

# 周波数選択シールドフィルムの理論解析

## Theoretical Analysis of a Frequency-selective Shielding Film

笠嶋 善憲  
横田 依早弥  
平井 淳一

### 要 約

電波を用いた情報通信機器が急激に増加している。それら間の混信防止やセキュリティを目的とした建物や部屋の電磁シールドの必要性が急速に高まっている。最近、鹿島は、一つの建物内において大規模無線LANシステムを利用する環境とするために、その建物のガラス窓に貼ってこの無線LANの周波数のみを電波シールドする周波数選択シールドフィルム(FSS)を実験的に開発、実用化した。このFSSは、フィルムに多くのアンテナが印刷されており、特定の周波数帯の電波に対してのみ高いシールド特性があるが、その他の周波数帯の電波に対しては減衰がないものである。今回、このFSSのシールド特性を大規模配列アンテナとして理論的に解析した。その結果、解析で用いたFSSのアンテナ形状は実用化したアンテナ形状とは異なるが、実用化したFSSと同じ基本的特性が得られた。本論文では、理論解析とその結果を用いた計算例を示す。

### 目 次

- I. はじめに
- II. 解析手法
- III. 理論解析
- IV. 計算例
- V. 実用化したFSS
- VI. おわりに

#### I. はじめに

鹿島は、2.45GHz周波数帯での周波数選択シールドフィルム(以下、FSSと呼ぶ)を開発し、実用化に成功した<sup>1)</sup>。過去に、FSSのモーメント法を用いた解析方法の論文<sup>2)-7)</sup>があるが、これらの解析方法はFSS上の数個のアンテナを対象とし、かつ、その特定点でのシールド特性のみを求めるものである。このため、実際の窓ガラスに貼る大規模FSSの理論解析やその設計には、利用できないものである。

今回、基本形の十字型アンテナを数多く規則的に配列したFSSモデルについてアンテナ工学理論を用いて解析した。将来、この解析方法を用いることにより、実際の窓ガラスに貼るFSSの机上での設計が可能となる。また、FSSのシールドメカニズムが明解に分かるため、開発商品の品質保証を的確に行うことができる。

本論文では、FSSの解析方法と実用化したFSSと同じ最大減衰周波数が2.45GHzのFSSモデルでの計算例及び実用化したFSSの特性を示す。

#### II. 解析手法

FSSは、特定の電波周波数帯に対してのみシールド効果を

有し、他の周波数ではシールド効果を有しないものである。FSSの基礎構造と原理は、特定の周波数に共振するアンテナを非常に数多く、規則正しく窓ガラスなどに貼りつけたものである。そして、FSSの多くのアンテナに直接波(電波)が当たると特定周波数付近でのみ、強く電波を再放射し、FSSのアンテナの裏面側では、この再放射波と直接波が打ち消す極性で干渉し、その結果電波が消えて良い減衰特性を生じるのである。

FSSの基本的な3つの型をFig. 1に示す。(a)は、二つの $\lambda/2$ ダイポールアンテナ( $\lambda$ :波長)を垂直、水平に組み合わせた十字型アンテナを多数配列したものである。(b)は、三つの $\lambda/4$ アンテナを $120^\circ$ 間隔で組み合わせたY字型アンテナを配列している。(c)は、十字型アンテナと、十字型アンテナを $45^\circ$ 回転させたX字型アンテナを組み合わせて配列したものである。また、Fig. 2に示すように、これらの電流分布は、いずれも正弦波状である。

FSSは、任意偏波に対してシールド効果と同じにする必要があるため、通常、各アンテナの垂直、水平成分が等しくなるようにしてある。Fig. 2(d)のように任意偏波の電界は、垂直成

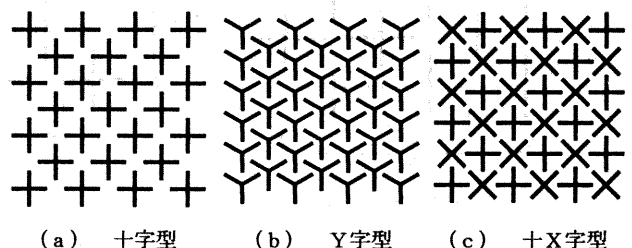


Fig. 1 FSSのアンテナ形状  
(Antenna Shape of FSS's)

キーワード: 電波, アンテナ, シールド  
無線LAN, 電波妨害

分と水平成分にベクトル分解して、Fig. 2 (a) (b) (c) に示すFSSで一つ一つのアンテナの垂直成分と水平成分にベクトル分解したものにそれぞれ作用して受信電圧を生じ、その和が、一つ一つのアンテナの受信電圧となる。例えば、Fig. 2 (b) Y字型で $\alpha$ の $\lambda/4$ アンテナの場合は、 $a' \cdot \sin\theta \cdot E_v$ と $a' \cdot \cos\theta \cdot E_h$ の和が $\alpha$ アンテナの受信電圧となる。そして、これら受信電圧を生じた $\alpha, \beta, \gamma$ アンテナの一つ一つが他の多くのアンテナと相互作用した結果、任意偏波に対してシールド効果が得られる。ここで、先にも述べたようにFig. 1の(a), (b), (c)の一つ一つの十

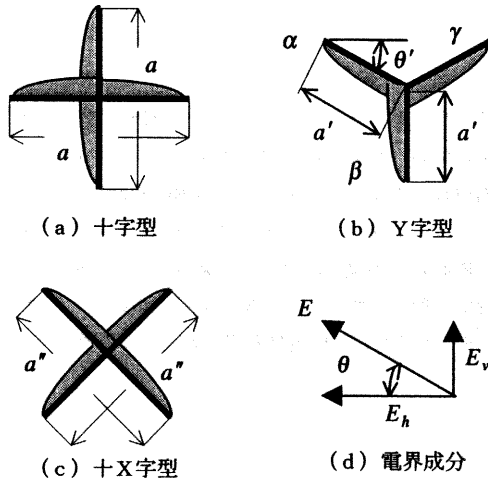


Fig. 2 各種形状アンテナとその電流分布  
(Current Distribution of Antennas)

字型, Y字型, X字型アンテナは $\lambda/2$ ,  $\lambda/4$  アンテナの組み合わせであるが、これらの $\lambda/2$ ,  $\lambda/4$  アンテナは、FSSのアンテナ工学的解析の基本単位となるため要素アンテナと呼ぶことにする。

FSSのアンテナ工学的解析は、次の6ステップで行う。

- ①それぞれの要素アンテナ間の相互インピーダンスを、要素アンテナの電流分布と位置(座標)関係から理論式を用いて計算する。
- ②それぞれの要素アンテナに直接波が当たった場合の受信電圧を計算する。
- ③全要素アンテナの誘起電圧と全相互インピーダンスから電流を求める。全受信FSSの裏、表面方向の観測点において、全要素アンテナからの再放射電界の総和を求める。
- ④FSSの表面方向観測点での再放射電界総和と直接波の電界のベクトル和が減衰電界強度となる。
- ⑤直接波の電界強度に対する観測点の減衰電界強度の比が、シールド減衰比となる。
- ⑥FSSの表面方向の観測点では、再放射電界の総和は反射波そのものとなるため、再放射電界の総和の直接波強度に対する比が、反射減衰比となる。

### III. 理論解析

#### 1. 解析モデル

理論解析は、Fig.1 (a) をモデルとして行う。他のアンテナ形状の場合は、先にも述べたとおり、偏波とアンテナの両方を垂直、水平成分にベクトル分解して、受信電圧を求め、それぞれの電圧

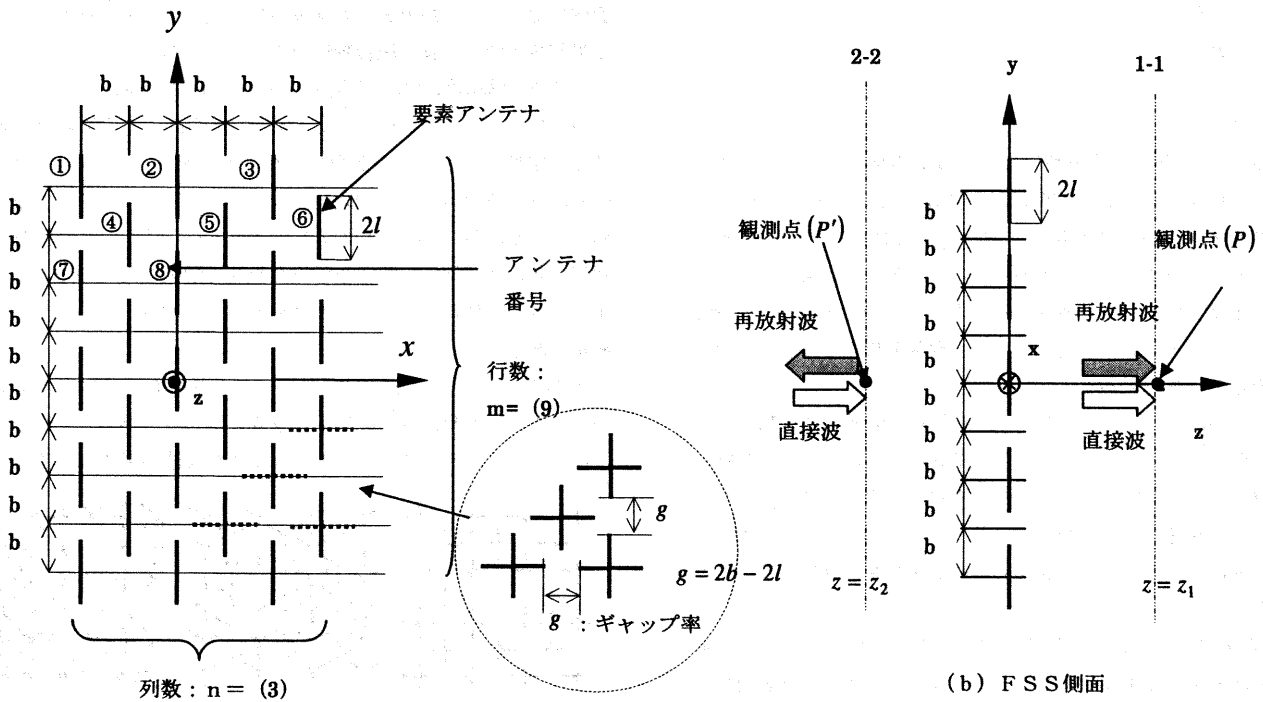


Fig. 3 理論解析モデル  
(Model FSS for Analysis)

の和を一つ一つのアンテナの受信電圧とする。Fig. 1 (a) は、十字型アンテナであり、二つの  $\lambda/2$  ダイポールアンテナが垂直、水平に交差しているが、この FSS ではアンテナの垂直方向配列パターンと水平方向配列パターンは同じになっている。したがって、任意角偏波に対する垂直、水平アンテナの両方の特性は、垂直偏波に対する垂直アンテナの特性で代表できる。

理論解析モデルを Fig. 3 に示す。Fig. 3 (a) は  $xy$  面であり、長さ  $2l$  の要素アンテナが行方向に平行に  $2b$  の間隔で  $n$  個、列方向に  $b$  の間隔で互い違いに  $m$  個配列されている。そして、要素アンテナの配列は、列は奇数列を偶数列の一部としてしまい偶数列のみ列番号として数え、行は互い違いになっているが全てを行番号と数える（要素アンテナ配列を一つのマトリックスとして解法するための便宜的方法である。）。また、この全要素アンテナには、1行目の左から右へ順に #1, #2, #3... # $n$ , 2行目の左から右へ # $n+1$ , # $n+2$ ... # $2n$ , ...そして最後の右下を # $k = n \times m$  と番号をつける。このような FSS に電波が当たると次の式<sup>9)</sup> が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + \dots + I_i Z_{1i} + \dots + I_k Z_{1k} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} + \dots + I_i Z_{2i} + \dots + I_k Z_{2k} \\ V_3 &= I_1 Z_{31} + I_2 Z_{32} + \dots + I_i Z_{3i} + \dots + I_k Z_{3k} \\ &\dots \\ V_k &= I_1 Z_{k1} + I_2 Z_{k2} + \dots + I_i Z_{ki} + \dots + I_k Z_{kk} \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

ただし、

- $V_i$ :  $i$  番目要素アンテナの受信電圧
- $I_i$ :  $i$  番目要素アンテナの誘起電流
- $Z_{ii}$ :  $i$  番目要素アンテナの自己インピーダンス
- $Z_{ij}$ :  $i$  番目と  $j$  番目要素アンテナの相互インピーダンス

2. 相互インピーダンス

(1) 式中の自己、相互インピーダンス  $Z_{ii}, Z_{ij}$  を求める。平行に置いた #  $i$ , #  $j$  二つの同じ長さのダイポールアンテナを Fig. 4 に示す。これらのダイポールアンテナの電流を次式とする。

$$\left. \begin{aligned} I_i(y) &= I_i \sin \beta(l - |y|), \quad |y| \leq l \\ I_j(y') &= I_j \sin \beta(l - |y'|), \quad |y'| \leq l \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

この二つのダイポールアンテナ間の相互インピーダンスは次式<sup>9),10)</sup> となる。

$$Z_{ij} = j \frac{30}{(\sin \beta l)^2} \int_{-l}^l \begin{pmatrix} \frac{e^{-j\beta r_{1j}}}{r_{1j}} + \frac{e^{-j\beta r_{2j}}}{r_{2j}} \\ -2 \cos \beta l \frac{e^{-j\beta r_{3j}}}{r_{3j}} \end{pmatrix} \sin \beta(l - |y'|) dy' \dots (3)$$

ただし、

$j$ : 虚数単位、 $\beta = 2\pi/\lambda$

$$r_{1j} = \sqrt{d^2 + (y' + l)^2}, \quad r_{2j} = \sqrt{d^2 + (y' - l)^2}$$

$$r_{3j} = \sqrt{d^2 + y'^2}$$

3. アンテナの受信電圧

Fig. 3 の理論解析モデルに次式に示す平面波（電波）を当てるとする。

$$E_d = E_0 e^{-j\beta z_1} \dots (4)$$

ただし、

$z_1$ : FSS からの距離

Fig. 4 を参照にして、#  $i$  ダイポールアンテナの実効長 ( $l_{eff,i}$ )、

受信電圧 ( $V_i$ ) は次式となる。

$$l_{eff,i} = \frac{2}{I_i(0)} \int_0^l I_i \cdot dy \dots (5)$$

$$V_i = E_0 \cdot l_{eff,i} \dots (6)$$

そして、全要素アンテナ ( $k$  個) の受信電圧は、 $V_i$  と全て同じとなるので次式となる。

$$V_1 = V_2 = \dots = V_i = \dots = V_k \dots (7)$$

4. アンテナの誘起電流

全要素アンテナに受信電圧が生じ、それらの全要素アンテナ間には相互インピーダンスがあり、その結果として全要素アンテナに誘起電流が生じる。すなわち、その全要素アンテナの誘起電流は、(1) 式の連立一次方程式を解いて求める。この結果の誘起電流の解を (8) に示す。

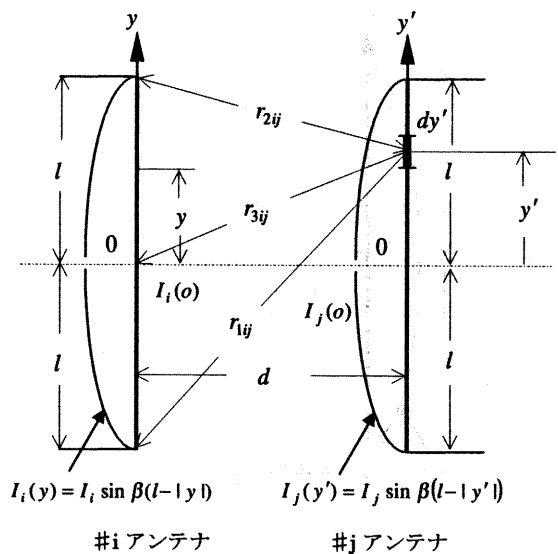


Fig. 4 ダイポールアンテナの相互インピーダンス (Mutual Impedance of Dipole Antennas)

$$I_1, I_2, I_3, \dots, I_i, \dots, I_k \dots\dots\dots (8)$$

5. 再放射電界

全要素アンテナの誘起電流によるFSSの近傍観測点(P)の電界は、1個1個の要素アンテナによる電界強度を計算し、そのベクトルの総和を求めて得られる。

Fig. 3の要素アンテナはダイポールアンテナであるが、一つのダイポールアンテナをFig. 5に示す。このダイポールアンテナの電流分布を次式とする。

$$I_i(y) = I_i \sin \beta(l - |y|), \quad |y| \leq l \dots\dots\dots (9)$$

このダイポールアンテナによる任意点(P)の電界( $E_{p,i}$ )は、次式<sup>9),10)</sup>となる。

$$E_{p,i} = -j30I_i \left( \frac{e^{-j\beta r_{1p}}}{r_{1p}} + \frac{e^{-j\beta r_{2p}}}{r_{2p}} - 2\cos \beta l \frac{e^{-j\beta r_{3p}}}{r_{3p}} \right) \dots\dots (10)$$

ただし:

$j$ : 虚数単位,  $I_i$  と  $E_p$  は同方向ベクトル

$$r_{1p} = \sqrt{z_1^2 + (s+l)^2}, \quad r_{2p} = \sqrt{z_1^2 + (s-l)^2}$$

$$r_{3p} = \sqrt{z_1^2 + s^2}$$

6. FSSのシールド損失量

Fig. 3(b)に示す観測点(P)の再放射電界は、一つ一つのアンテナによる放射電界の総和となり、次式となる。

$$E_p = \sum_{n=1}^k E_{p,n} \dots\dots\dots (11)$$

そして、これに直接波を合計したものが、P点の減衰電界強度となる。これを次式に示す。

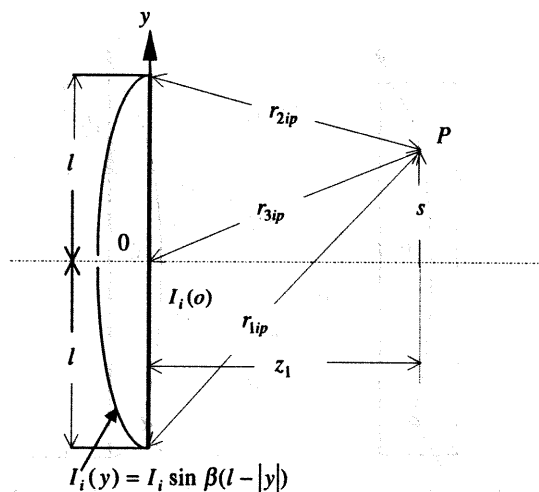


Fig.5 ダイポールアンテナ (Dipole Antenna)

$$E_s = \sum_{n=1}^k E_{p,n} + E_0 e^{-j\beta z_1} \dots\dots\dots (12)$$

そして、(12)式の値の直接波の電界強度に対する比が、観測点(P)の減衰電界強度比となり、そのdB表示がシールド損失となる。これを次式に示す。

$$T = 20 \cdot \log_{10}(E_s/E_0) \dots\dots\dots (13)$$

ここで、Fig. 3(a)でxy面の要素アンテナが無限に多ければ、Fig. 3(b)のFSSの近傍観測点(P)をFSSから十分に離れた点に選び、全要素アンテナから放射される電界の合成波面が平滑化され、一樣な電界とすることができるため、その結果、一点の観測点における(13)式の値はFSSのシールド特性を正確に示すことになる。

しかし、実際の計算では、計算時間の関係で要素アンテナの数を無限に多くはできないので、FSSの周辺(端部)からの回折電波による影響をうける。これを避けるため観測点(P)をFSS裏面の近傍に選択する。ただし、このようにすれば、全要素アンテナから放射される電界の合成波面は十分に平滑化されないため、計算での観測点(P)の減衰電界強度は、便宜的に観測点(P)の近傍に $0.25\lambda \times 0.5\lambda$ の面積をとり、その中を格子状に等分割した点の電界強度値の平均値とした。

7. FSSの反射損失量

Fig. 3(b)に示すようにFSSの表面方向に観測点( $p'$ )をとった場合、再放射電界の総和は、反射波のものとなるため、その反射損失は次式となる。

$$\Gamma = 20 \cdot \log_{10}(E_{p'}/E_0) \dots\dots\dots (14)$$

IV. 計算例

計算例は、Fig. 1(a)の十字型アンテナのタイプで、実際にはFig. 3の理論解析モデルで行う。その基本モデルは、ダイポールアンテナの長さ(2l)が64.1mm、列が15、行が31、これらのアンテナ間のギャップ率が $g=0.01$ ( $g$ :アンテナ間のギャップ長の波長に対する比である。)とする。なお、このときFSSの概寸は $7\lambda \times 7\lambda$ となる。そして、観測点(P)は、FSSの中央位置でz軸上を0.25波長離れた点( $x=0, y=0, z_1=0.25\lambda$ )とする。計算は、この基本モデルを中心にFSSのシールド損失量のみとして、次のようにパラメータを変えて行った。

①ギャップ率の変化

Fig. 3でギャップ率( $g$ )を $g_1=0.01, g_2=0.1, g_3=0.2, g_4=0.5$ として計算した結果をFig. 6に示す。

$g$ が、0.01、0.1では最大減衰となる周波数はほぼ同じ(約2.45GHz)であるが、0.2、0.5と大きくなると最大減衰周波数がダイポールアンテナ単体の共振周波数(2.30GHz)に近づく。しかし、 $g$ が、0.01~0.5のすべて場合においてシールド損失量はそれほど大きく変化しない。

②アンテナの誘起電流値

Fig. 6の $g=0.01$ の場合での全要素アンテナに誘起している電流値(実数部、虚数部)をFig. 7に示す。

これからは、実数部、虚数部ともにフィルム端部(1~6行、

10~15 行, 及び1, 15 列) の要素アンテナの電流は大きく変動しているが, その他は, ほぼ一定になっていることが分かる。そして特に, この一定電流の虚数部は0 (A) であるが, これは再放射波が直接波に対して位相遅れなく発生していることを示し, FSS裏面で良いシールド特性が得られていることを裏付ける。

③観測点を z 座標上で変化

Fig. 6 の各ギャップ率で, それぞれの最大減衰周波数において観測点 (P) が xy 座標位置 (中央) を一定で z 軸方向に変化 (0.2~20λ) したときのシールド特性を Fig. 8 に示す。なお, z 軸の距離の単位は波長である。

シールド損失は, 要素アンテナ個数が  $k=15 \times 31$  であるため, 距離が近くでは振動するが, 遠くなると損失は滑らかに弱まる。このことから, 減衰 (直接波と再放射波の干渉消滅) が理想的に行われていることが分かる。

④FSS 面上の観測点の位置変化

Fig. 6 の  $g=0.01$  で, 観測点を z 軸方向に 0.25λ 離れた位置 (1-1 面上の P 点) で FSS の中央, 上端, 横端, コーナ相当位置近くにおいた場合のシールド損失を Fig. 9 に示す。これから, FSS 端は中央に比べて特性が非常に悪いことが分かる。

V. 実用化した FSS

ガラス窓に貼付けて使用する FSS を開発し, 都心部に位置する高層ビルの外壁面に適用した。電磁シールドの目的はこのビルのオフィスに導入する大規模無線 LAN システムの通信機能の確保と, この電波によるビル外部での電波障害の発生防止である。すなわち, ビル外壁面のシールド対策により, ビル外部からの妨害電波の侵入防止を図るとともに, オフィスで使用する電波の外部への漏洩防止を目指す。シールド対象となる無線 LAN は IEEE802.11b に準拠し, 使用する電波の帯域は 2.400~2.497GHz の 97MHz 帯である。また, シールド性能目標値はこの窓ガラス部を除く, ビル外壁面が 20dB 程度であったため, これと同等の 20dB 以上とした。

開発した FSS の主な仕様を Table 1 に示す。アンテナ形状は Fig. 1 (b) に示す Y 字型である。このフィルムをガラスに貼付した状態で挿入損失法によりシールド特性を計測した。計測条

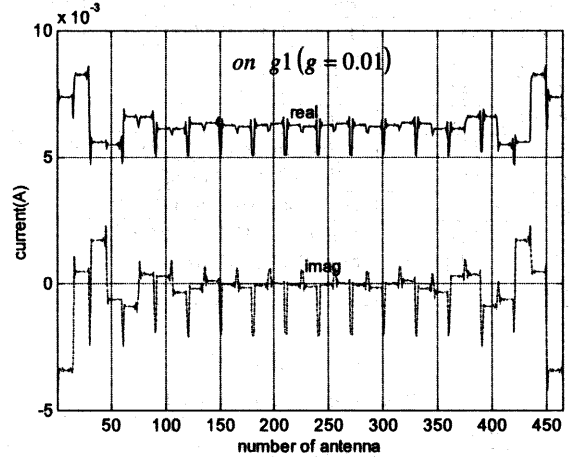


Fig. 7 要素アンテナの誘起電流値 (Induced Current Value of Antennas)

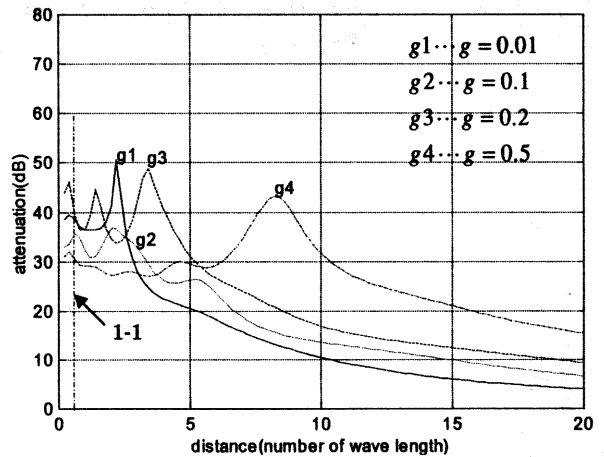


Fig. 8 観測点が z 軸距離を変化した場合のシールド特性 (Observation Point Moving on z-axis)

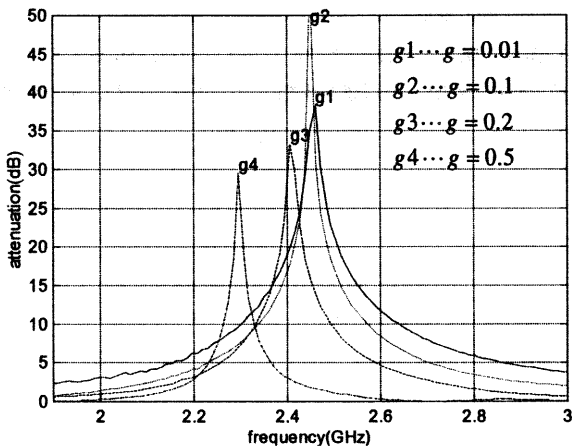


Fig. 6 アンテナ間ギャップを変化した場合のシールド特性 (Shield Characteristic with Changing Gap between Antennas)

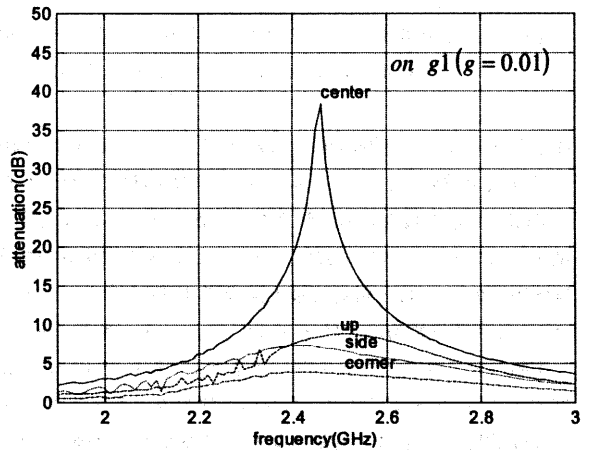


Fig. 9 FSS 端, 角のシールド特性 (Shield Characteristics of Corner and Side of FSS)

Table 1 FSSの主な仕様  
(Specification of the FSS)

項目	仕様
製造方法	透明フィルム面にアンテナを印刷
フィルム素材	PET (ポリエチレンテレフタレート) フィルム
フィルム厚さ	0.1mm
アンテナ素材	アルミニウム
アンテナ形状	Y字型
アンテナ寸法	一辺長 16.6mm, 幅 0.6mm, 厚さ 0.015mm
アンテナ間隔	Y字型端部-中心部間隔 2mm
施工方法	ガラス面に弱粘着材により貼付
シールド特性 (ガラス貼付状態)	2.400~2.497GHz で 24dB 以上 最大 47dB/2.45GHz

Table 2 計測条件  
(Measurement conditions)

項目	条件
計測方法	電波暗室開口部による挿入損失法
発受信アンテナ	ダブルリジッドガイドアンテナ
発受信装置	ネットワークアナライザ
発受信距離	1.5m+1.5m
計測位置	ガラス中心部
ガラス寸法	高さ 1900mm, 横 1720mm, 厚さ 15mm
ガラス種別	熱線反射ガラス

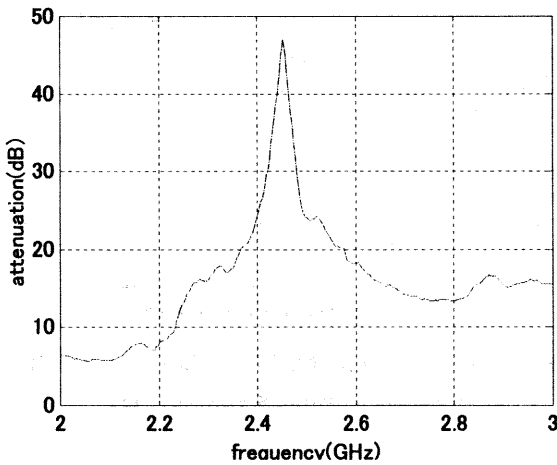


Fig. 10 実用化したFSS (ガラス板付き)のシールド特性  
(Shield Characteristic of Utility FSS)

件を Table 2 に、計測結果を Fig. 10 に示す。一辺長 16.6mm のアンテナを印刷したフィルムはガラスに貼付しない状態では 3.87GHz 付近で最大の減衰特性を示すが、ガラスに貼付すると誘電体としてのガラスの影響により無線 LAN の使用周波数帯域のほぼ中心の 2.45GHz 付近で最大減衰で 47dB となる。また、無線 LAN の使用周波数帯域では 24dB 以上のシールド性能であった。

実際の FSS のアンテナ形状は Y 字型、解析で用いたのは十字型であり、また両者ではガラス板の有無の違いもあるため、Fig. 10 の実験結果と Fig. 6 の解析結果を同じ条件では比較できないが、両図の全体的周波数特性、及び減衰帯域は基本的に一致していると考えられる。

VI. おわりに

本論文では主に FSS の基本的解析を示した。その他、応用的なものとしての斜入射電波特性、他形状要素アンテナの FSS の解析が残っている。将来は、実験的に開発した FSS のデザインの改良を理論解析結果を用いて行い商品化し、また、この FSS を机上で設計する方法を確立していく予定である。

参考文献

- 1) J. Hirai and I. Yokota; Electro-magnetic shielding glass of frequency selective surfaces, 1999 International Symposium on EMC in Tokyo, (May 1999), pp.314-316.
- 2) C. H. Tsao and R. Mittra; Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-32, no.5, (May 1984), pp.478-486.
- 3) Raj Mittra, Chi H. Chan and Tom Cwik; Techniques for analyzing frequency selective Surfaces a review, Proceedings of the IEEE, vol. 76, no. 12, (December 1988), pp.1593-1613.
- 4) E. A. Parker and S. M. A. Hamdy; Rings as elements for frequency selective surfaces, Electronics Letters, vol.17, no.17, (August 20, 1981), pp.612-614.
- 5) James P. Montgomery; Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.AP-23, no.1, (January 1975), pp.70-75.
- 6) G. H. Schennum; Frequency-selective surfaces for multiple-frequency antennas, Technical Note, The Microwave Journal, (May 1973), pp.55-57.
- 7) Raj Mittra, Richard C. Hall and Chich-Hsing Tsao; Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.AP-32, no.5, (May 1984), pp.533-536.
- 8) John D. Kraus; Antennas, McGraw-Hill Book Company, 1950, pp.300-303.
- 9) 榎本, 関口; 電波工学, オーム社, 1973, pp.62-70.
- 10) 内田, 虫明; 超短波空中線, コロナ社, 1970, pp.89-95.