

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

諸谷 徹郎[†] 林 秀幸[†] 牧野 滋^{†a)} 野口 啓介[†]
 廣田 哲夫[†] 伊東 健治[†]

Characteristics of a Dipole Antenna Disposed on the AMC Substrate

Tetsuo MOROYA[†], Hideyuki HAYASHI[†], Shigeru MAKINO^{†a)}, Keisuke NOGUCHI[†],
 Tetsuo HIROTA[†], and Kenji ITOH[†]

あらまし 金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板において、使用できる帯域は設計パラメータである誘電体の比誘電率やグリッド配列周期にかかわらず、基板厚から一意的に決定される。本論文では、基板厚以外の設計パラメータが異なる AMC 基板であっても、各基板上アンテナが発揮する特性はいずれも同等となることを明らかにする。また、金属板装荷キャパシタンスグリッドの 2 周波数共用の原理や、設計パラメータと PMC 周波数の関係を明らかにする。

キーワード 金属板装荷キャパシタンスグリッド, AMC 基板, PMC 特性, 薄型アンテナ, FSR

1. ま え が き

周波数選択鏡面 (以下, FSR: Frequency Selective Reflector) [1]~[3] に誘電体からなるスペーサを介し、底面に金属板を装荷した金属板装荷 FSR は、入射した平面波の反射位相を制御することが可能である。よって、パラボラ鏡面のような曲面反射鏡を平面反射鏡に置き換えることのできるリフレクトアレー [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) と同等の性質を誘電体と金属とで人工的に実現する AMC (以下, AMC: Artificial Magnetic Conductor) 基板 [8]~[10] などへの適用を目的とし、多くの研究がなされている。

本研究の金属板装荷キャパシタンスグリッド [11] は、所望の周波数において反射位相が 0deg となる AMC 基板への適用を目的としたものであり、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簡易な構造である。通常は金属に直接設置できない線状アンテナであっても、AMC 基板を

介することにより直接設置が可能となり、アンテナ全体の薄型化や低姿勢化が可能である。

金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板によって実現できる周波数比帯域幅 [12] は、誘電体の比誘電率やグリッド配列周期にかかわらず、AMC 基板厚と線形な関係がある [13]。したがって、AMC 基板厚を決定すれば、実現できる PMC 特性は一意的に決定されることになる。上記特性より、基板厚以外の各設計パラメータの組み合わせは無限に存在すると言える。また、複数の帯域を 1 本のアンテナと AMC 基板で共有できれば、製品の小型化や低コスト化など汎用性が広がるものと考えられる。

本論文では基板厚以外の設計パラメータが異なる各 AMC 基板の反射位相をモーメント法 [14] から算出し、いずれの AMC 基板であっても同等な PMC 周波数を有することを示す。また、各 AMC 基板及び PMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性を起電力法 [15] や有限要素法から算出し、各 AMC 基板上アンテナが発揮する帯域や放射特性が同等となることを示すと同時に、PMC 基板上アンテナの特性と同等な特性を発揮することを示す。次に所望の 1 帯域において PMC 特性を発揮することはもとより、2 周波数共用の原理を示すと同時に、各設計パラメータと共用の

[†] 金沢工業大学, 野々市市

Kanazawa Institute of Technology, 7-1 Ogigaoka, Nonouchi-shi, 921-8501 Japan

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

関係についてモーメント法や有限要素法から明らかにする。最後に有限要素法と実測から AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性を測定し、上記検討の実現性や実用性を示す。

2. グリッド配列周期が異なる AMC 基板の PMC 特性

2.1 無限サイズ AMC 基板の反射位相と帯域

金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板の構造図を図 1 に示す。1 層目にストライプ状のグリッド、2 層目に誘電体、3 層目に金属板を装荷した構造となっており、設計パラメータはグリッド幅 g 、スリット幅 s 、基板厚 t 、比誘電率 ϵ_r 、基板縦幅 W 、基板横幅 L である。

比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$ 、基板厚 $t = 3.2\text{mm}$ の誘電体を用い、所望の第 1 周波数 f_1 を 10GHz とし、無限に大きい AMC 基板に無限に大きい一様振幅の平面波が垂直入射したときの反射位相が 0deg となるよう、モーメント法を用いて AMC 基板を設計した。 10GHz において反射位相 Φ が 0deg となる AMC 基板の設計パラメータ g と s との組み合わせは無限に存在するが、その一例として表 1 に五つの設計例を、モデル 1-1 及び

1-5 のグリッドパターンを図 2 に示す。二つのグリッドパターンは同じ縮尺であるが、見た印象が大きく異なっている。表 1 に示した五つの AMC 基板の反射位相 Φ をモーメント法で計算した。図 3 に計算結果を示す。図より、各モデルは 10GHz において反射位相 Φ が 0deg となっており、また、グリッドパターンが大きく異なっているにもかかわらず、その周波数特性には大きな違いはないことがわかる。これは、AMC 基板厚 t が等しいためである [13]。理想的な PMC 基板の反射位相 Φ は周波数にかかわらず 0deg 、PEC (Perfect Electric Conductor: 完全電気壁) 基板の反射位相 Φ は $\pm 180\text{deg}$ であり、反射位相 Φ が 0deg に近いほど PMC 特性に近いことを表す。PMC と PEC の境界値を $\pm 90\text{deg}$ とすると、五つの AMC 基板の反射位相はいずれも境界値よりも十分に小さく、広帯域にわたって PMC 特性を発揮すると考えられる。

2.2 無限サイズ AMC 基板上アンテナの特性

AMC 基板が無限大であるとし、AMC 基板の反射位相 Φ を用いて基板上ダイポールアンテナのインピーダンス特性について検証した。基板が無限に大きく、かつ、基板の反射位相が入射角にかかわらず Φ であるとする、図 4 に示すように、実アンテナの自己インピーダンスとイメージによる相互インピーダンスよりインピーダンス特性を計算することができる。

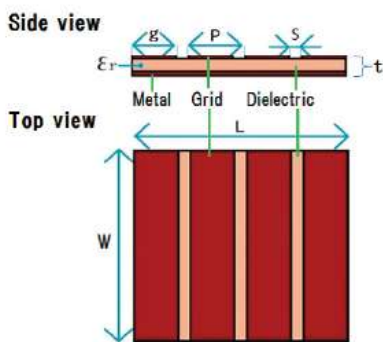


図 1 AMC 基板の構造

Fig. 1 Structure of the AMC substrate.

表 1 設計パラメータ 1
Table 1 Design parameters 1.

誘電体			
$\epsilon_r = 2.65$	$\tan \delta = 0.001$		
設計パラメータ			
Model	g [mm]	s [mm]	t [mm]
1-1	3.08	1	3.2
1-2	3.48	1.52	〃
1-3	3.87	2.13	〃
1-4	4.36	3.14	〃
1-5	4.97	5.03	〃

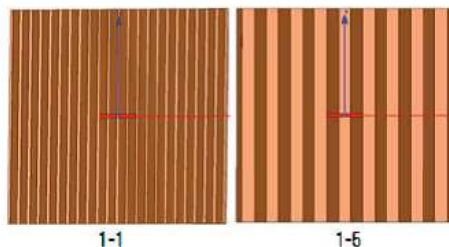


図 2 各 AMC 基板のグリッドパターン
Fig. 2 Grid pattern of each AMC substrate.

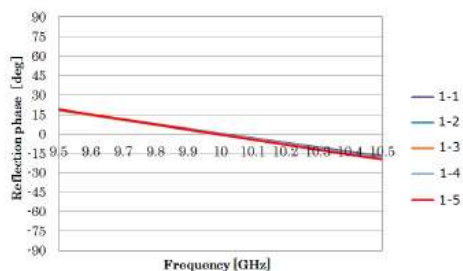


図 3 反射位相 (モデル 1-1~1-5)
Fig. 3 Reflection phase (Model 1-1~1-5).

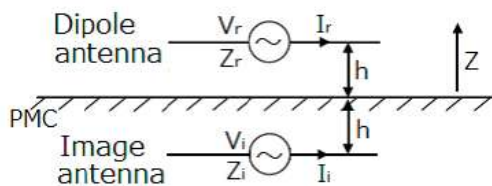


図4 起電力法
Fig. 4 Electromotive force method.

図において、次の関係がある。

$$V_r = Z_{11}I_r + Z_{12}I_i \quad (1)$$

$$V_i = Z_{22}I_i + Z_{21}I_r \quad (2)$$

ここで、 Z_{11} 、 Z_{12} はそれぞれ実アンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンス、また、 Z_{22} 、 Z_{21} はそれぞれイメージアンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンスであり、 Z_{11} と Z_{22} 、 Z_{12} と Z_{21} は同じ値である。このとき、基板の反射位相は Φ であるため、イメージアンテナの電流 I_i の位相は実アンテナの電流 I_r の位相と Φ だけ異なり、次の関係となる。

$$I_i = I_r e^{j\Phi} \quad (3)$$

この関係を用いると、式 (1) は次のようになる。

$$V_r = (Z_{11} + Z_{12}e^{j\Phi})I_r \quad (4)$$

したがって、実アンテナのインピーダンス Z_r は、次のように示すことができる。

$$Z_r = Z_{11} + Z_{12}e^{j\Phi} \quad (5)$$

式 (5) の自己インピーダンス Z_{11} 、及び、相互インピーダンス Z_{12} の求め方については文献 [15] に示されており、これを用いる。

上記の方法により、表 1 に示した 5 種類の AMC 基板及び理想的な PMC 基板上に配置したダイポールアンテナのインピーダンス特性を算出した。その結果を図 5 に示す。AMC 基板に関する計算では式中の反射位相 Φ にモーメント法から算出した値を代入し、PMC 基板では周波数にかかわらず 0deg とした。アンテナは半径 0.5mm の円柱型ダイポールアンテナとし、全長は $\lambda/2 = 15\text{mm}$ 、アンテナと各基板との距離 h は $\lambda/20 = 1.5\text{mm}$ とした。図より、五つの AMC 基板のインピーダンス特性は区別がつかないくらいよく一致しており、設計パラメータが異なるモデルであっても、

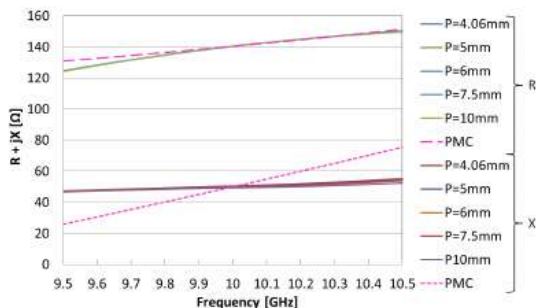


図5 無限 AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性
Fig. 5 Impedance characteristics of the antenna over the infinite AMC substrate.

基板厚 t が同じ AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性は同等な特性であることがわかる。これは、これらの基板の反射位相周波数特性がほとんど同じであるからである。また、これらを理想的な AMC 基板の場合と比較すると、反射位相が 0deg となる 10GHz においては $Z_r = 140 + j50\Omega$ と一致しているが、 10GHz から離れるに従って反射位相が変化するために差異が生じ、特にリアクタンス成分 X に対して差異が顕著であることがわかる。なお、半端長ダイポールの自己インピーダンス Z_{11} は $73 + j43\Omega$ 、 $h = 0$ の場合の相互インピーダンス Z_{12} も $73 + j43\Omega$ であるため、この場合には 10GHz において $Z_r = 146 + j86\Omega$ となるが、 $h = \lambda/20$ であることを考慮すると妥当と考えられる。

2.3 有限サイズ AMC 基板上アンテナの特性

AMC 基板サイズを十分に大きいとした $3\lambda \times 3\lambda$ ($90\text{mm} \times 90\text{mm}$) サイズの有限な場合において、AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性について、有限要素法 (HFSS) から検討した。アンテナは横幅 w が 1.2mm の板状半波長ダイポールアンテナとし、アンテナ基板間の距離 h は 1.5mm ($\lambda/20$) とした。解析モデルを図 6 に示す。外側のボックスは解析空間 (Air) を示し、その側面には Radiation Boundary を設定した。その内側には設計した AMC 基板を YZ 平面に、ダイポールアンテナを Z 方向に設置し、メインビーム方向は $-X$ 方向とした。なお Sweep type は Discrete とし、アンテナへの給電は Lumped Port を用いて解析を行った。

図 7 に有限サイズにおける AMC 基板及び PMC 基板上に配置したダイポールアンテナのインピーダンス特性を示す。AMC 基板の場合、インピーダンス特性は各基板のグリッドの細かな形状に起因する複雑な電

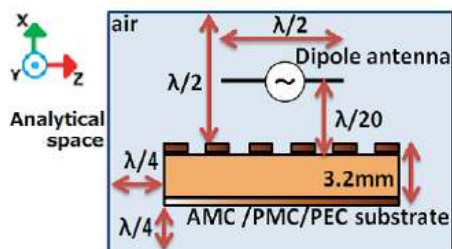


図 6 有限要素法におけるモデル
Fig. 6 Finite element method model.

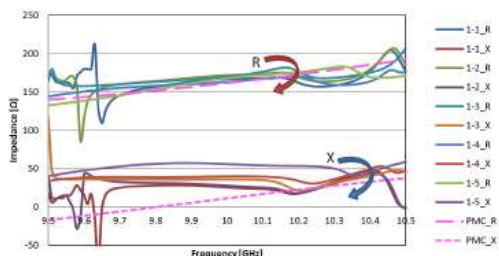


図 7 有限 AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性
Fig. 7 Impedance characteristics of the antenna over the finite AMC substrate.

磁界分布に依存するために周波数特性にうねりをもち、また、グリッドの設計パラメータにより異なる特性となるが、レジスタンス成分 R は 10GHz 付近においては設計パラメータによる違いが小さい。一方、リアクタンス成分 X はグリッドの設計パラメータに依存する。これは、ダイポールアンテナ真下のグリッド以外の部分への入射角が 0 ではないために、斜め入射時の AMC 基板の反射位相がグリッドの設計パラメータにより異なること、前節に示したように反射位相の変化はリアクタンス成分 X に寄与するためと考えられる。また、理想的な PMC 基板の場合は、入射角にかかわらず反射位相は一律に 0deg であるため、インピーダンス特性は平滑であり、また、レジスタンス成分 R は 10GHz 付近において AMC 基板の場合とよく一致している。

10GHz における放射パターンを図 8 に示す。図には、表 1 の model 1-1 及び model 1-5 の AMC 基板、PMC 基板、また、参考のために PEC 基板を用いた場合について示している。図より、設計パラメータが異なる AMC 基板であっても XY 面、XZ 面、YZ 面ともに PMC 基板の場合とほぼ一致した放射特性であることを確認できる。いずれも X 方向に主ビームを放射し、XY 平面に広いビーム幅を有していることが確認できる。また、基板面である YZ 面においても放射

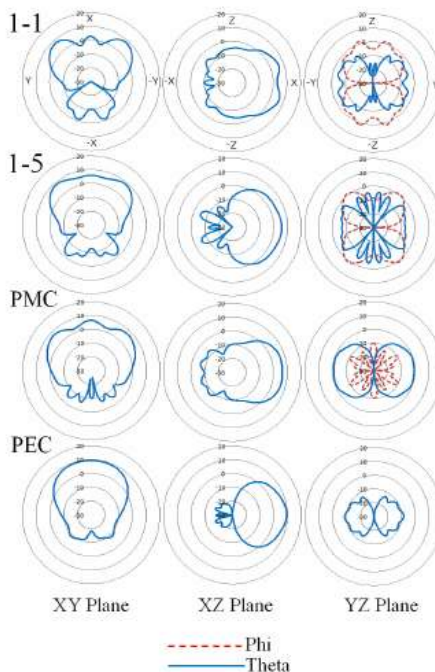


図 8 有限 AMC 基板上アンテナの放射パターン
Fig. 8 Radiation patterns of the antenna over the finite AMC substrate.

を確認することができる。これに対し、PEC 基板の場合は XY 平面のビーム幅が狭く、YZ 面の放射も小さいことがわかる。

以上より、理想的な PMC 基板と各 AMC 基板のインピーダンス特性、放射特性がほぼ類似していることから、各 AMC 基板は、有限サイズであっても PMC 特性を実現していると考えられる。

3. 2 周波数共用の検討

3.1 2 周波数共用の原理

金属板装荷キャパシタンスグリッドの等価回路において、キャパシタンスグリッドを正規化サセプタンス B で、厚さ t、比誘電率 ϵ_r の誘電体を伝搬定数 β 、長さ t の伝送線路で、また、金属板を短絡で表すと、金属板装荷キャパシタンスグリッドに対して垂直に、無限の大きさの様な振幅分布をもつ平面波が入射したときの PMC の条件は次式で表すことができる [13].

$$B = \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t \tag{6}$$

すなわち、図 9 において、キャパシタンスグリッドの正規化サセプタンス B の周波数特性と $\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t$ の周波数特性の交点の周波数 f_1 及び f_2 において、PMC

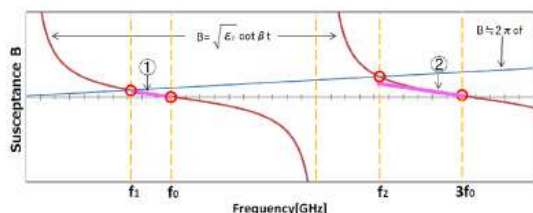


図 9 2 周波共用の原理
Fig. 9 Principle of dual frequency.

特性を実現できることになる。

式 (6) と図 9 を用いて 2 周波共用の原理を説明する。まず、キャパシタンスグリッドがキャパシタンス成分 C のみであると、 B を次のように近似する。

$$B \approx 2\pi C f \quad (7)$$

また、 $\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t$ は $\beta t = \pi/2, 3\pi/2$ のとき 0 となる。 $\beta t = \pi/2$ 付近において $\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t$ の周波数特性を次式のように直線近似する。

$$\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t \approx a(f - f_0) \quad (8)$$

上記式中において f_0 は $\beta t = \pi/2$ となる周波数、 a は $f = f_0$ における $\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t$ の傾きである。PMC 特性を得られる第 1 周波数 f_1 は、式 (7)、(8) を式 (6) に代入すると、次のようになる。

$$f_1 = \frac{af_0}{a - 2\pi C} \quad (9)$$

同様に、 $\beta t = 3\pi/2$ 付近において $\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t$ の周波数特性を次のように直線近似する。

$$\sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t \approx a(f - 3f_0) \quad (10)$$

式 (7)、(10) を式 (6) に代入すると、第 2 周波数 f_2 は次式となる。

$$f_2 = \frac{3af_0}{a - 2\pi C} \quad (11)$$

式 (9)、式 (11) より、第 1 周波数 f_1 と第 2 周波数 f_2 には以下の関係が成り立つ。

$$3f_1 = f_2 \quad (12)$$

式 (12) は大胆な近似により導出したものであるが、第 2 周波数 f_2 は第 1 周波数 f_1 の約 3 倍となることを示している。

3.2 無限サイズ AMC 基板の 2 周波数共用

金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC

表 2 設計パラメータ 2
Table 2 Design parameters 2.

誘電体
 $\epsilon_r = 2.65 \quad \tan \delta = 0.001$

設計パラメータ

Model	g [mm]	s [mm]	t [mm]
2	7.81	0.5	0.8

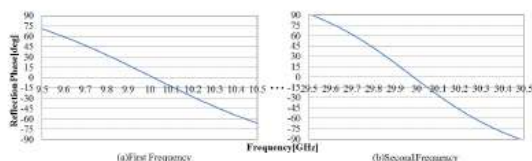


図 10 反射位相 (モデル 2)
Fig. 10 Reflection phase (Model 2).

表 3 設計パラメータ 3
Table 3 Design parameters 3.

誘電体
 $\epsilon_r = 2.65 \quad \tan \delta = 0.001$

設計パラメータ

Model	g [mm]	s [mm]	t [mm]
3-1	7.41	0.1	0.8
3-2	7.69	0.2	〃
3-3	7.92	0.3	〃
3-4	8.13	0.4	〃
2	8.31	0.5	〃
3-5	9.08	1	〃
3-6	9.70	1.5	〃
3-7	10.27	2	〃

基板において、2 周波数共用が約 3 倍の間隔で可能であることを示した。これを確認するために、無限サイズの AMC 基板により検討した。所望の第 1 周波数 f_1 を前章と同じ 10GHz とし、10GHz において反射位相 Φ が 0deg となる AMC 基板をモーメント法から設計した。設計した AMC 基板の設計パラメータを表 2 に示す。図 10 に第 1 周波数 f_1 と第 2 周波数 f_2 の関係を示す。反射位相が 0deg となるのは、第 1 周波数 $f_1 = 10\text{GHz}$ 、第 2 周波数 $f_2 = 29.9\text{GHz}$ であり、この設計例では、2 周波の間隔は約 3 倍となっている。

次に、第 1 周波数 f_1 の 10GHz と第 2 周波数 f_2 の間隔をコントロールすべく、スリット幅 s と 2 周波の関係について検討した。設計条件は基板厚 t を 0.8mm に固定し、スリット幅 s を 0.1~2mm として、第 1 周波数 f_1 が 10GHz となるグリッド幅 g をモーメント法から決定した。設計した AMC 基板の設計パラメータを表 3 に示す。図 11 に示すように、第 2 周波数 f_2 は、スリット幅 s を広げると低周波側にシフトし、狭めると高周波側周波側にシフトすることがわかる。

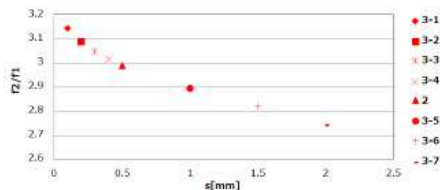


図 11 スリット幅 s と第 2 周波数の関係
Fig. 11 Slit width s and second frequency.

表 4 設計パラメータ 4
Table 4 Design parameters 4.

誘電体
 $\epsilon_r = 2.65$ | $\tan \delta = 0.001$

設計パラメータ

Model	g [mm]	s [mm]	t [mm]
4-1	8.87	0.5	0.5
2	8.31	0.5	0.8
4-2	7.73	0.5	1
4-3	6.39	0.5	1.5
4-4	5.14	0.5	2
4-5	4.11	0.5	2.5
4-6	3.27	0.5	3
4-7	2.53	0.5	3.5
4-8	1.8	0.5	4

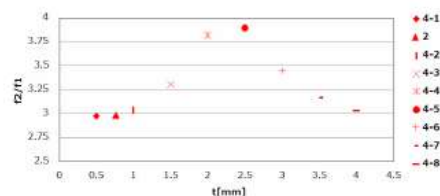


図 12 基板厚 t と第 2 周波数の関係
Fig. 12 Substrate thickness t and second frequency.

更に、基板厚 t と 2 周波の関係について検討した。所望の第 1 周波数 f_1 は上記と同じ 10GHz とした。設計条件はスリット幅 s を 0.5mm に固定し、基板厚 t を 0.5~4mm として、第 1 周波数 f_1 が 10GHz となるグリッド幅 g をモーメント法から決定した。上記条件を満たす AMC 基板の設計パラメータを表 4 に示す。図 12 に示すように、第 2 周波数 f_2 は、基板厚 t を厚くすると高周波側にシフトし、2.5mm を境に再び低周波側にシフトすることがわかる。

以上のことから、基板厚 t 及びスリット幅 s を操作することにより、2 周波の間隔を約 2.7 倍から 4 倍の範囲で調整できるといえる。

4. 実測と有限要素法との比較

ここまで 10GHz 帯について検討したが、実用性について評価すべく製作及び測定が容易な 2GHz 帯に

表 5 設計パラメータ 5
Table 5 Design parameters 5.

誘電体
 $\epsilon_r = 2.65$ | $\tan \delta = 0.001$

設計パラメータ

Model	g [mm]	s [mm]	t [mm]
5	38.5	0.5	3.2

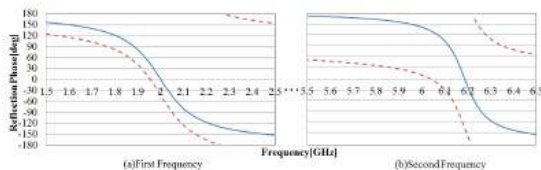


図 13 反射位相 (モデル 5)
Fig. 13 Reflection phase (Model 5).



図 14 製作した AMC 基板
Fig. 14 The fabricated AMC substrate.

ついて検討を行った。検討にあたり所望の第 1 周波数 f_1 を 2GHz とし、2GHz において反射位相が 0deg となる AMC 基板を無限サイズの条件でモーメント法から設計した。設計した AMC 基板の設計パラメータを表 5 に示す。基板厚さは 3.2mm であり、2GHz においては約 $\lambda/50$ と極めて薄い。上記モデルの AMC 基板表面における反射位相 Φ をモーメント法から算出した結果を図 13 の実線で示す。第 1 周波数 f_1 である 2GHz 及び、約 3 倍離れた 6.2GHz において反射位相 Φ が 0deg となっている。

製作した AMC 基板を図 14 に示す。基板の大きさは 45cm 角であり、2GHz では約 3 波長角となる。搭載するアンテナは、横幅 $w = 5$ mm、アンテナ長さ $a = 67$ mm の板状ダイポールアンテナを比誘電率 2.65、厚さ 1.6mm の誘電体基板上に配置したものであり、2GHz において半波長ダイポールと同等の性能となる。また、アンテナと AMC 基板間には厚さ 5.9mm の発泡スチロールを挿入した。誘電体基板と発

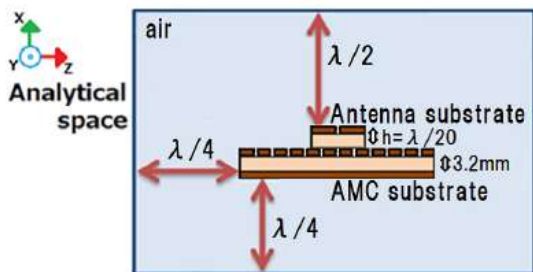


図 15 有限要素法におけるモデル
Fig. 15 Finite element method model.

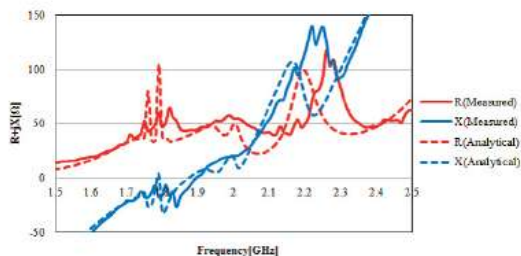


図 16 インピーダンス特性 (モデル 5, 2GHz)
Fig. 16 Impedance characteristic (Model 5, 2GHz).

泡スチロールとを合わせた厚さは 7.5mm であり、約 $\lambda/20$ である。図 13 には、アンテナ基板表面における反射位相 Φ をモーメント法から算出した結果を破線で示している。アンテナ基板表面と AMC 基板表面との間に厚さ 1.6mm の誘電体と厚さ 5.9mm の発泡スチロールとがあるため、AMC 基板表面における反射位相に対して、2GHz においては約 40deg、6GHz においては約 120deg 位相が遅れる。その結果、アンテナ基板表面において反射位相が 0 となるのは第 1 周波数が 1.95GHz、第 2 周波数が 6.05GHz 付近となる。また、6GHz 帯では、これより低い周波数においては広い帯域にわたって反射位相は 60 deg 以下となっており、近似的に PMC 特性となっているものとみなせる。

AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や VSWR 特性、放射パターンを、有限要素法による解析と実測により検討した。図 15 に示す解析モデルを用い、2.3 と同様な条件で有限要素法による解析を行った。なお、発泡スチロールの比誘電率が不明であったので、解析では 1 とした。AMC 基板上のアンテナ測定では、S パラメータ法 [16] を用いた。

図 16 及び図 17 に 2GHz 帯におけるインピーダンス特性と VSWR 特性を示す。図 16 に示す第 1 周波数 f_1 のインピーダンス特性では、解析値及び実測値と

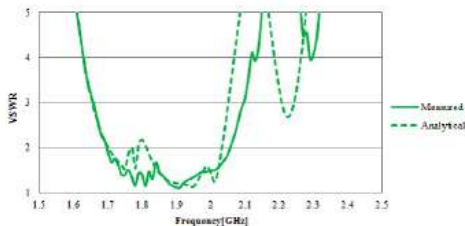


図 17 VSWR 特性 (モデル 5, 2GHz)
Fig. 17 VSWR characteristic (Model 5, 2GHz).

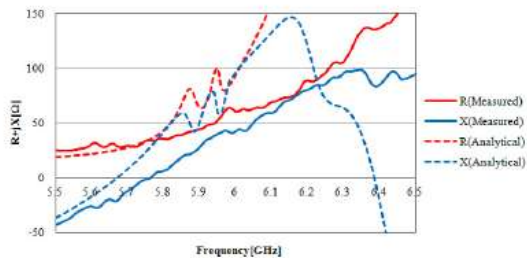


図 18 インピーダンス特性 (モデル 5, 6GHz)
Fig. 18 Impedance characteristic (Model 5, 6GHz).

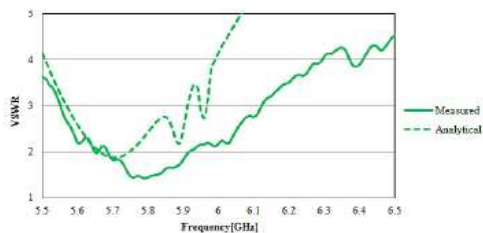


図 19 VSWR 特性 (モデル 5, 6GHz)
Fig. 19 VSWR characteristic (Model 5, 6GHz).

もに 1.9GHz 付近においてリアクタンス X が 0、レジスタンス R は 50 Ω に近い値となっている。また図 17 に示す VSWR 特性も、1.9GHz を中心に 20% 以上の帯域にわたって 3 以下となっている。なお、無限の大きさの AMC 基板の PMC 周波数はアンテナ基板表面で 1.95GHz あったが、共振周波数はこれより低くなったことがわかる。半波長ダイポールのリアクタンス成分 X が 0 となる周波数は約 $0.92 f_0$ (f_0 は半波長アンテナとして動作する周波数) であることが知られており [17]、共振周波数は 1.84GHz となる。したがって、アンテナ基板表面での反射位相特性とアンテナのインピーダンス特性とを考慮すると、VSWR 特性から見た共振周波数が 1.9GHz 付近であったことは妥当であると考えられる。

図 18 及び図 19 に 6GHz 帯におけるインピーダンス特性と VSWR 特性を示す。図 18 に示す第 2 周波

数 f_2 のインピーダンス特性では、解析値が実測値に比べて低インピーダンスとなったが、5.7GHz 付近においてリアクタンス X が 0、レジスタンス R は 50 Ω に近い値となっている。図 19 に示す VSWR 特性は、解析値、実測値ともに 5.75GHz 付近を中心に 3 以下となっている。前述のように、6.05GHz より低い周波数においては近似的に PMC 特性となっているものとみなせること、半波長ダイポールのリアクタンス成分 X が 0 となる第 2 周波数は約 2.93 f_0 [17]、すなわち、5.86GHz 付近であること、発泡スチロールの比誘電率が正確にはわからないことなどを考慮すると、VSWR 特性から見た第 2 共振周波数が 5.75GHz 付近であったことは妥当であると考えられる。

図 20 に 2GHz 帯の 1.9GHz、及び、6GHz 帯の

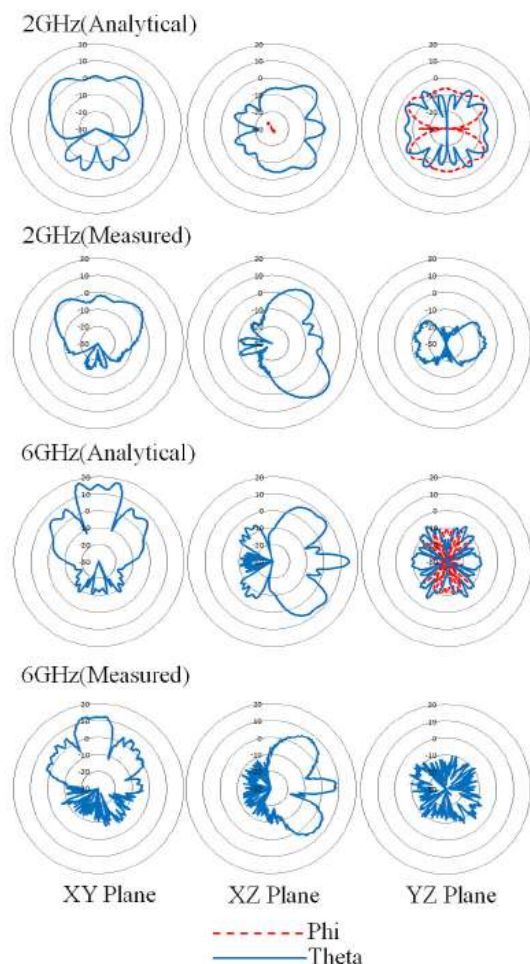


図 20 放射パターン (モデル 5)
Fig. 20 Radiation patterns (Model 5).

5.75GHz における放射パターンを示す。図には解析値と実測値とを示しているが、両者の傾向は一致しているといえる。各 XY 平面、XZ 平面において、X 方向に主ビームを放射し、XZ 平面の X 方向に広いビーム幅を有していることが確認できる。更に、基板面である YZ 平面にも放射を確認することができる。以上の結果から、第 1 周波数 f_1 及び第 2 周波数帯 f_2 において放射を確認することができた。

5. む す び

2. では AMC 基板厚が決まれば誘電体の比誘電率やグリッド配列周期にかかわらず、発揮する PMC 特性は一意的に決定されることを明らかにした。3. では所望の第 1 周波数から約 3 倍離れた周波数において、第 2 周波数が生じることを明らかにした。また、AMC 基板の設計パラメータによって第 1 周波数と第 2 周波数の間隔を調整できることを示した。4. では、有限要素法と実測の比較から上記検討の実現性や実用性について確認した。

今後は、AMC 基板の小型化による実用化に向け、搭載するアンテナと AMC 基板の設計パラメータとの関係について検討を行う。

本研究は科研費 JSPS (24656246) 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トアレーの簡易設計,” 信学論 (C), vol.J89-C, no.5, pp.321-328, May 2006.
- [7] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 住々木秀輔, 牧野 滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田哲夫, 高橋 徹, “衛星放送受信リフレクトアレーアンテナ,” 信学技報, A-P2011-55, 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, 水澤玉雄, 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] 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, "金属板装荷キャパシタンスグリッドの PMC 特性とその設計法," 信学技報, A-P2012-50, 2012.
- [12] 林 秀幸, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, "金属板装荷キャパシタンスグリッドの PMC 特性比帯域 (Ver.2)," 2013 信学ソ大 (通信), B-1-126, Sept. 2013.
- [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, "金属板装荷キャパシタンスグリッドの PMC 特性とその設計法 (B)," vol.J96-B, no.9, pp.1010-1018, Sept. 2013.
- [14] 丹羽一城, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 徳永 淳, "モーメント法を用いた金属板装荷 FSR の解析と薄型 PMC 基板の解析への応用," 信学技報, A-P2011-165, 2012.
- [15] C.A. Balanis, Antenna Theory-Analysis and Design, John Wiley & Sons, pp.465-484, 2005.
- [16] T. Fukasawa, T. Yanagi, H. Miyashita, and Y. Konishi, "Extended S-parameter method including radiation pattern measurements of an antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.12, pp.5645-5653, 2012.
- [17] 電子情報通信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック, 図 4.7, p.109, オーム社, 2008.

(平成 27 年 1 月 6 日受付, 4 月 20 日再受付)



諸谷 徹郎 (正員)

平 10 金沢工大・工・電子卒, 平 13 同大大学院博士前期課程了, 同年リソテック (株) 入社, 盗難防止機器の開発に従事. 平 19 金沢高専・電気情報工・講師. 現在, 同電気電子工・講師.



林 秀幸 (学生員)

平 25 金沢工大・工・情報通信卒. 同年同大大学院前期博士課程入学. 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.



牧野 滋 (正員:フェロー)

昭 52 京大・工・電気第二卒. 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. 同社情報技術総合研究所アンテナ技術部長を経て, 平 19 金沢工大教授. 昭 62, 平 8, 平 9, 平 10 関東地方発明表彰発明奨励賞, 平 10 R&D100 賞, 平 17 第 16 回電波功績賞電波産業会会長表彰, 平 18 市村産業賞貢献賞, 平 21 本会通ソチュートリアル論文賞など受賞. IEEE Senior member. 工博.



野口 啓介 (正員)

平 2 金沢工大・工・電子卒, 平 4 東北大大学院博士前期課程了. 同年 (株) 日立製作所入社. 平 7 金沢工大・工・電子・助手. 現在, 同電気系・教授. 移動体通信用小形アンテナの研究に従事. 平 10 電気学会論文発表賞, 平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞. IEEE 会員, 博士 (工学).



廣田 哲夫 (正員)

昭 54 京大・工・電子卒. 昭 56 同大大学院博士前期課程了. 同年日本電信電話公社 (現 NTT) 入社. マイクロ波〜ミリ波回路の研究に従事. この間, 平 3~4 米 UCLA 滞在研究員. (株) NTT ドコモ勤務を経て, 平 15 金沢工大・工・電気系・教授. 現在に至る. 昭 63 本会学術奨励賞, 平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞. IEEE 会員. 工博.



伊東 健治 (正員)

昭 58 同志社大・工・電子工学科卒, 昭 58 三菱電機 (株) に入社. 衛星通信地球局, 衛星搭載中継器, レーダ装置などに用いられるマイクロ波送受信機の研究開発, 携帯電話機の開発に従事. 同社モバイルターミナル製作所ハードウェア技術部長を経て, 平 21 金沢工大教授. 平 12, 平 17 関東地方発明表彰発明奨励賞, 平 18 近畿地方発明表彰発明奨励賞, 平 14 第 50 回オーム技術賞など受賞. 著書「モバイル通信の無線回路技術」(電子情報通信学会, 共著). IEEE Senior member. 博士 (工学).