

光ファイバ通信における パルスのクロック安定化

電子・光システム工学科
1010315

中野純史

目次

第 1章	背景	
1-1	通信ネットワークの歴史	3
1-2	光パルス発振の種類	6
1-2-1	自己パルス発振	6
1-2-2	利得スイッチング	7
1-2-3	モード同期	8
第 2章	研究の目的	
2-1	研究の目的	11
2-2	研究の概要	11
第 3章	実験	
3-1	使用した LD の静特性	12
3-2	光パルス発生とジッタの確認	13
3-3	光パルスのフィードバック	22
3-4	考察	26
3-4-1	ジッタを含む光パルス幅の真値	26
3-4-2	フィードバックによる効果	27
第 4章	結論	
	まとめ	29
参考文献	謝辞	30

第 1 章 背景

【-1】 通信ネットワークの歴史

通信ネットワークを用いた最初の電気通信のサービスは電信であり、1835 年に Morse (アメリカ) によって発明された電信機が発端である。また 1901 年に Marconi (イタリア) による大西洋横断無線電信の成功などにより更なる発展を遂げている。日本では 1869 年に電報のサービスが開始され、電信の公衆網としては電報網と加入電信網がある。

電信に次いで現れた電気通信のサービスは電話であり、1876 年に Bell (アメリカ) によって発明された電話機が発端である。その後、1889 年に Strowger (アメリカ) が自動交換機を発明、1900 年に Pupin (アメリカ) が装荷ケーブルを発明、1906 年に de Forest (アメリカ) が三極真空管を発明、1927 年に Black (アメリカ) が負帰還増幅器を発明された。これらの発明による電話通信のための要素となる技術の発展によって、多重通信かつ遠距離通信を可能とする電話網が完成された。

電話は電報と異なり、相手側と直接音声による対話ができる通信であり、比較的簡単な通信端末 (黒電話機) などで豊富な情報を送信することができるなど利便性が高いとして、急速な普及と発達をみせ情報通信の世界において長い主役を演じてきている。日本では 1890 年に最初の電話サービスが始まり、その後も発展拡大を遂げて、現在では 6000 万回線を越える巨大なネットワークへと成長している。

このような固定電話網とは別に、回線切り替え制御技術と追跡交換技術の進歩によって、近年では広範囲の移動体アクセスが可能となっている。日本では 1979 年から自動車電話としてアナログサービスが開始され、現在ではデジタル携帯電話として発展し本格的なパーソナル通信の時代となっている。限られた周波数帯域の中での無線アクセス網はユーザ数の拡大により、アンテナ基地局の増加とカバーエリアの微細化が進んでいる。

ネットワークを構成している要素の技術として、伝送技術や交換技術も部品やシステム技術の進歩と共に変貌を遂げてきた。最近では公衆網ユーザトラフィックの主流が音声からデータ通信にとって替わり 1 ユーザ当りの送信データはますます増

大している。また、インターネット利用も生活の中に浸透し、アクセス件数自体も爆発的に増加している。

これを支えるバックボーンネットワークに期待する処理能力、コストは従来技術の延長上の改善にとどまることを許さない。

電気信号の符号化で、伝送技術においては 1937 年に Reeves (フランス)によって PCM 方式 (デジタル伝送技術)が発明され、1948 年に Shockley (アメリカ)などによって発明されたトランジスタによりデジタル伝送技術の実用性が確実視されるようになり、1965 年頃から先進各国で相次いでデジタル伝送システムが誕生した。その後、IC、LSI と続く半導体技術の進歩により、伝送技術は長い伝統を持つ SSB-AM 方式による周波数分割多重 (FDM)のアナログ伝送から、PCM 方式による時分割多重 (TDM)のデジタル伝送へと大きく流れが変わった。

また、1970 年に伝送損失 20dB/km の低損失光ファイバの実現 (アメリカ)や半導体レーザの常温発振の成功 (アメリカ)などの成果によって、光ファイバによる伝送システムの実用化の研究が推進されることとなり、1980 年頃に世界で最初の光ファイバ伝送システムが誕生した。その後、光ファイバと半導体レーザの急速な進歩により、優れた特性を持つ種々の光伝送システムが開発され、伝送技術は長い伝統を持つ銅線ケーブルによる伝送から光ファイバケーブルによる伝送へと変革した。このようにして、現在のほとんどの有線伝送システムでは、光ファイバへの多数信号フレームの多重伝送を前提とした SDH 伝送方式によりデジタル信号を光ファイバケーブルに通して伝送する技術が使用されている。

通信処理の分野では、回線交換機内部の制御方式において、1945 年に von Neumann (アメリカ)による新しい蓄積プログラム制御方式 (SPC)が採用され、現在のようなコンピュータ制御を中心としたデジタル信号処理の基本概念として発展してきた。

それに伴い、交換機を構成する部品においても変革が起こり、それまで長く続いていた電磁部品による物理配線交換機を電子化する研究が進められて、1971 年に電子制御型交換機が実用化された。

また、伝送路の装置においても PCM 方式導入によるデジタル交換機の研究が進められ、その後 LSI 技術の進歩も相まって 1982 年にデジタル交換機の実用化

がなされた。

このように、現在の通信システムは電子制御型のデジタル交換機と超大容量 SDH デジタル伝送方式 (Sonet:アメリカ)が主流となっている。

超高速光通信では、デジタル信号を光ファイバ中に多重して超大容量の伝送を可能にするが、その際に信号キャリアとなる光パルスには高繰り返し、短パルス時間幅、高タイミング安定度が要求される。

1835	電信機の発明	Morse
1864	電磁波の存在を理論的に指摘	Maxwell
1869	公衆電信サービス開始	日本
1876	電話機の発明	Bell
1888	電磁波の存在を実証	Herz
1889	自動交換機の発明	Strowger
1890	公衆電話サービス開始	日本
1900	装荷ケーブルの発明	Pupin
1901	大西洋横断無線電信に成功	Marconi
1906	三極真空管を発明	de Forest
1927	負帰還増幅器を発明	Black
1932	無装荷搬送方式の提唱	松前
1937	PCMの発明	Reeves
1945	蓄積プログラム形電子計算機の提案	von Neumann
1948	トランジスタの発明	Shockleyほか
1960	ルビーレーザーの発振に成功	Maiman
1965	PCM伝送方式の実用化	日本
1970	半導体レーザーの常温発振に成功	アメリカ
	低損失光ファイバの試作に成功	アメリカ
1973	トンネルダイオードの発明	江崎
1979	公衆データ通信網サービス開始	日本
	自動車電話サービス開始	日本
1980	光ファイバ伝送方式実用化	日本
1982	デジタル交換機実用化	日本
1988	ISDNサービス開始	先進諸国
1995	FA-10G方式開発 (O-TDM)	日本
1996	WDM光多重システム実用化 (Sonet)	アメリカ

表 1)通信技術の発展

【-2】 光パルス発振の種類

パルス信号の時間波形と周波数スペクトルは理想的な場合フーリエ変換の関係にあり、短いパルスを得るためにはパルス幅に反比例して広いスペクトル幅を必要とする。半導体レーザは広い利得帯域をもっているので原理的に超短光パルス発生に適しており、比較的簡単な方法でピコ秒 (p_s) オーダの短光パルスを発生することができる。その発生法は以下に述べる3つが代表的手法である。

【-2-1】 自己パルス発振

キャリア密度 N と光子密度 S のレート方程式

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} N &= -\Gamma GS - \frac{N}{\tau_s} + \frac{J}{dq} \\ \frac{d}{dt} S &= \Gamma GS - \frac{S}{\tau_{ph}} + \frac{C_s N}{\tau_s}\end{aligned}$$

N :キャリア密度 S :光子密度 J :注入電流密度 G :利得係数
 C_s :光子の割合, τ_{ph} :光子の寿命, τ_s :光子の自然放出
 q :電荷素量, d :活性層厚, Γ :光波モードの活性層への閉じ込め係数

(式 1.1)

レーザ発振はレート方程式から解析される。

半導体レーザにステップ電流を印加したときの発振においてキャリアと光子の密度は発振直後より振動周波数と減衰定数の緩和振動を起こしながら一定の値に収束していく。通常、利得飽和係数 G は負の値であるので ΓGS は正の値であるが、 G が正であれば ΓGS は負の値となり得る。このとき定電流駆動でもキャリアと光子密度の変化に起こる緩和振動は減衰せず、その振動は時間とともに増大する。しかし誘導放出が増大するとキャリア密度は減少し、利得がしきい値を下まわると発振が停止する。この過程が繰り返される結果、レーザ内導波路の屈折率差を小さくしたレーザは数 100MHz の自励振動を行い周期パルス光を出力することになる。この現象は自己パルセーション (self pulsation) と呼ばれる。

利得導波型レーザにはこのような自己パルス発振をするものが多い。その機構は電流注入の不均一やファセット近傍での表面再結合のため共振器長の一部で吸収領域が形成され、ここでの吸収が光強度の増大とともに減少する可飽和吸収特性を示すので共振器長全体で平均したとき $G > 0$ となることで説明される。

屈折率導波型レーザでも注入電流の少ない区間を設けたり、弱い屈折率導波構造にして実効的な可飽和吸収特性をもたせることにより同様の自己パルス発振が起こるレーザを実現できる。

可飽和吸収があることは共振器の Q 値が光強度の増大とともに高くなることから、自己パルス発振は受動的な Q スwitching であると考えられる。このような自己パルス発振レーザは繰返し周期を容易には制御できず、またパルス幅もさほど短くないので短パルス光源としての利用価値は大きくないが、モードホッピング雑音や戻り光誘起雑音を避ける有力な方法として光ディスクシステムなどに利用されている。

【-2-2】 利得スイッチング

半導体レーザを大きなステップ状の電流で駆動したとき、発振の開始時に大振幅の緩和振動が発生する。電流を一定値に維持すれば緩和振動は減衰して定常発振の状態に落ち着くであろう。この振動の1周期が終わった時点で電流注入を停止すれば、緩和振動数で決まる幅の単一の短い光パルスを得ることができる。またこの過程を繰り返すことで周期的パルスを得ることができる。この方法は注入電流で利得を急激に変化させることにより発振の開始と停止を行うので利得スイッチング (gain switching) と呼ばれる。簡単な駆動回路で超短光パルスを発生させることができ、電流波形でパルス幅や繰返し周期を制御できるという利点がある。駆動電流として深い負バイアスに大振幅正弦波を重畳した電流を用いることもできる。この場合、逆電圧印加によるレーザの劣化を防止するため、レーザと並列に高速スイッチング特性をもったショットキーバリアダイオードを逆方向に接続する。

利得スイッチングで超短光パルスを発生させるには大きな利得が緩和振動の1周期のみ維持されるように駆動電流波形を最適化する必要がある。最適条件でのパルス幅は緩和振動数で決まり、駆動電流のパルス幅が 100ps であっても、これより

短い数 10ps の光パルスを得ることができる。通常バルク結晶のダブルヘテロ構造 (DH) レーザに比べて大きな微分利得係数が得られる量子井戸 (QW) レーザを用いれば、緩和振動周波数を高めることができ、より短いパルス幅が得られる。また QW-DFB レーザでブラッグ波長を利得ピーク波長よりも短波長側に適度に離調すれば、微分利得係数と緩和振動周波数を高めることができパルス幅を短縮できる。このようなレーザの最適化により 10ps 以下のパルス幅も得られている。

FP 型レーザの利得スイッチング動作では縦多モード発振となってスペクトル幅が大幅に広がってしまいコヒーレンス性が低下する。これに対して DFB レーザや DBR レーザでは単一モード発振が維持されるのでスペクトル幅の大幅な拡大は起こらない。しかし出力光はキャリア誘起屈折率変化のため周波数がパルス幅内で時間的に変化するチャープパルスとなっている。このチャープパルスは光ファイバなどの適当な分散をもつ素子を通してパルス前半と後半の到着時間を一致させることによりパルス幅をさらに圧縮できる。幅 10-20ps の利得スイッチング光パルスから、パルス幅 3ps 以下のフーリエ変換限界に近い超短光パルスが得られている。

【1-2-3】 モード同期

FP 型レーザが縦多モード発振している場合の各モードはほぼ等間隔に配列された周波数を持つが、相互の位相は常に変動している。このためモード間干渉で生じる強度変化の周波数 (ビート周波数) には広がりや変動がある。したがって全モードの出力光パワーは時間平均すると一定であるが、ビート周波数オーダーの周波数帯域でランダム雑音状に変動する波形となっている。しかし各モードの周波数間隔をそろえて相互位相を一定に保てば、各モードが規則正しく干渉してパルス幅の短い繰り返し光パルスが得られる。このようなパルス発生法はモード同期 (mode locking) と呼ばれる。

理想的なモード同期の 1 モデルとして、角周波数間隔 $\Delta\omega$ の縦モードが幅 2π のガウス型包絡線で同相配列された場合を考えると、そのスペクトルは

$$F(\omega) = \sum_m \exp\left[-\left(\frac{m\Delta\omega}{\Delta\omega_e}\right)^2\right] \delta(\omega - \omega_0 - m\Delta\omega)$$

：角周波数， $\Delta\omega_e$:包絡線幅， ω_0 :最大利得周波数， $\Delta\omega$:増幅器帯域
 〔式 1.2〕

と表される。

光波振幅は上式をフーリエ変換することにより

$$E(t) = \left(\frac{1}{2\sqrt{\pi}}\right) \left(\frac{\Delta\omega_e}{\Delta\omega}\right) \sum_n \exp\left[-\left(\frac{\Delta\omega_e}{2}\right)^2 (t - nT)^2\right] \exp(i\omega_0 t)$$

$$T = \frac{2\pi}{\Delta\omega} = \frac{2LN_g}{c}$$

L:共振器長， N_g :透明キャリア密度，c:光速度
 〔式 1.3〕

となり， $1/e^2$ 全幅が $4/\Delta\omega_e$ で共振器内光波一巡時間 T を周期とする周期パルスとなる。半導体レーザの広い利得帯域を利用すれば $2/\Delta\omega_e$ を大きくすることができ、原理的にはサブ ps の超短光パルスの発生も可能である。

モード同期の具体的方法は能動モード同期と受動モード同期に分類される。半導体レーザの能動モード同期は駆動電流に縦モード間隔 $\Delta\omega_e$ に等しい周波数 ω_0 の高周波を重畳することでなされる。各モードは周波数 $\omega_0 \pm m\Delta\omega_e$ で強度変調されるので周波数 ω_0 のモードから周波数 $\omega_0 \pm m\Delta\omega_e$ をもつ光波成分が誘起され、このため隣接モードが等間隔で同相の発振に引き込まれ同期が成立する。通常の FP 型半導体レーザは共振器長 L が 1mm 以下で縦モード間隔 $\Delta\omega_e/2 = c/2N_gL$ は 50GHz 以上程度であるので実用的な高周波電源はない。そこで、片端面に無反射コーティングを施したレーザと外部のミラーやグレーティングを組み合わせることで実効的な L が 10cm 程度の拡大共振器を構成し、縦モード間隔 1GHz 程度とする。広い利得帯域内には多くの縦モードが存在するが、レーザの群屈折率に分散があるので、間隔は正確には等しくない。多数の縦モードを利用しようとする同期するのはその一部のみとなり他はパルス波形を劣化させる原因になる。したがってグレーティングやエタロンを用いてパルス化に寄与しない。帰還帯域を制限するとともに、駆動条件を最適化する必要がある。このような最適化により、数 ps ~ 数 10ps のパルス幅の超短光パルスが得られる。

受動モード同期は共振器内に可飽和吸収体を挿入することによりモード同期を行う方法である。多モード発振で同期が成立していない状態でも、共振器内光強度はモード間干渉による不均一があり、可飽和吸収体では光強度の強い部分は吸収が少ないので弱い部分より強く増幅される。したがって光波が循環するとき強度の強い部分が一層強く増幅され(式 1.3)のモード同期パルスに近づく。モード同期のための可飽和吸収体には顕著な飽和特性と高速応答が要求されるが、イオン注入によって MQW の励起子吸収の応答速度を高速化した可飽和吸収体が利用されている。MQW 可飽和吸収体を外部共振器内に挿入したりレーザとともにモノリシック集積することによりモード同期レーザが構成され、受動同期単独または能動同期との併用でサブ ps ~ 数 ps の超短光パルスが得られている。

第 2 章 研究の目的

【2-1】 研究の目的

近年の情報化社会において、日々交わされている情報量は増加の一途をたどっており、より高速の通信速度のネットワークが必要とされはじめている。そこで研究内容として、超高速通信システムのための、より広帯域を確保するために時間位置の安定した光パルスの制御を研究のテーマとする。

時間位置の安定していない光パルスとは、本来は規則正しく並んでいるはずの任意の繰り返し周期の光パルスには時間的に多少の揺らぎがあり、超高速通信においてこの時間的な揺らぎ(タイミングドリフト)は時分割多重などにおけるタイムスロットを無駄に占有してしまう。したがって同じ繰り返し周期の光パルスであっても、タイミングジッタが低減した常に安定したパルスを形成することができれば、ジッタのあった部分が空きタイムスロットとなるので、さらに多重数の向上した広帯域での通信が可能となる。

そこで本研究では波長 $1.55\ \mu\text{m}$ の多電極 DFB レーザを用いて、時間位置の安定した超短光パルスの形成を目標とした。

【2-2】 研究の概要

本研究は波長 $1.55\ \mu\text{m}$ の多電極 DFB レーザを【2-2-2】で述べた利得スイッチング法を利用してパルス発振を起こさせる。利得スイッチングでは駆動電流のパルス幅が 100ps であっても、これより短い数 10ps の光パルスを得ることができ、また単一モード発振が維持されスペクトル幅の大幅な拡大は起こらないためである。

時間位置の安定した光パルスの制御を研究テーマとしたように、この利得スイッチング法においてもパルス発振のタイミングの変動が発生すると予測する。

実験の流れ

実際にタイミングの揺らぎがどのくらい発生しているかを確認する。

タイミングジッタを低減させる方法を考える。

半導体 LD に光を入射するとパルス発振のタイミングが安定するとの報告がある。

光サーキュレータを使って LD の出力光の一部をフィードバックする手法を検討する。

第3章 実験

【B-1】 使用した LD の静特性

まず,光パルス制御実験の下準備として,使用する多電極DFBレーザの静特性を測定した。ここで測定した静特性とはLDの電流-光強度特性を指す。

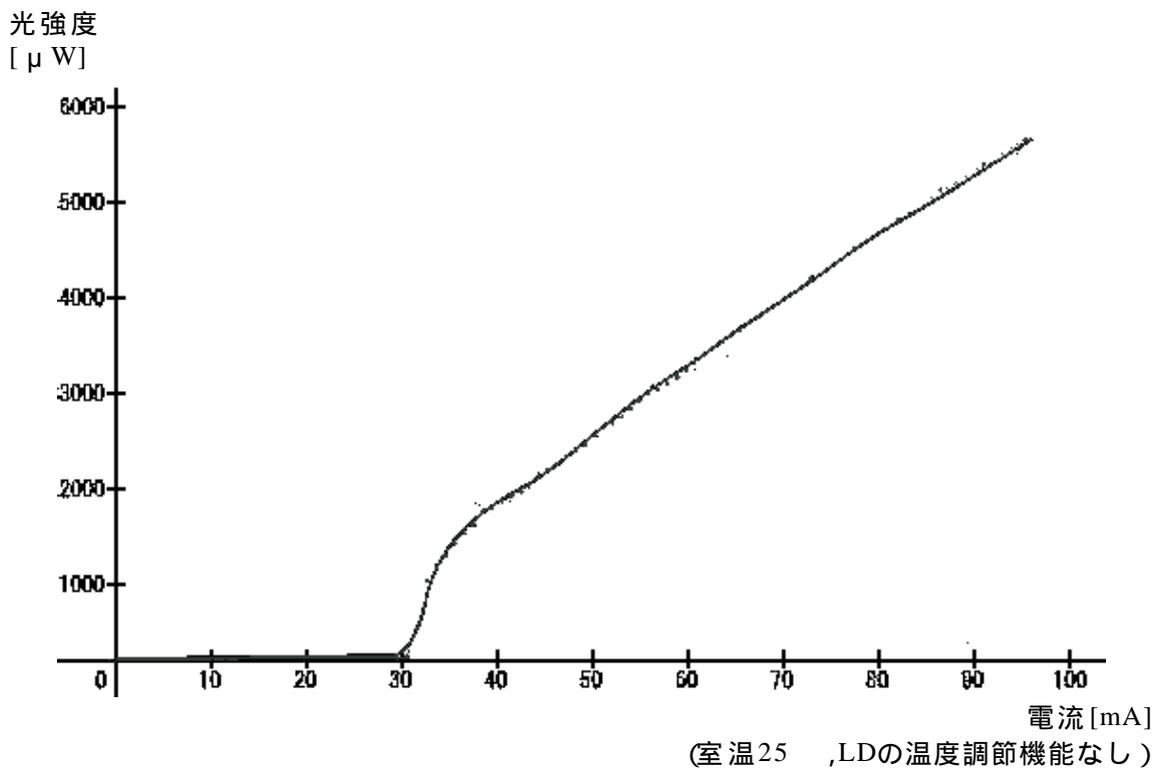


図3.1)LDの電流-光強度特性

測定によると,電流値が31mAを超えたあたりから光強度の増加の傾きが高くなり,32mAから33mAまでの領域で傾きが最大となる。このことからLDの発振しきい値は32-33mA近傍であると考えられる。

【B-2】 光パルス発生とジッタの確認

実験における装置の接続関係図を示す。

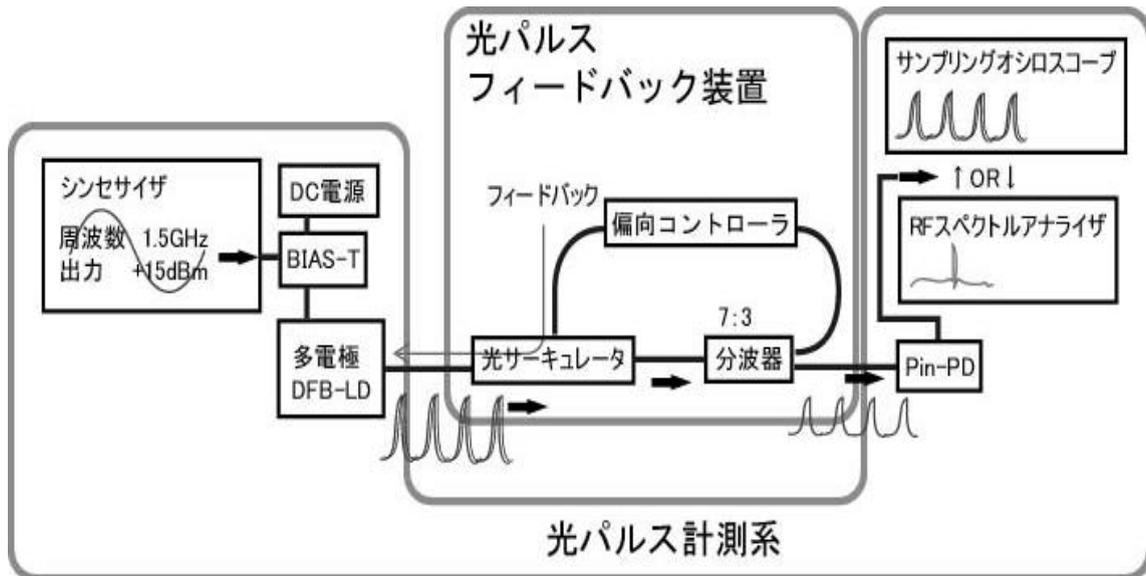


図3.2)実験装置の接続関係図

実験に使用した機器

光パルス発生系

LD :

多電極DFB-LD

DC電源 :

SEC-130

BIAS-TEE :

Anritsu A3N1015

ローパスフィルタ :

TAMAGAWA ELECTRONICS BESSEL THOMSON ULF-171

シンセサイザ :

HEWLETT PACKARD 83712B

光パルス測定系

PD :

NEL JAPAN KEPD2535VPG

BIAS-TEE :

NEL JAPAN Wiltron

RFスペクトルアナライザ :

HEWLETT PACKARD 8568A

サンプリングオシロスコープ :

Agilent infiniumDCA 86100A/86112A (Plug-in)

光パワーメーター :

ADVANTEST TQ8210/TQ82015 (PD)

光パルスフィードバック装置 :

分波器 SUMICEM SC-1550 (70/30)

光サーキュレータ PICT-1550-S

偏向コントローラ :

Polarization Controller SHIMA Prototype Engineering

増幅器 :

未導入

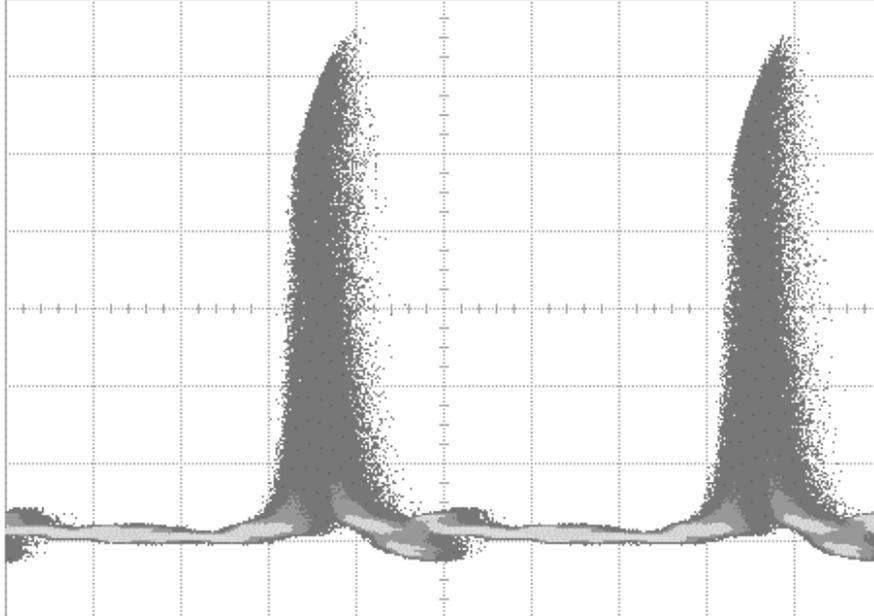
本節では、まず光パルスの発生と計測を試みる。光パルスフィードバック装置は次節以降で説明する。

レーザの発振しきい値もふまえて、実際にシンセサイザによる直接変調でパルス発振させてみた。

変調源であるシンセサイザは10MHz~20GHzまでの周波数帯域を有するが、RFスペクトルアナライザは、100Hz~1.7GHzの信号までしか周波数分解能力を有しないため、今回の実験では1GHz、1.4GHz、1.5GHz、1.6GHzの繰り返し周波数の電気変調での光パルス発生にとどめた。

次頁より、各々の変調周波数での光パルスの波形と周波数スペクトルを示す。測定でのDC電流値は各変調において信号レベルが最も高い状態の値である。(室温25℃,LDの温度調節機能なし)

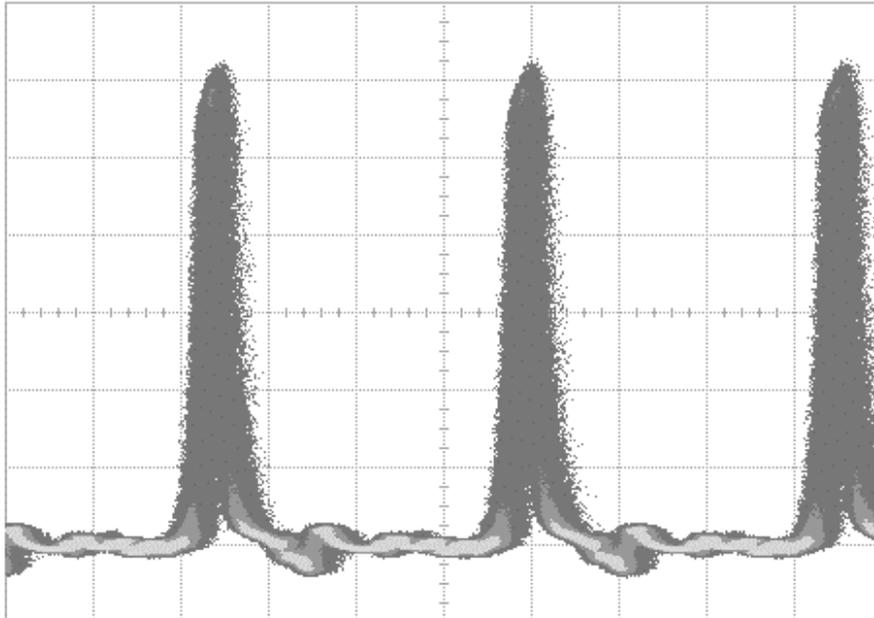
↓ DC: 40.9mA 繰り返し周波数:1.0GHz 入射RF電力:+14dBm



Scale: 26.7mV/div Time: 200.0ps/div

図3.3) サンプルングオシロスコープに表示された光パルス波形

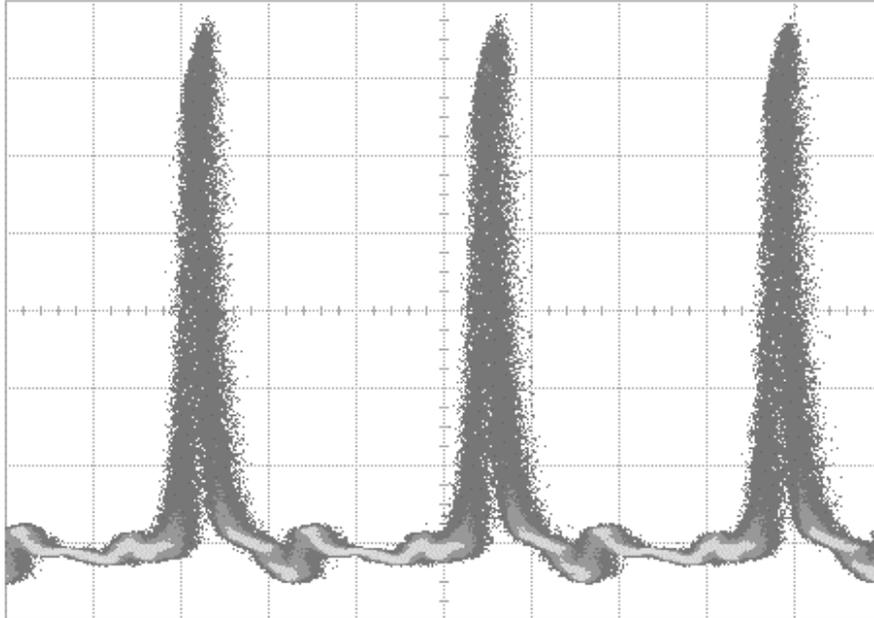
↓ DC: 41.6mA 繰り返し周波数:1.4GHz 入射RF電力:+15dBm



Scale: 26.7mV/div Time: 200.0ps/div

図3.4) サンプルングオシロスコープに表示された光パルス波形

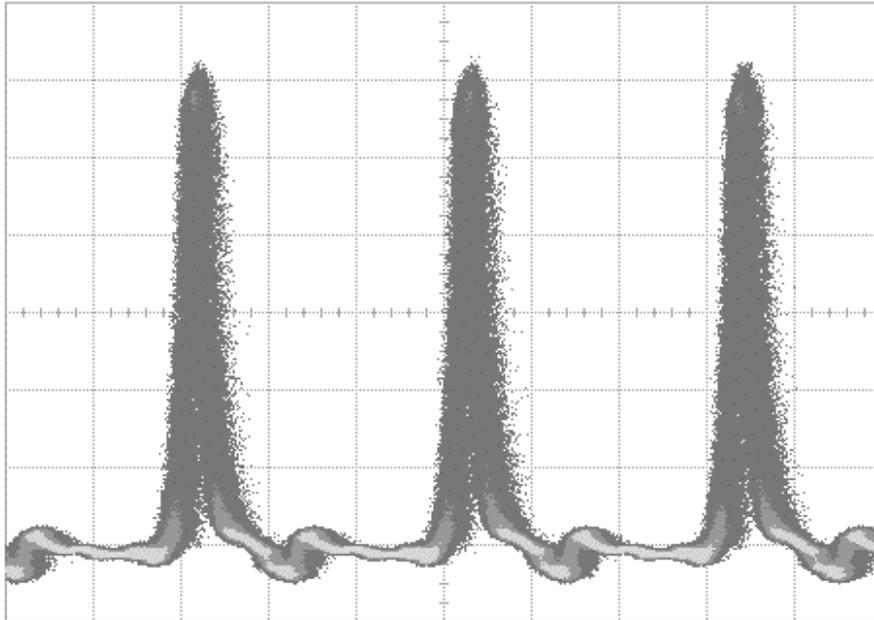
↓ DC: 42.1mA 繰り返し周波数:1.5GHz 入射RF電力:+15dBm



Scale: 23.9mV/div Time: 200.0ps/div

図3.5) サンプルングオシロスコープに表示された光パルス波形

↓ DC: 41.6mA 繰り返し周波数:1.6GHz 入射RF電力:+15dBm



Scale: 24.2mV/div Time: 200.0ps/div

図3.6) サンプルングオシロスコープに表示された光パルス波形

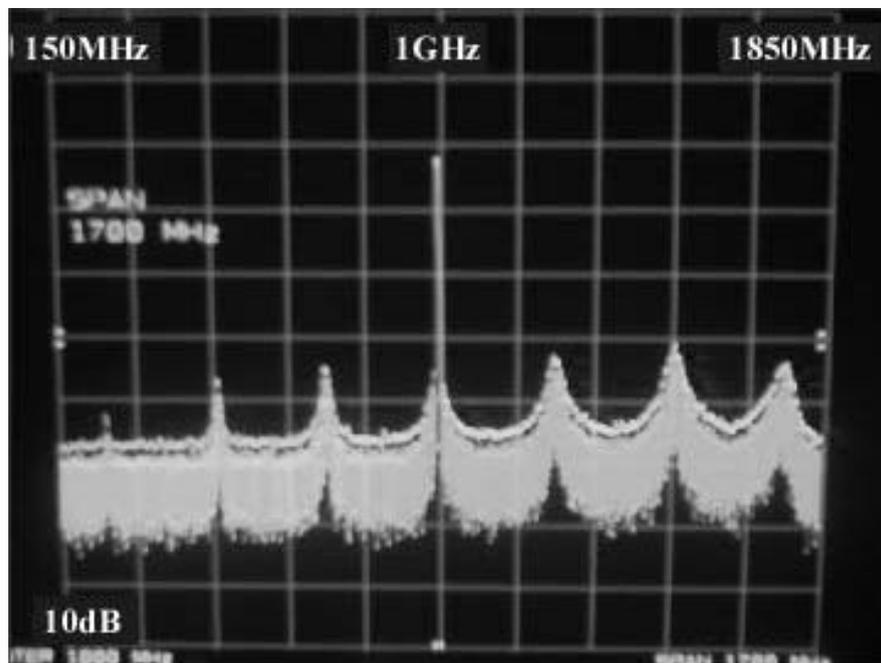


図3.7)光パルスの周波数スペクトル分布
 変調周波数 1.0GHz ,入射RF電力+14dBm ,DC:40.9mA

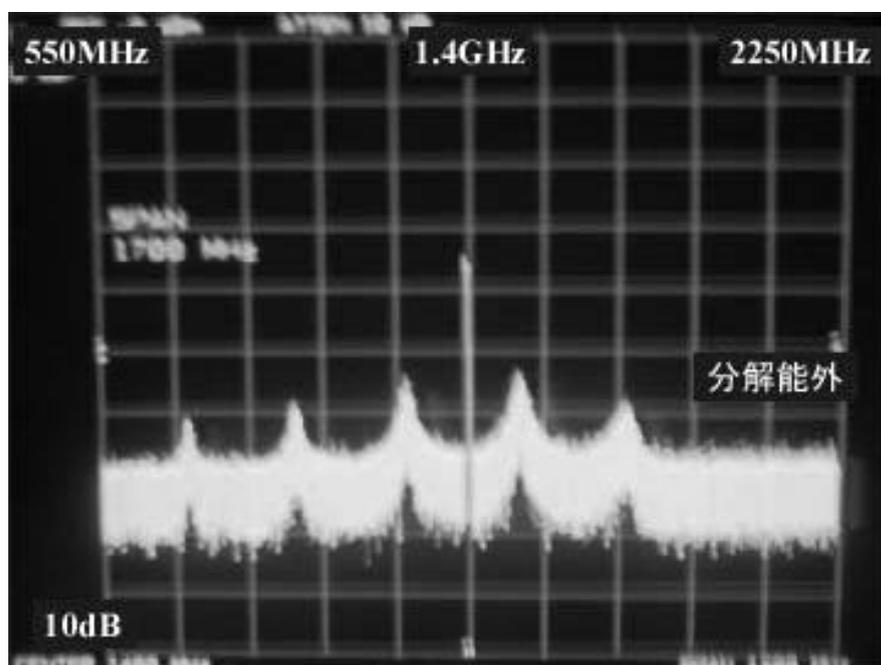


図3.8)光パルスの周波数スペクトル分布
 変調周波数 1.4GHz ,入射RF電力+15dBm ,DC:41.6mA

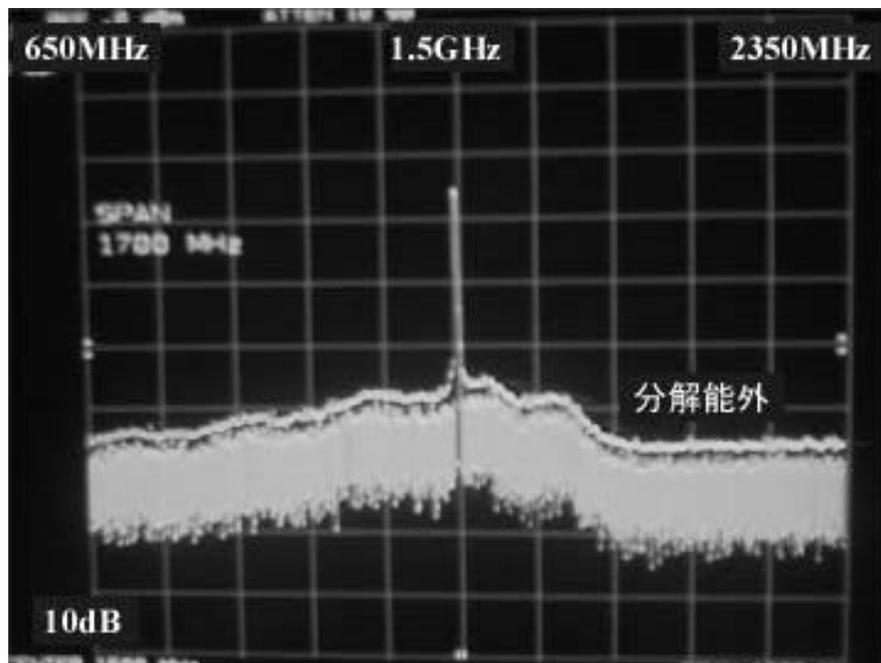


図3.9]光パルスの周波数スペクトル分布
 変調周波数 1.5GHz ,入射RF電力+15dBm ,DC:42.1mA

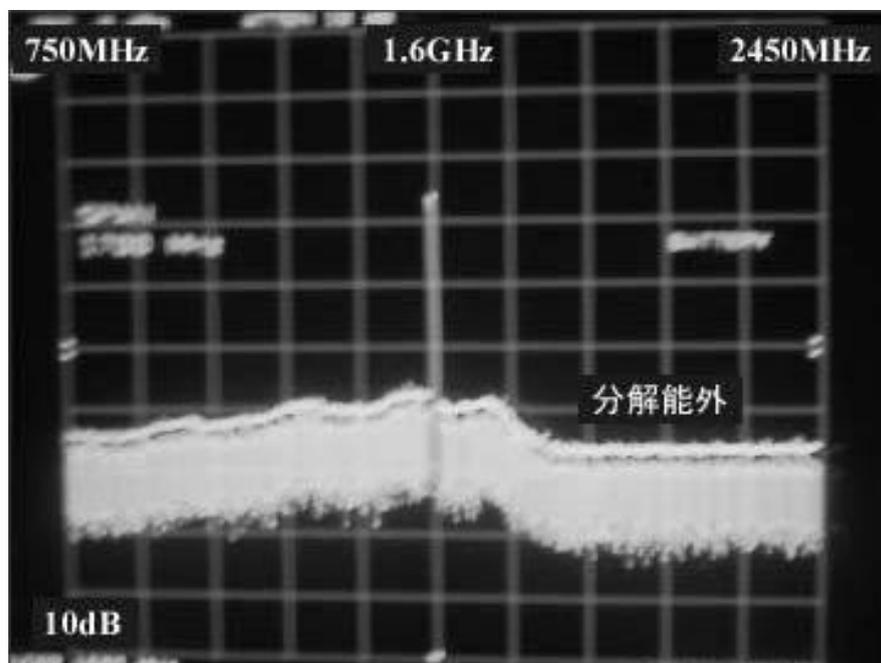


図3.10]光パルスの周波数スペクトル分布
 変調周波数 1.6GHz ,入射RF電力+15dBm ,DC:41.6mA

図3.3)サンプリングオシロスコープに表示された光パルス波形から1.0GHz変調の場合、光パルス信号のジッタの幅に大きく広がりが見られる。このときの周波数スペクトルは図3.7)に示した。これをみると信号スペクトルの両側に段階的にスパイク状の大きな雑音が発生していることが観測できる。

したがって、1.0GHz変調時での信号は雑音成分が多いため通信用パルスとして品質が課題となる。

図3.4)は1.4GHz変調時の光パルスの波形である。1.0GHz変調と比較するとジッタの幅は狭まっている。図3.8)に示した1.4GHz変調時の光パルスの周波数スペクトルをみると1.0GHz変調時の場合ほどではないが、やはり信号スペクトルの両側にスパイク状の雑音が発生していることが観測できる。

したがって、1.4GHz変調時での信号も雑音成分が多く通信用パルスとして品質が課題となる。

図3.5)、図3.6)はそれぞれ1.5GHz、1.6GHz変調時の光パルスの波形である。この2つの場合、前に述べた1.4GHz変調時の波形よりも、目測でもさらに信号部分のパルス幅が狭まっているがどちらの場合も多少波形が異なっている。

1.5GHz、1.6GHz変調時の周波数スペクトルはそれぞれ図3.9)、図3.10)に示した。この2つの波形はほぼ同じように見える。これらの波形にもジッタなどによる雑音が観測できるが、他のと比較して雑音レベルが低くスパイク状にはなっていない。

今回の実験ではこのあらかじめ雑音品質が他の測定に対して良好な2つの変調に着目して、そのさらなる改善を目指す。1.5GHz変調時のジッタを含む光パルス幅の目測は約76ps、1.6GHz変調時のジッタを含む光パルス幅の目測は約80psであるため、1.5GHz変調を採用することにした。

但し、これらの波形から目測で得られるジッタはPD受信機やサンプリングオシロスコープ等の計測機器の時間分解能に起因するの訛りが発生している。この訛りを除いた光パルスの拡がり幅とジッタの拡がりの真の値を求めておく必要がある。

観測された雑音が電源や温度による雑音ではないかと考えた。

そこで実験に温度コントローラ付き電源を導入し、LDのペルチェ素子による温度調節機能を駆動させてみた。しかし温度コントローラの安全駆動回路の許容範囲が厳しいために温度コントロールが過剰動作してしまい、温度コントロールの電流がオーバーシュートを繰り返してしまった。そのためLDの駆動電流も変動してしまいショット雑音などを引き起こしてしまった。

改善策として温度コントロールの端子の間に抵抗を入れて温度コントローラの安全駆動回路の許容範囲を故意に緩くしてみた。

これにより温度コントロール端子部への電流がオーバーシュートすることが無くなった。LDへ流れる電流値も一定値に収まることができ、ショット雑音の発生がなくなった。

図3.11)は1.5GHz変調でパルス発振させたときのRFスペクトルアナライザの画像である。このとき、LDの温度が17℃近辺で留まるように温度調整を動作させてある。

図3.9)と見比べてみたところ、温度コントローラの使用後にも雑音成分の形にさほどの変化が見られない。よって、光パルスのスペクトルに電源や温度による雑音ではなくジッタ成分であることを確認できた。

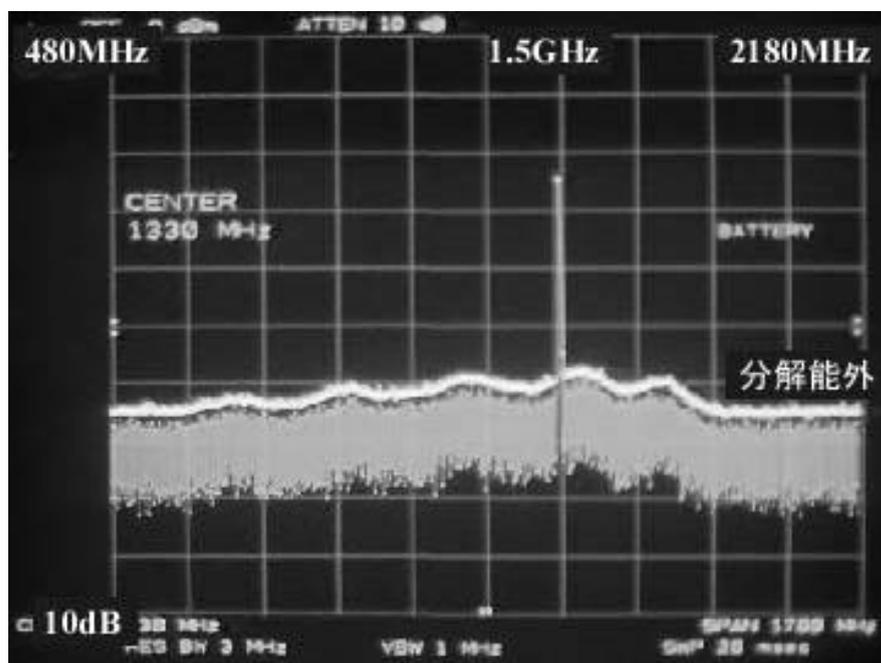


図3.11)光パルスの周波数スペクトル分布
変調周波数1.5GHz,入射RF電力+15dBm,DC:38.2mA,LD温度:17℃

また、変調器によってあらかじめジッタが発生していないかを確認するため、使用したシンセサイザ Agilent 83712B について調べた。

このシンセサイザの信号源の基本発振器、およびスイッチド・ローパス・フィルタは、高調波が-55dBc以下に抑えられている。

またサブハーモニクスを除去して、スプリアスが-60dBc以下に抑えられていることがわかった。

この他にLDの信号入力の前段には、ローパスフィルタ ULF-171($f_c=2.5\text{GHz}$)を接続してあるので、さらに高調波成分は抑えられている。

これらのことから、信号源によるジッタの拡大の少ないと考えられる。

また、RF スペクトルアナライザで観測された雑音スペクトルについて調べた。

図 3.7)にみられる1GHz変調時の周波数スペクトルにおいて、観測されたスパイク状の雑音スペクトルは、235MHz 付近から始まり490MHz、745MHz、1000MHz、1255MHz、1510MHz、1765MHzと約 255MHz間隔で発生している。

また 1.5GHz 変調時の周波数スペクトルには、スパイク状ではないが、なだらかで段階的な雑音スペクトルが観測されている。図 3.9)参照

このスペクトル分布においても735MHz、990MHz、1245MHz、1500MHz、1755MHzと約 255MHz間隔で雑音スペクトルのパワーが変化している。

どちらの場合の、この雑音スペクトル成分は、信号部分スペクトルに近づくにつれて、約 255MHz 間隔でスペクトルのパワーレベルが増加する傾向がみられる。

また 図 3.7)~ 図 3.10)まで、通して見てみると、変調周波数が高くなるにつれて、信号スペクトルに対し雑音スペクトル成分のピークが左側へ移動しているように見える。

現段階では、この雑音スペクトルがどのような成分であるかを解析していないが、おそらくジッタ成分を含んでいるであろうと考えている。

【B-3】 光パルスのフィードバック

光パルス発生タイミングにジッタが多く含まれることがわかったので、次にどのようにしてジッタを低減させるかを検討した。半導体LDに外部よりCW光を注入するとパルス発振のタイミングが安定化するという<研究報告A>があった。

< 研究報告A >

利得スイッチングを利用したレーザにCW光を注入することでタイミングジッタが低減する。タイミングジッタが最低となる時、注入していたCW光は、光パルスの中心波長1556.7nmに対して約1nm短い波長で、-17dBmの光強度であったという。結果として最大で約1/5ほどタイミングジッタを低減させることに成功している。

この研究報告では注入するCW光の光源に、発振波長が狭い範囲で調整可能な波長可変光源を用いている。この装置は非常に高価であるため、光通信用パルス光源として実用化する際、低コスト化の大きな障害となると考えられる。そこで、本研究ではLDの出力した光パルスの一部をフィードバックすることでCW光の注入でタイミングジッタが低減するのと同様の効果を生むことをねらった。

その仕組みを説明すると、通常のSin波電流によるレーザのキャリア密度と光子密度の関係は(図3.12)のような応答をする。

Sin波変調を加えた電流でLDを駆動すると電流の増加につれてLDのキャリア密度が徐々に増加する。それに伴ってLDの光子密度が増え始め、キャリア密度が発振しきい値を超えると光子密度が急激に増加する。これがレーザ発振で、その瞬間にキャリアが急激に減少し、レーザ発振するために必要なキャリアがなくなるため、光子密度は緩和振動を起こしながら減少していく。その後、電流が徐々に増えてくるのでまた同様の現象が起きる。この繰り返しが発振しきい値以上のキャリア密度の増加が一律に揃い易いが、高周波の場合Sin波電流での駆動となるのでキャリア密度の増加も緩やかになり、少しの電流密度の揺らぎで傾きの緩さから蓄積されるキャリア密度の揺らぎは大きい。

これが発振しきい値付近で起こると、利得スイッチングのタイミングが毎回少しずつ異なってくるため、結果として光パルスのタイミングジッタが増加するのである。

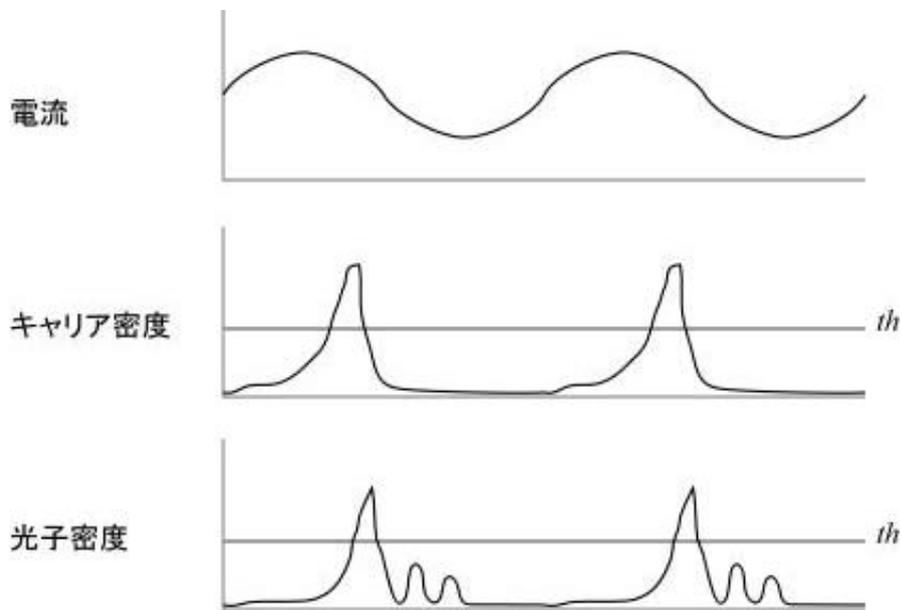


図 3.12)Sin波によるレーザの応答

CW光の注入でタイミングジッタが最も低減をおこなう報告では、入射の波長は光パルスの中心波長より、若干短い波長であった。また、光パルスはパルスの立上がりで波長が中心波長から多少ずれる傾向があり、立上がりでは短く立下りでは長くなる。

このことから緩やかに増加しつつあるキャリア密度が発振しきい値より少し手前の状態にあるとき、外部から光パルスを入射することで反転分布状態にあるキャリアの一部を故意に誘導放出させキャリア密度の増加の傾きが急激になるように仕向ける。傾きが急激であれば、利得スイッチングのタイミングのずれが少なくなるため、結果としてタイミングジッタも低減させられるであろう。

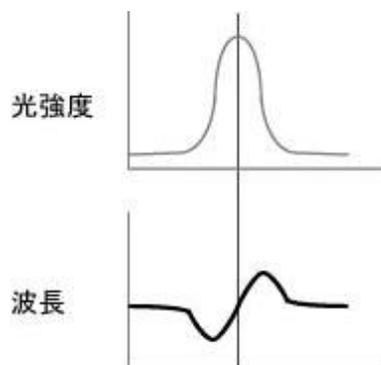


図 3.13)光パルスと波長の関係

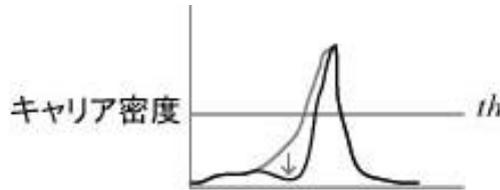


図3.14]外部から光を注入して誘導放出を起こしキャリアを消費する

実際に光パルスをフィードバックする手段として、分波器と光サーキュレータを 図 3.2]に示すように各機器へ接続する。

光サーキュレータについて簡単な説明をする。

光サーキュレータとは、図 3.15]を例にすると、左側の光ファイバから入射されたビームを右側の光ファイバへは通過させるが上側の光ファイバへは通過させない。

また、右側の光ファイバから入射されたビームを上側の光ファイバへは通過させるが左側の光ファイバへは通過させない。

同様に上側の光ファイバから入射された光を左側の光ファイバへは通過させ右側の光ファイバへは通過させない。

つまり、ある端子(ファイバ)から入力した光が、次の端子(ファイバ)へと順に出力されるような一方通行の構造となっている。

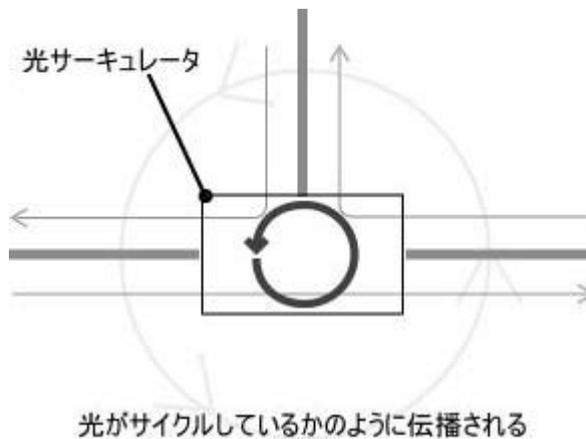


図3.15]光サーキュレータ模式図

光サーキュレータの光ファイバをコイル状に巻くことによって、中を通る光に偏向選択効果を生じさせて特定の偏波方向の光を取り出す。

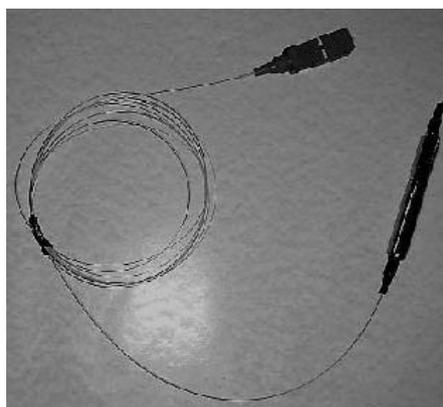


図3.16)コイル状に巻いた光ファイバ

また偏向コントローラの導入により上記のような曖昧な操作よりも確実に偏向成分の調整が可能となった。

さらに、光パルスフィードバック部の光ファイバを温度変化によるファイバケーブルの伸縮を利用することにより、分波して戻ってきた光パルスがLDに入射するタイミングをある程度操作できる。

これらの操作により、LDのキャリア密度が発振しきい値より少し手前の状態にあるときのタイミングへ光パルスをフィードバックすることでタイミングジッタが低減されることを期待する。

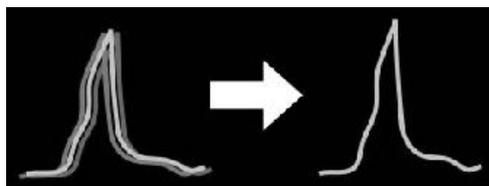


図3.17) タイミングジッタ低減予想図

【B-4】 考察

【B-4-1】 ジッタを含む光パルス幅の真値

観測されたジッタを含む光パルスの幅を t_0 とする。

観測された値には計測機器による時間分解能の影響で多少の訛りがある。ジッタを含む光パルス幅の真の値を t_1 ,受信機の分解能を t_2 ,オシロスコープの分解能を t_3 として各々の関係を表すと,

$$t_0 = t_1 + t_2 + t_3$$

【式 3.1】

となる。

また,これらの分布がガウス関数を用いて表されるとして t_0, t_1, t_2, t_3 の各々に対するガウス分布の中心からの距離を t_0, t_1, t_2, t_3 とおくと,

$$\int \left[e^{-\frac{t^2}{2\sigma_1^2}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma_2^2}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma_3^2}} \right] dt = \int e^{-\frac{t^2}{2\sigma_0^2}} dt$$

$$\int e^{-\left(\frac{1}{2\sigma_1^2} + \frac{1}{2\sigma_2^2} + \frac{1}{2\sigma_3^2}\right) t^2} dt = \int e^{-\frac{t^2}{2\sigma_0^2}} dt$$

$$\frac{1}{2\sigma_1^2} + \frac{1}{2\sigma_2^2} + \frac{1}{2\sigma_3^2} = \frac{1}{2\sigma_0^2}$$

【式 3.2】

と表される。

ここで,各数値は実験や各機器の製品仕様書などから

$$t_0 = 38$$

$$t_2 = 5$$

$$t_3 = 10.3739$$

であると判明しているので,【式 3.2】に代入してこれを解くと,

$$t_1 = 48.8083$$

となる。

この値は光パルスをフィードバックさせていないときのジッタを含む光パルス幅であり,約 48.8ps である。

ジッタが抑圧されると,この t_1 が低下するはずであり,その変化分からパルス幅部分とジッタの抑圧部分が分離されるはずである。

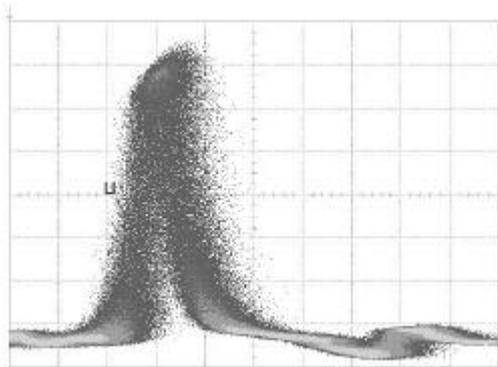
【3-4-2】 フィードバックによる効果

光パルスレーザ内部にフィードバックするためには出力光を分岐する必要がある。すると出力光強度が下がるために、出力側の信号レベルの減衰でその中に含まれる情報であるジッタなどによる雑音のパワースペクトル成分がRFスペクトルアナライザの検出感度以下になり観測し難い状態となってしまう。

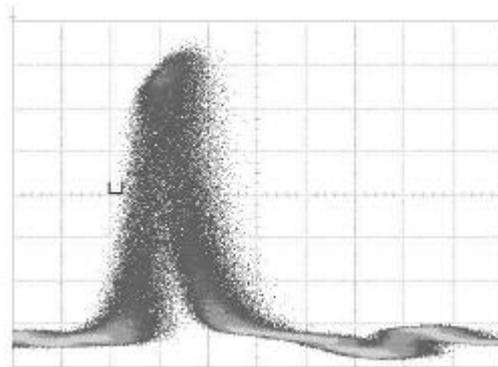
光パワーの低下に関しては、光受信器の前段に光増幅器を接続するか、後段に電気増幅器を導入することを検討しているが、現状では、RFパワースペクトルによる定量的評価の代わりに、サンプリングオシロスコープによる光パルス波形の改善を観測することで、光パルスのフィードバックによる効果を評価した。

実験結果

偏向コントローラによりフィードバック光の偏向方向を調整すると、フィードバックしていない場合に比べて、光パルス発生のタイミングが数 ps 後ろのタイミングにシフトするような変化が確認された。



光をフィードバックしていない状態



光をフィードバックした状態

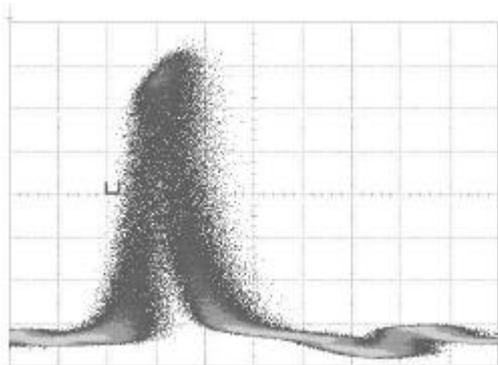
Scale:20.0mV/div ,Time:50.0ps/div

図 3.18] 光 フィードバックによるタイミング変化

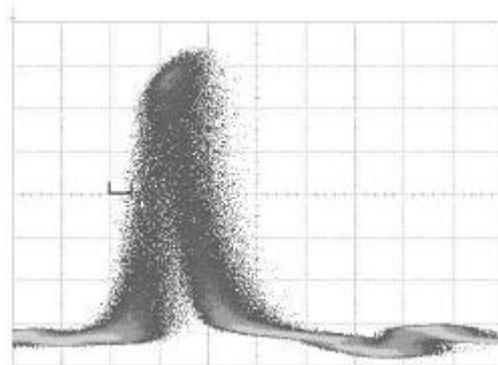
光ファイバが温度変化によって伸縮することを利用して、フィードバックする距離を変化させ、光がレーザ内部に入射するタイミングを調整した。

氷とドライヤーを使って約 0 ~ 40 間で温度変化させると、ファイバ中を通過するパルスを時間的に変動させてみた。

今回利用した $1.55 \mu\text{m}$ 帯零分散ファイバの一般的な熱膨張係数が $0.065 \text{ps/m/}^\circ\text{C}$ 、ファイバの常温のケーブル長が約 2.12m であることから、約 5.5ps と見積もられる。



氷による冷却 (約 0)



ドライヤーによる加熱 (約 40)

Scale:20.0mV/div ,Time:50.0ps/div

図 3.19)ファイバの温度伸縮によるタイミング変化

発生させた光パルスのパルス幅は繰り返し周波数 1.5GHz から 667ps で,これに対して温度操作による約 5.5ps という変動では LD の発振しきい値付近の適当なタイミングへ光パルスをフィードバックすることはできない。

別の測定として,出力光パルスとフィードバック光パルスの時間的關係を求めた。

真空中の光速 3.0×10^8 m/s , 1.55μ m 帯零分散光ファイバ規格化群速度 0.679 から,繰り返し周波数 1.5GHz の光パルス 1 つの立ち上がりから,次のパルス立ち上がりまでの長さが 0.136m であると導ける。

また光パルスをフィードバックさせる経路の総距離は偏向コントローラを除いた場合で約 12.658m であった。

このことから,1 番目に出力された光パルスがフィードバックして入射されるのは,94 番目に出力される光パルスであると思積もられる。

この關係から,光パルスのフィードバックタイミングを 1 周期分ずらすには,変調周波数を何% 変化させれば可能であるかということがわかる。

今後の実験計画では,これを利用したフィードバックタイミングの操作を,課題の 1 つとして検討してみる。

第 4 章 結論

【まとめ】

利得スイッチング法による光パルス発生では、パルス発振のタイミングに揺らぎが発生することを確認した。

その揺らぎを抑圧するための手段として、LD の出力した光パルスの一部をフィードバックすることで、LD に外部から CW 光を注入するとタイミングジッタが低減するのと同様の効果を生むことを試みた。

レーザ出力光を分岐すると出力光強度が下がるために、パワースペクトルが RF スペクトルアナライザの分解能力より下まわり、観測し難い状態となった。

偏向コントローラを用いて、フィードバック光の偏波方向を調整すると、パルス発生のタイミングが数 ps 後ろにシフトすることを確認した。

これにより、パルス発生のタイミングに、光フィードバックによる変化が現れていることがわかったが、ジッタ成分の低減は見受けられない。

そこで、光ファイバの温度伸縮を利用して、フィードバックする距離を変化させることで、光がレーザ内部に入射するタイミングを調整したが、元の出力光パルスの繰り返し周期に対し約 1% しか変動させることができなかった。

今回は、ジッタの低減する最適な光フィードバックタイミングを判別するには至らず、タイミングジッタ抑圧にどれほどの効果をもたらしたかという部分では、十分な結果を得ることができなかった。

今後の課題と対策として、光パルス発生タイミングの適当な時間位置へ光フィードバックする別の手段として、次の方法を検討する予定である。

1. 光パワーの低下に関して、光受信器の前段に光増幅器を接続するか、後段に電気増幅器を導入する。
2. 出力した光パルスが、何番目のパルスに戻されるかがわかったことから、フィードバック経路の距離を変えず、パルスの変調周波数を変えることにより、フィードバック光パルスの LD 入射タイミングを操作できると考える。
3. 光フィードバック部に、長尺の異なるファイバの組み合わせ接続する。

【参考文献】

- | | |
|--|----------------|
| 通信ネットワーク | 荒谷 孝夫 著 |
| 半導体レーザーの基礎 | 栖原 敏明 著 |
| 半導体レーザー | 伊賀 健一 著 |
| レーザー光学の基礎 | 伊賀 健一 著 |
| 光ファイバ通信入門 | 伊賀 健一・末松 安晴 共著 |
| 光ファイバ通信技術 | 山本 杲也 著 |
| 光情報材料 | 神谷 武志 著 |
| 1.5ミクロン波長帯MQWを用いた光横注入構造双安定レーザーの研究 | 野中 弘二 著 |
| 第58回応用物理学会学術講演会 講演予稿集 No.3より | |
| 利得スイッチング法を用いた光 光サンプリングシステムにおけるシステムジッタの低減 | (株)テラテック 第3研究部 |
| CW光注入による非線形ループミラーを用いた超短パルス光のジッタ低減 | (株)テラテック 第3研究部 |

【謝辞】

本論文をまとめるにあたり,多大な御指導,御鞭撻を賜りました野中弘二助教授に感謝の意を表します。

本研究の場を与えていただき,御指導賜りました神戸宏教授に心から感謝いたします。

本研究を進めるにあたり,協力してくれた竹内康訓,濱田正典,中野雄大,寺西正臣,豊永祐輔に感謝いたします。