

## 〔研究〕

# デジタル位相検出器を用いたモード同期レーザーの パルスタイミング安定化

## Pulse Timing Stabilization of Mode-Locked Lasers Using a Digital Phase Detector

土 田 英 実

H. TSUCHIDA

The pulse repetition frequency of a mode-locked Cr:LiSAF laser has been locked to a stable crystal oscillator at 100 MHz by a negative electrical feedback technique. A digital phase detector has been developed to obtain phase error signals between the laser pulse and the reference. The phase detector has the sensitivity of - 7.84 V/radian and the detection limit imposed by the noise of the detector itself corresponds to a pulse timing jitter of 0.67 fs for 25 mHz - 10 kHz bandwidth. The error signals from the phase detector are fed back to a piezoelectric transducer for controlling the laser cavity length. The rms pulse timing jitter of 20 fs and 7 fs has been achieved for 25 mHz - 10 kHz and 25 mHz - 1 kHz bandwidths, respectively.

### § 1 はじめに

テラビット情報伝送や超高速光計測などへの応用をめざして、持続時間（パルス幅）がフェムト秒（1 fsは $10^{-15}$  s）領域の光パルスを発生できるモード同期レーザーの開発が精力的に進められている。近年の固体レーザー技術、及びモード同期制御技術の進歩、励起用高出力半導体レーザーの性能向上により、持続時間が 10 - 100fs、繰り返し周波数が 10 - 100MHz のパルスを発生できるレーザー装置が実用化され、種々の分野で利用が始まっている。

モード同期レーザーでは、広い波長範囲に渡って多数の縦モードが同時発振し、すべてのモードの光位相が同期することにより、短い光パルスが形成される。光シャッターの機能を有する変調器を共振器内に配置する能動モード同期に対して、可飽和吸収体などの非線形性を利用する受動モード同期レーザーでは、光パルス自体が光シャッターの効果を引き起こす。前者ではパルス繰り返し周波数が変調周波数により決まるのに対して、後者では光が共振器

内を往復する時間、すなわち共振器長に依存する。従って、受動モード同期レーザーでは共振器長が熱的、機械的な外乱を受けて変化した場合、繰り返し周波数が変動し、パルスタイミング揺らぎとなって現れる。タイミング揺らぎは、情報伝送における符号誤りや、光計測における感度や分解能の低下を引き起こす要因となることが指摘されており、レーザー応用の立場からは、ジッターを抑圧して安定なパルスを発生することが重要である。また、電気光学サンプリングによるマイクロ波 IC の診断など、レーザーを他の電子機器と組み合わせて利用する場合、レーザーパルスと電気信号が同期して発生することが要求される。

タイミング揺らぎを抑圧して安定な光パルスを発生するためには、揺らぎを定量的に評価する技術、及びタイミングを能動的に制御する技術の開発が必要である。タイミング揺らぎの評価に関しては、1986年に von der Linde<sup>1)</sup> が提案した SSB 位相雑音測定法が、標準的な手法として広く用いられてきた。これはマイクロ波、ミリ波領域で用いられている手法を

KEYWORDS : モード同期レーザー, パルスタイミング安定化, 位相検出器, 負帰還制御, 位相同期ループ

光パルスに適用したものであるが、間接的な測定法であるため、ダイナミックレンジや解析周波数範囲に著しい制限があり、十分な評価はできていなかった。この問題を解決するため、筆者は時間領域復調法<sup>2,3)</sup>、及びタイムインターバル解析法<sup>4)</sup>と呼ばれる新しい独自の手法を開発し、解析周波数が1 mHz - 1 MHzの範囲でダイナミックレンジ240 dB以上のタイミング揺らぎ測定を可能にした。二つの測定法はSSB位相雑音測定法に代わる標準的な手法として普及しつつある。

一方、タイミング制御の研究は、1988年頃から欧米の大学などを中心として研究が行われている<sup>5-8)</sup>。制御の基本原理は、負帰還制御によりレーザーパルスを安定な電気信号に位相同期するもので、マイクロ波発振器などに用いられる位相同期ループと類似した技術である。位相同期ループをレーザーに適用する場合に重要な点は、光パルスと電気信号の位相差を正確に検出して誤差信号を発生すること、及び誤差信号に基づきレーザーのタイミングを精度よく制御することである。後者については、繰り返し周波数がレーザー共振器長に依存することを逆に利用して、ピエゾアクチュエータなどにより共振器長を変換する方法が採用されている。

位相差の検出にはマイクロ波やミリ波の技術を踏襲する形で、ダブルバランスミキサ（以下ミキサと略す）を用いる方式が用いられている。ミキサは2入力1出力のアナログ回路素子で、2つの交流信号を入力すると、信号の位相差に比例した直流電圧を発生する。ところが、ミキサは理想的な位相検出器としては動作せず、出力にオフセットやドリフトを生じる。また、出力電圧は入力信号の振幅に依存するため、信号の位相差だけでなく、パルス強度変化の影響も受ける。上記の問題により、ミキサを用いたタイミング制御では揺らぎの抑圧が不十分であることが指摘されている<sup>5)</sup>。RodWellらは2個のミキサを直列に接続した構造のチョッパー安定化位相検出器を提案しているが<sup>5)</sup>、ミキサに起因する問題は完全に除去するのは困難で、十分な性能は得られていなかった。

本論文では、モード同期固体レーザーのパルスタイミング制御の実験について報告する。基本的な原理は位相同期ループに基づくものであるが、位相検

出における問題を克服するため、ミキサに代わる独自のデジタル位相検出器を開発した。従来のアナログ回路素子に代わり、最新のデジタル信号処理技術を駆使することにより、オフセットやドリフト、強度変動の影響を著しく低減することが可能である。タイミング揺らぎを評価した結果、ジッターは20 fs（0.025 Hz - 10 kHz）にまで抑圧され、世界最高の性能が実現できた<sup>9)</sup>。

本論文の構成は以下の通りである。§2ではパルスタイミング安定度の評価に用いられる統計的尺度について述べる。§3ではタイミング安定化に用いた実験装置の詳細を、§4では安定化実験の結果を述べる。

## §2 タイミング安定度の尺度

光パルスのタイミング揺らぎや安定度の評価には、マイクロ波、ミリ波、光波領域の発振器に用いられている統計的尺度<sup>10,11)</sup>を用いることができる。これは正弦波信号に対する尺度であるが、以下に述べる理由により、パルス信号に対しても適用可能である。

タイミング揺らぎの評価はレーザーの出力パルスをフォトダイオードなどの光検出器により受光し、出力電気信号を解析することにより行われる。パルス波形に変動がないと仮定すれば、電気信号に変換されたパルス光強度  $V(t)$  は次式で表される。

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n [1 + \varepsilon(t)] \sin[n\{2\pi f_r t + \phi(t)\}] \quad (1)$$

ここで、 $v_n$ 、 $f_r$  は振幅、繰り返し周波数の公称値、 $\varepsilon(t)$ 、 $\phi(t)$  は振幅、位相雑音を表す。上式はパルス光強度が周波数  $f_r$  の基本波とその高調波成分により構成されることを表している。現状の光検出器では、フェムト秒領域の光パルスを忠実に電気信号に変換することは不可能であり、高調波の最大次数は光検出器の帯域幅により制限される。タイミング揺らぎに関する情報は位相雑音  $\phi(t)$  に含まれているが、(1)式から明らかなように、各高調波成分は振幅、位相雑音に関して基本波と同一の情報を持っている。従って、基本波または特定の高調波成分を観測すれ

ば、振幅、位相雑音の測定が可能であり、正弦波の雑音測定に帰着する。これはパルス波形を電気信号で忠実に再生できなくても揺らぎの測定ができることを意味している。(1)式に示されるように、 $n$ 次高調波では位相雑音の大きさが $n$ 倍になるため、検出感度が向上する。

ここでは簡単のため、次式で表される基本波を考える。

$$V_1(t) = v_1[1 + \varepsilon(t)]\sin[2\pi f_r t + \phi(t)] \quad (2)$$

繰り返し周波数の変化  $\Delta f_r$  は位相の時間微分で表すことができる。

$$\Delta f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (3)$$

タイミング揺らぎは(2)式の正弦波信号の周期変化であり、(3)式の繰り返し周波数の逆数から求められる。従って、タイミング揺らぎの測定には位相雑音  $\phi(t)$  の検出が必要になる。

発振器の安定度を表す統計的尺度の中で最も基本的な量は、位相雑音  $\phi(t)$  のパワースペクトル密度  $S_\phi(f)$  である。 $S_\phi(f)$  は単位周波数当たりの位相雑音パワー

を表し、 $\text{radian}^2/\text{Hz}$  の単位で表示される。従来のSSB位相雑音測定法<sup>1)</sup>では、 $\phi(t)$  を測定する代わりに、(2)式の  $V_1(t)$  のパワースペクトルを周波数領域で測定し、近似関係を利用して  $S_\phi(f)$  を間接的に見積もっていた。このため、ダイナミックレンジや解析周波数範囲に著しい制限があり、振幅雑音の影響を受けるなどの問題点があった。Fig.1に示すように、筆者が開発した時間領域復調法<sup>2,3)</sup>は  $\phi(t)$  を時間領域で直接検出し、高速フーリエ変換 (FFT) によりパワースペクトル  $S_\phi(f)$  を計算するので、上記の問題点を克服できる。(2)式は、実数 (I)、虚数 (Q) 成分に分離して書くことができる。

$$V_1(t) = V_{re}(t)\sin(2\pi f_r t) + V_{im}(t)\cos(2\pi f_r t) \quad (4a)$$

$$V_{re} = v_1[1 + \varepsilon(t)]\cos\phi(t) \quad (4b)$$

$$V_{im} = v_1[1 + \varepsilon(t)]\sin\phi(t) \quad (4c)$$

実数、虚数成分の振幅を時間領域で検出すれば、次式により  $\phi(t)$  が復調できる。

$$\phi(t) = \tan^{-1}\left(\frac{V_{im}}{V_{re}}\right) \quad (5)$$

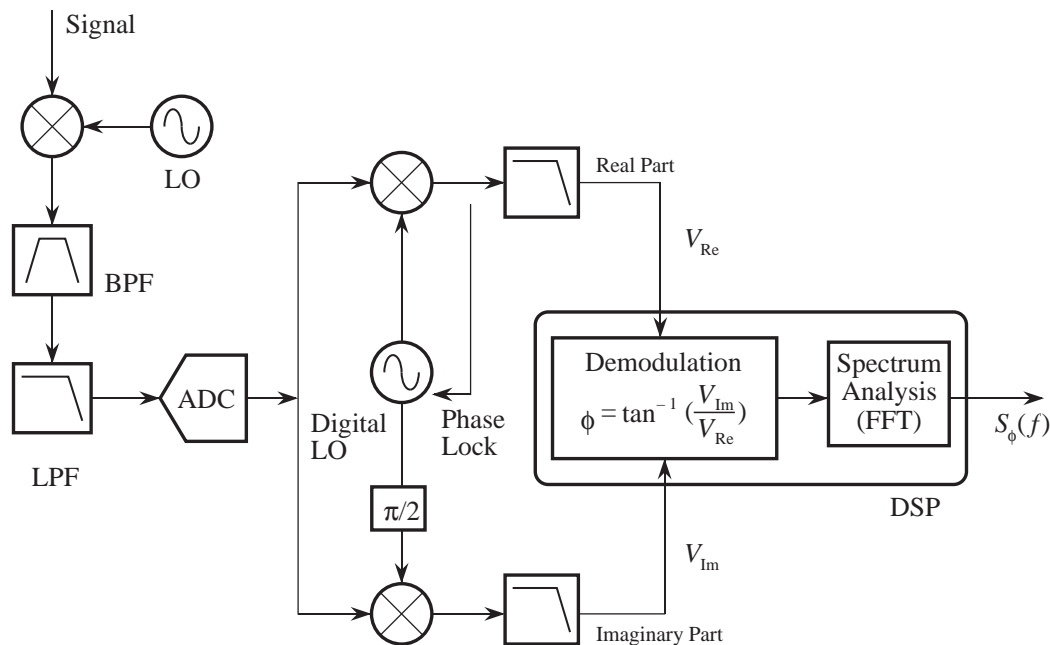


Fig.1 時間領域復調法によるタイミング揺らぎ測定の構成

$S_{\phi}(f)$ は最も基本的な尺度で、雑音源を推定する場合に有効であるが、揺らぎの大きさを直感的に理解するのは困難である。タイミング揺らぎの評価では、より直感的な量であるRMSジッター $\sigma_j$ が併用される。

$$\sigma_j = \frac{1}{2\pi f_r} \sqrt{\int_{f_l}^{f_h} S_{\phi}(f) df} \quad (6)$$

ここで、 $f_h$ 、 $f_l$ は積分の上限、下限を表す。 $\sigma_j$ は周波数 $f_l$ から $f_h$ の帯域に含まれる揺らぎの2乗平均振幅を表している。積分範囲の設定について明確なきまりはなく、ジッター値とともに積分範囲を表示することが習慣になっている。このため、 $\sigma_j$ は $S_{\phi}(f)$ に比べて相互比較が困難な尺度である。

### § 3 実験装置

#### 3.1 モード同期レーザー

Fig.2に示すように、実験は半導体レーザー励起Cr:LiSAFレーザー<sup>12,13)</sup>を用いて行った。半導体可飽和吸収ミラー(SEASAM)を用いた受動モード同期により、持続時間80fs、繰り返し100MHzのパルスを生ずる。出力は約40mW、中心波長は848nmである。共振器長を電氣的に可変するため、SESAMを直接ピ

エゾアクチュエータ<sup>14)</sup>(PZT, 15nm/V)に張り付けて使用し、さらにホルダーにピコモーターを取り付けて繰り返し周波数を同調できるように改良した。時間領域復調法により実測したPZTの共振周波数は10kHzである。

#### 3.2 基準発振器

高安定度を実現するためには、安定な基準発振器が必要である。本研究では周波数100MHzのオープン安定化水晶発振器<sup>15)</sup>(OCXO)を採用した。Fig.3はメーカーにより測定された位相雑音パワースペクトルである。この図に示すように、OCXO自体が有する位相雑音は3.3fs(100Hz-100kHz)のジッターに相当し、絶対的な安定度の限界となる。ただし後述するように、実際の応用では絶対的な安定度よりも、基準電気信号に対する相対的な揺らぎが重要になる場合が多い。

#### 3.3 デジタル位相検出器

Fig.2に示すように、レーザーパルスはPINフォトダイオード<sup>16)</sup>(PD-A)により電気信号に変換し、バンドパスフィルタにより100MHzの基本波を抽出した後、OCXOとの位相比較を行った。位相差を高精度検出するため、従来のミキサに代わるデジタル位相検出器を開発した。

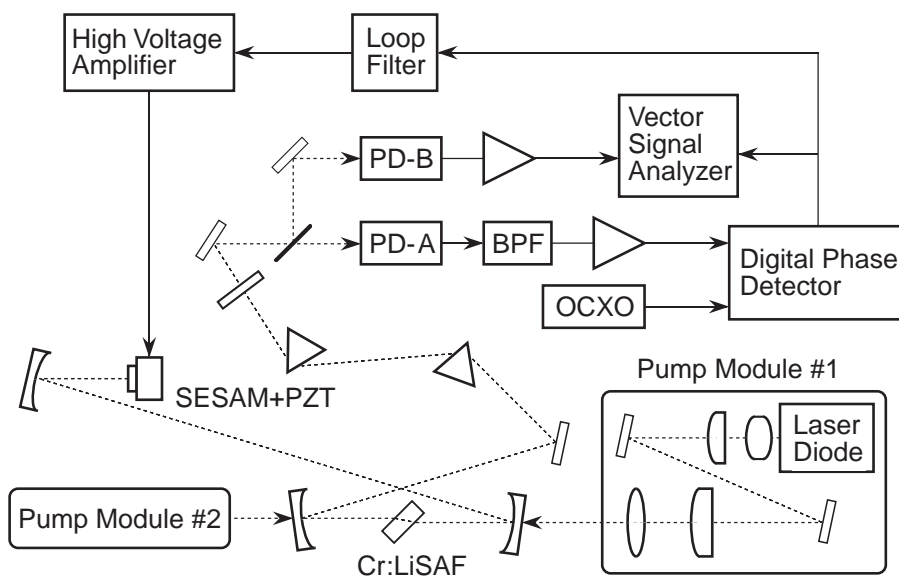


Fig.2 パルスタイミング安定化、および評価装置

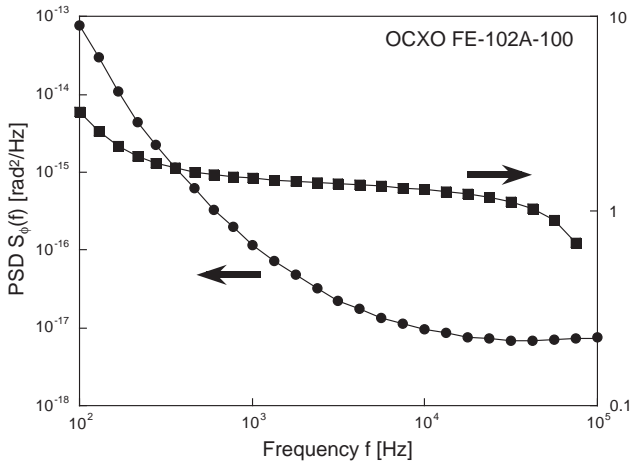


Fig.3 オープン安定化水晶発振器の位相雑音パワースペクトル

Fig.4 にデジタル位相検出器の構成と動作原理を示す。2つの入力信号はコンパレータ<sup>17)</sup>により ECL (Emitter-Coupled Logic) レベルのデジタル信号に変換される。コンパレータは入力信号周波数 600MHz まで動作可能である。振幅が一定のデジタル信号に変換することにより、振幅変化の影響を取り除くことができる。位相差検出は位相/周波数検出器とよばれる論理回路 IC<sup>18)</sup>を用いて行った。この論理回路は入力信号間の位相進み/遅れと、信号の立ち上がりの時

間差を検出し、位相差に比例する持続時間を有するパルスを発生する。Fig.4 に示すように、光パルスの位相が基準よりも遅れている場合は、U 端子に位相差に比例する持続時間のパルスを発生する。逆に進んでいる場合は、D 端子にパルスを出力する。位相/周波数比較器は 800MHz まで動作可能である。U, D 端子に出力されるデジタル信号を制御用のアナログ信号に変換するため、能動フィルタと差動増幅器<sup>19)</sup>を用いて、Fig.4 に示すような弁別特性を有する信号に変換した。

デジタル位相検出器はデジタル/アナログ混在回路であり、論理回路は周波数 100MHz で高速動作する必要があるため、専用のプリント基板を設計・製作して回路を構成した。OCXO出力を入力信号とし、ネットワークアナライザにより校正した位相シフトを用いて電気的特性を評価した。デジタル位相検出器の入出力特性を Fig.5 に示す。出力電圧は入力信号の位相差にほぼ比例して変化し、傾きは  $-7.84\text{V/rad}$  である。両端で出力が飽和するのは、差動増幅器の飽和によるものである。振幅変動の影響を調べるため、入力信号の振幅を  $1.5 - 5.0\text{V}$  の範囲で変化させて測定を行ったが、変化は見られなかった。位相差零にお

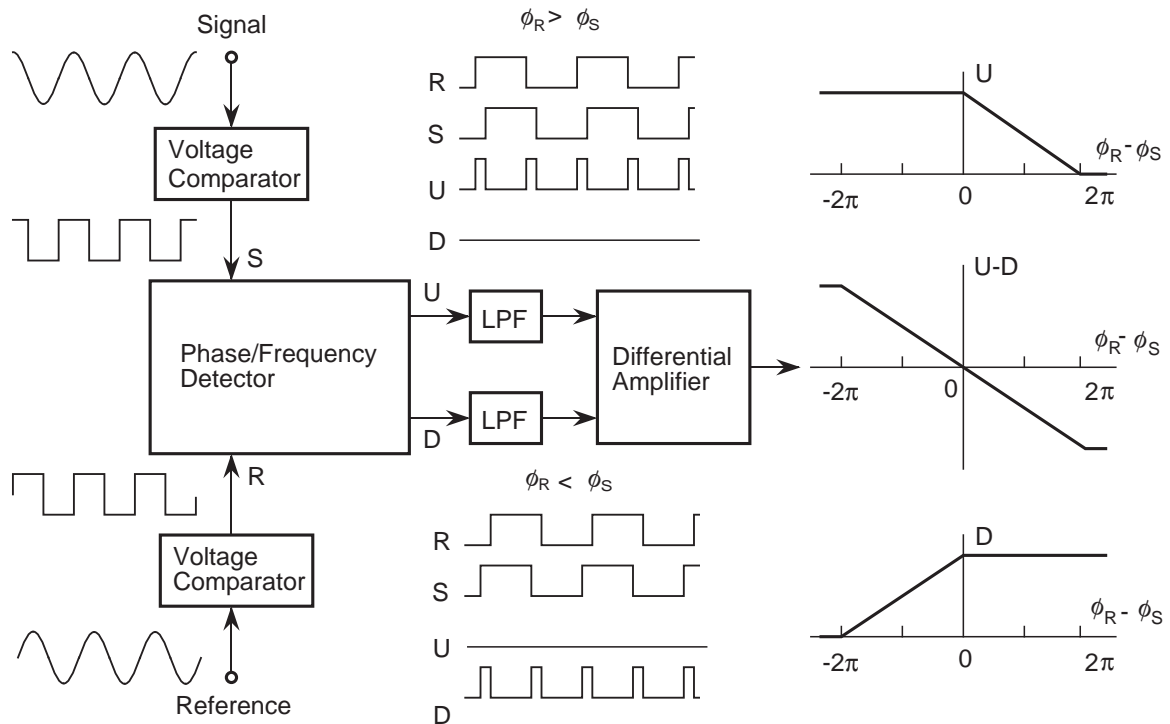


Fig.4 デジタル位相検出器の構成と動作原理

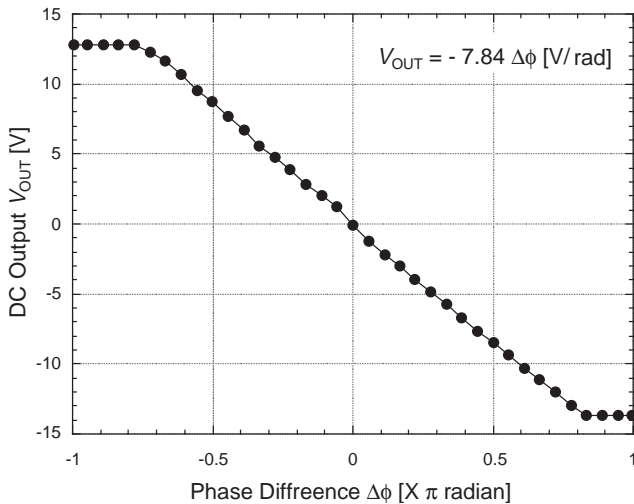


Fig. 5 デジタル位相検出器の入出力特性

けるオフセットは 10mV で、1.3mrad の位相誤差に相当する。また、位相検出器自体の雑音を見積もるため、同位相の 2 つの信号を入力して、出力信号をスペクトル解析した。後述するように、この雑音に起因するジッターは 0.69fs である。

### 3.4 制御系

デジタル位相比較器の出力はループフィルタ、高電圧増幅器を介してピエゾアクチュエータに帰還した。高電圧増幅器は低ドリフト OP アンプを初段に、高電圧 OP アンプを次段に用いたフィードフォワード構成で、直流バイアスを独立に設定できるようになっている。最大出力電圧は -420V、周波数帯域は DC-120kHz である。

安定化は以下の手順で行った。OCXOの周波数は固定されているので、レーザーの周波数を調整する必要がある。位相検出器出力を観測しながら、最初にピコモーターで両者がほぼ等しくなるように粗く調整し、次いでピエゾアクチュエータに印可する直流電圧により微調整した後、制御ループを閉じた。さらに制御誤差が最小になるように制御利得の調整を行った。

### 3.5 タイミング揺らぎ計測装置

タイミング揺らぎの評価は、制御ループ内の信号（位相検出器出力）とループ外に配置したフォトダイオード<sup>20)</sup> (PD-B) の出力信号の両者を用いて行った。解析にはベクトルシグナルアナライザ<sup>21)</sup> を利用

し、時間領域復調法<sup>2,3)</sup>、及びFFTによりパワースペクトルを計算した。

制御ループ内の信号は、レーザーが基準電気信号に追従している度合いを表し、基準電気信号に対するレーザーの相対的な揺らぎを評価できる。一方、安定化レーザーに比べて測定器が十分に低雑音であれば、ループ外の信号からレーザーの絶対的安定度を評価できる。ところが、シグナルアナライザの位相雑音は OCXO に比べて劣るため、絶対安定度の評価は困難である。このためループ内の信号から相対的安定度を主に測定した。実際のレーザー応用では、絶対的安定度よりも電気信号に対する相対的安定度が重要になる場合が多い。情報伝送や光計測では、システム全体の基準クロックにレーザーが正確に追従していることが重要である。また、絶対安定度が重要になる場合でも、基準への高い追従度が要求される。

## § 4 実験結果

### 4.1 パルス光強度スペクトル

(1) 式で示されるように、パルス光強度をスペクトル解析すると、周波数軸上でパルス繰り返し周波数に対応する線スペクトルと、その高調波成分が観測される。それぞれの線スペクトルの広がり、パルスの振幅、及びタイミング揺らぎに起因するが、ほとんどの場合後者が支配的である。Fig.6は制御ループ外 (PD-B 出力) で観測した基本波のパワースペク

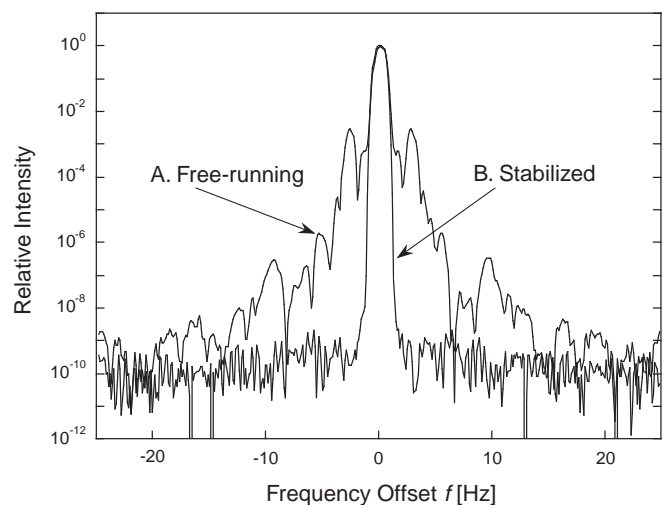


Fig. 6 パルス光強度のパワースペクトル

トルである。中心周波数は 100MHz，分解能帯域幅は 1Hz である。これらの波形は FFT により平均化処理なしで得られたものである。A は制御を行わないフリーランニング時の結果で，タイミング揺らぎに起因するスペクトル広がりが生じていることがわかる。周波数オフセット 3Hz 付近に比較的大きなピークが現れているが，これは機械的振動による揺らぎが原因であり，レーザー共振器に用いられている機構部品の共振周波数に対応する。B は制御を行った安定化時の結果で，フリーランニング時に観測されたサイドバンドはほとんど抑圧され，負帰還制御が効果的に行われていることが確認できる。線スペクトルの半値幅は測定器の分解能帯域幅により制限されている。

#### 4.2 繰り返し周波数変動

Fig.7 は制御ループ外で観測したパルス繰り返し周波数の時間変化を表したもので，中心周波数 100MHz からの変化分を表している。A はフリーランニング時の結果で，3Hz の周期的変動とドリフトが明瞭に現れている。ドリフトは温度変化による共振器長の伸縮に起因する。このような時間領域の波形は，時間領域復調法<sup>2,3)</sup>により初めて観測可能になったもので，従来の SSB 位相雑音測定法<sup>1)</sup>では測定不可能であった。B は安定化時の結果で，基準発振器として OCXO の代わりにベクトルシグナルアナライザの内蔵信号源を用いた。OCXO を用いた場合でも同様の測定が可能であるが，OCXO とアナライザの内蔵周波数基準間の相対的変動により数 mHz 程度のドリフトを生じる。B の結果は電気信号に対する相対的变化を表しており，レーザーは 100 $\mu$ Hz 以下の誤差で，基準電気信号に追従していることを示している。

#### 4.3 位相雑音パワースペクトル

Fig.8 は位相雑音パワースペクトルの測定結果である。A はフリーランニング時の結果で，いくつかの特徴的な雑音成分が現れている。周波数 3Hz 付近の比較的大きな線スペクトル成分はレーザー共振器部品の振動，低周波側での雑音パワー増加はドリフトに対応している。

B はデジタル位相検出器自体が発生する雑音のパワースペクトルで，制御系の性能限界を決めるものである。雑音は低周波側で増加する傾向にあり，主

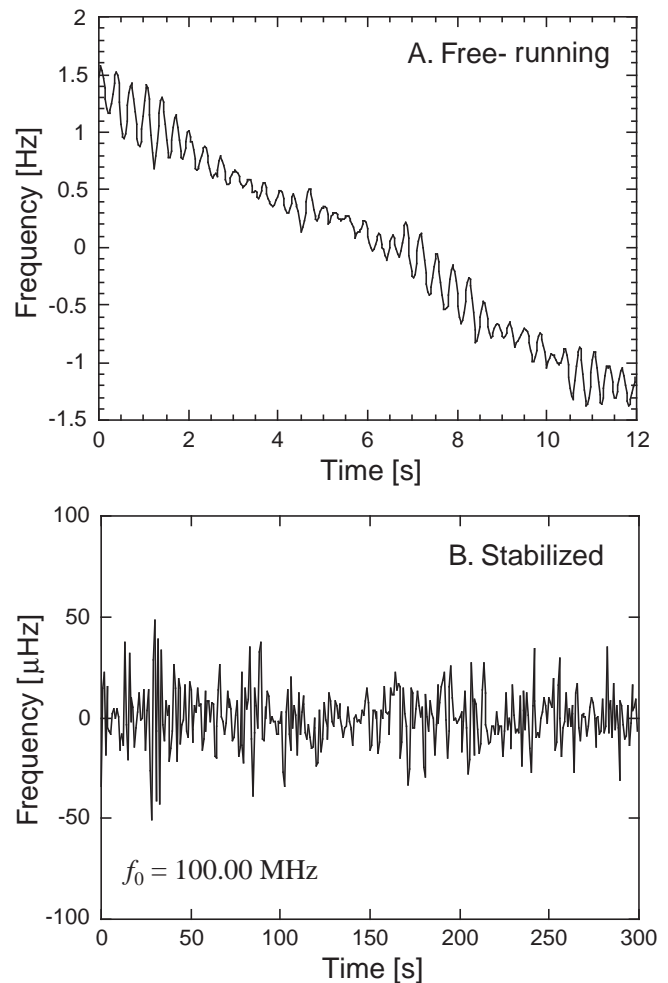


Fig. 7 パルス繰り返し周波数の時間変化

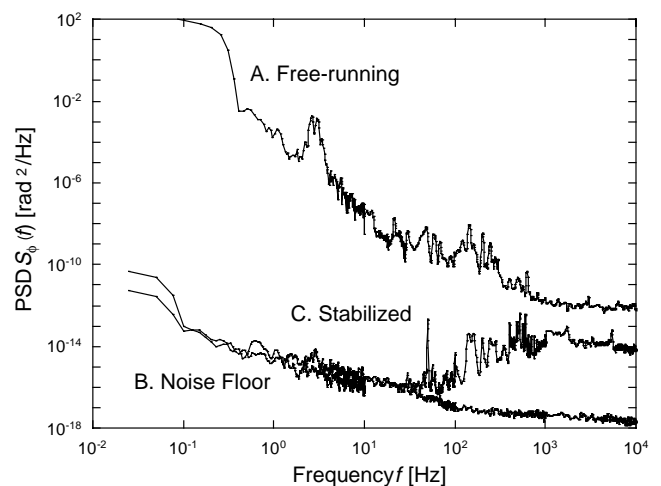


Fig. 8 位相雑音パワースペクトル

として位相検出器を構成する IC の温度ドリフトが原因である。

C は安定化レーザーに対する結果で，制御ループ内

の誤差信号（デジタル位相検出器出力）から測定し、基準に対する相対的揺らぎを表している。0.1Hz - 10kHzの周波数範囲で雑音パワーは $10^{-13}\text{rad}^2/\text{Hz}$ 以下に抑圧されている。B, Cを比較すると、周波数50Hz以下の残留雑音は、位相検出器の雑音により制限されていることがわかる。また、周波数100Hz - 10kHzの残留雑音は、励起半導体レーザーの強度雑音によるものと推定され<sup>22)</sup>、制御系の周波数帯域が十分ではないため、抑圧されずに残っているものと考えられる。これらの雑音成分を抑圧するためには、制御系の広帯域化、特に piezoelectric actuator の高速化が必要である。

#### 4.4 タイミングジッター

揺らぎの大きさをより直感的な量で表現するため、(6)式を用いて RMS ジッター  $\sigma_j$  を計算した。Fig.9は得られた  $\sigma_j$  を積分の下限周波数  $f_l$  の関数として表示したものである。Aはフリーランニング時の結果で、機械的振動やドリフトの影響により、低周波側でジッターが急激に増加している。積分の下限が1Hz以下になると、ジッターは1ns以上になり、パルス幅の10000倍以上に達している。

Bはデジタル位相検出器の雑音を積分して得られた結果で、装置の性能限界を表している。周波数25mHz - 10kHzの積分範囲で、ジッターは0.67fsであり、能力的にはサブフェムト秒のジッターが可能であることを示唆している。

C, Dは安定化時の結果で、基準に対する相対的

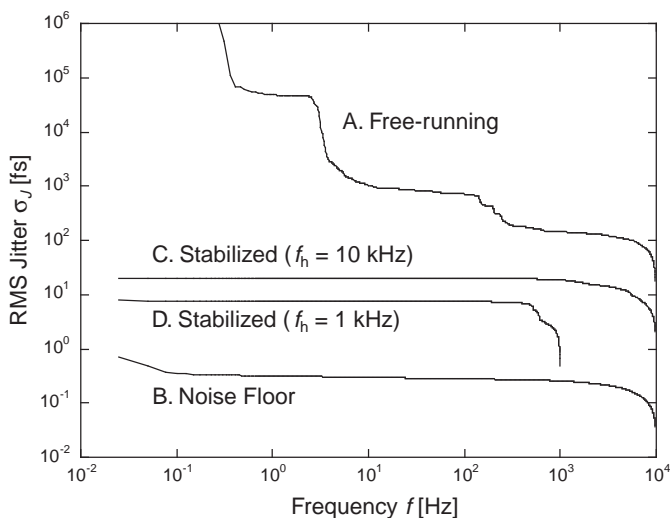


Fig. 9 RMSタイミングジッター

ジッターを表している。得られたジッター値は、積分範囲25mHz - 10kHzに対して20fs(C), 25mHz - 1kHzに対して7fs(D)である。機械的振動にドリフトに起因する揺らぎが効果的に抑圧され、周波数500Hz以下でジッター増加を生じていない。残留ジッターの主な原因は周波数500Hz以上の成分であり、制御系の広帯域化により、サブフェムト秒のジッターが期待できる。

#### 4.5 従来研究との比較

前節で得られた RMS ジッターの値を、これまでに報告されている結果<sup>5-8)</sup>と比較した。§2で述べたように、ジッターを計算する際の積分範囲について、明確なきまりがないため、単純な比較は困難である。そこで Fig.10 に示すように、横軸を積分周波数範囲、縦軸を RMS ジッターとして比較を行った。線の長さは積分範囲を、縦軸方向の位置はジッター値を表している。従来研究ではダブルバランスミキサ、またはチョッパー安定化型位相検出器を用いられている。この図からもわかるように、積分範囲の設定が大きく異なっており、単純な比較が困難であることがわかる。理想的には広い積分周波数範囲で小さいジッター値が得られることが望ましい。従来結果と比較すると、本研究で採用した積分範囲は最も広く、かつジッター値も最小であることがわかる。積分範囲も考慮すると、従来に比較して1桁以上小さいジッター値が実現された。これはデジタル位相検出器の採用により、位相差の高精度検出が可

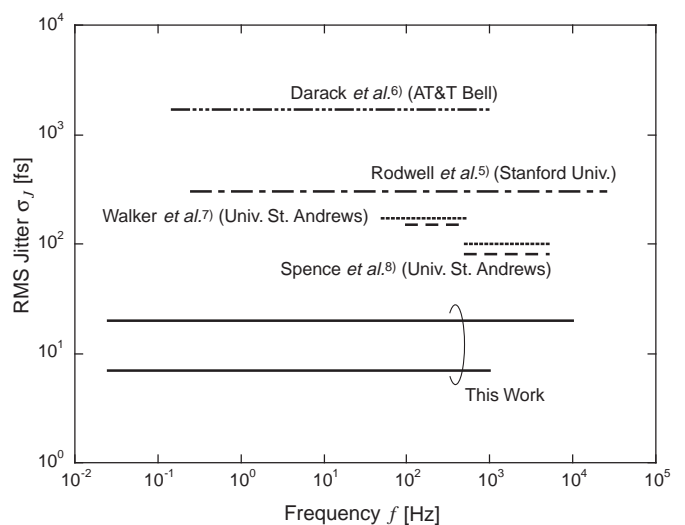


Fig.10 本研究と従来研究の比較

能になったためである。

## § 5 まとめ

負帰還制御を利用して，モード同期レーザーの繰り返し周波数を安定な水晶発振器に安定化した。従来のダブルバランストミキサに代わり，独自のデジタル位相検出器を開発し，25mHz - 10kHz の周波数範囲でタイミングジッターを 20fs にまで抑圧した。今後は制御系の広帯域化と励起半導体レーザーの強度雑音の低減により，一層の低ジッター化を進める予定である。

## 参考文献

- 1) D. von der Linde, "Characterization of the noise in continuously operating mode-locked lasers", *Appl. Phys. B* **39** (1986) 201.
- 2) H. Tsuchida, "Wideband phase noise measurement of mode-locked laser pulses by a demodulation technique", *Opt. Lett.* **23** (1998) 286.
- 3) H. Tsuchida, "Correlation between amplitude and phase noise in a mode-locked Cr:LiSAF laser", *Opt. Lett.* **23** (1998) 1686.
- 4) H. Tsuchida, "Time interval analysis of laser pulse timing fluctuations", *Opt. Lett.* **24** (1999) 1434.
- 5) M. J. W. Rodwell, D. M. Bloom, and K. J. Weingarten, "Subpicosecond laser timing stabilization", *IEEE J. Quantum Electron.* **25** (1989) 817.
- 6) S. B. Darack, D. R. Dykaar, and G. T. Harvey, "Timing-jitter stabilization of a colliding-pulse mode-locked laser by active control of the cavity length", *Opt. Lett.* **16** (1991) 1677.
- 7) D. R. Walker, D. W. Crust, W. E. Sleat, and W. Sibbett, "Reduction of phase noise in passively mode-locked lasers", *IEEE J. Quantum Electron.* **28** (1992) 289.
- 8) D. E. Spence, J. M. Dudley, K. Lamb, W. E. Sleat, and W. Sibbett, "Nearly quantum-limited timing jitter in a self-mode-locked Ti:sapphire laser", *Opt. Lett.* **19** (1994) 481.
- 9) H. Tsuchida, "Pulse timing stabilization of a mode-locked Cr:LiSAF laser", *Opt. Lett.* **24** (1999) to be published.
- 10) P. Kartaschoff, *Frequency and Time* (Academic, London, 1978), Chap.2.
- 11) H. Tsuchida, "Frequency Stability", in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Volume 7, J. G. Webster ed. (Wiley, New York, 1999) 761.
- 12) Time Bandwidth Products, Mode-Locked Diode-Pumped Femtosecond Laser, Model LSX-100.
- 13) D. Kopf, K. J. Weingarten, L. R. Brovelli, M. Kamp, and U. Keller, "Diode-pumped 100-fs passively mode-locked Cr:LiSAF laser with an antiresonant Fabry-Perot saturable absorber", *Opt. Lett.* **19** (1994) 2143.
- 14) Control Technics Corp., Piezo Electric Translator, Model CTC-6095-15.
- 15) Frequency Electronics Inc., Low Phase Noise Quartz Oscillator, Model FE102A-2.
- 16) New Focus, 1-GHz Receiver, Model 1601-AC.
- 17) Maxim Integrated Products, Ultra-Fast ECL-Output Comparator, Model MAX9690.
- 18) Motorola, Phase-Frequency Detector, Model MC12140K.
- 19) Datel, Differential Amplifier, Model AM-201C.
- 20) New Focus, 25-GHz Photodetector, Model 1434.
- 21) Hewlett-Packard, Vector Signal Analyzer, Model 89441A.
- 22) H. A. Haus and A. Mecozzi, "Noise of mode-locked lasers", *IEEE J. Quantum Electron.* **29** (1993) 983.

( 1999.9.27 受付 )

## 著者紹介



土田 英実  
Hidemi TSUCHIDA  
光技術部 超短パルス光エレクトロニクス評価  
ラボ  
E-mail: tsuchida@etl.go.jp  
量子光学，光・レーザー制御の研究に従事