

サブ波長メタマテリアル磁気導体を用いた超小型指向性アンテナの基礎研究

研究代表者 藤 井 雅 文 富山大学 大学院学術研究部工学系 准教授

1 序論

近年、RFIDタグは工場等の大規模かつ複雑な生産現場における従業員や製品の所在管理、屋外工事現場における多様な物品管理、小売業における自動精算、医療現場における機器管理などを自動で行う技術として、先進的なシステムを実現するために必要不可欠となっている。このようなRFIDタグを検出するためのアンテナシステムは、状況に応じた電磁波の透過性と設置性を高めるため多周波、高指向性、小型化が要求され、社会の変革を支える重要な技術として期待されている。このような無線通信技術の進展に伴い、電磁波の高度な制御を可能にする手段として、特異な電磁気特性を持つ人工構造物、いわゆる電磁メタマテリアルに関する研究が近年盛んに行われている。

メタマテリアルはVeselagoによって誘電率および透磁率が同時に負となる物質[1]が提唱されたことに始まり、負の屈折率や特定の周波数において電磁波を遮断する電磁バンドギャップ(EBG: Electromagnetic Band Gap)特性[2][3]、通常の電氣的な導体に双対で仮想的な電磁気特性を有する磁気導体(Magnetic Conductor)[4]など興味深い性質が明らかになってきた。電磁バンドギャップ構造は、フォトニック結晶構造と同様に実効的な屈折率の異なる物質を周期的に配列した構造を持ち、周波数によって電磁波の伝搬および遮断特性が変化する媒質となる[2][5]。この電磁波を遮断する周波数帯をバンドギャップと呼び、電磁バンドギャップ構造上にアンテナを配置することでアンテナからの電磁波を位相制御しつつ反射することが可能となる[6]。

2次元LC回路網で実現された左手系構造は、電磁バンドギャップ特性を実現することができ、波の回折限界の影響を受けず[7][8]、さらに自然界に存在する物質では実現できない磁気導体表面として振る舞うことが知られている[4]。通常の金属表面に電磁波が入射すると電界の接線成分が打ち消される現象に双対な現象として、磁気導体表面に電磁波が入射すると磁界の接線成分が打ち消され、電界の接線成分は有限値をとる。これは磁気導体表面で電磁波が同相反射することを示している。このような性質を完全磁気導体(PMC: Perfect Magnetic Conductor)特性と呼び、特定の周波数帯においてPMC特性を実現した人工構造物のことを人工磁気導体(AMC: Artificial Magnetic Conductor)と呼ぶ。

AMCの設計手法の一つとしてマッシュルーム構造と呼ばれる傘状導体の繰返し構造が提案されている[4]。従来、アンテナの2次装置として用いる金属反射板は、放射素子から1/4波長隔てることで高利得な指向性アンテナを実現してきた。一方、金属反射板の代わりにマッシュルーム構造のAMCを用いれば放射素子をAMCの直上に配置でき、高利得指向性アンテナを低背化でき、さらに全体を金属壁面に設置できることが報告されている[3][4]。マッシュルーム構造は単位セルの設計自由度の高さから、金属パッチを十字の線路に置きかえ導体柱の位置が単位セルの中心では無い構造[9]や、導体柱を設けない構造[10]–[12]が考案されてきた。また、動作する周波数帯は各種設計パラメータによって決定されることが分かっている[3]。

本研究では、新規な2次元LC回路網により電磁メタマテリアルを構成し、波長より極めて小さい人工磁気導体を実現した。そして、このようなメタマテリアル磁気導体を用いてアンテナの指向性を制御する検討を行った。無線WiFi等で使用されている2.4GHzや5GHzなどの周波数帯の電波は情報伝達量が大きく、干渉にも強い。その一方で、遮蔽物に弱く、安定な伝搬距離も最大20m程度であるという制約も存在する。このように、通信状況によってはやや低周波の900MHzやそれ以下の周波数帯の方が優れている場合もあり、様々な周波数帯に適した応用を図ることが重要である。この点で本提案の構造は広い周波数帯において小型化が実現できることが特徴である。ここでは144MHz、315MHz、920MHz、2.45GHzの各周波数帯において、2次元LC回路型磁気導体を製作し、波長の約10分の1以下の磁気導体でも電磁波を効果的に反射できることを示し、電磁波の効率的な制御を可能とする基本技術を構築する。

2 2次元 LC 回路型メタマテリアル磁気導体の理論

2-1 メタマテリアル磁気導体反射板の原理

(1) 電磁バンドギャップ (EBG) 構造とその等価回路表現

電磁バンドギャップ (EBG : Electromagnetic Band Gap) 特性は、媒質が電磁波の周波数帯によって、電磁波の伝搬または遮断を決定する特性である。また、このような特性を持つ構造のことを EBG 構造といい、メタマテリアルの一種に分類される。

EBG 構造は、導体や誘電体で構成された単位セルを多数周期配列させることで実現できる。単位セルは波長に対して十分小さなサイズであり、EBG 構造の媒質は巨視的にみれば均一媒質とみなせる。また、単位セルの持つパラメータによって、電磁波阻止帯域が決定される。EBG 構造は、その設計の自由度の高さから多種多様な構造が提案されてきた[2]~[4][10][11]。本節では、EBG 構造の中でも二次元構造物として有名なマッシュルーム構造に着目し、その構造的特徴とそこから得られる電気的特性について明らかにする。

マッシュルーム構造の概略図を図 1 に示す。マッシュルーム構造は、接地基板上に金属パッチを設け、導体柱でそれらを短絡させた単位セルを周期配列させた構造である。電気回路的には隣り合う金属パッチとの間隔によってキャパシタンス C が生じ、導体柱によってインダクタンス L が生じる。このためマッシュルーム構造では平行平板導波路としての右手系伝送線路に、この L と C によって構成される左手系伝送線路を複合させた右手/左手系複合伝送線路が形成される。マッシュルーム構造が EBG 特性を示す周波数帯はこの伝送線路の素子値によって決定される。したがって、単位セル形状を最適化することで所望の周波数帯で動作させることができる。

マッシュルーム構造は前述したように、インダクタンス L とキャパシタンス C を回路パラメータに持つ構造物である。図 1 の等価回路に示すように、隣り合う単位セル間では、 L と C が接地板を介して閉ループを形成し、LC 共振回路が構成される。実際には、基板の誘電損失や、線路の電気抵抗、および電磁的にアンテナと結合した際に電磁誘導によってアンテナ側の負荷抵抗が LC 回路に結合するためコンダクタンス G を考える必要がある。以上のことから直列要素を等価的に並列要素に変換することで、隣り合う単位セル間の閉ループは図 2 のような LCG 並列共振回路となる。

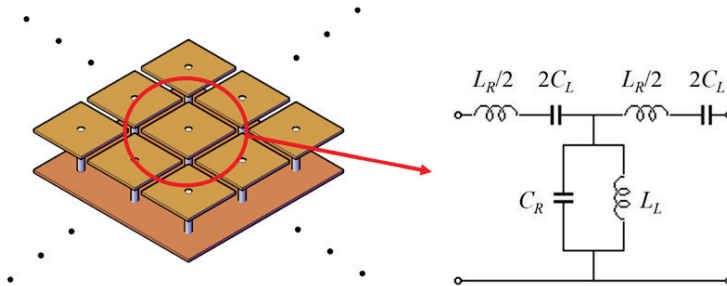


図 1. マッシュルーム構造と単位セルの等価回路

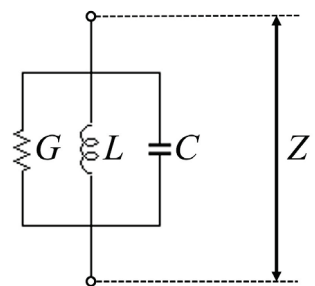


図 2. 等価回路モデル

この回路の端子間のインピーダンス Z とその実部 $\Re[Z]$ 、および虚部 $\Im[Z]$ は下式で表せる。

$$Z = \frac{1}{G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (1)$$

$$\Re[Z] = \frac{G}{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (2)$$

$$\Im[Z] = \frac{-\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (3)$$

また、式 (1) および (2) を角周波数 ω の関数としてグラフに表すと図 3 のようになる。ここで実部 $\Re[Z]$ が最大値をとる共振周波数 ω_0 は

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4)$$

また、虚部 $\Im[Z]$ は極値を複数持ち、その各周波数 ω_1 および ω_2 は

$$\omega_1, \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \left(\sqrt{1 + \xi^2} \mp \xi \right) \quad (5)$$

となる。ただし

$$\xi = \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

である。虚部 $\Im[Z]$ は複合が負の場合 ω_1 で最大値、複合が正の場合 ω_2 で最小値をとる。

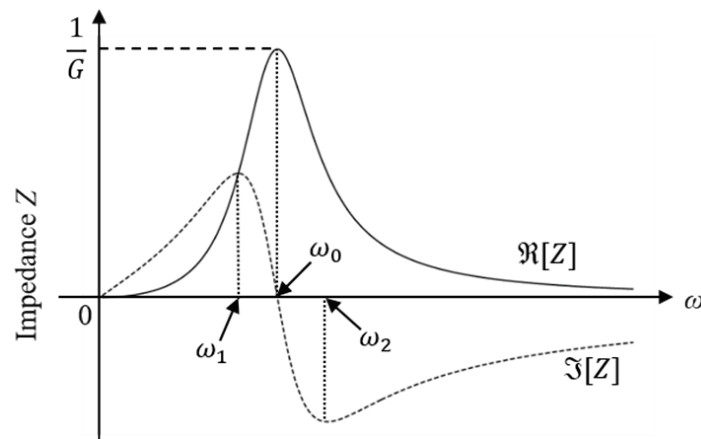


図 3. インピーダンスの実部および虚部の周波数特性

ここで、マッシュルーム構造をアンテナと併用した場合を考える。このとき LC 回路にはアンテナからの放射電磁界によって誘導電流が生じる。 $\omega = \omega_1$ の場合、誘導電流はファラデーの電磁誘導の法則により磁界の変化を妨げる向きに生じる。そのため図 4 (a) に示すように誘導電流とアンテナ電流の向きは逆となり、逆位相で共振する反共振状態となる。しかし、それより高周波の場合では、LC 回路上に存在する抵抗成分により誘導電流の位相が電磁界の変化に追従できなくなり、位相遅れとなる。この現象は調和振動子による電磁波の散乱現象と同じものである。この位相遅れは高周波になるほど大きくなり、 $\omega = \omega_2$ では位相が 180 度遅れ、図 4 (b) のように誘導電流とアンテナ電流が同相となる同調共振状態となる。このとき、アンテナからの放射電磁界は LC 回路からアンテナ方向では強く放射され、アンテナから LC 回路方向では放射が抑制される。これはマッシュルーム構造が EBG として動作していることを示している。

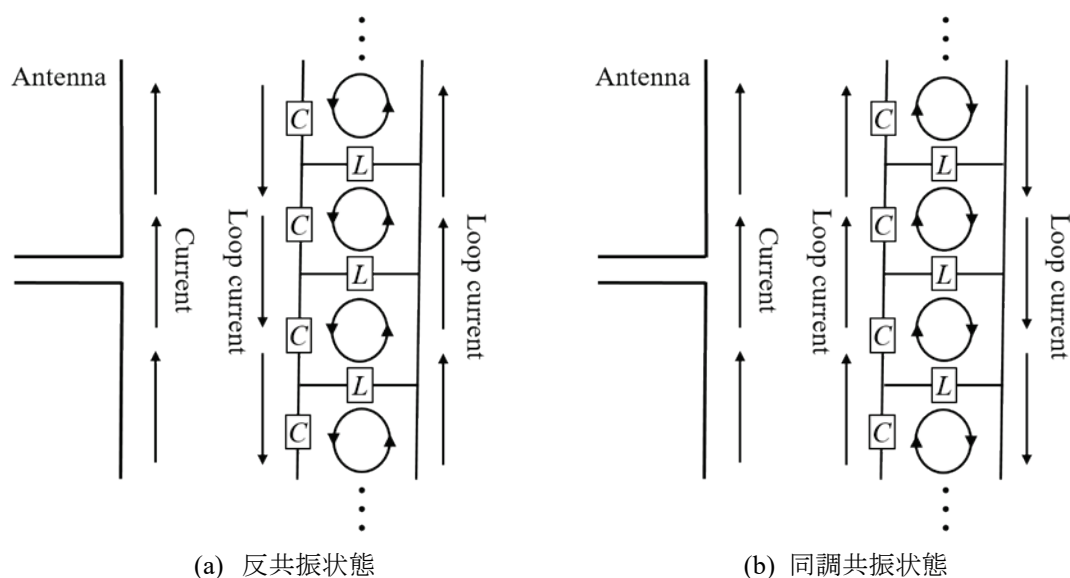


図4. 誘導電流とアンテナ電流の関係性

3 2次元LC回路型サブ波長メタマテリアル磁気導体

3-1 315MHz帯メタマテリアル磁気導体反射板の開発

ワイヤレスタグの送受信アンテナ装置の小型化を目的として、人工磁気導体型メタマテリアル反射板を開発した。現在の日本の電波法では、322MHz以下において微弱無線規格のために免許不要で利用できる電波強度が、それ以上の周波数帯に比べて大きく許容されている。このことから、315MHz帯においてタグ検出用アンテナを小型化できれば広い到達範囲と取り扱い易さの両面の利点を有することになり、広く使用されることが期待できる。

本研究では、はじめに315MHz帯ワイヤレスタグの検出用アンテナ装置の小型化を目的として、メタマテリアルを応用した反射板をアンテナ近傍に設置することにより、アンテナサイズを小型化しさらに指向特性を高めた装置を開発した。反射板の大きさは波長の10分の1程度、放射強度の前後比は最良値で約18dBとなり、顕著な小型化と高性能化を実現した。

一般的に、波長よりも小さい物体からの電磁波の反射を検出することは非常に困難であるため、今回の試作品についても通常の測定方法では期待される効果を検出できなかった。このため様々な試行錯誤を繰り返し、最終的に、同じ特性の磁気導体を多数製作しそれらを配列して大面積の反射板を構成し、さらに指向特性の優れたアンテナを電波暗室内で使用することにより測定が可能となった。このことにより、本課題のメタマテリアル磁気導体が、実際にメタマテリアル理論から期待される動作をしていることを検証することができた。これにより、本研究の基礎を確立することとなり、その後の研究を進展させることができた。特に、種々の実用的な周波数帯において、同構造の磁気導体を用いて電磁波の特性制御が可能であることを示し、実際にそのような構造を製作することが可能となった。

(1) 基本構造

多様なメタマテリアル構造のうち、マッシュルーム構造をもとにチップコンデンサおよびチップコイルを使用してその構造を小型化した。通常のマッシュルーム構造では波長の大きさの制約を受け、装置が大きくなりがちであるが、チップ素子を利用すれば波長に比べて顕著に小型化することが可能となる。図5に今回開発した2次元格子状LC回路による磁気導体板の構造の一部を示す。

これまでに報告されているマッシュルーム構造では表面の金属パッチの下に導体の支柱が存在するが、今回開発した構造では金属パッチの代わりに十字状の配線パターンが配置され、チップコイルを介して金属支柱と電気的に接続されている。十字状の配線パターンは隣のパターンとチップコンデンサで接続されている。

この構造において、チップコイルとチップコンデンサの容量を調節することにより、通常のマッシュルーム構造に比べてその単位構造を大幅に小型化することが可能になっている。

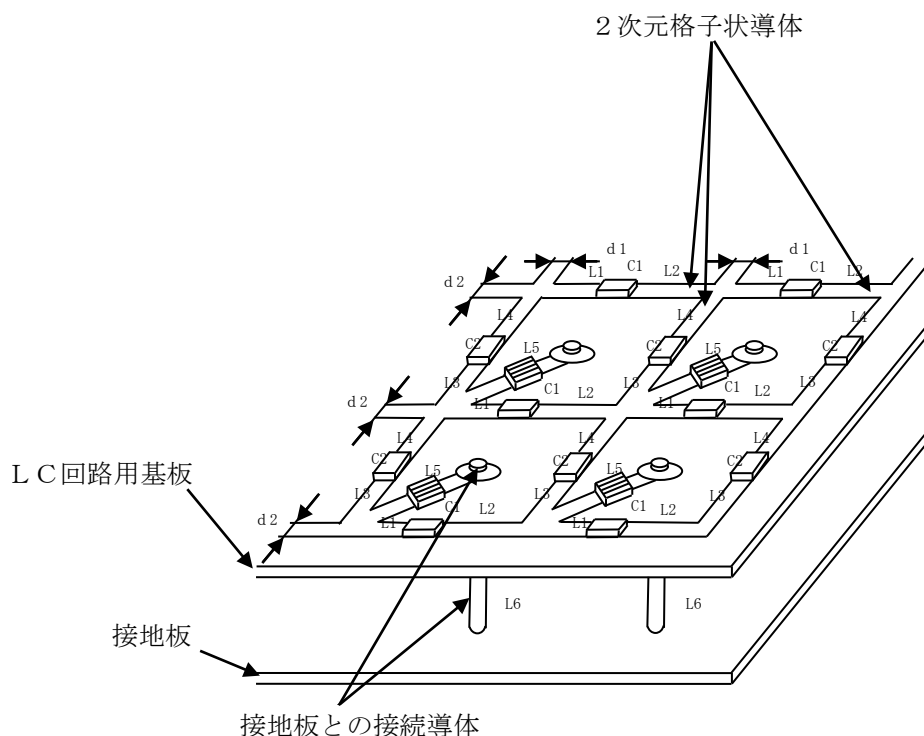


図5．2次元格子状LC回路による人工磁気導体板の構造（端部の概略図）

（2）設計と製作

表面のパターンはCADソフトを用いて作成した。単位構造の大きさは図6のように20mm×20mm、十字パターンの線幅は3mmとした。その中心付近にチップコイルを取り付けるためのパターンを設け、そこから金属支柱を背面へ接続している。このような単位構造を図7のように縦横に5×5個配置し、全体の寸法は100mm×100mmとした。

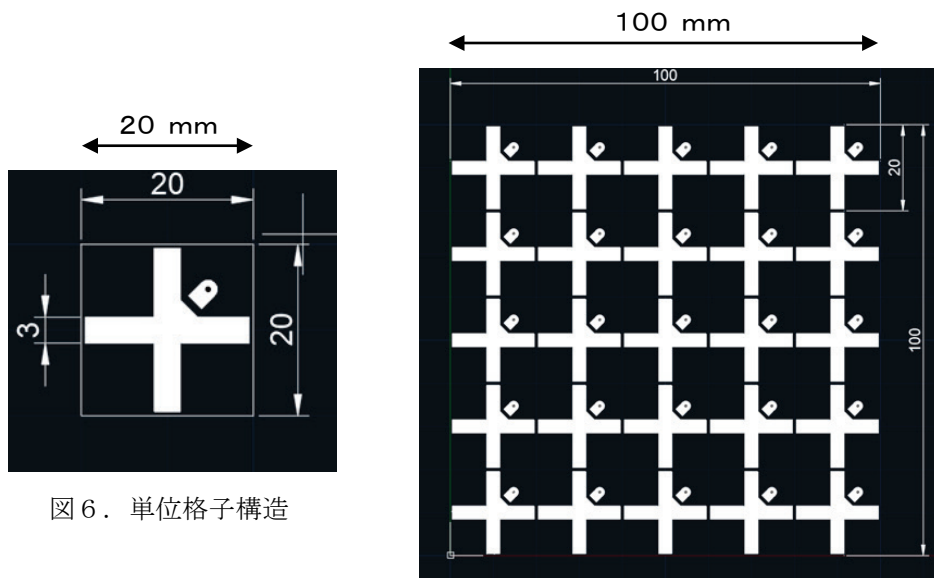
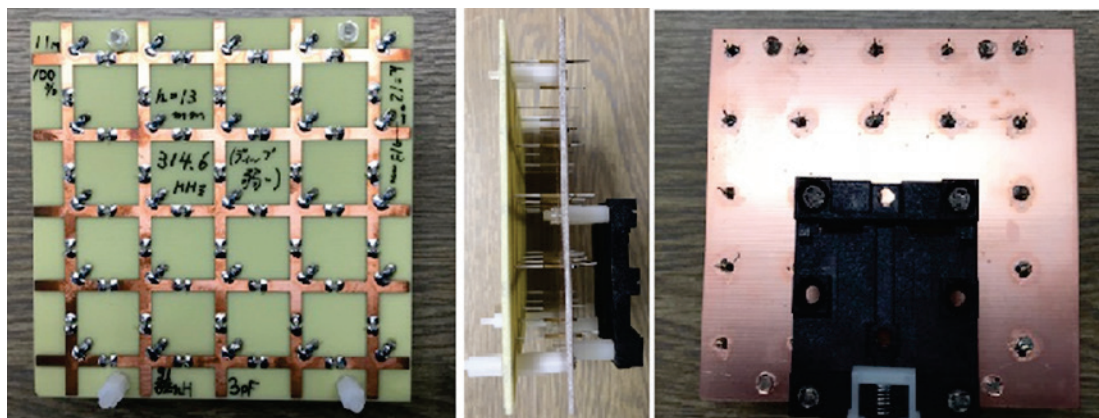


図6．単性格子構造

図7．正面パターン全体

この構造を実際に試作した結果を図8に示す。図8(a)の正面には十字状の単位構造が縦横に 5×5 個配置されている。側面には金属導体があり、全体を支持する治具（黒色）が取り付けられている。背面は全面が均一の銅箔であり、金属支柱がはんだ付けされており、さらに支持治具（黒色）が取り付けられている。



(a) 反射板正面

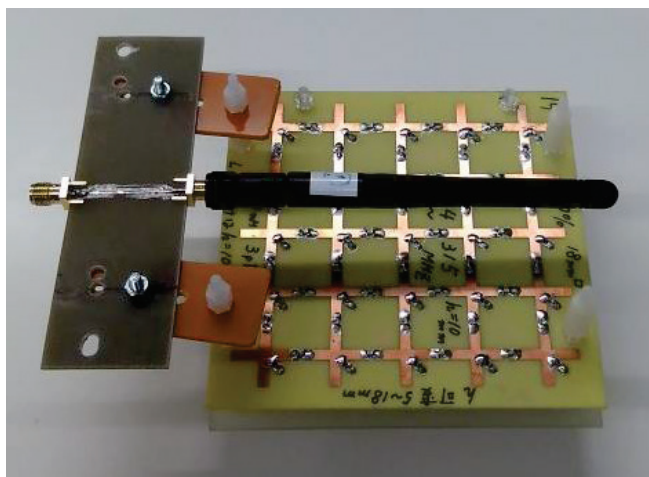
(b) 側面

(c) 裏面および支持治具

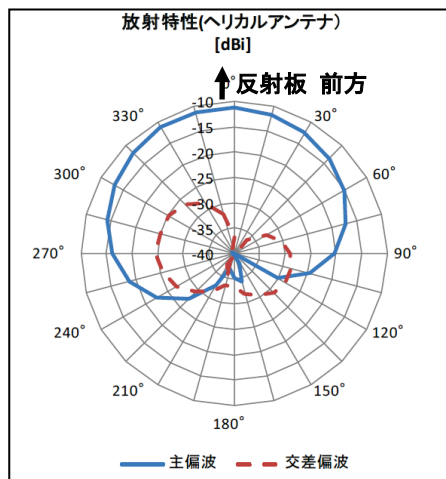
図8. 315 MHz z 帯 2次元 LC 回路型磁気導体反射板の構造

(3) メタマテリアル磁気導体反射板付きアンテナ装置の測定評価結果

市販のヘリカルアンテナ2種類（マップエレクトロニクス製 MEUWX-241 50Ω 全長 108mm および、プロコム製 315MHz 帯ヘリカルアンテナ SHORT タイプ 全長 52mm）を、設計パラメータを種々変化させたメタマテリアル磁気導体反射板から約 12mm~17mm の距離に固定しアンテナ装置を構成した（図9）。メタマテリアル磁気導体反射板付きアンテナ装置はその都度整合を確認し、その定在波比（SWR）が約 1.2 以下となるように調整した。また、整合が良い場合と悪い場合の比較も行い、整合の良否が放射パターンには顕著に影響しないことを確認した。測定結果は 315MHz において図9(b)のように主偏波で単一指向性が確認された。また、交差偏波は十分小さく保たれていることが確認できた。この反射板では電磁波の反射位相を直接測定し、理論通りの位相変化が得られたことから、磁気導体として動作していることが確認できた。



(d) アンテナおよび2次元 LC 回路型磁気導体



(e) 放射指向性（H面内）

図9. 2次元 LC 回路型磁気導体型メタマテリアル反射板とヘリカルアンテナを近接させた状態と 315 MHz における放射指向性測定結果

3-2 920 MHz 帯アンテナおよびメタマテリアル磁気導体反射板への拡張

(1) アンテナおよび磁気導体反射板の構造

上記の 315 MHz 帯アンテナと同様のアンテナを 920 MHz 帯で試作した。その正面図を図 10 (a) に、側面図を図 10 (b) に示す。本アンテナは動作周波数が正確に 920 MHz (波長 $\lambda = 326$ mm) に調整されており、放射部と AMC 反射板で構成される。放射部は基板寸法 50 mm×50 mm×1.6 mm、誘電率 $\epsilon_r = 4.5$ の誘電体基板に形成されたメアンダラインアンテナである。また、放射部は AMC 反射板上方に間隔 $d = 4$ mm ($\lambda/81$) で配置した。AMC 反射板の正面図を図 10 (c) に示す。AMC 反射板はマッシュルーム構造における金属パッチを十字の二次元伝送線路に置きかえ、接地板との短絡のためのビア領域を設けた構造を単位セルとし、3×3 セルで構成される。単位セルはセル長 $a = 16$ mm ($\lambda/20$)、線路幅 $w = 2.5$ mm、線路基板と接地板間距離 $h = 4$ mm で設計した。

一方、マッシュルーム構造が AMC として動作する周波数帯は単位セルの設計値に依存する[3]。このことは小型化の限界が存在することを示す。そこで我々は十字線路とビア間にインダクタ L 、十字線路間にキャパシタ C を配置することで集中定数素子によって AMC 反射板の動作周波数帯を決定し、動作周波数帯が単位セルの設計値に依存しない設計自由度の高い構造を実現した。搭載した素子値は図 10 (c) 上で各色に対応した値である。このような AMC 反射板にメアンダラインアンテナを搭載したアンテナ全体の寸法は 50 mm×50 mm×12.8 mm であり、辺長が 1/6 波長以下、高さが 1/25 波長と小型低背である。

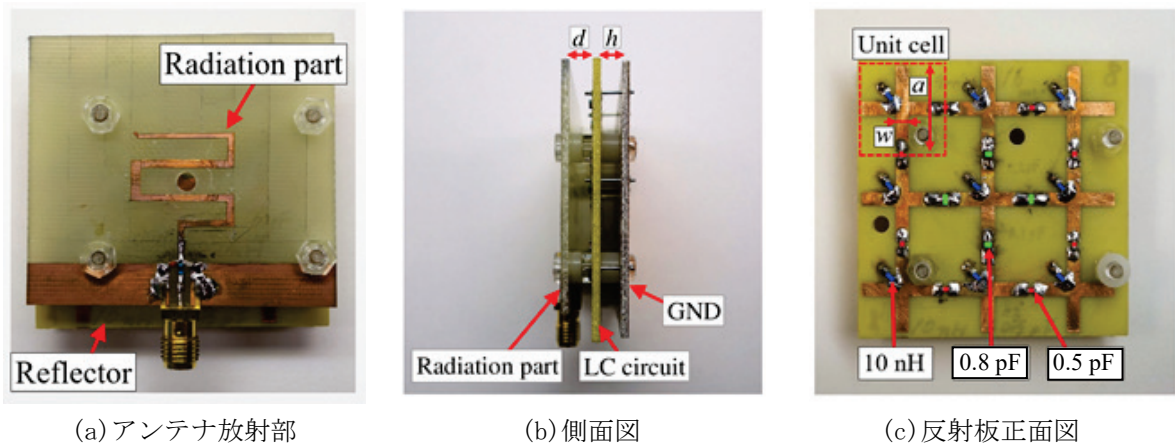


図 10. 920 MHz 帯アンテナおよび 2 次元 LC 回路型磁気導体反射板の構造

(2) 入力特性および放射特性

920 MHz で整合の取れた AMC 反射板付アンテナ (入力インピーダンス $Z_{in} = 66 + j22\Omega$, $SWR = 1.6$)、それとは異なる整合の悪い状態 ($Z_{in} = 24 + j4\Omega$, $SWR = 2.1$)、AMC 反射板を金属反射板に置きかえた場合および AMC 反射板を取り除き放射部のみとした場合の計 4 種類の S_{11} 特性を図 11 に示す。ただし、金属反射板は AMC 反射板と同じ寸法とし、AMC 反射板の場合と同様に間隔 $d = 4$ mm を設けて配置されている。

図 11 では 920 MHz 付近において金属反射板を用いた場合に比べ、整合の取れた AMC 反射板付アンテナではリターンロスが 9 dB 減少し、放射効率の大幅な改善が見られる。これは、AMC が反共振状態となることで AMC 表面が高インピーダンスとなり、アンテナと近接させた場合でもアンテナからの放射を同相反射しているためであると考えられる。 S_{11} の位相の測定結果では AMC 反射板使用時 (整合の悪い状態) において 920 MHz 付近で急激な位相変化を確認した (緑点線)。この位相変化はメタマテリアル磁気導体の典型的な振る舞いとして報告されている[4]。一方、金属反射板を用いた場合 850 MHz 付近で AMC 反射板使用時に比べ緩やかな位相変化が生じ、リターンロスが最小となっている。しかし、この点では磁気導体として動作していない。

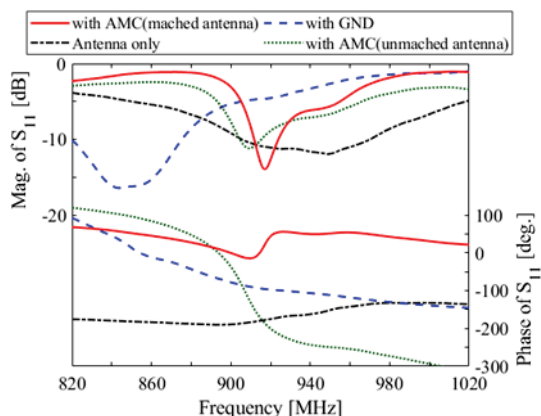


図 1 1． 9 2 0 MHz 帯磁気導体反射板付きアンテナの入力特性

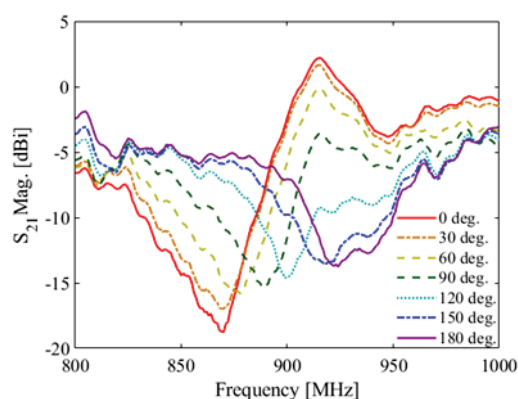


図 1 2． 9 2 0 MHz 帯磁気導体反射板付きアンテナの放射特性

図 1 2 は基本型アンテナの前方 (0°) から後方 (180°) までの各方向における放射強度 S_{21} の周波数特性である。アンテナ前方では 870 MHz 帯に阻止帯域が現れ、後方に向かうにつれ阻止帯域が高周波側へと移動し、アンテナ後方では 920 MHz 帯が阻止帯域となっている。一方で、 $0^\circ \sim 60^\circ$ 間では AMC の反射波によって放射強度が増強されていることが分かる。

図 1 3 に AMC 反射板に搭載し整合されたアンテナの 920 MHz における H 面内での放射特性を示し、参考のためにアンテナ放射部のみと同寸法の金属反射板を使用したアンテナの放射特性も示した。基本型アンテナは 1.3 dBi の利得を持つ単一指向性アンテナであり、アンテナ放射部のみの場合に比べ 2 dB の利得向上が見られる。また、金属反射板に置きかえた場合に対しては 5 dB 高利得である。また、アンテナの後方では AMC 反射板によって放射が 15 dB 以上抑制されており、本アンテナでは同寸法の金属反射板では実現できない放射特性を実現した。図 4 には同アンテナにおける 915 MHz および 925 MHz での放射特性も併せて記載した。915 MHz および 925 MHz では多少の利得の変化が見られるが、920 MHz 時と同様の放射特性を持ち、本アンテナは 10 MHz 以上の帯域を持つことが分かる。以上のことから基本型アンテナは良好な放射特性、放射前後比、帯域幅等の諸特性を有することが分かった。

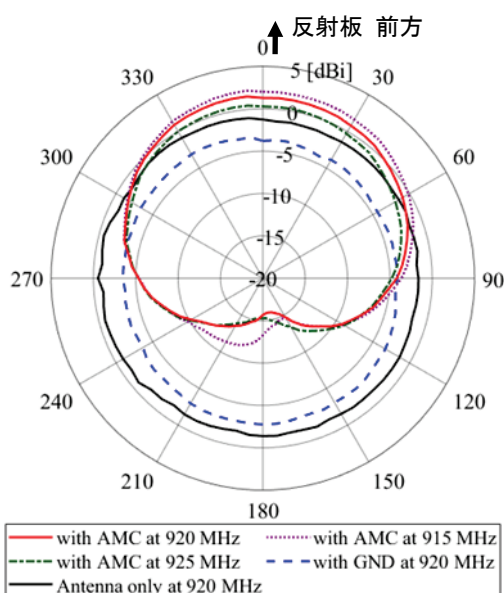


図 1 3． 9 2 0 MHz 帯磁気導体反射板付きアンテナの放射指向特性

3-3 2. 45GHz帯メタマテリアル磁気導体

波長に比べて小型の2.45GHz帯メタマテリアル磁気導体を数点試作し、同周波数帯で小型指向性アンテナを実現した。また、それらの構造と素子値の最適化を行い、動作周波数を調整できることを確認した。今回の結果からは、動作周波数をさらに上昇させることも可能であると推察されたのでそのための基礎となる検討を行う。同周波数帯ではWiFiおよびBluetoothなどの市販の通信機器が存在し、このような機器に対して本研究のメタマテリアル磁気導体反射板は単に近接させるだけで機能し、機器を改造することなくその指向特性や放射特性を改善できることが期待される。現在、定性的な特性を把握したところであり、今後、定量的な評価を実施していく計画である。

(1) メタマテリアル磁気導体の構造と放射特性

図14に今回製作した磁気導体の外観と放射特性の測定結果を示す。単位格子構造は一边が5mmの正方形であり、全体の構造は5×5個の単位格子からなる一边が25mmの正方形である。基板間隔は1mmであり、支持部の余白を含めると一边30mm、厚さが3.8mm（LC素子含まず）の外形である。回路素子は、コンデンサ0.3pF（赤）を40個、コイル2.2nH（青）を25個使用している。上面の配線幅は1mmである。この磁気導体の動作周波数は、所望の周波数2.45GHzから若干ずれており、2.71GHzとなっておりさらに調整が必要である。放射指向性の測定結果は良好な単一指向性を示しており、放射前後比は、前方強度と120°から240°の最大強度との差から13dBが得られた。

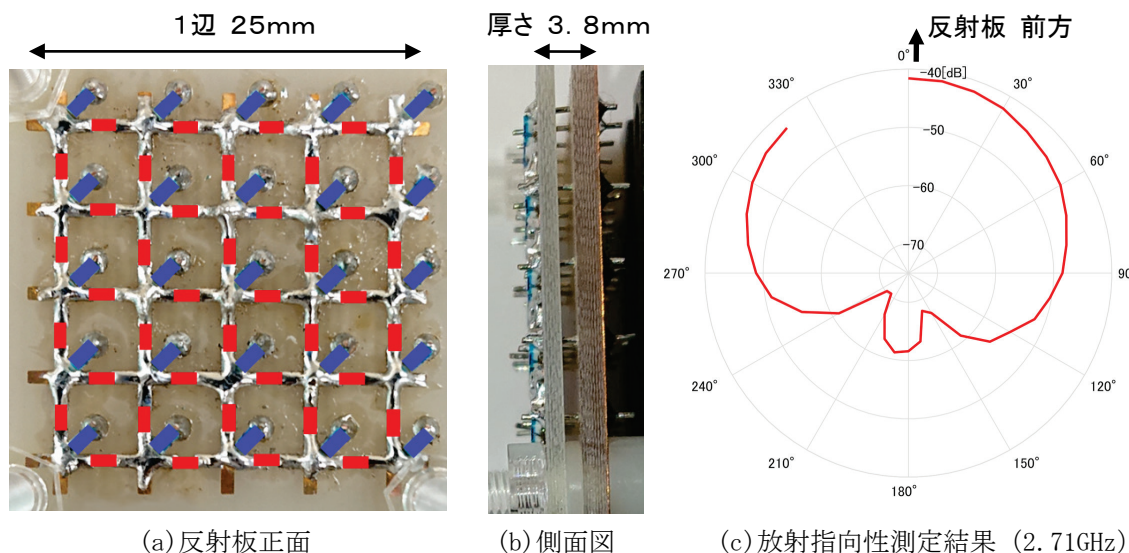


図14. 2.45GHz帯2次元LC回路型磁気導体反射板の構造および放射指向特性

(2) メタマテリアル磁気導体のパラメータ最適化

図15に今回のメタマテリアル磁気導体のパラメータを変化させて製作した結果の動作周波数を示す。キャパシタンスを $C = 0.3 \text{ pF}$ と一定にした状態で、基板間隔を $T = 1.0, 1.5, 2.0 \text{ mm}$ 、インダクタンスを $L = 2.2, 4.7, 6.8, 7.4 \text{ nH}$ と変化させて動作周波数を測定した。基板間隔を狭めるに従い動作周波数が複数現れた。そのうちの同一の動作モードと推察される点を結んだ曲線を図15に示している。この結果から、基板間隔2mm、 $L = 4.7 \text{ nH}$ 、 $C = 0.3 \text{ pF}$ で目的の周波数である2.45GHzでの動作が得られた。

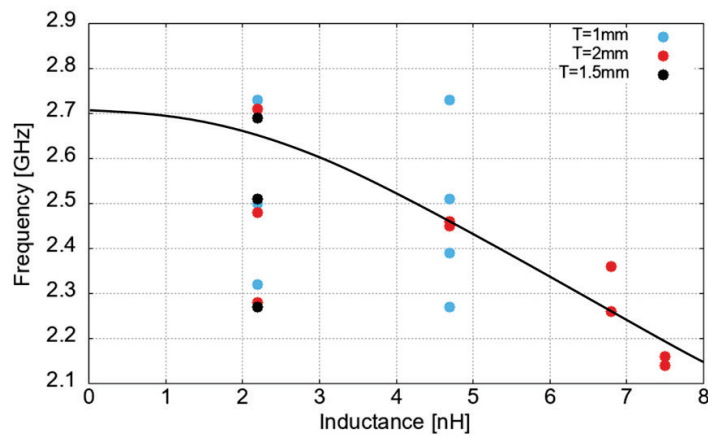


図 1 5 . 2.45GHz 帯 2 次元 LC 回路型磁気導体反射板の動作周波数に対する設計パラメータの影響

3-4 144MHz 帯磁気導体

周波数 144MHz 帯は野外フィールド探査等に用いられる周波数帯である。このような用途には指向性アンテナが必要となるが、周波数が比較的低いためアンテナの大きさが 1 m 程度と大きくなり、屋外での可搬性に課題があった。本研究のメタマテリアル磁気導体反射板を応用すればこのような探査用アンテナを、指向性を持たせつつ、かつ数十 cm 程度の大きさに小型化できることが期待され、これまでにない可搬性に優れた製品が実現できる可能性がある。今回、同周波数帯で動作する既存のアンテナ装置を数種類入手し、指向性あるいは無指向性、効率、インピーダンスなどの放射特性を評価した。そして、同周波数帯のメタマテリアル磁気導体反射板を実際に製作し動作を検証した。

(1) メタマテリアル磁気導体の構造

図 1 6 に今回製作した 144MHz 帯磁気導体とアンテナ取り付け状態を示す。315MHz 帯磁気導体と同じ縦横各 100mm の基板を用いた。メタマテリアル磁気導体は単位格子寸法が 20mm で 5×5 個の単位格子で構成され、線路幅 3mm である。搭載した回路素子は 220nH のコイルが 25 個、7pF のコンデンサ 40 個である。市販の無指向性ヘリカルアンテナ（第一電波工業、全長 109mm 直径 11mm 円筒状）を放射部として取り付けた。図 1 6 のようにアンテナは外皮がゴム製であるので磁気導体にほぼ密着させ、縦横 100mm $\times$ 100mm、ヘリカルアンテナの直径を含め全体の厚さが 29.3mm となった。

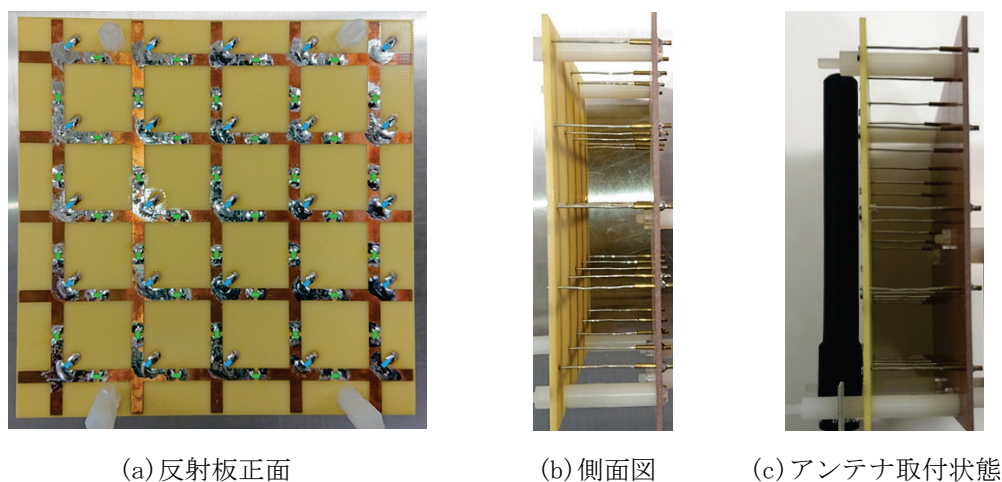


図 1 6 . 144MHz 帯 2 次元 LC 回路型磁気導体反射板の構造およびアンテナ取付状態

(2) メタマテリアル磁気導体の放射特性の概略

図 1 7 に本アンテナの放射特性の測定結果を示す。指向特性は 146.5MHz で単一指向性が得られた。放射効率は正確には評価できていないが良好とはいえなかった。これはアンテナ全体の寸法が小さいことが影響していると考えられる。指向パターン測定結果を図 1 7 (a) に示す。動作周波数は 146.5MHz であり放射強度の前後比は、前方 0° に対して後方 120° から 240° の最大値との差を取り 7.4dB であった。

比較のため、ヘリカルアンテナをアルミ板 (30cm×30cm) にほぼ密着して設置した場合と磁気導体に近接設置した場合の放射強度を測定した結果を図 1 7 (b) に示す。アルミ板に密着して設置した場合は前方へも後方へも同じ放射強度となったが、メタマテリアル磁気導体反射板に近接設置した場合はアルミ板に比較し、前方 (0°) へは約 5 dB 増強し後方 (180°) へは約 9 dB 減衰した。結果として放射強度の前方 (青実線) と後方 (赤実線) の差の最大値は 146.5MHz において 14 dB であった。

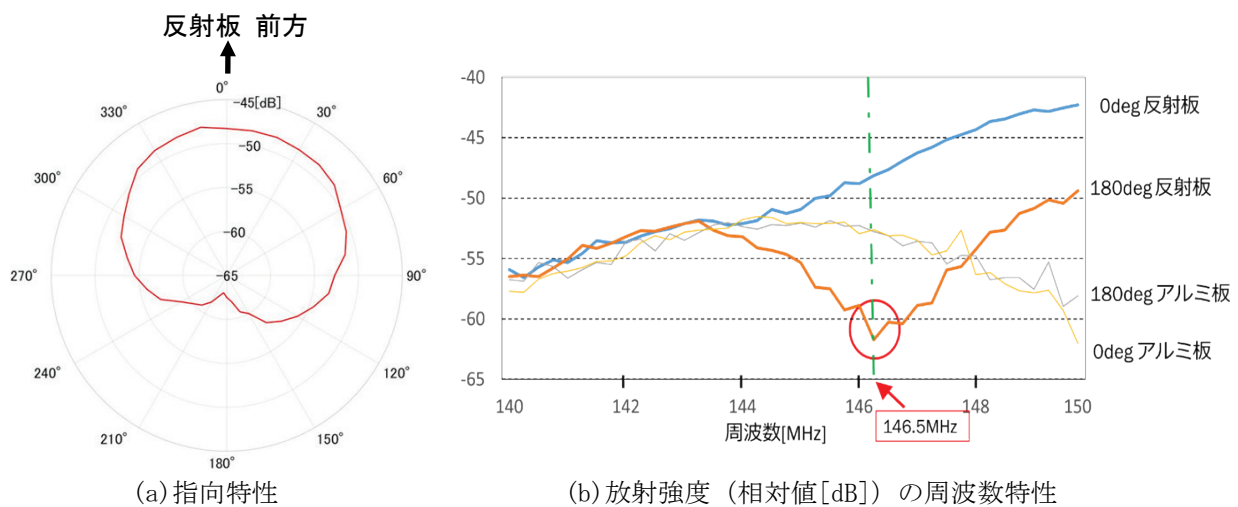


図 1 7. 1 4 4 MHz 帯磁気導体反射板付きアンテナの放射特性測定結果

4 結論

2次元 LC 回路型メタマテリアルにより、波長より極めて小型の人工磁気導体を実現した。そして、このようなメタマテリアル磁気導体を用いてアンテナの指向性を制御する検討を行った。まず、2次元 LC 回路網の反共振および同調共振による理論を示し、既存のマッシュルーム構造からの変形について述べた。今回特に、1 4 4 MHz、3 1 5 MHz、9 2 0 MHz、2. 4 5 GHz の各周波数帯において、2次元 LC 回路型磁気導体反射板を製作し、波長の約 1 0 分の 1 以下の磁気導体でも電磁波を効果的に反射することを示した。これにより従来は実現が困難であった、金属壁面にも設置可能な超小型・薄型・指向性アンテナの基本技術を構築した。

【参考文献】

- [1] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", Soviet Physics Uspekhi, vol.10, no.4, pp.509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [2] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.47, no.8, pp.1509-1514, Aug. 1999.
- [3] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications", IEEE Trans. Antennas Prop., vol.51, no.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.

- [4] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.47, no.11, pp.2059–2074, Nov. 1999.
- [5] E.R. Brown, C.D. Parker and E. Yablonovitch, “Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate”, J. Opt. Soc. Am. B, vol.10, no.2, pp.404-407, Feb. 1993.
- [6] S.D. Cheng, R. Biswas, E. Ozbay, S. McCalmont, G. Tuttle, and K.-M. Ho, “Optimized dipole antennas on photonic band gap crystals”, Appl. Phys. Lett., vol.67, no.23, pp.3399-3401, Dec. 1995.
- [7] A. Grbic, and G.V. Eleftheriades, “Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens”, Phys. Rev. Lett., vol.92, no.11, pp.117403, Mar. 2004.
- [8] M. Fujii, “Retained sub-diffraction-limit resolution in 2D random transmission line left-handed lenses”, IEEE Microwave and Wireless Components Lett., vol.21, no.10, pp.540–542, Oct. 2011.
- [9] M.E. Badawe T.S. Almonneef, and O.M. Ramahi, “A true metasurface antenna”, Sci. Rep., vol.6, pp.19268, 2016.
- [10] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J.C. Vardaxoglou, “Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas”, IEEE Trans. Antennas Prop., vol.53, no.1 pp.209–215, Jan. 2005.
- [11] A. Ourir, A. de Lustrac, and J.-M. Lourtioz, “All-metamaterial-based subwavelength cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas”, Appl. Phys. Lett., 88, 084103, 2006.
- [12] D. Schurig, J.J. Mock, and D.R. Smith, “Electric-field-coupled resonators for negative permittivity metamaterials”, Appl. Phys. Lett., vol.88, pp.041109, 2006.

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
極サブ波長メタマテリアル磁気導体面の単一指方向性小形アンテナへの応用	電子情報通信学会和文論文誌 B	2020年10月（掲載決定済）
Novel Subwavelength Magnetic Conductor Surface of Lumped Element Electrical Network	IEEE Microwave and Wireless Components Letters	2019年9月