

修士論文

切り替え型デュアルバンド受信機に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成 16 年 2 月 10 日提出

横浜国立大学 工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

02GD163 溝呂木 上

要約

近年の移動体通信の普及に伴う移動無線通信端末の急激な発展により、無線端末の用途も通話からメールなどの低容量データ伝送、映像や音声を含む大容量のマルチメディアデータ通信へと発展を続けている。近年この発展に伴い、ユビキタスネットワークが提唱されてきた。ユビキタスネットワークでは、時間や場所に関わらない常時ネットワークサービスの利用、機器間における様々なサービスのやり取り、利用の際にストレスを感じないような超高速ネットワークなどが目標とされている。無線端末分野においては、このようなネットワーク社会の実現に向けて、複数の周波数やアプリケーションに対応した無線端末の要求が高まっている。

マルチバンドの受信機の構成方法としては、構成する回路素子に想定する周波数帯全てにおいて動作するような広帯域な素子を用い、アンテナ直下に位置するフィルタによってその時々に必要なとされる周波数成分を選択する構成法と、必要な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とされる周波数用の経路を選択する構成法などが挙げられる。前者は、構成を簡単にできるという利点があるが、素子が広帯域であるため、不必要な周波数成分においても動作してしまいフィルタへの負担が大きいという問題がある。後者では、構成する素子がそれぞれ狭帯域なものであるため、他の不必要な周波数成分の抑制が期待できるが、複数の受信経路を必要とするために回路規模は大きくなってしまいう問題がある。

前述の問題を踏まえ本論文では、動作する周波数を切り替えて使用できるような素子を用いた構成方法について検討を行った。このような構成であれば、素子が不必要な周波数帯では動作しないため広帯域な構成よりもアンテナ直下のフィルタの負担が軽減され、受信経路は一系統で済むため複数の受信経路を用いる構成のような回路規模の大型化も抑制できる。

本論文では、キャリア周波数 2GHz と 5GHz の二つの周波数帯を用いる周波数切り替え型受信機の構成の重要な部分を占めるであろう増幅器、フィルタ、周波数変換部の素子について、周波数を切り替えて動作させることができる構造について検討を行った。所望の周波数成分を切り替えて最終的な中間周波数に変換する際に、どちらを所望成分とした場合においても、不要成分とした信号との間に全体で 40[dB]以上の電力レベル差を得た。広帯域な構成で同様の特性を得るためにはアンテナ直下のフィルタで不要とした成分を 40[dB]以上抑制する必要があることから、フィルタの負担が大きく軽減されたことが確認された。製作した素子の大きさにおいても、2GHz 単体とほぼ同等であることから複数の経路を用いる構成よりも小型化に有利であることが確認された。

目次

第1章 序論	1
1.1 移動体通信	1
1.2 ユビキタスネットワーク社会	1
1.3 受信方式	2
1.4 マルチバンド受信機	4
第2章 周波数切り替え型増幅器	6
2.1 高周波回路設計	7
2.1.1 マイクロストリップ線路	7
2.1.2 単線路の特性	8
2.1.3 負荷の接続による入力インピーダンスの変化	10
2.1.4 反射係数	12
2.1.5 Sパラメータ	12
2.1.6 スミスチャート	14
2.2 整合回路	16
2.2.1 スタブによる整合	16
2.2.2 線路の挿入による整合	20
2.3 周波数切り替え型増幅器	22
2.3.1 アクティブ素子を用いたスタブ	25
2.3.2 実験結果	32
第3章 周波数切り替え型フィルタ	35

3.1 対称結合 2 線路の伝送特性.....	37
3.1.1 結合線路上の 2 種類の波形伝搬モード	37
3.1.2 対称結合 2 線路の線路定数	40
3.2 周波数切り替え型フィルタ.....	42
第 4 章 周波数変換部	51
4.1 ウェーバー方式.....	51
4.2 2 周波数成分を用いたウェーバー方式.....	53
4.3 EVM による特性の評価.....	57
4.4 抑制特性.....	59
4.5 切り替え型素子の有効性.....	61
第 5 章 結論	63
謝辞	65
参考文献	66

第 1 章

序論

1.1 移動体通信

近年の移動体通信の普及に伴い、移動無線通信端末は急激な発展をとげた。アナログ信号を用いた第一世代、デジタル信号を用いた第二世代、2GHz 帯というさらに高い周波数帯を用いて通信容量、転送速度を拡大した第三世代へと発展を遂げると共に、その用途は通話から、メールなどの低容量データ伝送、さらに映像や音声を含む大容量のマルチメディアデータ通信へと発展し続けている。近年は、さらなる高品質な画像や音声を高速に伝送する方式として第四世代通信システムの研究が盛んである。この第四世代では、より高周波帯での通信を行うことでの転送速度の向上や利用者の増加に伴う帯域の確保、アレー化したアンテナで受信した信号をデジタル信号処理することで任意の方向にビームを形成する DBF(Digital Beam Forming)アレーアンテナなどのより高度な信号処理の利用による高品質な通信方式などが目的とされている。

1.2 ユビキタスネットワーク社会

以上のような無線通信の発展に伴い、ユビキタスネットワークが提唱されてきた。ユビキタスネットワークのユビキタスとは、ラテン語「Ubiquitous」(偏在する、いたるところに存在する)に由来している。このユビキタスネットワークとは、以下のような特徴をもつ[1]

- (a) いつでも、どこでも、何であってもネットワークにつながることができ、通信サービスを利用することができる。
- (b) パーソナル ID などにより、巷に存在する端末を自分専用カスタマイズされた個人端末として利用することができる。
- (c) 様々な機器間(通信端末、テレビ、ゲーム機器、冷蔵庫など)で、様々なサービスを自在に流通、利用することができる。
- (d) 非常に高速なネットワークを構築することにより、どのようなサービスもストレスを感じることなく利用できる。
- (e) どのような時であっても、安心して様々なサービスを利用することができる

このようなネットワーク社会を実現するために、様々な分野で技術開発が進められている。特に無線端末においては、マルチモード、マルチバンドに対応した無線端末の要求が高まっており、マルチバンドアンテナやマルチバンド受信機の研究が進められている。

主に受信機の基本となる方式としては、大きく分けてスーパーヘテロダイン方式、ダイレクトコンバージョン方式の二つの方式が存在する。

1.3 受信方式

図 1.1 スーパーヘテロダイン受信方式を示す。この方式では、まず搬送波(RF)と局部発振器(LO)をミキサに入力し周波数 $f_{RF} - f_{LO}$ なる中間周波数(IF)に周波数変換を行う。この IF 信号の成分にはミキサにおいて発生した不要な周波数成分などが深まられる為、フィルタにより不要な周波数成分を除去し、増幅回路により増幅を行い次のミキサへと送られる。この操作を数回繰り返すことにより所望の周波数帯に変換して所望の信号を得る方式である。受信信号をいったん中間周波信号に変換することによって、広い動作周波数範囲を要する回路を最小限に抑え、安定動作と選択特性の改善を図っている。スーパーヘテロダイン方式は雑音特性や安定性に優れているが、IF 段が複数必要であり、IF フィルタの小型化が困難であるため、回路規模が大きくなってしまふ欠点がある。

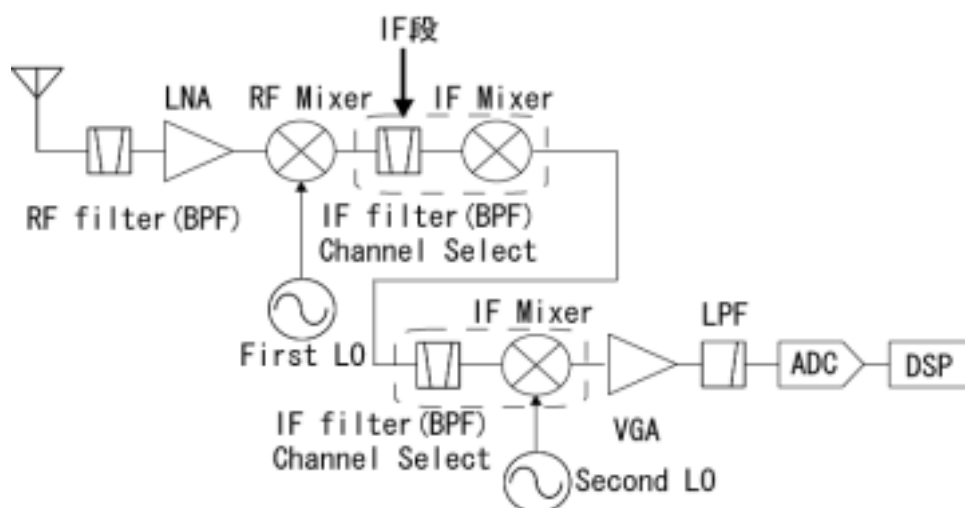


図 1.1 スーパーヘテロダイン方式

ダイレクトコンバージョン(ゼロ IF)受信方式では、この IF 段を削減することで回路の小型化が図られている。図 1.2 にダイレクトコンバージョン(ゼロ IF)受信方式を

示す。この方式は、RF 信号と同じ周波数の LO 信号を混合して、直接ベースバンド信号を取り出す構成をしている。その結果、チャンネル選択(帯域制限)をするための IF フィルタや IF ミキサ等が不要となるため、部品の削減につながり小型化に有効である。

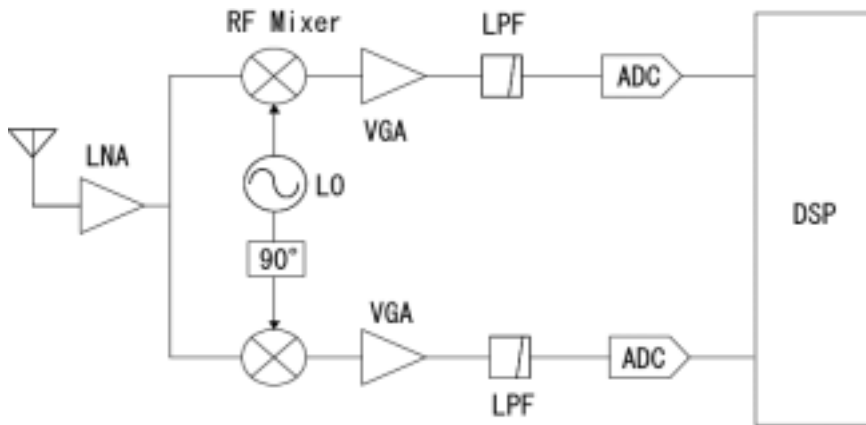


図 1.2 ダイレクトコンバージョン方式

ダイレクトコンバージョン受信方式では、ベースバンド信号に DC 成分が含まれるために起こる DC オフセットという課題がある。DC オフセットとは、RF 周波数と LO 周波数が同一であるため、LO の電流が RF ミキサを経由して増幅されてしまう現象が生じてしまい、図 1.3 のように DC 成分により信号のレベルが全体的に上にシフトしてしまい、そのため A/D,D/A のダイナミックレンジを有効利用できない現象である。DC オフセットの解消が実用化への最大の障壁となっている。

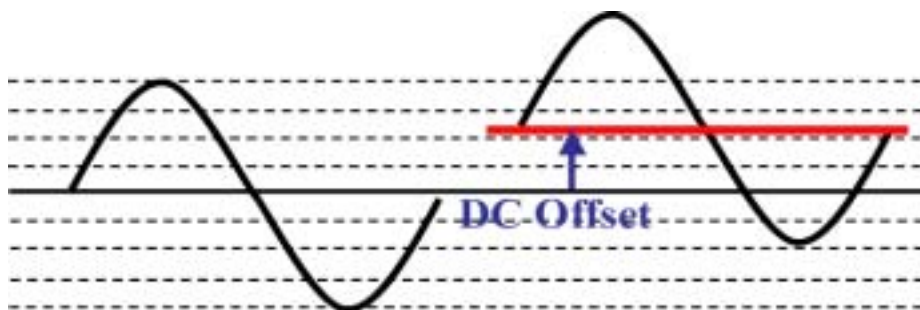


図 1.3 DC オフセット

1.4 マルチバンド受信機

マルチバンドに対応した受信機の構成方法としては、以下のような方法があげられる。

- (a) 図 1.4 に示すような、アンテナ部、増幅部、周波数変換部などの素子に、想定する周波数帯全てにおいて動作するような広帯域な素子を用い、アンテナ直下に位置するフィルタによってその時々に必要なとされる周波数成分を選択する方法
- (b) 図 1.5 に示すような必要な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とされる周波数用の経路を選択することでマルチバンドに対応する方法、
- (c) 必要な周波数帯全てにおいてチューナブルに動作周波数を選択することができる素子を用いることで、受信機を構成する方法

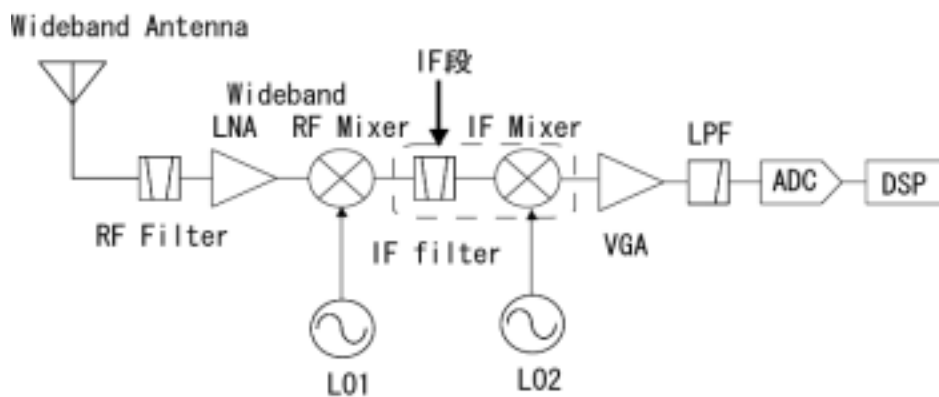


図 1.4 広帯域な素子を用いた構成

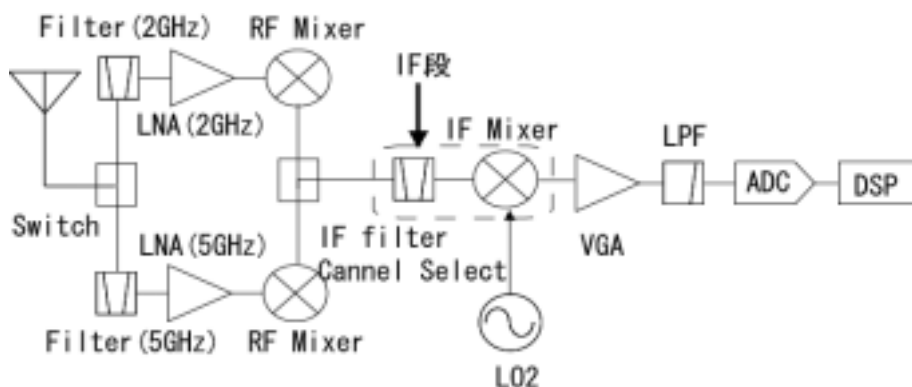


図 1.5 複数の経路を用いた構成

(a)の方法は、受信経路は一系統で済み、容易な構成にすることができるという利点があるが、構成する素子が広帯域な素子であるため unnecessary 周波数成分においても動作してしまうという問題点がある。増幅器や周波数変換器などで unnecessary 周波数成分が得てしまうゲイン分余計に、アンテナ直下のフィルタにおいて抑制する必要があるため負担が大きくなってしまう。

これに対し(b)の方法では、増幅器などの構成する素子がそれぞれ狭帯域なものであるため、フィルタ部以外でも unnecessary 周波数成分の抑制が期待できるが、複数の受信経路を必要とするために回路規模は大きくなってしまいう問題がある。

また、(c)の方法では、増幅器などにチューナブルな素子を用いるため、受信経路は一系統で済み、 unnecessary 周波数成分の抑制も期待できるが、想定する周波数が大きく離れたものである場合、その全てにおいてチューナブルに動作するような素子の実現が難しいという問題がある。

これらの問題点を踏まえ本論文では、動作する周波数を切り替えて使用できるような素子を用いた構成方法について検討を行った。このような構成であれば、素子が unnecessary 周波数帯では動作しないため広帯域な構成よりもアンテナ直下のフィルタの負担が軽減され、受信経路は一系統で済むため複数の受信経路を用いる構成のような回路規模の大型化も抑制できる。

本論文では、キャリア周波数 2GHz と 5GHz の二つの大きく離れた周波数帯を用いる増幅器、フィルタ、周波数変換部について、このような構成に利用できるような構造について検討を行った。

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、周波数切り替え型増幅器について述べ、3章において分布結合2線路を用いた周波数切り替え型フィルタについて述べた。4章では、ウェーバー方式周波数コンバージョンを用いた周波数変換部について述べ、5章で結論を述べる。

第 2 章

周波数切り替え型増幅器

受信機が想定するアプリケーションが決まれば、それらがどのような周波数帯を使用しているかから、対応する必要のある周波数帯が決まる。増幅器においてはこれらの周波数帯をカバーするために、想定する全ての周波数帯において動作するような広帯域増幅器を利用する方法や、狭帯域な増幅器を集積化する方法が用いられている。しかしながら、どれかのアプリケーションを使用する場合には、他のアプリケーションの信号は不要波となるが、広帯域増幅器ではこれらの不要波まで増幅してしまう問題がある。また、狭帯域な増幅器を集積化する方法では回路規模が大きくなってしまふ。

理想的なマルチバンド増幅器とは、その時々必要とするアプリケーションの信号のみを増幅し、他のアプリケーションの信号は増幅しない、あるいは抑制することが可能な増幅器と考えられる。このような増幅器の構成方法の一つとしては、動作周波数を切り替えて動作させることが可能な増幅器があげられる。このような増幅器としては、FET のバイアス点を変化させることによる反射特性の変化を利用した増幅器などが報告されている[2]。

本論文では、周波数を切り替えて動作させることができるような増幅器の構成方法として、アクティブ素子を整合スタブ回路に挿入した構成について述べる。動作周波数は 2GHz と 5GHz を想定した。設計には誘電率 $\epsilon_r=2.6$ 、厚さ 0.8[mm]、のフッ素誘電体基板を用いた。2[GHz]における $\lambda_g/4=25.4$ [mm]、5[GHz]における

$\lambda_g/4=10$ [mm]、50 における線路幅は 2.2[mm]として設計を行った。

増幅器の設計において最も重要な要素として整合回路が挙げられる。整合回路を設計するにあたり必要とされる知識として、2.1 においてマイクロストリップ線路の特性、線路に負荷が接続される事による入力インピーダンスの変化、反射係数、S パラメータ、スミスチャートについて述べる。2.2 において、整合回路によるインピーダンス整合法について、2.3 でアクティブ素子の挿入されたスタブによる周波数切り替え型増幅器について述べる。

2.1 高周波回路設計

2.1.1 マイクロストリップ線路

増幅器の構成は、マイクロストリップ線路上にディスクリート部品を配置する構成とした。マイクロストリップ線路は、損失は大きい基板の上に平面状で形成され製作が容易で小型である。従って基板上にある多くの部品の接続に用いるのに便利であるという利点がある。また基板上にほかの回路も平面状に製作する場合、マイクロストリップ線路も同時に製作できるなどの理由により、マイクロ波集積回路においてマイクロストリップ線路が広く用いられている。

マイクロストリップ線路の断面構造を図 2.1 に示す。上面の導体が伝送線路として機能し、下面の導体は GND となっている。マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは、使用する基板の比誘電率、厚さ、導体の厚さ、幅によって定まる。特性インピーダンス Z_0 の式を以下に示す。

$$Z_0 = \frac{59.95}{\sqrt{2}\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + u \left[\frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} u + \sqrt{\left(\frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right)^2 u^2 + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \pi^2} \right] \right\} \quad (2-1)$$

$$u = 4h / (W + \Delta W)$$

$$W = \begin{cases} 0 & (t=0) \\ \frac{t}{\pi} \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \left\{ 2.386 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{W/t + 1.1} \right)^2 \right] \right\} & (t > 0) \end{cases}$$

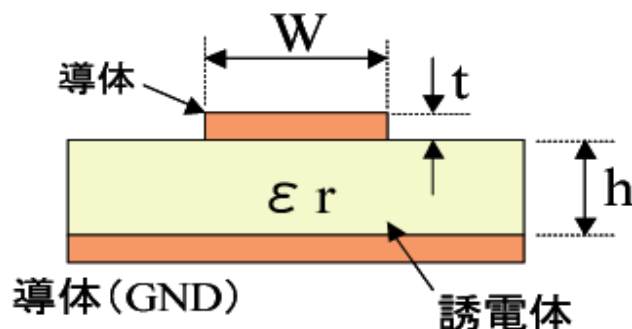


図 2.1 マイクロストリップ線路の断面図

2.1.2 単線路の特性

マイクロストリップ線路の等価回路を用いることにより、回路として使用する際の基本的な諸特性について述べる。

図 2.2 にマイクロストリップ線路の等価回路を示す。この電圧 V と I には以下の関係が存在する。

$$-\frac{dV}{dz} = ZI, Z = R + j\omega L \quad (2-2-a)$$

$$-\frac{dI}{dz} = YV, Y = G + j\omega C \quad (2-2-b)$$

電圧、電流の向き及び式中の z は図 2.3 のように定義した。

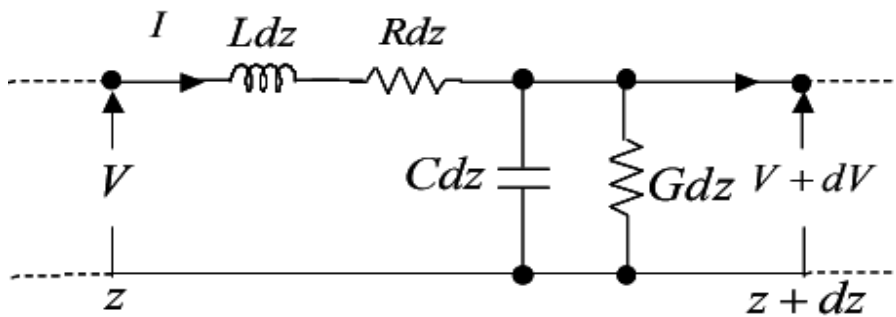


図 2.2 等価回路

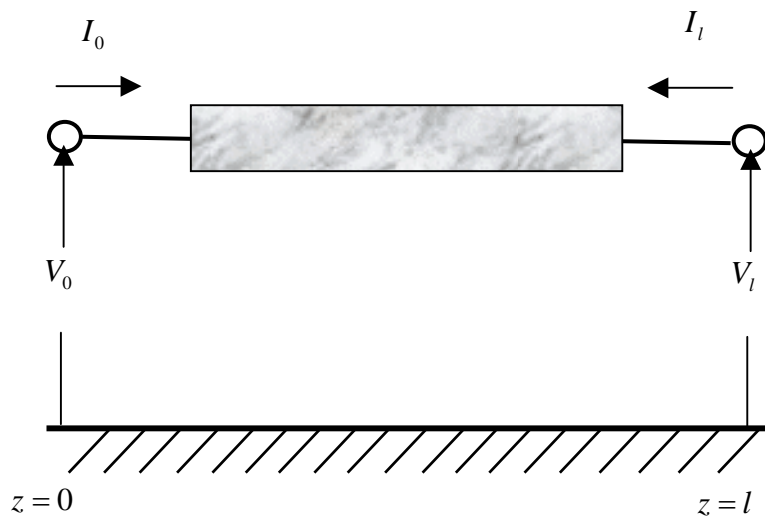


図 2.3 電流、電圧の向き

上記の式(2-2)の各々を z で微分し、お互いの式に代入し合うことで、以下の式を得る。

$$-\frac{d^2V}{dz^2} = ZYV = \gamma^2 V \quad (2-3-a)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} = ZYI = \gamma^2 I \quad (2-3-b)$$

この一般解は

$$V = V_+ e^{-\gamma z} + V_- e^{\gamma z} \quad (2-4-a)$$

$$I = I_+ e^{-\gamma z} + I_- e^{\gamma z} \quad (2-4-b)$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (2-4-c)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + \frac{1}{2}(RG - \omega^2 LC)} \quad (2-4-d)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - \frac{1}{2}(RG - \omega^2 LC)} \quad (2-4-e)$$

で与えられる。 V_+, V_-, I_+, I_- の添え字は、それぞれ進行波、逆方向波を表している。式中の W は伝搬定数と呼ばれ、特性インピーダンスと共に、重要な線路定数である。

式(2-2)及び式(2-4)より、以下の関係が得られる

$$I = \frac{V_+}{W} e^{-\gamma z} + \frac{V_-}{W} e^{\gamma z} \quad (2-5-a)$$

$$W = \frac{Z}{\gamma} = \frac{\gamma}{Y} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2-5-b)$$

W は特性インピーダンスと呼ばれ、線路特性の中でもっとも重要な特性値の一つである。

この式(2-5)は次の式(2-6)に変換できる。

$$V = a \cosh \gamma z + b \sinh \gamma z \quad (2-6-a)$$

$$I = -\frac{1}{W} [a \sinh \gamma z + b \cosh \gamma z] \quad (2-6-b)$$

$$\text{ただし、 } a = \frac{V_+ + V_-}{2}, b = \frac{V_- - V_+}{2}$$

$z=0$ における電圧及び電流を、それぞれ V_0 及び I_0 とすると式(2-6)より、

$$a = V_0, \quad b = -WI_0 \quad (2-7)$$

となるので、式(2-6)は以下のように表すことができる。

$$V = V_0 \cosh \gamma z - WI \sinh \gamma z \quad (2-8-a)$$

$$I = -\frac{V_0}{W} \sinh \gamma z + I_0 \cosh \gamma z \quad (2-8-b)$$

$$\begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma z & -W \sinh \gamma z \\ -\frac{1}{W} \sinh \gamma z & \cosh \gamma z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (2-8-c)$$

電圧、電流の向きを図 の様に決め、 $z=l$ における電圧及び電流をそれぞれ V_l, I_l と

すると、式(2-8-c)は

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} V_l \\ -I_l \end{bmatrix}, \quad F = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}} \begin{bmatrix} 1 & uW \\ \frac{u}{W} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-9-a)$$

$$\begin{bmatrix} V_l \\ -I_l \end{bmatrix} = F^{-1} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix}, \quad F^{-1} = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}} \begin{bmatrix} 1 & -uW \\ -\frac{u}{W} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-9-b)$$

$$u = \tanh \gamma z \quad (2-9-c)$$

この F 行列より、インピーダンス行列である Z 行列、アドミッタンス行列である Y 行列を得ることができる。

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_l \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_0 \\ I_l \end{bmatrix}, \quad Z = \frac{W}{u} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1-u^2} \\ \sqrt{1-u^2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-10-a)$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_l \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} V_0 \\ V_l \end{bmatrix}, \quad Y = \frac{1}{uW} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{1-u^2} \\ -\sqrt{1-u^2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-10-b)$$

2.1.3 負荷の接続による入力インピーダンスの変化

マイクロストリップ線路を回路として用いる際には、負荷を接続された際の入力インピーダンスを利用する方法が広く用いられている。

ある任意の点 z から負荷側を見込んだ場合のインピーダンスを、入力インピーダンスと呼ぶ。入力インピーダンスは (2-5) 式より

$$Z_m = Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \left(\frac{V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}}{V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}} \right) Z_0 \quad (2-11)$$

で与えられる。このときの点 z を参照面と呼ぶ。

回路ブロックの入出力部を参照面とした時の入力インピーダンスが 50[]であれ

ば、他の回路ブロックとの整合が得られている状態である。

図 2.4 は、長さ l の線路に、内部抵抗 Z_s の高周波源と Z_l の負荷が接続されたモデルである。通常の高周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ことから、負荷と伝送線路の接続点を原点とし、そこから高周波源に向かって長さ l のところで参照面を定義し、そこから負荷側を見込んだときの入力インピーダンスを定義する。(2-11)式にオイラーの公式を適用し、 $z = -l$ を代入することで、

$$Z_{in} = Z(z = -l) = \frac{(V_0^+ + V_0^-) - (V_0^+ - V_0^-) \tanh \gamma(-l)}{(V_0^+ - V_0^-) - (V_0^+ + V_0^-) \tanh \gamma(-l)} Z_0 \quad (2-12)$$

を得る。

さらに (2-12) 式より $z = 0$ の場合、

$$Z_{in} = Z(z = 0) = \left(\frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \right) Z_0 = Z_l \quad (2-13)$$

(2-13) を変形し (2-12) に代入すると、

$$Z_{in} = Z(z = -l) = \left(\frac{Z_l + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_l \tanh \gamma l} \right) Z_0 \quad (2-14)$$

特に、線路が無損失であるならば、 $\gamma = \alpha + j\beta$ において $\alpha = 0$ として、

$$Z_{in} = Z(z = -l) = \left(\frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \tan \beta l} \right) Z_0 \quad (2-15)$$

となる。

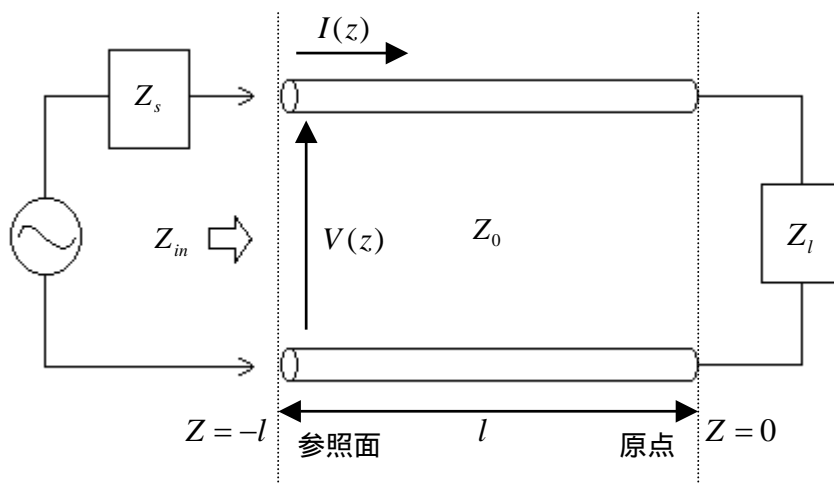


図 2.4 負荷の接続されたモデル

マイクロ波回路においては終端開放線路、終端短絡線路がよく用いられている。
終端開放線路の入力インピーダンスは式 に $Z_l = \infty$ を代入することにより

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2-16)$$

として得られ、純リアクタンス成分のみを持つ。この線路は、線路長が $\lambda_g/4$ までは容量性を示し、線路長 $\lambda_g/4$ ごとに容量性と誘導性が切り替わる。

終端短絡線路の入力インピーダンスは式 に $Z_l = 0$ を代入することにより

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (2-17)$$

として得られ、終端開放線路と同様に純リアクタンス成分のみを持つ。この線路は、線路長が $\lambda/4$ までは誘導性を示し、線路長 $\lambda/4$ ごとに誘導性と容量性が切り替わる。

2.1.4 反射係数

インピーダンスが異なる素子が接続された際に、その点のインピーダンスを得るために、反射係数が利用される。

線路上の任意の点 z において負荷側を見込んだインピーダンス Z は、その点における電圧を電流で除した値である。従って、

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \left(\frac{V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}}{V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}} \right) Z_0 = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} Z_0 \quad (2-18)$$

$$\Gamma = \frac{V_0^- e^{\gamma z}}{V_0^+ e^{-\gamma z}} \quad (2-19)$$

与えられる。

Γ は点 z における反射波 ($V_0^- e^{\gamma z}$) と進行波 ($V_0^+ e^{-\gamma z}$) との比を示し、電圧反射係数と呼ぶ。

このように、任意の点のインピーダンス Z は、その点の反射係数と特性インピーダンスとが決めれば求まる。

2.1.5 Sパラメータ

回路の特性を評価する方法として、回路パラメータが広く用いられている。どのように複雑なであっても、回路をブラックボックス化し回路網内の各種パラメータの測定することによって、特性を定量的に論じることができる。

2 ポート回路網を論じる時には、 h (ハイブリッド)パラメータ、 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、 S (散乱)パラメータが広く用いられている。

一般に、低周波領域では取り扱いが容易なことから h パラメータが広く用いられている。しかし、周波数が高くなると以下のような問題が発生する。

- a. 分布定数回路として扱わなければならないので、全電圧、全電流の測定が困難である
- b. 残留インダクタンスや浮遊容量の影響で、入出力の短絡が困難である。
- c. トランジスタや FET などは、短絡すると発振する可能性がある。

これらの問題の為、数百 MHz 以上の領域では、特性インピーダンスで入出力を終端した状態で容易に測定を行うことができる S パラメータが用いられる。

図 2.5 に示すように、 a_1 を入力入射電圧、 b_1 入力反射電圧とし、 a_2 出力入射電圧、 b_2 出力反射電圧とすると

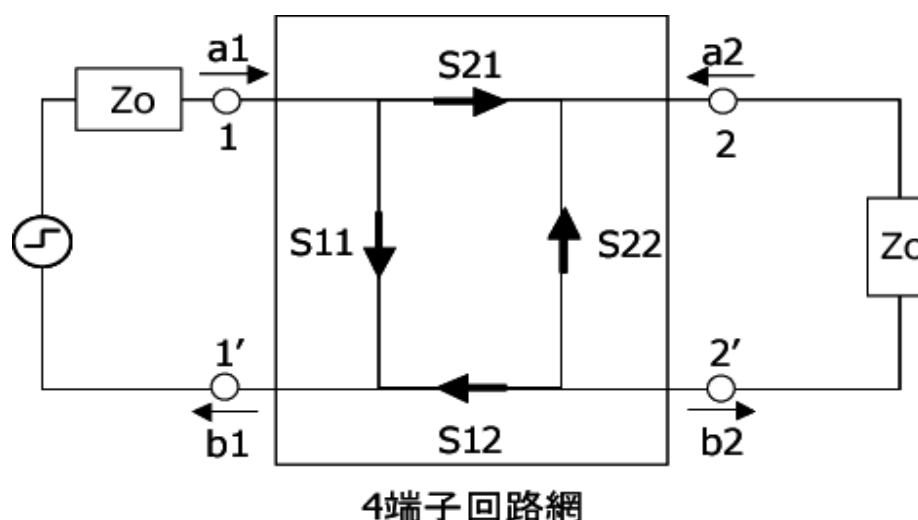


図 2.5 S パラメータ

出力端を特性インピーダンス Z_0 で終端 ($a_2 = 0$) したとき

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (\text{入力反射係数}) \quad (2-20)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (\text{順方向伝達係数}) \quad (2-21)$$

入力ポートを特性インピーダンス Z_0 で終端 ($a_1 = 0$) したとき

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (\text{出力側反射係数}) \quad (2-22)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (\text{逆方向伝達係数}) \quad (2-23)$$

図 2.5 の b_1 は a_1 が入力で反射されたものと、 a_2 が 4 端子回路網を通過して入力側に現れたものであるため、S パラメータを用いて次のように表せる。

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2-24)$$

b_2 も同様にして、

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2-25)$$

これらの関係をマトリックスにて表すと、

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2-26)$$

このように、S パラメータは 4 端子回路網の入射電圧 (進行波) と反射電圧 (反射波) を関係づけるパラメータである。

2.1.6 スミスチャート

S_{11} 、 S_{22} は反射係数を表しているため、その表示にはスミスチャートがよく用いられる。伝送路の反射係数とインピーダンスは前述の通り、お互いに計算により変換を行うことができるが、この関係を利用して以下の要領でモデル化することにより、容易に変換後の値を得ることができるようにしたチャートがスミスチャートである。

スミスチャートの原理を示す。(2-18) 式より $Z(z)$ を特性インピーダンスで規格化することで以下のように表せる。

$$Z_l = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (\text{ただし } Z_l = Z(z)/Z_0) \quad (2-27)$$

ここで $Z_l = r + jx$ 、 $\Gamma = P_r + P_i$ とすると次式を得る。

$$(r+1) + jx = \frac{2(1-P_r)}{(1-P_r)^2 + P_i^2} + j \frac{2P_i}{(1-P_r)^2 + P_i^2} \quad (2-28)$$

(2-28) 式より、実部、虚部を対比させて変形することで

$$\left(P_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + P_i^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2-29)$$

$$(P_r - 1)^2 + \left(P_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2-30)$$

の2式を得る。上式はそれぞれZ空間、Γ空間における円群を示し、これら2つの円群を重ねて描くことで、スミスチャートは得られる。

スミスチャートは反射係数とインピーダンスを同時に示し、極座標表示の反射係数Γから、自動的に複素数表示のインピーダンスZを読みとれる。このインピーダンスZに特性インピーダンスを掛け合わせた物が、実際のインピーダンスとなる。

スミスチャート上の(2-29)式で示した円は等レジスタンス円であり、(2-30)式で示した円は、等リアクタンス円である。また、スミスチャートの上半円部は、そのインピーダンスが誘導性であり、下半円部は容量性であることを示している。

反射係数表示においては、スミスチャートの中心からの半径が等しい点の集合が等反射係数を示す円である。

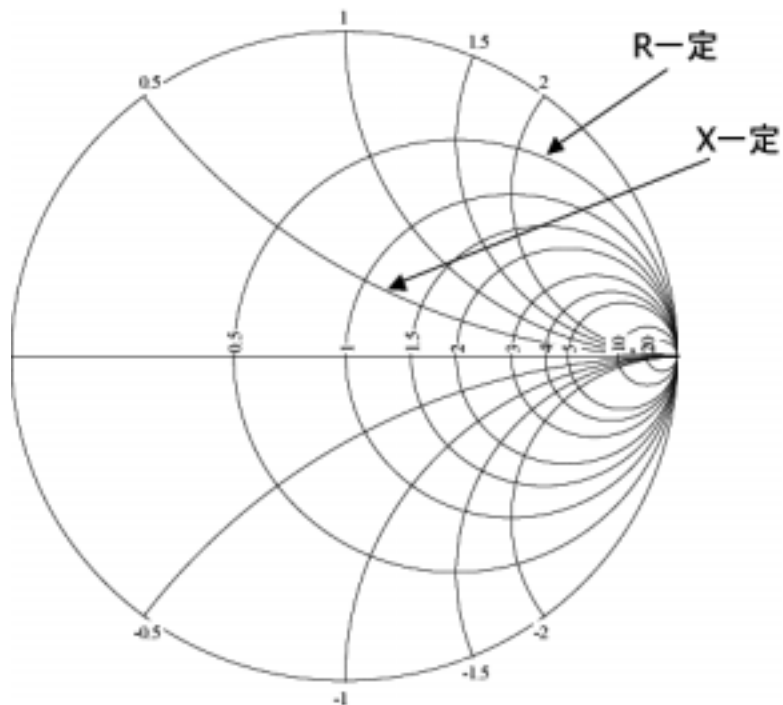


図 2.6 スミスチャート

2.2 整合回路

負荷に接続された同波系に電力を加えるときに、その負荷のインピーダンスが導波系のインピーダンスと等しいとき、すなわち整合負荷である場合には、電力は全て負荷に吸収されるが、負荷のインピーダンスが導波系のインピーダンスと異なる場合には、加えられた電力の一部は負荷で反射されるため、負荷に結合される電力は減少する。

この電力の損失を低減するために、負荷と導波系との間に損失の無い適当な回路を挿入し、導波系から負荷側をみたインピーダンスを導波系のインピーダンスと等しくする方法が用いられる。このために用いる回路のことを整合回路と呼ぶ。

マイクロ波回路においては、インピーダンス整合はある回路ブロックから他の回路ブロックへ、あるいは特有のインピーダンスを持つ半導体デバイスへ効率よく電力や信号を伝達するために用いられる。

前述のスミスチャートにおいて、一般的に中心は $50[\Omega]$ であり、参照面のインピーダンスが中心にくるように整合回路を設計することで、他の回路ブロックや半導体デバイスとの整合を得ることができる。

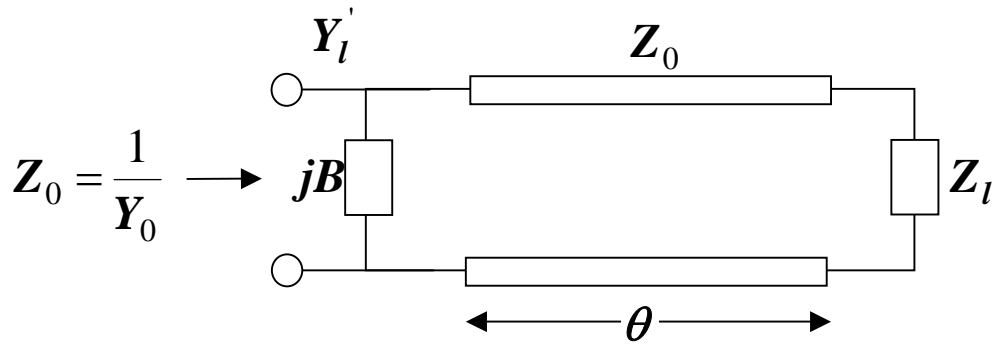
2.2.1 スタブによる整合

負荷インピーダンス $Z_l (=1/Y_l)$ を Z_0 に整合させる際に用いられる整合回路の代表的なものとして、図 2.7 に示すような伝送線路によるインピーダンス変換と並列スタブを組み合わせたものがある。電気長 θ の伝送線路を隔てて負荷側をみたインピーダンス $Z_l' (=1/Y_l')$ は式(2-15)より次のように与えられる。

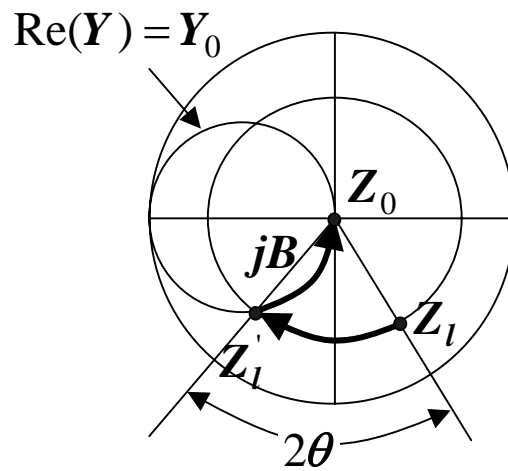
$$Z_l' = \frac{1}{Y_l'} = \left(\frac{Z_l + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_l \tan \theta} \right) Z_0 \quad (2-31)$$

これはスミスチャート上では、 Z_l に相当する点を原点を中心に角度 2θ だけ右回りに回転する操作に相当する。このため、負荷側をみたアドミッタンス $Y_l' = 1/Z_l'$ の実部が Y_0 に等しくなるように、つまり図 2.7 の Z_l' を表す点が原点を通るコンダクタンス一定の円状にくるように電気長 θ を選び、このときの Y_l' の虚部を並列サセプタンス jB

で打ち消すことで整合をとることができる。この形式は、マイクロ波回路にとって実現容易なエレメントのみからなるため、広く利用されている。

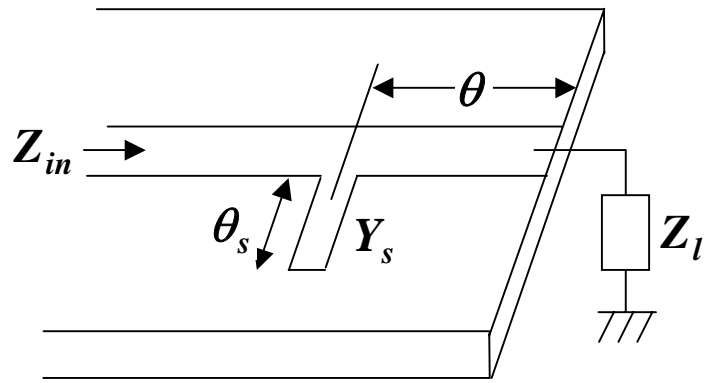


(a)回路構成

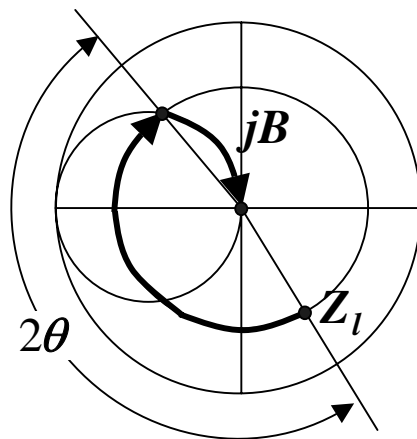


(b)スミスチャート上での表現

図 2.7 伝送線路と並列スタブによる整合



(a)回路パターン



(b)スミスチャート上での表現

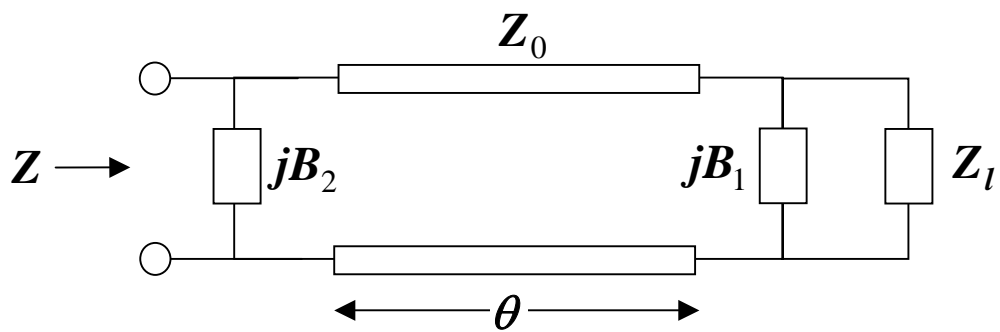
図 2.8 マイクロストリップによる一例

図 2.8 にマイクロストリップ回路における一例を示す。マイクロストリップ線路では、並列分岐や開放端が容易に得られるため、サセプタンス jB には先端開放のマイクロストリップ線路を用いる事が多い。 jB は

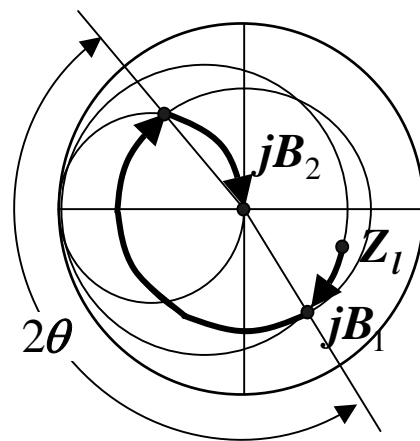
$$B = Y_s \tan \theta_s \quad (2-32)$$

で表される。インピーダンスの変化の軌跡は図(b)のようになる。

以上に述べた整合回路は、負荷インピーダンスの実部と虚部を同時に整合させる必要があるため、制御し得るパラメータとして θ と B の二つを持つ。この二つのパラメータのうち、サセプタンス B は調整を行うことができるが、 θ を調整するにはスタブの位置を変化させる必要があり、このことは一般に困難である。従って、 θ は固定であるが、代わりにスタブの数を増やすことで自由度を確保する構成も用いられることがある。



(a) 回路構成



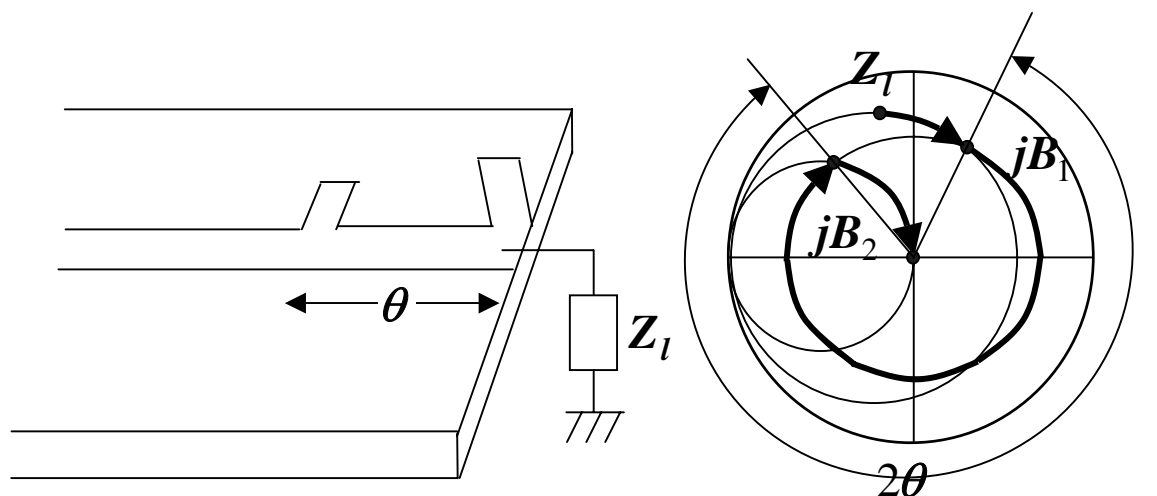
(b) スミスチャート上での表現

図 2.9 2重スタブによる整合

図 2.9 に 2 重スタブを用いた整合回路を示す。この構成では jB_1 及び jB_2 の二つのパラメータを用いて整合を行う。二つのスタブ間の距離を $1/4$ 波長程度にとることで、広範な負荷インピーダンスに対応することができる。

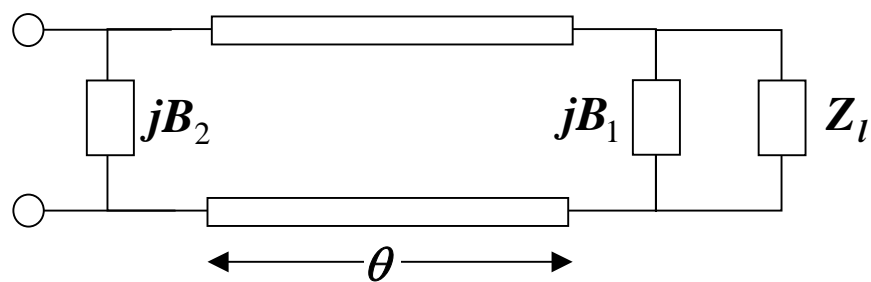
実際の回路においては、先端開放スタブ、先端短絡スタブのどちらかが作りやすい場合が多い。また、回路規模の関係上スタブの長さに制約がある場合などには、とり得るサセプタンスに制限がある。

整合を取るために、線路長 θ を長くすると図 2.10 に示すように整合回路の周波数特性が狭くなる。このため周波数特性を広くとる場合などには、複数のスタブを用いる。



(a) 回路パターン

(b) スミスチャート上での表現



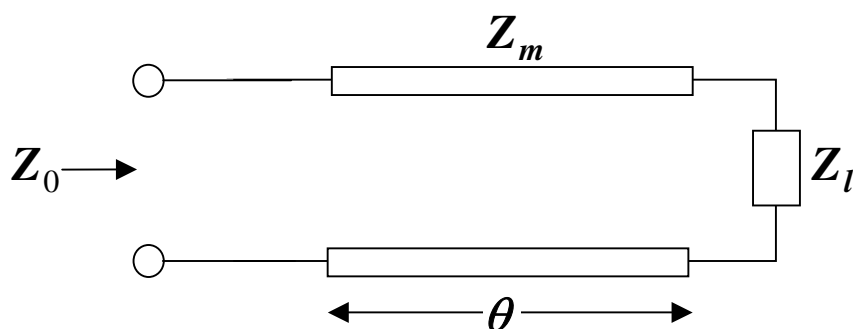
(c) 等価回路

図 2.10 先端開放スタブを 2 つ用いた整合

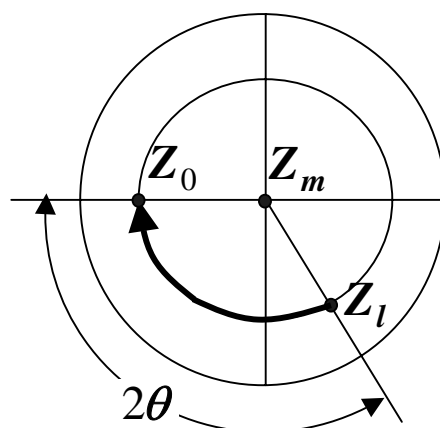
2.2.2 線路の挿入による整合

図 2.11 に伝送線路と負荷の間に線路を挿入する整合法の回路構成について示す。この構成では、線路長 θ と線路の特性インピーダンス Z_m の 2 つのパラメータにより整合を得ている。

負荷 Z_l と伝送線路の特性インピーダンス Z_0 の反射係数の絶対値が等しくなるようなインピーダンス Z_m を基準インピーダンスとしてスミスチャートを描くと図(b)のように表される。反射係数の絶対値が等しいため、 Z_l と Z_0 は同じ円状に並ぶ。このような Z_m を特性インピーダンスとする線路を挿入して、線路長 θ 調整することで、入力インピーダンスは伝送線路インピーダンス Z_0 と等しくなり、整合をとることができる。



(a)回路構成



(b)スミスチャート上での表現

図 2.11 線路の挿入による整合

この構成において、特に Z_l が実数で θ を $1/4$ とすると、線路を介して負荷側をみた

入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = Z_m^2 / Z_l \quad (2-33)$$

で与えられる。挿入する線路の特性インピーダンス Z_m を

$$Z_m = \sqrt{Z_0 \cdot Z_l} \quad (2-34)$$

とするとインピーダンスの変換が行われ、整合をとることができる。この回路は $1/4$ 波長変成器と呼ばれ、特性インピーダンスの異なる線路を接続する際に広く用いられている。また、多段にすることで、広帯域化を行うことができる。

2.3 周波数切り替え型増幅器

以上に述べた技術を用いて、動作する周波数を切り替えることが可能な増幅器を構成した。

図 2.12 に周波数切り替え型増幅器のレイアウトを示す。

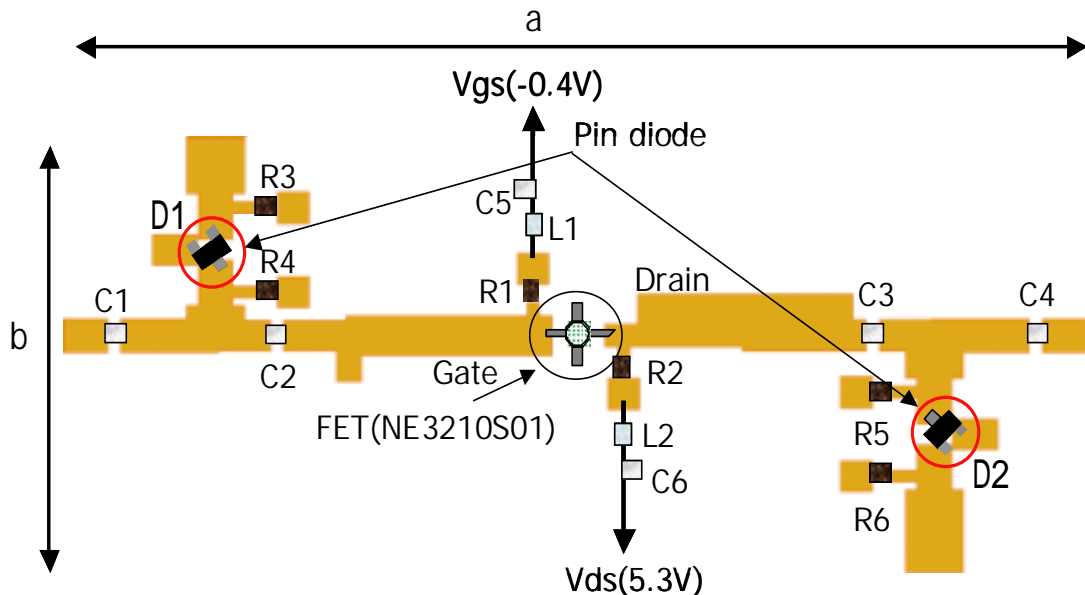


図 2.12 周波数切り替え型増幅器

$C1=C2=C3=C4=4[\text{pF}], L1=L2=10[\mu\text{F}]$

$R1=R2=R3=R4=R5=R6=330[\Omega]$

$a=65[\text{mm}], b=30[\text{mm}]$

増幅器の動作周波数は、増幅に用いるアクティブ素子の性能とアクティブ素子の入出力における整合周波数によって決まる。増幅に用いるアクティブ素子として、動作想定周波数に対して十分に広帯域なアクティブ素子を用いれば、整合回路によって動作周波数を決定することが可能であり、整合回路の整合条件を切り替える構造を用いることで、動作周波数切り替え型増幅器が実現できる。

本論文において必要とされる増幅器は、狭帯域整合が行われ、かつ整合周波数を切り替えられなければならない。また、広帯域化を図るならば、前述の 2.2.1 にて述べたようにスタブを複数用いる構成を行う必要があるが、本論文の構成では狭帯域な特性で良い事と、アクティブ素子が増えることによる回路の複雑化を避けるために、整合回路には図 2.12 に示すように、FET に直列に接続された線路とアクティブ素子が挿入されたスタブを入出力の一つずつ用いる構成とした。このスタブに挿入されたアクティブ素子のオン・オフによって動作周波数の切り替えが行われる。

また、受信側の増幅器には低雑音性も必要とされることから、本実験においては NEC 製の FET である NE3210S01 を使用した。この FET は、雑音が小さく 12GHz 程度までの広帯域において高利得であるがそのため発振し易いという特性を持つ。FET はソース接地で用い、動作電圧を V_{ds} を 2[V]、 V_{gs} を -0.4[V] として動作電流 I_{ds} が 10[mA] となるようにした。

発振が生じるとその部分で電力が消費されて、所望の周波数における増幅度が低くなってしまふ。また、広帯域に渡って不必要な周波数成分が存在してしまふので、周波数変換部にて多くの不要波の発生の原因となることや、サンプリングにおいて誤差の原因ともなる。

発振の抑制方法としては、入出力の整合をとることで以下に示される条件を満たす方法がとられる。

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (2-35)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2-36)$$

式中の K は安定係数と呼ばれ、 K が 1 より小さい場合は発振が起きやすい不安定な状態であり、逆に K が 1 より大きい場合は発振が起きにくい安定な状態であるという目安となる。本実験において使用した FET が発振をしやすいため、この安定係数だけでは発振を抑えることは難しい。

増幅器の発振の原因は高周波の帰還である。これを抑制するには、FET の接地方法の改善と、バイアス回路を介した信号抑制を行う必要がある。

周波数が高くなると、FET の端子やリード線などが分布定数としての振る舞いにより誘導性分を持つ。この誘導成分によって FET の発振が起きる。このため一般的には、FET のソース端子の接地には、多くのスルーホールを並列に用いて誘導成分を抑えた構成が利用される。しかし、技術上の問題により本実験ではソース端子を直接グラウンドに接続し、必要最小限の誘導性分のみで接地が行われる構成として発振を抑制した。

一方、バイアス回路で抑制する方法としては、前述の $\lambda_g/4$ 線路を用いることで、主線路からバイアス側を見込んだインピーダンスが無限大となるように設計を行うことで得ることが多い。しかしこのデュアルバンド増幅器では、複数の周波数を用いるため $\lambda_g/4$ 線路を用いた構成は利用することはできない。また、 $\lambda_g/4$ 線路を用いることができないため発振のみならず、バイアス電源との接続に用いているリード線のなどのバイアス周りの影響が無視できないという問題もある。このため本実験では、図 2.14 の R1、R2 に示す 330[] の十分抵抗値が大きい抵抗を介してバイアス電源部と主線路を接続することでこれらの問題を解決している。

また発振の抑制に関しては、R1、R2 より後に直列に 10[nH] のインダクタンス L1、L2 を挿入し、十分に大きな容量 (2.2 μ F) をもつチップコンデンサ C5、C6 によって接地を行うことで改善を行っている。

能動素子のデバイスパラメータには、最大利得反射係数、最小雑音反射係数が存在する。整合する際には、これらの反射係数の共役を整合回路にて実現することにより、反射をすることなく増幅を行う。この最大利得と最小雑音にはトレードオフの関係があるため、両者の中間の反射係数をとることが多い。

入力側の整合回路の反射係数を Γ_S 、出力側の整合回路の反射係数を Γ_L とし、能動素子の入力側からみた反射係数を Γ_{IN} 、能動素子の出力側からみた反射係数 Γ_{OUT} とすると、反射係数の関係は次のように表される。

$$\Gamma_S = \left(\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)^* \quad (2-37)$$

$$\Gamma_L = \left(\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right)^* \quad (2-38)$$

これらの式からも分かるように、入出力の整合は、 S_{12}, S_{21} を介することで影響を与え合う。従って、整合をとる際には入出力の整合を同時に考える必要がある。

2.3.1 アクティブ素子を用いたスタブ

図 2.13 に本研究で用いたアクティブ素子を用いた整合用スタブのレイアウトを示す。

増幅器の動作周波数を切り替える方法としては、主線路に直列にアクティブ素子を挿入し、印加電圧の変化によるインピーダンスの変化を利用する方法や、アクティブ素子をスイッチとして用い信号の伝搬する経路を切り替える方法などがある。前者の方法では、アクティブ素子の損失がそのまま全体の損失として現れてしまう問題があり、後者ではそれぞれの周波数用に経路を必要とし、回路の規模が大きくなってしまいう問題がある。

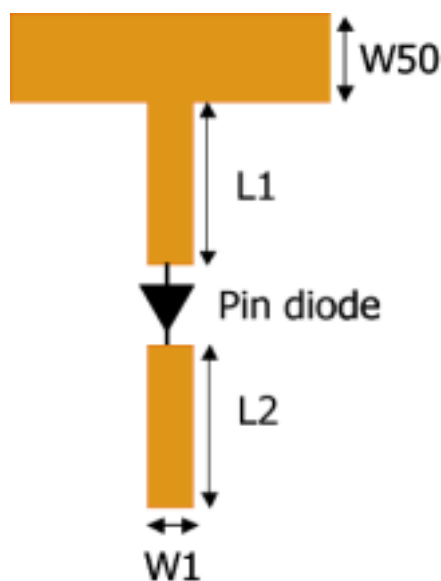


図 2.13 アクティブ素子を挿入したスタブ

これらを踏まえて、本研究では図 2.12 に示すように、主線路ではなくスタブの部分にアクティブ素子を挿入する構造を用いた。この構造では、アクティブ素子での損失は回路全体の損失には影響が少なく、ピンダイオードの ON、OFF により 2 つのインピーダンスの状態を実現できるため、それぞれの周波数用に経路を用意する必要は無い。

スタブに用いるアクティブ素子としては、ピンダイオードを用いた。ピンダイオー

ドはスイッチや位相器などのコントロール回路によく用いられ、順方向にバイアス電圧を与えると低インピーダンス、逆方向にバイアス電圧を与えると高インピーダンス特性を示す。図 2.14 に、本実験において用いたピンダイオードの S21 特性を示す。

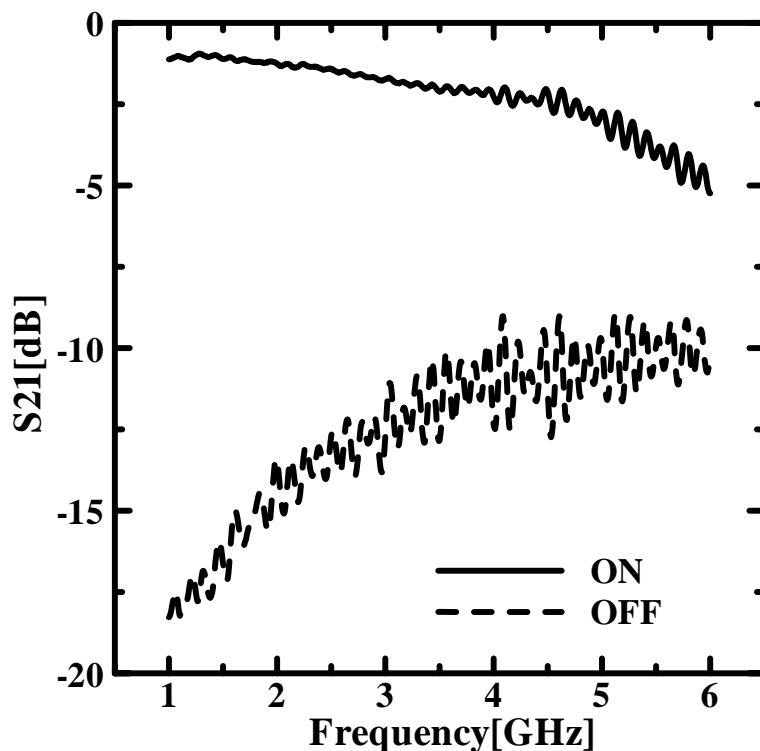


図 2.14 ピンダイオードの S21 特性

ダイオード ON 時の 2GHz 帯での S21 は 1.2[dB]、5GHz 帯での S21 は 2.5[dB]であり、オフ時の 2GHz 帯での S21 は-13.5[dB]、5GHz 帯での S21 は-10[dB]程度であった。この S21 を介して、式(2-37),(2-38)により線路 L2 とダイオードの整合状態が線路 L1 とダイオードの整合状態へ影響を与える。このため、S21 が十分に小さい場合、式(2-37),(2-38)により線路 L1 の整合は線路 L2 の整合状態と無関係に決定できる。また S21 が大きいほど、式(2-37),(2-38)により線路 L1 の整合は線路 L2 の整合状態との影響を受け、主線路からスタブを見た入力インピーダンスは L2 の線路長で変化させることができる。

図 2.15 にダイオードを OFF にした状態での線路 L2 による入力インピーダンスの

変化の軌跡について示す。L1 の線路長を 0.5[mm]、L1 及び L2 の線路幅を 2.2[mm]=50[]に固定し、L2 の線路長を 0[mm]から 2GHz における1/4 波長である 25[mm]まで変化させた。2GHz においては、線路 L2 は入力インピーダンスに対してほとんど影響を与えないことが確認された。一方、5GHz に関しては多少の影響が確認された。この違いは 5GHz の方が S21 大きいことによるものと考えられる。

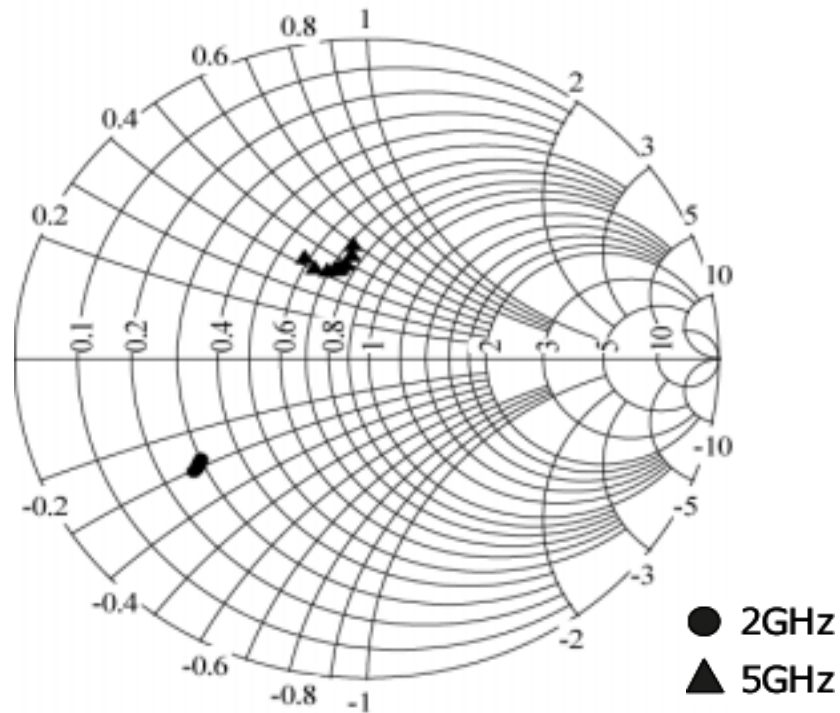


図 2.15 L2 による入力インピーダンスの軌跡(OFF)

次にダイオードを OFF にした状態での線路 L1 による入力インピーダンス変化の軌跡を図 2.16 に示す。L2 の線路長を 4[mm]、L1 及び L2 の線路幅を 2.2[mm]=50[]に固定し、L1 の線路長を 0[mm]から 2GHz における1/4 波長である 25[mm]まで変化させた。先端開放または先端短絡スタブでは純リアクタンス成分のみの特性を示していたので、入力インピーダンスは等コンダクタンス円状のみしか移動することは無いが、この構成では線路 L1 の先端に負荷が接続されている状況となるので、式(2-15)より図 2.16 に示されるような軌跡を描く。インピーダンスの軌跡は時計方向へと回る。

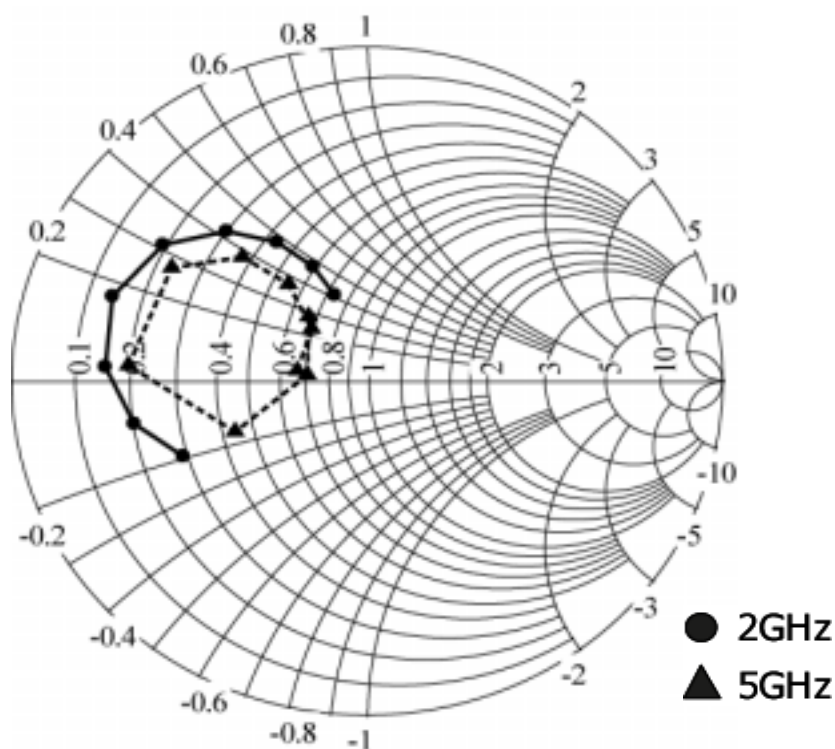


図 2.16 L1 による入力インピーダンスの軌跡(OFF)

同様にして、図 2.17 にダイオードを ON にした状態での線路 L2 による入力インピーダンスの変化の軌跡について示す。L1 の線路長を 0.5[mm]、L1 及び L2 の線路幅を 2.2[mm]=50[]に固定し、L2 の線路長を 0[mm]から 2GHz における 1/4 波長である 25[mm]まで変化させた。式(2-15)より、S12,S21 を介して、線路 L2 によって入力インピーダンスが変化されていることが確認された。インピーダンスの軌跡は時計方向へと回る。

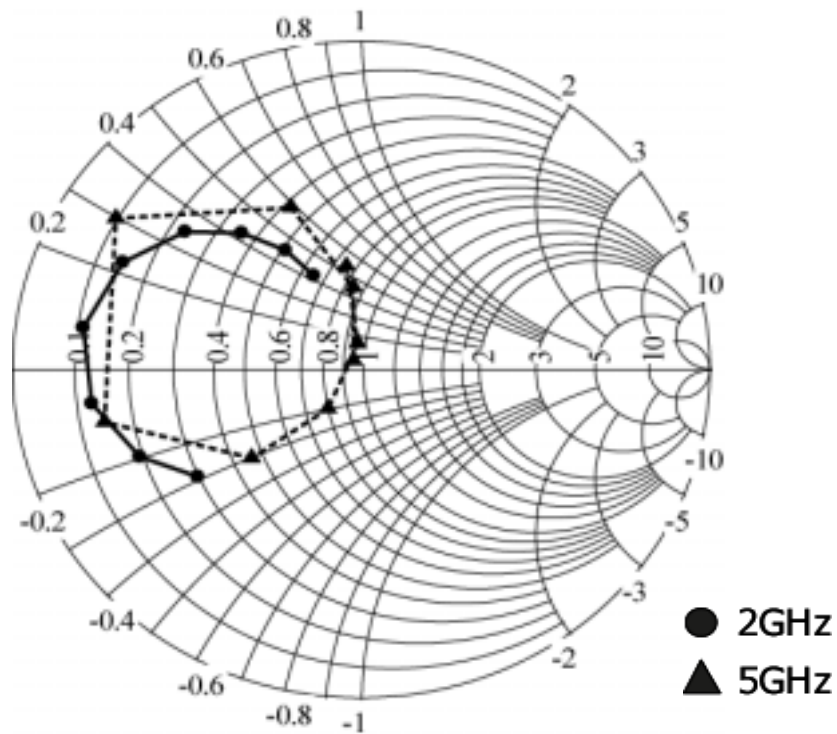


図 2.17 L2 による入力インピーダンスの軌跡(ON)

ダイオードを ON にした構成では、式(2-15)より S_{12}, S_{21} を介して、線路 L2 の特性インピーダンスや線路長によって線路 L1 端部のインピーダンスが変化されることから、線路 L2 によって、線路 L1 に様々な負荷を接続した状態を実現することができる。

図 2.18 にダイオードを ON にした状態での線路 L1 による入力インピーダンスの変化の軌跡について示す。L2 の線路長を 4[mm]、L1 及び L2 の線路幅を 2.2[mm]=50[] に固定し、L1 の線路長を 0[mm] から 2GHz における 1/4 波長である 25[mm] まで変化させた。

また、図 2.18 の条件に対して、L2 の特性インピーダンスのみを変化させた時の入力インピーダンスの変化の軌跡を図 2.19 に示す。L2 の線路幅は 0.5[mm]=100[] とした。

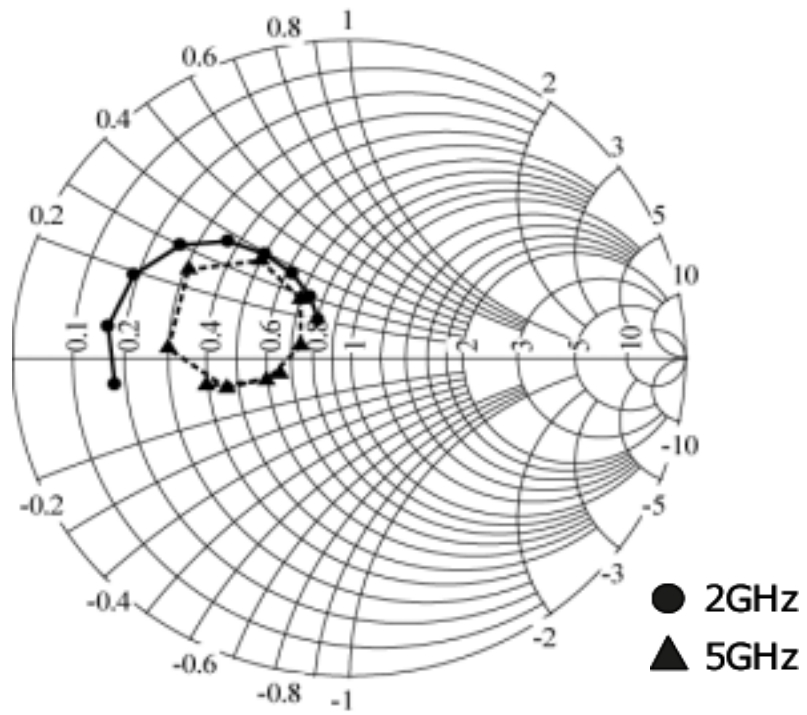


図 2.18 L1 による入力インピーダンスの軌跡(ON)
L2(50[pF])

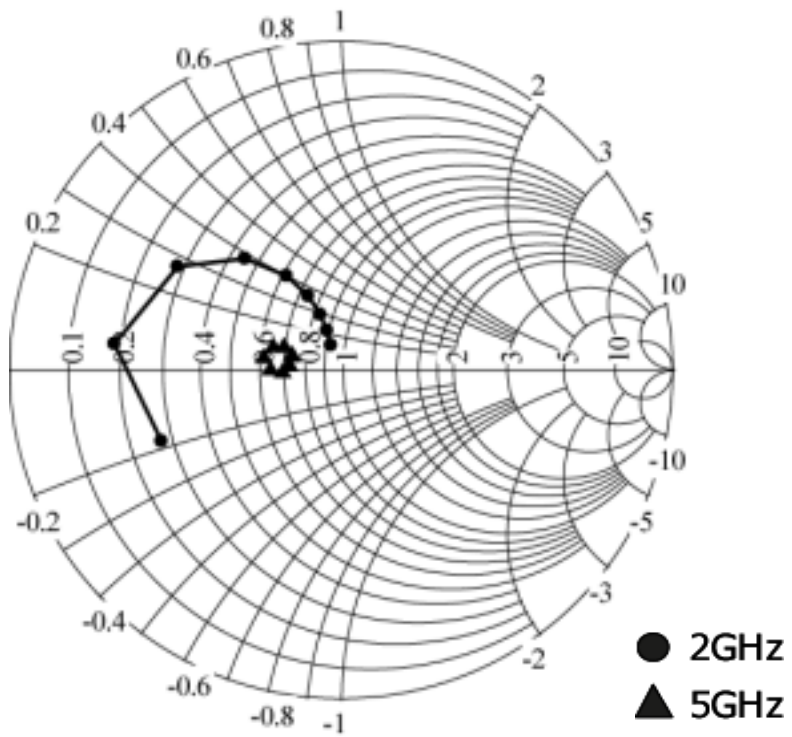


図 2.19 L1 による入力インピーダンスの軌跡(ON)
L2(100[pF])

これらの結果より、先端短絡,開放スタブでは純リアクタンスによる整合状態の変化、等コンダクタンス円上のみの変化であったが、提案構成によるスタブでは線路 L2 の特性インピーダンスや線路長を変化させることで、線路 L1 の端部に様々なインピーダンスを実現することにより、様々な軌跡を得る事ができる事が確認された。

本論文の増幅器では、図 2.20 に示すように、上述のアクティブ素子を用いたスタブと直列線路によって整合回路を構成し、ダイオードの ON,OFF により整合状態を切り替えている。ダイオードを OFF にした状態では、直列線路とスタブ L1 によって片方の周波数において整合がなされ、ダイオードを ON にすることで直列線路とダイオードを介して接続された線路 L1 及び L2 によるスタブによってもう一方の周波数においての整合がなされている。

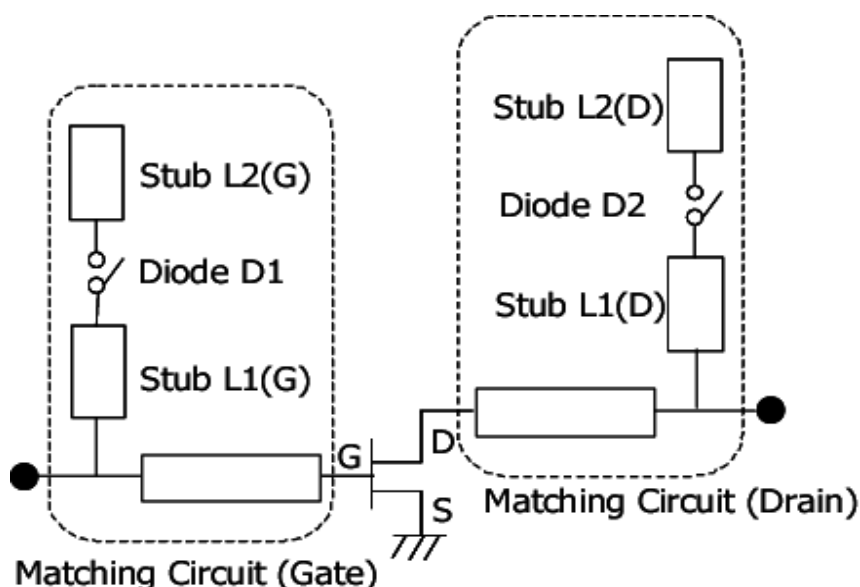


図 2.20 切り替え型増幅器の構造

マイクロストリップ線路を用いて 2 周波数における整合状態を取り扱う場合では、線路の特性インピーダンスや線路長などのパラメータによるインピーダンス整合への影響は、それぞれの周波数の整合状態に対して異なるため、同じパラメータを調整することで両方の状態を満足するように最適化することは非常に困難である。

本構成はアクティブ素子を挿入したスタブを用いることで、図 2.21 のフローチャートに示されるように、ダイオードを OFF にした状態で直列線路とスタブ線路 L1 のパラメータを調整することで片方の周波数での整合を実現させた後に、ダイオードをオンにして直列線路とスタブ線路 L1 のパラメータを固定したままスタブ線路 L2 のパラメータを調整することでもう一方の周波数の整合をとる、それぞれの周波数に

対する整合が別々の線路のパラメータで調整可能な構造を実現することで、簡潔なフローチャートでの整合回路の設計を可能とした。

フローチャートを満たし、可能な限り所望外の周波数帯の増幅度が抑えられているパラメータを用いることで増幅器の設計を行った。

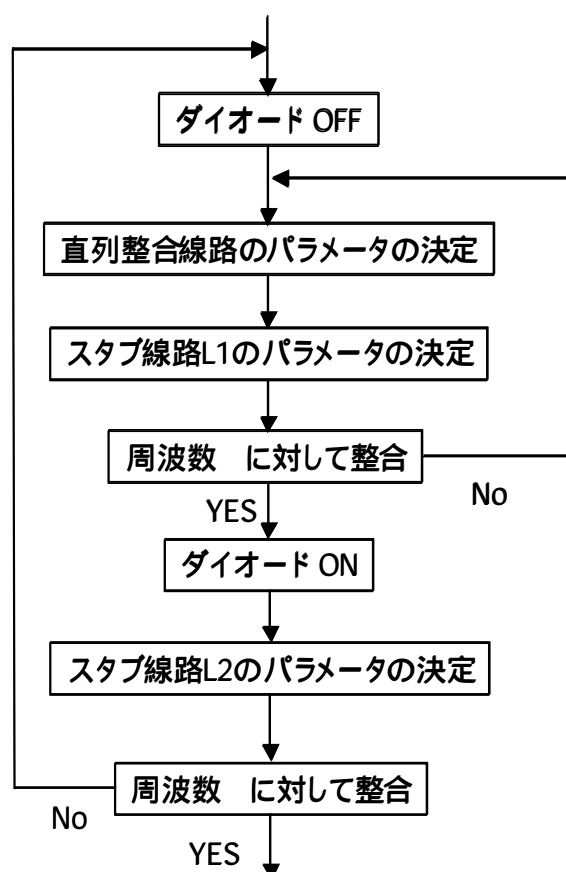


図 2.21 設計のフローチャート

2.3.2 実験結果

図 2.12 のゲート側のダイオード D1 を ON、ドレイン側のダイオード D2 を OFF とすることで、2GHz 帯において動作させた増幅器の S パラメータの実験値を図 2.22 に示す。また、ゲート側のダイオード D1 を OFF、ドレイン側のダイオード D2 を ON とすることで、5GHz 帯において動作させた増幅器の S パラメータの実験値を図 2.23 に示す。

2GHz 帯動作時には、2GHz 帯の増幅度は 11[dB]を、5GHz 帯の増幅度は 0[dB]を

得た。また、5GHz 帯動作時には、5GHz 帯の増幅度は 13[dB]を、2GHz 帯の増幅度は 1.5[dB]を得た。ゲインにばらつきが確認されたが、GHz クラスにおいて S21 特性にばらつきの無い pin ダイオードは入手が困難であるため、使用した pin ダイオードは図 2.14 のように S21 特性にばらつきが存在するためと考えられる。

どちらの動作時も、所望の周波数帯において狭帯域な整合が得られていることが確認され、効果的に動作を切り替えている事が確認された。どちらを所望の周波数成分とした場合においても、不要周波数成分とした信号との間に 10[dB]以上の電力レベル差を得た。

不要周波数成分のゲインが抑制されていることと、回路の大きさが 2GHz 単体とほぼ同等であることから、広帯域な増幅器における問題の改善と複数の増幅器を用いる構成よりも小型化を図ることができることが確認された。

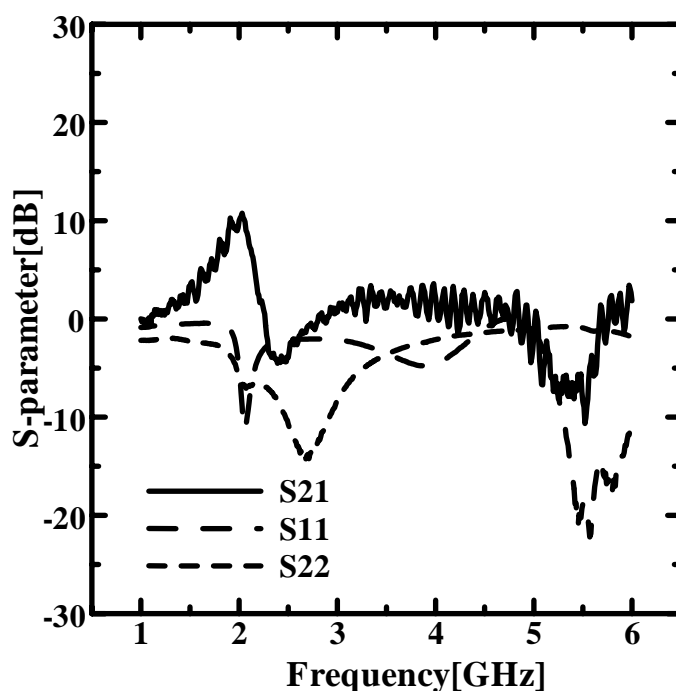


図 2.22 動作周波数 2GHz 時の S パラメータ

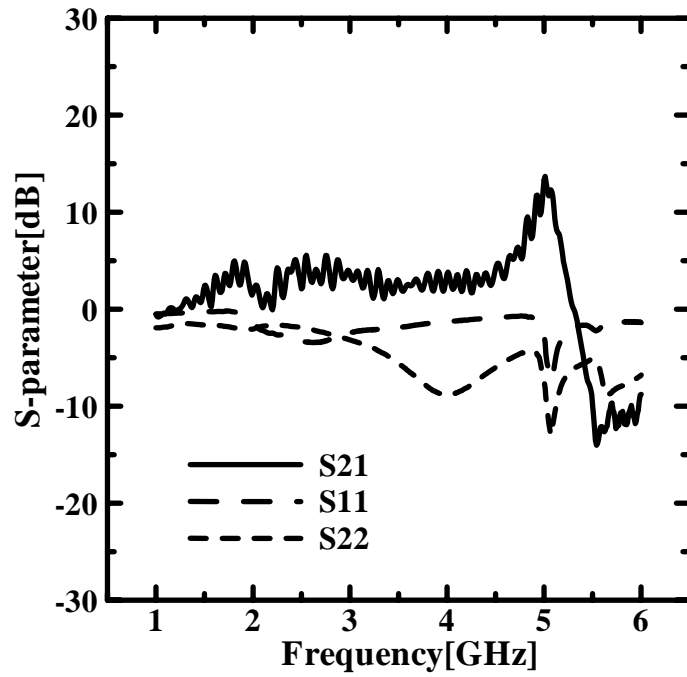


図 2.23 動作周波数 5GHz 時の S パラメータ

第 3 章

周波数切り替え型フィルタ

1 章で述べたような 2 周波数以上の電波を受信することを目的としたマルチバンドアンテナの研究が進められると同時に、アンテナが受信を行う複数の周波数帯の電波の中で、その時々使用するアプリケーションの周波数帯の電波のみを取り出すことが可能なフィルタの研究が進められてきた。これらのようなフィルタは、大きく分けて次の 3 つに分類することができる。

(a) 決まった周波数帯のみを通し、他の周波数帯の成分を全て抑制するような周波数固定のフィルタを集積化し、スイッチによって使用するフィルタを変える構造のフィルタ。

(b) バイアス電圧などの外部からの要因により、通す周波数帯を連続的に任意に決定できるチューナブルフィルタ。

(c) バイアス電圧などの外部からの要因により、通す周波数帯を不連続的に変えることができる通過帯域切り替え方のフィルタ。

図 3.1(a)に(a)のフィルタの構成例を示す。本構成は、フィルタの規模が大きくなるが簡単な構成で済むという特徴があり、広く用いられている。

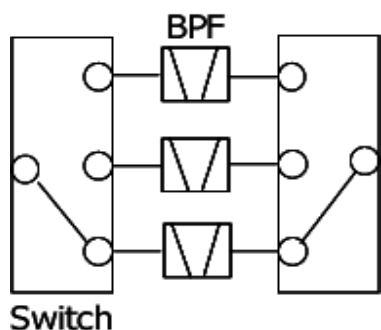
図 3.1(b)に(b)のフィルタの構成の一例を示す。構成する容量成分として、可変容量素子を用い、印加電圧値により容量値が変化することを利用しチューナブルに動作する。チューナブルフィルタでは必要とする周波数帯が非常に離れた周波数帯である場合などでは、可変素子の変化量に制限があるため、一般に広帯域に対応することが難しいという問題がある。YIG フィルタのように、非常に広帯域にチューナブルに動作するフィルタなども存在するが、小型化が難しい事や高コストなどの問題がある。

図 3.1(c)に(c)のフィルタの構成の一例を示す[3]。FET ドレイン-ソース端子間は、ゲート端子への印加電圧により、低い抵抗として振舞う状態と、容量素子として振舞う状態の二つの状態を持つ。この構成では、それぞれの FET の状態を切り替えることでハイパスフィルタとローパスフィルタとして切り替えて動作させている。切り替えて動作させるフィルタでは、対応する周波数帯が増えるにつれて、指数関数的に構成が複雑になり易いという問題がある。

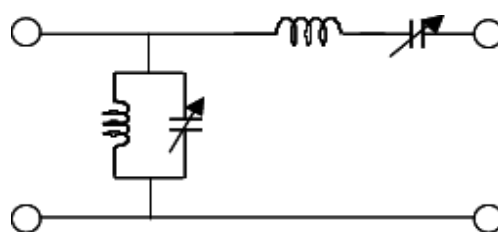
FET の状態の変化は、T 型回路をハイパス回路とスルー回路として切り替えて動作させる[3]など、様々な用途に利用されている。回路の動作を切り替えるには FET な

どの半導体の状態の変化を利用する必要があるが、フィルタなどに用いる際には、一般に1個の状態変化だけでは十分な特性を得られず、複数の素子の状態の変化を必要とする。この半導体素子の削減が構成上の大きな問題である。

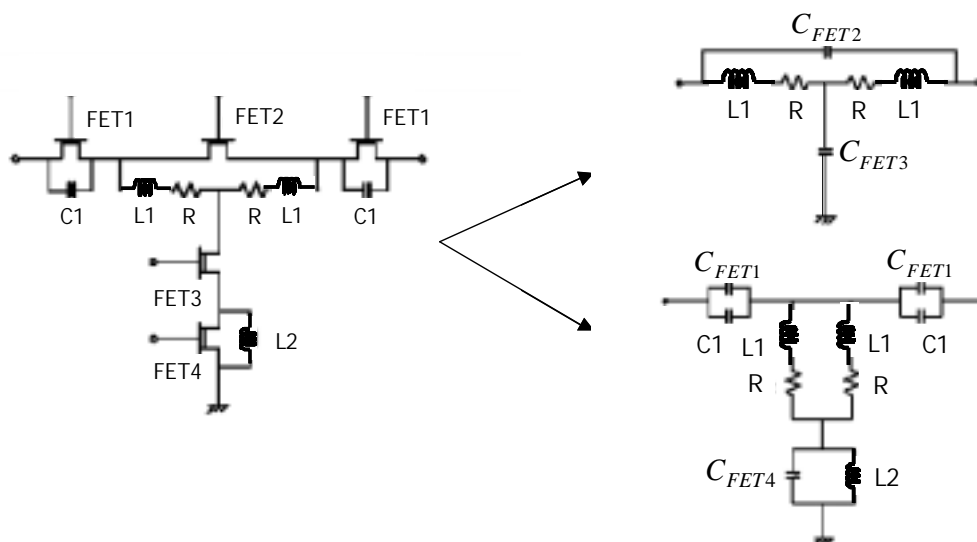
本論文では、(c)の周波数切り替え型のフィルタについて、半導体素子数が少なく、低コストな構成について検討を行い、2開孔結合分布定数線路を用いることによる構成を提案した。図3.2にレイアウトを示す。本構成では、FET1個で十分に動作を切り替えることが可能であるため可能な限り素子数が少なくすむという利点と、マイクロストリップ結合線路を用いるため低コストであるという利点がある。



(a)集積化フィルタ



(b)チューナブルフィルタ



(c)切り替え型フィルタ

図 3.1 マルチバンドフィルタの構成例

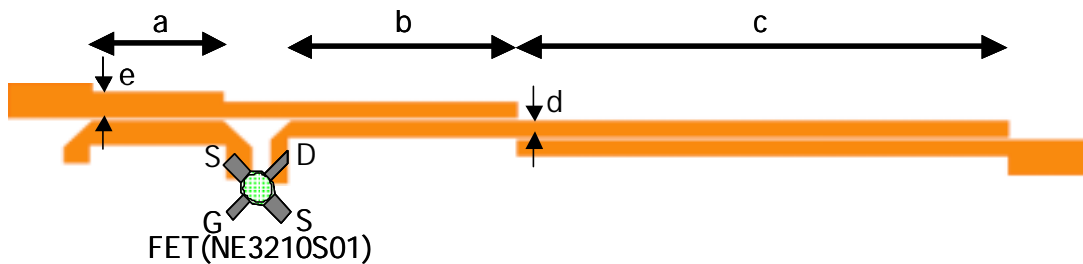


図 3.2 周波数切り替え型帯域通過フィルタ
 $a=7.8[\text{mm}]$ $b=13.4[\text{mm}]$ $c=29.2[\text{mm}]$ $d=1[\text{mm}]$ $e=1.65[\text{mm}]$

結合 2 線路では、端部の境界条件を変化させることで用意に特性インピーダンスや回路構成を変化させることが可能であり、この特性を生かすことで組み合わせ方法により様々な回路を実現できる。本構成は図 3.2 の から の三つの対称結合 2 線路を用い、FET をダイオードとして用い、その ON、OFF によって結合線路の動作を変化させることで通過周波数帯域を切り替えて動作するフィルタを実現している。本構成の動作原理を明らかにするために、3.1 において結合 2 線路の特性について示し、3.2 で端部の境界条件の変化による回路の振る舞いの変化を示すことで、本構成の構造について述べる。

3.1 対称結合 2 線路の伝送特性

3.1.1 結合線路上の 2 種類の波形伝搬モード

結合分布線路の基本的な動作特性を導き出すために、等価回路を用いて線路の振る舞いについて示した。

図 3.3 に結合分布線路を、図 3.4 にその等価回路を示す。



図 3.3 結合分布線路

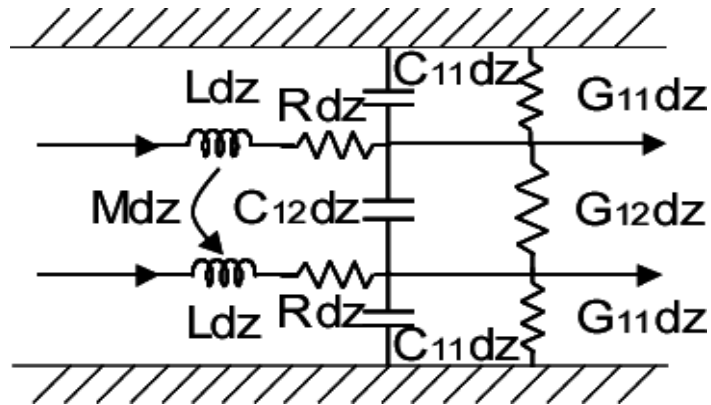


図 3.4 結合分布線路の等価回路

図 3.3 のように線路に信号が伝搬する際に隣接して他の第 2 の線路が存在すると、信号は第一線路とグラウンド間だけを伝播するのではなく、第一の線路、第二の線路及びグラウンドを含めた 3 者間に伝播するモードが生じる。

隣接した 2 本の線路上を伝わる信号には図 3.5 及び図 3.6 に示すような 2 種類の伝搬モードがあり、それぞれ偶モードまたはイーブンモード、奇モードまたはオッドモードと呼ばれている。これらの二つのモードは互いに伝搬遅延と特性インピーダンスとが異なっているため、単一線路と比べて非常に複雑な振る舞いをする。

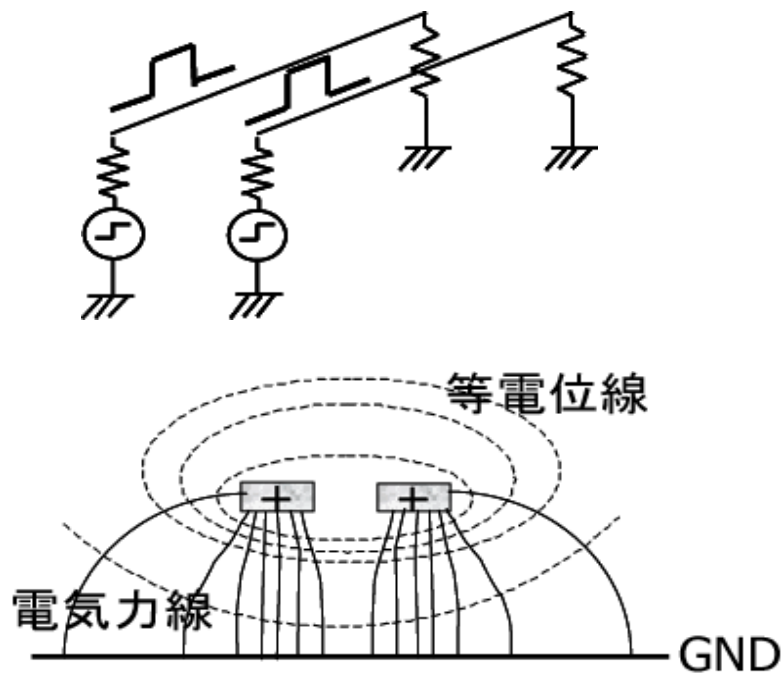


図 3.5 偶モード

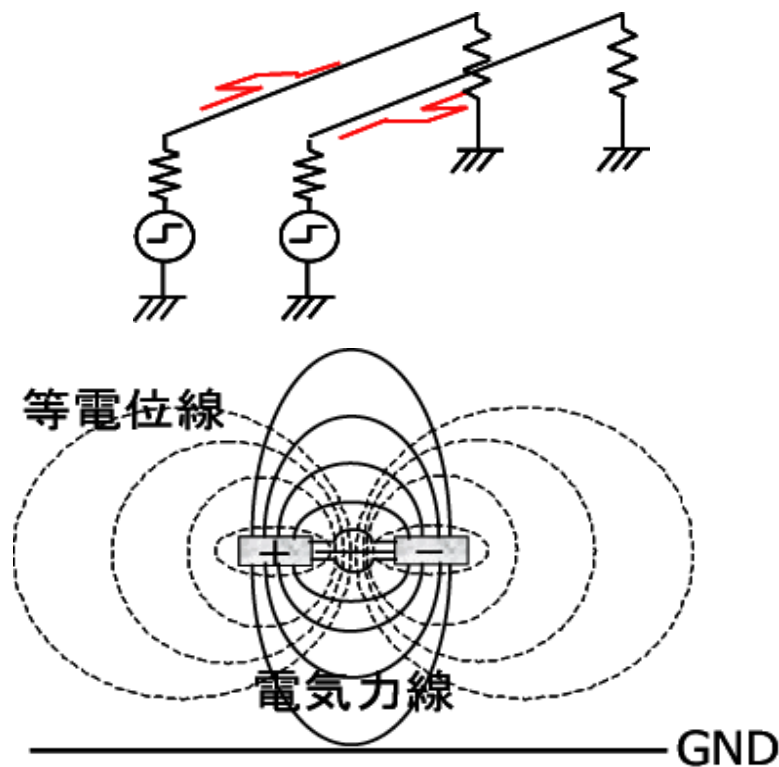


図 3.6 奇モード

(a) 偶モード

隣接した 2 本の線路上を伝搬する信号の伝搬モードの一つは、図 3.5 に示すようなグラウンドに対する伝搬モードである。このような形態を偶モードあるいはイーブン (even) やコモン (common) の伝送モードという。

このモードは、片方の線路の電位が立ち上がった時に、2 本の線路間の容量性の結合によってもう一方の線路の電位も立ち上げられるモードと考えることができる。

(b) 奇モード

このモードは図 3.6 に示すような線路間の信号の伝搬モードである。信号が伝搬するときには、必ず戻りの経路 (リターン) が必要であり通常は戻りの経路はグラウンドである。グラウンドは通常低いインピーダンスであるので線路が 1 本の時にはリターン電流によってグラウンド電位がゆれる (グラウンドノイズ) ことはあまり考慮する必要はない。

一方、隣接した第二の線路は、第一の線路と同じインピーダンスを持っているため、本来グラウンドを経由して帰ってくるリターン電流の一部が第二の線路を経由して戻ってくる。この為、第一の線路を伝搬する信号振幅に比例した電圧が第二の線路に

発生することになる。

結合した線路同士が行きと帰りの信号の経路となって平衡伝送のような信号伝搬の形をとっている。このような形態を奇モードあるいはオッド (odd) やディファレンシャル (differential) の伝送モードという。

このモードは、2本の線路間の誘導性の結合によって、トランスのように、駆動した線路とは逆の電流が他方の線路に流れるモードと考えることができる。

3.1.2 対称結合2線路の線路定数

前述のモードを用いることで、結合分布線路の線路定数を導き出すことができる。

断面が対称構造の場合、これら偶モードと奇モードの線路とが互いに独立の線路として取り扱うことができ、あらゆる電圧・電流は、これら両モードの何倍かずつしたものの合成で表すことが可能である。このような互いに独立した線路に分解しての取り扱いは、損失がある場合であっても対称構造であるならば、均一媒質中はもとより不均一媒質中でも用いることができる。線路が無損失である場合は対称、非対称にかかわらずに均一媒質中、不均一媒質中どちらでも独立線路に分解できる。

後述の境界条件による線路の振る舞いにおいて述べるように、線路の特性インピーダンスもモードごとの特性インピーダンスによって示されるため、結合2線路の伝送方程式よりそれぞれのモードの特性インピーダンスを求める必要がある。

図3.3の導体₁及び導体₂の電圧をそれぞれ V_1 及び V_2 とし、電流をそれぞれ I_1 及び I_2 とすると、以下の式が成立する。

$$-\frac{dV_1}{dz} = (R + j\omega L)I_1 + j\omega L I_2 \quad (3-1-a)$$

$$-\frac{dV_2}{dz} = j\omega L I_1 + (R + j\omega L)I_2 \quad (3-1-b)$$

$$-\frac{dI_1}{dz} = (G_1 + j\omega C_1)V_1 - (G_{12} + j\omega C_{12})V_2 \quad (3-1-c)$$

$$-\frac{dI_2}{dz} = -(G_{12} + j\omega C_{12})V_1 - (G_1 + j\omega C_1)V_2 \quad (3-1-d)$$

ただし、 $G_1 = G_{11} + G_{12}$ 、 $C_1 = C_{11} + C_{12}$ である。

偶モードに対する導体₁、₂の電圧及び電流を、それぞれ V_1^e, V_2^e 及び I_1^e, I_2^e とすると、

$V_1^e = V_2^e = V^e, I_1^e = I_2^e = I^e$ となることから次の関係が得られる。

$$-\frac{dV^e}{dz} = \{R + j\omega(L + M)\}I^e = Z_e I^e, \quad Z_e = R + j\omega(L + M) \quad (3-2-a)$$

$$-\frac{dI^e}{dz} = \{(G_1 - G_{12}) + j\omega(C_1 - C_{12})\}V^e = Y_e V^e, Y_e = G_1 - G_{12} + j\omega(C_1 - C_{12}) \quad (3-2-b)$$

また、奇モードに対する導体、の電圧及び電流をそれぞれ V_1^o, V_2^o 及び I_1^o, I_2^o

とすると、 $V_1^o = -V_2^o = V^o, I_1^o = -I_2^o = I^o$ となることから

$$-\frac{dV^o}{dz} = \{R + j\omega(L - M)\}I^o = Z_o I^o, Z_o = R + j\omega(L - M) \quad (3-3-a)$$

$$-\frac{dI^o}{dz} = \{(G_1 + G_{12}) + j\omega(C_1 + C_{12})\}V^o = Y_o V^o, Y_o = G_1 + G_{12} + j\omega(C_1 + C_{12}) \quad (3-3-b)$$

が得られる。

式(3-1)では、片方の導体の電圧(または電流)を示すためにもう片方の導体の電流(または電圧)を必要としたが、このようにモードで分割して扱うことにより、符号 e (または o)の電圧(または電流)を示すのには符号 e (または o)の電流(または電圧)のみであつかうことができる。

線路を交流信号が伝搬する際に、電圧及び電流の一般解は次のように表される。

$$V = V_+ e^{-\gamma z} + V_- e^{\gamma z} \quad (3-4-a)$$

$$I = I_+ e^{-\gamma z} + I_- e^{\gamma z} \quad (3-4-b)$$

V_+, V_-, I_+, I_- の添え字は、それぞれ進行波、逆方向波を表している。式中の γ は伝搬定数と呼ばれ、特性インピーダンスと共に、重要な線路定数である。各モードでのこれらの定数は以下のように表すことができる。

$$\gamma_{e,o} = \alpha_{e,o} + jk_{ze,o} \quad (3-5-a)$$

$$\alpha_{e,o} = \sqrt{A_{e,o} + B_{e,o}} \quad (3-5-b)$$

$$k_{ze,o} = \sqrt{A_{e,o} - B_{e,o}} \quad (3-5-c)$$

$$A_{e,o} = \frac{1}{2} \sqrt{\{R^2 + \omega^2(L \pm M)^2\} \{(G_1 \mp G_{12})^2 + \omega^2(C_1 \mp C_{12})^2\}} \quad (3-5-d)$$

$$B_{e,o} = \frac{1}{2} \{R(G_1 \mp G_{12}) - \omega^2(L \pm M)(C_1 \mp C_{12})\} \quad (3-5-e)$$

$$W_{e,o} = \sqrt{\frac{R + j\omega(L \pm M)}{(G_1 \mp G_{12}) + j\omega(C_1 \mp C_{12})}} \quad (3-5-f)$$

上の符号は偶モードを、下の符号は奇モードを表している。また、対称結合 2 線路においては、波動インピーダンス W は特性インピーダンスと等しいことが知られている。無損失線路の場合には、 $R = G_1 = G_{12} = 0$ を代入して、

$$k_{ze} = \omega \sqrt{(L+M)(C_1 - C_{12})} = \omega \sqrt{LC_1(1+k_l)(1-k_c)} \quad (3-6-a)$$

$$k_{zo} = \omega \sqrt{(L-M)(C_1 + C_{12})} = \omega \sqrt{LC_1(1-k_l)(1+k_c)} \quad (3-6-b)$$

$$W_e = \sqrt{\frac{L+M}{C_1 - C_{12}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1+k_l}{1-k_c}} \quad (3-6-c)$$

$$W_o = \sqrt{\frac{L-M}{C_1 + C_{12}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1-k_l}{1+k_c}} \quad (3-6-d)$$

$$\text{ただし、 } k_l = \frac{M}{L} \quad k_c = \frac{C_{12}}{C_1}$$

と表すことができる。

3.2 周波数切り替え型フィルタ

以上の特性を用いて、周波数切り替え型フィルタの動作について示す。

図 3.2 に示すフィルタを構成する結合線路の動作は、図 3.7 に示すような、二つの導体によって構成される 4 開孔回路の $z=0$ 及び $z=l$ における境界条件を設定することによって決定される。4 開孔のうち 2 つの任意の開孔を開孔 1、開孔 2 とし、残りの開孔に境界条件（開放、短絡、他の線路との接続）を与えることで本構成の動作を得る。

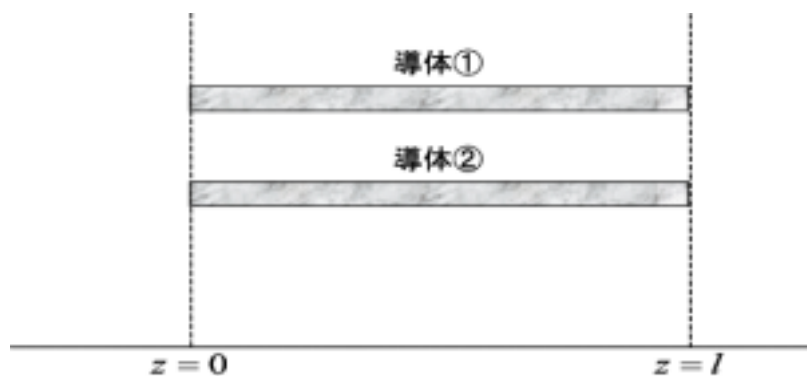


図 3.7 結合 2 線路による 4 開孔回路

$z = 0$ における導体 1 と導体 2 の電圧を V_{10}, V_{20} とし、 $z = l$ における導体 1 と導体 2 の電圧を V_{1l}, V_{2l} とおく。導体 1 と導体 2 の偶モードと奇モードの電圧比を $1:R_e, 1:R_o$ とすると、 $z = 0, l$ におけるモード電圧 $v_{e0,l}, v_{o0,l}$ との間には以下の関係が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_{e0,l} \\ v_{o0,l} \end{bmatrix} = T_{V0}^{-1} \begin{bmatrix} V_{10,l} \\ V_{20,l} \end{bmatrix} \quad T_{V0} = T_{V0}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{R_o} \\ R_e & -1 \end{bmatrix} \quad (3-7-a)$$

同様に、 $z = 0$ における導体 1 と導体 2 電流を I_{10}, I_{20} とし、 $z = l$ における導体 1 と導体 2 の電流を I_{1l}, I_{2l} とすると、 $z = 0, l$ におけるモード電流 $i_{e0,l}, i_{o0,l}$ との間には

$$\begin{bmatrix} i_{e0,l} \\ i_{o0,l} \end{bmatrix} = T_{I0}^{-1} \begin{bmatrix} I_{10,l} \\ I_{20,l} \end{bmatrix} \quad T_{I0} = T_{I0}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} \begin{bmatrix} 1 & R_e \\ -\frac{1}{R_o} & -1 \end{bmatrix} \quad (3-7-b)$$

の関係が成り立つ。

対称結合 2 線路であるのならば、 $R_e = 1, R_o = -1$ であるので以下の値となる。

$$T_{V0} = T_{I0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

上記において得られた、それぞれの導体の電圧,電流と、モード電圧,電流との間の関係式に境界条件を代入することにより、回路の振る舞いを明らかにすることができる。

図 3.2 の結合線路 の特性は、図 3.8 に示す回路の特性より得ることができる。この構成における境界条件は次のようになる。

$$\begin{aligned} z = 0: V_{10} = V_1, I_{10} = I_1, I_{20} = 0 \\ z = l: I_{1l} = 0, V_{2l} = V_2, I_{2l} = I_2 \end{aligned} \quad (3-9)$$

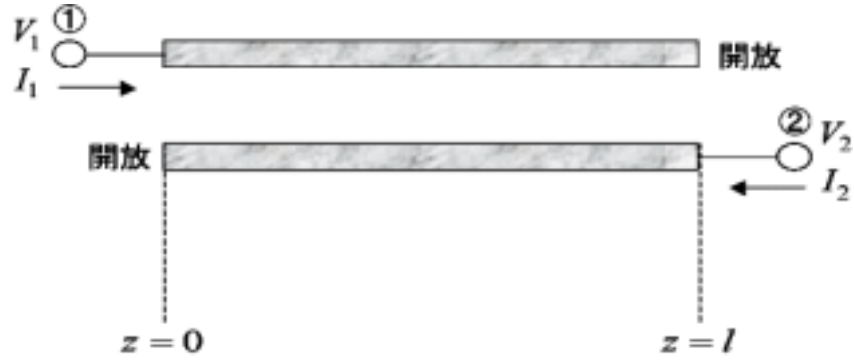


図 3.8 結合線路

式(3-7)に境界条件式(3-9)を代入することで、モード電圧、電流は以下のように表される。

$$v_{e0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} \left(V_1 - \frac{V_{20}}{R_o} \right), \quad v_{o0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} (R_e V_1 - V_{20}) \quad (3-10-a)$$

$$i_{e0} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} I_1, \quad i_{o0} = -\frac{1}{R_o \sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} I_1 \quad (3-10-b)$$

$$v_{el} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} \left(V_{1l} - \frac{V_2}{R_o} \right), \quad v_{ol} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} (R_e V_{1l} - V_2) \quad (3-10-c)$$

$$i_{el} = \frac{R_e}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} I_2, \quad i_{ol} = -\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_e}{R_o}}} I_2 \quad (3-10-d)$$

モード電圧と電流の関係は式(2-10)によって与えられるので、

$$\begin{bmatrix} v_{e,o0} \\ v_{e,ol} \end{bmatrix} = \frac{W_{e,o}}{u_{e,o}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{1 - u_{e,o}^2} \\ \sqrt{1 - u_{e,o}^2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{e,o0} \\ i_{e,ol} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

の関係式が得られる。式(3-10)を式(3-11)に代入し、整理すると

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$Z = \frac{1}{R_e - R_o} \begin{bmatrix} -R_o \left(\frac{W_e}{u_e} + \frac{W_o}{u_o R_o^2} \right) & -R_e R_o \frac{W_e}{u_e} \sqrt{1-u_e^2} - \frac{W_o}{u_o} \sqrt{1-u_o^2} \\ -R_e R_o \frac{W_e}{u_e} \sqrt{1-u_e^2} - \frac{W_o}{u_o} \sqrt{1-u_o^2} & -R_o \left(\frac{W_e}{u_e} R_e^2 + \frac{W_o}{u_o} \right) \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

で Z 行列を得ることができる。均一媒質の場合では $R_o = -\frac{1}{R_e}$, $u_e = u_o = u$ なので、Z 行列は以下のようになる。

$$Z = \frac{R_e}{1+R_e^2} \begin{bmatrix} \left(\frac{W_e}{R_e} + R_e W_o \right) \frac{1}{u} & \frac{\sqrt{1-u^2}}{u} (W_e - W_o) \\ \frac{\sqrt{1-u^2}}{u} (W_e - W_o) & \left(R_e W_e + \frac{W_o}{R_e} \right) \frac{1}{u} \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

図 3.9 のように、入出力に直列にインピーダンスが入った時の Z 行列の要素は、次の関係を満たす。

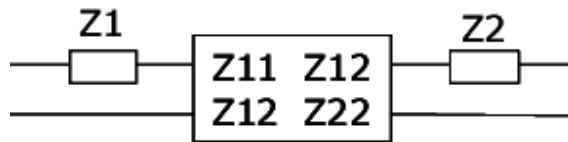


図 3.9 入出力にインピーダンスが直列接続された図

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_2 + Z_{22} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

式(3-13)にこの関係を当てはめ、式(3-11)の基本形と照らし合わせることで、式(3-11)の Z_{12} を $\frac{\sqrt{1-u^2}}{u}$ で除算したものを特性インピーダンスとした線路の入出力に、インピ

ーダンスが直列に接続された構造で等価回路を表すことができる。図 3.10 に等価回路を示す。

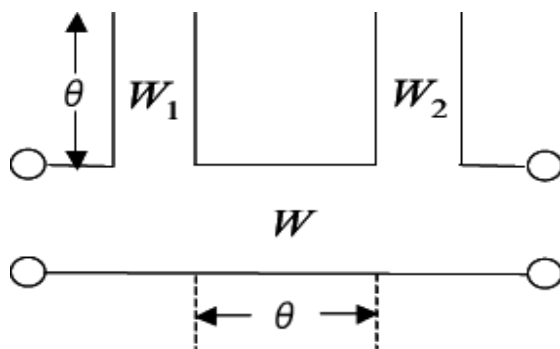


図 3.10 等価回路

図中の W の値は以下の式による。

$$W = \frac{R_e}{1 + R_e^2} (W_e - W_o) \quad (3-15-a)$$

$$W_1 = \frac{(1 - R_e)W_e + R_e(1 + R_e)W_o}{1 + R_e^2} \quad (3-15-b)$$

$$W_2 = \frac{R_e(R_e - 1)W_e + (1 + R_e)W_o}{1 + R_e^2} \quad (3-15-c)$$

$$\theta = \beta^{-1}l \quad (3-15-d)$$

対称線路では $R_e = 1$ であるので、

$$W = \frac{W_e - W_o}{2}, W_1 = W_2 = W_o \quad (3-16)$$

で与えられる。

この回路では、 $\theta = \frac{\pi}{2}$ において W_1, W_2 の先端開放分布線路が直列共振回路となり、2 段のバンドパスフィルタとして機能する。図 3.11 に等価回路を示す。

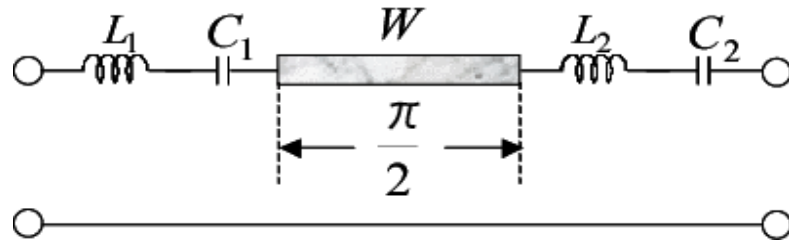


図 3.11 等価回路

図中の L 及び C は、以下の式で与えられる。

$$L_i = \frac{\pi W_i}{4\omega_0} \quad (3-17-a)$$

$$C_i = \frac{4}{\pi W_i \omega_0} \quad (3-17-b)$$

以上に示されるように、結合線路は2段の直列共振帯域通過フィルタとして動作する。線路長が $\lambda_g/4$ 増えるごとに直列にフィルタが接続されていく構成であるので、基本周波数の2倍、3倍の周波数においても線路長がそれぞれ $\lambda_g/2$ 、 $3\lambda_g/4$ 線路であるために帯域通過フィルタとして機能する。この特性を利用して、2GHz 及び 5GHz に近い周波数に共振を得るために、線路長を 1.75GHz における $\lambda_g/4$ とすることで、その2倍の周波数である 3.5GHz と3倍の周波数である 5.25GHz 付近にも共振を得た。この共振により得られる帯域通過フィルタがフィルタ全体の基本動作とし、結合線路とによって整合状態を変化させることで 2GHz と 5GHz において動作する切り替え型のフィルタを実現している。

線路は FET を OFF にしている状態では、流れる電流量が十分に少なければ、FET に接続されている開孔は開放状態に近似して取り扱うことができる。従って、前述の結合線路の構成として扱うことができる。一方、FET を ON にした状態では、十分な電流量が得られ、線路が接続されている状態として扱うことができる。線路長が 2GHz 及び 5GHz の $\lambda_g/4$ とずれているので、この回路は共振回路としてではなく直列整合回路として機能している。この開孔の境界条件が変化することにより、結合線路の特性インピーダンスが変化することで整合状態が切り替わる動作を示す。

線路は、FET が OFF の状態では両端開放線路による結合線路を構成するので、

図 3.12 の等価回路で表される。

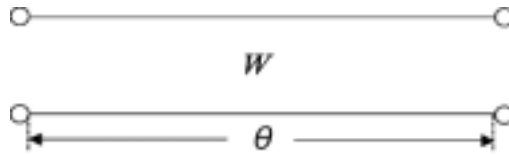


図 3.12 結合線路 の等価回路

この線路は特性インピーダンス W の線路で与えられ、直列線路による整合回路として機能する。特性インピーダンスは以下の式で与えられる。

$$W = \frac{W_e R_e^2 + W_o}{1 + R_e^2} \quad (3-18)$$

対称回路では、 $R_e = 1$ なので、

$$W = \frac{W_e + W_o}{2} \quad (3-19)$$

線路 は FET が ON では、この開孔の境界条件が変化するので、線路 と同様に結合線路の特性インピーダンスが変化し、整合状態が切り替わる動作を示す。

以上で述べたフィルタの構成を図 3.13 に示す。

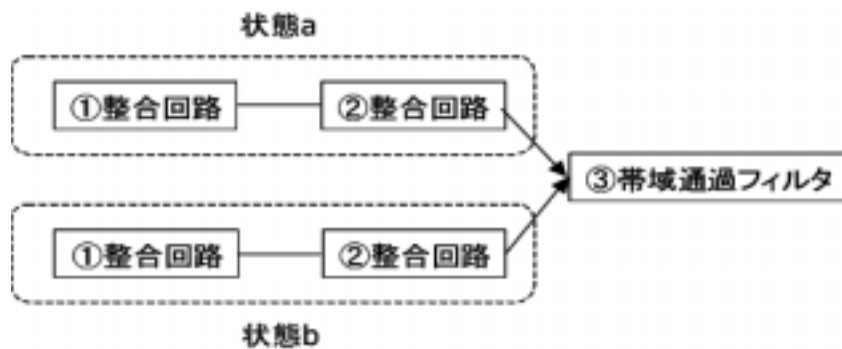


図 3.13 切り替え型フィルタの構成

結合線路 に、2 つの開放端を用いることで、基本となるフィルタ回路を実現し、FET の動作状態を切り替えることにより図のように結合線路 、 の動作状態が切り替わり、整合条件が変化することで周波数切り替え型帯域通過フィルタを実現している。

2GHz 帯動作時の実験結果を図 3.14 に、5GHz 帯動作時の実験結果を図 3.15 に示

す。2GHz 帯動作時には、損失 1.5[dB]程度、5GHz 帯の抑制量は 15[dB]を得た。また 5GHz 帯動作時には、損失 2.5[dB]程度、2GHz 帯の抑制量は 12.5[dB]を得た。本論文のフィルタではどちらの動作時においても、二つの周波数帯のレベル差は 10[dB]以上を得た。この構造は、2GHz における通常の $\lambda_g/2$ 共振線路を用いた帯域通過フィルタとほぼ同じ大きさであり、本構成は FET1 個のみで効果的に動作周波数を切り替えて動作させることが可能であることが確認された。

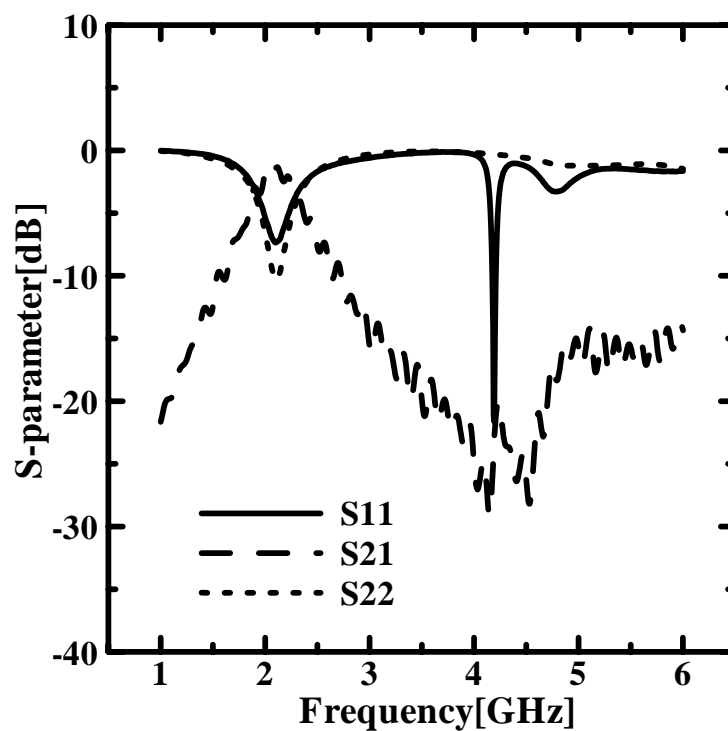


図 3.14 2GHz 動作時の S パラメータ

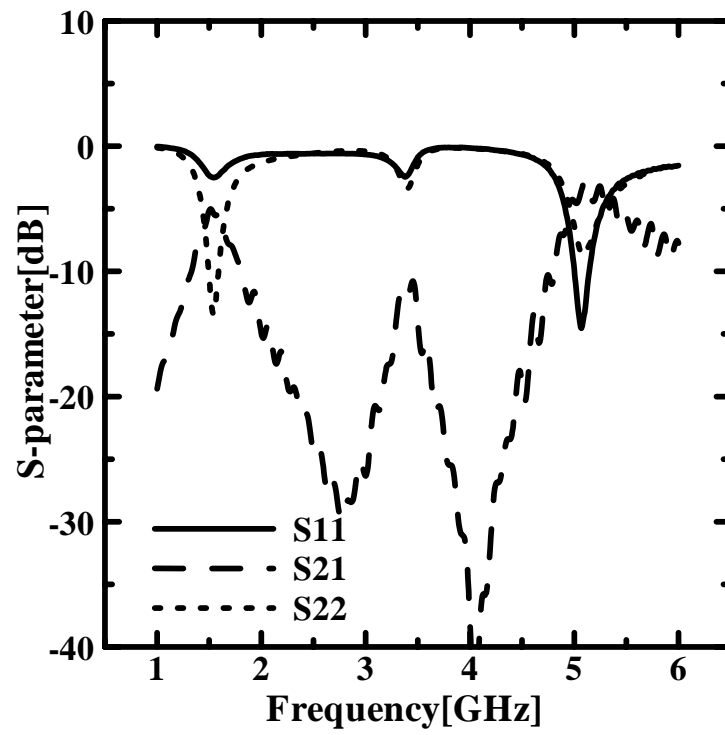


図 3.15 5GHz動作時のSパラメータ

第 4 章

周波数変換部

ヘテロダイン方式では、周波数ダウンコンバートにおいてベースバンドまで変換することなく、中間周波数 (IF) を用いるため、所望波と LO 周波数に対して周波数軸上において反対側に存在するイメージ信号を除去するためのイメージ除去フィルタが必要であるという欠点がある。この問題を克服するために、イメージ信号を抑える他の手段が模索されてきた。この手段の一つとしてウェーバー方式による周波数ダウンコンバート方式が存在する。

本章では、このウェーバー方式による周波数コンバート方式を改良することで、2つの周波数成分が同時に入力された際に、周波数コンバート時に2つの周波数成分の取捨選択を行えることについて述べ、この方式を用いた周波数切り替え型周波数変換器について実験による検討を行った。

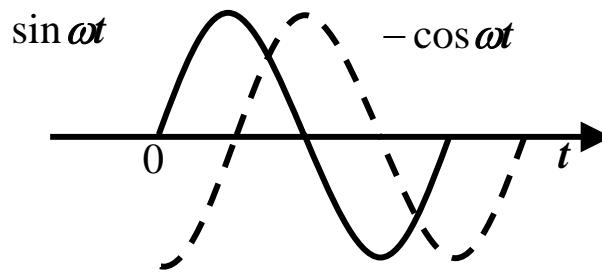
4.1 ウェーバー方式

この方式において用いられる、 90° 位相シフトという操作について述べる。狭帯域信号のスペクトラム、 $G(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$ を掛ける演算のことを 90° 位相シフトという。この $\operatorname{sgn}(\omega)$ は符号関数である。図 4.1 に示すように、この演算により $\sin(\omega t)$ は $-\cos(\omega t)$ に、 $\cos(\omega t)$ は $\sin(\omega t)$ に変換される。信号の周期を T とすると、この演算は時刻 t を $t - T/4$ に置き換えることに相当する。

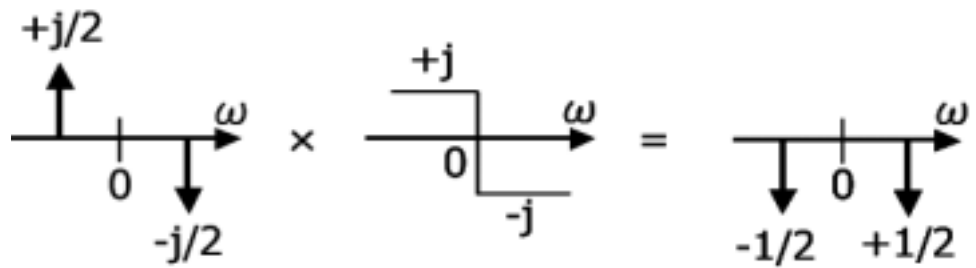
この位相シフトによく用いられる回路として、図 4.2 に示す RC-CR 回路がある。この回路では、周波数 ω の正弦波入力に対して出力、 $V_{out1}(t), V_{out2}(t)$ には、それぞれ $\pi/2 - \tan^{-1}(RC\omega)$ 、 $-\tan^{-1}(RC\omega)$ の位相シフトが行われる。従って、理想的な回路においては $V_{out1}(t), V_{out2}(t)$ の位相差は全周波数領域において 90° となる。

イメージ除去方式の基本的な考え方は、所望波とイメージ信号に別々の位相シフト操作を施して、イメージ信号に対しては符号反転したイメージ信号と加算することに

よりキャンセルしてしまうというものである。



(a)



(b)

図 4.1 (a)周波数領域,(b)時間領域 における 90° 位相シフト

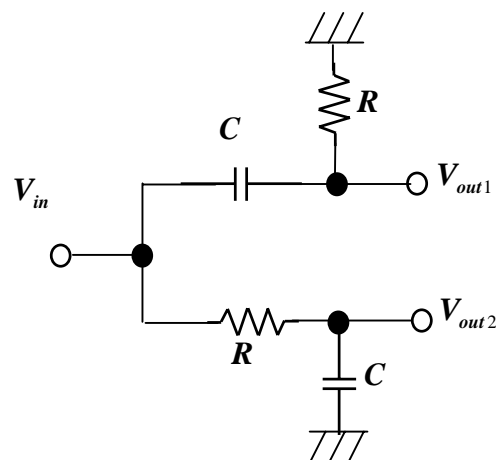


図 4.2 90° 位相シフト RC-CR 回路

ウェーバー方式のブロックダイアグラムを図 4.3 に示す。この方式ではまず、RF 周波数成分を 2 つの経路に分岐し、第一 LO 信号をそれぞれの経路に \sin, \cos の信号として、つまり 90° の位相差をつけてミキシングして周波数ダウンコンバートする。このダウンコンバート法を直交ダウンコンバージョンと呼ぶ。次に、第二 LO 信号においても同様の直交ダウンコンバートを行った後に二つの経路の信号を合成する、直交ミキシング演算を行うことで、所望波に対しては同符号の信号が、イメージ成分では逆の符号の信号を得ることができる。

図 4.3 において $\omega_2 < \omega_1$ の場合について検討する。図 4.4 にウェーバー方式によるスペクトラムの変化について示す。直交ダウンコンバージョンによって得られた A 点におけるスペクトラム $X_A(\omega)$ は、二つ目のミキサによって周波数軸上で $j[\delta(\omega + \omega_2) - \delta(\omega - \omega_2)]/2$ と畳み込まれ、その結果 C 点では形は同じであるが係数に j のかからないスペクトラムが得られる。同様に、B 点におけるスペクトラムは $[\delta(\omega + \omega_2) - \delta(\omega - \omega_2)]/2$ と畳み込まれて、周波数軸上で第一項、第二項によりそれぞれアップコンバート及びダウンコンバートされる。C 点のスペクトラムを D 点のスペクトラムから差し引くと、所望帯域でのイメージ信号のスペクトラム成分は同じ符号を持ち互いに打ち消しあうため、所望波のみを取り出すことができる。ダウンコンバートされた信号には $\omega_2 + \omega_{IF}$ の周波数にイメージ成分が残されるので、所望帯域の信号のみを取り出すために LPF を必要とする。

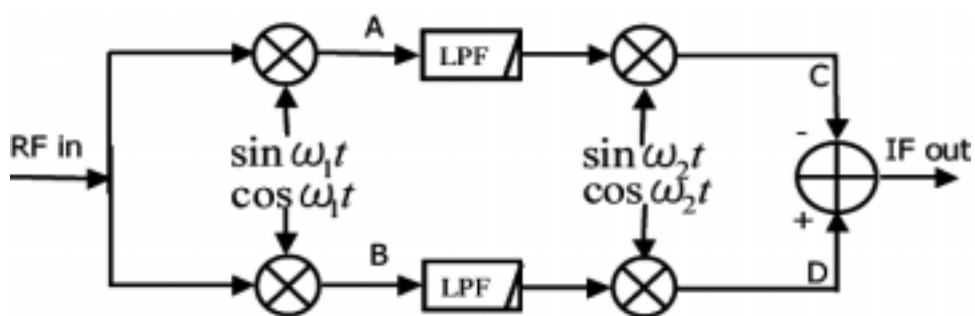


図 4.3 ウェーバー方式

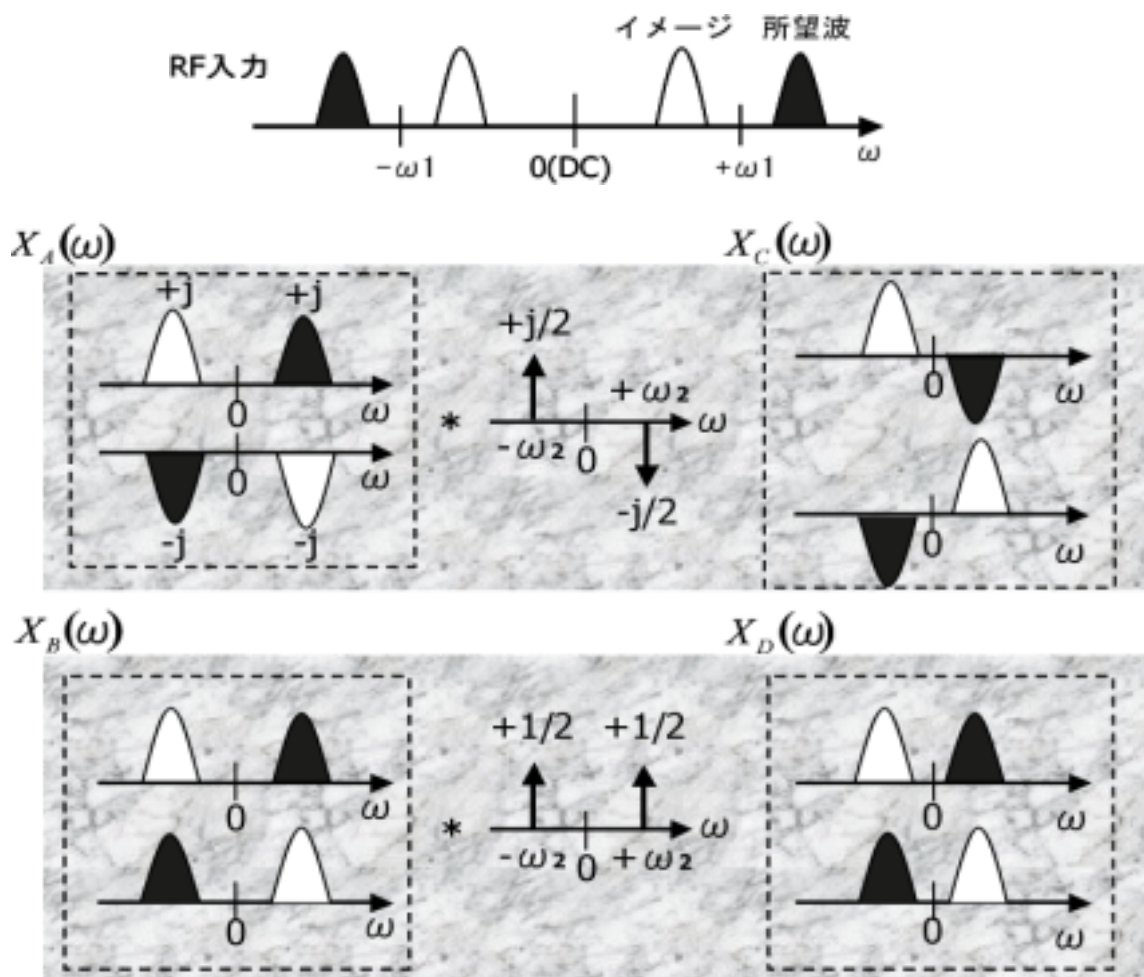


図 4.4 スペクトラムの変化

4.2 2 周波数成分を用いたウェーバー方式

本論文においては、このウェーバー方式を利用することによるデュアルバンド周波数変換器について提案を行う。本方式では、それぞれ違う周波数のキャリアに乗った 2 つの信号の中心の周波数をウェーバー方式の第一 LO 信号として用い、第二 LO 信号の 90° 位相の遅れ信号を入力する経路を切り替えることにより、どちらを所望の周波数成分とするかを切り替えて動作させることができる点に特徴がある。また、それぞれの RF 信号よりも低い周波数を用いてダウンコンバートし、第一 IF 周波数の共通化を行う構成では第一 LO は二つ必要とするが、本構成では第一 LO 周波数とし

て2つの信号の中心の周波数を用いるため、第一 LO 信号源は一つでよいという利点がある。

RF 周波数としてはキャリア周波数 2GHz 及び 5GHz の二つの周波数成分を用いた。第一 LO 周波数としては 2GHz と 5GHz の中間の周波数である 3.5GHz を用い、第二 LO 周波数として 1.49GHz を用いることで、最終的に 10MHz の IF 信号を得る構成とした。図 4.5 に提案方式による周波数変換部を示す。

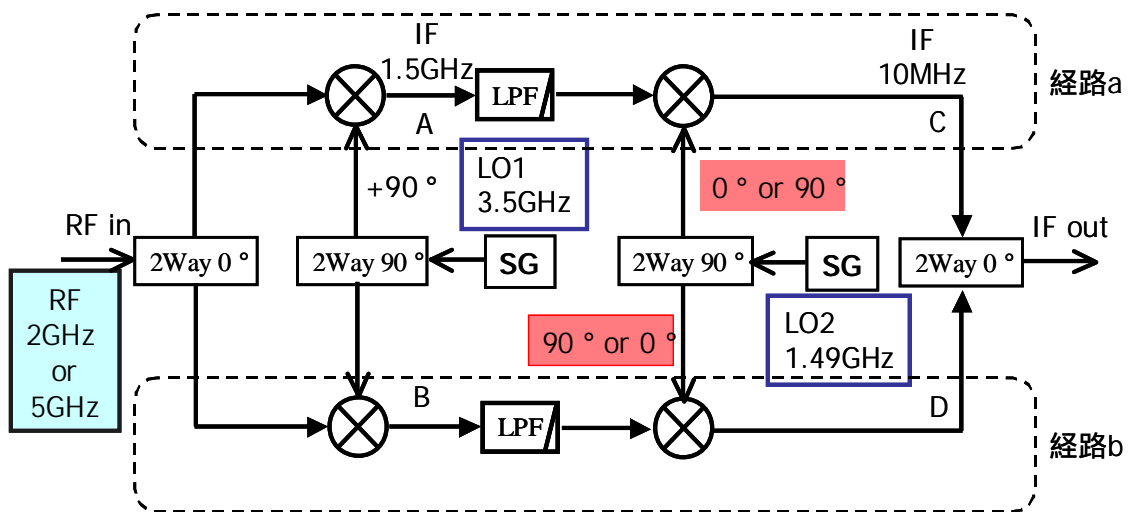


図 4.5 ウェーバー方式を用いた周波数変換部

この回路の動作について以下に述べる。5GHz の RF 信号の周波数を $\omega(5GHz)$ 、2GHz の RF 信号の周波数を $\omega(2GHz)$ 、第一、第二 LO 信号である 3.5GHz、1.49GHz の信号の周波数をそれぞれ $\omega(3.5GHz)$ 、 $\omega(1.49GHz)$ 、第一、第二 IF 信号である 1.5GHz、10MHz の信号の周波数をそれぞれ $\omega(1.5GHz)$ 、 $\omega(10MHz)$ とする。5GHz の信号を元にした変換経路を経路 a、2GHz の信号を元にした変換経路を経路 b とする。

図 4.5 の A 点における位相成分は

$$\begin{aligned} \omega(5GHz)t - \{\omega(3.5GHz)t + 90^\circ\} &= \{\omega(5GHz) - \omega(3.5GHz)\}t - 90^\circ \\ &= \omega(1.5GHz)t - 90^\circ \end{aligned} \quad (4-1)$$

$$\begin{aligned} \{\omega(3.5GHz)t + 90^\circ\} - \omega(2GHz)t &= \{\omega(3.5GHz) - \omega(2GHz)\}t + 90^\circ \\ &= \omega(1.5GHz)t + 90^\circ \end{aligned} \quad (4-2)$$

のように同一の周波数帯 1.5GHz 帯にダウンコンバートされるが、位相に関しては 90° 進むか遅れるかで分離される。

一方、図 4.5 の B 点では、

$$\omega(5GHz)t - \omega(3.5GHz)t = \omega(1.5GHz)t \quad (4-3)$$

$$\omega(3.5GHz)t - \omega(2GHz)t = \omega(1.5GHz)t \quad (4-4)$$

で同一の周波数帯にダウンコンバートされる。

次に、第二 LO 信号の入力に際し、経路 a に +90° された信号を加えると、図 4.5 の C 点では、

$$\{\omega(1.5GHz)t - 90^\circ\} - \{\omega(1.49GHz)t + 90^\circ\} = \omega(10MHz)t - 180^\circ \quad (4-6)$$

$$\{\omega(1.5GHz)t + 90^\circ\} - \{\omega(1.49GHz)t + 90^\circ\} = \omega(10MHz)t \quad (4-7)$$

図 4.5 の D 点においては、

$$\omega(1.5GHz)t - \omega(1.49GHz)t = \omega(10MHz)t \quad (4-8)$$

$$\omega(1.5GHz)t - \omega(1.49GHz)t = \omega(10MHz)t \quad (4-9)$$

この二つの信号成分を合成すると、経路 の信号はキャンセルされ、経路 の信号は同相として足しあわされる。この結果、キャリア周波数に 5GHz 帯を用いていた信号は抑制され、2GHz 帯を用いていた信号のみを取り出すことができる。

第二 LO 信号の入力に際し、経路 b に +90° された信号を加えると、図 4.5 の C 点では、

$$\{\omega(1.5GHz)t - 90^\circ\} - \omega(1.49GHz)t = \omega(10MHz)t - 90^\circ \quad (4-10)$$

$$\{\omega(1.5GHz)t + 90^\circ\} - \omega(1.49GHz)t = \omega(10MHz)t + 90^\circ \quad (4-11)$$

図 4.5 の D 点では、

$$\omega(1.5GHz)t - \{\omega(1.49GHz)t + 90^\circ\} = \omega(10MHz)t - 90^\circ \quad (4-12)$$

$$\omega(1.5GHz)t - \{\omega(1.49GHz)t + 90^\circ\} = \omega(10MHz)t - 90^\circ \quad (4-13)$$

この二つの信号成分を合成すると、経路 の信号は同相として足し合わされ、経路 の信号はキャンセルされる。この結果、キャリア周波数に 5GHz 帯を用いていた信号のみが取り出され、2GHz 帯を用いていた信号がキャンセルされる。

4.3 EVM による構成法の評価

本構成はそれぞれの周波数帯をキャリアとして送られてきた信号が、同一 IF 周波数までダウンコンバートされて A/D に送られる構成である。従って、同一周波数帯にコンバートされた二つの信号による影響を評価する必要がある。本構成は、一方の周波数帯をキャリアに持つ信号のみをキャンセルする構成であるので、この二つの信号に電力レベル差をつけながら周波数コンバートをする構成と言える。従って、レベル差のある二つの信号が入力された際の影響を調べることで、評価を行うことができる。

図 4.6 に示すように、変調波信号を出力できる 2 台の SG(Signal generator)より同一の条件の変調信号を発生させ、合成した後にテスターに入力した。信号の一方の電力を 0[dBm]と固定し、他方の電力を下げていくことで互いのレベル差による影響を調べた。変調波は $\pi/4$ DQPSK のランダム信号を用い、キャリア周波数 10MHz、シンボルレートは 200ksymbol/s とし、フィルタは 40MHz とした。入力信号が一つのときの EVM は 0.33[%]と非常に良好な特性を示した。図 4.7 に一入力時のコンスタレーションパターンを示す。図 4.8 に二つの信号を入力した結果を示す。横軸を二つの信号のレベル差(dB)、縦軸を EVM(%)とした。

評価には以下の式で表される、EVM(Error Vector Magnitude)を用いた。この値が 10%以下であることが一つの評価基準となる。

$$EVM = 100\% \cdot \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^N ((I_j - I_{o_j})^2 + (Q_j - Q_{o_j})^2)}{S_{\max}^2}} \quad (4-14)$$

式中の I,Q はそれぞれ変調ベクトルの同相成分、直行成分であり、 I_o, Q_o は測定値と最も近い、理想的な QAM コンスタレーションデータポイントである。N はデータサンプルのポイント数、 S_{\max} はコンスタレーションの最も外側へのベクトルの絶対値で与えられる。

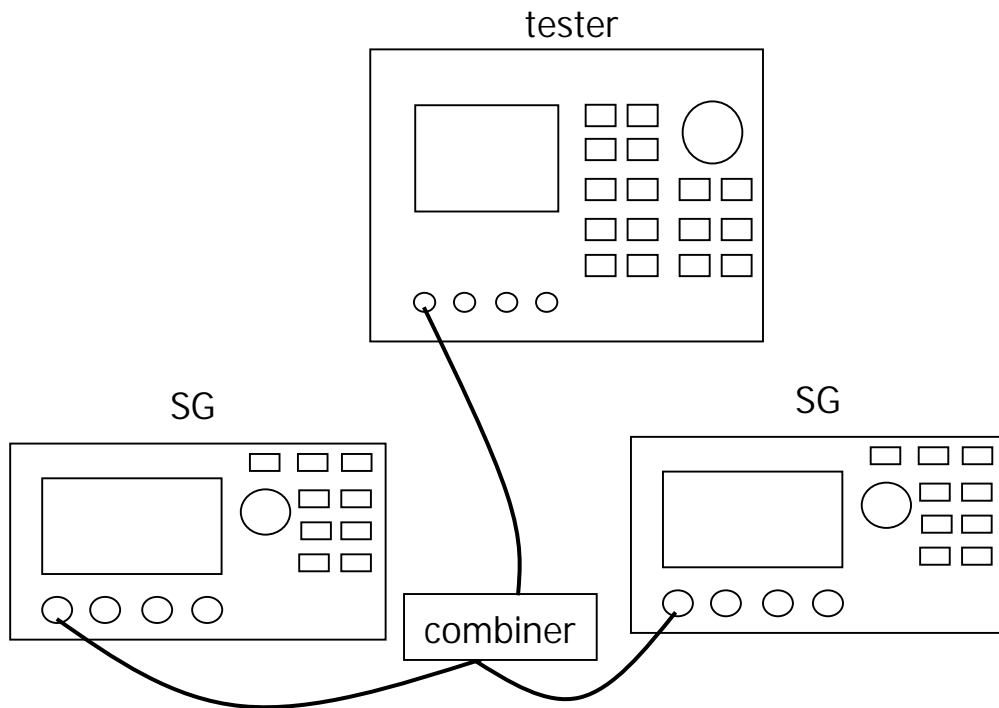


図 4.6 EVM 測定系

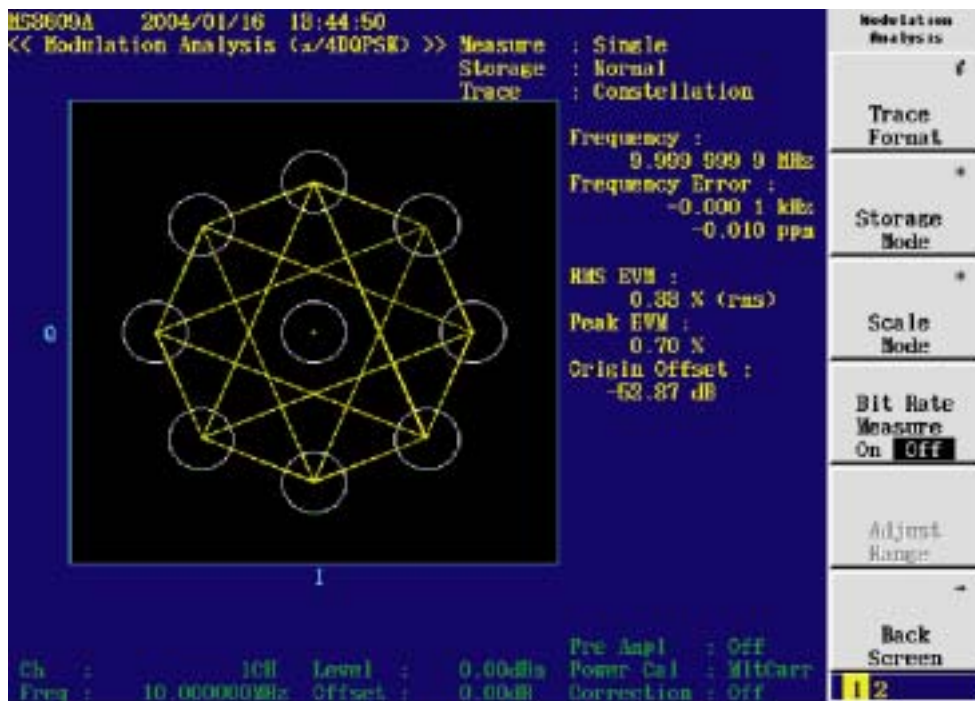


図 4.7 コンスタレーションパターン

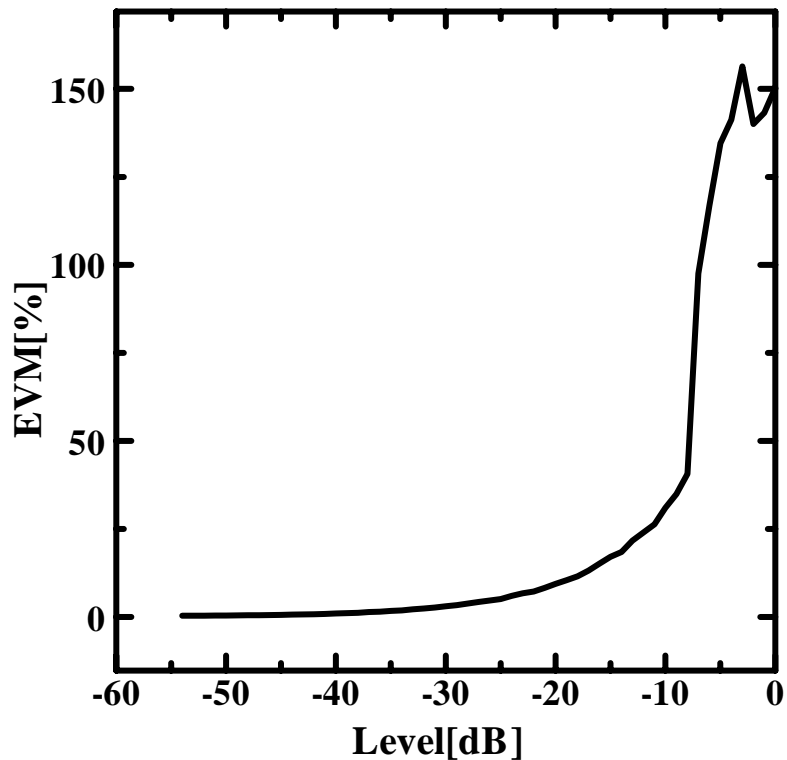


図 4.8 電力差による EVM 特性

二つの信号を入力した際の EVM は 20[dB]の電力差が与えられた時に、10[%]以下を示した。また、電力差が 50[dBm]与えられた時に EVM は 0.33[%]を示した。これらの結果から、入力信号のエラー率が十分に低い場合には、20[dB]の電力差を与えることで本方式を用いることが可能であることが確認された。また、50[dB]の電力差を得ることで、もう一方の信号を無視することができることが確認された。

4.4 抑制特性

図 4.5 の回路網を構成し、所望信号として扱った際とイメージ信号として扱った際の電力量の変化についての実験を行った。ミキサとしては広帯域なコールドミキサを用い、回路全体での変換損失は 2GHz、5GHz どちらを用いた際にも、ほぼ同じ値となるように構成した。また、第一ダウンコンバージョン後の信号における不要周波数成分を抑制するために、マイクロストリップ線路とチップ部品による 1.5GHz の LPF を製作し用いた。本構成の主旨である、90°位相入力経路の切り替えは、第二 LO 信号部の 90°ハイブリッド分配器の接続方向を切り替えることで行った。

2GHz 帯信号によるスペクトラム特性を図 4.9 に、5GHz 帯信号によるスペクトラム特性を図 4.10 に示す。2GHz 帯、5GHz 帯共に入力電力を 0[dBm]とし、変調パラメータは前述の 4.4 の条件とした。それぞれ周波数帯をキャリアにした信号の抑制量を確認するために、入力する RF 信号は 2GHz、5GHz の信号を混合せずに用いた。この結果、2GHz 帯をキャリアにした信号の抑制量は 19[dB]、5GHz 帯をキャリアにした信号の抑制量は 20[dB]を得た。本方式では、経路による振幅誤差、位相誤差により抑制量は劣化するため、振幅、位相特性を改善することで更なる抑制を見込めると考えられる。

これらの結果及び前述の EVM 特性より、入力信号のエラー率が十分に低い場合には、周波数変換部のみで必要とされる電力レベル差を得られることが示され、その有効性が確認された。

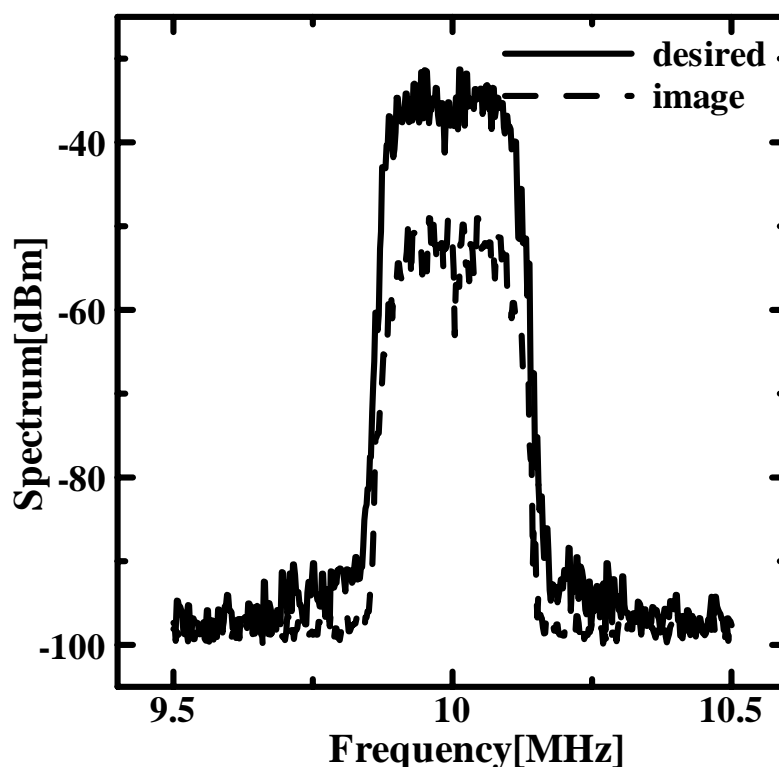


図 4.9 2GHz 帯信号によるスペクトラム特性

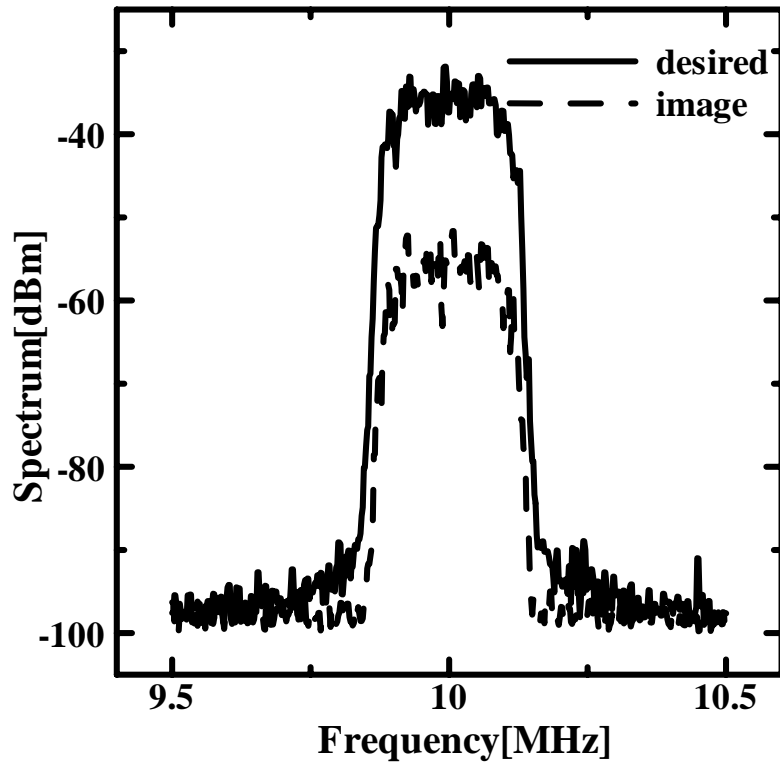


図 4.10 5GHz 帯信号によるスペクトラム特性

4.5 周波数切り替え素子の有効性

以上により、本論文において検討を行った増幅器、フィルタ、周波数変換器の特性が示された。これらの素子による全体構成を図 4.11 に示す。

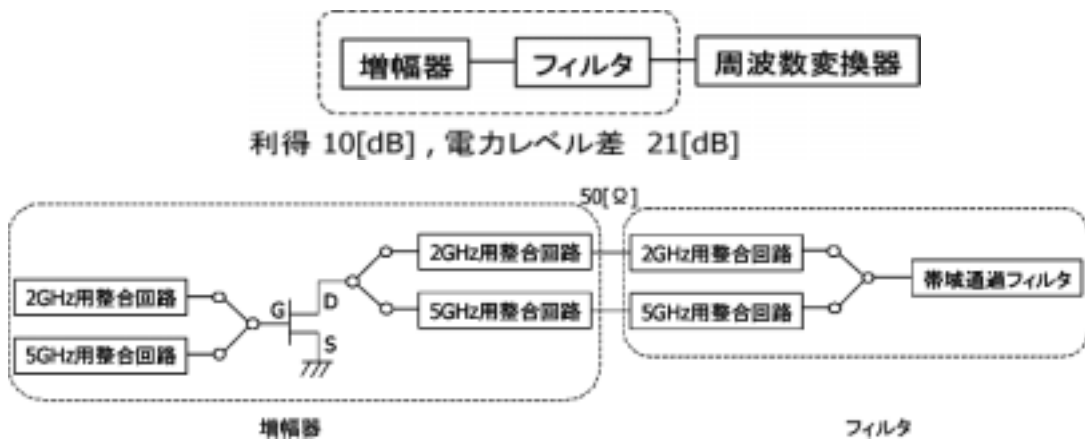


図 4.11 全体構成

2章及び3章の実験結果より、増幅器とフィルタを接続して2GHz帯用に動作させた場合には、2GHzの増幅度は9.5[dB]、5GHz帯の抑制量は15[dB]を得た。5GHz帯用に動作させた場合には、5GHz帯の増幅度は10.5[dB]、2GHz帯の抑制量は11[dB]を得た。この結果、どちらの周波数成分を所望信号とした際にも、不要とする方の信号とのレベル差は20[dB]以上得られることが確認された。

4章の実験結果より、周波数変換器によってさらに20[dB]程度のレベル差を得ることが可能であることが明らかにされた。これらの結果、本論文による構成では、全体としては40[dB]以上のレベル差を得ることが可能であることが確認された。

広帯域な素子を用いた構成で同様の特性を得るためには、周波数切り替え型受信機におけるアンテナ直下のフィルタの特性よりもさらに、その時々により不要とする方の周波数成分を選択しながら40[dB]以上抑制する必要があることから、トップのフィルタの負担が大幅に軽減されたことが明らかである。

複数の線路を用いる構成では、2GHz帯と5GHz帯用の経路及びそれぞれの経路を選択するためのスイッチが必要であるが、本論文において用いた素子は2GHz帯用の素子とほぼ同様の大きさであることより、小型化についても有効であることが確認された。

第 5 章

結論

本研究では、受信機のマルチバンド化の方法として、広帯域な素子を用いた構成方法と狭帯域な素子を用いた経路を複数用意する構成方法について述べ、これらの問題点から、周波数を切り替えて動作させる構成方法について検討を行った。この構成方法の受信機の重要な部分を占めるであろう、増幅器、フィルタ、周波数変換器に対して周波数切り替え型として機能させることができる構造について模索した。キャリア周波数としては 2GHz と 5GHz の信号を用いた。

2 章において、アクティブ素子を整合回路のスタブに挿入する構造の増幅器について、スミスチャートを用いて動作を明らかにし、効果的に動作周波数が切り替わって動作していることを確認した。

3 章においては、動作を切り替えるための半導体素子を極力減らし、マイクロストリップ結合線路を用いた構造のフィルタについて、動作原理を明らかにし、周波数切り替え型フィルタとして機能していることを確認した。

4 章において二台の SG より発振させた同じ条件の DQPSK 信号を合成し、テスターによって EVM 値を得る構成を用いることで、同じ周波数帯に変換された 2 つの変調信号にレベル差を与えることでエラーを軽減できることを示し、変調波が十分にエラーの少ない信号であれば 20[dB]のレベル差を得られれば十分であるということが示された。また 50[dB]ほどレベル差をつければ、低いレベルの信号は無視することができることが確認された。

ウェーバー方式周波数コンバージョンを用いた周波数変換部の構成を提案し、提案方式により 2 つの別々のキャリア周波数を持った信号の取捨選択を行うことができることを示した。取捨選択することにより所望とした信号と不要とした信号において 20[dB]の電力レベル差を得ることが可能であることを示した。このレベル差は、変調波が十分にエラーの少ない物であれば、周波数変換部のみで十分に必要とされるレベル差を得ることができることを示している。

所望の周波数成分を切り替えて最終的な中間周波数に変換する際に、どちらを所望成分とした場合においても、不要成分とした信号との間に全体で 40[dB]以上の電力レベル差を得た。広帯域な構成で同様の特性を得るためにはアンテナ直下のフィルタで不要とした成分を 40[dB]以上抑制する必要があることから、フィルタの負担が大

きく軽減されたことが確認された。製作した素子の大きさにおいても、2GHz 単体とほぼ同等であることから、複数の経路を用いる構成よりも小型化に有利であることが確認された。

謝辞

本研究を進めるにあたり、親切な御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いたします。

また、研究生活全般に渡って、丁寧に御指導下さった博士課程3年の道下尚文先輩に深く感謝いたします。

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] 青山友紀, “ユビキタス情報社会の実現にむけて”, 電気協会報, 15年1月号, pp. 39-43, January 2003
- [2] 西川 健次郎, 中川 匡夫, 川島 宗也, “FETの動作点制御によるマルチバンド増幅器” 電子情報通信学会総合大会 2003
- [3] Woo-Jin Chang, Kyung-Ho Lee, “A Ku-Band 5-Bit Phase Shifter Using Compensation Resistors for Reducing the Insertion Loss Variation”, ETRI Journal Volume 25, Number 1, February 2003
- [4] 檜枝 護重, 宮口 賢一, 久留須 整, 佐々木 善伸, 池松 寛, 石田 修己, “自己切替フィルタを用いたKu帯5bit位相器”, 信学技法 TECHNICAL REPORT OF IEICE, MW2002-121(2002-12)
- [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, 1995
- [7] 小西 良弘, “通信用フィルタ回路の設計とその応用”, 総合電子出版社, 1994
- [8] 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
- [9] 川崎 繁男, “マイクロ波回路のCAD設計 1-受動回路”, リアライズ社
- [10] 小西 良弘, “高周波・マイクロ波回路の構成法”, 総合電子出版社, 1993
- [11] 碓井 雄三, “分布定数回路のすべて”
- [12] 鈴木 雅臣, “新・低周波/高周波回路設計マニュアル”, CQ出版, 1988
- [13] 黒田 忠広 監訳, “RF マイクロエレクトロニクス” 丸善株式会社 2002