

修士論文

広帯域ダイレクトコンバージョン 受信機のウェーバー式イメージ抑圧法 の改良に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月10日提出

工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

02GD109 梅原 優

要約

近年、移動体通信の発展により様々な移動体通信システムが登場、普及してきており、ユーザーは様々なサービスを無線を通じて享受できる環境があたりまえのものとなりつつある。そこで従来ハードウェアによって実現されていた無線機能をソフトウェア化することにより、無線端末にフレキシビリティを持たせ、様々な通信システムへの対応を行うことができる無線機としてソフトウェア無線機が脚光を浴び、開発されている。

理想に近いソフトウェア無線機の開発は困難であり、実現には多くの時間が必要とされる。ソフトウェア無線機の短期解としてマルチモード端末が期待されている。マルチモード化する際、通信システムによって利用する周波数帯や、変調方式などが異なるため、アナログ部には様々な信号を統一的に取り扱うフロントエンドが必要となる。

マルチモード端末対応と小型化の観点から所望システム帯域を一括受信できる広帯域ダイレクトコンバージョン方式の無線機が注目されている。広帯域化に伴い無線機にはイメージ信号問題がでてくる。

本論文では、ウェーバー式イメージ抑圧法を用いた広帯域ダイレクトコンバージョン回路の構成について提案している。提案手法は従来のウェーバー法と異なり、所望帯域の中心に第1局部発振器 (LO) 周波数を位置させることにより第1LOより周波数が高い所望帯域と低い所望帯域が互いにイメージ信号となる。第2ミキサによって干渉しあっていたこれらの信号が第2LO周波数前後の帯域に別々に出力させることができる構成になっている。提案手法は、信号を一度DC付近までダウンコンバートすることにより、従来法よりも大きな第2イメージ抑圧比が得ることができる。

本研究では回路シミュレータを用いて広帯域ダイレクトコンバージョン回路の各種コンポーネントを設計した。そしてこれらの素子を用いて受信機のフロントエンド部の製作を行い、正弦波信号のイメージ抑圧比の検討を行い、第2LOより低い周波数帯では 24dBm の、高い周波数帯では 20dBm の抑圧比がそれぞれ得られた。

更に QPSK 変調波と OFDM 信号を用いて実験を行い、その実験結果を評価した結果、実験値は信号の復調に十分なイメージ抑圧比であることがわかった。

従来のウェーバー法の回路を用いて第2イメージ抑圧比の比較を行い、その結果、提案手法の回路の方が抑圧比が優れていることを確認した。

目次

第1章	序論	1
第2章	イメージ除去受信機	5
2.1	イメージ信号	5
2.2	ウェーバー方式 (Weaver Method)	7
2.3	本手法の利点	12
第3章	受信機的设计	15
3.1	回路の諸元	15
3.2	RF部	17
3.2.1	LNA	17
3.2.2	アクティブミキサ	20
3.2.3	RF部回路	23
3.3	IF部	25
3.3.1	LPF	25
3.3.2	低周波ミキサ	27
3.3.3	集中定数回路	30
3.3.4	IF部回路	37
3.4	イメージ抑圧実験	38
第4章	広帯域ダイレクトコンバージョン受信機の検討	42
4.1	変調波実験	42
4.1.1	QPSK 変調波実験	43
4.1.2	OFDM 変調波実験	45
4.2	Matlabによるイメージ抑圧比の評価	49
4.3	第2イメージ抑圧実験	50
4.3.1	実験周波数の設定	51
4.3.2	実験	52

第 5 章 結論	57
謝辭	58
参考文献	59
発表文献	61

第 1 章

序論

近年、移動体通信が発展し、様々な移動体通信システムが登場し、次世代、次々世代のシステムが盛んに研究開発されている。通信の内容も従来は音声主体であったが、電子メールやインターネットの普及にともない大幅に変化している。例えば ITS(Intelligent Transport System) や GPS(Global Positioning System) などの無線を用いた新たなシステムが次々と登場、普及してきており、ユーザーは様々なサービスを無線を通じて享受できるようになりつつある [1]。

様々なサービスを享受するために、無線機能をソフトウェアによって自由に換えられる無線機としてソフトウェア無線機が脚光を浴び、開発されている。ソフトウェア無線機は、従来のハードウェアによって実現されていた無線機能をソフトウェア化することにより、無線端末にフレキシビリティを持たせ、様々な通信システムへの対応や新しい機能の追加などをプログラマ的に行うことを可能とする。

図 1.1 に理想のソフトウェア無線機の受信部に期待される性能のイメージ例を示す。無線機としては、機能面から大きく広帯域無線部、サンプリング部、デジタル信号処理部にわけて考えることができる。広帯域無線部では複数の通信システムを一括受信処理できることが特徴となる。無線部からの出力はサンプリング部を介してデジタル信号に変換され、デジタル信号処理部に送られる。デジタル信号処理部ではベースバンド帯域にダウンコンバートされたシステム一括受信信号に対し、各システム帯域信号からの任意チャネル信号の切り出しが行われることにより、所望チャネルの数はシステムごとに複数選択することが可能となる。各チャネル信号はそれぞれのシステムに依存した複合処理によって、チャネルごとにデータ抽出される。これらのデータは最後のデータ出力処理を通して、

- システム内のチャネル単位でのデータ
- システム内の複数のチャネルにまたがる合成データ
- システムにまたがる複数チャネルの合成データ

として出力される。データ出力処理については他にも種々考えられ、このような多様性がソフトウェア無線機の魅力ある可能性につながる最大の特徴といえる [2]。

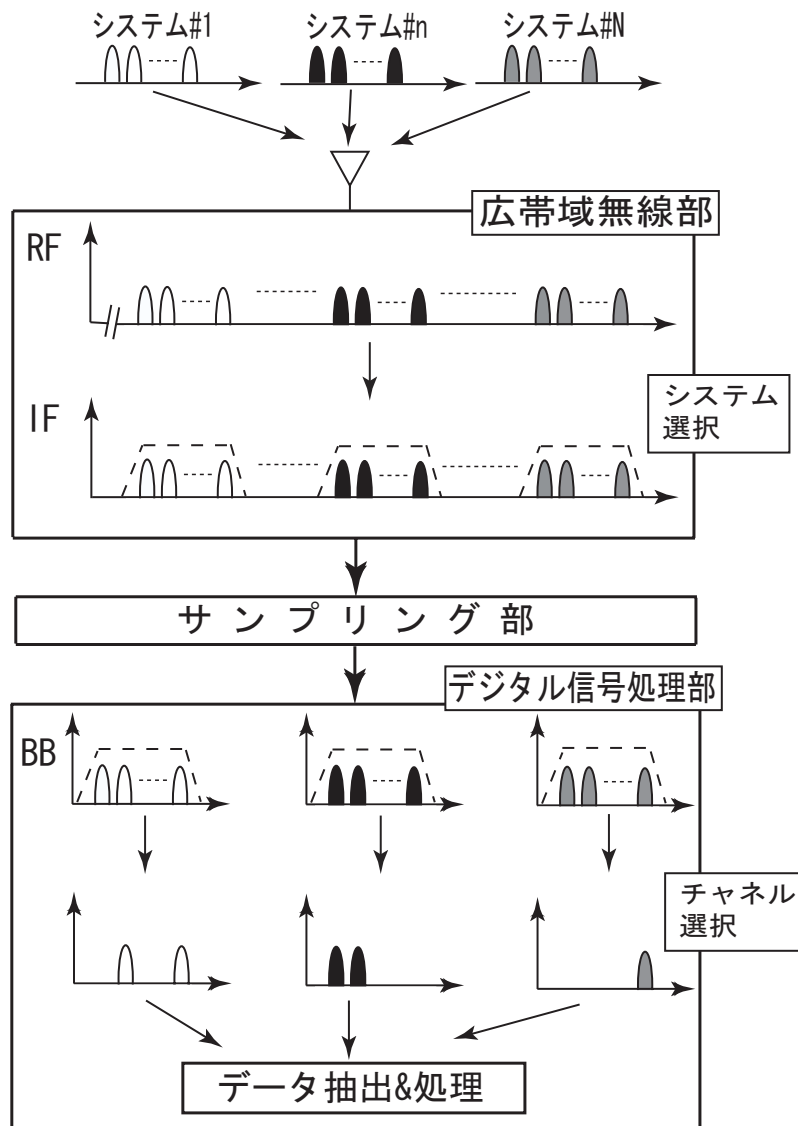


図 1.1: ソフトウェア無線機に期待される性能の例

理想に近いソフトウェア無線機の開発は困難であり、実現には更なる時間が必要と思われる。ソフトウェア無線機の短期解としてマルチモード 端末への応用展開が期待されている。マルチモード化する際、通信システムによって利用する周波数帯や、変調方式、伝送レートなどが異なるため、アナログ部のハードウェア構成の観点からは、所望システムの帯域幅を一括してデジタル信号に変換し、様々な信号を統一的に取り扱うことができるようなフロントエンド部が必要とされる。

ソフトウェア無線機のフロントエンド部の構成として、スーパーヘテロダイン方式(図 1.2) を用い IF 段でデジタル化を行う IF サンプリグが提案されている。スーパーヘテロダイン方式は、周波数に依存する RF や IF フィルタが必要になる点、比帯域の大きい IF のフィルタが必須である点、A/D(Analog-to-Digital) 変換器の変換速度に高速性が要求されるなど点で端末用受信機としては好ましくない。周波数依存フィルタを削減し、ソフトウェア無線機の汎用性を失わない構成としてダイレクトコンバージョン方式(図 1.3) が提案されている [3]。

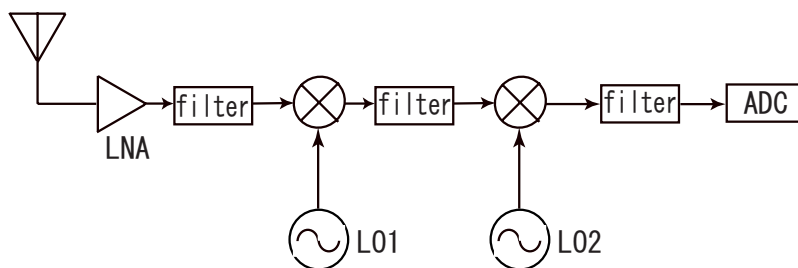


図 1.2: スーパーヘテロダイン方式

ダイレクトコンバージョン方式には周波数に依存する受動フィルタや他の周波数制限コンポーネントが RF 段や IF 段に必要なく、ヘテロダインに比べ A/D 変換器に高速性が要求されないという利点があり、帯域制限要素は低域フィルタのみであるため集積化が容易であり小型化に適している。以上の点から、この構成はマルチモード 端末用のフロントエンドに極めて適している。

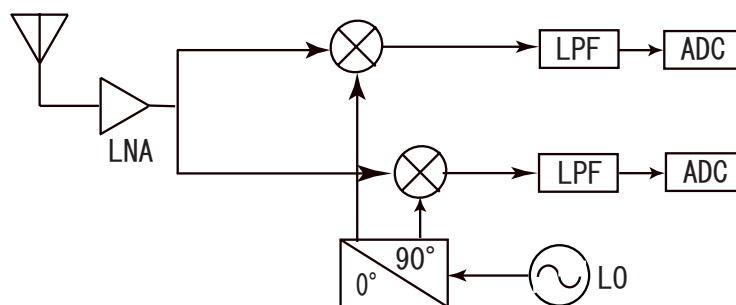


図 1.3: ダイレクトコンバージョン方式

広帯域ダイレクトコンバージョン受信機には他の受信方式同様にイメージ除去という問題がある。ダイレクトコンバージョン方式でシステム一括受信をすると、システム帯域内のチャネル信号間でのイメージが干渉となってしまう(図 1.4)。広帯域イメージ抑圧法に

はウェーバー方式 (Weaver Method) と呼ばれる方法があるが、ウェーバー方式にも第 2 イメージ信号という問題がある。

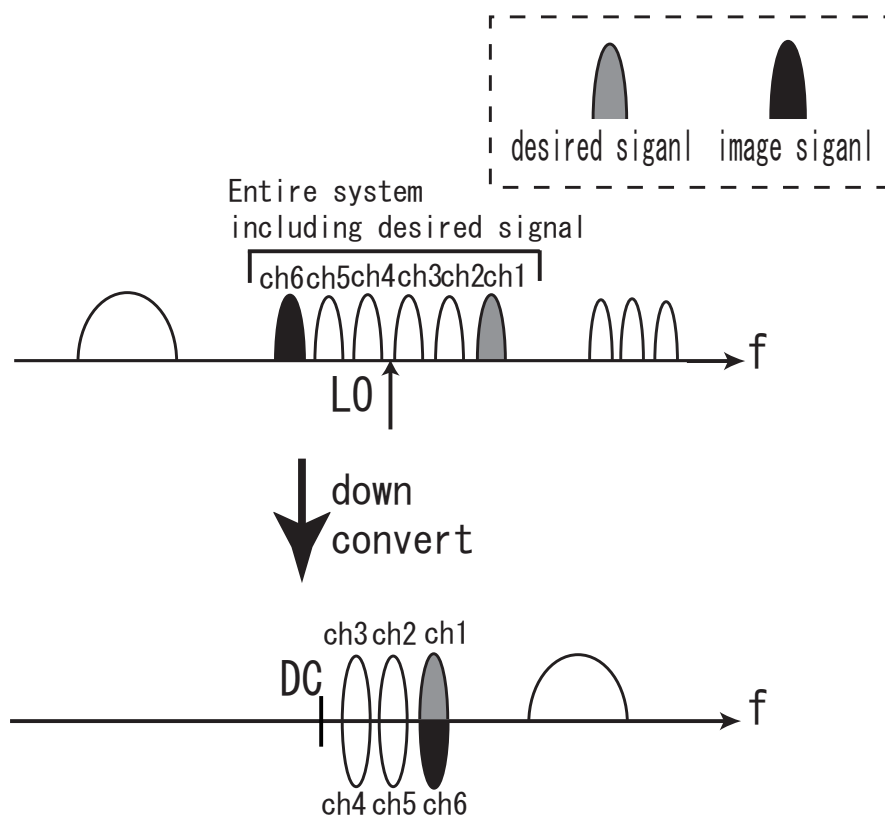


図 1.4: 広帯域ダイレクトコンバージョンのイメージ問題

本論文は以下の通り構成している。

2章でイメージ抑圧受信機の紹介とその問題点、及び本研究の手法とそれらの問題の解決方法を説明し、3章で広帯域ダイレクトコンバージョン受信機的设计、製作、及び実験を行う。4章ではその製作した回路を用いて変調波実験を行い、その実験結果の評価を行った。また、従来法との第2イメージ信号抑圧の比較実験を行い、5章でまとめと今後の課題を明らかにする。

第 2 章

イメージ除去受信機

本章では広帯域受信機におけるイメージ信号問題とその解決法について紹介し、本論文における手法及びその利点を説明する。

2.1 イメージ信号

受信機において、局部発振器 (LO) 周波数と中間周波数 (IF) を選ぶ際に考えなければいけないのがイメージ信号である。イメージ信号は周波数軸上で LO 周波数を中心として所望信号と対称な周波数帯域 (イメージ周波数帯) に存在する妨害信号のことである。単純なアナログ乗算器では二つの入力信号のうちどちらが所望信号か、という情報が出力信号には含まれない。例えば、二つの入力信号を $x_1(t)=A_1\cos\omega_1t$ 、 $x_2(t)=A_2\cos\omega_2t$ とすると、その乗算結果を LPF に通して得られた信号は $\cos(\omega_1 - \omega_2)t$ となるがこれは $\cos(\omega_2 - \omega_1)t$ と区別する事ができない。したがって、周波数軸上で LO 周波数を中心として高周波側、低周波側の対称な位置に存在する帯域は、図 2.1 に示すように同じ周波数帯にダウンコンバートされる。所望帯域が $f_1(=f_{LO} - f_{IF})$ に位置する場合、イメージは $2f_{LO} - f_1(=f_{LO} + f_{IF})$ に位置する。その逆の場合も同様に考える事ができる。

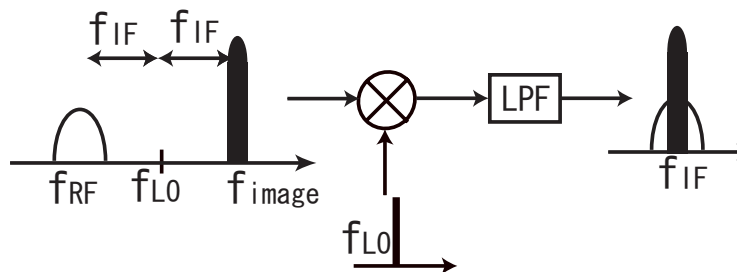


図 2.1: イメージ信号

イメージ信号は深刻な問題である。各々の無線通信規格では、その通信サービスの利用者が放射してもよい電波に規制が設けられているが、他の通信サービスの利用者が別の帯域でやり取りしている電波の強度をあらかじめ知る事はできない。したがって、イメージ信号のパワーは所望波よりはるかに大きくなり得るので、「イメージ除去」を適切に行わなければならない。

イメージ信号を除去する最も一般的な方法は、ミキサの前にイメージ除去フィルタを置くことである。図 2.2 に示すように、イメージ除去フィルタは所望信号帯域の損失は比較的小さく、イメージ信号の帯域では大きな減衰比を持つように設計されている。 $2f_{IF}$ が十分に大きければ、この二つの要求を同時に満たす事ができる。

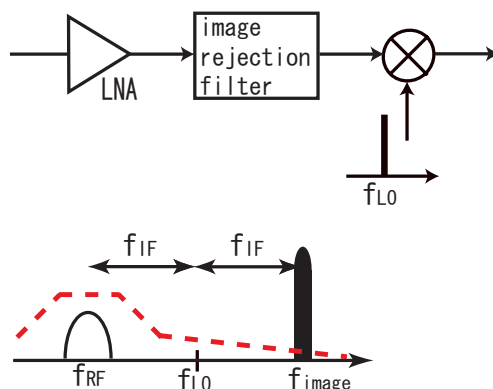


図 2.2: フィルタによるイメージ除去

ヘテロダイン方式などではチャンネル選択フィルタを現実的な方式で実装できるように、フィルタ通過帯域の中心周波数を十分低い値とすることが前提である。 $2f_{IF}$ が大きくなると、ダウンコンバートされた信号帯域の周波数が大きくなり、 Q 値の大きな IF フィルタが必要となる。図 2.3 に、IF フィルタが高い場合と低い場合それぞれについて生じるトレードオフを示す。IF が高い場合にはイメージ信号を除去することが容易であり、逆に低い場合には隣接チャネルの妨害信号を除去しやすい。IF の選定は三つのパラメータ間のトレードオフで決まる。イメージ周波数帯に存在する妨害信号の強度、所望帯域とイメージ帯域の間隔、イメージ除去フィルタの損失である。イメージ信号を小さくするには、IF を高周波帯に設定するかイメージ除去フィルタの損失を許容して Q 値を高くするかのどちらかである。LNA の利得は通常 15dB 以下であるため、イメージ除去フィルタの損失は数 dB を超えてはならない。つまりイメージ除去の損失は許容できない。これらのことから、現実問題としてはイメージ信号帯域に存在する妨害波強度と IF の間のトレードオフとなる [4]。

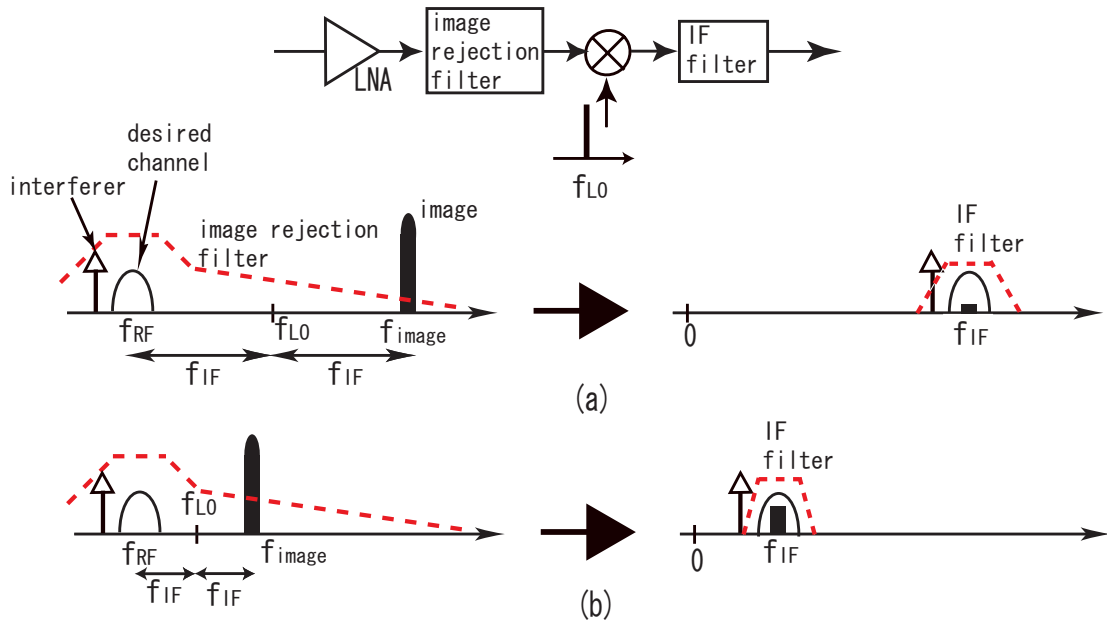


図 2.3: イメージ除去と妨害波除去の関係 (a)IF が高い場合 (b)IF が低い場合

2.2 ウェーバー方式 (Weaver Method)

前節で紹介したようにイメージ除去にフィルタを用いると様々な制約が生まれる。このような弱点を克服するために、RF システム設計者はイメージ信号を抑える他の手段を模索してきた。本節ではこのために考案されたハートレー方式とウェーバー方式と呼ばれる方法 2 つの方法を紹介し、それを元に広帯域ダイレクトコンバージョン用のイメージ抑圧方法を提案する。

まず、ハートレー (Hartley) 型イメージ除去受信機について説明する。

1928 年にハートレーが考案した、片側波帯 (SSB) 変調器に基づくイメージ除去方式を図 2.4 に示す。RF 入力を LO からの直交信号 $\sin\omega_{LO}t$ 、 $\cos\omega_{LO}t$ と掛け合わせて、その二つの出力信号を LPF に通し、一方を 90 度位相シフトしたあとに加算する。実際の回路では図 2.4 のように 90 度位相シフトのかわりに +45 度シフトを、もう一方の経路の信号に対して -45 度シフトを行う。

式を用いて動作を説明する。入力信号 $x_t = A_{RF}\cos(\omega_{RF}t) + A_{im}\cos(\omega_{im}t)$ を想定して計算を行なう。第 1 項が所望波であり第 2 項がイメージ信号である。ここでは、LO よりも高周波側に所望波 $A_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$ を入れた場合、つまり $(\omega_{RF} - \omega_{LO}) = (\omega_{LO} - \omega_{im})$ となる場合を考える。図 2.4 の A 点における信号を $x_A(t)$ 、B 点における信号を $x_B(t)$ とすると

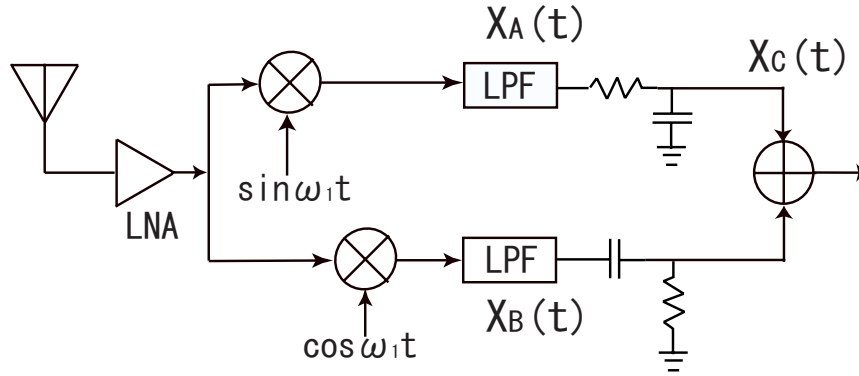


図 2.4: ハートレー方式

$$x_A(t) = \frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{im}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (2.1)$$

$$x_B(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (2.2)$$

ここでは $x_A(t)$ の位相を 45 度、 $x_B(t)$ の位相を -45 度変化させる代わりに $x_A(t)$ の位相が 90 度変化して $x_C(t)$ になるものとして計算すると、

$$x_C(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (2.3)$$

よって $x_C(t)$ と $x_B(t)$ を加算することで出力信号として $A_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$ が得られる。

ハートレー方式の本質的な欠点は、イメージ除去特性が素子の不整合の影響を受けやすいことである。LO 信号の位相が 90 度からずれている場合、あるいは図 2.4 において、上の信号経路と下の信号経路の利得が異なる場合、イメージ信号を十分キャンセルすることができなくなり、イメージ信号がダウンコンバートされた所望波の波形を崩すことになる。また、集中定数素子の R と C を用いることから広帯域化も困難である。そこで、イメージ信号を抑えるために考案されたのがもう 1 つの方法が、ハートレー方式の 90 度位相シフトを直交ミキシング演算で置きかえたウェーバー方式である。

図 2.5 にウェーバー式イメージ抑圧回路の構成とその経路上におけるスペクトルを示す。所望信号帯域とイメージ信号帯域は周波数軸上で局部発振器 (LO) の周波数を中心に高周波側、低周波側の対称な位置に存在している。入力 RF 信号は第 1LO からの直交信号 $\sin\omega_{LO1}t$ 、 $\cos\omega_{LO1}t$ と掛け合わせるにより、所望信号とイメージ信号は同じ周波数 $f_{IF1}(= f_{in} - f_{LO1})$ にダウンコンバートされる。所望信号とイメージ信号を LPF で通した後、第 2LO からの直交信号 $\sin\omega_{LO2}t$ 、 $\cos\omega_{LO2}t$ と掛け合わせる。低周波帯域 $f_{IF1} - f_{LO2}$

における二経路のイメージ信号のスペクトル成分は互いに逆の符号を持っているので、両経路の信号を加算することで互いに打ち消し合い、所望信号が取り出される。一方で、高周波帯域 $f_{IF1} + f_{LO2}$ においては逆に所望信号が打ち消し合い、イメージ信号成分が残るので所望信号のみを取り出すには出力段に LPF が必要になる。

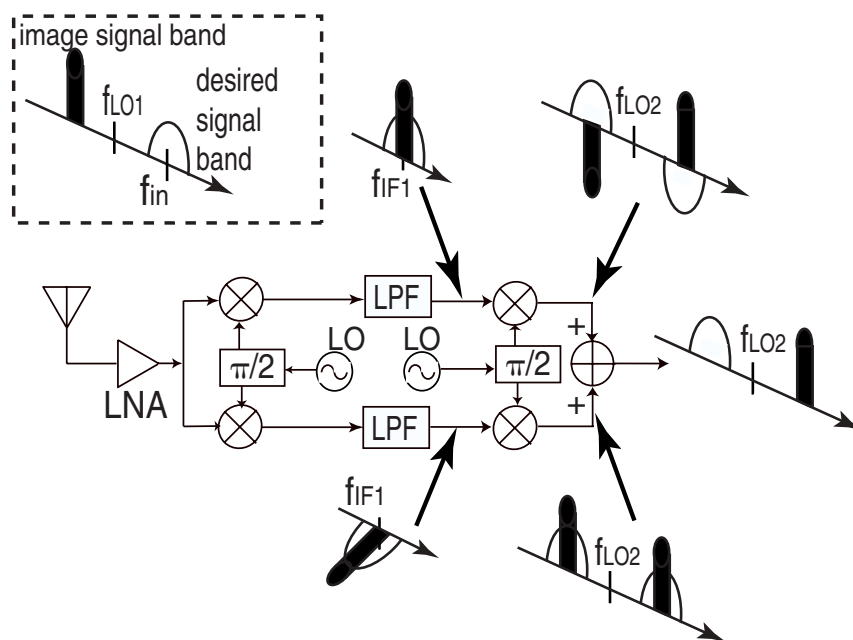


図 2.5: ウェーバー方式

図 2.6 に本研究で提案する広帯域ダイレクトコンバージョン用のイメージ抑圧回路の構成を示す。本手法では周波数軸上において第 1LO 周波数を所望システム帯域の中心に位置させている [5]。LO 周波数が所望帯域の中心に位置しているため、最初のダウンコンバージョンの操作により第 1LO 周波数よりも高い所望信号帯と低い所望信号帯が互いに干渉し合う (同一周波数帯にダウンコンバートされる)。つまり、システム帯域内の信号間でのイメージが干渉となる。第 1 ミキサによって DC 付近までダウンコンバートされたこれらの信号は第 2LO 周波数の前後の周波数帯に第 2 ミキサによってアップコンバートされる。従来法同様、両経路の信号を加算することによって干渉し合っていた所望信号のスペクトル成分は第 2LO 周波数よりも低周波側と高周波側にそれぞれ分かれて出力される。この時、従来法のようにイメージ成分が高周波帯に現れることはないため出力段における LPF は不要である。

提案手法の動作を式を用いて説明する。入力信号を $x_t = A_H \cos(\omega_H t) + A_L \cos(\omega_L t)$ と想定する。 $A_H \cos(\omega_H t)$ を第 1LO より高い周波数の所望信号、 $A_L \cos(\omega_L t)$ を低い周波数の所望信号と想定し、 $(\omega_H - \omega_{LO1}) = (\omega_{LO1} - \omega_L) = \omega_{IF1}$ とする。図 2.6 の A 点における信号

を $x_A(t)$ 、B 点における信号を $x_B(t)$ とすると

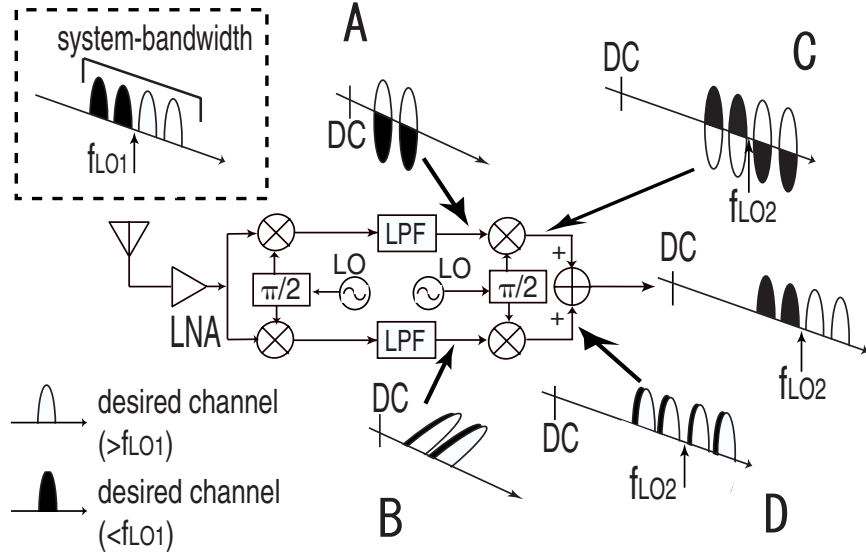


図 2.6: 提案手法

$$x_A(t) = \frac{A_H}{2} \sin(\omega_{LO1} - \omega_H)t + \frac{A_L}{2} \sin(\omega_{LO1} - \omega_L)t \quad (2.4)$$

$$x_B(t) = \frac{A_H}{2} \cos(\omega_{LO1} - \omega_H)t + \frac{A_L}{2} \cos(\omega_{LO1} - \omega_L)t \quad (2.5)$$

この時点で式 (2.4) と式 (2.5) の第 1 項と第 2 項が周波数軸上で互いに干渉し合うことがわかる。 $(\omega_H - \omega_{LO1}) = (\omega_{LO1} - \omega_L) = \omega_{IF1}$ より、 $x_A(t)$ と $x_B(t)$ の式は次のように変換される。

$$x_A(t) = -\frac{A_H}{2} \sin\omega_{IF1}t + \frac{A_L}{2} \sin\omega_{IF1}t \quad (2.6)$$

$$x_B(t) = \frac{A_H}{2} \cos\omega_{IF1}t + \frac{A_L}{2} \cos\omega_{IF1}t \quad (2.7)$$

よって、 $x_C(t)$ と $x_D(t)$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} x_C(t) &= \frac{A_H}{2} [\cos(\omega_{LO2} + \omega_{IF1})t - \cos(\omega_{LO2} - \omega_{IF1})t] \\ &\quad - \frac{A_L}{2} [\cos(\omega_{LO2} + \omega_{IF1})t - \cos(\omega_{LO2} - \omega_{IF1})t] \end{aligned} \quad (2.8)$$

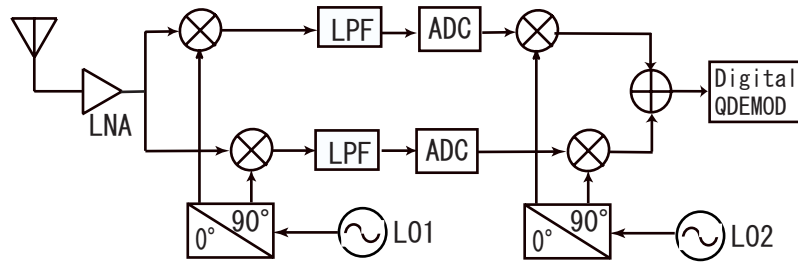
$$\begin{aligned}
x_D(t) &= \frac{A_H}{2} [\cos(\omega_{LO2} + \omega_{IF1})t + \cos(\omega_{LO2} - \omega_{IF1})t] \\
&\quad + \frac{A_L}{2} [\cos(\omega_{LO2} + \omega_{IF1})t + \cos(\omega_{LO2} - \omega_{IF1})t]
\end{aligned} \tag{2.9}$$

最後に $x_C(t)$ と $x_D(t)$ の和は

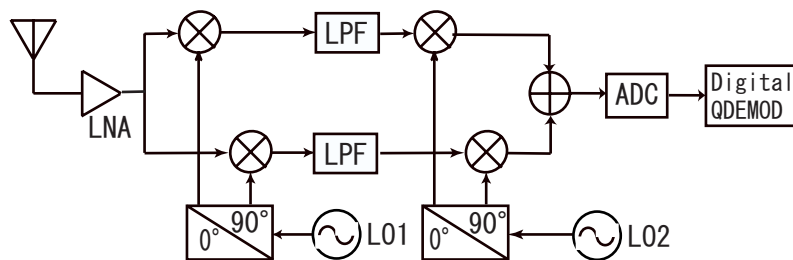
$$A_H \cos(\omega_{LO2} + \omega_{IF1})t + A_L \cos(\omega_{LO2} - \omega_{IF1})t \tag{2.10}$$

となり、干渉し合っていた所望信号は第 2LO 周波数よりも低周波側と高周波側にそれぞれ第 2LO 周波数から f_{IF1} だけ離れて出力される。

図 2.7(a) はこのイメージをデジタル段で抑圧する例であり、2.7(b) はアナログ段で抑圧する例である。低消費電力の観点からは ADC が一つで済む後者のほうが有利であるので、本研究ではこちらの回路を採用した。



(a)



(b)

図 2.7: イメージを (a) デジタル段で抑圧する例と (b) アナログ段で抑圧する例

イメージ抑圧はイメージ除去フィルタと本章で説明したようなイメージキャンセラを組み合わせて行われる。その理由は、2.1 節で説明したようにイメージ周波数の帯域でやり取りしている他の通信サービスで利用している電波の強度をあらかじめ知ることができな

いためである。そのため、イメージ周波数における電波強度が所望波の電波強度を大きく上まわる場合もあるので二つの方法を組み合わせてできるだけ大きな抑圧比が得られるような構成になっている [6]。Low-IF 方式は上記のようなイメージ抑圧構成を採用しており、70dB ほどの抑圧比が見込める。

それに対し、ダイレクトコンバージョンを用いた本手法の場合、イメージ信号は同一システム帯域内の別の所望信号なのでフィルタによるイメージ抑圧はできず、イメージキャンセルによる抑圧のみということになる。図 2.7 の回路の無調整でのイメージ抑圧レベルはおよそ 30 ~ 40dB である。イメージ抑圧に対する仕様がより厳しい場合にはデジタル処理部からのフィードバックなどによる適応制御が必要となる。

より高いイメージ抑圧比が必要な場合は Low-IF 方式の方が有利であるがその反面、周波数依存性をもつ RF フィルタが必要になるため、ダイレクトコンバージョン方式に比べると、若干汎用性は失われる。また、アナログ直交復調器によって周波数変換される周波数が Low-IF であるため、ダイレクトコンバージョン方式に比べてやや高くなり、A/D 変換器のサンプリングレートが高速である必要がある。

2.3 本手法の利点

本手法にはいくつかの利点が考えられる。

1. 本手法では高周波帯域にイメージ成分が残らないため除去用の LPF が不要である。
2. 第 2 イメージの抑圧が従来法よりも容易である。

1 については前節で説明した通りである。2 の第 2 イメージについて説明する。

第 2 イメージ信号とはウェーバー法における問題の一つで $2f_{LO2} - f_{RF} + 2f_{LO1}$ 近辺に存在する妨害波のことである。図 2.8 に従来法における第 2 イメージの位置とその抑圧法を示す。図 2.8 に示すように第 2 イメージ信号は第 1IF において周波数軸上で第 2LO の周波数を中心に所望波と対称な位置に存在する妨害信号である。第 2 イメージ信号は第 2 ミキサによって所望波と干渉する。

第 2 イメージを除去するためには第 2 ミキサの前にイメージ除去フィルタを使うことになる。第 1IF の周波数が十分に低くない場合は十分な抑圧を得ることは難しく、高 Q 値のフィルタが必要になる。SAW フィルタのような高い Q 値のフィルタは受信機の構造にいくつかの制約を課することになり、好ましくない。高い Q 値を持つフィルタを使わない場合は第 1IF を十分に低くすればよいが、2.1 節で紹介したように第 1IF が低いと通常のイメージのフィルタによる抑圧が難しくなる。第 2 イメージ信号を十分に抑圧するには 2.1 節で説明したものに加え、第 2 イメージ除去フィルタの性能も加えた複雑なトレードオフとなる。

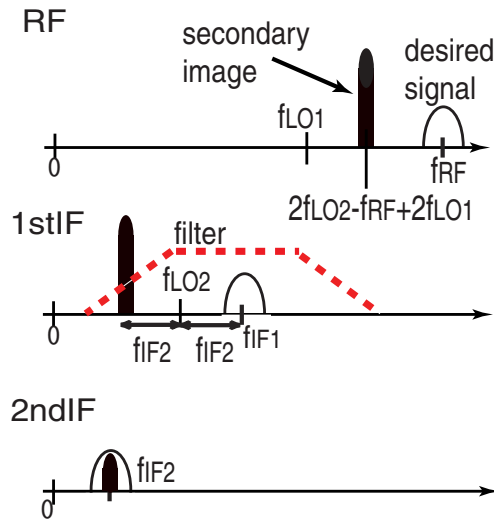


図 2.8: 従来法の第 2 イメージ抑圧

提案手法による第 2 イメージの抑圧を図 2.9 に示す。提案手法では所望信号は第 1 ミキサによって DC 付近までダウンコンバートされる。第 2 イメージの抑圧は第 1IF の周波数が低いほど低 Q 値のフィルタでも十分に抑圧することができるので、第 1IF が低周波である本手法は高い Q 値を持つフィルタを使わなくても第 2 イメージを十分に抑圧することができる。したがって、ダブルダウンコンバージョンにより、ある程度第 1IF を高い周波数に設定しなければいけない従来法に比べ、DC 付近まで第 1IF をダウンコンバートできる本手法の方が第 2 イメージ信号を除去しやすいということになる。

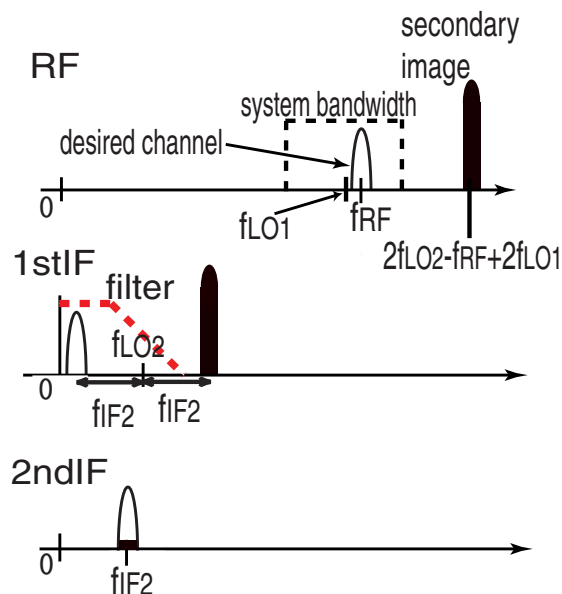


図 2.9: 本来法の第 2 イメージ抑圧法

本手法の回路はイメージ抑圧用のフィルタを使わなくても、例えば平滑化フィルタのような比較的低 Q 値のフィルタで十分第 2 イメージ除去フィルタの代用が効く。このことにより回路内のフィルタ数の削減も可能となり、回路の小型化などにも繋がる。

第 3 章

受信機的设计

本章では 2 章で紹介した広帯域ダイレクトコンバージョン用イメージ抑圧回路の製作、実験を行った。RF を 5GHz 帯に設定し、回路の諸元を決定した。受信機の回路を RF 部と IF 部に分けて、それぞれについてシミュレーションと実験を行った。最後に正弦波信号を用いて回路全体の実験を行い、イメージ抑圧比を調べた。回路製作には誘電率 3.32、厚さ 1.2mm の誘電体基板を用いた。この基板の 5GHz における $g/4=9.2334\text{mm}$ 、50 Ω における線路幅は 2.6641mm である。設計と解析は回路シミュレータ Microwave Office を用いた。

3.1 回路の諸元

まず本研究の回路の諸元を決定した。RF 帯を 4.990 ~ 5GHz の帯域 10MHz に設定し、第 1 LO 周波数を 4.995GHz、第 2 LO 周波数を 10MHz とした。よって第 1 IF 周波数及び第 2 IF 周波数の範囲は表 3.1 のように決定した。図 3.1 に回路全体のブロック図を示す。本論文では入力から第 1 ミキサまでの回路を RF 部、LPF から出力までの回路を IF 部として製作及び実験を行った。

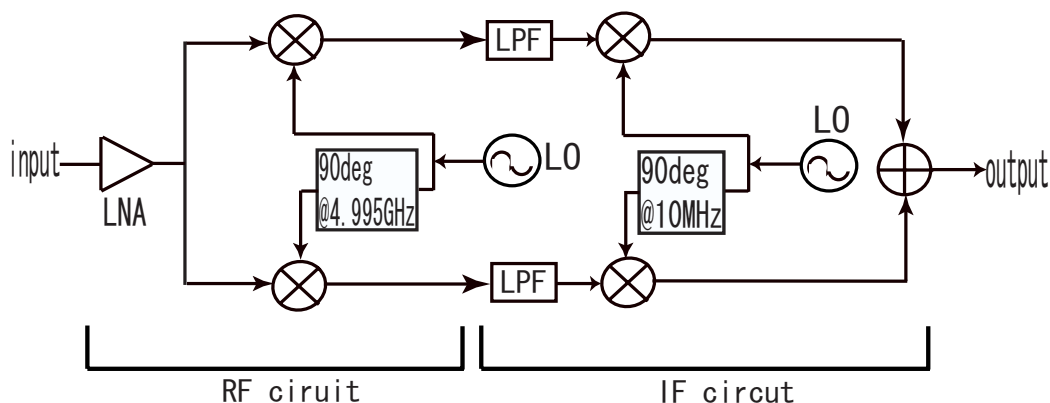


図 3.1: 受信機のブロック図

表 3.1: RF,IF の周波数範囲

RF	4.990-5GHz
1stIF	0-5MHz
2ndIF	5-15MHz

回路設計にあたり、回路特性の評価に S パラメータを使用し、誘電体基板上に回路を製作するのにマイクロストリップ線路を使用した。以下、S パラメータとマイクロストリップ線路について説明する。

(a) S パラメータ

高周波においては理想的な開放や短絡状態を作ることが難しく、電圧や電流を測定することが困難なため、Z 行列あるいは Y 行列を求めにくい。そのために導入されたのが S パラメータと呼ばれる回路網特有の表記法である。

S パラメータは以下のように定義される。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

ここで a_1 、 a_2 は入射電圧、 b_1 、 b_2 は反射電圧である。上の式から S_{11} および S_{21} は式 (3.1) で $a_2=0$ とすることで求められ、 S_{12} および S_{22} は、式 (3.1) で $a_1=0$ とすることにより求めることができる。 S_{11} と S_{22} は反射特性を表し、 S_{12} と S_{21} は通過特性を表す。S パラメータは入力電圧、反射電圧の比で表現されるため、マイクロ波帯でも容易にパラメータを求められる。

(b) マイクロストリップ線路

本研究では回路を構成するのにマイクロストリップ線路を用いた。その特徴は損失が少なく、基板上に平面状で形成され、製作が容易で小型であるということがあげられる。製作が容易なので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。また基板上に他の回路も平面状に作る場合、マイクロストリップ線路も同時に作れるのでマイクロ波集積回路にはほとんど用いられている [7]。

マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは、使う基板の比誘電率と厚さ及び導体の厚さと幅などで決まり、比誘電率の高い材質の基板を使えば回路を小型化することが可能である。また、線路幅を変化させることにより誘導性と容量性を示す特性があり、回路素子の一部分に L または C として用いる場合や回路における整合を取る場合にも用いられる。

3.2 RF部

3.2.1 LNA

受信機の感度は受信回路から発生するノイズの量によって大きく変化する。そこでLNA(Low Noise Amplifier)を用いて希望の信号を増幅して、信号とノイズとのレベル差を大きくしておけば、LNAの後に接続されるミキサなどにノイズが付加されても、その影響を受けにくくすることができる。この節では5GHzのRF信号を増幅するLNAの製作を行った。

FETに直流バイアスをかけるために、バイアス回路を設計した。バイアス回路に要求されるのは、高周波特性に影響を及ぼすことなく、バイアスを供給することである。図3.2(a)に設計したバイアス回路を示す。この回路はバイアス回路としては一般的な回路で、伝送線路よりDC端子方向へ $g/4$ の部分に扇形のスタブが接続された構造になっている。 $g/4$ の扇形スタブの接合部は、中心周波数において高周波的に接地されていることになるので、高周波的にはL1の線路は開放とみなせる。従って、伝送線路の高周波特性に対して影響を与えない。また、扇形スタブは接合部から見ると短絡なのでDC端子にマイクロ波が流れ込むのを阻止することができる[8]。図3.2(b)にSパラメータのシミュレーション結果を示す。

バイアス回路を用いてLNAの製作を行った。使用したFETはNEC製のNE3210S01を使用した。FETの動作電圧をドレインバイアス電圧 V_{ds} を2V、ゲートバイアス電圧 V_{gs} を-0.4Vとして動作電流 I_{ds} が10mAとなるようにした。この時の雑音指数NFはデータシートより0.35dB、NF最小時利得 G_a は13.5dBである。低ノイズで且つ10dB以上の利得が得られるので、LNAの製作を行なうのに十分な特性と考えられる。

製作したLNAを図3.3に示す。図において線路上のコンデンサはDCカット用の6pFのチップコンデンサである。またバイパスコンデンサとして2.2 μ Fのセラミックコンデンサを扇形スタブ上に、FETの発振を制御するために300 Ω の抵抗をドレイン側のバイアス回路のDC端子部に接続した。5GHzにおいて入力回路と出力回路の整合が取れるようにFETのゲート部とドレイン部の線路幅及びオープンスタブを設計した。FETのソース部は基板にスルーホールを加工することでFETのソース接地を行った。設計においては、FETにNECが提供するSパラメータを用いたモデルを用いて解析を行った。

図3.4にLNAのSパラメータのシミュレーション結果を示す。また図3.5には製作したLNAの実験結果を示す。増幅度はおよそ11dB得られたが、シミュレーションの結果と比べ、特性の傾向は一致しているものの、各Sパラメータの値はあまり一致はしなかった。この原因として実際のFETのパラメータには解析で用いたデータシートとは違いばらつきがあるためと考えられる。

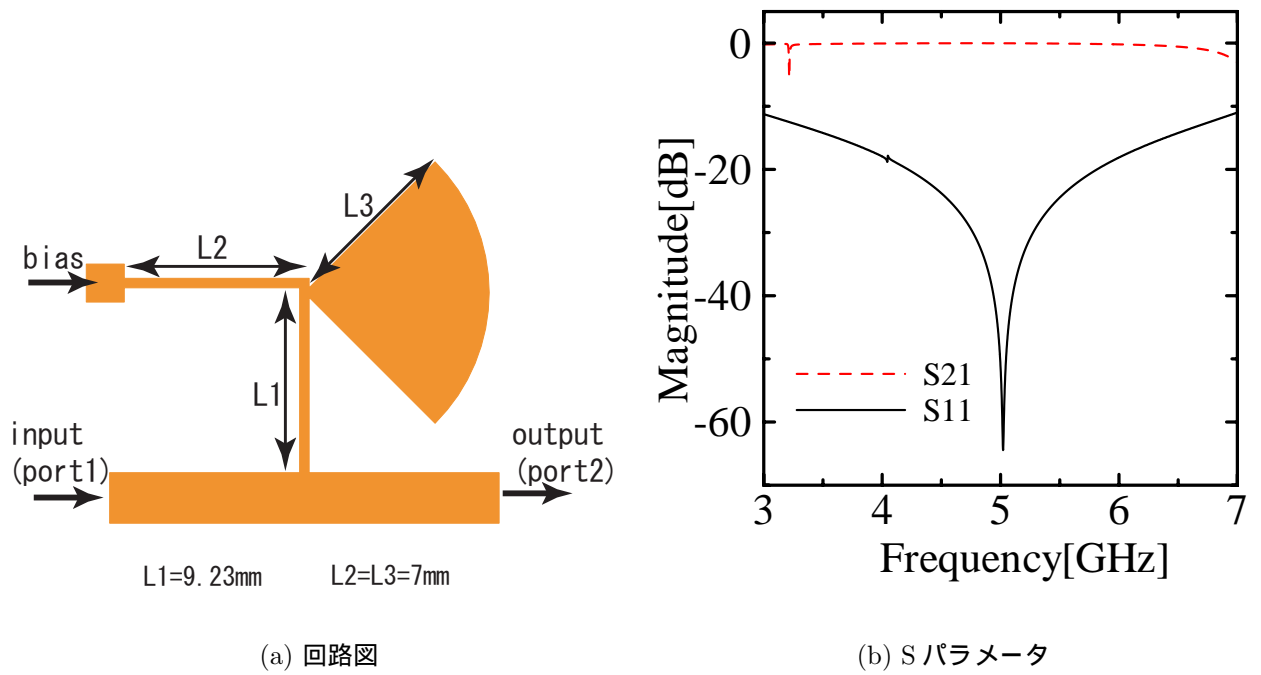


図 3.2: バイアス回路

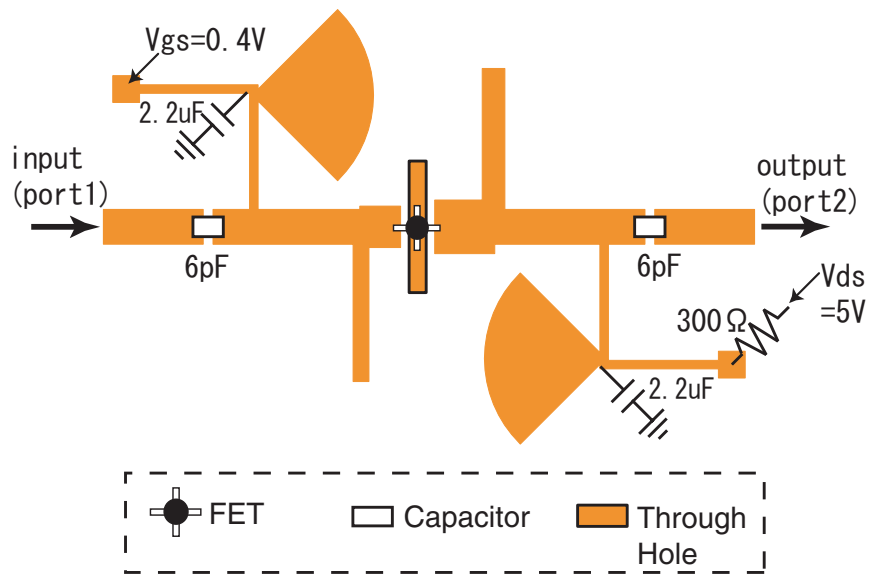


図 3.3: LNA

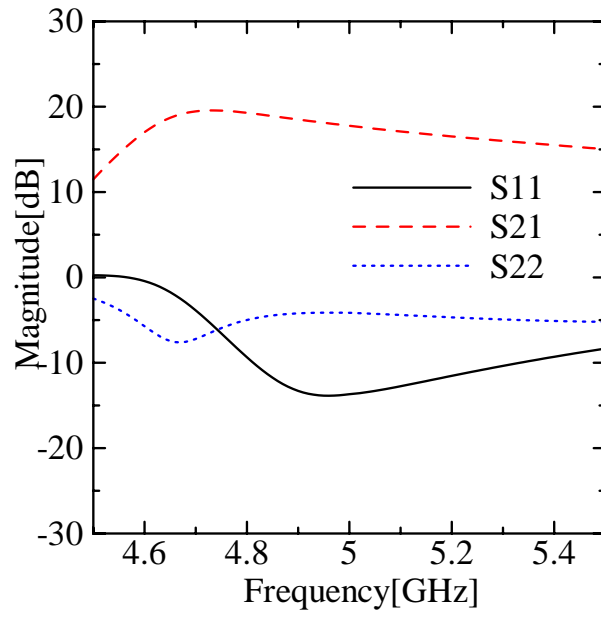


図 3.4: LNA のシミュレーション結果 (S パラメータ)

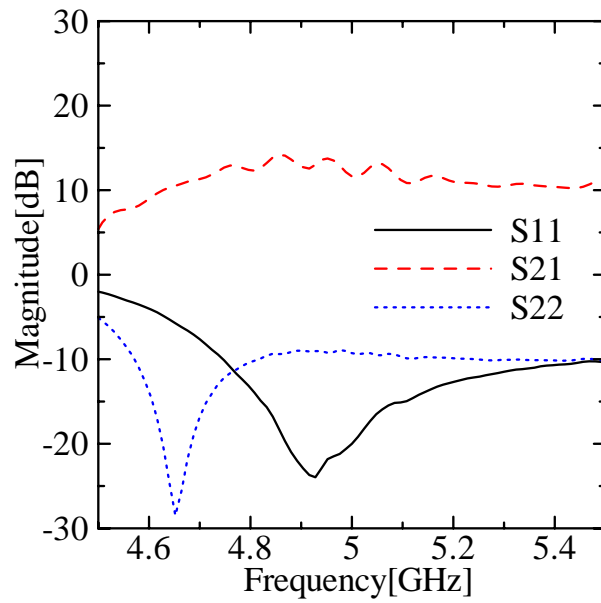


図 3.5: LNA の実験結果 (S パラメータ)

3.2.2 アクティブミキサ

FETなどの能動素子は非線形特性を持ち、これを用いて入力信号以外の周波数成分を持つ信号を発生させることができる。このような能動素子を用いたミキサは、二つの周波数からその差や和の成分を発生させる周波数変換の機能がある [9]。この節では 3.2.1 節で製作した LNA とウィルキンソン型電力合成器を用いて RF 信号と LO 信号をミキシングして IF 信号を生じる FET ミキサの設計と製作を行った。

まず、ミキサの RF 信号と LO 信号を合成する部分の回路として 5GHz 帯のウィルキンソン型電力分配器を製作した。ウィルキンソン型電力分配器は出力端子間でのアイソレーションを実現できることや構成が非常に簡単であるという特徴を持つ。図 3.6 にその基本的な回路図を示す。port1 側から出力側を見た場合、port2、port3 には 50 Ω 負荷が接続されるので、伝送線路がないと a 点から右側を見た場合のインピーダンスは、50 Ω が並列に接続されるので 25 Ω となってしまう。そこで、a 点、b 点間に伝送線路による 100 Ω / 50 の $g/4$ 変成器が挿入される。その変成器のインピーダンス W は下の式より求まる。

$$W = \sqrt{2R_L R_G} \quad (3.2)$$

ここで R_L は負荷インピーダンス、 R_G は入力側から負荷側を見たインピーダンスである。この場合 R_L も R_G も 50 Ω なので $W=70.7 \Omega$ となる。また十分なアイソレーションを取るために吸収抵抗として 100 Ω 抵抗が Port2-Port3 間に挿入されている。製作した回路を図 3.7 に、その S パラメータのシミュレーション結果を図 3.8 に示す。シミュレーションでは 5GHz においてアイソレーションが約 22dB とれており、伝送損失も 0.17dB となっている。

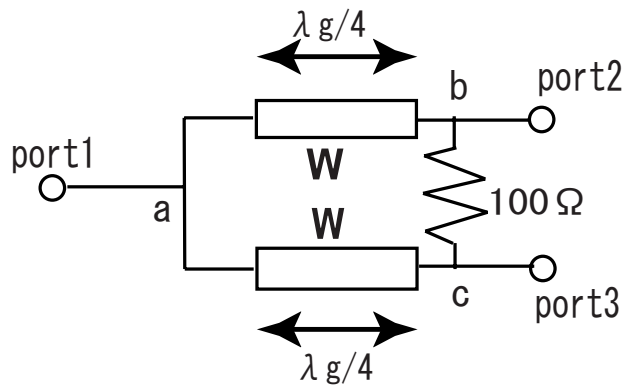


図 3.6: 2分配用ウィルキンソン型電力分配器

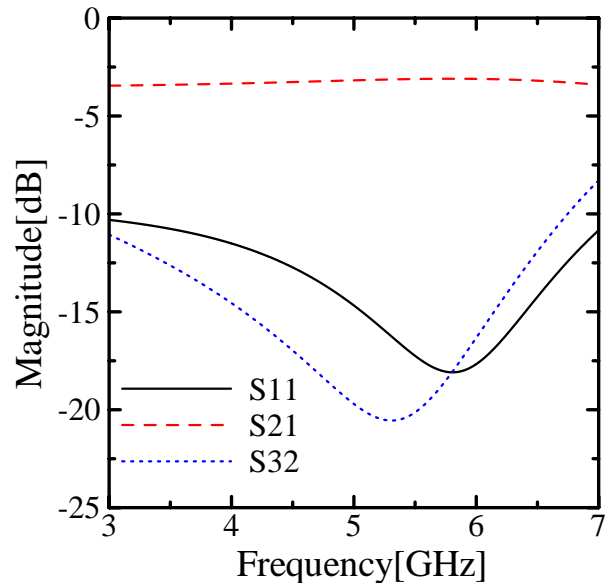
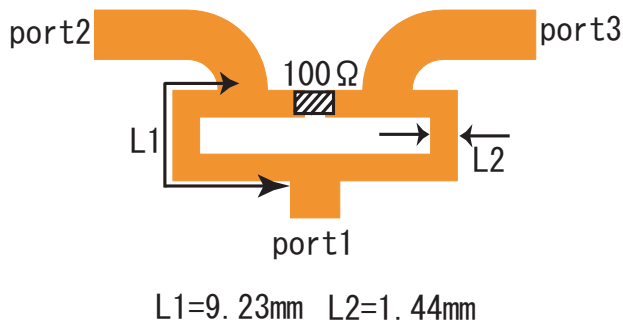


図 3.7: 製作したウィルキンソン型電力分配器 図 3.8: シミュレーション結果 (Sパラメータ)

このウィルキンソン型電力分配器と LNA を用いて FET ミキサを製作した。FET ミキサは、LO 電力を FET のいずれかの電極に印加することにより相互コンダクタンスあるいはドレインコンダクタンスに生じる非線形特性を利用して、RF 信号と LO 信号を混合して中間周波数 (IF) を発生するものである。本研究の FET ミキサは RF を 4.990 ~ 5GHz、LO を 4.995GHz とし、0 ~ 5MHz の IF 信号を出力できるものを製作した。

図 3.9 にその回路構成を示す。3.2.1 節で製作した LNA の入力にウィルキンソン型電力分配器を直列に接続した構成になっている。バイアス回路は入力側は 5GHz 用に設計したバイアス回路を用いているが、出力側は 0 ~ 5MHz のバイアス回路をマイクロストリップで製作すると回路が非常に大きくなってしまいうので代わりに 1 μ H のチップコイルを用いて直流を通し、高周波成分が流れ込まないような構成とした。Vgs と Vds の動作電圧は LNA と同じくそれぞれ -0.4V と 2V とした。

製作した FET ミキサに RF=4.998GHz、LO=4.995GHz の正弦波信号を信号発生器 (SG) を使って入力したときの出力スペクトル周波数特性を図 3.10 に示す。図より両信号の差の周波数である 3MHz に信号が出力されていることがわかった。更にミキサの特性を調べるため、RF を -20dBm に固定したときの LOpower に対する変換利得 (Conversion Gain) の特性を測定した。図 3.11 にその結果を示す。変換利得が最も大きい時の LOpower の値は -2.8[dBm] で、そのときの変換利得は 2.7dB であった。

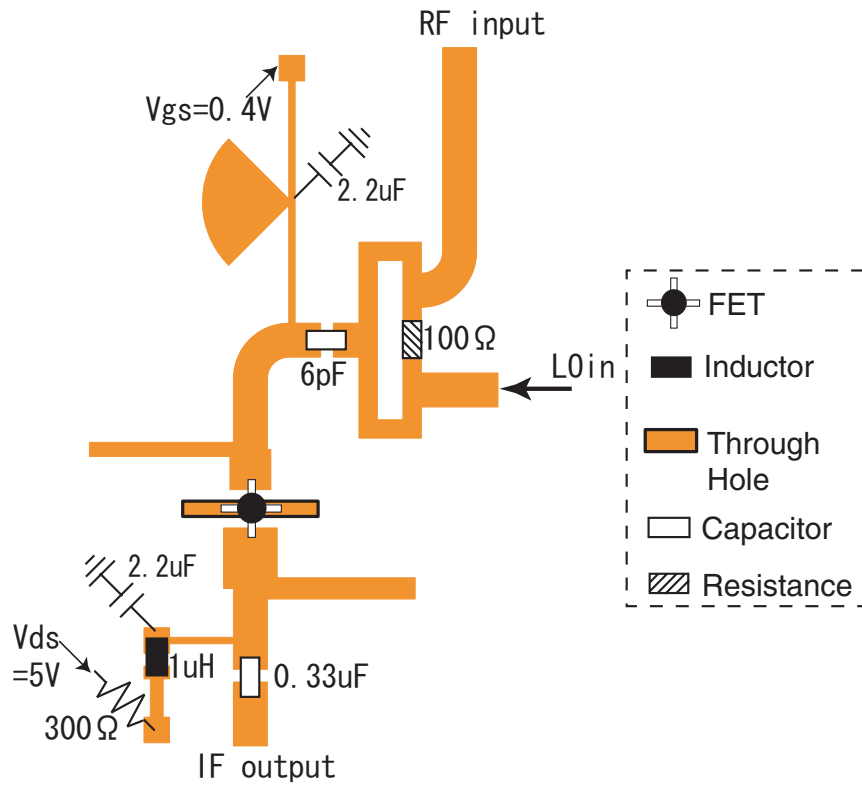


図 3.9: 製作した FET ミキサ

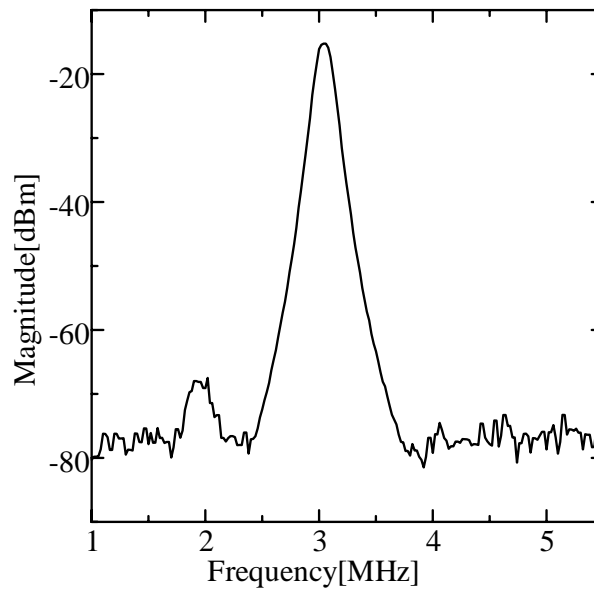


図 3.10: FET ミキサのスペクトル特性

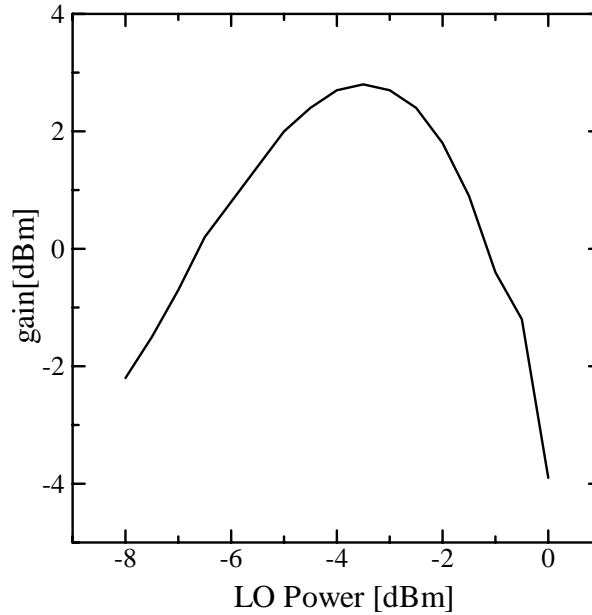


図 3.11: IF 信号の LO 特性

3.2.3 RF 部回路

LNA と FET ミキサを用いて RF 部回路を製作した。図 3.12 に製作した回路の全体図を示す。RF 信号を LNA で増幅した後に等分配して、FET ミキサを用いて LO 信号とミキシングして IF 信号が出力される構成になっている。RF と LO 信号の等分配には 3.2.2 節で設計した 5GHz 帯のウィルキンソン型電力分配器を用いた。また、等分配した LO 信号の片方の線路長を $g/4$ だけ長くすることで、互いに直交した二つの IF 信号が出力されるようになっている [10]。線路長が短い方の出力を port1、長くした方の出力を port2 とする。

製作した回路を用いて実験を行った。RF と LO の信号は SG によって正弦波信号を入力し、LO 周波数は 4.995GHz、RFpower は -20dBm で固定した。この回路では LO は 2 分配されるので LOpower はミキサの LOpower の最適値であった -2.8dBm よりも 3dBm 大きい 0.2dBm とした。図 3.13 に RF がそれぞれ 4.998GHz、4.992GHz(ともに IF=3MHz) のときの出力スペクトルの周波数特性を示す。図 3.13 より、両周波数の信号はともに port1 と port2 でほぼ同じ大きさのスペクトルが出力されていることがわかった。また回路全体のゲインは 5dBm であった。

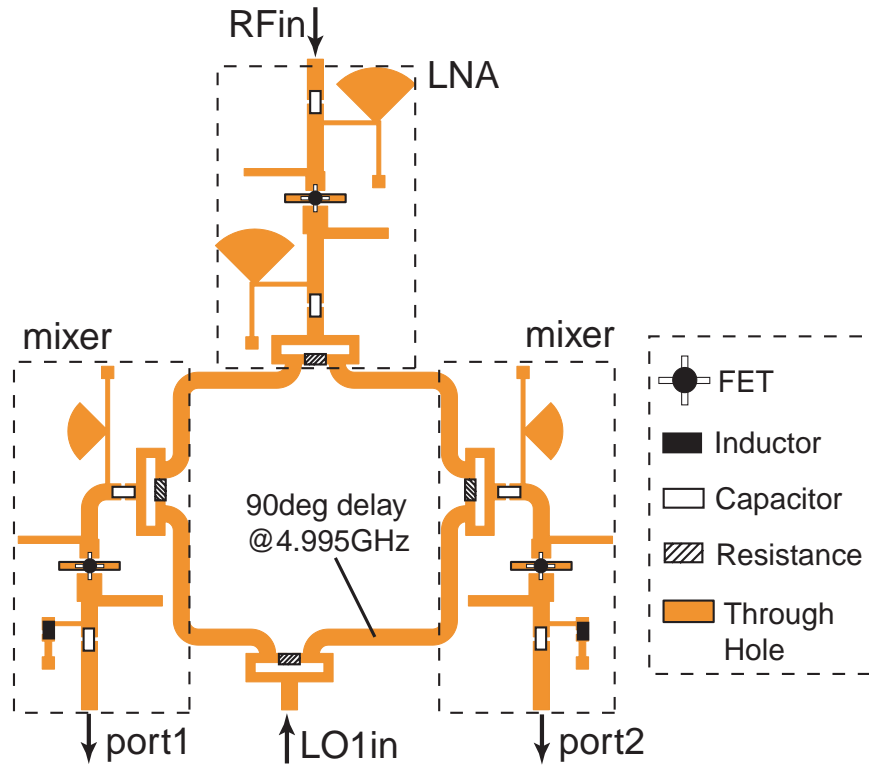
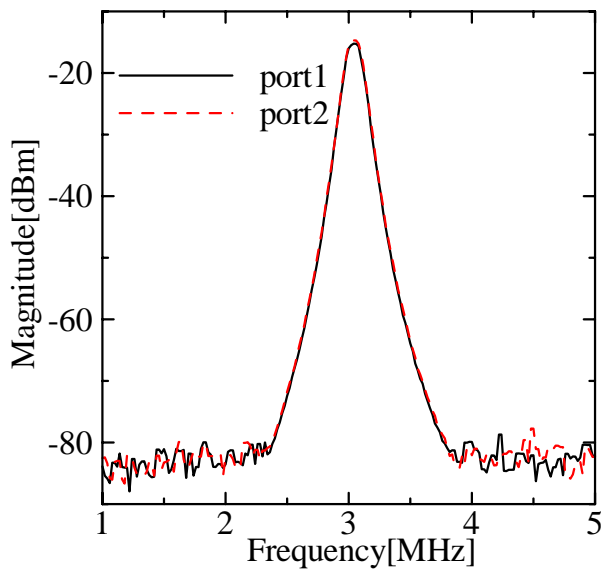
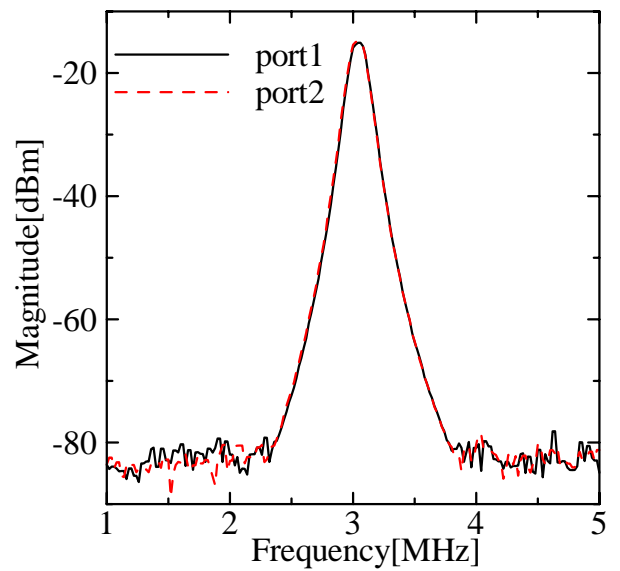


図 3.12: 製作した RF 部回路



(a) 出力スペクトル (RF=4.998GHz)



(b) 出力スペクトル (RF=4.992GHz)

図 3.13: 出力スペクトル

3.3 IF部

3.3.1 LPF

前節で製作したRF部回路から出力される信号は所望のIF信号だけでなくLOリーク等の不要波も存在する。そこで、これらの不要波を抑制するためにマイクロストリップLPF(low pass filter)を設計した。マイクロストリップフィルタは、集中定数的なインダクタンスやキャパシタンスと等価なものを作りやすい反面、線路の損失が大きいので急峻な特性を得にくいという特徴がある。

RF回路部はRF周波数を4.990~5GHz、LO周波数を4.995GHzとし、0~5MHzのIF周波数をとりだす構成となっているので、LOリークは5GHz付近、RF周波数とLO周波数の和成分である不要波が10GHz付近に表れる。そこでこれらの不要波を抑制し、低周波を損失なく通過することができるマイクロストリップフィルタを製作した。図3.14にその製作したLPFを示す。図3.14のLPFはスタブを並列キャパシタ成分として、高インピーダンス線路をインダクタ成分として用いることによって直列Lと並列Cの梯子型のLCフィルタと等価なものを実現している[11]。

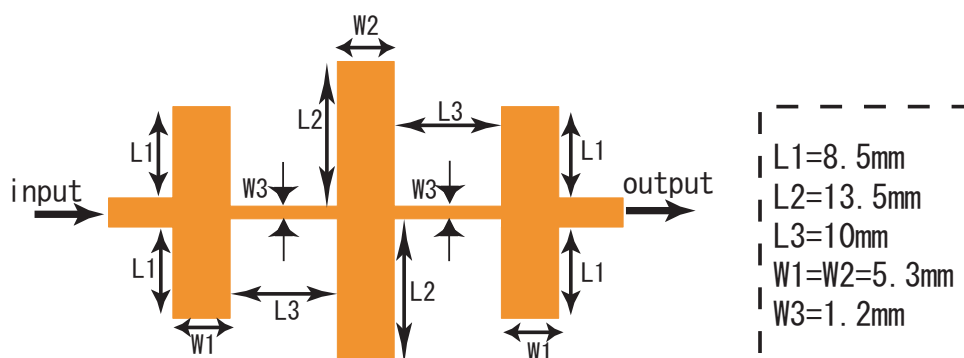
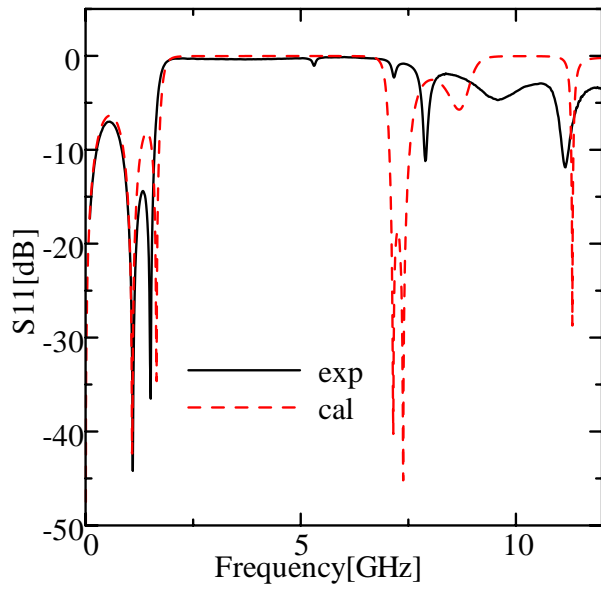


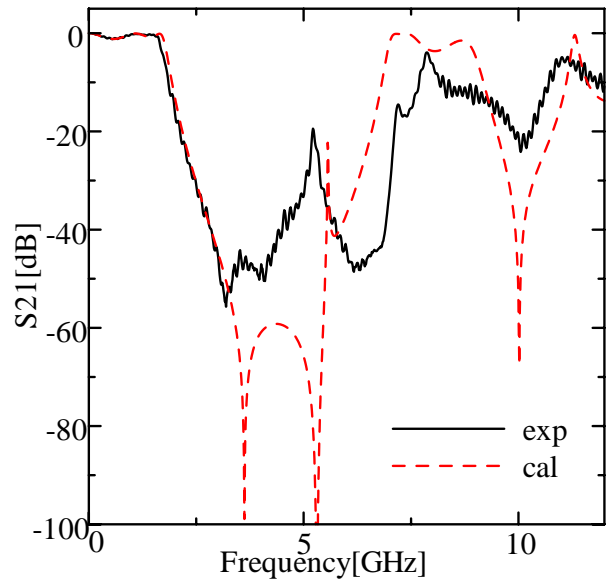
図 3.14: 製作した LPF

マイクロストリップLPFはスタブとインピーダンス線路の長さや太さを変化させることによってS21の極の位置を周波数軸上で移動させることもできる。図3.14のLPFはその極が5GHz付近と10GHz付近にくるように調節を行った。

製作したLPFのS11とS21のシミュレーション及び実験結果を図3.15に示す。シミュレーション及び実験結果ともにS21の極が5GHzと10GHz付近に表れている。更に、3.2節のRF回路の出力にLPFを接続したときの出力スペクトルの周波数特性の結果を図3.16に示す(RF=4.998GHz)。これらの結果から製作したLPFはシミュレーション結果とほぼ一致し、5GHzで30dB、10GHzで25dB不要波を抑制できていることがわかった。

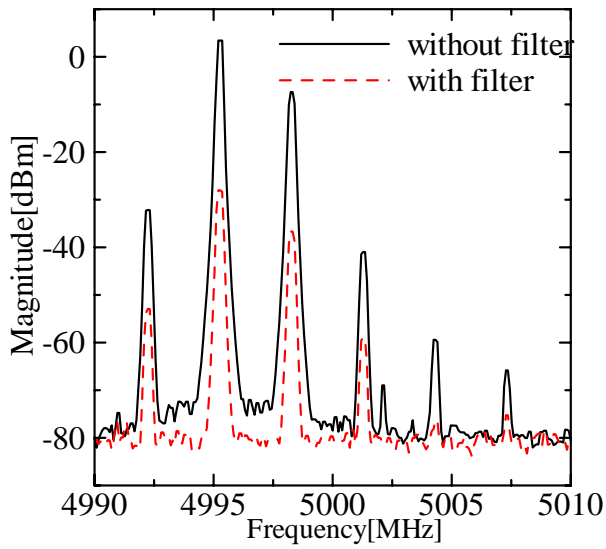


(a) S11

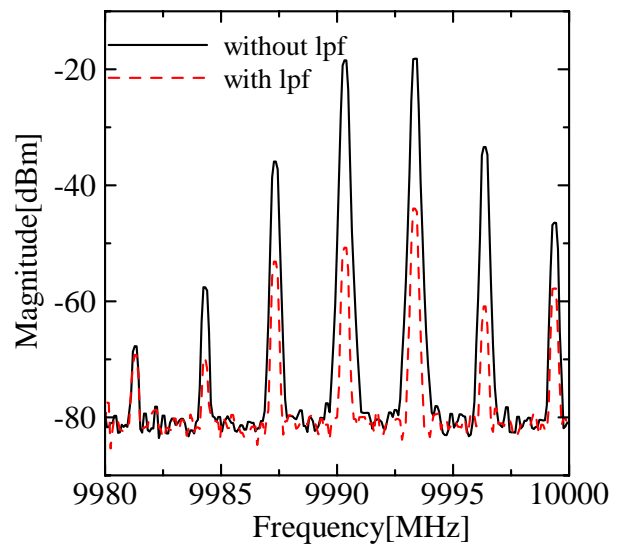


(b) S21

図 3.15: LPF の S パラメータ



(a) 5GHz 付近



(b) 10GHz 付近

図 3.16: LPF のスペクトル特性

3.3.2 低周波ミキサ

本研究では、RF 回路から 0~5MHz の帯域に出力された第 1IF 信号を 10MHz の LO 信号とミキシングして 5~15MHz の帯域に出力させることのできる低周波ミキサが必要となる。本小節では抵抗分配器と低周波アンプを用いて低周波ミキサを製作した。

低周波アンプには 3.2 節の FET ミキサ同様、2 信号を合成できる回路が必要である。3.2 節で用いたウィルキンソン型電力分配回路は $g/4$ 変成器の部分を集中定数化することで低周波なものを設計することが可能であるが、DC 付近の周波数での広帯域化は非常に難しい。そこで本研究で用いたのが抵抗分配器である。

抵抗分配器は最も簡単な構成をした分配器であり、他のどの分配器にもない直流より分配できるという特徴を有している反面、分配損失は他のどの分配器より多くなる [12]。図 3.17 に 2 抵抗 2 分配器の回路図を、図 3.18 にその S パラメータのシミュレーション結果を示す。図 3.18 より DC 付近においても分配が十分に可能であることがわかる。その反面、分配損失は約 6dB でありウィルキンソン型電力分配器の損失の二倍になっている。またアイソレーションは約 12dB なのでこちらも 3.2.2 節で製作した 5GHz 帯ウィルキンソン型電力分配器に比べてやや悪化している。

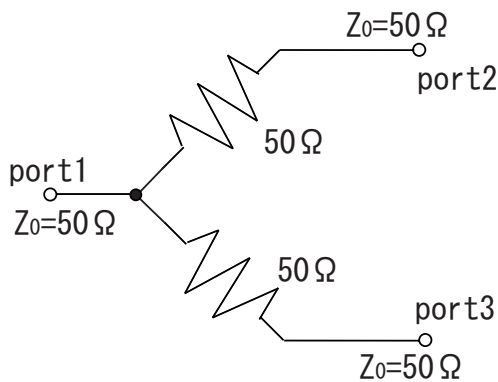


図 3.17: 2 抵抗 2 分配器

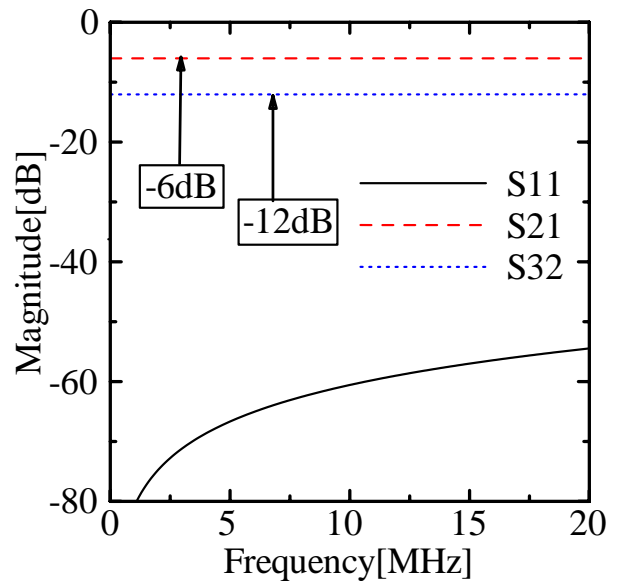


図 3.18: シミュレーション結果 (S パラメータ)

2 抵抗分配器を製作し実験を行った。DC 付近の S パラメータを測定できる機器が本研究では用いることができなかつたので、次のような方法をとった。SG で正弦波信号 (2MHz, 3MHz, 10MHz) を回路に入力して、その出力スペクトルをスペクトラムアナライザで測定することで分配損失 (port1:入力 port2:出力) とアイソレーション (port2:入力 port3:出力)

を調べた。正弦波信号の出力を-10dBmとしたときの分配損失の実験値を図 3.19 に示す。図 3.19 より 3 つの周波数全ての出力スペクトルが約-16dBm を示している。つまり分配損失は 6dB でありシミュレーションと同じ結果となっている。また、図 3.20 の出力スペクトルは-22dBm を示しており、こちらもシミュレーション結果通り 12dB のアイソレーションを示している。

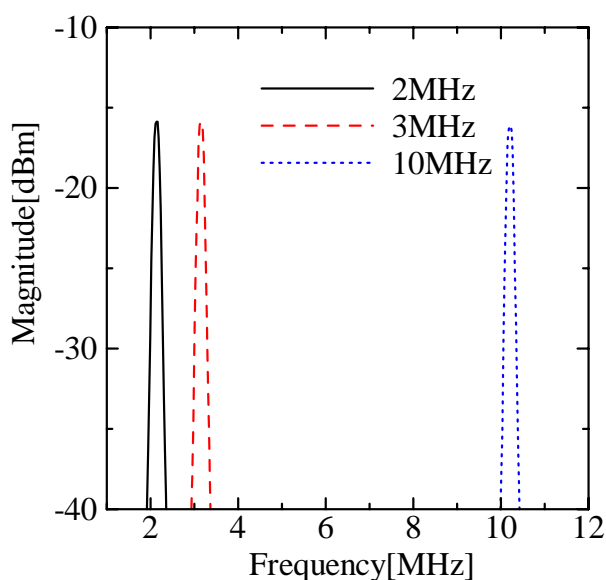


図 3.19: port1 port2(分配損失)

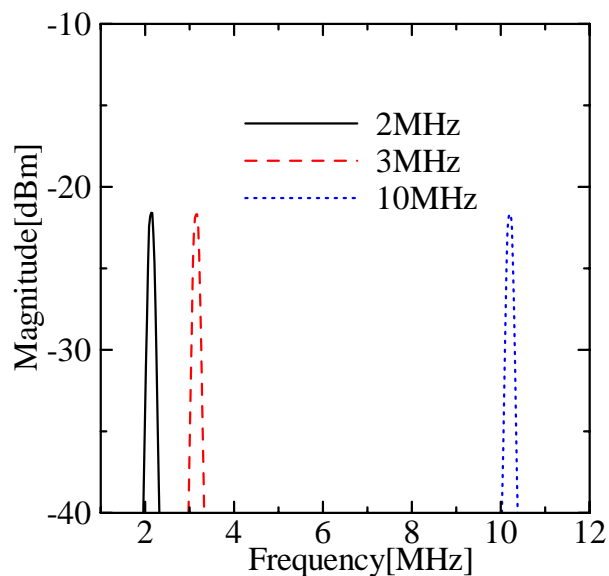


図 3.20: port2 port3(アイソレーション)

次に、2 抵抗 2 分配器を合成器として用いて低周波ミキサを製作した。非線型素子として DC から使用が可能な Mini-Circuits 社製の ERA-1SM を使用した。図 3.21 にその製作したミキサを示す。2 抵抗 2 分配器を ERA-1SM に直列に接続した構成となっている。入出力には DC カット用のコンデンサ (4700pF) を使用し、バイアス回路には 3.2 節のアクティブミキサ同様にチップコイル (33 μ H) を用いて直流のみを通す回路にしている。

LO 周波数を 10MHz とし、3MHz で出力が-20dBm の正弦波信号を入力したときのスペクトル周波数特性の実験値を図 3.22 に示す。LO 周波数 10MHz との和成分である 13MHz と差成分である 7MHz の信号を出力することができた。

ミキサの特性を調べるために入力を-20dBm に固定したときの LOpower に対する変換利得 (Conversion Gain) の特性を測定した。図 3.23 にその結果を示す。このミキサでは利得を得ることはできず、最も損失の小さい LOpower は-3.3dBm で変換損失は 3.5dB であった。利得が得られなかった理由として、余分なスプリアスを抑えるためにバイアス電圧を規格値より若干低くしたことや分配器の損失などがあげられる。

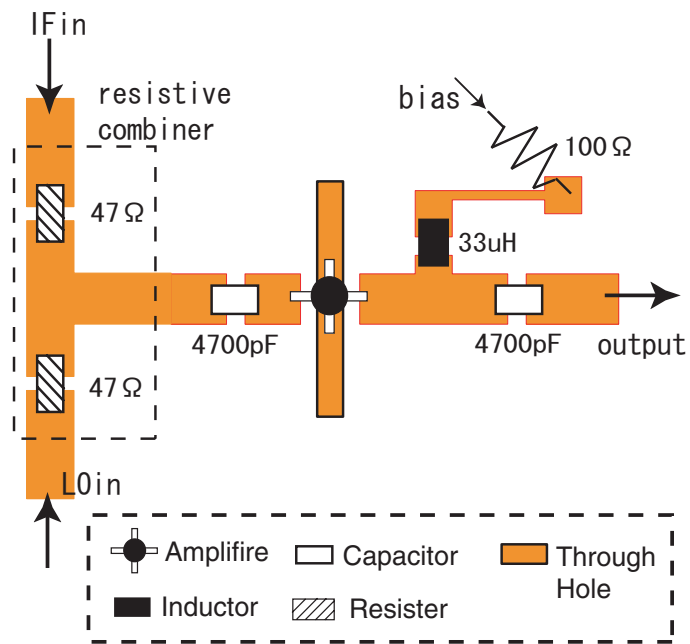


図 3.21: 製作した低周波ミキサ

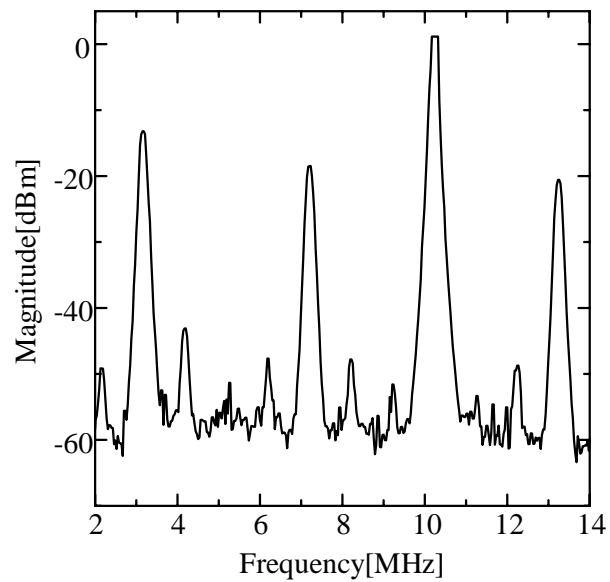


図 3.22: 低周波ミキサのスペクトル特性

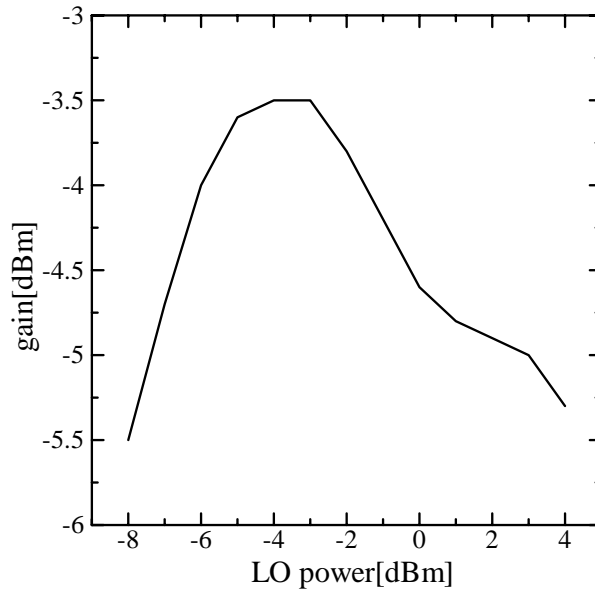


図 3.23: IF 信号の LO 特性

3.3.3 集中定数回路

この小節では IF 回路部に必要な集中定数素子を用いた受動回路の設計と製作を行った。必要な受動回路は (a)10MHz 分配器、(b)10MHz 位相回路、(c) 広帯域合成器の 3 つである。これらの回路は低周波回路であり、マイクロストリップを用いて製作するのが困難であるために主にチップ部品を用いて製作を行なった。

(a) 10MHz 分配器

10MHz の LO 信号を 2 分配するためのウィルキンソン型電力分配器を製作した。10MHz の $g/4$ 変成器はマイクロストリップで製作すると回路が非常に大きくなり、製作が困難であるのでチップ部品を用いて製作した。

10MHz の $g/4$ 変成器は特性インピーダンスが 70.7Ω の LC 回路で等価回路を設計できる。図 3.24 にその回路図を、図 3.25 にシミュレーション結果を示す。図 3.25 より S11、S32 共に 10MHz で -50dB となっており、S21 が -3dB となっている。

実験結果を図 3.26 と図 3.27 に示す。実験方法は 3.3.2 節の 2 抵抗 2 分配回路と同じように伝送損失とアイソレーションを SG とスペクトルアナライザを用いて測定した。入力正弦波信号は -23dBm で周波数は 10MHz である。図 3.26 より、出力レベルは port2、port3 共に約 -26.5dBm であるので伝送損失は約 0.5dB であることがわかる。また図 3.27 より出力レベルは -48dBm であり、アイソレーションも約 25dB とれていることがわかる。

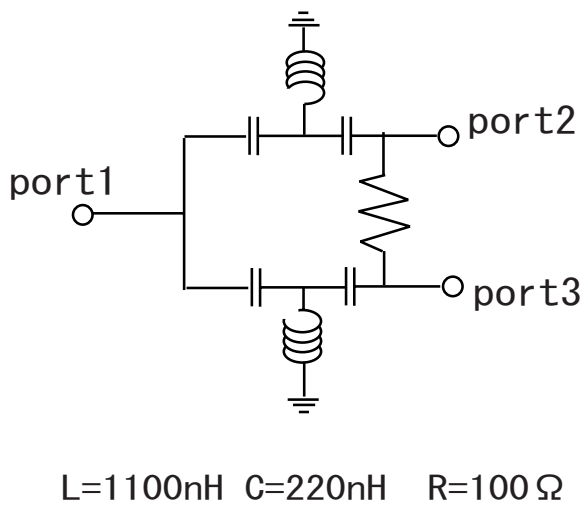


図 3.24: 10MHz 分配器の回路図

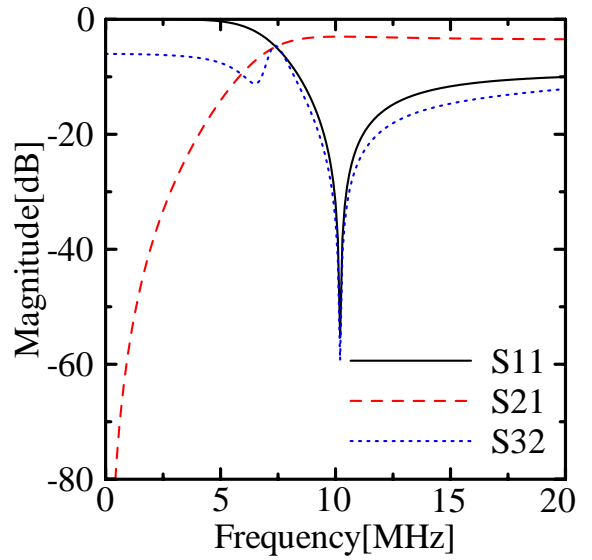


図 3.25: シミュレーション結果 (Sパラメータ)

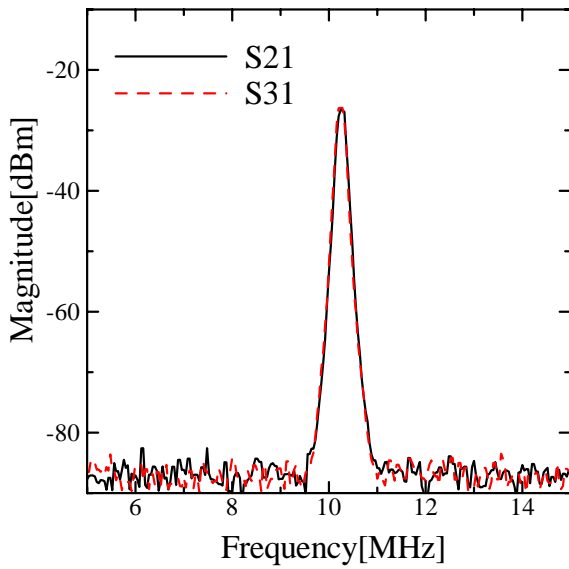


図 3.26: port1 port2(分配損失)

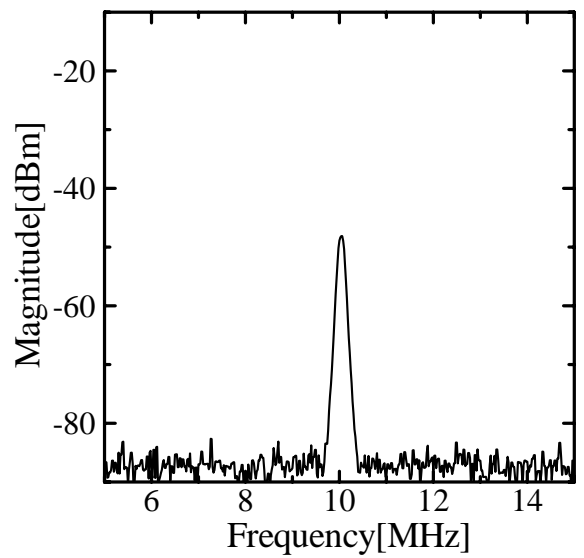


図 3.27: port2 port3(アイソレーション)

(b) 10MHz 位相回路

第 1HF 信号を直交アップコンバージョンするために LO 信号を 90 度位相シフトできる位相回路が必要となる。RF 部の LO 信号は 2 分配された LO 信号の線路長の片方を $g/4$ だけずらすことで直交ダウンコンバージョンを実現していた。しかし本研究で用いている誘電体基板は 10MHz における $g/4$ の線路長は 4.6m 以上になってしまい、製作に現実的な値とはいえない。そこでチップ部品を用いて 10MHz において信号の位相を 90 度ずらすことができる回路を製作した。図 3.28 にその LC 位相回路図を示す。

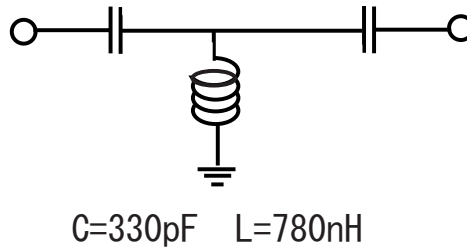


図 3.28: 10MHz 位相回路図

図 3.29 にその回路の S パラメータのシミュレーション結果を示す。図 3.26 より位相回路の 10MHz における損失はほとんどないことがわかる。また図 3.30 に位相特性のシミュレーション結果を示す。図 3.30 より位相回路は 10MHz において信号の位相を 90 度ずらすことができることを示している。

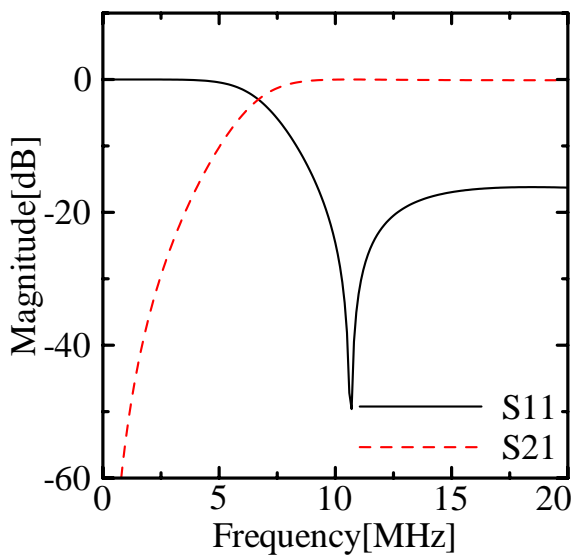


図 3.29: シミュレーション結果 (S パラメータ)

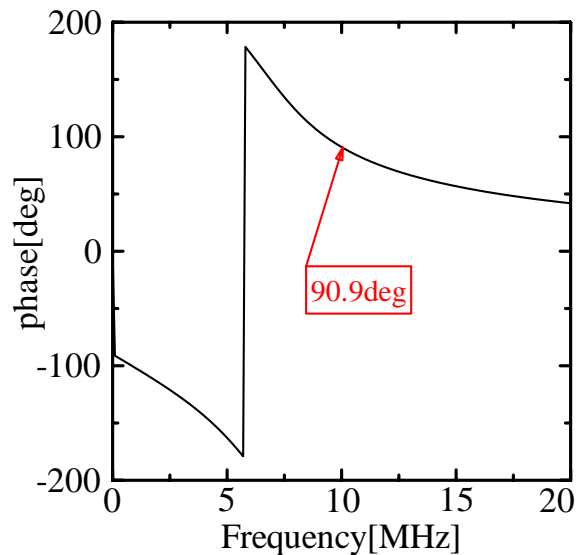


図 3.30: シミュレーション結果 (位相特性)

チップ部品を用いて実際に回路を製作し、実験を行った。実験方法は位相回路の入出力でオシロスコープを用いてリサージュ波形を測定するという方法を使った。リサージュ波形は異なる2つの波をそれぞれ $x = A_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1)$ 、 $y = A_2 \sin(\omega_2 t + \theta_2)$ としたとき、 x 、 y をそれぞれ x 座標 y 座標にプロットして得られる図形のことである。このリサージュ波形は2つの波の周波数が等しいとき次の条件を満たせば正円を描く。

$$A_1 = A_2 \quad (3.3)$$

$$|\theta_1 - \theta_2| = \pi/2 \quad (3.4)$$

つまり2つの波の振幅が等しく位相差が90度ずれていれば正円を描くということになる。

実験結果のリサージュ波形を図3.31に示す。リサージュ波形が極めて正円に近いことから信号の位相は90度ずれており、なおかつこの回路の入出力における振幅はほぼ等しいということから、入出力において大きな損失もないということが実験でも確認できた。

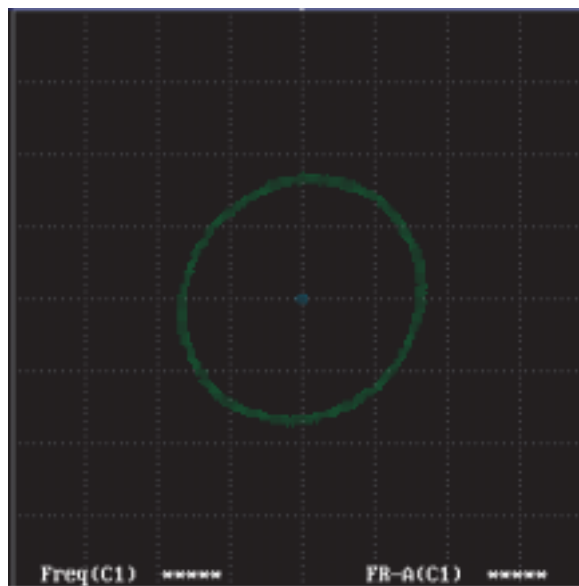


図 3.31: リサージュ波形

(c) 広帯域合成器

IF 回路部は二つの入力直交信号をミキサによって直交アップコンバージョンした後、これらの信号を合成して出力する。そのためには直交アップコンバージョン後の周波数帯 5 ~ 15MHz を合成することができる広帯域分配器 (合成器) が必要となる。分配器は $g/4$ 変成器を多段化することで広帯域化することができる [13]。そこで 2 段変成器での広帯域分配器の製作を行った。

まず、多段広帯域分配器の比帯域幅 ω_{2T} は S_{11} の値と分配数の値 n より次の式で求まる。

$$\omega_{2T} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{2} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\sqrt{n} - \frac{1}{\sqrt{n}} \right) (10^{-\frac{S_{11}}{10}} - 1)^{\frac{1}{2}} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.5)$$

上の式より分配数 n と比帯域幅 ω_{2T} の値より次のような表 3.2 ができる。

表 3.2: n 分配回路と比帯域幅の関係

n	2	3	4	10	20	30	50	100
$S_{11}=-20\text{dB}$	0.92	0.73	0.64	0.473	0.39	0.35	0.3	0.256
$S_{11}=-26\text{dB}$	0.665	0.523	0.46	0.336	0.276	0.247	0.216	0.18

本研究に必要な広帯域分配器は 2 分配で比帯域幅は 1 なので $n=2$ 、 $S_{11}=-20\text{dB}$ の値を用いた。式 (3.6) ~ (3.8) より変成器の特性インピーダンスを求めた。

$$W_1 = n^{\frac{1}{4}} Z_0 \left(\frac{1}{\sqrt{A}} + \sqrt{1 + \frac{1}{A}} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.6)$$

$$W_2 = n^{\frac{3}{4}} Z_0 \left(\frac{1}{\sqrt{A}} + \sqrt{1 + \frac{1}{A}} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.7)$$

$$A = 10^{-\frac{S_{11}}{10}} - 1 \quad (3.8)$$

これらの式より $g/4$ 変成器のインピーダンスは $W_1=56.6$ 、 $W_2=79.9$ となる。この特性インピーダンスを元に設計した広帯域分配器が図 3.32 の右上の回路であり、そのシミュレーション結果が図 3.33(a) である。 S_{11} の極値は 2 つになり広帯域化されているが、 S_{22} は極値を 1 つしか持たない。そこで、吸収抵抗素子 R_2 の間に容量素子 C_3 を付加して分配回路の逆相励振の反射特性の極小値を増やすことでアイソレーション特性の極値を増やして広帯域化を図った回路が図 3.32 の下の回路である [14]。 C_3 を

付加した広帯域分配器のSパラメータのシミュレーション結果を図3.33(b)に示す。図3.33(a)と(b)を比較するとS32の極値が増え、 $S_{11}=-20\text{dB}$ における比帯域は32%改善されている。更にS22の特性も改善されている。

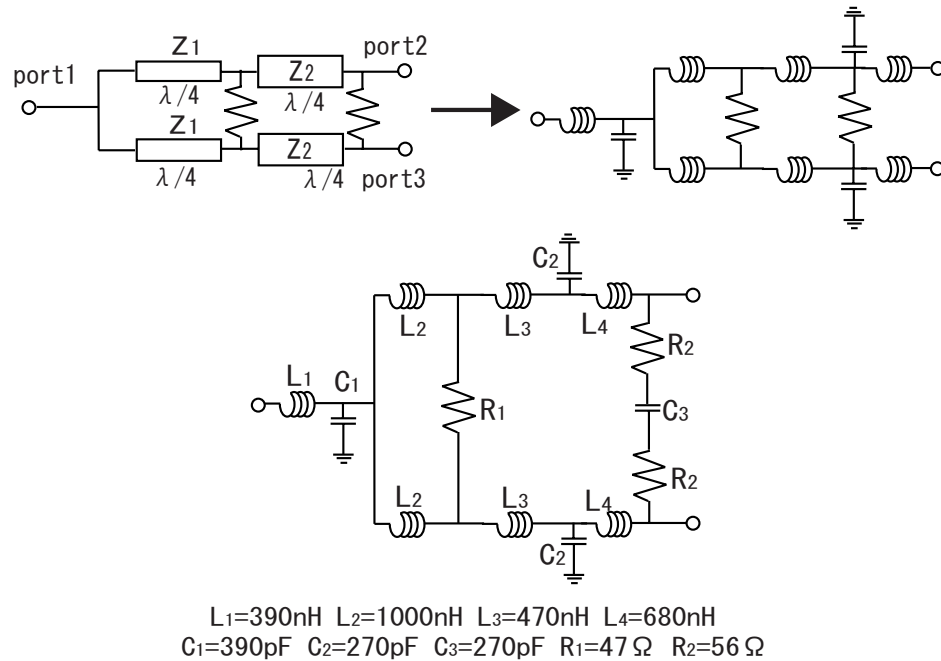


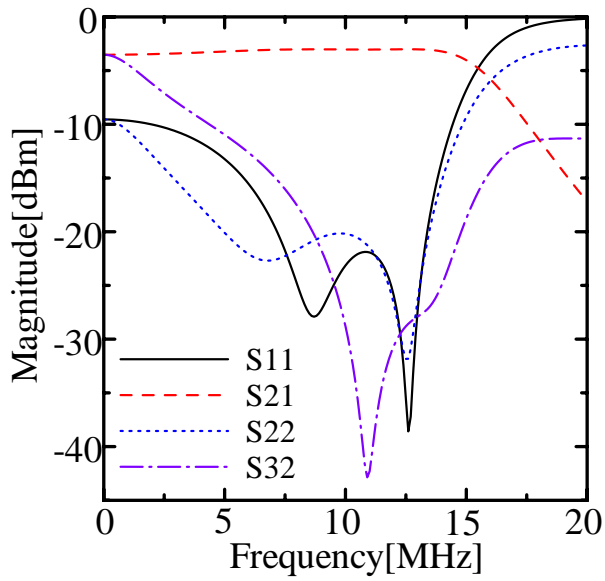
図 3.32: 広帯域分配器

図3.32の容量素子付き広帯域分配器を製作してその合成器としての特性を調べた。port2、port3それぞれに -23dBm の正弦波信号(7MHz、10MHz、13MHz)を入力して合成損失を調べた。合成損失は0ならば出力スペクトルは $-23\text{dBm} + -23\text{dBm} = -20\text{dBm}$ となるはずなので、合成回路の出力スペクトルの値と -20dBm との差が合成損失ということになる。2抵抗2分配器と同様の方法でアイソレーション特性も調べた。これらの結果を図3.34(a)と図3.34(b)に示し、まとめた結果を下の表3.3に示す。

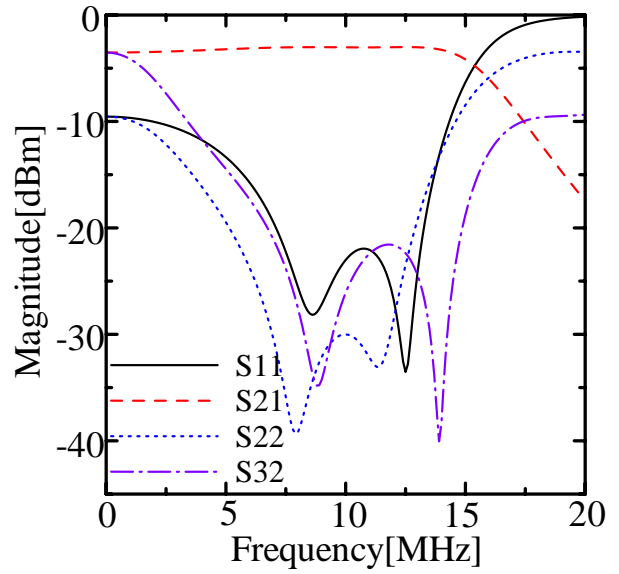
表 3.3: 合成損失とアイソレーション ()内はスペクトルの実験値

	7MHz	10MHz	13MHz
合成損失 [dB]	1.5(-21.5dBm)	0.25(-20.25dBm)	0.5(-20.5dBm)
アイソレーション [dB]	14.5(-37.5dBm)	19(-42dBm)	14.7(-37.7dBm)

合成損失は低周波側が若干高いが大きな損失もなく合成することができた。アイソレーションも周波数によって差はあるが15dB前後の値となった。

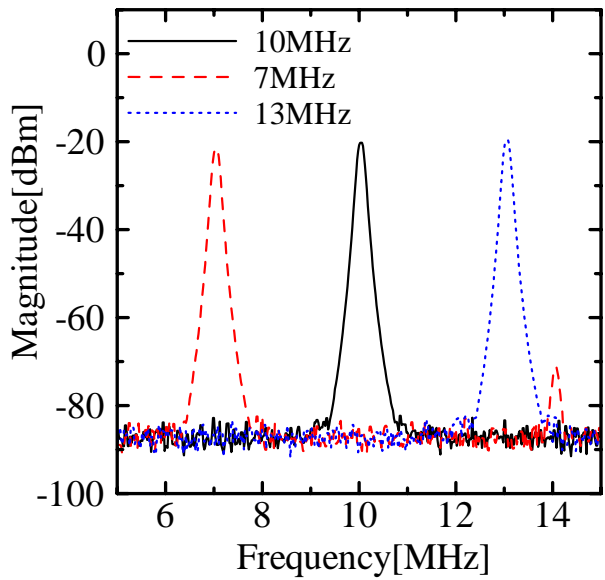


(a) 容量素子なしの分配器

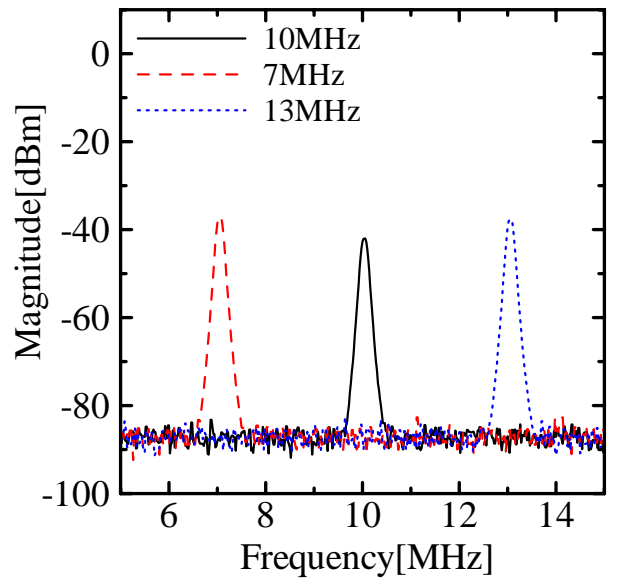


(b) 容量素子付きの分配器

図 3.33: 広帯域分配器の S パラメータ



(a) 合成特性の実験値



(b) アイソレーション特性の実験値

図 3.34: 広帯域分配器の実験値

3.3.4 IF 部回路

3.3.1～3.3.3 節まで設計してきた全ての素子を一つの回路としてまとめたのが図 3.35 である。2 分配され、片方を 90 度位相シフトされた 10MHz の LO 信号が二つの入力信号とミキシングされ、両経路の信号を合成して出力する構成となっている。各素子は次のようになっている。

- LPF - 3.3.1 節で設計した高周波雑音を抑制するためのマイクロストリップ LPF。
- mixer - 3.3.2 節で設計した第 1IF 信号と LO 信号をミキシングして第 2IF 信号を出力するための低周波ミキサ。
- 10MHz divider - 3.3.3 節 (a) で設計した 10MHz LO 信号を 2 分配する 10MHz 分配器。
- phase shifter - 3.3.3 節 (b) で設計した 10MHz LO 信号を 90 度位相シフトする 10MHz 位相回路。
- broadband combiner - 3.3.3 節 (c) で設計した 2 経路の第 2IF 信号を合成する広帯域合成器。

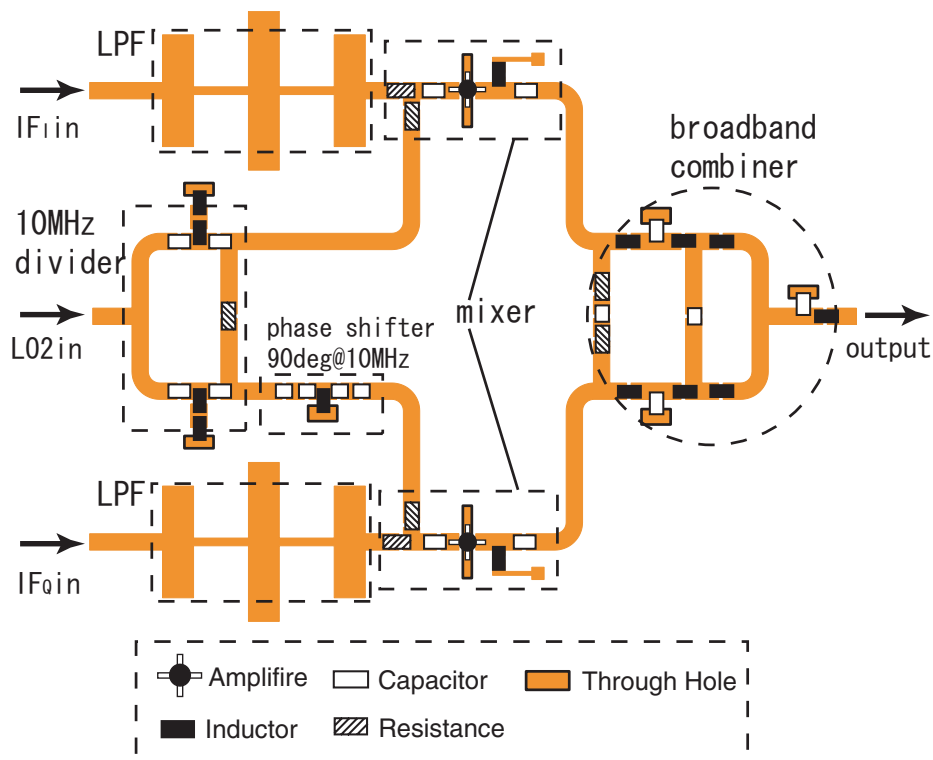


図 3.35: IF 部回路

3.4 イメージ抑圧実験

本節では、ここまで本章で設計してきた回路を用いて受信機全体の製作を行った。RF部とIF部を合わせた実験回路の全体図を図3.36に示す。図3.36のイメージ抑圧受信機の回路を用いて正弦波信号を入力して、イメージ抑圧比を調べた。

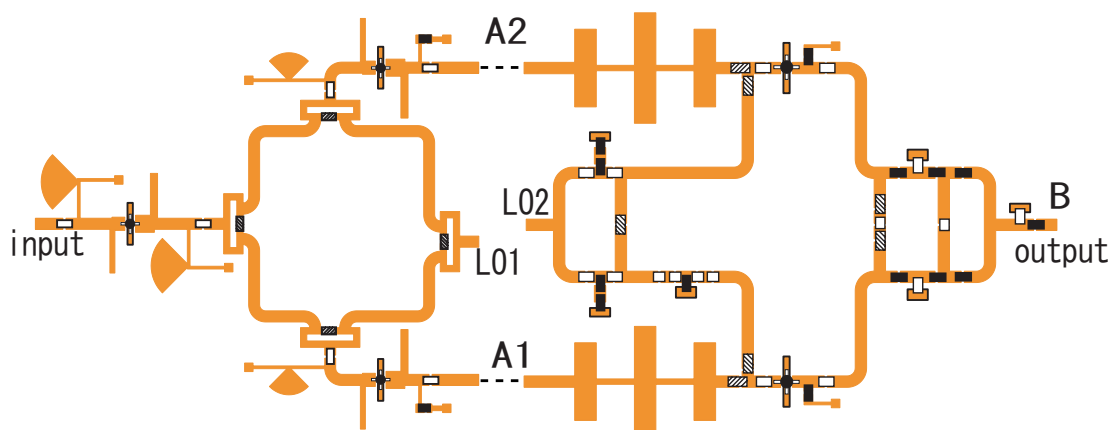


図 3.36: イメージ抑圧回路全体図

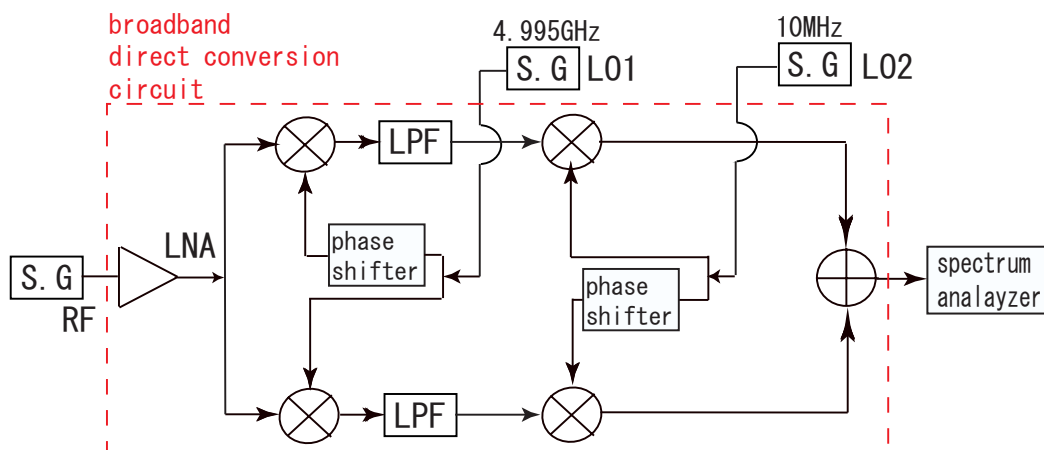


図 3.37: 実験回路のブロック図

所望信号として互いにイメージとなる 4.998GHz と 4.992GHz の正弦波信号を入力して実験を行った (両信号とも出力は -20dBm)。実験回路のブロック図を図3.37に示す。第1LO周波数は 4.995GHz 、第2LOは 10MHz と設定しているので計算上は表3.4のように周波数

が変換される。出力結果をスペクトルアナライザで測定することによりイメージ抑圧比を調べた。

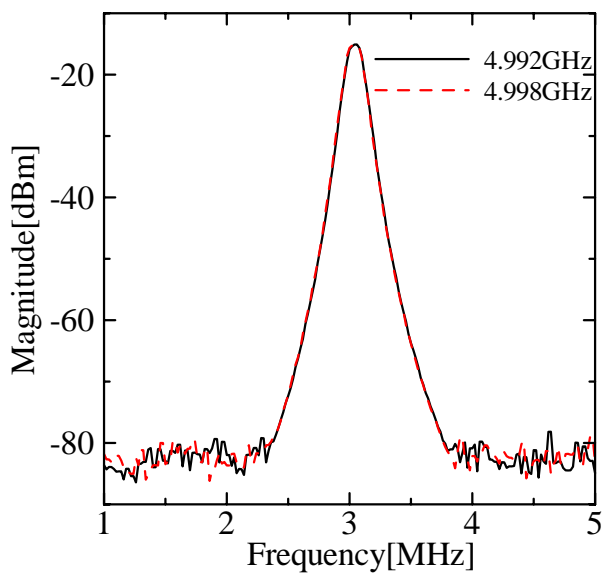
表 3.4: 入力信号の周波数変換推移

RF	1stIF	2ndIF(output)
4.998GHz	3MHz	13MHz
4.992GHz	3MHz	7MHz

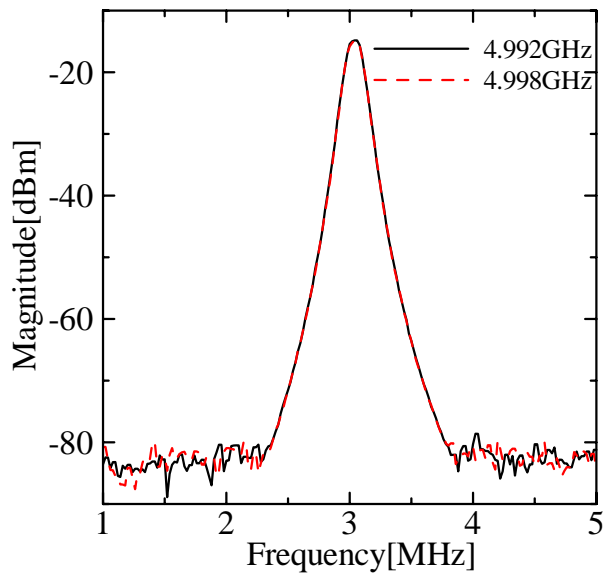
これらの二つの信号を入力したときの図 3.36 の A1 点、A2 点における出力結果を図 3.38 に示す。両経路の両信号とも同じ周波数 3MHz にダウンコンバートされていることがわかる。次に出力点 B における第 2LO(10MHz) の低周波側の出力結果を図 3.39(a) に、第 2LO の高周波側の出力結果を図 3.39(b) に示した。図 3.39(a) と図 3.39(b) よりイメージ抑圧比は低周波側で約 24dBm、高周波側で約 20dBm 得られた。

同様の実験を互いにイメージとなる 4.999GHz と 4.991GHz の正弦波信号についても行った。それらの結果を図 3.40、図 3.41 に示す。同じ周波数 4MHz にダウンコンバートされ、第 2LO の低周波側における抑圧比は 24dBm で高周波側における抑圧比は 20dBm と図 3.38、図 3.39 と同様の結果が得られた。

図 3.39 と図 3.41 より第 1IF 信号に比べ出力信号はかなり損失が大きいことがわかる。これは第 2 ミキサでミキシングした際におけるスプリアスを抑えるために第 2 ミキサのバイアス電圧をミキサ単独のときよりも更に大幅に抑えたためである。所望信号以外の帯域にスプリアスがあると次章の広帯域信号を用いた実験に影響がでると考えたため、バイアス電圧をスプリアスが出ない程度まで低くして実験を行なった。ただし、この損失は所望信号とイメージ信号両方に影響するのでイメージ抑圧比そのものに影響を及ぼすことはないと考えられる。

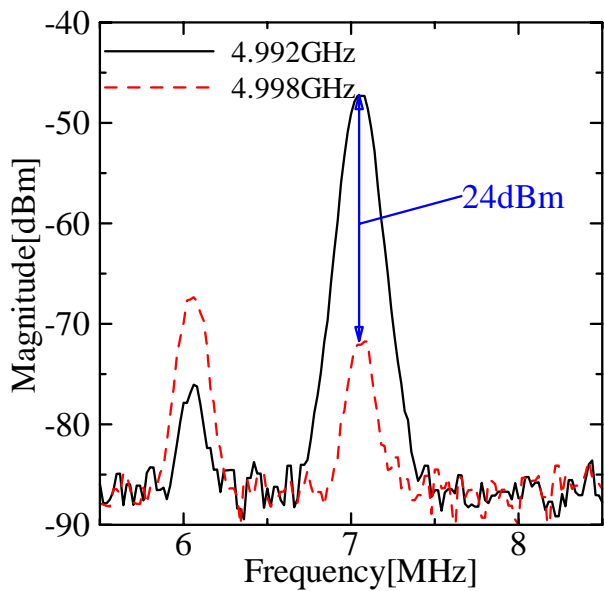


(a) A1 点の出力スペクトル

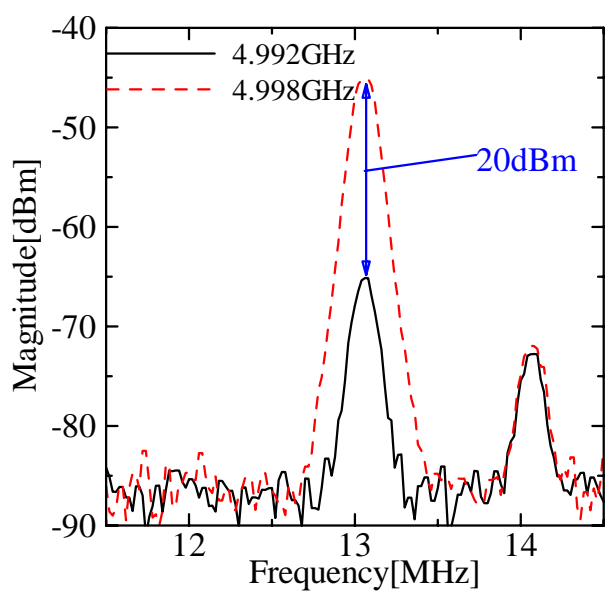


(b) A2 点の出力スペクトル

図 3.38: 第 1IF の出力スペクトル (4992GHz,4998GHz)

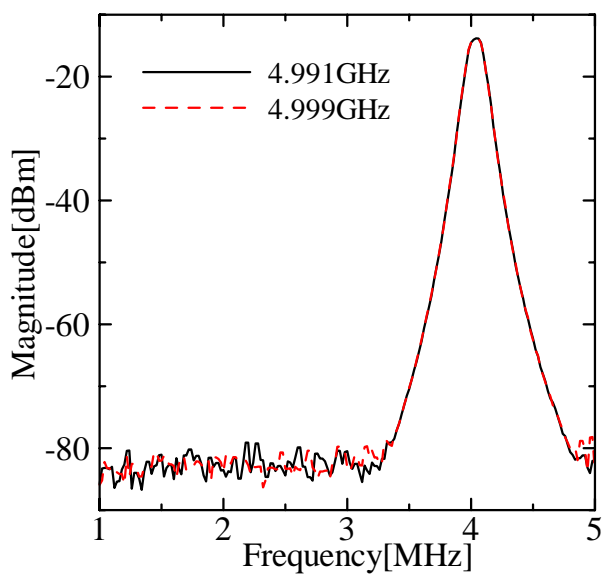


(a) 7MHz 付近の出力スペクトル

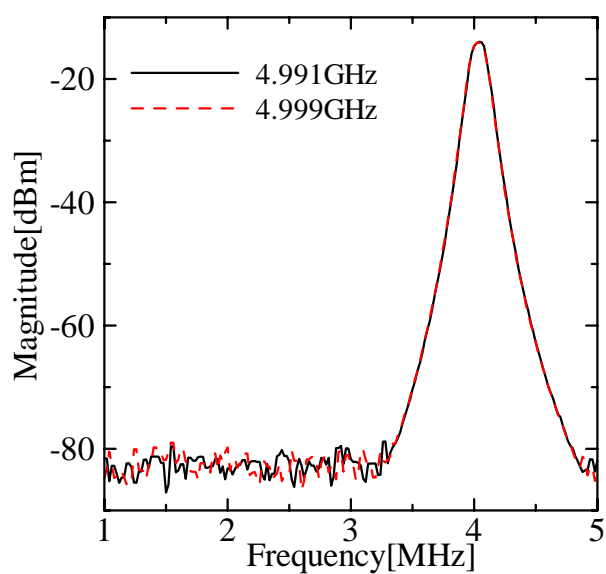


(b) 13MHz 付近の出力スペクトル

図 3.39: 出力スペクトル (4992GHz,4998GHz)

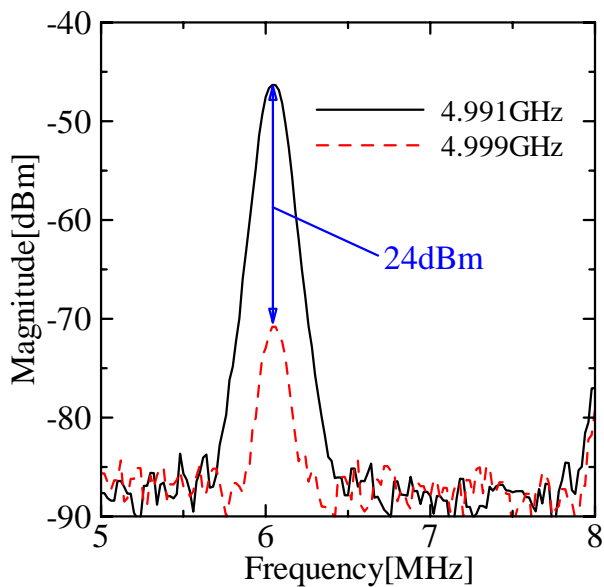


(a) A1 点の出力スペクトル

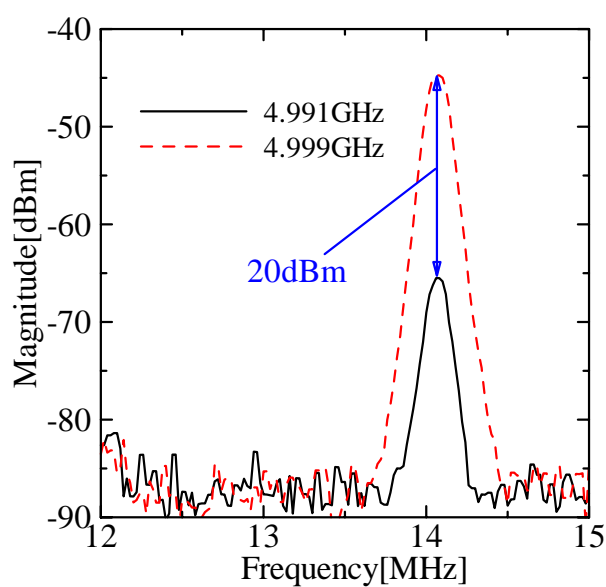


(b) A2 点の出力スペクトル

図 3.40: 第 1IF の出力スペクトル (4991GHz,4999GHz)



(a) 6MHz 付近の出力スペクトル



(b) 14MHz 付近の出力スペクトル

図 3.41: 出力スペクトル (4991GHz,4999GHz)

第 4 章

広帯域ダイレクトコンバージョン受信機の検討

本章では 3 章で製作した回路を用いて複数の変調波を入力したときの実験を行ない、イメージ抑圧比を調べ、Matlab の simlink を用いて実験結果から得たイメージ抑圧比の評価を行った。また、第 2 イメージ抑圧について従来法との比較検討も行った。

4.1 変調波実験

本節では 3 章で設計した受信回路を用いて変調波実験を行った。正弦波信号の実験同様、出力信号をスペクトルアナライザで測定し、そのイメージ抑圧比を調べた。実験系を図 4.1 に示す。RF はパーソナルコンピュータ (PC) で変調波を作り、SG で出力をすることで回路へ信号を入力した。

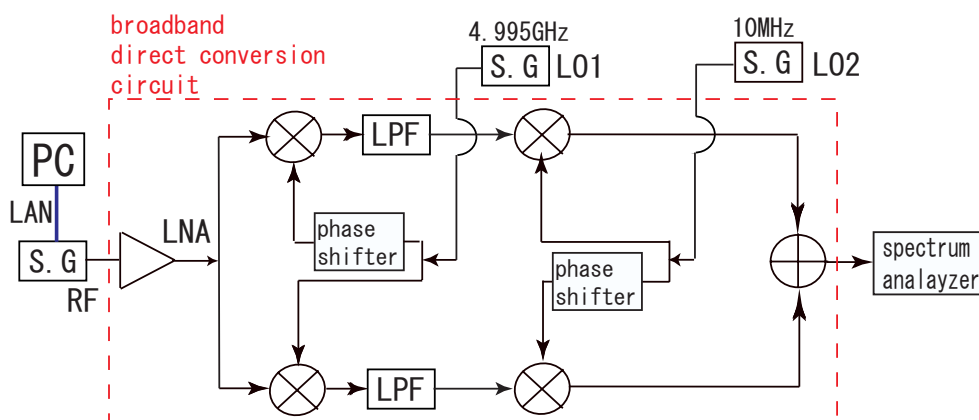


図 4.1: 変調波実験の実験系

4.1.1 QPSK 変調波実験

QPSK 変調波を用いて 2 キャリア (第 1LO 周波数より高周波側と低周波側に変調波 1 つずつ) の場合と 4 キャリア (第 1LO 周波数より高周波側と低周波側に変調波 2 つずつ) の場合について実験を行った。

(a) 2 キャリアの実験

変調波が LO 周波数の高周波側と低周波側に 1 つずつある場合について実験を行なった。変調波の中心周波数 f_C は互いにイメージとなる 4.992GHz と 4.998GHz を選んだ。入力レベルは -20dBm とし、変調波のシンボルレートが 300ksps とした。

実験結果を図 4.2 に示す。 $f_C=4.992\text{GHz}$ の変調波の抑圧比が 24dBm で、 $f_C=4.998\text{GHz}$ の変調波の抑圧比が 20dBm となった。よって、変調波を用いても正弦波のときと同じ結果が得られた。

(b) 4 キャリアの実験

変調波が LO 周波数の高周波側と低周波側に 2 つずつある場合について実験を行なった。変調波の中心周波数 f_C は表 4.1 のように選んだ。入力レベルは -20dBm とし、シンボルレートは 300ksps とした。

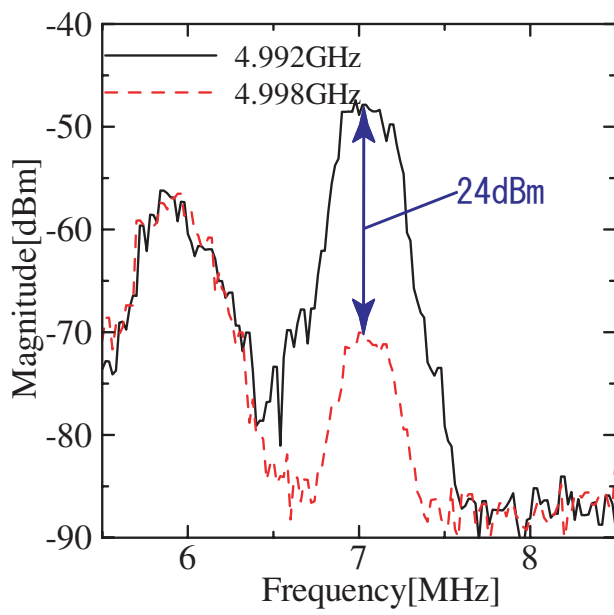
表 4.1: 所望波の出力周波数とイメージ信号の周波数

	所望信号の f_C	イメージ信号の f_C
低周波側	4.9915GHz	4.9985GHz
	4.9925GHz	4.9975GHz
高周波側	4.9975GHz	4.9925GHz
	4.9985GHz	4.9915GHz

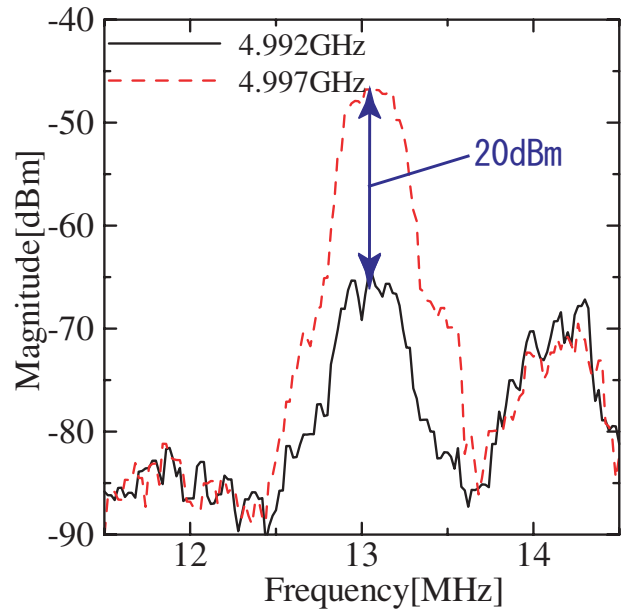
実験結果を図 4.3 に示し、各信号の出力周波数とイメージ抑圧比をまとめたものを表 4.2 に示す。2 キャリアのときに比べてイメージ抑圧比が全体的に若干悪化しているのがわかった。

表 4.2: 所望波の出力周波数とイメージ信号の周波数

f_C	出力周波数	イメージ抑圧比
4.9915GHz	6.5MHz	22.2dBm
4.9925GHz	7.5MHz	16.8dBm
4.9975GHz	12.5MHz	18.1dBm
4.9985GHz	13.5MHz	18.6dBm

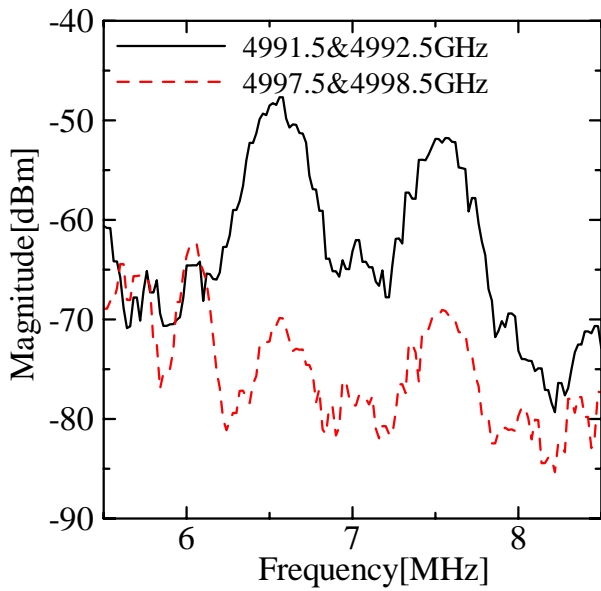


(a) 第2LO 低周波側

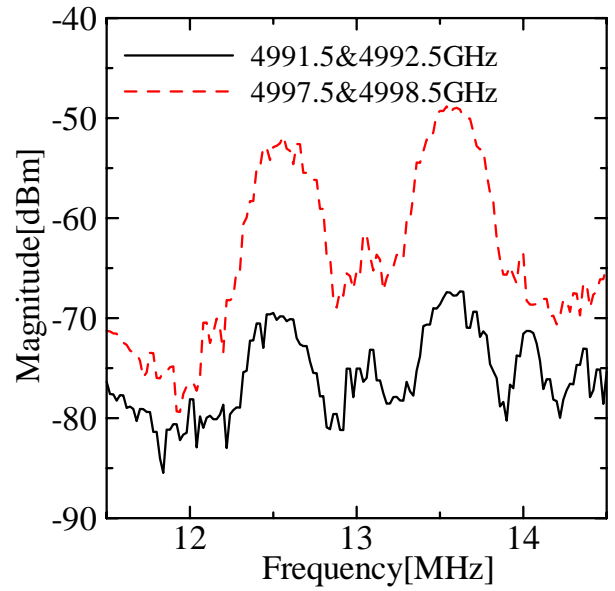


(b) 第2LO 高周波側

図 4.2: 出力スペクトル (2キャリア)



(a) 第2LO 低周波側



(b) 第2LO 高周波側

図 4.3: 出力スペクトル (4キャリア)

悪化の原因を調べるために低周波側の入力 RF 信号を 1 つずつ単独で SG から出力してスペクトルアナライザで調べたところ図 4.4 のように信号のスペクトルの両サイドに -40dBm 以下の雑音スペクトルがあらわれていることがわかった。この雑音スペクトルが隣接する信号同士で互いに影響しあうことで所望信号帯域における周波数の雑音レベルがあがったため、2 キャリアのときに比ベイメージ抑圧比が悪化したと考えられる。このことは高周波側の 4.9975GHz と 4.9985GHz の 2 波の抑圧比も悪化していることから、攻守は側についてもについても同様のことが言えると考えられる。

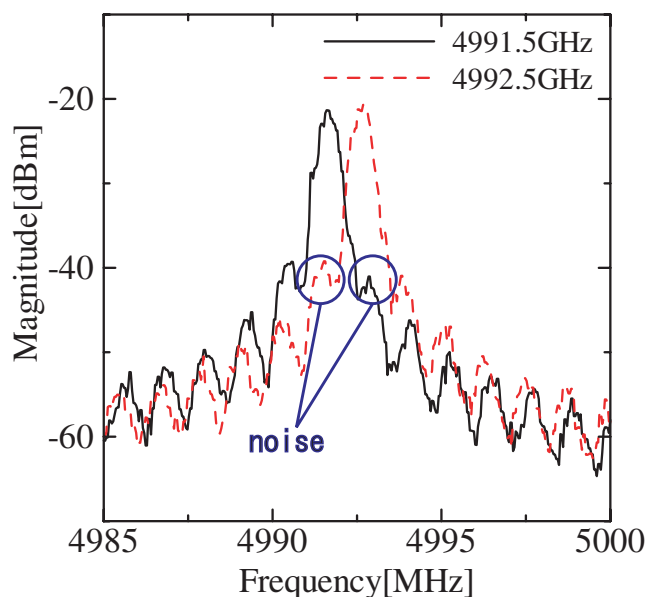


図 4.4: RF 信号のスペクトル

4.1.2 OFDM 変調波実験

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は直交周波数分割多重方式のことでマルチキャリア通信システムの一つである。主に地上波デジタル放送、無線 LAN、電力線モデムなどの伝送方式に採用されている。

マルチキャリア通信システムの基本的な考え方は、ある一定の周波数帯域幅をいくつかの周波数サブバンドに分割するというものである。したがって各サブキャリア間には周波数フェージングをおこさないようにガードバンドがもうけられている (図 4.5)。

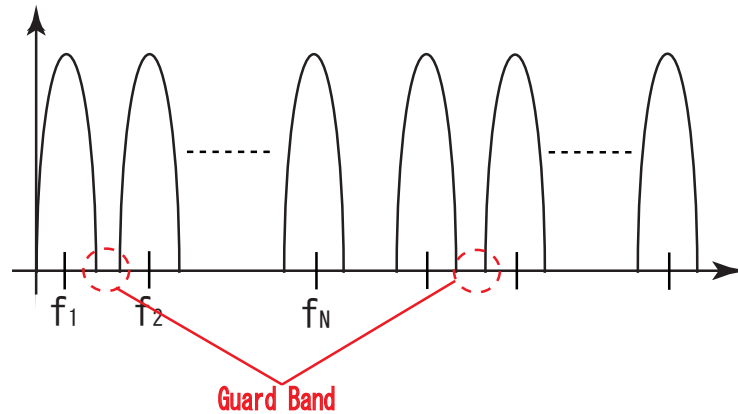


図 4.5: マルチキャリア変調方式

従来のマルチキャリア通信システムに対し、OFDMは周波数軸上でのオーバーラップを許容している。しかしながら、三角関数の直交関係を利用しているため、周波数帯域をオーバーラップさせているにもかかわらず各搬送波で変調された信号が干渉することなく復調することができる。複数の搬送波を一部重なりあいながらも互いに干渉することなく密に並べることができることから狭い周波数の範囲を効率的に利用した広帯域伝送を実現し、周波数の利用効率を上げている。

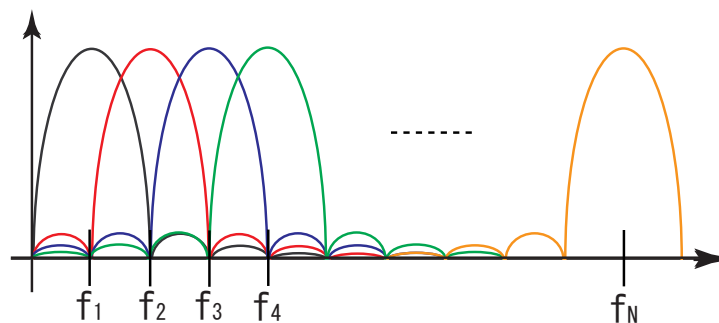


図 4.6: OFDM 変調方式

図 4.6 に示すように OFDM の各サブキャリアのスペクトルはオーバーラップして復調が一見困難なように見える。しかし、各サブキャリアは最大電力を示す周波数点ではその他のサブキャリアは全て零クロスしている。言い換えれば、この周波数点では各サブキャリアの信号は直交しているということであり、この直交性により復調が可能となる [15]。

この OFDM 信号を用いて変調波同様に実験を行なった。実験では表 4.3 のような OFDM 信号を SG を用いて受信回路に入力して実験を行なった。入力 OFDM 信号スペクトルを図 4.7 に示す。第 1LO と OFDM 信号のスペクトルが周波数軸上で重ならないように高周波側 (USB) のスペクトルと低周波側 (LSB) のスペクトルの端を LO 周波数 4.995GHz から 500kHz だけ離して実験を行なった。

表 4.3: OFDM 信号

総サブキャリア数	8
サブキャリア変調方式	QPSK
シンボルレート	600ksps
総サブキャリア帯域幅	6MHz

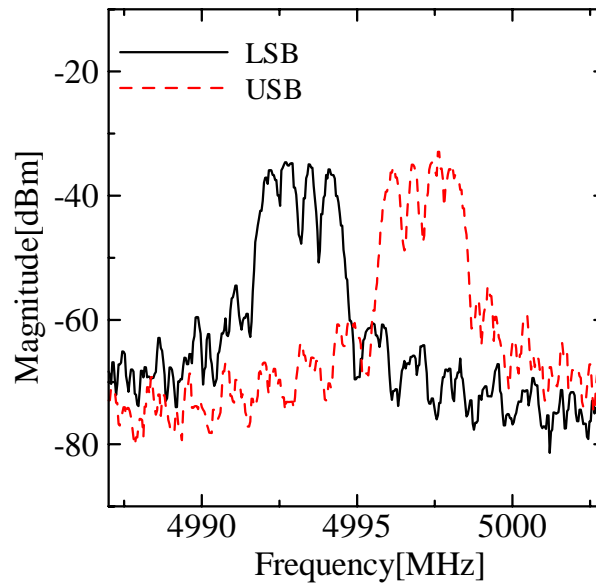
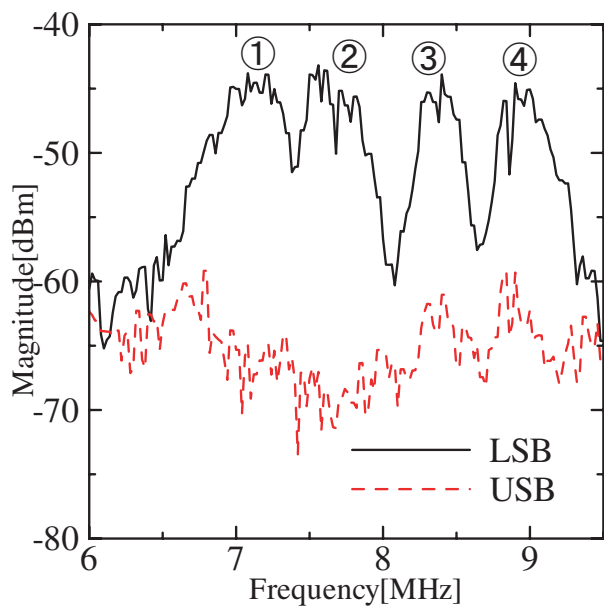


図 4.7: OFDM の RF 信号

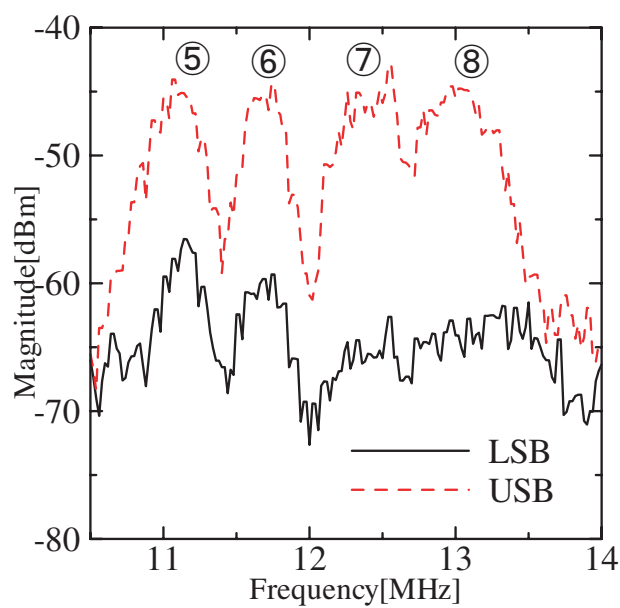
実験結果を図 4.8 に示す。表 4.8 にサブキャリア毎のイメージ抑圧比を示す。周波数によって抑圧比に差がでていることがわかった。図 4.8(a) では LO 周波数 (10MHz) に近づくと抑圧比が悪化し、同様に図 4.8(b) でも抑圧比が悪化している。LO 周波数から離れるにつれて抑圧比が良くなることから発信器の LO 付近に雑音が存在して、それが抑圧比に影響しているのではないかと考えられ、今後の課題である。

LO 周波数付近の雑音として考えられるのが LO 周波数の信号発信器の位相雑音である。一般的な正弦波信号は $x(t) = A\cos[\omega_c t + \phi_n(t)]$ で表される。ここで、 $\phi_n(t)$ は小さなランダムな位相のずれを示している。この $\phi_n(t)$ が位相雑音である。

スペクトルで表すと、理想的な正弦波発信器は図 4.9 左のようにインパルス応答のスペクトルを示すのに対し、実際の発信器は図 4.9 右のように搬送波周波数の両側に位相雑音が広がる。本手法の回路は、2 回周波数コンバージョンを行なうので、位相雑音も発信器 2 台分の影響があると考えられ、この雑音成分が LO 付近の抑圧比の悪化の原因と考えられる。



(a) 第2LO 低周波側 (LSB)



(b) 第2LO 高周波側 (USB)

図 4.8: 出力スペクトル

表 4.4: 各キャリアのイメージ抑圧比 (番号は図 4.8 に対応)

キャリア番号	1	2	3	4	5	6	7	8
抑圧比 (dBm)	19.7	23.2	17.1	14.7	12.5	14.9	17.9	18.2

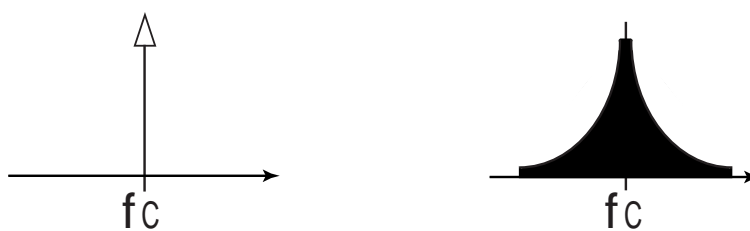


図 4.9: 発信器スペクトル 左:理想の発信器 右:実際の発振器

4.2 Matlabによるイメージ抑圧比の評価

4.1節のイメージ抑圧比の実験結果より Matlab の simlink を使って、抑圧比の評価を行った。図 4.10 にその評価のための回路を示す。所望信号と抑圧されたイメージ信号を合成して復調を行い、SER(Symbol Error Rate) を使って評価した。

評価方法は、SER が 0 となるイメージ信号の最大振幅と所望信号の振幅との比を求め、その結果を実験結果と比較した。評価サンプル数は 10000 サンプルである。ADC と DAC の規格については論文 [2] にあるものを参考にした。

ただし、実験結果は電力比なのに対し SER の評価は電圧比が用いられるので、式 (4.1) を用いて最大電圧振幅比 x からイメージ抑圧比 y dBm を計算して、その結果を実験値と比較をした。その結果を表 4.5 ~ 4.7 に示す。

ただし OFDM については最も抑圧比の悪いサブキャリアのものを実験値とした。

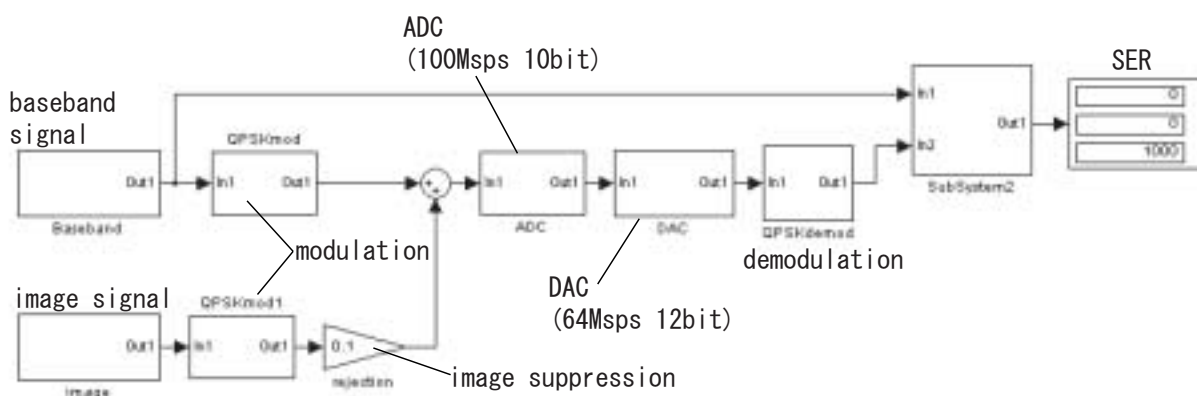


図 4.10: simlink の評価回路

$$y = 20 \log x \quad (4.1)$$

表 4.5: 変調波 (2 キャリア) の実験

出力 f_c	イメージ抑圧比 (実験値)	最大電力比
7MHz	24dBm	3.8dBm
13MHz	20dBm	7.5dBm

表 4.6: 変調波 (4 キャリア) の実験

出力 f_c	イメージ抑圧比 (実験値)	最大電力比
6.5MHz	22.2dBm	5.9dBm
7.5MHz	16.8dBm	6.9dBm
12.5MHz	18.1dBm	9.6dBm
13.5MHz	18.6dBm	10.5dBm

表 4.7: OFDM 信号

	イメージ抑圧比 (実験値)	最大電力比
LSB	14.7dBm	5.9dBm
USB	12.5dBm	6.9dBm

表 4.5 ~ 4.7 の結果より 4.1 節の実験結果から得られたイメージ抑圧比であれば、復調が可能であることが確認できた。つまり、実験結果の SER はシミュレーション上では 10^{-4} 以下であることが証明された。実際の回路ではイメージ以外の雑音の影響などもあり、また送信側の ADC や受信側の DAC のサンプリング周波数などにもよって必要なイメージ抑圧比が変化するので、復調に必要な最低限の抑圧比というわけではなく、できる限り大きなイメージ抑圧比が得られることが望ましいと考えられる。

4.3 第 2 イメージ抑圧実験

2 章より、本研究の回路は従来のウェーバー式イメージ抑圧受信回路と比べて第 2 イメージの抑圧が容易である。その理由は以下の図 4.11 で説明する。

第 2 イメージは第 1IF 段でイメージ除去フィルタを使うことで抑圧する事ができる。従来のウェーバー法のスペクトルの周波数推移は図 4.11 左のようなダブルダウンコンバージョンであるため、第 1IF 周波数は高い周波数に設定される。従来法に対し、本手法は最初のダウンコンバージョンで第 1IF 周波数が DC 付近になる (図 4.11 右)。第 1IF において信号帯域の中心周波数が DC までダウンコンバートされる本手法に比べ、信号帯域の中心周波数がある程度高い周波数となる従来法の方が第 2 イメージ信号を十分抑圧するために Q 値の高いフィルタが必要となる。よって本手法の回路の方が低い Q 値のフィルタでも十分な第 2 イメージ抑圧比が得られるので、第 2 イメージ抑圧が容易になる。

本節では従来法の回路と比較することで第 2 イメージの抑圧比の違いを確認する。

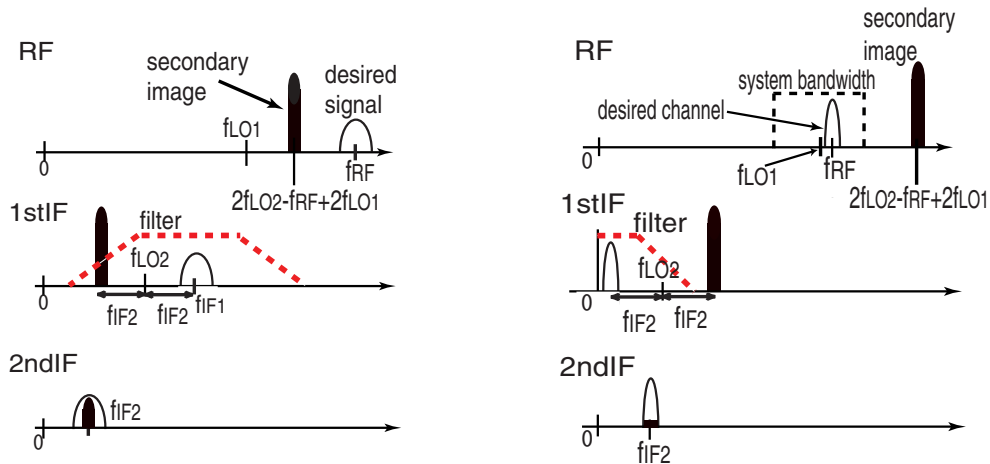


図 4.11: 第 2 イメージ抑圧 左:従来法 右:本手法

4.3.1 実験周波数の設定

図 2.8 より本手法における第 2 イメージ周波数の存在する周波数帯域は 4.970 ~ 4.980GHz となる。表 4.8 に所望信号帯域と第 2 イメージ信号の周波数帯域の周波数変換を示す。

表 4.8: 周波数変換表 (第 1LO=4.995GHz, 第 2LO=10MHz)

	RF	第 1IF	出力周波数
所望信号	4.990-5GHz	0-5MHz	5-15MHz
第 2 イメージ信号	4.970-4.980GHz	15-25MHz	5-15MHz

表 4.8 より第 2 イメージは所望信号と同じ出力周波数帯に変換されることがわかる。第 2 イメージ信号を除去するには 2 回目の周波数変換の前に所望信号周波数を通過して第 2 イメージ信号の周波数を減衰するようなイメージ除去フィルタを用いればよい。そこで図 4.12 のように第 2 ミキサの前段にカットオフ周波数 $f_{cut}=6\text{MHz}$ のフィルタを挿入した。フィルタは Mini Circuits 社製の同軸フィルタ SLP-5 を用いた。SLP-5 の規格を表 4.9 に示す。これは $f_{cut}=6\text{MHz}$ の 9 次バターワース型 LPF とほぼ等価な減衰特性である。

表 4.9: LPF の規格

通過帯域	$f_{cut}(\text{loss}=3\text{dB})$	$\text{loss}\geq 20\text{dB}$	$\text{loss}\geq 40\text{dB}$
DC-5MHz	6MHz	8-10MHz	10-200MHz

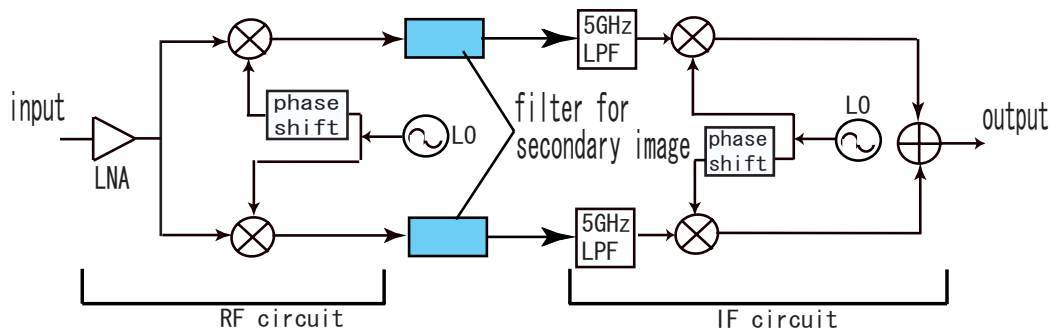


図 4.12: イメージ除去回路

従来法の回路の RF と IF 周波数は表 4.10 のように定めた。従来法の回路は第 1IF を $40 \pm 5\text{MHz}$ で出力周波数が $10 \pm 5\text{MHz}$ のダブルダウンコンバージョン回路とした。所望信号帯域は 10MHz である。

表 4.10: 周波数変換表 (第 1LO=4.995GHz, 第 2LO=30MHz)

	RF	第 1IF	出力周波数
所望信号	5.030-5.040GHz	35-45MHz	5-15MHz
第 2 イメージ信号	5.010-5.020GHz	15-25MHz	5-15MHz

従来法の回路も第 2 ミキサの前段にフィルタを置くことで第 2 イメージ信号を抑圧することができる。表 4.9 より従来法の回路の第 2 イメージ抑圧フィルタは $f_{cut}=34\text{MHz}$ の HPF(High Pass Filter) とした。比較のため、HPF は 9 次バターワース型と等価なものを使用した。

4.3.2 実験

従来法の回路と本手法の回路にそれぞれ所望信号と第 2 イメージ信号を入力して実験を行った。入力信号については正弦波信号、QPSK 変調波信号 (1 キャリア)、QPSK 変調波信号 (2 キャリア)、OFDM 信号の 4 つの信号を用いた。第 2 イメージ信号は所望信号より出力レベルを約 30dBm (OFDM 信号は約 15dBm) 大きくして入力した。表 4.11、表 4.12 に入力した信号の周波数とその周波数変換を示す。

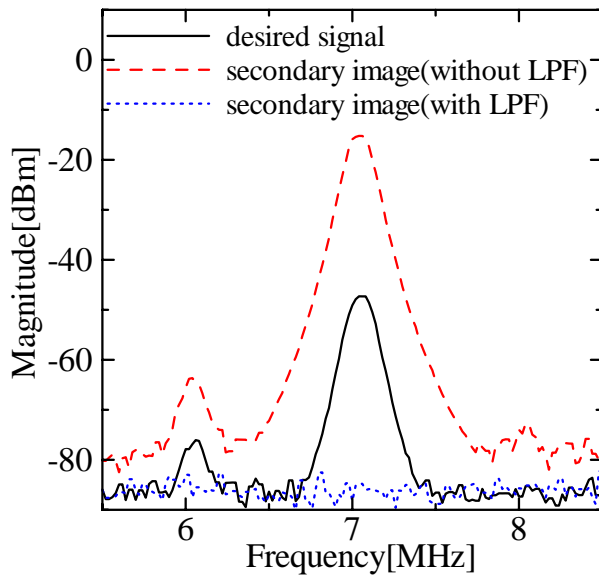
表 4.11: 本手法の第 2 イメージ実験の入力信号と周波数変換

信号		RF 周波数	第 1IF 周波数	出力周波数
正弦波	所望信号	4.992GHz	3MHz	7MHz
	イメージ信号	4.978GHz	17MHz	7MHz
300kspsQPSK (1 キャリア)	所望信号 f_c	4.992GHz	3MHz	7MHz
	イメージ信号 f_c	4.978GHz	17MHz	7MHz
300kspsQPSK (2 キャリア)	所望信号 f_c	4.9915GHz	3.5MHz	6.5MHz
		4.9925GHz	2.5MHz	7.5MHz
	イメージ信号 f_c	4.9775GHz	16.5MHz	6.5MHz
		4.9785GHz	17.5MHz	7.5MHz
OFDM 信号	所望信号	4.9915-4.9945GHz	0.5-3.5MHz	6.5-9.5MHz
	イメージ信号	4.9755-4.9785GHz	16.5-19.5MHz	6.5-9.5MHz

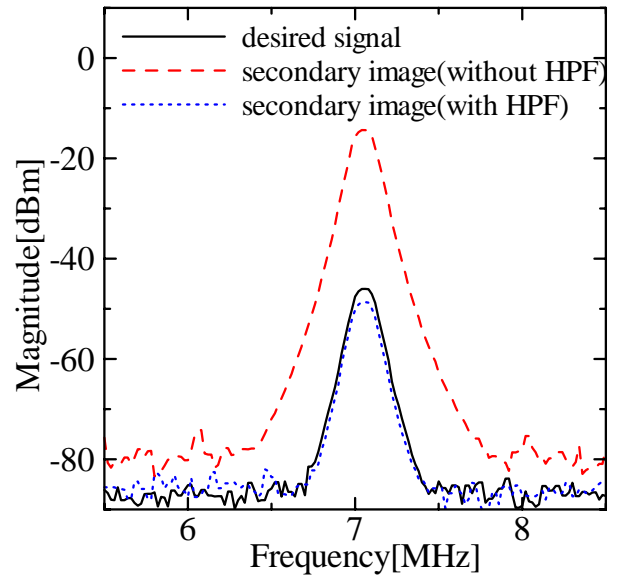
表 4.12: 従来法の第 2 イメージ実験の入力信号と周波数変換

信号		RF 周波数	第 1IF 周波数	出力周波数
正弦波	所望信号	5.032GHz	37MHz	7MHz
	イメージ信号	5.018GHz	23MHz	7MHz
300kspsQPSK (1 キャリア)	所望信号 f_c	5.032GHz	37MHz	7MHz
	イメージ信号 f_c	5.018GHz	23MHz	7MHz
300kspsQPSK (2 キャリア)	所望信号 f_c	5.0315GHz	36.5MHz	6.5MHz
		5.0325GHz	37.5MHz	7.5MHz
	イメージ信号 f_c	5.0185GHz	23.5MHz	6.5MHz
		5.0175GHz	22.5MHz	7.5MHz
OFDM 信号	所望信号	5.0315-5.0345GHz	36.5-39.5MHz	6.5-9.5MHz
	イメージ信号	5.0155-5.0185GHz	20.5-23.5MHz	6.5-9.5MHz

これらの実験結果スペクトル特性をを図 4.13 ~ 図 4.16 に示す。本手法の回路が入力した第 2 イメージ信号をほぼ完全に抑圧できた。それに対し、従来法の回路の抑圧比はおよそ 30dBm であり、第 2 イメージ信号を十分抑圧することができていないことがわかった。図 4.13 ~ 図 4.16 の結果から、本手法の回路の方が優れた第 2 イメージ抑圧比が得られるということがわかり、従来法が本手法と同じくらいのイメージ抑圧比を得るにはもっと高い Q 値のフィルタが必要となるということが確認できた。

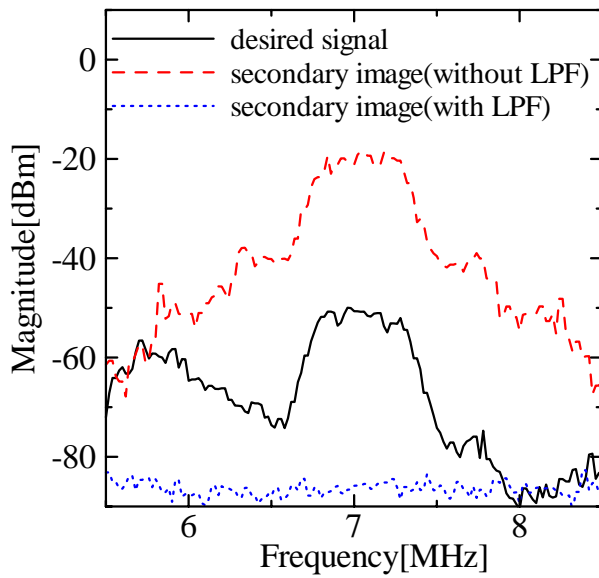


(a) 本手法

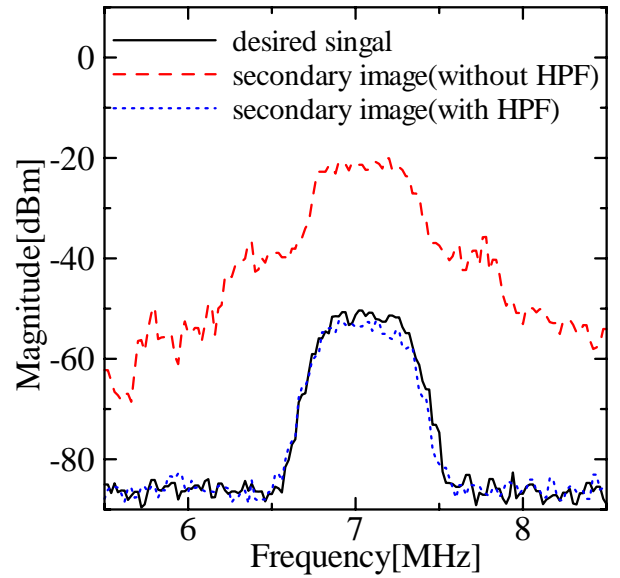


(b) 従来法

図 4.13: 正弦波の出力スペクトル

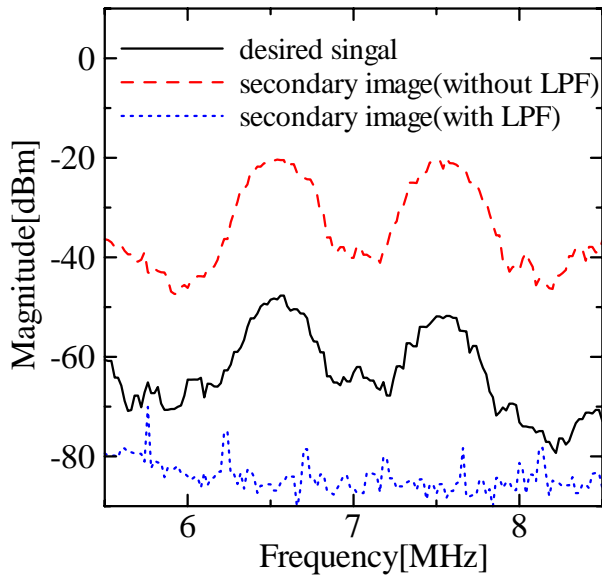


(a) 本手法

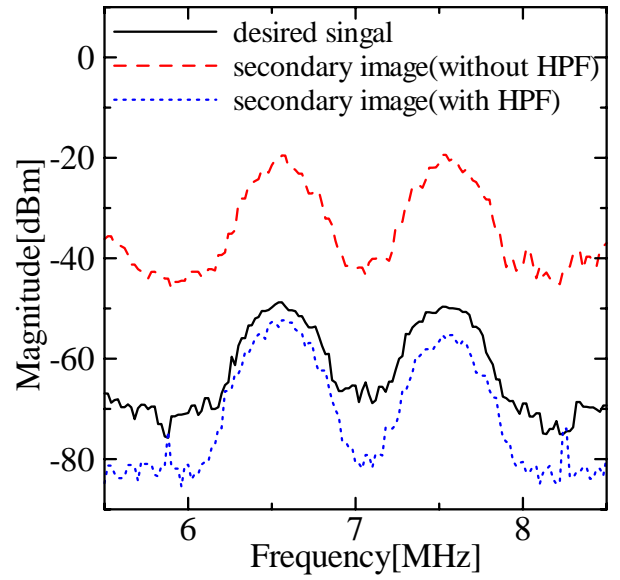


(b) 従来法

図 4.14: 変調波の出力スペクトル (1 キャリア)

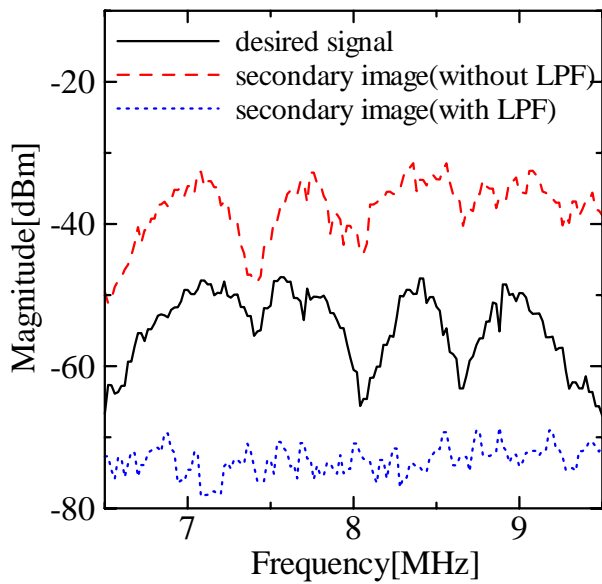


(a) 本手法

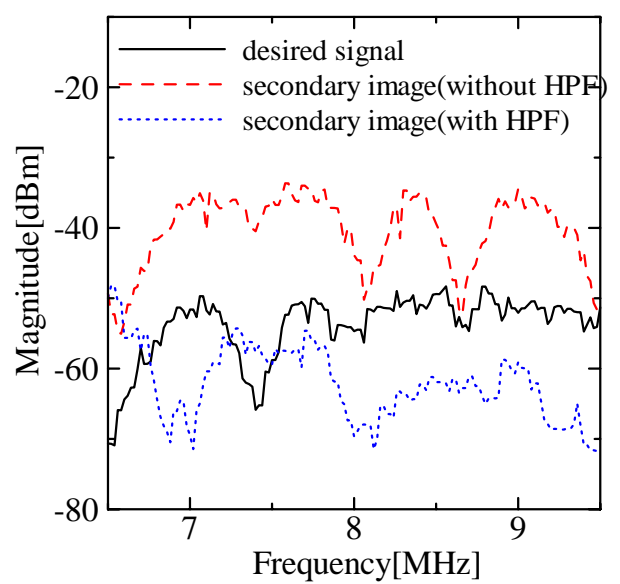


(b) 従来法

図 4.15: 変調波の出力スペクトル (2キャリア)



(a) 本手法



(b) 従来法

図 4.16: OFDM 信号の出力スペクトル

ここで従来法の回路が本手法の回路と同じ第2イメージ抑圧量を得るために必要なフィルタの次数を求めた。方法は次のとおりである。周波数軸上で所望帯域から最も近い第2イメージ信号の周波数 f_x とする。表4.8より本手法の回路の $f_x=15\text{MHz}$ であり、表4.10より従来法の回路の $f_x=25\text{MHz}$ となる。本手法の f_x における抑圧量を求め、その抑圧量から従来法の回路が同じ抑圧量を得るのに必要なフィルタの次数を計算から求める。

測定した結果、本手法の第2イメージ抑圧に用いた同軸フィルタ SLP-5 の 15MHz における減衰量はおよそ 72dB であったので、本手法の f_x における第2イメージ抑圧比は 72dB である。従来法の回路で第2イメージ抑圧に用いた $f_{cut}=34\text{MHz}$ のバターワース型 HPF が $f_x(=25\text{MHz})$ において 72dB の減衰量を得られれば、従来法の回路は本手法の回路と同等の第2イメージ抑圧比が得ることができる。フィルタの次数 n と減衰量 $Att_{dB}[\text{dB}]$ には次の式 (4.2) のような関係にある。

$$Att_{dB} = 10\log\left[1 + \left(\frac{2\pi f_{cut}}{2\pi f_x}\right)^{2n}\right] \quad (4.2)$$

ただし、 f_{cut} =フィルタのカットオフ周波数 [Hz]、 f_x =減衰量の求めたい周波数 (所望帯域に最も近い第2イメージ周波数)[Hz] である [16]。

式 (4.2) に $Att_{dB} = 72$ 、 $f_{cut}=34\text{MHz}$ 、 $f_x=25\text{MHz}$ を代入して式を逆算すると、 $n=27$ となった。よって 25MHz において 72dB の減衰量を得るために必要なバターワース型 HPF の次数は 27 ということになる。SLP-5 が9次のフィルタとほぼ等価な減衰特性なので、従来法の回路が本手法と同じ第2イメージ抑圧比を得るには3倍の次数のフィルタが必要ということになる。

以上より従来法に比べ低次のフィルタで同じイメージ抑圧量が得られる本手法の方が高い第2イメージ抑圧比を得ることが容易であるということが確認できた。

第 5 章

結論

本研究ではマルチモード 端末を想定したソフトウェア無線機のフロントエンド部としてウェーバー式イメージ抑圧法を用いた広帯域ダイレクトコンバージョン回路の提案をした。提案手法は従来のウェーバー法と異なり、所望帯域の中心に第 1 局部発振器 (LO) 周波数を位置させることにより第 1LO より周波数が高い所望帯域と低い所望帯域が互いにイメージ信号となり、干渉しあう。そして、第 2 ミキサによって干渉しあっていたこれらの信号が第 2LO 周波数前後の帯域に別々に出力させることができる構成とした。

その回路を回路シミュレータ Microwave Office を用いて設計を行い、誘電体基盤やチップ部品などを用いて各種素子の製作を行った。製作した素子から受信機を製作を行い、正弦波信号を用いてイメージ抑圧実験を行った結果、第 2LO 周波数 (10MHz) より低い周波数帯においてはイメージ抑圧比は 24dBm、第 2LO より高い周波数帯においてはイメージ抑圧比は 20dBm という結果になった。

変調波を用いた実験も行った。その結果、変調波 2 キャリアにおいては正弦波信号と同じ結果が得られたが、4 キャリアにおいては 2 キャリアのときに比べ高周波側、低周波側共に若干抑圧比が悪化してしまった。更に OFDM 信号を用いて実験を行った結果 LO 付近の抑圧比が不安定であり、LO 周波数から離れるほど抑圧比が良くなっていることがわかった。

得られた実験結果の値を用いて Matlab の simlink で評価を行った。その結果、得られたイメージ抑圧比は所望信号の復調には十分な抑圧比であることがわかった。

本研究の手法と従来のウェーバー法の回路との比較を行うために第 2 イメージの抑圧実験を行った。その結果、同じ次数のフィルタを用いた場合、従来法よりも本手法のほうが良好な抑圧比が得られた。このことにより本手法は従来のウェーバー法よりも第 2 イメージ信号の抑圧が容易にできることを確認した。

今後の課題として、位相やゲインの誤差を少なくすることによるイメージ抑圧比の改善、LO 付近のイメージ抑圧比の安定、低周波ミキサのスプリアスの抑制などがあげられる。

謝辞

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

また研究生生活を共に過ごした新井研究室、市毛研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 吉田 弘、加藤 貴之、富沢 武司、大高 章二、鶴見 博史、”ダイレクトコンバージョン及び Low-IF 方式を用いたソフトウェア無線機受信系の構成と試作評価”、電子情報通信学会論文誌、2001/7 Vol. J84-B NO.7、pp.1216-1225
- [2] 鈴木 康夫、荒木 純道、”ソフトウェア無線機とその国内における開発の現状”、電子情報通信学会論文誌、2001/7 Vol. J84-B NO.7、pp.1120-1128
- [3] 河野隆二、春山真一郎、”ソフトウェア無線の現状と将来”、電子情報通信学会論文誌、2001/7 Vol. J84-B No.7 pp.1112-1119
- [4] 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、2003
- [5] H. Tsurumi, H.Yoshida, T. kato, S. Otaka, H. Tanimoto and Y. Suzuki, ”Broadband and Flexible Architecture for Software Defined Radio Terminal Using Direct Conversion and Low-IF Principle”,IEICE TRANS. COMMUN., VOL.E83-B, NO.6, pp.1246-1252 JUNE 2000,
- [6] Nora Yan, ”On-chip image rejection techniques for RF receivers” University of Toronto、2001
- [7] 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
- [8] 溝呂木 上、“ Low-IF 方式受信機に関する研究 ”、平成 13 年卒業論文
- [9] 市川 裕一 他、”GHz 時代の高周波回路設計”、CQ 出版株式会社、2003
- [10] Peter S. Hall, Peter Gardner and Guozhong. MA, ”Active Integrated Antennas” ,IEICE TRANS. COMMUN., VOL.E85-B, NO.9, pp.1661-1667 SEPTEMBER 2002,
- [11] 小西良弘、”マイクロ波技術講座第 3 巻”、ゲイラボ出版社、2001
- [12] 吉田 武、”高周波回路設計ノウハウ”、CQ 出版株式会社、1985

- [13] 小西良弘、”マイクロ波技術講座第2巻”、ゲイラボ出版社、1995
- [14] 川島宗也、林等、中川匡夫、荒木克彦、”ダイレクトコンバージョン用広帯域直交ミキサの送受信特性”、信学技報、2001
- [15] 上田健二、尾知博、”OFDMシステム技術とMATLABシミュレーション解説”、トリケップス社、2002
- [16] 森栄二、”LCフィルタの設計&製作”、CQ出版株式会社、2001

発表文献

- [1] 梅原, 新井, “ 広帯域ダイレクトコンバージョン受信機のイメージ除去の一検討 ”
電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-14, 2003