

外部変調器のオーバードライブによる 高調波モード同期ファイバリングレーザの高繰り返し化の検討

High Repetition Operation of Harmonically Mode-Locked Fiber Ring Lasers by Over-Driving External Optical Modulators

水野敏紀†, 濱田 正敏†, 森 正和†, 西澤 典彦†, 後藤 俊夫‡, 後藤 了祐‡, 丸橋 大介‡
Toshiki MIZUNO, Masatoshi HAMADA, Masakazu MORI, Norihiko NISHIZAWA, Toshio GOTO,
Ryousuke GOTO, and Daisuke MARUHASHI

Abstract : To obtain high repetition operation of harmonically mode-locked fiber ring lasers, modulation techniques of external modulators as well as planar circuit technologies are experimentally investigated. Characteristics of passive components based on planar circuit technology are evaluated, and there is no significant problem up to 20GHz operation. On the other hand, the over-drive technique is indispensable to drive external modulators. By using this technique, high repetition operation up to 30GHz is feasible.

1. はじめに

Er ドープ光ファイバを利得媒体に用いたファイバリングレーザは、広い波長帯域で動作し、かつ光ファイバとの整合性が良いため、光通信や光信号処理の光源として各種の応用がある。特に、数 GHz 以上の繰り返しで動作する高調波モード同期ファイバリングレーザは、高繰り返し短パルス光源としての応用のみでなく、周波数基準用にも用いることができる。

我々は、マイクロ波帯と光帯との橋渡しをする光源としての高調波モード同期ファイバリングレーザに着目し、検討を進めてきた。安定化に関しては、予備変調方式による高調波モード同期ファイバリングレーザを提案すると共に¹⁾、セラミック振動子を用いたリング長制御法の実験を進めた²⁾。また、高繰り返し化については、GHz 帯位相同期ループとその関連技術を検討し³⁾、繰り返し周波数 12.8GHz 程度までが可能となった。

現在、我々は高調波モード同期ファイバリングレーザの新たな応用として、半導体レーザとの相互注入同期や、半導体レーザの全光制御モード同期法⁴⁾の光源として利用することを考えている。図 1.1 に、全光制御モード同期法への応用の例を示す。高調波モード同期ファイバリングレーザ (HMFRL) を用いて、Fabry-Perot 型半導体レーザ (F-P LD) の縦モードのスペクトル線幅狭窄化と、モード同期に必要な励起光注入とを同時に行うものである。但し、HMFRL の縦モード間隔を F-P LD の縦モード

の 1/偶数にしておく必要がある。HMFRL の縦モード 1 を F-P LD の縦モード 1' に注入することで 1' の線幅を狭窄化する。同様に、HMFRL の縦モード 2 を F-P LD の縦モード 2' に注入することにより、2' の線幅を狭窄化する。そして、HMFRL の縦モード 3 を cw 励起光として F-P LD に注入することにより、F-P LD の主縦モード間の相互注入同期を引き起こすことができる。1、2、3 以外の成分は必要でないため、光フィルタでカットする。

具体例として、1.55 μm 帯で共振器長 300 μm の FP-LD を考えると、図 1.1 の縦モード間隔 Δf_{LD} は約 140GHz になる。140GHz を小さい偶数で順に割っていけば、HMFRL の縦モード間隔 (= 繰り返し周波数) として要求される値は、70GHz、35GHz、17.5GHz となる。現在、容易に入手できる受動・能動部品は周波数 15GHz 程度までであるので、まずは繰

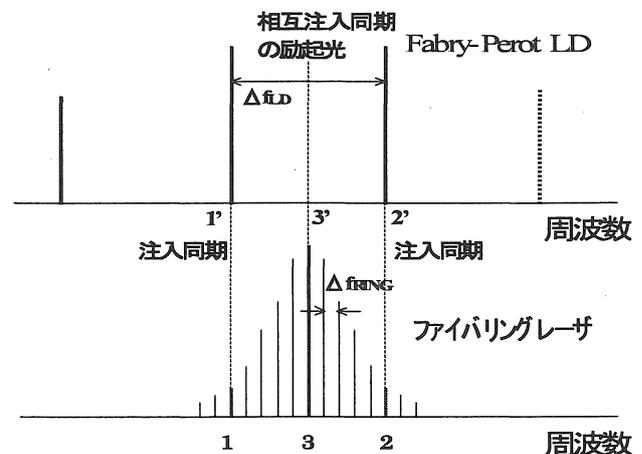


図 1.1 全光制御モード同期法における光源としての応用

† 愛知工業大学大学院 工学研究科(豊田市)
‡ 名古屋大学大学院 工学研究科(名古屋市)
‡ 中部大学 総合工学研究所(春日井市)
‡ 富士通株式会社 光開発推進部(川崎市)

り返し周波数 17.5GHz を当面の目標に設定した。その上で、どこまで繰り返し周波数を上げられるかを検討した。

複数個の光変調器を縦続接続して変調(あるいは復調)の周波数を上げる方式がいくつか提案されている⁵⁻⁷⁾。しかし、本研究の目的である HMFRL への適用という点では現実的な方法ではない。ここでは、通常構成の HMFRL を念頭に置き、一つの光変調器を用いるのみという条件下で、高繰り返し化のために必要な要素技術の検討を進めた。

2. ストリップ線路

ここでは文献 3 と同じく、基板加工機(ミツ製 FP-7A、加工精度±0.1mm)による切削加工を前提として検討を進めた。10GHz 以上の周波数では ARLON 社の DICLAD880(ガラスクロス・テフロン、 $\epsilon_r=2.17$)を選択した³⁾。DICLAD880 基板の構造パラメータを図 2.1 に示す。

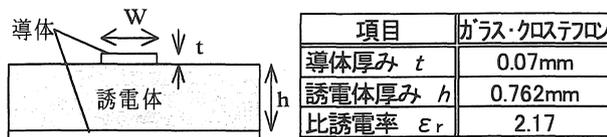


図 2.1 DICLAD880 (ガラス・クロス・テフロン) の構造パラメータ

ストリップラインの特性は、特性インピーダンス Z_{0f} 、波長短縮率 k (ストリップライン上の波長/真空中での波長)、減衰定数 α によって表すことができる。使用基板が指定されれば、設計時に変えられるパラメータは導体幅 W のみである。導体幅 W は特性インピーダンス Z_{0f} が与えられた値となるように決められる。これにより、波長短縮率 k と減衰定数 α が決まる。導体幅 W と、特性インピーダンス Z_{0f} 、及び周波数 f での波長短縮率 k の関係は次式により求めた⁸⁾。

$$Z_{0f} = \frac{Z_0'}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

$$Z_0' = \frac{42.4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + \frac{4h}{W'} \left(b + \sqrt{b^2 + a\pi^2} \right) \right\}$$

$$a = \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2}, \quad b = \frac{4h(14 + 8/\epsilon_r)}{11W'}$$

$$W' = W + a\Delta W$$

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \frac{4}{\sqrt{(t/h)^2 + 1} [\pi(W/t + 1.1)]^2} \right\}$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - (Z_0'/Z_0)^2}{1 + (0.6 + 0.009Z_0)(0.8\pi hf/Z_0)^2}$$

ここで、 Z_0' は(2.1)式で $\epsilon_r=1$ とした時の Z_0 であり、周波

数 f の単位は [GHz]、誘電体の厚み h の単位は [mm] とする。

使用する特性インピーダンスは三種類に限定し、信号線路は 50[Ω]、DC バイアス供給用は 100[Ω]、信号の合波・分波に用いるラットレスのリング部は 70.7[Ω] とした。

周波数 $f=18$ [GHz] で特性インピーダンスが 50[Ω] となるようにパラメータを決め、長さ 38[mm] の直線状ストリップラインを試作した。20[GHz] までの S パラメータの測定結果を図 2.2 に示す。ネットワークアナライザとストリップラインの接続には、K コネクタ経由で入出力をインターフェースするテストフィクチャを用いた。伝送損失は、 $-|S_{21}|$ から 0.26[dB/cm] 程度となる。一方、入力インピーダンス S_{11} は、最悪でも $VSWR=1.6$ であった。これらの結果から、DICLAD880 は 20[GHz] 程度までの平面回路を構成する上で十分に使用可能な特性を有することが分かった。

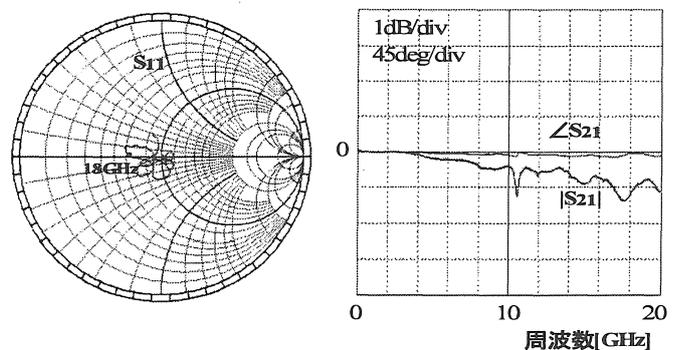


図 2.2 直線状ストリップライン(38mm)の特性

次に、信号の合波・分波に用いるラットレス⁹⁾の試作評価を行った。ラットレスは図 2.3 のような回路で、円形部分は 1.5 λ の長さで 70.7[Ω] の特性インピーダンスをもたせてある。Port 1 から入力すると、Port 2 と Port 4 には半分ずつの電力が現われ、Port 3 には何も現われない。逆に Port 3 から入力すれば Port 2 と Port 4 に半分ずつ現われて、Port 1 には何も現われない。

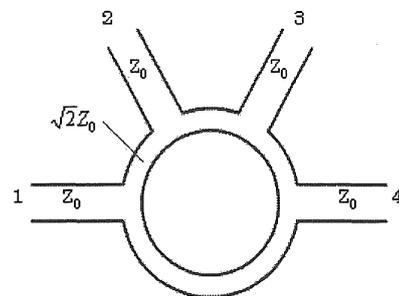


図 2.3 信号の合波・分波用ラットレス

DICLAD880 基板を用いて、18GHz 用ラットレスを試作した。その特性評価結果を図 2.4 に示す。ラットレスには 4 つの Port があり、テストフィクチャが使用できないため、ネットワークアナライザとラットレスの接続にはすべて OSM コネクタを用いた。OSM コネクタは、カタログでは 20GHz まで特性保証されている。

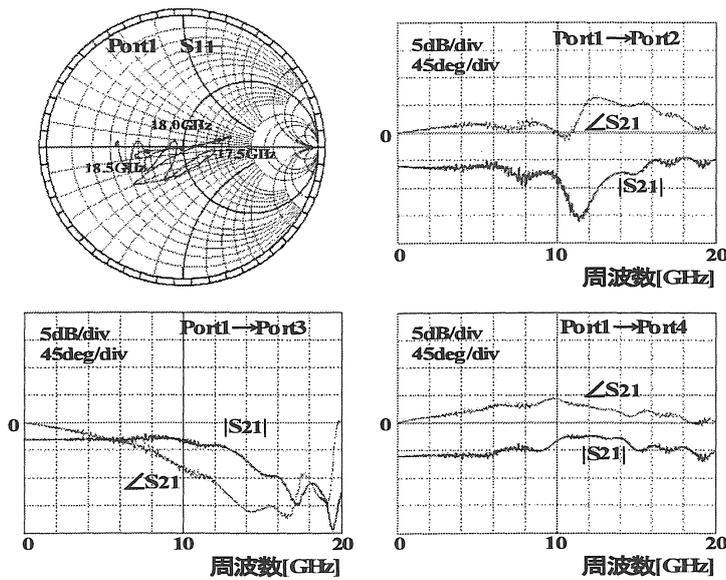


図 2.4 18GHz 用ラットレスの特性

Port1→Port2、Port1→Port4 の伝送損失 $|S_{21}|$ は、理想値は 3dB であるが、実測は 5dB 程度となった。また、Port1→Port3 の伝送損失は、理想値は無窮大であるが、実測は 24dB であった。一方、入力インピーダンス S_{11} は 18[GHz] ではば 50[Ω] になっている。これらから、18GHz 用ラットレスは十分使用可能な特性であることが分かった。

3. 外部変調器の直接駆動

まず、通常の外部変調器の駆動方法で、18GHz において光変調器が使用可能かどうかを調べると同時に、100% 変調とするためには、RF 信号をどれくらい増幅する必要があるかの検討を行った。外部変調器の DC バイアスは、最大出力光パワーの 1/2 程度になるように設定した状態で、peak to peak 値が V_{π} 以下の RF 正弦波信号を加えた。

実験系を図 3.1 に示す。波長可変光源(TLD)から 1.55 μm 、0dBm の信号光を発生させて、偏波制御器を通して直線偏波にし、外部変調器(Mach-Zehnder 変調器、EOSpace 製、20Gps)を用いて変調した。この時、RF 信号発生器は最大出力レベルの 13dBm(2.8Vp-p)で印加して、直流バイアスはピーク値の半分のパワーになるように設定した。外部変調器からの

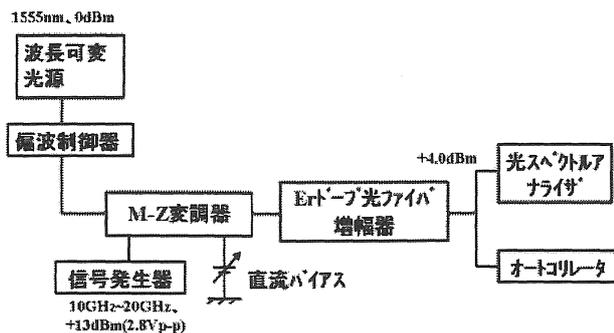


図 3.1 18GHz 正弦波直接変調の実験系

出力光を Er 添加光ファイバ増幅器で+4.0dBm まで増幅し、光スペクトルアナライザを用いて測定した。

18GHz で正弦波変調を行った時の、光スペクトルアナライザでの測定結果を図 3.2 に示す。図 3.2(b)は図 3.2(a)の波長軸を拡大したものである。光スペクトルアナライザの分解能が 0.07nm であるため、図 3.2 において ± 18 [GHz] の側波帯成分をはっきりと確認することができる。また、図 3.2(b)から電界の振幅変調率を計算すると 25%となる。変調器は 18GHz において十分使えることが分かったが、ファイバリングレーザー内の変調器として用いるには変調率が小さい。100%変調とするには 12dB ほどの増幅が必要である。この時には、18GHz の増幅器として+30dBm 近い高出力パワーが要求されるため、市販の GaAs FET では実現困難である。

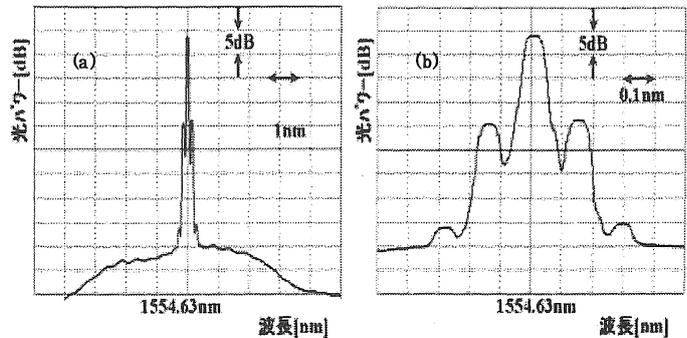


図 3.2 18GHz 正弦波直接変調時の光スペクトル

4. 外部変調器のオーバードライブ駆動

前節の結果から、ストリップライン、ラットレス、外部変調器は、周波数 18GHz において全て使用可能であることが分かった。しかし、増幅器として用いるための GaAs FET に高出力パワーが要求されるため、平面回路を組み込んだ増幅器を構成することが困難である。そこで、実験系を見直し、変調器をオーバードライブ駆動する手法について実験検討を行った。オーバードライブ駆動とは、peak to peak 値が V_{π} の整数倍の RF 正弦波信号を外部変調器に加えることによって、RF 信号周波数の整数倍の周波数で変調動作させるものである。RF 信号発生器の周波数を変調周波数の 1/2 以下にできるため、外部変調器を駆動するための電気信号系(受動回路、能動回路)に要求される周波数特性が著しく軽減される。

4.1 オーバードライブ駆動の分類

RF 正弦波信号の peak to peak 値が $2V_{\pi}$ の場合について、外部変調器の DC バイアスでオーバードライブ駆動を分類したものを図 4.1 に示す。最大光出力となる点に DC バイアスする場合

を「 $2f_m \cdot$ 同相」、最小光出力となる点に DC バイアスする場合を「 $2f_m \cdot$ 逆相」と呼ぶことにする。

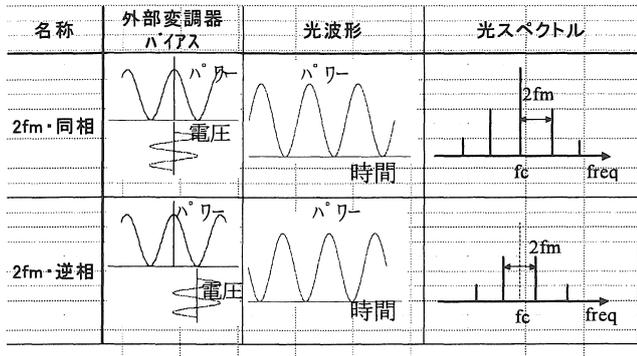


図 4.1 オーバードライブ駆動の分類

各バイアス条件における光スペクトルは次のように計算される。まず、Mach-Zehnder 型光変調器における電界の伝達関数 T_E は次式で与えられる¹⁰⁾。

$$T_E = \frac{\exp(-j\beta_1 L) + \exp(-j\beta_2 L)}{2} = \exp(-j\bar{\beta} L) \cos(\Delta\beta L) \quad (4.1)$$

ただし、

$$\bar{\beta} = (\beta_1 + \beta_2) / 2$$

$$\Delta\beta = (\beta_1 - \beta_2) / 2$$

であり、 β_1, β_2 は干渉計の各アームを伝播する光信号の伝播定数である。振幅変調用の Mach-Zehnder 型光変調器では、 $\beta_2 = -\beta_1$ の条件下で動作するので、チャープパラメータ^{11,12)}は 0 となり、 T_E は次のようになる。

$$T_E = \cos(\Delta\beta L)$$

直流バイアスと RF 電圧を加える場合は、伝播定数 $\Delta\beta$ は次のように表せる。

$$\Delta\beta L = \phi_0 + \phi_m \sin(\omega_m t) \quad (4.2)$$

入力光電界の角周波数を ω_c として、出力光電界の振幅スペクトルを求めると、表 4.1 の結果が得られる。同表には、参考

角周波数	一般	$2f_m \cdot$ 同相 ($\phi_0=0$)	$2f_m \cdot$ 逆相 ($\phi_0=\pm\pi/2$)	$f_m \cdot$ 同相 ($\phi_0=\pi/4$)
$\omega_c - 2\omega_m$	$\cos\phi_0 J_2(\phi_m)$	$J_2(\phi_m)$	0	$J_2(\phi_m)/\sqrt{2}$
$\omega_c - \omega_m$	$-j \sin\phi_0 J_1(\phi_m)$	0	$\mp J_1(\phi_m)$	$-j J_1(\phi_m)/\sqrt{2}$
ω_c	$\cos\phi_0 J_0(\phi_m)$	$J_0(\phi_m)$	0	$J_0(\phi_m)/\sqrt{2}$
$\omega_c + \omega_m$	$j \sin\phi_0 J_1(\phi_m)$	0	$\pm J_1(\phi_m)$	$j J_1(\phi_m)/\sqrt{2}$
$\omega_c + 2\omega_m$	$\cos\phi_0 J_2(\phi_m)$	$J_2(\phi_m)$	0	$J_2(\phi_m)/\sqrt{2}$

表 4.1 オーバードライブ駆動の方式と電界の振幅スペクトル

のために通常の駆動方法($f_m \cdot$ 同相)でのスペクトルも示した。

$2f_m \cdot$ 同相駆動では、RF 信号の peak to peak 値が $2V_\pi$ (この時、 $\phi_m = \pi/2$) のときに変調度 100% となる。この駆動方式では、一般に出力光信号には入力光信号の周波数成分が含まれる。

一方、 $2f_m \cdot$ 逆相駆動では、出力光パワーが 0 となる点に DC バイアスを設定するため、RF 信号の peak to peak 値によらず変調度 100% となる。また、出力光信号には入力光信号の周波数成分が含まれない。

全光制御モード同期法の光源として用いる場合には、主縦モード間の相互注入同期を起こさせるための励起光が必要であるので、 $2f_m \cdot$ 同相駆動で用いられたい。

4.2 オーバードライブ駆動用平面回路の特性

変調周波数 20GHz をオーバードライブ駆動で実現することを目標にして、平面回路の試作を行うと共に、変調実験を行った。前節の実験で、ストリップラインの伝搬特性は 20GHz まで測定してあるので、ラットレスの特性評価から始めた。

RF 信号発生器からの周波数は、変調信号 20GHz の $1/2(10\text{GHz})$ によいたため、10GHz 用ラットレスの伝搬損失をネトリ

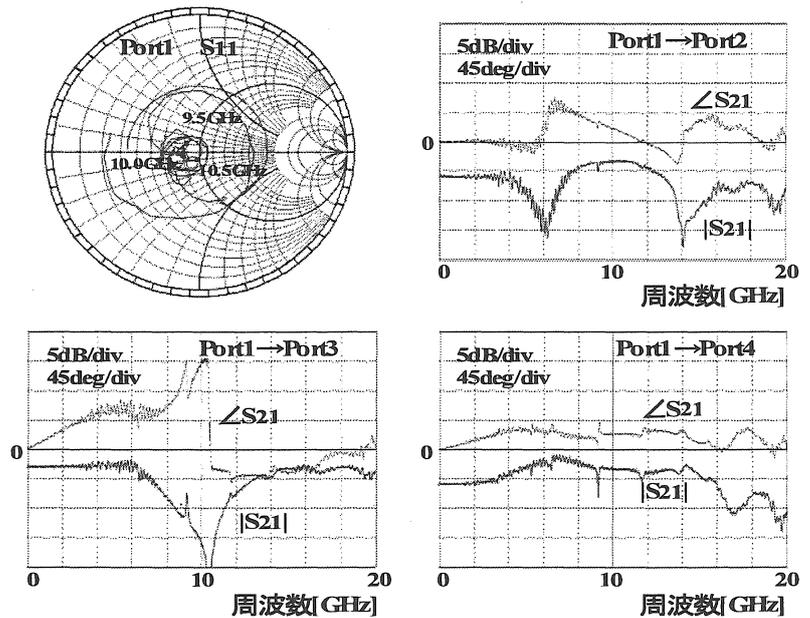


図 4.2 10GHz ラットレスの特性

アライズで測定した。ネットワークアナライザとラットレスの接続には OSM コネクタを用いた。図 4.2 に測定結果を示す。理想的な特性では、10GHz において、Port1→Port2、および、Port1→Port4 の伝送損失 $-|S_{21}|$ は 3dB、一方、Port1→Port3 の $-|S_{21}|$ は無限大となるべきである。実測では、10GHz における $-|S_{21}|$ は、Port1→Port2、および、Port1→Port4 で 3dB であった。また、Port1→Port3 の $-|S_{21}|$ は 64dB であった。したがって 10GHz ラットレスは使用する上で十分な特性であることが分かった。

また、10GHzの増幅器は、市販のGaAs FET(富士通カマデバイ製FSX52WF)を用いた平面回路で構成し、出力パワー+24dBm(=10Vp-p)が得られた。衛星放送の周波数帯まで(~14.5GHz)であれば、出力パワー+30dBm程度のGaAs FETを容易に入手できるため、より高出力化することは可能である。

4.3 オーバードライブ駆動の実験

外部変調器のオーバードライブ駆動による20GHz正弦波変調の実験を行った。その構成系を図4.3に示す。波長可変光源(TLD)からの1.55 μ m、+10dBmの信号光を、偏波制御器を通した後に光外部変調器に入力した。高周波信号はRF信号発生器により、10GHz、+18dBmの信号を発生させ、増幅器を通して+24dBmまで増幅してから光外部変調器に印加した。DCバイアス点を調整し、2fm・同相駆動と2fm・逆相駆動の二つの場合について実験した。光変調器から出力された光をPIN-PDで検出して光スペクトルアナライザで観測した。

出力光を光スペクトラムアナライザとサンプリングオシロスコープで観測した結果を図4.4に示す。同図(a)の搬送波成分と側波帯成分

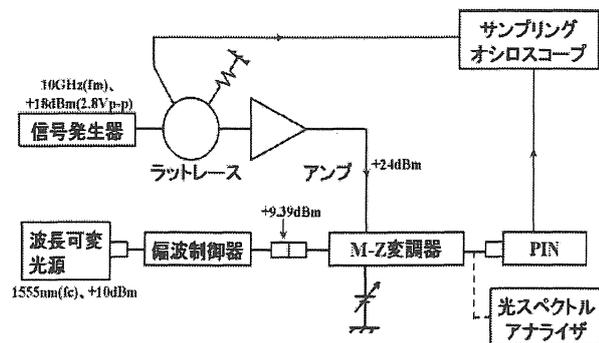


図4.3 オーバードライブ駆動の実験系

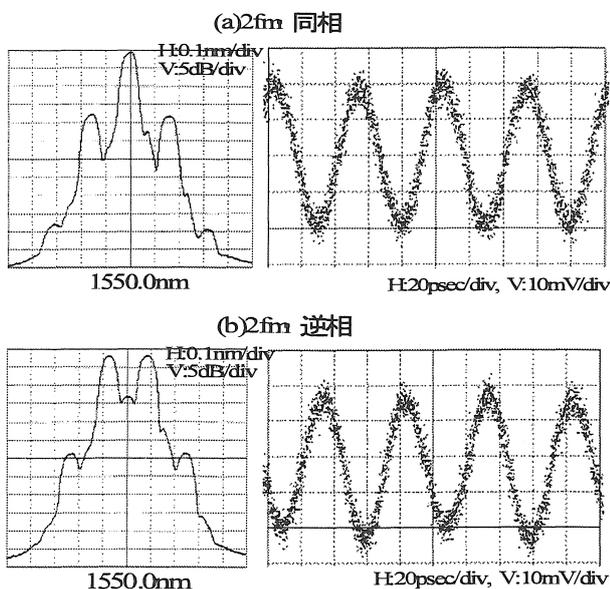


図4.4 光スペクトルと光波形

のパワー比から、電界の振幅変調率を求めると59.7%であった。これから10GHzにおける V_{π} を見積もると8.3[V]となる(添付データは4.7[V]@1GHz)。100%の振幅変調率とするには現状の駆動電圧よりも4.4dB増幅する必要があるが、これは市販のGaAs FETで実現可能な値である。

一方、図4.4(b)のスペクトルから同様に V_{π} を見積もったところ、上記とほぼ同じ値が得られた。

光スペクトル波形を比較すると、2fm・同相駆動(図4.4(a))では搬送波成分があるが、2fm・逆相駆動(図4.4(b))には搬送波成分がない。高速光通信における長距離伝送では信号帯域を抑えるために、図4.4(b)のキャリアレズ信号が有効であるが¹³⁾、全光モード同期法への応用を考える場合は図4.4(a)のような搬送波成分が必要である。

以上から、全光モード同期法への応用を考える場合は、2fm・同相駆動とすればよいことが分かった。また、RF信号発生器の周波数は変調信号の1/2でよいため、駆動回路に対する周波数特性条件が大幅に緩和されることが分かった。

5. まとめと今後の予定

一台の外部変調器のみを用いるという条件下で、繰り返し周波数が18GHz程度の高調波モード同期ファイバリングレーザを実現するための手法を検討した。回路の要素技術を実験検討し、実際に外部変調器を駆動して変調特性を評価した。

DICLAD880基板、およびそれを用いたストリップラインやラットレースなどの受動平面回路は、20GHz程度まで使用可能であることが分かった。

一方、外部変調器を直接に18GHz程度のRF信号で駆動することは困難であり、オーバードライブ駆動が有効な手段であることを確かめた。市販GaAs FETの特性から考えて、オーバードライブ駆動を用いることにより、繰り返し周波数30[GHz]程度の高調波モード同期ファイバリングレーザが可能との見通しが得られた。

今後の課題は、より高出力動作が可能なGaAs FETを用いて、変調周波数30GHz程度で100%の振幅変調率を実現することである。

6. 参考文献

- [1]B.P.Singh, T.Tazaki, K.Ikeda, M.Mori, T.Goto, and A. Miyauchi, "Mode-locking of fiber ring lasers with a coherent-phase relationship among axial mode groups", *Optics & Laser Technol.*, 27, No.4, pp.275-277(1995).
- [2]森正和, 松永雅規, 濱田正敏, 西沢典彦, 後藤俊夫, 後藤祐, 丸橋大介, "高調波モード同期ファイバリングレーザにおけるリング長制御特性", 愛知工業大学研究報告, 39B, pp.115-120(2004).
- [3]森正和, 水野敏紀, 濱田正敏, 叶奕亮, 西沢典彦, 後藤俊夫, 後

藤了祐,丸橋大介,"GH z 帯位同期ループとその関連技術に関する検討",愛知工業大学研究報告,40-B,pp.91-99(2005).

[4]H.Kasuya, M.Mori, R.Goto, T.Goto, and K. Yamane,"All-optical mode-locking of Fabry-Perot laser diode via mutual injection locking between two longitudinal modes",*Appl.Phys. Lett.*,75,No.2,pp.13-15(1999).

[5]中島将光,"光変調器の縦続結合による超高速変調について",電子情報通信学会春季全国大会,4-261(1989).

[6]神野正彦,松本隆男,"カスケード接続光強度変調器による50Gb/s 光テラマルチプレクシング",電子情報通信学会秋季大会,B-666(1991).

[7]清野實,"Ti:LiNbO₃ 変調器、フィルタの開発",電子情報通信学会エレクトロニクスサイエンス大会,C-210(1996).

[8]倉石源三郎,"マイクロ波回路",pp.186-189、東京電機大学出版局(1983).

[9]内藤喜之,"マイクロ波・ミリ波工学",pp.132-137,およびpp.140-141,電子情報通信学会大学シリーズ(1986).

[10]F.Koyama and K.Iga,"Frequency chirping of external modulation and its reduction",*Electron.Lett.*,21,No.23,pp.1065-1066(1985).

[11]A.Djupsjoback,"Residual chirp in integrated-optic modulators",*IEEE Photon.Technol.Lett.*,4,No.1,pp.41-43(1992).

[12]M.Schiess and H.Carlden,"Evaluation of the chirp parameter of a Mach-Zehnder intensity modulator",*Electron.Lett.*,30, No.18,pp.1524-1525(1994).

[13]K.Yonenaga, S.Kuwano, S.Norimatsu, and N.Shibata,"Optical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation",*Electron.Lett.*,31,No.4,pp.302-304(1995).

(受理 平成18年3月18日)