

高感度電流積分器を用いたテラヘルツ波計測用信号処理装置の開発

浦上 恒幸^{*,**}・安田 敬史^{*}・岩井 秀直^{*}・高橋 宏典^{*}

^{*} 浜松ホトニクス(株)中央研究所 〒434-8601 浜松市浜北区平口 5000

^{**} (株)我楽 〒431-1202 浜松市西区呉松町 1955 番 1

Development of Signal Processor for Terahertz Waveform Measurement Using High Sensitive Current Integrator

Tsuneyuki URAKAMI^{*,**}, Takashi YASUDA^{*}, Hidenao IWAI^{*} and Hironori TAKAHASHI^{*}

^{*} Central Research Laboratory, Hamamatsu Photonics K.K., 5000 Hirakuchi, Hamakita-ku, Hamamatsu 434-8601

^{**} GALA, Inc., 1955-1 Kurematsu, Nishi-ku, Hamamatsu 431-1202

A compact and low cost signal processor with a high sensitive current integrator and a microcontroller for terahertz (THz) waveform measurement is developed to replace ordinary lock-in amplifier system. As this instrument is controlled by the microcontroller, noise filtering, fast Fourier transform and the analog waveform output using internal software function, are extensively realized. THz wave packets generated by pump femtosecond pulses are detected with a photoconductive switch using pump & probe method. They are analyzed by the new signal processor and are compared with those measured by the lock-in amplifier system. As the results, we observed good agreements between them.

Key words: terahertz waveform, microcontroller, current integrator, compact

1. はじめに

テラヘルツ波応用計測技術¹⁻³⁾は、医療・医薬品、セキュリティ、農業、食品などの分野で、分光分析による物質の同定や透視イメージングの技術として注目されている。この技術が産業分野に普及していくためには、発生素子、検出素子、光学系、メカ構造、信号処理システムなどの最適化が必要であるとともに、使いやすい「小型・軽量・安価」なシステムである必要がある。

これらの検討すべき要素技術において、信号処理に着目した。テラヘルツ時間領域分光法 (terahertz time domain spectroscopy; THz-TDS)¹⁻³⁾において、テラヘルツ波によって誘起される微弱な電流を計測するためには、高感度かつ広いダイナミックレンジが必要とされ、ロックインアンプが用いられる。その際、テラヘルツ波検出器から出力された電流信号をロックインアンプに導く必要があり、微弱なアナログ信号を取り回すため高い S/N 比を要する計

測には不利である。また、ロックイン計測は大掛かりなシステムになりがちであり、小型のモジュールが市販されているが、産業用組み込みシステムとして使用するには不十分である。

一方、近年の電子デバイスに目を向けてみると、組み込み機器の制御に使用するマイクロプロセッサが安価に供給されている。計測分野においても、CT スキャナー用に開発された pA のオーダーの電流を直接 A/D 変換可能な素子⁴⁾など、装置の小型化に有用なデバイスが多数市場に供給されており、既存の計測器にとらわれない新規な機器開発を行う環境が整いつつある。

以上の観点から、筆者らは産業分野での活用を目的としたコンパクトかつ高機能なテラヘルツ波計測用の信号処理装置を開発し、評価したので報告する。

E-mail: urakami@crl.hpk.co.jp

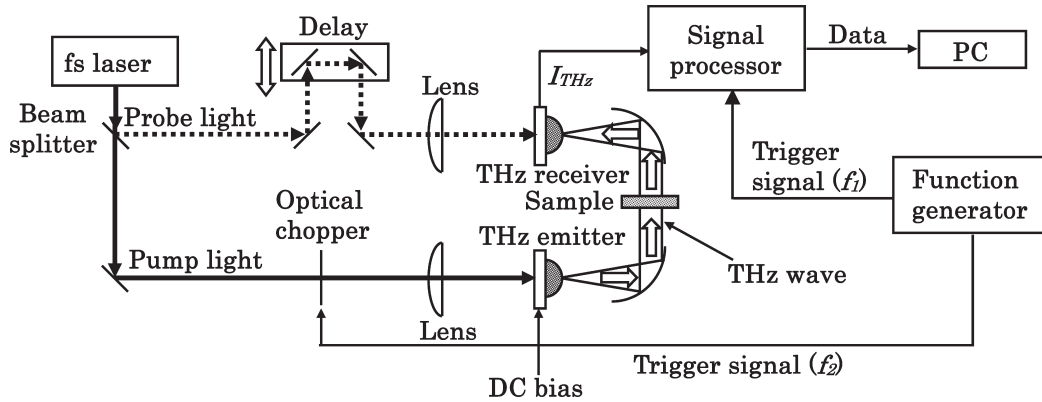


Fig. 1 Experimental setup for THz waveform measurement based on time domain spectroscopy using a femtosecond Ti:Sapphire laser.

2. THz-TDS 計測系

THz-TDS では、テラヘルツ波発生器・検出器に光伝導スイッチ素子や非線形光学結晶が用いられる。前者を用いたテラヘルツ波の計測系を Fig. 1 に示す。フェムト秒レーザーにはチタンサファイアレーザー (Tsunami: Spectra-Physics, Inc., パルス幅 100 fs, 平均出力 600 mW, 繰り返し周波数 82 MHz, 中心波長 800 nm) を用いた。レーザーからのパルス光は、ビームスプリッターによってテラヘルツ波発生用のポンプ光と、テラヘルツ波の電界をサンプリング計測するためのプローブ光に分岐される。ポンプ光は中央に微小ギャップを有した光伝導スイッチ素子によるテラヘルツ波発生器に集光照射され、素子内部に光励起キャリアを生成させる。生成したキャリアは素子に印加されている直流バイアス電圧の電界に加速され、瞬時電流の時間微分に比例したテラヘルツ波がダイポールアンテナから放射される。発生したテラヘルツ波は、軸はずし放物面鏡を介して光伝導スイッチ素子によるテラヘルツ波検出器に集光される。一方、プローブ光はテラヘルツ波検出器に照射され、光励起キャリアを発生させる。そのタイミングがテラヘルツ波をテラヘルツ波検出器に照射するタイミングと一致したとき、キャリアはテラヘルツ波の電界に比例した電流として出力される。この状態でレトロリフレクターによる遅延ステージを移動させることによって、テラヘルツ波の電界の時間波形はプローブ光によってサンプリングされ、プローブ光の遅延時間に対する出力電流を計測することによりテラヘルツ波の時間波形を取得できる。発生する電流は微弱なため、高感度な信号処理装置によって計測される。テラヘルツ波の時間波形から分光情報を得るためには、テラヘルツ波の時間波形に対してフー

リエ変換を行いスペクトルに変換する。

また、同期検出を行うためにポンプ光の光路に光チョッパーを配置して、発生するテラヘルツ波に強度変調を印加する。信号発生器より信号処理装置に周波数 f_1 のトリガー信号を入力し、これと同期した周波数 f_2 のトリガー信号を光チョッパーの外部入力端子に入力する。光チョッパーの周波数に対してレーザーパルス光の繰り返し周波数は十分高いため、光チョッパーとレーザーパルスとの間に同期は不要である。

本テラヘルツ波分光計測系を用いて各種試料の透過率計測を行う場合には、テラヘルツ波発生器とテラヘルツ波検出器の間の光路上に被測定サンプルを配置する。

3. 開発したテラヘルツ波計測用信号処理装置

3.1 高感度積分器とマイクロコントローラー

Fig. 1 における信号処理装置として、一般的には電流電圧変換アンプとロックインアンプを用いるところを、筆者らは高感度電流積分器とマイクロコントローラーによる信号処理装置を用いた。開発した信号処理装置の構成を Fig. 2 に示す。

テラヘルツ波の電界によって変調された電流 I_{THz} を高感度な電流積分器に入力する。筆者らは、電流積分器として DDC112 (Texas Instruments)⁵⁾ を使用し、電流を必要時間積分した結果を内蔵の 20 ビット A/D 変換器によりデジタル出力した。なお、使用した電流積分器前段にオフセット電流を重畳する回路を付加することで、テラヘルツ波検出時に発生する交流電流の検出が可能である*1。ここで電流積分器内の A/D 変換器は、外部より与えた参照電圧 $V_{ref} = 4.096 \text{ V}$ をフルスケールとして、積分電圧を

*1 "Creating a Bipolar Input Range for the DDC 112," <http://focus.tij.co.jp/jp/lit/an/sbaa034/sbaa034.pdf>

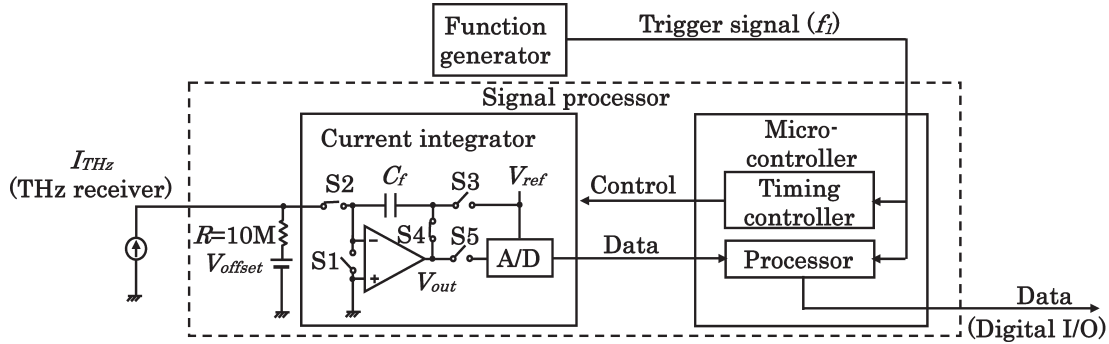


Fig. 2 Configuration of the signal processor using high sensitive current integrator and microcontroller.

20 ビットで変換する。広いダイナミックレンジを得るために、積分時間内で参照電圧の約2分の1である2.0 Vが C_f の端子間に生じるようにオフセット電流を設定する必要がある。10 MΩ の抵抗 R に印加する電圧を V_{offset} 、 R を介して積分されるオフセット電流値を I 、積分される電荷量を Q 、積分に用いられるコンデンサーの容量を C_f 、積分時間を T 、出力電圧を V_{out} としたとき、積分される電荷量は、

$$Q = C_f V_{out} = IT \quad (1)$$

で与えられる。式(1)に $T = 1 \text{ ms}$ 、 $V_{out} = 2.0 \text{ V}$ 、 $C_f = 12.5 \text{ pF}$ を代入すると、オフセット電流値は25 nAと求められる。以上より、 V_{offset} を0.25 Vに設定した。 $C_f = 12.5 \text{ pF}$ のとき、A/D変換器によって48.8 fA/countの定数でA/D変換され、フルスケールで51.2 nAの計測が可能となる。

一般的に、THz-TDSにおける計測電流はpAからnAのオーダーであり¹⁾、またスペクトルの振幅は周波数が高くなるに従って減衰していく。したがって、計測周波数帯域内において3桁のダイナミックレンジを得るためには、pAからnAのオーダーの電流を10ビット以上で分解することが必要である。実用性を考慮すれば15から16ビットのA/D変換器が有効であり、今回使用した20ビットの

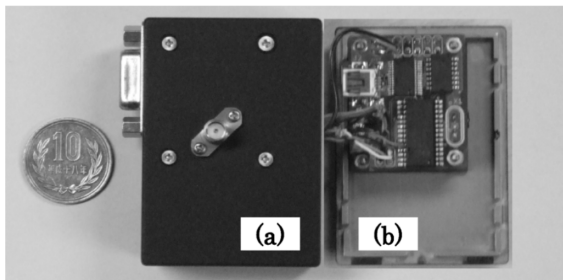


Fig. 3 (a) External view and (b) internal view (circuit board) of the newly developed signal processor.

A/D変換器を内蔵している電流積分器は最適なデバイスであると考えられる。

電流積分器の制御用のマイクロコントローラーとして、digital signal controller (DSC; dsPIC30F3013, Microchip Technology)⁶⁾を用いた。DSCは外部からのトリガー信号に同期して、電流積分器に対して積分の開始・終了、電荷の放電、A/D変換結果のシリアル転送などのタイミング制御を行い、また電流積分器から受け取ったA/D変換後のシリアルデータを20ビットの整数に変換する。その後、必要に応じた演算を内部で行い、演算結果はUSB (universal serial bus) やRS232Cなどのシリアルインターフェースや、5章で述べるDSC内のpulse width modulation (PWM) 出力機能を用いてアナログ電圧として出力する。以上に述べた信号処理装置は、回路基板を内蔵したモジュールのサイズとして45 mm×65 mm×25 mmとコンパクトにまとめることができた。Fig. 3に試作した信号処理装置の概観図を示す。

3.2 信号積分タイミングチャート

電流信号の積分タイミングチャートをFig. 4に示す。積分のタイミングは、ポンプ光をチョップするための光チ

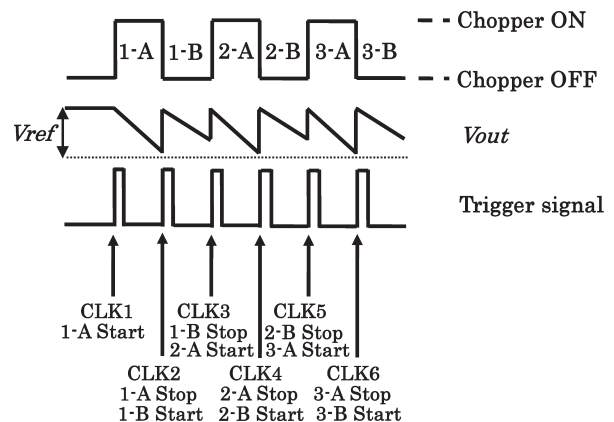


Fig. 4 Timing chart for light chopper and current signal integration.

ョッパーと同期させている。ただし、光チョッパーの光路が開いているとき (ON) と閉じているとき (OFF) それぞれで電流を積分する必要があるため、電流積分器には光チョッパー用の2倍の周波数のトリガー信号を与えている。本実験では、電流積分器のトリガー信号周波数と光チョッパーの周波数をそれぞれ $f_1=1$ kHz, $f_2=500$ Hz に設定した。テラヘルツ波が発生しているのは光チョッパー ON 時の 1-A, 2-A, 3-A... であり、テラヘルツ波が発生していないのは光チョッパー OFF 時の 1-B, 2-B, 3-B... である。吸い込み電流を積分していくと V_{out} はマイナス側に増加していくため、積分開始状態が $V_{out}=V_{ref}$ となるように、リセット時には Fig. 2 における S_1 と S_3 が ON となっている。CLK 1 で S_1 と S_3 が OFF となり、 S_2 と S_4 が ON となって光チョッパー ON 時の 1-A の積分サイクルが開始される。 C_f に入力電流が流れ込むのに従って端子間電圧は低下していく。CLK 2 で積分が終了すると、 V_{ref} と C_f に積分された電流によって発生する電圧の差 V_{out} がホールドされて、A/D 変換が始まる。以後この動作を繰り返していくことにより、光チョッパー ON 時と光チョッパー OFF 時の電流が交互に積分されていく。DDC112 は 1 つの入力端子に対して 2 つの積分器が交互に動作するように回路構成されており (Fig. 2 には図示しない)、一方の積分器の出力をホールドして A/D 変換している間に、もう一方の積分器が入力電流に対して積分動作を行う。その結果、途切れることなく電流積分から A/D 変換の動作を行うことができる。

光チョッパー ON 時と光チョッパー OFF 時の電流積分値の差がテラヘルツ波により誘起された電流の積分値であり、時系列に取得された前後いずれかの計測値との差を計算することによってオフセット電流成分や A/D 変換器のオフセット値 4096 カウント*2 はキャンセルされ、テラヘルツ波によって生じた電流の情報のみを得ることができる。この差の演算は、計測値の A/D 変換の結果を DSC が受け取った後に、DSC 内のプログラムエリアにロードされたソフトウェア上で実行される。

4. 結果と解析

4.1 開発した信号処理装置による計測結果

Fig. 5 に、開発した信号処理装置を用いて計測したテラヘルツ波の時間波形の一例を示す。計測点数は 5120 点であり、1 点あたりの計測時間は、光チョッパーの周波数 500 Hz に対応する 2 ms である。サンプリング点間の光学

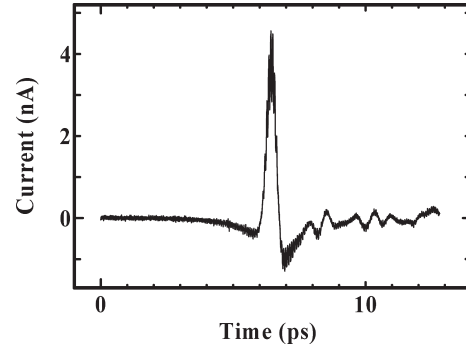


Fig. 5 THz waveform measured by the high sensitive current integrator.

遅延距離は $0.75 \mu\text{m}$ であり、遅延時間に換算して 2.5 fs に相当する。図より、良好なテラヘルツ波の時間波形が取得できていることがわかる。波形に重畳している細かな振動雑音は、商用電源周波数 60 Hz に由来する雑音が多テラヘルツ波検出器に混入しているため生じているものである。このノイズは、 $1/60$ s の倍数の積分時間で平均化することにより除去可能である。

4.2 ロックインアンプとの比較

開発した装置とロックインアンプ (5610B; エヌエフ回路設計ブロック) との比較を行った。ロックインアンプを用いた計測系では、テラヘルツ波検出器からの出力電流を電圧に変換するために、電流電圧変換アンプ (LI-76; エヌエフ回路設計ブロック) を変換利得 1 MV/A で使用し、その出力電圧をロックインアンプに入力した。ロックインアンプの時定数 T_{const} は 10 ms で、ローパスフィルターの減衰傾度を 12 dB/oct に設定した。このときの等価雑音帯域幅は 12.5 Hz である。ステップレスポンスを評価した場合、この減衰傾度において計測値が最終値に収束するまでに時定数の 6 倍から 7 倍の時間を要するため⁷⁾、各サンプリング点で遅延ステージを 80 ms 停止して計測した。また、開発した装置による計測では 2 ms で 1 点を計測することが可能であるため、ロックインアンプによる信号計測時間 80 ms と同一にするために、40 個のデータを平均処理した結果を 1 つのサンプリング点の値とした。なお、以上の平均化処理は DSC 内で行うことも可能であるが、今回は計測データをパーソナルコンピュータ (PC) に転送した後に、PC 内のソフトウェアで行った。取得したテラヘルツ波の時間波形を Fig. 6 に示す。(a), (b) はそれぞれロックインアンプ、開発した信号処理装置による計測結果である。縦軸はそれぞれの計測パラメータを用い

*2 “デュアル電流入力 20 ビット AD コンバータ”, <http://focus.tij.co.jp/lit/ds/symlink/ddc112.pdf>

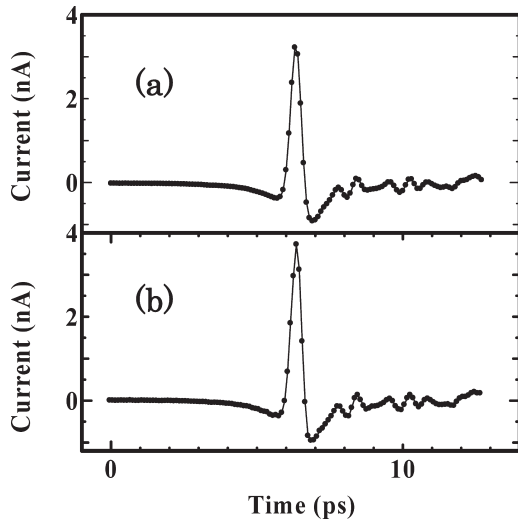


Fig. 6 Comparison of measured temporal THz signal waveforms obtained (a) by lock-in amplifier system and (b) by the proposed signal processor, respectively.

て、テラヘルツ波検出器より出力された電流量に換算した。また、横軸は遅延ステージの移動量を時間に換算した値である。Fig. 6より、その信号はほぼ同じ計測結果が得られており、定量的によく一致していることがわかった。また、上記テラヘルツ波の時間波形をフーリエ変換してテラヘルツ波のスペクトルに換算した結果をFig. 7に示す。1.67 THzにある水蒸気の吸収スペクトルがはっきりと計測されている。なお、両者の図における約3 THz以上のスペクトルは、計測系のノイズレベルであると考えられる。

4.3 ノイズの解析

両者のノイズレベルを定量的に比較するために、Fig. 1の実験系においてテラヘルツ波発生用のポンプ光を遮断して、テラヘルツ波がテラヘルツ波検出器に入射しない状態で時間波形を計測した。Fig. 7 (a), (b)の点線で示したグラフが、時間波形をフーリエ変換して得られた雑音スペクトルである。その結果、ロックインアンプ、および開発した装置の雑音電流はそれぞれ9.3 pA, 32 pAであり、両者を比較すると開発した装置のほうがロックインアンプと比較して約3.4倍ノイズが大きいことがわかった。ロックインアンプによる計測結果は、等価雑音帯域幅12.5 Hzより2.6 pA/Hz^{1/2}と換算される。ただし、このノイズ電流密度は使用した電流電圧変換アンプのそれよりも1桁以上大きいため、使用しているテラヘルツ波検出器に由来したノイズが別途重畳していると考えられる。

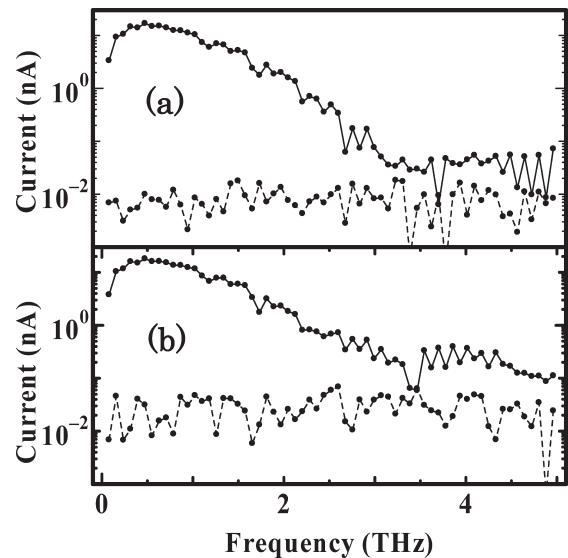


Fig. 7 Comparison of THz Fourier-transformed spectrum from the temporal THz waveform displayed in Fig. 6. Dashed lines indicate noise spectrum measured by shutting out of the pump pulses (a) by lock-in amplifier and (b) by the proposed signal processor, respectively.

5. マイクロコントローラーによる演算処理

開発した計測システムの制御には前述のようにDSCを用いており、信号処理に多用される乗算や加算の繰り返し演算を高速・高精度に実行するdigital signal processor (DSP) エンジンを実装している。これらの機能は、本論文におけるテラヘルツ波の周波数解析に大いに有用である。

5.1 フィルタリング処理

波形計測においてS/N比を向上させるためには、積算処理やローパスフィルターをかけることが重要である。DSCはこれらの処理を高速に実行できるベクトル演算の命令を実装しており、後述するスペクトル演算の前処理として使用できる。

5.2 スペクトル演算

DSCは固定小数点演算によるDSP機能を有しており、取得したテラヘルツ波の時間波形に対して高速フーリエ変換(FFT)を行うことができる。固定小数点データのビット長は16ビットでダイナミックレンジは5桁弱であり、取得した波形データに対して桁落ち誤差が生じないようにデータの正規化を適切に行うことが重要である。計算処理可能なFFTのデータ点数はDSC内蔵のSRAM (static RAM) の容量に依存する。今回用いたDSCのSRAMの容量は2 KBで、128点が計算可能なデータ長の上限であった。しかし、さらに大容量のSRAMを実装したDSCを使用することにより、FFTのデータ点数を増やして、スペクトル分解能を向上させることができる。

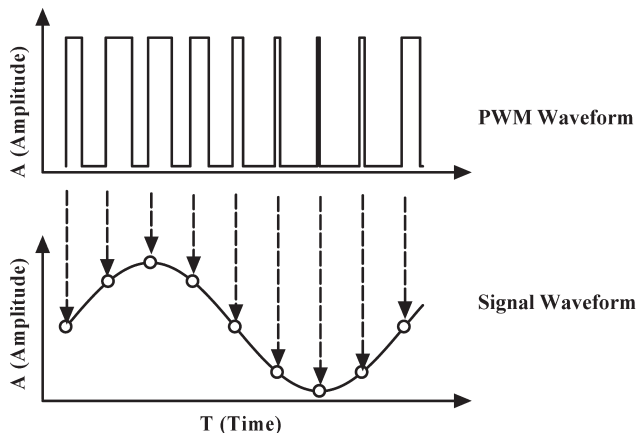


Fig. 8 Operational principle of quasi-D/A conversion for real time THz spectrum output using PWM signal.

5.3 解析波形のモニター機能

DSCは、デジタル信号のパルス幅に情報を重畳するPWM出力機能を有しており、この信号を復調することによって擬似的なD/A変換が可能である。PWM信号の復調原理をFig. 8に示す。アナログ出力したい信号の帯域よりも十分高いキャリア周波数でデータをPWM変調出力し、ローパスフィルターを通過させることによってアナログ出力信号を得ることができる。本装置では、対数変換したスペクトル波形データをキャリア周波数39 kHz、9ビットのビット長でPWM変調してDSCから出力し、カットオフ周波数10 kHzの4次バターワースローパスフィルター⁸⁾を通過させてオシロスコープに入力した。オシロスコープ上に表示された結果をFig. 9に示す。この機能は、PCを経由することなく、遅延ステージをスキップさせながら計測波形をリアルタイムでアナログ出力したり、演算によって得られたスペクトル波形をオシロスコープに表示したりするなど、計測結果を簡易的にモニター表示するのに有用である。

6. ま と め

20ビットのA/D変換器を内蔵している高感度電流積分器とDSCを用いて、テラヘルツ波の時間波形を計測・信号処理するコンパクトな処理装置を開発した。本装置の特性をロックインアンプと比較し、よく一致した波形計測結果が得られた。S/N比に関する定量的な評価においては、ロックインアンプよりも約3.4倍雑音電流が大きいという結果が得られた。さらに、DSCをコントローラーとして使用していることによって得られる付加的な機能について検討し、DSC内でのFFTや、PCを経由せずにオシロスコープに直接テラヘルツスペクトル波形をモニター出力す

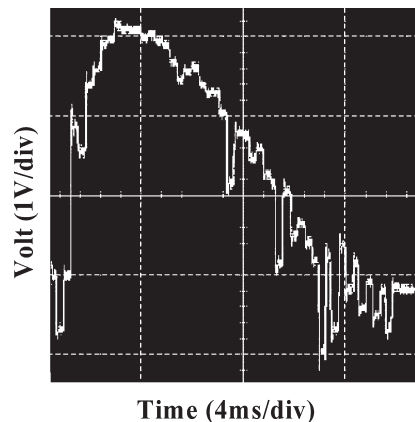


Fig. 9 Directly transformed terahertz spectrum displayed on an oscilloscope without using PC.

ることが可能であることを示した。また、非線形光学効果を用いたテラヘルツ波計測系に適用することもできる。

本テラヘルツ波計測用信号処理装置はロックインアンプと比較して雑音特性は若干劣るが、最近、ポンプ光のパルス面を傾斜することでポンプ光と発生するテラヘルツ波の間の位相整合を行うことにより高強度のテラヘルツ波を発生する技術が開発されており^{9,10)}、被測定信号の強度を高めることが容易であるので、本テラヘルツ波計測用信号処理装置においても実用上問題のないS/N比で計測することが可能である。

本処理装置はシンプルな構成であり、かつ集積化された電子部品を使用することが可能であるため、信号処理部の価格を10分の1以下で実現することは決して困難ではない。また、上述したように、本処理装置はそのサイズ、付加的な機能も含めてロックインアンプを使用する計測系よりもすぐれた長所を多数有している。特に、コンパクト化による可搬性や低価格化によって新しいユーザーや用途が開拓されて、実験室内の研究システムから離れて、産業分野での実用化に重要な役割を果たしていくことが期待される。

本研究の機会を与えてくださった浜松ホトニクス(株)代表取締役社長・晝馬輝夫氏、中央研究所長・鈴木義二氏に深く感謝いたします。また、回路技術のご指導をいただきました土屋広司氏、計測ソフトウェアの改良に関してご協力いただきました河田陽一氏、本論文をまとめるにあたりご指導をいただきました光産業創成大学院大学の瀧口義浩教授に感謝いたします。

文 献

- 1) 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（エヌジーティー，2007）.
- 2) K. Sakai ed.: *Terahertz Optoelectronics* (Springer, Berlin, 2005).
- 3) 斗内政吉：“テラヘルツ波技術の現状と展望”，*応用物理*，**75** (2006) 160-170.
- 4) 中村黄三訳：“24 ビット A-D 変換のためのチェックポイント”，*トランジスタ技術*，6月号 (2006) 14-23.
- 5) 中村黄三：“0.1 pA 以下の微小電流や 100 A 級大電流の A-D 変換”，*トランジスタ技術*，12月号 (2006) 180-184.
- 6) 後閑哲也：電子制御・信号処理のための dsPIC 活用ガイドブック（技術評論社，2006）.
- 7) 遠坂俊昭：計測のためのフィルタ回路設計（CQ 出版社，1998） pp. 232-235.
- 8) 遠坂俊昭：計測のためのフィルタ回路設計（CQ 出版社，1998） pp. 57-68.
- 9) 永井正也，田中耕一郎：“非同軸位相整合による高強度モノサイクルテラヘルツ波発生”，*レーザー学会学術講演会第 29 回年次大会講演予稿集* (2009) pp. 168-169.
- 10) J. Hebling, K.-L. Yeh, M. C. Hoffmann and K. A. Nelson: “High-power THz generation, the nonlinear optics, and THz nonlinear spectroscopy,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **14** (2008) 345-353.