ミリ波アンテナの不要放射低減に関する研究

研究代表者　　戸村崇　　東京工業大学・工学院・電気電子系・助教

1 はじめに

本研究の目的は放射量周波数選択特性を有する高効率・高利得な平面アンテナをミリ波帯で実現することである．これにより不必要な電波の放射を低減し，新たな周波数資源を生み出し，周波数利用効率のさらなる向上が可能となる．

電波は有限な資源であり，効率良く使用することが求められる．通常，アンテナは使用する周波数帯の両側に不必要な電波を放射するため，隣接するシステム間に隙間を設けて周波数を設定する．この隙間は互いの不要な電波が混信し使用するのが不可能である．

近年,数Gbpsから数十Gbpsの高速無線通信のために広い帯域幅を使用できるミリ波帯が注目されている．60 GHz 帯では 57 － 66 GHz の帯域幅 9 GHz・14.6% [1]，80 GHz 帯では 71 － 76 GHz と 81 － 86 GHz の 19.1% [2]，120 GHz 帯では 116.5 － 133.5 GHz の帯域幅 17 GHz ・13.6% [3]，330GHz 帯では 295 － 365GHz の帯域幅 70GHz・21.2%[4]を使用するシステムが検討されている．一対一および一対多の固定無線通信の用途では広帯域な高利得アンテナが必要となる．ホーンアンテナや反射鏡アンテナなどの開口面アンテナが使われるが，三次元構造であるためアンテナ体積が大きい．無線回路とアンテナを一体化するには平面型アンテナが望ましい．基板上に構成するパッチアレーは平面構造で軽量であるが，ミリ波帯では給電回路の誘電体損失が大きく，高利得アンテナを高効率で実現できない．平面型中空導波管スロットアレーはミリ波帯でも低損失であり，高効率で高利得を平面型で実現できる．しかしコストと重量が課題である．

本研究では，ミリ波帯高利得アンテナの不必要な電波の放射を低減する方法を検討する．これにより隣接する無線システムとの間での，電波の混信がなくなり，新たな周波数資源を生み出すことが可能となる．具体的にはアンテナ設計法を確立し，試作測定評価により本研究の有効性を実証する．設計法として最適化不要な一意的設計法と構成要素を増やさない簡易構成設計法を確立する．本研究の完遂により周波数利用効率が向上し，新たな無線システムへの周波数割り当てが可能となり，ミリ波帯のさらなる発展に寄与する．

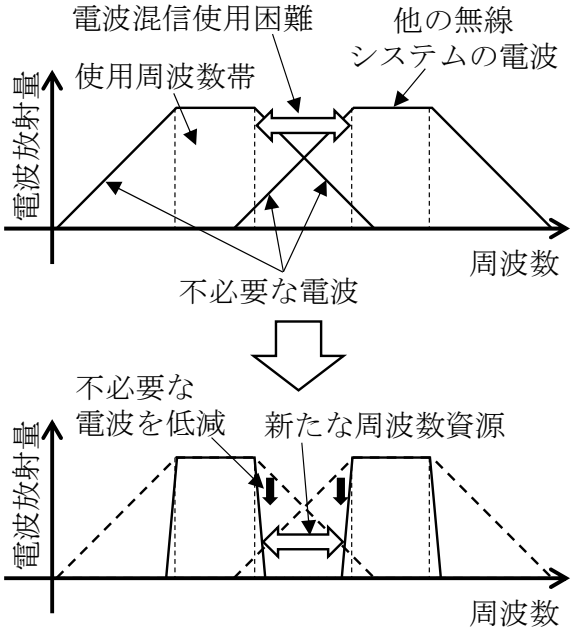


図1　不要放射低減のメリット

著者らは薄板積層拡散接合による平面型中空導波管スロットアレーを提案してきている．下層に並列給電回路，上層に放射部を有する構造である．これまでに 60GHz，80GHz，120GHz，350GHz 帯で直線偏波[5]，45 度直線偏波[6]，円偏波[7]，偏波共用[8]アンテナを提案し，高効率，高利得そして広帯域な特性を実現した．

近年，フィルタと同等な反射特性を持つフィルタリングアンテナが盛んに研究されている[9][10]．共振器とアンテナと組合せ，フィルタ設計法に基づき一意的にアンテナ構造を決定できる．本研究ではこの設計法を 2×2 素子導波管スロットアレーに適用し，その有効性を検証する．

2 アンテナの設計法

2-1 アンテナの構造

設計するアンテナの構造を図 2に示す．給電導波管，3 つのキャビティ，4 つのスロットから構成される．終端短絡導波管の広壁上にスロット#1 が配置され，上層のキャビティ#1 を励振する．キャビティ#1 上には 4 つのスロット#2 が配置され，その上層のキャビティ#2，スロット#3，キャビティ#3，スロット#4 を等振幅，等位相で励振する．

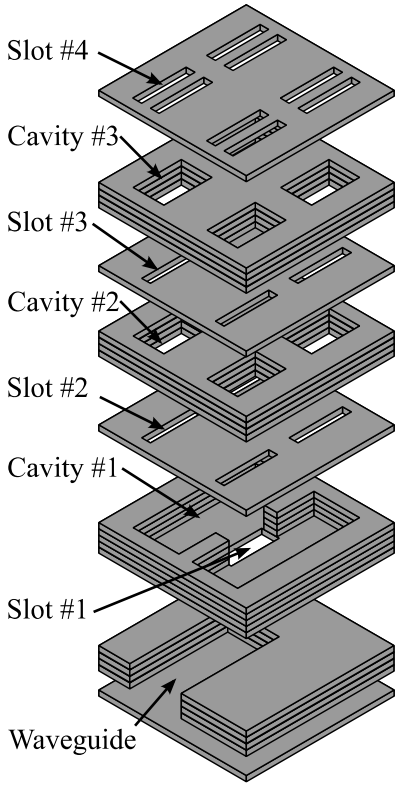


図2　アンテナの構造

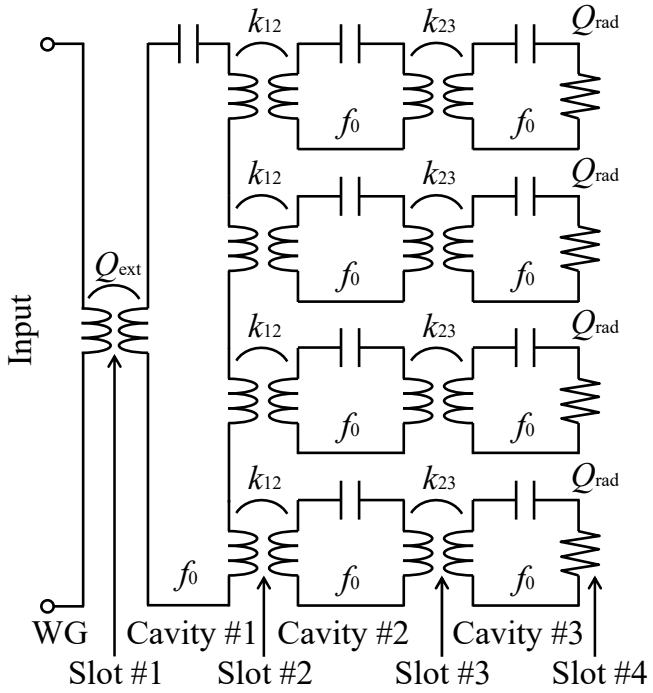


図3　アンテナの等価回路

2-2 アンテナの設計

（1）等価回路設計

アンテナ構造の等価回路を図 3に示す．キャビティを直列共振回路，スロット#1～#3 を理想変成器，スロット#4 を放射抵抗で表している．この回路は共振周波数 f_0，外部 Q 値 Q_{ext}，結合係数 k_{ij}，放射 Q 値 Q_{rad} によって表される．この回路は三段共振器直結型フィルタの等価回路と等価であり，所望の伝達特性から回路パラメータを決定できる[11]．

伝達関数を Chebyshev(等リプル)特性とし，通過域の反射量を−20dB としたときの回路パラメータを図 4 に示す．通過域の帯域幅が広くなるほど，求められる Q 値は低く，結合係数は高くなる．なお，回路の対称性及びキャビティ#1 からキャビティ#2 の分配数より $k_{12} = k_{23}/2$ である．

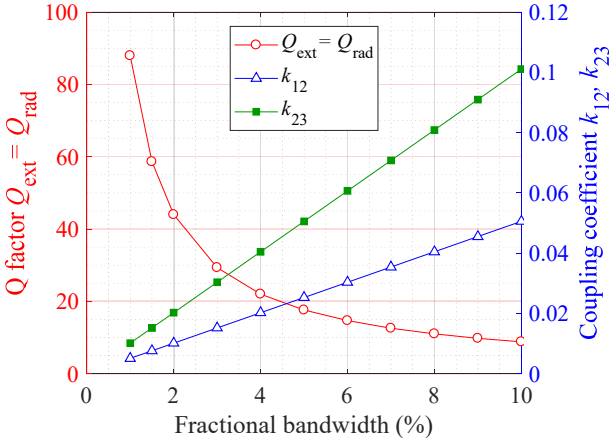


図4　回路パラメータ

（２）アンテナ放射 Q 値

設計周波数 f_0 を 78.5GHz とし，回路パラメータと各コンポーネントの物理形状の関係を算出する．

アンテナ放射 Q 値計算用の解析モデルを図 5に示す．導波管，スロット#3，#4，キャビティ#3 から構成される．スロット#4 上には周期境界条件を仮定した放射領域が設けられている．反射の周波数特性から放射 Q 値を求める[10]．キャビティ#3 の幅を変化させ，放射 Q 値を調整する．また，キャビティの共振周波数は設計周波数に一致させる必要がある．ここではキャビティ#3 の長さで共振周波数を調整する．

放射 Q 値のキャビティ#3 幅による変化を図 6に示す．また同図にキャビティ#3 の共振周波数が設計周波数となるキャビティ#3 の長さを示す．キャビティ#3 幅つまりスロット#4 の幅が広くなるにつれ放射 Q 値が低下する．

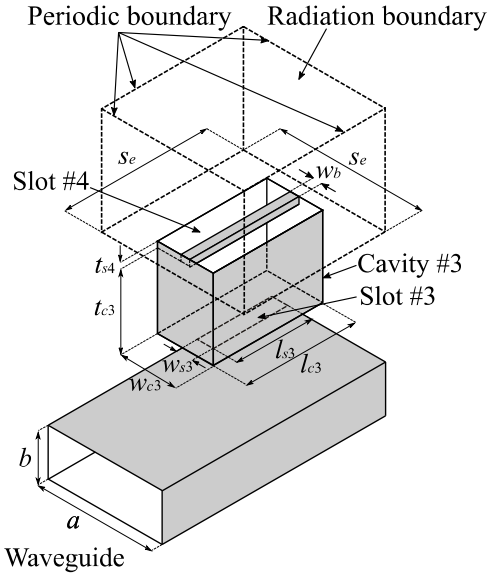


図5　放射 Q 値計算解析モデル(パラメータ(単位: mm) a = 2.50, b = 0.80, l_{s3} = 1.40, w_{s3} = 0.20, t_{c3} = 0.60, t_{s4} = 0.20, w_b = 0.20, s_e = 3.21)

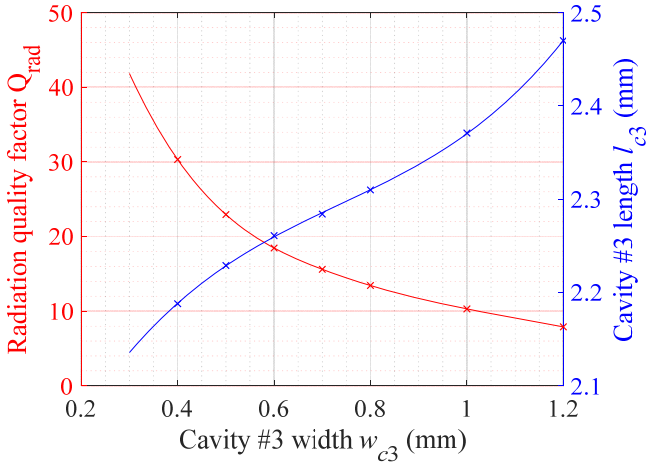


図6　放射 Q 値

キャビティ#3 とスロット#4 を固有値解析し，放射モードの電磁界分布を求める．解析モデルを図 7に示す．なお，放射空間側壁には周期境界条件を仮定した．得られた固有モードの電磁界分布を図 8及び図 9に示す．スロット開口面を開放した TE101 モードであることが分かる．

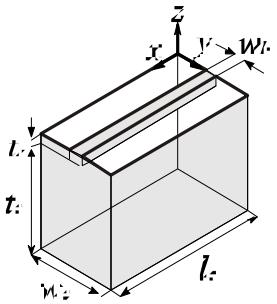


図7　固有値解析モデル

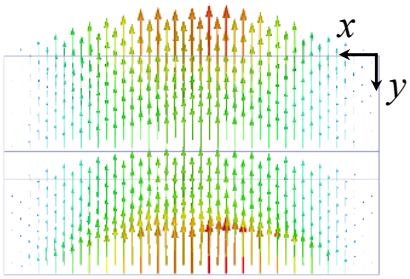


図8　xy 面電界分布

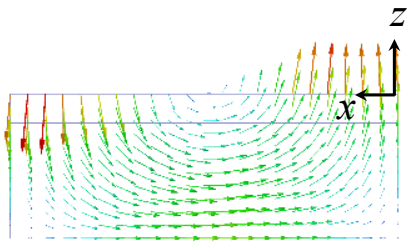


図9　zx 面次回分布

（３）キャビティ#3–#2 間結合係数

キャビティ#3- #2 間結合係数計算解析モデルを図 6 に示す．スロット#4～2，キャビティ#2, 3，導波管から構成される．図示していないが，スロット#4 上には周期境界条件を仮定した放射領域が設けられている．導波管から給電した時の反射特性から，キャビティ#3- #2 間の結合係数を算出する[10]．

スロット#3 の長さを変えた場合の結合係数の変化を図 7 に示す．スロット#3 が長くなるにつれ，結合係数が増加し，共振周波数が低下する．

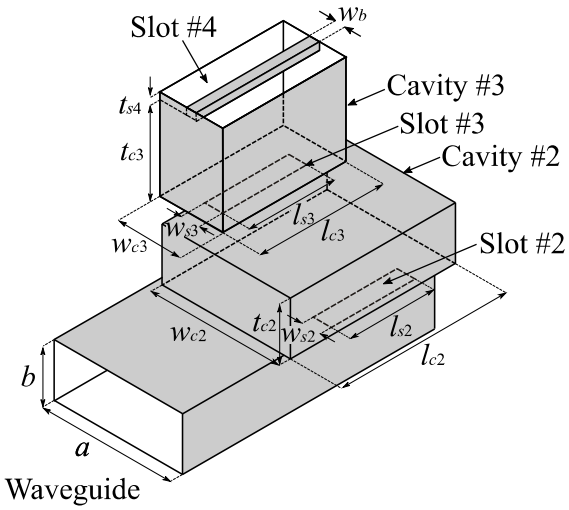


図10　キャビティ#3- #2 間結合係数計算解析モデル

(パラメータ(単位: mm) a = 2.50, b = 0.80, l_{s2} = 1.45, w_{s2} = 0.20, l_{c2} = w_{c2} = 2.57, t_{c2} = 0.80, w_{s3} = 0.20, l_{c3} = 2.27, w_{c3} = 0.63, t_{c3} = 0.60, t_{s4} = 0.20, w_b = 0.20)

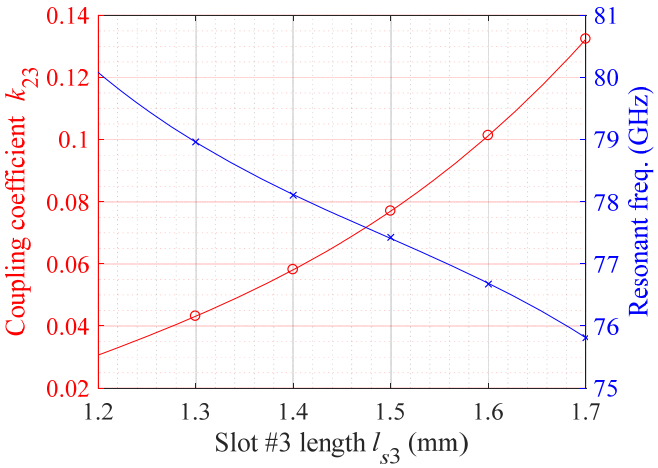


図11　キャビティ#3–#2 間結合係数

（４）キャビティ#2- #1 間結合係数

キャビティ#2–#1 間結合係数計算解析モデルを図 12に示す．キャビティ#2，スロット#2，キャビティ#1 から構成される．対称性を考慮しキャビティ#1 は全体の 4 分の 1 の構造であり，対称面に PEC または PMC を配置している．このモデルを固有値解析し，得られる 2 つの共振周波数から結合係数を算出する[11]．

スロット#2 幅を変え，キャビティ#1 の幅で共振周波数を調整した結果を図 13に示す．スロット#2 幅が広がるにつれ結合係数が増加する．なお，キャビティ#1 と#2 の共振周波数を同一にするため，キャビティ#1 の幅に対する共振周波数の変化を 3 次多項式近似し，キャビティ#2 の幅を決定している．

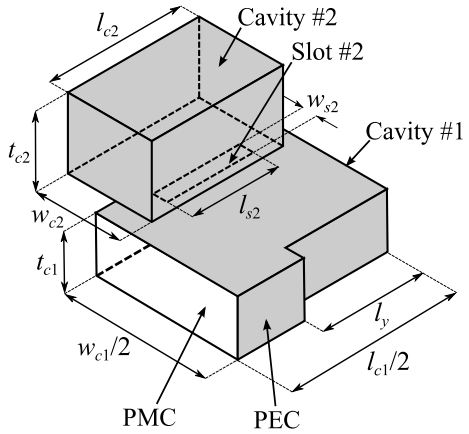


図12　キャビティ#2–#1 間結合係数計算解析モデル

(パラメータ(単位:mm) l_{c1} = 6.00, t_{c1} = 0.80, l_y = 2.15, w_{c2} = 2.57, l_{s2} = 1.50, l_{c3} = w_{c2}, t_{c2} = 0.80)

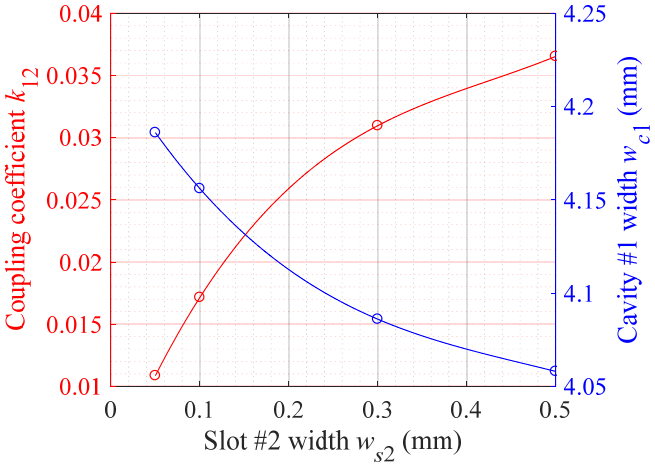


図13　キャビティ#2–#1 間結合係数

（5）キャビティ#1- 導波管間外部 Q 値

キャビティ#1–導波管間外部 Q 値計算用解析モデルを図 14に示す．入力導波管，スロット#1，キャビティ#1，出力導波管から構成される．出力導波管はキャビティ内の電磁界分布に影響を与えないよう，出力導波管の高さを 0.001λ_0 以下にしている．

スロット#1 の長さを変え，キャビティ#1 の幅で共振周波数を設計周波数にした時の外部 Q 値を図 15に示す．スロット#1 が長くなるにつれ，外部 Q 値は低下していき，2.3mm の時，最小の 17.6 となる．2.3mm より長くなると外部 Q 値は増加していく．

直列共振回路の外部 Q 値は共振回路の容量に反比例する．キャビティ#1 の幅が狭くなると，電界に垂直方向の断面積が減少するため，キャビティ#1 の容量が増加し，外部 Q 値が減少する．一方，スロット#1 が長くなると，底面の面積が減少するため，容量が減少し，外部 Q 値が増加したと考えられる．

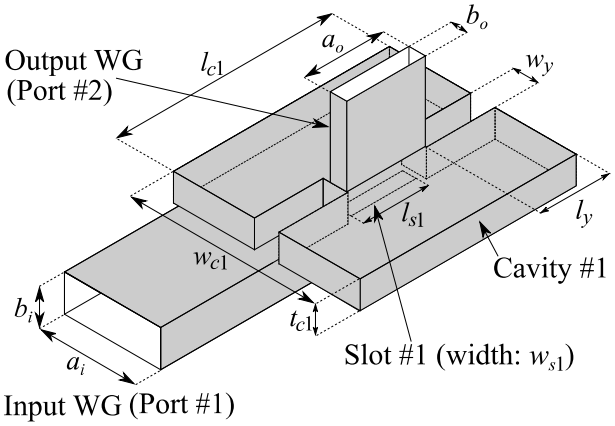


図14　外部 Q 値計算解析モデル(パラメータ(単位:mm)
a_i = 2.40, b_i = 0.80, l_{c1} = 6.00, t_{c1} = 0.80, l_y = (l_{c1}−l_{s1})/2, w_y = 0.50, w_{s1} = 1.00, a_i = 2.45, b_i = 0.001)

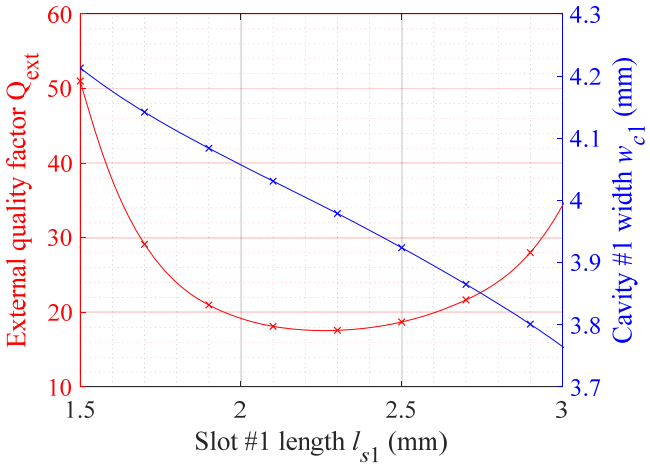


図15　外部 Q 値

（6）回路パラメータの実行可能領域

回路パラメータの実行可能領域を図 16に示す．広帯域化を実現するうえで，低い Q 値と高い結合係数が必

要になる．放射 Q 値や結合係数は広い範囲で実現できるが，外部 Q 値の最小値に制限があり，比帯域 5%で本アンテナ構造の広帯域化の限界地であることが分かる．今後，広帯域を目指すうえでは外部 Q 値に対応する給電導波管からキャビティ#1 に給電する箇所を再設計する必要がある．

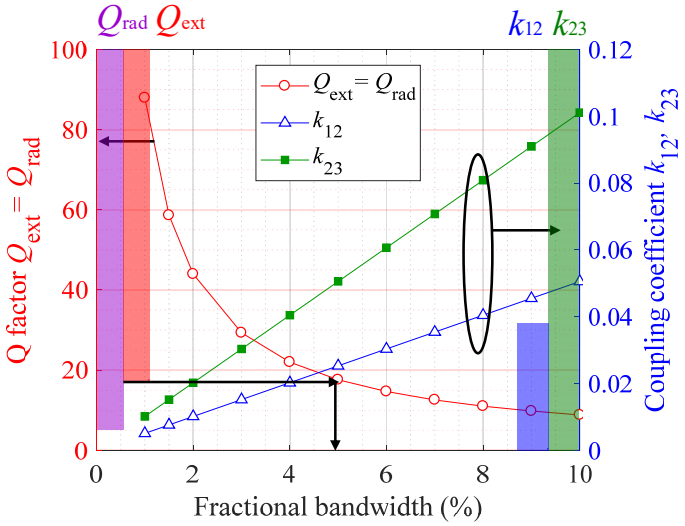


図16　回路パラメータの実行可能領域

（7）全構造

得られた回路パラメータと物理構造の関係から図 2のアンテナを構成し解析する．ここでは比帯域 5%とし，アンテナのパラメータを決定した．反射の周波数特性を図 17に示す．等価回路の特性とずれはあるが，所望の周波数帯域で通過特性が得られている．図 17の反射特性に示した通り，等価回路から得られる反射特性と実際に設計したアンテナの特性には差異がある．原因として以下が考えられる．

1. 飛び越し結合

現在の設計法では隣接コンポーネント間の結合のみ考慮している．つまり図 18の等価回路における k12 や k23 のみ考慮している．しかし，実際には 1 つのコンポーネントを飛び越した結合も存在している．例えば図 3における k12 である．現在の等価回路にはこの現象が考慮されていない．したがってこの影響を含んだ等価回路を検討する必要がある．

2. 隣接スロットの摂動の影響

回路パラメータを抽出する際には，隣接スロットを完全導体で覆ったモデル(図 19上)で解析している．しかし，実際には隣接スロットが設けられ(図 19下)，そのスロットから電磁界が漏れる．この摂動の影響により，回路パラメータに誤差が含まれてしまう．さらなる設計精度の向上にはこの摂動の影響を含んだ回路パラメータ抽出法を検討する必要がある．

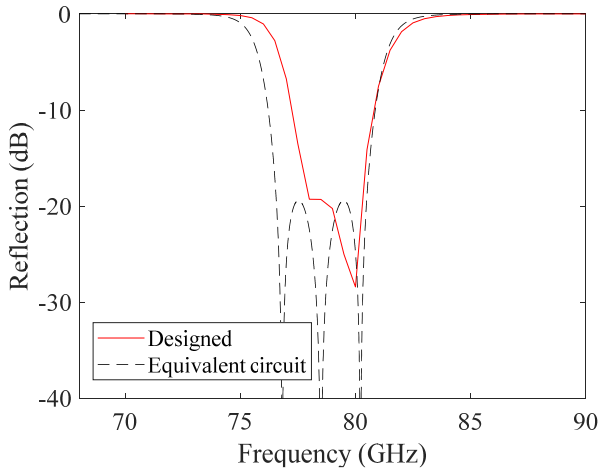


図17　反射特性

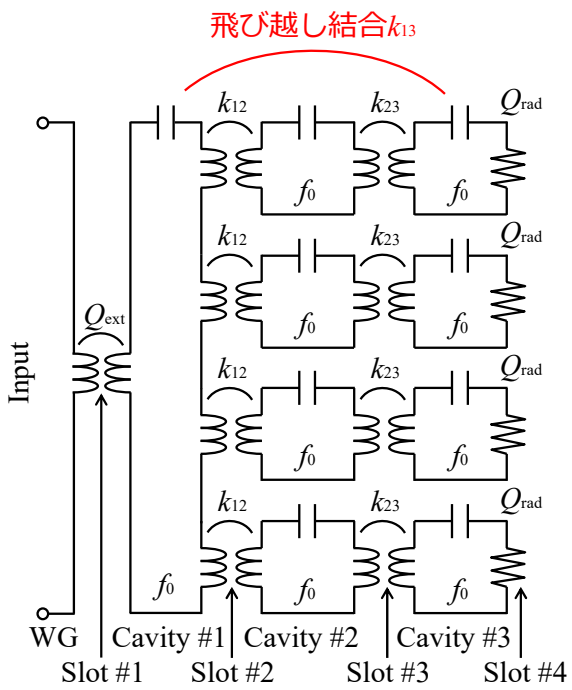


図18　等価回路

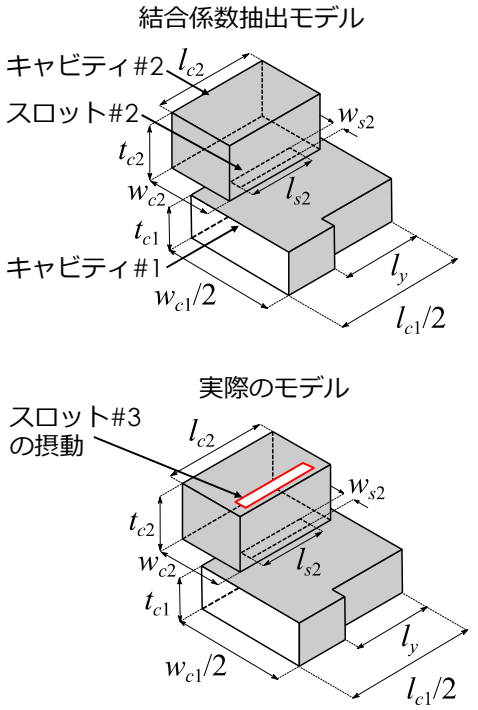


図19　回路パラメータ抽出モデル

2-2 アンテナの試作

（1）試作アンテナ

試作した 4x4 素子アレーアンテナを図 20に示す．先に設計した 2x2 素子サブアレーに並列給電回路を組み合わせた．アンテナは 0.2mm 厚のアルミ合金を用い拡散接合により試作した．各コンポーネントのパターンは接合前にエッチングで作成した．試作したアンテナの放射スロット長をデジタル顕微鏡で測定した．測定値を図 21に示す．全てのスロット長の平均値は 2.34mm と設計値の 2.31mm と 30μm の誤差があった．

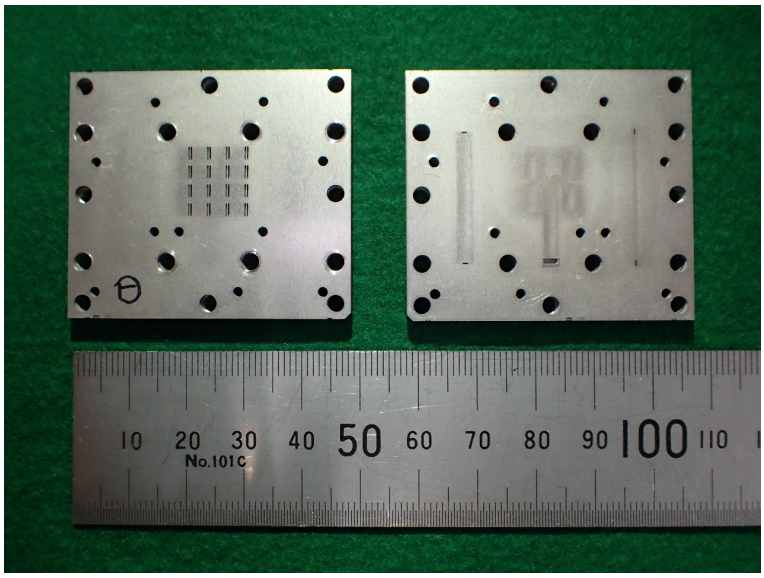


図20　試作アンテナ

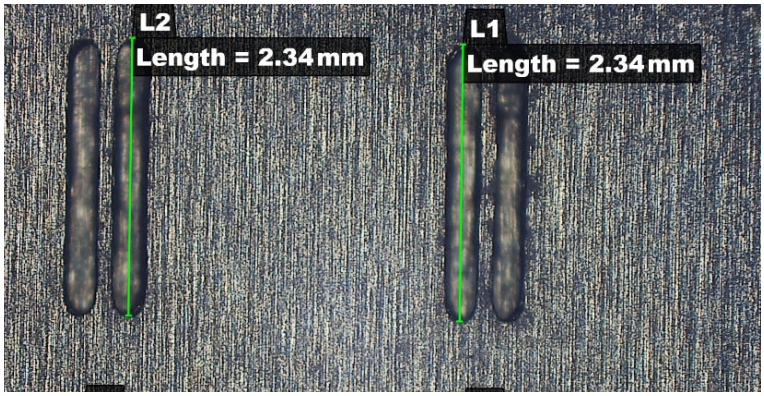
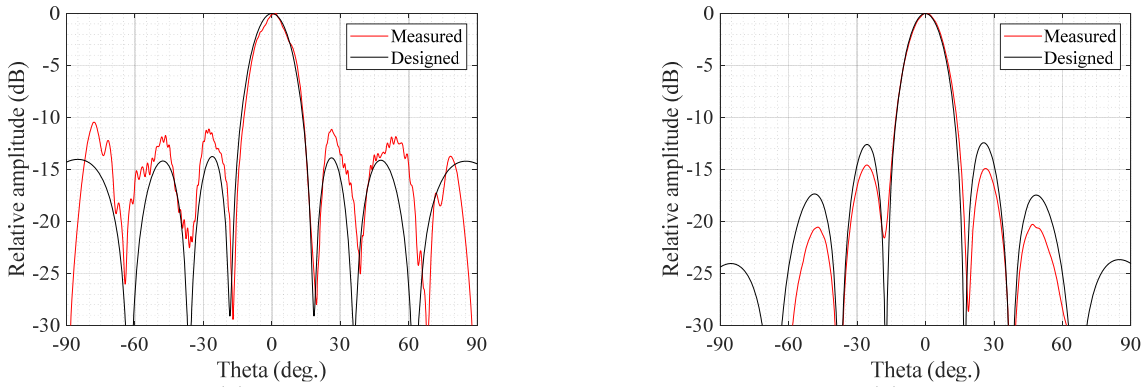


図21　放射スロットの寸法

（２）測定結果

反射と利得の周波数特性および放射パターンを測定した．反射波 3.8%の通過帯域を確認したが，2GHz の周波数ズレを観測した．この原因としては製作誤差による寸法の変化と考えられる．利得の周波数特性は通過域で設計値より 1dB 程度低下していることが分かった．この原因として導電率の低下が懸念され，その評価が必要である．不要帯域においては十分放射量が抑えられており，設計法の有効性を確認した．E 面と H 面の放射パターンを図 22に示す．設計値と測定値は良く一致しており，放射パターンは製作誤差の影響を受けにくいことが分かる．



(a) E 面　　(b) H 面

図22　放射パターン

3 アンテナの導電率推定

中空導波管構造を製作する一つの方法として積層薄板導波管[5][6][7][8]がある．これはエッチングによりパターンニングにした銅やアルミなどの金属薄板を，真空中で加圧・加熱し拡散接合するというものである．原子の拡散接合を利用するため，接着剤不要で薄板間の電気的導通がとれる．一方で，エッチングでパターニングするため，エッチング断面がフラットにならず，実効導電率が低下するという問題がある．

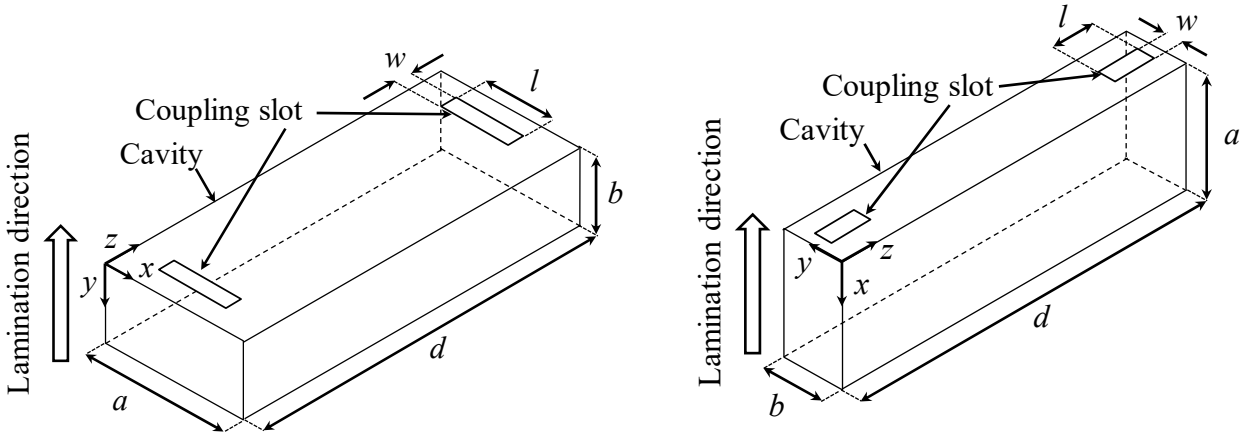
導電率を測定する手法として伝送路法[12]や共振器法[13]-[16]がある．伝送線路法では長さの異なる伝送路を複数測定し，その通過特性の差から減衰係数と導電率を測定するものである．共振器法では共振器の共振周波数と無負荷 Q 値から導電率を測定する．いずれの手法も全ての壁面に対し同一の導電率を仮定している．また，異方性の無い等方性導電率を仮定している．よってこれらの手法では壁面毎の導電率や同一壁面上の異方性導電率を測定することができない．

本研究では壁面毎の導電率と異方性導電率を測定する方法を検討する．積層方向に対し電界が水平及び垂直となる 2 種のマルチモード直方体共振器の通過特性から導電率を計算する．ここでは一例として E 帯直方体共振器を作成し，導電率を測定する．

3-1 共振器構造

測定に使用する共振器構造を図 23に示す．幅 a, 高さ b, 長さ d の TE10l モード直方体共振器を構成する．積層方向に対し電界が平行/垂直となる 2 種の共振器を使用する．H 面もしくは E 面に設けた結合スロットを介し，導波管を接続し共振器の通過特性を測定する．

共振器の xy 面断面図を図 24に示す．H 面結合共振器では狭壁面が荒く，E 面結合共振器では広壁面が荒くなる．



(a)　　(b)

図23　マルチモード直方体共振器

図24　共振器の xy 断面

3-2 導電率の推定法

測定より得られる複数の共振周波数 $f_{l,m}$ と，寸法 a, d 及びモード次数 l を指定して得られる共振周波数 $f_{l,a}$ の差の二乗が最小となるように a, d を決定する．中空直方体キャビティの TE10l モードの共振周波数は以下で与えられる．

$$f_{l,a} = \frac{c}{2\pi}\sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (1)$$

ここで，c は光速，l は z 方向の共振モードの次数である．なお，TE10l モードを使用するため，b 寸法は推定できない．そのため本検討では設計値を用いる．またモード次数 l は共振周波数の差が計算値と一致するように定める[17]．

測定より得られる無負荷 Q 値 $Q_{u,a}$ 及び解析式から得られる無負荷 Q 値 $Q_{u,m}$ の差の二乗が最小となる導電率を次のように求める．

$$\min_{\sigma_f,\sigma_{r,t},\sigma_{r,l}} \left(Q_{u,a} - Q_{u,m}\right)^2 \quad (2)$$

3-3 導電率の推定結果

次に導電率を求める．測定した通過特性から無負荷 Q 値 $Q_{u,m}$ 及び推定した導電率から求めた無負荷 Q 値 $Q_{u,a}$ を求めた．測定値の最大の標準偏差は H 面結合共振器が 7.8，E 面結合共振器は 58.5GHz において 17.5 と大きい．これは通過量が−65dB 程度と低く，導波管と共振器の接続状態等の影響を受けやすいためである．測定値と計算値の最大の差はそれぞれ 22.4，42.7 と E 面結合共振器のほうが大きい．測定値と計算値の傾向としてはいずれも，低域で計算値が低く，広域で計算値が高くなっている．

推定した導電率の 5 回の測定の平均値は σ_f = 1.6×10^{7}S/m，$\sigma_{r,t}$ = 1.0×10^6 S/m，$\sigma_{r,l}$ = 6.3×10^5 S/m である．使用したアルミ合金 A6063 のバルク値 3.1×10^{7}S/m と比較し，それぞれ 52%，3.2%，2.0%の導電率と，エッチング断面の導電率が大幅に低下していることが分かる．

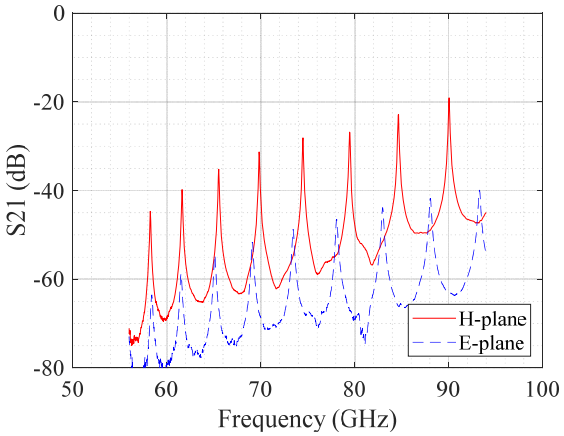


図25　通過特性

4 まとめ

本研究ではミリ波アンテナの不要放射低減を目的とし，フィルタ理論に基づき 2×2 素子導波管スロットアレーアンテナの設計法を検討した．2×2 素子アレーアンテナの等価回路を示し，フィルタの回路合成理論から回路パラメータを求めた．次に回路パラメータと物理構造の関係を明らかにし，2×2 素子導波管スロットアレーアンテナを設計した．その結果，所望の帯域で通過特性が得られた．

設計したアンテナを並列給電回路と組み合わせ，アルミ薄板を拡散接合し 4x4 素子アンテナを試作した．アンテナの反射と利得の周波数特性および放射パターンを評価した．その結果，周波数特性は 2GHz の低下を観測した．この原因としては製作誤差による寸法の変化と考えられる．不要帯域においては十分放射量が抑えられており，設計法の有効性を確認した．一方で利得が動作帯域で 1dB 低下していることが分かり，導電率の評価が必要となることが分かった．

そこで積層導波管のミリ波帯異方性導電率測定法を検討した．積層方向に対し電界が水平及び垂直となる 2 種の直方体共振器の通過特性から導電率を計算した．直方体共振器を作成し，導電率を測定した結果，導電率は σ_F = 1.6×10^{7}S/m，$\sigma_{T,t}$ = 1.0×10^6 S/m，$\sigma_{T,l}$ = 6.3×10^5 S/m となった．これは使用したアルミ合金 A6063 の 52%，3.2%，2.0%の値であり，エッチング断面側が大幅に低下していることが分かった．

【参考文献】

[1] R. Fisher, Proc. Int. Signals, Syst. Electron. Symp., pp.103–105, July 2007.

[2] M. Dyadyuk, J. D. Bunton, J. P. Athikulangara, R. Kendall, O. Sevimli, L. Stokes, D. A. Abbott, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no. 12, pp. 2813–2821, Dec. 2007.

[3] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, and T. Nagatsuma, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.57, no.5, pp.1102-1110, May 2009.

[4] A. Martínez, I. Maestrojuan, D. Valcazar and J. Teniente, 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, pp. 37-40, 2016.

[5] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, Y. Shibuya, G. Yoshida, IEEE Trans. Antennas Propag., vol.59, no.8, pp.2844-2851, Aug. 2011.

[6] T. Tomura, J. Hirokawa, T. Hirano, M. Ando, IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.10, pp.5061-5067, Oct. 2014.

[7] Y. Miura, J. Hirokawa, M. Ando, K. Igarashi, G. Yoshida, IEICE Trans. Electron., vol.E94-C, no.10, pp.1618-1625, Oct. 2011.

[8] D. Kim, M. Zhang, J. Hirokawa, M. Ando, 2012 Intl. Symp. Antennas Propag, 1B3-4, Oct. 2012.

[9] Y. Yusuf, H. Cheng, and X. Gong, IEEE Trans. Antennas Propag., vol.59, no.11,

pp.4016–4022, Nov. 2011.
[10] M. Ohira, K. Yamanaka, Z. Ma, IEICE Trans. Electron., vol.E99–C, no.7, July 2016.
[11] J.-S. Hong, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, second ed., John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2011.
[12] 末定, 渡邊, 西方, 角田, “超軽量アンテナ用導電性不織布の方形導波管による表面抵抗評価,” 信学論 B, vol.J88-B, no. 1, pp.99-107, Jan. 2005.
[13] Y. Kobayashi, and J. Sato, “Nondestructive measurement of complex permittivity of dielectric plate materials by a cavity resonance method,”, IEICE Technical Report, MW87-53, Oct. 1987.
[14] Y. Kobayashi and M. Katoh, “Microwave measurement of dielectric properties of low-loss materials by the dielectric rod resonator method,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 33, no. 7, pp. 586-592, Jul. 1985.
[15] A. Nakayama, Y. Terashi, H. Uchimura and A. Fukuura, “Conductivity measurements at the interface between the sintered conductor and dielectric substrate at microwave frequencies,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 50, no. 7, pp. 1665-1674, July 2002.
[16] 小林, “銅張り誘電体積層基板のマイクロ波評価技術,” 信学論 C, vol.J89-C, no. 5, pp. 210-216, May. 2006.
[17] 古神, 松村, "ウィスパリングギャラリモード共振器を用いた低誘電率誘電体材料のミリ波複素誘電率測定," 信学論(C), vol.J83-C, no.6, pp.553-558, June 2000.

〈発　表　資　料〉

題　　名	掲載誌・学会名等	発表年月
フィルタ設計理論による 2×2 素子導波管スロットアレーの設計	信学技報, AP2018-16, pp.17-21	2018 年 5 月
Design of feed structure for 2×2-element waveguide slot arrays by filter design theory	IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (AP-S)	2018 年 7 月
フィルタ設計理論による 2×2 素子導波管スロットアレーの給電構造広帯域設計	信学ソ大, B-1-80	2018 年 9 月
Design of feed and radiation elements for 2×2-element waveguide slot arrays by filter design theory	Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP)	2018 年 10 月
Wideband Design of Feed Structure for 2×2-Element Waveguide Slot Arrays by Filter Design Theory	IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (AP-S)	2019 年 7 月発表予定
二種マルチモード直方体共振器による積層薄板導波管のミリ波帯異方性導電率測定	信学技報, MW2019	2019 年 7 月発表予定