半導体レーザを用いた廉価型sub-THz分光器の構成部品の改善

メタデータ	言語: Japanese 出版者: 公開日: 2023-05-19 キーワード (Ja): キーワード (En): sub-THz spectrometer, lens positioner, AD converter, signal-to-noise ratio 作成者: 森川, 治, 小野, 高志, 池尻, 拓樹, ONO, Takashi, IKEJIRI, Hiroki メールアドレス: 所属:
URL	https://doi.org/10.15053/0000000141

【研究ノート】

半導体レーザを用いた廉価型sub-THz分光器の構成部品の改善

森川 治[1]　小野 高志[2]　池尻 拓樹[3]

Improvement of parts in a low-cost sub-THz spectrometer using a laser diode

Osamu Morikawa[1], Takashi Ono[2], and Hiroki Ikejiri[3]

Abstract

A newly developed lens positioner and an analogue-to-digital (AD) board are used in a low-cost sub-THz spectroscopic system with a multimode laser diode and photoconductive antennas (PAs). Among PAs, the spiral-type ones are preferable for the system, because they have high efficiency for emission and detection of the sub-THz radiation. However, positioning of the focusing lens requires high accuracy (~1 μm) and then it takes much time. The new lens positioner utilizes leverage in a commercially available mirror holder and allows for more precise adjustment than the conventional one. In addition, the system employs a lock-in amplifier, which is rather expensive. The AD board costs about one third of the lock-in amplifier and enables cost reduction of the system. Further, the signal-to-noise ratio is improved by about 1.4 times and the measurement time can be reduced to half.

Keywords: sub-THz spectrometer, lens positioner, AD converter, signal-to-noise ratio

1. はじめに

1.1 THz 波とその発生･検出システム [1)-3)]

周波数が 1 THz（10^{12} Hz）前後の周波数の電磁波を THz 波という [4)]。この領域の電磁波は電波的な物質透過性を有する最短波長領域で、波長が 0.3 mm 周辺であることから、0.3 mm 程度の分解能で非金属物質の透過イメージングが可能である [5),6)]。また、分子の振動や回転、分子間の振動などによる吸収スペクトルは THz 域に現れるため、吸収スペクトルの周波数、強度、形状から物質の同定や成分分析が可能となる [7),8)]。

しかし THz 波は電子回路にとっては周波数が高すぎ、レーザやフォトダイオードのような光学装置にとっては周波数あるいはエネルギーが低すぎる。このため、以前は安価・高出力の発生装置、安価・高感度の検出装置は存在しなかった。上記のような物質の同定や成分分析のような応用が可能となったのは、光パラメトリック発振器、光差周波発生器、量子カスケードレーザなどの量子光学的光源 [9)-11)]や光伝導アンテナ、電気光学効果検出器などが開発されたことによる。中でも光伝導アンテナは比較的単純な構造でレーザ光の高速強度変調を THz 電磁波に変換できるので多用されている。

光伝導アンテナの基本構造は半導体基板上に電極となる 2 つの金属膜が取り付けられているものである。この電極(金属膜)はアンテナとしても作用し、ダイポール型、スパイラル型などさまざまな電極形状の光伝導アンテナが市販されている。光伝導アンテナの中心部で電極の間隙幅は小さくなるように(典型的には 5 μm 程度)作製されており、ここにパルスレーザ光を照射して使用する。光強度の変化に応じてアンテナの伝導度が変化するので、アンテナに電圧をかけておけば変調電流が流れ電磁波が発生する。また、光伝導アンテナは電磁波の検出に用いることもできる。光伝導アンテナに電磁波を集束させながら電極間隙にパルスレーザ光を照射すると、その瞬間だけ導電性となる。このため電磁波の電場と照射光強度に比例した電流が生じるので、これを計測する。

光伝導アンテナ 2 つとパルスレーザを用いると THz 電磁波分光器を構成することができる(図 1)。このシステムは THz 時間領域分光システム

Received November 13, 2015
[1] 海上保安大学校　morikawa@jcga.ac.jp
[2] 海上保安庁
[3] 株式会社インデックス

(THz-TDS)と呼ばれ、比較的高 SN 比の測定ができる上、透過スペクトルだけでなく位相シフトも知ることができることから THz 域での有力な分光システムとなっている。

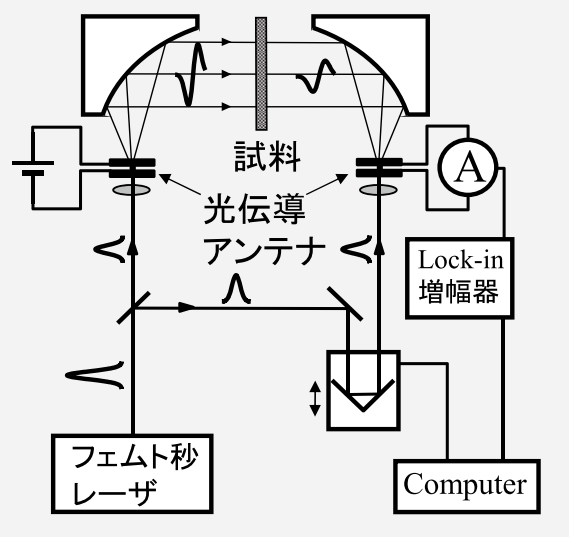

図1フェムト秒レーザを用いたTHz電磁波分光システム(THz-TDS)

1.2 廉価型分光システム(MLD-TDS)と課題

上述のフェムト秒パルスレーザは1台数百万程度の高価な装置である。そこで著者らは、このフェムト秒パルスレーザを、30万円程度と安価な市販の連続波マルチモード半導体レーザの光に含まれる光強度雑音で代用することを提案した(MLD-TDS)[12),13)]。しかし、通常のマルチモード半導体レーザは光スペクトルが離散的であるため、光強度雑音のスペクトル、電磁波スペクトルおよびMLD-TDSの信号スペクトルのいずれもが離散的となってしまい、分光には適さない。光スペクトルが準連続的なブロードエリア半導体レーザ(BLD)を用いた場合は、フーリエ分光器の測定によると発生する電磁波スペクトルは連続的である[14)]にも関わらず、MLD-TDSの信号スペクトルは離散的であることがわかった[13)]。これも分光には適さないのでBLDに加えてシングルモード光ファイバ[15)]またはスペイシャルフィルタ[16)]を用いてMLD-TDSの信号スペクトルの連続化を達成した。しかし、周波数が数十GHz～500 GHzとsub-THz域の電磁波しか得られない、発生させることのできる信号が弱い、実験装置の調整が難しく光伝導アンテナの集光調整が難しい、レーザ以外にもロックインアンプが数十万円と比較的高価、SN比が低いといった課題が残っている。

なお、MLD-TDSについてはドイツのグループも2009年ごろから研究に着手している[17)]。スペクトルの連続化については回折格子を含む外部共振器を使用[18)]、または回転鏡と回折格子を含む外部共振器により発振波長を高速掃引した半導体レーザ(LD)光をもう1台のLD光と混合する[19)]ことによって達成している。このほか桑島らはMLDの発振状態への戻り光の影響を調べている[20),21),22)]。特に文献19の手法は1 THzを超える電磁波の発生も可能との特長を有しているが、BLDと光ファイバやスペイシャルフィルタを用いた方が装置構成・調整は簡便である。

著者らのシステムについての課題のうち集光調整の難しさは、光伝導アンテナのパターンと関係している。BLD を用いたシステムでは sub-THz 領域の弱い信号しか得られないので、著者らはこの領域で効率の高いスパイラルアンテナを使用している。しかしこのスパイラルアンテナはレーザ光の集光位置に非常に敏感である。これはスパイラルアンテナの中心付近において電極間隔が複雑に変化していることや、金属電極の尖った構造(図 2 の②、③の部分)による電界集中[23)]が原因と推察される。例えば検出側のアンテナの場合、アンテナの中心まで導かれた電磁波による電場は、電極間隔が極小あるいは電極が尖っている付近で特異的に大きくなっており、光照射位置がこの狭い領域に一致した場合には信号強度が特異的に大きくなるものと推察される。現在、集光レンズを用いレーザ光をスパイラルアンテナに集光させているが、集光レンズの位置は 1 μm 程度の精度で調節しなければならないため、その調節はとても繊細な作業となってしまう。著者らが使用している実験装置は、実験を行う前に電磁波の発生側と検出側のレンズ 2 つを調整しなければならず、この調整に 1~2 時間以上の時間がかかるため、実験時間と手間の浪費となっている。

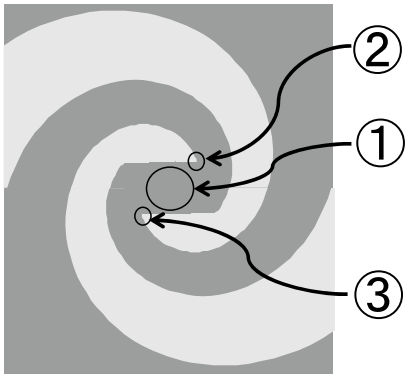

図 2　スパイラルアンテナの中心付近の拡大図。①の付近の電極間隔は 5 μm である。

また、従来信号測定に使用されてきたロックインアンプを AD ボードに置き換えてコスト低減することが報告されている[24)]。この文献では信号スペクトルが離散的なMLD-TDS システムへの適用を行っているが、著者らのシステムでも AD ボードの適用を

行うことにより、簡便な構成で連続的な信号スペクトルの得られる分光システムの低コスト化が実現できると期待される。

なお、パルスレーザを用いたシステムにADボードを適用し、ロックインを用いた場合と比較してSN比が若干改善するとの報告もされている[25]。MLD-TDSに適用した場合も、SN比の改善が若干期待できる。

本稿では、(1)集光の手間の軽減を目的として、これまでよりも微調が可能で、がたつきが少なく、上下左右調整の独立性の良いレンズポジショナの作製を試みた。また、(2)低コスト化を目的として、ロックインの代わりにADボードによる信号測定を試みた。

2. 集光系改善の検討

2.1 従来型のレンズポジショナの構造と課題

著者らが今まで使用してきたレンズポジショナは、図3のような手動ステージを使用している。このステージは2つの部分(上部と下部)に分かれており、下部に対し上部が平行移動できるようになっている。上部の移動量は下部に取り付けられたマイクロメータで調節する。このような手動ステージ3台を組み合わせて用い、上下左右前後のX軸Y軸Z軸3方向に関してレンズ位置の調整ができるようにしている。様々な市販レンズポジショナのうち、比較的安価(数万円程度)なものも同様に、マイクロメータやねじを用いてXYZ方向の位置を調節している。

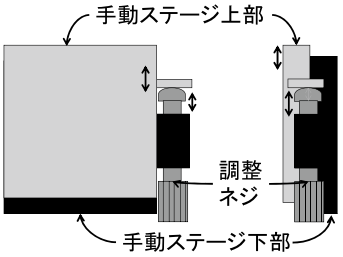

図3　手動ステージの略図。手動ステージ上部は手動ステージ下部に対して平行移動させることができる。スライド量は調整ネジで調整する。

しかし、著者らが用いてきたレンズポジショナや比較的安価な市販レンズポジショナには以下のような問題がある。①1 μm程度の精度でのレンズの位置決めは困難である、②XYZ方向の調整が独立でなく、例えばX方向の調整をするとY方向の位置もずれてしまう、③調整ネジを回しすぎて戻した際、同じ角度まで戻したのに信号値は元に戻らないことがある、④1個が約2万円程度の手動ステージを3つ使用するので比較的高コストである。

今回はこれらの問題を、1つ1万円前後のミラーホルダ2つと手動ステージ1つを用いて新しいレンズポジショナを作製し、改善することを試みた。

2.2 改良型レンズポジショナの設計と製作

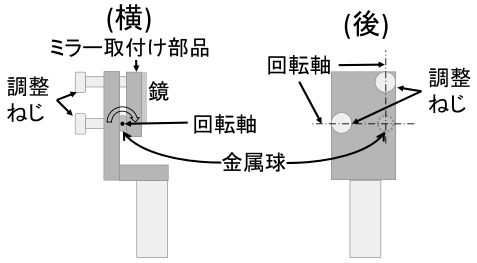

図4　ミラーホルダの略図

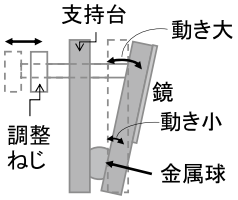

図5　ミラーホルダのミラー角度調整の様子

今回、新しいレンズポジショナの作成に使用するミラーホルダは図4に示すようなものである。ミラー取付け部品は土台部から2本のばねで引っ張られつつ（図4には示されていない）、金属球と2つの調節ネジの先端で支えられている。調整ネジを回すと調整ネジの先端が移動するため、あおり角が調整できるようになっている。一方の調整ネジを回すことにより、金属球と他方の調整ネジ先端を通る回転軸に関するミラー取付け部品の角度を調整できる(図4)。このときミラー取付け部品の動きは、回転軸に近い部分ほど動きが小さい(図5)。ミラー取付け部品にレンズを取り付け、レンズの位置を回転軸にできるだけ近くしておくことで、調整ネジの動きに対するレンズの動きを小さくできる。これをレンズ位置の上下左右方向の微調整に応用することにした。調整ネジのピッチが0.25 mmである場合、調整ネジの1°の回転で調整ネジの先端は約0.69 μm移動することになるが、図5のような機構を利用することにより移動量を数分の1に抑えることが期待できる。ただしレンズと光伝導アンテナの距離の調整(レンズの光軸方向の調整)は、上下左右方向ほどの精度は不要で、むしろ調整幅(ストローク)が長い方が好ましい。そこで、光軸方向についてのみ従来のように手動ステージを用いることとした。しかし上下左右位置調整機構の基部に手動ステージを配置すると、上下左右位置調整でネジを動かした際に手動ステージのがたつきの影響が生じる可能性がある。そこで光軸方

向調整用の手動ステージは光伝導アンテナの基部に配置することとした。

用いたミラーホルダのあおり角の調整精度は光てこ法により確認した。それによると調整ネジを回して鏡面のあおり角を変化させたとき、5.3 m 先の反射光スポットの位置は視認精度 0.5 mm の範囲内で滑らかに移動し、移動方向を反転させた場合にも反射光スポットの不規則な動きは観察されなかった(不規則な動きがあったとしても 0.5 mm 以下)。よって図 5 の回転軸から距離 3mm の位置にレンズを固定すれば、約 0.14 μm 程度の精度で位置決めでき、十分な精度が達成できると期待できる(不規則な動きがあったとしても 0.14 μm 以下)。

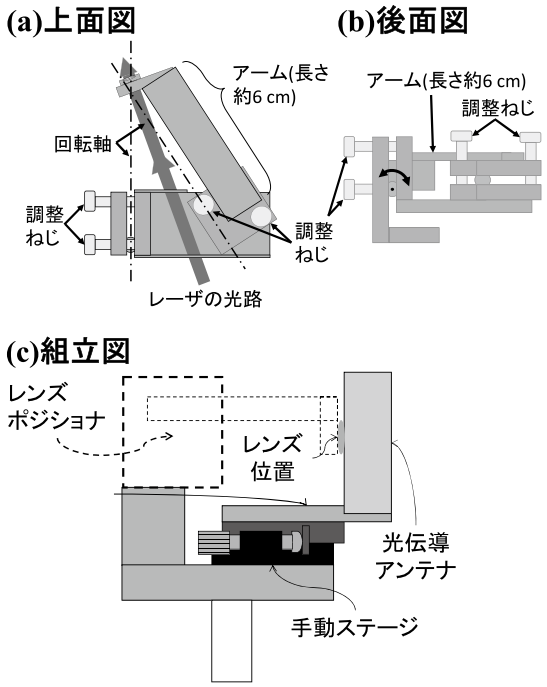

図 6 作成したレンズポジショナの(a)上面図、(b)後面図、および(c)組立図。

作製したレンズポジショナの概形を図 6 に示す。ミラーホルダは 2 台使用し、上下調節・左右調節の回転軸からそれぞれ距離 3 mm の位置にレンズを配置した。レーザ光を遮ることなく回転軸をレンズに 3 mm まで近づける必要があったため、2 本の回転軸は角度をつけた配置とした。

2.3 改良型レンズポジショナの性能確認実験方法

自作したレンズポジショナに関して、1)調整ねじの回転角度に対する信号値の変化、2)調整ねじを往復させて角度位置を元に戻したとき、往復の前後での信号値の差、3)レンズ位置の上下方向の調整により生じる左右方向のずれ、および左右方向の調整により生じる上下方向のずれ、4)その他新しい問題の発生の有無を、従来のレンズポジショナと比較して評価した。

実際に、図 7 のような sub-THz 電磁波の検出系の中に従来のレンズポジショナ(以下、「従来型」)および改良型レンズポジショナ(以下、「改良型」)を組み込み、電磁波信号が最大となる位置にレンズを合わせた。そこからレンズ位置を上下に動かした場所を出発点として上下調整ネジを順方向・逆方向にまわしていき、回した調整ネジの角度と検出される信号値の変化を記録した。左右方向についても同様の測定を行った。調整ネジ角度を横軸、信号値を縦軸とするグラフを描き、信号値のピーク幅、調整ネジを往復させた際のピーク位置とピーク高さの変化から、従来型で問題となっていた調整ネジの微調精度・各調整方向の独立性やがたつきが改善されているかを確認した。このときピークの幅が広いほど、調整ネジの回転に対するレンズ位置の変化が少なく、微調能力が高いことを表す。また、調整ネジを往復させた際のピーク位置の変化が少ないほど、調整ネジのがたつきが改善され調整がしやすくなる。また、上下左右の調整が独立でない場合、例えば左右位置調整中には上下位置にズレが生じるので左右方向に調整ネジを往復させた際、ピークの高さは往路と復路で差が生じる。この差が小さいほど、上下と左右の調整が独立であることを示し、位置を調整しやすいことを示す。

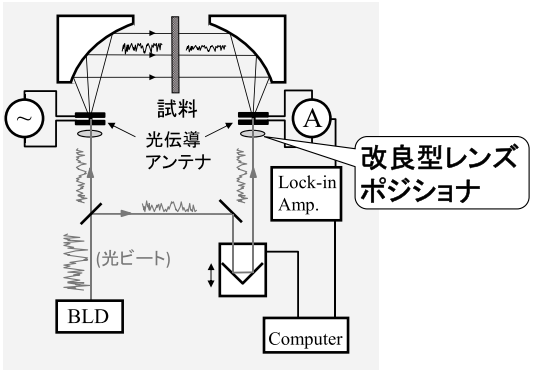

図 7　sub-THz 電磁波検出系への改良型レンズポジショナの適用。

2.4 改良型レンズポジショナの性能確認実験結果

上記の実験の従来型および改良型レンズポジショナについての測定結果を図 8 および図 9 にそれぞれ示す。なお、◆は調整ネジの角度を正の方向に増加させた場合、□は角度を減少させた場合を示す。例えば図 8(a)においては、①まずねじ角度を+45 度から-45 度まで 2.5 度ずつ減少させ(□)、②次に-45 度から+45 度まで 2.5 度ずつ増加させながら信号値を記録した(◆)。図 9(b)の□以外のいずれの場合も、ピ

ークは複数存在している。これは使用しているスパイラルアンテナの構造が原因と推察される。1.2 節で述べたようにスパイラルアンテナの中心付近で、アンテナの電極間距離が近い場所や電極が尖った場所にレーザ光が照射されると信号が特異的に強くなると推察される。このような場所は複数存在しているので(図 2)、信号値のピークが複数生じたものと考えられる。MLD-TDS を分光用途に使用する場合は信号値が最大となるよう調整するので、以降は複数のピークのうち最大のものについてのみ考える。なお、図 9(a)では信号の最大値が他よりやや低いが、この原因としては測定時に発生器側の集光レンズ位置が若干ずれていたことが疑われる。

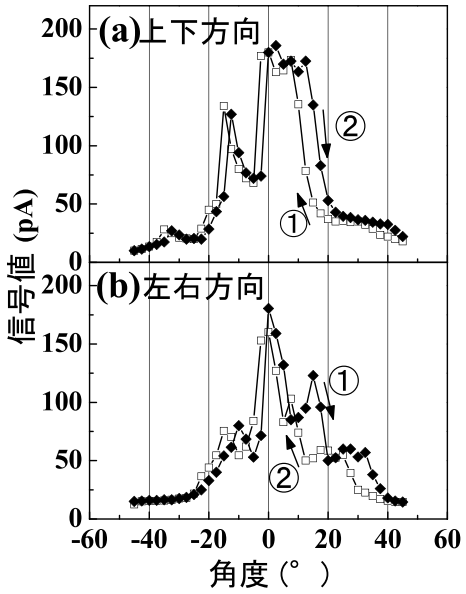

図８　従来型レンズポジショナを用いた測定結果。(a)上下移動および（b）左右移動。上下調節の際にはピークは往復で約 5° ずれ、最大ピークの半値幅は往復ともに 20° 弱であった。左右調節の際には往復で約 3° ずれ、半値幅は往復ともに 10° であった。

まずピークの半値幅については、図8(a)では2つのピークが重なっているために 16°（□)または 18°(◆)と 20° 近い半値幅があるものの、図 8(b)ではいずれも 10° しかなく、微調整が難しくなっている。これに対し図 9(a)ではいずれも 11° であるものの、図 9(b)では 39°（□)または 31°（◆)と大幅に広がっており、微調整しやすくなっていることが分かる。このことから、回転軸に近い部分の動きは小さいという原理(図 5)はレンズ位置の微調整に適用できると考えられる。図 9(a)の半値幅が狭いのは、レンズポジショナを製作する際の工作精度が低く、レンズ位置が回転軸に十分には近くなっていないためと推察される(図 5、図 6)。

調整ネジを往復させた際のピーク位置は、図 8 と図 9(a)では 3° 程度、図 9(b)では 10° 程度ずれている。図 9(b)でのずれが特に大きいのは、改良型レンズポジショナの左右調整ねじの回転に対してレンズの移動が緩やかなのが原因と推察される。しかし、改良型でも調整ネジを往復させた際のレンズ位置ずれは従来型に比較して改善されていないことがわかる。往復前後のレンズの位置ずれの原因は部品であるミラーホルダのがたつきが原因と考えられる。ミラーホルダのがたつきは、アームのあおり角に影響する。改良型レンズポジショナではレンズの装着位置が長いアームの先になっており(図 6)、あおり角に生じるがたつきが増幅されていると推察される。よって、アームを短くすることにより、往復前後でのレンズの位置ずれは緩和できると期待される。

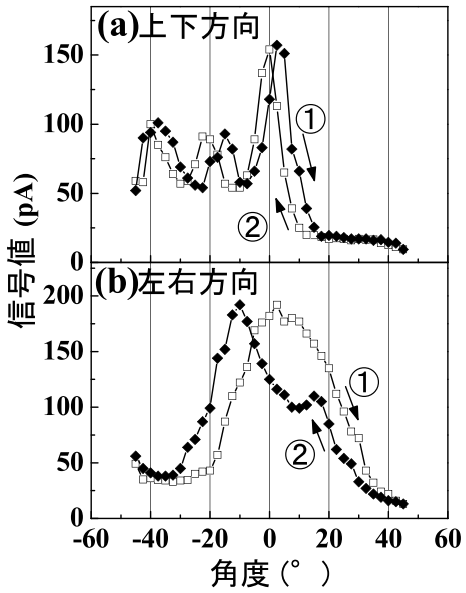

図９　改良型レンズポジショナを用いた測定結果。(a)上下移動および（b）左右移動。上下調節の際にはピークは往復で約 5° ずれ、最大ピークの半値幅は 11° であった。左右調節の際には往復で約 25° ずれ、半値幅は 39° または 31° であった。

往路と復路でのピークの高さについては、従来型(図 8)よりも改良型(図 9)の方が差は少ないように見える。しかし、実際に改良型を用いてレンズ位置調整作業を何度も繰り返してみると、ピークの高さが 10%程度変化するようなことも見受けられた。これについては、例えば、上下方向の調整をした際に左右方向のあおり角がずれたことが原因と考えられる。つまり、改良型でも上下左右の調整の独立性の問題は依然として残っている。これについても、アームが長いことであおり角ずれが増幅されることが悪影

響を大きくしていると推察される。アーム長を短くすることで悪影響を緩和することができると期待される。

この他、設置台上でのレンズポジショナの固定の弱さや部品であるミラーホルダ同士の固定の弱さによるがたつきの影響も否定できない。固定ネジを増やす、固定用のガイド構造をつけるなどの対策が考えられる。

以上のように、改良型のレンズポジショナは調整ねじの回転による信号値の変化を緩やかにすることができたという点で従来型よりも優れた性能を有している。工作の手間はかかるものの、手動ステージより安価なミラーホルダを用いることによって 2 万数千円程度のコスト低下も達成できた。しかし、調整ねじの回転を往復させた際に信号値が元に戻らない、上下左右の調整が独立でないといったように従来型と同じ問題も含んでおり、調整しやすさが十分に改善されたとはいえない。これらについては今後、アームを短くしたり部品の固定の強さを確認することにより改善されると期待できる。

3. AD ボードによる信号測定の検討

光伝導アンテナからの信号をロックインアンプではなく AD ボードで測定することが可能かどうか、SN 比が改善するかを試みた。

3.1. SN 比改善の期待

THz-TDS において信号は通常、ロックイン検出される。つまり電磁波に変調をかけておき、検出側光伝導アンテナに生じる電流のうち同じ周波数で特定の位相の成分をロックインアンプで取り出す。このような特定周波数･位相の成分を取り出す処理は、信号を AD ボードでデジタル化してしまえば PC を用いて行うこともできる。通常はロックインアンプよりも AD ボードの方が安価なのでコスト削減になる他[24]、パルス光を用いた THz-TDS において AD ボードを用いることにより若干の SN 比改善も報告されている[25]。

SN 比改善の根拠は以下のように推察される。

変調の角周波数を ω_0、信号の振幅を A、ノイズを $n(t)$ と書くと、検出用光伝導アンテナの出力は

$$A\cos(\omega_0 t)+n(t) \qquad (1)$$

と書ける。ロックインアンプの内部では検出用光伝導アンテナからの入力に $\cos(\omega_0 t)$ を乗算し、時間平均を取っている。時間平均を $\langle\ \rangle$ で表すことにすると、以上の処理は以下のように表される。

$$\left\langle \left\{A\cos(\omega_0 t)+n(t)\right\}\cos(\omega_0 t)\right\rangle$$

$$=\left\langle \frac{A}{2}+\frac{A\cos(2\omega_0 t)}{2}+n(t)\cos(\omega_0 t)\right\rangle$$

$$=\frac{A}{2}+\left\langle n(t)\cos(\omega_0 t)\right\rangle \qquad (2)$$

最後の行の第 2 項において $n(t)$ の中の角周波数 ω_0 以外の成分は 0 になるので、ノイズのうちのほとんどの部分を除去することができる。

実際の THz-TDS の測定では、時間遅延を一定の時間間隔(Δt とする)で移動させていくので、A は Δt を刻み幅とする階段状の関数である。ロックインアンプの出力は A の変化に追随しなくてはいけないので、(2)における平均化計算は有限の時間幅で行う必要がある。そこで指数関数を用いた

$$\int_{-\infty}^{t}\left\{A\cos(\omega_0 t_0)+n(t_0)\right\}\cos(\omega_0 t_0)e^{-(t-t_0)/\tau}dt_0 \qquad (3)$$

のようなたたみこみ計算を行っている。τ は時定数と呼ばれる。もしも図 10 の実線のように階段状に変化する関数 $H(t)$ に同様のたたみこみ計算を行うと、その結果は

$$H_1(t)=\int_{-\infty}^{t}H(t_0)e^{-(t-t_0)/\tau}dt_0$$

$$=\tau\left(1-e^{-t/\tau}\right)\ \ (t>0)\ \text{または}\ 0\ \ (t<0) \qquad (4)$$

のようになる。$\tau=1$ とした場合の結果を図 10 の点線で示す。$H_1(t)/H(t)$ が 0.9 または 0.99 となるのは $t=2.3$ または 4.6 のときである。このことからロックインアンプの入力信号の変化に誤差 10%または 1%で出力[(3)式]が追随するには τ の 2.3 倍ないし 4.6 倍の時間がかかることが分かる。つまり τ は Δt の 1/2.3～1/4.6 の値とする必要があり、(3)式の平均計算にはかなり急激に減少する重み関数 $e^{-t/\tau}$ を用いることになる。これにより、一部の測定データしか平均計算に用いられず、ノイズの除去効果が限定的になって

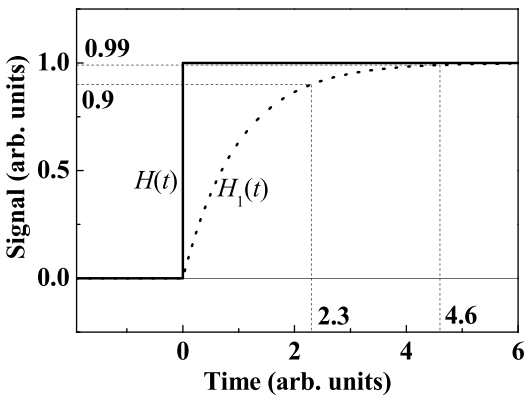

図 10 階段関数とその指数関数とのたたみこみ。(4)式において $\tau=1$ とした。

しまう。これに対しADボードを用いる場合は、信号の測定と時間遅延の制御を連動させられるので、時間 Δt のほぼ全域(T とする)に渡るデータを用いて平均計算することができる。

このことに基づき、ロックインアンプの代わりにADボードを用いることによりどの程度のSN比改善が期待できるかを見積もってみる。時間 T の間に N 点のサンプリングを行い、$\tau = T/4$ として重み $e^{-t/\tau} = e^{-4t/T}$ を用いて平均した場合と単純な平均をした場合とで揺らぎの幅を比較する。前者はロックインアンプ、後者はADボートによる測定に対応する。N 個の測定結果 x_i は独立で標準偏差はいずれも σ であるとする。

重み $e^{-t/\tau}$ を用いる場合、$t = iT/N$ における i 番目の測定結果の重みは $\exp(-4i/N)$ であるから重み付け平均結果の揺らぎは

$$\frac{\sqrt{\left\{\sigma e^{-\frac{4\cdot 0}{N}}\right\}^2 + \left\{\sigma e^{-\frac{4\cdot 1}{N}}\right\}^2 + \cdots + \left\{\sigma e^{-\frac{4[N-1]}{N}}\right\}^2}}{e^{-\frac{4\cdot 0}{N}} + e^{-\frac{4\cdot 1}{N}} + \cdots + e^{-\frac{4[N-1]}{N}}}$$

$$\approx \frac{\sigma\sqrt{\frac{1}{8}N\left(1-e^{-8}\right)}}{\frac{1}{4}N\left(1-e^{-4}\right)} = 1.44\frac{\sigma}{\sqrt{N}} \qquad (5)$$

となる。なお、Nが大きいとき

$$\int_0^1 \exp(-ax)dx \approx \left\{\begin{array}{l}\exp\left(-\frac{a\cdot 0}{N}\right) + \exp\left(-\frac{a\cdot 1}{N}\right) + \cdots \\ + \exp\left(-\frac{a\cdot[N-1]}{N}\right)\end{array}\right\}\frac{1}{N} \qquad (6)$$

であることを用いた。これに対し、N 個の測定結果の一定の重みでの平均結果の揺らぎは

$$\frac{\sqrt{\sigma^2+\sigma^2+\cdots+\sigma^2}}{N} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} \qquad (7)$$

であるから、(5)式の場合と比較して 1/1.44 倍程度、揺らぎが少ないと期待される。もしもロックインアンプとADボードで同じ程度の揺らぎを含む測定をするならば、ADボードの方が測定時間は短くてよいと期待される。揺らぎは測定時間の平方根に比例すると期待されるので、$1/1.44 \approx 1/\sqrt{2}$ よりADボードによる測定時間は半分ですむと期待できる。

なお、τ を $\Delta t/2.3$ あるいは $\Delta t/4.6$ よりもさらに小さく設定し、時間遅延を動かして時間 2.3τ あるいは 4.6τ だけ待ってから、τ よりも短い時間間隔でロックイン測定を繰り返し、平均値を取ることも考えられる。しかし、測定開始直前の信号値は最初だけでなく最初の方の数回のロックインアンプ出力に影響を与える。そのため測定開始直前のデータの重みが大きくなり、やはり時間 Δt のほぼ全域に渡るデータの平均ではなくなってしまう。

3.2 ADボードを用いた信号の処理

用いたADボード(Interface PCI-3163)は分解能12ビットで2チャンネルの測定が可能である。レンジはバイポーラ測定に関しては±1 V、±2 V、±5 Vである(チャンネルごとに設定可能)。このようにレンジがあまり自由に設定できず、またMLD-TDSの光伝導アンテナは電流源であるので、プリアンプが必要であった。現有のロックインアンプ(SRS社 SR530)には、入力信号を増幅器と Q 値 =5 のバンドパスフィルタに通した後のアナログ信号の出力端子(signal monitor)がある。増幅率は2~2.5倍ごとに切り替え可能である。そこでロックインアンプをプリアンプとして用いsignal monitor出力をADボードに入力した。ただし、システムコスト削減のため、将来的にはロックインアンプを用いずにプリアンプを自作する必要がある。

ADボードPCI-3163は外部トリガによる測定開始が可能であるものの、トリガがかかってから測定開始までに時間揺らぎが存在する。そのため発信器の同期出力で測定開始のトリガをかけたとしても、測定された波形中の変調信号成分の位相が揺らいでしまう。そこでこの位相揺らぎをモニターするため、signal monitor出力だけでなく変調信号の元になる発信器の同期出力(矩形波)もADボードで測定した。測定開始の時間揺らぎにより、変調信号成分と同期出力(矩形波)の位相は同時に揺らぐので、それらの位相差は一定である。あらかじめ同期出力の矩形波とsignal monitor出力中の信号の位相差を見積もっておき、矩形波と一定位相差の成分をsignal monitor出力から取り出すようにして測定開始の時間揺らぎの影響を相殺した。

なお、測定開始の時間揺らぎの影響を位相 φ で表すと、信号成分の取り出し計算は

$$\left\langle\left\{A\cos(\omega_0 t+\varphi)+n(t)\right\}\cos(\omega_0 t+\varphi)\right\rangle$$

$$= \left\langle\begin{array}{l}\frac{A}{2} + \frac{A\cos(2\omega_0 t+2\varphi)}{2} \\ + n(t)\cos(\omega_0 t+\varphi)\end{array}\right\rangle$$

$$= \frac{A}{2} + \left\langle n(t)\cos(\omega_0 t+\varphi)\right\rangle \qquad (8)$$

のように表せる。ここで φ の値によらず

$$\left\langle \frac{A\cos(2\omega_0 t+2\varphi)}{2} \right\rangle = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{A\cos(2\omega_0 t+2\varphi)}{2}dt = 0 \quad (9)$$

であるためには、平均を計算する時間(測定時間)T が変調周期 $2\pi/\omega_0$ の整数倍でなければならない。この条件が満たされるように変調周波数を調整した。

3.3 AD ボードとロックインアンプの比較

AD ボードを用いて電磁波信号を測定できるのか、またロックインアンプよりも SN 比が改善するのかの確認実験を行った。

AD ボードとロックインアンプを図 11 のように接続し、発信器からの信号を従来のように時間遅延を動かしながらロックインアンプで測定した。その後、電磁波信号が最大となるような位置に時間遅延を固定した。AD ボードによる測定を行いながら、ときどき手で電磁波を遮り、測定信号が入切されるかを確認した。

次に、MLD-TDS 中の時間遅延を固定したまま一定値の電磁波信号がロックインアンプに入力される状態にして 64 回、測定を繰り返し、測定値の揺らぎから SN 比を見積もった。変調周波数はロックイン測定で最も SN 比のよい約 11 kHz とした。AD ボードのサンプリング周波数は最低値である 62.5 kHz とした。約 11 kHz の測定のためにはやや高いサンプリング周波数だが、データの間引きはせずにそのまま計算に用いた。ロックインアンプの時定数 τ は 1 ms または 10 ms とした。AD ボードによる測定時間 T はその 4 倍の 4 ms または 40 ms とするため、取り込むサンプリングデータ点数は 250 点または 2500 点とした。また、3.2 節で述べたように測定時間 T が変調周期 $2\pi/\omega_0$ の整数倍となるよう、変調周波数を微調整した。

なお、ロックインアンプの場合と AD ボードの場合とでグラウンドループ等による影響を同じにするため、信号ケーブルの結線は変えなかった。

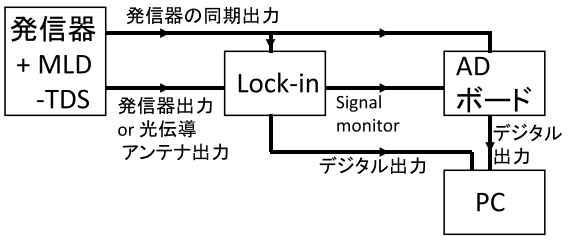

図 11 ロックインアンプと AD ボードの比較実験の配置。

3.4 測定結果

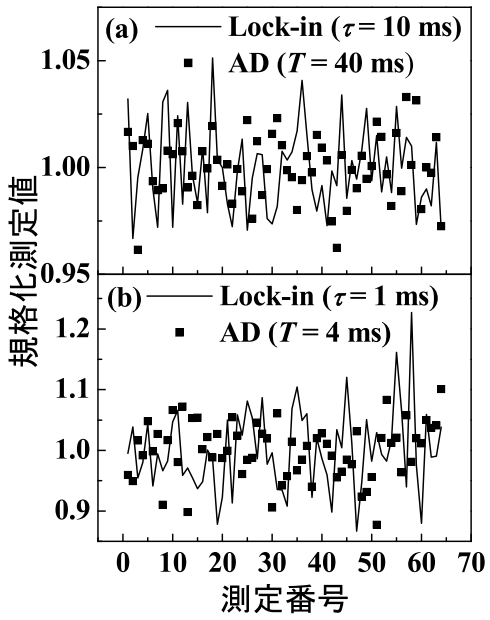

図 12 ロックインアンプと AD ボードの比較実験の結果。

AD ボードで測定しながら手で電磁波を遮ったところ、ノイズは残るものの測定信号が減少することが観測され、AD ボードでも電磁波信号を測定できることが分かった。

図 12 に電磁波信号の繰返し測定の結果を示す。SN 比が比較できるよう、平均値で規格化した結果を示す。若干ではあるが、AD ボードを用いた方がばらつきは小さくなっているようにみえる。

なお、ロックインアンプの量子化単位は 0.1 μV なのに対して標準偏差は 7.4 μV (τ = 10 ms)または 25 μV (τ = 1 ms)、AD ボードの量子化単位は 1.22 mV なのに対して標準偏差は 12 mV (T = 40 ms)または 37 mV (T = 4 ms)であり、量子化ノイズの影響は小さいと考えられる。

次に SN 比を定量化するため、(平均値)/(標準偏差)の計算を行った(表 1)。それによると、ロックインアンプに対し AD ボードは 1.3-1.4 倍程度の SN 比改善があり、ほぼ 3.1 節で予想した通りだったことが分かる。このことから、AD ボードを用いればロックインアンプと同じ SN 比のデータを得るのに測定時間を約半分にできるものと推察される。

ただし、AD ボードでデータを取り込むために用いている現有の取り込みプログラムは測定時間 T を長く取ると計算時間が急激に増加するという問題がある。この原因は変調周波数に対しサンプリング周波数が高すぎること、および測定のたびに発信器の同期出力のフーリエ変換をしているなどの無駄が含

まれていることと推察される。今後、計算の際に測定データの間引きを行う、必要な周波数成分だけ抽出を行うなど、取り込みプログラムの改善が必要である。

表1 Lock-inおよびADボードを用いた場合のSN比[= (平均値)/(標準偏差)]、およびADボードによるSN比改善率

	(a) τ= 10 ms or T = 40 ms	(b) τ= 1 ms or T = 4 ms
ロックインアンプ	50	15
AD ボード	63	21
SN 比改善率	1.3	1.4

4. まとめ

ブロードエリア半導体レーザを用いた分光器MLD-TDS は簡便な構造･低コストで sub-THz 域での連続的な分光データが得られるという特長がある。しかし、1)集光調整に熟練が必要で時間もかかる、2)ロックインアンプが比較的高コストである、SN 比が低いため測定時間を長く取る必要があるなどの問題があった。

そこでまず、1)に対して市販ミラーホルダの機構に用いられているてこをレンズポジショナに応用して、廉価市販品よりも微調整が可能なレンズポジショナを設計･製作した。これにより、従来よりも微調整が可能となり、コスト削減も達成できた。ただし調整ねじの回転方向を反転させた場合、信号のピークを与える調整ねじ角度が変わる、調整軸同士が独立でないなどの問題がある。今後、レンズを設置するアームを短くする、部品等の固定の強さの確認などの対策が必要である。

また今回はとりあげていないが、従来型はレンズ位置を合わせて信号を最大化しても、長時間経過すると信号値がドリフトしてしまうという問題がある。今後、従来型と改良型で信号ドリフトに関する特性も調査が必要である。

次に、2)の信号測定についてロックインアンプの代わりに AD ボードを適用することでコスト削減が可能となり、また SN 比が若干改善したことから測定時間も半分程度にできるとの展望が示された。ただし現有の取り込みプログラムでは測定時間を増やすと計算に要する時間が急激に増加するので、プログラムの改善が必要である。また、ロックインアンプを使用せず、プリアンプを自作することも必要である。

安価型の通常のロックインアンプの最高変調周波数は典型的には 100 kHz 程度である。これに対し、AD ボードの場合、最高サンプリング周波数が 10 MHz のものが比較的安価に市販されている。これを用いれば変調周波数を数 MHz 程度まで低コストのままあげられる可能性がある。また、AD ボードは入力が 2 チャンネル以上のものも比較的安価で市販されている。低周波の光強度揺らぎがもしもノイズ源になっていれば、AD ボードの 2 チャンネルを用いて電磁波信号とともに光強度揺らぎも同時に測定し、ノイズを補償するような使用法も考えられる。

参考文献

1) 阪井清美，テラヘルツ領域の新しい目を求めて，応用物理 **77** (2008), 946-953.
2) 萩行正憲，谷 正彦，長島 健，テラヘルツ波応用技術，応用物理 **74** (2005), 709-717.
3) 萩行正憲，テラヘルツ波技術の歩みと展望，応用物理 **81** (2012), 271-283.
4) 森川　治，山本晃司，谷　正彦，栗原一嘉，桑島史欣, 藤田正実, 萩行正憲, 金属構造による sub-THz 電磁波の超集光の試み，海上保安大学校研究報告第 57 巻第 1･2 号第 2 部(2014)，5-13。
5) 川瀬晃道，テラヘルツ波を用いたバイオセンシング／イメージング，応用物理 **77** (2008), 1445-1448.
6) 福永 香，高妻洋成，神庭信幸，テラヘルツイメージングを用いた壁画・屏風の非破壊検査，応用物理 **81** (2012), 329-331.
7) 深澤亮一，テラヘルツ波による材料分析，応用物理 **79** (2010), 312-316.
8) 北岸恵子，テラヘルツ分光システムの現状と応用用途，応用物理 **81** (2012), 312-316.
9) 伊藤弘昌，テラヘルツ波光源：レーザーとメーザーの境界，応用物理 **79** (2010), 524-529.
10) 寶迫 巌，量子カスケードレーザーの現状と計測応用，応用物理 **79** (2010), 191-197.
11) 川瀬晃道，波長可変テラヘルツ光源を用いた分光技術の進展，応用物理 **81** (2012), 304-307.
12) M. Tani, S. Matsuura, K. Sakai, and M. Hangyo, “Multiple-Frequency Generation of Sub-Terahertz Radiation by Multimode LD Excitation of Photoconductive Antenna”, IEEE Microw. Guid. Wave Lett. **7** (1997), 282-284
13) O. Morikawa, M. Tonouchi, and M. Hangyo, “A cross-correlation spectroscopy in subterahertz region using an incoherent light source”, Appl. Phys. Lett. **76** (2000), 1519-1521.
14) O. Morikawa, M. Tonouchi, and M. Hangyo,

“Sub-THz spectroscopic system using a multimode laser diode and photoconductive antenna”, Appl. Phys. Lett., **75** (1999), 3772-3774.

15) O. Morikawa, M. Fujita, and M. Hangyo, “Improvement of signal-to-noise ratio of a subterahertz spectrometer using a continuous-wave multimode laser diode by single-mode fiber optics”, Appl. Phys. Lett., **85** (2004), 881-883.

16) O. Morikawa, M. Fujita, K. Takano, and M. Hangyo, “Sub-terahertz spectroscopic system using a continuous-wave broad-area laser diode and a spatial filter”, J. Appl. Phys., **110** (2011), 063107-1-5.

17) M. Scheller, and M. Koch, “Terahertz quasi time domain spectroscopy”, Opt. Express, **17** (2009), 17723-17733.

18) C. Brenner, M. Hofmann, M. Scheller, M. K. Shakfa, M. Koch, I. C. Mayorga, A. Klehr, G. Erbert, and G. Tränkle, “Compact diode-laser-based system for continuous-wave and quasi-time-domain terahertz spectroscopy”, Opt. Lett. 35 (2010), 3859-3861.

19) D. Molter, A. Wagner, S. Weber, J. Jonuscheit, and R. Beigang, “Combless broadband terahertz generation with conventional laser diodes”, Opt. Express, **19** (2011), 5290-5296.

20) 桑島史欣，谷口真一郎，野中孝樹，萩行正憲，岩澤 宏，レーザーカオスを用いたTHz波の安定化と広帯域化，レーザー学会第404研究会報告 レーザー応用，論文番号RTM-10-35 (2010), 43-48.

21) 桑島史欣，谷口真一郎，野中孝樹，萩行正憲，岩澤 宏，レーザーカオスを用いたテラヘルツ波の安定化，レーザー学会第397研究会報告 レーザー計測その他，論文番号RTM-10-07 (2010), 1-7.

22) 桑島史欣，谷口真一郎，野中孝樹，萩行正憲，岩澤 宏，レーザーカオス光によるテラヘルツ波の広帯域化，レーザー学会第391研究会報告 レーザー応用，論文番号RTM-09-25 (2009), 7-12.

23) Y. Cai, I. Brener, J. Lopata, J. Wynn, L. Pfeiffer, and J. Federici, "Design and performance of singular electric field terahertz photoconducting antennas", Appl. Phys. Lett. 71 (1997), 2076-2078.

24) T. Probst, A. Rehn, and M. Koch, “Compact and low-cost THz QTDS system”, Opt. Express, 23 (2015), 21972-21982.

25) 赤木基信，,北岸恵子，テラヘルツ分光スペクトル画像測定データからの錠剤サンプルの誘電率解析，第59回応用物理学関係連合講演会 16p-E8-4 (2012).