

AMC 技術を用いた小形薄形アンテナ MACKEY

諸谷 徹郎<sup>†a)</sup>      小鷹 柁樹<sup>†</sup>      牧野 滋<sup>†</sup>      野口 啓介<sup>†</sup>  
 廣田 哲夫<sup>†</sup>      伊東 健治<sup>†</sup>

AMC Inspired Small Antenna MACKEY

Tetsuo MOROYA<sup>†a)</sup>, Masaki KOTAKA<sup>†</sup>, Shigeru MAKINO<sup>†</sup>, Keisuke NOGUCHI<sup>†</sup>,  
 Tetsuo HIROTA<sup>†</sup>, and Kenji ITOH<sup>†</sup>

あらまし 近年通信端末の普及により、様々な家電製品の無線化が進んでいる。製品に搭載されるアンテナには周囲の金属の有無にかかわらず設置できることが求められる。本論文では、ダイポールアンテナ基板とキャパシタンスグリッド基板とを積層した小形薄形アンテナの MACKEY (Metamaterial Antenna Chip developed by KIT EOE Laboratory) を提案する。MACKEY の構造、設計パラメータを示し、更にインピーダンス特性や VSWR 特性の結果から自由空間内のみならず、周囲に金属が存在する環境においても動作の実現が可能であることを示している。

キーワード AMC 基板, ダイポールアンテナ, 有限要素法, インピーダンス特性, VSWR 特性, 放射パターン

1. ま え が き

近年スマートフォンやタブレットなどに代表される通信端末の普及に続き、眼鏡や腕時計といった私生活で身に付ける物品に通信機能を設けたウェアラブル端末が開発され、今後 IoT (Internet of Things) 分野の更なる発展が期待される。これらの通信端末はインターネット回線を通じていつでも簡単に家庭内で構築された無線ネットワークに接続が可能であることから、テレビやエアコンといった家電製品の無線化への対応が求められている。無線化に伴い製品に搭載されるアンテナには、小形化、薄形化に加え、周囲の金属の有無にかかわらずどこにでも設置できる柔軟性が求められる。

誘電体と金属板が装荷された周波数選択鏡面 (以下, FSR : Frequency Selective Reflector) [1]~[3] は、入射した平面波の反射位相を制御可能とするものである。その適用例として、曲面反射鏡から平面反射鏡への代替を図ったリフレクトアレー [4]~[7] や、入射電界を同位相で反射する完全磁気壁 (以下, PMC : Perfect

Magnetic Conductor) と同等の性質を特定の周波数で実現する AMC (以下, AMC : Artificial Magnetic Conductor) 基板 [8]~[10] などがある。一般的に金属板とアンテナ素子とを積層する際には、その間隔を 1/4 波長程度離す必要があるが、薄型 AMC 基板を用いた反射位相の制御により近接させることが可能となり、アンテナシステム全体の薄形化や低姿勢化が可能となる [11], [12]。

金属板装荷キャパシタンスグリッドは、FSR の代わりにグリッド板を用いた AMC 基板であり [13], グリッドに直交した電界に対して PMC 特性を発揮し、設計パラメータが少なく構造が簡易なことが特徴である。また、この AMC 基板に半波長ダイポールアンテナを近接して配置した場合の特性についても検討されており [14], AMC 基板が無限周期構造をもつ場合はさることながら、 $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$  以上の大きさであれば AMC 基板として動作することを、ダイポールアンテナのインピーダンス特性から示している。

本論文では、金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板とダイポールアンテナとを組み合わせたアンテナシステムにおいて、AMC 基板を含む全体の大きさの更なる小形、薄形化を図ったアンテナモデル MACKEY (Metamaterial Antenna Chip developed by KIT EOE Laboratory) を提案する。本論文では、

<sup>†</sup> 金沢工業大学, 野々市市  
 Kanazawa Institute of Technology, Ohgigaoka, 7-1 Nonouchi-shi, 921-8501 Japan

a) E-mail: t-moroya@neptune.kanazawa-it.ac.jp

まず、上記アンテナシステムをベースに MACKEY を着想した経緯を説明した上で、2.45GHz 帯無線 LAN への適用を目的として設計した MACKEY を例に、MACKEY が自由空間内のみならず、金属板上においても動作する小形、薄形アンテナであることを解析結果、測定結果より示す。また、グリッド板上の電流分布を用いてその動作原理について検討し、MACKEY は AMC 基板とダイポールアンテナとの組合せから着想したものであるが、これを小型化して得られた MACKEY においては、ダイポールアンテナは放射素子としてではなくグリッド板に電流を流すための給電回路、また、インピーダンスを調整するための整合回路として動作し、グリッド板上に流れる電流によって電磁波を放射することを示す。更に、MACKEY の設計法について示すとともに、パラメトリックスタディにより、実現できる周波数帯域について検討した結果を示す。

## 2. MACKEY の提案

### 2.1 MACKEY の着想

図 1 に、AMC 基板として提案している金属板装荷キャパシタンスグリッド [13] を示す。この AMC 基板は、細長い金属板を一次元的に周期配列したグリッド板と金属板とを誘電体を介して層状に配置したもので、グリッドの周期方向の電界に対して PMC 特性をもつものである。グリッド板の設計パラメータはグリッド幅  $g$  とグリッド間の隙間（スリット）の幅  $s$  であり、周期  $p$  は  $g$  と  $s$  との和となる。また、誘電体の設計パラメータは、厚さ  $t$  と比誘電率  $\epsilon_r$  である。無限サイズの AMC 基板の設計においては、入射した平面波の反射位相が所望の周波数において零となる PMC 特性を実現するよう、これらの設計パラメータを選ぶことになる。このとき、AMC 基板の厚さ  $t$  を薄くするためには、グリッド板が等価的に大きなキャパシタンスに見えることが必要であるため、上記スリットが重要な要素となる。

半波長ダイポールアンテナを AMC 基板に近接して配置する場合 [14] には、AMC 基板のない場合に比べて、アンテナの入力インピーダンスが約 2 倍になっているかどうかにより、AMC 基板が PMC 特性を実現しているかどうかを判断できる。また、AMC 基板が  $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$  以上の大きさであれば、無限サイズの場合と同様に PMC 特性を実現することが分かっている。これは、アンテナと AMC 基板とが近接しているため、

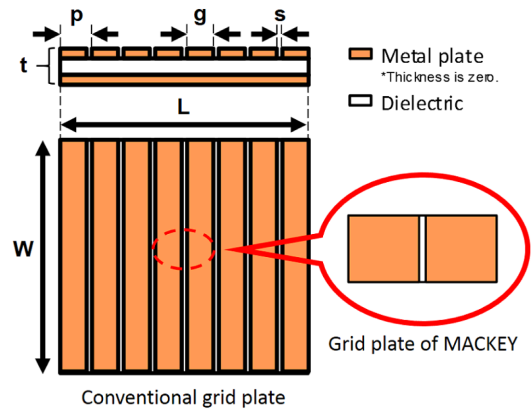


図 1 周期構造をもった従来の AMC 基板  
Fig.1 Conventional AMC substrate with periodic structure.

アンテナの真下付近のグリッドには強い電流が誘起されるのに対し、アンテナから離れた部分に誘起される電流が極めて小さくなり、AMC 基板の外側の部分を切り取ってもアンテナのインピーダンス特性への影響が小さいためであると考えられる。

本論文で提案する MACKEY は、 $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$  の大きさが必要であった AMC 基板を更に小さくした状態でアンテナが動作するようにしたものである。具体的には、スリットが重要な要素であることを考慮した上で最小のグリッド板の構成となるよう、図 1 に示すように、グリッドの本数を 2 本とするとともに、その長さも極力短くなるようにしたものである。このとき、グリッド板に流れていた電流を取り除くことになるためにアンテナの入力インピーダンスも変化するが、半波長であったダイポールアンテナの長さ  $l$  とグリッド幅  $g$  とを調整することによって、所望の周波数で整合をとることができる。これについては、4. で詳細に説明する。こうして得られた MACKEY においては、ダイポールアンテナの長さ  $l$  は約  $1/4$  波長と短くなり、ダイポールアンテナに流れる電流がグリッド板と結合し、グリッド板上に流れる電流によって電磁波を放射することになる。このとき、ダイポールアンテナは放射素子としてではなく、グリッド板に電流を流すための給電回路、また、インピーダンスを調整するための整合回路として動作することになる。この動作原理については、3. において、グリッド板上の電流分布を用いて詳細に説明する。

以上のように、MACKEY は AMC 基板とダイポールアンテナとの組合せから着想したものであるが、こ

れを小形化して得られた MACKEY は、もはや、反射位相が零となる AMC 基板と放射素子であるダイポールアンテナとの組合せという動作ではなく、全く新しい形式の小形アンテナであると考えられる。

### 2.2 MACKEY の設計例

図 2 に MACKEY の構造と設計パラメータを示す。MACKEY は 2 枚の基板から構成され、上部から順に ① 励振用のダイポールアンテナ基板と ② 金属板装荷グリッド基板である。設計パラメータは基板縦幅  $W$ 、ダイポールアンテナの幅  $w$ 、励振ダイポールアンテナの長さ  $l$ 、スリット幅  $s$ 、グリッド幅  $g$ 、ダイポールアンテナ基板の誘電体厚  $h$ 、グリッド基板の誘電体厚  $t$ 、比誘電率  $\epsilon_r$  である。なお、これ以降の解析においてはダイポールアンテナ及びグリッド金属は完全導体である PEC (Perfect Electric Conductor) とし、その厚みを零としている。

無線 LAN への適用を想定し、2.45 GHz での MACKEY の設計例を示す。MACKEY の外形寸法は、 $55.0 \text{ mm} \times 30.0 \text{ mm} \times 4.0 \text{ mm}$  ( $0.45\lambda_0 \times 0.25\lambda_0 \times 0.03\lambda_0$ ) である。設計パラメータは、基板縦幅  $W = 30 \text{ mm}$ 、ダイポールアンテナの幅  $w = 1 \text{ mm}$ 、ダイポールアンテナの長さ  $l = 26 \text{ mm}$ 、スリット幅  $s = 0.5 \text{ mm}$ 、グリッド幅  $g = 27.25 \text{ mm}$ 、アンテナ基板の誘電体厚  $h = 0.8 \text{ mm}$ 、誘電体基板厚  $t = 3.2 \text{ mm}$ 、比誘電率  $\epsilon_r = 2.65$  である。

MACKEY の特性例としてインピーダンス特性を図 3 に、VSWR 特性を図 4 に示す。図 3 では自由空間 (Free Space) 内及び  $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$  サイズの金属板上 (Metal) の中央部に MACKEY を設置した場合について、レジスタンス値  $R$  とリアクタンス値  $X$  を実測値 (Meas) と有限要素法 (FEM) による計算値に分けて示した。ダイポールアンテナへの給電方法は、

実運用上はスルーホールを用いた背面からの給電や通信モジュールとの接続による方法などが挙げられるが、今回は MACKEY 単体の特性を評価するために実測では S パラメータ法 [15] を、数値計算ではダイポールに直接ギャップ給電を行うこととした。図 4 での  $VSWR \leq 3$  における比帯域幅は、実測値で自由空間内が 7.9 %、金属板上が 6.3 % となった。計算値では、自由空間内が 6.9 %、金属板上が 5.6 % であった。自由空間または金属板上における実測値と計算値では、共振周波数で最大 2.4% の差異があるが、これはダイポールアンテナ基板が 0.8 mm 厚と薄いため、製作時のエッチング過程において歪が生じ、誘電体の厚さが変化したためと考えられる。実測値同士を比較した際は、共振周波数が変わらないことから、金属板の有無を問わず同等の VSWR 特性となることが分かる。また自由空間と金属板上での計算値を比較した場合、周波数シフトが最大で 1.2 % 程度あった。以上のことか

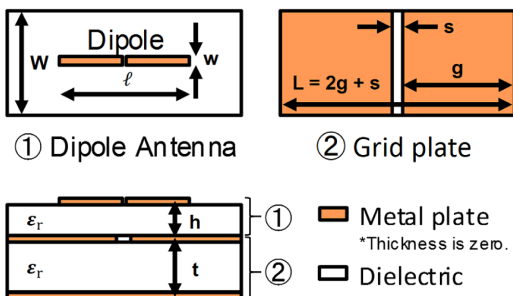


図 2 MACKEY の構造と設計パラメータ

Fig.2 The structure and design parameters of MACKEY.

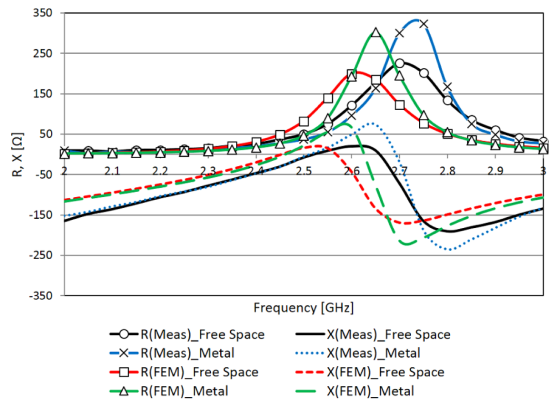


図 3 MACKEY のインピーダンス特性

Fig.3 Impedance characteristics of MACKEY.

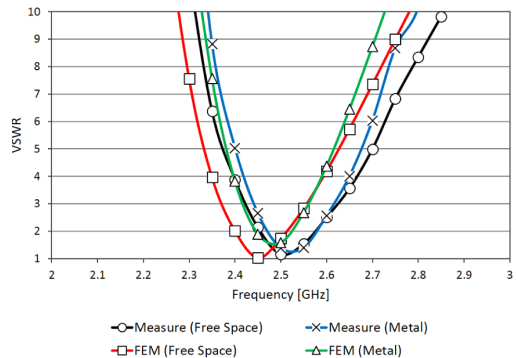


図 4 MACKEY の VSWR

Fig.4 VSWR of MACKEY.

ら、自由空間内及び金属板上のいずれにおいても整合が取れていることが分かった。

自由空間内における MACKEY の放射パターンを図 5 に示す。また金属板上における放射パターンを図 6 に示す。図 5 及び図 6 中の (a)~(c) は、それぞれ

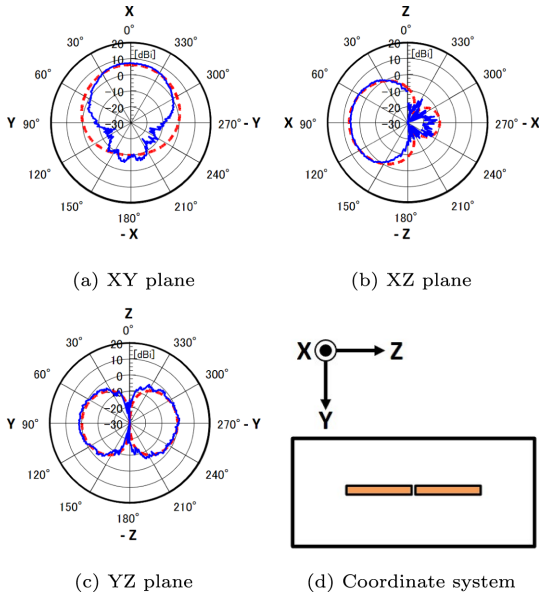


図 5 自由空間内における MACKEY の放射パターン  
Fig.5 Radiation pattern of MACKEY in free space.

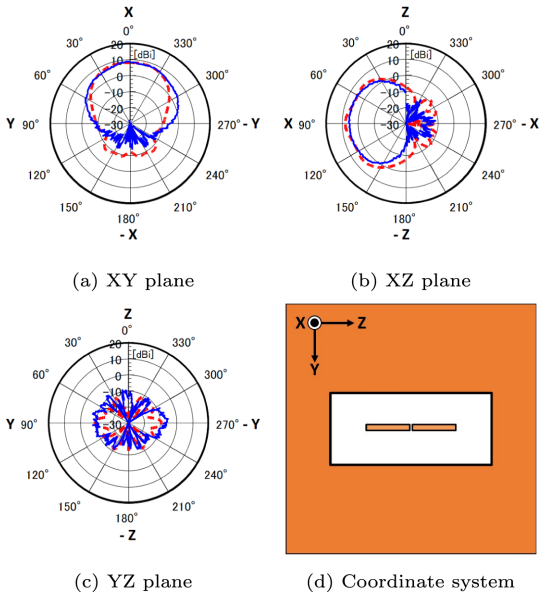


図 6 金属板上における MACKEY の放射パターン  
Fig.6 Radiation pattern of MACKEY on metal plate.

れ XY 面, XZ 面, YZ 面の各パターンを示し, (d) は座標系を示す。図中の実線は実測値を示し, 破線は FEM による計算値を示す。図 5(a) 及び (b) の結果より, MACKEY の電界放射パターンはメインビームが X 方向すなわち前面方向であることが分かる。背面への放射は, MACKEY の底部に設けた金属板の影響により, 前面に対して非対称なパターンとなった。図 5(c) の結果より, YZ 面のパターンはダイポールアンテナと同様な 8 の字形となる。図 6 の結果については, MACKEY を金属板上に設置していることから, 背面方向への放射が図 5 に比べ更に少なくなることが確認された。

以上の結果より, MACKEY は周囲の金属の有無にかかわらず動作が可能であることが分かる。

### 3. MACKEY の動作説明

2.45 GHz におけるグリッド板表面の電流分布を図 7 に示す。図中での電流振幅の表示値は 0~30 A/m である。この結果より, 以下の特徴が確認できる。

- (1) グリッド板中央部の電流振幅値が高い  
ダイポールアンテナ基板が給電されることで, 無給電素子であるグリッド基板に電圧が誘起される。この誘起された電圧により, グリッド板上に流れる電流は, 中央部分で振幅値が最も高くなっていることが分かる。
- (2) 上記 (1) よって流れた電流は図 7 で示すように中央部からスリット両脇の辺上に伝送する  
グリッド板のスリット両脇が給電線路として動作することが分かる。
- (3) スリット部からグリッド板の端部に電流が流れる

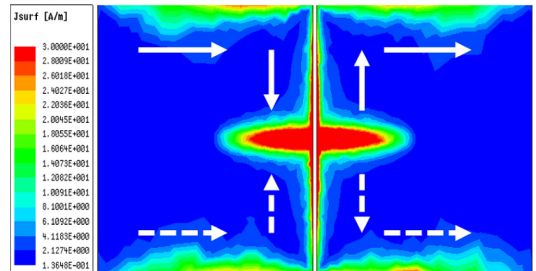


図 7 グリッド板上の電流分布 (2.45GHz)  
Fig.7 Current distributions of grid substrate at 2.45GHz.

図7に示すようにグリッド板の端部に電流が流れ、2素子のダイポールアンテナとして動作することが分かる。

MACKEY はダイポールアンテナ基板が給電された後、グリッド板中央部に電流が流れる。またグリッド板は誘電体を介して金属板を設置することにより、先端開放型折返しダイポールアンテナとして動作し、放射素子としても働くものと考えられる。図7で示すようにグリッド板中央部に大きな電流が流れるため、MACKEY を金属板上に配置した場合においてもインピーダンス特性の変化は小さいものと考えられる。MACKEY は、グリッド基板を従来のようにPMC特性を発現させるための要素ではなく、放射素子として利用していることを特徴としている。

#### 4. MACKEY の設計法

グリッド幅  $g$  とダイポールアンテナの長さ  $l$  を決めることで MACKEY は所望の周波数で整合を取ることができる。2. で示した各種設計パラメータを基準として、設計時の  $g$  または  $l$  と整合との関係を以下に示す。

ダイポールアンテナの長さ  $l = 26$  mm とし、グリッド幅  $g$  を 25.25 mm~29.25 mm まで 1.0 mm ずつ変化させた際のインピーダンス特性を図8に示し、VSWR 特性を図9に示す。図中の実線はレジスタンス値  $R$  を示し、破線はリアクタンス値  $X$  である。図8及び図9の結果より、 $g$  を小さくするとレジスタンス値  $R$  とリアクタンス値  $X$  は共に高周波側にシフトする、つまり共振点の移動が起きる。無限周期構造のグリッド基板の設計条件ではグリッド幅  $g = 29.89$  mm が最適値であったが、2.45 GHz で共振させるために再調整した結果、 $g = 27.25$  mm が最適値となった。これはグリッド幅  $g$  が MACKEY のインピーダンスを決める要素になっていることを示している。

次に  $g = 27.25$  mm とし、ダイポールアンテナの長さ  $l$  を変化させた際のインピーダンス特性を図10に示し、VSWR 特性を図11に示す。図10より、 $l$  を長くすることでリアクタンス値  $X$  は大きくなり、短くすると  $X$  は小さくなる。またこのときレジスタンス値  $R$  はほとんど変化しない。これはダイポールアンテナが MACKEY において整合素子として働き、外部への放射素子としては機能していないことを示している。図11の結果より、2.45 GHz で VSWR が最も

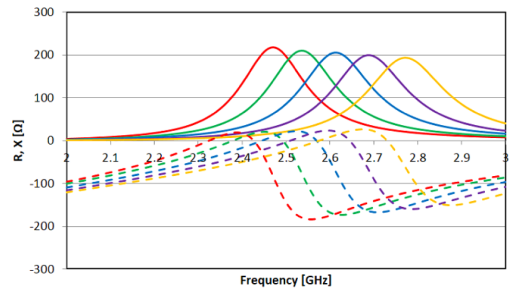


図8 グリッド幅  $g$  変化時のインピーダンス特性  
Fig.8 Impedance characteristics of changing the width of grid  $g$ .

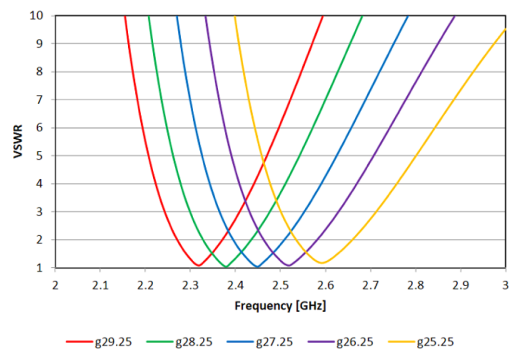


図9 グリッド幅  $g$  変化時の VSWR 特性  
Fig.9 VSWR characteristics of changing the width of grid  $g$ .

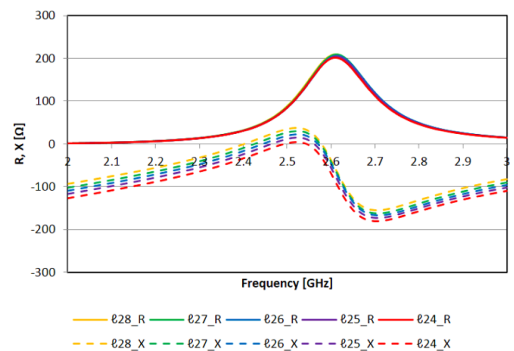


図10 ダイポールアンテナの長さ  $l$  変化時のインピーダンス特性  
Fig.10 Impedance characteristics of changing the length  $l$  of the dipole antenna.

1 に近くなるのは  $l = 26$  mm とした場合であることが分かる。

これらの結果から、 $g$  及び  $l$  を調整することにより所望の周波数にて整合を取ることが可能となる。

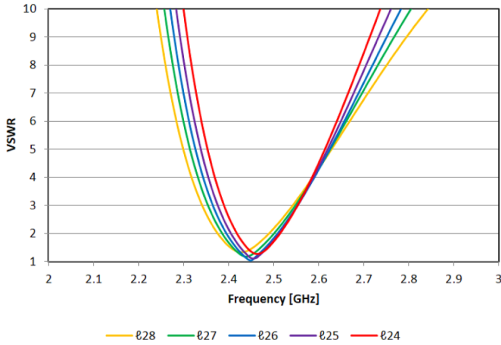


図 11 ダイポールアンテナの長さ  $l$  変化時の VSWR 特性  
Fig. 11 VSWR characteristics of changing the length  $l$  of the dipole antenna.

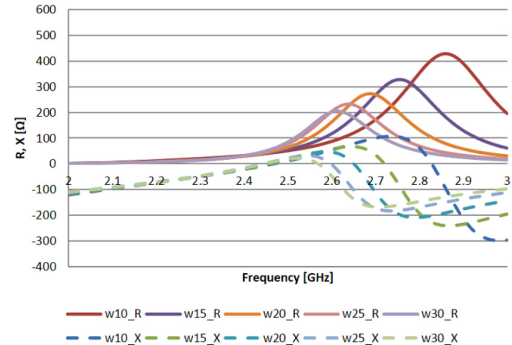


図 12 自由空間における基板幅  $W$  変化時のインピーダンス特性

Fig. 12 Impedance characteristics of changing width  $W$  of MACKEY in free space.

### 5. パラメトリックスタディ

前章ではグリッド基板のグリッド幅  $g$  及びダイポールアンテナの長さ  $l$  を調整し、インピーダンス特性の制御が行われることで MACKEY が所望の周波数で整合が取れることを示した。ここでは  $g$  と  $l$  の調整を行った上で、基板幅  $W$  とグリッド基板の厚さ  $t$  を変化させ FEM を用いたパラメトリックスタディの結果を示す。

#### 5.1 MACKEY の基板幅 $W$ の変化

MACKEY が自由空間内に設置され、その基板幅  $W$  が 10 mm～30 mm まで変化したときのインピーダンス特性を図 12 に示し、VSWR 特性を図 13 に示す。 $W$  以外の設計パラメータは 2. のものと変化はない。また  $W$  変化時の比帯域幅を図 14 に示す。

図 12 の結果より、レジスタンス成分は、いずれも設計周波数 (2.45GHz) においては  $50\Omega$  となるように設計しているが、 $W$  が小さいほどその最大値が高く、かつ、高い周波数にシフトしている。その結果、設計周波数付近においては、 $W$  が小さいほど周波数特性が平坦になり、広帯域となっている。リアクタンス成分は  $W$  には依存せず、ほとんど変わらない。図 13 の結果より、基板幅  $W$  を変化させた場合、共振周波数に変化は見られず、 $W$  の大きさによって比帯域幅が異なることが分かる。図 14 の結果より、VSWR = 2 のとき  $W = 10$  mm で示される比帯域幅は最大 6.5 % となり、 $W = 30$  mm では 4.1 % となった。また VSWR = 3 のとき  $W = 10$  mm において比帯域幅は最大 10.0 % となり、 $W = 30$  mm では 7.3 % となった。これらの結果から、比帯域幅の拡大は基板幅

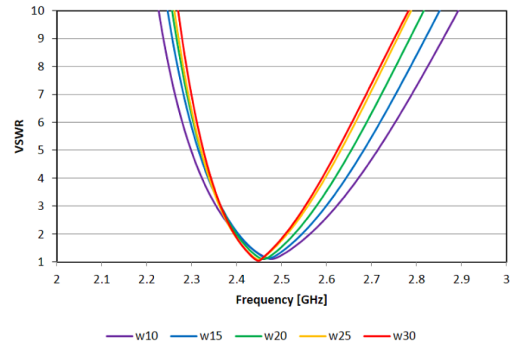


図 13 自由空間における基板幅  $W$  変化時の VSWR 特性

Fig. 13 VSWR characteristics of changing width  $W$  of MACKEY in free space.

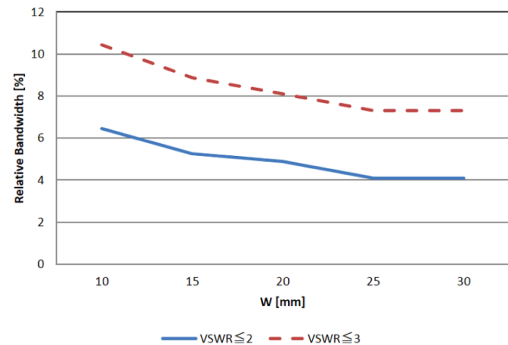


図 14 自由空間における基板幅  $W$  変化時の比帯域幅

Fig. 14 Relative bandwidth ratio of changing width  $W$  of MACKEY in free space.

$W$  を狭くすることにより可能となることが分かった。

次に  $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$  のサイズをもつ金属板上において、基板幅  $W$  を前述と同じ条件で変化させたときのインピーダンス特性を図 15 に、VSWR 特性を図 16 に示

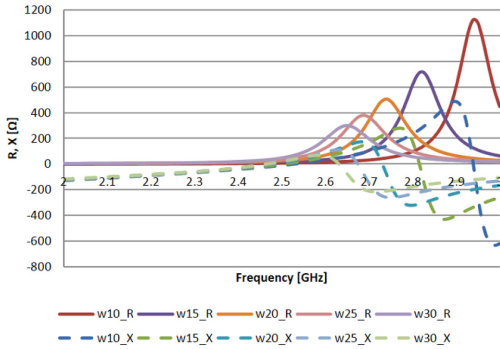


図 15 金属板上における基板幅  $W$  変化時のインピーダンス特性

Fig. 15 Impedance characteristics of changing width  $W$  of MACKEY on metal plate.

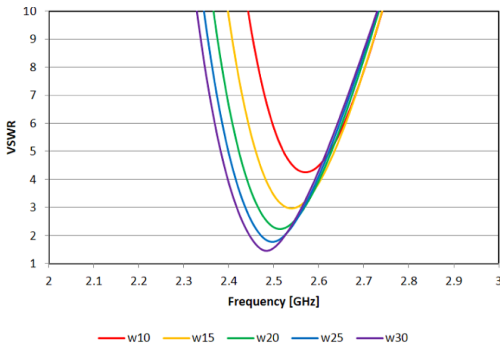


図 16 金属板上における基板幅  $W$  変化時の VSWR 特性

Fig. 16 VSWR characteristics of changing width  $W$  of MACKEY on metal plate.

し、各条件下での比帯域幅を図 17 に示す。

図 15 の結果から、レジスタンス成分は、設計周波数においては、 $W$  が小さいほど、低くなっている。また、その最大値は設計周波数よりも高い周波数であるため、 $W$  が小さいほど共振周波数が高い方向にシフトとする。またリアクタンス成分が零になる周波数においては、 $W$  が小さいほど、レジスタンス成分が小さい値になっており、VSWR が劣化するとともに狭帯域となる。これは、周囲の金属の影響を受けたためと考えられる。また図 16 の結果からも、周波数シフトが確認できる。また図 17 の結果から比帯域幅は、 $VSWR = 2$  のときに  $W = 30$  mm で 2.8 % となり、 $VSWR = 3$  では 5.6 % となった。図 18 は金属板上での  $W$  変化時の共振周波数に関して、設計周波数である 2.45 GHz に対する周波数シフト遷移を示した。図 18 の結果より、 $W$  を大きくすることにより、周波数シフトを小さくすることができる。

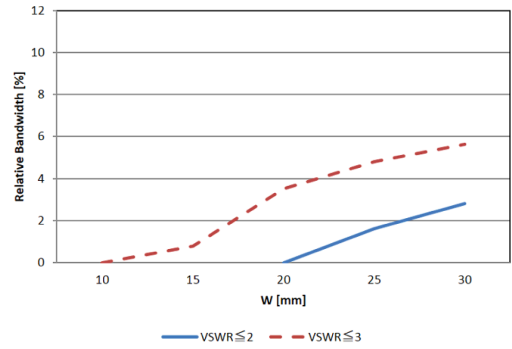


図 17 金属板上における基板幅  $W$  変化時の比帯域幅

Fig. 17 Relative bandwidth ratio of changing width  $W$  of MACKEY on metal plate.

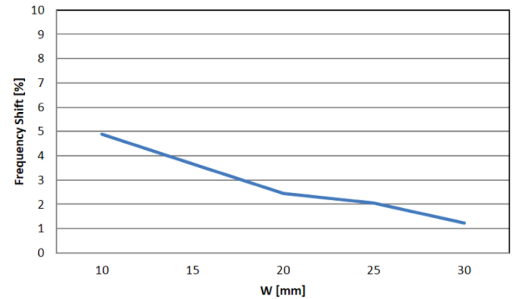


図 18 金属板上における基板幅  $W$  変化時の共振周波数シフト遷移

Fig. 18 Shift transition of the resonant frequency of changing width  $W$  on metal plate.

これらの結果より、MACKEY は自由空間のみで用いる場合には、 $W$  を小さくすることにより広帯域になることが分かった。一方、周囲の金属の有無にかかわらず用いる場合には、 $W$  をある程度大きくする必要があることが分かった。

### 5.2 グリッド基板の厚さ $t$ の変化

設計周波数を 2.45 GHz として、グリッド基板の厚さ  $t$  を変化させたときのグリッド幅  $g$  とダイポールアンテナの長さ  $l$  の最適値を表 1 に示す。

表 1 に示す ①～⑤ の各条件下において、自由空間内に MACKEY を設置した際の VSWR 特性を図 19 に示す。また図 19 で示される各条件ごとの比帯域幅を図 20 に示す。

図 19 及び図 20 の結果から、 $t = 3.2$  mm において帯域幅は  $VSWR = 2$  で 4.1 %、 $VSWR = 3$  では約 7.3 % となり、グリッド基板の厚さ  $t$  が大きくなると、帯域幅は広くなることが分かった。これは誘電体の厚さが帯域幅が比例関係にあるためである [13]。放

表 1 グリッド基板厚  $t$  変化時の設計パラメータ  
Table 1 Design parameters of changing the thickness of grid substrate  $t$ .

	$t$ [mm]	$g$ [mm]	$\ell$ [mm]
①	2.40	29.25	24.90
②	2.80	28.20	25.10
③	3.20	27.25	26.00
④	3.60	26.40	26.10
⑤	4.00	25.70	26.70

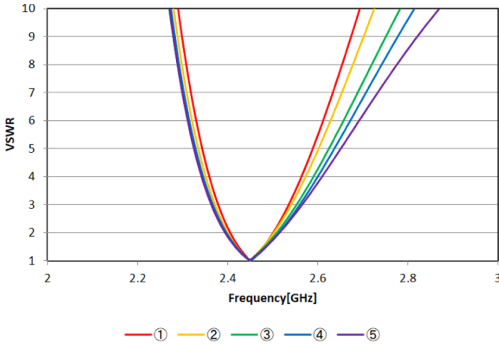


図 19 自由空間におけるグリッド基板の厚さ  $t$  変化時の VSWR 特性

Fig. 19 VSWR characteristics of changing thickness  $t$  of grid substrate.

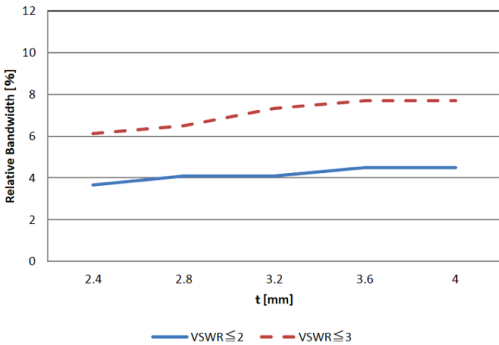


図 20 自由空間におけるグリッド基板の厚さ  $t$  変化時の比帯域幅

Fig. 20 Relative bandwidth ratio of changing thickness  $t$  of grid substrate.

射パターンについては、図 5 及び図 6 と同様であった。MACKEY の薄形化を図る上では、グリッド基板の厚さ  $t$  を小さくすることが望ましいが、帯域幅と  $t$  はトレードオフの関係となるため、目的に応じて  $t$  を決定する必要がある。

## 6. む す び

本論文では、小形薄形アンテナ MACKEY について以下の点を示した。

- 従来の  $3\lambda_0 \times 3\lambda_0 \times 0.05\lambda_0$  のグリッド基板に対して、 $0.45\lambda_0 \times 0.25\lambda_0 \times 0.03\lambda_0$  まで小形化，薄形化を図り，かつ給電回路となるダイポールアンテナと組合せた MACKEY を提案し，そのインピーダンス特性及び VSWR 特性を示した．また MACKEY が周囲の金属の有無を問わず，動作が可能であることを示した．
- グリッド基板上的電流分布を示し，MACKEY を構成するダイポールアンテナ基板は給電回路として働き，グリッド基板はその給電回路とインピーダンス整合が取れた際に放射素子として動作することを明らかにした．
- MACKEY の設計法としてグリッド基板のグリッド幅  $g$  及び共振ダイポールの長さ  $\ell$  を調整することにより，所望の周波数で PMC 特性を実現可能であることを示した．

今後は MACKEY の更なる小形化，多周波共用に関する検討を行う。

本研究は科研費 JSPS(15K06089) の助成を受けたものである。

## 文 献

- [1] T.K. Wu, Frequency selective surface and grid array, A Wiley-Interscience Publication, 1995.
- [2] 佐藤郁郎, 玉川 晋, 岩田龍一, “方形金属格子による準光学分波器,” 信学論 (B), vol.J67-B, no.4, pp.447–454, April 1984.
- [3] 岩田龍一, “長方形金属パッチ配列による低域通過型準光学分波器,” 信学論 (B), vol.J71-B, no.9, pp.1053–1060, Sept. 1988.
- [4] J. Huang and J.A. Encinar, Reflectarray antennas, Wiley, New Jersey, 2007.
- [5] H. Deguchi, N. Takagi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, “Microstrip reflectarray with offset feed for improving effective aperture area,” IEEE Int. Symp. Antennas Propagat, vol.3, pp.290–293, 2003.
- [6] 井戸川貴志, 出口博之, 辻 幹男, 繁沢 宏, 高木信夫, “単層マイクロストリップオフセットリフレクタレーの簡易設計,” 信学論 (C), vol.J89-C, no.5, pp.321–328, May 2006.
- [7] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 佐々木秀輔, 牧野 滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田哲夫, 高橋 徹, “衛星放送受信用リフレクタレーアンテナ,” 信学技報, A-P2011-55, pp.37–42, 2011.
- [8] Y. Zhang, J. Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, “Planar artificial magnetic conductors and patch antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.51, no.10, pp.2704–2712, 2003.
- [9] 川上由紀, 堀 俊和, 藤元美俊, 山口 良, 長 敬三, “地



板付き周波数選択板の PMC 特性,” 信学技報, A-P2008-107, 2008.

- [10] 関 敏揮, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 水澤丕雄, 大塚昌孝, “金属板装荷 FSR の反射位相特性,” 信学技報, A-P2008-204, 2009.
- [11] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J.C. Vardaxoglou, “Artificial Magnetic Conductor Surface and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.1, pp.209–215, 2005.
- [12] J. Alarcon, M. Egels, and P. Pannier, “A size reduction technique for artificial magnetic conductors,” *Loughborough Antennas Propagat Conf.*, pp.1–5, 2011.
- [13] 林 勝也, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, “金属板装荷 FSR における等価回路を用いた反射特性解析と AMC 基板への適用,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.9, pp.1010–1018, Sept. 2013.
- [14] 諸谷徹郎, 林 秀幸, 牧野 滋, 野口啓介, 廣田哲夫, 伊東健治, “金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.9, pp.939–947, Sept. 2015.
- [15] 深沢 徹, 宮下裕章, 小西善彦, “S パラメータ法を用いた小形アンテナの放射パターン測定法,” 信学技報, A-P2010-50, 2010.
- (平成 27 年 10 月 28 日受付, 28 年 3 月 17 日再受付)



諸谷 徹郎 (正員)

1998 年金沢工業大学工学部電子工学科卒。2001 年金沢工業大学大学院工学研究科前期博士課程修了。同年リントック (株) 入社。盗難防止機器の開発に従事。2007 年金沢工業高等専門学校講師就任。2014 年金沢工業大学大学院工学研究科後期博士課程入学。メタマテリアルを用いた小形アンテナに関する研究に従事。IEICE 会員。



小鷹 柁樹 (学生員)

2014 年金沢工業大学工学部情報通信工学科卒。同年金沢工業大学大学院工学研究科前期博士課程に入学。メタマテリアルを用いた小形アンテナに関する研究に従事。IEICE 会員。



牧野 滋 (正員：フェロー)

1977 年京都大学工学部電気工学科第二学科卒。同年三菱電機 (株) に入社。地上マイクロ波回線用アンテナ, レーダ用アンテナ, 地球局用アンテナ, 衛星搭載用アンテナなどの研究に従事。情報技術総合研究所アンテナ技術部長を経て, 2003 年金沢工業大学客員教授就任。2007 年金沢工業大学教授就任。IEEE 会員。



野口 啓介 (正員)

1990 年金沢工業大学電子工学科卒。1992 年東北大学大学院前期博士課程 (電気及び通信工学) 修了。同年 (株) 日立製作所中央研究所に入社。移動体通信用小形アンテナの研究に従事。1995 年金沢工業大学助手就任, 講師, 助教授を経て, 2009 年金沢工業大学教授就任。2009 年 UCLA 客員研究員。IEEE 会員。



廣田 哲夫 (正員)

1979 年京都大学工学部電子工学科卒。1981 年京都大学大学院工学研究科前期博士課程 (電子工学) 修了。日本電信電話公社 (現 NTT) に入社。無線システム研究所主幹研究員, (株) NTT ドコモワイヤレス研究所無線回路研究室長などを経て 2003 年金沢工業大学教授就任。IEEE 会員。



伊東 健治 (正員)

1983 年同志社大学工学部電子工学科卒。1997 年東北大学工学研究科後期博士課程修了。1983 年三菱電機 (株) に入社。衛星通信地球局, 衛星搭載中継器, マイクロ波及びミリ波送受信機, 携帯電話の研究開発などに従事。情報技術総合研究所, モバイルターミナル製作所ハードウェア技術部長などを経て, 2009 年金沢工業大学教授就任。IEEE 会員。