

修士論文

スタブ整合回路による周波数共用 マイクロストリップアンテナ構成法の研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月10日提出

02GD126 齊藤 俊介

要約

携帯電話や無線 LAN など様々な形態の情報サービスの普及に伴い、それぞれの周波数帯に応じたアンテナの設置場所の確保やコスト削減などを目的として、様々な周波数共用アンテナの研究が行われている。本研究は、マルチバンド受信機に対応するように一点給電であり、動作周波数ごとのアンテナ素子を有するような周波数共用マイクロストリップアンテナを構成することを目的とする。一般的に、一つの給電線に複数のアンテナ素子を接続する場合には、ローパスフィルタまたはハイパスフィルタからなる周波数共用器が必要であり、アンテナ構成が複雑になってしまう。アンテナ素子と同一基板上にマイクロストリップ給電回路を設計することで、周波数共用器を用いることなく周波数共用特性を実現しアンテナ構成を簡単にする。

本論文では、1.5/2GHz 帯、1.5/1.75/2GHz 帯、2/5GHz 帯用のアンテナ周波数構成を提案する。1.5/2GHz 帯と 2/5GHz 帯の 2 周波共用アンテナの給電回路では、各アンテナ素子の給電線路長を変化させ、他方のアンテナの周波数ではアンテナ接続部でインピーダンスを無限大にし開放とすることで、各アンテナを自己の周波数では独立に動作させた。1.5/1.75/2GHz 帯 3 週波共用アンテナにおいては、各アンテナの給電線路長を変化させるだけでは、他の 2 つのアンテナ周波数でアンテナ接続部において開放とすること困難なため、給電線路上に各アンテナの周波数における管内波長の $1/2$ 波長オープンスタブを装荷し、インピーダンスの位相を変化させることで、他の 2 つのアンテナ周波数でアンテナ接続部において開放とすることができ、各アンテナを独立に動作させることを実現した。

2/5GHz 帯 2 周波共用アンテナでは、2GHz アンテナの給電線路上に抑制したい周波数における管内波長の $1/4$ 波長オープンスタブを装荷し、その周波数ではインピーダンス的にショートとすることで、動作周波数が倍以上離れているために現れる高次モード共振を抑制し、受信機中のトップフィルタへの負担を軽減した。

単純に動作周波数の各アンテナを接続するだけでは、各アンテナ素子の位置が離れてしまうため、各アンテナ素子の中心位置が一致する 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ形状を提案した。2GHz アンテナ素子を 2 つに分割し、その間に 5GHz アンテナを配置することで、各アンテナ素子の中心位置を一致させた。

アンテナの構成法を検討した結果、それぞれのアンテナにおいて良好な周波数共用特性が得られ、提案するアンテナ構成が有効であることが示された。

目次

第1章	序論	1
第2章	周波数共用マイクロストリップアンテナの基礎検討	5
2.1	1.5/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ	5
2.1.1	アンテナ構成法	5
2.1.2	アンテナ特性	10
2.2	1.5/1.75/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ	11
2.2.1	アンテナ構成法	11
2.2.2	アンテナ特性	15
2.3	まとめ	16
第3章	2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ	17
3.1	アンテナ構成法	18
3.2	アンテナ特性	24
3.3	まとめ	26
第4章	分割した2GHzアンテナ素子を有する2/5GHz帯周波数共用マイクロストリップアンテナ	27
4.1	2GHzと5GHzの各アンテナの検討	27
4.2	アンテナ特性	33
4.2.1	解析結果	33
4.2.2	実験結果と解析結果の比較	38
4.3	まとめ	44
第5章	結論	45
付録A	マイクロストリップ線路	46
謝辞		52
参考文献		53
発表文献		54

第 1 章

序論

携帯電話における加入者は増加の一途をたどり、2004年1月現在、全国での加入件数は約八千万件となり、全人口の60パーセントを超える割合となっている。携帯電話に使用される周波数帯も増加しており、現在日本では、800-900MHz帯 (NTTドコモと au) と 1.5GHz帯 (Vodafone と TU-KA) が PDC (Personal Digital Cellular) に、1.9-2.2GHz帯が第3世代携帯電話である IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) に使用されており、第4世代携帯電話には 5GHz-6GHz 以下の周波数帯が使用されると言われている。携帯電話に限らず、移動体通信や衛星放送、無線 LAN など情報量の多いマイクロ波・ミリ波帯を活用して様々な形態の情報サービスが登場するものと思われる。このため、設置場所の確保やコスト削減等を目的として、周波数共用アンテナの研究が活発に行われている。使用されている周波数帯の例を図 1.1 に示す。

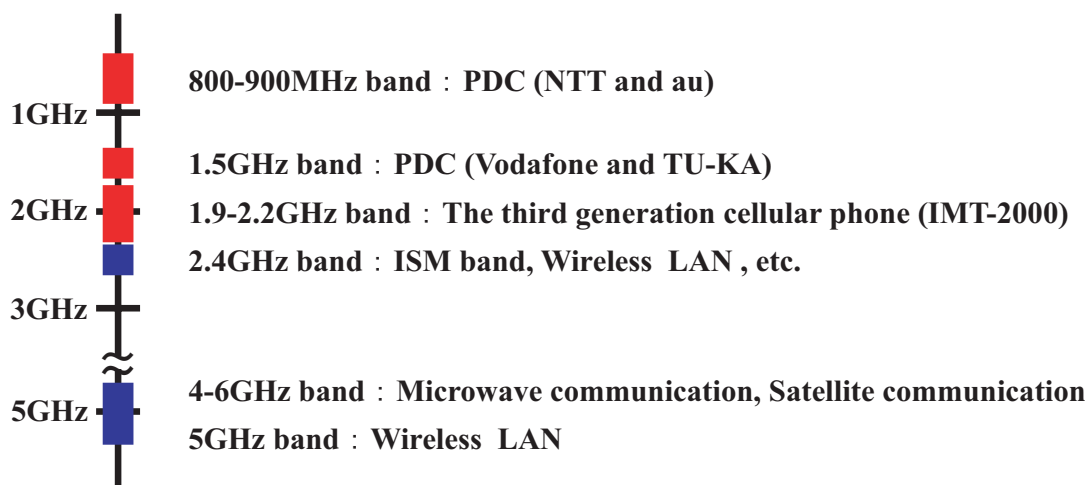


図 1.1 : 周波数帯の例

マルチバンドに対応するためには，広帯域なアンテナ素子を用いる手法と，目的とする周波数に対応可能な素子を用いる手法がある．前者は要求される周波数が近い場合に有効であるが，信号をそれぞれの周波数に分けるための共用器が必要となる．後者は周波数が特定される欠点はあるが，要求される周波数が離れている場合に有効である．素子配列をそれぞれの周波数ごとに設定でき，マルチバンドアレイに適しているという利点もある [1][2]．そこで本論文では，複数の周波数帯に対応可能なアンテナとして，後者のアンテナを採用して検討を行う．

研究目的は，周波数共用器を用いないシンプルなデザインの一点給電の周波数共用アンテナを構成することである．一点給電とするのは，マルチバンド受信機を使用するためである．シンプルなデザインを実現するために，アンテナ素子と給電回路を同一基板上に構成することのできるマイクロストリップ線路でアンテナを構成する．

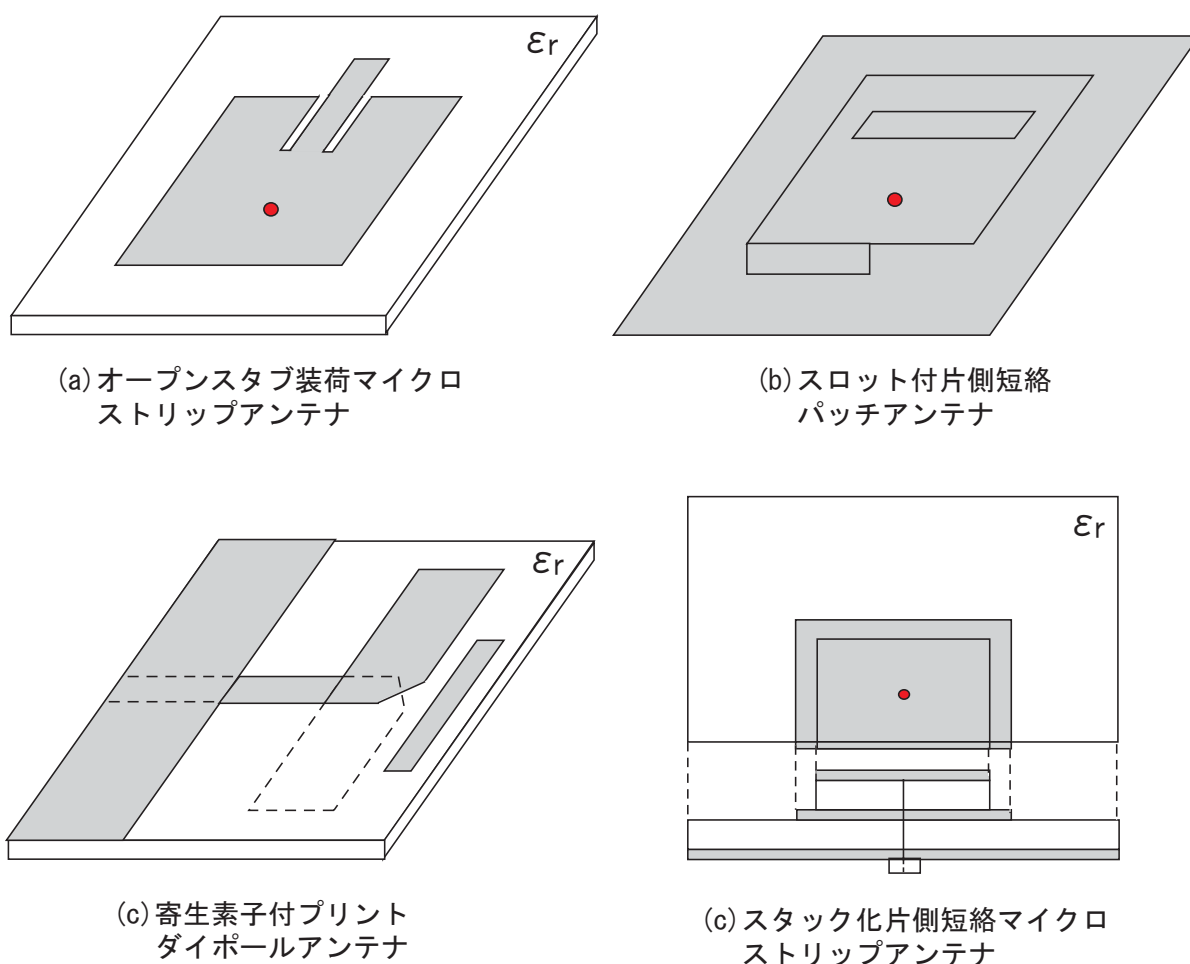


図 1.2 : 一点給電のマイクロストリップアンテナの例

一点給電のマイクロストリップアンテナの例としては，図 1.2 に示すように，マイクロストリップアンテナ素子にオープンスタブを装荷し 2 周波共用特性を実現するもの [3]，マイクロストリップアンテナ素子の内部領域に高次モード制御し，高次モード制御用のスロットを設け，そのビーム成形を行い 2 周波共用特性を実現するもの [4][5]，放射素子の近傍に寄生素子配置し 2 周波共用特性を実現するもの [6]，マイクロストリップアンテナ素子を重層的にスタック化して 2 周波共用特性を実現するものなどがあり [7]，小型化の検討もされている．これらのアンテナでは，複数のパラメータが周波数に影響するために周波数の調整が困難であったり，各周波数でアンテナ素子が独立して共振しているものではないため，アンテナの自由度が低いと言える．逆に，周波数共用アンテナを構成するのに，動作させたい複数の周波数のアンテナ素子を接続し，各周波数でそれらのアンテナ素子が独立に動作すれば，アンテナの自由度が高いと言えるのだが，この場合，図 1.3 に示すように，それぞれの周波数に応じて，ローパスフィルタまたはハイパスフィルタで構成された周波数共用器が必要となり [8]，アンテナ構成が複雑になってしまう．マイクロストリップ線路の特徴を活かし，それぞれのアンテナが他方のアンテナの周波数では各アンテナの接続部で開放となるよう，アンテナ素子と同一基板上に給電回路を設計することで，各アンテナを独立に動作させ，周波数共用器を用いずに周波数共用アンテナを構成する．

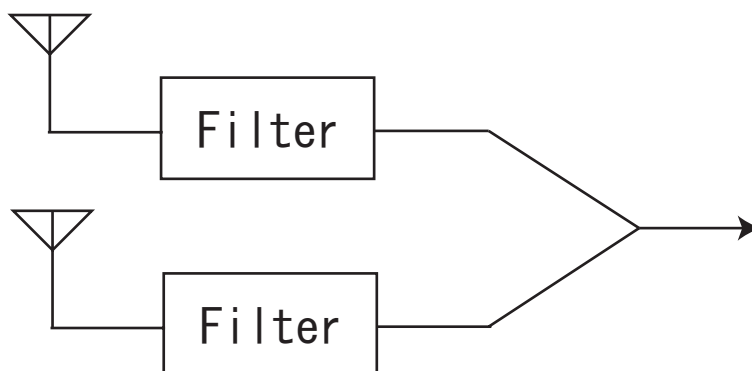


図 1.3 : 1 つの給電線に 2 つのアンテナを接続する場合

本論文では離れた周波数で動作する 2 周波共用アンテナについても検討する．動作周波数が離れている場合，低域用のアンテナ素子の高次モードが出てきてしまい，受信機中のトップフィルタにかかる負担が増加してしまう．アンテナ素子と同一基板上に設計するマイクロストリップ給電回路により，それらの不要な高次モードを抑制する．

次章より周波数共用マイクロストリップアンテナの検討を行う．その構成を以下に示す．第 2 章では，基礎検討として行った，比較的近い周波数で動作する周波数共用アン

テナについて述べる．第3章では，倍以上離れた周波数である2GHzと5GHzで動作する2周波共用アンテナについて述べる．第4章では，第3章で述べたアンテナをさらに発展させた，分割した2GHzアンテナ素子を有する，2/5GHz帯周波数共用アンテナについて述べる．第5章を本論文の結論とする．

第 2 章

周波数共用マイクロストリップアンテナの基礎検討

周波数共用器を用いないマルチバンド受信機用の周波数共用マイクロストリップアンテナの検討に際し，本章では基礎検討として，比較的近い複数の周波数帯で動作する 2 周波共用マイクロストリップアンテナと，3 周波共用マイクロストリップアンテナの検討を行い，アンテナの構成法，及びその特性について示す．

検討に用いた誘電体基板の誘電率 ϵ_r は 3.45，厚さは 1.6[mm] である．

2.1 1.5/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ

本節では，Vodafone と TU-KA の PDC の周波数帯である 1.5GHz 帯と，第三代携帯電話 (IMT-2000) の周波数帯である 2GHz 帯で動作するような 2 周波共用マイクロストリップアンテナの検討を行う．

検討を行うアンテナを図 2.1 に示す．マルチバンド受信機を用いるために一点給電であり，アンテナ全体の構成の簡素化，及び製作の容易さを考慮し，1.5GHz と 2GHz の各アンテナ素子とマイクロストリップ給電回路が同一基板上に設計されている．このマイクロストリップ給電回路により，1.5GHz の時には 2GHz アンテナ側が開放に，また，2GHz の時には 1.5GHz アンテナ側が開放になるようにし，各アンテナが独立に動作するようにする．

2.1.1 アンテナ構成法

マイクロストリップアンテナ素子が目的とする動作周波数である 1.5GHz 帯と 2GHz 帯で共振するように，FDTD (Finite Difference Time Domain) 法を用いて各素子の整合条件を求めた．各アンテナ素子のモデルとリターンロス特性を図 2.2，2.3 に示す．各アンテナ素子は 50 Ω マイクロストリップ線路により直接給電されており，整合をとるためにスリットを切っており，図 2.3 において，実線と点線はそれぞれ 1.5GHz と 2GHz アン

テナ素子のリターンロス特性を示しており，正確な共振周波数は 1.51GHz と 1.97GHz である．

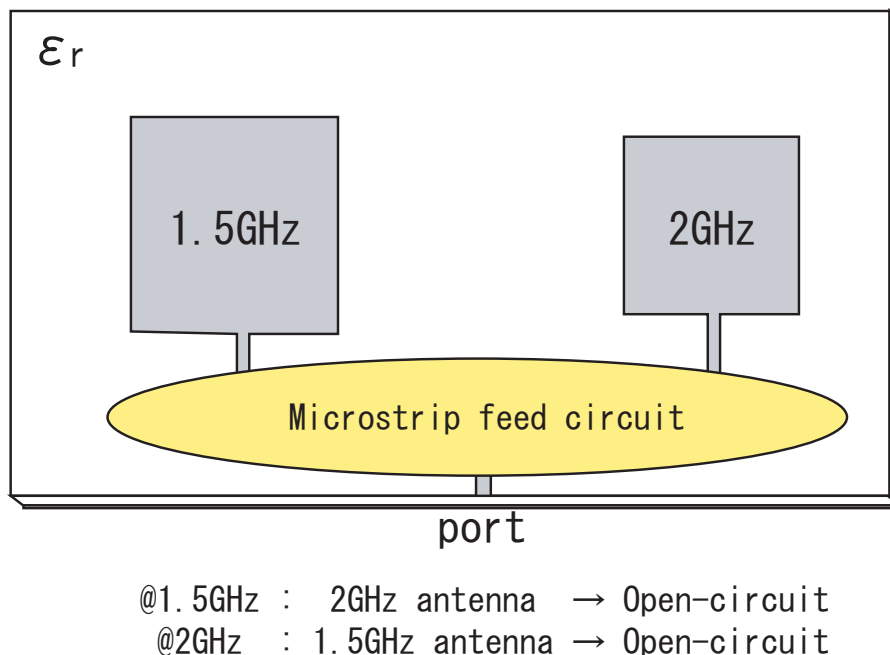


図 2.1 : 1.5/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナのコンセプト

FDTD 法により求めた 1.5GHz と 2GHz の各アンテナ素子の整合条件の S パラメータを用い，回路シミュレータである MWO (Microwave Office) により，各アンテナのマイクロストリップ給電回路の検討を個別に行う．各アンテナを他方のアンテナの周波数では給電点で開放とし，共振周波数では独立に動作させる方法として，各アンテナの給電線路長を調節する方法を用いる．前章の 2 節で述べたように，終端に負荷 Z_L を持つ長さ l の有限長伝送線路の入力インピーダンスは，位相定数を β とすると，次式で求められる．

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

この式より，共振周波数において，アンテナ素子と線路の特性インピーダンス Z_0 との整合が正確にとれていれば，給電線路長を変化させてもその周波数で Z_i の値はほとんど変化せず，他の周波数でのインピーダンス値を変化させられることがわかる．

各アンテナの給電線路長を調節し，インピーダンス値を変化させた結果，1.5GHz アンテナでは $L = 88.70 [mm]$ ，2GHz アンテナでは $L = 71.10 [mm]$ の時に所望する給電回路の特性が得られた．その時の各アンテナの給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャートを図 2.4 に示す．これらの図より，1.5GHz と 2GHz の各アンテナが共

振周波数では 50Ω の整合がとれており，他方のアンテナの周波数ではインピーダンスが無限大，つまり開放となっている確認できる．

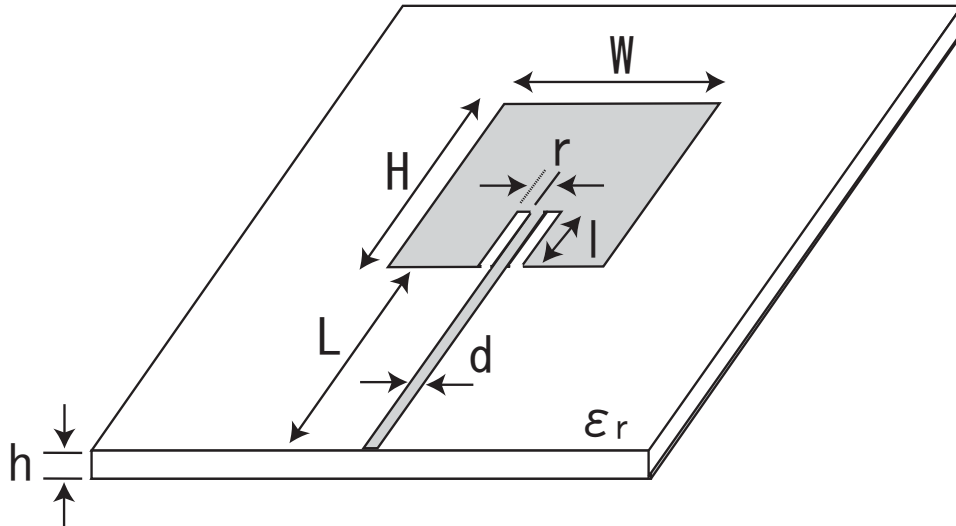


図 2.2 : 各アンテナ素子の整合条件

1.5GHz アンテナ: $H = W = 52.56, l = 19.94$
 2GHz アンテナ: $H = W = 40.11, l = 14.59$
 $d = 3.65, h = 1.60$ (mm) $\epsilon_r = 3.45$

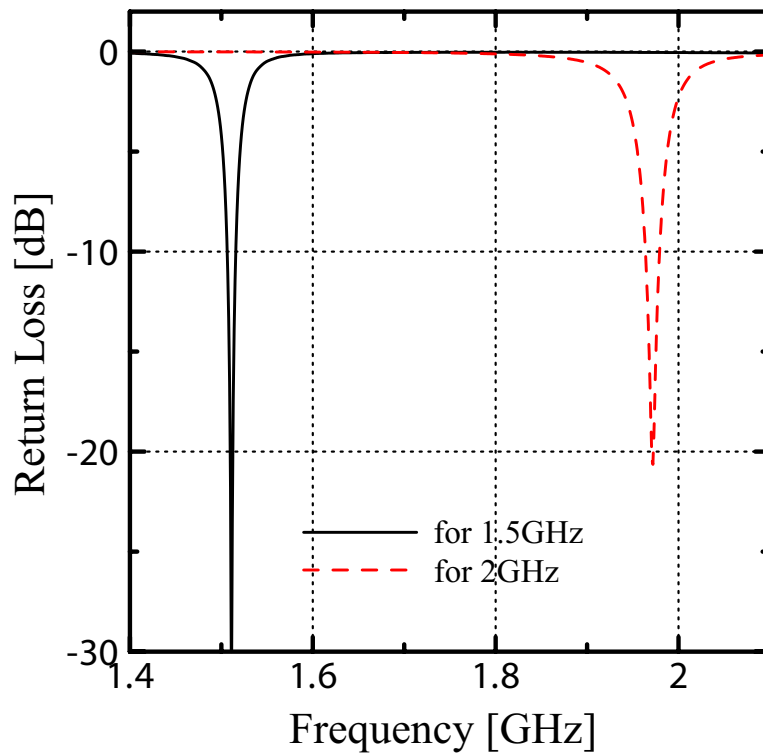
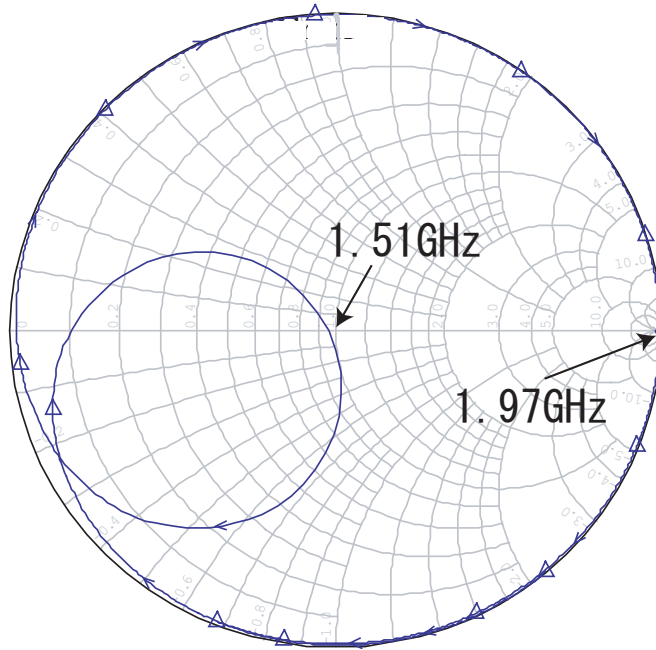
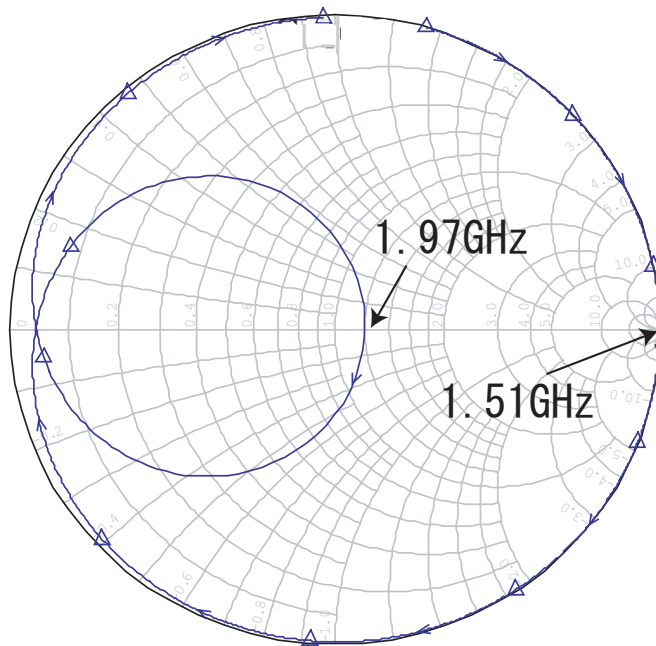


図 2.3 : 各アンテナ素子のリターンロス特性



(a) 1.5GHz アンテナ ($L = 88.70$ [mm])



(b) 2GHz アンテナ ($L = 71.10$ [mm])

図 2.4 : 給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャート

2.1.2 アンテナ特性

1.5GHzと2GHzの各アンテナにおいて、個別に整合条件を求め、さらにマイクロストリップ給電回路の検討を行ってきたが、ここでは図2.5に示すアンテナモデルのように、それらをT分岐で接続しアンテナの入力特性を計算した。マイクロストリップ線路の折り曲げ部には、損失を軽減するために斜めに切れ込みを入れてある。

各アンテナ接続後のリターンロス特性を図2.6に示す。実線が、給電線路長を調節し、他方のアンテナの周波数ではアンテナの接続部で開放となるようにして各アンテナを接続した場合、点線がインピーダンス値の検討は行わずに、各アンテナの給電線路長を70.00mmという任意の値とした場合のリターンロス特性である。インピーダンス値の検討を行わずに各アンテナを接続した場合には、2GHzアンテナの共振周波数が単体の時とは異なっている。また、1.83GHz付近に共振が現れており、所望する2周波共用特性は得られていない。インピーダンス値の検討を行ってから各アンテナを接続した場合には、各アンテナが独立に動作しており、良好な2周波共用特性が得られている。

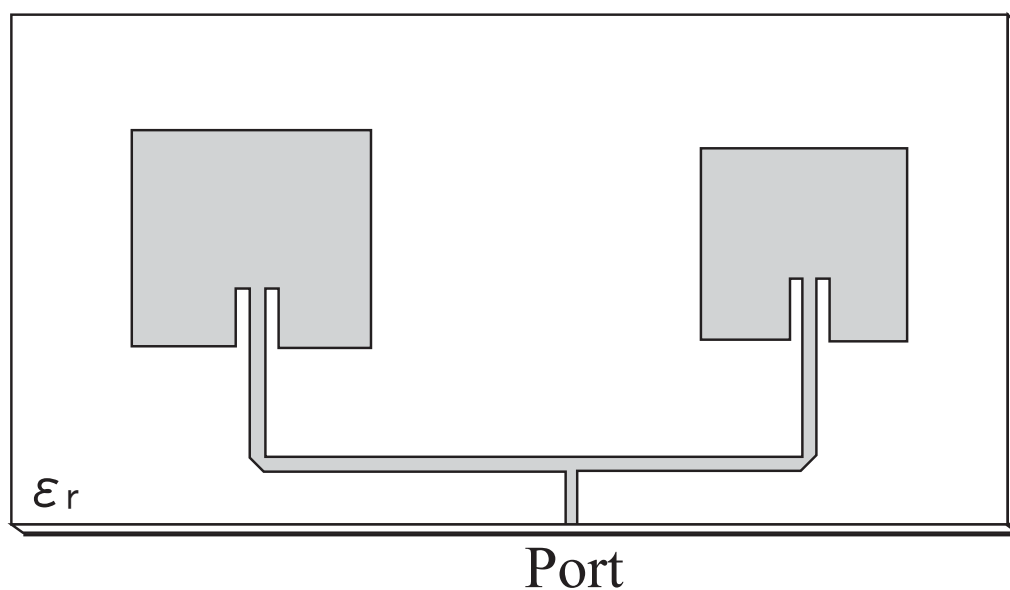


図 2.5 : 各アンテナ接続後のモデル

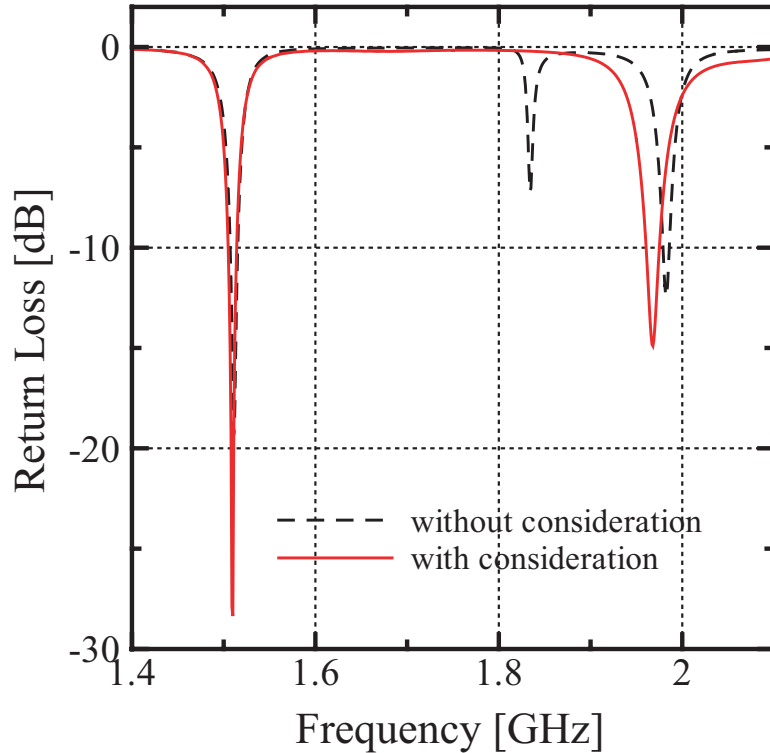


図 2.6 : 各アンテナ接続後のリターンロス特性

2.2 1.5/1.75/2GHz帯周波数共用マイクロストリップアンテナ

本節では、前節で検討した 1.5GHz と 2GHz という周波数に 1.75GHz の周波数を加えた、1.5/1.75/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナについて基礎検討を行う。

本アンテナにおいて、各アンテナ素子と同一基板上にマイクロストリップ給電回路を設計し、アンテナを独立に動作させることを目的とする。前節のように 2 周波で周波数が近い場合には、各アンテナの給電線路長を調整することで、他方のアンテナの周波数でアンテナ接続部においてインピーダンス的に開放とすることができ、各アンテナを独立に動作させることができた。3 周波の場合には、他のアンテナの 2 周波で開放としなければならない、給電線路長を変化させるだけではアンテナ接続部におけるインピーダンス値の調整が困難である。本節では、3 周波共用アンテナにおいても共用器を省略可能な構成を提案する。

2.2.1 アンテナ構成法

まず初めに、FDTD 法を用いて各アンテナの整合条件を求めた。FDTD 法による解析において前節の時とはセルサイズが異なるため、1.5GHz と 2GHz アンテナ素子に関

してももう一度整合条件を求めている．各アンテナ素子の整合条件とリターンロスを図 2.7, 2.8 に示す．各アンテナ素子の正確な共振周波数はそれぞれ，1.51GHz・1.74GHz・1.97GHz である．

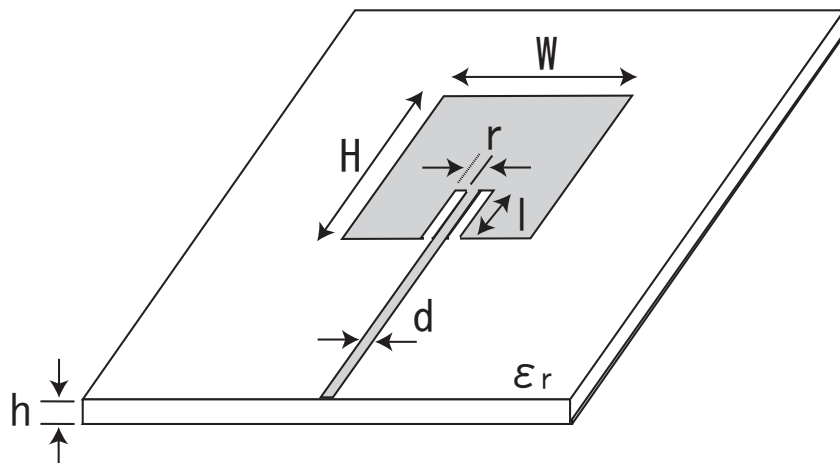


図 2.7：各アンテナ素子の整合条件

1.5GHz アンテナ: $H = W = 52.78, l = 20.02$

1.75GHz アンテナ: $H = W = 45.50, l = 17.29$

2GHz アンテナ: $H = W = 40.04, l = 14.56$

$d = 3.65, h = 1.60$ (mm) $\epsilon_r = 3.45$

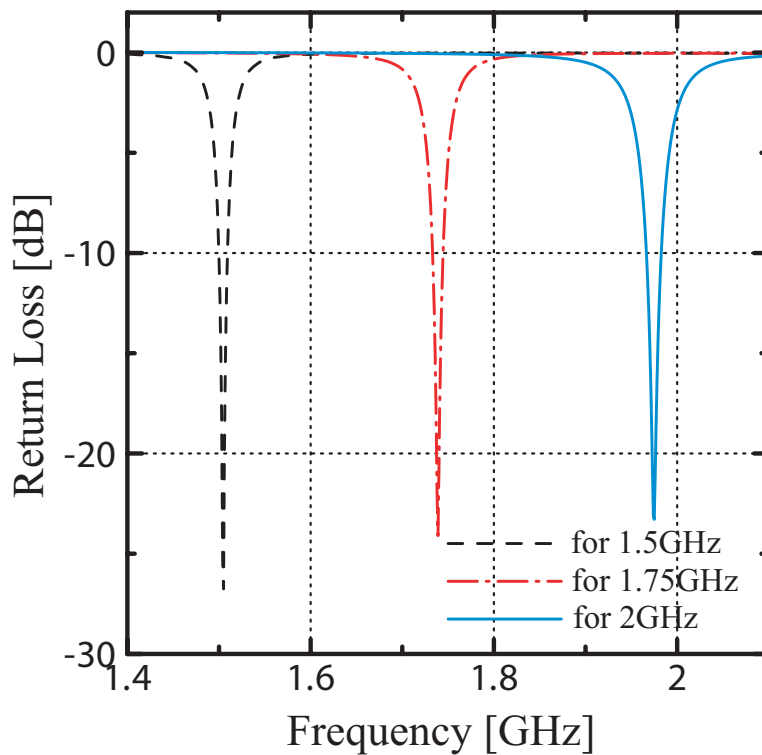


図 2.8：各アンテナ素子のリターンロス特性

次に，FDTD 法により求めた各アンテナ素子の S パラメータを用い，回路シミュレータにより，マイクロストリップ給電回路の検討を行う．各アンテナを他のアンテナの周波数では給電点で開放とするために，前節のように各アンテナの給電線路長を変化させたが，2つの周波数で同時に開放とすることはできなかった．そこで，スタブを用いてインピーダンス値を調整する方法を提案する．各アンテナの給電線路上にそれぞれの周波数における管内波長の $1/2$ の長さのオープンスタブを装荷する．オープンスタブの根元におけるインピーダンス Z_s は，スタブ長を l とすると，

$$Z_s = -j \cot(\beta l)$$

の式で表せる．位相定数 β は， $\beta = 2\pi/\lambda$ で与えられるので， $l = \lambda/2$ とすることで， $Z_s = \infty$ となり，その周波数には影響を与えずに給電点におけるインピーダンス値を変化させることができる．スタブ長はそれぞれのアンテナの管内波長の 2 分の 1 の長さで一定とし，スタブ幅とスタブを装荷する位置，そして線路長を変化させて検討を行った．その結果，1つだけスタブを装荷した場合や，2つ装荷した場合にはうまくいかなかったが，スタブを 3つ装荷した場合に，それぞれのアンテナを他のアンテナの 2つの周波数で同時に開放となった．

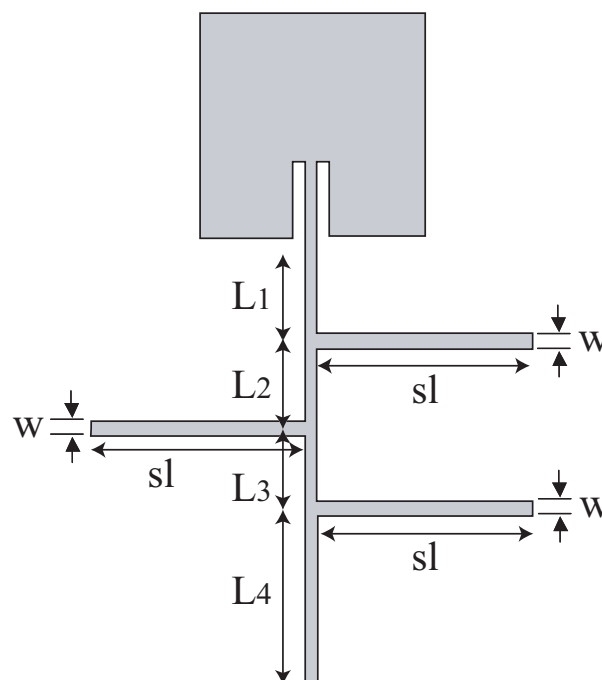


図 2.9：給電回路のパラメータ

1.5GHz: $sl = 52.78, w = 5.46, L_1 = 33.48, L_2 = 37.88, L_3 = 40.28, L_4 = 28.88$
 1.75GHz: $sl = 45.50, w = 3.64, L_1 = 22.75, L_2 = 23.65, L_3 = 20.25, L_4 = 15.35$
 2GHz: $sl_1 = 40.04, w = 5.46, L_1 = 20.72, L_2 = 35.22, L_3 = 34.72, L_4 = 24.82$ (mm)

この時の各アンテナの給電回路のパラメータと，給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャートをそれぞれ図 2.9, 2.10 に示す．図 2.9 からわかるように，各アンテナのサイズはかなり大きくなっている． $\lambda/2$ オープンスタブの代わりに $\lambda/4$ ショートスタブを用いたり，スタブを給電線路の左右に装荷するのではなく，中心に装荷することで，アンテナのサイズを小さくできるはずである．図 2.10 において，各アンテナの 50Ω 整合がずれているが，これは線路の損失による影響だと思われる．

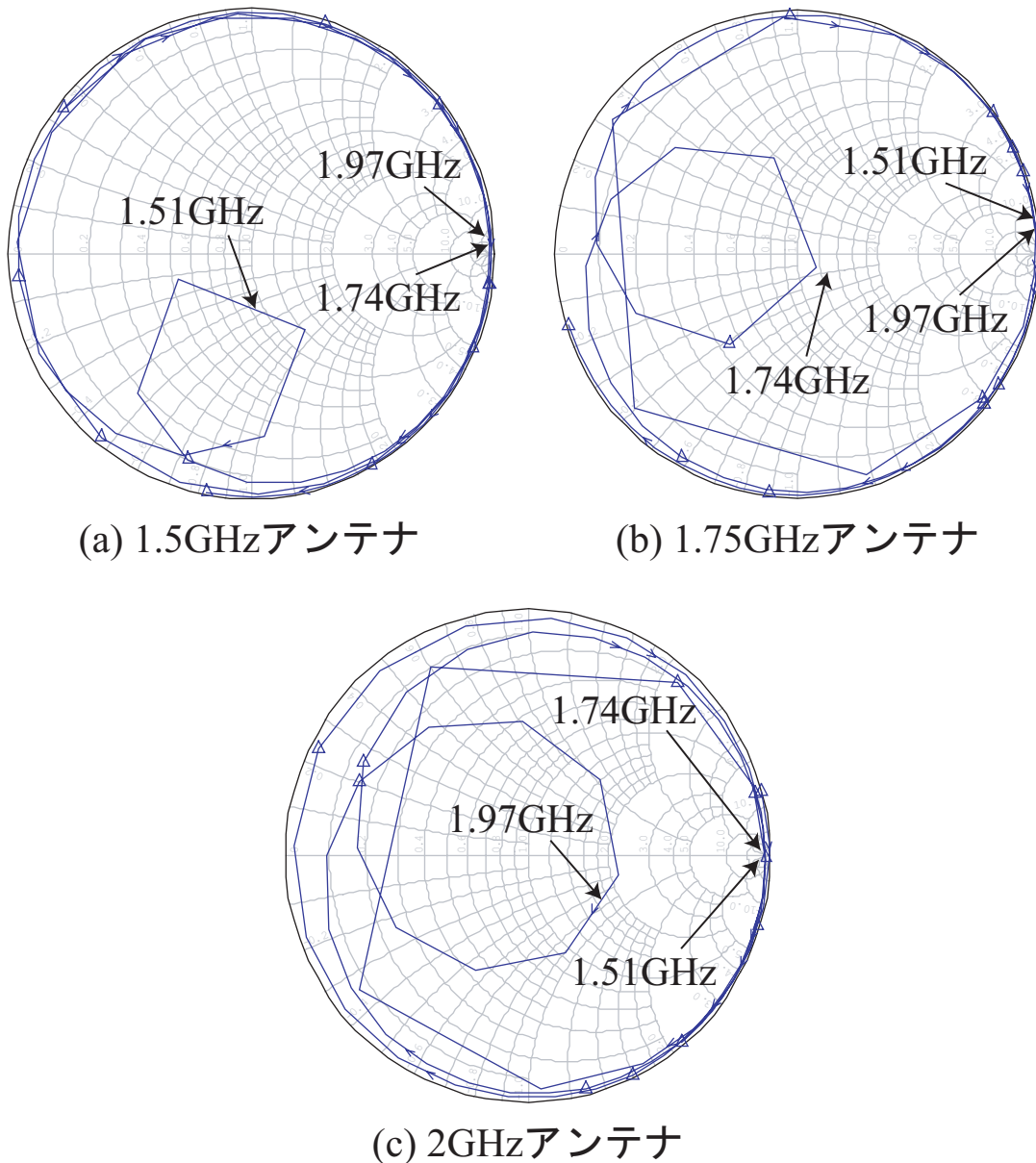


図 2.10 : 各アンテナのインピーダンスの軌跡

2.2.2 アンテナ特性

ここまで個別に検討を行ってきた 1.5GHz, 1.75GHz, 2GHz の 3 つのアンテナをマイクロストリップ線路で接続し, アンテナの入力特性を検討を行う. ここでは, 実際のアンテナ形状は考慮しておらず, 給電回路の検討を行った後の各アンテナの S パラメータをマイクロストリップ線路で接続したものとなっている. これにより, 前項における給電回路の検討方法により 3 周波共用アンテナが構成可能であることを確認する.

各アンテナ接続後のリターンロス特性を図 2.11 に示す. 実線が, 他のアンテナの 2 つの周波ではアンテナの接続部で開放となるように給電回路の検討を行った場合. 点線が, 給電回路の検討を行わず, 各アンテナの給電線路長を任意の値である 70.00mm とした場合のリターンロス特性である. 点線においては, 目的とする動作周波数で共振しておらず, 余計な共振も見られるが, 実線では, 各周波数間に若干の共振が見られるものの, 3 週波共用特性が得られていることがわかる. このことから, 前項において検討した給電回路の有効性が示され, 3 周波共用アンテナが構成可能であることが確認できた.

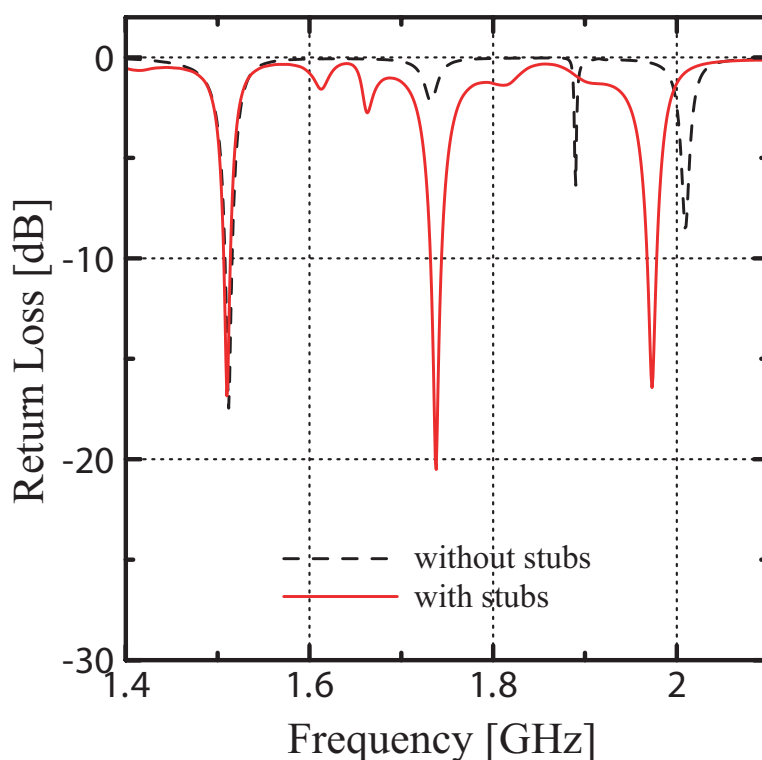


図 2.11 : 各アンテナ接続後のリターンロス特性

2.3 まとめ

本章では、1.5/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナと 1.5/1.75/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナという、比較的近い周波数で動作する周波数共用アンテナの構成法と、その入力特性を記した。

1.5/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナに関しては、各アンテナの給電線路長を調整して他方のアンテナでは T 分岐で開放となるようにすることで、各アンテナを独立に動作させた。これにより、2 周波共用特性を実現し、周波数共用器を用いない周波数共用アンテナを構成することができた。

また、1.5/1.75/2GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナに関しては、実際のアンテナ形状を検討するに至らなかったが、各アンテナの給電線路長を調整すると共に、オープンスタブを装荷することで、他のアンテナの 2 つ周波数ではアンテナ接続部で開放とすることができた。これにより、3 周波共用特性を実現し、そのアンテナ構成の有効性を示した。今後、このアンテナでは、給電回路のパラメータの最適値を求めると、実際のアンテナ形状を考慮することが必要とされる。

第 3 章

2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ

前章では、提案するアンテナ構成において、1.5GHz 帯、1.75GHz 帯、2GHz 帯といった比較的近い周波数で動作する周波数共用マイクロストリップアンテナについて検討を行っていたが、本章では、2GHz 帯と 5GHz 帯という倍以上離れた周波数帯で動作する 2 周波共用マイクロストリップアンテナの検討を行う。

検討を行うアンテナを図 3.1 に示す。マルチバンド受信機を用いるために一点給電であること、各アンテナ素子とマイクロストリップ給電回路を同一基板上に設計すること、マ

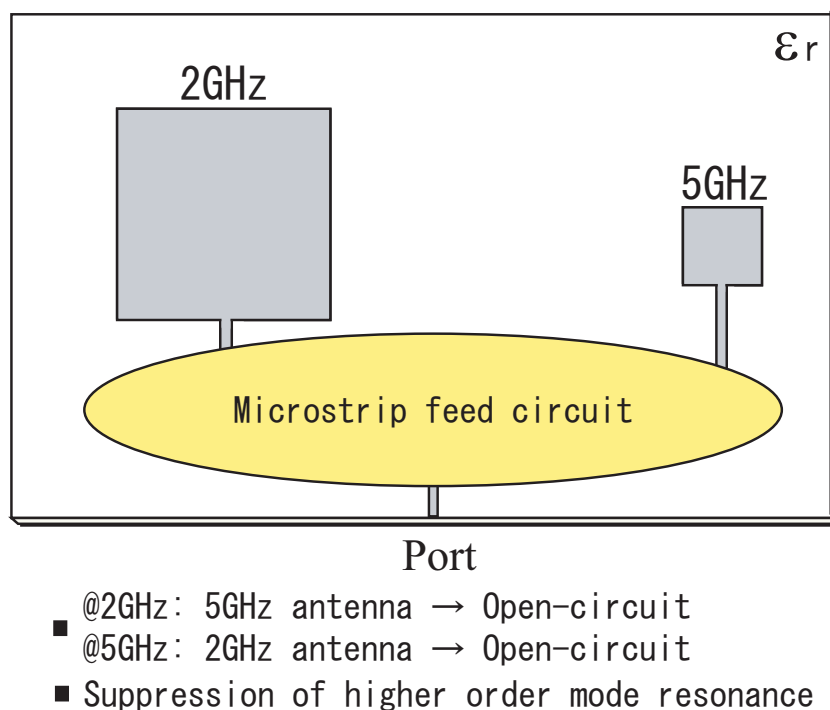


図 3.1 : 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナのコンセプト

マイクロストリップ給電回路により各アンテナが他方の周波数ではT分岐で開放とすること等は前章におけるアンテナと同様であるが，本章で検討を行う2/5GHz帯周波数共用マイクロストリップアンテナでは，動作周波数である2GHzと5GHzの間に2GHzアンテナの高次モード共振が存在し，アンテナに影響を与えてしまうため，高次モード共振を抑制しなければならない．

検討に用いた誘電体基板の誘電率 ϵ_r は 3.45，厚さは 1.6mm である．

3.1 アンテナ構成法

マイクロストリップアンテナ素子が目的とする動作周波数である2GHz帯と5GHz帯で共振するように，FDTD法を用いて各素子の整合条件を求めた．各アンテナ素子のモデルとリターンロス特性を図3.2，3.3に示す．前章の時と同様，各アンテナ素子はそれぞれ50Ωマイクロストリップ線路により直接給電されており，整合をとるためにスリットを切っている．図3.3において，実線と点線はそれぞれ2GHzと5GHzアンテナ素子のリターンロス特性を示しており，2GHzアンテナには2GHzと5GHzの間にいくつかの高次モード共振が存在している．これらの共振を，マイクロストリップ給電回路によって抑制する．

2GHzと5GHzの各アンテナのマイクロストリップ給電回路の検討を個別に行う．まずは2GHzアンテナについてである．提案するアンテナにとって不要な高次モード共振を

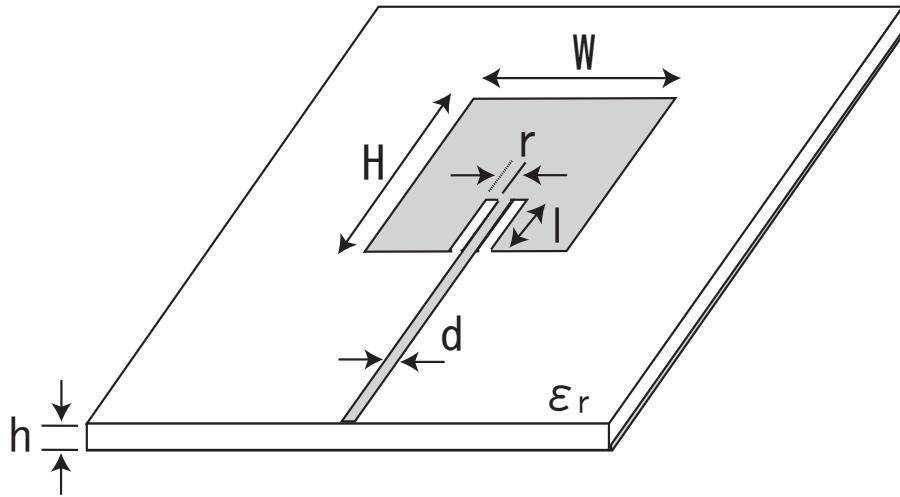


図 3.2 : 各アンテナ素子の整合条件

2GHz アンテナ: $H = W = 60.60, l = 14.56, r = 3.64$

5GHz アンテナ: $H = W = 14.56, l = 6.37, r = 0.91$

$d = 3.64, h = 1.60(mm) \epsilon_r = 3.45$

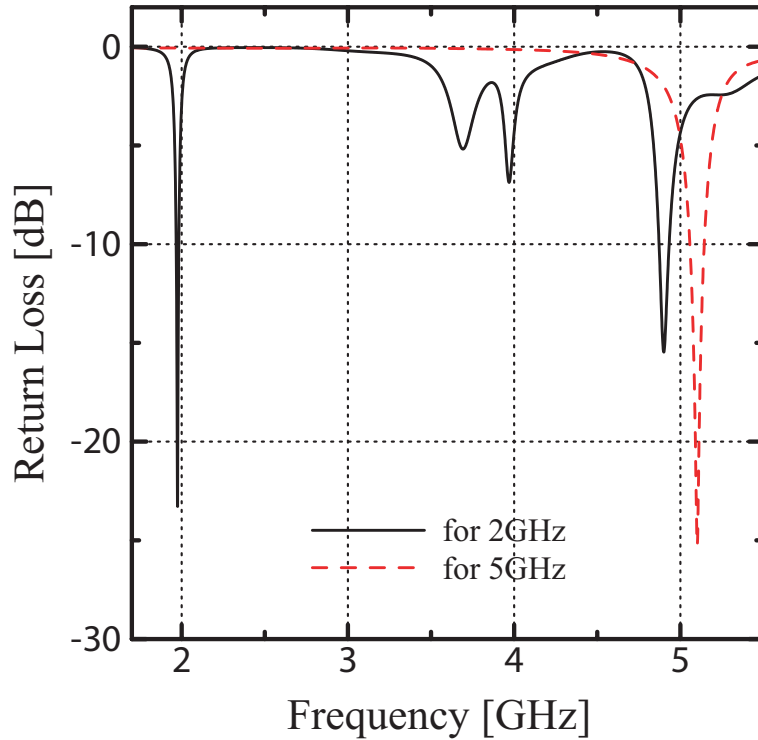


図 3.3 : 各アンテナ素子のリターンロス特性

抑制する方法として，給電線路上にそれらの共振周波数の管内波長における 4 分の 1 の長さのオープンスタブを装荷する方法を用いる [9]．オープンスタブの根元におけるインピーダンス Z_s はスタブ長を l とすると，

$$Z_s = -j \cot(\beta l)$$

で表せる．ここで， β は位相定数であり， $\beta = 2\pi/\lambda$ の式で与えられる． λ が抑制したい共振における管内波長とすると， $l = \lambda/4$ の時に $Z_s = 0$ となり，その周波数では短絡となり抑制できることがわかる．

図 3.4 にオープンスタブ装荷による 2GHz アンテナのリターンロス特性の変化を示す．オープンスタブを装荷する前の 2GHz アンテナには，2GHz と 5GHz 間に 3.69GHz，3.97GHz，4.90GHz の三箇所を高次モード共振がみられる．4.90GHz における共振を抑制するために，この周波数の管内波長における 4 分の 1 の長さである 8.14mm のオープンスタブを装荷した．この時のリターンロス特性が図 3.4(b) であり，オープンスタブを装荷することにより 4.90GHz 付近の共振が抑制されており，高次モード共振の周波数が変化している．次に，3.70GHz における共振を抑制するために，この周波数の管内波長における 4 分の 1 の長さである 10.77mm のオープンスタブを装荷した．この時のリターンロス特性が図 3.4(c) である．この図より，3.70GHz 付近の共振が抑制されていることがわかる．同様に，4.57GHz における共振を抑制するために，この周波数の管内波長にお

ける4分の1の長さである 8.14mm のオープンスタブを装荷した．これにより，図3.4(d)に示すリターンロス特性から明らかなように， 2GHz アンテナにおける不要な高次モード共振が抑制されている．この時の 2GHz アンテナのマイクロストリップ給電回路のモデルを図3.5に示す．オープンスタブの幅は 3.64mm であり， 50Ω マイクロストリップ線路幅と同様である．また，アンテナ素子からオープンスタブまでの長さおよび各オープンスタブの間隔は， 2GHz アンテナの管内波長の4分の1の長さであり， 20.20mm となっている．

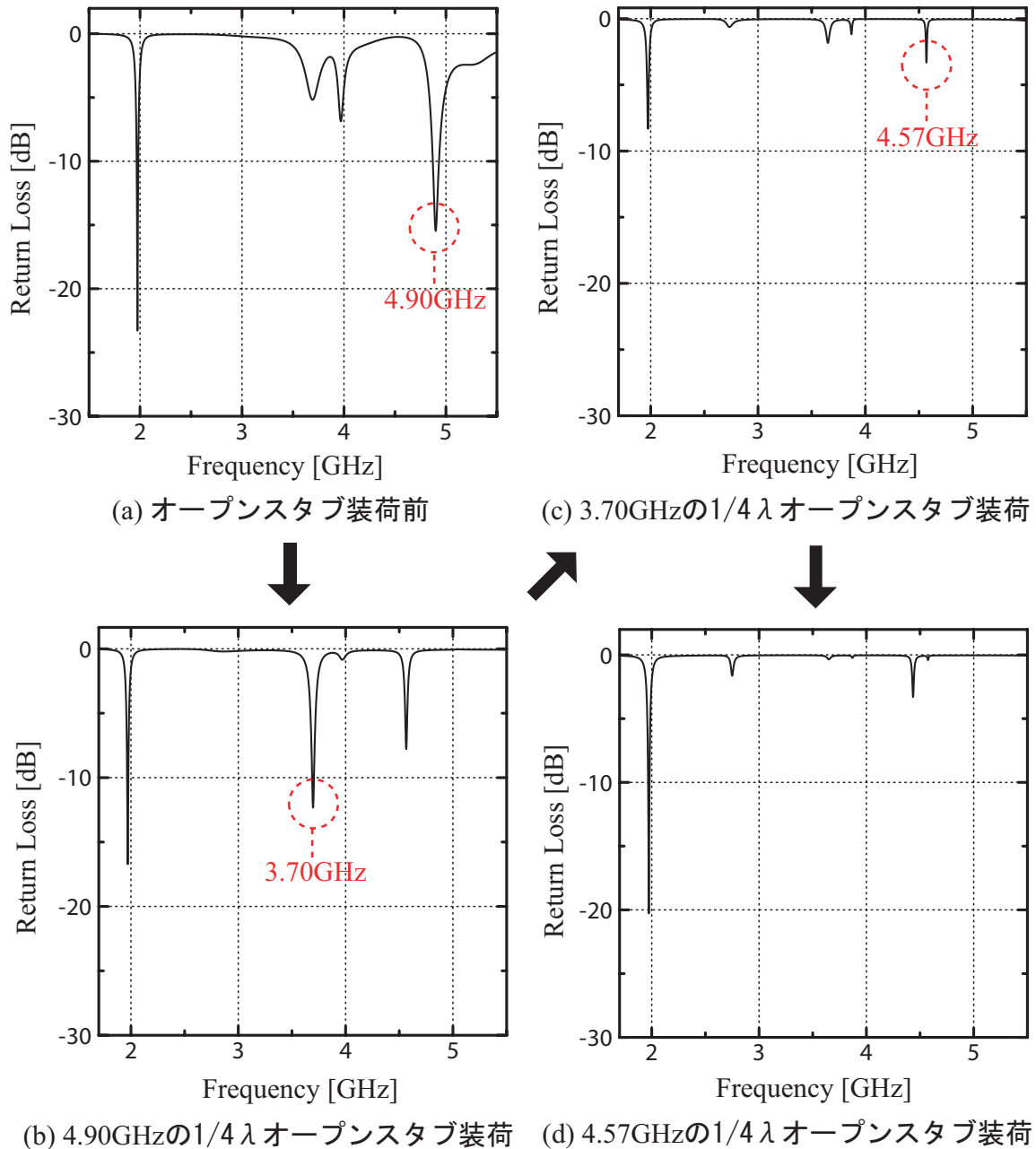


図 3.4 : オープンスタブ装荷による 2GHz アンテナのリターンロス特性の変化

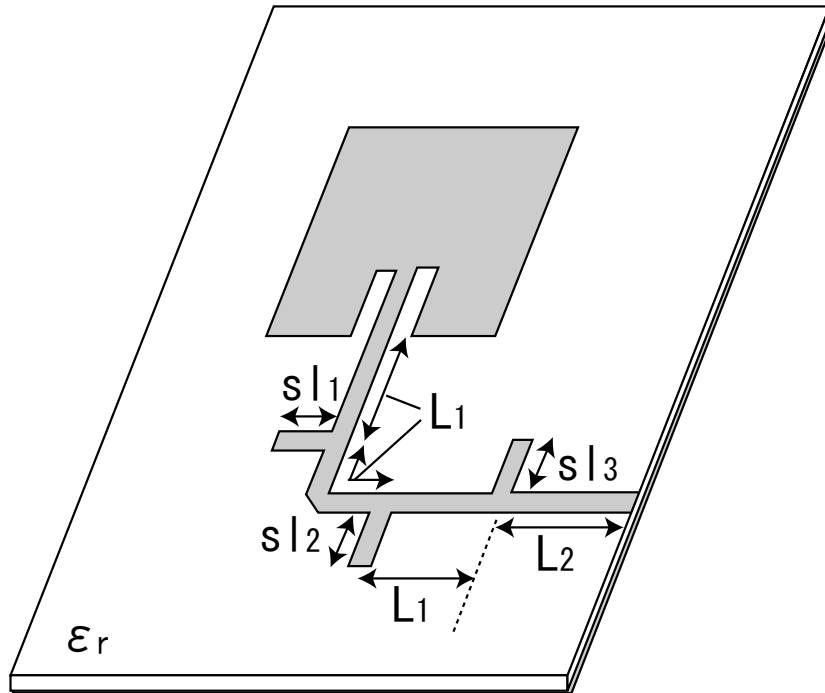


図 3.5 : 2GHz アンテナの給電回路

$$sl_1 = 8.14, sl_2 = 10.77, sl_3 = 8.14, L_1 = 20.20 \text{ (mm)}$$

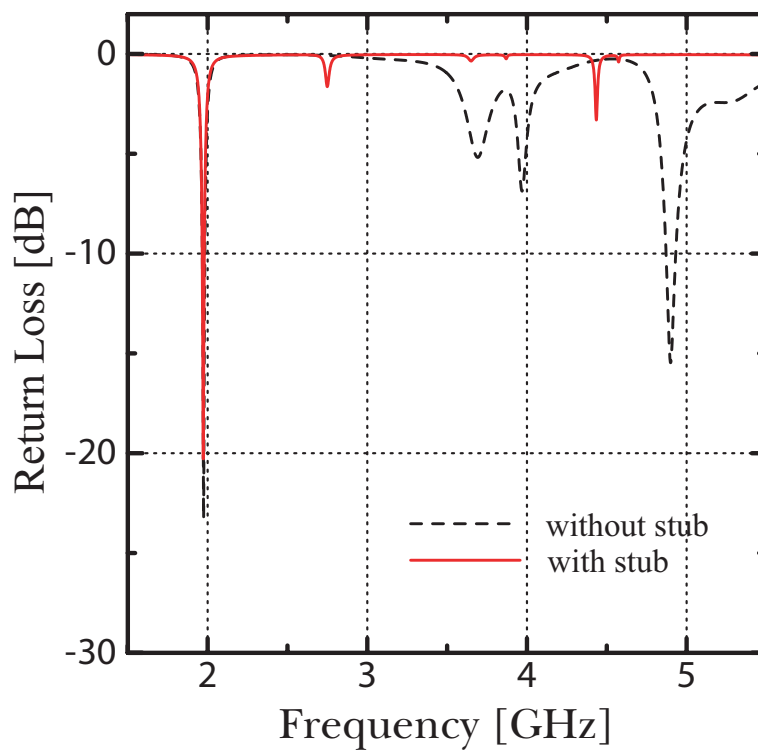


図 3.6 : 給電回路検討後の 2GHz アンテナのリターンロス特性

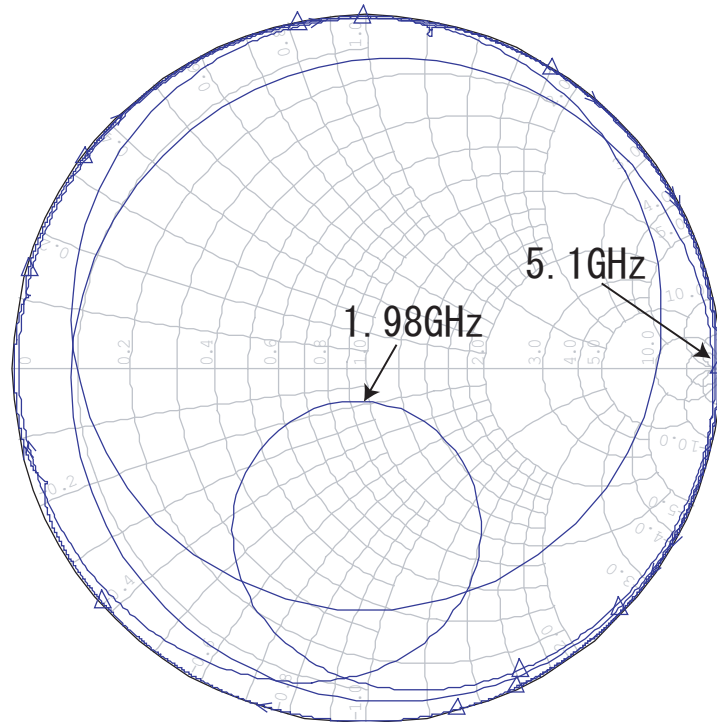


図 3.7 : 2GHz アンテナのインピーダンスの軌跡 ($L_2 = 25.62[mm]$)

2GHz アンテナが他方のアンテナの共振周波数である 5.1GHz で給電点で開放となるように、図 3.5 における給電線路長 L_2 を変化させ、給電点におけるインピーダンス値の調節を行った。 $L_2 = 25.62[mm]$ の時に 5.1GHz で給電点において開放となった。リターンロス特性と、給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャートをそれぞれ図 3.6 と図 3.7 に示す。図 3.6 において、点線はオープンスタブを装荷する前、実線はオープンスタブを装荷し、給電線路長の調節を行った後の 2GHz アンテナのリターンロス特性を示しており、給電線路上にオープンスタブを装荷することで、2GHz と 5GHz 間の共振が抑制されている。図 3.7 のスミスチャートからは、他方のアンテナの共振周波数では開放になっており、自身の共振周波数では整合がとれていることがわかる。

5GHz アンテナのマイクロストリップ給電回路においては、図 3.3 中の 5GHz アンテナ素子のリターンロス特性から明らかなように、2GHz と 5GHz の間には不要な共振が存在しないため、他方のアンテナの共振周波数である 1.98GHz で給電点で開放となるように、給電線路長 L' を変化させ、給電点におけるインピーダンス値の調節のみを行った。その結果、 $L' = 61.89[mm]$ の時に 1.98GHz で給電点において開放となった。この時のアンテナモデル、リターンロス特性、給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャートをそれぞれ図 3.8, 3.9, 3.10 に示す。図 3.10 のスミスチャートからは、他方のアンテナの共振周波数では開放になっており、自身の共振周波数では整合がとれていることがわかる。

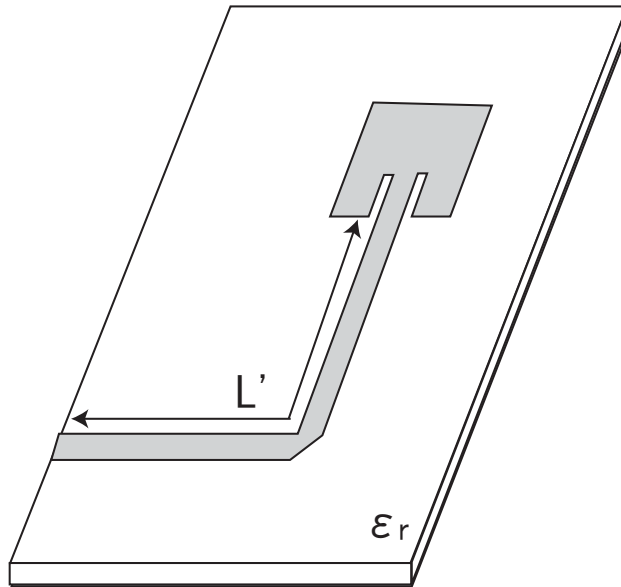


図 3.8 : 5GHz アンテナの給電回路

$$L' = 61.89 [mm]$$

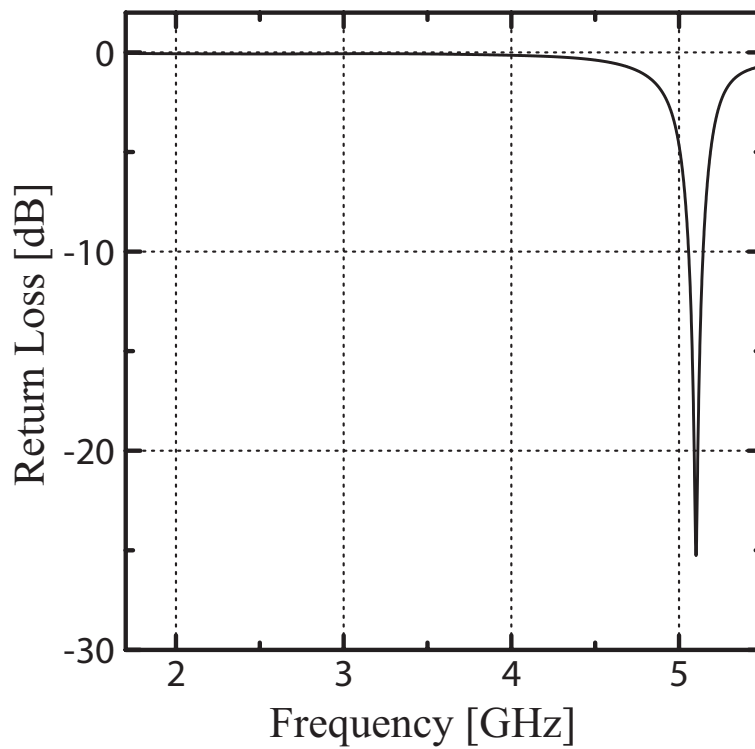


図 3.9 : 5GHz アンテナのリターンロス

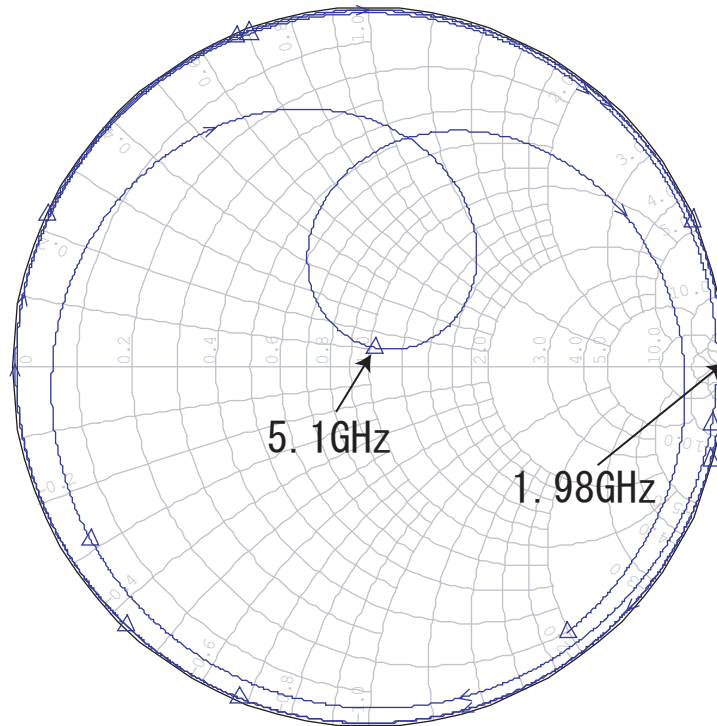


図 3.10 : 5GHz アンテナのインピーダンスの軌跡

3.2 アンテナ特性

ここまで、2GHzと5GHzの各アンテナにおいて、個別に整合条件を求め、そして、マイクロストリップ給電回路の検討を行ってきたが、図 3.11 に示すアンテナモデルのように T 分岐で接続し、2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナの入力特性を計算した。

提案アンテナのリターンロス特性と、給電点におけるインピーダンスの軌跡を表すスミスチャートをそれぞれ図 3.12 と図 3.13 に示す。図 3.12 では、実線が図 3.11 に示す提案アンテナのリターンロス特性を示しており、点線は 2GHz と 5GHz の各アンテナにおいて、オープンスタブを装荷することなく、各アンテナを他方の周波数では給電点で開放となるように給電線路長を調節し接続した場合のリターンロス特性を示している。図 3.12, 3.13 の入力特性より、オープンスタブを 2GHz アンテナの給電線路上に装荷することの有効性、また、提案アンテナが周波数共用器を用いない一点給電の 2 周波共用アンテナとして動作していることがわかる。

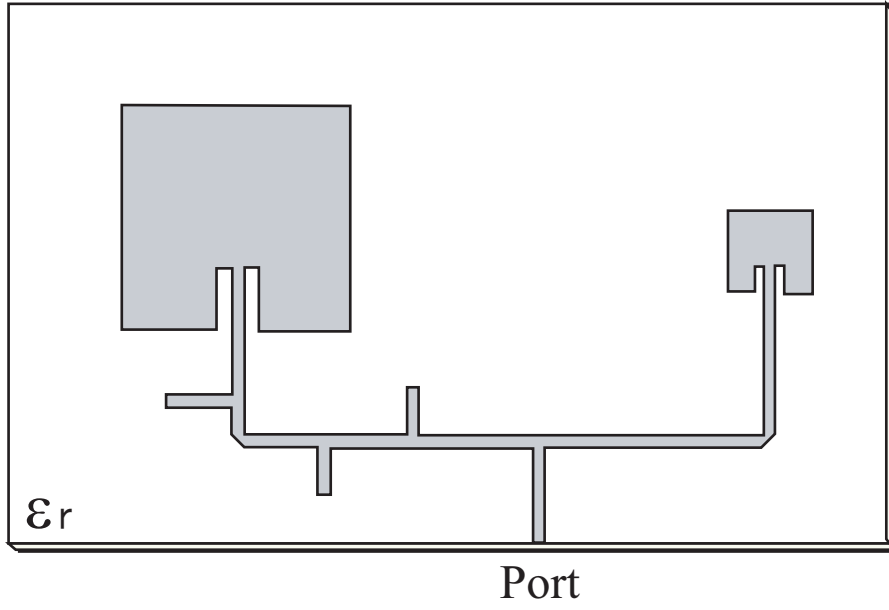


図 3.11 : 2GHz/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ

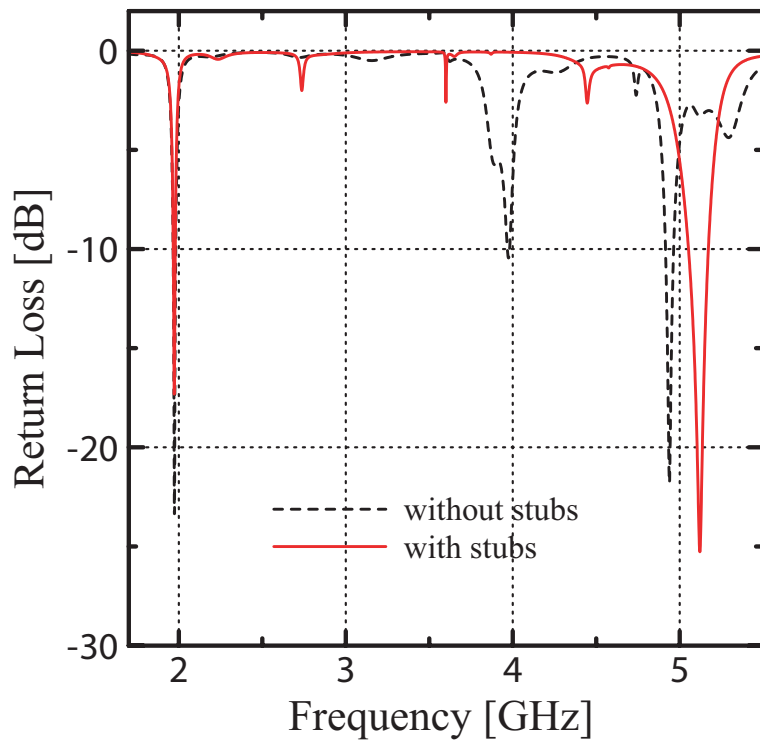


図 3.12 : 提案アンテナのリターンロス特性

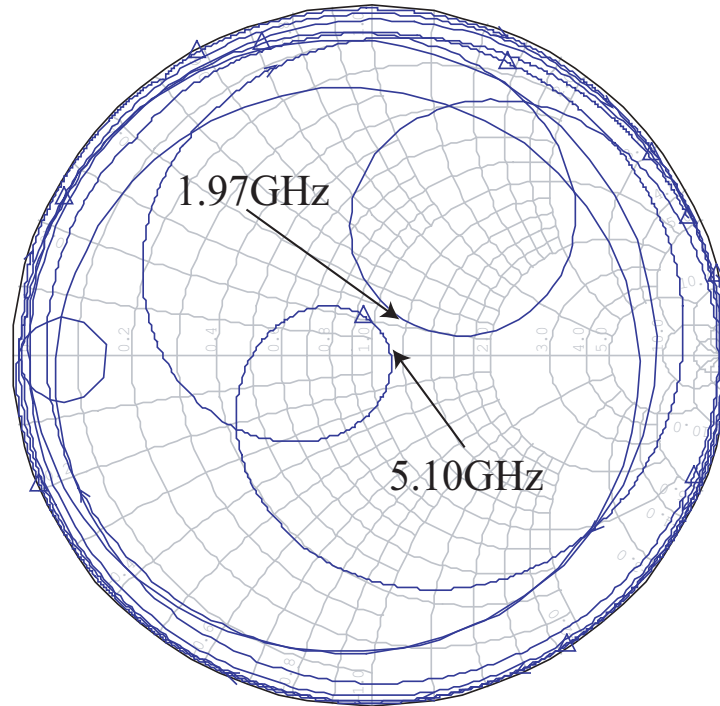


図 3.13 : 提案アンテナのスミスチャート

3.3 まとめ

本章では 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナの構成法と、その入力特性について記した。2GHz と 5GHz のアンテナを接続して 2 周波共用アンテナとする場合には、その給電回路により、各アンテナが他方のアンテナの周波数では開放となるようにし、それぞれのアンテナを独立に動作させるだけでなく、2GHz と 5GHz 間に存在する不要な高次モード共振を抑制し、受信機への負担を軽減させなければならない。そこで本章において提案したアンテナでは、抑制したい共振における管内波長の 4 分の 1 の長さのオープンスタブを 2GHz アンテナの給電線路上に装荷することで、2GHz と 5GHz 間の不要な共振を抑制した。各アンテナの給電線路長を調整し、T 分岐で接続した。提案アンテナは 2 周波共用アンテナとしての良好な入力特性を示した。本アンテナでは 2GHz と 5GHz の各アンテナ素子が離れた位置にあり、アンテナ全体のサイズが大きくなってしまう。そこで、次章では各アンテナ素子の位置を考慮にいれたアンテナ構成について検討する。

第 4 章

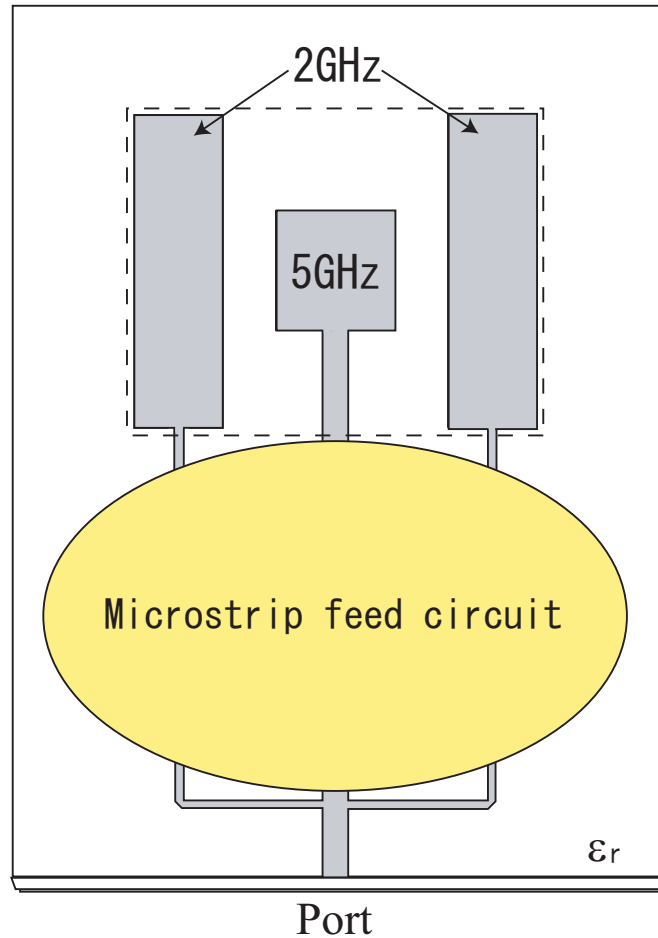
分割した 2GHz アンテナ素子を有する 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップ アンテナ

本章では，前章に引き続き 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナの検討を行う．本章において提案するアンテナを図 4.1 に示す．前章において提案したアンテナでは，2GHz と 5GHz の各アンテナ素子と同一基板上にマイクロストリップ給電回路を設計し，2GHz～5GHz 間に存在する不要な高次モード共振を抑制し，また，各アンテナ素子が他方のアンテナ素子の周波数では T 分岐で開放となるようにすることで，一点給電の周波数共用器を用いないアンテナ構成を実現した．しかし，このアンテナでは各アンテナ素子の位置が離れている．本章では，前章で提案したアンテナにおいて，さらに 2GHz と 5GHz の各アンテナ素子の中心が一致するようなアンテナ構成について検討する．各アンテナ素子の中心を一致させるために，2GHz アンテナ素子を 2 つに分割し，その間に 5GHz アンテナ素子を配置する．この時，2GHz アンテナ素子と 5GHz アンテナ素子が電磁氣的に結合するのを防ぐために，各アンテナ素子間の距離を基板の厚さの倍以上とらなければならない．

検討に用いた誘電体基板の誘電率 $\epsilon_r = 3.45$ ，厚さは 1.6mm である．

4.1 2GHz と 5GHz の各アンテナの検討

各アンテナ素子の整合条件を FDTD 法を用いて求めた後に，それを S パラメータとして回路シミュレータである MWO を使用し，各アンテナのマイクロストリップ給電回路の検討を行ってきた．本章にて提案するアンテナでは，2 つの 2GHz アンテナ素子と 5GHz アンテナ素子の電磁氣的な結合を検討しなければならない．そこで，本アンテナにおいてはモーメント法を用いた解析シミュレータである IE3D を使用して，各アンテナ素子の整合条件およびマイクロストリップ給電回路の検討を行う [10] ．



- @2GHz: 5GHz antenna → Open-circuit
- @5GHz: 2GHz antenna → Open-circuit
- Suppression of higher order mode resonance
- Coinciding center positions of each antenna element

図 4.1 : 提案アンテナのコンセプト

初めに、5GHz アンテナの検討を行う。IE3D により整合条件を求めた後、給電回路の設計を行う。アンテナ素子は 50Ω マイクロストリップ線路により直接給電されており、整合をとるためにスリットを切っている。5GHz アンテナに関しては前章の時と同様に、リターンロス特性を見た場合、2GHz と 5GHz の間に不要な共振が存在しないため、他方のアンテナの共振周波数である 2GHz で給電点で開放となるように、図 4.2 における給電線路長 L' を変化させ、給電点におけるインピーダンス値の調節のみ行った。その結果、 $L' = 65.10[mm]$ の時に 2GHz で開放となった。この時のアンテナモデル、リターンロス特性、給電点におけるインピーダンス特性をそれぞれ図 4.2, 4.3, 4.4 に示す。図 4.4 のインピーダンス特性のグラフから、他方のアンテナの共振周波数である 2GHz でインピーダンスが無限大に近い状態になっており、アンテナが開放となっていることがわかる。

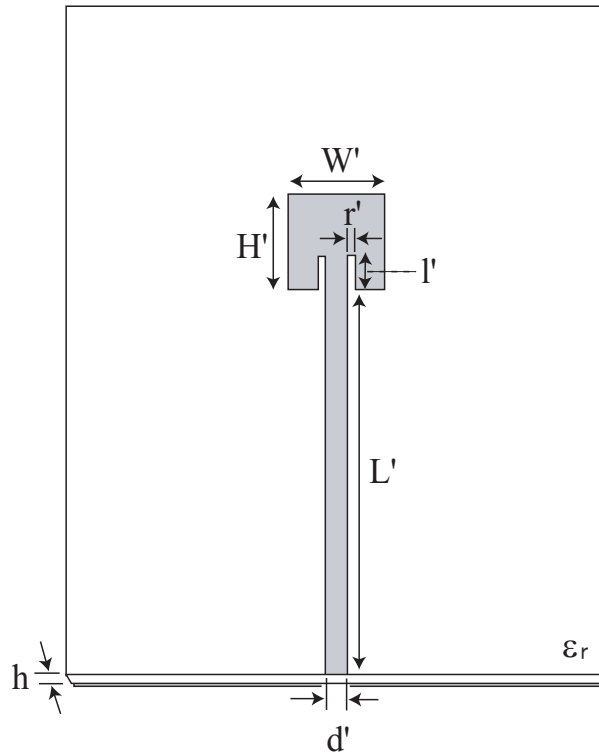


図 4.2 : 5GHz アンテナモデル

$H' = W' = 16.20, l' = 5.47, r' = 1.18, d' = 3.54, h = 1.6$ (mm) $\epsilon_r = 3.45$

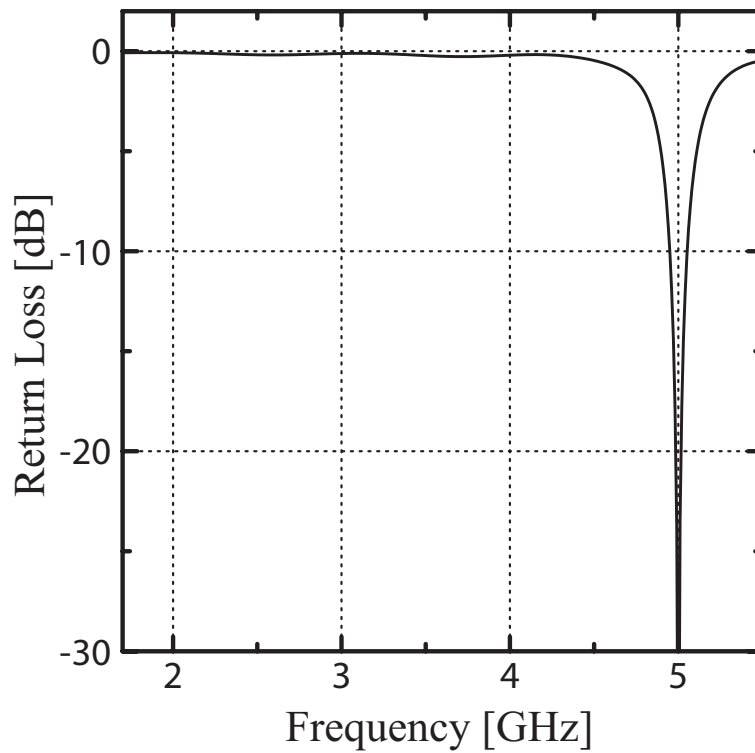


図 4.3 : 5GHz アンテナのリターンロス特性

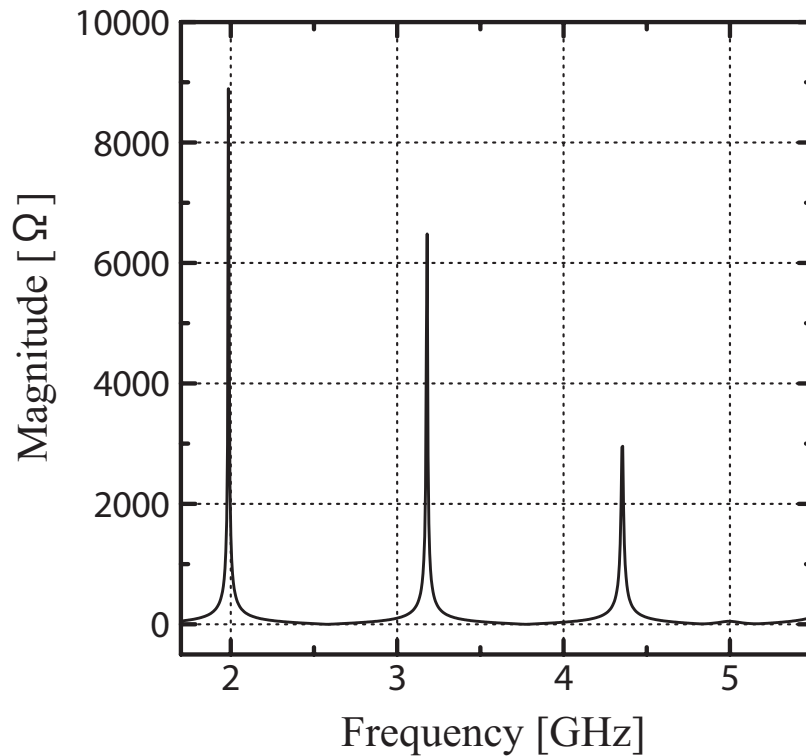


図 4.4 : 5GHz アンテナのインピーダンス

次に 2GHz アンテナの検討を行う．2つのアンテナ素子が 2GHz で共振するように，IE3D を使用して整合条件を求めた．アンテナ素子はこれまでと同様，マイクロストリップ線路により直接給電されているが，本章における提案アンテナでは 2GHz アンテナ素子は 2つに分割されているため， 100Ω 線路により給電されている．

2GHz アンテナ素子のリターンロス特性を図 4.6 に点線で示す．主モードである 2GHz での共振以外にも，2GHz と 5GHz 間にいくつかの高次モード共振がみられる．これらの不要な共振をマイクロストリップ給電回路によって抑制する．不要な共振を抑制する方法として，2GHz アンテナの 2本の給電線路上にそれらの共振周波数の管内波長における 4分の1の長さのオープンスタブを装荷する方法を用いる．また，2つの 2GHz アンテナ素子の給電線路と平行に中心軸をとった場合，中心軸に対して左右対称になるよう，2本の給電線路上にオープンスタブを装荷していく．

2GHz と 5GHz にみられるいくつかの高次モード共振のうち，まず初めに 4.86GHz の共振を抑制する．この共振を抑制するために，この周波数の管内波長における 4分の1の長さである $9.80mm$ のオープンスタブを装荷した．リターンロス特性が図 4.6 に一転鎖線で示されたものであり，オープンスタブを装荷することで特性が変化している．その変化に合わせ 3.77GHz における共振を抑制するために，同様に，この周波数の管内波長における 4分の1の長さである $10.77mm$ のオープンスタブを装荷した．図 4.6 に実線

で示すように、2GHz アンテナのリターンロス特性において、不要な高次モード共振が抑制された。オープンスタブの幅は 0.84mm であり、 100Ω 線路幅と同様である。また、アンテナ素子からオープンスタブまでの距離およびオープンスタブの間隔は、2GHz アンテナの管内波長の $\frac{1}{4}$ の長さであり 21.50mm である。

他方のアンテナの共振周波数である 5GHz で給電点で開放となるように、図 4.5 中の給電線路長 L_3 を変化させ、インピーダンス値の調整を行った。その結果、 $L_3 = 27.48[\text{mm}]$ の時に 5GHz で給電点において開放となった。アンテナモデルと給電点におけるインピーダンス特性を図 4.5, 4.7 に示す。図 4.7 のインピーダンス特性のグラフから他方のアンテナの共振周波数である 5GHz でインピーダンスが無限大に近い状態になっており、ア

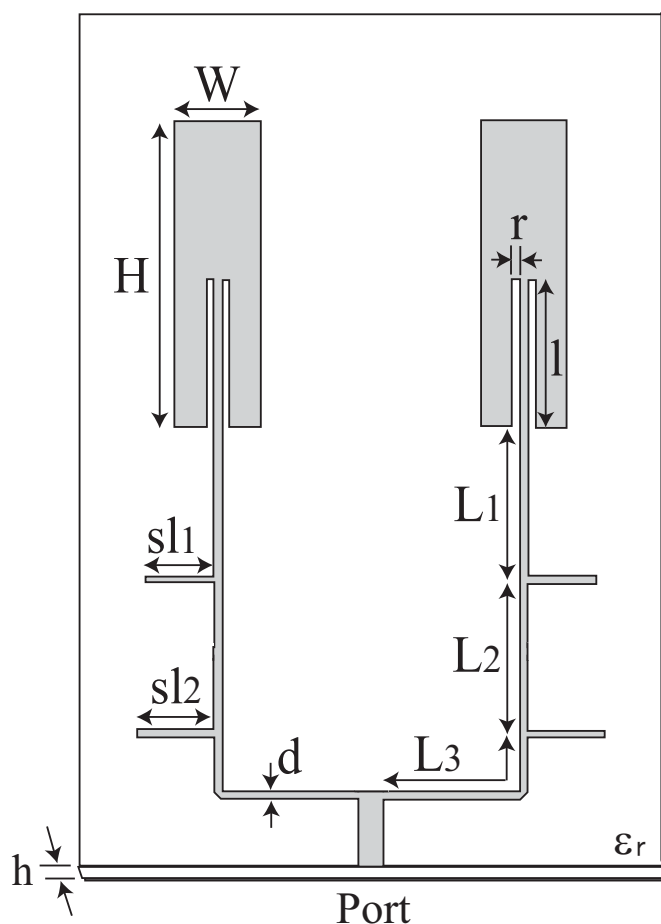


図 4.5 : 2GHz アンテナモデル

$$H = 43.00, W = 12.00, l = 20.70, r = 1.18, d = 0.84$$

$$sl_1 = 9.80, sl_2 = 10.77, L_1 = L_2 = 21.50, L_3 = 27.48 \text{ (mm)}$$

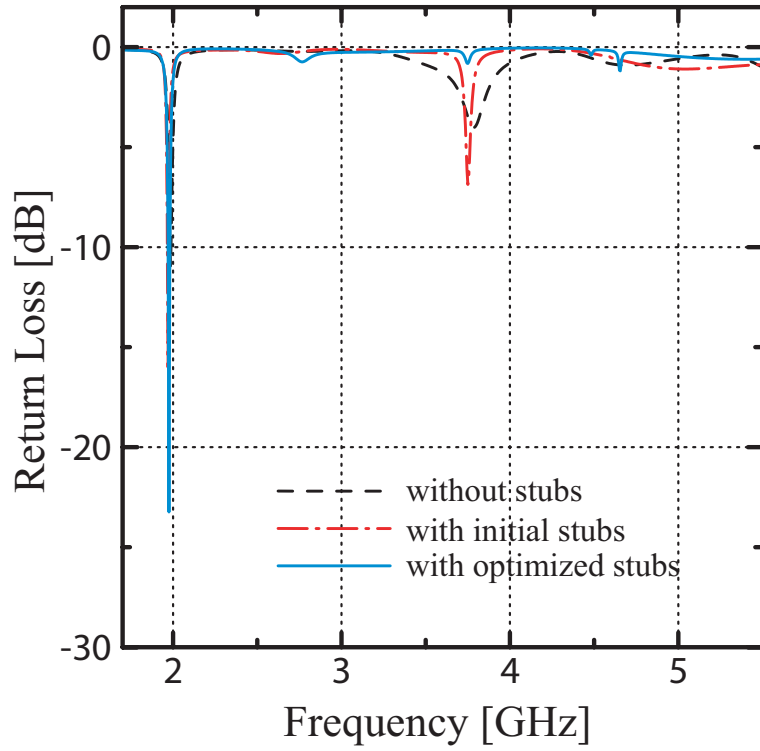


図 4.6 : 2GHz アンテナのリターンロス特性

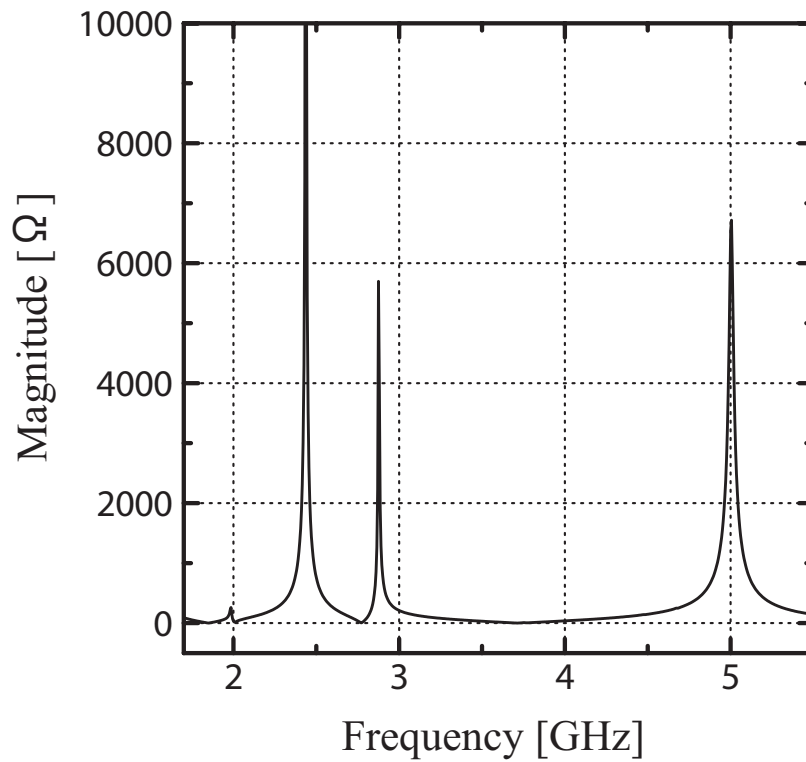


図 4.7 : 2GHz アンテナのインピーダンス

ンテナが開放となっていることがわかる。 L_3 を変化させる時には、5GHz アンテナを 2GHz アンテナの中心に配置した場合に、各アンテナ素子の中心が一致するように、各アンテナ素子が電磁氣的に結合しないようにした。また、各アンテナ素子間の距離が基板厚の倍以上になるようにした。

4.2 アンテナ特性

4.2.1 解析結果

提案アンテナの設計において、2GHz アンテナと 5GHz アンテナの整合条件を個別に求め、そして、マイクロストリップ給電回路の検討を行ってきたが、図 4.8 に示すように、それらのアンテナを 50Ω マイクロストリップ線路で接続し、2 周波共用マイクロストリップアンテナとして特性の検討を行う。

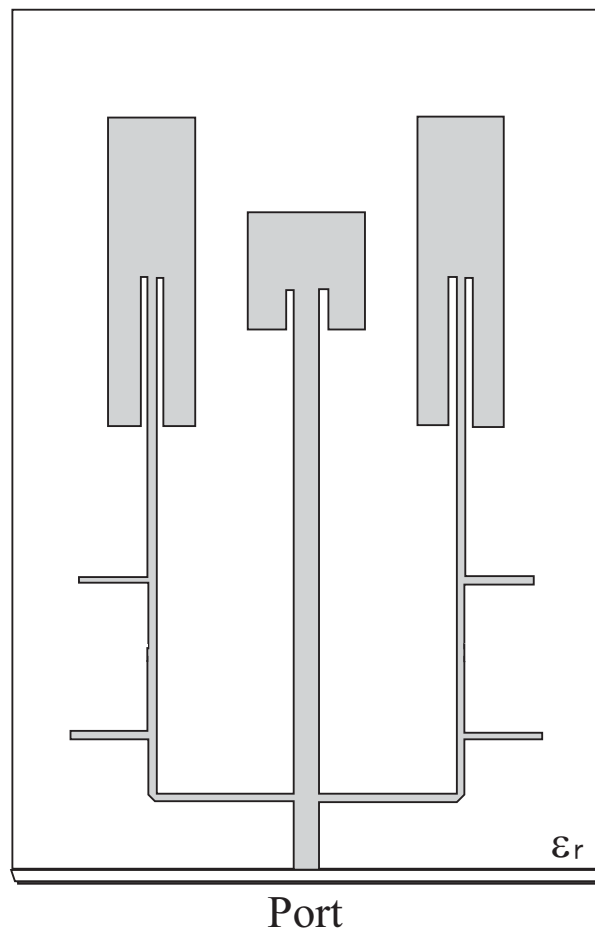


図 4.8 : 各アンテナ接続後のアンテナモデル

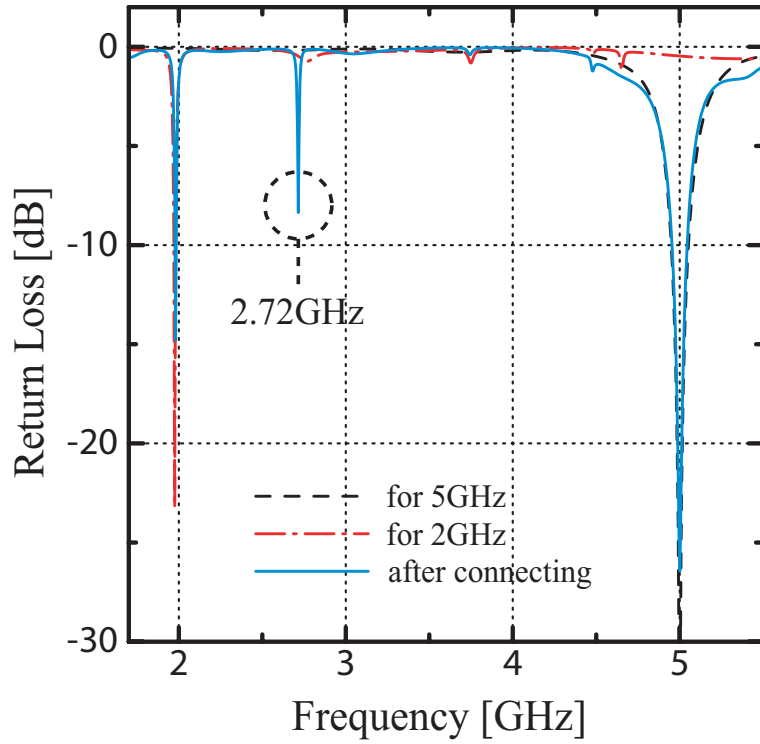


図 4.9 : 各アンテナ接続後のリターンロス特性

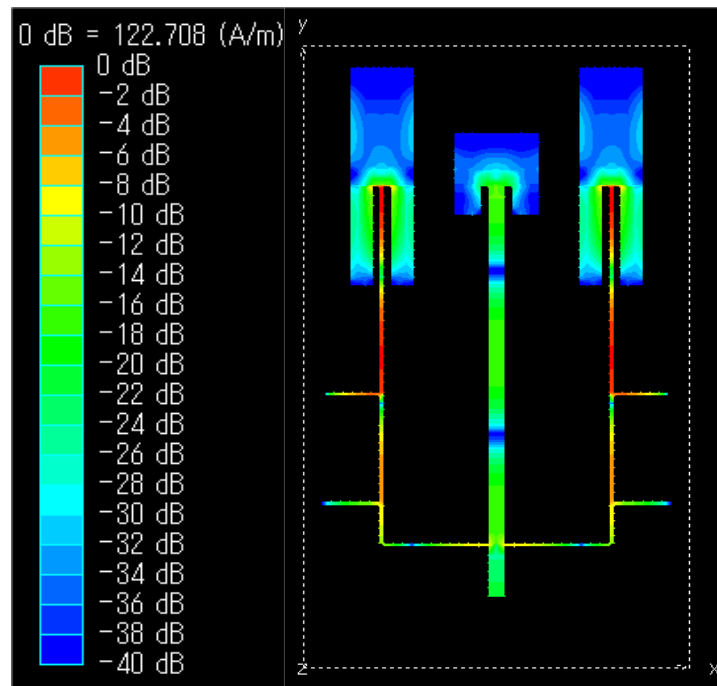


図 4.10 : 2.72GHz における電流分布

まず，IE3Dを使用して提案アンテナの入力特性を計算した．その結果，図4.9に示すリターンロス特性からわかるように，2.72GHz付近に新しく不要な共振が現れた．そのため，このアンテナの2.72GHzでの電流分布を計算し，アンテナのどこの箇所で共振しているかを調べた．この時の電流分布を図4.10に示す．この図より，2GHzアンテナの2本の給電線路上に強く電流がのっていることがわかる．そこで，この電流をショートさせ2.72GHzでの共振を抑制するために，図4.11のようにオープンスタブを装荷して最適化を行った．そのスタブ長は2.72GHzにおける管内波長の4分の1の長さで16.60mmである．そのスタブ幅は100Ω線路幅で0.84mmである．各アンテナ接続部にオープンスタブを装荷し，最適化を行った時のリターンロス特性を図4.12に実線で示す．この図中の点線は，オープンスタブを装荷せず，2GHzと5GHzの各アンテナが他方のアンテナの周波数では開放となるようにインピーダンス値の調整のみを行い，各アンテナを接続し

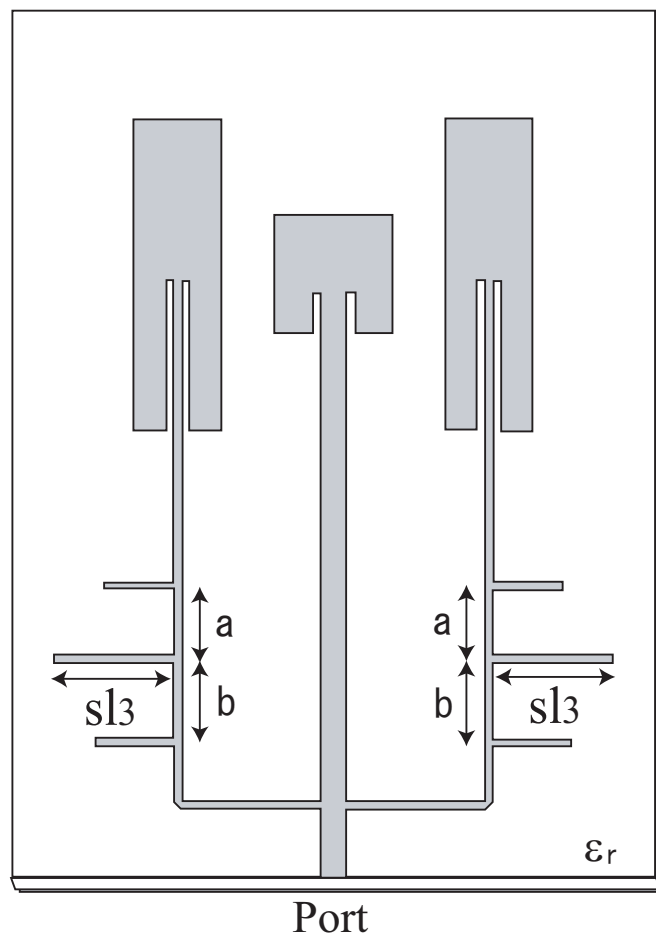


図 4.11 : 最適化後のアンテナモデル

$$sl_3 = 16.60, a = 10.10, b = 11.40 \text{ (mm)}$$

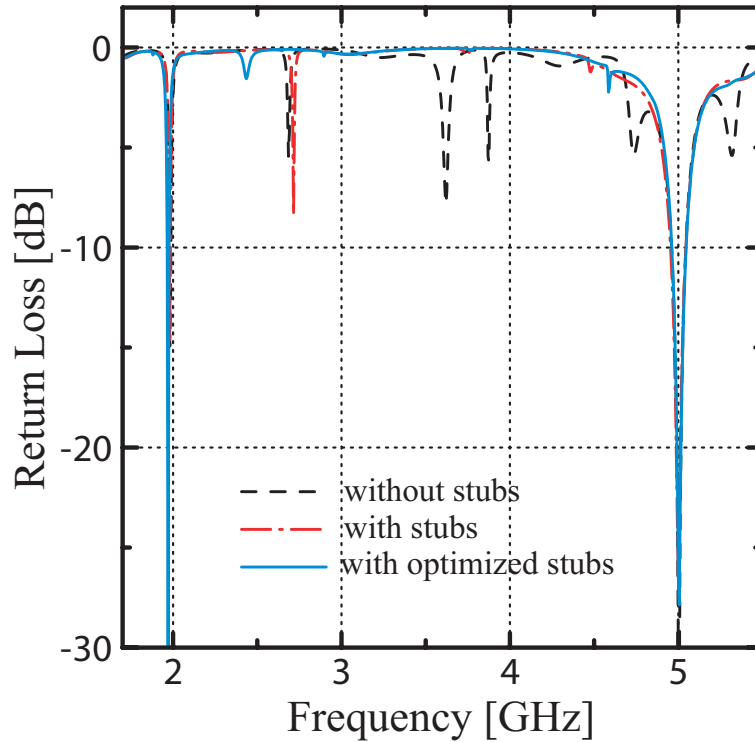
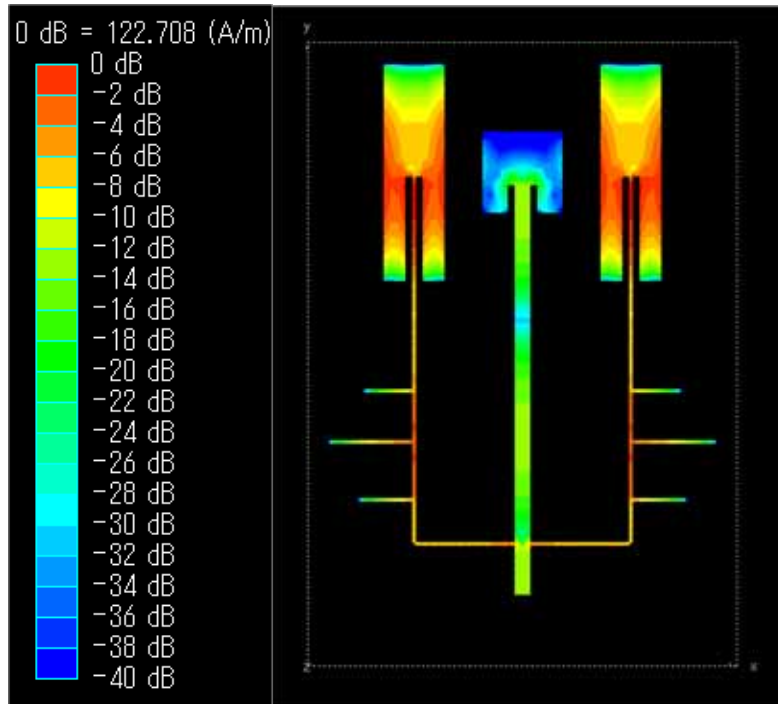


図 4.12 : 最適化後のリターンロス特性

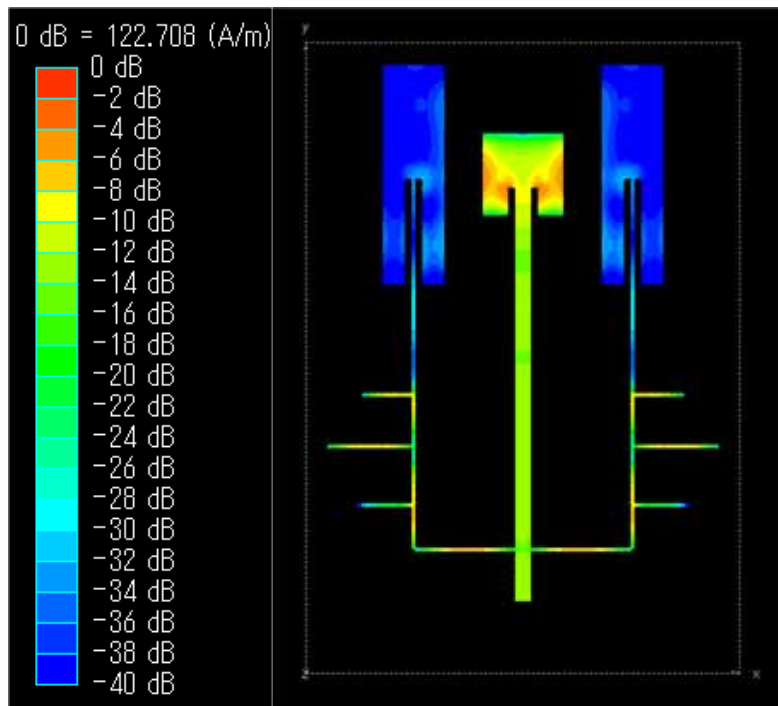
た場合、また、一点鎖線は各アンテナ接続後に行った最適化前のリターンロス特性を表している。これらのリターンロス特性より、オープンスタブを装荷することで 2GHz ~ 5GHz 間の共振が良く抑制されていることが確認できる。

動作周波数である 2GHz と 5GHz における提案アンテナの電流分布を図 4.13 に示す。これらの図では、2GHz では 5GHz アンテナに電流がほとんど流れておらず、また逆に 5GHz では 2GHz アンテナに電流がほとんど流れていない。各アンテナが動作周波数で独立に働いていることがわかる。

以上、IE3D を使用した解析において、提案する 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナの良好な特性が得られた。



(a) @2GHz



(b) @5GHz

図 4.13 : 動作周波数における電流分布

4.2.2 実験結果と解析結果の比較

IE3Dによる解析結果を確認するために、実際に提案アンテナを製作し測定を行った。製作したアンテナと、そのリターンロス特性をそれぞれ図 4.14, 4.15 に示す。図 4.15 において、実線が測定結果、点線が IE3D による解析結果を表しており、測定結果は解析結果に比べて全体的に低い値であるが、ほぼ一致している。この僅かなずれは、解析結果にはケーブルによる損失を含まれていないためだと思われる。

提案アンテナの放射指向性を測定した。図 4.16, 4.17 はそれぞれ 2GHz および 5GHz にて測定した放射指向性である。測定結果と解析結果を比較すると、図 4.16(b), 4.17(b) に載せた H 面での放射指向性においては、 E_θ , E_ϕ 共に良く一致している。しかし、図 4.16(a), 4.17(a) に載せた E 面での放射指向性においては、傾向は似ているが、特に E_θ の $0 \sim 90^\circ$ の範囲で測定結果と解析結に大きなずれが生じている。E 面と H 面の測定結果はそれぞれ、図 4.14 におけるアンテナを縦に回転して測定したものと、横に回転して測定したものである。

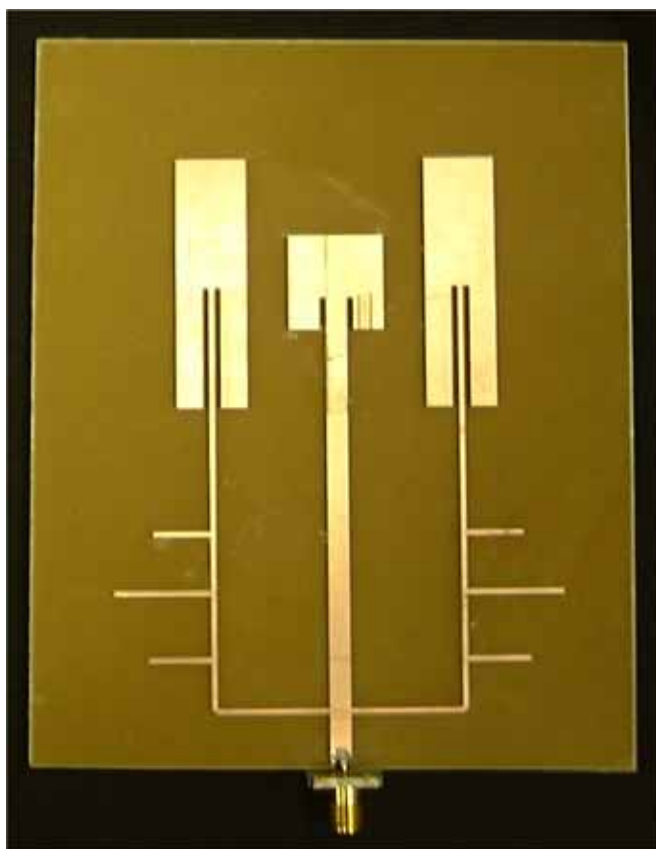


図 4.14 : 製作したアンテナ

E面において放射指向性の測定結果と解析結果が一致しない理由として、測定時のケーブルの引き回しの影響、アンテナ素子と同一基板上に設計されているマイクロストリップ給電回路の影響、これまで IE3D による解析において、計算時間短縮のために無限地板として計算したことの影響など、いくつかの要因が考えられる。まず測定の際にケーブルの引き回しの影響がでないように何度か測定を行った。しかし、測定結果は図 4.16, 4.17 のものとほとんど変化がなかった。このことから、測定時のケーブルの引き回しの影響が測定結果と解析結果の一致しない理由ではないと言える。

これまでと同様のパラメータで、有限地板とした場合の解析を IE3D で行った。無限地板とした場合に比べ、5 倍以上の計算時間がかかった。その結果を図 4.18, 4.19 に示す。H 面だけでなく、E 面においても測定結果と計算結果が良く一致している。測定結果と解析結果が一致しない理由は無窮地板を用いた計算による影響であることがわかった。また同時に、アンテナ素子と同一基板上に設計されているマイクロストリップ給電回路の放射指向性に対しての影響はほとんど無いと言える。

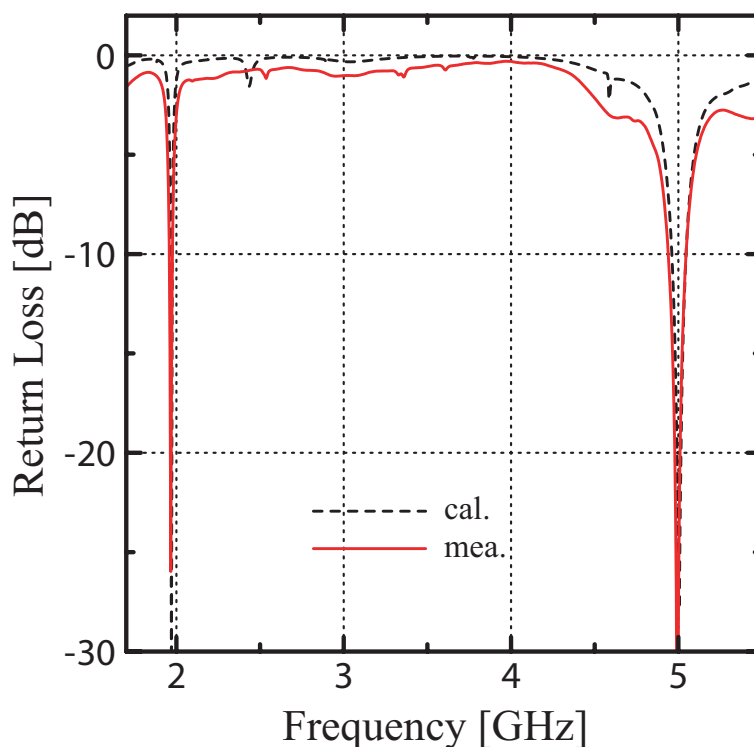
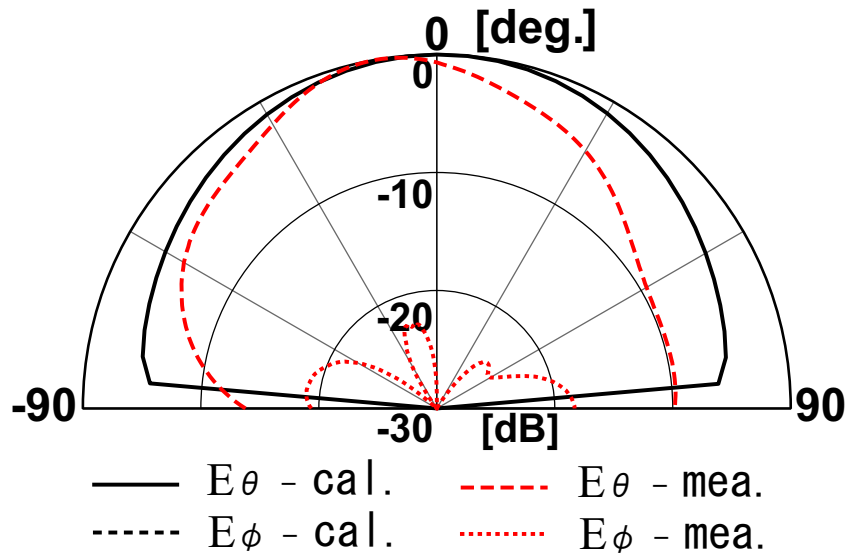
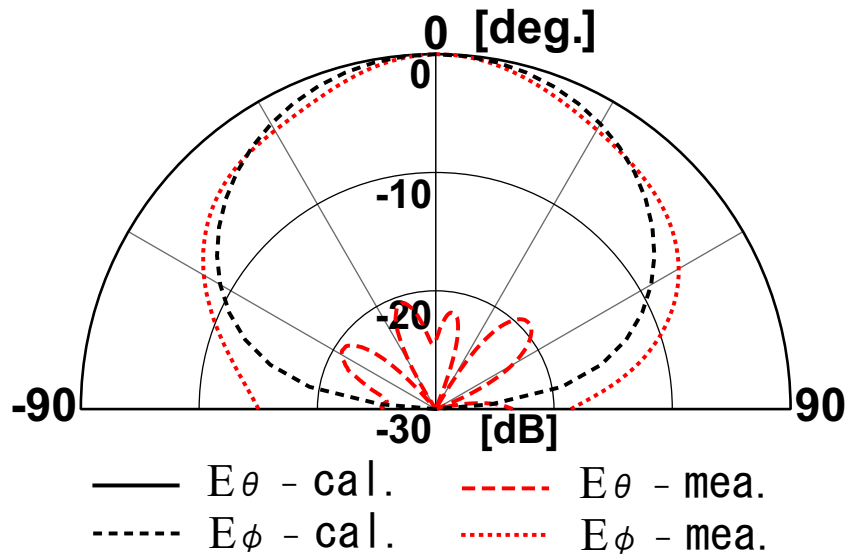


図 4.15 : リターンロス特性

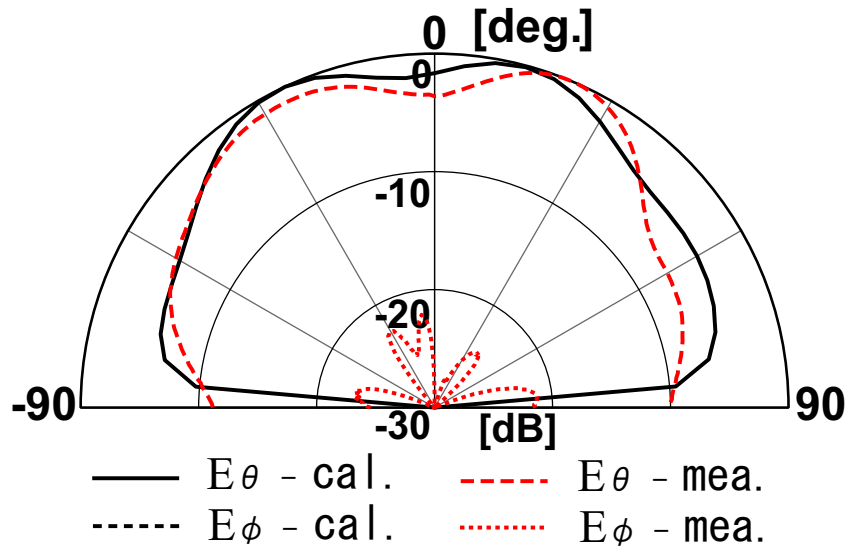


(a) E-plane

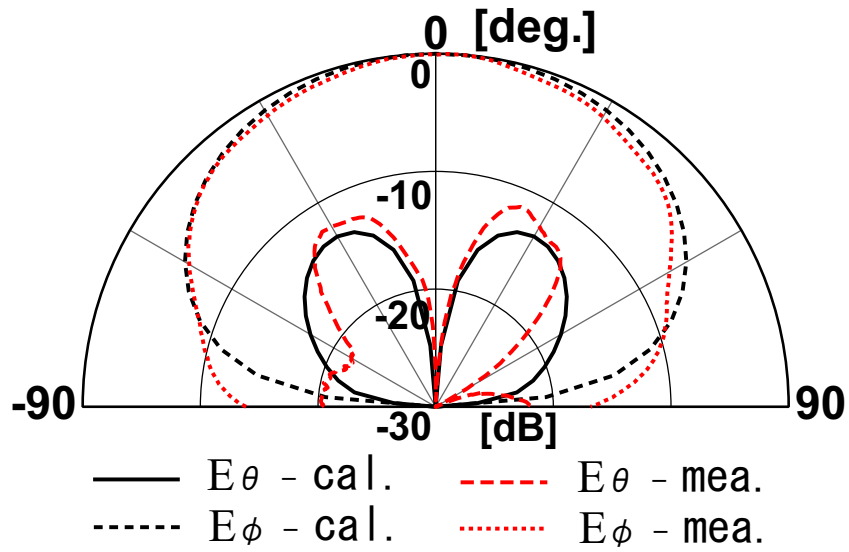


(b) H-plane

图 4.16 : 放射指向性 (@2GHz)

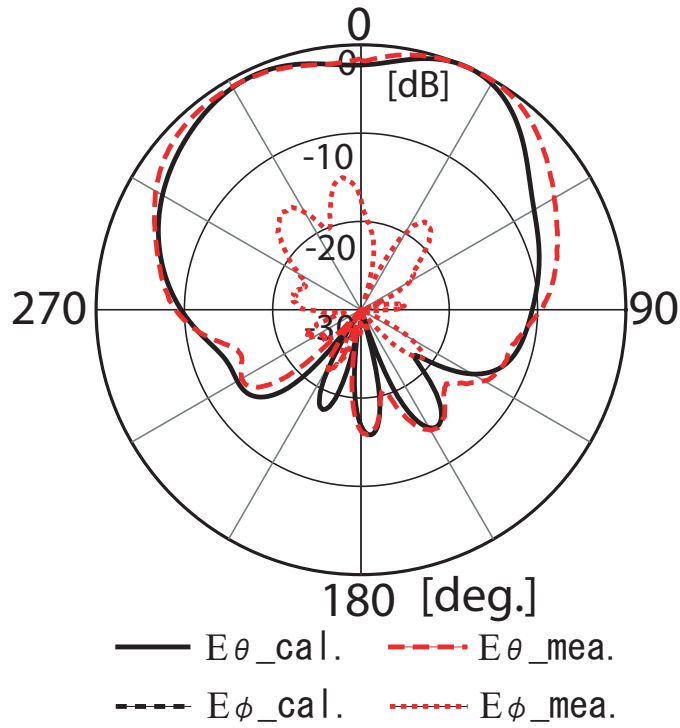


(a) E-plane

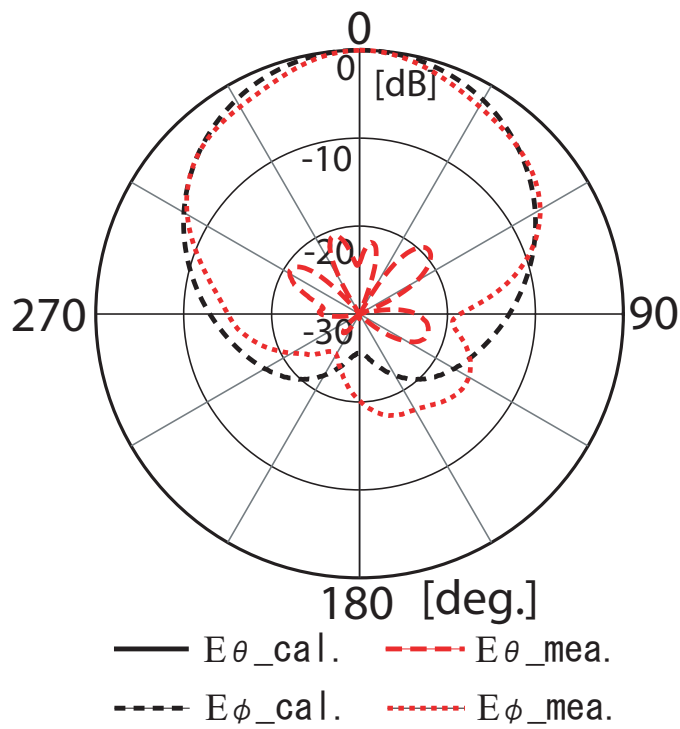


(b) H-plane

图 4.17 : 放射指向性 (@5GHz)

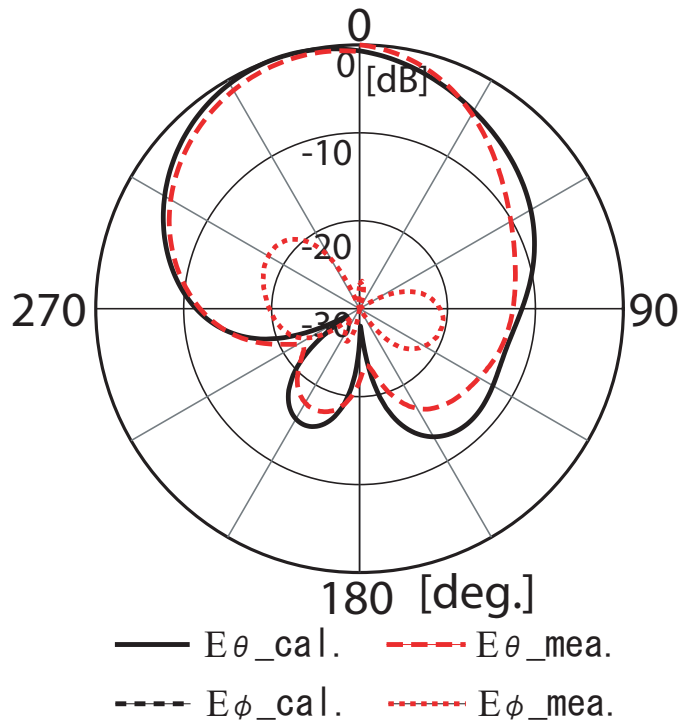


(a) E-plane

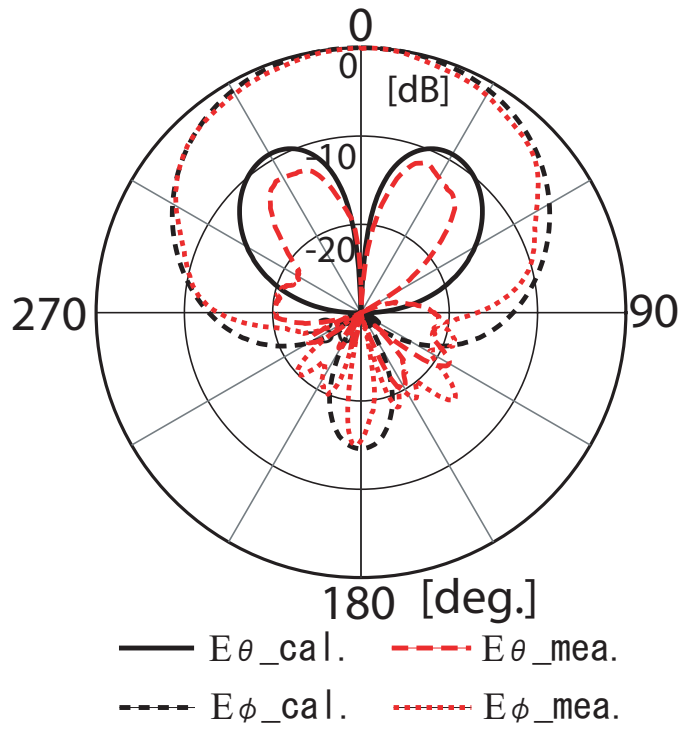


(b) H-plane

図 4.18 : 有限地板を用いた放射指向性 (@2GHz)



(a) E-plane



(b) H-plane

図 4.19 : 有限地板を用いた放射指向性 (@5GHz)

4.3 まとめ

本章では、各アンテナ素子の中心位置が一致するような2/5GHz帯周波数共用マイクロストリップアンテナの構成法と、解析結果と実験結果によるアンテナ特性について記した。2GHzアンテナ素子を2つに分割し、その間に5GHzアンテナを配置することで、各アンテナ素子の中心位置を一致させた。また、アンテナ全体の構成をシンプルにするために、マイクロストリップ給電回路をアンテナ素子と同一基板上に設計した。

マイクロストリップ給電回路では、2GHzアンテナの給電線路上にオープンスタブを装荷することで、2GHz～5GHz間に存在する不要な高次モード共振を抑制し、受信機への負担を軽減した。また、各アンテナの給電線路長を調節することで、他方のアンテナの周波数では、各アンテナの接続部で開放となるようにし、各アンテナが独立に動作するようにした。これにより、提案アンテナは一点給電と周波数共用器を用いない構成を実現している。

提案アンテナにおいて、良好な2周波共用特性が得られていることをIE3Dによる解析と測定により確認した。

第 5 章

結論

本論文では、マルチバンド受信機用の一点給電周波数共用マイクロストリップアンテナとして、1.5/2GHz 帯、1.5/1.75/2GHz 帯、2/5GHz 帯用のアンテナ周波数構成を提案し、その構成法と特性について検討を行った。

提案アンテナでは、マイクロストリップ給電回路をアンテナ素子と同一基板上に設計することで、動作させたい複数の周波数のアンテナ素子を一本の給電線に接続した場合においても、周波数共用器を省略できる構成とした。1.5/2GHz 帯と 2/5GHz 帯の 2 周波共用アンテナの給電回路では、各アンテナ素子の給電線路長を変化させ、他方のアンテナの周波数ではアンテナ接続部でインピーダンスを無限大とし開放とすることで、各アンテナを自己の周波数では独立に動作させた。1.5/1.75/2GHz 帯 3 週波共用アンテナにおいては、各アンテナの給電線路長を変化させるだけでは、他の 2 つのアンテナ周波数でアンテナ接続部において開放とすることが困難なため、給電線路上に各アンテナの周波数における管内波長の $1/2$ 波長オープンスタブを装荷し、インピーダンスの位相を変化させることで、他の 2 つのアンテナ周波数でアンテナ接続部において開放とすることができ、各アンテナを独立に動作させることを実現した。

2/5GHz 帯 2 周波共用アンテナでは、2GHz アンテナの給電線路上に抑制したい周波数における管内波長の $1/4$ 波長オープンスタブを装荷し、その周波数ではインピーダンス的にショートとすることで、動作周波数が倍以上離れているために現れる高次モード共振を抑制し、受信機中のトップフィルタへの負担を軽減した。

単純に動作周波数の各アンテナを接続するだけでは、各アンテナ素子の位置が離れてしまうため、各アンテナ素子の中心位置が一致する 2/5GHz 帯周波数共用マイクロストリップアンテナ形状を提案した。2GHz アンテナ素子を 2 つに分割し、その間に 5GHz アンテナを配置することで、各アンテナ素子の中心位置を一致させた。

アンテナの構成法を検討した結果、それぞれのアンテナにおいて良好な周波数共用特性が得られ、提案するアンテナ構成が有効であることが示された。

付録 A

マイクロストリップ線路

本論文中で提案するアンテナでは、アンテナ素子としてマイクロストリップアンテナを用い、また、給電回路をマイクロストリップ線路により構成する。そこで、提案するアンテナを構成する時に用いた式や原理について、以下に示す [11][12]。

図 A.1 に示すように、マイクロストリップ線路は、薄い誘電体基板表面のマイクロストリップと呼ばれる幅の狭い導体と、表面の接地導体板とから構成されている。マイクロストリップ線路の特徴としては、(1) 印刷技術を用いて大量生産向きである、(2) 基板上のパターンで回路が構成できるため小型化に適している、(3) 半導体などの回路素子を直接接続、などがあり、マイクロ波回路、特に MIC (Microwave Integrated Circuit) の構成技術として発展してきたものである。

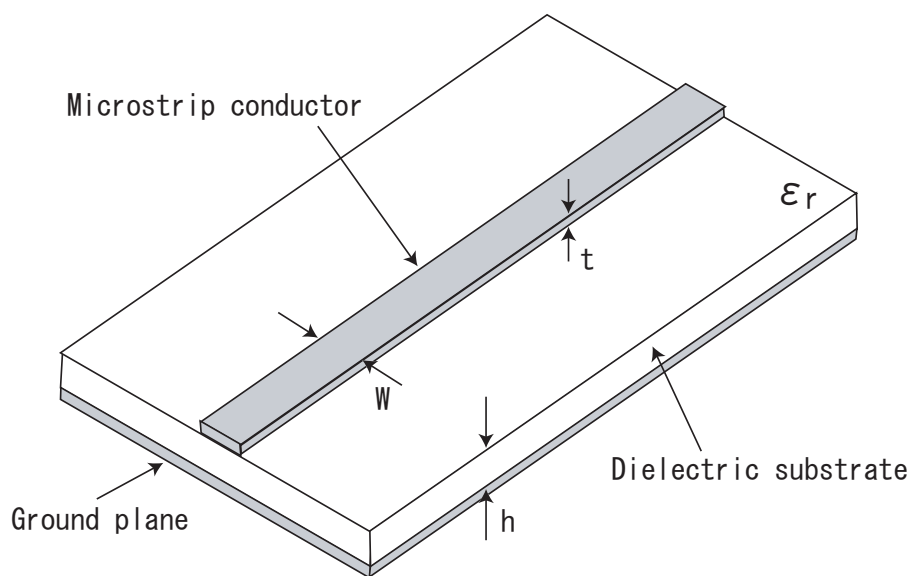


図 A.1 : マイクロストリップ線路の構造

アンテナにおいても，本論文における提案アンテナのように，アンテナ素子と給電線路を同一基板上に構成できることなどから非常によく使われ，マイクロストリップ構造は平面アンテナ技術の中で重要な位置を占めている．

マイクロストリップ線路の基板が空気するとき，TEM 波（進行方向成分の電磁界が零である電磁波）が伝播していると考えることができる．このような TEM 波伝送線路では線路の断面内のみの電磁界を解けば良く，等角写像法を用いることで厳密に計算できる．この結果から，TEM 波線路の分布定数等価回路の定数である線路の単位長さあたりの C および L を求めることができ，これらの値から線路の特性定数（特性インピーダンス Z_0 ，位相定数 β など）がわかることになる．

実際のマイクロストリップ線路では，基板の比誘電率 ϵ_r は空気と異なるため，進行方向の電磁界も考慮した伝送線路として取り扱わなければならない．しかし，実行比誘電率という考え方で，比誘電率が空気と基板の実効的な平均値の均質媒質でストリップ導体の周りを満たせば，TEM 波伝送線路として取り扱えるので特性解析が容易になる．このような考え方を準 TEM 波近似というが，厳密な電磁界解析によれば，準 TEM 波近似は，マイクロ波領域のかなり高い周波数まで大きな誤差を生じないことがわかっている．また，高い周波数になると表面は線路のモードが伝搬するが，非常に厚い基板を使用しない限り，マイクロストリップ線路の伝送路は準 TEM 波であるとして取り扱うことができる．

マイクロストリップ線路の特性定数を決める近似式を以下に示す．

まず，特性インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \frac{\zeta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln(8/\tau + 0.25\tau) \quad \text{ただし } ,W/h \leq 1 \quad (\text{A.1})$$

$$Z_0 = \frac{\zeta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{1}{\tau + 1.393 + 0.667\ln(\tau + 1.444)} \quad \text{ただし } ,W/h \geq 1 \quad (\text{A.2})$$

と求められる．ここで， W はストリップの幅， t はその厚さ， h は基板の厚さ， ϵ_e は基板の実効比誘電率であり， ζ_0 は自由空間の波動インピーダンスである．また， τ および ϵ_e は以下のように与えられる．

$$\tau = \frac{W}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left\{ 1 + \ln\left(\frac{4\pi W}{t}\right) \right\} \quad \text{ただし } ,W/h \leq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A.3})$$

$$\tau = \frac{W}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left\{ 1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right) \right\} \quad \text{ただし } ,W/h \geq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A.4})$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad (\text{A.5})$$

さらに，式 (A.5) において， $F(W/h)$ および C は，次式で与えられる．

$$F(W/h) = (1 + 12h/W)^{-\frac{1}{2}} + 0.04(1 + W/h)^2 \quad \text{ただし } ,W/h \leq 1 \quad (\text{A.6})$$

$$F(W/h) = (1 + 12h/W)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{ただし } ,W/h \geq 1 \quad (\text{A.7})$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \text{fract}/h\sqrt{W/h} \quad (\text{A.8})$$

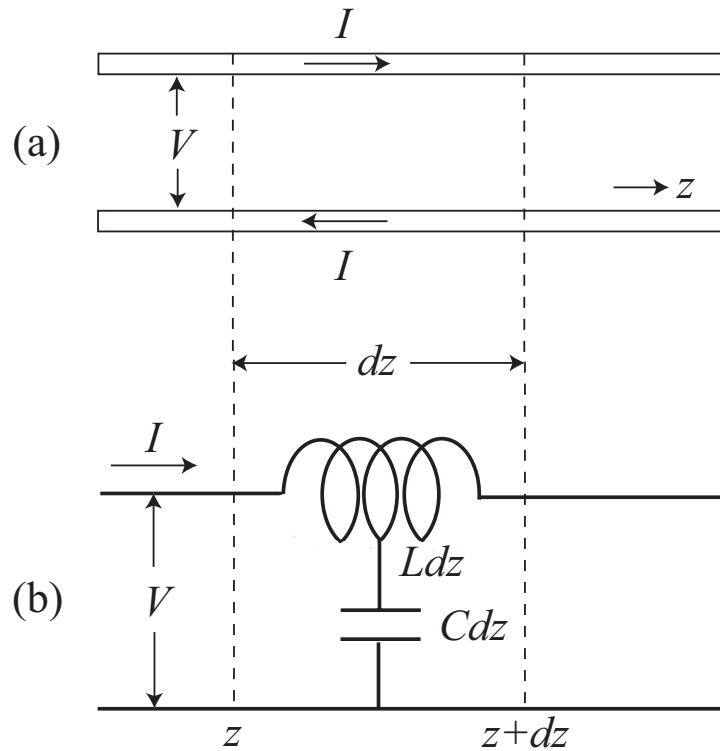
次に，線路に沿う伝搬波長 λ_g は式 (A.5) で与えられる ε_e から以下のように求められる．

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_e} \quad (\text{A.9})$$

マイクロストリップ線路は，片側が自由空間に開放されているため放射損が生じ，他の線路に比べて伝送損失が大きい．このような線路の伝送損失を評価するためには，放射損の多い線路の曲がり部分などの数を特定する必要がある．曲がりの部分からの放射はアンテナ素子としても使用できるほどで，線路の損失としてみた場合には大きな値となりうる．また，導体損，誘電体損および放射損の他に，他のモードとの結合を考慮するとマイクロストリップの主モードである準 TEM モードの損失は増加することになる．

しかし，通常のマイクロストリップ線路では，他の損失は導体損+誘電体損の値に比べて小さく，低い周波数では無視できる場合が多い．

次に，マイクロストリップ線路などの給電線路の分布定数等価回路について述べる．



(a) 分布定数線路 (b) 等価回路

図 A.2 : 分布定数線路における長さ dz の部分とその等価回路

長さが波長に比べて虫できない線路では，集中定数回路での線路の考え方を必要とする．平面アンテナの給電線路は，分布定数線路として取り扱われる．

分布定数線路の定数線路の電圧および電流を考える場合には，まず，図 A.2(a) に示すような 2 本の平行導体線路の微小区間 dz を考える．線路の損失を無視し，長さ dz の微小区間の等価回路を A.2(b) に示す．ここで L および C は，それぞれ単位長さあたりのインダクタンスおよびコンダクタンスである．この図から，線路に沿った電圧 V の変化および電流 I の変化は，次式で表すことができる．

$$\frac{\partial V}{\partial z} = -L \frac{\partial I}{\partial t} \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{\partial I}{\partial z} = -C \frac{\partial V}{\partial t} \quad (\text{A.11})$$

これらを z で偏微分し， $c_0 = 1/\sqrt{LC}$ とおくことにより，

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} \quad (\text{A.13})$$

という関係を導くことができる．式 (A.10) および式 (A.11) は，電信方程式と呼ばれ，また，式 (A.12) および式 (A.13) は，1 次元の波動方程式と呼ばれるものである．

式 (A.12) は f を任意の関数として，次の解を持つことが知られている．

$$V(z, t) = f_1\left(t - \frac{z}{c_0}\right) + f_2\left(t + \frac{z}{c_0}\right) \quad (\text{A.14})$$

この解を式 (A.10) に代入し， t について積分すると，次式を得る（定数項は無視してある）．

$$I(z, t) = \frac{1}{Z_0} \left\{ f_1\left(t - \frac{z}{c_0}\right) + f_2\left(t + \frac{z}{c_0}\right) \right\} \quad (\text{A.15})$$

ただし， Z_0 は線路の特性インピーダンスとよばれ，次式で与えられる．

$$Z_0 = Lc_0 = \sqrt{L/C} \quad (\text{A.16})$$

この値は，通常の伝達線路では一定値の実数となる．一般に用いられる同軸線路などでは $Z_0 = 50\Omega$ とすることが多い．

以降では，時間変化として各周波数 ω の制限は振動を仮定する．線路の $+z$ 方向に進む波動を $_fV$ ， $-z$ 方向に進む波動を $_rV$ で表すことにすれば，式 (A.14) および式 (A.15) はそれぞれ次のようになる．

$$V(z) = _fV \exp(-j\beta z) + _rV \exp(j\beta z) \quad (\text{A.17})$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [_fV \exp(-j\beta z) - _rV \exp(j\beta z)] \quad (\text{A.18})$$

ただし， β は位相定数で，次式で表される．

$$\beta = \frac{\omega}{c_0} = \omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{A.19})$$

ここで、 λ_g は線路上の波長である。

式 (A.17) および (A.18) で、 ${}_fV$ と ${}_rV$ の大きさが等しい場合を線路が完全な定在波状態にあるとい、どちらか一方が零の時を完全な進行波状態にあるという。

定在波状態の線路において、例えば $z = 0$ で $V(0) = 0$ とおくと、 ${}_fV = -{}_rV$ であるから、等しい大きさとなる。この状態で式 (A.17) および (A.18) は、次のように書くことができる。

$$V(z) = {}_fV[\exp(-j\beta z) - \exp(j\beta z)] = -2\beta {}_fV \sin(\beta z) \quad (\text{A.20})$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} {}_fV[\exp(-j\beta z) + \exp(j\beta z)] = 2\beta {}_fV \cos(\beta z)/Z_0 \quad (\text{A.21})$$

これらの定在波状態の線路の電圧と電流は、位置的にちょうど 90 度だけずれた振動をしていると同時に、時間的にも 90 度ずれた位相で振動している。

図 A.3 に示すように、特性インピーダンスが Z_0 の線路終端 ($z = 0$) に負荷 Z_L を接続した場合を考える。負荷の電圧を V_L 、負荷に流れ込む電流を I_L とすると、式 (A.17) および (A.18) より $z = 0$ では次式が成り立つ。

$$V_L = {}_fV + {}_rV \quad (\text{A.22})$$

$$I_L = ({}_fV - {}_rV)/Z_0 \quad (\text{A.23})$$

これら 2 つの式と $V_L = Z_L \cdot I_L$ から、反射係数 $\Gamma (= {}_rV/{}_fV)$ は、次式となる。

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{A.24})$$

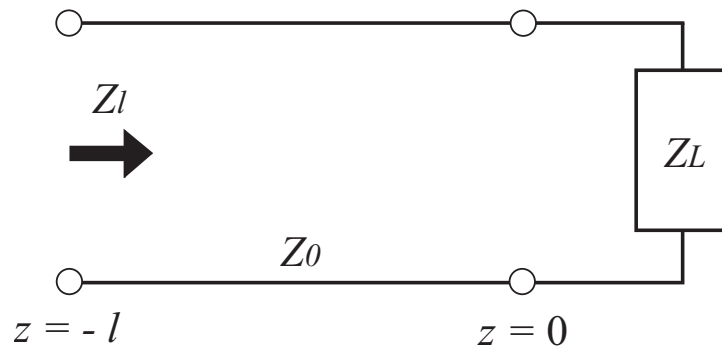


図 A.3 : 終端に負荷を接続した長さ l の線路

次に、長さ l の線路の入力端 ($z = -l$) でのインピーダンス Z_l を求めることを考える。式 (A.17) を式 (A.18) で割り、 $z = -l$ を代入すると次式を得る。

$$Z_l = Z_0 \frac{\exp(j\beta l) + \Gamma \exp(-j\beta l)}{\exp(j\beta l) - \Gamma \exp(-j\beta l)}$$

$$= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (\text{A.25})$$

ここで、式 (A.25) に示された無損失の伝送線路に対して、平面回路で重要となる、次の4つのケース ($l = \lambda/4$, $l = \lambda/2$, $Z_L = 0$, $Z_L = \infty$) を取り上げて説明する。

(A) $l = \lambda/4$

この場合、電気長は $\beta l = \pi/2$ となり、 $\tan(\beta l) = \pm\infty$ と式 (A.25) から、

$$Z_l \rightarrow \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (\text{A.26})$$

となる。これは、負荷インピーダンス Z_L と異なるインピーダンスを接続する場合でも、 $1/4$ 波長の伝送線路の特性インピーダンスを調整することにより、インピーダンス変換を行って、インピーダンス整合が行えることを示している。このタイプのインピーダンス変成器、平面回路においてよく用いられる。

(B) $l = \lambda/2$

この場合も、ここでの電気長は $\beta l = \pi$ であり、これを式 (A.25) に代入すると、 $\tan(\beta l) = 0$ より

$$Z_l = Z_L \quad (\text{A.27})$$

を得る。この物理的意味は、半波長の伝送線路を負荷インピーダンスに接続すれば、負荷インピーダンスはそのまま入力インピーダンスとなり、参照面の移動が可能となる。これは実際の回路において、個別に設計された各回路パターンのぶつかりあいの防止や、コネクタ接続のためのスペース作りに有効となる。

(C) $Z_L = 0$ (終端短絡)

式 (A.25) にこの条件を代入すると、

$$Z_l = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (\text{A.28})$$

が得られる。この入力インピーダンスはリアクタンス成分しか持たないため、その伝送線路の電気長により、誘導性から容量性へと周期的に変化する。

(D) $Z_L = \infty$ (終端開放)

上記終端短絡の場合と同様に、式 (A.25) に上記条件を代入すると、

$$Z_l = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (\text{A.29})$$

を得る。その入力インピーダンスの電気長依存性は、終端短絡に比べて、 $\pi/2$ だけシフトしており、容量性から誘導性へと周期的に変化する。

上記ケースのうち、終端短絡および開放においては、実際には、伝送線路が長くなると、不連続性や線路損失などにより、リアクタンスの値がずれるため、実際のマイクロストリップ線路においては、できるだけ短い線路長で使う方が望ましい。

謝辞

本研究を進めるにあたり，厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之助教授に深く感謝致します。

また，研究生活全般に渡って御指導下さった D3 の道下尚文氏に深く感謝致します。

最後に，研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 久我宣, 新田修, 巨理達, “2GHz 帯広帯域 CDMA 基地局用 2 共振偏波ダイバーシチアンテナ”, 信学総体, B-1-156, 1999 年 3 月.
- [2] 掛札祐範, 苅込正敬, 恵比根佳雄, “2GHz 帯で 2 つの 60 度ビームを有する 0.8/1.5/2GHz 帯共用基地局アンテナ”, 信学総体, B-1-65, 2000 年 3 月.
- [3] 羽石操, 須賀秀和, “スタブ装荷 2 周波共用マイクロストリップアンテナ”, 信学全国体会, 88, 昭和 61 年 9 月.
- [4] 天野隆, 千葉典道, 岩崎久雄, “二共振特性を有する片側短絡パッチアンテナ”, 信学総体, B-1-149, 1998 年 3 月.
- [5] 天野隆, 千葉典道, 岩崎久雄, “スロットを有する片側短絡パッチアンテナ”, 信学ソ体, B-1-51, 1998 年 9 月.
- [6] 恵比根佳雄, “無給電素子を用いた 2 周波共用プリント代ポールアンテナの基礎検討”, 信学秋季全国大会, B-20, 昭和 63 年 9 月.
- [7] 郡司康一, 鎌田幸男, 市川満, 高野忠, “リング状誘電体を装荷した 2 周波共用円環状パッチアンテナ”, 信学ソ大, B-1-56, 1998 年 9 月.
- [8] 江口和弘, 栗園貢, 村島定行, “多段誘電体アンテナ共用器の特性自動調整”, 信学論, vol.J82-C1, no.6, pp.382-391, 1999 年 6 月.
- [9] F. L. Hsiao, T. W. Chiou and K. L. Wong, “Harmonic Control of A Square Microstrip Antenna Operated at 1.8GHz Band”, 2001 Asia-Pacific Microwave Conference., p1052-1055, Dec. 2001.
- [10] “IE3D User’s Manual Release 10”, Zeland Software, Inc., 2002.
- [11] 羽石操, “最新平面アンテナ技術”, 総合技術センター, 1993 年.
- [12] 川崎繁男, 中谷彰文, “マイクロ波平面回路の CAD 設計 1-受動回路”, リアライズ社, 1996 年.

参考文献

- [1] 斉藤俊介, 新井宏之, “共用器を用いない2周波共用マイクロストリップアンテナ”, 信学ソ体, B-1-101, 2002年9月.
- [2] 斉藤俊介, 新井宏之, “2周波共用マイクロストリップアンテナの給電回路の検討”, 信学総体, B-1-236, 2003年3月.
- [3] 斉藤俊介, 新井宏之, “2周波共用マイクロストリップアンテナの構成法の一検討”, 信学ソ体, B-1-161, 2003年9月.
- [4] Shunsuke SAITO, Hiroyuki Arai, ”Feed circuit for a Dual-frequency Microstrip Antenna for 2GHz and 5GHz Use”, 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, FC4-1, Nov. 2003.