

卒業論文

周波数可変多周波共用フィルタに関する研究

A Research of a Frequency Tunable Multiband Filter

指導教官 新井 宏之 教授

平成 16 年 2 月 27 日提出

横浜国立大学 工学部 電子情報工学科

0044116 日比野 崇

要約

近年の移動体通信の発展に伴い、複数の周波数帯に適応したアンテナや受信機の研究が進められている。多周波共用アンテナで受信された複数の信号のうち、所望な信号だけを選択し、取り出す必要があるため、所望周波数帯ごとに狭帯域な受信回路部を構成し、スイッチを用いることでその時々に必要な周波数用の経路を選択する方法がある。この方法は、所望周波数帯それぞれにおいて動作するフィルタや増幅器が必要であり、構造が大きくなってしまいうという欠点がある。受信した複数の信号の周波数帯が離れている場合はそれぞれの周波数に対応したフィルタが必要となってくるが、本論文では、現行の携帯電話(900MHz, 1.5GHz), IMT-2000(2.0GHz)を対象とした、比較的周波数帯が近い3周波共用アンテナのための分波器について検討を行うため、周波数可変な素子を用いることで、回路規模の大型化が抑制される。

本研究では、3周波共用アンテナから受信した3つの信号のうち、1つの所望な信号のみを通過させ、それ以外の2つの不要な信号を阻止するような分波器として、タップ結合、容量素子、可変容量素子からなる周波数可変3周波共用のBPF(帯域通過フィルタ)を構成した。BPFに可変容量素子を用いることによって、通過域と減衰極の周波数を調節することができ、周波数可変のBPFを構成した。

マイクロ波回路シミュレータにより、マイクロストリップ線路を用いBPFの設計及び製作を行った。チップコンデンサ、可変容量ダイオードを用いたが、これらの素子には周波数依存があり高周波では仕様どおりに動作するとは限らないため、実際の測定値を用いて設計を行った。製作したBPFは、通過域を1.5GHzから2.0GHzへと可変にし、挿入損はそれぞれ-2.8dB, -1.9dBであった。通過域1.5GHzにおける減衰極は900MHzと2.0GHzに配置し、それぞれ-33dB, -15dBに抑圧を得た。通過域2.0GHzにおける減衰極は900MHzと1.5GHzに配置し、それぞれ-33dB, -27dBに抑圧することが可能であった。段間に整合回路を用いて多段化を行い、多段化における問題点を考察し、通過域1.5GHzにおける減衰極は900MHzと2.0GHzで、それぞれ-64dB, -33dBと抑圧が改善した。通過域2.0GHzにおける減衰極は900MHzと1.5GHzで、それぞれ-42dB, -50dBと抑圧が改善されていることを確認した。設計した段間の整合回路を、周波数を可変にすることなどで、さらなる特性改善が期待できる。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	移動体通信.....	1
1.2	受信系のマルチバンド化.....	2
第 2 章	タップ結合を用いた容量装荷形共振器	5
2.1	高周波回路設計.....	5
2.1.1	マイクロストリップ線路.....	5
2.1.2	S パラメータ.....	6
2.1.3	有限長線路における入力インピーダンス.....	7
2.1.4	反射係数.....	9
2.1.5	スミスチャート.....	9
2.1.6	スミスチャートによる整合.....	11
2.2	素子装荷形タップ結合共振器.....	16
2.2.1	容量素子装荷形共振器.....	16
2.2.2	タップ結合共振器.....	18
2.2.3	容量素子装荷形タップ結合共振器.....	20
2.2.4	チューナブル化したタップ結合共振器.....	22
第 3 章	可変容量ダイオードを利用した周波数可変 BPF	24
3.1	素子の周波数特性.....	24
3.1.1	測定方法.....	25
3.1.2	チップコンデンサの周波数特性.....	26
3.1.3	可変容量ダイオードの周波数特性.....	28
3.2	周波数可変 BPF の設計および製作.....	30
3.2.1	可変容量ダイオードを用いた BPF の設計および製作.....	30
3.2.2	2 段 BPF の設計および製作.....	34
3.2.3	2 段 BPF の特性改善.....	38

第 4 章	結論	41
	謝辭	42
	参考文献	43

第 1 章

序論

1.1 移動体通信

無線通信の急速な発展に伴い、様々な周波数帯を用いて様々な機器が開発されてきた。これらの機器の中でも、携帯電話や無線 LAN などでは、複数の周波数において複数のサービスが提供されており、これらのサービスをひとつの端末で利用できるようなマルチバンドに対応した送受信系の研究、開発が進められてきた。

近年、携帯電話、PHS、無線 LAN など、出力や周波数帯、変調方式などが異なる様々な無線通信手段を、1 台の無線機のソフトウェアを書き換えることで対応させる技術としてソフトウェア無線が提唱されてきた[1]。従来の無線通信では、通信方式ごとに専用の信号処理回路を用意する必要があり、1 つの端末で対応できる通信方式は基本的に 1 つであるため、携帯電話における第 2 世代から第 3 世代への移行のような新しい規格が登場した場合、それまでの設備や端末とは別に新たな投資や環境整備を行わねばならない。

ソフトウェア無線では、汎用的なハードウェアを用い、従来、半導体が行ってきた処理の大部分をソフトウェアで行うため異なる方式に同時に対応することも容易となり、基地局や端末など新たな投資や環境整備を行う必要がない。

ソフトウェア無線の実現に向けて、マルチバンドに対応可能な様々な多周波共用アンテナや多周波共用受信機に関する研究が進められている。

1.2 受信系のマルチバンド化

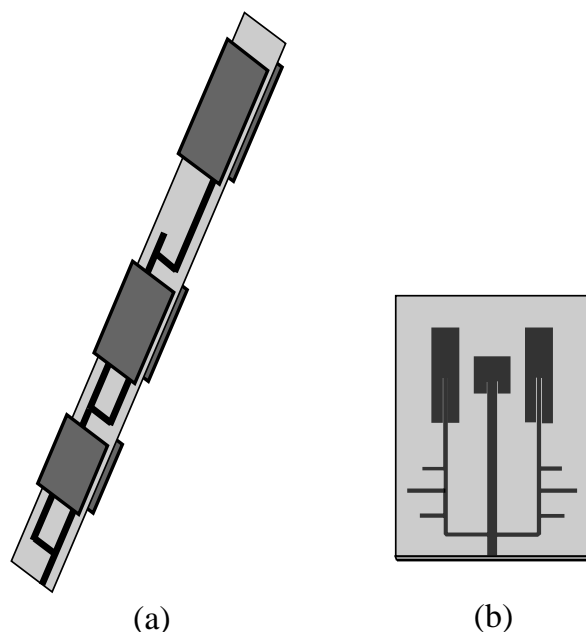


図 1-1 多周波共用アンテナ

マルチバンドに対応した送受信系では、それぞれの周波数帯で動作するアンテナ、フィルタ、アンプなどが必要であるため、送受信系の規模が大型化してしまうという問題点があり、小型化の研究が進められている。一般に、アンテナは小型化が困難であるといわれ、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、図 1-1 に示されるような様々な周波数共用アンテナの研究が行われている[2]、[3]。(a)は各周波数帯のアンテナを線路長により整合をとった3周波共用アンテナを示し、(b)はスタブにより整合をとった2周波共用アンテナを示す。

これら多周波共用アンテナで受信された複数の信号のうち、所望な信号だけを選択し、取り出す必要があるため、図 1-2 に示されるような所望周波数帯ごとに狭帯域な受信回路部を構成し、スイッチを用いることでその時々に必要な周波数用の経路を選択する方法がある[4]~[7]。図 1-2 に示すような構成では、複数の受信経路を用いているため、回路規模が大きくなってしまいうという欠点がある。受信した複数の信号の周波数帯が離れている場合はそれぞれの周波数に対応したフィルタが必要となってくるが、本論文では、現行の携帯電話(900MHz, 1.5GHz)、IMT-2000(2.0GHz)を対象とした比較的周波数帯が近

い3周波共用アンテナのための分波器を対象とするため、図1-3に示されるような必要な周波数帯において動作周波数を選択できる分波器について検討を行い、タップ結合を用いることにより、通過域近傍に減衰極を配置するフィルタについて研究を行った。周波数可変な素子を用いているため、受信経路を減らすことが可能であり、回路規模の大型化が抑制される。

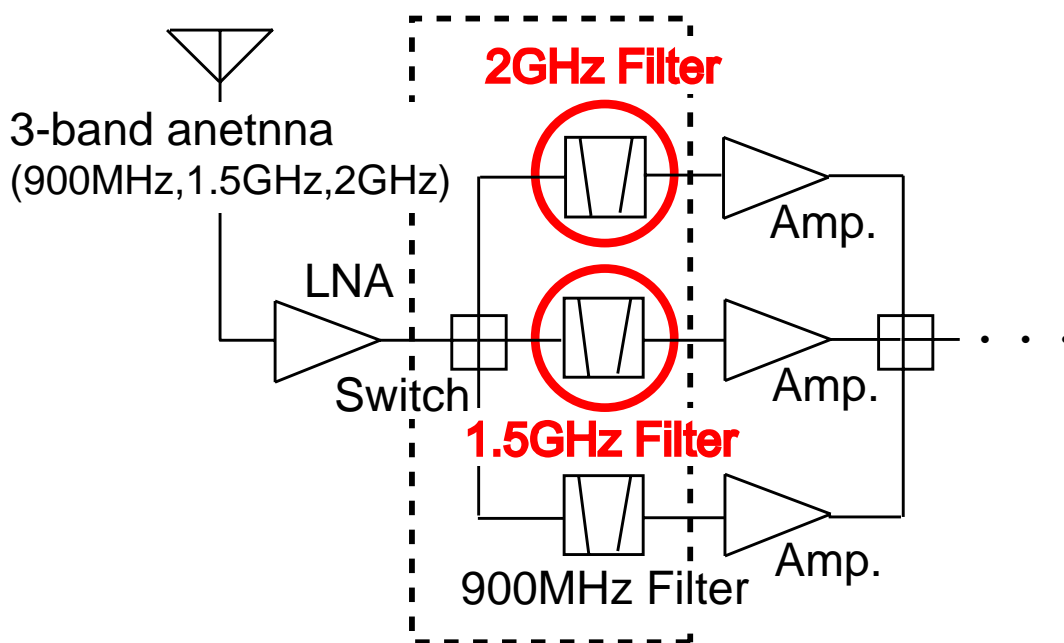


図1-2 スイッチとフィルタを用いた分波回路の構成

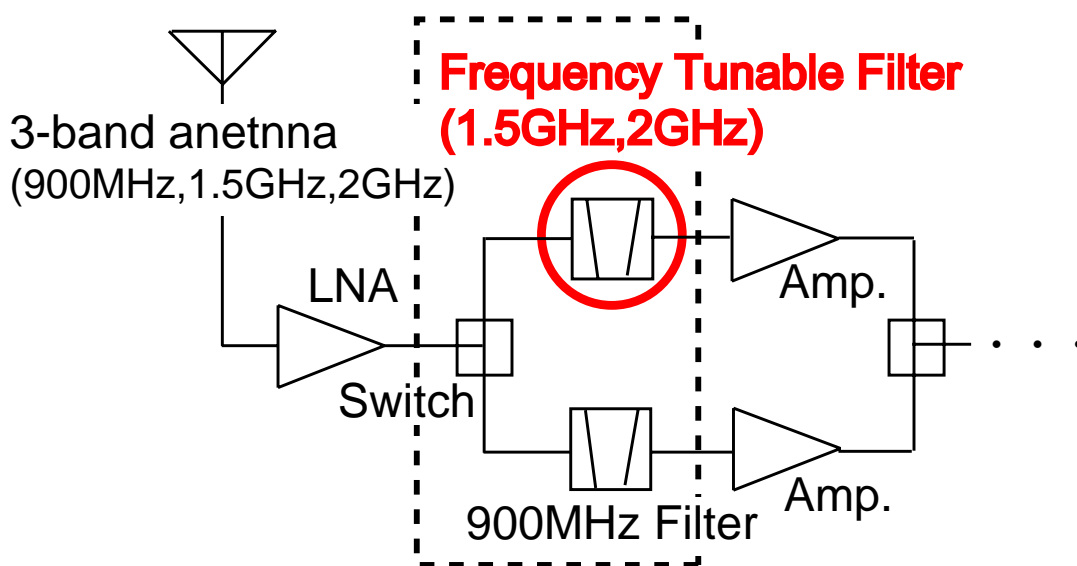


図1-3 経路を減らした構成

本論文では，2 章において高周波における回路の基本事項について記し，素子装荷形
タップ結合共振器について述べ，3 章において周波数可変 BPF の設計，製作について述
べ，4 章で結論とした．

第 2 章

タップ結合を用いた容量装荷形共振器

2.1 高周波回路設計

本節では，本研究において必要な高周波回路設計における基礎知識について述べる．

2.1.1 マイクロストリップ線路

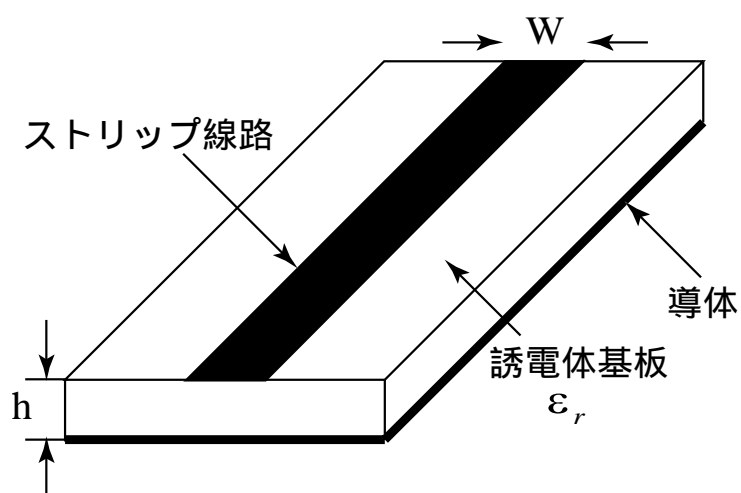


図 2-1 マイクロストリップ線路

本論文における回路はすべてマイクロストリップ線路を用いて構成した．マイクロストリップ線路は図 2-1 に示されるように，比誘電率 ϵ_r の誘電体基板の下面はすべて導体で，上面に伝送線路を配置するものであり，ディスクリート部品の実装に適し，製作が

容易であるため、基板上に分布定数回路を作る際によく使われる。伝送線路の特性インピーダンス Z と線路内の波長 λ_g は、基板の比誘電率と誘電体の厚さ h 及び導体の幅 W などで決まり、等価誘電率 ε_e 、自由空間の波動インピーダンス Z_0 及び波長 λ_0 を用いると、

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.1)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.2)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r - 1}{2} + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\sqrt{1 - \frac{10h}{W}}} \quad (2.3)$$

と表すことができる。上式より、比誘電率の高い材質の基板を使うことにより回路を小型化することも可能である。

2.1.2 S パラメータ

一般の低周波回路では、回路の特性を表すために、 Z (インピーダンス)パラメータ、 Y (アドミッタンス)パラメータ、 h (ハイブリッド)パラメータなどが用いられているが、これらは、電圧と電流で回路の特性を測定し評価するものである。高周波では、低周波のように電圧や電流を測定することが困難であるため、電圧や電流に変わる別な量で測定し評価する必要がある。高周波領域でも安定して正確に測定できる量は電力であるので、電力を用いた関係が利用されている。回路の入力電力と、回路の出力電力を関係付けると、回路網をブラック・ボックスとして取り扱うことができ、この関係は S (散乱)パラメータを用いて表現される。

図 2-2 に示されるように、 S 行列とは、 a_n と b_n の関係を定義したもので、 a_1 を入力入射電圧、 b_1 を入力反射電圧、 a_2 を出力入射電圧、 b_2 を出力反射電圧として次式で示される。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ここで、 S 行列の各パラメータは、

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{ただし、} \quad a_2 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{ただし、} \quad a_2 = 0$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{ただし,} \quad a_1 = 0$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{ただし,} \quad a_1 = 0$$

で表される。

S_{11} はポート 2 を Z_0 で終端して、ポート 1 に波を入力したときに反射して戻ってくる割合、つまり反射係数を表す。

S_{21} はポート 2 を Z_0 で終端して、ポート 1 に波を入力したときにポート 2 に伝達される割合、つまり順方向の伝達係数を表す。

S_{12} は S_{21} の逆で、逆方向の伝達係数を表す。

S_{22} はポート 2 の反射係数を表す。

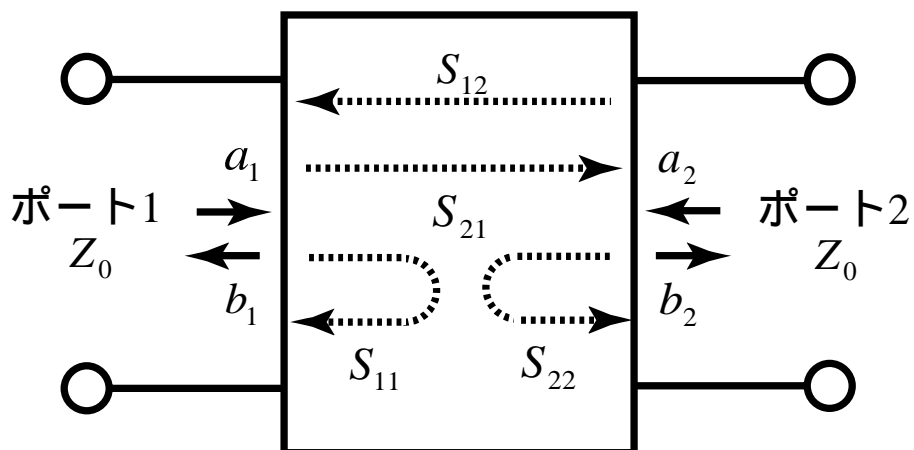


図 2-2 2ポート回路

2.1.3 有限長線路における入力インピーダンス

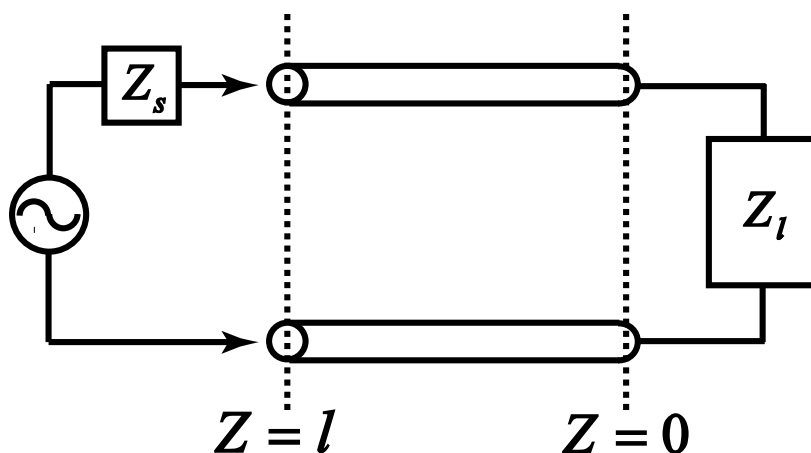


図 2-3 有限長線路

高周波回路において，マイクロストリップ線路を用いる際は，負荷が接続された有限長伝送線路上の，ある参照面での入力インピーダンスがよく用いられている．図 2-3 に示すように，長さ l の線路に，内部抵抗 Z_s の高周波源と Z_l の負荷を接続する．マイクロ波回路設計においては，負荷側から高周波源を見込んだ方向を長さの正方向とするのが慣例であるため，負荷と伝送線路の接続点を原点とし，そこから参照面を見込んだときの入力インピーダンスを定義する．

$$Z(l) = Z_0 \frac{(V_0^+ + V_0^-) + (V_0^+ - V_0^-) \tanh \gamma l}{(V_0^+ - V_0^-) + (V_0^+ + V_0^-) \tanh \gamma l} \quad (2.5)$$

ここで，図 2-3 より， $l=0$ で Z_l であることを用いると，式(2.5)は

$$Z_l = Z_0 \frac{(V_0^+ + V_0^-)}{(V_0^+ - V_0^-)} \quad (2.6)$$

となる．したがって，参照面を負荷より長さ l の点に置くと

$$Z_{in} = Z(l) = Z_0 \frac{Z_l + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_l \tanh \gamma l} \quad (2.7)$$

を得る．上式が，終端に負荷 Z_l を持つ長さ l の有限長線路の入力インピーダンスを示している．式(2.7)は，損失を含んでいるが，無損失線路の場合は $\gamma = j\beta$ として

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \tan \beta l} \quad (2.8)$$

を得る．式(2.8)は，比較的損失の少ない，マイクロ波帯でのマイクロストリップ線路を用いた回路でよく使われる．

ここで、式(2.8)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、終端短絡、終端開放の2つの場合を取り上げる。

終端短絡($Z_l = 0$)の場合、式(2.8)は

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (2.9)$$

となる。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。

終端開放($Z_l = \infty$)の場合、式(2.8)は

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2.10)$$

となる。これは終端短絡に比べ、 $\pi/2$ 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。

実際のマイクロストリップ線路では、線路長が長くなると、不連続性や線路の損失等により、リアクタンスの値がずれてしまうため、出来るだけ短い線路長で使うほうが望ましい。

2.1.4 反射係数

式(2.8)で求められる参照面から見込んだ入力インピーダンス $Z(l)$ は、その点において電圧を電流で除した値であるため、

$$Z(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = \left(\frac{V_0^+ e^{-\gamma l} + V_0^- e^{\gamma l}}{V_0^+ e^{-\gamma l} - V_0^- e^{\gamma l}} \right) Z_0 = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} Z_0 \quad (2.11)$$

$$\Gamma = \frac{V_0^- e^{\gamma l}}{V_0^+ e^{-\gamma l}} \quad (2.12)$$

と表すことが出来る。 Γ は点 l における反射波と進行波との比を表し、電圧反射係数と呼ばれる。

2.1.5 スミスチャート

式(2.8)で求められる参照面から見込んだ入力インピーダンス $Z(l)$ を、伝送線路の特性インピーダンス Z_0 を基準インピーダンスとし正規化して次のように表すと、

$$z(l) = \frac{Z(l)}{Z_0} = \frac{R(l)}{Z_0} + j \frac{X(l)}{Z_0} = r + jx \quad (2.13)$$

反射係数は，式(2.11)を用いて，

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{z_l - 1}{z_l + 1} \quad (2.14)$$

となる．この2式より，

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.15)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.16)$$

の関係を得る．これを Γ 空間の式であらわすと

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{l+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{l+r}\right)^2 \quad (2.17)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.18)$$

となる．式(2.17)が r をパラメータとした円群で，式(2.18)が x をパラメータとした円弧群となり，これらを用いて描かれた Γ 空間におけるインピーダンス軌跡の図をスミスチャートと呼び，図2-4に示す．

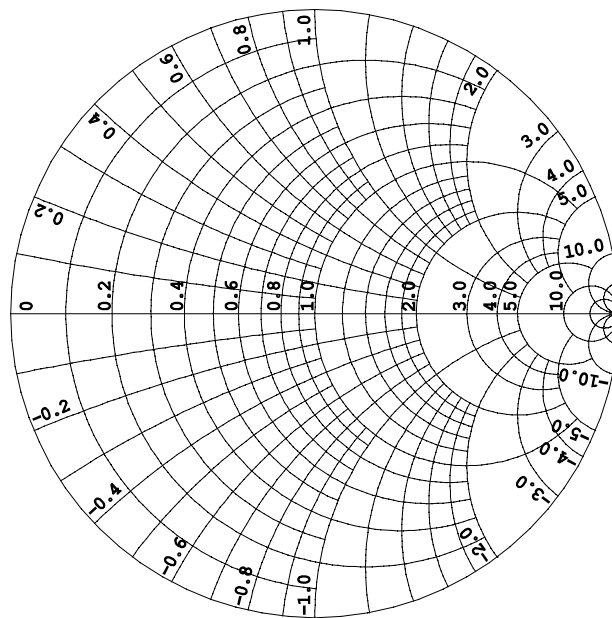


図2-4 スミスチャート

図2-4において， z 空間の実部および虚部の無限大の点は， Γ 空間の実軸と虚軸円の右端の交点1点に集約される．左端の交点は z 空間の原点でインピーダンス零の点を示

す。また， Γ 空間の中心点は，このインピーダンス空間において，基準となる抵抗によって規格化された正規化基準インピーダンスを表す。

2.1.6 スミスチャートによる整合

スミスチャート上の1点は，ある参照面から負荷が接続された，特性インピーダンス Z_0 の伝送線路を見込んだ入力インピーダンスを表している。実際にスミスチャートを使用する場合，参照面より高周波源側に伝送線路を l だけ伸ばしたとき，もしくは，コンデンサやインダクタなどの素子を接続したとき，その入力インピーダンスはどこに移動するか知る必要がある。

負荷 Z_l が接続された長さ l の伝送線路の入力インピーダンスと反射係数の関係は式(2.11)，式(2.12)を用いて，以下の式が得られる。

$$\Gamma(l) = \Gamma_0 e^{-2j\beta l} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.19)$$

この $\Gamma(l)$ は，上式の第1等式より Γ_0 を長さ l の伝送線路で位相を $-2\beta l$ シフトしたことを示しており，参照面が l だけシフトしたことになる。すなわち，スミスチャートの Γ 空間において，長さ l の伝送線路による反射係数の位相の回転は，伝送線路の位相(電気長)の2倍の回転角となり，その回転方向は極座標系で負の方向(時計回り)で示される。つまり， $l=0$ での反射係数の参照面が，長さ l の伝送線路により高周波源の方向に l だけ移動することは，スミスチャート上では，ある点での反射係数はその半径が等しく，時計回りに $2\beta l$ 回転した点に移動することを意味する。この関係を図2-5に示した。

スミスチャートの特徴である回路入力インピーダンスと反射損の一对一の対応を利用すると，移動した参照面での回路入力インピーダンスがスミスチャートより，直ちに求められる。インピーダンスを表すスミスチャート上の一点が同心円状を回転するということは，反射損は変化しないという回路的意味を持つことに注意する必要がある。

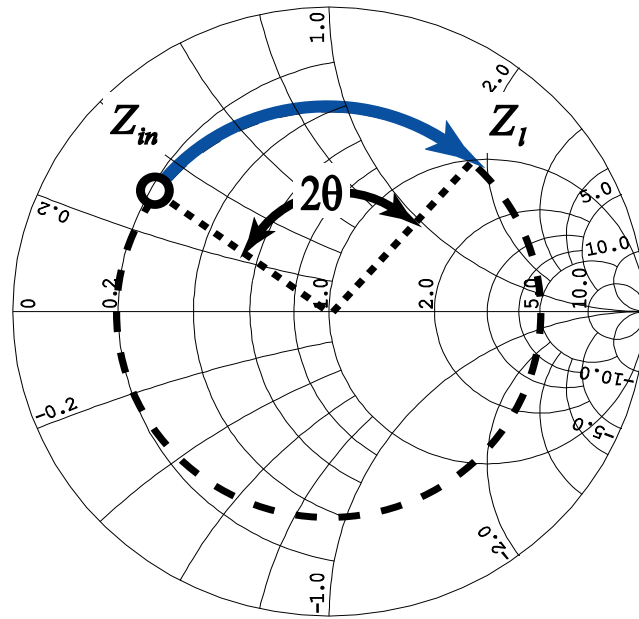


図 2-5 直列に伝送線を接続

直列にインダクタもしくはコンデンサを接続したときは、図 2-6 に示すようにスミスチャート上を移動する。

直列にインダクタを接続した場合は、

$$Z_{in} = R_{in} + j(X_{in} + X_L) = Z_L \quad (2.20)$$

ただし、

$$X_L = \omega L$$

となるため、抵抗成分は変化せずに、リアクタンス成分だけが変化する。インダクタのリアクタンス X_L が正であるので、等レジスタンス円上をリアクタンスが増加する方向(時計回り)に移動する。

直列にコンデンサを接続した場合は、

$$Z_{in} = R_{in} + j(X_{in} + X_C) = Z_C \quad (2.21)$$

ただし、

$$X_C = -1/\omega C$$

となるため、抵抗成分は変化せずに、リアクタンス成分だけが変化する。インダクタのリアクタンスが負であるので、等レジスタンス円上をリアクタンスが減少する方向(反時計回り)に移動する。

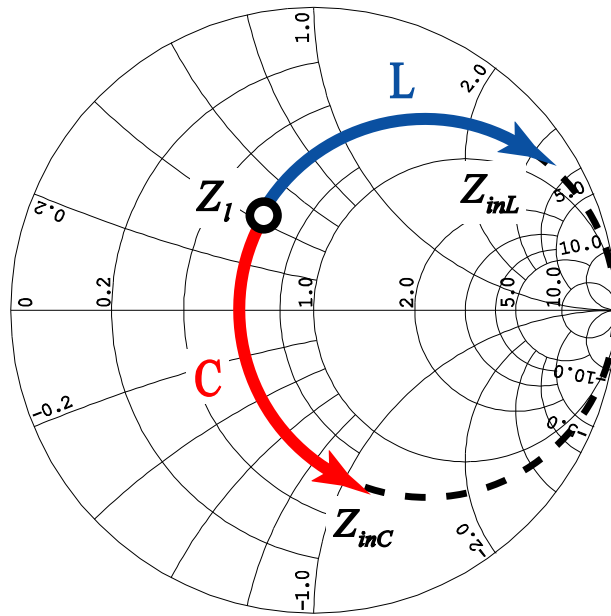


図 2-6 直列にコンデンサもしくはインダクタを接続

並列にインダクタもしくはコンデンサを接続したときは、インピーダンスよりアドミタンスのほうが考えやすいため、図 2-7 に示すようなアドミタンスチャートを用いる。スミスチャートがインピーダンスと反射係数との関係を図表化したもので、直列回路(素子)の取り扱いに適しているのに対し、アドミタンスチャートはアドミタンスと反射係数との関係を図表化したもので、並列回路(素子)の取り扱いに適している。アドミタンスチャートでは、 $Y_{in} = G + jB$ で表されるコンダクタンス G とサセプタンス B を正規化してプロットする。スミスチャートが Z_0 で正規化したのに対し、アドミタンスチャートは $Y_0 = 1/Z_0$ で正規化するため、上下左右がひっくり返っている。

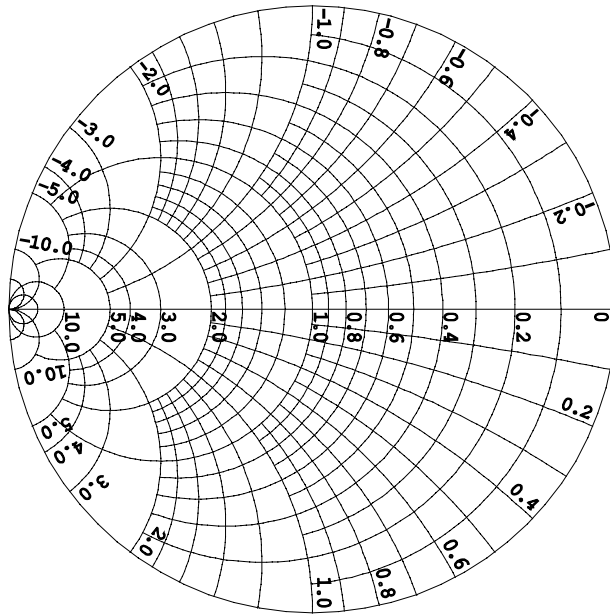


図 2-7 アドミタンスチャート

並列にインダクタを接続した場合は，

$$Y_{in} = G_{in} + j(B_{in} + B_L) = Y_L \quad (2.22)$$

ただし，

$$B_L = -1/\omega L$$

となるため，コンダクタ成分は変化せずに，サセプタンス成分だけが変化する．インダクタのサセプタンスが負であるので，図 2-8 に示すように等コンダクタンス円上をサセプタンスが減少する方向(反時計回り)に移動する．

並列にコンデンサを接続した場合は，

$$Y_{in} = G_{in} + j(B_{in} + B_C) = Y_C \quad (2.23)$$

ただし，

$$B_C = \omega C$$

となるため，コンダクタ成分は変化せずに，サセプタンス成分だけが変化する．コンダクタのサセプタンスが正であるので，図 2-8 に示すように等コンダクタンス円上をサセプタンスが増加する方向(時計回り)に移動する．

スミスチャートもしくはアドミタンスチャートを利用することで，素子や伝送線路の追加による入力インピーダンスと反射量が求まり，適切な素子と伝送線路で構成された

マッチング回路を設計することが可能となる。

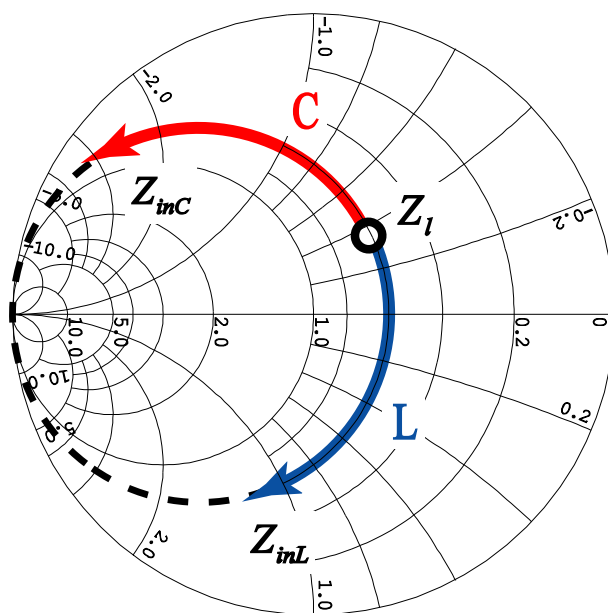


図 2-8 並列にコンデンサもしくはインダクタを接続

2.2 素子装荷形タップ結合共振器

マイクロ波フィルタの特性改善法については長年にわたり検討が行われており，種々の方法が提案されている[8]．帯域特性改善については，通過域近傍の特性改善や，高調波共振応答改善が挙げられる．前者については，共振器の多段化及び減衰極の配置[9]，後者については，容量装荷形[10]及びインピーダンスステップ形[11]の共振器などを用いることにより行われてきた．

本論文では，フィルタにおける通過域近傍の特性改善法として提案されている，素子装荷形タップ結合共振器を用いて検討を行う[12]，[13]．共振器への入出力結合は，共振器の開放端部及び共振器側面へ行うことが一般的であり，共振器側面への結合のひとつはタップ結合と呼ばれ，従来から結合位置の選択による外部 Q の制御に用いられてきた[14]． $\lambda/2$ もしくは $\lambda/4$ 共振器にタップ結合や素子を装荷することにより，所望周波数帯に通過域を配置し，不要な周波数帯に減衰極を実現することが可能である．本節では，タップ結合を用いた容量素子装荷形共振器について述べ，回路シミュレータを用いてその動作を確認した．

2.2.1 容量素子装荷形共振器

図 2-9 に容量素子装荷形共振器の回路構成を示す． $\lambda/4$ 共振器の開放端に容量素子 C_s を装荷し，その素子を介し図 2-9 の a 点で入出力を結合させる構造であり，共振器の線路長 l によって所望周波数帯に通過域を配置し，容量素子を装荷することによって通過域の低域側に減衰極の実現が可能である． a 点から見た共振器側のインピーダンスが零になる周波数，すなわち，入力リアクタンスが零となる周波数では，主線路に対して十分にインピーダンスの低い線路が存在するため，主線路側に信号が伝送されず，減衰極が実現される．装荷容量 C_s の入力リアクタンスを X_1 とし，共振器の入力リアクタンスを X_2 とすると，減衰極の実現条件は， $X_1 + X_2 = 0$ となる．ここで，

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_s} \quad (2.24)$$

$$X_2 = Z_0 \tan \beta l \quad (2.25)$$

と表されることより，

$$\tan \beta l = \frac{1}{Z_0 \omega C_s} \quad (2.26)$$

となる．図 2-10 に図 2-9 の共振器において $l = 26.5 [mm]$, $C_s = 4 [pF]$, $C_{in} = C_{out} = 0.5 [pF]$ とした際の共振特性を示す．図 2-10 より，基本共振周波数 f の低域側に減衰極が 1 つ実現されていることが確認できる．また，式(2.26)より C_s を変化させることで減衰極の位置制御が可能である．

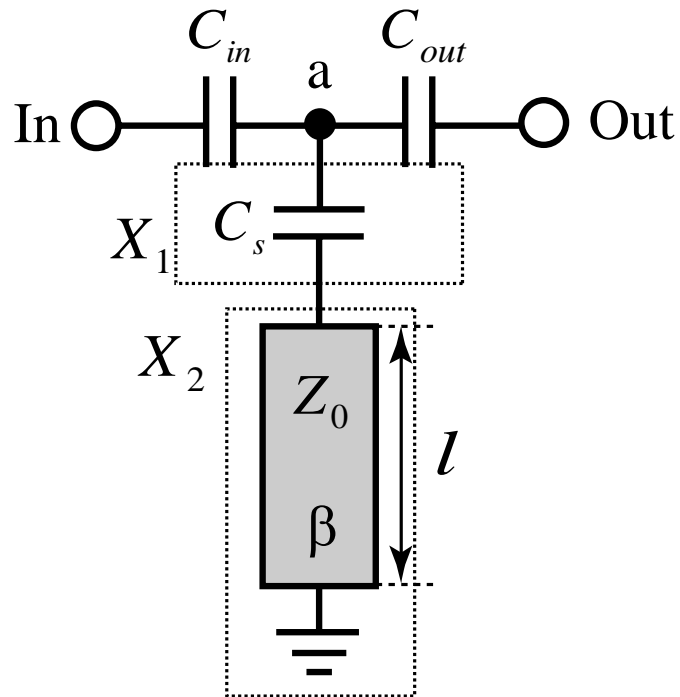


図 2-9 素子装荷形共振器

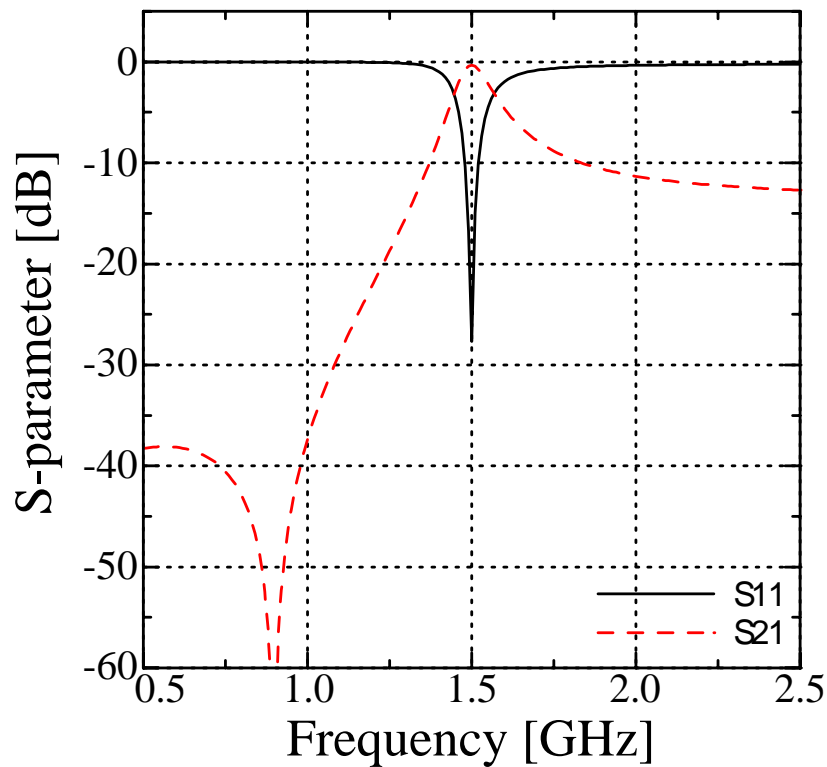


図 2-10 素子装荷形共振器の共振特性

2.2.2 タップ結合共振器

タップ結合とは、共振器の側面から結合をとる方式であり、図 2-11 にタップ結合共振器の回路構成を示す。両端接地形の $\lambda/2$ 共振器にタップ結合を適用する構造であり、共振器の線路長 $l_1 + l_2$ によって所望周波数帯に通過域を配置し、タップ結合によって通過域の高域側に減衰極の実現が可能である。この共振器における減衰極の実現条件は、図 2-11 の a 点から共振器側を見た入力リアスタンス X_1 が零となることにより、

$$\begin{aligned}
 X_1 &= Z_0 \frac{\tan \beta l_1 \tan \beta l_2}{\tan \beta l_1 + \tan \beta l_2} \\
 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

となる。図 2-12 に図 2-11 の共振器において $l_1 = 51.0$ [mm]、 $l_2 = 11.0$ [mm]、 $C_{in} = C_{out} = 1$ [pF]とした際の共振特性を示す。図 2-12 より、基本共振周波数 f の高域側に減衰極が 1 つ実現されていることが確認できる。また、式(2.27)より l_1 と l_2 の長さの割合を変化させることより減衰極の位置制御が可能である。

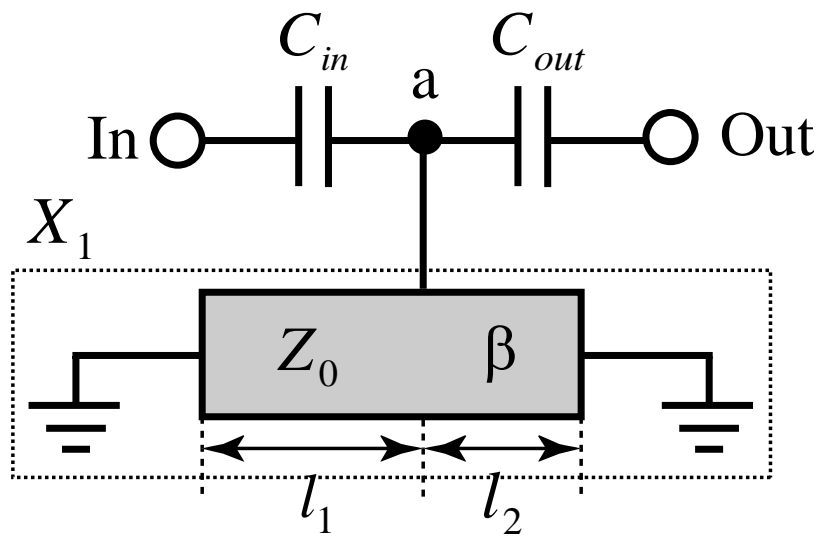


図 2-11 タップ結合共振器

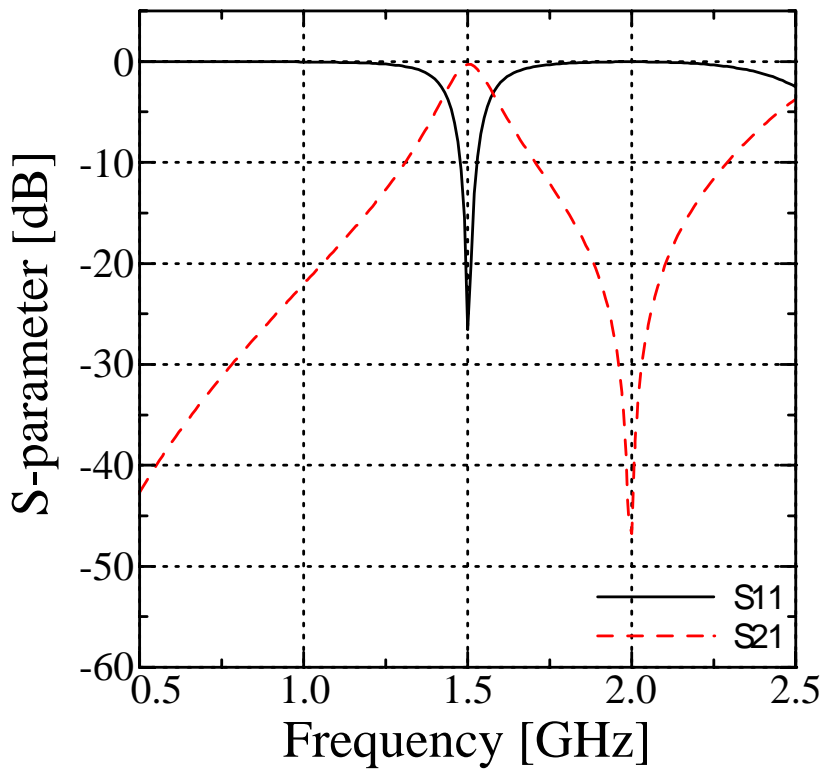


図 2-12 タップ結合共振器の共振特性

2.2.3 容量素子装荷形タップ結合共振器

図 2-13 に容量素子装荷タップ結合共振器の回路構成を示す。前述の容量素子装荷形共振器とタップ結合形共振器を組み合わせた容量素子装荷形タップ結合共振器は、タップ結合を適用した両端接地形の $\lambda/2$ 共振器に容量素子 C_s を装荷し、その素子を介して図の a 点で入出力を結合させる構造である。2.2.2 で示した共振器と同様に共振器の線路長 $l_1 + l_2$ によって所望周波数帯に通過域を配置し、容量素子装荷やタップ結合によって通過域の低域側と高域側に減衰極の実現が可能である。装荷容量 C_s の入力リアクタンスを X_1 とし、共振器の入力リアクタンスを X_2 とすると、減衰極の実現条件は $X_1 + X_2 = 0$ となる。ここで、

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_s} \quad (2.28)$$

$$X_2 = Z_0 \frac{\tan \beta l_1 \tan \beta l_2}{\tan \beta l_1 + \tan \beta l_2} \quad (2.29)$$

と表されることより、

$$Z_0 \frac{\tan \beta l_1 \tan \beta l_2}{\tan \beta l_1 + \tan \beta l_2} = \frac{1}{\omega C_s} \quad (2.30)$$

となる。図 2-14 に図 2-13 の共振器において $l_1 = 53.5 [mm]$ 、 $l_2 = 10.3 [mm]$ 、 $C_s = 12 [pF]$ 、 $C_{in} = C_{out} = 1 [pF]$ とした際の共振特性を示す。図 2-14 より、基本共振周波数 f 近傍の低域側と高域側に減衰極がそれぞれ 1 つずつ実現されていることが確認できる。また、式 (2.30) より C_s の変化や、 l_1 と l_2 の長さの割合を変化させることより減衰極の位置制御が可能である。

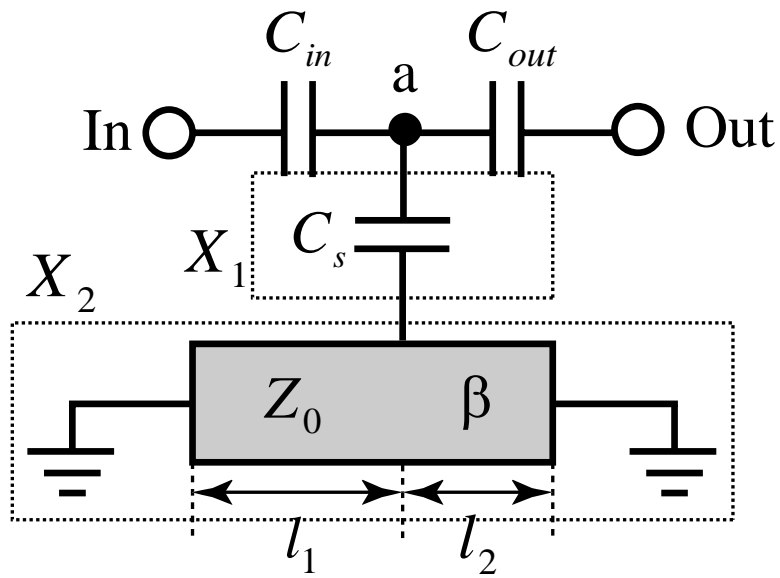


図 2-13 素子装荷タップ結合共振器

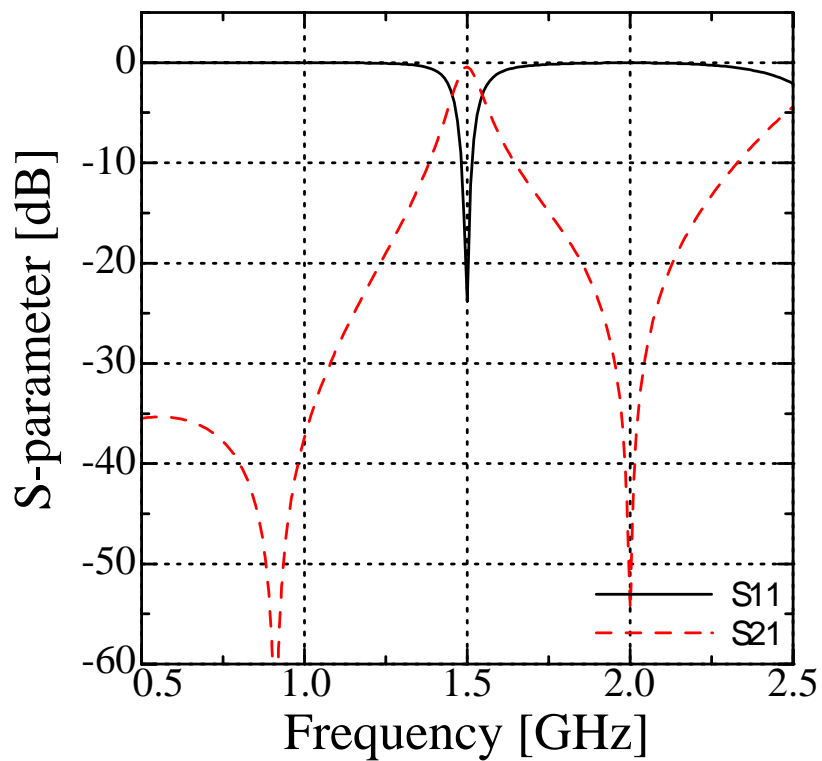


図 2-14 素子装荷タップ結合共振器の共振特性

2.2.4 タップ結合共振器のチューナブル化

図 2-15 に 2.2.2 のタップ結合共振器に可変容量ダイオードと容量素子 C_d を装荷した共振器の回路構成を示す[15] , [16] . C_d は可変容量ダイオードに逆電圧を加える際に , 直流電圧が共振器を介してショートするのを防ぐために用いている . 2.2.2 で示した共振器と同様に共振器の線路長 $l_1 + l_2$ によって所望周波数帯に通過域を配置し , タップ結合によって通過域の高域側に減衰極の実現が可能である . この共振器における減衰極の実現条件は , 図 2-15 の a 点から共振器側を見た入力リアスタンス X_1 が零となることにより ,

$$X_1 = \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} \quad (2.31)$$

ただし ,

$$x_1 = Z_0 \tan \beta l_1 \quad (2.32)$$

$$x_2 = Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_d} - \frac{1}{\omega C_v} \quad (2.33)$$

と表されることより , 以下の式が得られる .

$$\frac{Z_0 \tan \beta l_1 \left(Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_d} - \frac{1}{\omega C_v} \right)}{Z_0 \tan \beta l_1 + \left(Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_d} - \frac{1}{\omega C_v} \right)} = 0 \quad (2.34)$$

となる . 図 2-16 に図 2-15 の共振器において $l_1 = 9.0$ [mm] , $l_2 = 5.1$ [mm] , $C_d = 5$ [pF] , $C_{in} = C_{out} = 1$ [pF] とした際の共振特性を示す . 回路シミュレータで計算する際には , 可変容量ダイオードを C_v に置き換え , その容量値を 5.0 [pF] から 1.4 [pF] へと変化させた . 図 2-16 より , 基本共振周波数 f の高域側に減衰極が 1 つ実現されていることが確認できる . また , 式(2.34)より C_d , C_v の変化や , l_1 と l_2 の長さの割合を変化させることより減衰極の位置制御が可能である .

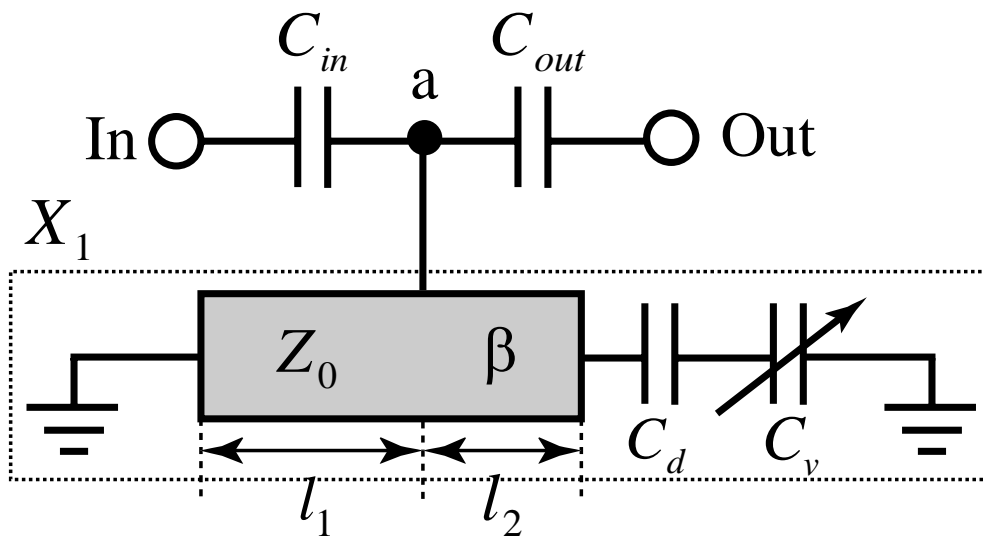


図 2-15 チューナブル化したタップ結合共振器

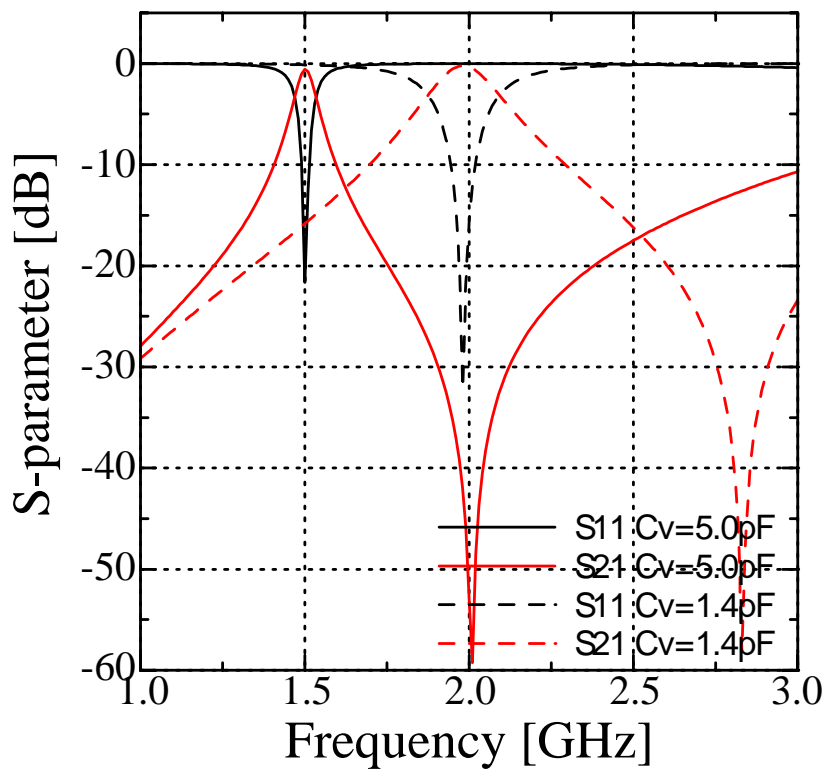


図 2-16 チューナブル化したタップ結合共振器の共振特性

第 3 章

可変容量ダイオードを利用した周波数可変 BPF

3.1 素子の周波数特性

チップコンデンサ，可変容量ダイオードなどを用いて BPF の設計を行った．高周波においては，素子の大きさによる寄生成分が顕著に表れるため，チップコンデンサや可変容量ダイオードはキャパシタンス成分以外にもインダクタンス成分について考慮する必要がある．実際の部品は，浮遊容量やリード線や電極など構造に起因するリアクタンス成分を必ずもっており，自己共振周波数が存在する．コンデンサの等価回路は図 3-1 のようにコンデンサとコイルの直列共振回路として簡易的に示される．高周波回路では，コンデンサのインピーダンス Z_{ch} は次式で表される．

$$Z_{ch} = \frac{1}{j\omega C_c} + j\omega L_c \quad (3.1)$$

ただし， L_c ：コンデンサのインダクタンス成分[H]， C_c ：コンデンサのキャパシタンス成分[F]

本節では，実際に各素子のインピーダンスの周波数特性を測定し，可変容量ダイオードについては電圧印加による容量変化を測定した．

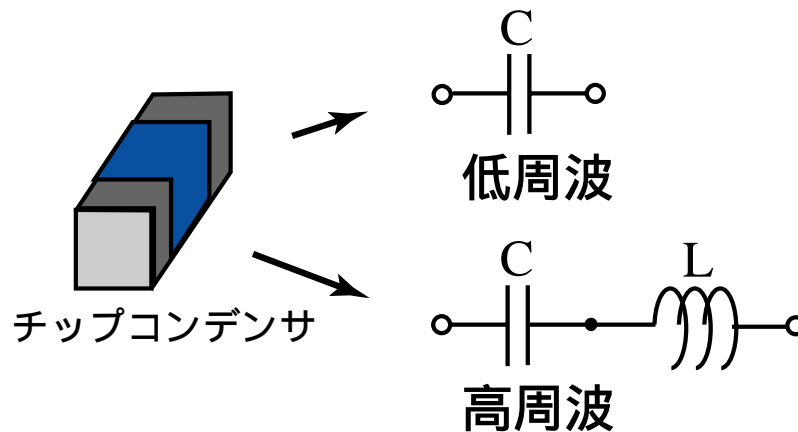


図 3-1 高周波におけるコンデンサの等価回路

3.1.1 測定方法

インピーダンスの周波数特性を簡単に測定する方法として、ネットワーク・アナライザを用いて行う方法がある。測定に使用したネットワーク・アナライザは Anritsu 製の VNA(vector Network Analyzer)37347C である(写真 3-1)。ネットワーク・アナライザに接続されたケーブルの先端で校正を行い、加工した SMA コネクタを接続した。このコネクタぶんの電気長補正を行うことで、インピーダンス測定の基準点がコネクタの先端になるように設定した。図 3-2 に加工した SMA コネクタにコンデンサを実装した測定法を示す。コンデンサを直接コネクタに接続することで、誤差要因を極力減らした測定法とした。



写真 3-1 ネットワーク・アナライザ(Anritsu 製)

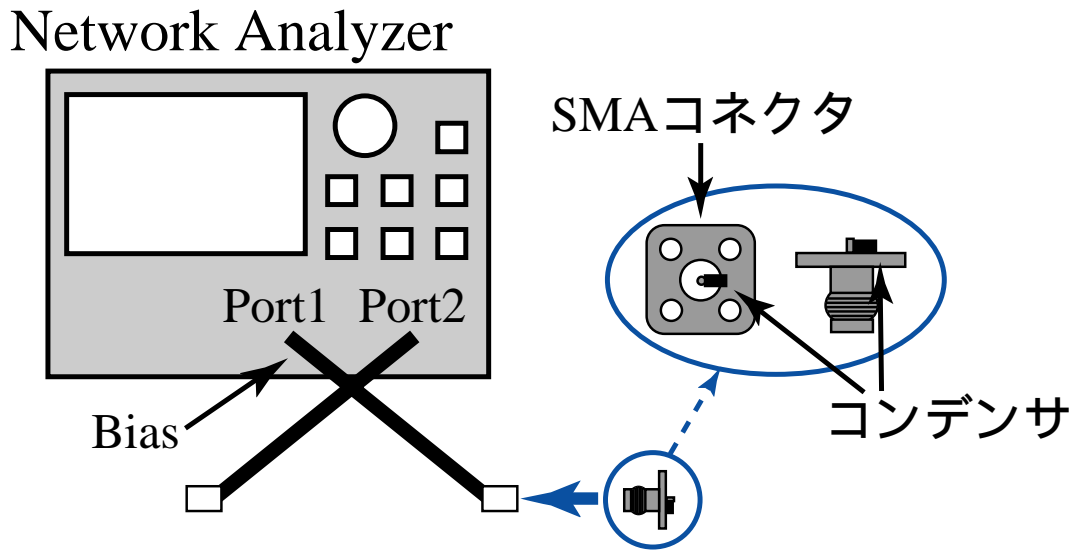


図 3-2 測定方法

3.1.2 チップコンデンサの周波数特性

チップコンデンサとして、太陽誘電社製の積層セラミックコンデンサ(UMK107CH100)を用い周波数特性を測定した。40MHz～5GHz までのインピーダンスの周波数特性を測定し、測定結果を図 3-3 に示す。スミスチャートでは、円の上半分が誘導性の領域で、インダクタの特性を表し、円の下半分が容量性の領域で、キャパシタの特性を表す。測定結果より、用いた素子は、自己共振周波数より低い周波数ではコンデンサとして振る舞い、自己共振周波数より高い周波数ではコイルとして振る舞うことが確認された。測定されたリアクタンスの値から求めた素子のキャパシタンス値およびインダクタンス値を図 3-4 に示す。コンデンサの容量は周波数によって一定ではなく、容量性から誘導性へと変化する自己共振周波数に近づくにしたがって、急激に増加することが確認された。

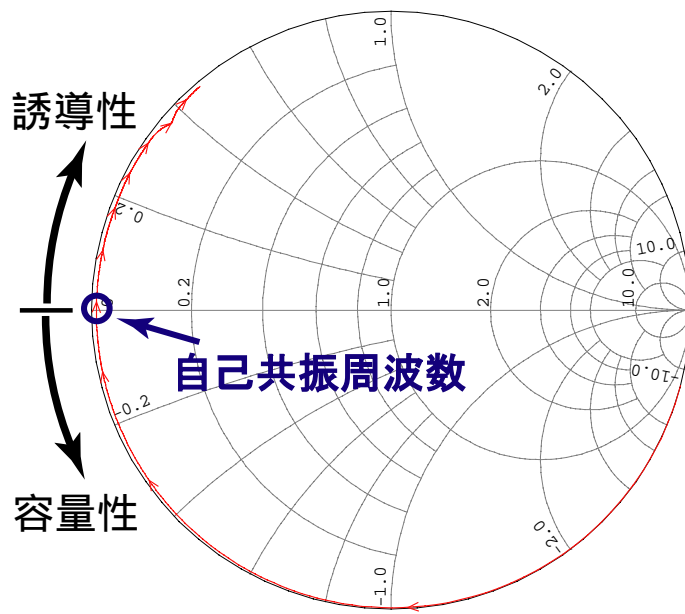


図 3-3 コンデンサの周波数特性

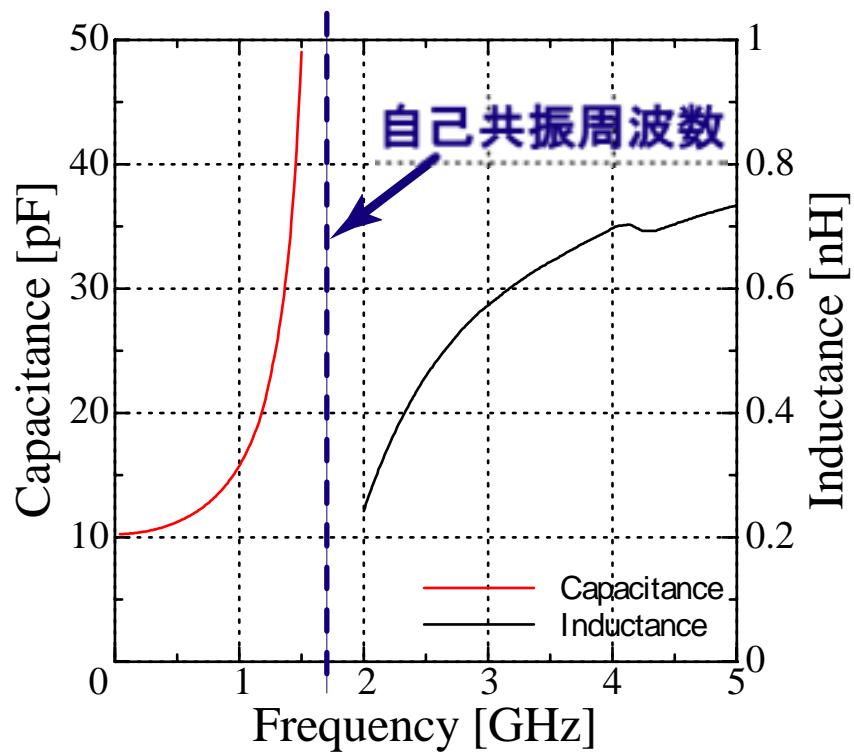


図 3-4 コンデンサの素子値の周波数特性

3.1.3 可変容量ダイオードの周波数特性

可変容量ダイオードとは、PN 接合を逆バイアスしたときの空乏層の静電容量変化を利用した可変容量素子である。その容量は電圧依存性を持ち、逆電圧が高くなると容量が小さくなるという特性がある。逆バイアス時の可変容量ダイオードの漏れ電流 I_R は極めて小さく、数十 μA 以下なので通常は問題にならない。通常の PN 接合でも電圧によって容量が変化するが、超段階接合などによって容量の変化や直線性を高め、可変容量として使いやすくしたものが可変容量ダイオードである。周波数逡倍や周波数変換、パラメトリック増幅を目的として作られた可変容量ダイオードはバラクタと呼ばれる。可変容量ダイオードは、VCO 用や電子同調用など、用途によって様々な種類があるため、目的と周波数に応じて選択する必要がある。

可変容量ダイオードとして、市販の日立製の HVM15 を用いた。40MHz ~ 5GHz までのインピーダンスの周波数特性を測定し、測定結果を図 3-5 に示す。コンデンサと同様に自己共振周波数より低い周波数ではコンデンサとして振る舞い、自己共振周波数より高い周波数ではコイルとして振る舞うことが確認された。バイアスを印加することによってその周波数特性を測定した。可変容量ダイオードの 40MHz ~ 5GHz におけるリアクタンスの周波数特性を図 3-6 に示す。測定されたリアクタンスの値から求めた素子のキャパシタンス値やインダクタンス値を表 3-1 に示す。印加電圧の増加にしたがい、容量値が小さくなっていくことが確認された。

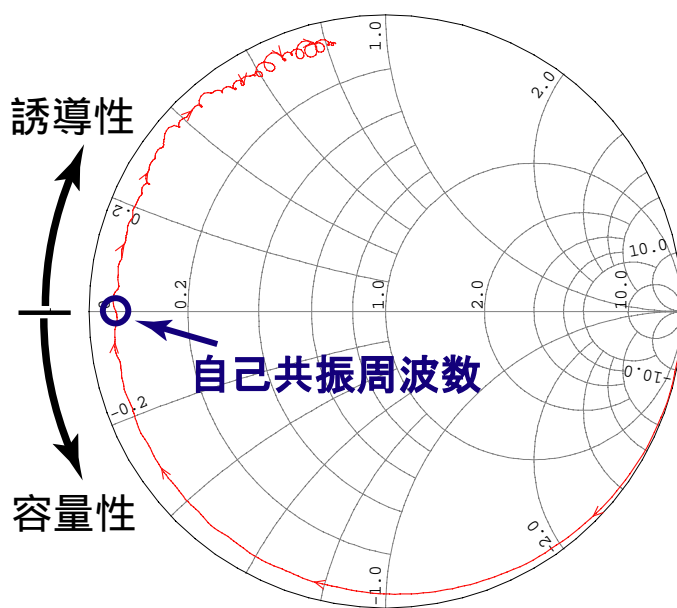


図 3-5 可変容量ダイオードの周波数特性

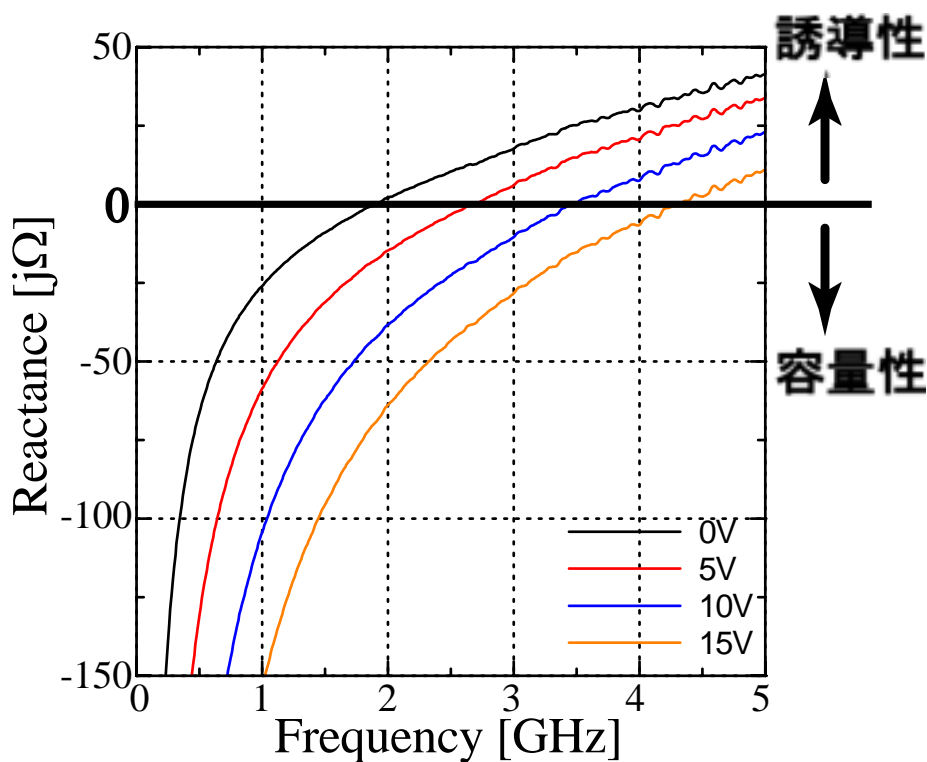


図 3-6 高周波におけるリアクタンス値の変化

表 3-1 素子のキャパシタンス値およびリアクタンス値

Bias (共振周波数)	40MHz	100MHz	500MHz	900MHz
0V (1.90GHz)	4.53pF	4.52pF	4.80pF	5.72pF
5V (2.71GHz)	2.50pF	2.35pF	2.43pF	2.62pF
10V (3.45GHz)	1.62pF	1.43pF	1.44pF	1.49pF
15V (4.33GHz)	1.18pF	1.01pF	1.00pF	1.02pF

Bias (共振周波数)	1.5GHz	2GHz	3GHz	4GHz	5GHz
0V (1.90GHz)	11.79pF	0.16nH	0.93nH	1.18nH	1.31nH
5V (2.71GHz)	3.40pF	5.41pF	0.31nH	0.82nH	1.07nH
10V (3.45GHz)	1.70pF	2.07pF	5.05pF	0.30nH	0.72nH
15V (4.33GHz)	1.11pF	1.24pF	1.86pF	6.04pF	0.34nH

3.2 周波数可変 BPF の設計および製作

回路シミュレータ(Microwave Office 2002)を用い回路設計を行い、マイクロストリップ線路にディスクリット部品を実装することで製作し、実験を行うことでその特性を確認した。誘電率 $\epsilon_r = 2.6$, 厚さ 0.8[mm] , $\tan \delta = 0.001$ のガラスフッ素誘電体基板を用いて設計した。

3.2.1 可変容量ダイオードを用いた BPF の設計

2 章で述べたように、容量素子装荷形のタップ結合共振器を用いることにより、所望周波数帯に通過域を配置し、不要な周波数帯に減衰極を実現することが可能であった。複数の周波数帯の受信信号を分波する必要があるため、2.2.3 の容量素子装荷形タップ結合共振器に可変容量ダイオード C_L を装荷し、固定容量 C_s を可変容量ダイオードにすることによって、通過域と減衰極を調節することが可能となり、周波数可変 BPF の設計が行える。設計した BPF の構造を図 3-7 に示す。装荷容量 C_s の入力リアクタンスを X_1 , 共振器部の入力リアクタンスを X_2 とすると、 a 点から見た共振器側の入力リアクタンスが零となる周波数が減衰極となることより、減衰極の実現条件は $X_1 + X_2 = 0$ となる。

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_s} \quad (3.2)$$

$$X_2 = \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} \quad (3.3)$$

ただし、

$$x_1 = Z_0 \tan \beta l_1 \quad (3.4)$$

$$x_2 = Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_L} \quad (3.5)$$

と表されることより、以下の式が得られる。

$$\frac{Z_0 \tan \beta l_1 \left(Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_L} \right)}{Z_0 \tan \beta l_1 + \left(Z_0 \tan \beta l_2 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_L} \right)} = \frac{1}{\omega C_s} \quad (3.6)$$

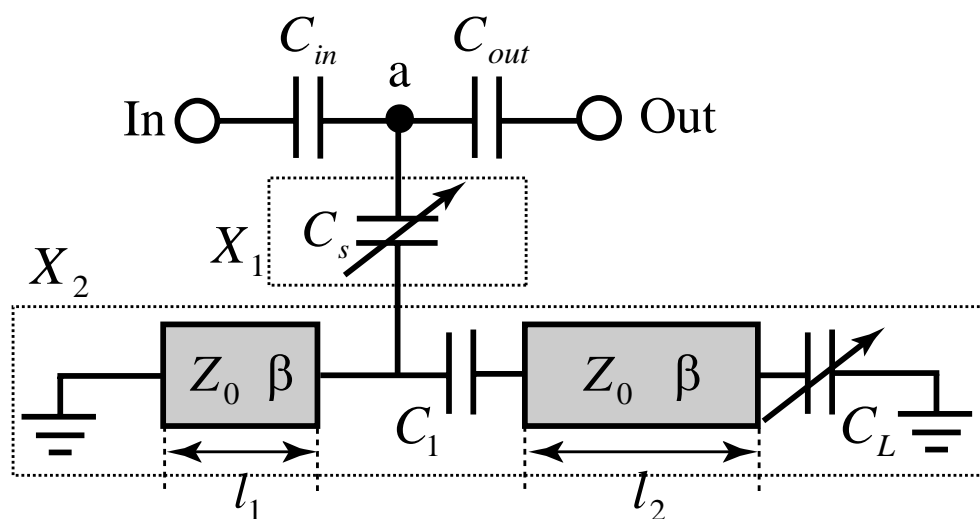
電圧を印加しない場合は、通過域を 1.5GHz に、減衰極を 900MHz と 2.0GHz に配置し、

印加電圧を 18V とすることで、通過域を 2.0GHz に、減衰極を 900MHz と 1.5GHz に配置するように設計した。図 3-8，図 3-9 に製作した図 3-7 の BPF の共振特性を示す。製作した回路を写真 3-2 に、そのレイアウトを図 3-10 に示す。

電圧を印加しない場合は、1.5GHz において挿入損が-2.8dB であり、900MHz において-33dB の抑圧、2.0GHz において-15dB の抑圧を得た。

電圧を印加した場合は、2.0GHz において挿入損が-1.9dB であり、900MHz において-33dB の抑圧、1.5GHz において-27dB の抑圧を得た。

前節で述べたように、可変容量ダイオードには周波数特性があり、今回用いた HVM15 は印加電圧が小さい場合、2.0GHz 付近では自己共振周波数を超過しており誘導性を示していたため、この特性も考慮に入れて設計を行った。挿入損劣化の原因としては、使用した可変容量ダイオードの抵抗分による損失が考えられる。図 3-7 の a 点から共振器側を見たインピーダンスと可変容量ダイオードをチップコンデンサに置き換えた時のインピーダンスの比較を図 3-11 に示す。本来、通過域の周波数ではインピーダンス無限大、減衰極の周波数ではインピーダンス零であることが望ましいが、製作した回路では、通過域の周波数ではインピーダンスが無限大になっておらず、減衰極の周波数ではインピーダンスが零になっていない。そのため、挿入損が劣化してしまい、また、減衰極特性も望めなかったと考えられる。今後は、損失の少ない可変容量ダイオードを用いて検討を行うことで特性改善が望める。



$$l_1 = 6.3 \text{ [mm]} \quad l_2 = 38.2 \text{ [mm]}$$

$$C_1 = 8 \text{ [pF]} \quad C_{in} = C_{out} = 1 \text{ [pF]}$$

図 3-7 可変容量ダイオードを用いた BPF の構造

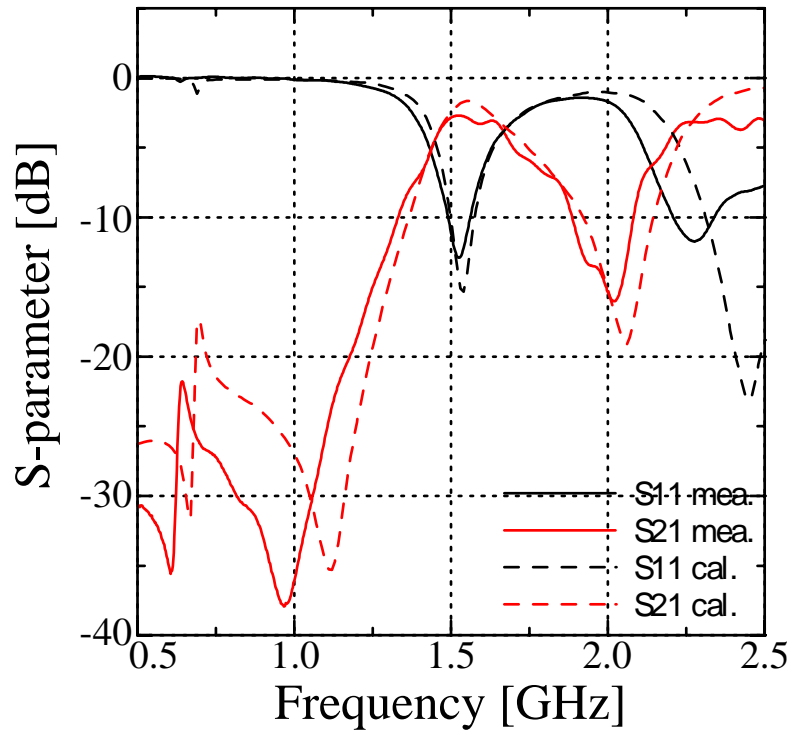


図 3-8 可変容量ダイオードを用いた BPF の共振特性(1.5GHz)

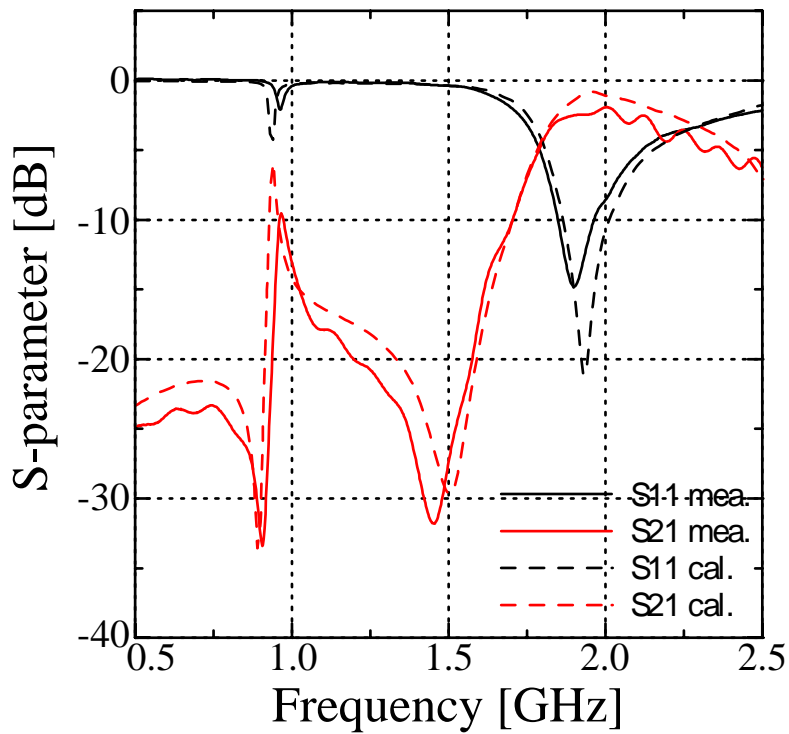


図 3-9 可変容量ダイオードを用いた BPF の共振特性(2.0GHz)

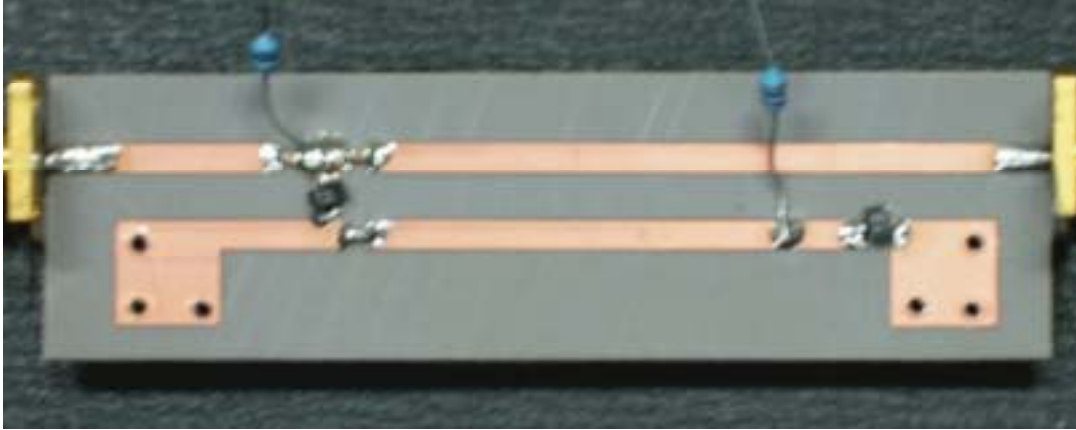


写真 3-2 可変容量ダイオードを用いた BPF の回路

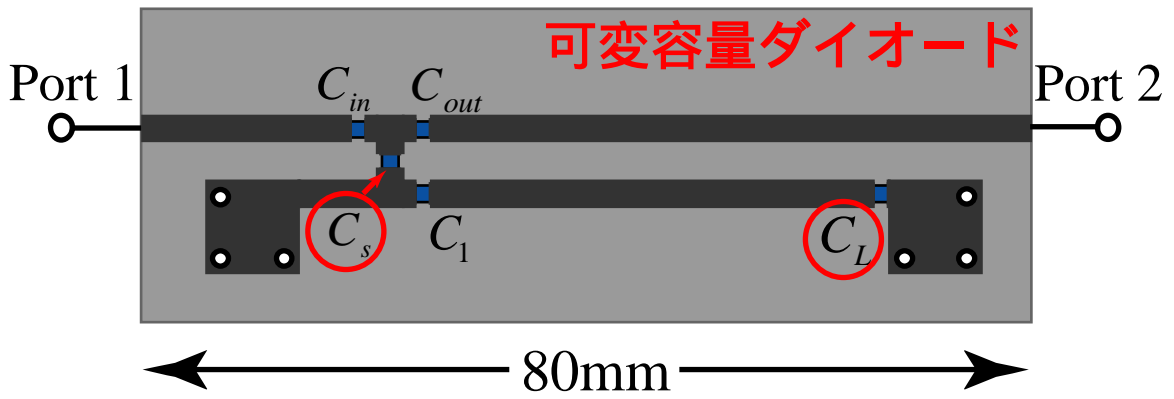


図 3-10 可変容量ダイオードを用いた BPF のレイアウト

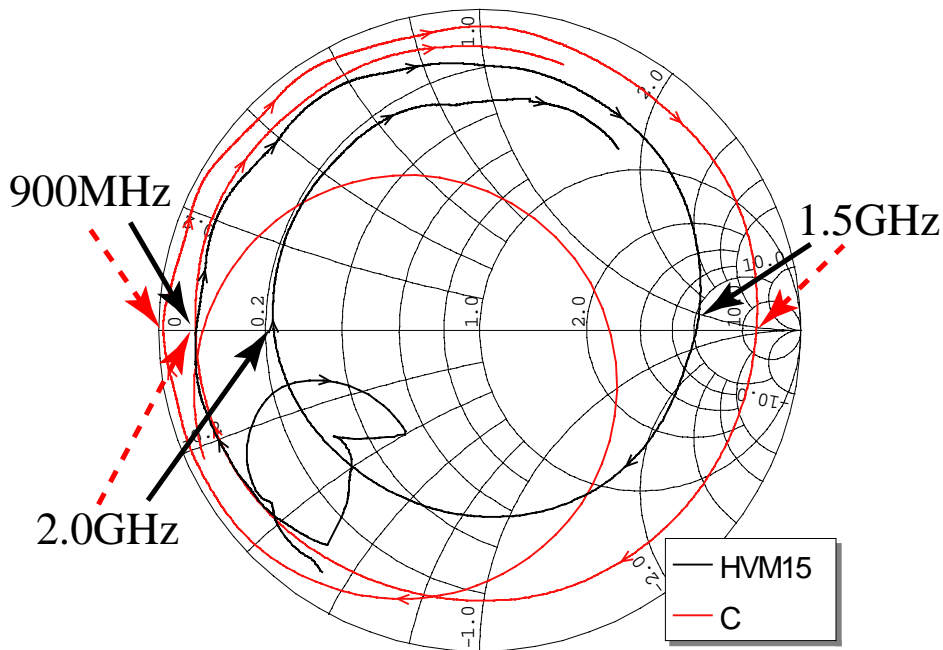


図 3-11 a 点から共振器側を見たインピーダンス特性の比較

3.2.2 2 段 BPF の設計および製作

急峻な減衰極を形成するために、3.2.1 で設計した BPF を用いて 2 段の BPF の設計を行った。設計した 2 段の BPF の構造を図 3-12 に示す。図中の周波数可変 BPF とは図 3-7 の構造における a 点から共振器側の回路を意味する。段間に容量素子を装荷することにより接続を行った。図 3-13、図 3-14 に製作した図 3-12 の BPF の共振特性を示す。製作した回路を写真 3-3 に、そのレイアウトを図 3-15 に示す。

電圧を印加しない場合は、1.5GHz において挿入損が-5.3dB であり、900MHz において-44dB の抑圧、2.0GHz において-39dB の抑圧を得た。

電圧を印加した場合は、2.0GHz において挿入損が-3.8dB であり、900MHz において-36dB の抑圧、1.5GHz において-31dB の抑圧を得た。

BPF を 2 段に多段化することで共振周波数の低域側の減衰極における抑圧量は、図 3-16 より、3.2.1 で製作した BPF の 2 倍程度が期待されたが、実験値は-45dB 程度であった。この抑圧量の低下は、低域側の減衰極において、本来、図 3-12 の a 点から b 点を見たインピーダンスが無限大であることが望ましいがそうになっていなかったことによるものだと考えられる。a 点から b 点を見たインピーダンスが減衰極では無限大となり、通

過域の周波数では零となる回路で段間を接続すれば、多段化することで急峻な減衰極を得ることが期待できる。

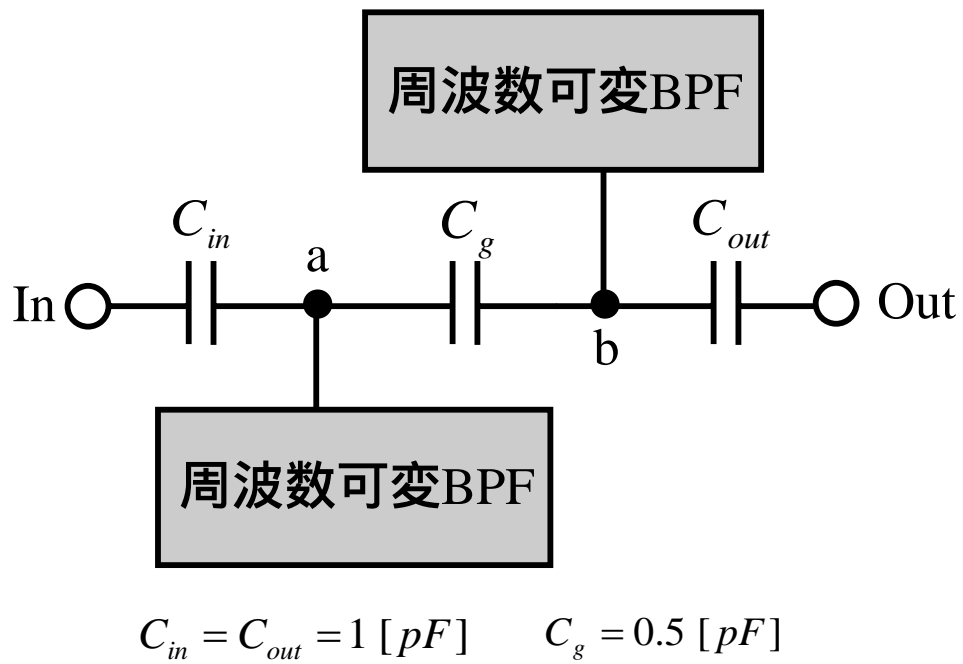


図 3-12 2 段 BPF の構造

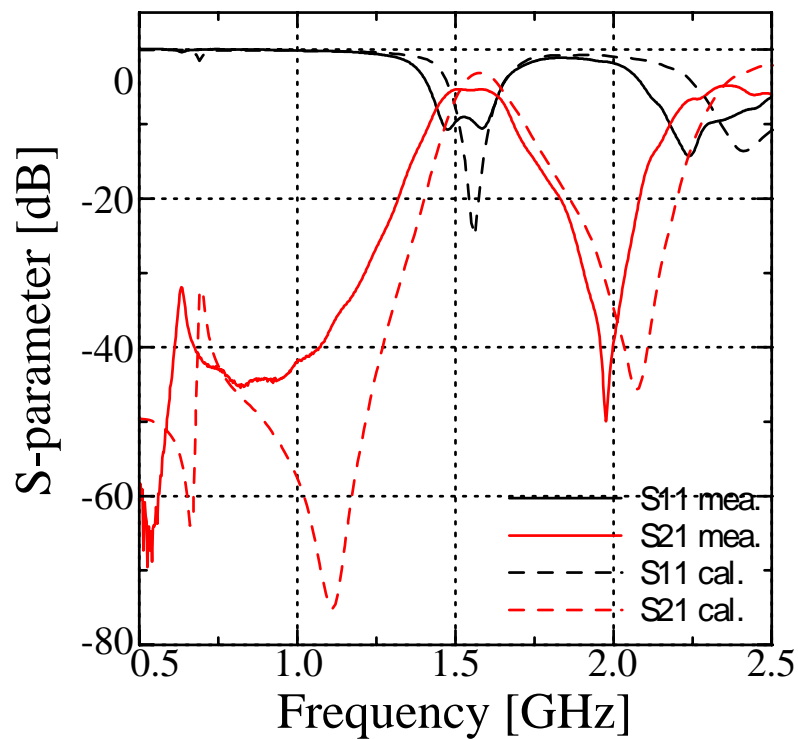


図 3-13 2 段 BPF の共振特性(1.5GHz)

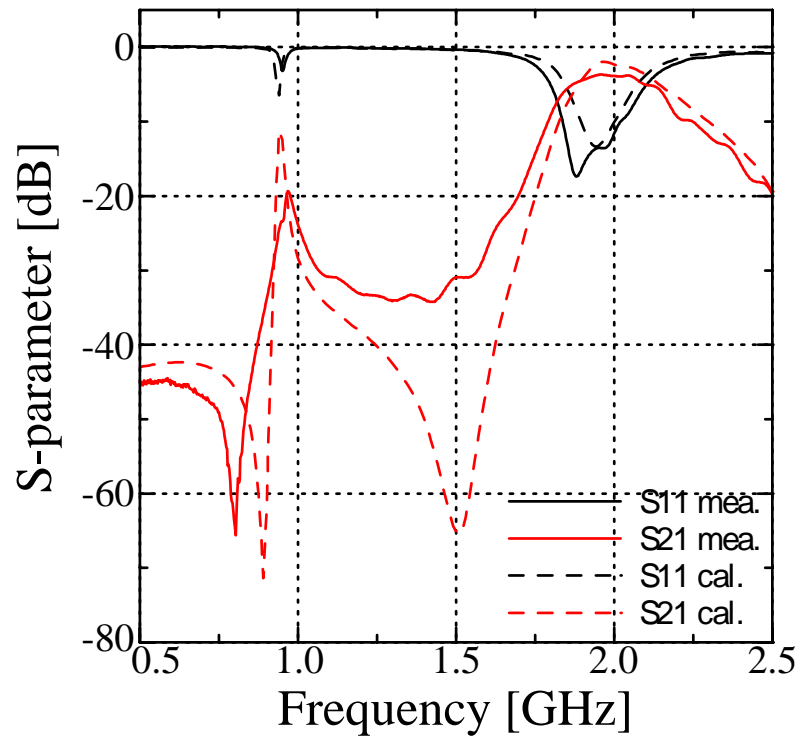


図 3-14 2 段 BPF の共振特性(2.0GHz)

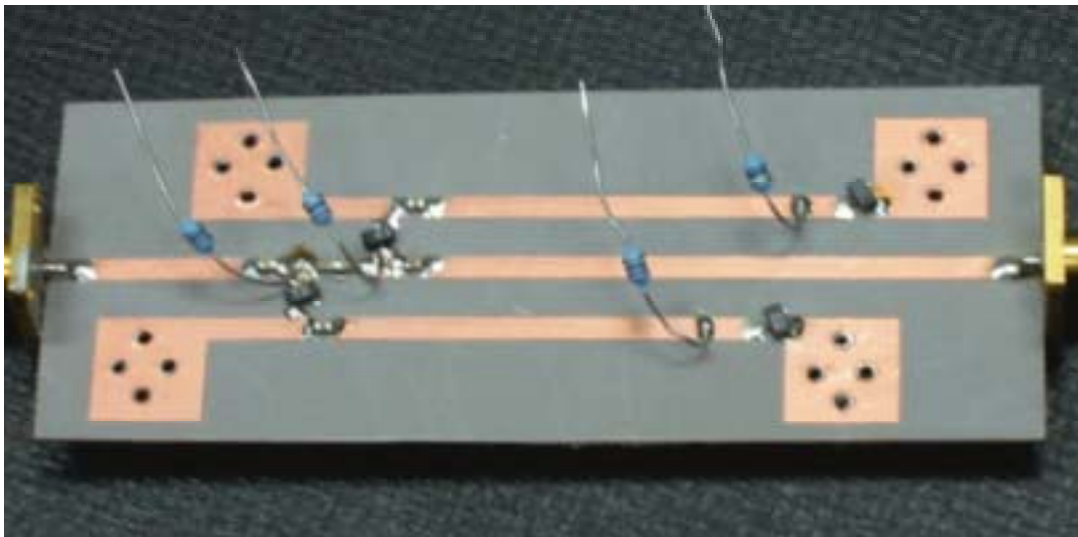


写真 3-3 2 段 BPF の回路

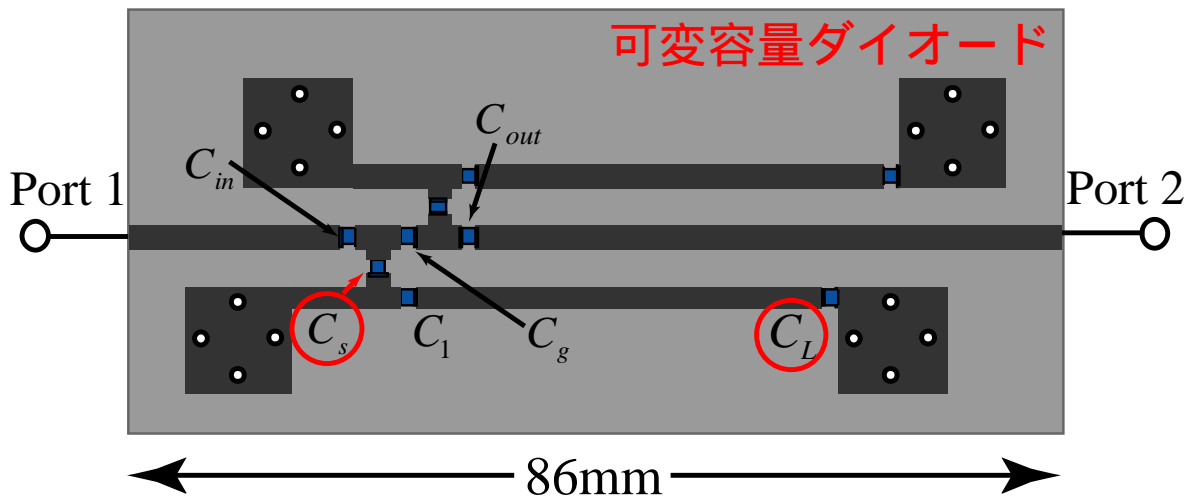


図 3-15 2 段 BPF のレイアウト

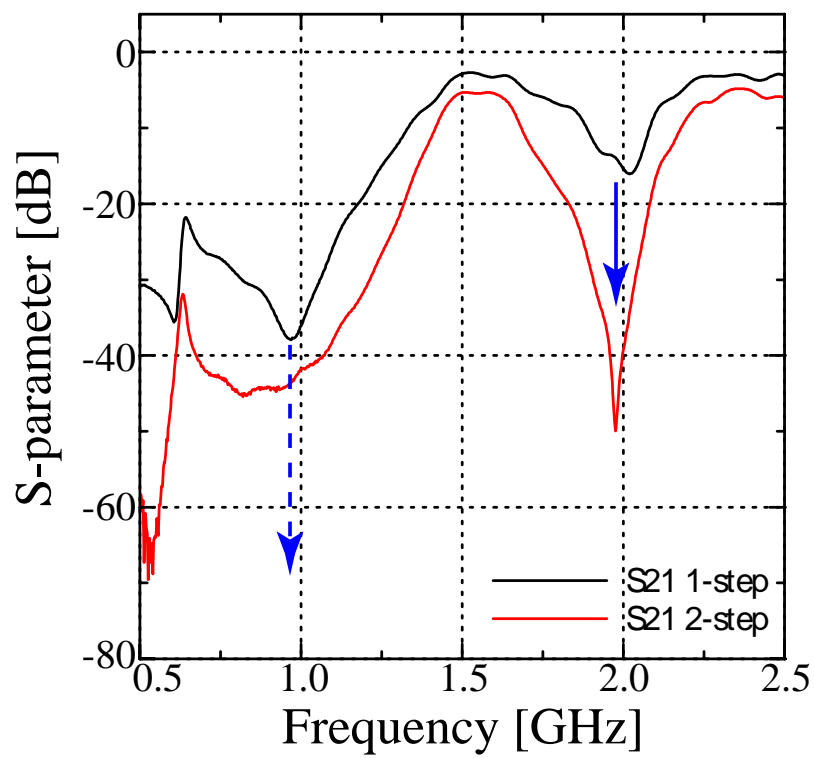


図 3-16 1 段 BPF と 2 段 BPF の特性比較

3.2.3 2段 BPF における特性改善

段間に用いた回路を改善することによって急峻な減衰極を得ることが確認された。設計した2段のBPFの構造を図3-17に示す。段間には50Ω線路と容量素子を用いて設計を行った。図3-17のa点からb点を見たインピーダンスが減衰極では無限大となり、通過域の周波数で整合をとることができるように設計した。図3-18, 図3-19に製作したBPFの共振特性を示す。製作した回路を写真3-4に, そのレイアウトを図3-20に示す。

電圧を印加しない場合は, 1.5GHzにおいて挿入損が-8.7dBであり, 900MHzにおいて-64dBの抑圧, 2.0GHzにおいて-33dBの抑圧を得た。

電圧を印加した場合は, 2.0GHzにおいて挿入損が-4.8dBであり, 900MHzにおいて-42dBの抑圧, 1.5GHzにおいて-50dBの抑圧を得た。

段間には図3-17に示すような所望周波数を固定と想定した整合回路で接続を行ったが, 実際は所望周波数を1.5GHzと2.0GHzで可変にするため, この整合回路も可変にする必要がある。段間の回路にも可変容量ダイオードを用いるなどして接続することでさらなる特性改善が期待でき, 今後の課題である。

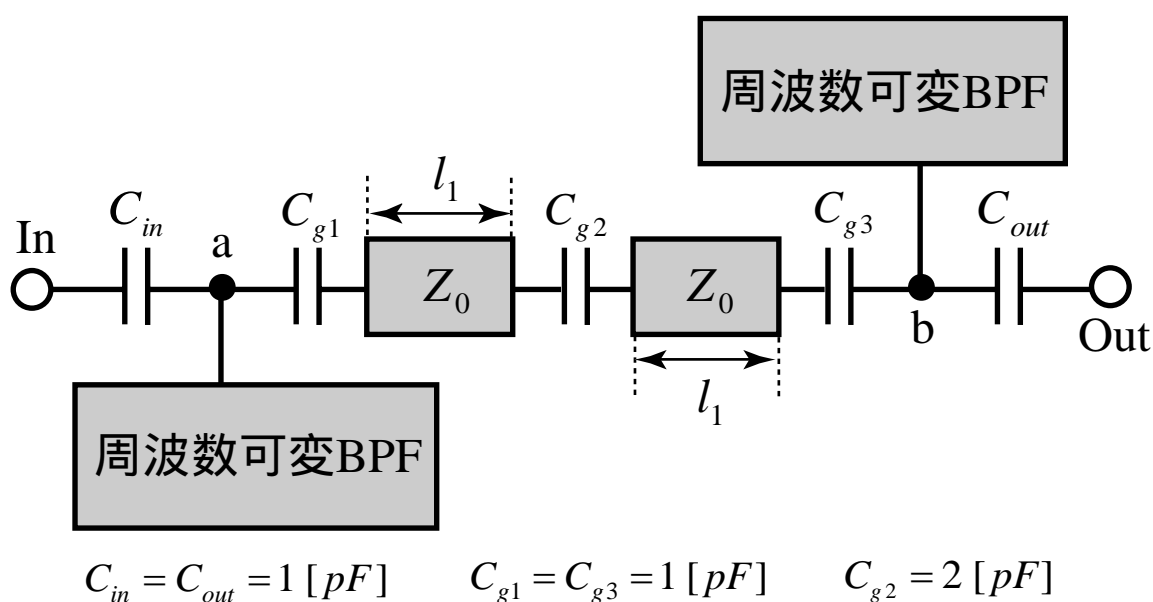


図3-17 特性改善した2段BPFの構造

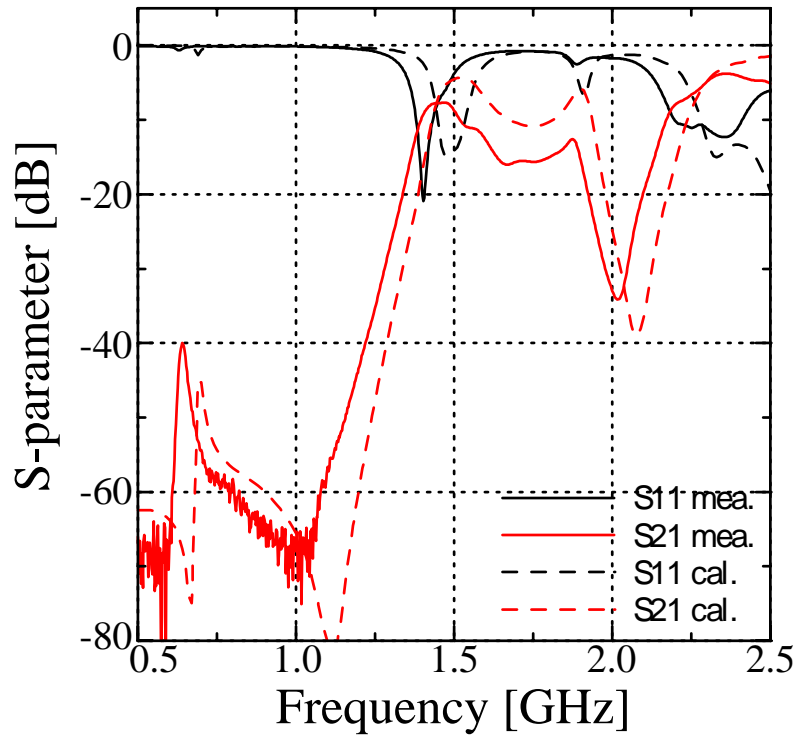


図 3-18 特性改善した 2 段 BPF の共振特性(1.5GHz)

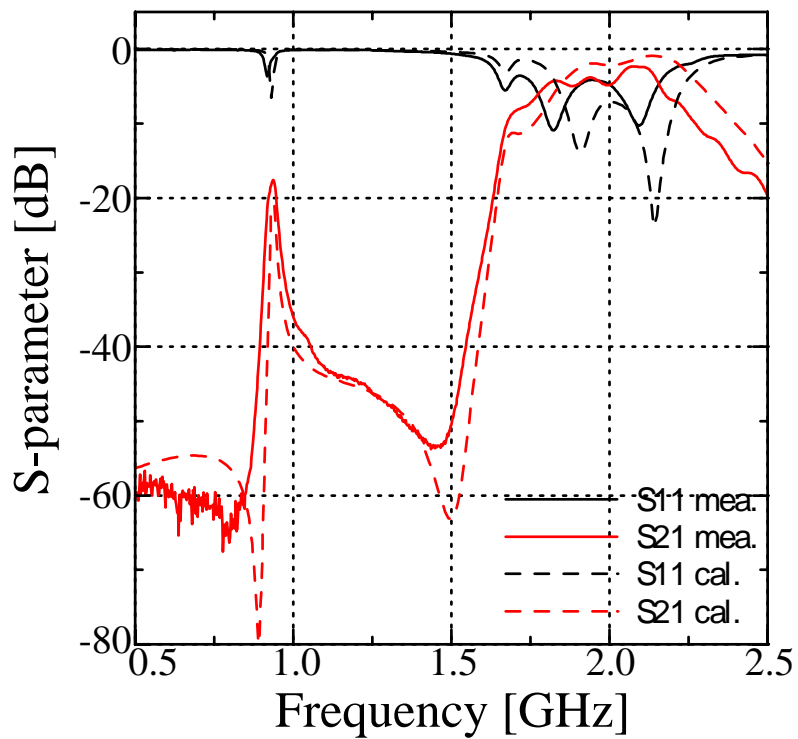


図 3-19 特性改善した 2 段 BPF の特性(2.0GHz)

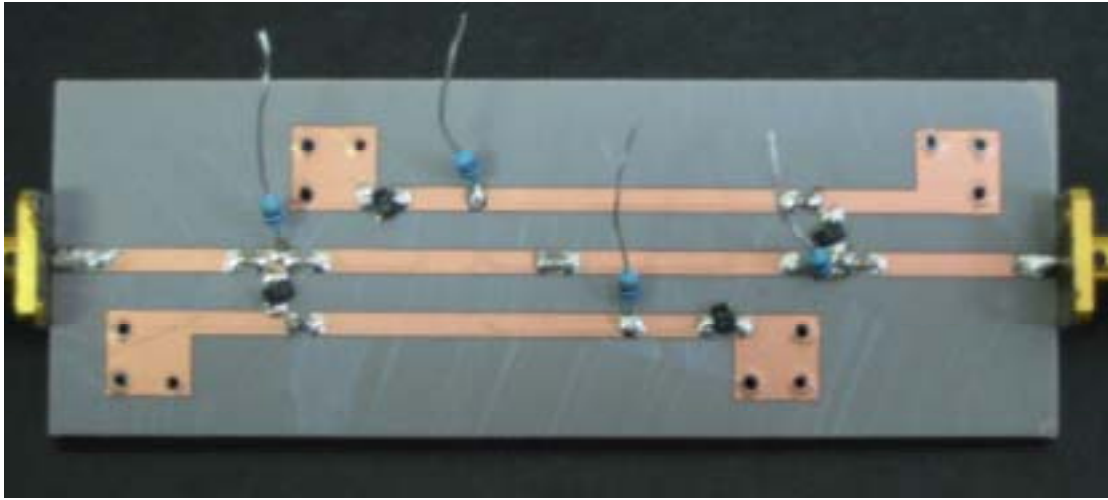


写真 3-4 特性改善した 2 段 BPF の回路

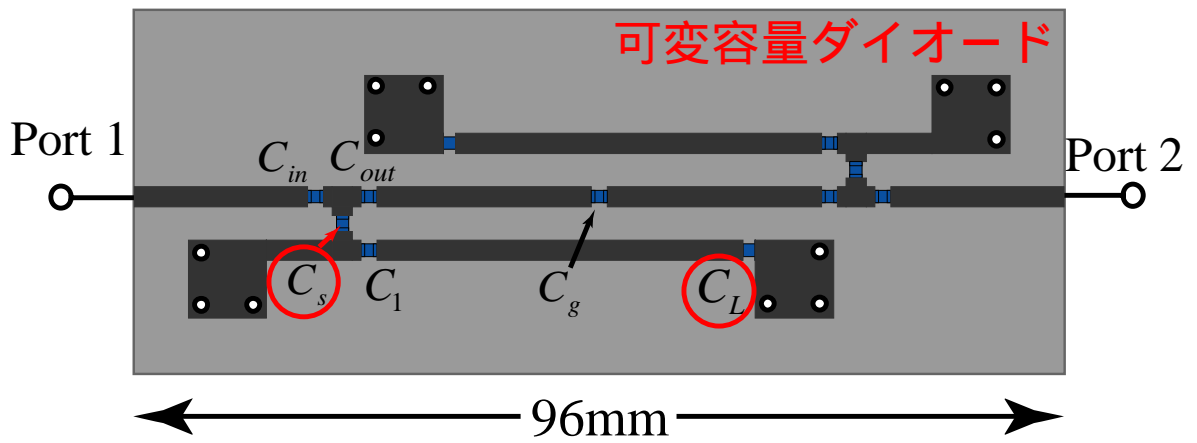


図 3-20 特性改善した 2 段 BPF のレイアウト

第4章

結論

本研究では，多周波共用アンテナを対象とした多周波共用受信機の必要性を述べ，回路規模の大型化を抑制するために，フィルタ部について周波数可変素子を用い検討を行った．現行の携帯電話(900MHz 帯，1.5GHz 帯)と IMT2000(2.0GHz 帯)を想定して周波数可変 BPF の設計，製作を行い動作確認した．

2 章において，高周波における基本事項について述べ，容量素子装荷形タップ結合共振器を用いることにより，所望周波数付近に減衰極が実現可能であることについて述べた．

3 章において，高周波におけるチップコンデンサ，可変容量ダイオードの周波数特性について測定を行い，動作を確認し，可変容量ダイオードを用いた周波数可変 BPF を設計及び実験を行った．通過域 1.5GHz において挿入損が-2.8dB であり，減衰極を 900MHz と 2.0GHz に配置し，それぞれ-33dB，-15dB の抑圧を得た．通過域 2.0GHz において挿入損が-1.9dB であり，減衰極を 900MHz と 1.5GHz に配置し，それぞれ-33dB，-27dB の抑圧を得た．急峻な特性を得るために，設計した BPF を 2 段に多段化することによって，通過域 1.5GHz において挿入損が-8.7dB，減衰極を 900MHz と 2.0GHz に配置し，それぞれ-64dB，-33dB の抑圧を得た．通過域 2.0GHz において挿入損が-4.8dB，減衰極を 900MHz と 1.5GHz に配置し，それぞれ-42dB，-50dB の抑圧を得た．

本研究において，用いた可変容量ダイオードの損失が大きかったことなどが原因で，主線路から共振器側を見込んだインピーダンスが通過域の周波数において無限大，減衰極の周波数において零になっておらず，挿入損失が劣化してしまった．多段化の際，段間には所望周波数を固定と想定した整合回路で接続を行ったが，所望周波数を 1.5GHz と 2.0GHz で可変にするため，段間に用いた整合回路も可変容量ダイオードを用いるなどして周波数を可変にし，さらなる特性改善が可能であると考えられ，今後の課題である．さらに，通過域の可変領域を 900MHz 帯まで広げることにより，3 周波共用のフィルタとなり，さらなる受信回路規模の縮小を図ることが実現可能であると期待できる．

謝辞

本研究を進めるにあたり，親切なご指導と的確なアドバイスを賜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り，様々な面でお世話になりました修士課程2年の溝呂木上先輩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方に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 梅林 健太, 河野 隆二, “ソフトウェア無線のためのキャリアオフセットのある環境での雑音電力に適応した Blind 変調方式推定” 信学技報, Vol.J84-B pp.1151-1162, No.7
- [2] 杉本 由紀, 恵比根 佳雄, “移動通信における 60 と 120 ビーム幅を有する 3 周波共用基地局アンテナ” 信学技報, A・P99-47, pp.35-42, 1999-07
- [3] 斎藤 俊介, 新井 宏之, “2 周波共用マイクロストリップアンテナ構成法の一検討” 信学ソ大, B-1-161, 2003-9
- [4] T.Watanabe, K.Furutani, N.Nakajima and H.Nandai, “Antenna Switch Duplexer For Dualband Phone(GSM/DCS) Using LTCC Multilayer Technology” 1999 International Microwave Symposium Digest of IEEE MTT-S, pp.215-218, 1999-9
- [5] 石川 容平, 平塚 敏朗, 園田 富哉, 坂本 孝一, “ミリはフィルタの最新技術動向” 信学技報, MW2001-105, pp.49-54, 2001-11
- [6] 和田 光司, 山本 靖久, 橋本 修, “結合位置制御形共振器フィルタを用いたアンテナ共用器に関する一検討” 信学ソ大, C-2-46, 2001-9
- [7] 大野 貴信, 和田 光司, 橋本 修, “減衰極機能を有する BPF を用いたトリプレクサに関する一検討” 信学ソ大, C-2-102, 2003-9
- [8] 北村 敏明, 下代 雅啓, 山田 徹, 沢 新之輔, “スロット結合マイクロストリップフィルタの特性解析” 信学技報, MW99-57, pp.45-51, 1999-7
- [9] 和田 光司, 神山 智英, 橋本 修, “共振特性改善形 $\lambda/4$ 共振器を用いた BPF による帯域外特性改善に関する検討” 信学技報, MW2002-38, pp.31-38, 2002-6

- [10] Kouji WADA , Osamu HASHIMOTO , “ Mechanism of Operation for an Open-Ended Resonator and Its Application to a Microwave Filter ” TECHNICAL REPORT OF IEICE , MW99-216 , pp15-22 , 2000-2
- [11] Kouji WADA , Kouichi NAKAGAWA , Osamu HASHIMOTO , Hiroshi HARADA , “ A Method for Improving Harmonic Responses by Intrinsic Functions of Tapped Resonators ” TECHNICAL REPORT OF IEICE , MW2000-89 , pp97-104 , 2000-8
- [12] 和田 光司 , 相原 良行 , 橋本 修 , 原田 博司 , “ 両端接地形 $\lambda/2$ 共振器 BPF の特性改善に関する一検討 ” 信学技報 , MW2001-90 , pp.125-132 , 2001-10
- [13] 和田 光司 , 中川 浩一 , 橋本 修 , 原田 博司 , “ $\lambda/2$ 共振器 BPF への結合による伝送特性の変化 ” 信学技報 , MW2001-11 , pp.65-72 , 2001-4
- [14] M.Dishal , “ A Simple Design Procedure for Small Percentage Bandwidth Round-rod Interdigital Filters ” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. , Vol.MTT-23 , pp.696-698 , 1965-9
- [15] 和田 光司 , 鈴木 淳之 , 橋本 修 , “ $\lambda/4$ 共振器における共振周波数および減衰極のチューナブル化に関する基礎的検討 ” 信学ソ大 , C-2-101 , 2003-9
- [16] 和田 光司 , 須賀 良介 , 鈴木 淳之 , 橋本 修 , “ 有極特性を有する $\lambda/2$ 共振器のチューナブル特性に関する一検討 ” 信学ソ大 , C-2-85 , 2003-9
- [17] LEO YOUNG , “ Microwave Filters-1965 ” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. , Vol.MTT-13 , No5 , pp.489-508 , 1965-9
- [18] 溝呂木 上 , “ Low-IF 方式受信機に関する研究 ” , 横浜国立大学電子情報工学科 , 平成 13 年度卒業論文
- [19] 新井 宏之 , 新アンテナ工学 , 総合電子出版者
- [20] 市川 祐一 , 青木 勝 , “ GHz 時代の高周波回路設計 ” CQ 出版 , 2003
- [21] 川崎 繁男 , “ マイクロ波平面回路の CAD 設計 I-受動回路 ” リアライズ , 1996

[22] トランジスタ技術, 第 40 巻, 第 469 号, pp.157-164, 2003-10