

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*

林 勝也[†] 牧野 滋^{†a)} 別段 信一[†] 廣田 哲夫[†]
野口 啓介[†] 伊東 健治[†] 諸谷 徹郎^{††}

Reflection Characteristics of a Metal Plate Loaded FSR Using an Equivalent Circuit Model and Its Application to the AMC Substrate*

Katsuya HAYASHI[†], Shigeru MAKINO^{†a)}, Shin-ichi BETSUDAN[†], Tetsuo HIROTA[†],
Keisuke NOGUUCHI[†], Kenji ITOH[†], and Tetsuo MOROYA^{††}

あらまし 金属板装荷 FSR の反射特性を等価回路モデルを用いて定式化することにより、PMC 特性を実現するための FSR の設計パラメータとスペーサとして用いる誘電体との関係を明らかにする。また、FSR の代わりにキャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板を例にして、モーメント法を用いた解析結果と比較することにより本手法の適用範囲を明らかにするとともに、実現できる周波数帯域が AMC 基板の厚さと比例関係があることを明らかにしている。

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

1. ま え が き

周波数選択性反射鏡（以下、FSR : Frequency Selective Reflector）[1]～[3]に誘電体よりなるスペーサを介して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できるため、パラボラ鏡面のような曲面の反射鏡を平面の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 (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。

本研究は AMC 基板への適用を目的としたものであり、通常は金属に直接装荷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アンテナを金属に装着することができるために、アンテナ全体の薄型化、低姿勢化が可能となる。そのためには、AMC 基板自体を薄型化する必要がある。また、PMC 特性を実現できる周波数特性を広帯域化できれば、その適用範囲も広がるものと考えられる。

従来より、金属板装荷 FSR によって実現できる AMC 基板の厚さや周波数帯域に関する研究がなされているが、その多くは市販のシミュレータを用いたパラメトリックスタディにより設計パラメータを決定している [8], [9] ため、FSR や誘電体の設計パラメータと PMC 特性との関係が必ずしも明確ではなかった。一方、シミュレータを用いる代わりに、FSR をインピーダンス、金属板と FSR との間の誘電体を伝送線路で置き換えた等価回路モデルを用いた解析法も提案されている [11], [12] が、導出される反射特性計算式では設計パラメータと PMC 特性との関係が明確ではなく、また、FSR のインピーダンスを近似的に求めている上に、解析できる FSR が平行格子やキャパシタンスグリッドなどの場合に限定されており任意の FSR 素子形状に適用することはできない。

本論文ではまず、等価回路を F マトリックスの縦

[†] 金沢工業大学, 野々市市

Kanazawa Institute of Technology, Ohgigaoka 7-1, Nonoichi-shi, 921-8601 Japan

^{††} 金沢工業高等専門学校, 金沢市

Kanazawa Technical College, 2-270 Hisayasu, Kanazawa-shi, 921-8601 Japan

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

* 本論文は、アンテナ・伝播研究専門委員会推薦論文である。

続接続で表すことにより、金属板装荷 FSR の反射位相を表す計算式を導出する [10]。これより、PMC 特性を実現するための FSR の設計パラメータと誘電体の設計パラメータとの関係を明らかにするとともに、AMC 基板を薄型化するための条件を明確にする。なお、FSR のインピーダンス（本論文では正規化アドミタンス）の計算にはシミュレータを用いており、これにより、任意の素子形状で構成される FSR であっても、容易に FSR の正規化アドミタンス、更には、金属板を装荷した場合の反射位相を計算できる。

また、本手法を金属板装荷キャパシタンスグリッド [13] を用いた AMC 基板に適用し、モーメント法 [14] を用いた計算結果と比較することにより、その適用範囲を明確にする。最後に、キャパシタンスグリッドのインダクタンス成分が無視できるほど小さいとし、上記反射位相計算式より PMC 特性の周波数比帯域幅を求める式を導出することにより、金属板装荷キャパシタンスグリッドによって実現できる周波数比帯域幅は波長で規格化した AMC 基板の厚さと比例関係があることを示し、モーメント法を用いた計算によりその妥当性を確認する。

なお、本論文で用いたモーメント法は、文献 [15] を拡張し、無限の大きさを有する多層平面誘電体の任意の不連続面に任意形状の金属よりなる素子を周期的に無限配列した解析モデル（以下、FSR モデル）、または、FSR モデルに金属板を装荷した解析モデル（以下、金属板装荷 FSR モデル）に、無限の大きさをもつ一様平面波が入射した場合の反射、透過特性を解析できるようにしたものである。詳細は文献 [14] を参照されたい。

2. 金属板装荷 FSR で構成された AMC 基板における等価回路を用いた設計と解析

2.1 金属板装荷 FSR の反射位相

図 1 に、FSR に誘電体よりなるスぺーサを介して金属板を装荷した金属板装荷 FSR の解析モデルを示す。FSR には、図 1 に示すように任意の形状の金属素子を周期的に配列したパッチ型 [3] と金属板から任意の形状を周期的にくり抜いたホール型 [2] とがあるが、いずれであってもよい。無限の大きさを有する金属板装荷 FSR に対して垂直に、無限の大きさの一様な振幅分布をもつ平面波が入射するものとし、FSR 及び誘電体に損失がないものとする、図 2 の等価回路

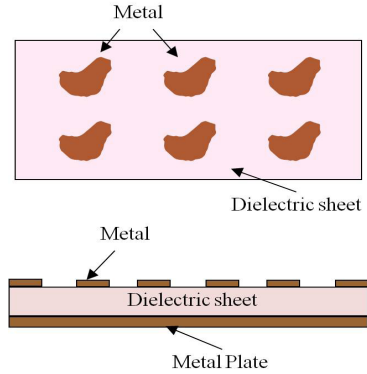


図 1 金属板装荷 FSR
Fig. 1 Metal plate loaded FSR.

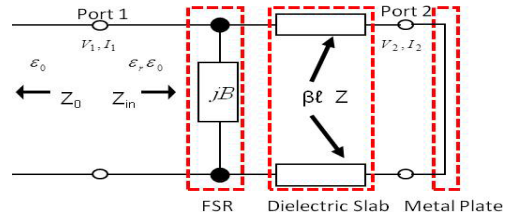


図 2 等価回路

Fig. 2 Equivalent circuit of metal plate loaded FSR.

で表すことができる。

図 2 において、FSR を正規化サセプタンス B で、厚さ l 、比誘電率 ϵ_r の誘電体よりなるスぺーサを伝搬定数 $\beta = 2\pi\sqrt{\epsilon_r}/\lambda$ 、長さ l の伝送線路で、また、金属板を短絡で表している。ここで、 λ は自由空間における波長である。このとき、FSR の正規化サセプタンス B は FSR の素子形状と誘電体の比誘電率 ϵ_r のみによって決定され誘電体の厚さ l には依存しない、すなわち、金属板の影響を受けないものとする。図 2 に示す等価回路において、FSR とスぺーサとして用いられる誘電体とを合わせた F マトリックスは、それぞれを表す F マトリックスを縦続接続することにより、次のようになる。

$$\begin{aligned}
 F &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{B}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ \sin \beta l \\ j\frac{\sin \beta l}{Z} & \cos \beta l \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \beta l & j\frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \sin \beta l \\ j\frac{B \cos \beta l}{Z_0} + j\frac{\sqrt{\epsilon_r} \sin \beta l}{Z_0} & -\frac{B \sin \beta l}{\sqrt{\epsilon_r}} + \cos \beta l \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (1)
 \end{aligned}$$

ここで、最初の式の右辺第 1 項が FSR を表す F マトリックス、第 2 項がスペーサとして用いられる誘電体を表す F マトリックスである。また、 Z は誘電体の波動インピーダンスであり $Z=Z_0/\sqrt{\epsilon_r}$ 、 Z_0 は自由空間の波動インピーダンスである。 F マトリックスの定義より、入力端 Port1 での電圧 V_1 、電流 I_1 と出力端 Port2 での電圧 V_2 、電流 I_2 との関係は次のようになる。

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \tag{2}$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \tag{3}$$

このとき、金属板は出力端 Port2 を短絡するため、 $V_2 = 0$ となる。したがって、入力端 Port1 から見た金属板装荷 FSR の入力インピーダンス Z_{in} は次式となる。

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{B}{D} = \frac{jZ_0}{-B + \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell} \tag{4}$$

これより、自由空間から入射した電磁波に対する、FSR、スペーサ、金属板の間の多重反射を考慮した反射係数 Γ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = -\frac{B - \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell + j}{B - \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell - j} \\ &= e^{j(2\phi \pm \pi)} \end{aligned} \tag{5}$$

ここで

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{B - \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell} \tag{6}$$

式 (5) より、金属板装荷 FSR の反射位相 Φ は次式となる。

$$\Phi = 2\phi \pm \pi \tag{7}$$

なお、反射振幅は、金属板を装荷していること、導体損失や誘電体損を考慮していないことより、式 (5) に示したように 1 である。

2.2 金属板装荷 FSR の AMC 基板への適用

式 (7) で表される反射位相 Φ が 0 となることが PMC の条件となる。すなわち、 $\phi = \pm\pi/2$ であり、これを式 (6) に代入すると、PMC の条件は次式となる。

$$B = \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell \tag{8}$$

式 (8) において、左辺は FSR の性質を表すパラメータ B 、右辺は誘電体の設計パラメータである伝搬定数

β 、厚さ ℓ であり、FSR と誘電体とが互いに従属の関係であることが分かる。例えば、FSR の設計諸元が与えられれば、所望の周波数において PMC 特性を有する誘電体の厚さ ℓ は、次のように一意的に決まる、

$$\frac{\ell}{\lambda} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{B} \tag{9}$$

逆に、所望の誘電体の厚さ ℓ が決まっているのであれば、FSR に要求される正規化サセプタンス B が一意的に決まることになり、AMC 基板の設計が容易になる。

また、式 (9) より、誘電体の厚さ ℓ を薄くするには FSR の正規化サセプタンス B を大きな値に選ぶ必要があることが分かる。特に、FSR の正規化サセプタンス B が大きい場合には、式 (9) は

$$\frac{\ell}{\lambda} \approx \frac{1}{2\pi B} \tag{10}$$

と近似でき、PMC 特性を実現する誘電体の厚さ ℓ は FSR の正規化サセプタンス B のみで決まり、誘電体の比誘電率 ϵ_r には依存しないことが分かる。

2.3 正規化サセプタンス B の求め方

等価回路から導いた計算式を使用するためには、FSR の設計パラメータに対する正規化サセプタンス B を知る必要がある。このとき、正規化サセプタンス B が装荷する金属板の影響を受けないものとする、図 3(a) のように、FSR の上側の半無限領域の誘電率が ϵ_0 、下側の半無限領域の誘電率が $\epsilon_r \epsilon_0$ という条件で正規化サセプタンス B を求める必要がある。一般には、任意の素子形状を有する FSR の設計パラメータと正規化サセプタンス B との関係を直接求めることは困難であるため、本論文では、シミュレータを用いる方法を提案する。

図 3(a) の解析モデルにおいて、入射波に対する反

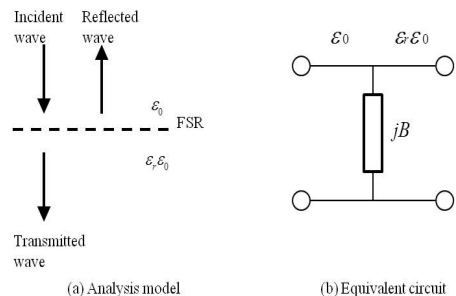


図 3 誘電体を有する FSR
Fig. 3 FSR with dielectric.

射係数 R 、透過係数 T は、適当なシミュレータ（例えば、モーメント法 (FSR モデル)）を用いることにより計算が可能である。一方、図 3 (a) の解析モデルは図 3 (b) の等価回路で表すことができる。図において、 B は FSR の正規化サセプタンス、入力側の誘電率は ϵ_0 、出力側の誘電率は $\epsilon_r \epsilon_0$ である。この等価回路より求められる反射係数 R 及び透過係数 T は次のようになる。

$$R = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r} - jB}{1 + \sqrt{\epsilon_r} + jB} \quad (11)$$

$$T = \frac{2\sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r} + jB} \quad (12)$$

シミュレータで計算した反射係数 R 、または、透過係数 T を用いると、正規化サセプタンス B は、式 (11)、または、式 (12) より直接求めることも可能であるが、透過位相 Θ_T を用いると、以下のように実数計算のみで容易に求めることができる。

式 (12) より、透過位相 Θ_T は次のように表すことができる。

$$\Theta_T = -\tan^{-1} \frac{B}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

これより、 B は次のように求めることができる。

$$B = -(1 + \sqrt{\epsilon_r}) \tan \Theta_T \quad (14)$$

なお、反射振幅 $|R|$ 、反射位相 Θ_R 、透過振幅 $|T|$ から B を求めることができるが、正規化サセプタンス B に関する二次方程式となるために二つの解が得られ、一意的に決定することができない。したがって、シミュレータで計算した透過位相 Θ_T を用いて、式 (14) により B を決定する。

与えられた FSR の設計パラメータに対する正規化サセプタンス B が決まれば、所望の周波数において PMC 特性を実現する誘電体の厚さ l は式 (9) で決定でき、また、誘電体の厚さ l が決まっているのであれば AMC 基板の反射位相特性は式 (7) で計算できることになる。

2.4 測定結果との比較

図 4 及び表 1 に測定した金属板装荷二重リング型 FSR の諸元を示す。二重リング形 FSR はリング径によって決まる二つの共振周波数を有し、これらの共振周波数では電波を全反射し、また、これら二つの共振周波数の間に電波を全透過する周波数を有する。測定に

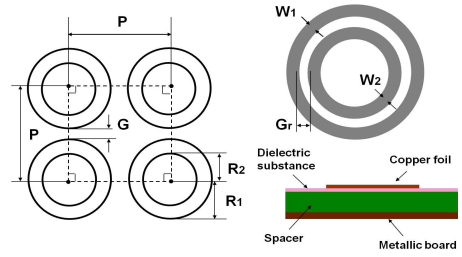


図 4 二重リング型 FSR の設計パラメータ
Fig.4 Design parameters of dual ring type FSR.

表 1 二重リング型 FSR の諸元値
Table 1 Numerical parameters of dual ring type FSR.

FSR の諸元			
P	12.56 mm	W_1	1.03 mm
G	1.03 mm	W_2	0.68 mm
R_1	5.25 mm	G_r	0.985 mm
R_2	3.41 mm	銅箔厚	0.018 mm
比誘電率	3.45	誘電体厚	0.564 mm
スペーサの諸元			
比誘電率	1.2	厚さ	4.6 mm

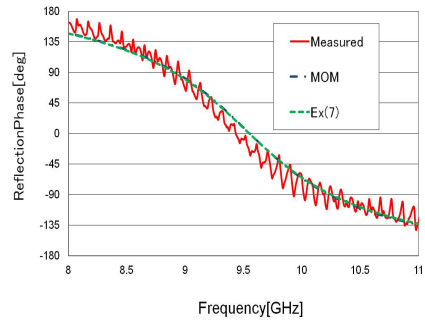


図 5 反射位相測定値
Fig. 5 Measured reflection phase.

用いた FSR は厚さ 0.6 mm (誘電体厚さは 0.564 mm) の両面銅張 PPO 基板を用いてエッチングにより製作したものであり、これに厚さ 4.6 mm の発泡スチロールよりなるスペーサを介して金属板を装荷した。

図 5 に、金属板装荷 FSR の反射位相特性の測定結果を実線で、モーメント法 (金属板装荷 FSR モデル) を用いた解析結果を一点鎖線で、また、式 (7) で求めた計算結果を点線で示す。測定結果は、50 cm 角の金属板装荷 FSR を開口径 40 cm の円形ホーンリフレクタアンテナの開口に装着し、ネットワークアナライザにより測定された反射位相を金属板の反射位相と比較することにより求めたものである。測定結果に見られるリプルは、ホーンリフレクタアンテナの給電

部と開口部に置かれた被測定物との間の多重反射によるものであり、幾何光学的には平面波であるホーンリフレクタアンテナ開口上の波面が波動的には位相分布をもつ [16] ために生じたものである。また、本手法における FSR の正規化サセプタンス B は、図 3(a) の解析モデルにおいて、FSR の部分を PPO 基板（厚さ 0.564 mm, 比誘電率 3.45）を含む二重リング型 FSR, 下側の半無限領域の比誘電率を 1.2 とし、モーメント法 (FSR モデル) により解析した透過位相 Θ_T を用いて式 (14) により計算した。モーメント法 (金属板装荷 FSR モデル) を用いた反射位相と本手法で求めた計算結果とはグラフでは区別がつかないくらいに極めてよく一致している。また、いずれの結果においても 9.5 GHz 付近で反射位相が 0 度となる PMC 特性が確認でき、入射波の振幅分布が一様でないことによる解析モデルとの差異、製作誤差、測定誤差、また、用いた誘電体の比誘電率の不確かさを考慮すると、本手法の妥当性を示しているものと考えられる。

3. 金属板装荷キャパシタンスグリッドへの適用

3.1 金属板装荷キャパシタンスグリッドの設計パラメータと正規化サセプタンス

2. では、金属板装荷 FSR で構成された AMC 基板において等価回路を用いた設計法と解析法を示した。しかし、FSR には多くの素子形状が存在するとともに一般には設計パラメータも多く、また、複雑な LC 回路として動作するために定性的にその性質を論じることは困難である。そこで本章では、金属板装荷 FSR に代えて、その設計パラメータが少ないためにパラメトリックスタディが容易であり、また、近似的には C 成分のみで論じることができる金属板装荷キャパシタンスグリッドで構成された AMC 基板を例にし、等価回路より求めた計算式の適用範囲、PMC 特性比帯域幅について検討する。キャパシタンスグリッドは金属ストリップを周期的に配置したものであり、FSR と比較すると、FSR が二次元周期構造であるのに対しキャパシタンスグリッドは一次元周期構造である、FSR では任意の入射偏波に対して PMC 特性が期待できるがキャパシタンスグリッドでは金属ストリップの方向に直交する偏波に対してのみ PMC 特性を有する、などの点が異なるが、2. の理論はそのまま適用できる。

図 6 に金属板装荷キャパシタンスグリッドの構成を示す。図に示すように、キャパシタンスグリッドの設

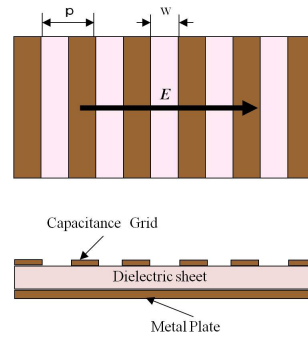


図 6 金属板装荷キャパシタンスグリッドの構造
Fig. 6 Structure of a metal plate loaded capacitance grid.

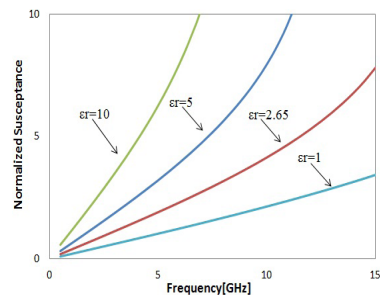


図 7 正規化サセプタンス B
Fig. 7 Normalized susceptance B .

計パラメータは、その周期 p と金属間の隙間 w の 2 個である。 p 及び w が波長に比べて小さい場合、金属ストリップの方向に直交する偏波に対してキャパシタンスグリッドはキャパシタンスとして動作し、 w/p が小さいほど大きな B を実現することができたため、AMC 基板の薄型化に適していると考えられる。

図 7 に、キャパシタンスグリッドの正規化サセプタンス B を式 (14) で計算した結果を示す。キャパシタンスグリッド単体の透過位相 Θ_T はモーメント法 (FSR モデル) により計算した。計算に用いたキャパシタンスグリッドの設計パラメータは $p = 10$ mm, $w = 1$ mm であり、誘電体の比誘電率 ϵ_r を 1, 2.65, 5, 10 と変化させている。図より、 ϵ_r を大きくすることにより正規化サセプタンス B の値を大きくでき、AMC 基板の薄型化には高誘電率基板の採用が有効であることが分かる。

3.2 等価回路より求めた計算式の適用範囲

等価回路より求めた反射位相計算式の妥当性を確認するために、式 (7) によって計算した金属板装荷キャパシタンスグリッドの反射位相をモーメント法 (金属

板装荷 FSR モデル) による計算結果と比較する. 図 8 において, 破線はモーメント法より求めた計算結果を, 実線は式 (7) で求めた計算結果を示している. キャパシタンスグリッドの設計パラメータは $p = 10\text{mm}$, $w = 1\text{mm}$, 誘電体の比誘電率 ϵ_r は 2.65 である. また, 誘電体の厚さ l は, 1 mm, 2 mm, 5 mm である. 図 8 より, 誘電体の厚さが 5 mm の場合には両者は非常によく一致しているが, 誘電体の厚さが薄くなるにつれ徐々に差異を生じていることが分かる. 図 9 には両手法で計算した PMC 周波数 (反射位相が 0 となる周波数) f_0 を示している. $l = 2\text{mm}$ のときの PMC 周波数は, モーメント法で求めた場合が 7.11 GHz, 式 (7) で求めた場合が 7.45 GHz であることより, 誘電体の厚さが 1/20 波長以上であれば PMC 周波数の誤差は 5% 以下となり, これが本手法の適用範囲であると考えられる. なお, 図 5 において両手法で計算した反射位相特性が極めてよく一致することを示したが, こ

れは, スペーサとして用いた発泡スチロールの厚さが約 0.15 波長と十分厚かったためである.

誘電体の厚さが薄い場合の差異の原因は次のように考えられる.

(1) 誘電体を含むキャパシタンスグリッドの正規化サセプタンス B は金属板が存在しない状態で算出している. しかし, 誘電体の厚さが薄い場合には金属板がキャパシタンスグリッドに接近し, その影響を受けて正規化サセプタンス B の値が変化する.

(2) 図 2 に示す等価回路は入射波に対応する無限一様平面波のみが伝搬する条件の下で成立する. 一方, キャパシタンスグリッドや FSR を構成する金属素子近傍では, 金属素子上に励起された電流からの散乱波により, 周期的かつ複雑な電磁界となる. このような周期的な電磁界は Floquet モード [15] に展開して考えることができる. その基本モードは入射波に対応する無限一様平面波, 高次モードはキャパシタンスグリッドや FSR の金属素子の配列周期に起因するグレーティングローブに対応する無限一様平面波であるが, 一般には, 金属素子の配列周期は波長に比べて小さい値が選ばれるため, 高次モードは evanescent モードである. したがって, 金属素子から離れるに従って高次モードは急速に減衰して基本モードのみが伝搬することになり, この範囲内では等価回路は妥当であると考えられる. しかし, 誘電体の厚さが薄い場合には, 金属素子上に励起された電流によって発生した高次モードは金属板によって反射された後, 十分に減衰しないで再び金属素子に入射することになる. 等価回路では基本モードの伝搬のみを考慮しているため, 誤差を生じる.

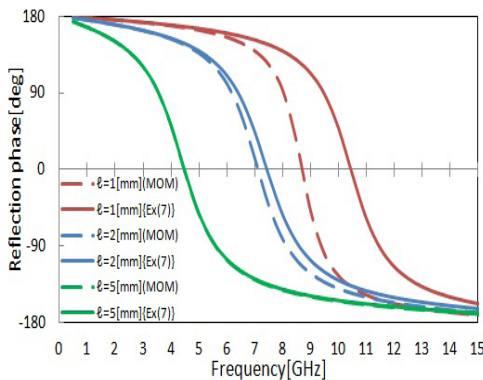


図 8 金属板装荷キャパシタンスグリッドの反射位相
Fig. 8 Reflection phase of a metal plate loaded capacitance grid.

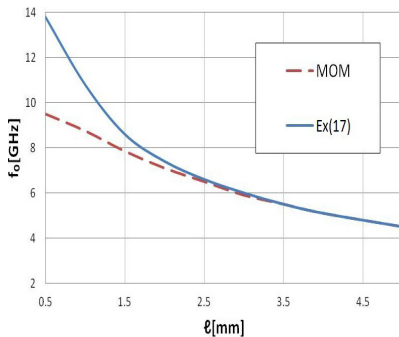


図 9 AMC 基板厚さと PMC 周波数
Fig. 9 Relation between the thickness of AMC substrate and the PMC frequency.

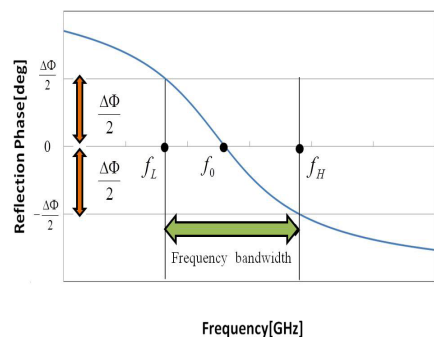


図 10 比周波数帯域幅の定義
Fig. 10 Definition of relative bandwidth.

数を f_0 , $-\Delta\Phi/2$ となる周波数を f_H , $\Delta\Phi/2$ となる周波数を f_L とし, PMC 比帯域幅 BW を次のように定義する.

$$BW = \frac{f_H - f_L}{f_0} \quad (15)$$

これを次のように定式化していく.

式 (7) 及び式 (6) より, 次式が導かれる.

$$\tan \frac{\Phi}{2} = -\cot \phi = \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta \ell - B \quad (16)$$

ここで, 次の近似を用いる.

(1) 誘電体厚さ ℓ が波長に比べて十分小さいものとして, $\cot \beta \ell \approx 1/\beta \ell$ と近似する.

(2) キャパシタンスグリッドがキャパシタンス成分 C のみであるとして $B \approx 2\pi C f$ と近似する.

このとき, 式 (16) は次のようになる.

$$\tan \frac{\Phi}{2} = \frac{c_0}{2\pi \ell f} - 2\pi C f \quad (17)$$

ここで, c_0 は真空中の光速である. まず, $f = f_0$ のときに $\Phi = 0$ となる条件を式 (17) に代入して整理すると, C は次のように表される.

$$C = \frac{c_0}{(2\pi f_0)^2 \ell} \quad (18)$$

これを式 (17) に代入すると, 次の関係が導かれる.

$$f^2 + \frac{2\pi \ell}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Phi}{2} \cdot f - f_0^2 = 0 \quad (19)$$

この式に, $f = f_H$ のときに $\Phi = -\Delta\Phi/2$, $f = f_L$ のときに $\Phi = \Delta\Phi/2$ となる条件を代入すると次のようになる.

$$f_H^2 - \frac{2\pi \ell}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \cdot f_H - f_0^2 = 0 \quad (20)$$

$$f_L^2 + \frac{2\pi \ell}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \cdot f_L - f_0^2 = 0 \quad (21)$$

これより, 次式が得られる.

$$BW = \frac{f_H - f_L}{f_0} = 2\pi \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \frac{\ell}{\lambda_0} \quad (22)$$

ここで, λ_0 は周波数 f_0 における自由空間での波長である. 式 (22) は, PMC 比帯域幅 BW は波長で規格化した誘電体厚さ ℓ/λ_0 に比例し, その比例係数 $2\pi \tan \frac{\Delta\Phi}{4}$ はキャパシタンスグリッドの設計パラメータや誘電体の比誘電率 ϵ_r には依存しない定数であるこ

とを示している. すなわち, AMC 基板の厚さ ℓ/λ_0 が決まれば一意的に PMC 比帯域幅 BW が決まり, したがって, AMC 基板の広帯域化と薄型化とを同時に実現することはできないことが分かる.

式 (22) の妥当性を検証するために, パラメトリックスタディにより PMC 比帯域幅を計算した. 金属板装荷キャパシタンスグリッドにおいて変化したパラメータは次のとおりである.

- p : 5 mm, 8 mm, 10 mm
- w/p : 0.01, 0.02, 0.04, 0.08, 0.1, 0.2, 0.4
- ℓ : 0.164 mm, 0.364 mm, 0.764 mm, 1.564 mm, 3.164 mm
- ϵ_r : 1, 2.65, 5, 10

上記の合計 420 通りの組合せに対して反射位相特性をモーメント法 (金属板装荷 FSR モデル) によって計算した. 計算したそれぞれの反射位相特性から f_0 , f_H , f_L を求め, PMC 比帯域幅 BW を式 (15) により計算するとともに, 設計パラメータで与えた誘電体厚さ ℓ を f_0 で決まる波長 λ_0 で規格化し, 前者を縦軸, 後

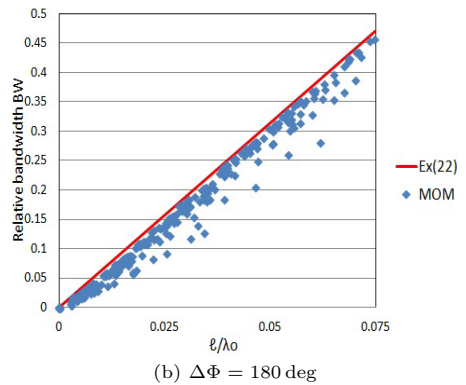
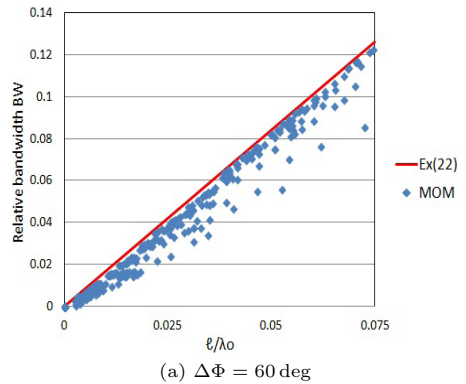


図 11 金属板装荷キャパシタンスの厚さと比帯域幅の関係
Fig.11 Relation between thickness and relative bandwidth.

者を横軸にしてプロットしたものを図 11 に示す。(a) は $\Delta\Phi = 60 \text{ deg}$ の場合、(b) は $\Delta\Phi = 180 \text{ deg}$ の場合であり、いずれの場合もプロットした点は上記のように 420 点ある。図より、PMC 比帯域幅 BW の上限は波長で規格化した誘電体厚さ l/λ_0 に比例し、その比例係数はキャパシタンスグリッドの設計パラメータや誘電体の比誘電率 ϵ_r には依存しないことが分かる。また、図には式 (22) の直線を実線で示している。 $\Delta\Phi = 60 \text{ deg}$ 、 $\Delta\Phi = 180 \text{ deg}$ のいずれの場合においてもモーメント法で計算した PMC 比帯域幅 BW の上限とよく一致しており、式 (22) の妥当性、有効性を示しているといえる。

なお、図において、上記直線にのらない計算結果が存在する。その原因は式 (22) を導出した際の近似条件を満足しない場合があるためであると考えられる。また、等価回路を用いた本手法の適用範囲が AMC 基板が $1/20$ 波長以上のある程度厚い場合であることを前節で示したが、PMC 比帯域幅 BW に関しては図 11 に示すように、AMC 基板が極めて薄い場合においてもよく一致していることが分かる。

4. む す び

本論文ではまず、等価回路を用いることにより金属板装荷 FSR の反射位相を表す計算式を導出し、PMC 特性を実現するための条件を明らかにした。また、これより AMC 基板を薄型化するための条件を明確にした。これを金属板装荷キャパシタンスグリッドに適用し、上記式による計算結果とモーメント法を用いた計算結果とを比較することにより、本手法の適用範囲が AMC 基板の厚さが $1/20$ 波長以上のある程度厚い場合に限定されることを明確にした。次に、この計算式より PMC 特性の比周波数帯域幅を求める式を導出し、金属板装荷キャパシタンスグリッドによって実現できる比周波数帯域幅はスペーサの比誘電率にかかわらず AMC 基板の厚さと線形の間があることを示し、モーメント法を用いた計算によりその妥当性を確認した。

本手法により、AMC 基板の PMC 特性に関しては設計パラメータとの関係を定性的に説明ができ、AMC 基板設計の指針になるものと自負しているが、AMC 基板が極めて薄い場合においても PMC 比帯域幅 BW がよく一致する理由を含め、等価回路の適用範囲の定量的な把握は必ずしも十分ではないと考えている。これを解明するには、金属板の影響を考慮した正規化サ

セプタンス B の導出、Floquet 高次モードを考慮した等価回路モデルの構築が必要であり、本論文の研究範囲を超えている。今後、更に検討していく予定である。

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," 信学論 (B), vol.J95-B, no.9, pp.1114-1123, Sept. 2012.
- [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 欽揮, 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] S. Tretyakov, Analytical model in applied electromagnetics, Artech House Publishers, 2003.
- [12] 松崎章太, 宇野 亨, 有馬卓司, "EBG 構造による散乱解析における伝送線路近似の精度について," 2012 信学ソ大 (通信), B-1-85, 2012.
- [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," 信学技報, A-P2012-50, 2012.
- [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] J.P. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP23, no.1, pp.70-75, 1975.

- [16] 牧野 滋, 片木孝至, “波面と鏡面,” 信学論 (B), vol.J91-B, no.9, pp.916-925, Sept. 2008.
(平成 25 年 1 月 7 日受付, 4 月 12 日再受付)



林 勝也 (学生員)

平 23 金沢工大・工・情報通信卒. 同年金沢工大大学院博士前期課入学.



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) 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 関東地方発表明彰奨励賞, 平 10 R&D100 賞, 平 17 第 16 回電波功績賞電産産業会会長表彰, 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



別段 信一 (正員)

昭 38 東北大・工・通信卒. 同年三菱電機 (株) 入社. 同社通信機製作所にて, レーダ用アンテナ, 衛星通信地球局アンテナ及び電波望遠鏡の開発・設計に従事. 同社通信機製作所技師長を経て, 平 9 金沢工大・工・電気電子系・教授. 現在, 同電気系・教授. 平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞. IEEE 会員. 工博



廣田 哲夫 (正員)

昭 54 京大・工・電子卒. 昭 56 同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 年度本会学術奨励賞, 平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞. IEEE 会員. 工博



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)



伊東 健治 (正員)

昭 58 同志社大・工・電子卒. 平 9 東北大工学研究科・電子工学専攻・後期博士課程修了. 昭 58 三菱電機 (株) 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・ミリ波送受信機の研究・開発, RF-IC, 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 関東地方発表明彰奨励賞, 平 18 近畿地方発表明彰奨励賞, 平 14 第 50 回オーム技術賞など受賞. 平 16~20 IEEE Trans.MTT の Associate Editor, 平 18~20, 平 22, 平 24~現在 IEEE MTT-S elected ADCOM member. 平 20~23 URSI-C 委員長. 著書「モバイル通信の無線回路技術」(本会, 共著). IEEE Senior member. 博士 (工学)



諸谷 徹郎 (正員)

平 10 金沢工大・工・電子卒. 平 13 同大学院博士前期課程了. 同年リネットク (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.