$

Stosunek $F = L_r / L_s$ nazywany jest współczynnikiem wypełnienia metamateriału.

Obwód równoległy RLC reprezentuje rezonator SSR, a równolegle włączona indukcyjność L_{sh} odzwierciedla strukturę matrycy przewodników. Współczynnik transmitancji takiego medium jest wyrażony następującą zależnością:

$$Y_t = \frac{j\omega}{c} \sqrt{\left[\left(\frac{L_s}{\mu_0 d} \right) - \frac{\frac{L_r}{\mu_0 d} \frac{1}{L_r C_r}}{\omega^2 - \frac{1}{L_r C_r} - \frac{j\omega}{R_r C_r}} \right] \left[\left(\frac{C_{sh}}{\epsilon_0 d} \right) - \frac{1}{\epsilon_0 \omega^2 L_{sh} d} \right]} \quad (11)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ \omega_{mp} &= \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \sqrt{1 + F} \\ \omega_{ep} &= \frac{1}{\sqrt{L_{sh} C_{sh}}} \end{aligned} \quad (12)$$

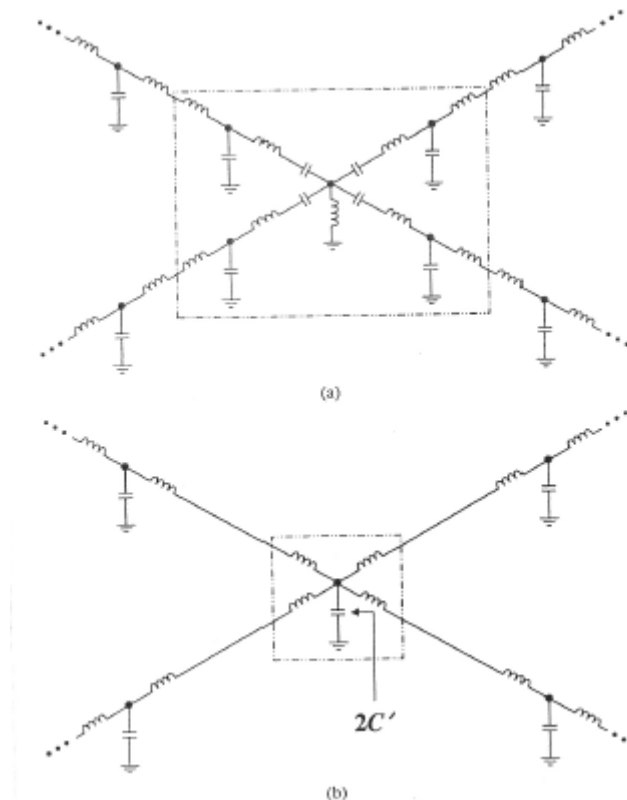
R.A. Shelby ze współpracownikami [11] opracował prototyp medium transmisyjnego złożonego z rezonatorów SSR i cienkich przewodników dla sprawdzenia ujemnego współczynnika refrakcji. Rezonatory SSR były zaprojektowane w ten sposób, aby zjawisko ujemnego współczynnika przenikalności magnetycznej występowało w paśmie 10,5 GHz. Materiał przedstawiony na rys. 4 był poddawany oddziaływaniu fali elektromagnetycznej padającej pod kątem $18,43^\circ$ a mikrofalowa sonda odbiorcza umieszczona była po przeciwnej stronie materiału.

Załamana fala elektromagnetyczna była obserwowana pod kątem -61° , co odpowiada współczynnikowi refrakcji $n = -2,7$. Szerokość pasma przenoszenia takiego metamateriału wynosiła około 500MHz, co stanowi 5% w stosunku do częstotliwości środkowej rezonatora SSR.

4. Zastosowanie linii transmisyjnych o stałych rozłożonych do konstrukcji metamateriałów

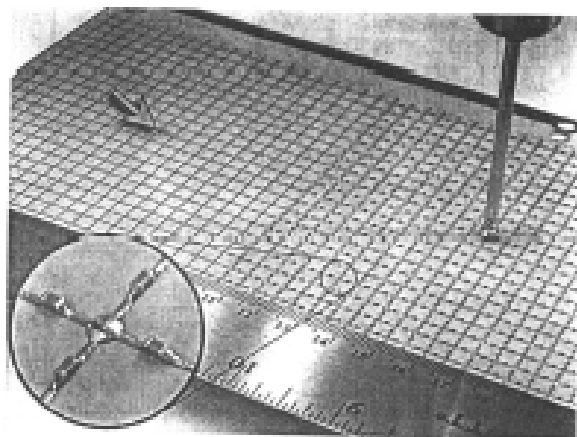
Od dawna wiadomo, że takie właściwości medium transmisyjnego jak jego przenikalność dielektryczna i przenikalność magnetyczna mogą być modelowane przez sztuczną linię opóźniającą zbudowaną na elementach LC w topologii filtru dolnoprzepustowego.

Na rys. 6 pokazane są węzły metamateriału wykorzystującego topologię linii długich, dla których $l \gg \lambda$ jest spełniony, zawierające elementy o stałych rozproszonych z ujemnymi współczynnikami refrakcji.



Rys. 6 Węzły metamateriału o topologii NRI-TL (Negative Refraction Index - Transmission Lines) a) węzeł NRI-TL; b) węzeł NRI-TL zredukowany

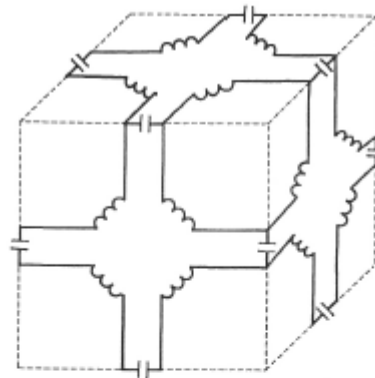
W wykonaniu praktycznym dwuwymiarowy materiał o takiej strukturze jest pokazany na rys. 7.



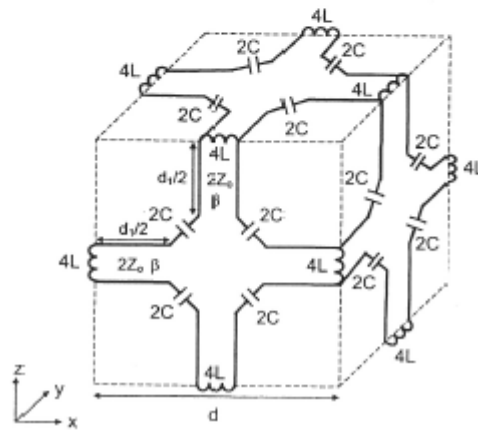
Rys. 7 Prototyp metamateriału dwuwymiarowego wykorzystującego topologię NRI-TL

Prototyp takiego metamateriału opracowano na Uniwersytecie w Toronto [12] w celu realizacji zjawiska ogniskowania fali elektromagnetycznej.

Na rys. 8 pokazana jest konfiguracja węzła metamateriału pozwalającego na uzyskanie zjawiska ujemnego współczynnika refrakcji w trzech wymiarach przy wykorzystaniu topologii linii opóźniających.



(a) Kron's unit cell (3-D transmission line unit cell)

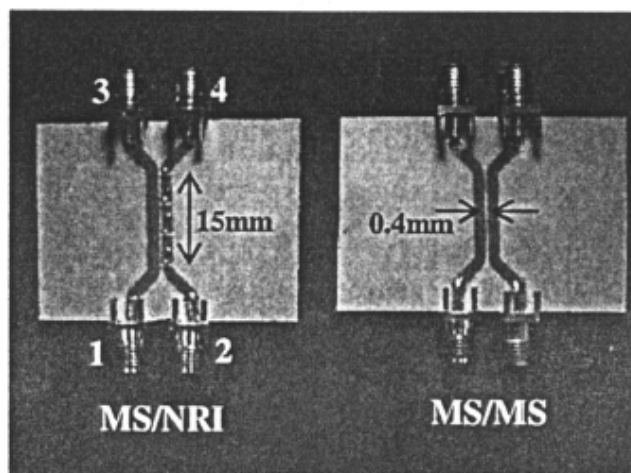


Rys. 8 a) 3D węzeł Krona; b) 3D węzeł Krona zredukowany

5. Przykłady zastosowań praktycznych

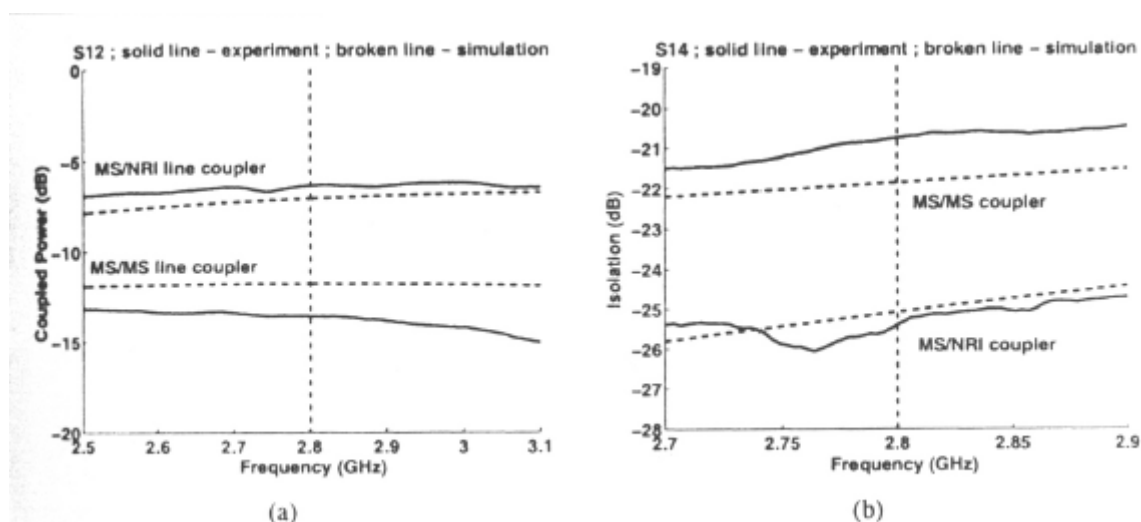
5.1. Sprzęgacze kierunkowe

Metamateriały pozwalają na poprawienie parametrów szeregu podzespołów stosowanych w technice anten i urządzeń współpracujących z antenami. Na rys. 9 pokazany jest widok dwóch sprzęgaczy kierunkowych wykonanych w technice całkowicie mikropaskowej MS/MS i w technologii mieszanej MS/NRI (mikropaskowej MS i z metamateriałami NRI). Sprzęgacze mają jednakową długość, odstęp między paskami i współczynnik propagacji. Zostały one zaprojektowane dla pasma 2,8 GHz (port 1 wejście, port 2 wejście, port 3 wyjście sprzęgacza, port 4 separacja).



Rys. 9 Widok zewnętrzny ćwierćfalowych sprzęgaczy kierunkowych wykonanych w technologii mikropaskowej MS/MS i w technologii mieszanej MS/NRI.

Charakterystyki transmitancji sprzęgaczy z rys. 9 przedstawione zostały na rys 10.



Rys. 10 Charakterystyki transmitancji sprzęgaczy kierunkowych z rys. 9

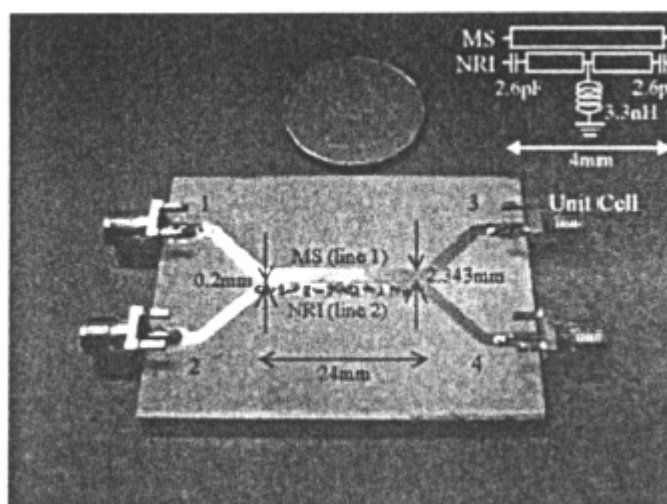
Z porównania charakterystyk transmitancji obu realizacji sprzęgaczy kierunkowych wynika, że sprzęgacz wykonany w technologii mieszanej MS/NRI posiada większe sprzężenie, mniejsze tłumienie przejścia i większe tłumienie izolacji, bez istotnej degradacji lub istotnej zmiany wprowadzanego tłumienia w paśmie częstotliwości roboczych. Uzyskano znaczne zwiększenie kierunkowości (20 dB) w porównaniu do uzyskiwanej w zwykłych sprzęgaczach mikropaskowych (7 dB).

Na rys. 11 pokazany jest widok zewnętrzny 3 dB sprzęgacza kierunkowego wykonanego w technologii mieszanej MS/NRI, a na rys. 12 charakterystyki transmitancji tego sprzęgacza.

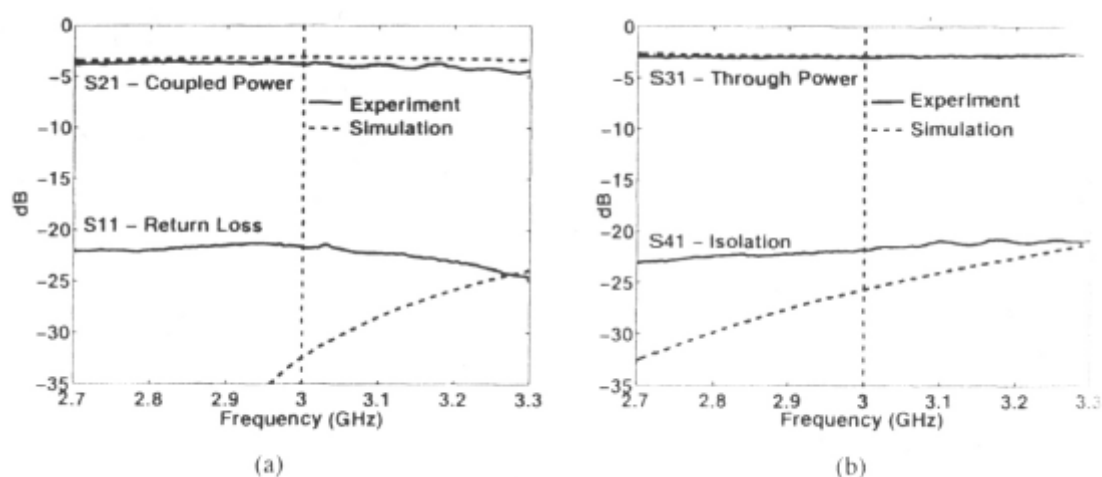
Z porównania charakterystyk transmitancji obu sprzęgaczy wynika, że uzyskano dalsze polepszenie parametrów sprzęgacza kierunkowego. Jak widać wartości współczynników sprzężenia były odpowiednio na poziomie -3,03 dB i -3,68 dB przy długości sprzęgacza 24 mm i częstotliwości roboczej 3 GHz. Wprowadzane tłumienie zwrotne i izolacja były

mniejsze od -20dB, przy kierunkowości lepszej niż 20 dB.

W sprzęgaczach przeznaczonych do przenoszenia mniejszych mocy (np. reflektometry, mierniki fali stojącej, itp.) można uzyskać kierunkowość rzędu 35 dB, co jest bardzo trudne do uzyskania w konwencjonalnym sprzęgaczu wykonanym na bazie linii mikropaskowej.



Rys. 11 Widok zewnętrzny 3 dB sprzęgacza kierunkowego wykonanego w technologii MS/NRI.

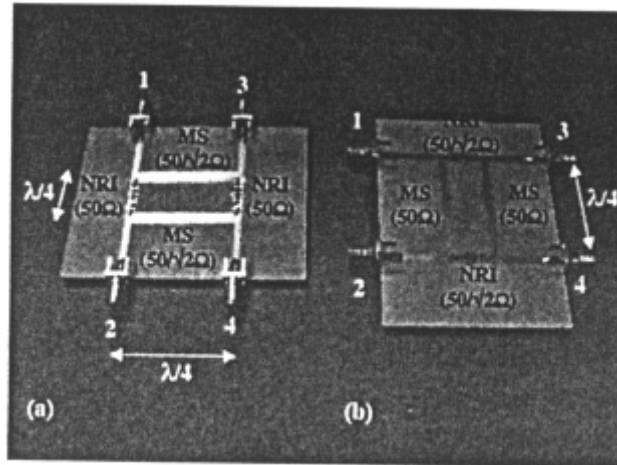


Rys. 12 Charakterystyki transmitancji sprzęgacza kierunkowego z rys. 11

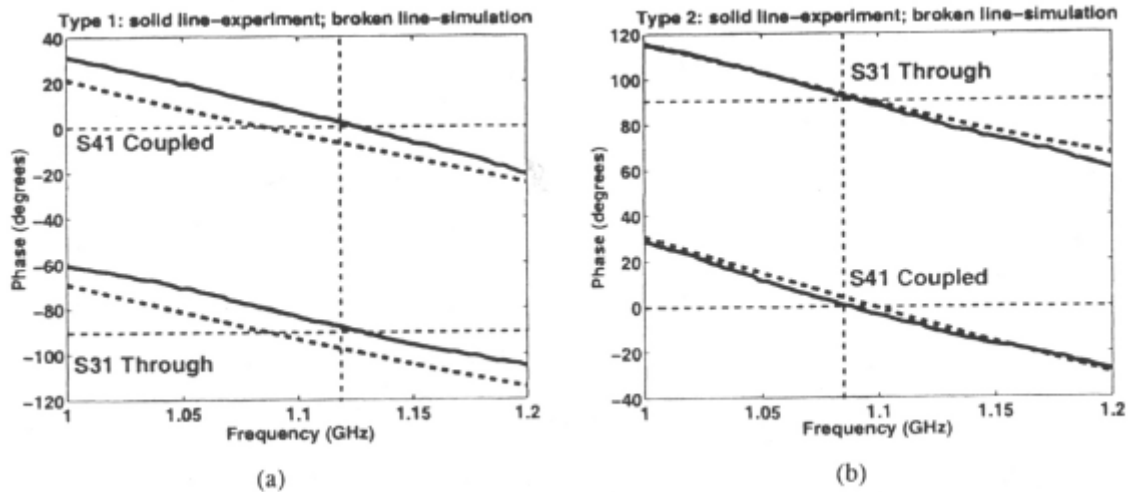
Liniami przerywanymi na rys. 12 pokazano przebiegi charakterystyk transmitancji uzyskane przy wykorzystaniu komercyjnego narzędzia do projektowania układów mikrofalowych firmy Ansoft.

5.2. Przesuwniki fazowe ze sprzęgaczami kierunkowymi

Widok zewnętrzny dwóch rodzajów podzespołów mikrofalowych realizujących jednocześnie funkcje przesuwnika fazowego i sprzęgacza kierunkowego pokazany jest na rys. 13, a na rys. 14 pokazane są charakterystyki przenoszenia pomiędzy różnymi zaciskami takiego czwórnika.



Rys. 13 Widok zewnętrzny dwóch rodzajów przesuwników fazowych ze sprzęgaczami kierunkowymi, wykonanych w technologii mieszanej NRI/MS

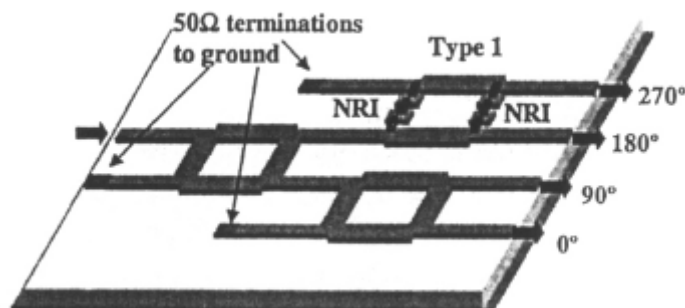


Rys. 14 Charakterystyki transmitancji przesuwników fazowych ze sprzęgaczami kierunkowymi z rys. 13

Konwencjonalna struktura mikropaskowa jest stosowana w gałęziach o niskiej impedancji a metamateriał o ujemnym współczynniku refrakcji NRI – w gałęziach o wysokiej impedancji (rys. 13a). We wcześniejszym rozwiązaniu (rys. 13b) struktura NRI była stosowana w gałęzi o niskiej impedancji a struktura MS w gałęziach o wysokiej impedancji.

W obu rozwiązaniach rozdzielenie mocy jest jednakowe pomiędzy dwoma portami z 0° przesunięciem fazowym (w stosunku do portu wejściowego) na porcie sprzęganym. Jednocześnie sprzęgacz z rys. 13a realizuje negatywną kwadraturę fazy (-90°) podczas gdy sprzęgacz z rys. 13b realizuje pozytywną kwadraturę fazy ($+90^\circ$) na jego porcie wyjściowym w stosunku do portu wejściowego.

Tego rodzaju przesuwniki fazowe ze sprzęgaczami kierunkowymi można stosować w różnych aplikacjach. Dla przykładu można zbudować na nich dzielnik mocy 1:4 zasilający czteroelementowy szereg anteny inteligentnej formującej w sposób trójparametryczny kierunkową wypadkową charakterystykę promieniowania. Konfiguracja elementów takiego dzielnika mocy z przesuwnikami fazowymi pokazana jest na rys. 15.

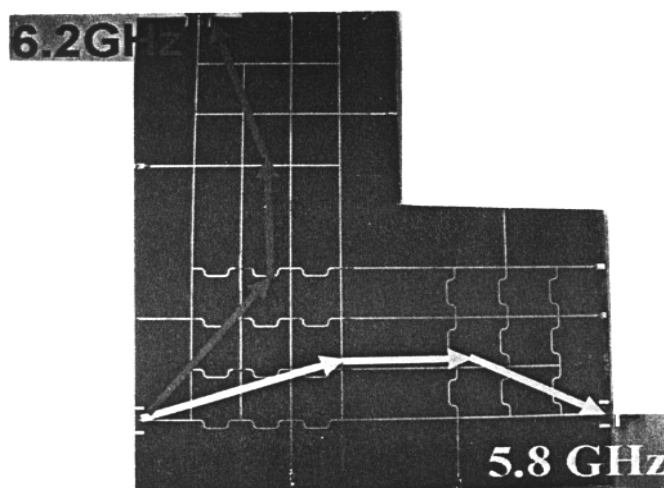


Rys. 15 Konfiguracja dzielnika mocy z przesuwnikami fazowymi w technologii mieszanej MS i NRI

5.3. Filtry rozdzielcze

Metamateriały mogą być skutecznie wykorzystane do konstrukcji filtrów rozdzielczych w szerokopasmowych systemach ze zwielokrotnieniem częstotliwościowym w warstwie fizycznej łącza radiowego.

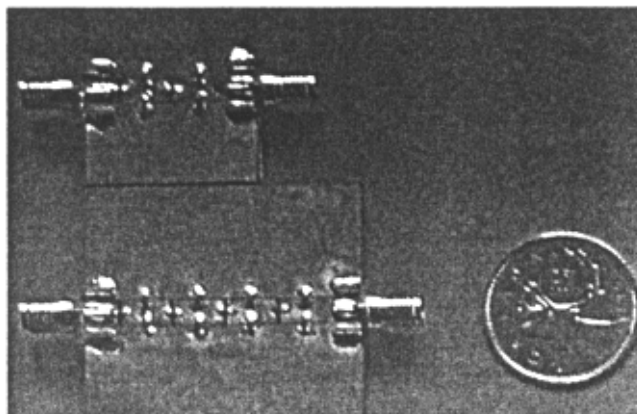
Uproszczony widok drogi sygnału w strukturze metamateriału takiego filtra rozdzielczego na pasma częstotliwości 6,2 i 5,8 GHz pokazany jest na rys. 16.



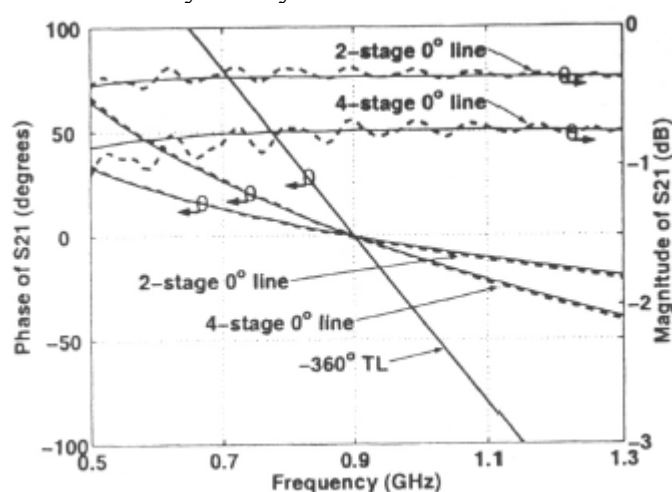
Rys. 16 Schematyczny przebieg drogi sygnału w filtrze rozdzielczym wykonanym przy użyciu metamateriałów

5.4. Anteny

Promienniki szyków antenowych mogą być pobudzane nie tylko sygnałami o różnych fazach wytwarzanych przez podzielniki mocy z przesuwnikami fazowymi o konfiguracji pokazanej na rys. 17, ale także przez kaskadę tzw. przesuwników 0° fazowych wykonanych z symetrycznych metamateriałowych linii transmisyjnych zaproponowanych przez [11], [12]. Wygląd dwóch takich przesuwników, z których pierwszy zawiera dwa ogniwa linii długiej a drugi cztery ogniwa linii długiej pokazany jest na rys. 17 a na rys. 18 pokazane są charakterystyki transmisyjne tych przesuwników.



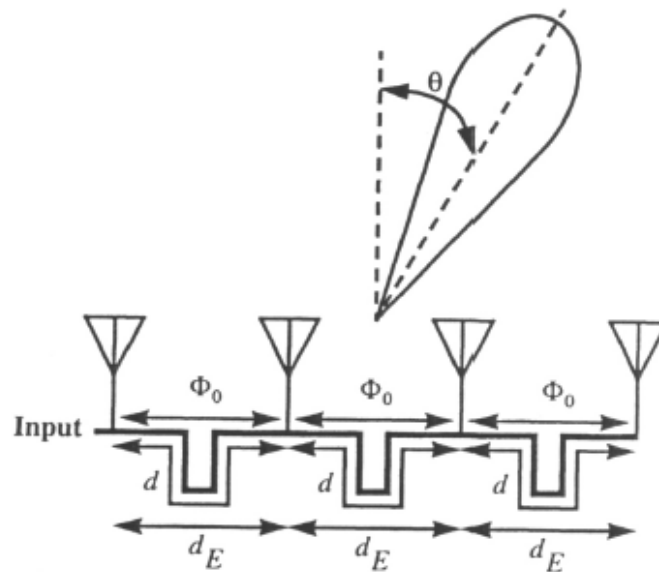
Rys. 17 Widok zewnętrzny przesuwników fazowych 0° na liniach długich wykonanych z metamateriału



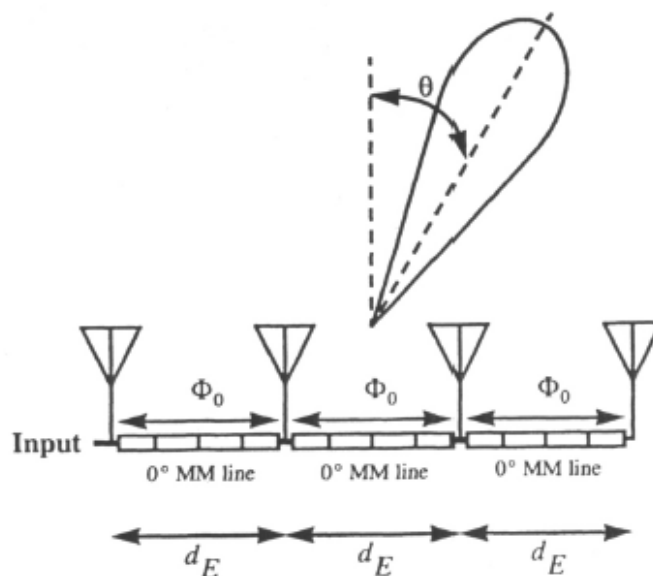
Rys. 18 Charakterystyki transmitancji przesuwników fazowych z rys. 17

Zastosowanie takiego rodzaju 0° przesuwników fazowych do pobudzania elementów szyku antenowego synfazowej anteny inteligentnej pozwala uzyskać antenę o mniejszych wymiarach eliminując potrzebę stosowania w torze antenowym meandrujących odcinków linii długiej. Pozwala to dodatkowo zmniejszyć promieniowanie pochodzące od meandrujących odcinków linii długiej, wpływające na pogorszenie kształtu wypadkowej charakterystyki kierunkowej takiej anteny inteligentnej.

Na rys. 19 pokazany jest konwencjonalny sposób synfazowego pobudzania elementów promieniujących szyku antenowego anteny inteligentnej, a na rys. 20 przy pobudzaniu poprzez kaskadę przesuwników 0° fazowych.

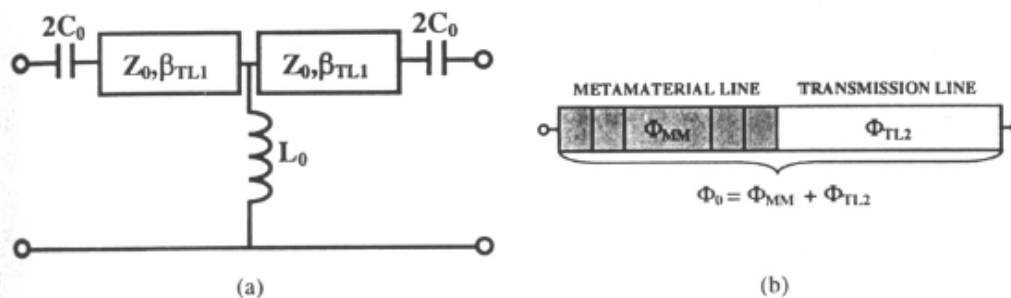


Rys. 19 Synfazowe pobudzenie liniowego szyku antenowego przy wykorzystaniu meandrującej linii dłużej o przesunięciu fazowym -2π radianów



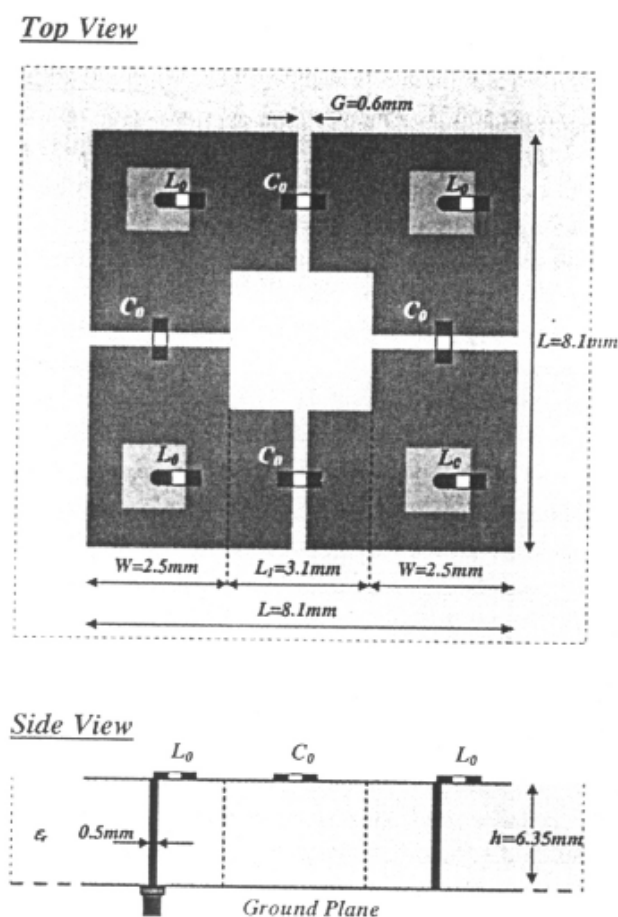
Rys. 20 Synfazowe pobudzenie liniowego szyku antenowego przy wykorzystaniu 0° metamateriałowych (MM) przesuwników fazowych

Układ zastępczy elementu metamateriałowej linii opóźniającej i uproszczona konfiguracja materiału w takim elemencie przedstawione są na rys. 22.



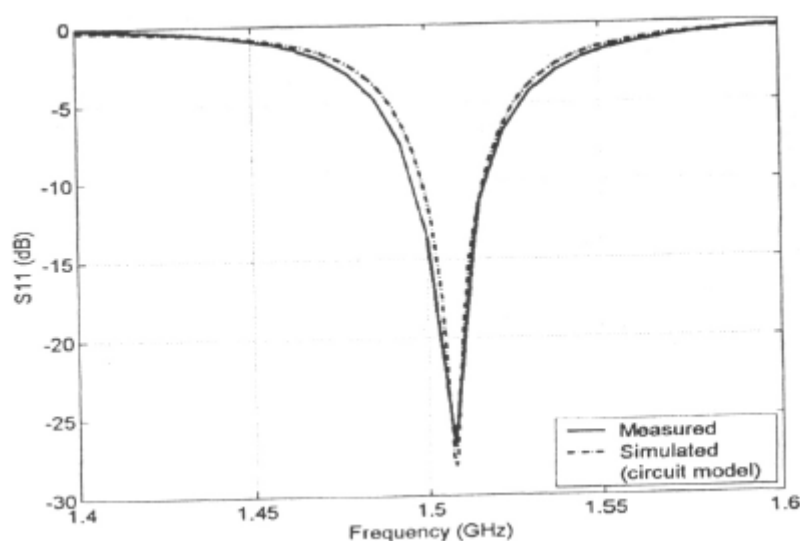
Rys. 21 a) Układ zastępczy jednowymiarowego metamateriałowego ogniwa 0° przesuwnika fazowego, b) kombinowana metamateriałowa linia opóźniająca

Przesuwniki fazowe o strukturze pokazanej na rys. 21 mogą być wykorzystane do budowy miniaturowych anten drukowanych. Widok takiej anteny generującej falę elektromagnetyczną o polaryzacji pionowej jest pokazany na rys. 22. Antena pracuje w paśmie częstotliwości 1,5 GHz.



Rys. 22 Widok anteny pierścieniowej z metamateriałów na pasmo częstotliwości 1,5 GHz. Wartości dodatkowych elementów dyskretnych: $C_0 = 3,7$ pF, $L_0 = 71,08$ nH

Otrzymana antena przeznaczona jest do generacji fali o polaryzacji pionowej przy bardzo małych wymiarach: średnica = $\lambda/25$; przy wysokości profilu = $\lambda/31$. Na rys. 23 przedstawiona została charakterystyka przenoszenia tej anteny o szerokości pasma odbicia na poziomie -10dB równego około 1,5%.



Rys. 24 Charakterystyka współczynnika odbicia anteny pierścieniowej z rys. 22

To pasmo może być zwiększone do 3 – 4 % przy redukcji dielektryka w obrysie pierścienia lub przy zwiększeniu wysokości anteny. Przy wykonaniu elementów anteny z dielektrykiem powietrznym pasmo przenoszenia ulega dalszemu zwiększaniu o więcej niż 5%. W takim wykonaniu antena pierścieniowa będzie bardzo atrakcyjna do zastosowania w systemach radiokomunikacji MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*). W szczególności takie dwie lub trzy anteny mogą być montowane w radiotelefonach komórkowych lub laptopach w prostokątnych wzajemnie kierunkach dla utworzenia niezależnych kanałów transmisyjnych ze zwielokrotnieniem polaryzacyjnym.

6. Uwagi końcowe

Zastosowanie metamateriałów o ujemnym współczynniku refrakcji w technice anten inteligentnych przyczyni się do znacznego rozwoju radiokomunikacji. Metamateriały stwarzają potencjalne możliwości konstrukcji małogabarytowych anten planarnych o dużym zysku dla radiotelefonów dorecznych. Pozwoli to na polepszenie bilansu energetycznego łącza radiowego od stacji bazowej do terminala ruchomego, co w konsekwencji prowadzi do wzrostu przepustowości kanału radiowego. Zastosowanie tego rodzaju anten w terminalach dorecznych oraz w stacjach bazowych pracujących w systemach MIMO pozwoli na dalsze istotne zwiększenie przepustowości kanału radiowego. Zastosowanie technologii MIMO w stacjach bazowych z konwencjonalnymi antenami panelowymi jest dzisiaj utrudnione ze względu na znaczne gabaryty sektorowych anten panelowych i konieczność stosowania wielu takich anten w każdym sektorze.

Bibliografia:

- [1] C.A. Balanis *Antenna Theory – Third Edition*, John Wiley & sons, 2005
- [2] J. B. Pendry, D.R. Smith *Supersoczewki*, Świat Nauki, sierpień 2006, str. 46-53
- [3] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Nemat-Nasser, S. Schultz *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*, Phys. Rev. Lett., vol. 84, no. 18
- [4] D.R. Smith, N. Koll *Negative refractive index in left-handed materials*, Phys. Rev. Lett., vol. 85, no. 14, pp. 4184-4187, May 2000
- [5] D.R. Smith, D.C. Vier, N. Koll, S. Schultz *Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial*, Appl. Phys. Lett. vol. 77, no. 14, pp. 2246-2248, October 2000
- [6] I. V. G. Vaselago *The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* , Sov. Phys. Usp, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, January-February 1968 (translation based on the original Russian document, dated 1967, as suggested in Ref. 2)
- [7] J. B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, I. Young *Extremely low frequency plasmons in mettalic mesostructures*, Phys. Rev. Lett., vol. 76, no. 25, pp. 4773-4776, June 1996
- [8] D. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robins, W. J. Steward *Magnetism from c onductors and enhanced nonlinear phenomena*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, November 1999
- [9] G. V. Eleftheriades, K. Balmain *Metamaterials: fundamental principles and applications*, Wiley-IEE Press, 2005
- [10] D. F. Sievenpiper, M. E. Sickmiller, E. Yablonovitch *3D wire mesh photonic crystals*, Phys. Rev. Lett., vol. 76, no. 14, pp. 2480-2483, April 1996
- [11] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz *Experimental verification of a negative index of refraction*, Science, vol. 292, pp. 77-79, April 6, 2001
- [12] A. K. Iyer, P. C. Kremer, G. V. Eleftheriades *Experimental and theoretical verification of focusing in a large, periodically loaded transmission line negative refractive index metamaterial*, Opt. Express, vol. 11, pp. 696-708, April 2003
- [13] G. V. Eleftheriades, A. Grbic *A 3-D negative-refractive-index transmission line medium*, IEEE AP-S/URSI International Symposium Digest, Washington, D.C., July 3-8, 2005