

# 卒業論文

## チューナブルBPFに関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年2月28日提出

9844011 今田 康紀

## 要約

近年、移動体通信の著しい普及から、限り有る周波数資源の有効活用が求められている。すなわち隣接する周波数の通信システムからの電波干渉を低減しつつ、できるだけ帯域を近づけて利用することが望ましい。そのため、従来のフィルタでは対応しきれない可能性があり、フィルタの段数を多くし、急峻な減衰特性を得ることが必要になる。

フィルタを設計する場合は、導波管部分だけでなく同軸給電線路やコネクタなどの給電回路の影響を考慮して設計する必要がある。それゆえフィルタの解析では給電回路の影響を考慮する必要があり、そのためには導波管部分のみではなく、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。よってこのような条件のもと、フィルタ解析を行う場合、解析シミュレータには正確に導波管部分及び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、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 **an soft** 社のHFSSを採用してフィルタ解析を行った。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。また、**an soft** 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ので、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。

本研究では、導波管部分に加え同軸給電線路やコネクタ部分までをモデリングしてHFSSシミュレータで解析を行った。解析結果より、導波管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うことにより、フィルタの特性を正確に把握することができることがわかった。そして、解析から得られた情報、すなわち多段のフィルタにおいて同調に影響を及ぼすと見られる回転羽根の折り曲げや導波管長、また、結合に影響を及ぼすと見られる調整用銅板やカップリング窓の特性を把握することで、より効率的なフィルタの設計が可能となった。本論文中で、一段BPFの通過帯域幅が $-3\text{ dB}$ において $f/f_0$ は $0.025$ 、 $-30\text{ dB}$ において $0.95$ であったものが、フィルタの段数を三段とすることで、通過帯域以外はおおよそ $80\text{ dB}$ 程度の減衰がなされ、 $-3\text{ dB}$ の帯域幅は $0.01$ 、 $-30\text{ dB}$ の帯域幅は $0.05$ となった。その結果、フィルタの段数を多くすることで、低損失化と急峻な減衰特性を両立させることができるとわかった。

# 目次

## 第1章 序論

## 第2章 HFSSによる解析手法

### 2.1 HFSSについて

2.1.1 解析対象となるチューナブルBPF

2.1.2 モデリング方法について

2.1.3 解析条件の設定について

### 2.2 解析結果と実験結果の比較

2.2.1 回転羽根による特性の変化

2.2.2 結合板の違いによる特性の変化

## 第3章 多段チューナブルBPFに関する解析及び実験

### 3.1 二段BPFの解析結果

3.1.1 解析結果と実験結果との比較

3.1.2 個々の箇所が与える影響について

### 3.2 三段BPFの解析結果

3.2.1 個々の箇所が与える影響について

3.2.2 生じる誤差についての検討と補正法

### 3.3 四段BPFの解析結果

3.3.1 個々の箇所が与える影響について

3.3.2 N段における補正法について

## 第4章 結論

謝辞

参考文献

# 第1章

## 序論

近年、移動体通信の著しい普及から、周波数資源の有効活用が求められている。すなわち隣接する周波数の通信システムからの電波干渉を低減しつつ、できるだけ帯域を近づけて利用することが望ましい。そのためにはフィルタの段数を多くし、急峻な減衰特性を得ること、また周波数帯域がチューナブルであることが必要である。

チューナブルフィルタの例のひとつとして半同軸共振器を用いたものがある。半同軸共振器は図 1.1 に示すように先端短絡の同軸線路が円筒形の容器に収められており、短絡側にはネジが設置されている。短絡された同軸線路とネジとの間の対向部分には電界が生じており、そのために容量  $C$  が生じる。半同軸共振器はネジを前後させることにより対向距離を変化させ、容量を可変としたものであり、同調周波数の微調整を可能としている。そのため、この共振器を用いた BPF は低損失を実現できる。BPF の等価回路を図 1.2 に示す。図 1.2 より、 $C$  が可変であることのみならず  $L$  も可変とすることにより、チューナブルな BPF の製作が可能となることがわかる。

また、導波管のフィルタについていくつかの例を以下に示す。導波管フィルタは、形状こそ大型になるが低損失で同調ねじなどによる調整が容易なことから、損失を嫌うマイクロ波装置に広く用いられている。図 1.3 に最も基本的な導波管低域通過フィルタであるコルゲート形フィルタの構造を示す。しかし、導波管中を伝搬する電磁波は、斜めに進む平面波の合成であることを考えたとき、横方向に波が立つ高い周波数に対してこれは無力である。したがって、このような高次のモードが伝搬する高い周波数においては通過帯域が生じてしまう。通常、導波管低域フィルタは回路から発生する高調波などを阻止するために使用されるので、高次モードに対しても阻止能力を持つフィルタが望まれる。このため、図 1.4 のワッフル・アイアン形フィルタが考案された。これは横方向にも切れ目を入れることにより、高次モードの伝搬を阻止したものである。この例は横方向にも広がりを持つ導波管回路の特質を端的に示している。図 1.5 に高域フィルタの例を示す。導波管にはもともと横方向の寸法で決まるカットオフ周波数があり、高域通過特性を持っている。したがって、図 1.5 のように導波管の横幅を狭くしてカットオフ周波数を上げることにより、理想的な高域フィルタが得られる。なお、この前後とは特性インピーダンスが異なるので、緩やかに幅を変化させたテーパ導波管により整合がとられている。次に導波管帯域フィルタでは、図 1.6 のような誘導性絞りにより仕切った、二分の一波長に近い長さの共振器を多段に接続したものがよく用いられる。さらに図のように共振器にビスをたてることにより、

中心周波数や伝送特性を調整できるようにすることが多くある。

ここまで説明してきたような従来のフィルタの設計にあたっては、カットアンドトライ手法が用いられてきたが、正確性・信頼性の高い解析を行うことにより、効率の良い設計が可能となると考えられる。フィルタを設計する場合は、導波管部分だけでなく同軸給電線路やコネクタなどの給電回路の影響を考慮して設計する必要がある。それゆえフィルタの解析では給電回路の影響を考慮する必要があり、そのためには導波管部分のみではなく、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。よってこのような条件のもと、フィルタ解析を行う場合、解析シミュレータには正確に導波管部分及び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、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 **an soft** 社の HFSS を採用してフィルタ解析を行った。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、導波管部分に加え同軸給電線路やコネクタ部分までをモデリングして HFSS シミュレータで解析を行う。

本研究では次章で紹介する BPF 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。目的としてはフィルタ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及び実験を行い、結果を比較することにより解析の有効性を確認する。そして、解析から特性をより正確に把握し、それを基に設計を行い、フィルタの段数を多くすることで、低損失化と急峻な減衰特性を両立させることである。

本論文の構成を示す。第2章で HFSS シミュレータによるチューナブル BPF に関する最適なモデリング方法と解析条件の設定方法についての説明を行い、また、一段の BPF の解析結果と実験結果の比較を示す。第3章では多段 BPF モデルにおける解析を行い、実験結果との比較や、個々の箇所が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。

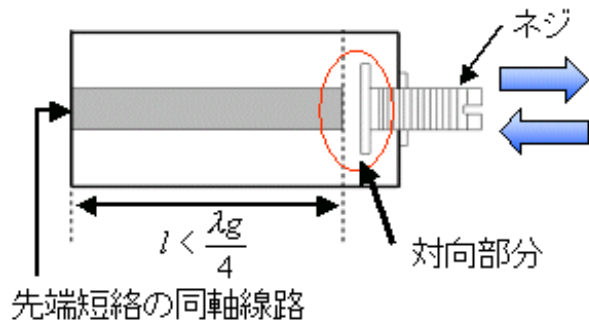


図 1.1 半同軸共振器[5]

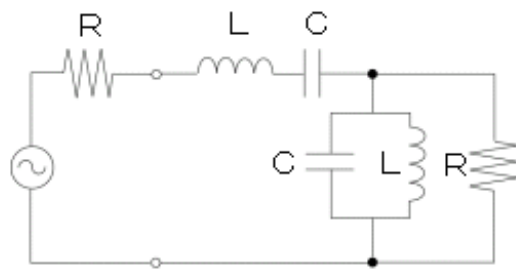


図 1.2 半同軸フィルタの等価回路図[5]

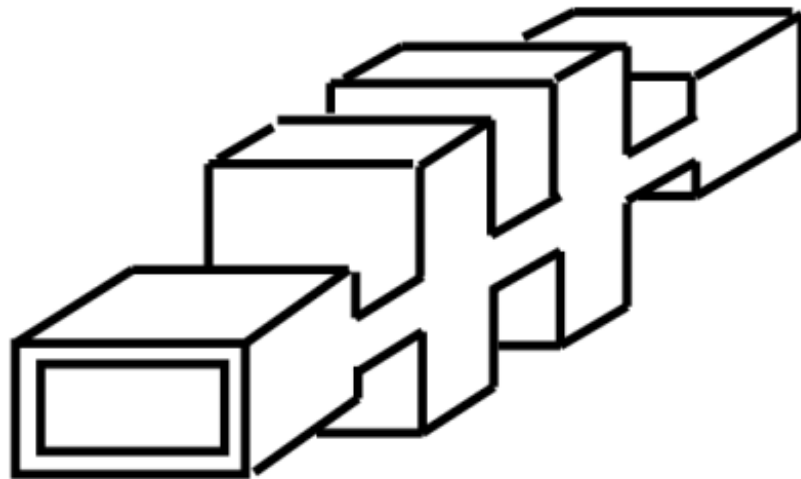


図 1.3 コルゲート形フィルタ[5]

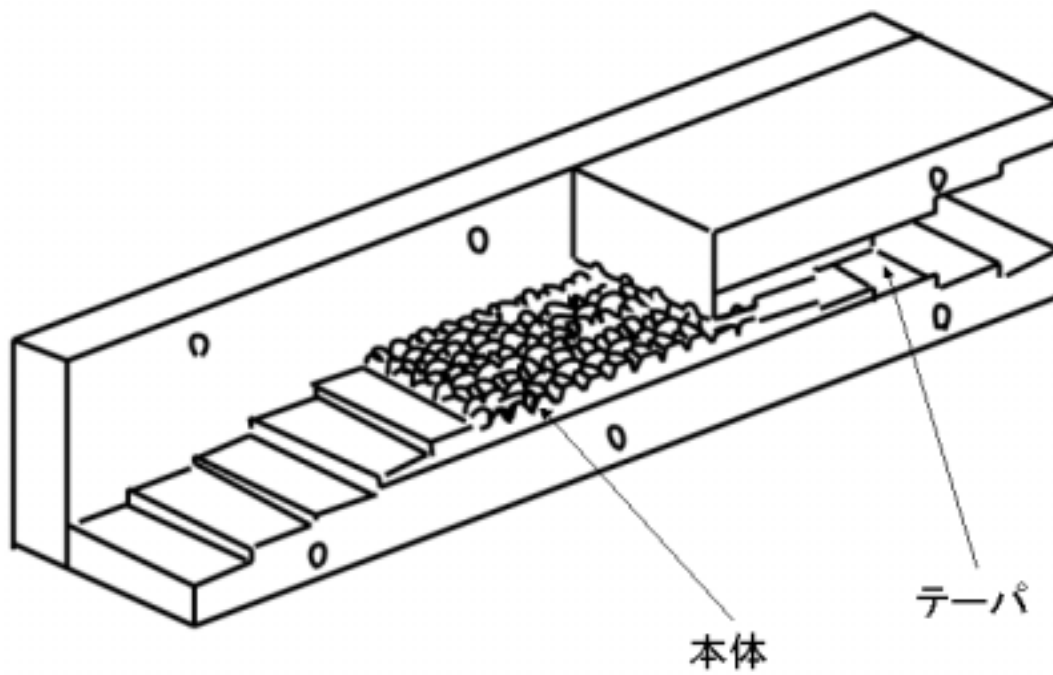


図 1.4 ワッフル・アイアン形フィルタ [5]

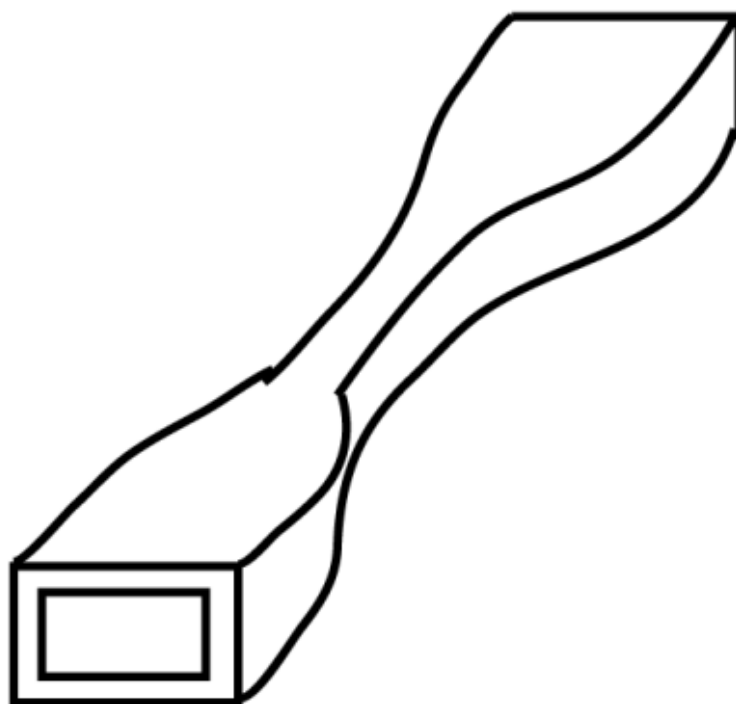


図 1.5 導波管高域フィルタ [5]

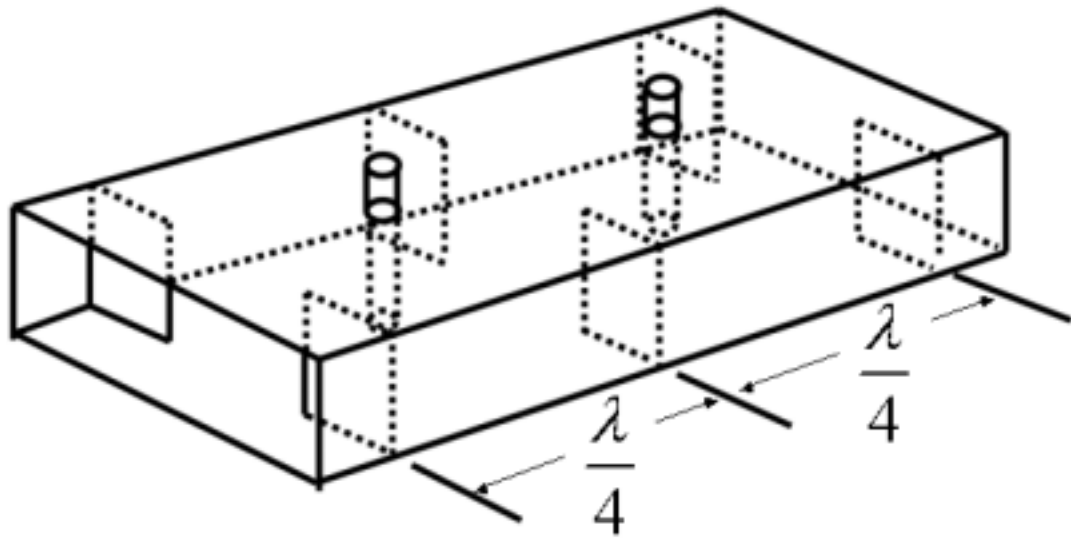


図 1.6 導波管帯域フィルタ[5]



## 第2章

# H F S Sによる解析手法

### 2. 1 H F S Sについて

本研究では解析ソフトとして **ansoft** 社の H F S S を用いて解析を行う。H F S S 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の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、分別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。

H F S S 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、**ansoft** 社独自の A L P S 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、指定した周波数解析結果だけで、周波数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 C A D インターフェースで作成し、次に材料物性値及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、本研究の解析対象を H F S S で解析する場合におけるモデリング方法と解析条件に関するについて述べる。

## ○ 有限要素法

近年、実験・解析が困難な問題を扱うことのできる新しい手法が要望されるようになり、これに応じて現れたのが、有限要素法である。有限要素法は数値解析の一種であるが、原理的にはどのような形状のものでも扱えること、3次元解析、弾塑性解析などが容易であること、さらに粘弾性解析、クリープ解析、疲労解析など従来の手法ではほとんど扱えなかった問題についても応用が可能であることなど、多くの魅力ある特色を持ち、すでに工学の分野で欠くことのできない手法となっている。

有限要素法は、その性格上コンピュータの使用は不可欠であり、今日の発達の背景として、コンピュータの大型化・高速化は重要な因子であった。有限要素法の基礎的概念は、構造力学の分野では古くからあったが、当時は、膨大な量の計算を処理する方法が無かったため、概念的なものでしかなかった。それがコンピュータの進歩に伴って、実現可能な解析法としての意義をもつようになったのである。

有限要素法の原理は差分法と対比させるとわかりやすい。差分法は図 2.1 に示すように、物体における支配方程式を、領域D内に定めた各点（格子点）で差分表示することにより解く方法である。差分法においては、支配方程式における未知関数  $f(x, y)$  の微分  $\partial f / \partial x$ 、 $\partial f / \partial y$  等を

$$\frac{\partial f}{\partial x} \approx \frac{f(x + \Delta x, y) - f(x, y)}{\Delta x}, \quad \frac{\partial f}{\partial y} \approx \frac{f(x, y + \Delta y) - f(x, y)}{\Delta y}$$

のように差分表示して、支配方程式を書き替える。この書き替えた差分式を用いて、 $f(x, y)$  の値が与えられている境界C上の格子点より順次、内部の格子点の  $f(x, y)$  の値を定めていく。

有限要素法は図 2.2 に示すように、変形に対し無限の自由度をもつ物体を有限の自由度を持つ要素（有限要素）の集合体として近似し、この集合体に対して成立する方程式を解く方法である。言い換えれば、前者は物理的に厳密な支配方程式に差分という数学的近似を行って解を求める方法であり、後者は、物理的に厳密な支配方程式を有限要素という概念により近似的な方程式に置き換えて数学的に厳密に解く方法である。したがって、これら2つの方法は互いに相反的であると考えられる。また、有限要素法は、数学的には偏微分方程式の偏分法に基づく解析手法を基礎としており、偏微分方程式で記述される現象、たとえば、流体、熱伝導、電磁気などに対しても適用できる。

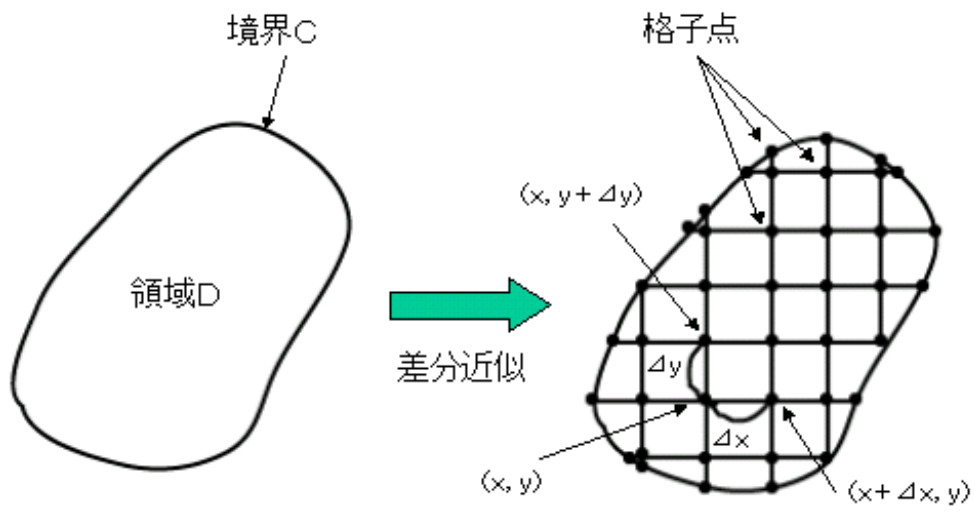


図 2.1 差分法（2次元の場合）[4]

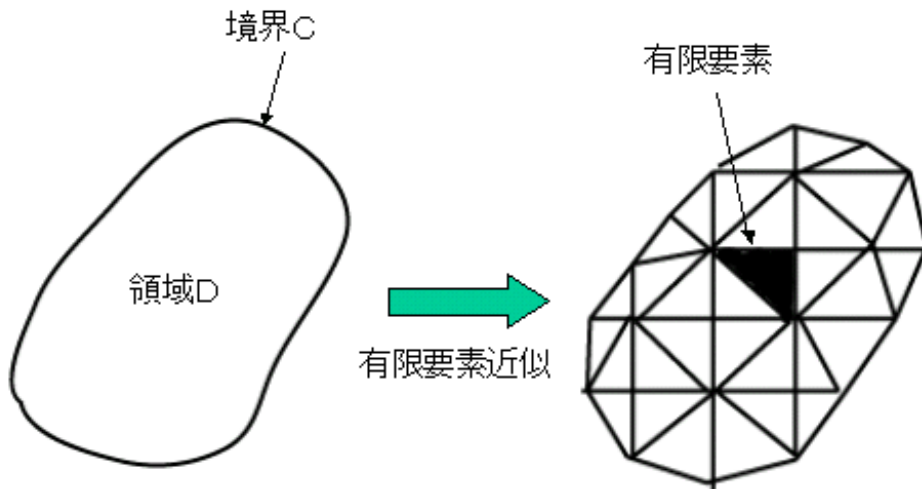


図 2.2 有限要素法（2次元の場合）[4]

### 2. 1. 1 解析対象となるチューナブルBPF

本研究での解析対象となるチューナブルBPFの形状を図2.3～2.5に示す。図に示されるように、四角い外枠の中に入出力コネクタ、回転軸、固定羽根、回転羽根等が設置されており、各々の構成は次のようになっている。給電方法には同軸給電を用いており、通過帯域は回転軸に接合された回転羽根を回転させることによりバリコンの容量を変化させ、 $f/f_0$ はおおよそ2.0～4.0の間で調節可能である。

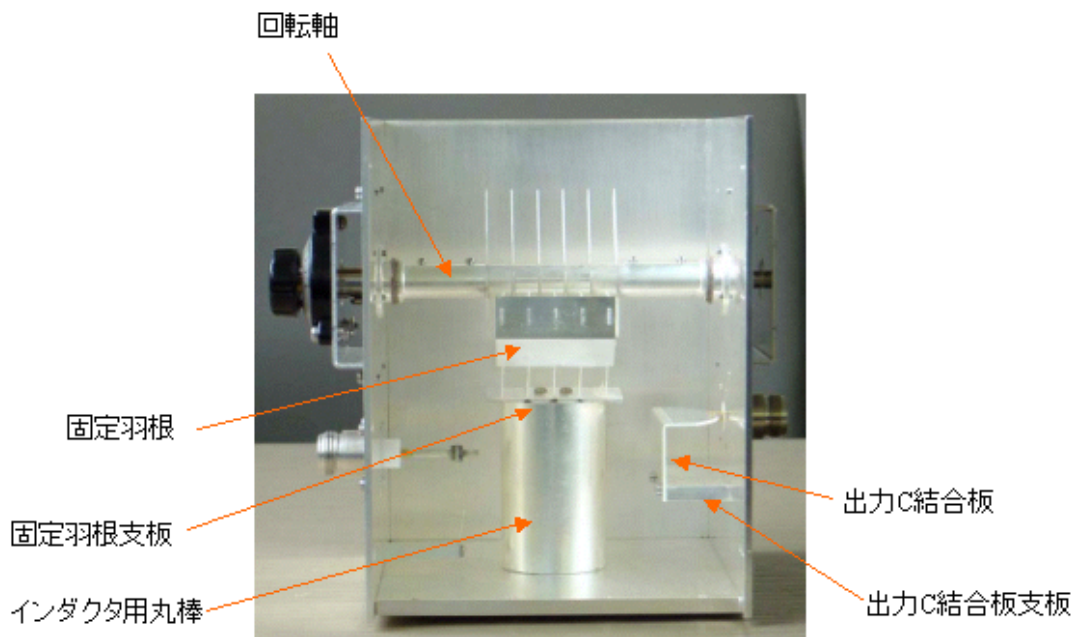


図 2.3 チューナブルBPF (側面)

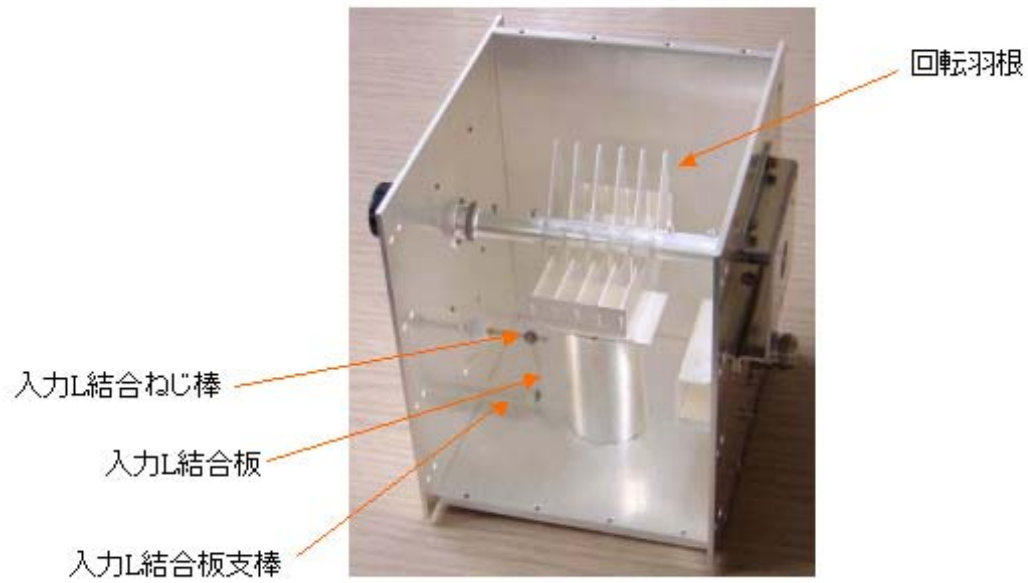


図 2.4 チューナブルBPF (内部、L結合板側)

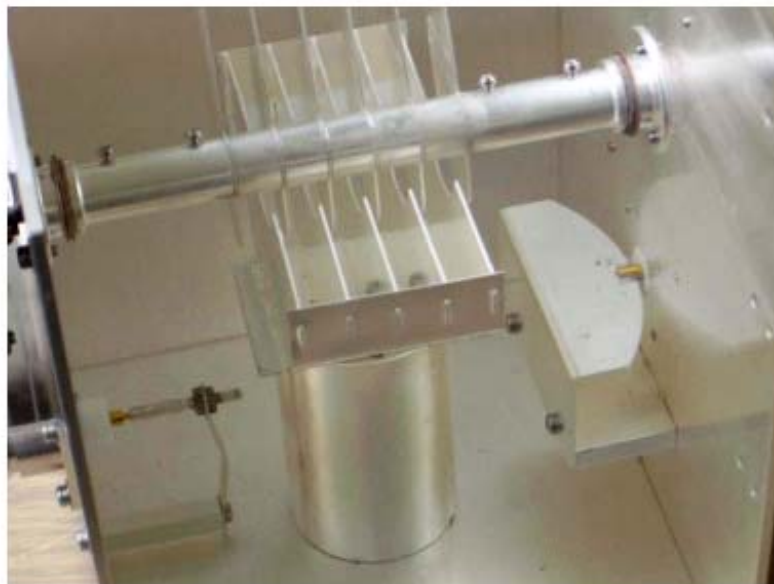


図 2.5 チューナブルBPF (内部、C結合板側)

## 2. 1. 2 モデリング方法について

本研究で解析対象としたチューナブルBPFは、バリコン固定羽根、回転羽根、回転軸、外枠、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。

同軸線路の外導体をモデリングする方法を説明する。この部分は、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。同軸線路の実験モデルと解析モデルを図 2.6 に示す。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。

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、外導体部分に対しての過剰なメッシュ分割を行い、逆に特性を知りたい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、それに伴い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、更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、精度の良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 **an soft** 社から報告されている。

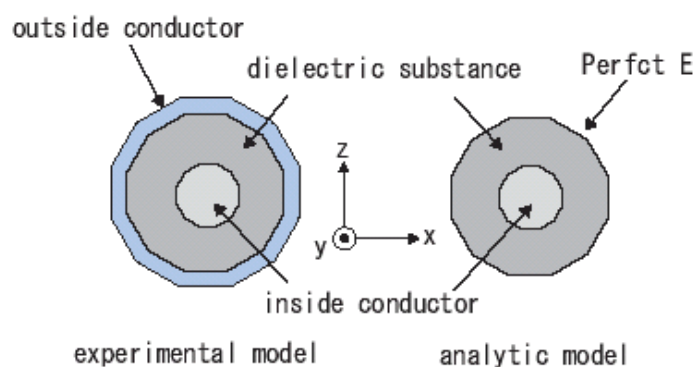


図 2.6 同軸線路のモデリング[3]

## ○ その他の部分のモデリング

ある程度の厚みのある部分、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。図 2.7 に同軸線路へ給電する場合の解析モデルを示す。

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。

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。



図 2.7 ポートの設定

### 2. 1. 3 解析条件の設定について

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。

#### ○ 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。

**pass** を増やす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の値に収束する傾向にあることが分かっている。



## ○ 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  $1 \text{ cm}^3$  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。

また、**s11** が共振周波数付近のみで急峻な動きをとるような場合、**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 **delta S** が収束してしまう恐れがある。よってそのような解析を行う場合は **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。

H F S S 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、低周波数帯に適した方法と高周波数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、チューナブル BPF の解析を行う。

## 2. 2 解析結果と実験結果の比較

上記に述べたモデリング法、解析条件の設定に基づき解析を行った。そのモデルを図 2.8 に示す。このとき、**Single frequency** には実験値に近い値を用い、**max delta S** を **0.02** とした。実験については試作機を用い、ネットワークアナライザによる測定を行った。以下にそれらの詳細及び比較を示す。

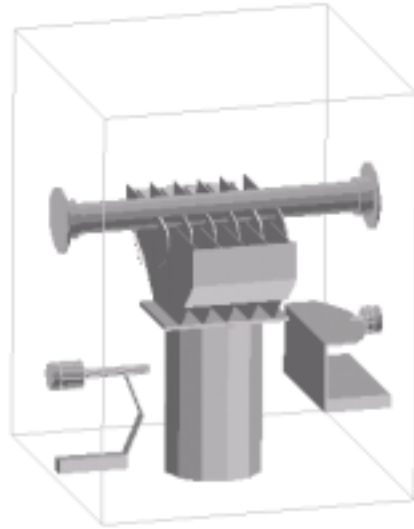
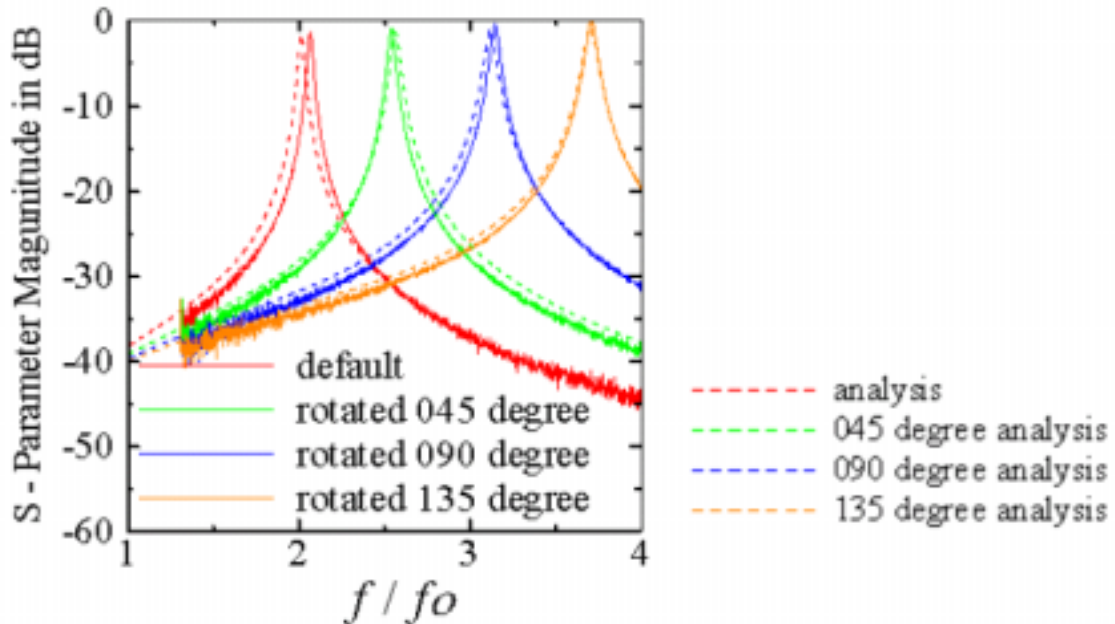


図 2.8 一段B P Fの解析モデル

## 2. 2. 1 回転羽根による特性の変化

回転羽根を回転させることにより共振周波数の調節を行った。回転羽根の水平状態のときを0度としたとき、このBPFは0度から135度の範囲で調節可能である。0度、45度、90度、135度と回転を加え、解析及び実験を行った。その結果を図2.9に示す。実線は実験値を表し、点線は解析値を表す。図より、調節可能な周波数領域はおよそ2.0～3.8であることがわかる。解析と実験で共振周波数に多少のズレが見られるが、実験を行うにあたっての回転角度の調整精度があまり良くなかったことが考えられる。この誤差は **single frequency** に実験値で得た共振周波数を用いることで多少、抑制することができる。また個々の周波数における特性の比較を図2.10～2.13に示す。点線で解析結果が、また実線で実験結果が表されている。図より解析と実験により得られた特性とは、ほぼ一致しているとみられる。



実線: 実験値      破線: 解析値

図 2.9 一段における回転による特性の変化

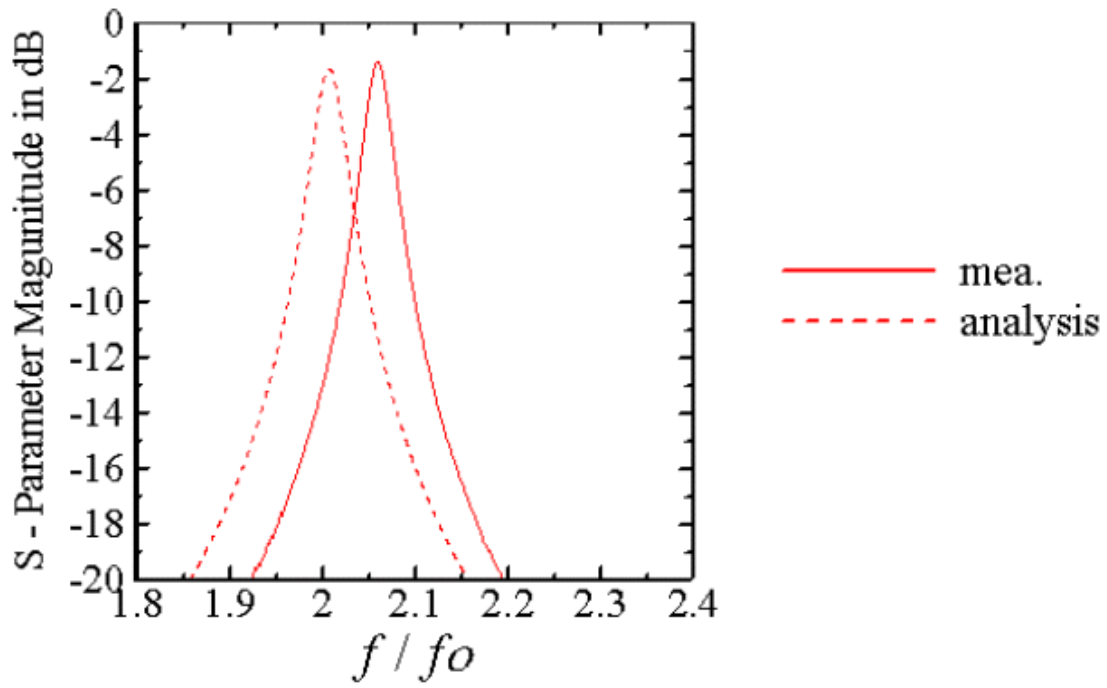


図 2.10 一段における特性 (0度)

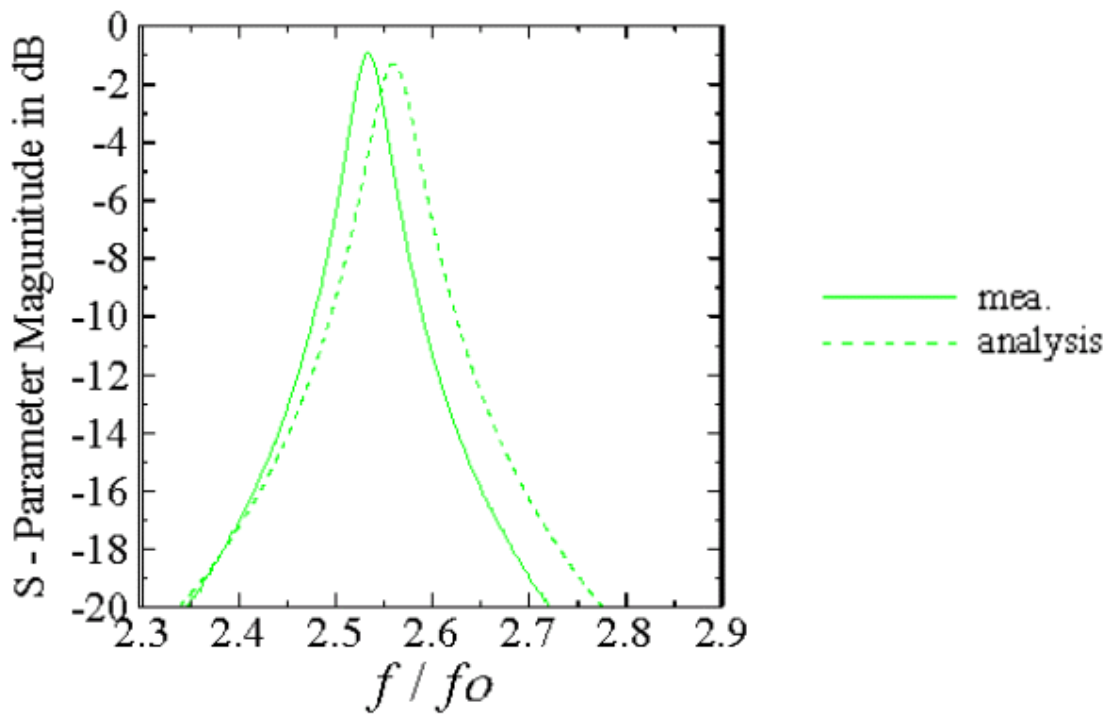


図 2.11 一段における特性 (45度)

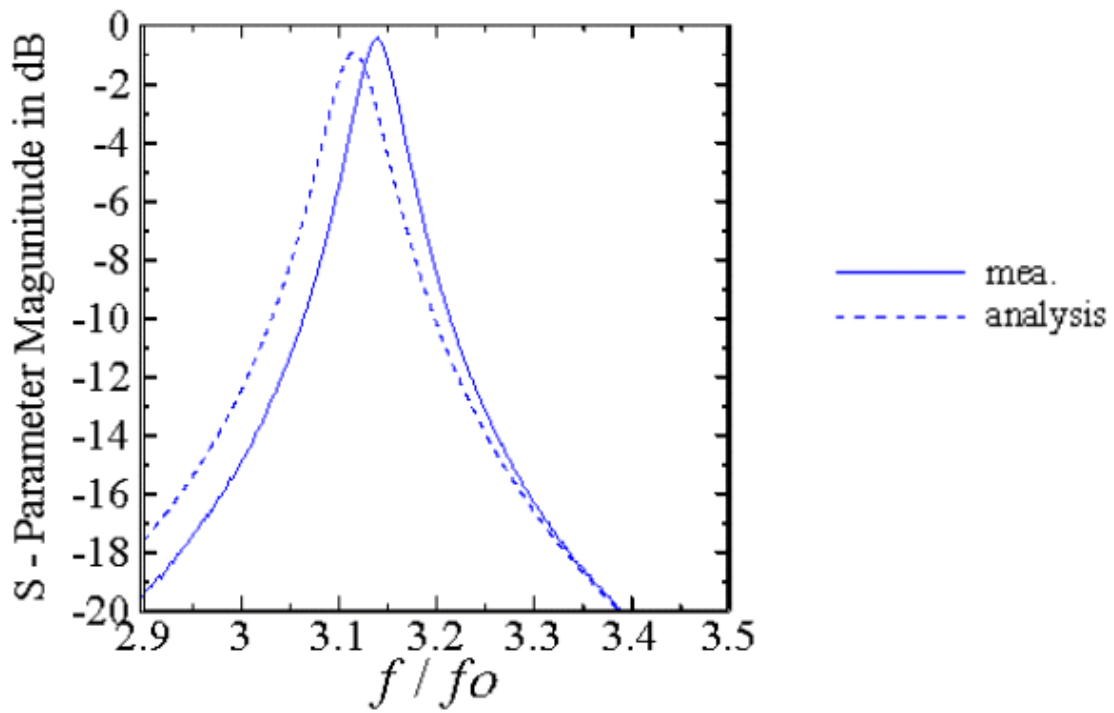


図 2.12 一段における特性 (90度)

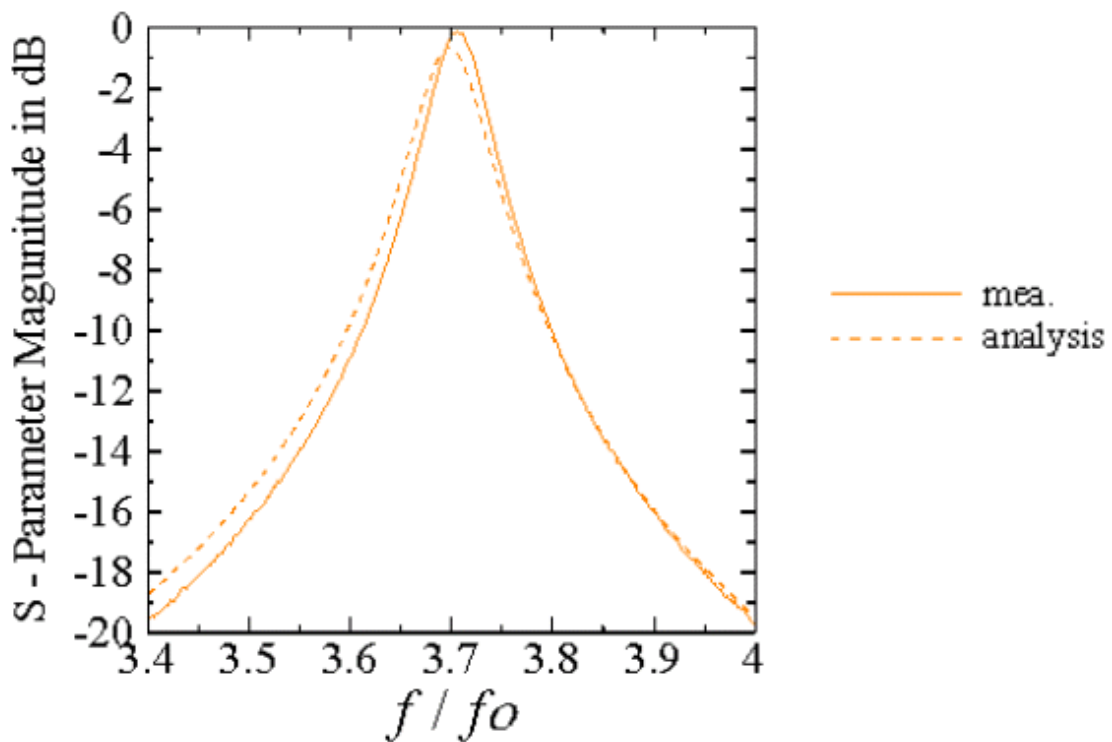
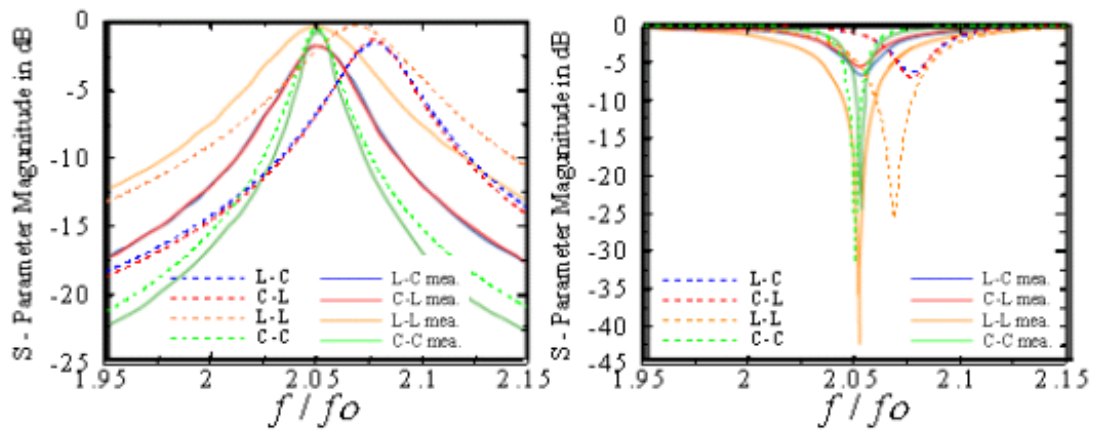


図 2.13 一段における特性 (135度)

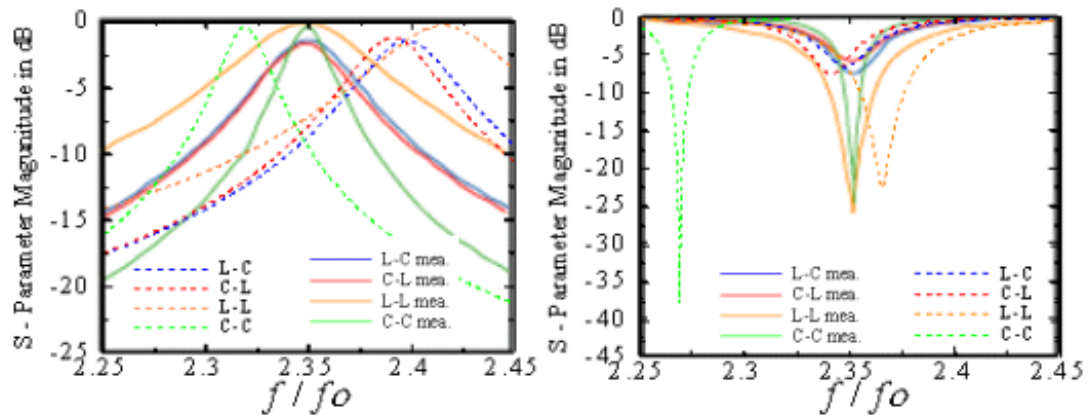
## 2. 2. 2 結合板の違いによる特性の変化

入出力コネクタの形状としてL結合とC結合の二通りの結合を用いている。初期状態では入力側にL結合、出力側にC結合を用いているが、その組み合わせかたによる特性への影響を調べるために解析を行った。結果を図 2.14~2.17 に示す。実線は実験結果、点線は解析結果を表している。この結果、L-C結合、C-L結合では同様の特性を示しており、結合の組み合わせによりカップリングの強度が変わっていることがわかる。



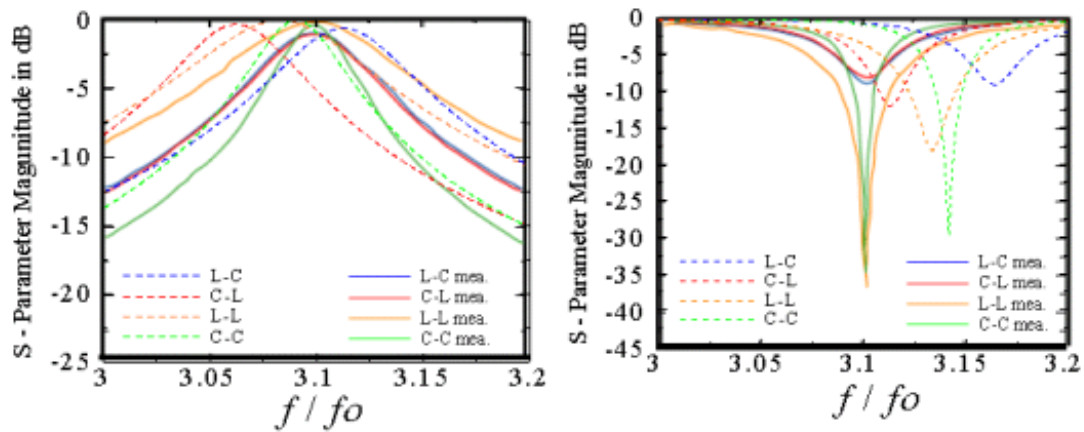
実線: 実験値 破線: 解析値

図 2.14 一段における結合種類別特性 (0度)



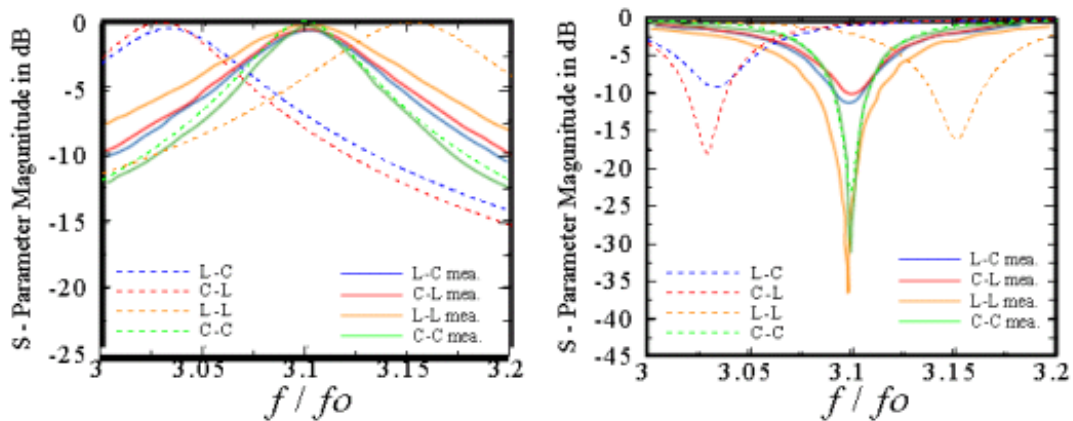
実線: 実験値 破線: 解析値

図 2.15 一段における結合種類別特性 (45度)



実線: 実験値 破線: 解析値

図 2.16 一段における結合種別別特性 (90度)



実線: 実験値 破線: 解析値

図 2.17 一段における結合種別別特性 (135度)

## 第3章

# 多段チューナブルBPFに関する解析及び実験

### 3.1 二段BPFの解析結果

前章では一段のBPFを扱ったが、この節ではそれを二つ連結し、連結した部分にカップリング窓を設置した二段BPFを取り扱う。解析モデルを図3.1に示す。一段と同様に解析及び実験を行った。その結果を次に示す。

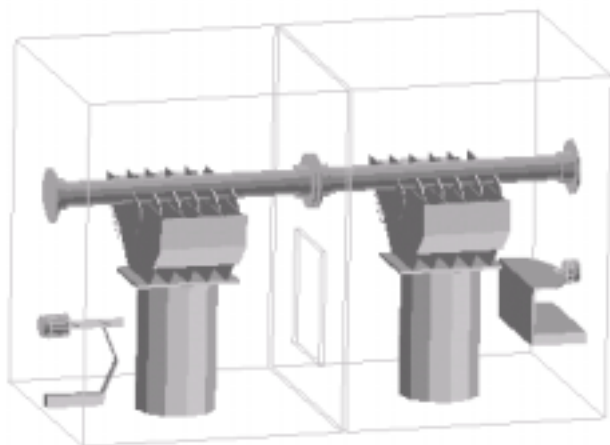


図 3.1 二段BPFの解析モデル

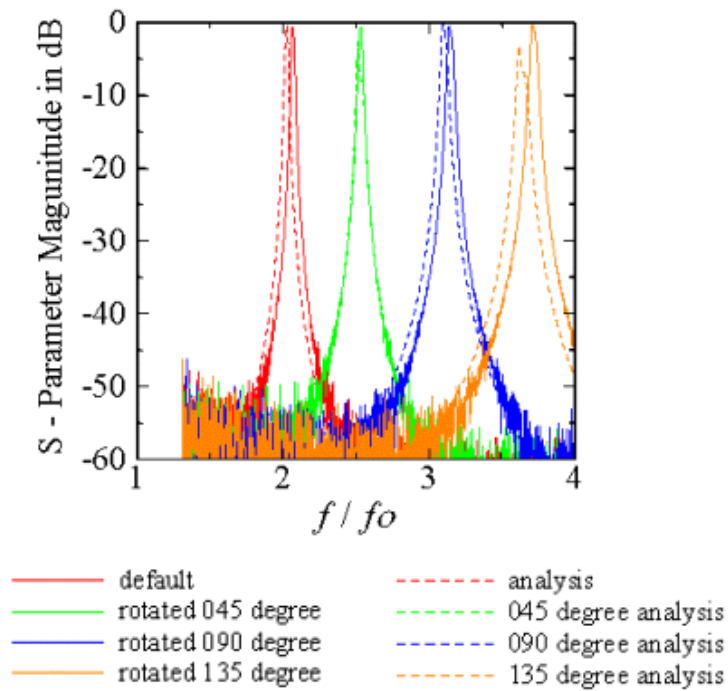


### 3. 1. 1 解析結果と実験結果との比較

モデリング法及び解析条件の設定については一段のときと同様の手法で行った。このとき、**Single frequency** は一段と同様に設定し、**max delta S** を 0.02 とした。実験については試作機を用い、ネットワークアナライザによる測定を行った。以下にそれらの詳細及び比較を示す。

まず、回転羽根を回転させることにより共振周波数の調節を行った。回転羽根の水平状態のときを 0 度とし、45 度、90 度、135 度と回転を加えた。解析の結果を図 3.2 に示す。実線が実験値を表し、点線が解析値を表す。図より、調節可能な周波数領域は 2.0 ~ 3.8 であることがわかる。解析と実験で共振周波数に多少のズレが見られるが、実験を行うにあたっての回転角度の調整精度があまり良くなかったことが考えられる。この誤差は **single frequency** に実験値で得た共振周波数を用いることで多少、抑制することができる。また個々の周波数においての特性を図 3.3~3.6 に示す。一段の結果と比較し、調節可能帯域に大きな変化は無く、共振周波数以外がよりよく減衰されていることがわかった。

結合板の組み合わせについての解析も行い、その結果を図 3.7~3.10 に示した。個々の組み合わせで共振周波数に多少のズレが見られるが、**single frequency** の調整により多少、抑制することができる。図から一段のときと違い、回転角度によりカップリングの強度にばらつきがあることがわかる。C-C 結合では同調が取れておらず、通過帯域が二つに分離している。このことは L-C 結合、C-L 結合においても一部見られる。また、実験から L-L 結合では回転による通過帯域の変化が他と比べあまり見られないことが報告されている。



実線: 実験値      破線: 解析値

図 3.2 二段BPFにおける回転による特性の変化

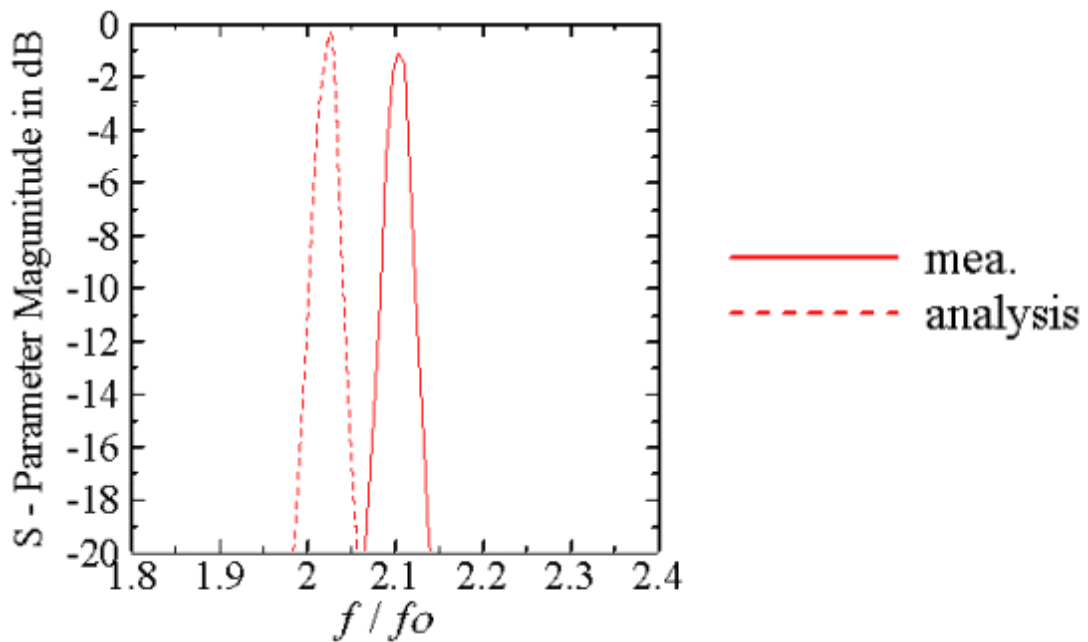


図 3.3 二段における特性 (0度)

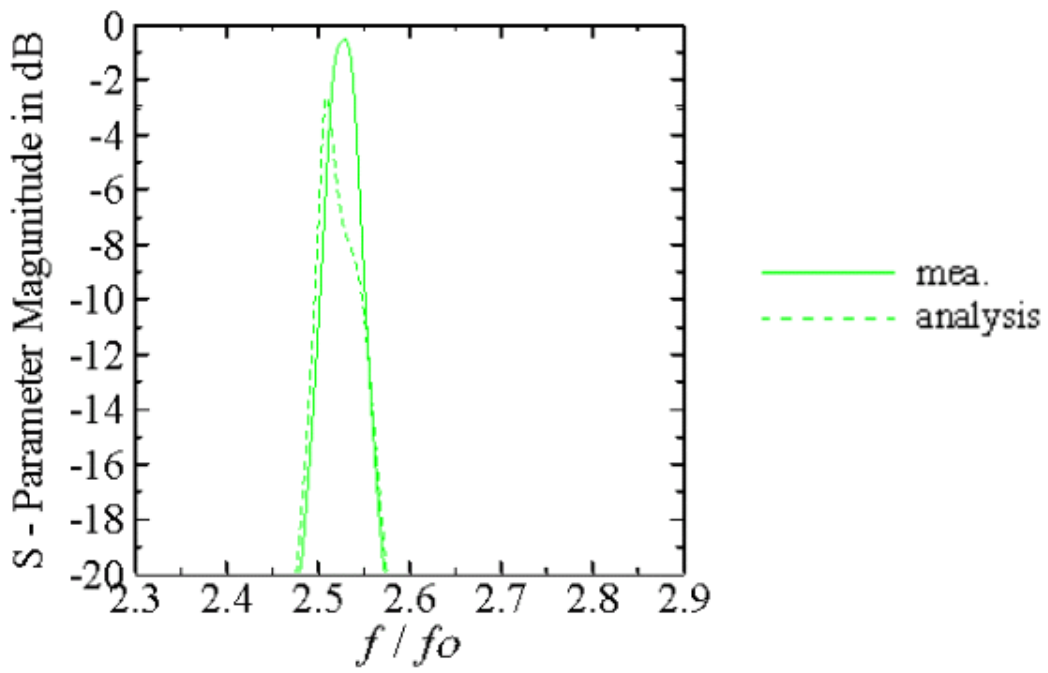


図 3.4 二段における特性 (45度)

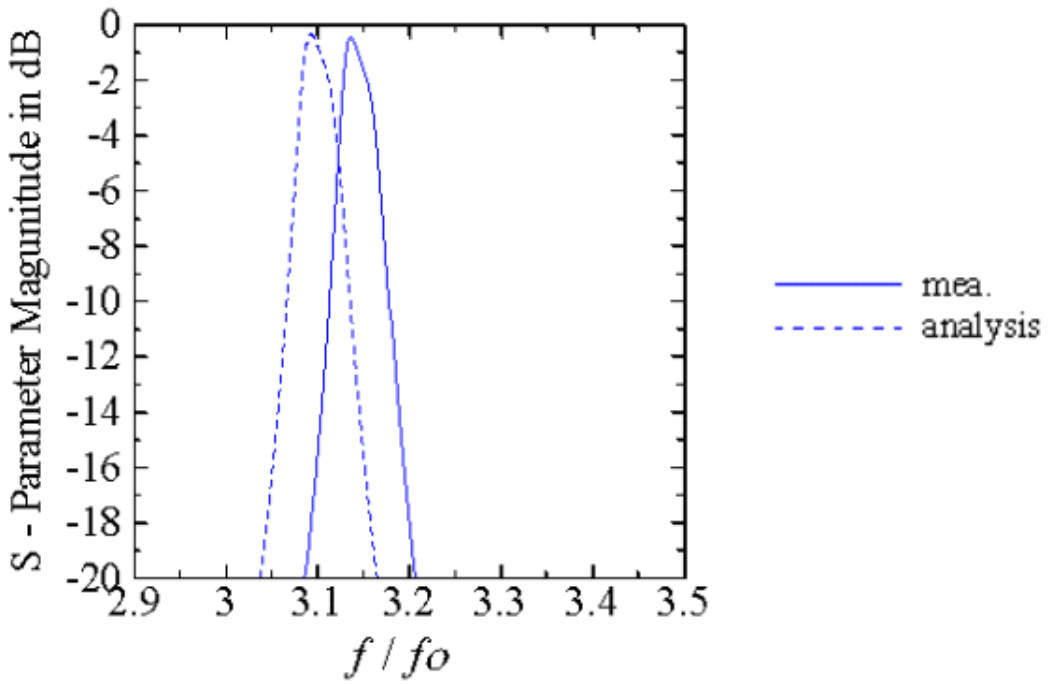


図 3.5 二段における特性 (90度)

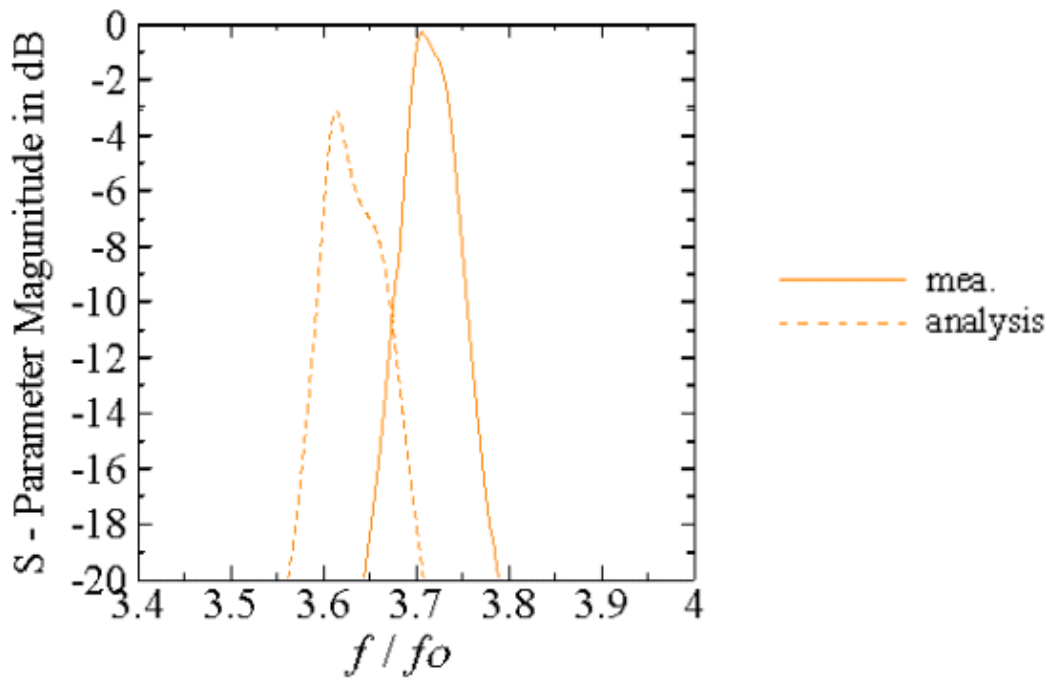
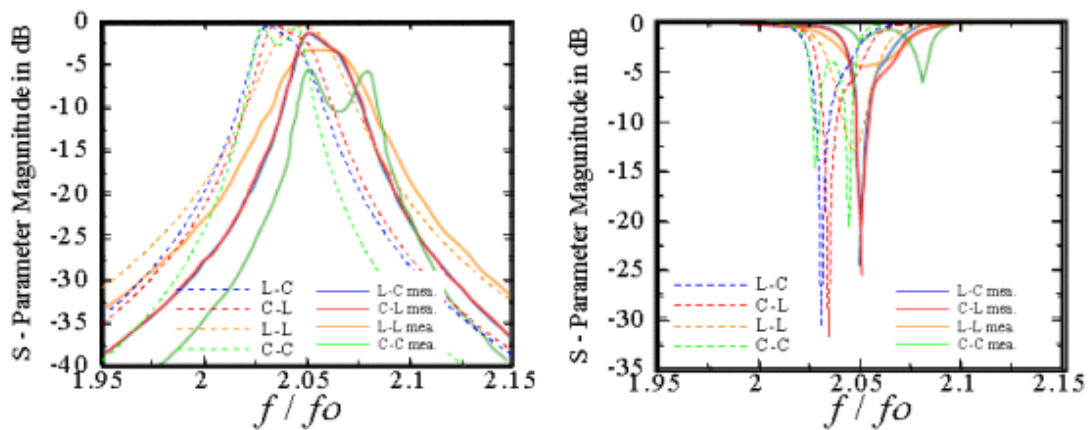
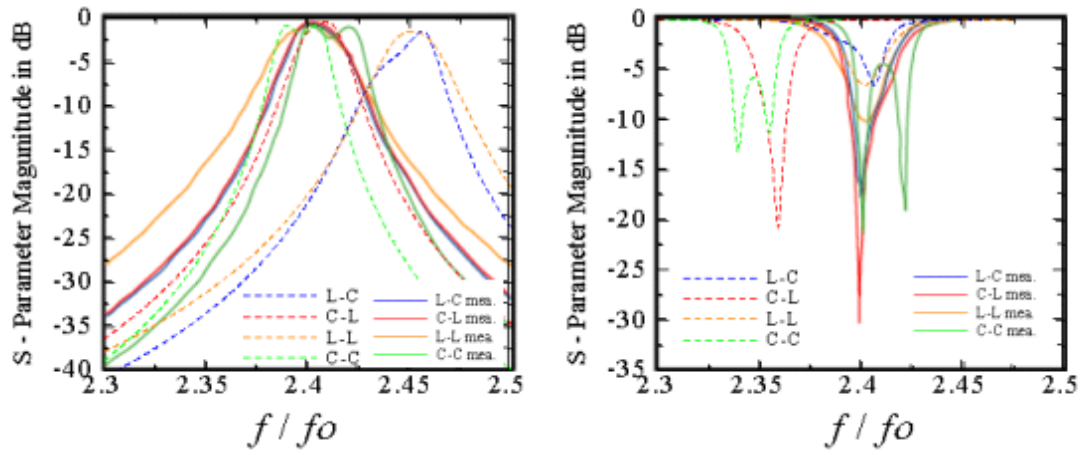


図 3.6 二段における特性 (135度)



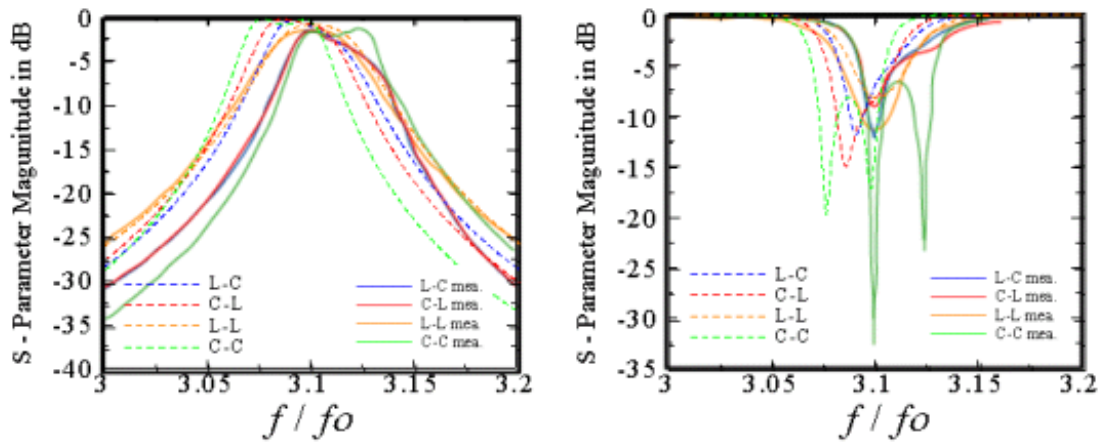
実線: 実験値 破線: 解析値

図 3.7 二段における結合種別特性 (0度)



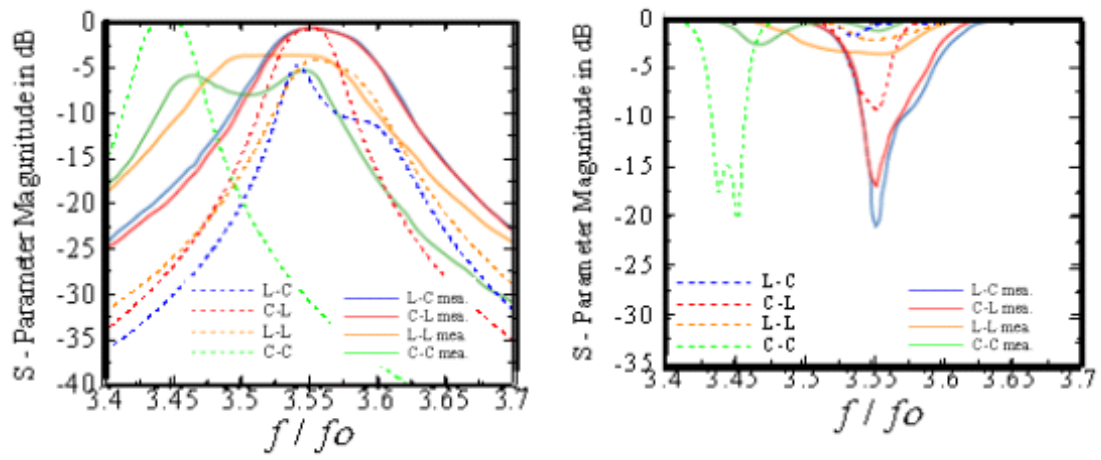
実線: 実験値      破線: 解析値

図 3.8 二段における結合種別別特性 (45度)



実線: 実験値      破線: 解析値

図 3.9 二段における結合種別別特性 (90度)



実線: 実験値 破線: 解析値

図 3.10 二段における結合種別特性 (1 3 5 度)

### 3. 1. 2 個々の箇所が与える影響について

ここまでは羽根による回転と結合板の組み合わせが特性に及ぼす影響を検討してきたが、ここではその他の部分、カップリング窓及び調整用銅板等が特性に及ぼす影響について解析を行い、その結果を図 3.11、3.12 に示した。

図よりカップリング窓はその縦方向、横方向の面積を狭めるにつれ、通過帯域を狭めるが、同時にカップリングを劣化させているのがわかる。

また、図 3.14 より調整用銅板の角度変化はカップリングに微小な変化を与える程度である。その角度が増すごとにカップリングは改善されていく傾向にある。

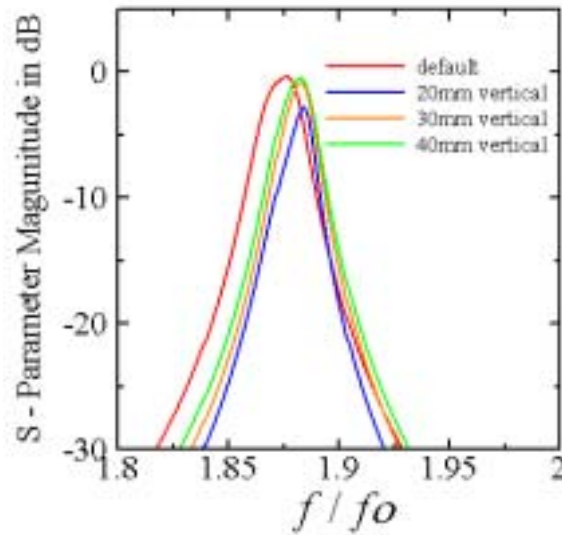


図 3.11 窓の縦幅の変化とその特性

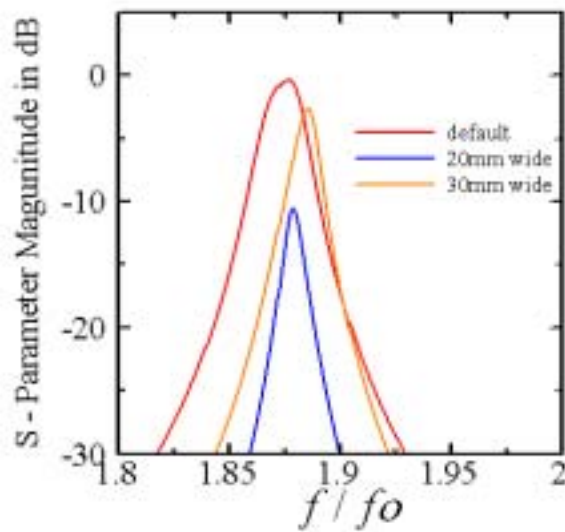


図 3.12 窓の横幅の変化とその特性

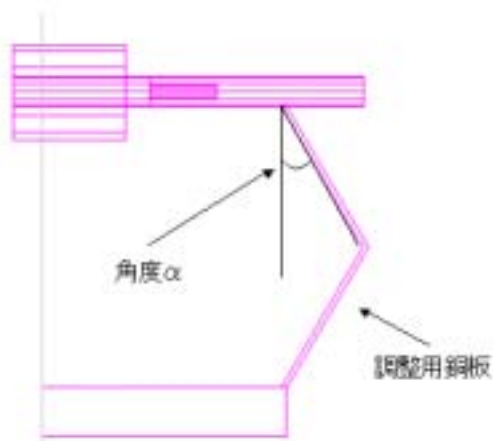


図 3.13 調整用銅板の角度調整

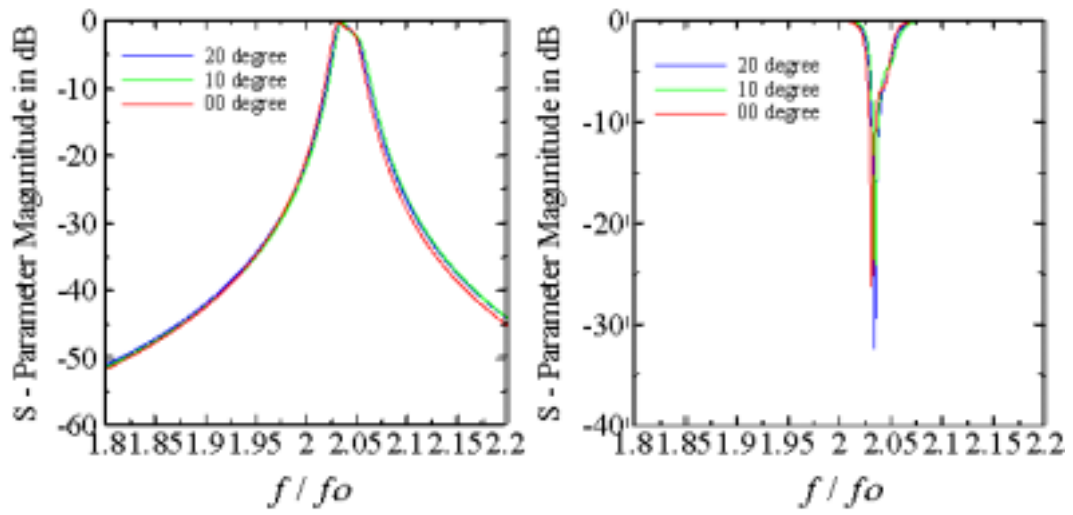


図 3.14 調整用銅板の角度変化とその特性



### 3. 2 三段 BPF の解析結果

モデリング法及び解析条件の設定については一段のときと同様の手法で行った。このとき、**Single frequency** は一段と同様に設定し、**max delta S** を **0.02** とした。

これまでと同様に回転羽根を回転させることにより共振周波数の調節を行った。回転羽根の水平状態のときを0度とし、45度、90度、135度と回転を加えた。解析の結果を図3.16に示す。図3.16より通過帯域は二つに分離しており、望ましいものではない。三段ではこれを補正することが求められる。

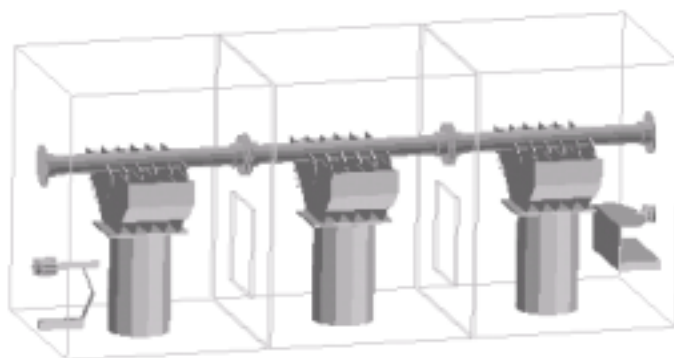


図 3.15 三段 B P F の解析モデル

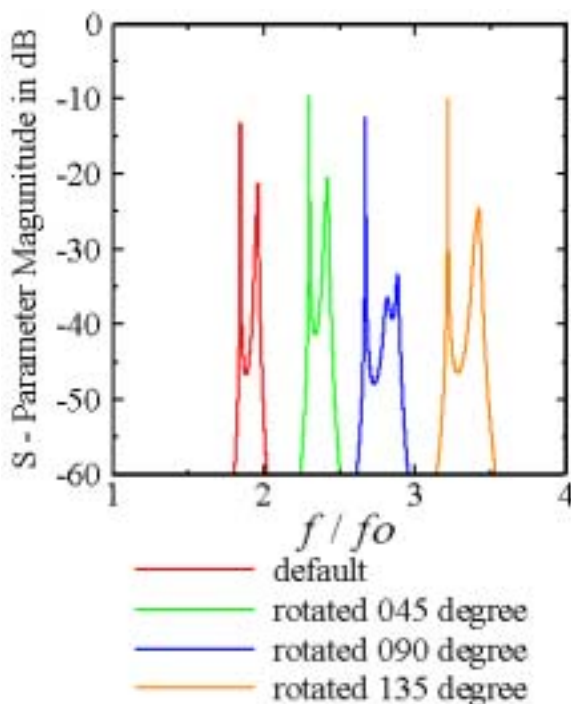


図 3.16 三段における回転による特性の変化

### 3. 2. 1 個々の箇所が与える影響について

三段では回転による特性のみならず、個々の箇所の変化が特性に与える影響も同調の乱れに関連して変化している。以下にそれを示す。

まず、入力コネクタ側の調整用銅板の角度変化とそれによる特性の変化を図 3.17 に示す。図 3.17 より、0 度の時にカップリングは優れているが、同調の調整等を行う際においては、角度が増すごとにカップリングは向上していることがわかる。調整に際し二つある通過帯域の同調の変化は微小なものである。

次にカップリング窓の調整による特性の変化を図 3.18 に示す。横方向の変化は同調に大きな変化を与えることが見て取れるが、その幅を狭めるにつれ、通過帯域を含めた全体的な減衰がなされてしまう。縦方向の変化においては、狭まるにつれて結合が強まることを見て取れる。同調に対しても微小な変化を及ぼすが横の変化には及ばない。

調整板とカップリング窓による同調が困難であると思われるため、各段の外側の羽根を折り曲げることによる同調を試みた。折り曲げ際には図 3.19 に示すような二つの折り線を用いた。10 度、20 度、30 度と様々に折り曲げて、それが特性に及ぼす変化をみた。その様子を図 3.20~3.22 に示す。図より角度が大きくなるにつれて、同調に効果がある傾向にある。また、左右両方の折り目で折るほうがカップリングは良くなる傾向にある。

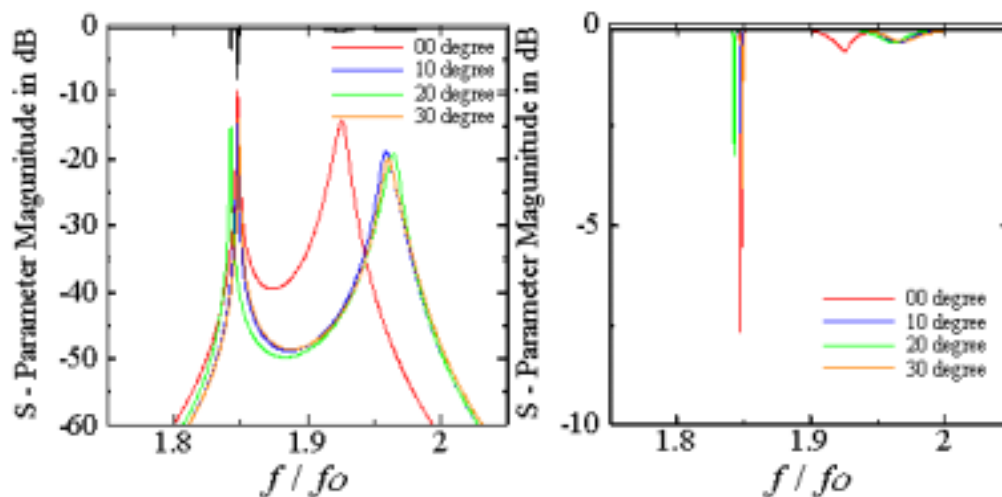


図 3.17 三段における調整用銅板の変化とその特性

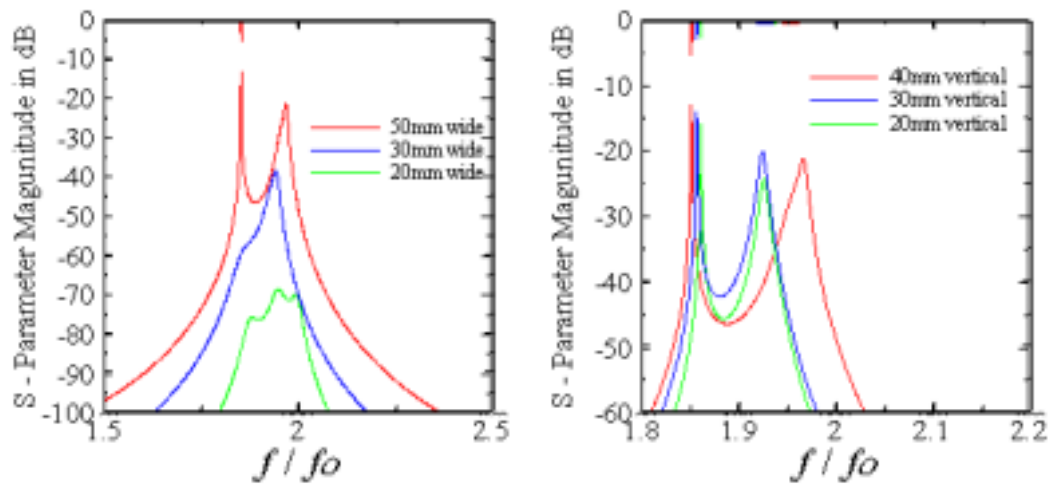


図 3.18 三段における窓の変化とその特性 (横、縦)

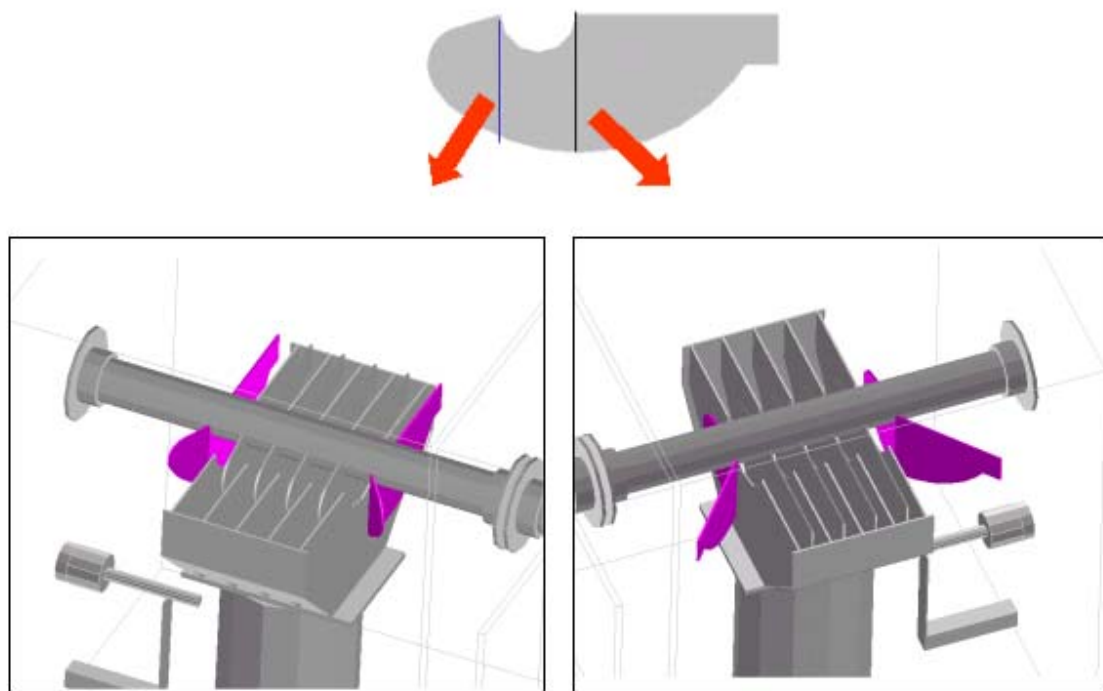


図 3.19 羽の折り目

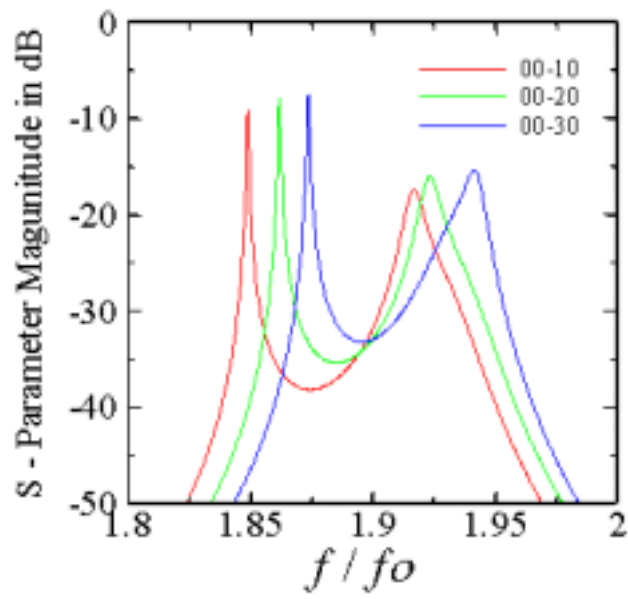


図 3.20 左の折り目による羽根の折り曲げ (10、20、30度)

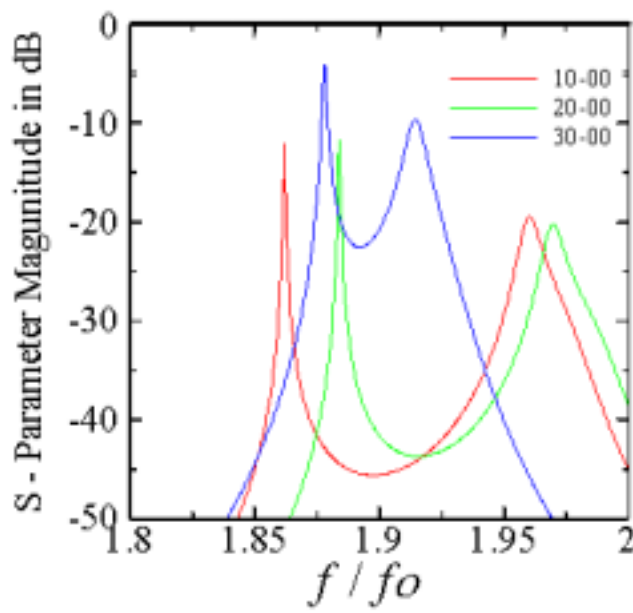


図 3.21 右の折り目による羽根の折り曲げ (10、20、30度)

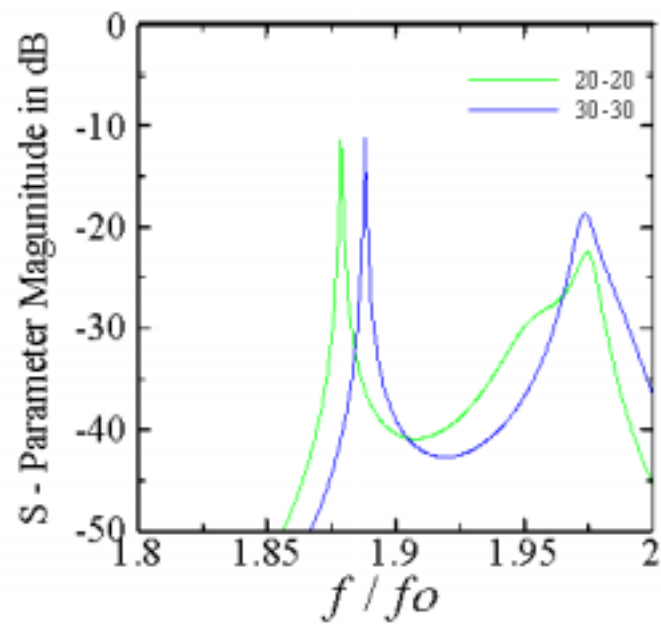


図 3.22 左右両方の折り目による羽根の折り曲げ（20、30度）

### 3. 2. 2 生じる誤差についての検討と補正法

上記の三つの特性を組み合わせることにより調整を行う。

窓の横方向の変化及び羽根の折り曲げにより同調を行い、窓の縦方向及び調整用銅板でカップリングの改善を行った。補正後の特性と回転による特性の変化を図 3.23 に示す。図 3.23 より、0度の時点では同調及び結合がなされているが、45度、90度の回転を加えた特性は大きく乱れが生じている。このため、回転の影響を考慮し、L-L結合を用いて同様の補正を試みた。しかし、図 3.24 に示すように、L-L結合での羽根の折り曲げによる特性の変化はL-C結合のときよりも乏しく、同調が得られなかった。

ここでは小型化、簡略化を考え、二段の奥行きを調節することにより同調させるという補正法をとる。この補正法を用いることにより様々な組み合わせが考えられるが、ここではそのひとつの例を示す。

図 3.25 は二部屋目の奥行きを短くしたときの特性の変化を表している。この図から黄色の矢印の示す帯域は周波数にほとんど変化が無く、緑の矢印で示す帯域は奥行きの変化により左右に振れていることが予想される。カットアンドトライ調整により同調する奥行きを求め、更にカップリング窓を調節することにより結合を強めた。その結果、0度における特性は望ましいものが得られた。その特性と回転による特性の変化を図 3.26 に示す。

図 3.26 から回転による同調の変化が見られ、これを補正する必要がある。二段の実験結果より回転による同調の乱れの少ないと思われるL-L結合を用いて解析を行った。L-C結合のときと同様に同調を取り、カップリング窓の大きさを変化させることにより結合させ、かつ通過帯域を狭めた。調整方法はカットアンドトライ方式で行った。その結果を図 3.27 に示す。

図 3.27 よりL-L結合にすることによる改善は見られるものの、望まれる特性は得られていない。このため、L-L結合で補いきれない同調の乱れについては羽根の折り曲げを利用して対処した。同調の取れていた特性が折り曲げにより崩れていることがわかる。このため、再度同調を取り、カップリング窓により結合を強めて、図 3.29 に示すような鋭い特性を得た。図 3.29 より、回転による特性の乱れはほとんど見られず、狭帯域かつ低損失な特性が得られたことがわかる。図 3.29 は羽根を10度折り曲げ、奥行きを25mm縮めて、窓の縦方向を10mmとしたときのものである。

上記の補正法の結果、-30dBでの通過帯域はおおよそ0.05の幅である。

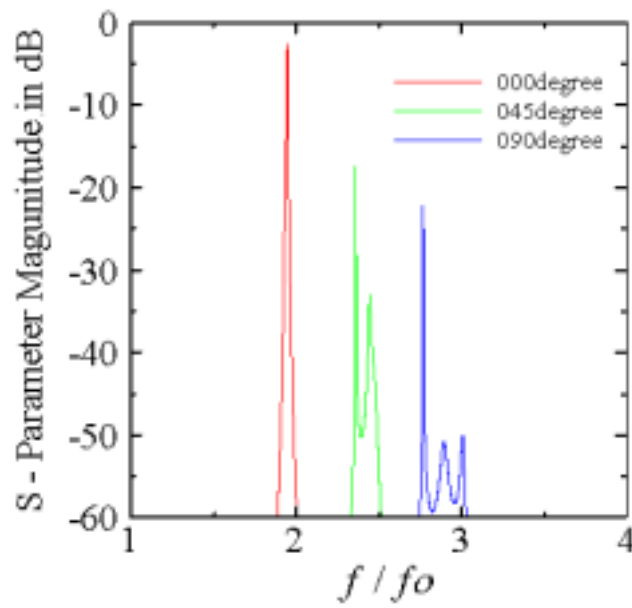


図 3.23 補正後の特性と回転による変化

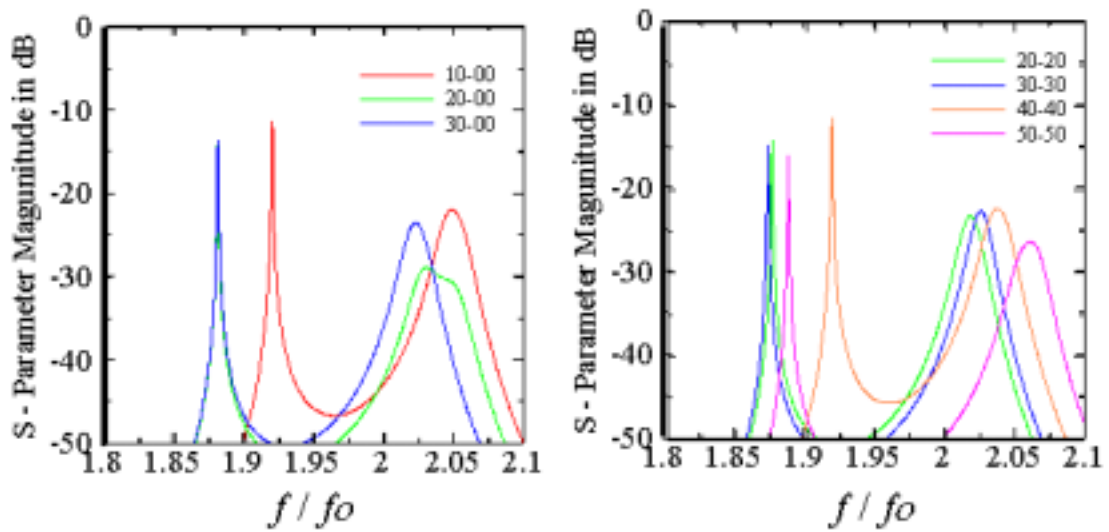


図 3.24 L-L結合での羽根の折り曲げとその変化（右の折り目、左右の折り目）

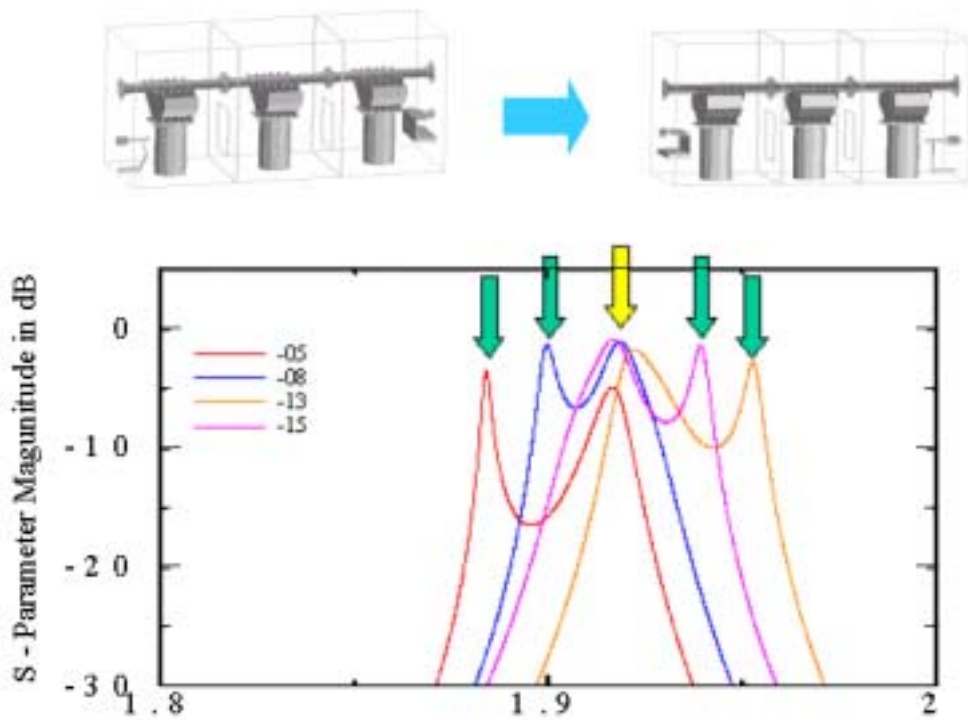


図 3.25 二部屋目の奥行きの変化とその特性

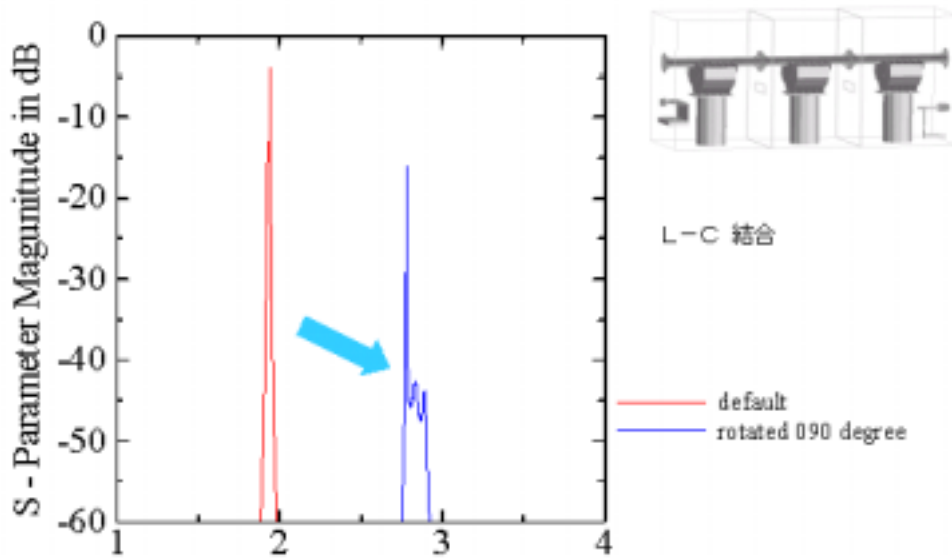


図 3.26 同調、結合後のL-C結合の特性



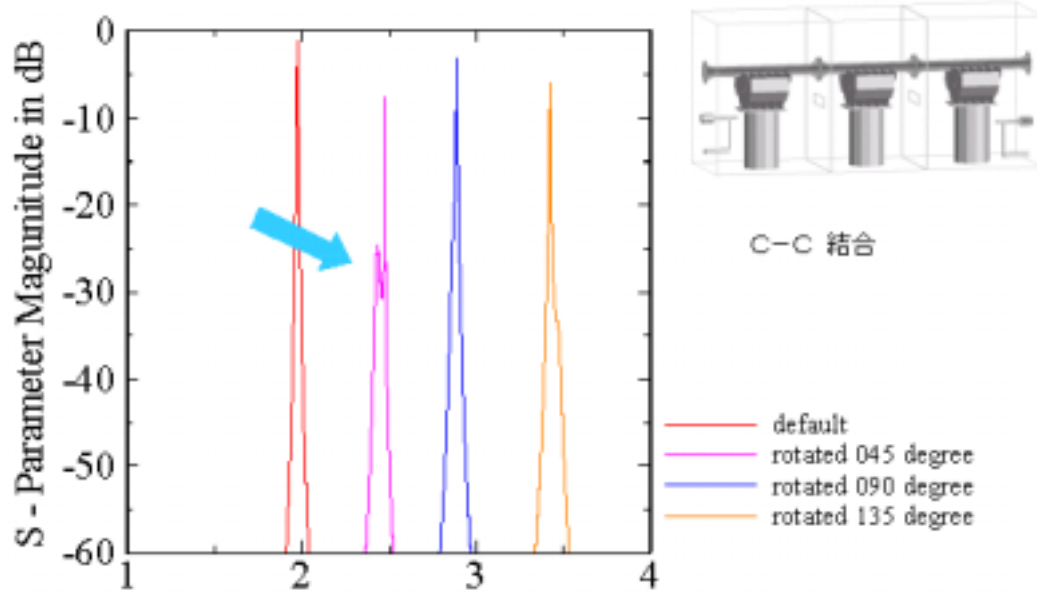


図 3.27 同調、結合後のL-L結合の特性

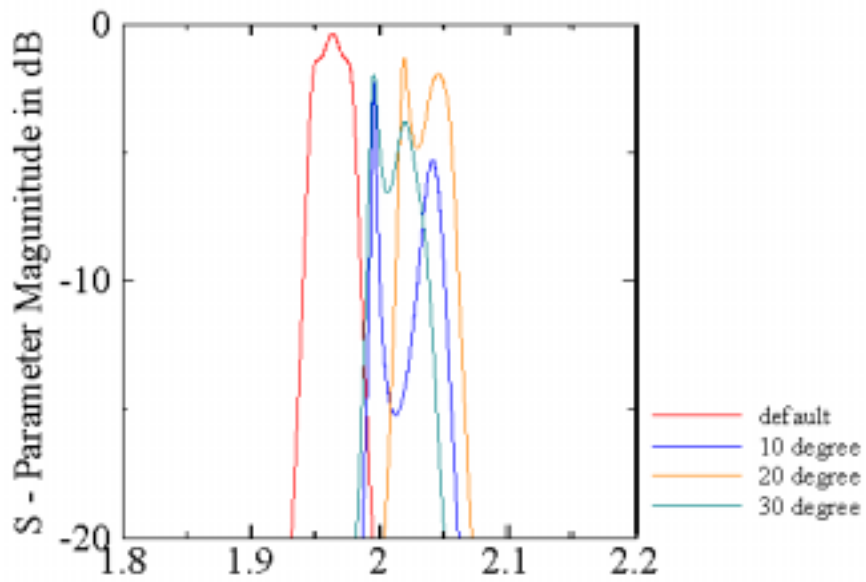


図 3.28 同調後の羽根の折り曲げによる特性の変化

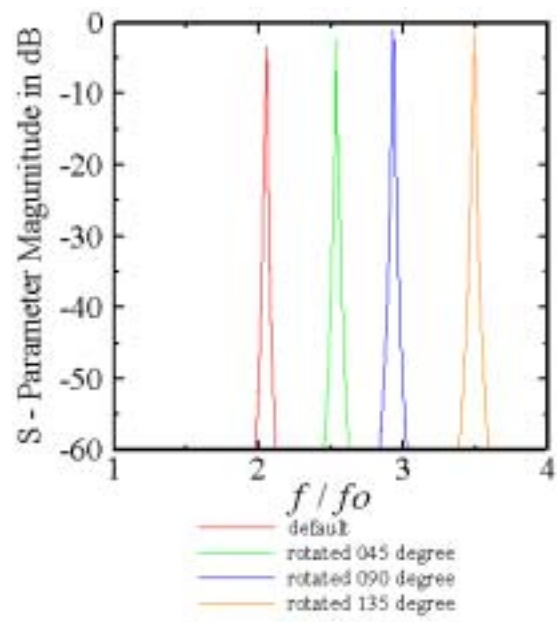


図 3.29 折り曲げ、同調、結合により得られた特性

### 3.3 四段 BPF の解析結果

モデリング法及び解析条件の設定については一段のときと同様の手法で行った。このとき、**Single frequency** は一段と同様に設定し、**max delta S** を **0.02** とした。

これまでと同様に回転羽根を回転させることにより共振周波数の調節を行った。回転羽根の水平状態のときを0度とし、45度、90度、135度と回転を加えた。解析の結果を図3.30に示す。図より通過帯域は三つに分離しており、望ましいものではない。

四段ではこれを補正することが求められる。

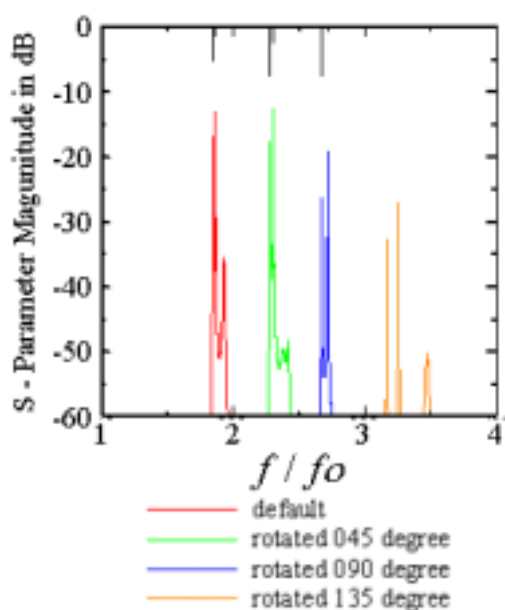


図 3.30 四段における回転とその特性

### 3. 3. 1 個々の箇所が与える影響について

四段では個々の箇所が特性に与える影響は三段とほぼ同様の傾向にある。

まず、調整用銅板の角度変化とそれによる特性の変化を図 3.31 に示す。調整用銅板の角度変化によって、低域にある二つの帯域間の距離に変化が見られる。また、角度が増すにつれてカップリングは増す傾向にある。

次にカップリング窓の調整を行う。図 3.32、3.33 に横方向の変化及び縦方向の変化を加えたものをそれぞれ示す。横方向の変化は同調に変化を与えることが見て取れるが、通過帯域を含めた全体的な減衰がなされてしまう。また、低域の二つの帯域は狭まるにつれて同調が取れていることがわかる。縦方向の変化においては、同調の乱れのためか、全体的に減衰傾向にある。また、低域における二つの通過帯域の同調に対して微小な変化を及ぼすが横の変化には及ばない。

四段においても調整板とカップリング窓による同調が困難であると思われるため、各段の外側の羽根を折り曲げることによる同調を試みた。その様子を図 3.34、3.35 に示す。図より、折り曲げの角度が大きいほど同調がとれる傾向にある。

これらの結果を踏まえた四段 BPF における解析の現状として、低域における二つの帯域の同調が非常にとりづらいことが挙げられる。このため、現在の解析では同調・結合後も 1 MHz 弱のズレが生じている。今後の課題としては、2、3 段目の同調をいかにして行うかということが考えられる。

補正後の特性としては -30 dB での帯域幅は 1 MHz 程に抑えられると考えられる。

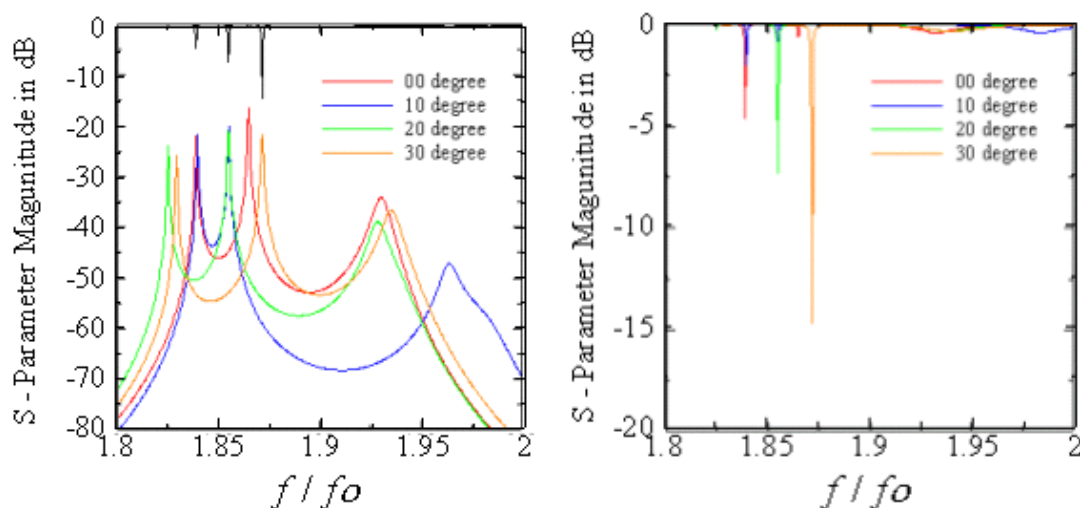


図 3.31 四段における調整用銅板の角度変化とその特性

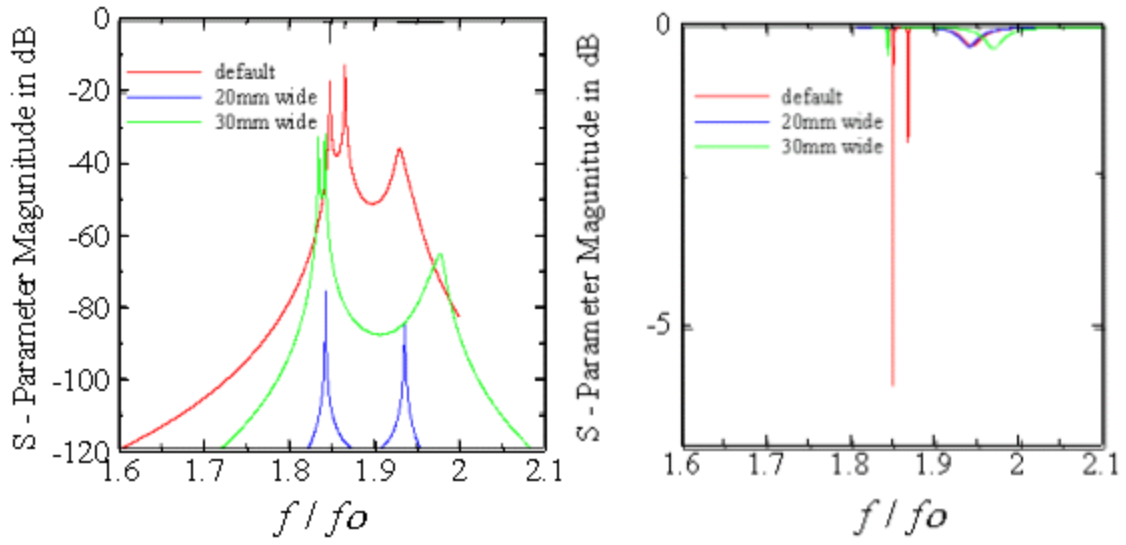


図 3.32 四段における窓の横方向の変化

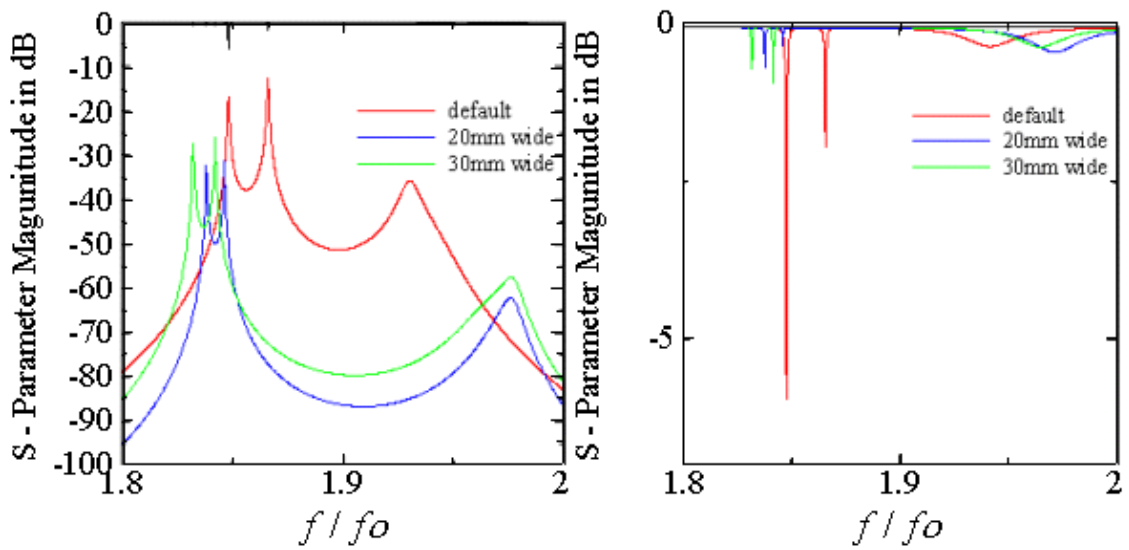


図 3.33 四段における窓の縦方向の変化

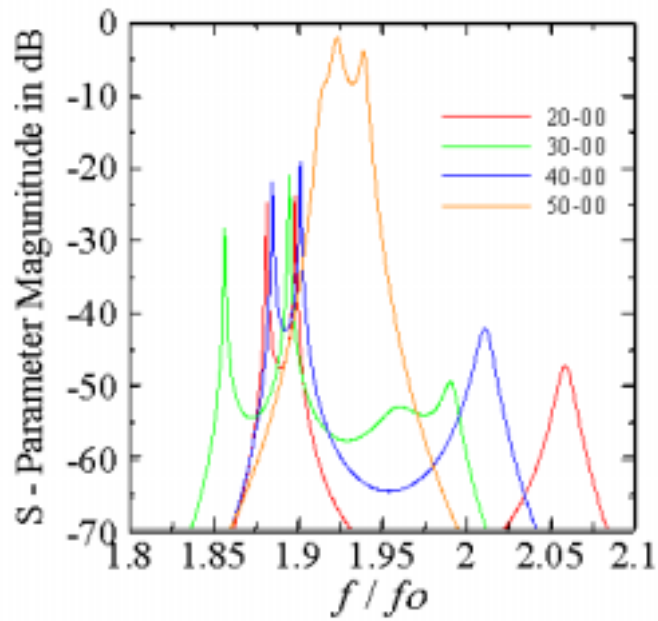


図 3.34 羽根の折り曲げとその特性（右の折り目のみ、20～50度）

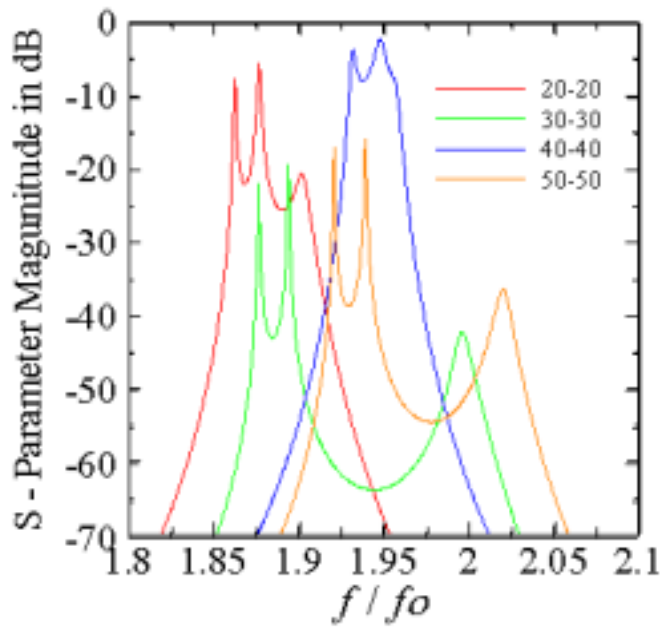


図 3.35 羽根の折り曲げとその特性（両方の折り目、20～50度）

### 3. 2. 3 N 段における補正法について

ここまでは三段までの多段BPFについて述べてきた。三段からみられるような通過帯域の分離は、それ以降に同様に見受けられる。具体的には

N 段 ( $N > 2$ ) においては ( $N - 1$ ) の通過帯域に分離し、一番高い周波数の通過帯域は一部屋目とN部屋目の同調したもの、そこから低域にいくにつれ二部屋目、三部屋目の通過帯域が順に現れる。このような多段BPFの補正には三章で示した補正法の応用で対処できる。手順は以下の通りである。

結合方法としてL-L結合を用い、羽根を回転による同調の変化を防ぐために適度に折り曲げ、二部屋目から ( $N - 1$ ) 部屋目までの奥行きを随時調整して同調をとり、カップリング窓を狭めて結合を強める。これらの操作によりおよそ望まれる特性は得られると考えられる。調整にあたっての指標として表1に各部の特性をまとめる。

表1 個々の箇所が特性に与える影響

		特性に与える影響
調整用銅板	角度	角度が増すにつれてカップリングが向上。 同調に微小な影響有り。
カップリング窓	横幅	同調に大きく関係し、狭めるにつれある程度までは改善可能。 しかし、全体的に減衰される。
	縦幅	狭めるにつれ、結合を強め、狭帯域・低損失となる。 同調に微小な影響有り。
回転羽根の折り曲げ	左部分の角度	同調に関係し、角度が増すこと周波数帯域はシフトする。
	右部分の角度	同調に関係し、角度が増すこと周波数帯域はシフトする。
各段の奥行き	奥行き	奥行きを短縮することにより帯域が高域へシフトする。

## 第4章 結論

H F S SシミュレータによるチューナブルB P Fの解析及び実験を行った。この時、解析モデルに様々な変化を加えた場合の解析も行うことにより、個々の箇所が特性に与える影響についての検討を行った。また多段B P Fについても検討を行い、そのとき生じる誤差の補正法についての検討も行った。

以下にそれをまとめる。

- 一段、二段では結合の強度の調節程度であったものが三段以上の多段 BPF となると、同様の変化が特性に違った影響を与えるということがわかった。
- 三段以上では回転による結合の乱れが顕著に見られるようになり、そのため、補正法に沿った設計が必要となる。
- 許容周波数帯の設定には回転羽根の設計もしくは全体的な縮尺の調節を用いることが考えられる。
- **single frequency** の違いにより解析結果と実験結果に周波数の誤差が生じたが、より実験値に近い値を用いることで補正が可能であることがわかった。

今後の課題としては設計の簡略化や小型化などが考えられる。



## 謝辞

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

また研究生生活全般に渡ってご指導下さったD 2の道下尚文氏に深く感謝致します。

最後に研究生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] 新井宏之、新アンテナ工学、総合電子出版社、1996.
- [2] 小西良弘、実用マイクロ波技術講座—理論と実際—第3巻、日刊工業新聞社、2001.
- [3] 越智和之、パッチアンテナの給電回路を含む解析法の研究、卒業論文、2001.
- [4] 三好俊郎、有限要素法入門、培風館、1978.
- [5] 小西良弘、実用マイクロ波回路設計ガイド、総合電子出版社、1996.
- [6] 小西良弘、マイクロ波回路の基礎とその応用、総合電子出版社、1992.