

平成25年度 卒業論文

オール光ファイバー型  
THz スペクトラム・アナライザーの開発

指導教官：安井 武史 教授

平成26年 2月 13日

徳島大学工学部  
機械工学科

小倉 隆志

## 目次

### 第 1 章 緒言

### 第 2 章 THz コムを用いた周波数計測

- 2.1 従来の THz 周波数計測技術
- 2.2 光コムと THz コム
- 2.3 THz コム参照型スペクトラム・アナライザー

### 第 3 章 波長 1550nm レーザー光による LT-GaAs 光伝導アンテナの直接カップリング

- 3.1 背景
- 3.2 1.5 $\mu$ m 光に対する LT-GaAs-PCA の応答特性
- 3.3 異なる励起光波長による THz スペアナの特性比較
- 3.4 LT-GaAs 光伝導アンテナの直接カップリング

### 第 4 章 高速カレント・プリアンプ一体型光伝導アンテナモジュールの製作

- 4.1 背景
- 4.2 カレント・プリアンプの原理
- 4.3 IC の評価
- 4.4 感光基板を用いた高速カレント・プリアンプ一体型光アンテナモジュールの製作
- 4.5 シール基板を用いた高速カレント・プリアンプ一体型光アンテナモジュールの製作

### 第 5 章 モード同期エルビウム添加ファイバーレーザーの小型化

- 5.1 オシレータの製作
- 5.2 基本特性評価

### 第 6 章 結言

## 参考文献

## 謝辞

# 第1章 緒言

計測は、物事の現象を捉えるために必要不可欠であり、経済・社会・科学技術のあらゆる分野で行われている。特に現代では、製品の開発・設計や品質の試験・認証に必要とされ、ものづくりの基盤となっている。このような計測の信頼性は、基準となる計量標準によって保証されている。したがって、確かな信頼性に基づいた計量標準を確立することが必要である。また、計量標準にトレーサブルな計測機器の利便性・汎用性を向上することで、応用産業を国内外に幅広く普及させていくことが可能となる。

ここで、様々な計測対象の中から電磁波に注目する。電磁波とは、空間の電場と磁場の変化によって形成された波のことであり、周波数によって様々な特徴を持っている。その特徴を最も良く活かした産業分野が情報通信である。低周波領域である電波を使った情報通信は、テレビ、ラジオ、携帯電話、無線 LAN 等の無線通信である。無線通信では、空間を自由に伝搬する電波を利用するため、混信に対する対策が必要である。そこで、電波法に基づいた周波数割当てによって、周波数帯毎の用途が事細かに定められている。すなわち、用途の異なる電波が混信しないよう、電波の周波数を正確に値付けする必要がある。一方、高周波領域である光波では、周波数が電波より 10 万倍以上高いため、情報の伝達量を飛躍的に高めることが期待される。しかし、実際には、大気中における散乱や吸収により自由空間を長距離伝搬させることが困難なため、光ファイバー[1]を用いた有線通信が主流である。近年の光通信では、大量のデータを高速に伝送するために、波長分割多重(WDM)化が進み、正確な光周波数計測が望まれている。このように、周波数計測は、無線・有線を問わず情報通信において極めて重要である。

近年、HD, 4K, 8KTV 等のハイビジョンや 3D シネマの普及とそれに伴う情報量の急速な増大は、無線通信の更なる高周波化を加速している。また、従来、無線通信帯域として良く用いられている UHF 帯(300MHz~3GHz)の周波数割当に限界が迫っている。これは、UHF 帯が適度な通信距離と、手頃なアンテナサイズを実現できるためである。現状、UHF 帯を効率良く利用するために、周波数帯のリサイクルが進められている[2]。そこで、注目され始めているのがテラヘルツ波(THz 波、周波数:0.1~10THz、波長 30~3000 $\mu$ m)である。一般にキャリア周波数を高くすると、信号帯域を広げることが容易になる。およそその目安としては、最も周波数利用効率の低い強度変調(ASK: Amplitude-Shift Keying)方式を用いた場合、キャリア周波数の 10~20%程度のデータ速度が実現できる[3]。また、275GHz 以上の周波数割当は行われていないため、幅広い

周波数を割り当てることが可能である。

THz 領域は、レーザー光源や室温動作型高感度検出器の制限から長らく未開拓な電磁波領域とされてきた。ところが、近年では半導体デバイス技術の発展により、超短パルス光で励起する THz パルス[4,5]に加え、共鳴トンネルダイオード(RTD)[6]や、単一走行キャリアフォトダイオード(UTC-PD)[7]、THz 量子カスケードレーザー(THz-QCL)[8]などの連続発振(CW)THz 波光源の開発が進んでいる。これらの現況を背景に、THz 波が通信やセンシングの新しい手段として注目されており、THz 領域における周波数測定の必要性が高まっている。しかし、THz 領域では成熟した技術がなかったため、光波や電波のような周波数計測技術が確立されていなかった。

電波の周波数計測では、電氣的ヘテロダイン法が用いられている。電氣的ヘテロダイン法では、被測定波と局部発振器（既知周波数）の信号をミキシングし、発生したビート信号から被測定対象の周波数を測定する[9]。一方、光波の周波数計測では、干渉計測が用いられている。干渉計測では、干渉計によって干渉縞を生成し、被測定光源と既知周波数光源（周波数安定化レーザーなど）の干渉縞の比較から被測定光源の周波数を測定する[10]。これらの手法は、原理上 THz 領域まで拡張可能であるが、現実には大きな技術的課題がある。これは、THz 波の電磁波エネルギー（ $4.1 \times 10^{-4} \text{eV} \sim 4.1 \times 10^{-2} \text{eV}$ ）が、室温物体の黒体放射と同等であるからである。例えば、電氣的ヘテロダイン法では、THz 領域の高出力局部発振器や増幅器が存在しないため、寒剤(液体窒素、液体ヘリウムなど)を用いてミキサーを極低温まで冷却して、熱ノイズを抑える必要がある。一方、干渉計測では、検出器の熱ノイズを抑えるために、やはり極低温冷却する必要がある。このような極低温環境動作は、連続稼働が不可能であるため、実用的でない。

我々のグループでは、室温環境で高精度周波数計測が可能な THz コム参照型スペクトラム・アナライザー(THz スペアナ)に関する研究を行っている[11,12]。THz スペアナは、光伝導アンテナ(PCA)内部にフォトキャリア THz 周波数コム(PC-THz コム)を生成し、これと CW-THz 波を光伝導ミキシングすることで、RF 帯までダウンコンバートしている。先行研究では、マイクロ波周波数シンセサイザーの出力を周波数通倍器で6通倍することによって得た CW-THz 波(周波数=100GHz, パワー=5mW)の周波数スペクトルを、周波数測定精度 $10^{-11}$ で測定しており、最低検出限界パワーレベル 11nW という見込みりが報告されている[13]。さらに、THz 無線通信に用いられる F バンド(周波数=90-140GHz)単一走行キャリア・フォトダイオード(UTC-PD)型フォトミキシング CW-THz 光源（周波数=120GHz, パワー=100μW）をリアルタイム計測した結果を報告している。また、THz 波発生用 PCA（フェムト秒パルス光励起）によって発

生させた電磁波 TH コムの周波数スペクトルを測定した結果、THz スペアナのスペクトル感度が少なくとも 2THz に及ぶことが報告されている[14].このように、THz スペアナはマイクロ波原子時計と同等の不確かさで、THz 帯を幅広くリアルタイム計測可能であり、THz 帯の周波数計測において有望な手法である.

しかし、現在の装置ではレーザー光は自由空間を伝搬するため、外乱（空気擾乱，振動等）の影響を受け易い．また，自由空間光学系（ミラー，レンズ，非線形光学結晶，光伝導アンテナなど）を固定した状態で使う必要があるため，可搬性に優れているとは言い難く、日常的に光学系のアライメントが必要である．THz パルスを用いた THz 時間領域分光法(THz-TDS)の可搬型計測機器は既に実用化されており[15]，周波数計測においても可搬型計測機器が強く望まれている[16].

本研究では，レーザー光学系を光ファイバーで一体化することにより，小型・ロバスト・フレキシブル・アライメントフリーな THz スペアナの開発を行った．具体的には、1550nm レーザー光による LT-GaAs 光伝導アンテナの直接カップリング、高速カレント・プリアンプ一体型光伝導アンテナモジュールの製作、ファイバーレーザーの小型化に関する研究を行った。

## 第 2 章 THz コムを用いた周波数計測

### 2.1 従来の THz 周波数計測技術

周波数は電磁波のもっとも基本的な物理量であり，様々な周波数計測技術が確立されている．光波領域では光学的手法が，電波領域では電気的手法が代表的な手法である．この 2 つの手法を用いて，長らく未開拓であった THz 領域の周波数計測に対し，アプローチが行われた．

#### 2.1.1 光学的手法[10]

光学的手法では干渉計測法がよく用いられている．図 1 に干渉計測法のセットアップを示す．干渉計測は一般的なマイケルソン干渉計を用いる．光源から出た光はビームスプリッタにより 2 光路に分けられる．分けられた光はそれぞれの鏡で反射され，ビームスプリッタによって再び重ね合わされ，2 乗検出器により検出する．この時，移動鏡が光源の半波長移動する毎に，2 つの波が干渉によって強めあい，干渉縞が観測される．光源の波長を  $\lambda$ ，鏡の移動量を  $\Delta L$ ，干渉縞の数を  $N$  とすると

$$\Delta L = (\lambda/2) \cdot N \quad (2.1)$$

となり，干渉縞の数と鏡の移動量から光源の波長を決定できる．

また，波長が既知の周波数安定レーザーを基準波とし，基準波・被測定波の干渉縞の数の比から，被測定波の波長を高精度に決定することがきできる[17]．しかし，熱雑音を抑えるため，検出器を極低温にする必要がある．

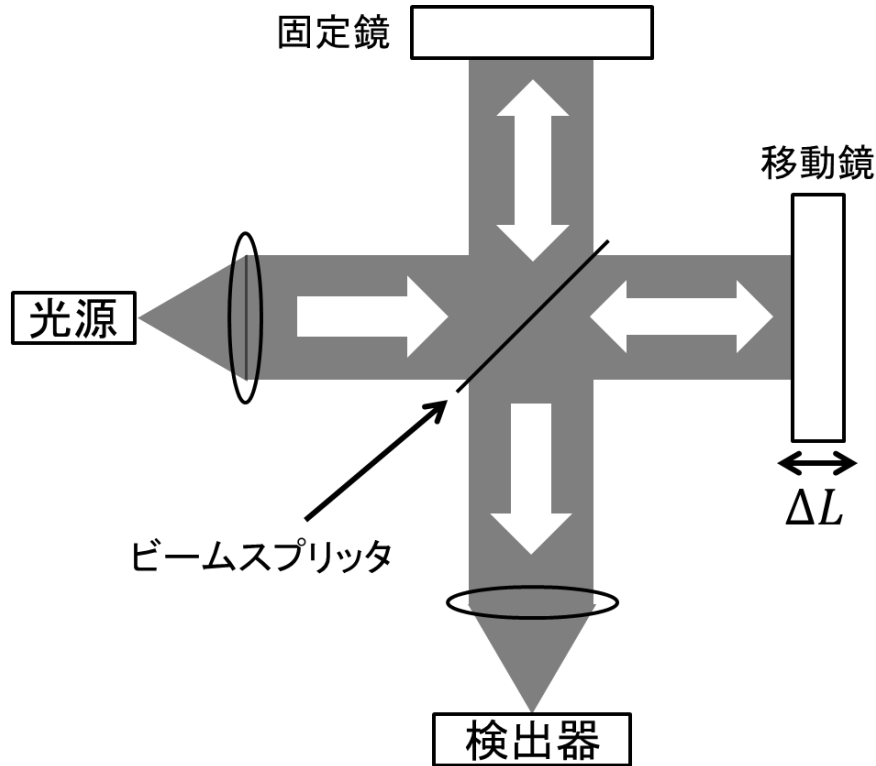


図 2.1 マイケルソン干渉計セットアップ

### 2.1.2 電気的手法[9]

電気的手法の代表例として，電氣的ヘテロダイン法が挙げられる[9]．基本的なセットアップを図に示す．この手法は，ミキサを用いて被測定波と局部発振器信号を掛け算処理している．2つの電気信号を $\sin(\omega_a t + \varphi_a)$ ， $\sin(\omega_b t + \varphi_b)$ とすると，積和の公式より，

$$\begin{aligned} & \sin(\omega_a t + \varphi_a) + \sin(\omega_b t + \varphi_b) \\ &= \frac{1}{2} \{ \sin[(\omega_a + \omega_b)t + (\varphi_a + \varphi_b)] + \sin[(\omega_a - \omega_b)t + (\varphi_a - \varphi_b)] \} \end{aligned} \quad (2.2)$$

と表せる．式(2.2)より，ミキシングを行うと電気信号の和と差の成分を含んでいることがわかる．実際は片方の信号のみで十分なので，ローパスフィルターで和周波成分をカットする．

この原理をもとに，図 2.2 に示すように被測定波（周波数 $f_s$ ）と既知周波数（周波数 $f_L$ ）である局部発振器からの信号をミキシングすると，ビート信号の周波

数 $f_b$ は,

$$f_b = |f_s - f_L| \quad (2.3)$$

となる．したがって，ビート周波数 $f_b$ をスペクトラム・アナライザで計測することによって，既知周波数から被測定波の周波数を求めることが出来る．しかし，この手法も THz 領域まで拡張した場合，熱ノイズを抑制するためミキサを極低温まで冷却する必要があり実用的でない．

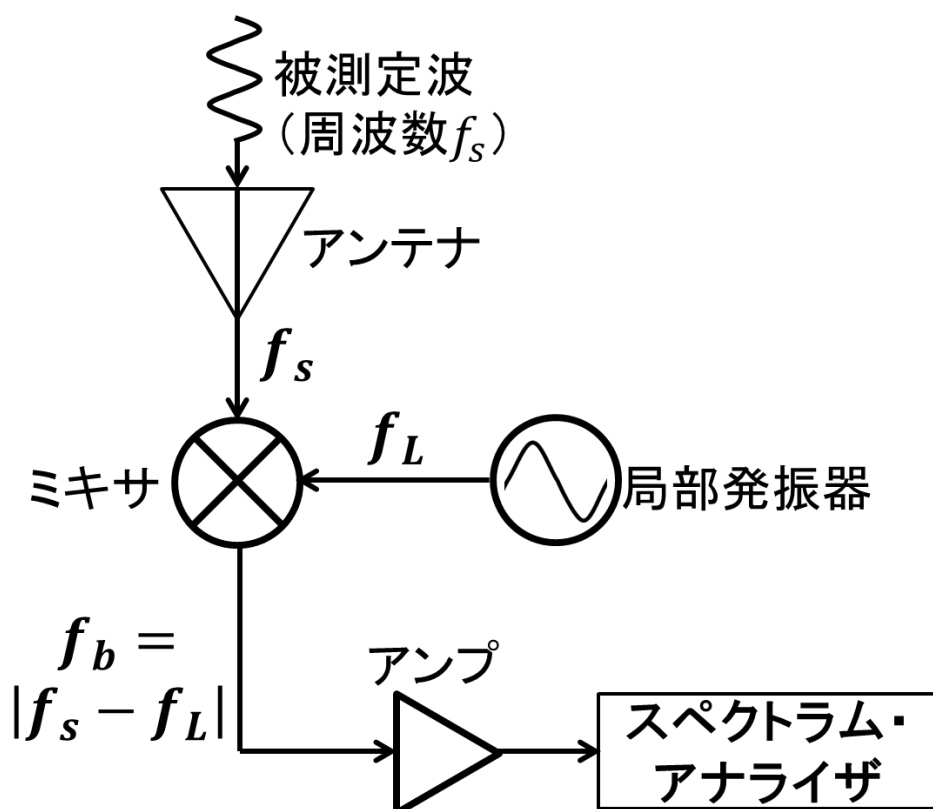


図 2.2 電氣的ヘテロダイン法の概略図



## 2.2 光コムと THz コム

フェムト秒レーザー光は、時間領域において非常に安定した超短光パルス列を示す。また、フーリエ変換の関係にある周波数領域では多数の周波数モード列が等間隔（＝モード同期周波数  $f$ ）で並んだ櫛の歯状の超離散マルチ・スペクトル構造を示す。これを光コムと呼ぶ。この特徴的な構造を活用し、マイクロ波原子時計にフェムト秒レーザーを位相同期することで、「周波数の超精密物差し」として光計測に利用されている[18]。一方、フェムト秒レーザー光を THz 検出用光伝導アンテナ(PCA)に入射すると、フォトキャリアの生成・消滅がフェムト秒レーザー光に同期して繰り返される。その結果、フォトキャリアのピコ秒モード同期パルス列が生成される。このようなピコ秒モード同期パルス列は、周波数領域において THz 帯の周波数コムを形成する。これをフォトキャリア THz コム(PC-THz コム)と呼ぶ。これは、周波数領域において、光コムを PCA に入射すると、PCA の整流効果によりコム間隔を維持したままオフセット周波数成分がカットされ、光コムが同じモード間隔を保ったまま THz 帯域までダウンコンバートされることになる。PC-THz コムは光コムと同様に、広い周波数選択制・狭線幅・周波数通倍機能といった特徴を有しているので、マイクロ波原子時計にフェムト秒レーザーを位相同期することで、「THz 領域の周波数物差し」として利用することが出来る。

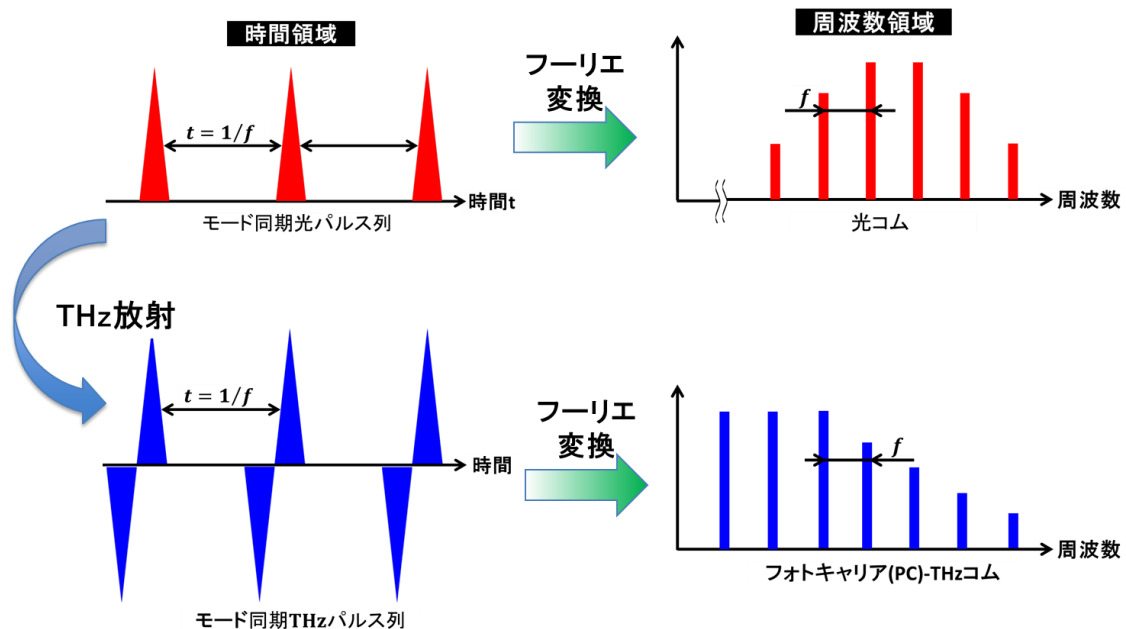


図 2.3 光コムと PC-THz コム

## 2.3 THz コム参照型スペクトラム・アナライザー

### 2.3.1 光伝導アンテナ

光伝導アンテナ (PCA) は図 2.4(a)に示すように、光伝導膜上にアンテナ形状をもつ金属電極をつけた構造となっている。光伝導アンテナを用いた THz 波検出原理を図 2.4(b)に示す。アンテナ間に光伝導膜のバンドギャップエネルギーを超えるレーザー光が入射されると、フォトキャリアが瞬時生成される。さらに、アンテナ間に CW-THz 波が入射すると電位差が生じ、瞬時生成されたフォトキャリアは移動する。したがって、アンテナ間に瞬時電流が発生する。CW-THz 波の電界を  $E(t)$ , 励起キャリアによる導電率  $\sigma(t)$  とすると、電流  $J(t)$  は

$$J(t) = \int \sigma(t - t') E(t') dt' \quad (2.4)$$

となる。

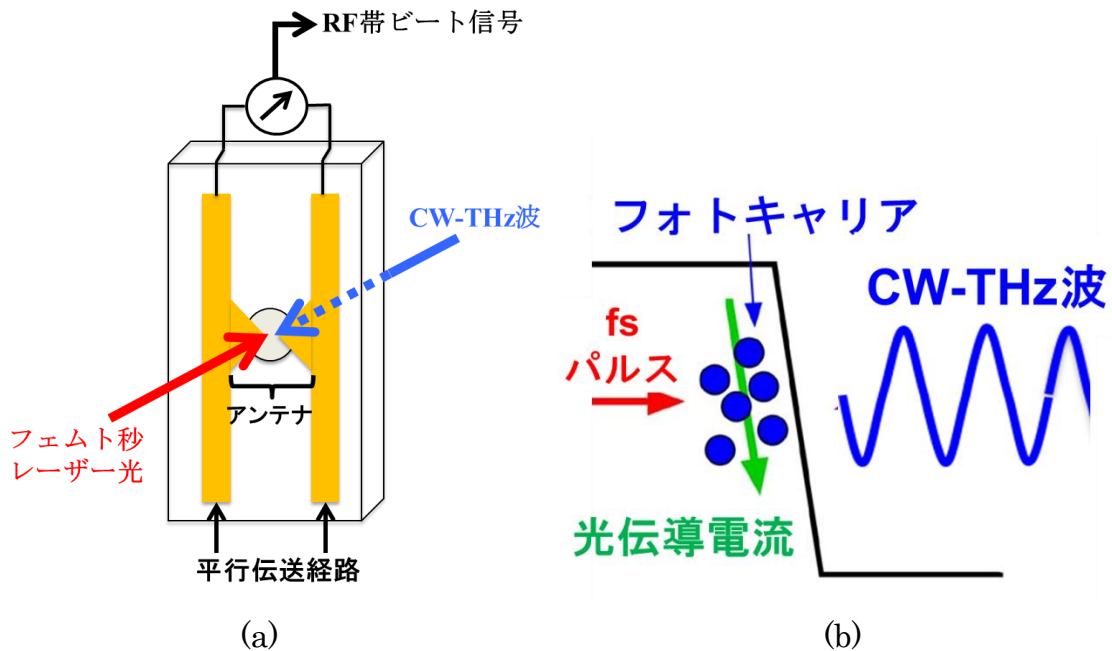


図 2.4 THz 波検出原理 (光伝導アンテナ)

### 2.3.1 光伝導ミキシング法

THz スペアナは、ヘテロダイン法的一种である光伝導ミキシング法を用いて、THz 帯を RF 帯までビートダウンし、周波数計測を行う。図 2.5 に示すように、光伝導ミキシングは、従来の電氣的ヘテロダイン法と異なり、被測定 CW-THz 波の検出器兼ミキサーとして PCA を用いる。PCA を用いているため、室温環境での計測が可能である。さらに、PCA 内に生成した PC-THz コムは、THz 帯に純度の高い信号が数十万本存在するため、THz 帯をフルカバーすることができる。

THz スペアナは、図 2.5 に示すように、PCA にフェムト秒レーザーを照射することで生成された PC-THz と CW-THz 波がミキシングされ、電極間に瞬時ビート電流が流れる。発生した電流信号は微弱なため、電流電圧変換アンプを介して、RF スペアナで検出する[11][12]。

図 2.5 下図には、光伝導ミキシング法の周波数軸上での振る舞いを表している。光伝導アンテナに被測定 CW-THz 波(周波数 $=f_{THz}$ )が入射すると、光伝導ミキシング過程を経て、RF 帯の電流ビート信号が PCA から出力される(図 1)。最低周波数のビート信号(周波数 $f_b$ )は、被測定 CW-THz 波とそれに最隣接した $m$ 次のコムモード(周波数 $mf$ )とのミキシングによって生成している。よって被測定 CW-THz 波の絶対周波数 $f_{THz}$ は

$$f_{THz} = mf \pm f_b \quad (2.5)$$

により求められる。

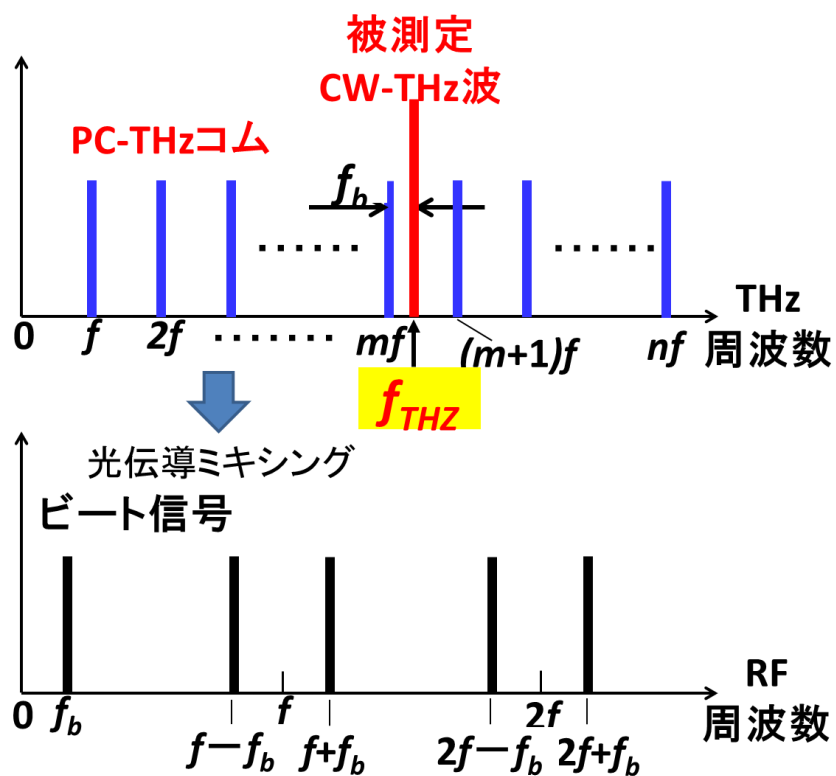
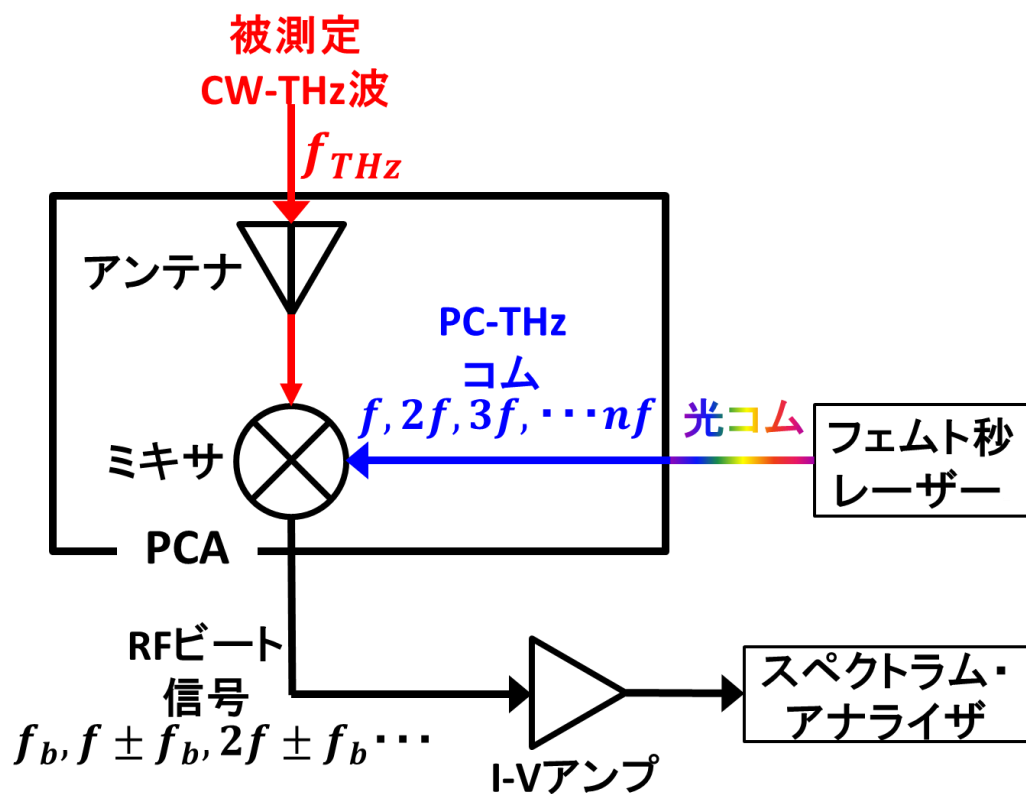


図 2.5 光伝導ミキシング法

## 第3章 波長 1550nm レーザー光による LT-GaAs 光伝導アンテナの直接カップリング

### 3.1 背景

近年、THz 時間領域分光法や THz コム参照型スペクトラム・アナライザーなどの THz 帯分光分析において、波長  $1.5\mu\text{m}$  帯モード同期ファイバーレーザーが広く用いられている。これは、従来用いられてきモード同期チタン・サファイヤレーザーと比較し、小型、廉価、高安定といった長所を持っているからである。しかし、THz 波発生・検出素子である低温成長 GaAs 光伝導アンテナは、 $1.5\mu\text{m}$  光に対してバンドギャップが大きいと効率が低い。そこで、自由空間で非線形光学結晶により、レーザー光を 775nm 帯に波長変換している。図 3.1 にファイバーレーザー光を波長変換するセットアップを示す。ファイバーレーザーの出力端の偏光状態は変わりやすいため、偏波コントローラーによって直線偏光にした後、レンズを通して非線形光学結晶に集光する。すると、非線形光学効果により高調波が発生する。その後レンズによってコリメートする。

我々が開発している THz スペアナで、様々な光源を評価・試験するためには装置の可搬性や、外乱の影響を受けにくいロバスト性、装置の使いやすさが必要である。そこで、レーザー自由空間光学系をオールファイバー化し小型・ロバスト・フレキシブル・アライメントフリーな THz スペアナを提案する。しかし、図 3.2 のような光学系では、装置が大型、複雑、高価になると考える。また、波長変換モジュールとその後のシングルモードファイバーとのカップリング効率によって、波長変換後のレーザーパワーにロスが生じる。

一方、 $1.5\mu\text{m}$  帯モード同期ファイバーレーザー光を、直接、波長変換なしで LT-GaAs 光伝導アンテナに入射し、THz 波検出を行った研究が報告されている [19]。また、LT-GaAs 光伝導アンテナの形状と、照射するレーザーのスポットサイズを適切に変更することによって、THz 波検出感度を改善した研究が報告されている [20]。以上より、 $1.5\mu\text{m}$  光でも GaAs 光伝導アンテナを十分に励起することは可能である。波長変換をする必要がなければ、装置をより小型、廉価にすることができる。

本章ではまず、 $1.5\mu\text{m}$  光に対する LT-GaAs-PCA の応答特性について従来研究を紹介する。そして、 $1.5\mu\text{m}$  と  $0.8\mu\text{m}$  光に対する THz スペアナの特性評価を行った。

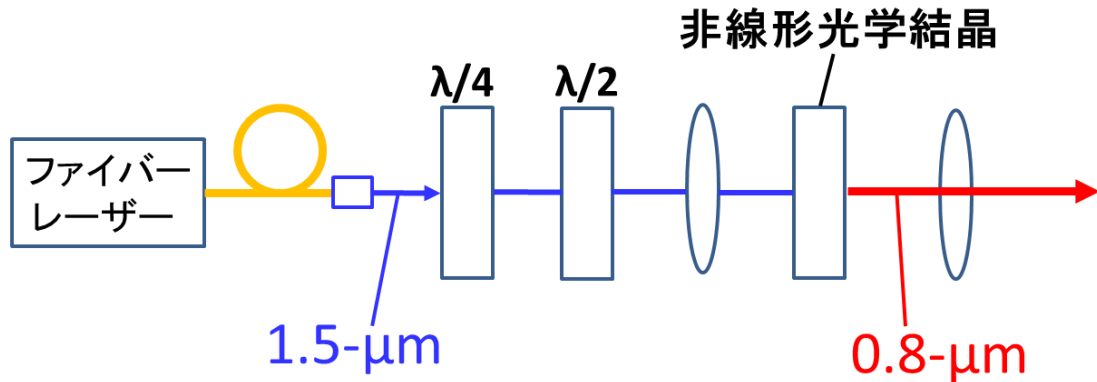


図 3.1 自由空間伝搬によるファイバーレーザー光の波長変換

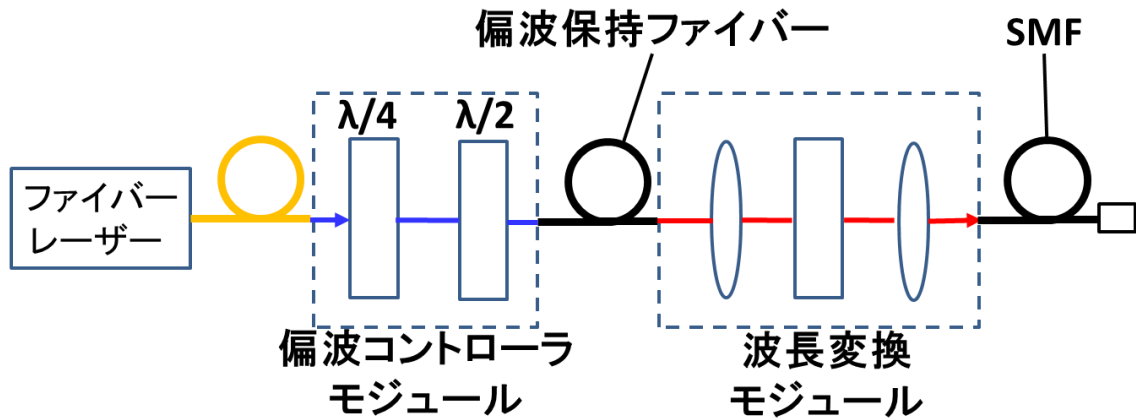


図 3.2 オールファイバー光学系によるファイバーレーザー光の波長変換

### 3.2 1.5μm 光に対する LT-GaAs-PCA の応答特性

本節では、1.5μm 光に対する低温成長ガリウムヒ素光伝導アンテナ (LT-GaAs-PCA) の応答特性について従来研究を 2 つ紹介する。

1 つ目は、LT-GaAs-PCA のレーザースポット径とギャップ長を適切に調節することによって、1.5μm 光励起でも感度を改善することに成功した研究について述べる[20]。この研究では、図 3.3 に示すダイポール PCA の、ギャップ長さ  $L_G$  とギャップ幅  $W_G$  を変化させ実験を行っている。実験はパラメーター変化した PCA を THz 時間領域分光法 (THz-TDS) 用検出素子に用い、THz 波検出を行っている。実験結果を図 3.4、図 3.5 に示す。図 3.4 は横軸にレーザースポット径を、縦軸に検出した THz 波の最大振幅を、図中の数字に検出 PCA のギャップ長さを示している。図より、レーザースポット径を小さくすることで、最

大振幅が大きくなっていることがわかる．特に  $L_G/D_S=1.5/2.7$  の組み合わせの場合，最大振幅（電流値）は  $5\text{nA}$  に達する．これは  $780\text{nm}$  励起で得られる最大振幅と同じオーダーである．さらに， $L_G=1.5\mu\text{m}$  に対して， $D_S=2.1\mu\text{m}$  の場合より， $D_S=2.7\mu\text{m}$  の場合が信号振幅が高い．よって，ギャップ長とスポット径には適切な組み合わせが存在することがわかる．図 3.5 にはテラヘルツ波を放射しない時の検出 PCA ノイズ平均値を示している．図より，ノイズレベルは励起光パワー，ギャップ長さ，レーザースポット径に依存しないことがわかる．THz スペアナで  $1.5\mu\text{m}$  光を用いる場合， $0.8\mu\text{m}$  光に比べ入射パワーが必要である，本実験結果より， $1.5\mu\text{m}$  光を用いることによってノイズが増加しないことが予想される．

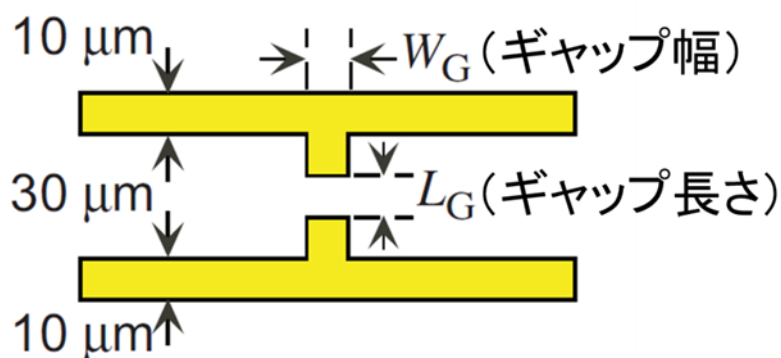


図 3.3 ダイポール型 PCA 概略図[20]

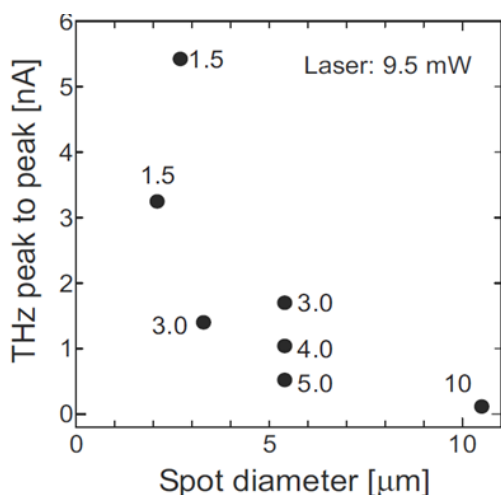


図 3.4 スポット依存性[20]

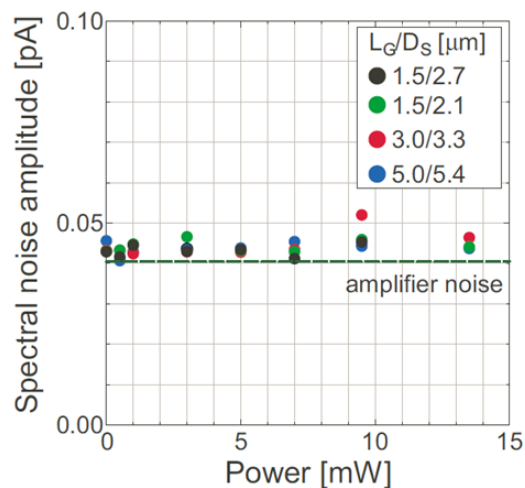


図 3.5 検出器ノイズの入射パワー依存性[20]

次に、 $1.5\mu\text{m}$  光に対する LT-GaAsPCA の 応答の非線形性について述べた論文を紹介する[21]。実験は LT-GaAsPCA に 10V の電圧を印加し、 $1.56\mu\text{m}$  ファイバーレーザーを照射したときに発生する光電流を測定している。図 3.6 に、励起光パワーと光電流の関係を示す。低い励起光パワーでは 1 乗則に従い、高い励起光パワーでは 2 乗則に近づいていることがわかる。したがって、低い励起光パワーでは仮想的なミッドギャップを経た 2 段階励起が起こり、高い励起光パワーでは 2 光子吸収が起こっている。THz スペアナでは高い励起光パワーを光伝導アンテナに照射し、アンテナ間にフォトキャリアを生成する必要がある。したがって、励起光のスポットサイズを小さくすることにより、効率の改善が期待される。

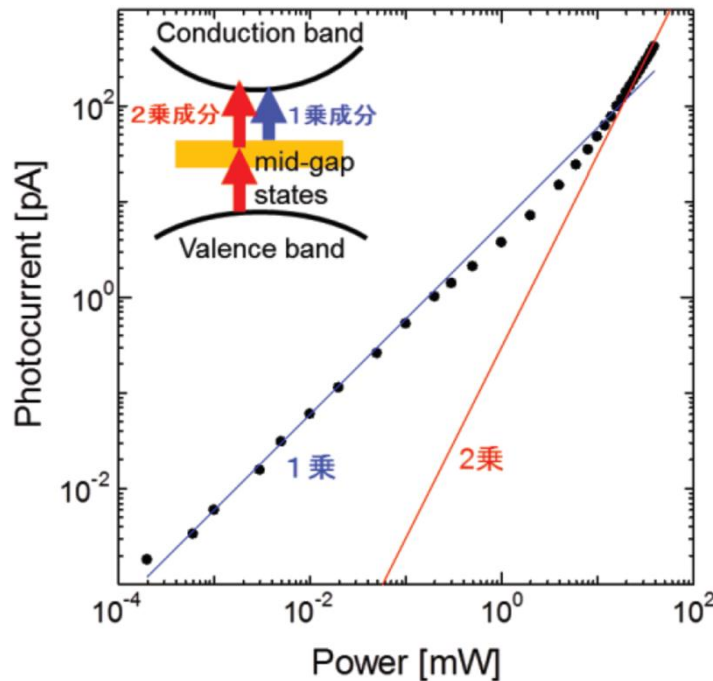


図 3.6 単一励起光パワーに対する光電流[21]

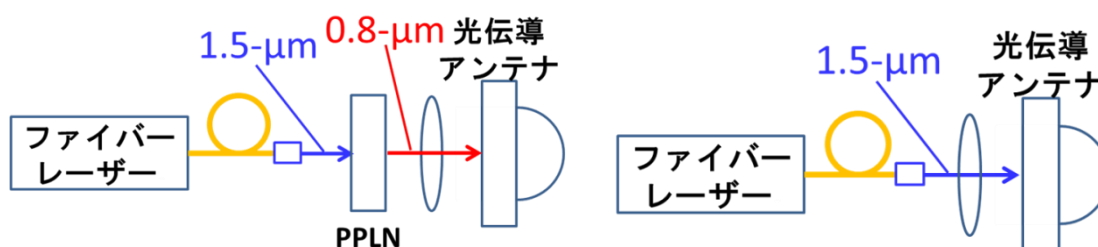
### 3.3 異なる励起光波長による THz スペアナの特性比較

THz スペアナの光伝導アンテナには、800nm 用 LT-GaAsPCA と 1550nm 用 LT-InGaAsPCA が代表的である。図 3.7 に 2 種類の PCA を用いたセットアップをそれぞれ示す。LT-GaAs-PCA はバンドギャップエネルギーが 840nm に対応する。そこで、ファイバーレーザー光  $1.5\mu\text{m}$  を非線形光学結晶である PPLN で  $0.8\mu\text{m}$  に波長変換し、PCA に集光する。LT-GaAs-PCA は高感度で低ダークカ



レントだが、波長変換が必要となる．LT-InGaAs-PCA はバンドギャップエネルギーが 1700nm に対応する．したがって、1.5 $\mu$ m 光を波長変換することなく PCA に集光する．しかし、LT-InGaAs-PCA の抵抗率はおよそ 1k  $\Omega$  cm と LT-GaAs-PCA に比べ 3～4 桁程低い．抵抗率は暗電流の発生に寄与し、低抵抗率であるほど暗電流が発生しノイズフロアの上昇を引き起こす．

そこで、本節では、1.5 $\mu$ m 光励起 LT-GaAs-PCA を用いた THz スペアナの特性を従来法（0.8 $\mu$ m 光励起 LT-GaAs-PCA を利用）と比較する．この手法は、感度が良く暗電流も小さい LT-GaAs-PCA を用い、ファイバーを直接カップリング可能であるため、オールファイバー化と性能維持の両立に最適である．



(a) LT-GaAs-PCA@0.8 $\mu$ m 光

(b) LT-InGaAs-PCA@1.5 $\mu$ m 光

図 3.7 従来法セットアップ

### 3.3.1 実験装置

THz スペアナのセットアップを図 3.8 に示す．コリメーターから出力されたフェムト秒ファイバーレーザー(中心波長 1550nm, パルス幅 50fs)光は、非線形光学結晶(PPLN)に入射し 2 倍波(波長 775nm)にされる、この時、波長変換前の 1.5 $\mu$ m 光も PPLN から出射している．そこで、PPLN 後のバンドパスフィルターを変更することで PCA に入射するレーザーの波長を決定した．これにより、レーザー光波長の異なる系を共通で利用できる．BPF 後 LT-GaAs-PCA に集光される．被測定 CW-THz をシリコンレンズ側から LT-GaAs-PCA に入射すると、LT-GaAs-PCA 内部で PC-THz コムとミキシングされ、ビート成分が電極間に光電流として流れる．発生した電流をカレント・プリアンプで電流・電圧変換増幅し、RF 帯のスペクトラム・アナライザーで検出する．

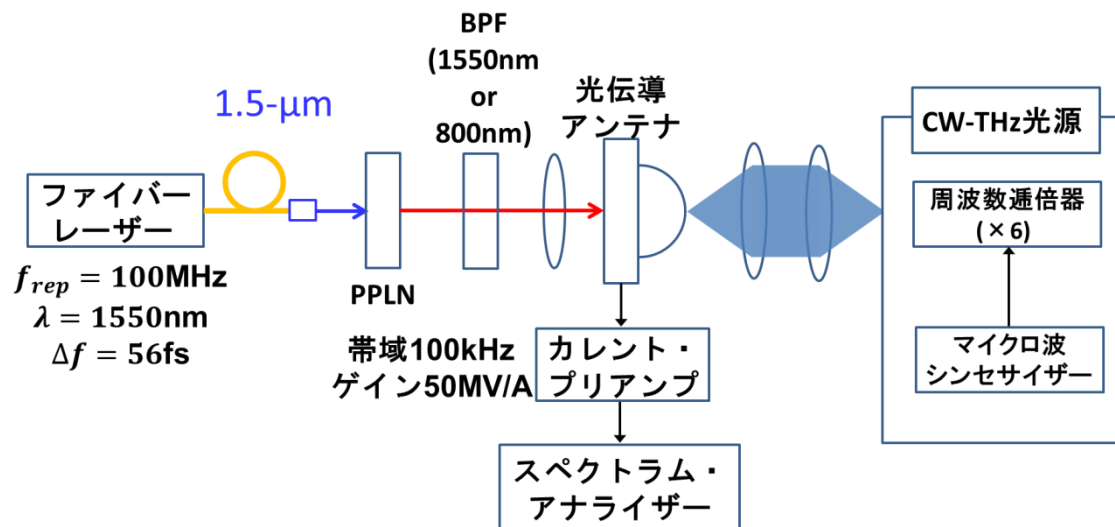


図 3.8 実験装置

### 3.3.2 基本特性評価

入射レーザー光パワーと LT-GaAs-PCA 抵抗値の関係を比較した結果を、図 3.9 に示す。LT-GaAs-PCA 抵抗値は、フォトキャリアの生成数と相関があり、抵抗値が小さいほど多くのフォトキャリアが生成し、検出感度が向上する。両者を比較すると、1.5μm 励起では、0.8μm 励起と比べ、フォトキャリアの生成効率はや低いものの、十分なレーザーパワーを入射すると、0.8μm 励起と同等の抵抗値に達していることが確認できる。10mW 程度の 0.8μm 光を SHG 結晶で発生させるためには、100mW 前後の 1.5μm 光が必要であることを考慮すると、トータルの効率としては、両者に遜色は無いと言える。また、100mW 前後の 1.5μm 光を入射した時、2 乗則に近いことから、従来研究と同様に非線形な効果が起こっていることが確認できる。

図 3.10 にそれぞれの励起光波長で計測したビート周波数 100kHz の信号を示す。1.5μm 光 (パワー@mW) を入射したとき SN 比が 50dB となり、0.8μm 光 (パワー@mW) を入射したとき SN 比は 55dB となった。したがって、1.5μm 光励起でも従来法と同程度の SN 比を得られることを確認した。5dB の差は抵抗値差によるものだと考える。

また、図 3.11 にはオートコリレーター(APE 社製)を用いパルス波の自己相関波形を測定した結果を示す。非線形効果はパルス幅やペデスタルの有無によって効率が変わってくる。このパルス波形がどの程度、光伝導アンテナのフォトキャリア生成に関わっているのか現時点で定かでない。しかし、自作のファイバーレーザーを製作したとき、比較する参考データになると考える。

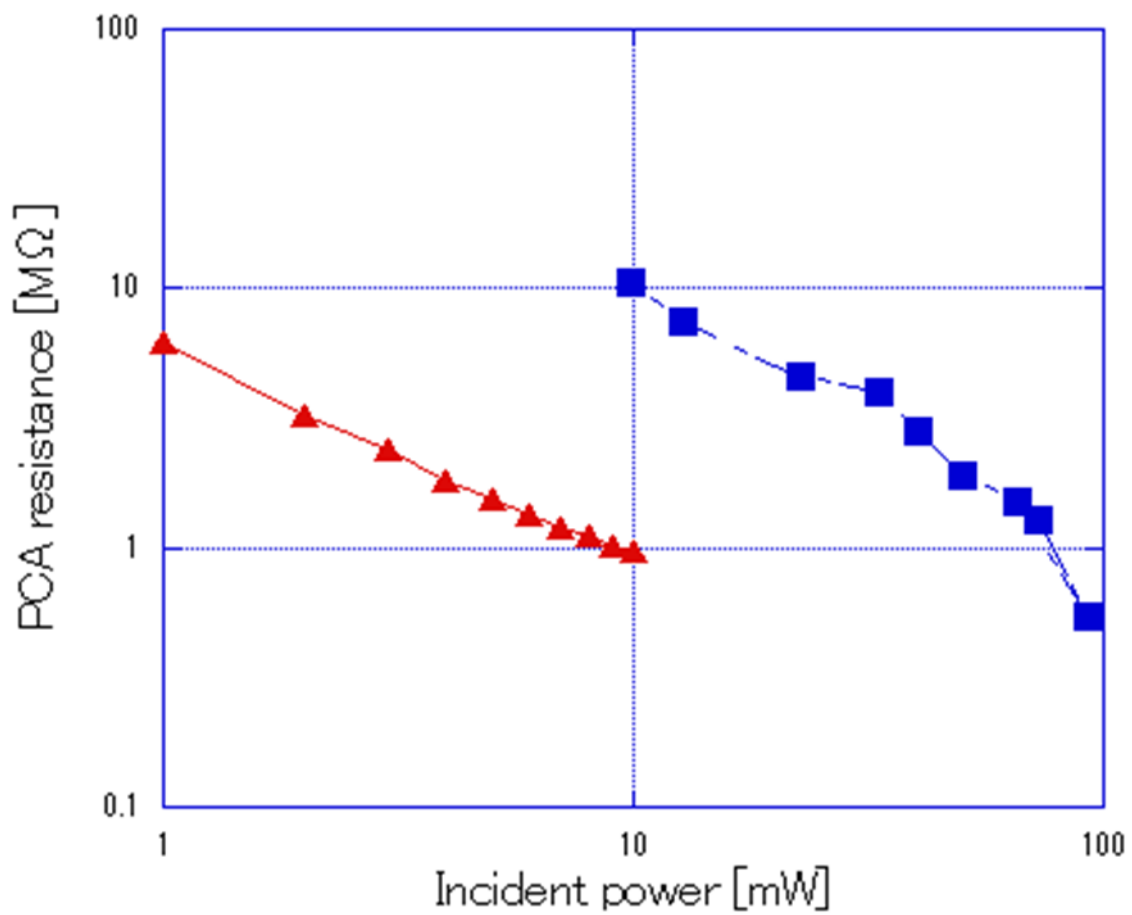
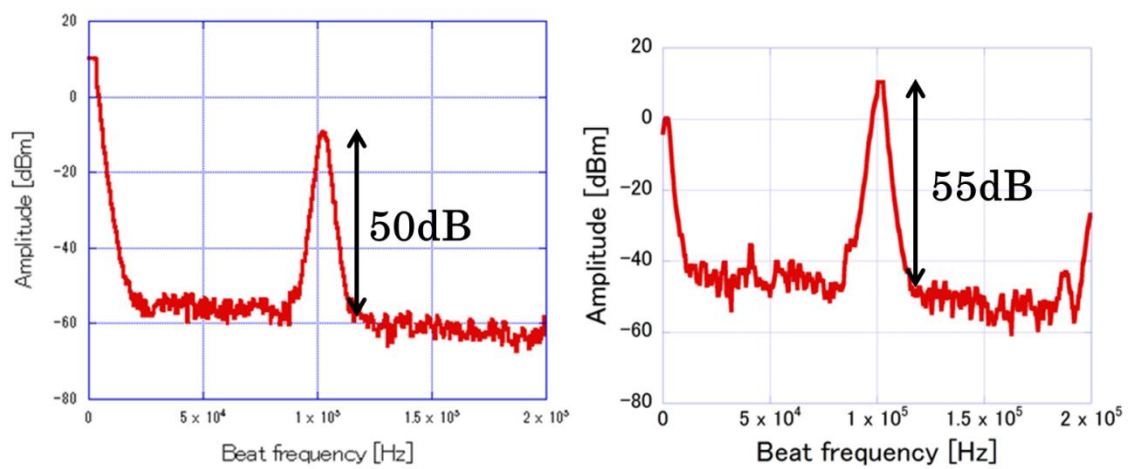


図 3.9 フォトキャリア数の入射パワー依存性



(a) 1.5μm 光 抵抗値 1.2MΩ

(b) 0.8μm 光 抵抗値 0.65MΩ

図 3.10 ビート周波数 100kHz

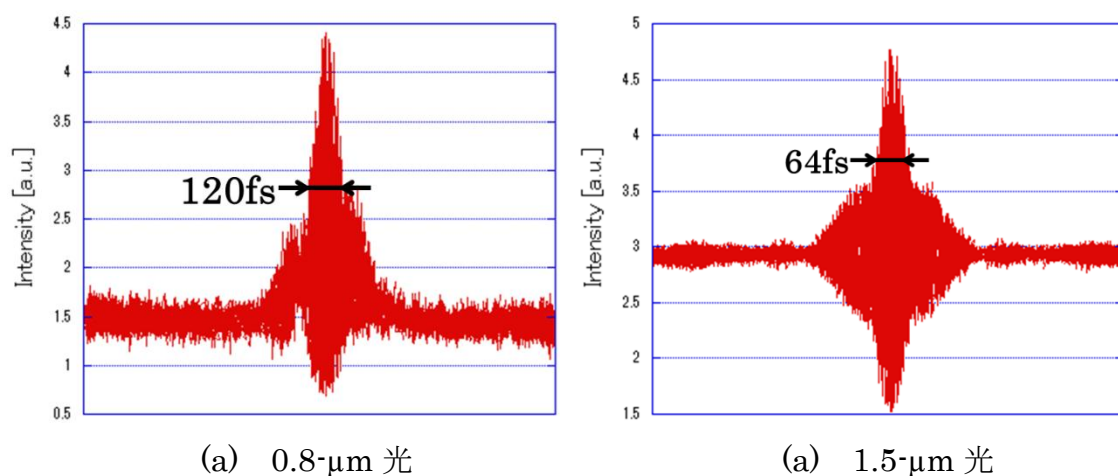


図 3.11 自己相関波形

### 3.4 LT-GaAs 光伝導アンテナの直接カップリング

1.5μm 光励起 LT-GaAs-PCA による THz スペアナの信号 SN 比が従来法と同程度であることが確認できた．そこで，ファイバーカップリングによる THz スペアナを用いビート信号の計測を行った．

#### 3.4.1 実験装置

図 3.12 に実験装置概略図を示し，図 3.13 ファイバーカップリングの写真を示す．ファイバーレーザは自作の TYPE3（中心波長 1575nm，パルス幅 47fs，繰り返し周波数 56MHz，平均パワー170mW）を用いた．ファイバーの出射端子を 3 軸ステージに固定し，PCA の抵抗値が最も下がるよう 3 軸ステージを操作した．この時，3 軸ステージの操作は，ファイバー先端が PCA に接触しないよう注意が必要である．レーザーパワー180mW のとき，PCA の抵抗値は 1.8MΩ まで低下した．

下がりきらない理由について、ファイバーのコア径や NA、ギャップ間隔から考察する。

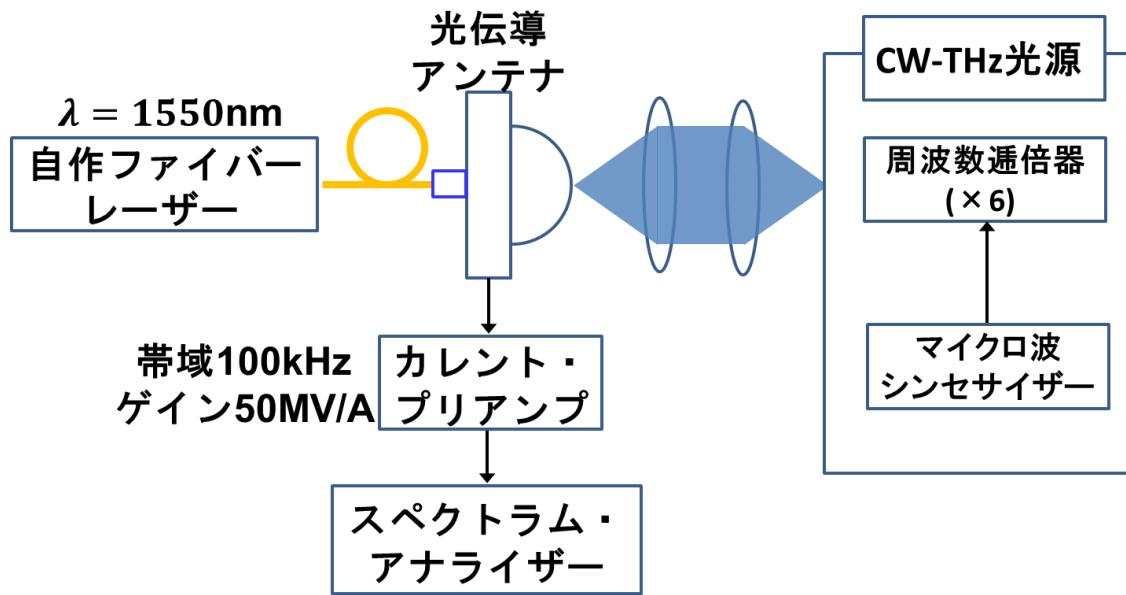


図 3.12 実験装置

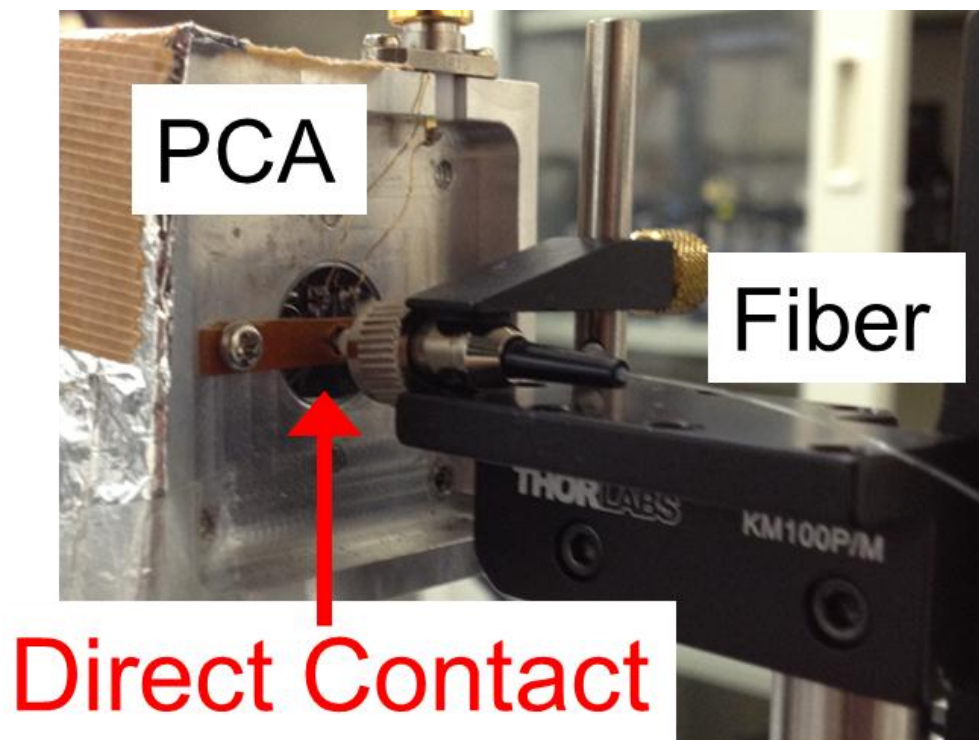


図 3.13 ファイバーカップリング写真

]

### 3.4.2 実験結果

図 3.14 にビート周波数 100kHz における実験結果を示す．SN 比は 20dB であった．これはレンズを用い集光した図 3.9(a)に比べ 30dB ほど SN 比が低くなっている．SN 比が低下した原因は，レーザー光を集光していないため，フォトキャリアが十分生成していないためだと考える．したがって，ファイバーに GRIN レンズやコンデンサレンズを用いることでレーザー光の集光を行うことや，レーザーパワーを更に上げることが対応策として考えられる．

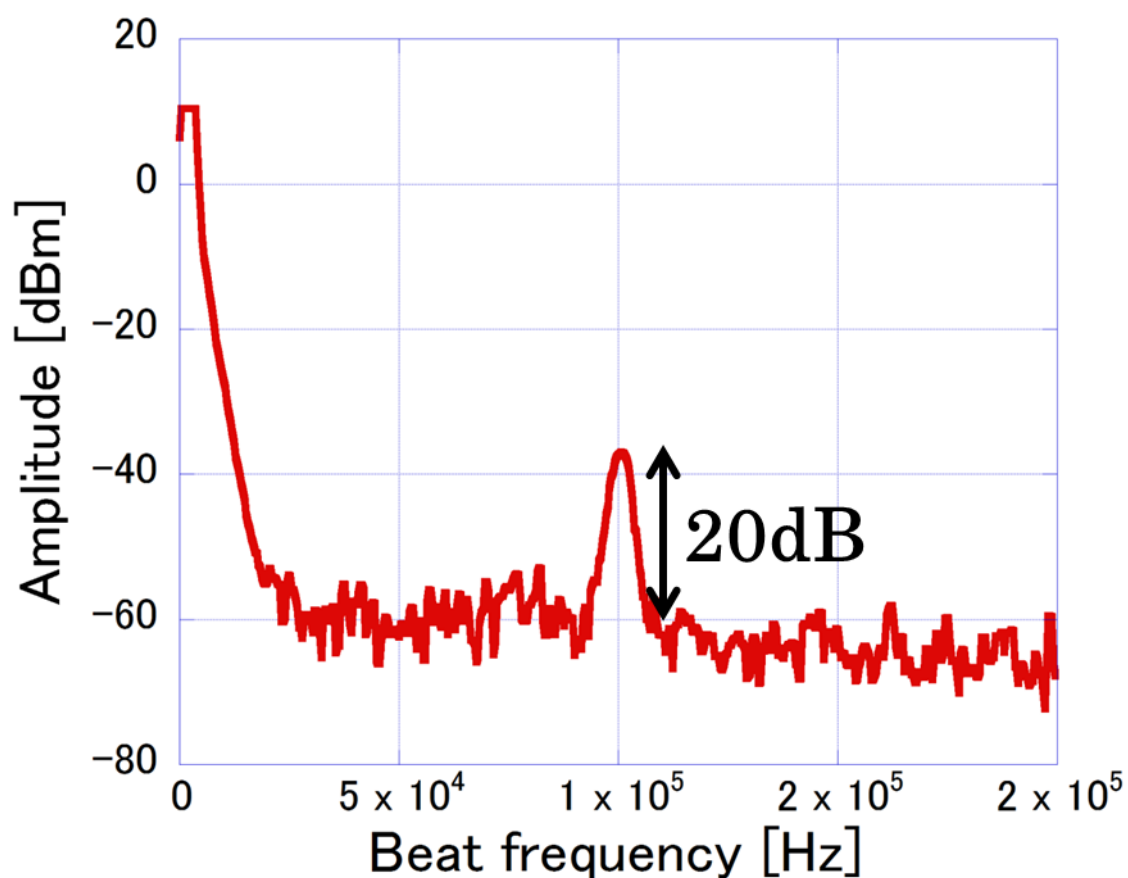


図 3.14 ビート周波数 100kHz

## 第4章 高速カレント・プリアンプ一体型 光伝導アンテナモジュールの製作

### 4.1 背景

THz スペアナで計測する最低次ビート信号は、CW-THz 波と最も隣接した PC-THz コムモードによって発生する。したがって、フェムト秒ファイバーレーザー（モード同期周波数 100MHz）を PCA 励起光とした場合、0～50MHz 間の任意周波数ビート信号を検出する必要がある（図 4.1）。この時、電流ビート信号は微弱なため、カレント・プリアンプによって電流電圧変換増幅を行う。

発生したビート信号を計測信号や制御信号として用いる場合、高い信号強度と SN 比が望まれる。従来、周波数が十分に安定で狭線幅な CW-THz テストソースを用いてたため、周波数帯域よりも測定信号 SN 比を重要視し、高ゲイン狭帯域なカレントプリアンプ(帯域 1MHz, ゲイン 1MΩ)を利用してきた[22]。その結果、THz スペアナの RF エレクトロニクス帯域は 1MHz 制限されている。しかし、周波数が大きく揺らいだり線幅が広い CW-THz 波に対しても THz スペアナを利用するためには、モード同期周波数の半分 (=50MHz) をフルカバーする必要がある。しかし、市販されているカレント・プリアンプは高周波に対応した物は少ない。さらに、外付け型の市販カレント・プリアンプでは、PCA とアンプの間のケーブル等の浮遊容量により、ノイズ特性や周波数応答特性の改善に限界がある。もし、PCA とアンプを基板にモジュール化して直結できれば、浮遊容量を抑え、ノイズ特性や周波数応答特性を改善できる可能性がある。そこで、高速カレント・プリアンプを自作し、光伝導アンテナモジュールに組み込むことで、小型で SN 比の良い検出エレクトロニクスの開発を行った。

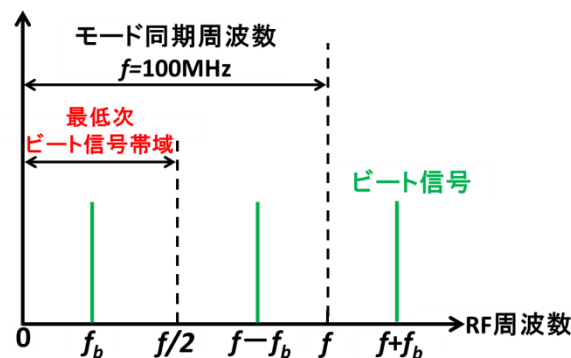


図 4.1 ビート信号の周波数帯域

## 4.2 カレント・プリアンプの原理

カレント・プリアンプ(電流電圧変換回路)とは，入力電流を電圧に変換し出力する回路である．カレント・プリアンプの原理図を図 1(a)に示す．理想オペアンプの場合，イマジナリーショートにより，反転入力端子(-)は  $0V$  となる．また，入力インピーダンスが無限大であるため，反転入力端子に電流は流れ込まない．したがって，得られる電圧  $V_{out}$  は，

$$\begin{aligned} 0 - V_{out} &= RI \\ \therefore V_{out} &= -RI \end{aligned} \quad (4.1)$$

となる． $R$ はトランスインピーダンスゲインである．

次に，フォトダイオードを用いたカレント・プリアンプを図 4.3 に示す． $f_u$  はオペアンプのゲイン帯域幅積(GB 積)， $C_{TOT}$  は全入力容量を示す．全入力容量とは，フォトダイオード容量とオペアンプの入力容量の和である．この回路において，インピーダンスゲインが半減する帯域幅( $f_{-3dB}$ )は，

$$f_{-3dB} = \sqrt{\frac{f_u}{2\pi RC_{TOT}}} \text{ [Hz]} \quad (4.2)$$

となる．したがって，高速カレントプリアンプを製作するためには， $f_u$  が大きく入力容量の小さな IC を選定する必要がある．

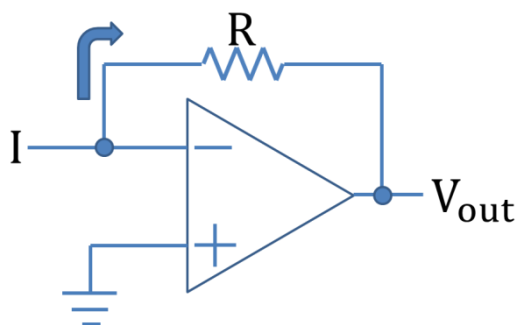


図 4.2 原理図

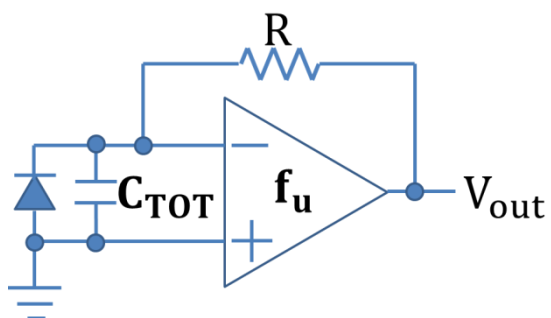


図 4.3 カレント・プリアンプ基本回路図







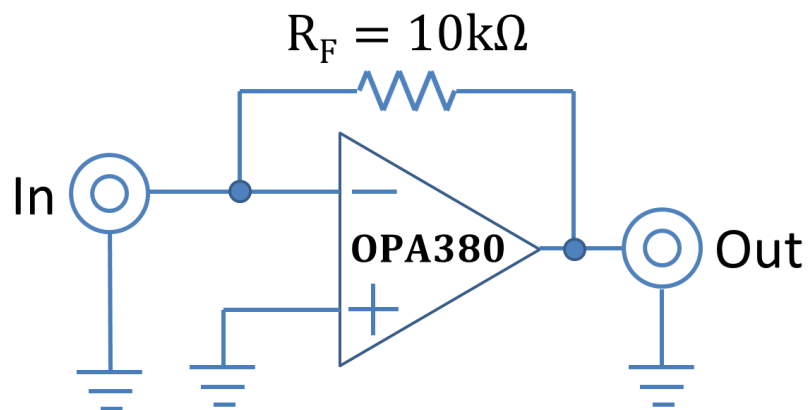


図 4.6 自作したカレント・プリアンプ回路図(OPA380)

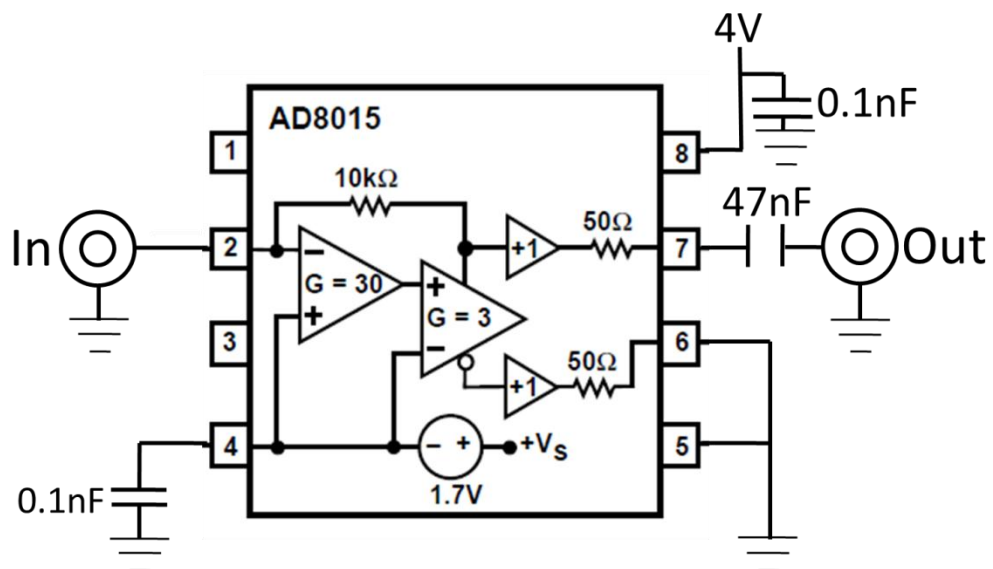


図 4.7 自作したカレント・プリアンプ回路図(AD8015)

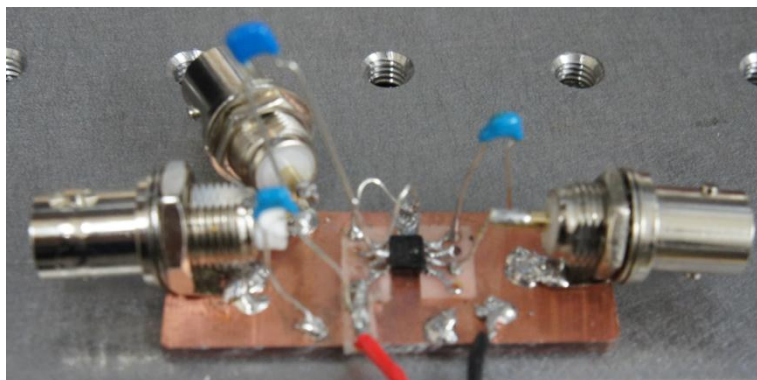


図 4.8 自作したカレント・プリアンプ(AD8015)

### 4.3.3 特性評価

特性評価に用いた THz スペアナのセットアップを図 4.9 に示す. 市販アンプ, 自作アンプを用いて, それぞれビート信号を計測した. この時, カレント・プリアンプ以外の実験条件を等しく設定している. 特に, ビート信号毎に設定するマイクロ波シンセサイザーの設定周波数, PCA に入射するレーザーパワー, そして PCA の抵抗値は検出されるビート信号強度に影響を与えるので, 注意が必要である. 以降この章において, カレント・プリアンプの特性評価を行う場合, 図 4.9 に示すセットアップを用いる.

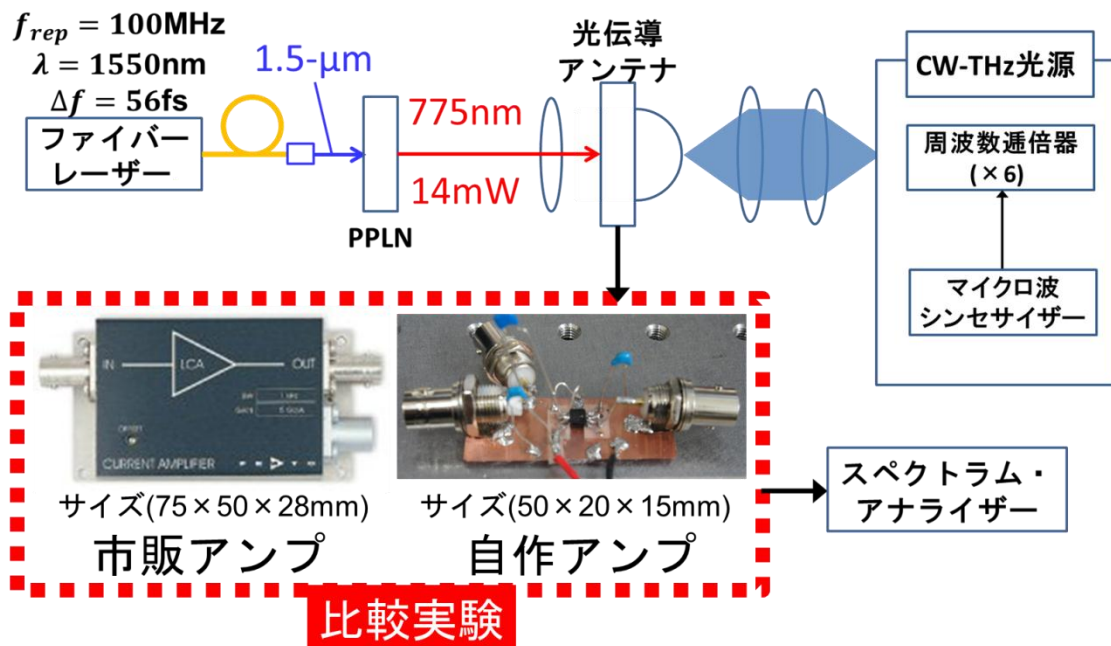


図 4.9 実験装置

図 4.10 に自作カレント・プリアンプと市販カレント・プリアンプ(FEMTO 社製, 帯域  $100\text{MHz}$ , インピーダンスゲイン  $50\text{kV/A}$ )の信号強度とノイズフロア, 図 4.11 に SN 比を比較した実験結果を示す. 図 4.10 より, ビート周波数  $1\text{MHz}$  での信号強度を市販アンプと比較すると, OPA380 は  $10\text{dB}$ , AD8015 は  $20\text{dB}$  低いことがわかった. インピーダンスゲインが 5 倍異なることから妥当な結果と考える. また, 帯域幅に着目すると, 市販アンプと AD8015 は  $100\text{MHz}$  まで信号強度がほぼ一定であるのに対し, OPA380 はビート周波数  $10\text{MHz}$  以上の帯域で信号強度が急激に低下している. そこで, 式(4.2)より OPA380 を用いた回路の帯域幅を求める. PCA の静電容量は未知のため,  $10\text{pF}$  と仮定すると,  $f_{-3\text{dB}}(\text{OPA380})$ は,

$$f_{-3dB} = \sqrt{\frac{90 \times 10^6}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12}}} = 12[\text{MHz}]$$

となる．したがって，OPA380 は GB 積が小さいため，目標としている帯域 100MHz を満たすことは難しいと考える．しかし，市販アンプにと比べノイズフロアが低く，ビート信号 1MHz における SN 比も等しい．よって，高ゲイン狭帯域なカレント・プリアンプ一体型光伝導アンテナモジュールを製作する場合，OPA380 を用いることで市販アンプより性能を向上できると考える．

次に SN 比を比較すると，AD8015 は市販アンプに比べ，SN 比が 5~10dB 低いことがわかった．この実験結果から，SN 比に関して市販品に対する優位性を示すことが出来なかった．しかし，図 4.10 に示す-90dBm 付近のノイズが，RF スペアナとカレントプリアンプのどちらのノイズフロアが支配的であるか現時点で定かでない．そこで，自作カレント・プリアンプ後段に市販パワーアンプを用いて，ノイズフロアに対する検証を行った．

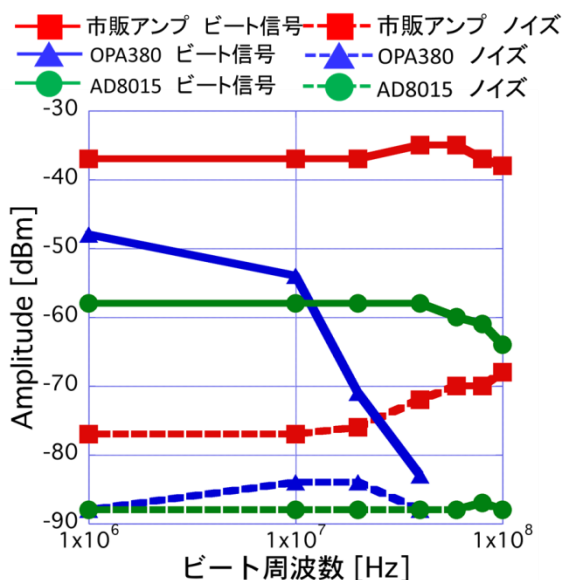


図 4.10 信号強度とノイズフロア

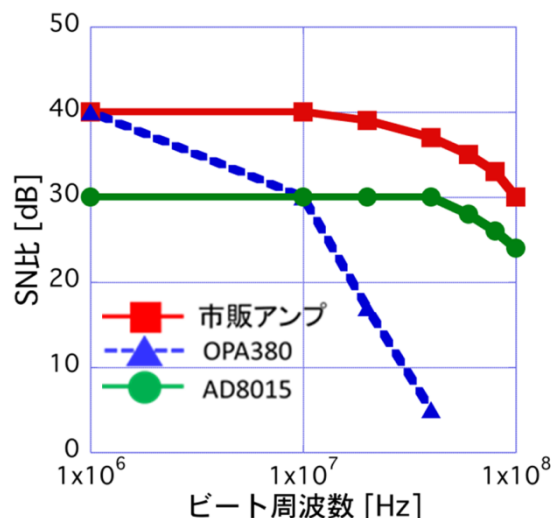


図 4.11 SN 比

図 4.12 に自作カレントプリアンプ後段に，超低雑音差動増幅器(NF 社製，帯域 1k~100MHz，ゲイン 46dB)を用いたセットアップを示す．差動増幅器は本来 IN+と IN-の 2 つの入力ポートを用いるが，ここでは IN+入力のみを用いている．このセットアップを用いビート信号を計測した結果を図 4.13，図 4.14 に示す．AD8015 の信号強度を図 4.10 と比較すると，およそ 30dB 増加している．また，1MHz 付近のノイズフロアが 20dB 増加している．仮に，図 4.10 におけ

るノイズフロアがカレント・プリアンプのノイズフロアが支配的とすると、信号強度と同様に増幅されるはずである。したがって、図 4.10 の AD8015 ノイズフロアは RF スペアナのノイズフロアが支配的であると考ええる。また、ビート信号の周波数が高くなるにつれ、AD8015 のノイズフロアも高くなっている。これは NF 社製アンプも寄与するが、AD8015 のノイズ特性が最も寄与していると考ええる。例として、図 4.15 にビート周波数 10MHz 付近の信号を示す。

10MHz の信号は回路構成独特のノイズである。ノイズフロアには周期的な信号が出ており、回路が不安定な状態である。トランスインピーダンスアンプを安定に動作させるために、帰還抵抗と並列に位相補償コンデンサを用いることが一般的である。しかし、AD8015 内部ブロック図からわかるように、広帯域、高ゲインを達成するために位相補償コンデンサを用いていない。このことが回路の不安定化に寄与していると考ええる。回路の不安定化がノイズフロアの向上を招き、その結果 SN 比が低下している。したがって、AD8015 を用い SN 比の良い信号を得るためには、IC を安定に動作させる必要がある。

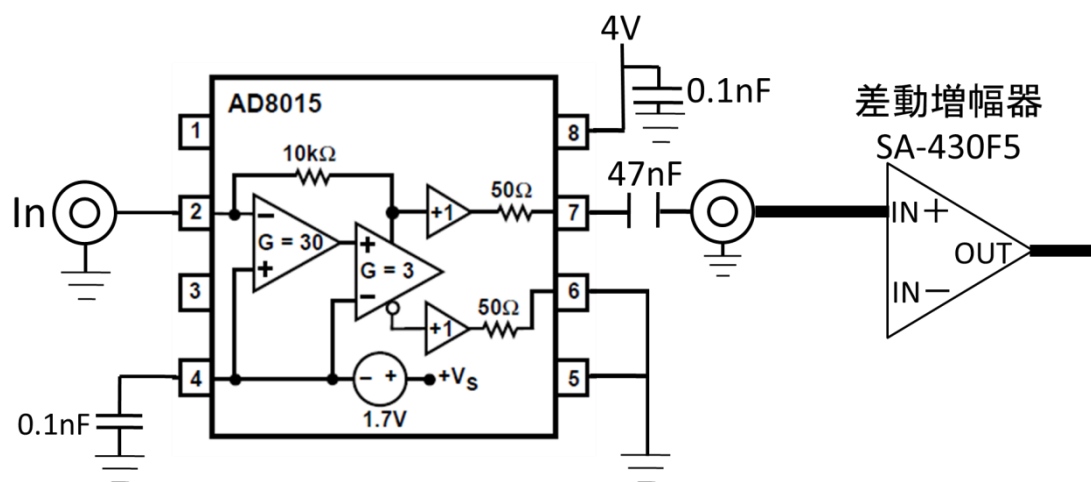


図 4.12 自作したカレント・プリアンプ(AD8015)と増幅器(シングル)

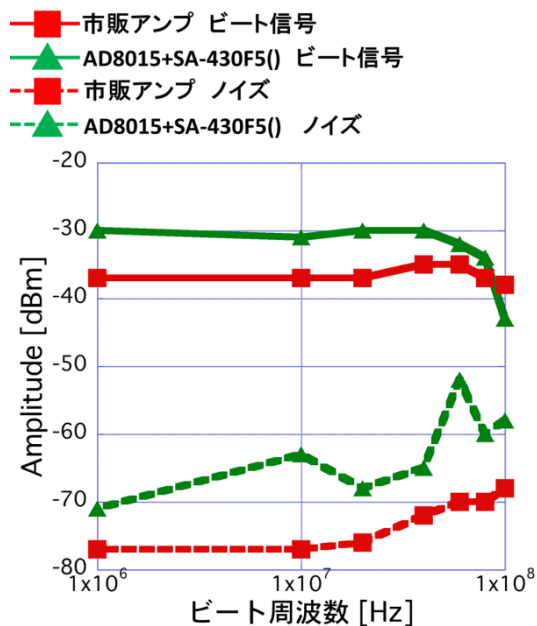


図 4.13 信号強度とノイズフロア

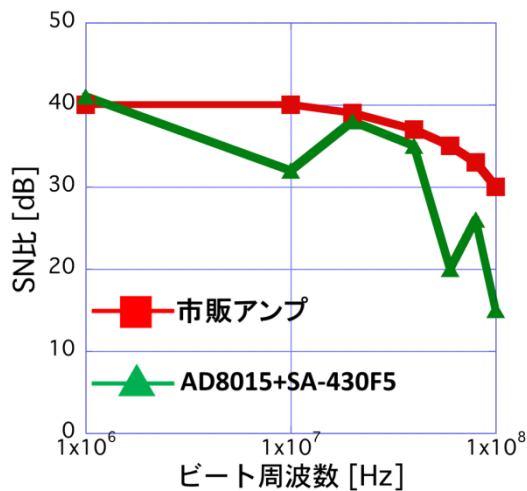


図 4.14 SN 比

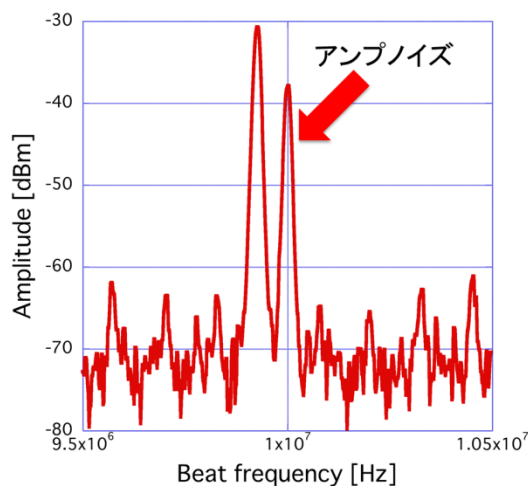


図 4.15 ビート周波数 10MHz

さらに、AD8015 の出力を差動とし、後段に差動増幅器を使用して計測を行った。図 4.16 にセットアップを示す。これまで AD8015 のマイナス出力はグラウンドに接続していたが、本実験では+出力と同じようコンデンサを介して BNC に接続している。このセットアップを用いビート信号を計測した結果を図 4.17, 図 4.18 に示す。自作カレントプリアンプの信号強度を先ほどの実験と比較すると、さらに 10~15dB 増加している。しかし、ノイズフロアも同様に増加しているため、SN 比はほとんど変化していない。図 4.19 にビート周波数 20MHz



の信号を示す．図 4.15 と同様なスパイクノイズが発生しており，回路が不安定であることがわかる．この実験から，差動アンプと差動出力を用いることで，高い信号強度が得られることがわかった．しかし，回路が不安定なため，SN 比の向上に寄与しているか示すことはできなかった．

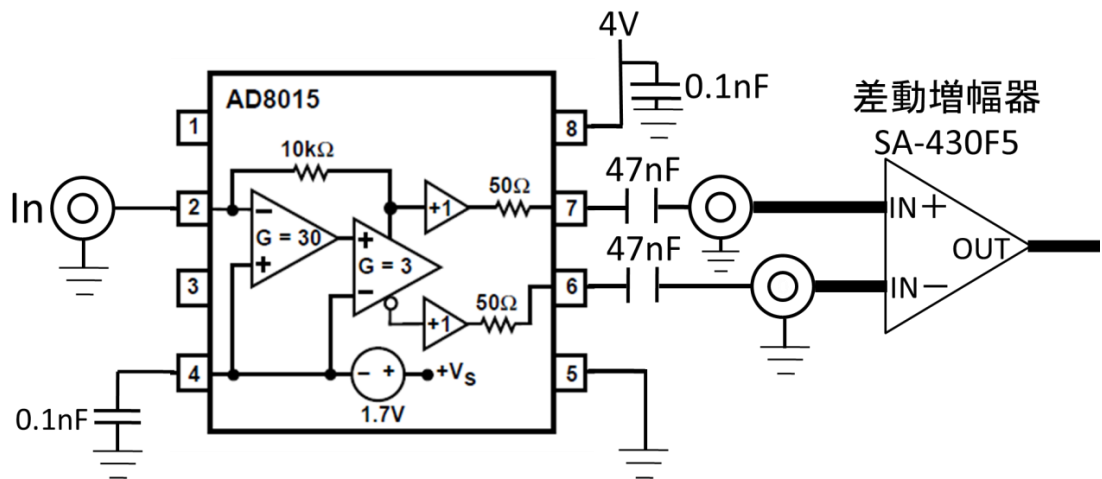


図 4.16 自作したカレント・プリアンプ(AD8015)と増幅器(差動)

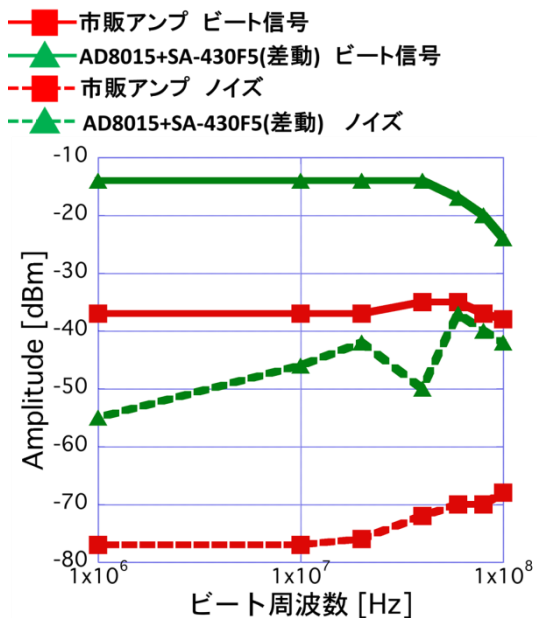


図 4.17 信号強度とノイズフロア

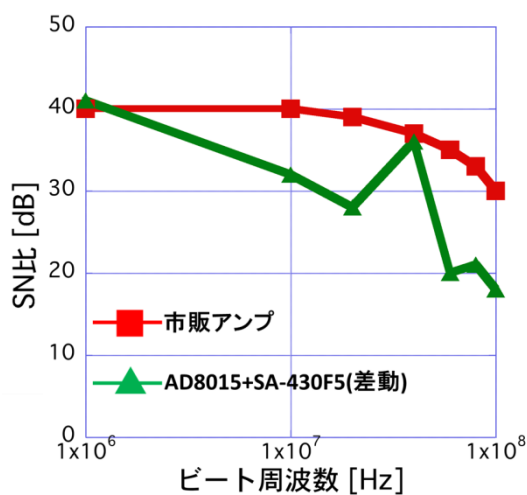


図 4.18 SN 比



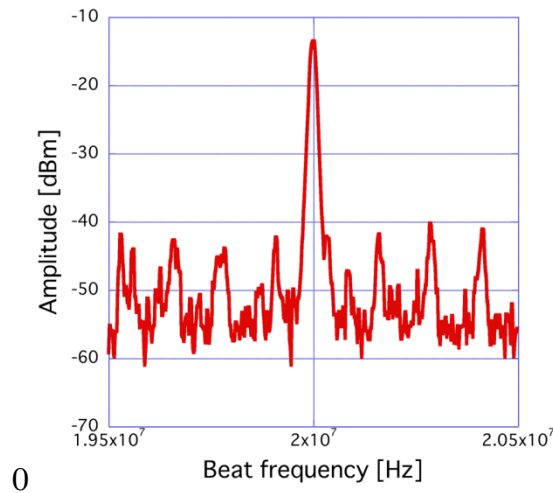


図 4.19 ビート周波数 20MHz

## 4.4 感光基板を用いた高速カレント・プリアンプ一体型光伝導アン

### テナモジュールの製作

前節では、OPA380 と AD8015 を用いカレント・プリアンプを製作し特性を評価した。その結果、市販アンプに対する優位性を示すことができなかった。しかし、AD8015 は帯域 100MHz でほぼ一定の信号強度となっており、回路の安定化とノイズフロアを下げることによって、SN 比の改善が望める。

そこで、この節では感光基板を用いてカレント・プリアンプを PCA モジュールに組み込んだ、新たなモジュールを製作した。カレント・プリアンプと光伝導アンテナを一体化することによって、ビート信号を伝送する経路が短くなり、ノイズ成分の減少が期待される。

#### 4.4.1 回路図

図 4.20 にカレント・プリアンプと光伝導アンテナを一体化した回路図を示す。前章で製作した回路と異なる点は、抵抗値モニタ用の BNC ポートを付け加えていることである。これは一体化することにより、アンプ後の信号ではレーザーのアライメントに必要な光伝導アンテナの抵抗値を測定することが難しくなるためである。また、光伝導アンテナ後にスイッチを取り付けることで、抵抗値を測定する場合と、アンプに信号を入力する場合とに使い分けている。これは、光伝導アンテナとアンプのグランドが共通であるため、アンプの抵抗値を測定する恐れがあるからである。しかし、次章の実験より、使用する IC によってこのスイッチは不要であることがわかった。

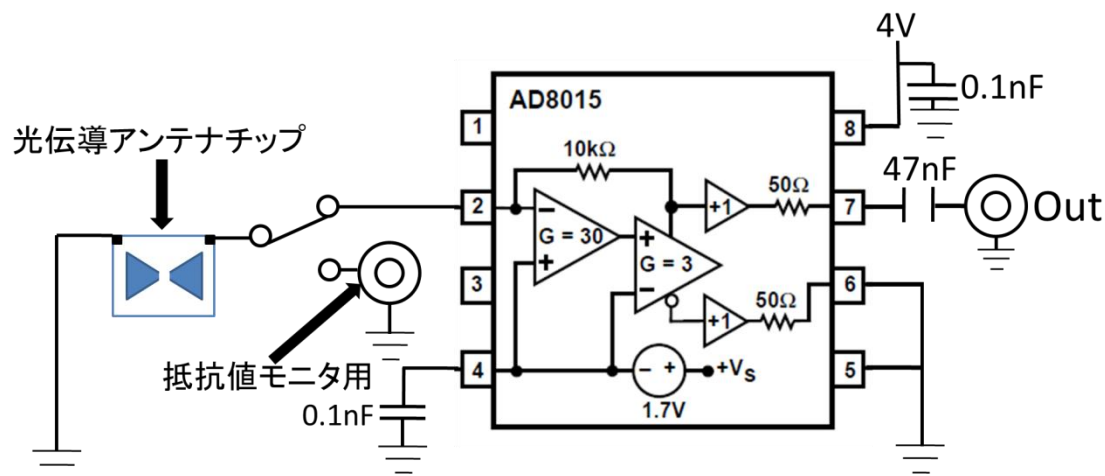


図 4.20 カレント・プリアンプ一体型光伝導アンテナモジュール回路図

#### 4.4.2 感光基板を用いたプリント基板の製作

図 4.20 に示した回路図より，プリント基板を製作した．製作手順は，①プリントパターン作成，②パターン現像とエッチング，③プリント基板の加工と部品の実装という流れである．より詳細な製作手順についてはサンハヤト社が発行しているマニュアルを参照されたい[26]．

##### ① プリントパターン作成

プリントパターンの作成は，PCBCAD を用いるか，手書きで行えば良い．部品数の少ない単純な回路の場合，手書きがより手軽である．今回は PCBCAD を用いてパターンの作成を行った．

PCBCAD ソフトは DesignSpark PCB を用いた．このソフトの特長は，フリーソフトであること，RS-online とパーツデータを共有しているので購入した部品のパターンが入手できること等が挙げられる．ソフトの詳しい操作方法は DesignSpark PCB ホームページを参照されたい[27]．

図 4.21 に DesignSpark PCB を用いて作成したパターン図を示す．両面基板用のパターンであり，表面に IC やチップコンデンサを実装し，裏面に光伝導アンテナチップを実装する．表面の水色部分はノイズ対策のためベタアースとしている．パターンを作成した後，インクジェットプリンター(Canon 社製 iP90v)でパターンフィルム(サンハヤト社製 PF-10R-A4)に印刷する．印刷する場合，プリンターの設定を黒単色の最高濃度にしておくと現像の仕上がりが良くなる．また，現像の段階で，印刷面と感光基板の露光面を合わせて露光するため，図 4.21 のまま印刷し，現像すると左右反転された状態で現像される．したがって，必要ならば左右反転で印刷を行う．

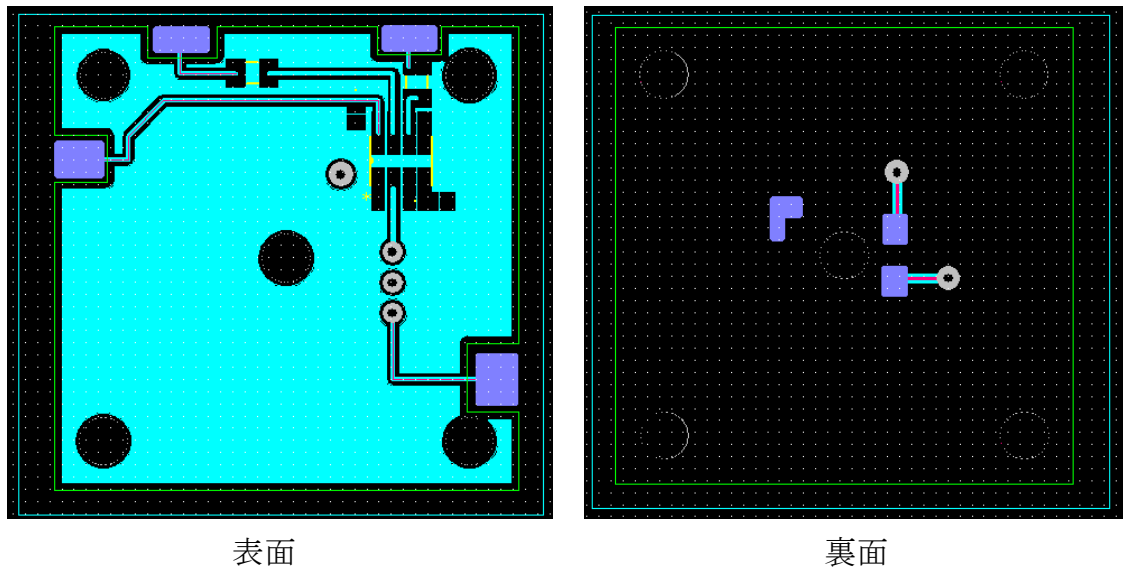


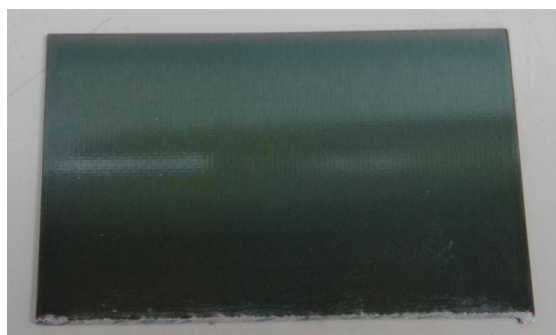
図 4.21 作成したパターン図

## ② パターン現像とエッチング

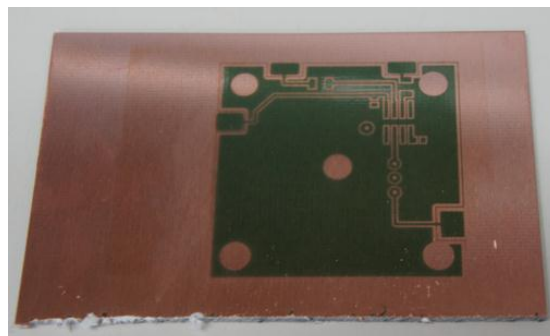
作成したプリントパターンを感光基板に焼付けする。まず、両面基板の場合、先ほど作成したプリントパターンの印刷面が内側になるよう重ね合わせ、端をセロテープで固定する。これは露光をしているときに表面と裏面がズレないようにするためである。また、使用するクイックポジ感光基板(サンハヤト社製 NZ-G30KR)を、金切ノコギリで適当な大きさに切断する。そして、先ほど重ね合わせたプリントパターンの内側に感光基板を挟み込む。最後に、ライト BOX(サンハヤト社製 BOX-S1100)を用い露光を行う。ここで注意すべきことは、プリントパターンが正しく取り付けられているか、プリントパターンの左右が反転していないか必ず確認すること。特に IC を用いる場合、パターンが反転するとピン配列と整合しないため、1 からやり直さなければならない。また、露光時間は BOX-S1100 露光プロファイルより算出することができる。しかし、このプロファイル通りの時間では露光不足となり、現像に失敗することが多かった。特にプリントパターンの細かい部分には注意が必要である。露光時間は少々オーバー気味にしても問題ないので、5～6 分露光を行った。

露光後の作業経過を図 4.22 にまとめる。露光後はプリントパターンによってマスクされた部分と露光された部分の色が若干異なる。写真ではわからないが、実際製作すると判別できるので、露光不足でないかチェックする。露光後は、液温 25～30℃の現像液(DP-50)に入れ、露光した感光材を溶解する。時間は 1 分程度である。次に 40～45℃のエッチング液(H-1000A)に入れ、銅を溶解する。時間は 10 分程度である。エッチングは初期の段階では進行が遅いが、時間が経てば経つほど進行が速くなるため、銅が解けすぎていないかこまめにチェック

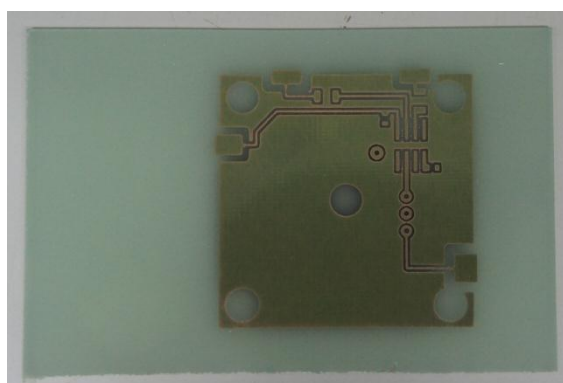
する必要がある。エッチング終了後、基板全面を露光し、先ほど用いた現像液を使用して、すべての感光材を剥離する。作業終了後、現像液は 6 時間で効果が失われるため、酢を入れ中和し廃棄する。エッチング液は再利用可能なため、保存する。エッチング能力が失われた場合、指定の方法に従って適切に処理、廃棄する。



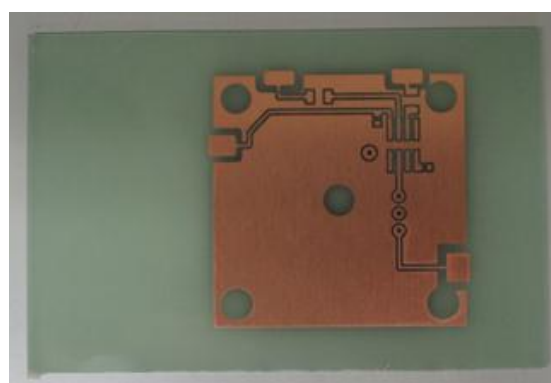
露光後



現像後



エッチング後



感光被膜剥離後

図 4.22 基板露光後の作業経過

### ③ プリント基板の加工と部品の実装

すべての感光材を剥離した後、プリント基板の加工を行う。まず、基板の余分な部分を金切ノコギリで切り落とす。そして、ボール盤を用いてドリル穴を中心（レーザー入射用）、4 隅（基板固定用）、スルーホール部分と開けていく。スルーホール部分にはスルピン KIT（サンハヤト社製 BBR-5208）を用い、0.8mm スルーホールピンを打ち込む。最後に、基板の酸化を防止するため半田フラックス(FZ-135)を塗布する。

回路に用いるコンデンサは、積層セラミックコンデンサのチップタイプを使用した。光伝導アンテナとプリント基板の接着にはドータイトを用いた。

### 4.4.3 特性評価

図 4.23 に製作した光伝導アンテナモジュールを示す．中央右側にあるスライドスイッチにより，光伝導アンテナの抵抗値をモニタすることができる．抵抗値はレーザーを照射していない時  $1.1\Omega$  となり，レーザーを照射した時，最小  $0.5M\Omega$  となった．このモジュールを用いて 10MHz 付近のビート信号を計測した結果を図 4.24(a)に示す．信号強度が  $-79\text{dBm}$ ，SN 比 10 と図 4.10 と比較した場合信号強度が  $20\text{dBm}$  低下した．また，抵抗値測定に用いる BNC に市販のアンプを接続しビート信号を計測した結果を図 4.24(b)に示す．同じように図 4.10 と比較すると信号強度が低下し，ノイズフロアも上がっていることがわかる．これは，微弱電流信号の経路にマイクロストリップライン，スルーホールピン，スライドスイッチと様々なものを組み合わせていることで，アンプ入力の静電容量を増加させ，ノイズ特性を悪化させていることが原因と考える．

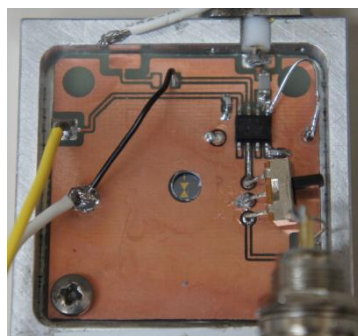


図 4.23 感光基板を用いた光伝導アンテナモジュール

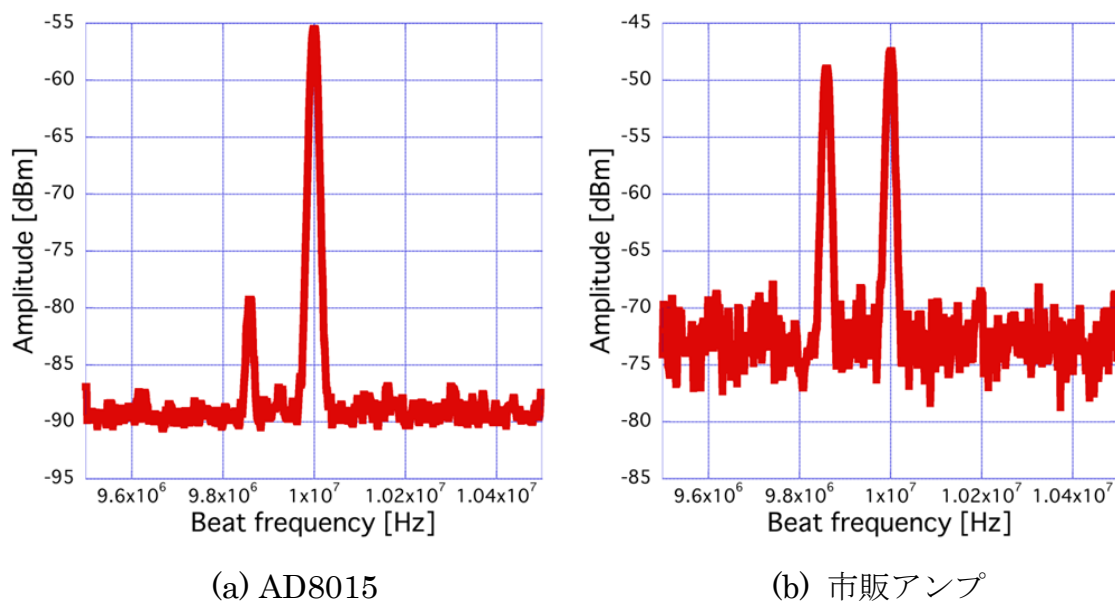


図 4.24 ビート周波数 9.86MHz

## 4.5 シール基板を用いた高速カレント・プリアンプ一体型光伝導ア

### ンテナモジュールの製作

前節の実験より、カレント・プリアンプの信号強度と SN 比を決定する大きな要因は、微弱ビート電流信号の経路であると考える。そこで光伝導アンテナ電極とアンプ入力端子を金線で空中配線したモジュールを製作した。

#### 4.5.1 回路図と回路の実装

図 4.25 に製作した回路図を示す。図 4.20 からスイッチを取り外し、光伝導アンテナと IC 入力端子及び抵抗値モニタ用 BNC は金線で空中配線した。実装は片面ベタアースプリント基板(サンハヤト社製)を光伝導アンテナモジュールに収まるようカットする。基板上にセラミックシールで絶縁された IC 用のシール基板を両面テープで貼り付ける。そして、その上に IC を半田付けして実装する。コンデンサは、積層セラミックコンデンサのチップタイプを使用した。

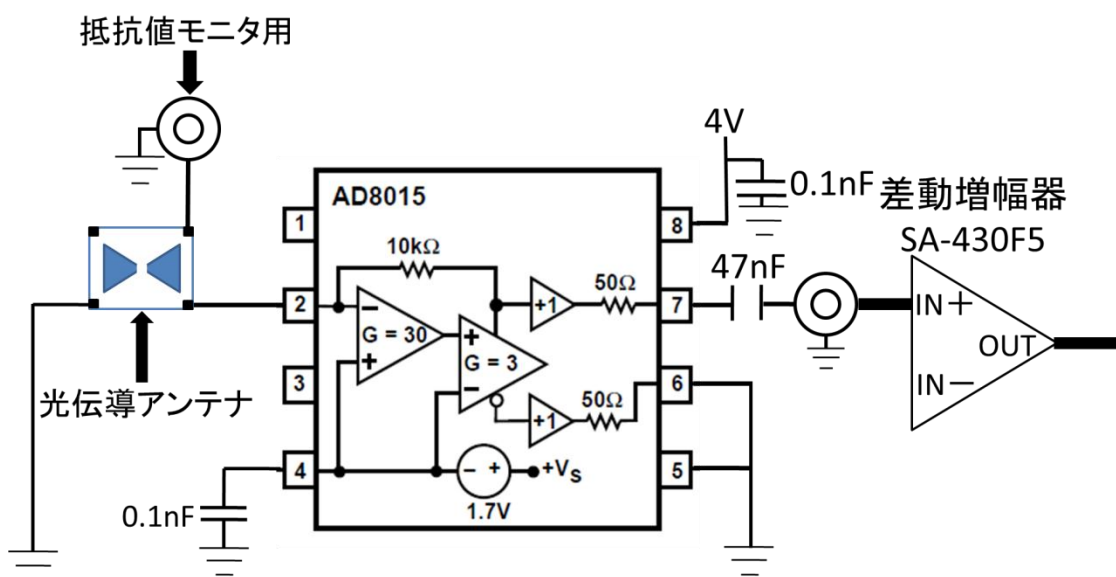


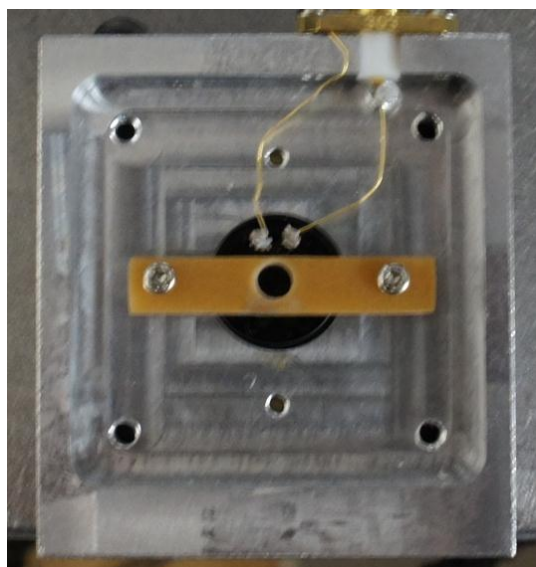
図 4.25 高速カレント・プリアンプ一体型光伝導アンテナモジュール回路図

#### 4.5.2 特性評価

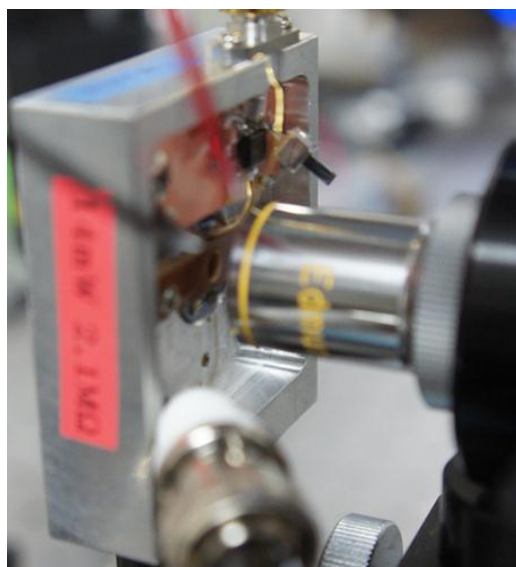
本実験では、光伝導アンテナを同条件とするために、図 4.26(a)に示す従来のモジュールを用いてビート信号を計測した後に、図 4.27(b)に示すカレント・プリアンプ一体型モジュールへと改良を施している。この 2 つのモジュールを用いビート信号を計測した結果を図 4.27, 図 4.28 に示す。改良したモジュールの



SN 比は帯域 95MHz 以下で SN 比が 40dB 以上となった。帯域 95MHz 以上では、インピーダンスゲインの実効値が低下するため信号強度が低下し、SN 比が悪くなっている。また、改良したモジュールは、市販アンプと比較すると帯域 100MHz にわたり SN 比が 10dB 程良い結果となった。このことから、市販品に対する優位性を示すことができたと考える。図 4.29 には最も SN 比の高くなったビート周波数 30MHz の結果を示す。



(a) 改良前



(b) 改良後

図 4.26 光伝導アンテナモジュール

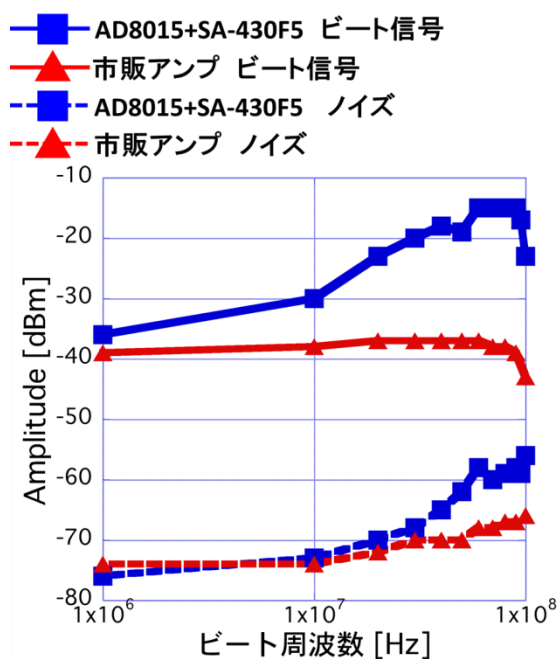


図 4.27 信号強度とノイズフロア

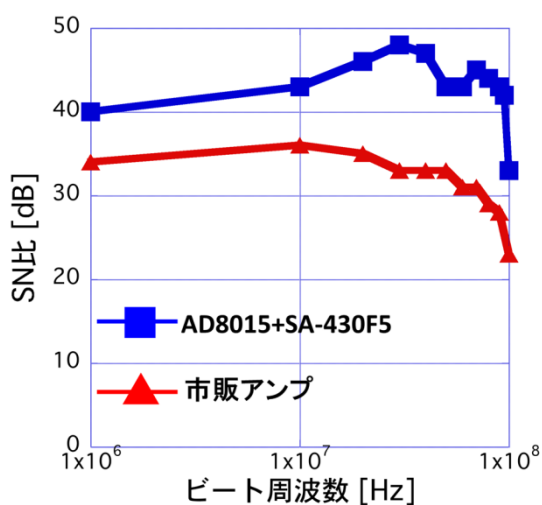


図 4.28 SN 比

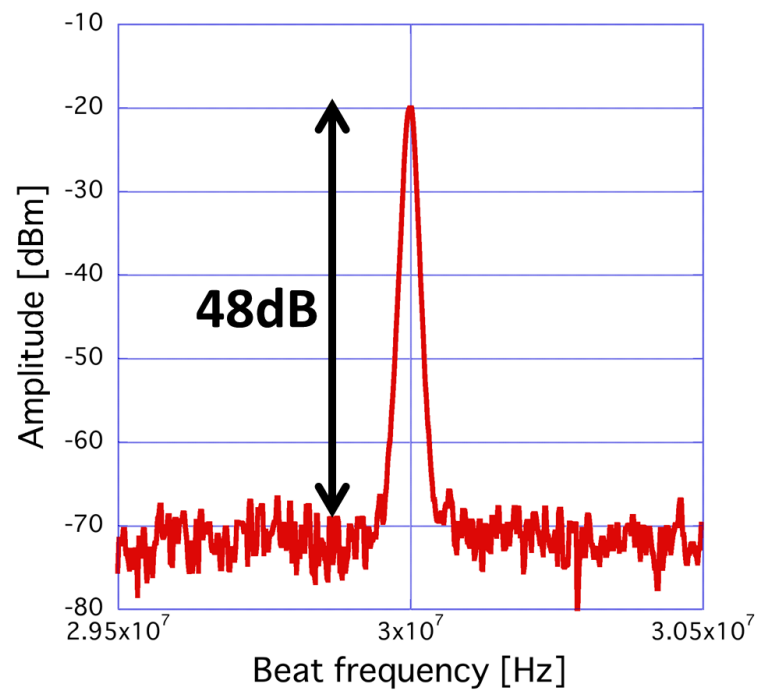


図 4.29 ビート周波数 30MHz



## 第5章 モード同期エルビウム添加 ファイバーレーザーの小型化

ファイバーレーザーは、小型、安定、廉価といった特徴を持ち、計測の光源として広く用いられている。我々の研究グループでは、THz 計測に用いるモード同期エルビウム添加ファイバーレーザーを開発してきた[28]、しかし、より一層ファイバーデリバリーを手軽に行えるよう、更なる装置の小型化が望まれる。そこで、互換性のある 19 インチラックに搭載可能な、コンパクトなファイバーレーザーの製作を行った。なお、本章はファイバーレーザーの製作手順に重点を置き、理論は必要最低限に留める。理論についての詳細は参考文献を参照されたい[29][30]

### 5.1 オシレータの製作

#### 5.1.1 オシレータの構成

図 5.1 にオシレータの構成図を示す。共振器の大部分はシングルモードファイバ(SMF)で構成され、励起レーザーに波長 980nm の LD を用いている。LD の出力は波長分割多重(WDM)カプラを経由して、エルビウム添加ファイバー(EDF)に入射し、Er を励起する。励起された Er は誘導放出を起こし、波長  $1.55\mu\text{m}$  のルミネッセンスが放射される。この時、ルミネッセンスと吸収しきれなかった励起光は双方向にすすむが、偏波無依存アイソレータによって一方向に制限される。これは、小さな戻り光でも、ファイバーレーザーが高利得なため、大きく増幅されてしまうからである。さらに、3 軸偏波コントローラ(偏光子・ $\lambda/2$  波長版・ $\lambda/4$  波長版)を用いて非線形偏波回転(NPR)によるモード同期を行い、効率的にパルス成分のみを増幅している。生成した光パルスは分岐カプラによってオシレータから取り出される。その他に、ドラム型 PZT を共振器に組み込むことで、モード同期周波数の安定化制御を行っている。

表 5.1 に今回オシレータを製作するために用いた製品を示す。従来研究と異なる点は、LD ドライバ、ピエゾドライバ、温度コントローラを小型な物に変更している点である。従来用いていた LD ドライバ(KLD-1ALT 250×300×130mm 6kg)と比較すると、サイズは 1/2 以下、重量は 1kg という仕様である。

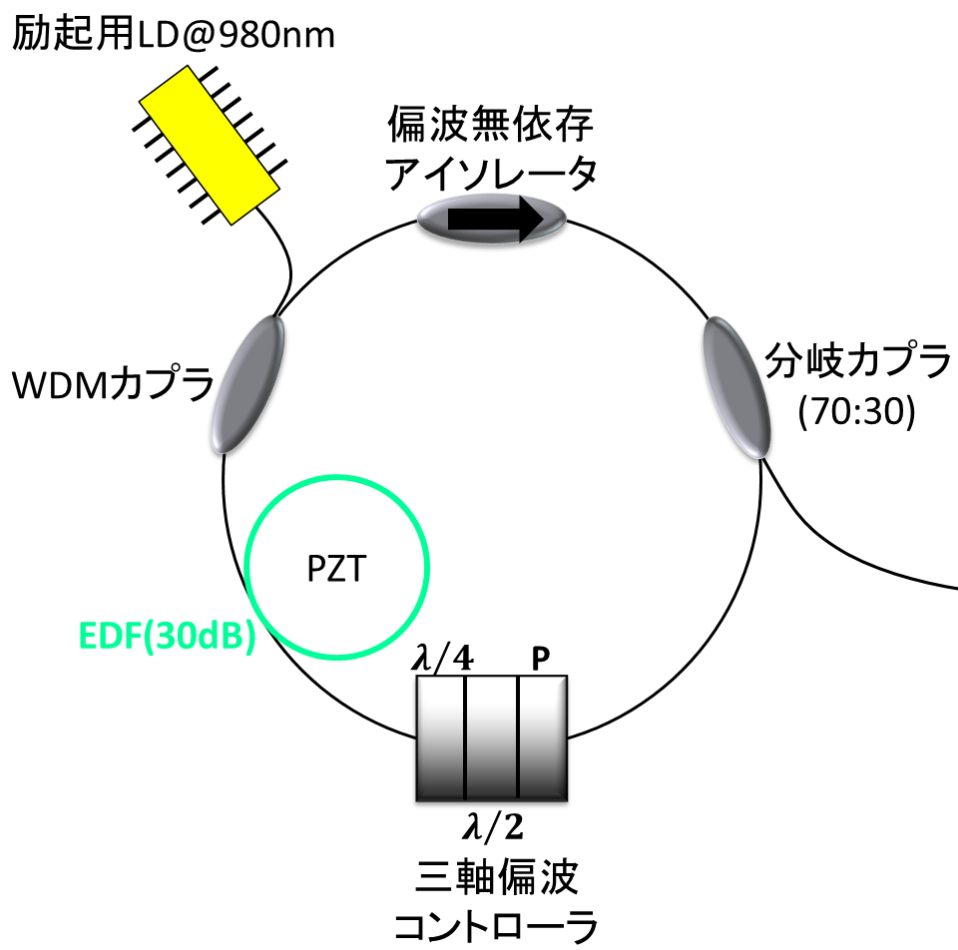


図 5.1 共振器の構成図

表 5.1 共振器の構成部品

品名	規格等	備考
エルビウム添加光ファイバ (30dB)	LIEEKI E30-4/125	吸収 30dB/m @1530nm
WDM カプラ	日本デバイス WDM-1-9855-N-B-1-H	980nm 励起用
分岐カプラ(30:70)	日本デバイス SBC-1-55-30-N-B-1	出力取り出し用
偏波無依存アイソレータ	日本デバイス PSSI-55-P-1-N-B-1	アイソレーション :34dB
三軸偏波コントローラー	オプトクエスト PCUA15-S/H(P/5Q/5H)	NPR に用いる
LD	THORLABS PL980P200	中心波長:980nm 最大出力:200mW
コンパクト型 半導体レーザードライバ (温度コントローラ, マウント付)	THORLABS CLD1015	最大駆動電流:1.5A
T-Cube 150V ピエゾドライバ	THORLABS TPZ001	PZT 用
T-Cube 温度コントローラ	THORLABS TTC001	温調用
T-Cube 用電源	THORLABS TPS002	T-Cube には別途 電源にが必要
ドラム型 PZT	富士セラミックス Z25H56x60C-WYXC(C-91)	制御用

### 5.1.2 オシレータの設計

オシレータの設計をする上で重要なパラメータは、SMF と EDF の分散値である。表 3.2 に各ファイバーの波長 1.5 $\mu$ m 帯での分散値を示す。EDF の分散値はデータシートに記載されていないため、産総研で作られてきた 100 を超える共振器から推定したものである。本研究では EDF(30dB/m)を用いたため、分散値が未知であった。そこで、表 3.2 に示す EDF(20dB/m)と EDF(40dB/m)の値を用い、EDF(30dB/m)の分散値を $\beta_2 = 0.0336 [ps^2/m]$ と推定した。また、過去に EDF(30dB/m)を用い、オシレータを製作することで推定した分散値 $\beta_2 = 0.01366 [ps^2/m]$ を用いる。

表 3.2 波長 1.5 $\mu\text{m}$  帯における各種ファイバーの分散[30]

	群速度分散 $\beta_2$ [ps <sup>2</sup> /m]	分散パラメータ D [ps/nm/km]
SMF	-0.02286	18
EDF(20dB/m)	0.01900	-14
EDF(40dB/m)	0.04826	-38
EDF(80dB/m)	0.08255	-65

この 2 つの推定分散値を用いて、共振器トータル分散値を明らかに異常分散に設計する．そして、EDF の長さを変えずに SMF をカットし、スペクトル幅の広いストレッチドパルスを目指す．理由として、今回製作するファイバーレーザの目的は、THz スペアナの光源とするからである．第三章で述べたように、1.5 $\mu\text{m}$  光による LT-GaAsPCA の励起は非線形な過程による．したがって、非線形光学効果を効率的に利用するためには、時間領域におけるパルス幅を狭くし、ピークパワーを上げれば良い．すなわち、周波数領域でスペクトル幅の広いストレッチドパルスにすれば良いと考える．

一方、ファイバーレーザでは、光ファイバー内の閉じ込め効果により、不必要な非線形効果が容易に起こり、ペDESTAL の発生につながる．このようなパルス波形ひずみは、非線形光学効果の効率を低下させる．一般に、ペDESTAL の無いガウス型パルスは、スペクトル領域でもガウス形状を示すので、ソリトンパルスが望ましい．しかし、過去の研究では、綺麗なガウス形状を有するソリトンパルス共振器を製作したにも関わらず、非線形光学効果の効率が低かった．そのような理由からも、今回はスペクトル幅の広いストレッチドパルスを目指した．

さらに、オシレータのモード同期周波数 ( $f_{rep}$ ) は、

$$f_{rep} = \frac{c}{L_{SMF} \times n_{SMF} + L_{EDF} \times n_{EDF}} \quad (3.1)$$

で与えられる． $c$  は光速、 $L_{SMF}$  は SMF 長、 $n_{SMF}$  は SMF の屈折率、 $L_{EDF}$  は EDF 長、 $n_{EDF}$  は EDF の屈折率である．従来研究より、 $f_{rep} = 50 \sim 60\text{MHz}$  の時、モード同期がかかりやすいことが知られている．

以上より、SMF242cm、EDF(30dB/m)長 165cm、繰り返し周波数 50MHz に設計した．

### 5.1.3 共振器の製作

設計に従い製作したオシレータを図 5.2 に示す。まず、設計値を用いて、各箇所での SMF 長を決定する。三軸偏波コントローラ両端の SMF は取り替えができないため、極力 SMF のカットを行わない、また、EDF と SMF ファイバーのような異なるファイバー同士の融着はロスが発生しやすい。したがって、図の赤い数字の部分の短めに製作し（三軸偏波コントローラ両端を除く）、一度融着に成功したら、スリーブで補強する。設計値から算出した残りの SMF 長を図中青数字部に割り振る。この部分はスリーブで補強せず、後々 SMF をカットしていく。すべての融着後、LD を駆動させ、分岐カプラの出力を光スペアナで計測する。モード同期がかかっていない場合、CW の成分が強く現れるため、三軸偏波コントローラを操作し、モード同期がかかるポイントを探す。三軸偏波コントローラを操作してもモード同期がかからない場合、ファイバーにテンションがかかっていないか、ねじれが生じていないか、融着ロスが大きくなかったか、LD のパワーが低くないかチェックする。

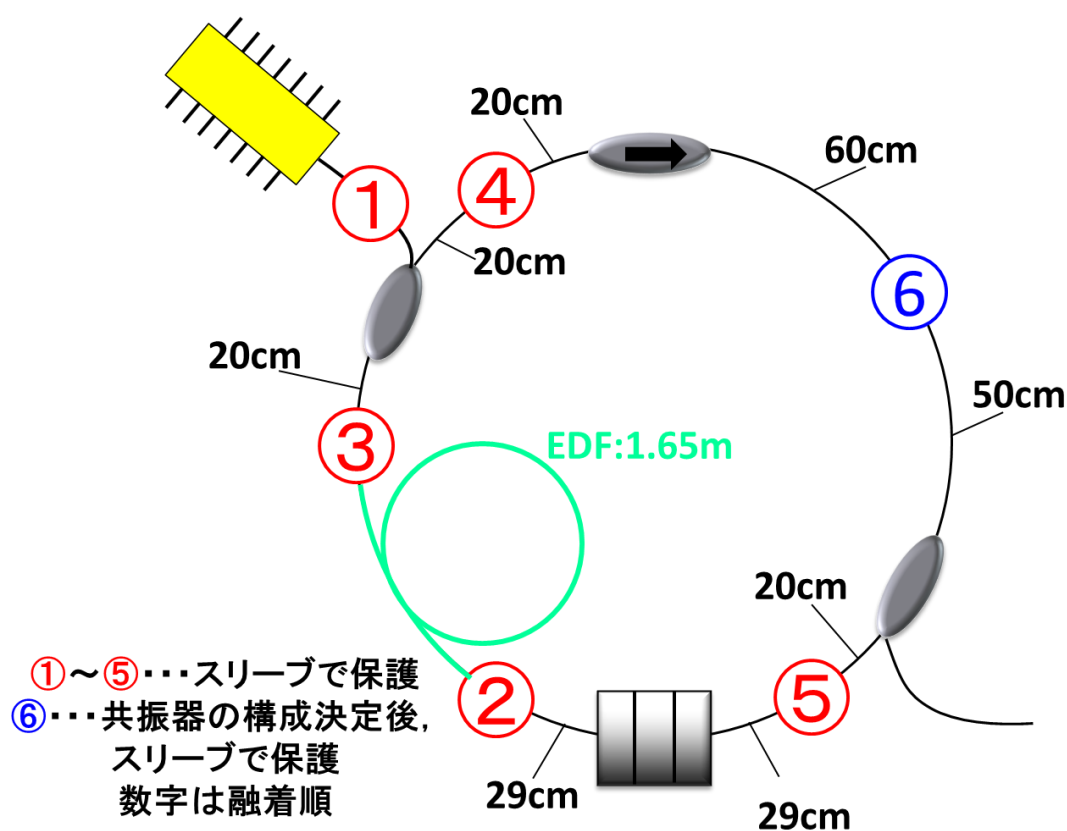
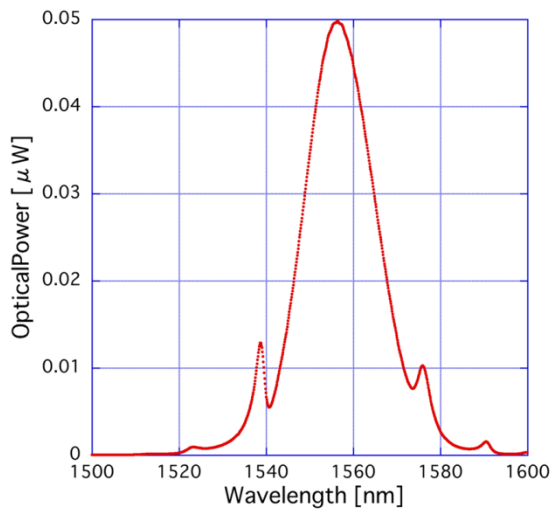


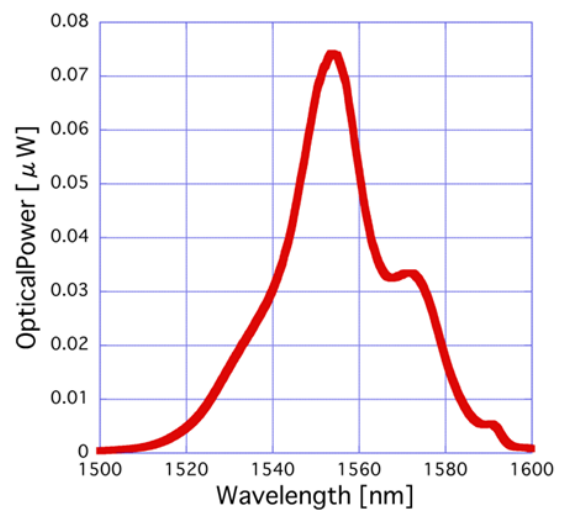
図 5.2 製作したオシレータ

## 5.2 基本特性評価

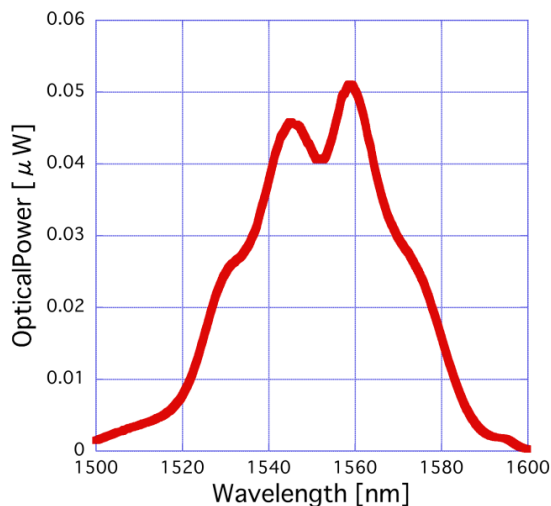
図 5.3 に製作したオシレータのスペクトル波形を示す。図 5.2 の構成で製作した際、モード同期がかからなかったため、モード同期がかかりやすいよう、SMF を追加し、図 5.3(a)の構成からスペクトル波形を記録した。図 5.3(a)はガウシアン形状に近く、スペクトル幅も狭いことからソリトンパルスと言える。図 5.3(a)から SMF を行い計測したスペクトル波形を図 5.3(b), (c), (d)に示す。図 5.3(b)は設計値の構成であり、オシロスコープで計測したモード同期周波数は 50MHz であった。図 5.3(c), (d)はセルフスタートがかからず、モード同期も不安定であった。



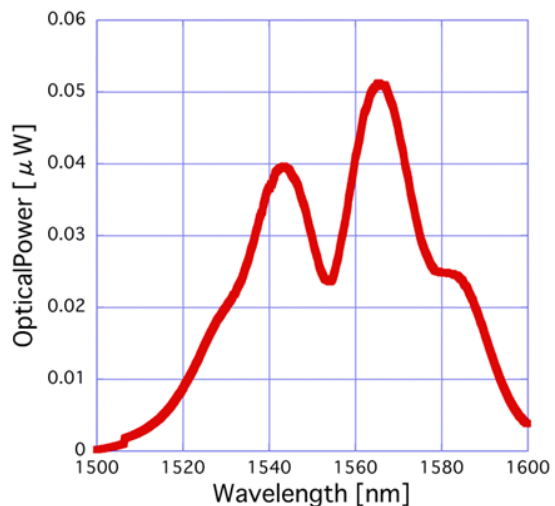
(a) SMF2.9m EDF1.65m



(b) SMF2.4m EDF1.65m



(c) SMF2.2m EDF1.65m



(d) SMF2.1m EDF1.65m

図 5.3 SMF 長によるスペクトルの変化

SMF をカットし, 製作したオシレータのスペクトル波形を図 5.4 に示す. SMF 長 150cm, EDF165cm の時, 安定なモード同期がかり, セルフスタート可能であった. この時の半値幅(FWHM)は 73nm, 平均出力 5.2mW であった.

オシレータの構成が決定した後, 制御用ピエゾに EDF を固定する. まず, EDF を何回かピエゾに巻きつけ固定し, モード同期がかかるか確認する. モード同期かかっている状態で, ピエゾに接着剤 (エポキシ) を塗付する. その後, オシレータを制御用箱に収める. その時のスペクトル波形を図 5.5 に, 時間波形を図 5.6 に示す. モード同期周波数はおよそ 60MHz である.

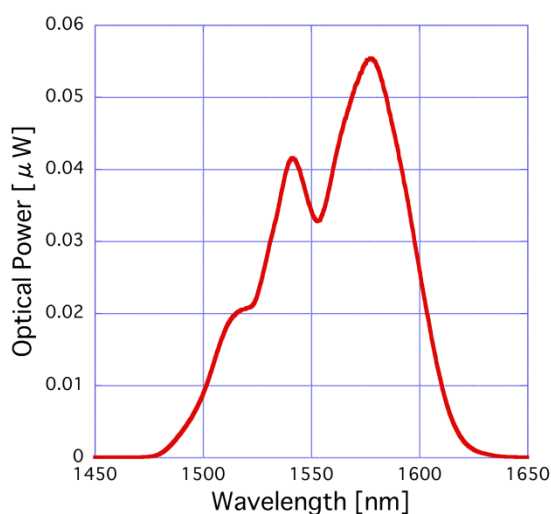


図 5.4 SMF1.65m EDF1.5m

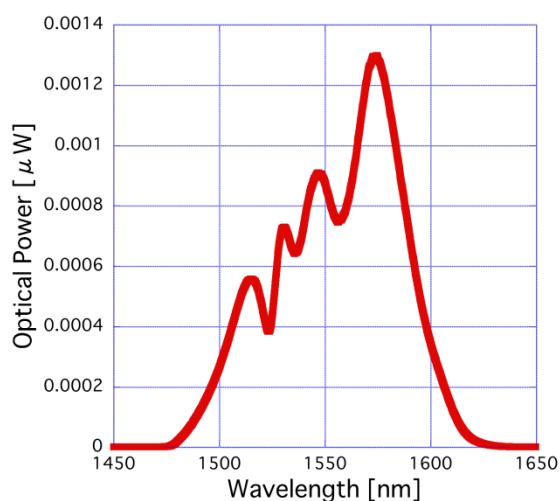


図 5.5 SMF1.65m EDF1.5m(箱詰後)

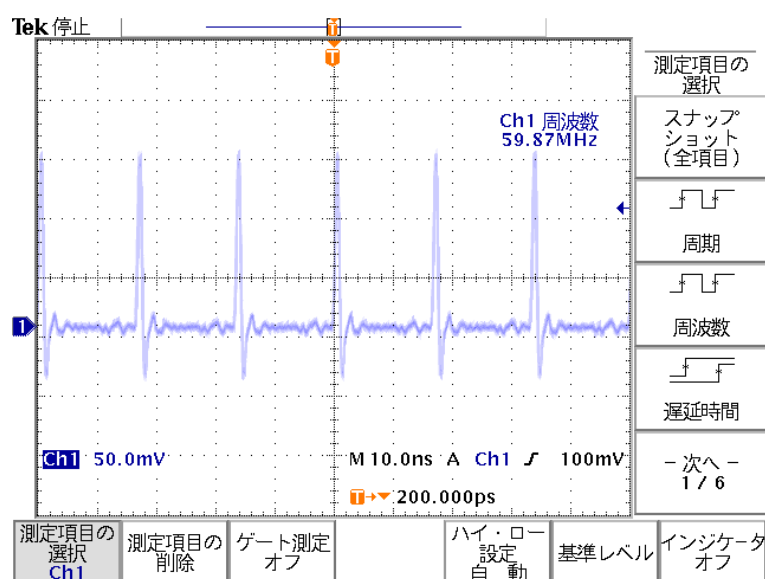


図 5.6 時間波形 (箱詰後)

## 第 6 章 結言

本研究では、オールファイバー型 THz スペクトラム・アナライザーを開発するために、波長  $1.5\mu\text{m}$  光に対する LT-GaAs-PCA の応答特性を評価した。また、THz スペアナをより広帯域で用いるために、カレント・プリアンプと光伝導アンテナを一体化したモジュールの開発を行った。そして、オールファイバー型 THz スペアナの光源として、小型なファイバーレーザーを製作した。

THz スペアナのセットアップを用いて、 $0.8\mu\text{m}$  光と  $1.5\mu\text{m}$  光を励起光としビート信号 SN 比を比較した結果、同等の信号 SN 比であることを確認した。したがって、 $1.5\mu\text{m}$  ファイバーレーザーを直接光伝導アンテナにカップリングし、小型・ロバスト・フレキシブル・アライメントフリーな特性を付与した THz スペアナを開発する意義があると考ええる。しかし、現状のセットアップを用いてファイバーカップリングをした場合、十分な SN 比を得ることができなかった。そのため、光伝導アンテナのアンテナ形状をファイバー出射端に対して最適化するか、レーザー出力光を GRIN レンズやコンデンサレンズを用いて集光する必要がある。

次に、カレント・プリアンプと光伝導アンテナを一体化し、周波数特性やノイズ特性の向上を図った。光伝導アンテナとアンプの入力端子を金線で空中配線することで、浮遊容量を極力抑えた結果、市販アンプに比べ SN 比が 10~15dB 改善された。この結果より、微弱な被測定 CW-THz 波をより広帯域で周波数測定することが可能となった。また、SN 比が 40dB 以上であるため、トラッキングオシレータを BPF なしで用いるなどの信号制御が広帯域で可能となった。

最後に、小型なモード同期エルビウム添加ファイバーレーザーを製作した。光伝導アンテナの非線形光学効果を発生させるため、ピークパワーの高い励起光が望まれることから、ストレッチドパルス型の共振器を構成した。SMF 長  $1.65\text{m}$ 、EDF 長を  $1.5\text{m}$  とし、モード同期周波数 60MHz、スペクトル幅 73nm、平均出力  $5.2\text{mW}$  のパルス発振を得た。今後、エルビウム添加光ファイバー増幅機を製作し、可搬型装置の開発を目指す。



## 参考文献

- [1] 住村和彦, 西浦匡則「解説 ファイバーレーザー ―基礎編―」  
オプトロニクス社 (2011).
- [2] 「地上デジタルテレビ早わかりガイド別冊 Vol.2」総務省/DPA (2007).
- [3] 斗内政吉監修「テラヘルツ波新産業」シーエムシー出版 p240 (2011).
- [4] 大森豊明監修「テラヘルツテクノロジー」NTS 出版 (2005).
- [5] テラヘルツテクノロジーフォーラム編「テラヘルツ技術総覧」NGT コーポレーション (2007).
- [6] N. Orihashi, S. Suzuki, and M. Asada, “One THz harmonic oscillation of resonant tunneling diodes,” *Appl. Phys. Lett.* **87**, 233501 (2005).
- [7] H. Ito, T. Furuta, F. Nakajima, K. Yoshino, and T. Ishibashi, “Photonic generation of continuous THz wave using uni-traveling-carrier photodiode,” *IEEE J. Lightwave Technol.* **23**, 4016- 4021 (2005).
- [8] B Williams, “Terahertz quantum-cascade lasers,” *Nature Photonics*, vol.**1**,pp.517 (2007).
- [9] 大森豊明監修「テラヘルツテクノロジー」NTS 出版 p151-152 (2005)
- [10] 大森豊明監修「テラヘルツテクノロジー」NTS 出版 p146-148 (2005)
- [11] S.Yokoyama *et al.*, *Opt.Express*,**16**,13052(2008)
- [12] T.Yasui *et al.*, *Appl.Phys.Lett*,**88**,241104(2006)
- [13] T.Yasui *et al.*, *Opt.Express*,**17**,17034(2009)
- [14] T.Yasui *et al.*, *Opt.Lett.***35**,1689(2010)
- [15] (株)アドバンテスト(<http://www.advantest.com/>).
- [16] 「テラヘルツ波新時代を切り拓く革新的基盤技術の創出 中間評価結果」  
独立行政法人 科学技術振興機構 (2012)
- [17] Jun Ishikawa, Nobuhiko Ito, and Keiichi Tanaka “Accurate wavelength Meter for cw lasers,” *Applied Optics*, **25**, 5, pp.639-643(1986)
- [18] Hajime Inaba *et al.*, *Opt. Express*, 14, 5223(2006)
- [19] M. Tani, K. C. Lee, and X. C. Xhang, *Appl. Phys. Lett.* 77, 1396(2000)
- [20] T. Kataoka, K. Kajikawa, J. Kitagawa, Y. Kadoya, and Y. Takemura, *Appl. Phys. Lett.* 97, 201110(2010)
- [21] 富保勇樹, 富永依里子, 角屋豊, 第 74 回応用物理学会秋季学術講演会  
講演予稿集(2013)
- [22] HCA-1M-1M データシート, FEMTO 社
- [23] 林建太, “テラヘルツ・コム参照型スペクトラム・アナライザーの特性評価”  
徳島大学卒業論文(2013)

- [24] OPA380 データシート, TEXAS INSTRUMENTS 社
- [25] AD8015 データシート, ANALOG DEVICES 社
- [26] ポジ感光基板を使ったオリジナル基板製作の手順, サンハヤト社
- [27] DesignSpark PCB (<http://www.rs-online.com/designspark/electronics/jpn>)
- [28] 河本亘司, “小型・安定ファイバーレーザー光源の開発とテラヘルツ計測への応用”大阪大学特別研究
- [29] 井原淳之, “高安定ファイバコムによるテラヘルツ計測の高度化”大阪大学修士論文
- [30] 木村洸仁, “フェムト秒モード同期エルビウム添加ファイバーレーザーの製作と安定化”徳島大学卒業論文

## 謝辞

本研究を進めていくにあたり，多くの方々にお世話になりました．安井武史教授には基礎知識のレクチャーから，研究に対する数多くの助言，昼夜・休日を問わない論文添削や発表練習など，大変お世話になりました．また，研究室に配属されたばかりであるにも関わらず，小林洋平先生の研究室や産総研への見学の機会を与えて下さり，ありがとうございました．

研究室の先輩方には，日頃からご迷惑をおかけする事が多々あったと思いますが，大変お世話になりました．特に，THz コム参照型スペクトラム・アナライザーについては林建太さんに，ファイバーレーザーの製作については木村洸仁さんにそれぞれ直接指導して頂き，ありがとうございました．