

多層基板を用いたミリ波帯アンテナに関する研究（継続）

榊原 久二男

名古屋工業大学大学院工学研究科准教授

1 まえがき

高周波回路の集積化に伴い、プリント基板の多層化技術が一般的になってきている。本研究では、多層プリント基板を用いて高集積化に適したアンテナを実現する。開発したアンテナを導波管で給電するために、まず第2章で、多層基板を用いて平面線路と導波管の異なる伝送線路を接続する変換器を開発した結果を示す。そして第3章では、多層基板を用いたミリ波アンテナを開発した結果と、これを第2章で示した平面線路と導波管を接続する変換回路に接続した、導波管入力の高層基板ミリ波アンテナを開発した結果を示す。

2 多層基板内構成平面線路導波管変換器

2-1 多層基板内構成マイクロストリップ線路入力モデルの構造

本節で提案する新規変換器の階層図を図1に示し、図2及び図3に、その断面図、金属パターンをそれぞれ示す。一般的に用いられる一層バックショート型変換器の基板を多層基板に置き換え、信号線を基板内に設けた構造である。図2のa-a'間ではバックショートブロックのためトリプレート線路を形成し、a'-a"間では上部グラウンド板が存在していないためマイクロストリップ線路を形成している。導波管は標準導波管(WR-12: 3.10 mm×1.55 mm)を用いた。基板構成は下層より t=0.25 mm の Rogers R04350B: $\epsilon_r=3.48$, t=0.1 mm の Rogers R04450B: $\epsilon_r=3.54$, t=0.1 mm の Rogers R04350B: $\epsilon_r=3.48$ である。従来の多層基板変換器は基板を重ねる構造により、マイクロストリップ線路と最上面金属板の距離が1/4管内波長となるように基板厚を設定することにより、上部バックショートブロックが不要な構造としていた[1]。しかし提案構造では、マイクロストリップ線路と短絡版までの距離を1/4管内波長と長く確保することができないため、整合条件を満足する寸法パラメータが得られないという問題があった。そこで一層バックショート型変換器を参考に、変

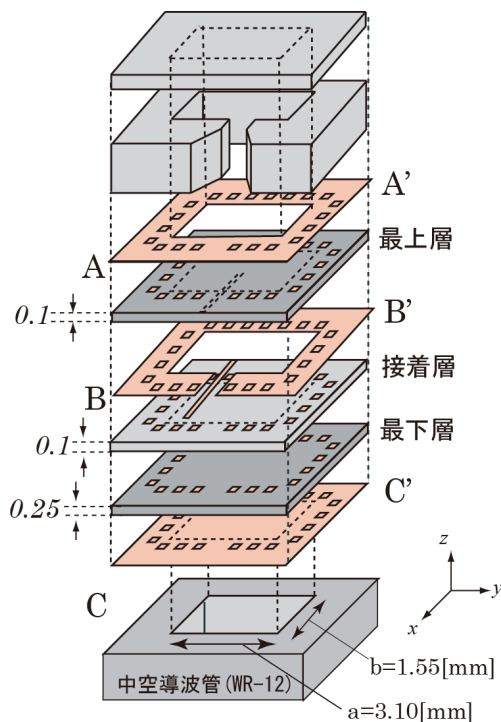


図1. 多層構造伝送線路変換器

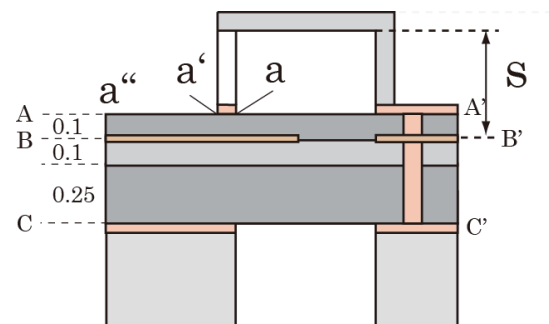


図2. 多層構造伝送線路変換器の断面図

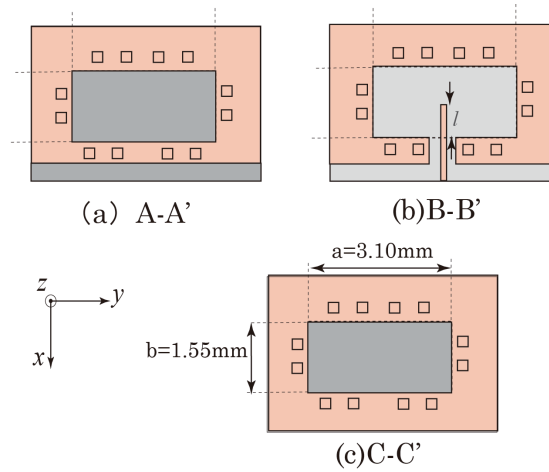


図 3. 金属パターン

換器上にさらにバックショートブロックを設置することでスタブ長を確保し、広帯域化をはかった[2]. バックショート高さ s , マイクロストリップ線路挿入長 l , 信号線挿入部と対向するスルーホール位置 b をパラメータとして、最適化を試みた. 基板の厚さは、規格品から選定したので固定としている. 表 1 に各パラメータの最適値を示し、そのときの反射量, 透過量の周波数特性を図 4 に示す. 最適化の結果, 反射量 $|S_{11}|$ が -20 dB 以下となる帯域幅が, 約 17 GHz と広い帯域が得られた. 透過特性は設計周波数 76.5GHz で -1.7 dB である. この反射特性は 低周波側にややシフトしているものの, これまでに我々が開発した一層バックショート型のものと同等の特性が得られ, [2] で示した変換器と同様の動作をしていると考えられる.

| パラメータ | 最適値 |
|---------------|--------|
| バックショート高さ s | 0.32mm |
| MSL 挿入長 l | 0.85mm |
| スルーホール位置 b | 2.28mm |

表 3.1 寸法パラメータの最適値

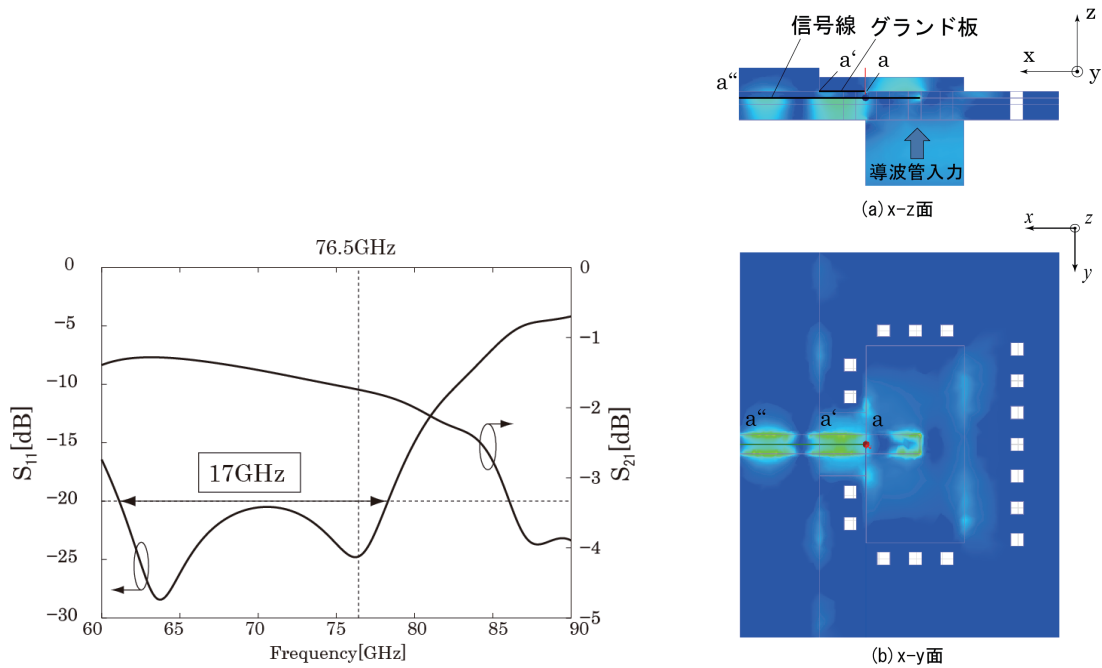


図 4. 多層構造伝送線路変換器の反射・透過特性 図 5. 多層構造伝送線路変換器の電界分布

次に図5に76.5GHzにおける電界分布を示す。ここで(a)はx-z面から見たマイクロストリップ線路上下の電界分布、また(b)はx-y面の電界分布である。図5(a)から、x-z面において信号線と下部のグラウンド板との間に強い電界が発生していることが確認できる。また、図5(b)のx-y面の図から、スルーホールの間と、信号線挿入部の金属のエッジに沿って電界の漏れが生じていることがわかる。

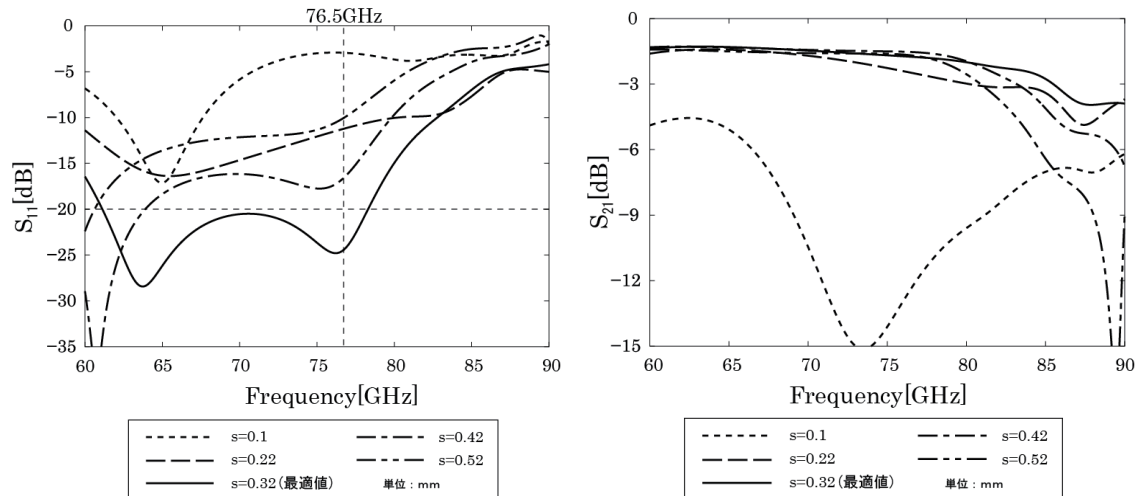


図6. バックショート高さに対する反射特性 図7. バックショート高さに対する透過特性

2-2 伝送線路変換器の入力特性の寸法パラメータ依存性

マイクロストリップ線路入力の変換器で、各パラメータを変化させたときの反射特性、透過特性の変化について示す。

(1) バックショートブロック長さsによる特性変化

バックショート長さは最上層の0.1mmの誘電体基板を一枚含むので、最小長さは0.1mmである。図6、図7に長さsを変化させたときの反射特性、透過特性を示す。実線が最適値0.32mmの場合の特性を示す。sが最適値から0.1mm以上ずれると、反射特性が大きく劣化することがわかる。特に、バックショートブロックを用いずに、プリント基板の最上面を短絡することでバックショートさせた構造とした場合(s=0.1mm)には、透過特性までもが大きく劣化した。このことから、部品点数は増えるが、バックショートブロックを用いることが有効であることがわかった。

(2) MSL 挿入長lによる特性変化

MSL 挿入長lの最適値は0.85mmであり、0.1mm間隔で変化させた。また、図8、9に、MSL 挿入長lを変化させたときの、反射特性、透過特性の変化について示す。実線が最適値0.85mmにおける特性を示す。反射特性のグラフでは、最適値である0.85mmで-20dB以下の帯域が最も広くなり、この寸法からずれると、2つの共振周波数が互いに離れるために、その中央付近の周波数における反射レベルが上昇しているのが確認できる。また、高域側の共振位置は、挿入長が長くなるに従い低域へ移動している。

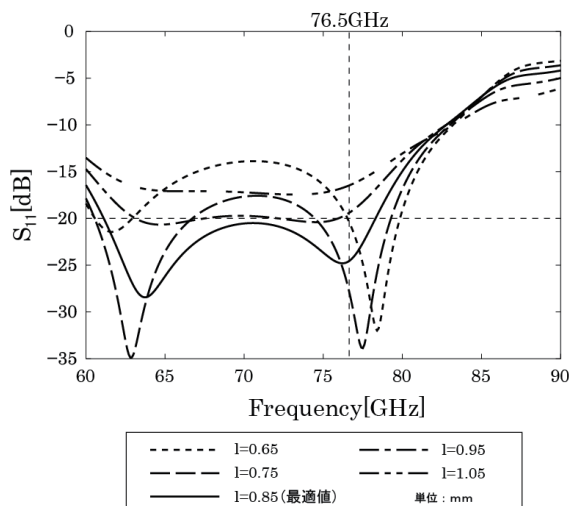


図8. MSL 挿入長に対する反射特性

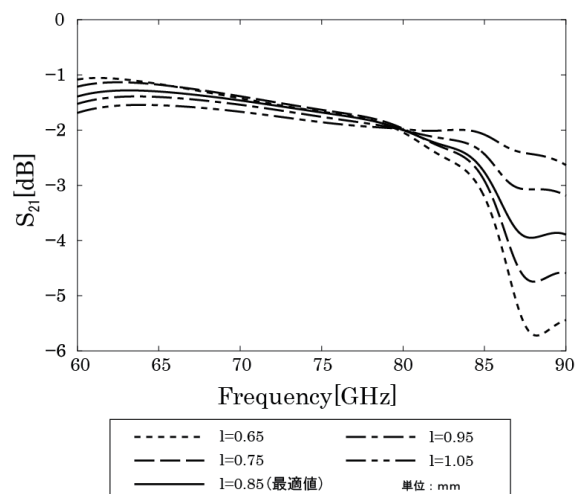


図9. MSL 挿入長に対する透過特性

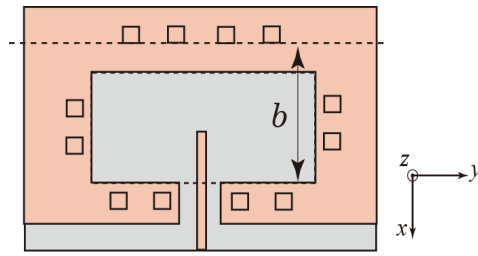


図 10. スルーホール位置 b

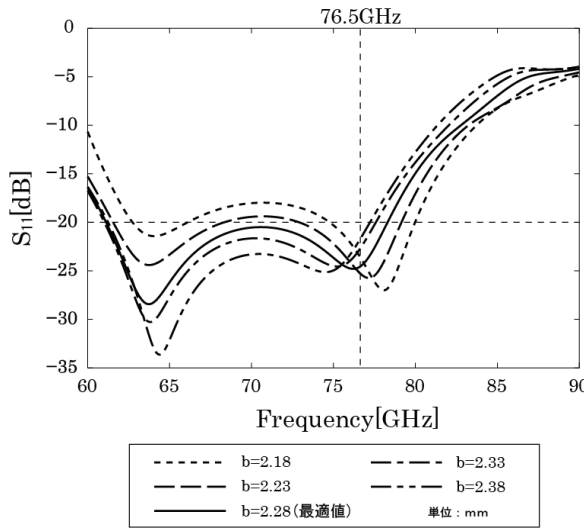


図 11. スルーホール位置 b に対する反射特性

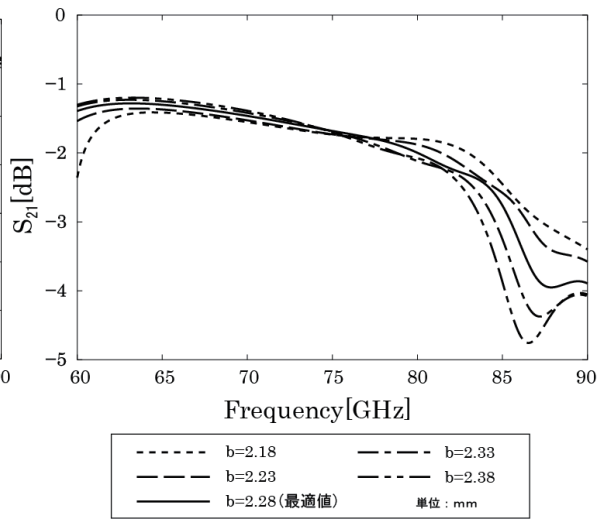


図 12. スルーホール位置 b に対する透過特性

(3) スルーホール位置 b による特性変化

図 10 にスルーホール位置 b を示す。最適値 2.28 mm から、0.05mm 間隔で変化させた。図 11, 12 に反射特性、透過特性を示す。実線が最適値 2.28mm の時の特性を示す。スルーホール位置 b が遠ざかるほど、反射特性では、高域側の共振位置が低周波側へ移動している。一方、この変化に対しての変換器動作の変化はそれほど大きくないため、透過特性の変化は小さいことがわかった。このことから、スルーホール位置 b を変化させることで、透過特性を変えずに高域側の共振周波数を調整できることがわかった。

2-3 多層基板内構成トリプレート線路入力モデルの構造と寸法パラメータ依存性

前節で提案した多層基板変換器は非常に広帯域で、一層バックショート型の変換器とよく似た特性が得られた。本節では、様々な回路形態に対して本変換器を適用するため、トリプレート線路入力に対して検討した。図 13(a) にトリプレート線路入力の変換器の断面図、また比較として、前節図 2 のマイクロストリップ

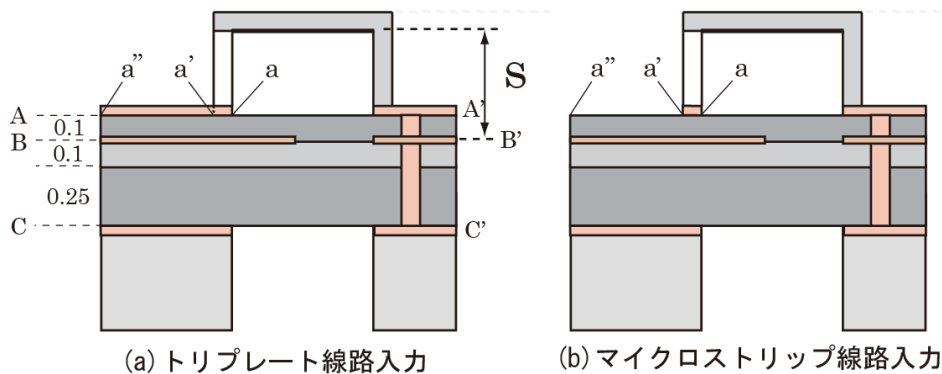


図 13. トリプレート線路入力構造とマイクロストリップ線路入力構造

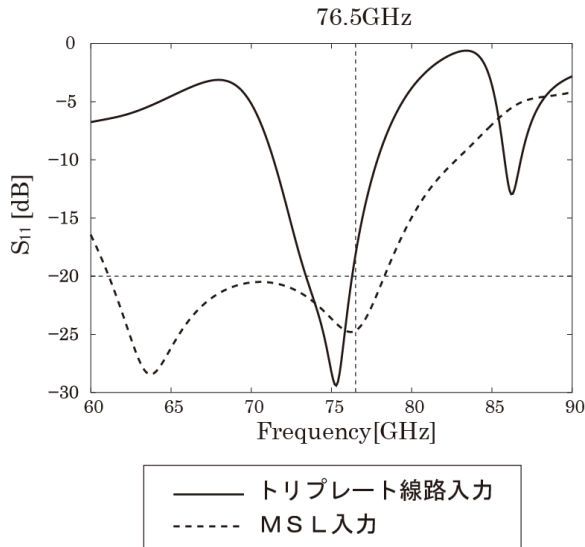


図 14. トリプレート線路入力とマイクロストリップ線路入力の反射特性の比較

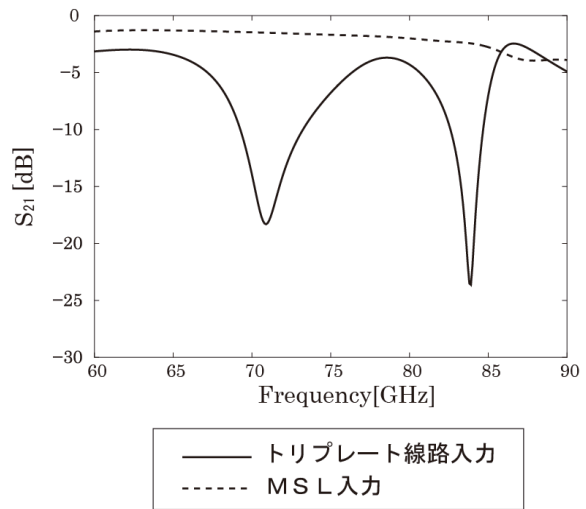


図 15. トリプレート線路入力とマイクロストリップ線路入力の透過特性の比較

線路入力の変換器の断面図を図 13(b) に示す。

今節で述べる(a)は、マイクロストリップ線路入力(b)と異なり、 $a-a'$ 間だけでなく $a-a''$ の全線路上を上部グラウンド板が覆う構造になっている。特性インピーダンスにおいても、(b)マイクロストリップ線路入力では 75Ω に対し、(a)トリプレート線路入力では 42Ω となる。本構造において、寸法の最適化を試みた。表 2 に最適化後の寸法パラメータ、図 14, 15 に反射・透過特性をマイクロストリップ線路入力の場合と重ねて示す。透過特性は 76.5 GHz で -5dB であり、反射が -20dB 以下となる帯域は 76.5 GHz から外れた位置で 4 GHz 程度になった。損失を低減させる目的で本構造を導入したが、マイクロストリップ線路入力の場合と比較すると、帯域は狭く、透過特性においても損失が大きくなってしまったことがわかった。

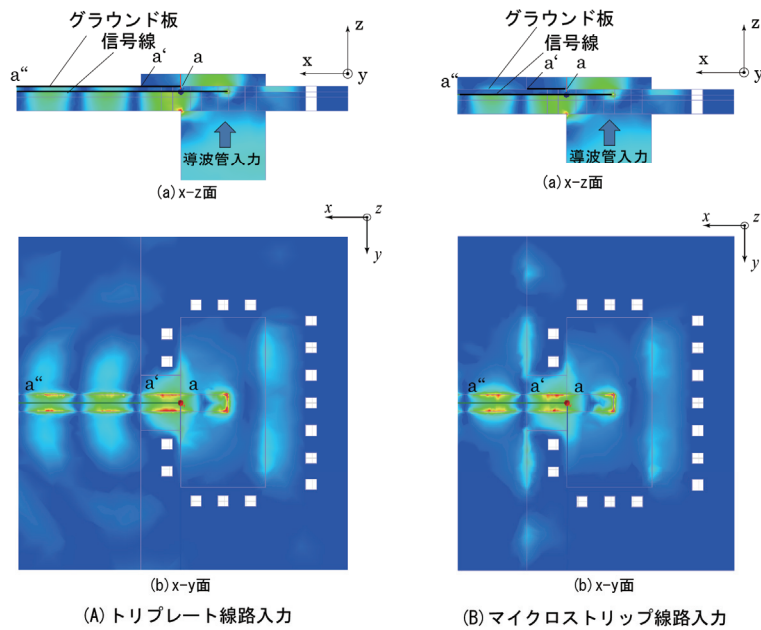


図 16. トリプレート線路入力とマイクロストリップ線路入力の電界分布の比較

| 寸法パラメータ | 最適値 |
|---------------|--------|
| バックショート高さ s | 2.94mm |
| MSL 挿入長 l | 0.85mm |
| スルーホール位置 b | 1.65mm |

表 2. 寸法パラメータの最適値

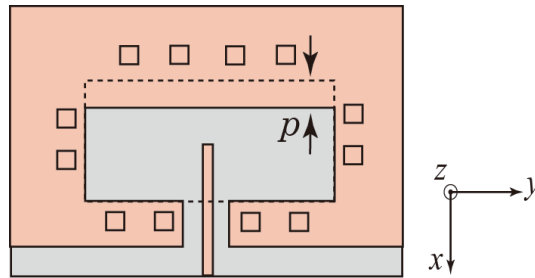


図 17. はみ出し部の長さ p

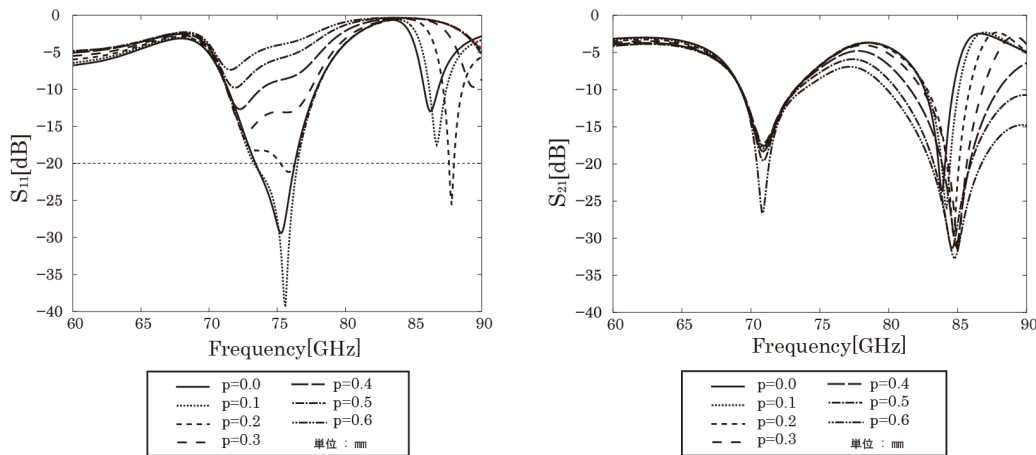


図 18. はみ出し部長さの変化に対する反射特性 図 19. はみ出し部長さの変化に対する透過特性

図 16 に 76.5 GHz における電界分布を示す。これより、線路から放射状に電界が広がっていることが確認された。これは、上下のグランド板間に生じた平行平板モードであると考えられる。トリプレート線路入力、マイクロストリップ線路入力より損失が大きくなってしまったのはこの線路からの漏れが多かったためだと考えられる。

トリプレート線路入力モデルでは、電界の強い位置を上下のグランド板両方に対して発生させるという伝送モード変換に成功したが、その特性に改善の余地がある。そこで、インピーダンスの制御を目的として、本研究にもはみ出し部を導入する[1]。図 3 の B-B' 面にはみ出し部を導入したものを図 17 に示す。この解析モデルにおいて、最適値付近ではみ出し部長さ p を変化させた。そのときの反射特性と透過特性の変化を図 18, 19 に示す。最適値からはみ出し部の長さを変化させると、反射レベルが大きく劣化し、低周波側へシフトしていく様子が確認できる。これは従来の多層基板変換器についても同様にみられた変化である。はみ出し部を導入することにより、反射特性を制御できることがわかった。

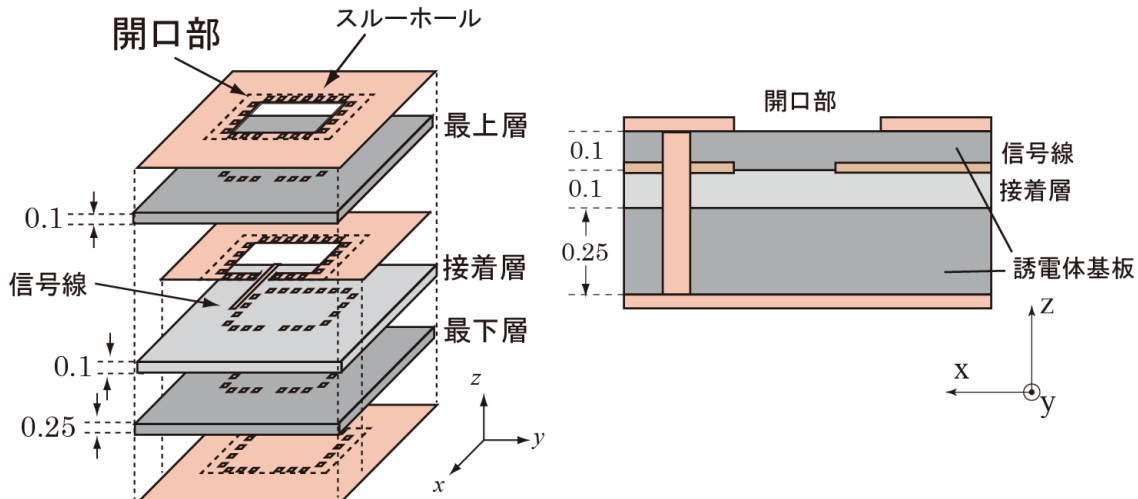


図 20. 多層基板ミリ波アンテナ

3 導波管入力多層基板ミリ波アンテナ

3-1 多層基板ミリ波アンテナの構造

多層基板ミリ波アンテナの構造を図 20 に示す. この構造は, 背面から導波管で給電するために, 給電線路は, 第 2 章で説明したマイクロストリップ線路, あるいはトリプレート線路からなる平面線路導波管変換器に接続することを想定した層構造となっている. 3 つの異なるプリント基板の材料パラメータは, 2 章の変換器と同様に, 下層より $t=0.25\text{ mm}$ の Rogers R04350B: $\epsilon_r=3.48$, $t=0.1\text{ mm}$ の Rogers R04450B: $\epsilon_r=3.54$, $t=0.1\text{ mm}$ の Rogers R04350B: $\epsilon_r=3.48$ である. 最上層と中位層の境界面を信号線が配線され, 多層基板の最上面と最下面にグランド面が形成されたトリプレート構造を形成している. そして, 最上面のグランドの一部が矩形上に除去されることで, アンテナ開口を形成している [3]. 不連続構造により, 平行平板モードとなって, 入力電力の一部が漏れないように, スルーホールで開口の周囲が取り囲まれている.

3-2 トリプレート線路導波管変換器と多層基板アンテナとの接続

次に, アンテナと, 第 2 章で説明した変換器を接続した構造を図 21 に示す. アンテナと変換器, 両者の上部グランド板を延長し, 接続して一体とした. また, グランドを共通とし, 平行平板モードを抑圧するためにライン脇にスルーホールを配置した. 図 22 に 76.5 GHz における電界分布を示す. $x\text{-}y$ 面の電磁界の漏れ

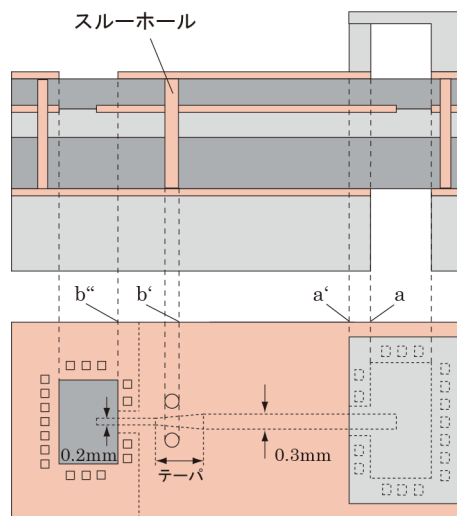


図 21. トリプレート線路接続多層基板ミリ波アンテナ

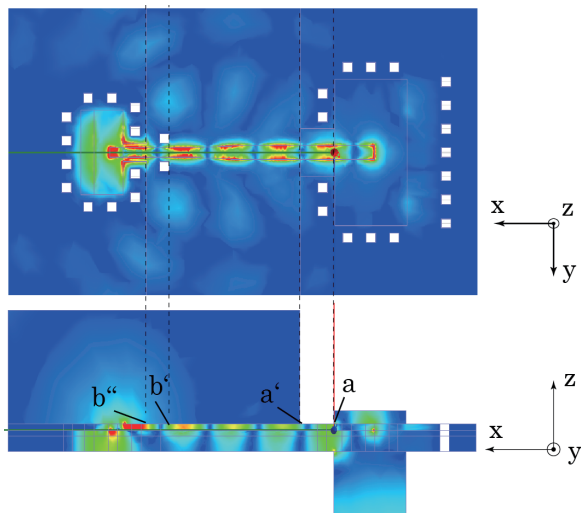


図 22. トリプレート線路接続多層基板ミリ波アンテナの電界分布

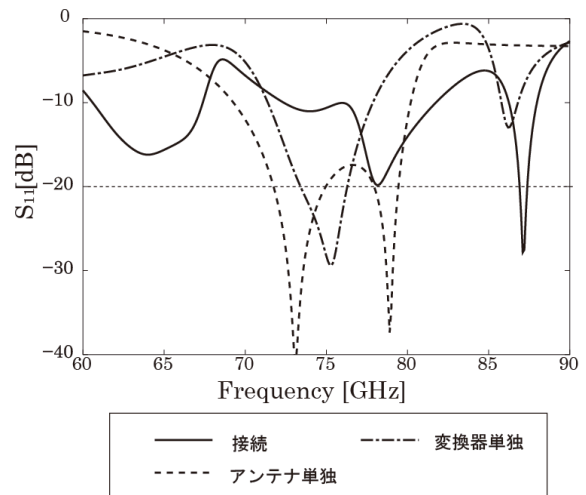


図 23. トリプレート線路接続多層基板ミリ波アンテナの反射特性

が生じていることがわかる。これは、アンテナと変換器間の接続線路が上部グラウンド板で塞がれているために、平行平板モードによる影響が生じたものと考えられる。次に多層基板アンテナ単独、変換器単独、両者をトリプレート線路で接続した場合の反射特性を図 23 に示す。アンテナと変換器間の接続の問題により、反射特性が劣化した。

3-3 マイクロストリップ線路導波管変換器と多層基板アンテナとの接続

アンテナと変換器をトリプレート伝送線路で接続すると、トリプレート伝送線路内を伝わる平行平板モードの電磁界により、伝送特性が劣化した。そこで今度は、アンテナと変換器を、平行平板モードの発生しないマイクロストリップ線路で接続することにより、伝送特性の改善を試みた。それ以外の構造は共通とする。その構造を図 24 に示す。b-b' 間の長さは下部グラウンド板とともにオープンスタブ回路を構成すると考えられるため、スルーホール位置より 1/4 管内波長離れた長さとする。76.5GHz における電界分布を図 25 に示す。x-y 面の電界分布を見ると、マイクロストリップ線路から変換器、アンテナのスタブ部に沿って電界が漏れている様子が確認できる。今後、スルーホールの数を増やす等の方法で、漏れを抑制する必要があると思われる。また x-z 面の様子から、アンテナ部付近の b' -b'' 間にあたる上部グラウンド板が覆う位置で、グラウンド板と信号線の間で強い電界が発生している様子が観測され、伝送モードの変換の様子が確認できる。また、a' -b 間の、グラウンド板で覆われていない位置からは電界の漏れが発生しているものの、プリント基板

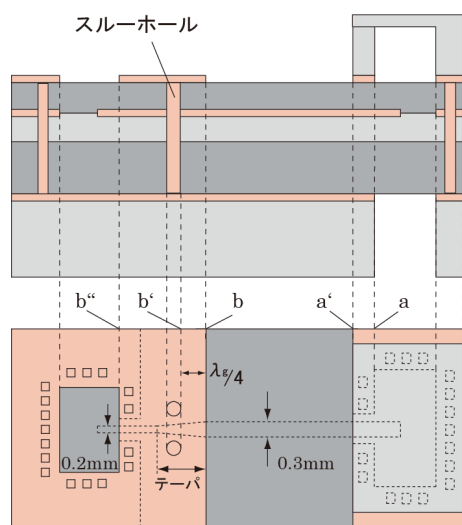


図 24. マイクロストリップ線路接続多層基板ミリ波アンテナ

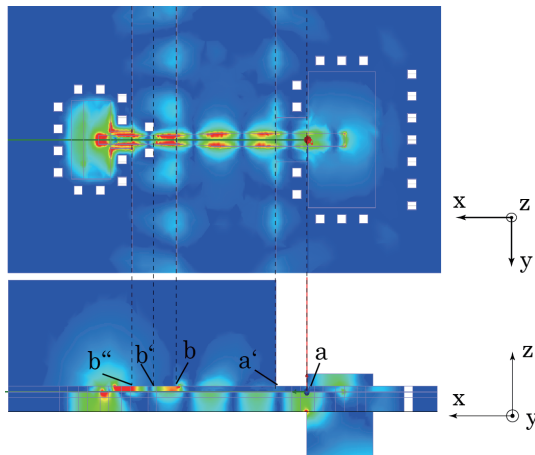


図 25. マイクロストリップ線路接続多層基板ミリ波アンテナの電解分布

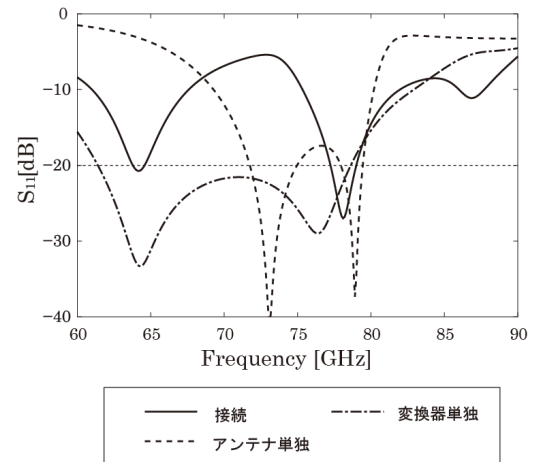


図 26. マイクロストリップ線路接続多層基板ミリ波アンテナの反射特性

内を伝わって漏れる平行平板モードはトリプレート線路の場合と比べて減少していることが確認できる。

図 23 に、多層基板アンテナ単独での反射特性、変換器単独での反射特性、両者を接続した場合の反射特性を示す。反射量が -20dB 以下となる帯域は、アンテナ単独では約 7GHz 、変換器単独では約 17GHz の特性が得られている。ところが両者を接続した場合の反射特性は、変換器の特性の概形を持ちながら、アンテナの低域側の特性に影響され、反射レベルは大きく劣化している。またアンテナと接続することで、 a - a' 間トリプレート線路、 a' - b 間マイクロストリップ線路、 b - b'' 間トリプレート線路と複数回、線路が切り替わるため、不整合が生じているものと考えられる。しかし、特性は劣化しているものの、トリプレート伝送線路で接続した場合と比較し、特性が改善されたことが確認された。

4 あとがき

本論文では、多層基板を用いたミリ波アンテナを開発した。従来型の変換器を基に新しい構造を提案し、その特性を入力部の種類別にマイクロストリップ線路入力とトリプレート線路入力の2パターンに分けて調べた。マイクロストリップ線路入力では広い帯域が得られた。さらにこの変換器をアンテナと接続して、導波管給電の多層プリント基板構造のミリ波アンテナを開発した。トリプレート線路接続では、平行平板モードによる特性劣化が問題になったが、マイクロストリップ線路接続にすることにより特性が改善された。構造の最適化を進め、さらに特性を改善させたい。

【参考文献】

- [1] 廣野真人, 今井啓太, 榊原久二男, 菊間信良, 平山裕, “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,” 電子情報通信学会論文誌 B, 査読あり, Vol.J91-B, No.9, pp.1057-1065, 2008
- [2] Y. Deguchi, K. Sakakibara, N. Kikuma, H. Hirayama, “Design and Optimization of Millimeter-Wave Microstrip- to-Waveguide Transition Operating over Broad Frequency Bandwidth,” IEICE TRANSACTIONS on Electronics Vol.E90-C No.1 pp.157-164, Jan. 2007
- [3] 今井啓太, “多層基板で構成されたマイクロストリップ線路給電開口アンテナの入力特性に関する研究”, 卒業論文, 名古屋工業大学, 2007.

〈 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 | 電子情報通信学会論文誌 B, 査読あり, Vol. J91-B, No. 9, pp. 1057-1065, 2008 | 2008 年 9 月 |
| Double Resonance of Broadband Microstrip-to-Waveguide Transition in Millimeter-Wave Band | EuCAP 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Fri-S16A47, pp. 3790-3794 | 2009 年 3 月 |