

卒業論文

Low-IF 方式受信機に関する研究

Reserch of Low-IF Receiver

指導教官 新井 宏之 助教授

平成 14 年 2 月 28 日提出

横浜国立大学 工学部 電子情報工学科

9844137 溝呂木 上

要約

現在、送受信機の構成にはスーパーヘテロダイン方式が広く用いられている。この方式は、イメージ信号を除去でき、受信感度に優れるが、各周波数ごとに中間周波数 (IF) に対しての IF フィルタや IF ミキサ等の IF 段が 3 段程度必要となってしまう回路が大きくなってしまいうため、小型化が困難である。

一方、IF 段を省略して、大幅に部品点数を削減できるダイレクトコンバージョン受信方式が見直されている。この方式は小型化、集積化に適しているが、DC オフセットや $1/f$ 雑音特性などの欠点がある。

本論文では、Low-IF 受信方式について検討した。この方式は構成要素的にはスーパーヘテロダイン方式と変わらないが、IF 周波数をより低くしたものである。この方式では IF 周波数が低いので、スーパーヘテロダイン方式では 3 段必要とした IF 段の段数を少なくすることが可能であり、部品数を削減でき、集積化が困難な IF フィルタが不要なので、IC 化を図ることができる。また、RF と LO の周波数が非常に近いため、回路における整合の面などからも同一周波数と考えて設計を行うことができる。検波信号に DC 成分を含まないので、ダイレクトコンバージョン方式における最大の問題である DC オフセットによる影響も小さい。

本研究では、マイクロ波回路シミュレータにより Low-IF 受信機の受動素子としてマイクロストリップ線路を用いて低域通過フィルタ (LPF)、ウィルキンソン型電力分配器、直流バイアス回路を設計及び製作を行い、能動素子として低雑音増幅器 (LNA)、アクティブミキサを設計及び製作した。そして、これらの素子を用い Low-IF 受信機を設計し、その特性を調べた。本実験において製作した Low-IF 受信機の変換利得は最大で約 26[dBm] であった。

製作した受信機の性能を調べるために、最も一般的な送受信方式であるスーパーヘテロダイン受信方式による受信機と共に、同一の変調をかけた RF 信号を受信する実験を行い、出力された IF 信号の波形をスペクトラムアナライザ及びオシロスコープを用いて出力と波形を比較することで受信機の特性を確認した。これらの結果より、スーパーヘテロダイン方式よりも IF 段が削減でき、小型化が図れることを確認できた。

目次

第1章	序論	1
1.1	次世代移動通信	1
1.2	Low-IF 受信方式	1
第2章	受動素子の設計	4
2.1	序論	4
2.1.1	設計方針	4
2.1.2	Sパラメータ解析	5
2.1.3	マイクロストリップ線路	5
2.2	LPFの設計	5
2.3	バイアス回路	9
2.4	ウィルキンソン型電力分配器の設計	12
第3章	能動素子の設計	15
3.1	序論	15
3.1.1	雑音	15
3.2	LNAの設計	16
3.3	ミキサの設計	21
第4章	Low-IF 受信機の設計及び検討	27
4.1	Low-IF 受信機の設計	27
4.2	Low-IF 受信機とスーパーヘテロダイン受信機の比較実験	32
4.2.1	実験システムの構成	32
第5章	結論	37
	謝辞	38
	参考文献	39

第 1 章

序論

1.1 次世代移動通信

移動通信システムは、アナログ信号を用いた第 1 世代、デジタル信号を用いた第 2 世代と進化を遂げ、第 3 世代の IMT-2000(International Mobile Telecommunication 2000) においては使用周波数は 2GHz 帯を用い、映像や音声を含む全てのマルチメディアデータ通信が行なえるだけのデータ転送速度を持つ。現在では、さらに次の世代の第 4 世代の移動通信システムの研究が盛んになってきている。この第 4 世代は転送速度の向上、使用者の増加に伴う帯域の確保などが目的とされ、より高周波帯での通信となり、現在では 3,5,8GHz 帯が有力とされている。本実験では、研究結果が他の周波数帯にも応用可能であることより 8GHz 帯を用いての Low-IF 受信機の検討を行った。

1.2 Low-IF 受信方式

現在の受信方式としては、図 1.1 に示すスーパーヘテロダイン受信方式が主流となっている。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) にまで落とす。さらにこの IF を増幅回路により増幅する。この操作を数回繰り返すことにより所望の周波数に変換して所望の信号を得る方式を取っている。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、さらに 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いう欠点がある。

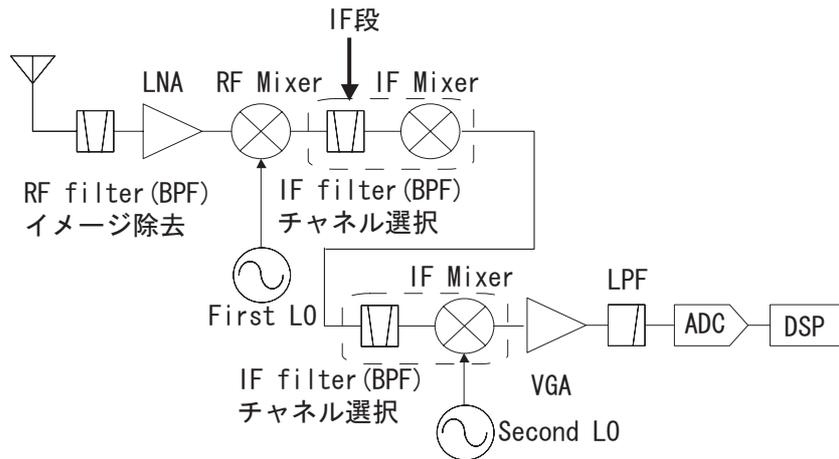


図 1.1: スーパーヘテロダイン受信方式

一方、IF 段を削減し回路の小型化を図ったものに、図 1.2 に示すダイレクトコンバージョン (ゼロ IF) 受信方式がある。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受信方式である。そのため、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となる。

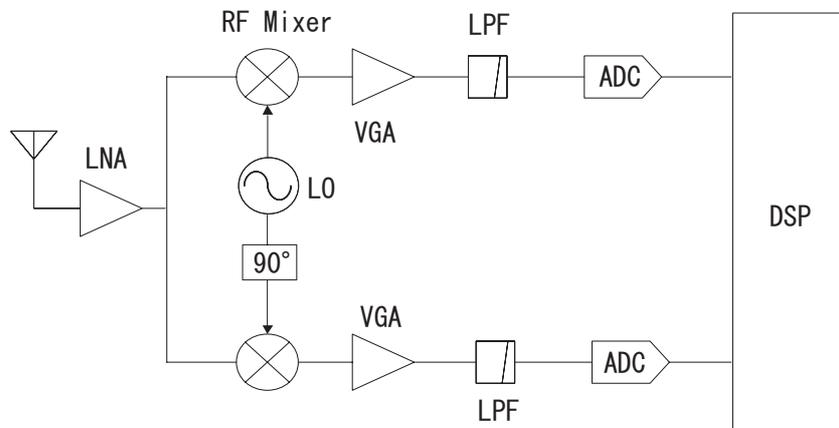


図 1.2: ダイレクトコンバージョン受信方式

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。

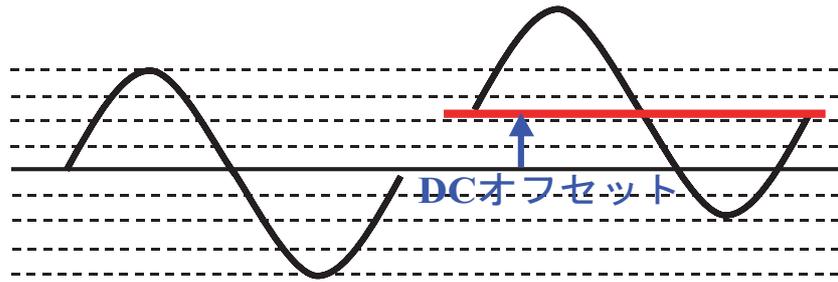


図 1.3: DC オフセット

これらの問題を踏まえ、本実験では Low-IF 受信方式について検討した。この方式は構成要素的にはスーパーヘテロダイン方式と変わらないが、IF 周波数をより低くすることで一般的なスーパーヘテロダイン方式では 3 段程度必要とする IF 段の段数を減らすことで部品数を削減することができ、小型化を図ることができる。また、本実験で使用する RF 周波数と LO 周波数が非常に近い周波数なので、回路の整合などの面からも同一周波数と考えて設計を行うことが可能であるという利点があり、ダイレクトコンバージョンにおける最大の問題点である DC オフセットによる影響も小さくてすむ。特に、これから主流になっていくと思われる複数のサービスに対応し、複数の周波数帯を持つマルチバンド携帯電話には、スーパーヘテロダイン方式はサービスごとに異なる RF 周波数に対し、最適な IF 段が複数必要なため回路が大きくなってしまいうので、Low-IF 方式がより適していると思われる。また、IF 周波数が低いので、デジタル信号処理が利用できるという点でも Low-IF 方式がより適していると思われる。

本論文は以下の通りに構成している。

2 章では受動素子 (低域通過フィルタ (LPF), バイアス回路, ウィルキンソン電力分配器) の設計及び製作を行い、3 章では HJ-FET を用いた能動素子 (低雑音増幅器 (LNA), アクティブミキサー) の設計及び製作を行った。4 章では前章までに製作した素子を用いて Low-IF 受信機の設計及び製作を行い、この受信機と受信実験を行い、現在の送受信において一般的に使用されている方式であるスーパーヘテロダイン方式の受信機による受信結果と比較を行い受信機としての特性を確かめた。5 章はまとめとこれからの課題とした。

第 2 章

受動素子の設計

2.1 序論

本章では、マイクロストリップ線路を用いた設計における基本的な知識及び Low-IF 受信機を構成する際に必要となる受動素子の設計手順とその理論的な裏付けを述べる。設計には誘電率 $\epsilon_r=2.6$ 、厚さ $0.8[\text{mm}]$ 、 $\tan \delta=0.0025$ のテフロン誘電体基板を用いた。8.45[GHz] における $\lambda_g/4=5.9312[\text{mm}]$ 、 50Ω における線路幅は $2.2334[\text{mm}]$ として設計を行った。

2.1.1 設計方針

Low-IF 受信機の設計をするにあたって、この受信機の設計に必要な素子を回路シミュレータ (Microwave Office 2000) を用いてそれぞれ設計し実験を行うことでその特性を確かめた。周波数が高くなると、実際に製作した回路の実験値とシミュレータの解析値が一致しにくいと言われている。この理由としては、マイクロストリップ回路は信号の位相を利用した技術を良く用いるが、周波数が高くなると回路の大きさに対して、波長が短くなるため製作における回路の大きさの誤差の影響が大きくなることや、使用しているシミュレータの回路モデルが高周波での解析に対して適切ではない部分があることなどが考えられる。従って、本論文での回路の設計では、なるべくシンプルな構造で、多少の周波数的なずれが生じてとも良いように、所望の特性を示す帯域がなるべく広くなるような設計を行った。

2.1.2 Sパラメータ解析

高周波において、Z行列あるいはY行列等では理想的な開放や短絡状態を作ることが難しく、また電圧や電流を測定することも難しい。そのため、これらの問題を解決するためSパラメータという回路網特性の表記法が導入された。

Sパラメータは以下のように定義される。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

ここで、 a_1 、 a_2 は入射電圧、 b_1 、 b_2 は反射電圧である。この式から S_{11} および S_{21} は、(式 2.1) で $a_2 = 0$ とすることによって求められ、 S_{12} および S_{22} は、(式 2.1) で $a_1 = 0$ とすることによって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。このため、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ることができる。

このように、Sパラメータを用いることによってマイクロ波回路の各端子の特性を容易に調べることができる。今回の受信機の素子の設計には全てこのSパラメータを用いて設計した。

2.1.3 マイクロストリップ線路

マイクロストリップ線路は、損失は多いが基板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。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基本的な特性として、特性インピーダンスが線路幅に依存する、先端が短絡の場合は線路長が 0 から $\lambda_g/4$ の間ならば誘導性を、それを越すと容量性を示し、 $\lambda_g/4$ ちょうどでは開放と同じことになる (先端が開放の場合は逆の特性を示す) 等があげられる。これらの特性は、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とる場合に等用いられる。

2.2 LPF の設計

所望の IF 信号のほかに LO リーク等の不要波が存在すると、それがノイズとなってしまう。これらの不要波を抑制するために LPF を設計

した。

マイクロストリップを用いたフィルタの特徴は、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ことである。また、線路の損失が大きいため急峻な特性を得にくいという特徴がある。

本論文における受信機はRF周波数を8.45[GHz]、LO周波数を8.44[GHz]とし、10[MHz]のIF周波数をとりだす方式とした。このため、10[MHz]付近の低い周波数を損失なく通し、8.45GHz付近及びその倍周波数17GHz付近の高調波を抑制するフィルタを設計した。

設計においては、スタブの長さを8.45[GHz]、17[GHz]での $\lambda_g/4$ 線路程度として最適化を行い、このスタブをキャパシタ成分として用いたものと高インピーダンス線路をインダクタ成分として用いたものを用いてLCのLPFを製作した。製作した回路のレイアウトを図2.1に示す。[8.45]GHz,17[GHz]におけるそれぞれの $\lambda_g/4$ は5.9312[mm], 2.97[mm]であり、図のL1の値は5[mm],L2の値は2.3[mm]と若干短くなり、キャパシタンス成分を示している。図のL3,L4の高インピーダンス線路はインダクタンス成分として機能しており、それぞれ5[mm],6.5[mm]となっている。等価回路を図2.2に示す。製作したLPFの周波数特性を図2.3、2.4に示す。このLPFでは10MHz付近ではほぼ損失がなく、8.45[GHz]、17[GHz]での高調波はそれぞれ-26[dB]、-30[dB]程度抑制されている。

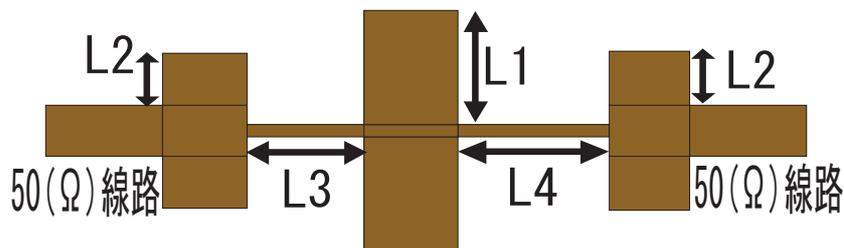


図 2.1: 設計した LPF

L1=5[mm],L2=2.3[mm],L3=5[mm],L4=6.5[mm]

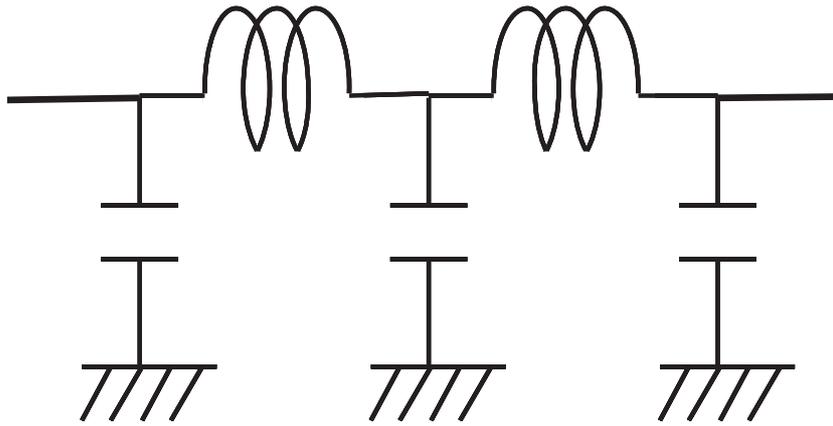


図 2.2: 設計した LPF の等価回路

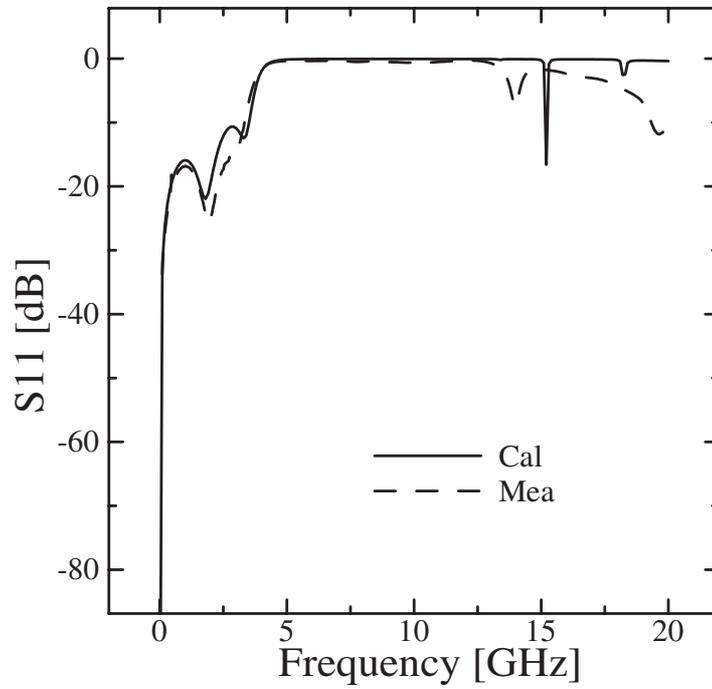


図 2.3: LPF の周波数特性 (S11)

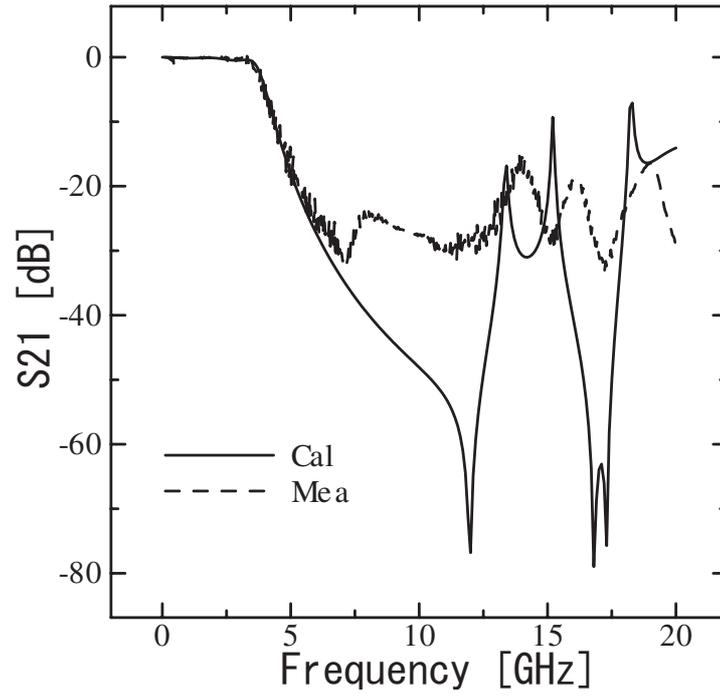


図 2.4: LPF の周波数特性 (S21)

2.3 バイアス回路

FETに直流バイアスを与えるために、バイアス回路を製作した。バイアス回路設計の基本的な方針は、可能な限り高周波特性に対して影響を与えることなく、損失無く所望の直流電力を供給することである。バイアス回路の一例を図2.5に示す。図2.5のL1及びL2の値は8.45[GHz]における $\lambda_g/4=5.93$ [mm]。また、L1の線路の幅は0.5[mm]とした。図2.5のC1はDCカットに用いた5[pF]の積層セラミックコンデンサである。

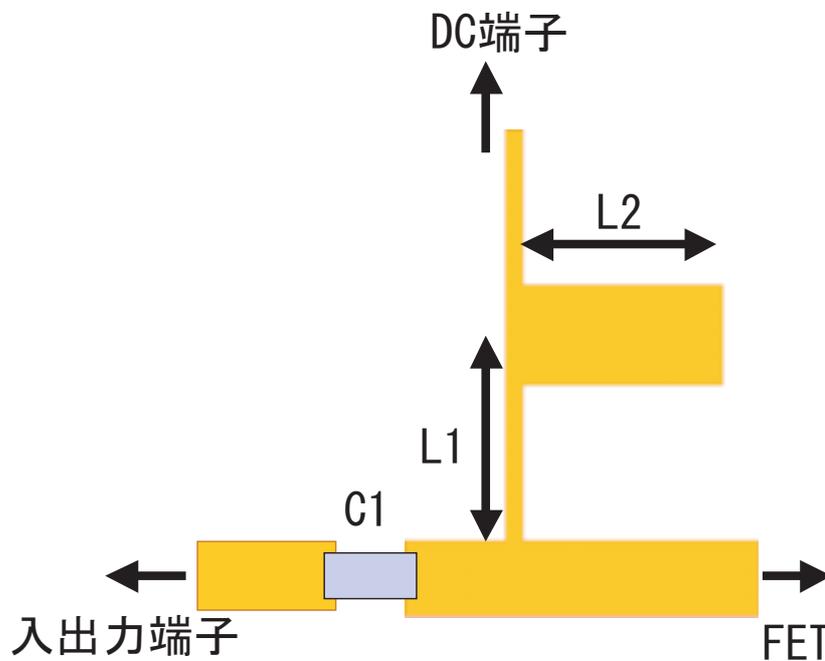


図 2.5: バイアス回路の一例

L1=5.93[mm],L2=5.93[mm]

図2.5のようにバイアス回路は、伝送線路よりDC端子方向へ $\lambda_g/4$ の部分(L1)に長さ $\lambda_g/4$ のオープンスタブ(L2)が接続される構造になっている。 $\lambda_g/4$ のオープンスタブの接合部は、中心周波数において高周波的に接地されているとみなすことができるので、高周波的にはL1の線路は $\lambda_g/4$ のショートスタブの線路と等価と考えられるので開放とみなせる。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、L2のオープン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。また、L1の線路幅は狭いほど、つまり高インピーダンスであるほど阻止帯域が広

帯域となり、オープンスタブ $L2$ の線路幅は広いほど、つまり低インピーダンスであるほど広帯域となる。また、直流がマイクロ波に影響を与えないように直流を阻止する回路が必要であり、本実験ではチップコンデンサを挿入して DC カットを行っている。このチップコンデンサの値が大きすぎると高周波信号に影響を与えてしまう。従って、8.45[GHz] の高周波に与える影響が小さく、また十分な DC カットが行えるように $1/\omega C$ が $10[\Omega]$ 台であり、チップコンデンサの大きさが大きいと Q 値が高くなり、L 成分が大きくなってしまいますので、入手可能で、かつ小型である $5[\text{pF}]$ のものを用いた。

図 2.6 に製作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、長さ $\lambda_g/4$ のオープンスタブ ($L2$) を長さ $\lambda_g/4$ よりも多少短い扇形のスタブで等価的に置き換えている。 $L1$ の値は $\lambda_g/4=5.93[\text{mm}]$ 、 $L2$ の値は $4.9[\text{mm}]$ である。 $C1$ は DC カットとして $5[\text{pF}]$ の積層セラミックコンデンサを用いている。

具体的な設計方針としては、図の $L1$ に製作可能な範囲で最も高インピーダンスな線路である線幅 $0.5[\text{mm}]$ の線路を用いたうえで、使用する周波数においてなるべくリターンロス $S11$ が少なく、透過特性 $S21$ が $0[\text{dB}]$ に近くなるように設計した。解析値及び実験値を図 2.7、2.8 に示す。製作したバイアス回路は整合面においては $S11$ が $-10[\text{dB}]$ 程度であったが、回路における損失は $1[\text{dB}]$ 程度に抑えることができた。この損失は、回路の実装損と考えられる。

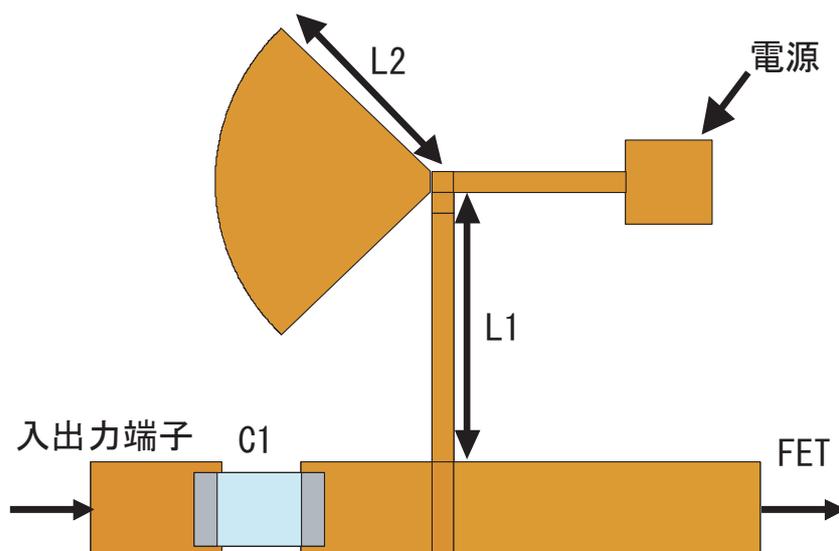


図 2.6: 製作したバイアス回路

$L1=5.93[\text{mm}]$, $L2=4.9[\text{mm}]$

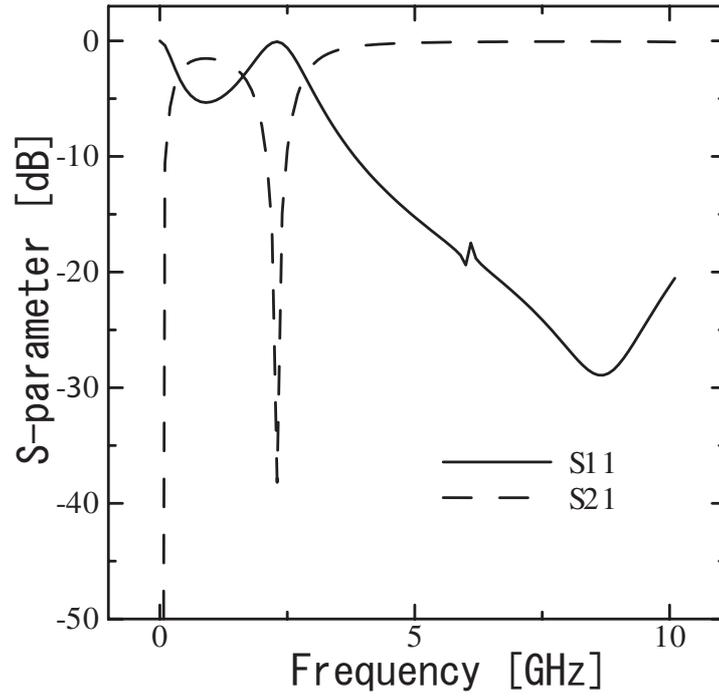


図 2.7: バイアス回路の周波数特性 (解析値)

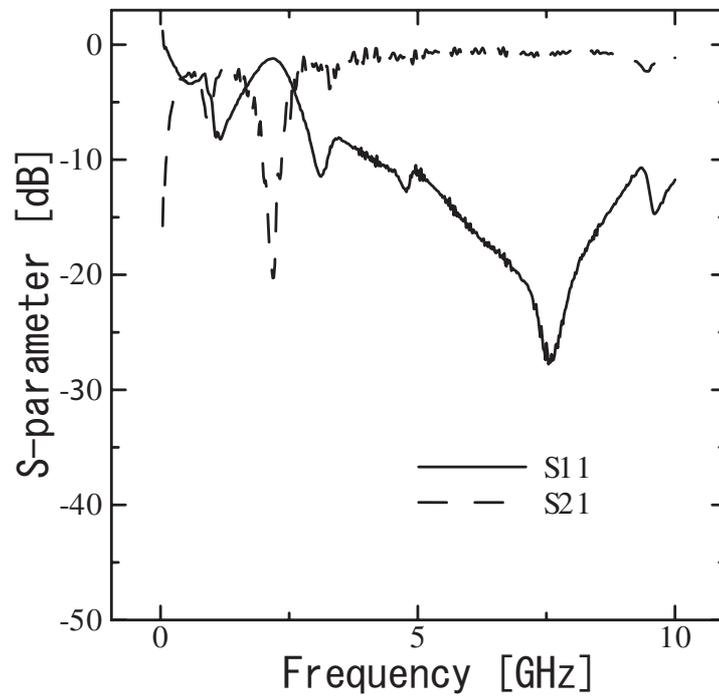


図 2.8: バイアス回路の周波数特性 (実験値)

2.4 ウィルキンソン型電力分配器の設計

本実験では、出力端子間でのアイソレーションを実現できる点や構成が非常に簡単であることより、ミキサー部分にてRF周波数とLO周波数を合成する回路として、ウィルキンソン型電力等分配器を用いた。ウィルキンソン型電力分配器は、高周波信号を複数の出力に分配するためにも用いられるが、今回は複数の高周波信号をひとつの出力とするため合成器として用いた。

図 2.9 はウィルキンソン型電力分配器の伝送線路モデルである。図 2.9 において入力 は n 個に分配され、特性インピーダンス W を持つ $\lambda_g/4$ 変成器を通してそれぞれの出力端子に分配される。いま、出力端子に接続される負荷抵抗を R_L とすると、 $\lambda_g/4$ 変成器の入力側の端から負荷側のインピーダンスを見ると $W^2/R_L[\Omega]$ となる。これが n 個並列に接続されるので、共通点より負荷側をみたインピーダンスは W^2/nR_L となる。高周波源と整合をとるためには $R_g = W^2/nR_L$ より、

$$W = \sqrt{nR_LR_g} \quad (2.2)$$

という条件が必要となる。

また、図 2.9 の各ブランチ間の抵抗は各出力端子間の十分なアイソレーションを取るために吸収抵抗として用いられている。図 2.10 に示す本実験において設計した分配器ではこの吸収抵抗 R_1 を $Z=2Z_0$ として製作した。 L_1 の値は $\lambda_g/4=5.93[\text{mm}]$ とした。この分配器は、 $R_L=R_g=Z_0=50[\Omega]$ であるから式より L_1 の $\lambda_g/4$ 線路の特性インピーダンス W は、

$$W = \sqrt{2} Z_0 = 70.7[\]$$

となる。設計した分配器の解析値を図 2.11、実験値を図 2.12 に示す。伝送損失を $0.8[\text{dB}]$ に抑えることができ、アイソレーションは $-27.3[\text{dB}]$ ほどとることができ、受信機で利用するのに十分な特性が得られた。

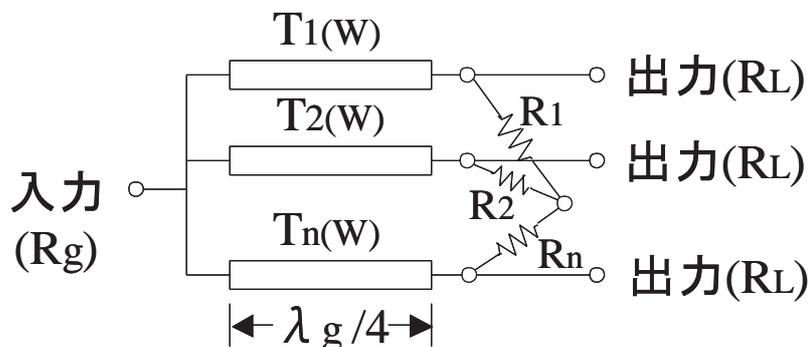


図 2.9: ウィルキンソン型電力分配器

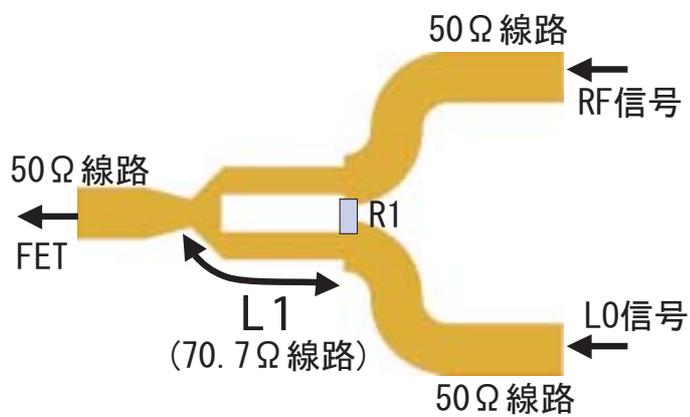


図 2.10: 製作したウィルキンソン型電力分配器
 $R1=100[\Omega], L1=5.93[\text{mm}]$

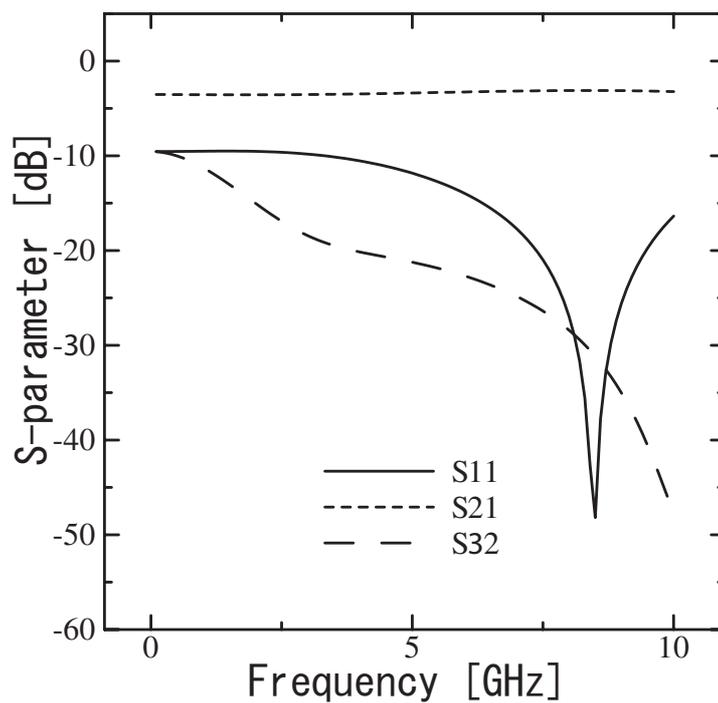


図 2.11: ウィルキンソン型電力分配器の周波数特性 (解析)

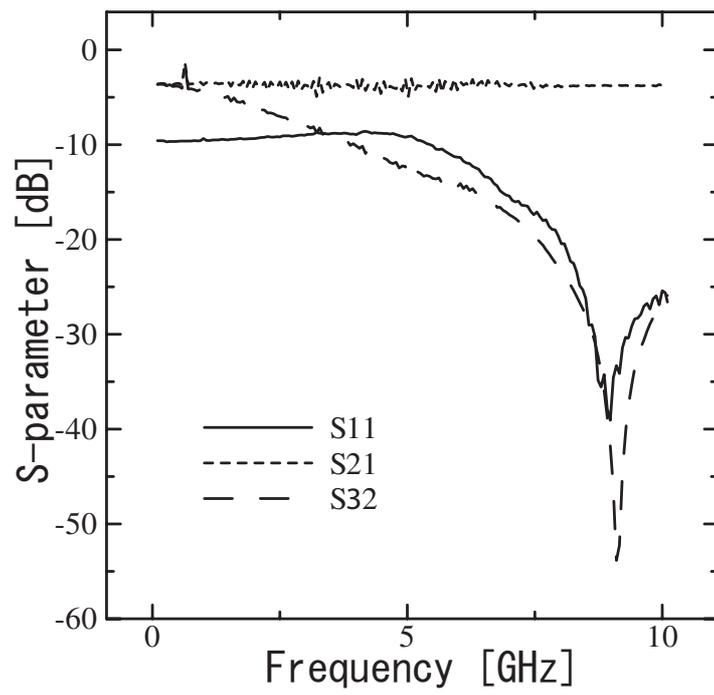


図 2.12: ウィルキンソン型電力分配器の周波数特性 (実験)

第 3 章

能動素子の設計

3.1 序論

本章では、Low-IF 受信機の構成に用いた能動素子、低雑音増幅器 (LNA; Low Noise Amplifier)、アクティブミキサー、アクティブアンテナについて述べる。

3.1.1 雑音

微細な信号を増幅または混合する際に、雑音の存在が障害となる。このような雑音はその発生メカニズムから分類すると、熱雑音、拡散雑音、分配雑音、ショット雑音、生成・再結合雑音、フリッカ雑音 ($1/f$ 雑音) の 6 種類に分類される。[7]

1. 熱雑音 (thermal noise) は熱平衡状態にある抵抗に発生する雑音であり、実際の増幅器における熱雑音は、回路に用いられている抵抗や伝送線路の損失、使用しているトランジスタの電極配線抵抗、半導体層の抵抗などから生じている。
2. 拡散雑音 (diffusion noise) は、半導体中のキャリアが結晶格子と衝突することによって生じる雑音である。
3. 分配雑音 (partition noise) は、もともと粒子性を持った電流を 2 つの回路に分流するときに生ずるもので、エミッタ電流がベース電流やコレクタ電流に分流される場合などに生じる。
4. ショット雑音 (shot noise) は荷電粒子が不規則に放出されたり、注入されたりするときの雑音である。
5. 生成・再結合雑音 (generation-recombination noise) は、電子正孔対の生成や再結合、トラップでのキャリアの捕獲、あるいはトラップからのキャリアの放出にかかわる雑音である。

6. フリッカ雑音 (flicker noise) は、雑音電力のスペクトラムが周波数にほぼ逆比例することから $1/f$ 雑音とも呼ばれる。この原因としては、表面・界面における生成・再結合雑音によるものとインパルス応答に相当する非常に短い時定数が存在する場合に生じるものの 2 種類がある。

本実験のように、ミキサーを利用して信号を混合する場合、 $1/f$ 雑音などの位相雑音を有する局部発信機と受信信号とを混合すると、中間周波数も位相雑音を有するようになり、隣接信号間で干渉が起こり、正常な信号を復調できなくなる。従って、雑音が小さい FET の選定や雑音が小さくなるような回路の設計が重要となる。

3.2 LNA の設計

Low-IF 受信機において、ミキサーの前段にて RF 受信信号を増幅するために雑音の小さい LNA (Low Noise Amplifier) の設計を行った。使用した FET は NEC 製の NE3210S01 を使用した。この FET は、雑音が小さく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 の動作電圧を V_{ds} を 2[V]、 V_{gs} を -0.4[V] とし動作電流 I_{ds} が 10[mA] となるようにした。この条件における FET のでの雑音指数 NF は 0.35[dB]、NF 最小時利得 G_a は 13.5[dB] である。従って低ノイズであり、LNA の製作が行える。

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、広帯域に渡って余計な周波数成分が存在してしまふので、所望の信号をミキサーに送る場合やサンプリングをする場合なに混変調が生じて、障害となってしまう。

本実験では、設計した能動素子の中で最も簡略な素子であることと他の設計した能動素子に対して技術がそのまま適用できるという点から、LNA の設計において発振を抑制する方法を模索した。

製作した LNA を図 3.1 に示す。図において C_1, C_2 は DC カットとして 5[pF] の積層セラミックコンデンサである。 C_3, C_4 は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、 R_1 は発振を抑制するために挿入した 300 Ω のカーボン皮膜抵抗である。コンデンサ FET のソースを接地し、ゲートから入力信号が入り、ドレインから出力信号が出る構造になっている。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い、8.45[GHz] において入力回路と出力回路の整合が取れるように設計した。解析を行うに際し、回路が発振を起こすか起こさないかの目安として、以下の式によって定義される安定係数 K という値が存在する。

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (3.1)$$

$$\Delta = S_{11} * S_{22} - S_{21} * S_{12} \quad (3.2)$$

全帯域において、この安定係数 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。設計においては、使用した FET が低域において発振を起こしやすい特性であったので、マイクロストリップ回路の整合の調整を行うことで、低域などの発振しやすい周波数帯での安定係数 K が大きく取れるように試みたが、大きく取れなかった。そのため、回路の整合の調整だけでは発振の抑制が無理であったので、以下のような方法を試みた。

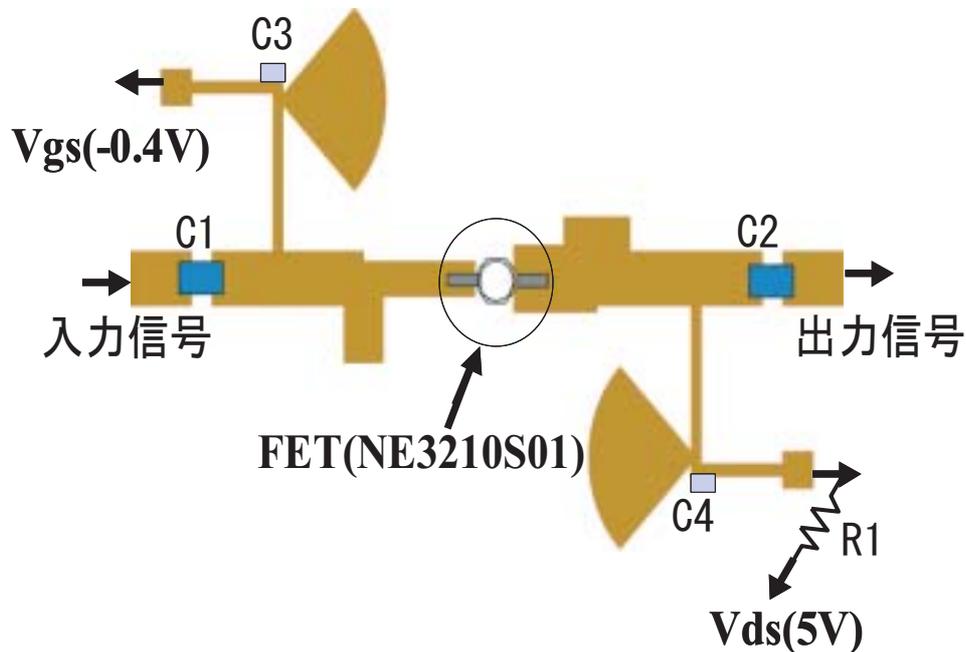


図 3.1: 設計した LNA

$$C1=C2=5[\text{pF}], C3=C4=2.2[\mu\text{F}], R1=300[\Omega]$$

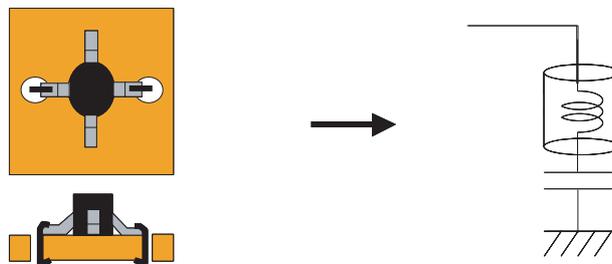
発振は高周波の帰還によって生じる。これを抑制する方法としては大きく分けて、FET まわりの回路構成によるものとバイアス回路まわりの回路構成によるものの 2 種類に分けられる。

FETまわりの回路構成による方法としては、帰還信号を抵抗により減衰させる方法やFETのソースの接地方法などがある。

FETの入力(ゲート)の前や出力(ドレイン)の後に抵抗を挿入することで、帰還する信号を減衰させる方法では、ある程度大きな抵抗値の抵抗が必要となり、抵抗による熱雑音が大きくなってしまふ欠点があり、ノイズ特性が悪くなる。また、回路のゲインも減ってしまう。

また、FETのソースの接地方法による方法では、マイクロストリップ線路ではスルーホールによって接地する必要があるという欠点が存在するため、FETのソース接地においてFETの足から伸ばした回路やリード線がインダクタ成分として機能しこの結果発振してしまう。この現象は発振に対して非常に大きなウェイトをしめ、主にスルーホールを多数使用することでインダクタンス成分を並列に多数配置することで全体のインダクタンス成分を抑える方法が用いられる。本実験では技術的な問題により、スルーホール加工を行えなかったためFETの真下の基板に穴をあけ、FETを埋め込むことでFETのソースの足を直接グラウンドに接続する方法により解決した。また、使用したSパラメータのデータはFETの足のL成分を含んでおり、この成分はリード線によるL成分に対して無視できる程度と考えられる。

リード線を用いたソース接地



本実験において行ったソース接地

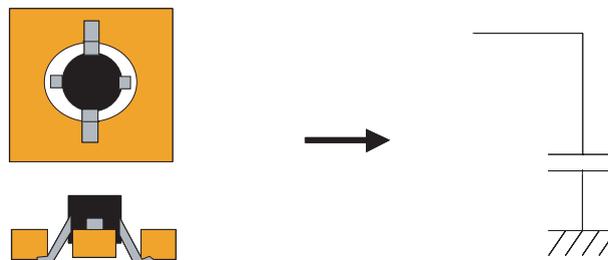


図 3.2: FETの接地法

バイアス回路まわりの回路構成による方法としては、電源から回路パターンまでの間

に抵抗を挿入して帰還信号を減衰させる方法やバイパスコンデンサを用いて接地する方法、チョークコイルを用いる方法などがある。

電源から回路パターンまでの間に抵抗を挿入して帰還信号を減衰させる方法は良く使用される方法で、この方法では回路パターンの高周波成分に対して影響を与えることなく帰還信号のみに影響を与えることができる。本実験では V_{ds} の電力の供給に際して $1[W]$ まで使用可能な $300[\Omega]$ のカーボン皮膜抵抗を挿入し I_{ds} が $10[mA]$ なので抵抗での電圧降下を考慮して V_{ds} が $2[V]$ となるように電源の電圧を $5V$ にして実験を行った。

バイパスコンデンサを用いて発振を抑制する方法は、バイアス回路においてバイパスコンデンサを介して接地することで、直流成分がグラウンドに流れ込むことなく交流成分のみを接地することで発振を抑制する。この方法においてもリード線などを介して接地を行うと、リード線などがインダクタ成分として機能し発振を起こしてしまう。本実験においてはその点を考慮してリード線などを使用せず、基板にあけた穴にチップコンデンサを通し、直接接地するようにした。なお、アンプ 1 段では $0.01[\mu F]$ のコンデンサを用いることで発振を抑えることができたが、アンプを 2 段にしたり、ミキサーに同様の技術を用いたところ発振を起こした。その場合にこのバイパスコンデンサの容量を大きくすることで発振を抑制することが可能であった。最終的には入手可能であった最大のチップコンデンサである $2.2[\mu F]$ の積層セラミックコンデンサを用いた。

チョークコイルを用いて発振を抑制する方法では、ゲートとドレインのバイアスラインにチョークコイルを挿入することで、高周波信号が流れるのを抑制することで発振を抑制している。本実験において設計した LNA ではバイパスコンデンサの容量を十分に大きくすることでチョークコイルを使用しないでも発振を抑制できるようになっている。

設計した LNA の解析値及び実験値を図 3.3、3.4、3.5、3.6 に示す。製作した LNA は発振を抑制することができ、増幅度は $12.5[dB]$ 得ることができた。実験値と解析値はあまり一致しなかった。この理由としては FET のパラメータをデータシートから読み取った値で設計したが、実際の FET のパラメータにはばらつきがあるためと考えられ、正確に製作するにはプローブを用いて FET を測定する必要があると考えられる。

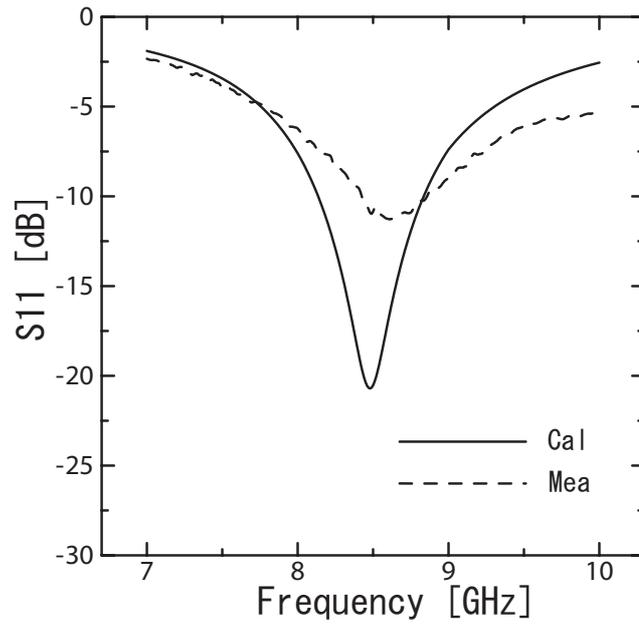


図 3.3: LNA の S11

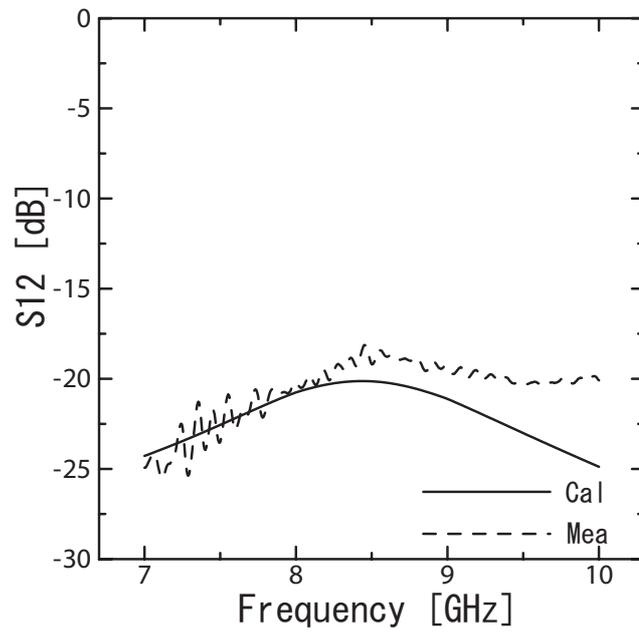


図 3.4: LNA の S12

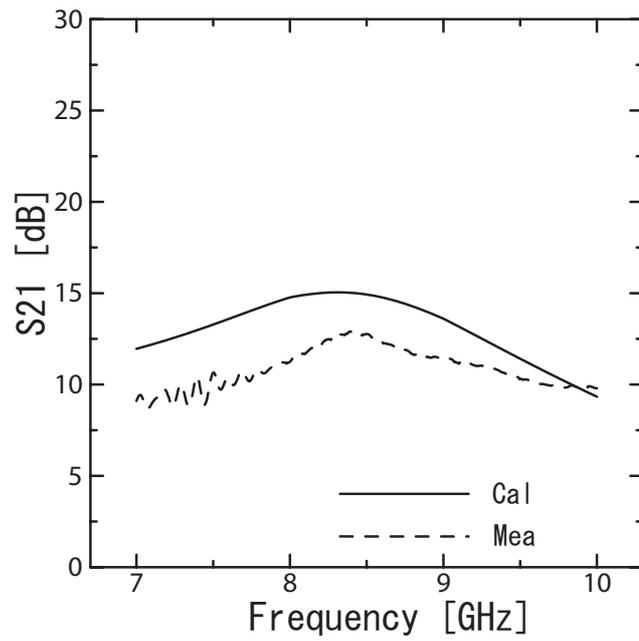


図 3.5: LNA の S21

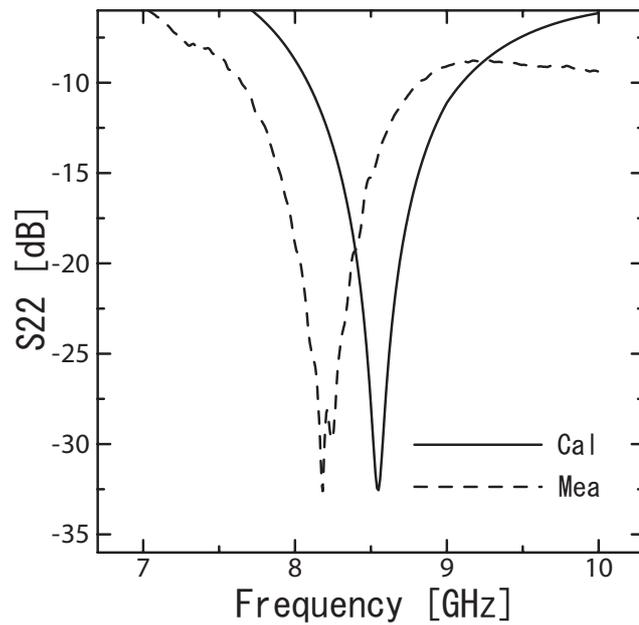


図 3.6: LNA の S22

3.3 ミキサーの設計

FET ミキサーは、局部発振 (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型特性を利用して、

RF 信号と LO 出力を混合して中間 (IF) 周波数を発生するものである

非線型素子に、 f_s 及び f_p の 2 つの周波数を持つ信号を加えると、 $mf_p \pm nf_s$ (m, n は整数) の無限の周波数成分が発生する。従って $m = n = 1$ とすれば、 $f_i = |f_p - f_s|$ の低い周波数成分が発生する。この場合 f_s を入力、 f_i を出力信号とするとき、ダウンコンバータと呼ばれる。低い周波数になると、低雑音で増幅度の大きな増幅器が安価に作り得るので、よく受信機などに使用される。

マイクロ波受信機において、受信マイクロ波信号を IF 信号に変換するコンバータの構成に低雑音増幅器をマイクロ波受信入力の初段に用いる場合、受信機の雑音特性は初段増幅器の雑音特性によりおおよそ決まり、ミキサーには厳しい雑音特性は要求されない。このようなコンバータをモノリシック化するには、ミキサーをトランジスタで構成することが多い。

本実験では RF 周波数 8.45[GHz]、LO 周波数 8.44[GHz] とし、IF 信号として 10MHz の信号を取り出すミキサーを設計した。設計したミキサーを図 3.7 に示す。

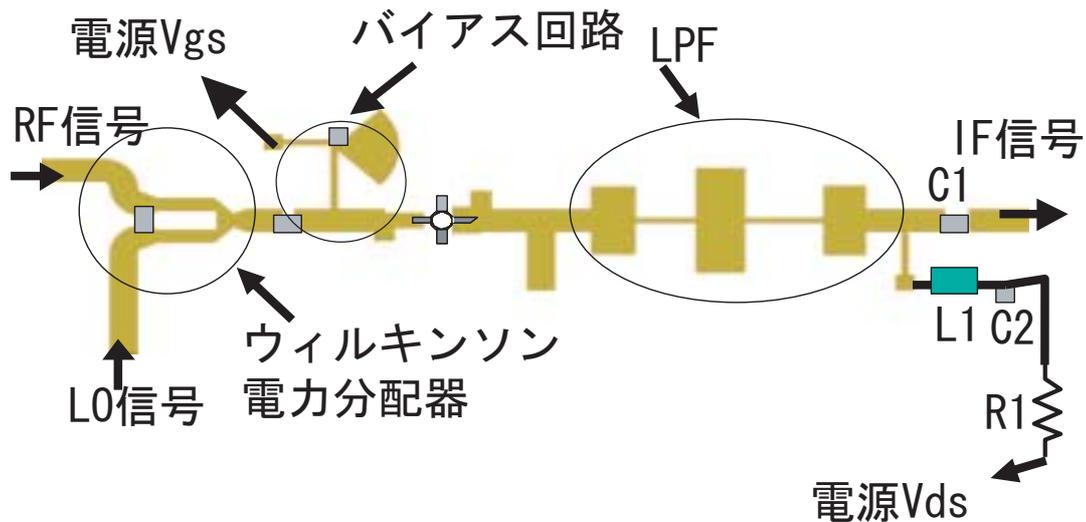


図 3.7: 設計したミキサー

$$\text{RF}=8.45[\text{GHz}], \text{LO}=8.44[\text{GHz}], \text{IF}=10[\text{MHz}], \text{C1}=0.01[\mu \text{F}]$$

$$\text{C2}=2.2[\mu \text{F}], \text{L1}=1000[\text{nH}], \text{R1}=300[\Omega]$$

回路は、前章のウィルキンソン型合成器により RF、LO の信号が合成され FET のゲートに入力され、ドレインから出力された信号が LPF によって LO リークの 8.44[GHz] 及びその倍周波数成分 16.88[GHz] 付近の高調波が減衰したのち、10[MHz] の IF 信号が取り出されるような構成となっている。

バイアス回路は、入力側 (ゲート) は 8.45[GHz] 用に設計したバイアス回路を用いている。しかし、出力側 (ドレイン) は 10[MHz] 様のバイアス回路をマイクロストリップ回路

で製作すると回路が非常に大きくなってしまふことより、図の L1 の 1000[nH] のチョーク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。ドレイン側のバイパスコンデンサ C2 は 2.2[μ F] を用いた。また、C1 の DC カットは $1/\omega C$ が 10[Ω] 台程度となるように 0.01[μ F] を用いた。R1 には 300[Ω] を用い、図 3.7 の V_{ds} は 5[V]、 V_{gs} は -0.4[V] とした。

RF 出力を -40[dBm]、LO 出力を -1.5[dBm] とした時のミキサースペクトラムの周波数特性を図 3.8、3.9、3.10、3.11 に示す。この結果より、ミキサーでの増幅度は約 5[dB] で、IF 信号の倍周波数成分を -60[dBm] 以下に抑えることができた。また、8.44GHz 及びその倍の 16.88[GHz] 成分も -40[dBm] 以下に抑えることができた。しかし、低周波帯において 1/f 雑音が確認された。

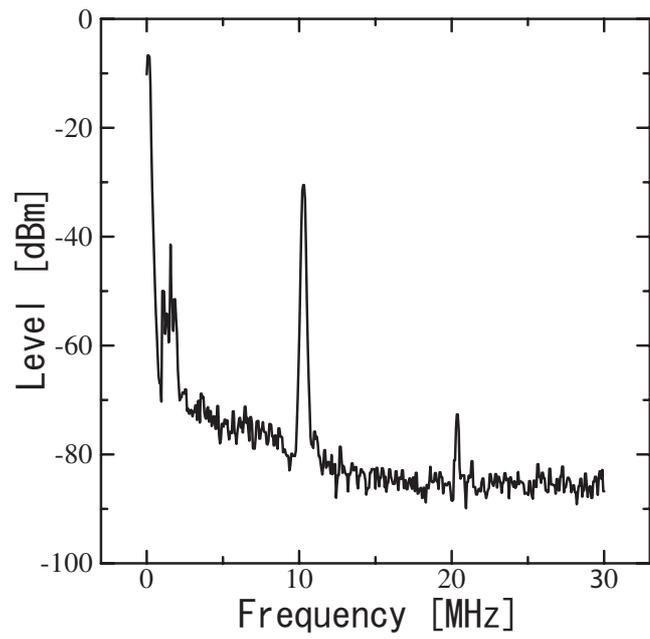


図 3.8: IF 信号付近におけるスペクトラム特性

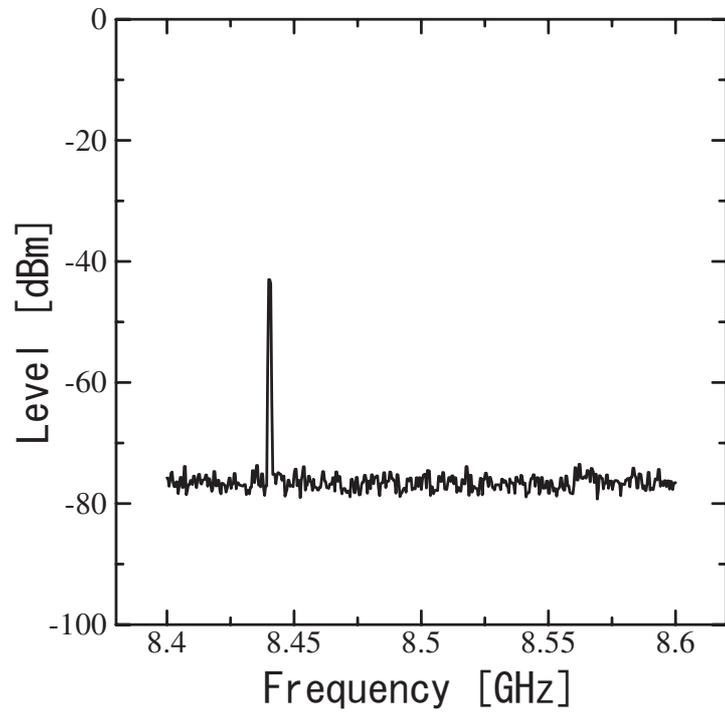


図 3.9: 8GHz 帯におけるスペクトラム特性

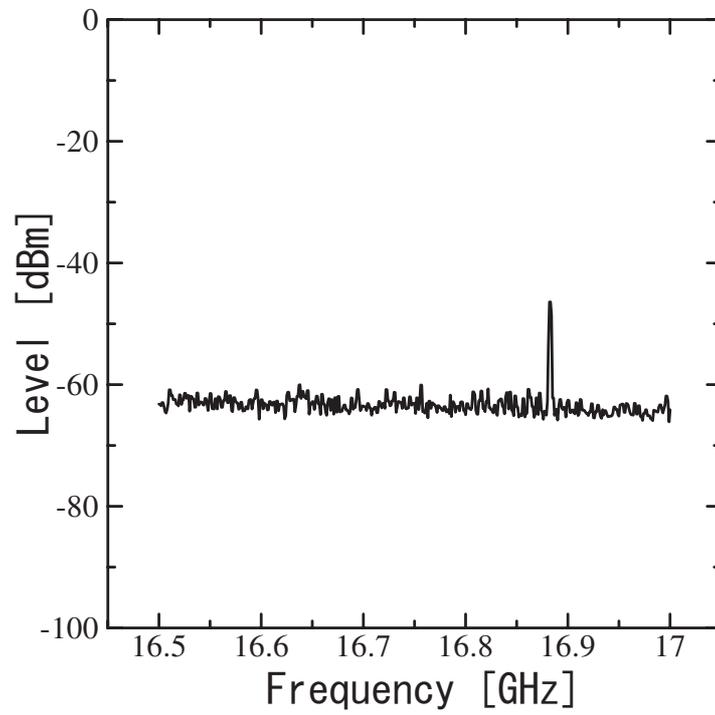


図 3.10: 16GHz 帯におけるスペクトラム特性

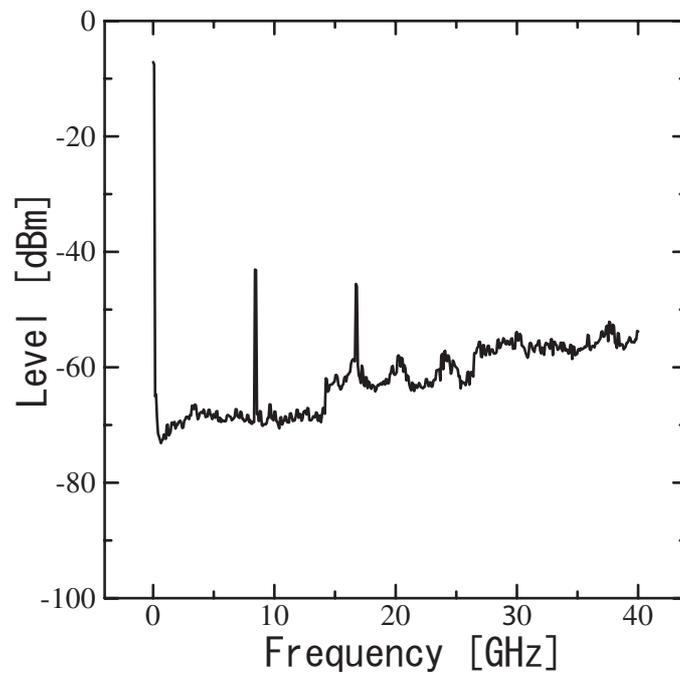


図 3.11: 全帯域におけるスペクトラム特性

ミキサーの特性を調べるため、RF を-35[dBm] に固定したときの LOpower に対する変換利得 (Conversion Gain) の特性及び LO を-1.5[dBm] に固定したときの RFpower に対する IFpower の特性を測定した。結果を 3.12、3.13 に示す。変換利得が最も大きい時の LO の値は-2.5[dBm] で、そのときの変換利得は 5.1[dB] であった。

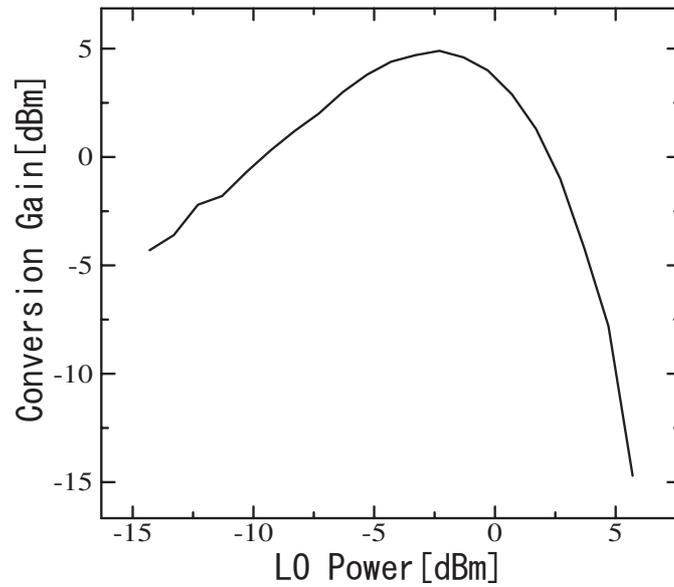


図 3.12: IF 信号の LO 特性

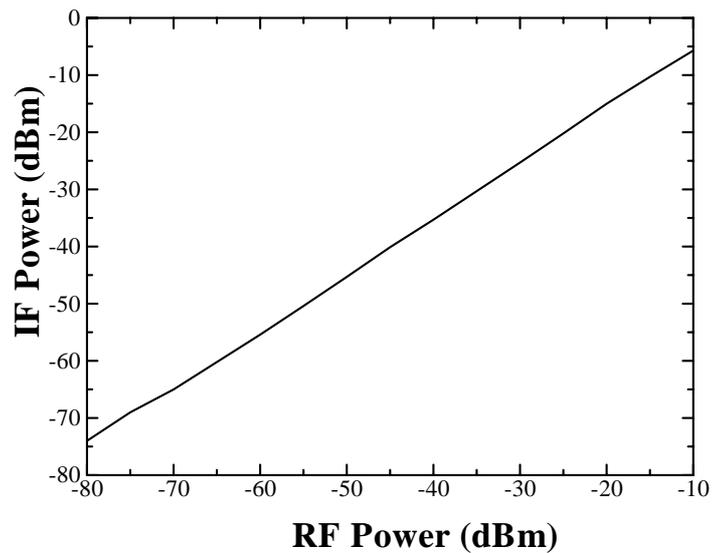


図 3.13: IF 信号の RF 特性

第 4 章

Low-IF 受信機的设计及び検討

本章では、3 章までに设计してきた素子を用いて Low-IF 受信機を设计した。この受信機を用いて、変調をかけた同一の RF 信号を用いた受信実験を現在最も一般的な送受信方式であるスーパーヘテロダイン受信方式による受信機と共にを行い、出力された IF 信号の波形をスペクトラムアナライザ及びオシロスコープを用いて比較することで受信機の特性を確認した。

4.1 Low-IF 受信機的设计

前章にて制作したミキサーに LNA までを含めた回路を構成することで、Low-IF 受信機を構成した。设计した Low-IF 受信機を図 4.1 に示す。この回路は RF 信号を LNA 2 段を用いて増幅し、ミキサーへ入力する構成となっている。

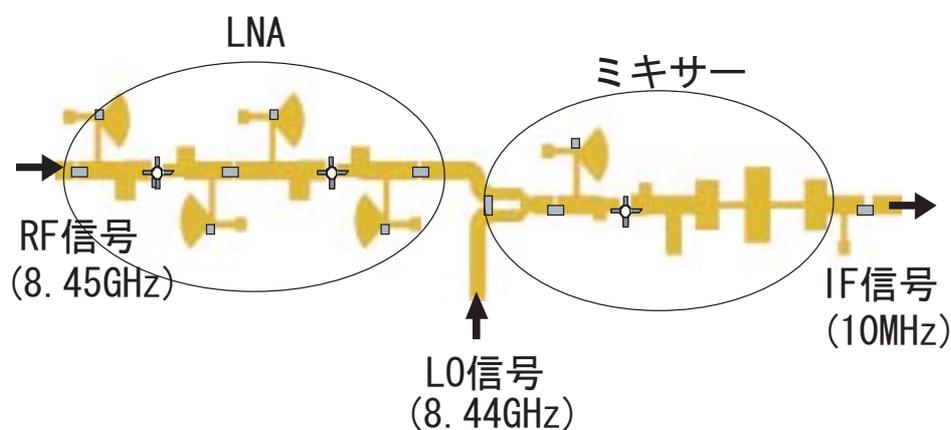


図 4.1: Low-IF 受信機の回路構成

製作した Low-IF 受信機 の の スペクトラム 特性 を 図 4.2、4.3、4.4、4.5 に 示 す。RFpower は -45[dBm]、LOpower は -1.5[dBm] と し た。この 結果 より、8.44[GHz] や その 倍 周 波 数 成 分 で あ る 16.88[GHz] は -40[dBm] 以 下 に 抑 え ら れ て い る が、この 条 件 で は IF 周 波 数 の 倍 周 波 数 成 分 を 抑 え る こ と が で き な か っ た。この ため、IF の 倍 周 波 数 成 分 用 に フィルタ を 製 作 す る 必 要 が あ り、今 後 の 課 題 で あ る。

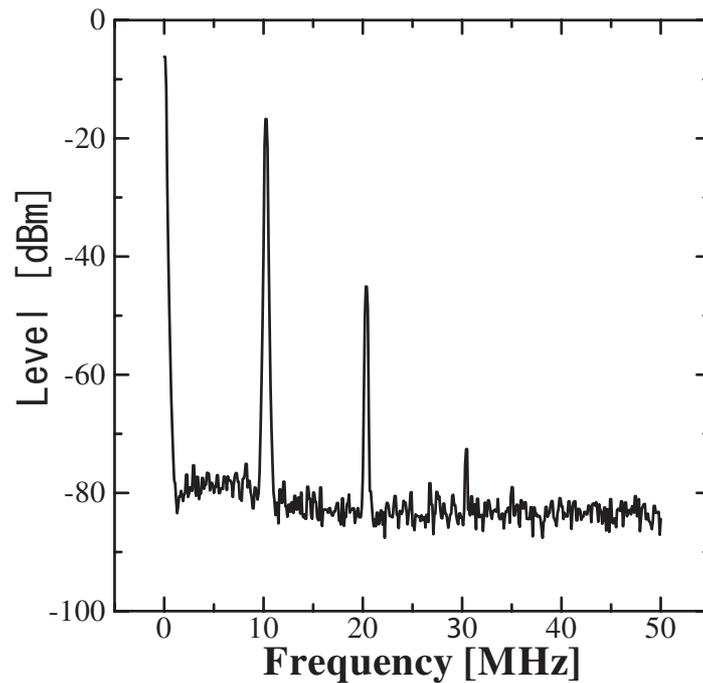


図 4.2: 10MHz 付近での IF スペクトラム

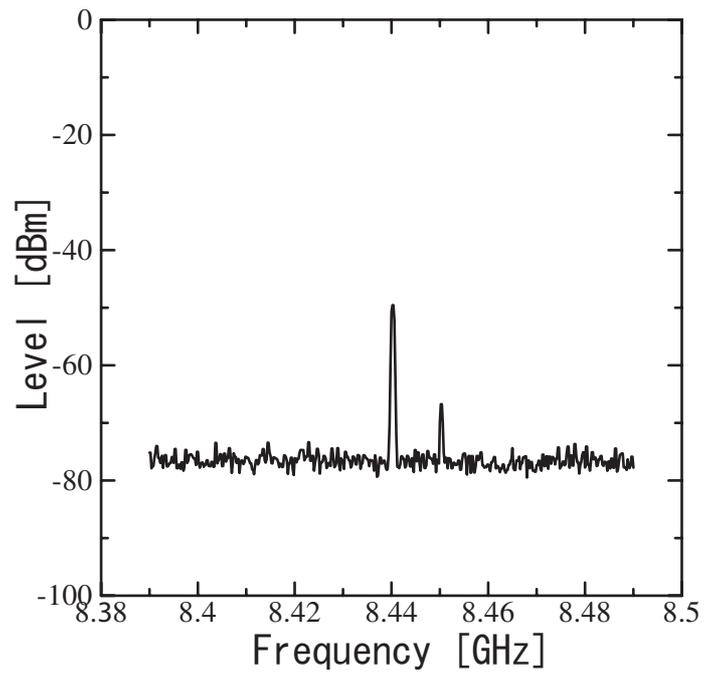


図 4.3: 8.45GHz 付近での IF スペクトラム

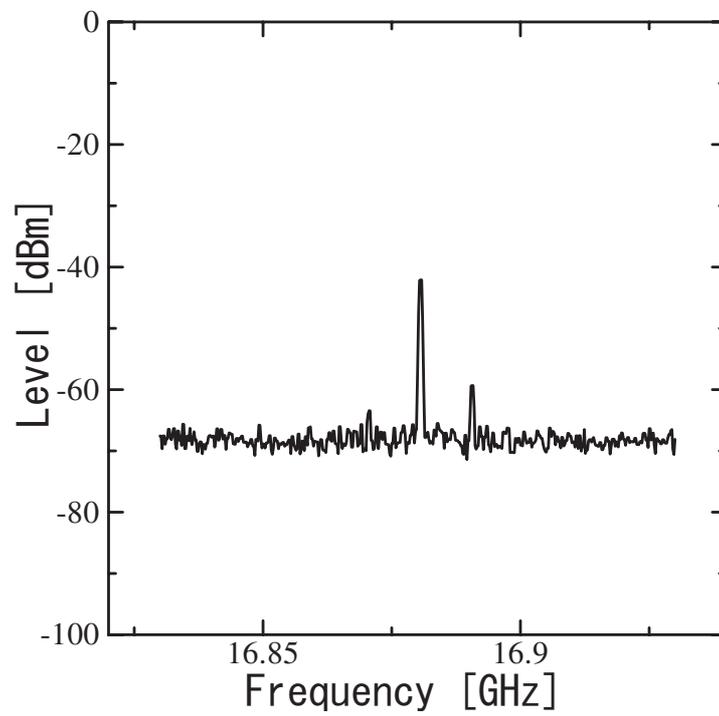


図 4.4: 16.88GHz 付近での IF スペクトラム

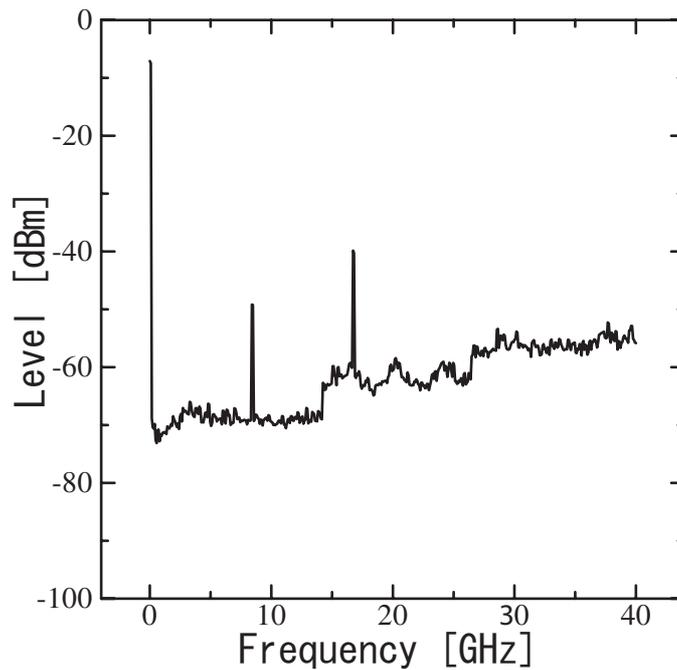


図 4.5: 全帯域での IF スペクトラム

この回路では全体で 25[dB] 程度の利得があり、RF が -90[dBm] 程度まで検出が可能だが、RF が -30[dBm] 以上では飽和し使用できない。

リニア領域の利得よりも利得が 1[dB] 低下するポイントの出力レベルを、P1dB、または 1dBcompression point と呼び、P1dB を越えると利得が急速に低下し、出力レベルは飽和に達する。LO 出力を -4.5[dBm] とし First IF(10[MHz]) 及び Second IF(20[MHz]) の RF 特性を図 4.6 に示す。この結果 LO 出力が -1.5[dBm] では P1dB は -29[dBm] であった。また、1 次歪みと 2 次歪みの線形部分の延長の交点の RF の値が大きいほど倍周波数成分による影響を受けにくい。この交点での RF の値は -18[dBm] であった。

倍周波数成分による影響を軽減するために LO 出力を -14.5[dBm] とし同様の検討を行った。結果を図 4.7 に示す。この時の P1dB は -30.5[dBm] であり飽和に達する RF 出力は下がったが、交点の RF の値は 9[dBm] となり、倍周波数成分による影響が改善されたことが確認できた。

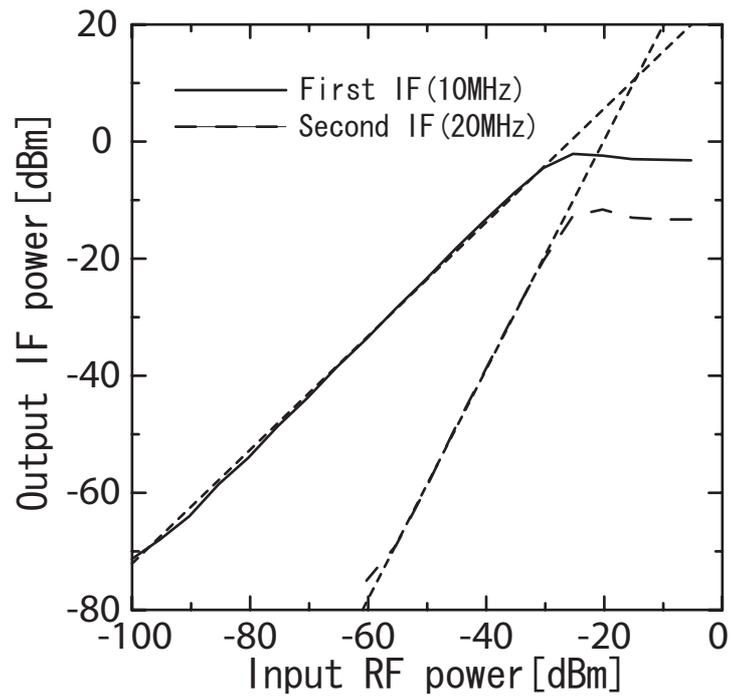


図 4.6: IF の RF 特性 (LO-1.5dBm)

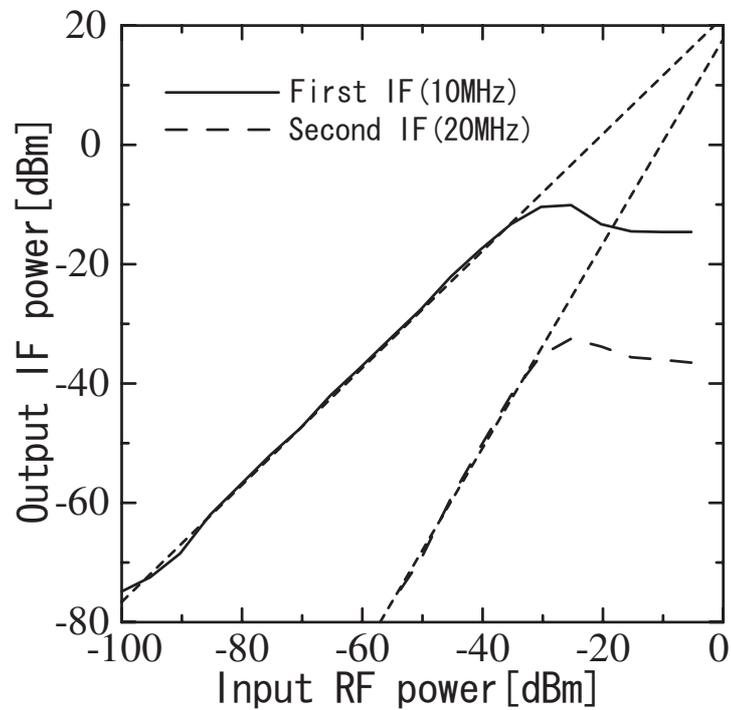


図 4.7: IF の RF 特性 (LO-14.5dBm)

4.2 Low-IF 受信機とスーパーヘテロダイン受信機の比較実験

4.2.1 実験システムの構成

製作した受信機の性質を調べるために、スーパーヘテロダイン受信機と比較した。比較するために、Low-IF 受信機を用いて図 4.8 に示す実験システムで受信実験を行った。スペクトラムアナライザ及びオシロスコープへの入力の前において遮断周波数が 5[MHz] の LPF を使用するために、SG より RF 信号として 8.455[MHz] の変調信号を出力し受信機により受信し、LO 信号を 8.45[GHz] とすることで IF として 5[MHz] の信号を得た。変調信号はサイン波の FM 変調を行ったものを用い、周波数偏移 (deviation) を 1MHz, 変調レートを 100[KHz] とした。また、同様の信号を参考文献 8 において紹介されるスーパーヘテロダイン受信機を用いて受信し、両方の受信機の実出力信号をスペクトラムアナライザ及びオシロスコープを用いて、製作した Low-IF 受信機とスーパーヘテロダイン受信機の実出力のレベル及び波形の比較を行った。実験は Low-IF 受信機の IF 段は 0 段として行った。

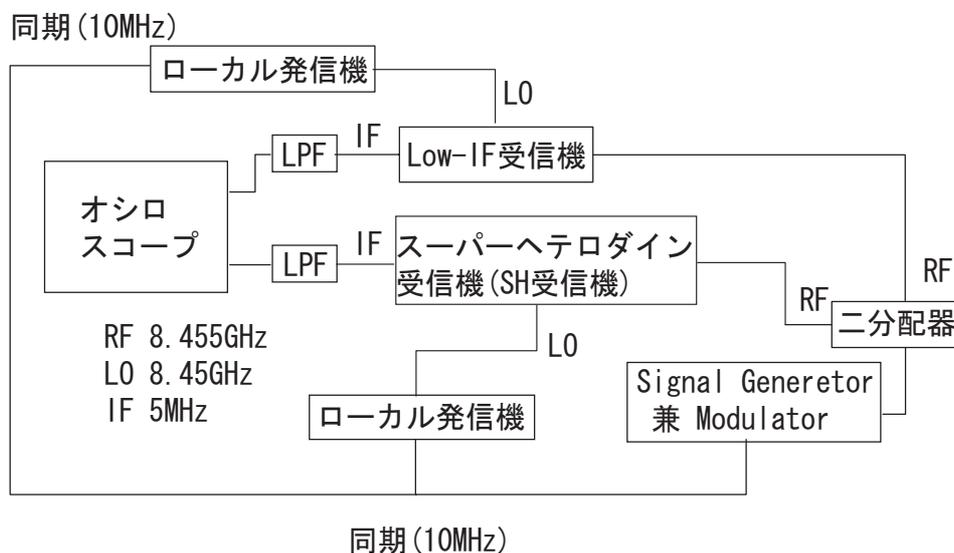


図 4.8: 実験システム

Low-IF 受信機のスペクトラムの周波数特性を図 4.9 に、スーパーヘテロダイン受信機の周波数特性を図 4.10 に示す。RF 出力は -50[dBm] とし、Low-IF 受信機の LO を -1.5[dBm] とした

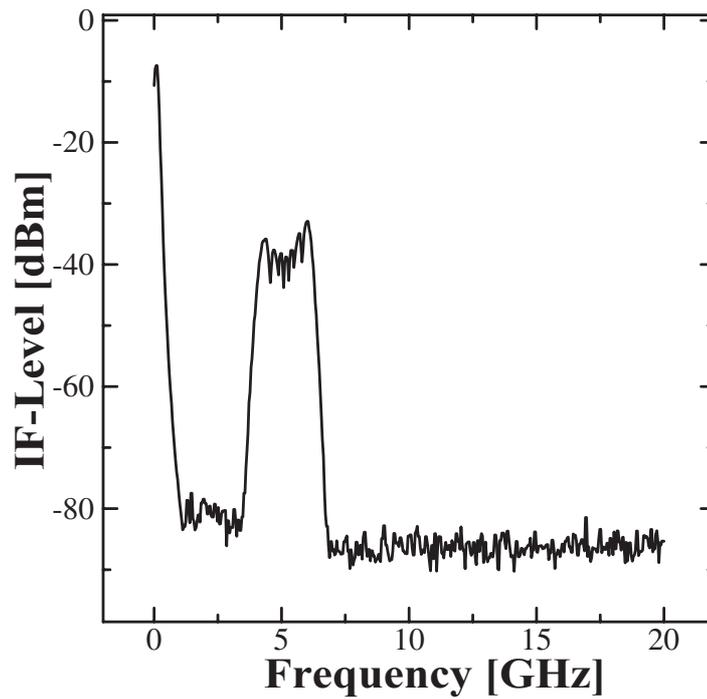


図 4.9: Low-IF 受信機の IF 特性

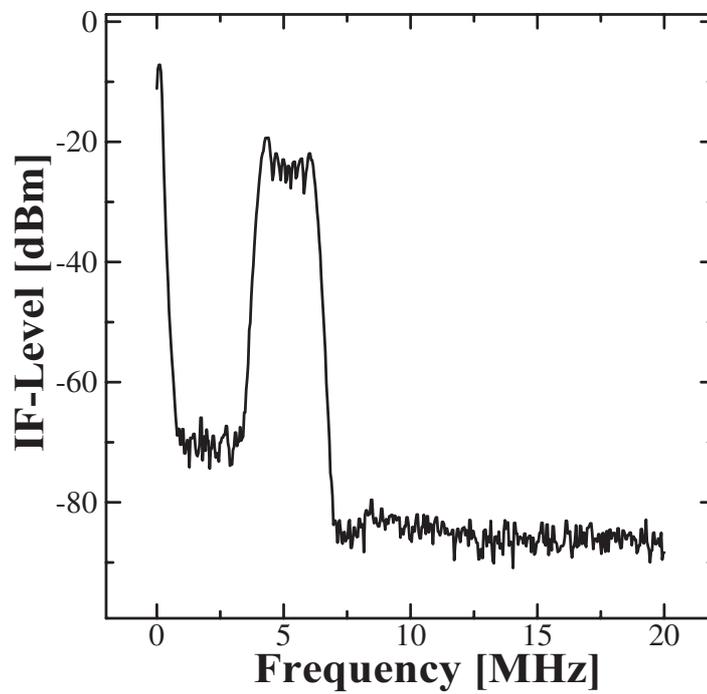
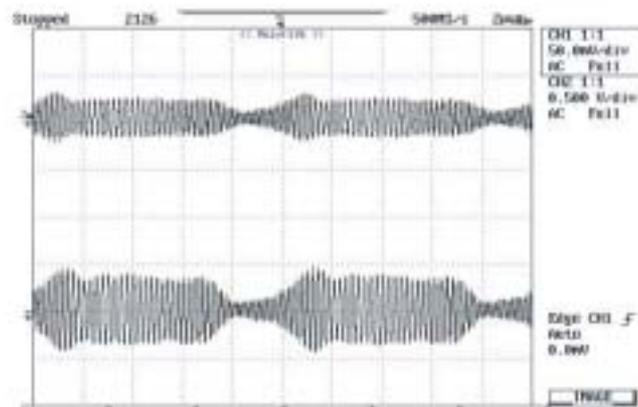


図 4.10: スーパーヘテロダイン受信機の IF 特性

この結果、製作した Low-IF 受信機は使用したスーパーヘテロダイン受信機よりも 13[dB] 程度利得が低いことが分かった。この程度の利得差は IF 段 1 段程度で補えると

考えられる。

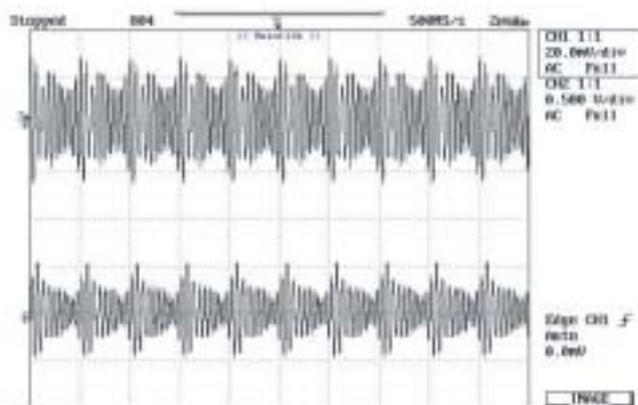
オシロスコープを用いた波形の比較結果を図 4.11 に示す。また、同様の実験を変調レートを 500[KHz],1[MHz] として行った結果をそれぞれ図 4.12,4.13 に示す。



上段:Low-IF受信機

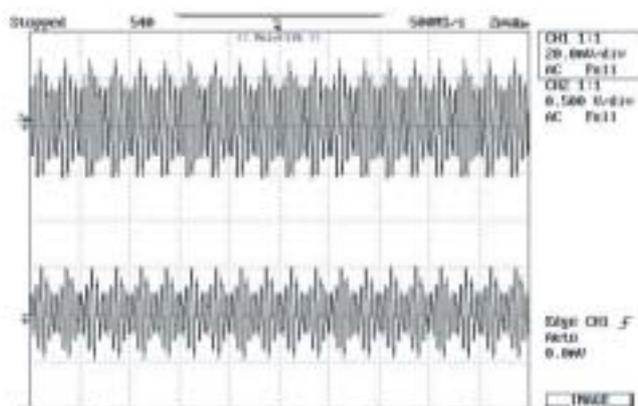
下段:スーパーヘテロダイン受信機

図 4.11: Low-IF 及びスーパーヘテロダイン方式による受信実験 (変調レート 100KHz)



上段:Low-IF受信機
下段:スーパーヘテロダイン受信機

図 4.12: Low-IF 及びスーパーヘテロダイン方式による受信実験 (変調レート 500KHz)



上段:Low-IF受信機
下段:スーパーヘテロダイン受信機

図 4.13: Low-IF 及びスーパーヘテロダイン方式による受信実験 (変調レート 1MHz)

この結果、製作した Low-IF 受信機によってほぼ正確に受信が行われていることが確認できた。 $-13[\text{dB}]$ の利得差も考慮して、IF 増幅器 1 個程度で同様の性能を期待できる。

この結果、スーパーヘテロダイン受信方式よりも IF 段が削減でき、小型化が図れることを確認することができた。

第 5 章

結論

本研究では、最も一般的な送受信方式であるスーパーヘテロダイン方式に対して、IF 周波数を下げることによりスーパーヘテロダイン方式では 3 段程度必要とされる IF 段の段数を少なくすることが可能な為、部品数の削減を行うことができ、小型化、集積化に有効と考えられる Low-IF 受信方式の受信機を製作し、その特性を確かめた。また、受信機に必要な受動素子として低域通過フィルタ (LPF:Low-Pass Filter) , バイアス回路, ウィルキンソン型電力分配器を、また必要とされる能動素子として低雑音増幅器 (LNA:Low Noise Amplifier), ミキサーをマイクロ波回路シミュレータを用いて設計した。これらの素子を用いて RF8.45[GHz], LO8.44[GHz] とし IF として 10[MHz] の信号を取り出す Low-IF 受信機を製作したところ最良の変換利得は約 26[dBm] となった。

この受信機を IF 段を使用しない状態で用いて、参考文献 8 にて紹介されるスーパーヘテロダイン受信方式による受信機と共に、同一の変調をかけた RF 信号を受信する実験を行い、出力された IF 信号の波形をスペクトラムアナライザ及びオシロスコープを用いて比較することで受信機の特性を確認した。スペクトラムアナライザを用いて測定した IF スペクトラムの周波数特性より、製作した Low-IF 受信機は使用したスーパーヘテロダイン受信機よりも利得が 13[dB] 程度低い事を確認した。この利得差は IF 増幅器 1 個程度で補えると考えられる。また、オシロスコープを用いてそれぞれの波形の比較を行い、ほぼ正確な受信が行われていることが確認できた。これらの結果より、スーパーヘテロダイン方式よりも IF 段が削減でき、小型化が図れることを確認できた。

これからの課題として、IF 周波数の倍周波数成分の抑制や回路部分からの不要放射の抑制などがあげられる。

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助教授に深く感謝いたします。

また、研究生活全般に渡って、マイクロ波シミュレータの使用方法やマイクロ波回路の設計等に関して、丁寧に御指導下さった博士課程3年の森康平氏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も深く感謝致します。

参考文献

- [1] 新井 宏行, "新アンテナ工学", 総合電子出版社
- [2] 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
- [3] 植田 浩光, 次世代通信研究会, "第3世代携帯電話がわかる", 技術評論社,2001
- [4] 高山 洋一郎, "マイクロ波トランジスタ", 電子情報通信学会,1995
- [5] 川崎 繁男, "マイクロ波回路のCAD設計", リアライズ社
- [6] 伊藤 康之, 高木 直, "MMIC技術の基礎と応用", リアライズ社
- [7] 小西 良弘, "マイクロ波半導体回路-基礎と展開-", 日刊工業出版社,1993
- [8] K.Mori, Y.Inoue, H.Arai,, "DBF array antenna systems at 8.45 GHz", IEEE Antennas and Propagation International Symposium (APS'01), Boston, U.S.A, Jul 2001

付録A アクティブアンテナ

準ミリ波帯・ミリ波帯等の高い周波数帯を用いた広帯域の無線アクセスシステムや衛星通信システムを実現する上では、自由空間伝搬損失や給電回路等の損失の増大が問題となる。アクティブアンテナはアンテナ放射素子と増幅器をはじめとする高周波回路を一体化したアンテナで、給電回路による損失を除去することで、増幅器の省電力化や低雑音特性の回路を実現できる。

本実験では、パッチアンテナとLNAを融合したアクティブアンテナを設計した。設計したアクティブアンテナを図A.1に示す。LNA回路部分においてパッチアンテナとの整合を取り融合をはかっている。

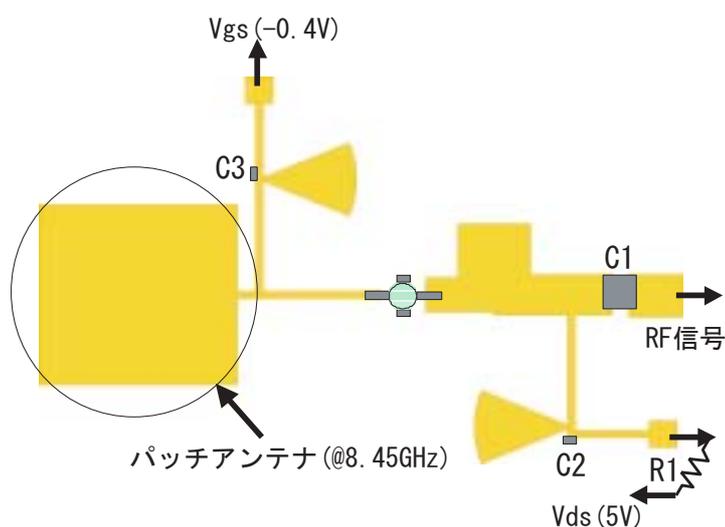


図 A.1: アクティブアンテナの構成

設計したアクティブアンテナの特性を調べるためにアクティブアンテナのリターンロスを計測した。結果を図A.2に示す。

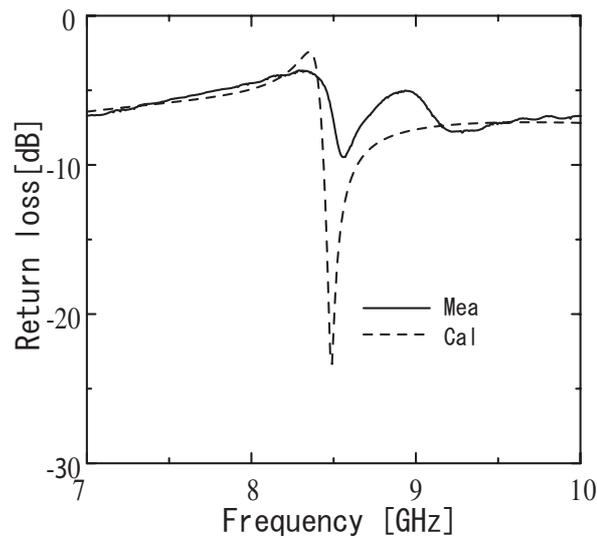


図 A.2: Return Loss

8.45GHz用のパッチアンテナとアクティブアンテナを電波暗室内にて指向性の測定を行い、両者の比較を行うことでアクティブ化による特性の向上について調べた。E面主偏波の結果を図A.3に、E面交差偏波の結果を図A.4に示した。また、H面の主偏波の結果を図A.5に、H面交差偏波の結果を図A.6に示した。この結果よりパッチアンテナ単体よりも11[dB]程度の利得の向上、LNA単体での利得並みの特性の向上が確認できた。しかし今後の課題として、回路からの不要放射の抑制などがあげられる。

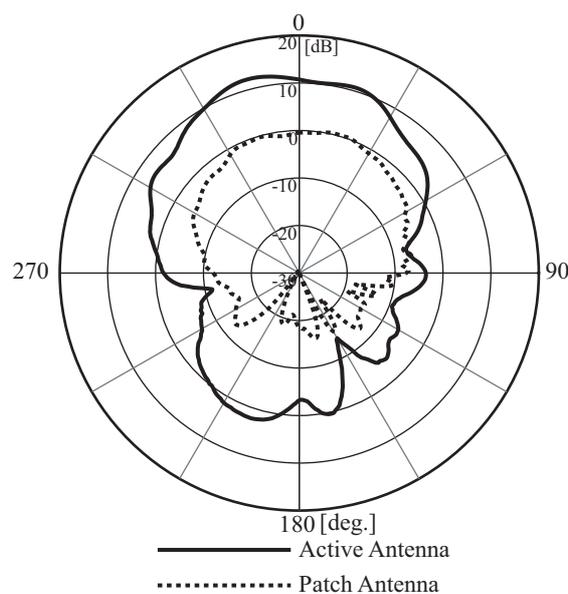


図 A.3: E面主偏波

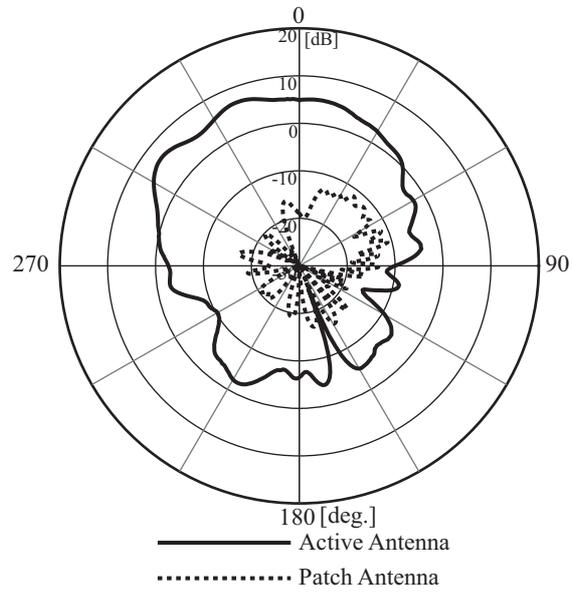


图 A.4: E 面交叉偏波

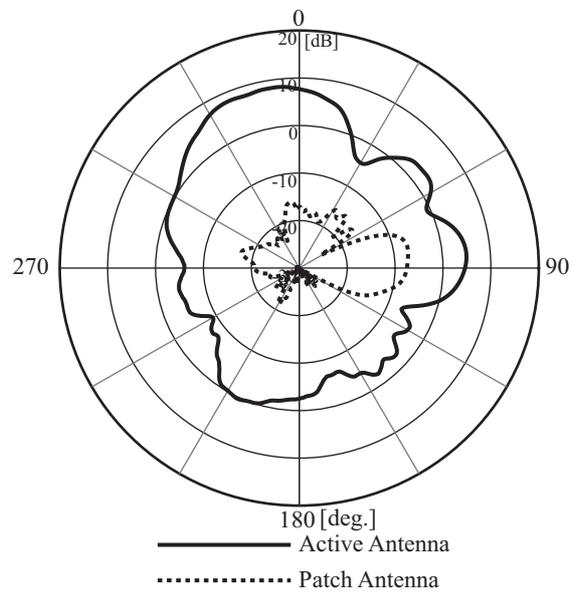


图 A.5: H 面主偏波

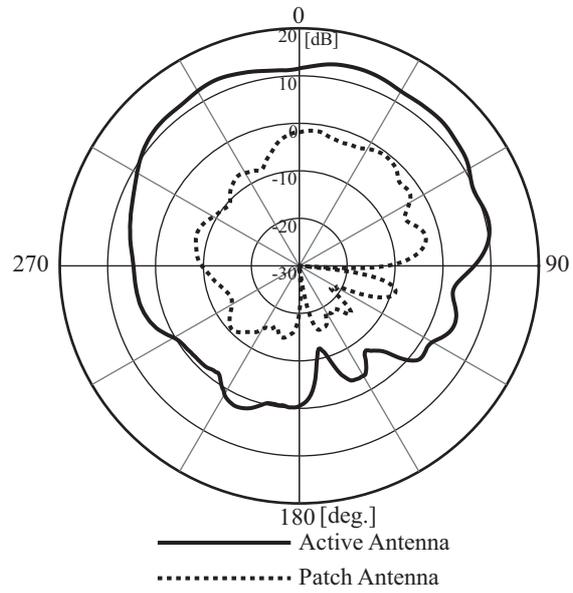


图 A.6: H 面交差偏波