

多層基板を用いたミリ波帯平面アンテナに関する研究

榊原 久二男 名古屋工業大学大学院工学研究科准教授

1 研究の目的

すでに地上波デジタルテレビ放送が開始されており、家庭内ホームサーバーに録画したハイビジョン映像を、家屋内の各部屋にあるテレビやコンピュータに配信するシステムや、屋外利用においても、自動車がガソリンスタンドで、新幹線が駅で、停車時間内にニュースや映画のビデオデータを一気にダウンロードするサービスが考えられている。これほど高速さが求められる通信には、最新の信号処理技術だけでは実現は難しく、ミリ波利用の期待が高まってきている。

ミリ波でシステムを構成すると高周波回路のコストが高い問題があったが、一足先に実用化されたミリ波応用である自動車レーダが、高級車だけでなく大衆車にも普及し始めている。この背景には、これまでコストの高い InP や GaAs などの化合物半導体でなければ、高周波回路に必要な性能が得られなかったが、最近の技術開発で、SiGe や Si CMOS などシリコン系の安価な半導体でも、ミリ波帯で実用に耐えうる高性能な高周波回路 (MMIC) が得られている事実があり、高周波回路のコストという最も大きい問題が解決され、ミリ波応用が普及する機運が高まってきている。

本研究では、当研究室で開発した、超広帯域な導波管マイクロストリップ線路変換器の技術を基に、まず、これを多層構造基板で実現する。導波管に整合する構造は、同等のインピーダンスを有する自由空間にも整合させる設計が容易であると考えられるので、さらにこれをアンテナへ拡張することを目的とする。近年、基板の多層化技術の発展により、高性能なアンテナを高周波回路と一体で構成することができ、アンテナと高周波回路の接続部における損失を低減できるとともに、低コスト化にも貢献できる。

マイクロストリップアンテナの給電や高周波回路の接続用に、我々は、導波管マイクロストリップ線路変換器を開発している。これは、テフロン基板と呼ばれる低比誘電率基板を用い、77GHz 帯において、25GHz という超広帯域特性を実現したものである [1]。これは、2 枚の金属板で 1 枚の基板を挟み込む構造となっているため、実用上、損失が小さいまま変換器を構成するのが難しく、生産性が低い問題があった。そこで本研究では、金属板に多層基板を 1 枚載せるだけで構成できる方法を提案することにより、高性能な特性を維持しながら、生産性の高い変換器を実現する。さらに本研究をアンテナの開発にも適用し、多層基板だけでアンテナを構成することで、薄型で高周波回路と一体化に適した構造でかつ損失が少なく、生産性が高いアンテナの実現を目指す。

最終目標は、アンテナと高周波回路を一体化する上でより高い集積化が可能で、高周波回路との親和性が高いアルミナ基板 (セラミックス基板) を用いた多層構造ミリ波平面アンテナの実現を目指す。ところが、アルミナ基板を用いてアンテナを構成する場合、アルミナは比誘電率が約 10 と高い値を有するため、高い感度で広い動作周波数帯域幅を両立することが難しい。そこで、まずは比誘電率が約 3 程度と低いテフロン基板を用いること、さらに、アンテナ実現の前に、そのベースとなる構造である導波管マイクロストリップ線路変換器を多層基板で実現することの 2 点について、アルミナ基板を用いた多層平面アンテナ実現の前段階として開発を試みる。

さらに、ミリ波通信は次世代大容量通信の有力な一候補として内外で注目されている。この用途では、いかにシステムを低コストで実現できるかが、普及のためのカギとなっており、低コストなアンテナシステムを実現するための有効な手段として、多層セラミックス基板を用いたミリ波アンテナについて、NTT から報告されている [2]。本アンテナは将来、ミリ波回路との集積化がはかれる点で有効であるが、動作周波数帯域が狭い点で問題である。我々が提案している方法では広帯域なアンテナが期待でき、大容量が実現できるミリ波の特長を生かすことができる点で、文献 [2] の手法と比べて有利である。また、アンテナではなく、ミリ波を含む高周波回路を多層基板 (LTCC: 低温同時焼成セラミックス) で構成する技術は一般的になっており、開発した多層構造のアンテナとミリ波回路を当該基板に一体で作りこむことは可能である。

過去に、様々な MSL-WG 変換器が提案されている。その中で、誘電体基板上方に約 $1/4$ 管内波長の長さのバックショート導波管を設けた、プローブ挿入型の変換器がよく知られている [3], [4]。これは、市販の同軸導波管変換器に用いられている変換技術を利用したものである [5]。我々は、この技術に加え、誘電体基板

上の金属パターンに新構造を付加することにより、二重共振を発生させている[1]。しかし、二重共振の発生メカニズムについては解明されていない。そこで、本研究においては、一層バックショート型 MSL-WG 変換器の構造を工夫することで、二重共振の発生メカニズムを解明しようと試みた。近年のモジュール構成では、多層化された基板に MMIC チップを実装することで、さらなるモジュールの高密度化、小型化を実現しつつある。過去に、コプレナ線路層間結合、MSL 層間結合、MSL とコプレナ線路の層間結合などを電磁結合で行うことが提案されているなど[6]、MSL 基板の多層化に対応したモジュール構成が要求されている。そこで、本研究では、これまで開発した広帯域多層基板変換器を応用することで、多層基板上に構成された開口アンテナも開発する。

2 研究の方法

2-1 提案構造の概要

これまでに我々が開発した超広帯域な一層基板を用いた導波管マイクロストリップ線路変換器の構造を、図 1 に示す。下方にある導波管開口上部に、パターンを施したマイクロストリップ基板を設け、さらにその上部に、くぼんだ構造を内側に有する金属ブロックからなるバックショート導波管を載せた構造からなる。マイクロストリップ基板上のパターンと、変換器の断面図を、図 2 に示す。グラウンド板はみ出し構造を設けることにより、超広帯域特性が得られている。

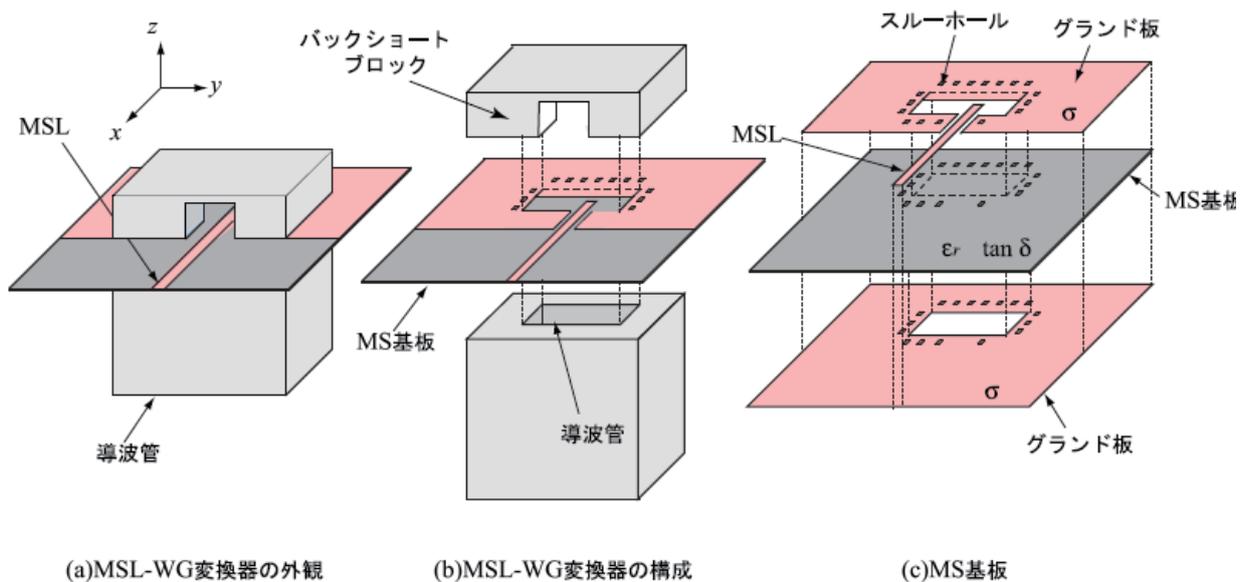


図 1. 一層基板を用いたマイクロストリップ線路導波管変換器の構造

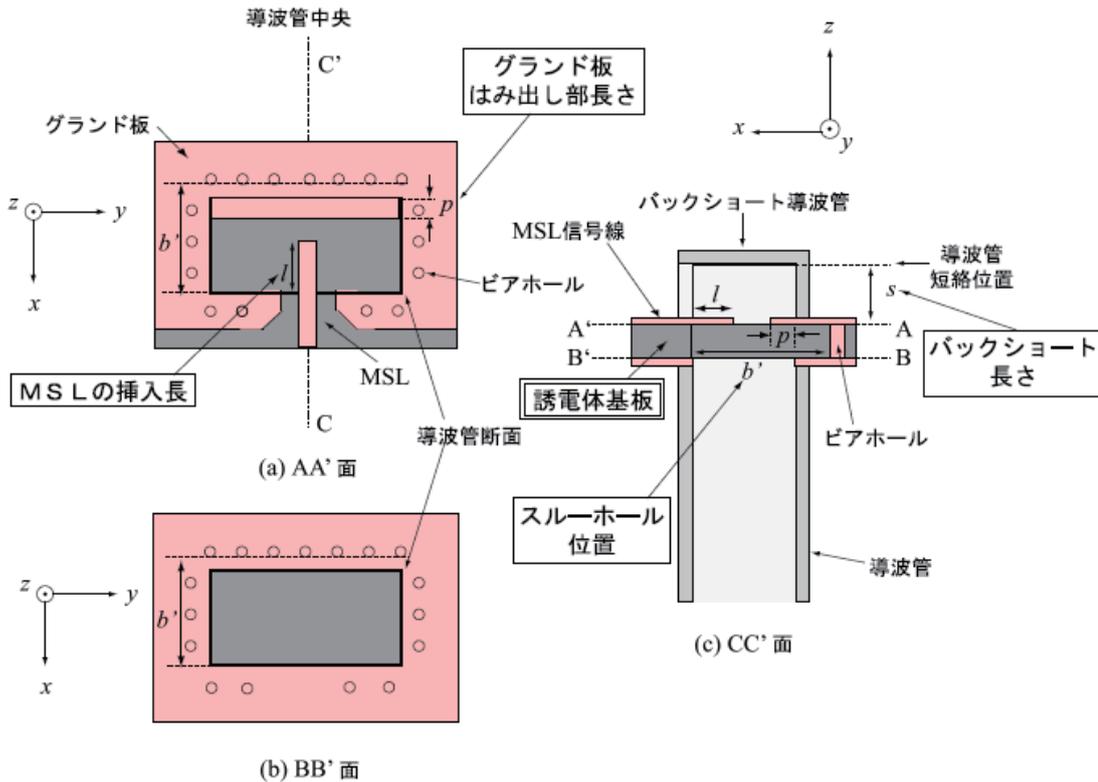


図2. 一層基板を用いたマイクロストリップ線路導波管変換器の基板パターンと断面図

ところが、この構造は、バックショートを構成する金属ブロックが必要であるため、部品点数が多い。しかも、これに伴い、バックショートと基板の間、基板と金属板の間で生じる組み付け時に誤差が生じる。よって、これらが特性に大きく影響し、安定した特性が得られないという問題がある。近年、これらの問題を解決する目的で、多層基板で構成された導波管マイクロストリップ線路変換器が開発されている。この変換器は多層基板を用い、バックショート導波管を基板内のスルーホールと金属板で構成することで、バックショートの金属ブロック無しに、多層基板のみで変換器を構成している。この構造により部品点数が減るだけでなく、位置ずれ誤差の解消が期待できる。また、この構造の金属パターンにはみ出し部を導入することで広帯域な特性も同時に期待できる。この多層基板変換器を応用し、スルーホール位置を変化させ二重共振を制御する方法を使うことで、基板上に形成できる、広帯域な開口アンテナを示す。また、多層基板におけるスルーホールの特性依存性についても述べる。

2-2 提案構造

図3に多層基板で構成された多層構造アンテナの構造を示す。多層基板は3層で構成されている。最上層と最下層の基板には誘電体基板(Rogers R04350B: $\epsilon_r = 3.48$)を用いている。この二枚の基板を、中間に位置する接着層(Rogers R04450B: $\epsilon_r = 3.54$)により接着した構造である。また多層基板にスルーホールを配置することで多層基板内に、疑似導波管を形成している。

図4に提案のアンテナの断面図を示す。提案のアンテナは信号線から給電された電磁界が疑似導波管により伝搬され、開口部から放射する仕組みである。BB'面にマイクロストリップ線路の信号線を配置しており、この信号線は疑似導波管内部に l [mm] だけ挿入されている。信号線とショート板との距離は、バックショート基板と接着層を合わせた長さ $t + 0.1$ [mm] となっており、その基本動作原理[5]から、約4分の1管内波長になるように設計してある。

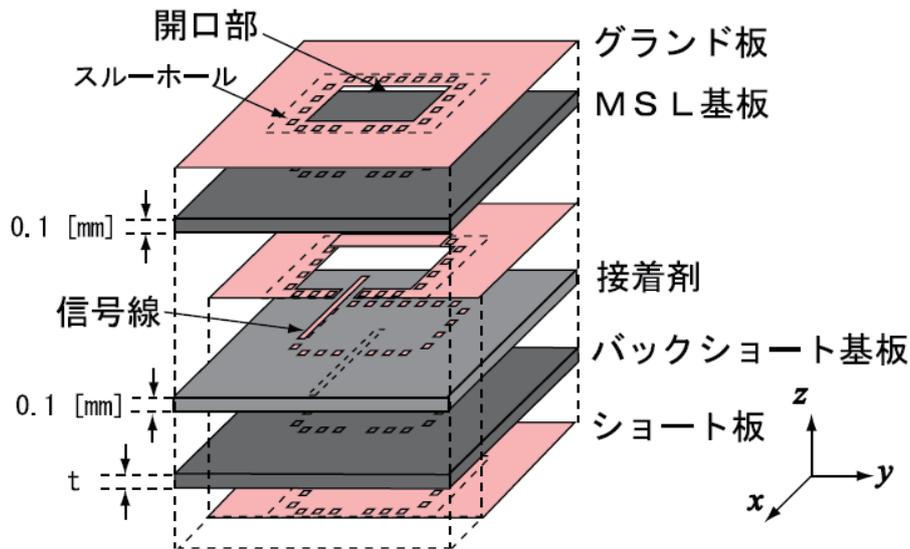


図3. 多層構造アンテナの構造

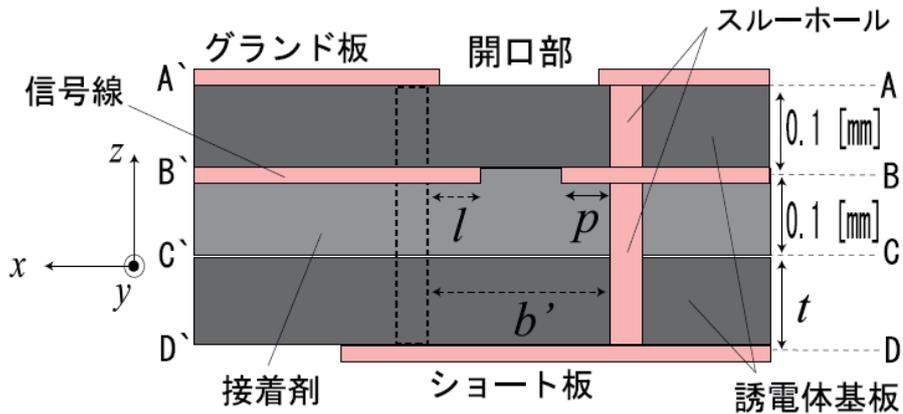


図4. 多層構造アンテナの断面図

図5に各面の金属パターンおよび構造パラメータを示す。提案構造で導入する構造は2点ある。第一に、はみ出し部構造である。第二に、擬似導波管の広壁を中空導波管の広壁より狭くする構造である。この構造について、以下に述べる。

擬似導波管で形成されたバックシヨート部分は誘電体で満たされている。これにより、波長短縮が生じ、擬似導波管内部におけるカットオフ周波数は中空導波管に比べ低くなる。仮に、標準導波管(WR-10: 2.54×1.27 [mm])が誘電率3.48の誘電体で満たされていた場合、 TE_{20} モードのカットオフ周波数は約63.3 GHzとなり、設計周波数76.5 GHzにおいて高次モードが減衰せず伝搬してしまう。設計周波数76.5 GHzにおいて、比誘電率3.48の誘電体で満たされた導波管内に、 TE_{20} モードが発生する広壁幅は、2.10 [mm]となり、高次モードを抑制するには、これよりも狭くする必要がある。したがって、高次モードを抑制するために擬似導波管の広壁を狭くして設計してある。

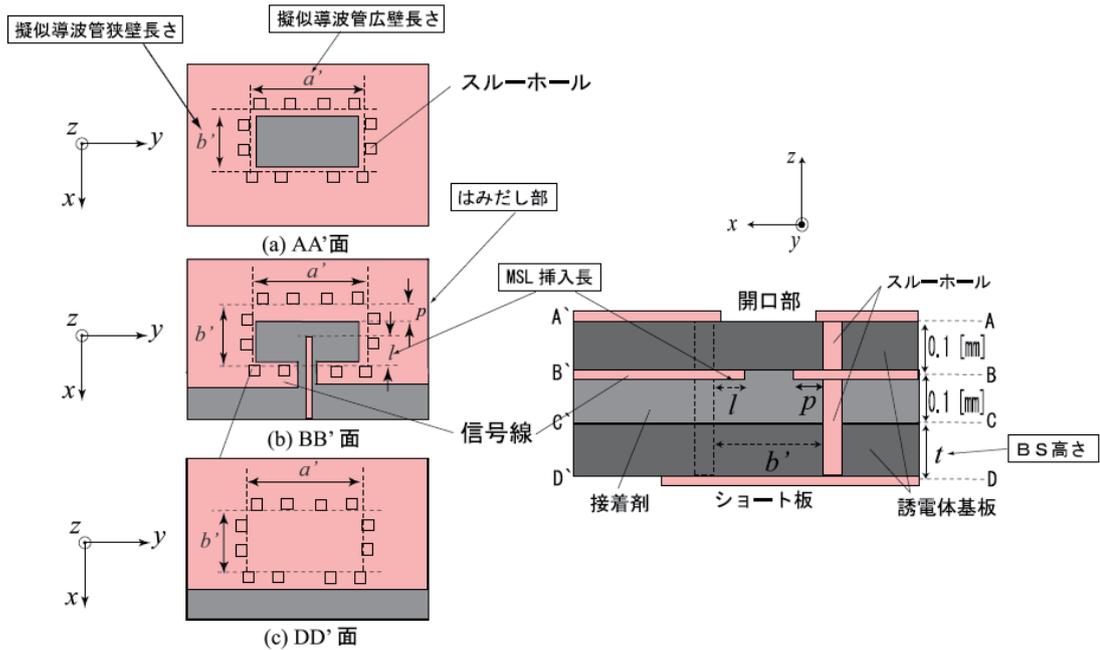


図 5. 多層構造アンテナの金属パターンおよびパラメータ

3 研究の結果

3-1 提案のアンテナの性能

はじめに、提案設計のアンテナの比較対象として、図 5 に示す提案設計から、はみ出し部構造だけが無い構造を、従来設計として最適化した。多層構造アンテナの各金属層のパターンを、図 5 に示す。構造パラメータは、はみ出し部長さ p を除いた、MSL の挿入長 l 、擬似導波管のバックショート長 t 、擬似導波管の広壁長さ a' 、擬似導波管の狭壁長さ b' の計 4 パラメータとした。パラメータの最適値にあたっては、設計周波数を 76.5 GHz とし、反射レベルが -20dB 以下になる周波数帯域幅が最大となるように最適化を行った。そのときの各パラメータの最適値を表 1 に示す。また、そのときの反射特性 S_{11} を図 6 に示す。

次に、広帯域化のためのグランドは見出し構造を導入した、提案設計のアンテナの構造パラメータを図 5 に示し、MSL の挿入長 l 、擬似導波管のバックショート長 t 、はみ出し部長さ p 、擬似導波管の広壁長さ a' 、擬似導波管の狭壁長さ b' の計 5 パラメータとした。そして、先ほどと同じように最適化を行った結果、各パラメータの最適値は表 1 に示す値になった。そのときの反射特性 S_{11} を図 7 に示す。図に示すように、提案設計のアンテナの -20 dB 以下の帯域は 6.6 GHz となった。したがって、図 6 に示す従来設計の帯域と比べると、約 2.5 倍広い帯域を持つことになり、広帯域なアンテナが実現できたといえる。

主要な構造パラメータ	従来構造設計	提案構造設計
a' [mm]	2.10	2.10
b' [mm]	1.26	1.26
l [mm]	0.24	0.29
t [mm]	0.25	0.25
p [mm]	-	0.28

表 1. 寸法の最適化結果

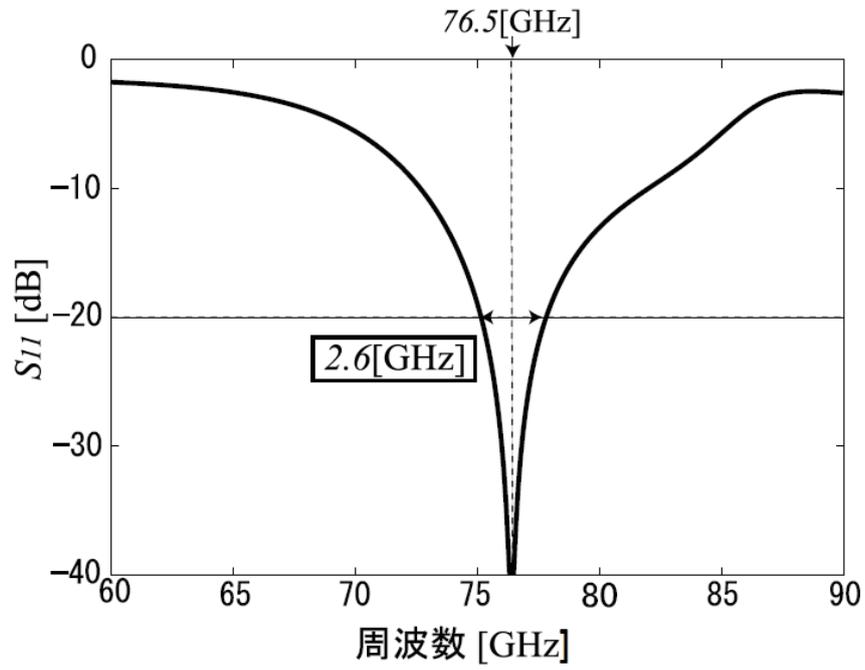


図 6. 従来構造の多層構造アンテナの反射特性

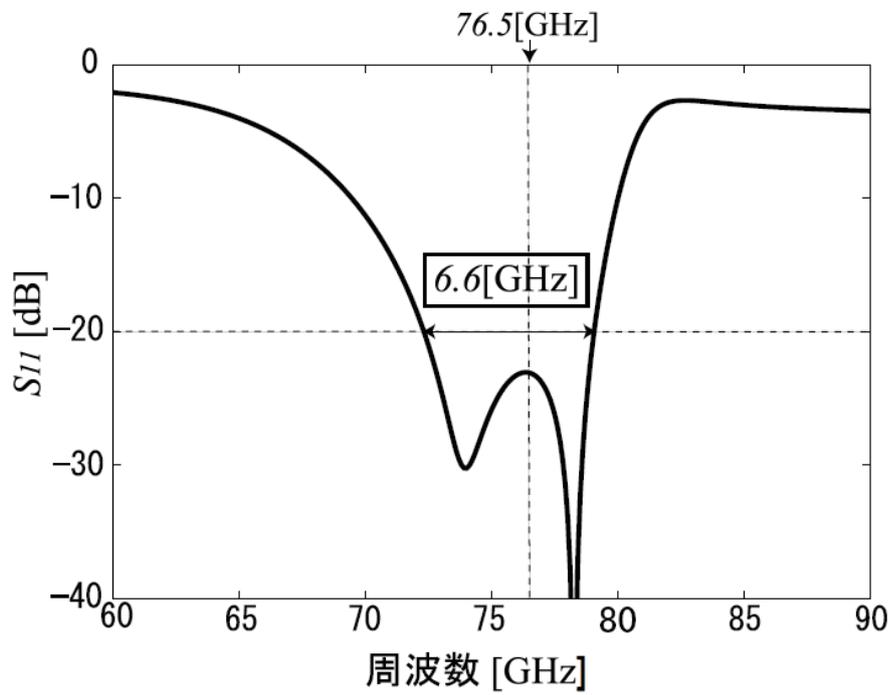


図 7. 提案構造の多層構造アンテナの反射特性

3-2 各パラメータの特性依存性

図8に示すように、提案設計の最適値を基準として、構造パラメータであるMSLの挿入長 l を0.19~0.39 [mm] の範囲で0.02 [mm] ずつシフトさせた。このときの反射特性の変化を図9に示す。図より、MSLの挿入長 l を変化させると、最適値における二つの共振の反射特性のレベルが変化することがわかる。また、MSLの挿入長 l を変化させても、二つの共振周波数は周波数軸においてほとんど変化せず、二つの共振の反射特性のレベルを変化させることができるとわかる。

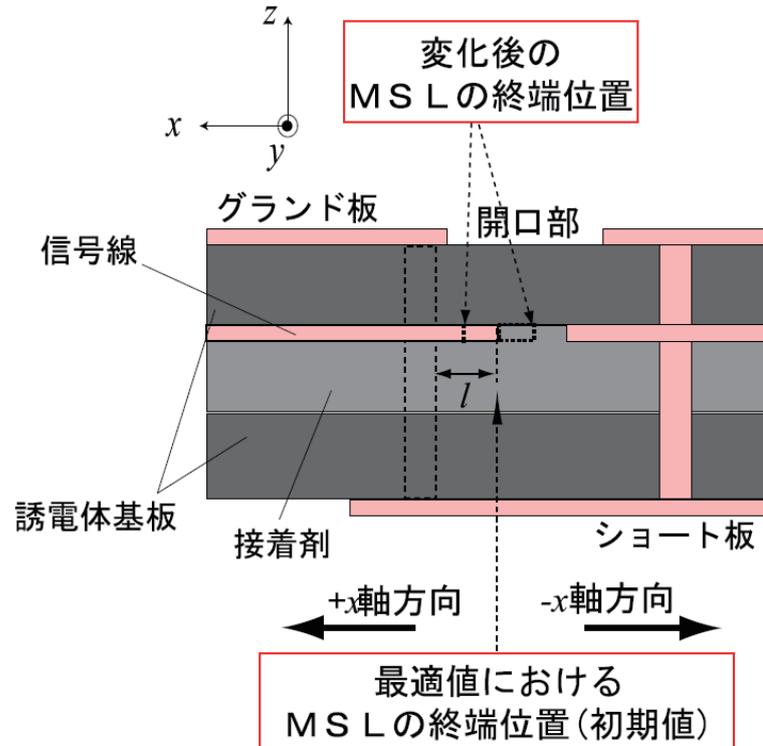


図8. 多層構造アンテナのプローブ挿入長の変化

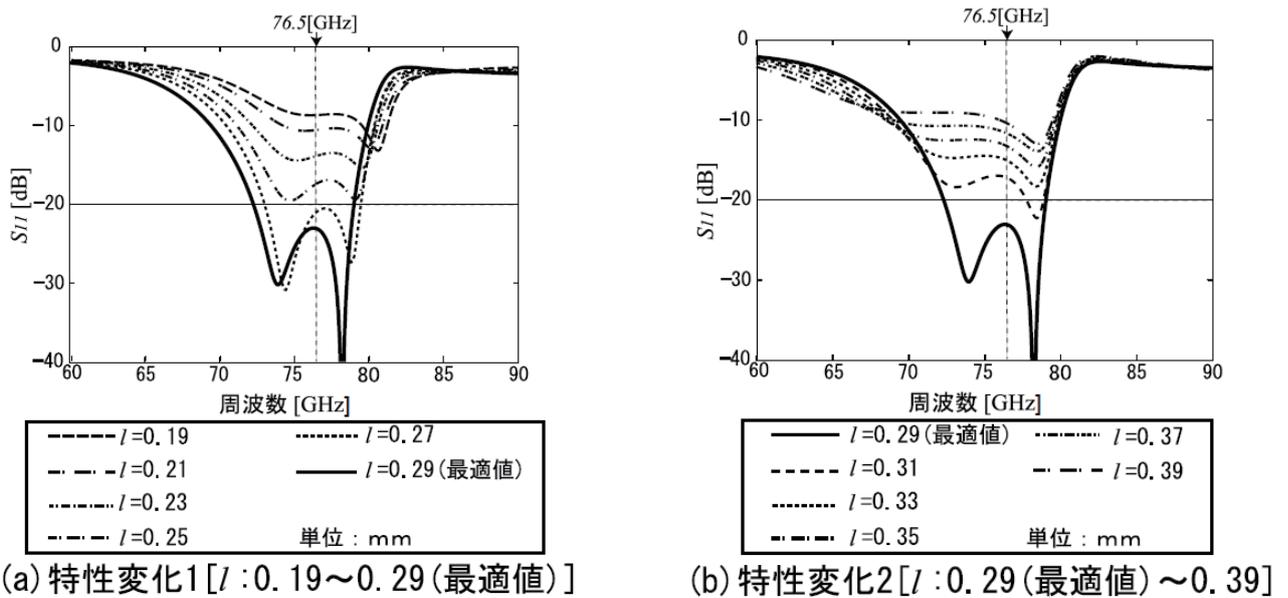


図9. 多層構造アンテナのプローブ挿入長を変化させたときの反射特性の変化

次に、図 10 に示すように、提案設計の最適値を基準として、構造パラメータであるバックショート高さ t を $0.25 \sim 0.35$ [mm] の範囲で 0.02 [mm] ずつシフトさせた。このときの反射特性の変化を図 11 に示す。図より、バックショート高さ t を変化させると、最適値における二つの共振のうち、低周波側の共振が低周波側へシフトしていることがわかる。これに対して、最適値における二つの共振のうち、高周波側の共振は周波数軸においてあまり変化していない。このことから、最適値における二つの共振のうち、低周波側の共振はバックショートによるものであるといえる。また、バックショート高さ t を変えることで、バックショートにより起こる共振の共振周波数を制御できることがわかる。

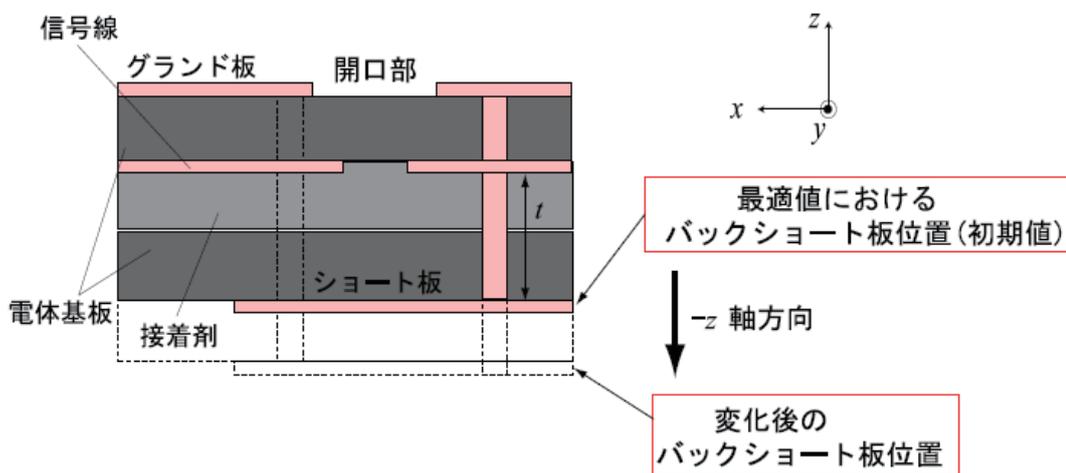


図 10. 多層構造アンテナのバックショート長の変化

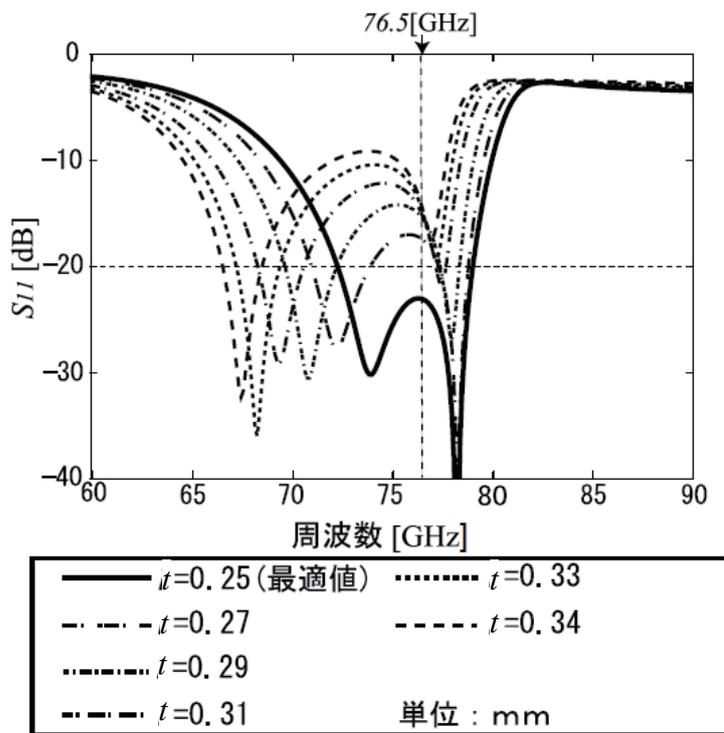


図 11. 多層構造アンテナのバックショート長を変化させたときの反射特性の変化

最後に、図 12 に示すように、提案設計の最適値を基準として、スルーホール位置のみを、 x 方向へ 1.14 ~ 1.50 [mm] の範囲でシフトさせた。1.14 ~ 1.26 [mm] までは 0.02 [mm] ずつ、1.26 ~ 1.50 [mm] までは 0.04 [mm] ずつシフトさせた。このときの反射特性の変化を図 13 に示す。図 13(a) より、スルーホールのみを $+x$ 軸方向に変化させていくと、最適値の特性における二つの共振うち、高周波側の共振が高周波側へシフトしていくことがわかる。また、先ほど示したバックショートによる共振は、周波数軸においてほとんど変化していないことがわかる。図 13(b) より、スルーホールのみを $-x$ 軸方向に変化させていくと、最適値の特性における高周波側の共振が低周波側へシフトしていくことがわかる。また、バックショートによる共振は、一度は高周波側からシフトしてきた共振と重なり合っ無くなるが、スルーホール位置を $-x$ 軸方向にさらに変化させていくと、最適値における周波数帯に再び現れることがわかった。

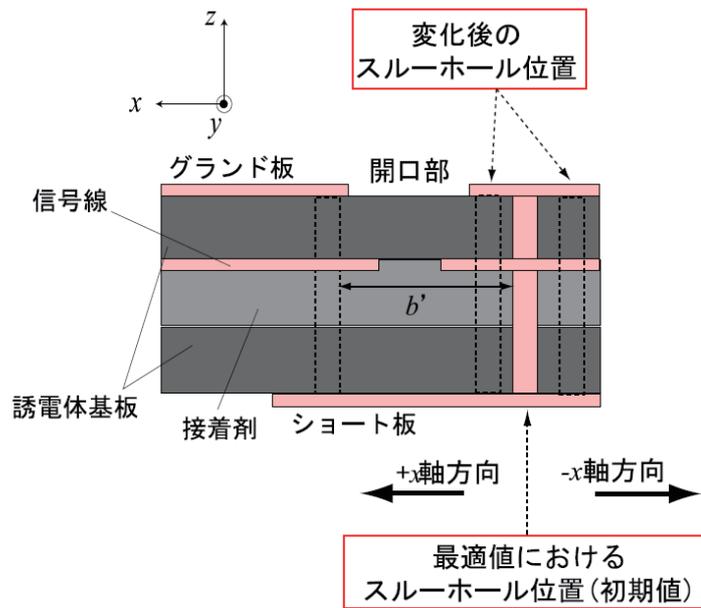


図 12. 多層構造アンテナのスルーホール位置の変化

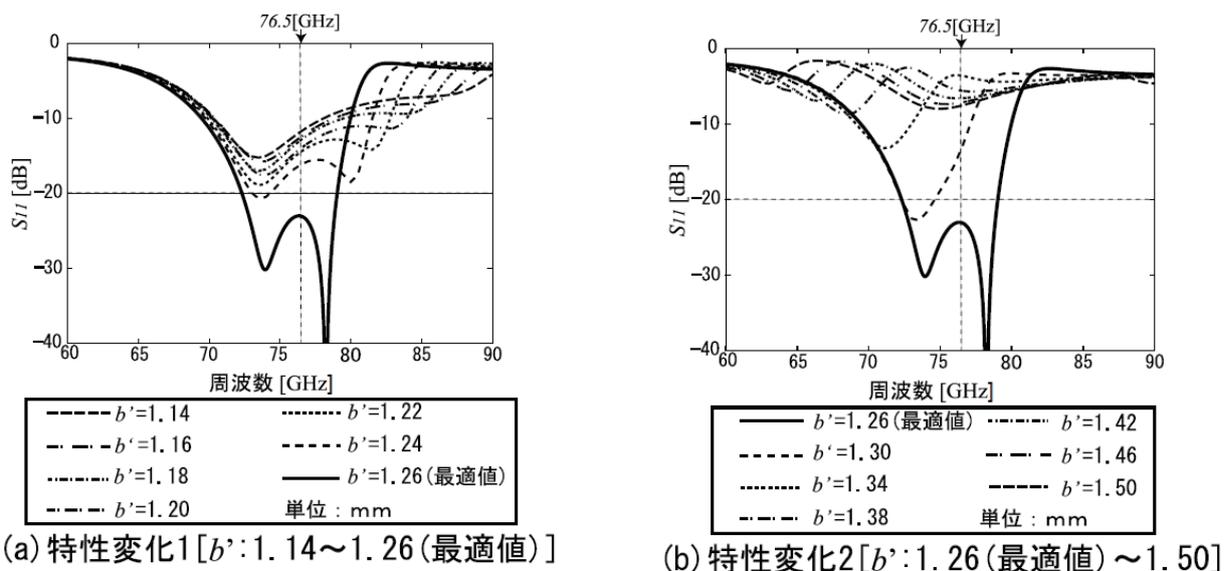
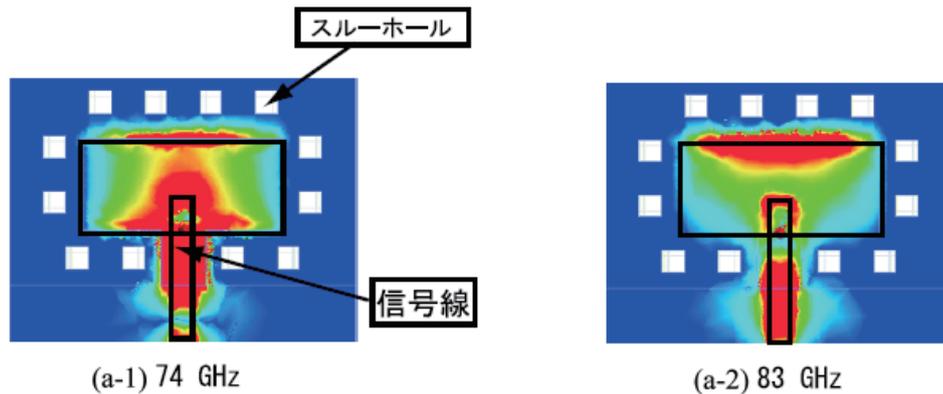
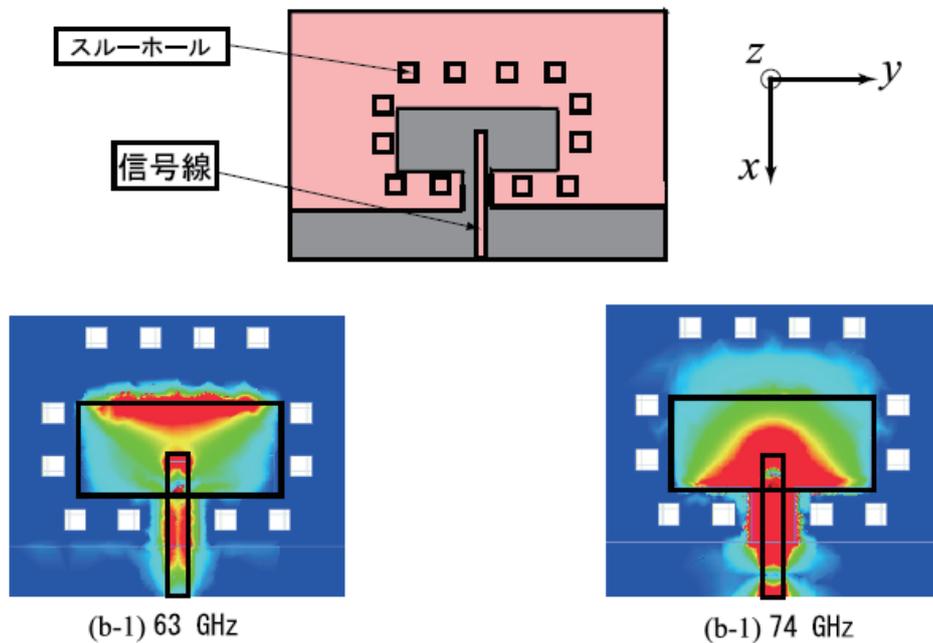


図 13. 多層構造アンテナのスルーホール位置の変化による反射特性の変化

次に、二つの共振周波数における電磁界現象を確かめるために、 $b' = 1.20$ [mm]、 $b' = 1.50$ [mm] のときの各共振周波数における、MSL 上の $x - y$ 面の電界分布を図 14 に示す。図より、図 12 に示す $b' = 1.20$ [mm] における 74 GHz の共振、 $b' = 1.50$ [mm] における 74GHz の共振では擬似導波管の中心に電界が集中していることがわかる。これにより、 $b' = 1.20$ [mm] における 74 GHz の共振、 $b' = 1.50$ [mm] における 74GHz の共振は、先ほど示したバックショートによるものだと考えることができる。また、スルーホール位置を変化させても共振周波数がほとんど変化していないことがわかる。次に、 $b' = 1.20$ [mm] における 83 GHz の共振、 $b' = 1.50$ [mm] における 63GHz の共振の電界分布を見ると、はみ出し部付近に電界が集中していることがわかる。これにより、スルーホールを $-x$ 軸方向に変化させていくことで、はみ出し部付近による共振が高周波側から低周波側へシフトしていったことがわかる。以上のことから、MSL の挿入長 l 、多層基板においてバックショート高さ t 、スルーホールの位置を変化させることで、反射特性における二重共振を制御できることがわかった。



(a) $b' = 1.20$ [mm] の時の共振周波数における電磁界分布



(b) $b' = 1.50$ [mm] の時の共振周波数における電磁界分布

図 14. 多層構造アンテナのスルーホール位置の変化による電磁界分布の変化

4 まとめ

本研究では、多層基板変換器を応用した多層構造アンテナについて設計を行った。多層基板変換器を応用することで、薄型で、かつ広帯域特性を実現した多層構造アンテナを計算により示した。また、多層構造アンテナを構成する構造パラメータの依存性について示すことにより、2つの共振が何によって生じているのかを示した。本研究の次のステップとして、提案のアンテナ構造が他の高周波回路との集積化に有利であることを示すために、第1段階では方向性結合器やハイブリッド回路などの受動回路との一体化を試みる。そしてさらに次の段階では、増幅器やミキサなどの能動回路をも実装し、最終的にはミリ波通信システムモジュールの実現を目指したい。また、その一方で、アンテナの高性能化を進める。現在の2層構造からさらに多層構造にして、アンテナの構造をホーン形状にすることにより、狭いビーム幅、高利得の実現を目指す。

【参考文献】

- [1] Yusuke Deguchi, Kunio Sakakibara, Nobuyoshi Kikuma and Hiroshi Hirayama, "Millimeter-Wave Microstrip-to-Waveguide Transition Operating over Broad Frequency Bandwidth," IEEE MTT-S 2005 International Microwave Symposium (IMS2005), Digest CD-ROM, THPF-8, Long Beach CA, USA, June 2005
- [2] 関 智弘, 本間尚樹, 西川健二郎, 常川光一, 「多層セラミック基板を用いたミリ波帯高利得アンテナの検討」, 信学技報, vol. 104, no. 561, AP2004-213, pp. 19-24, 2005年1月
- [3] Y. C. Shin, T. N. Ton, and L. Q. Bui, "Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 473-475, 1988.
- [4] Y. Leong and S. Weinreb, "Full band waveguide to microstrip probe transition," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 1999, pp. 1435-1438.
- [5] R. E. Collin, Field Theory of Guided Waves. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1990, Chapter 7.
- [6] G. Strauss and W. Menzel, "A novel concept for mm-wave MMIC interconnects and packaging," in IEEE MTT-S Int. Symp. Dig., pp. 1141-1144, 1994.

〈発表資料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
多層基板で構成された広帯域マイクロストリップ線路・導波管変換器のミリ波帯試作特性	電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究会 技術報告	2007年7月
Design of broadband microstrip-to-waveguide transition in multi-layer substrate	2007 International Symposium on Antennas and Propagation	2007年8月