

卒業論文

パッチアンテナの給電回路を含む 解析法の研究

指導教官 新井 宏之 助教授

平成14年2月28日提出

9844028 越智 和之

要約

近年、無線通信においては使用周波数の高周波化が進んでいる。そのため、アンテナには高周波数帯で安定した動作をとるものが求められるが、使用周波数帯が高くなるにつれ波長が短くなることによりアンテナ部分だけでなくアンテナ付近の線路やコネクタなどの導体部分でも発振してしまう可能性がある。そのため、アンテナ特性をアンテナ部分の形状のみから決定することができなくなる。よって、高周波数帯に対応したアンテナを設計する場合はアンテナ部分だけではなくマイクロストリップ給電線路や同軸給電線路、さらにはコネクタや半田などの給電回路の影響を考慮して設計する必要がある。

また、使用周波数の高周波化に伴ないアンテナ解析の方法も従来の方法では対応しきれない可能性がある。従来の低周波帯におけるアンテナ解析では解析モデルとしてアンテナ部分のみをモデリングすることにより解析を行っていたが、高周波帯におけるアンテナ解析では給電回路の影響を考慮する必要があり、そのためにはアンテナ部分のみではなく給電回路も含めた解析モデルによる解析を行うことが必要である。よってこのような高周波帯におけるアンテナ解析を行う場合、解析シミュレータには正確に給電回路を表現できる優れた 3D キャド インターフェースを備えており、かつ精度よく電磁界解析を行えることが望まれる。現在、電磁界解析方法には様々な方法が提案されており、専用のシミュレータも数多く市販されている。そこで、本研究では電磁界解析シミュレータとして、3D キャド インターフェースに定評のある ansoft 社の HFSS を採用して高周波帯におけるアンテナ解析を行った。HFSS は有限要素法を基本定理として用いているので、同軸線路のような丸みを帯びた形状の解析モデルに対して効率よくメッシュ分割を行うことができる。

本研究では、GHz 以上の周波数帯におけるマイクロストリップパッチアンテナを同軸給電線路やコネクタ、半田部分までをモデリングして HFSS シミュレータで解析を行い、実験結果と解析結果を比較することにより給電回路がアンテナ特性に及ぼす影響についての検討を行った。その結果、高周波数帯におけるアンテナ解析を行う場合は、アンテナ部分だけでなくその給電回路も含めた解析モデルによる解析を行わなければ実験結果と一致しなくなることが分かった。

目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	HFSS シミュレータについて	4
2.1	モデリング方法	5
2.1.1	導体のモデリング	5
2.1.2	同軸線路の外導体のモデリング	6
2.1.3	その他の部分のモデリング	7
2.1.4	同軸線路 - マイクロストリップ線路の接続法	8
2.2	解析条件の設定	11
2.2.1	Single Frequency 及び Pass の設定	11
2.2.2	Max Delta S の設定	13
第 3 章	給電回路を含むパッチアンテナの解析	15
3.1	2GHz 帯パッチアンテナに関する解析と実験	16
3.1.1	single frequency の値に理論値を用いての解析	17
3.1.2	single frequency の値に実験値を用いての解析	18
3.2	10.5GHz 帯パッチアレイアンテナに関する解析と実験	21
3.2.1	single frequency の値に理論値を用いての解析	21
3.2.2	コネクタ及び半田部分によるアンテナ特性への影響	22
3.2.3	帯域に関する検討	23
3.2.4	共振周波数の誤差に関する検討	24
3.2.5	single frequency の値に実験値を用いての解析	25
3.3	9.5GHz 帯型パッチアレイアンテナに関する解析と実験	27
3.3.1	single frequency の値に理論値を用いての解析	27
3.3.2	コネクタ及び半田部分によるアンテナ特性への影響	29
3.3.3	single frequency の値に実験値を用いての解析	30

第 4 章 結論	32
謝辭	33
参考文献	34

第 1 章

序論

近年、情報通信の高度化に伴って利用する電波は一度に大量の情報を処理する必要がある。無線通信においては、通信回線数が利用者数により規定されているので、近年の急激な利用者数の増加に伴い通信回線数を増加させなければならない。より多くの利用者一人一人に一つの通信回線を確保するためにはある程度の周波数帯域幅が必要である。したがって、回線数の増加には広い帯域幅が必要となり、無線通信の場合は短波帯などでは広い帯域幅を取ることができないため、使用周波数帯を広い帯域幅を取ることができるより高い周波数帯へとシフトしていかなければならない。これは、狭い周波数帯域に高出力で電波を流すことで雑音を防ぎながら遠くへ飛ばそうという考え方から、広帯域の周波数帯に低出力で一気に拡散する形で信号を流すという考え方への転換を意味する。通信の世界では、このような背景と通信量そのものの増加により、今後ますます使用周波数帯の高周波化が進んでいくと思われる。

そのため、アンテナには高周波数帯で安定した動作をとるものが求められる。しかし使用周波数帯が高くなるにつれて、低周波数帯では考慮する必要のなかった高周波帯独特の振る舞いがアンテナ回路には生じてしまう。波長が短くなることによりアンテナ部分だけでなくアンテナ付近の線路やコネクタなどの導体部分でも発振してしまう可能性があるために、アンテナ特性をアンテナ部分の形状のみから決定することができなくなるのである。よって、高周波数帯に対応したアンテナを設計する場合はアンテナ部分だけではなくマイクロストリップ給電線路や同軸給電線路、さらにはコネクタや半田などの給電回路を考慮して設計する必要がある。

また、このような高周波化に伴ないアンテナ解析の方法も従来の方法では対応しきれない可能性がある。従来の低周波数帯におけるアンテナ解析では給電回路の影響をあまり考える必要がなかったために、解析モデルとしてアンテナ部分だけをモデリングし、アンテナに直接給電する方法により周波数応答を求める解析を行っていた。しかし、高周波数帯におけるアンテナ解析では給電回路の影響を考慮する必要があり、そのためにはアンテナ部分のみではなく給電回路も含めた解析モデルによる解析を行うことが必要である。給電方法としては、アンテナに直接給電するのではなくアンテナへの給電線路をモデリングし、給電面をその給電線路端に設定しなければならない。また、場合によっては給電線路だけではなくコネクタや半田といった導体部分もモデリングする必要がある。よって、解析シミュレータには給電回路として主に含まれる同軸線路、コネクタといった部分を忠実に表現できるような優れた3次元キャドインターフェースを備えていることが望ましい。

現在、電磁界解析方法として様々な方法が提案されており、電磁界解析専用のシミュレータも数多く市販されている。本研究でもFDTD法やIE3D、MW-studio、HFSSなどといった解析シミュレータによりアンテナ解析を行うことができる。しかし、それぞれの解析シミュレータにはそれぞれの特徴があるため、アンテナ解析を行う場合はその目的やアンテナ形状に応じてシミュレータを選択する必要がある。FDTD法は、アンテナ部分のみの解析モデルによる解析に適したプログラムであり、解析モデルに給電回路も含めた解析を行うことを目的とした場合には適した方法とは言えない。また、差分法を基本定理として用いているFDTD法では同軸線路のような丸みを帯びた形状の対象を解析する場合は階段近似を用いる必要があるため、解析精度の面からも問題が出てくると思われる。IE3Dシミュレータを用いたアンテナ解析を行う場合は、基本的に無限基板上の解析であることが原則となっているために、これもアンテナ部分のみの解析モデルによる解析を行うには適している。しかし、給電回路も含めた解析モデルによる解析を行う場合は有限基板上で解析を行う必要があるため、IE3Dシミュレータには不向きだと思われる。

そこで、本研究では解析シミュレータとして、有限要素法を基本定理として用いており優れた3次元キャドインターフェースを備えている、ansoft社のHFSSシミュレータを用いて高周波数帯におけるアンテナ解析を行う。HFSSは有限要素法によりメッシュ分割を行うため、同軸線路のような丸みを帯びた形状の解析モデルに対しても効率よくメッシュ分割を行うことができる。

本研究では、共振周波数がGHz帯以上にあるマイクロストリップパッチアンテナを研究モデルとして、実験とシミュレータによる解析を行う。本研究の目的は、GHz以上の周波数帯におけるマイクロストリップパッチアンテナを同軸給電線路やコネクタ、半田部分などの導体までをモデリングしてシミュレータで解析を行うことにより、給電回路がアンテナ

ナ特性に及ぼす影響についての検討を行う。

本論文の構成を示す。第 2 章で HFSS シミュレータによる同軸給電マイクロストリップパッチアンテナに関する最適モデリング方法と解析条件の設定方法に関して述べる。第 3 章では 3 種類のマイクロストリップパッチアンテナを同軸線路部やコネクタ部分を含めたモデルにおいて解析を行い、実験結果と比較することにより給電回路がアンテナ特性に与える影響について検討する。第 4 章を本研究のまとめとする。

第 2 章

HFSSシミュレータについて

本研究では解析シミュレータとして ansoft 社の HFSS (3 次元高周波電磁界シミュレータ) を用いて解析を行う。

HFSS は基本定理として有限要素法を用いている。有限要素法では、重み付き残差法や変分原理に基づいて微分方程式の問題が解析対象領域に関するもとの問題と等価な積分方程式に変換される。この操作によって対象としている微分方程式の次数をひとつ下げることができ、計算負荷を減らすことができる。そして積分範囲を要素と称する三角形や四面体の部分小領域に分割し、要素ごとの積分をすることにより有限要素方程式が得られる。有限要素法の利点は、分割に用いられる要素は形、大きさ、向きなどを自由に選べることであり、従って複雑な形状をした領域を分割し、解析することが容易にできる。また、微分方程式の境界条件には、微分方程式が対象としている物理量が直接規定される条件だけでなく、別の物理量で規定される条件も取り入れることが可能である。このような境界条件は、微分方程式の問題を重み付き残差方程式や変分方程式の問題に置き換えるときに自然境界条件として取り込まれ、対応する有限要素方程式が誘導される。このように、有限要素法は解析対象の形状や境界条件の取り扱いに優れている。

HFSS ではこのような原理を用いてマックスウェル電磁界方程式を数値シミュレーションにより厳密に解くため、高周波デバイスの動作特性を高精度に求めることができ、アンソフト社独自の ALPS 高速周波数スイープ法により、一点の周波数解析結果だけで、周波数特性を一度に求めることができる。これにより、指定した周波数帯に対する伝送特性を連続的に捉えることができ、周波数を変え複数の解析を繰り返す従来の手法に比べ、Q 値の高い急峻な周波数特性の変化も見逃すことなく、高速かつ効率良く結果を求めることができる。解析結果は、まず解析モデルの形状を 3 次元 CAD インターフェースで作成し、次に材料物性値および入出力ポートを設定し、最後に各解析パラメータを設定することによ

り求められる。

本章では、本研究の解析対象とした同軸給電マイクロストリップパッチアンテナを HFSS で解析する場合における最適モデリング方法と解析条件の設定に関する検討を行う。

2.1 モデリング方法

本研究で解析対象とした同軸給電マイクロストリップパッチアンテナは、パッチ、マイクロストリップ線路、基板、グラウンド、同軸線路（内導体+誘電体+外導体）、コネクタといった部分から構成されている。HFSS で解析を行う場合は、これらの各パーツをモデリングし、その他に給電ポート部分と解析空間をモデリングしなければならない。

2.1.1 導体のモデリング

パッチアンテナ、マイクロストリップ線路、グラウンドのモデリング方法について説明する。これらの部分は、実験モデルにおいて導体でできている部分であり実際の厚みは約 $18\mu\text{m}$ である。HFSS では、この程度の厚みの導体をモデリングする場合は厚みをつけてモデリングするのではなく 2 次元の面としてモデリングし、その面を Perfect E という完全電界条件で設定しなければならない。例としてマイクロストリップ線路の実験モデルと解析モデルを図 2.1 に示す。解析モデルでは導体部分は誘電体の表面に範囲を指定し、Perfect E として設定している。

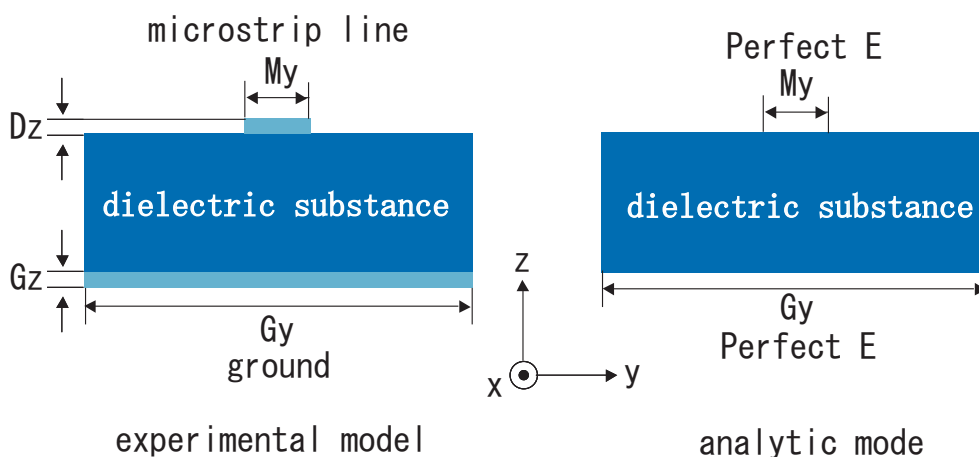


図 2.1 : conductor model ($Dz=Gz=0.018$ [unit:mm])

これらの部分に厚みをつけて3次元でモデリングしてしまうと、パッチアンテナ部分やマイクロストリップ線路部分よりも大きな体積をとるグラウンド部分に対して過剰なメッシュ分割を行い、逆に特性を知りたいマイクロストリップ線路などの少ない体積部分へのメッシュ分割が疎かになってしまうことにより、実験結果と解析結果が一致しにくくなる。また、厚みをつけることにより分割メッシュ数を大量に増やす必要があるため、それに伴うメモリ使用量も増加してしまい、結果、解析時間も大幅に増えてしまう。

この境界条件である Perfect E を使うことにより、導体部分を3次元でモデリングした場合と比べ解析モデルを単純化することができ、さらに解析時の使用メモリを抑えることができるので、解析時間を大幅に短縮することができ精度よい結果を得ることができる。

しかし、この境界条件を用いても解析モデルがマイクロストリップ線路のみといった場合のような、単純すぎる解析モデルに関しては HFSS では解析結果と実験結果で一致しにくいということが ansoft 社から報告されている。

2.1.2 同軸線路の外導体のモデリング

2.1.1 で説明した完全電界条件である Perfect E は、同軸線路の外導体部分においても適用しなければならない。同軸線路の外導体をモデリングするには、同軸線路の誘電体部分をモデリングし、その外部表面を Perfect E で設定する。同軸線路の実験モデルと解析モデルを図 2.2 に示す。

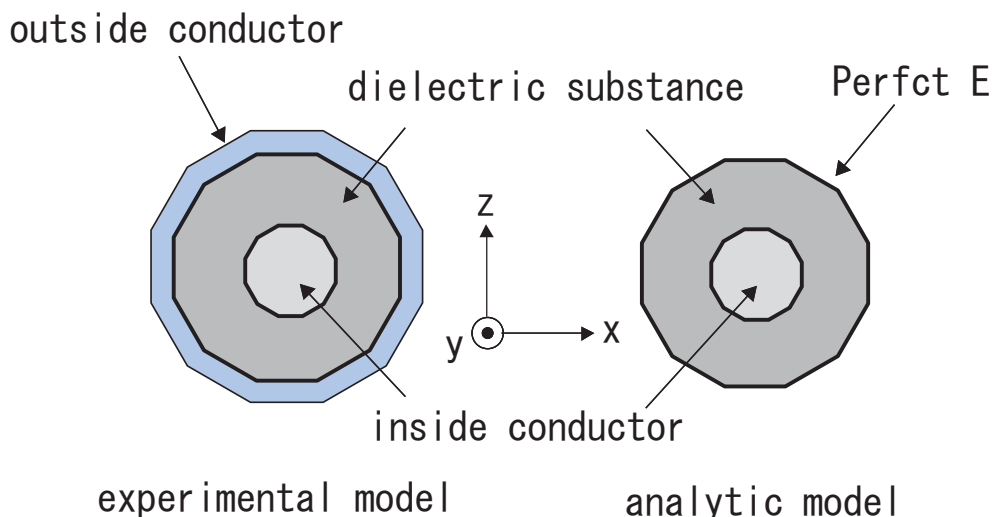


図 2.2 : conductor model

外導体部分に厚みをつけてモデリングしてしまうと、この場合も外導体部分に過剰なメッシュ分割を行ってしまうことになるため、解析時間が増えるだけでなく解析精度も悪くなってしまう。

2.1.3 その他の部分のモデリング

ある程度厚みのある基板、同軸線路の内導体及び誘電体、コネクタ部分には境界条件を使用することができないため、それらの部分に対しては3次元でモデリングして材料物性値を入力することにより設定できる。

給電ポート部分とは、解析モデルの給電面につけなければならない金属箔であり、材料物性値を完全導体として設定する。これはアンテナを解析する場合にのみ必要なものである。図 2.3 にマイクロストリップ線路へ給電する場合と同軸線路へ給電する場合の解析モデルを示す。

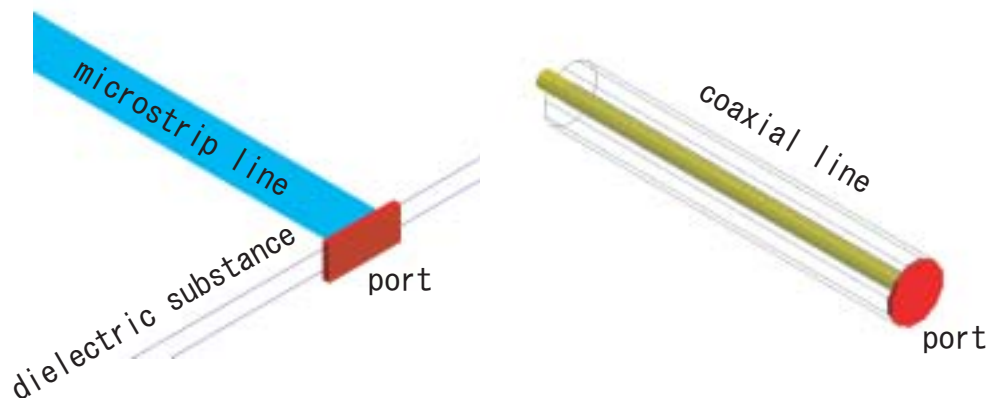


図 2.3 : port

給電ポートの大きさは解析対象と比較してなるべく小さくモデリングすればよく、その大きさによる解析結果への影響はほとんどない。例として 2GHz 帯に共振周波数を持つマイクロストリップパッチアンテナに関して、ポートの厚みを変化させた解析モデルにおける解析結果の比較を行った。パッチ部分の大きさが $46 \times 46\text{mm}$ で、誘電体基板の大きさが $150 \times 150 \times 0.8\text{mm}$ のモデルに対して、ポート部分の表面積を一定にして厚みを 0.1mm、0.2mm、0.3mm、と変化させた場合における解析結果のリターンロス特性を図 2.4 に示す。

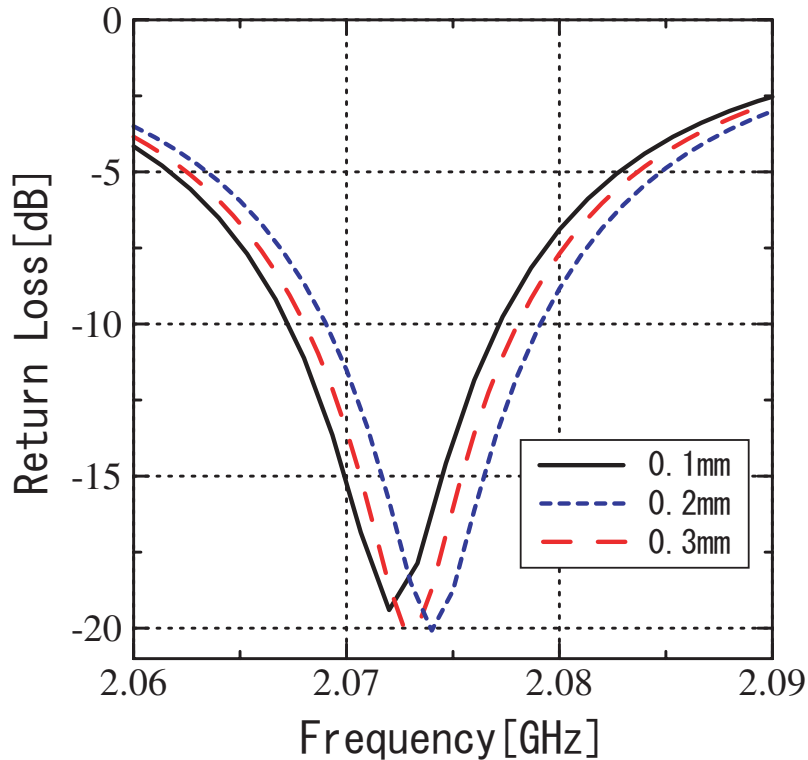


図 2.4 : Return loss

図 2.4 より、各解析モデルにおける共振周波数の誤差は最大でも 2MHz であり、この程度の誤差は十分許容範囲内だと思われる。共振周波数におけるリターンロスもそれぞれのポートの大きさでほぼ同じ値が得られた。

解析空間のモデリングに関しては、大きさの最低条件として管内波長の一波長分の長さを取ればよく、物性値を真空として設定する。

2.1.4 同軸線路 - マイクロストリップ線路の接続法

回路に影響を与えやすい同軸線路とマイクロストリップ線路の接続部分についての検討を行った。同軸線路とマイクロストリップ線路の接続部分に関して、図 2.5 の解析モデルにおいて、図 2.6 に示すように (a) と (b) の 2 種類の接続状態を考えることにより接続方法の違いによるインピーダンス特性を調べ、実験結果と比較した。(a) は同軸線路の内導体とマイクロストリップ線路が接している状態であり、(b) は同軸線路の内導体がマイクロストリップ線路と基板に食い込んでいる状態のものである。同軸線誘電体の比誘電

率は $\epsilon_r=2.2$ であり、基板の比誘電率は $\epsilon_r=5.0$ である。同軸線路とマイクロストリップ線路は、それぞれの比誘電率で線路の入力インピーダンスが 50 になるように整合をとった。

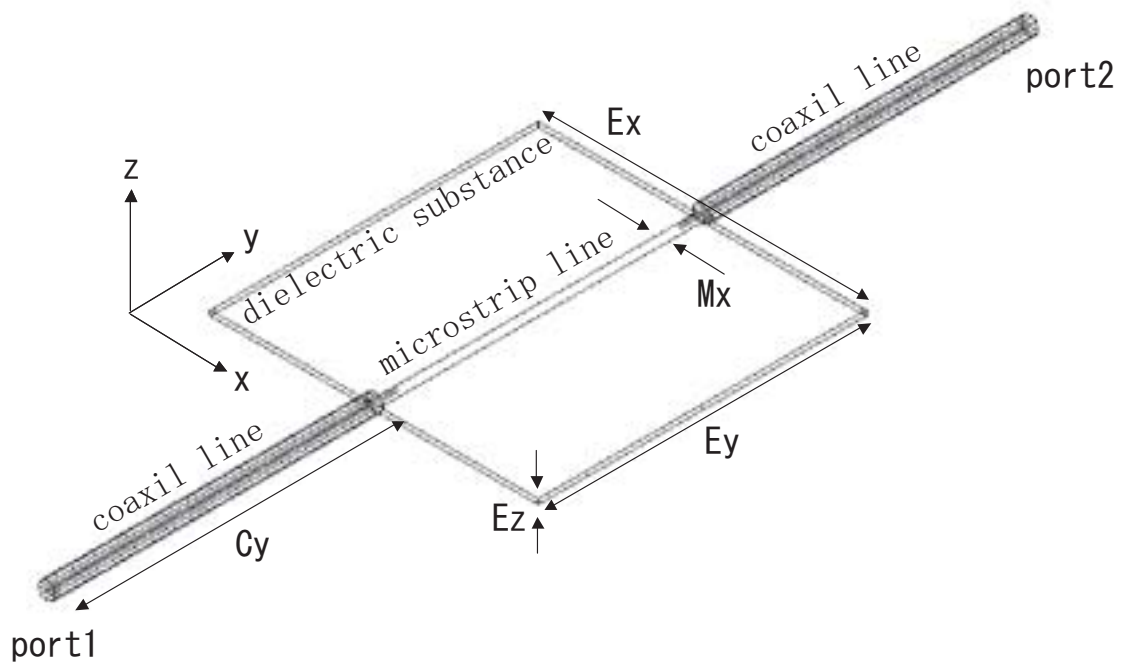


図 2.5 : model ($Cy=30.0$, $Mx=1.0$, $Ex=30.0$, $Ey=30.0$, $Ez=0.464$ [unit:mm])

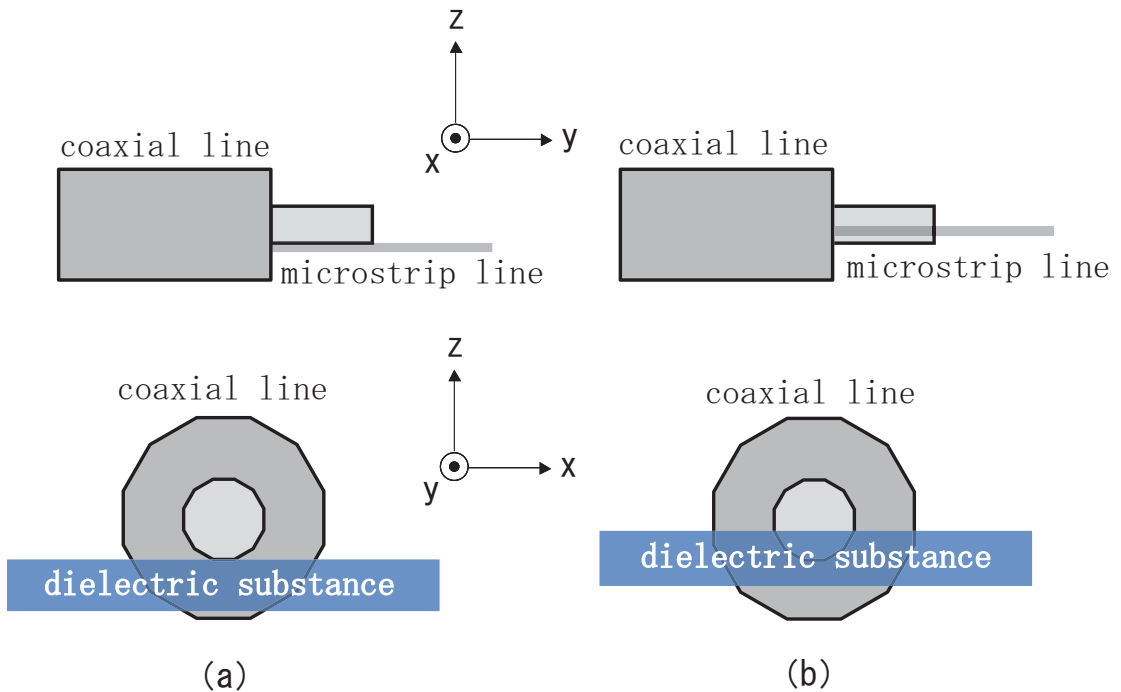


図 2.6 : coax-microstrip

2種類の接続方法による解析結果と実験結果を比較したところ、(a)の接続方法による解析のほうが(b)の接続方法による解析よりも実験結果に近い値をとることが分かったので、本研究では同軸線路とマイクロストリップ線路の接続方法として(a)の接続方法を用いて解析を行った。(a)の接続方法による解析結果と実験結果を図2.7に示す。Rは実部、Xは虚部を示す。

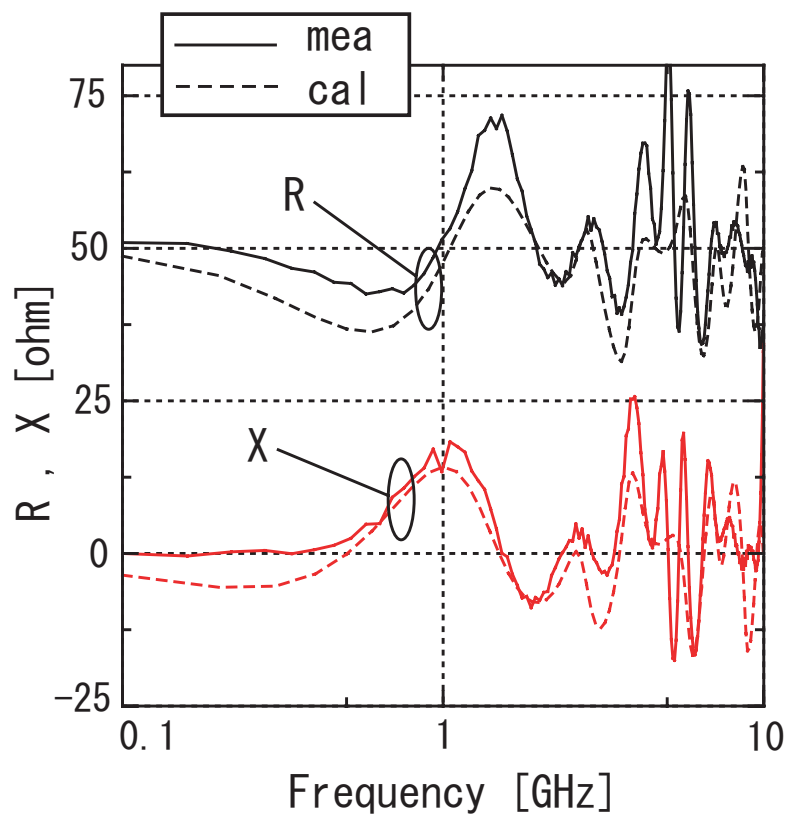


図 2.7 : input impedance

2.2 解析条件の設定

一般にシミュレータを用いて解析を行う場合、解析モデルを分割するメッシュの定義が解析精度に大きな影響を与える。HFSSの場合、メッシュ分割に関してはアダプティブオートメッシュ機能により解析モデルに応じた最適なメッシュ分割を自動的に行うので、こちらでメッシュ分割に関する設定をすることはほとんど必要ない。解析モデルの形状によっては部分的に細かくメッシュを切る必要もあるが、本研究ではそのような形状のモデルは取り扱っていないので、分割メッシュの定義に関しては HFSS のデフォルト定義を用いて解析している。

そこで、HFSS の解析条件を設定する上で重要になってくるのは、single frequency、pass、max delta S の 3 つの設定である。これらのパラメータ設定次第で解析結果は大幅に変わってくるので、解析モデルに応じてこれらのパラメータをそれぞれ最適なものにしなければならない。条件設定の手順としては、まず single frequency を決定し、次に pass 数、max delta S を設定する。

2.2.1 Single Frequency 及び Pass の設定

本章の最初で述べたように、HFSS は一点の周波数解析結果だけで、周波数特性を一度に求めることができる。single frequency とはこの一点の周波数のことであり、周波数応答を求める解析を行う場合はこの周波数を必ず設定しなければならない。HFSS による解析は、まずこの single frequency における s パラメータ等を計算することから始まる。次に設定するのが、pass である。pass とは、設定した single frequency における s パラメータ等を何回計算するかを設定する数であり、pass が増えるほどメッシュは細かくなっていく。つまり、pass が 10 の場合は、single frequency における s パラメータ等を 10 回計算することになり、計算するごとにメッシュ数が増えていく。

例として、共振周波数を 10GHz 付近にもつパッチアンテナを解析した場合の HFSS による s11 vs pass の表示画面を図 2.8 に示す。また、そのパッチアンテナに対して pass を 5、10、15、20、25、30 とそれぞれ設定して解析した場合のリターンロス特性の違いを調べた。それぞれの pass における解析結果のリターンロス特性を図 2.9 に示す。なお、single frequency の値にはパッチ形状から求まる共振周波数の理論値である 10.34GHz を用いている。

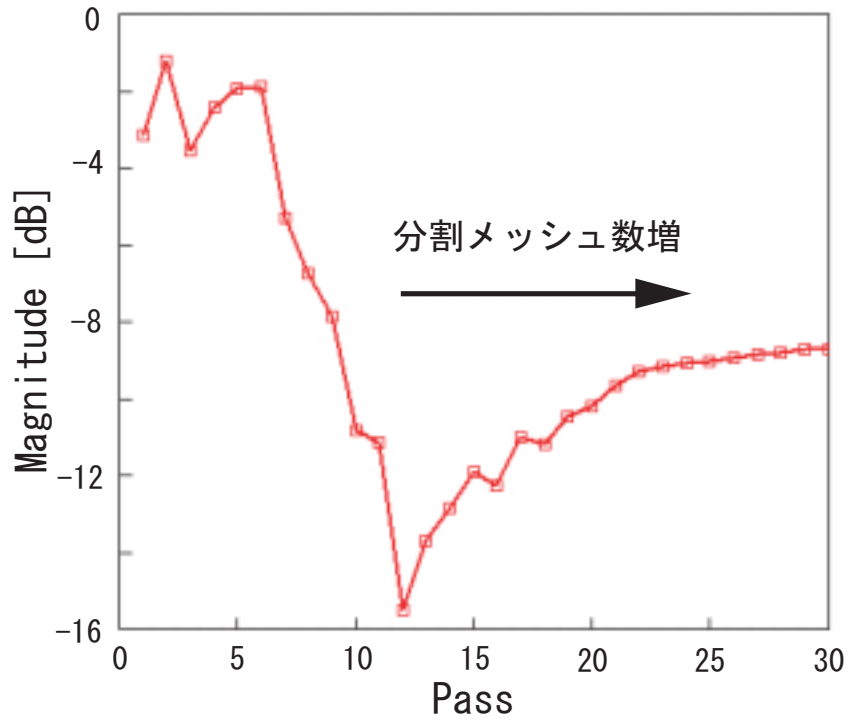


図 2.8 : s11 vs Pass

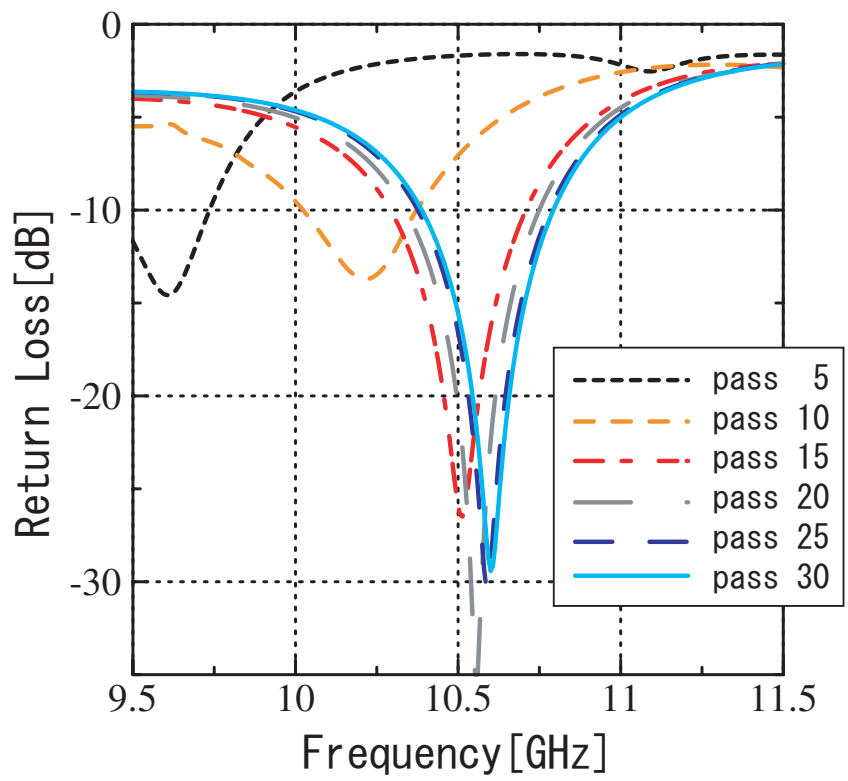


図 2.9 : Return loss

図 2.8、図 2.9 から分かるように、pass が 5、10 の場合と比べ pass を 25、30 と増やしていくことにより解析モデルに対しての十分なメッシュ分割が行われ、解析結果はある一定値に収束する傾向にあることが分かる。

2.2.2 Max Delta S の設定

前後の pass における s11 の誤差が delta S と定義されており、max delta S とはその値の最大許容値を設定するものである。これは delta S が max delta S 以下に収まったときに、もうそれ以上メッシュ数 (pass 数) を増やしても回路特性はあまり変わらないと判断するための基準になる数値であり、delta S が max delta S 以下に収まったときの分割メッシュが、解析モデルに対しての最適メッシュであると考えることができる。max delta S のデフォルト値は 0.02 となっており、この値は解析モデルの大きさに応じて変化させる必要がある。解析モデルの大きさが 1cm^3 程度の場合には max delta S を 0.005 程度に設定しなければ解析精度が悪くなることが分かっている。例として、2.2.1 と同様の共振周波数を 10GHz 付近にもつパッチアンテナを解析した場合の、HFSS による delta S vs Pass の表示画面を図 2.10 に示す。なお、このモデルの大きさはゆうに 1cm^3 を超えているものである。

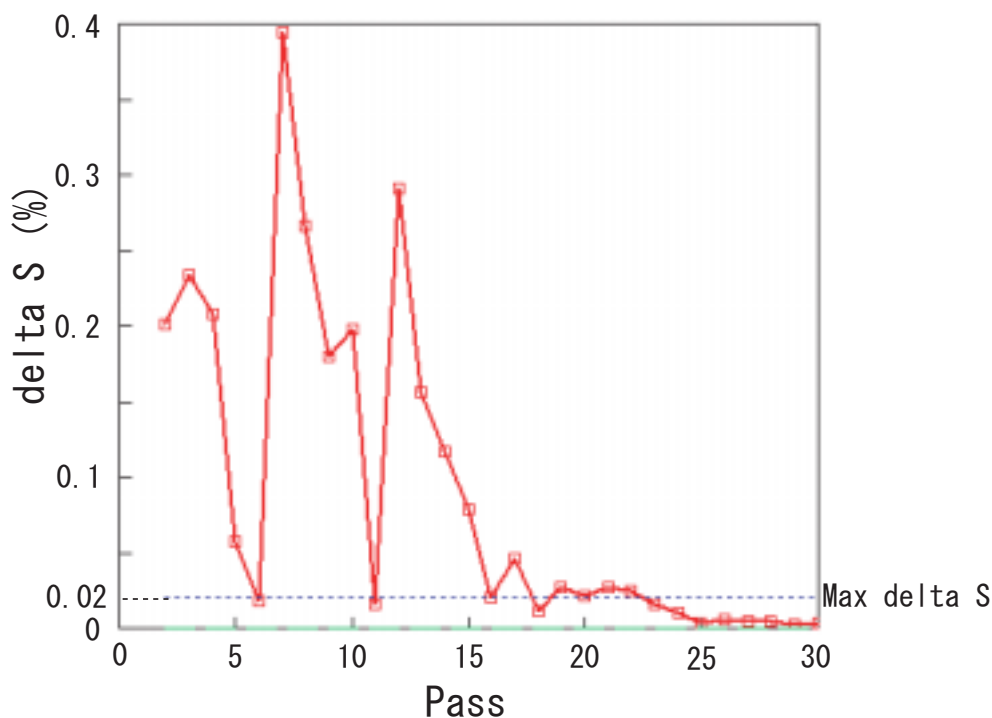


図 2.10 : delta S vs Pass

図 2.10 より pass が 20 を超えた辺りから ΔS がほぼ 0.02 以下に収まっていることが分かる。これは、前後の pass における s_{11} にほとんど誤差がないことを表しており、図 2.9 の解析結果を見ても pass が 20、25、30 の場合はほぼ同じ解析結果が得られている。よって、このモデルに関しては max ΔS が 0.02 でも十分な精度の解析を行えることが分かる。しかし図 2.10 をみても分かる通り、 ΔS が一度 0.02 以下に収束した後にまた 0.02 以上の値をとる可能性もあるので、pass の設定は慎重に行わなければならない。

また、アンテナを解析する場合は、 s_{11} は共振周波数付近のみで急峻な動きをとるため single frequency の値が共振周波数から大幅にずれてしまっていると、少ない pass でも ΔS が収束してしまう恐れがある。よって、アンテナを解析する場合は single frequency をできる限り共振周波数に近い値にとって解析することが重要である。

HFSS では、このようにして single frequency における回路の応答を計算して pass 数を決定し、その後スイープさせることにより周波数応答を求めることができる。スイープ方法としては、低周波帯に適した方法と高周波帯に適した方法があるので、アンテナの共振周波数に応じて使い分ける必要がある。

本研究では以上のモデリング方法、解析条件の設定を用いることにより、第 3 章において同軸給電マイクロストリップアンテナの解析を行う。

第 3 章

給電回路を含むパッチアンテナの解析

本章では、前章までに検討を行った同軸給電マイクロストリップパッチアンテナの最適モデリング方法及び解析条件の設定法を用いて、3種類のマイクロストリップパッチアンテナに関する実験と解析を行う。

解析モデルにおけるアンテナへの給電方法として、図 3.1 に示すような4種類の給電モデルによる解析を行い、解析結果と実験結果を比較することにより給電回路がアンテナ特性に与える影響についての検討を行う。

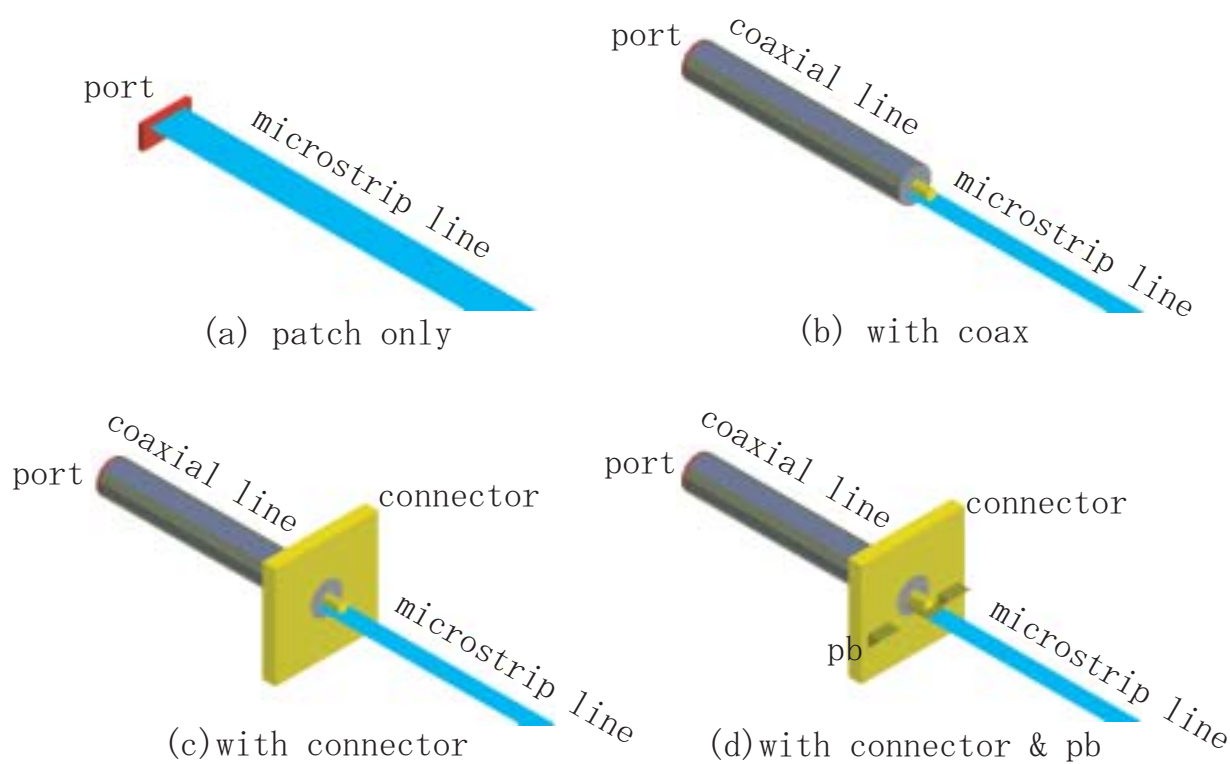


図 3.1 : feed model

図 3.1 の (a) (b) (c) (d) の給電方法は次のとおりである。(a) は、マイクロストリップ線路に直接給電した場合の解析モデルである。(b) は、マイクロストリップ線路に同軸線路で給電した場合の解析モデルである。(c) は、(b) の給電モデルにコネクタ部分を加えた解析モデルである。(d) は、(c) の給電モデルに半田部分を加えることにより、実験モデルの給電回路を完全に再現したものである。なお、半田はマイクロストリップ線路とコネクタの接続部と、グラウンド基板とコネクタの接続部に使われている。同軸線路の内導体直径は 1.16mm、誘電体直径は 4mm であり、比誘電率 $\epsilon_r=2.2$ である。また、各解析において同軸線路長は管内波長の $1/4$ 波長分の長さ設定し、比誘電率 $\epsilon_r=2.2$ で入力インピーダンスが 50 Ω になるように整合を取っている。なお、同軸線路長を変化させることによる解析結果への影響はほとんどない。

各解析における single frequency の値には単体パッチ形状から求まる共振周波数の理論値と、実験結果から得られた共振周波数の実測値に設定することにより、single frequency の違いによる解析結果への影響についての検討も行う。また、max delta S の値にはデフォルト値である 0.02 を用いている。

3.1 2GHz 帯パッチアンテナに関する解析と実験

共振周波数を 2GHz 付近にもつマイクロストリップパッチアンテナに関する実験と解析を行った。アンテナモデルを図 3.2 に示す。基板の比誘電率は $\epsilon_r=2.6$ である。パッチ部分には整合を取るためにスリットを入れ、比誘電率 $\epsilon_r=2.6$ で入力インピーダンスを 50 Ω に整合をとったマイクロストリップ線路で給電している。

実験は図 3.2 の port1 の部分にコネクタを半田付けし、コネクタに同軸線路で給電することによりリターンロスの測定を行った。

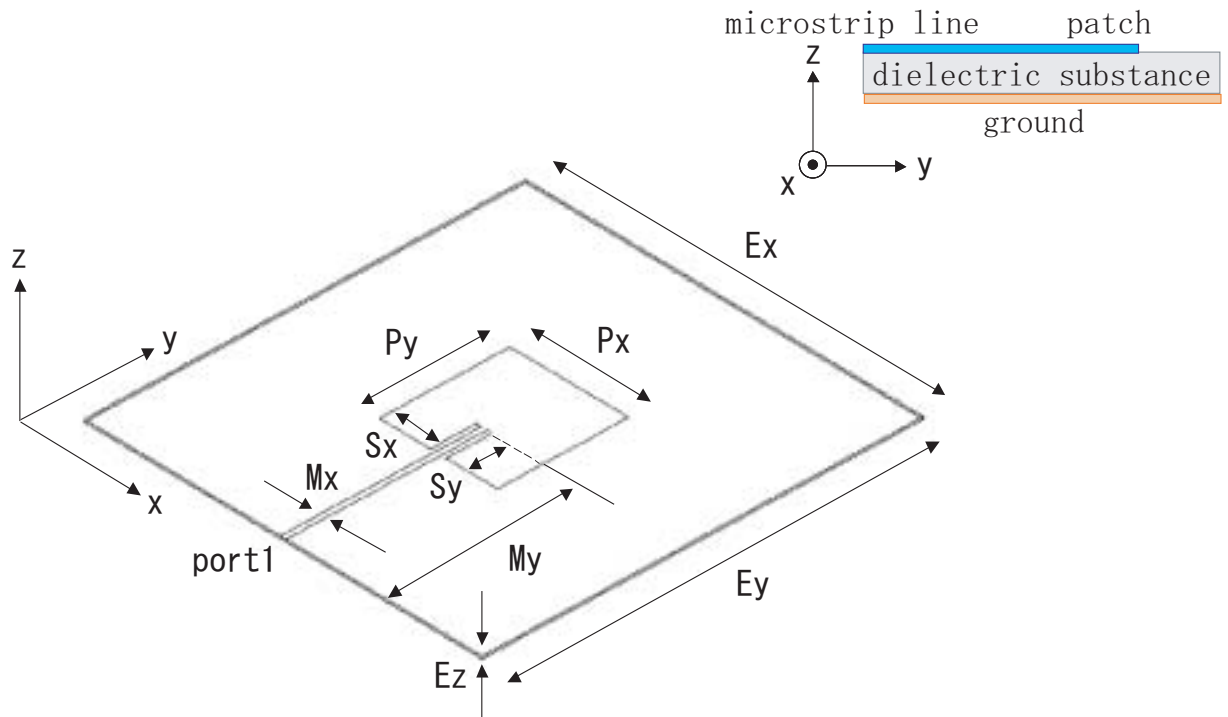


図 3.2 : patch model ($P_x=44.6$, $P_y=44.6$, $S_x=19.33$, $S_y=15.8$, $M_x=2.19$, $M_y=68.5$, $E_x=150$, $E_y=150$, $E_z=0.8$ unit:mm])

3.1.1 single frequency の値に理論値を用いての解析

single frequency の値にパッチ形状から求まる共振周波数の理論値である 2.049GHz を用いて、図 3.1 の (a) と (b) の給電モデルによる解析を行った。解析結果と実験結果のリターンロス特性を図 3.3 に示す。

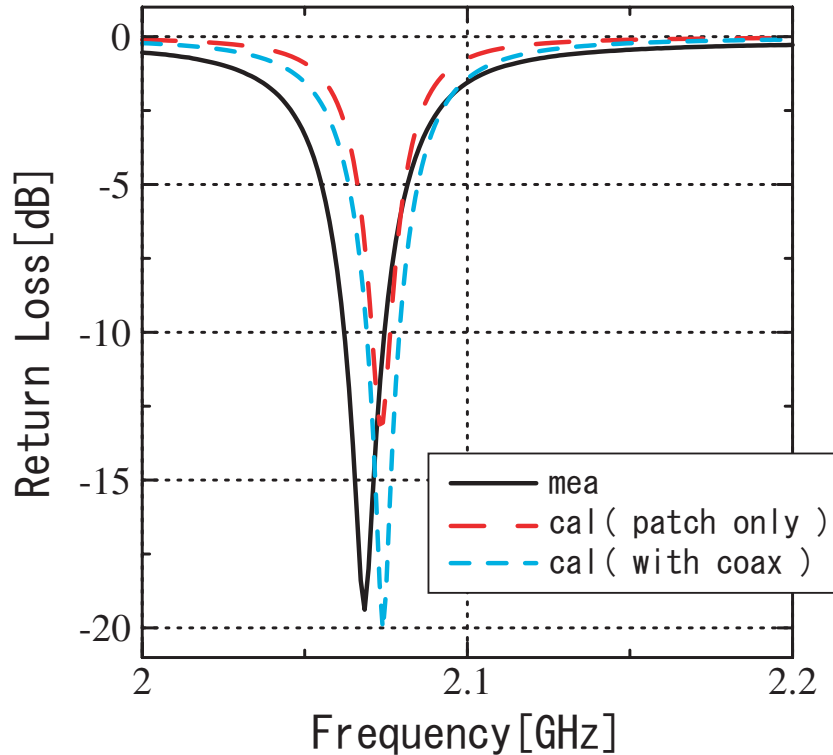


図 3.3 : Return loss

実験結果の共振周波数は 2.068GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-19.38dB であった。給電モデルとして (a) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 2.073GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-13.11dB であった。また、給電モデルとして (b) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 2.074GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-20.07dB であった。給電モデルとして (a) を用いた場合の解析結果は、共振周波数は実験結果と近い値であるが帯域に関しては実験結果と比べると狭帯域になっている。しかし、給電モデルとして (b) を用いた場合の解析においては共振周波数、帯域ともに実験結果に近い結果を得ることができた。

3.1.2 single frequency の値に実験値を用いての解析

single frequency の値に実験結果から得られた共振周波数の 2.068GHz を用いて、図 3.1 の (a) と (b) の給電モデルによる解析を行った。解析結果のリターンロス特性を図 3.4 に示す。

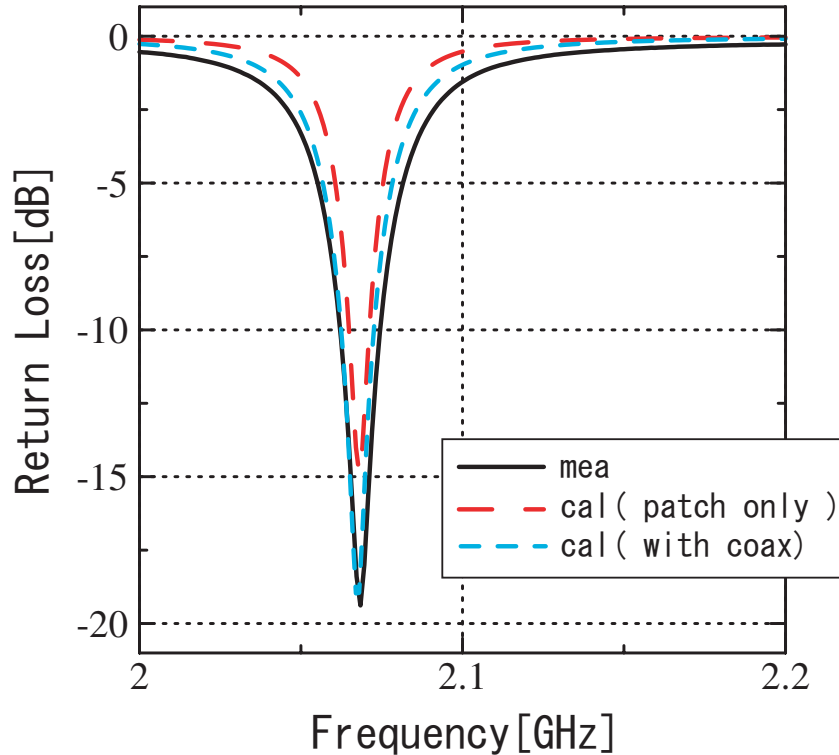


図 3.4 : Return loss

給電モデルとして (a) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 2.068GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -14.88dB であった。また、給電モデルとして (b) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 2.067GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -18.97dB であった。解析結果は、single frequency に共振周波数の理論値を用いた場合と傾向がよく似ている。しかし、single frequency に実験値から求めた共振周波数を用いた場合のほうが、若干ではあるが解析結果と実験結果がよく一致している。

以上の結果より、解析モデルに同軸線を含まない (a) の給電モデルによる解析結果よりも、解析モデルに同軸線路を含める (b) の給電モデルによる解析結果のほうが帯域を広く取ることができ、実験結果とよく一致する解析結果を得られることが分かった。また、コネクタや半田部分を解析モデルに含めずに、同軸線路だけを解析モデルに含めることにより実験結果と解析結果をよく一致させることができたので、2GHz 程度の周波数帯においてはアンテナ特性に対するコネクタや半田部分の影響は無視できる程度であることが分かった。その理由としては、本実験で用いたコネクタは一辺の長さが 12.6mm であり、2GHz 帯パッチアンテナの場合はコネクタの一辺の長さが管内波長に対しておよそ 1/10 波長分の長

さとなるために、コネクタのアンテナ特性に対する影響は無視できたものと考えられる。

このモデルにおいては single frequency の違いによる解析結果への影響は僅かにあったが、無視してもよい程度だと思われる。

3.2 10.5GHz帯パッチアレイアンテナに関する解析と実験

共振周波数を 10.5GHz 付近にもつパッチアレイアンテナに関する実験と解析を行った。アンテナモデルを図 3.5 に示す。基板の比誘電率は $\epsilon_r=4.2$ 、誘電損失は $\tan\delta = 0.025$ である。パッチアンテナへの給電方法は、比誘電率 $\epsilon_r=4.2$ で入力インピーダンスを 50 Ω に整合をとったマイクロストリップ線路で給電している。実験および解析は前節と同様の方法で行った。

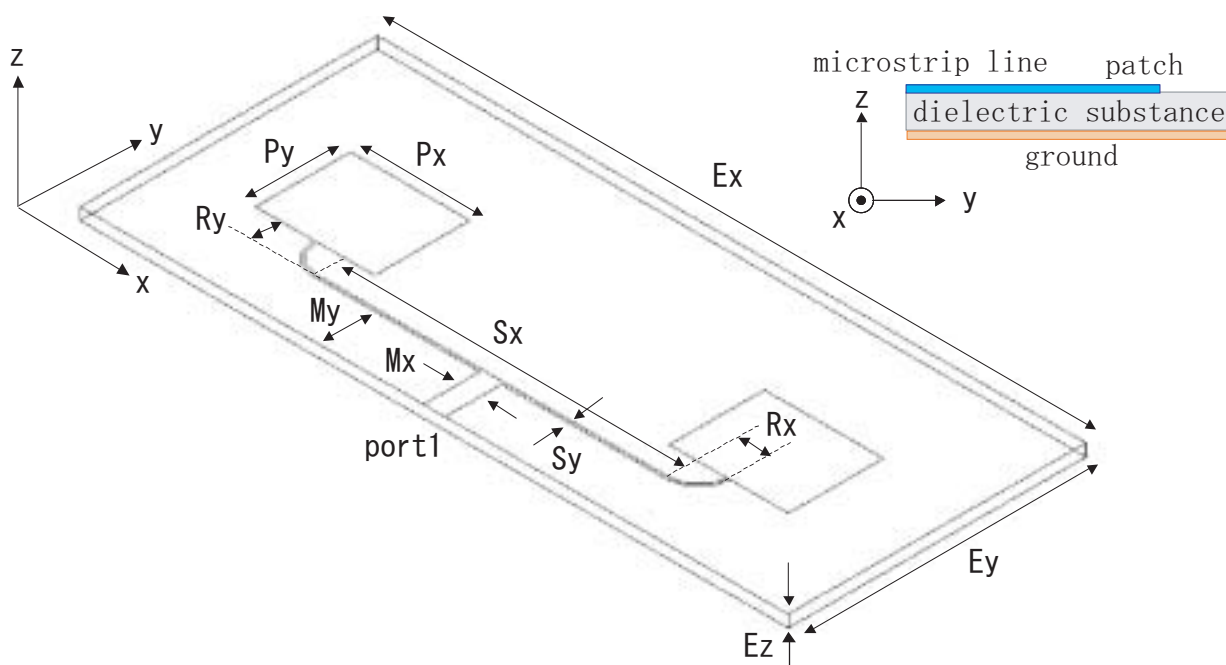


図 3.5 : patch model ($P_x=8.0$, $P_y=6.4$, $R_x=2.0$, $R_y=2.0$, $M_x=1.45$, $M_y=3.8$, $S_x=23.8$, $S_y=0.2$, $E_x=47.6$, $E_y=20.0$, $E_z=0.8$ [unit:mm])

3.2.1 single frequency の値に理論値を用いての解析

single frequency の値に単体パッチ形状から求まる共振周波数の理論値である 10.34GHz を用いて、図 3.1 の (a) と (b) の給電モデルによる解析を行った。解析結果と実験結果

のリターンロス特性を図 3.6 に示す。

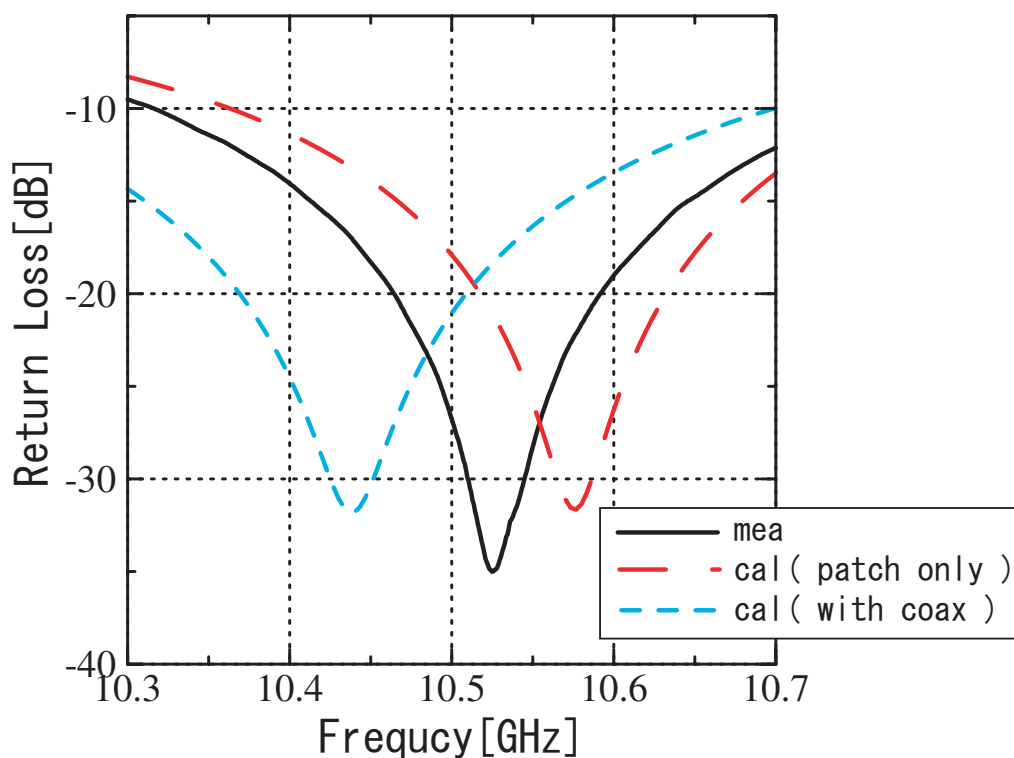


図 3.6 : Return loss

実験結果の共振周波数は 10.525GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-35.0dB であった。給電モデルとして (a) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 10.577GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-31.66dB であった。また、給電モデルとして (b) を用いた場合の解析結果の共振周波数は 10.437GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-31.80dB であった。実験結果と解析結果では共振周波数に 100MHz 程度の誤差がある。前節で検討を行った 2GHz 帯パッチアンテナの場合と違い、同軸線路を解析モデルに含むだけでは実験結果と解析結果が一致しなかった。

3.2.2 コネクタ及び半田部分によるアンテナ特性への影響

そこで給電部のコネクタ及び半田部分の影響を検討するため、給電モデルとして図 3.1 の (c) と (d) を用いた場合の解析を行った。解析結果と実験結果のリターンロス特性を

図 3.7 に示す。

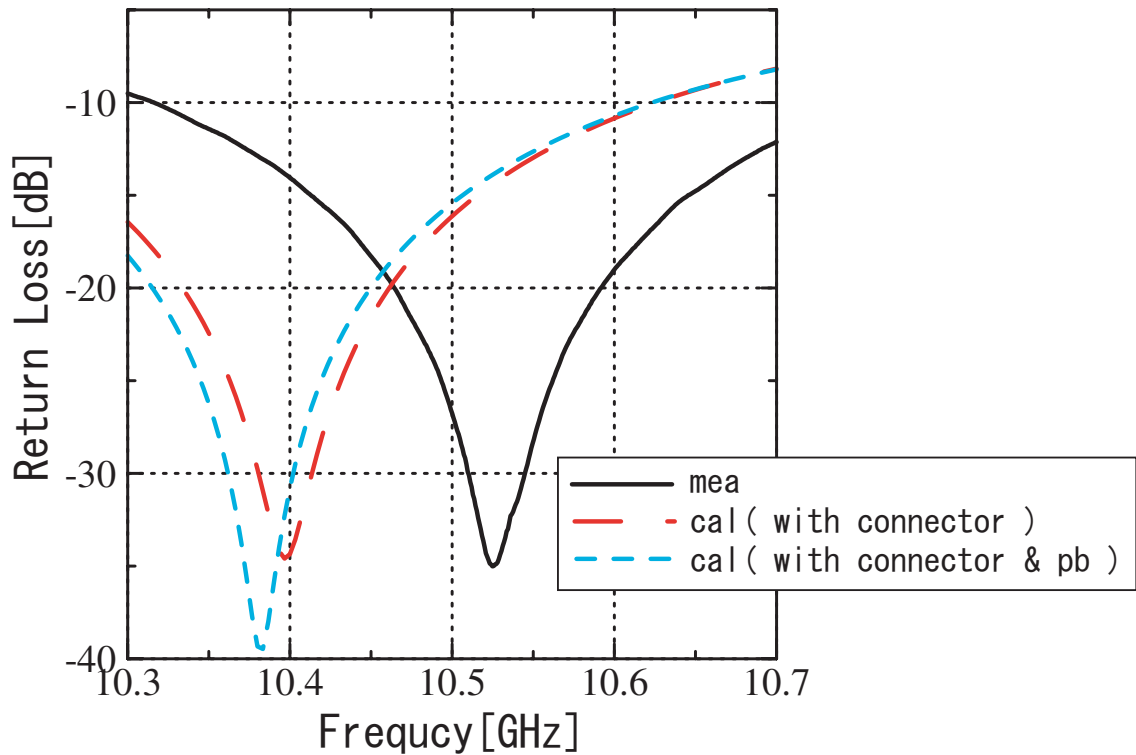


図 3.7 : Return loss

給電モデルとして(c)を用いた場合における解析結果の共振周波数は10.387GHzで、共振周波数におけるリターンロスは-34.60dBであった。また、給電モデルとして(d)を用いた場合における解析結果の共振周波数は10.383GHzで、共振周波数におけるリターンロスは-39.47dBであった。この結果より、コネクタと半田部分を解析モデルに加えた場合においても、実験結果と解析結果の共振周波数を近づけることはできなかった。

3.2.3 帯域に関する検討

本章の3.2.1、3.2.2で行った解析結果に関して、帯域についての検討を行った。実験結果及び各モデルの解析結果の-20dBにおける帯域を表3.1に示す。

表 3.1 : 実験及び各解析モデルの-20dB における帯域

モデル	帯域 [MHz]
mea	127.2
patch only (a)	116.6
with coax (b)	143.3
with connector (c)	130.0
with connector and pb (d)	136.7

表 3.1 より、-20dB における帯域に関しては給電モデルとして (a) と (b) を用いた場合の解析結果と比べて、給電モデルとして (c) と (d) を用いた場合の解析結果のほうが実験結果に近い値が得られている。特に解析モデルにコネクタ部分を加えた、(c) の給電モデルによる解析においては実験結果とほぼ一致する帯域が得られた。

3.2.4 共振周波数の誤差に関する検討

共振周波数の誤差について考察すると、この実験モデルの誘電体は比誘電率が $\epsilon_r=4.2$ と非常に高いものとなっており、このように比誘電率が高い場合は必ずしも比誘電率が $\epsilon_r=4.2$ であるとは限らず、比誘電率が $\epsilon_r=4.2$ 付近であると解釈したほうがよいと言える。よって実験で用いた基板の比誘電率には若干の誤差が含まれていると考えられるが、解析においては基板上全ての領域で比誘電率が $\epsilon_r=4.2$ で一様に設定されている。実験結果と解析結果の共振周波数の誤差は、この比誘電率の誤差による影響と考えることができる。そこで共振周波数の誤差を考慮するために、実験結果のリターンロス特性と、給電モデルとして (a) を用いた場合及び (c) を用いた場合の解析結果におけるリターンロス特性を、それぞれの共振周波数で正規化したものを図 3.8 に示す。

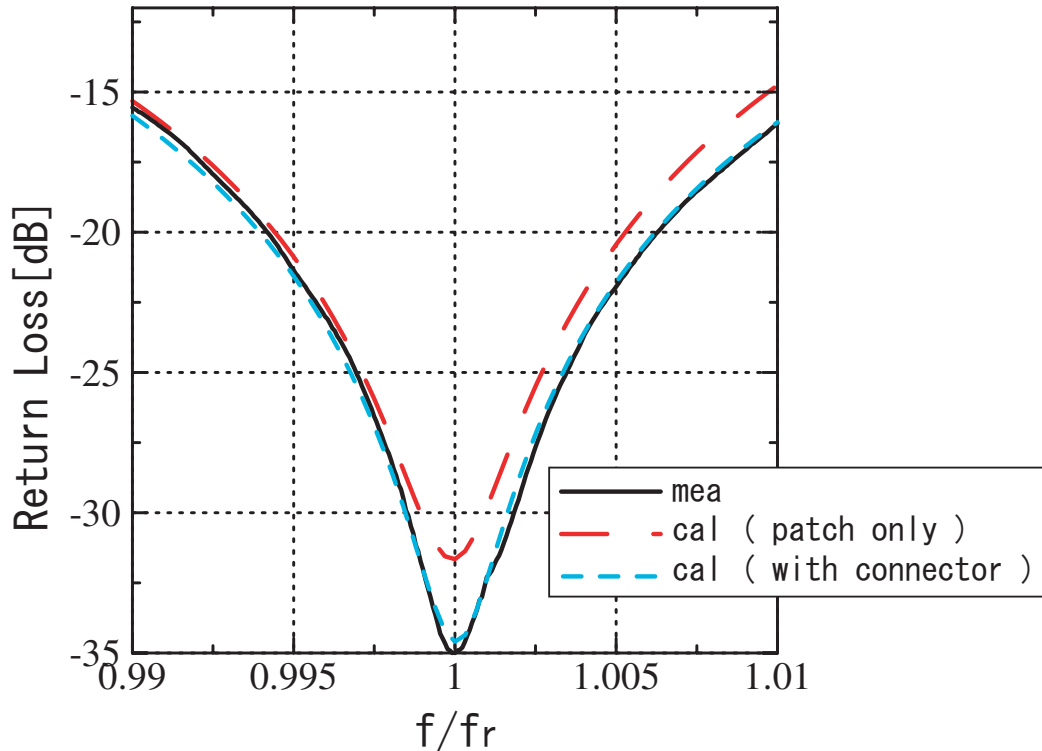


図 3.8 : Return loss (f_r =resonance frequency)

図 3.8 から分かるように、解析モデルにコネクタを加えた (c) の給電モデルによる解析結果においては帯域、傾向共に実験結果とほぼ一致していることが分かる。

以上の結果より、10.5GHz 帯パッチアンテナに関しては比誘電率の誤差を考慮すれば、解析モデルにコネクタを含めて解析を行うことにより実験結果とよく一致する解析結果が得られることが分かった。本実験で用いたコネクタは一辺の長さが 12.6mm であり、10.5GHz 帯パッチアンテナの場合はコネクタの一辺の長さが管内波長に対しておよそ $3/4$ 波長分の長さとなっており、コネクタの大きさが波長と非常に近い値となっている。そのために、コネクタがアンテナ特性に影響を及ぼしたのだと考えられる。

3.2.5 single frequency の値に実験値を用いての解析

最後に、single frequency に実験結果から得られた共振周波数の 10.525GHz を用いて、図 3.1 の (a) と (b) の給電モデルによる解析を行った。解析結果のリターンロス特性を図 3.9 に示す。

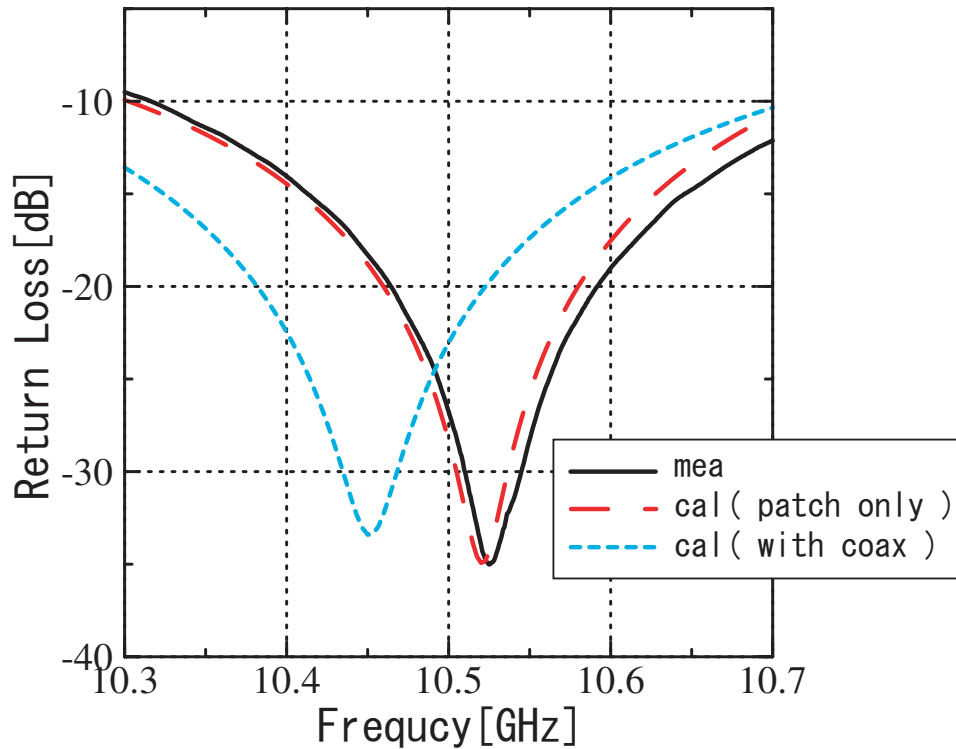


図 3.9 : Return loss

single frequency に実験結果を用いた場合の解析結果は、解析モデルに同軸線路を含まない、(a) の給電モデルによる解析結果と実験結果がほぼ一致した。しかし、帯域に関しては若干ではあるが狭帯域となっている。前節の 2GHz 帯パッチアンテナの場合と同様に、10.5GHz 帯パッチアンテナに関しても single frequency に実験結果から求めた値を用いることにより実験結果と解析結果がよく一致した。しかし、10.5GHz 帯パッチアンテナにおいては周波数や基板の比誘電率が高くなることにより、共振周波数の理論値と実験値の誤差が大きくなった。その結果、同じ解析モデルにおいても single frequency の違いにより解析結果が大きく異なるものとなった。

3.3 9.5GHz 帯型パッチアレイアンテナに関する解析と実験

共振周波数を 9.5GHz 付近にもつスルーホール型パッチアレイアンテナに関する実験と解析を行った。アンテナモデルを図 3.10 に示す。基板の比誘電率は $\epsilon_r=4.2$ 、誘電損失は $\tan\delta = 0.025$ である。パッチアンテナへの給電方法は、比誘電率 $\epsilon_r=4.2$ で入力インピーダンスを 50 Ω に整合をとったマイクロストリップ線路で給電し、スルーホールを通してアンテナに給電する形となっている。実験および解析は前節と同様の方法で行った。

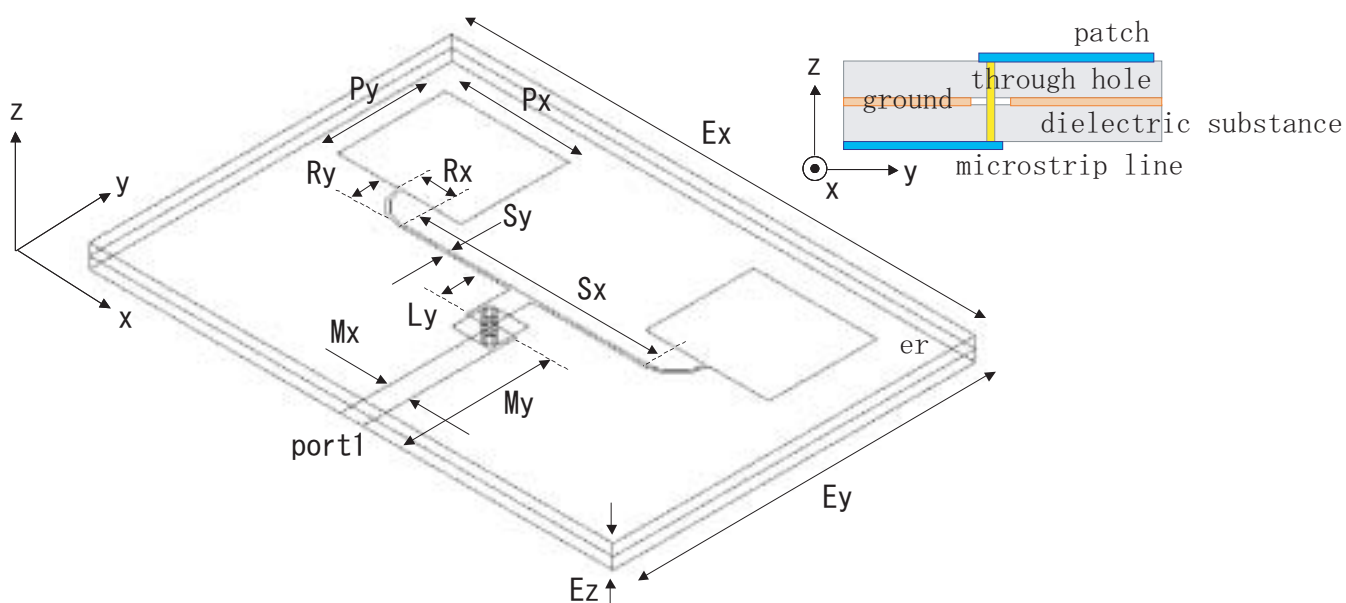


図 3.10 : patch model ($P_x=8.0$, $P_y=7.0$, $R_x=2.0$, $R_y=2.0$, $S_x=16.0$, $S_y=0.2$, $L_y=2.8$, $M_x=1.45$, $M_y=10.0$, $E_x=34.0$, $E_y=23.5$, $E_z=0.8 \times 2$ [unit:mm])

3.3.1 single frequency の値に理論値を用いての解析

single frequency の値に単体パッチ形状から求まる共振周波数の理論値である 9.53GHz を用いて、図 3.1 の (a) と (b) の給電モデルによる解析を行った。解析結果と実験結果のリターンロス特性を図 3.11 に示す。

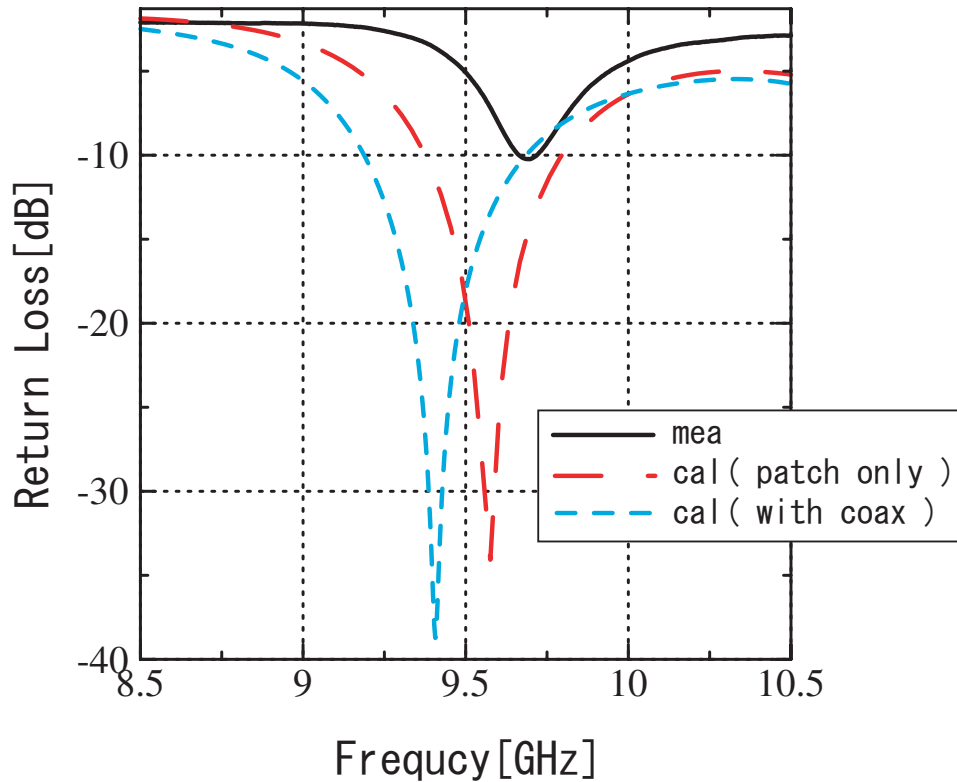


図 3.11 : Return loss

実験結果の共振周波数は 9.696GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-10.24dB である。給電モデルとして (a) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 9.58GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-34.07dB であった。また、給電モデルとして (b) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 9.41GHz で、共振周波数におけるリターンロスは-38.73dB であった。

給電モデルとして (a) を用いた場合の解析結果は共振周波数に関して実験結果とおよそ 100MHz の誤差があり、また給電モデルとして (b) を用いた場合の解析結果は共振周波数に関して実験結果とおよそ 200MHz の誤差があった。このモデルに関しても、2GHz 帯のパッチアンテナの場合と違い同軸線路を解析モデルに加えるだけでは実験結果と解析結果が一致しなかった。

3.3.2 コネクタ及び半田部分によるアンテナ特性への影響

次に給電部のコネクタ及び半田部分の影響を検討するため、給電モデルとして図 3.1 の (c) と (d) を用いた場合の解析を行った。解析結果と実験結果のリターンロス特性を図 3.12 に示す。

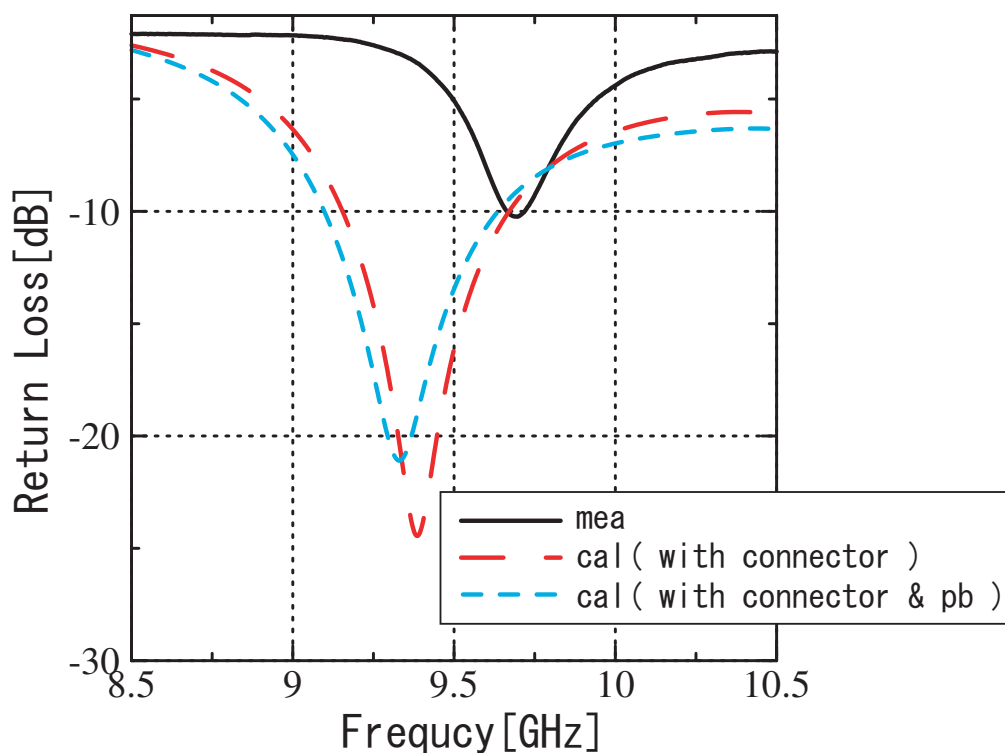


図 3.12 : Return loss

給電モデルとして (c) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 9.39GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -24.45dB であった。また、給電モデルとして (d) を用いた場合における解析結果の共振周波数は 9.33GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -21.10dB であった。図 3.12 の結果より、このモデルに関しても前節の 10.5GHz 帯パッチアンテナの場合と同様に、コネクタ部分と半田部分を解析モデルに加えた場合においても実験結果と解析結果の共振周波数を近づけることはできなかった。

本実験では、モデルを試作するにあたり2枚の誘電体基板とグラウンドを完全に張り合わせる必要がある。しかし、試作したモデルは誘電体基板とグラウンドを完全に張り合わせる事が出来ず、間に空気の層が入ってしまっていると思われる。そのため、線路の整合が取れなくなりパッチ部分に電流があまりのらなかった為に、実験結果の共振周波数におけるリターンロスがあまり得られなかったものと考えられる。よって実験結果と解析結果を比較した詳しい検討を行うことはできないが、以上の解析結果よりこのモデルに関しても10.5GHz帯パッチアレイアンテナの場合と同様に、解析モデルに同軸線路やコネクタ、半田部分を含めて解析を行うことによりそれぞれの解析で異なる解析結果が得られた。よって、実験結果と解析結果を一致させることはできなかったが、同軸線路だけでなくコネクタや半田部分などの給電部がアンテナ特性に影響を与えていることを確認することができた。

3.3.3 single frequency の値に実験値を用いての解析

最後に、single frequency に実験結果から得られた共振周波数の9.696GHzを用いて、図3.1の(a)と(b)の給電モデルによる解析を行った。解析結果のリターンロス特性を図3.13に示す。

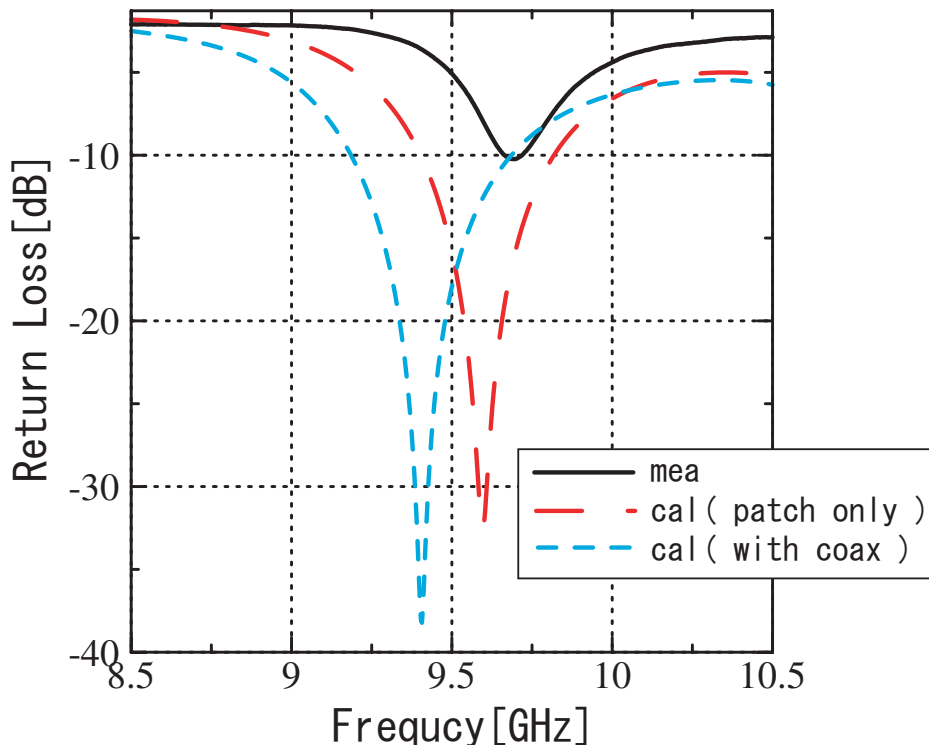


図 3.13 : Return loss

給電モデルとして (a) を用いた場合の解析結果における共振周波数は 9.41GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -38.22dB であった。また、給電モデルとして (b) を用いた場合の解析結果の共振周波数は 9.60GHz で、共振周波数におけるリターンロスは -32.64dB であった。このモデルに関しても、10.5GHz 帯パッチアレイアンテナの場合と同様に共振周波数及び基板の比誘電率が高いため、同じ解析モデルにおいても single frequency の違いにより解析結果が大きく異なるものとなった。

しかし、今まで解析を行ってきたモデルの解析結果とは異なり、single frequency に実験結果から求めた共振周波数を用いても実験結果と解析結果を一致させることができなかった。

第 4 章

結論

HFSS シミュレータによる同軸給電マイクロストリップパッチアンテナの最適モデリング方法及び各解析条件の設定法についての検討を行い、それらの解析手法を用いて 3 種類のマイクロストリップパッチアンテナに関しての実験と解析を行った。また、解析モデルに同軸線路、コネクタ、半田部分を加えた場合の解析を行うことにより、給電部がアンテナ特性に与える影響についての検討を行った。

以下にそれをまとめる。

- 2GHz 帯のマイクロストリップパッチアンテナに関しては、コネクタや半田部分を解析モデルに含める必要はなく、同軸線路を解析モデルに含めることにより実験結果とよく一致する解析結果を得ることができた。
- 10.5GHz 帯のマイクロストリップパッチアレイアンテナに関しては、比誘電率の誤差を考慮すれば、コネクタを解析モデルに含めて解析を行うことにより実験結果とよく一致する解析結果を得ることができた。
- 9.5GHz 帯のスルーホール型マイクロストリップパッチアレイアンテナに関しては、実験精度の問題から実験結果と解析結果を一致させることはできなかったが、アンテナ特性に給電部が影響を与えていることの確認をすることができた。
- 解析対象となる周波数帯が高くなると、single frequency の違いによる解析結果への影響が大きくなることが分かった。この結果より、高周波数帯におけるアンテナ解析を行う場合は、single frequency の値をできる限り共振周波数に近い値を用いて解析を行う必要があると思われる。

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 D1 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も深く感謝致します。

参考文献

- [1] 新井宏之、新アンテナ工学、総合電子出版社、1996.
- [2] David M.Pozar and Daniel H.Schaubert、Microstrip Antennas、IEEE PRESS、1995
- [3] 羽石 操、最新 平面アンテナ技術、総合技術センター、1993