

主动谐波锁模掺铒光纤环形激光器 调制特性研究*

王 林 马晓红 于晋龙 杨恩泽 张以谟 陈才和 黄 超

(天津大学精密仪器与光电子工程学院, 教育部光电信息技术科学开放实验室 天津 300072)

摘要 分析了 LiNbO_3 电光强度调制器的非线性调制特征, 论述在主动谐波锁模掺铒光纤环形激光器(AHML-EDFL)中利用该调制器的非线性来获取高阶锁模脉冲的物理机理和调制方法。在实验上, 通过多种非线性调制手段, 从 AHML-EDFL 中获取了分频, 2 阶, 3 阶等阶锁模脉冲序列。

关键词 主动谐波锁模, 调制深度, 光纤激光器

1 引 言

作为光纤通信系统的超短光脉冲源一般都应能产生重复频率为 1~ 100 GHz 的光脉冲序列。主动谐波锁模掺铒光纤激光器(AHML-EDFL)因具有输出脉冲啁啾小、可调谐范围大、重复频率高等优点, 是一种极其重要的超短光脉冲源。目前, 为了克服掺铒光纤激光器输出脉冲最高重复频率受调制器和信号源上限截止频率限制的不足, 常采用以下三种方法来产生高重复率输出脉冲: 一是通过有理数谐波锁模(RHML)技术^[1]; 二是利用 LiNbO_3 光调制器的非线性, 通过给调制器加上适当偏压和射频(RF)驱动电压来获取某次高阶锁模脉冲^[2]; 三是利用光纤激光器中的 SPM 和群速度色散(GVD)效应使激光系统的稳态受到调制来产生高重复率输出脉冲^[3]。本文仅限于讨论采用第二种调制方法来获取高阶锁模脉冲的物理机制和具体的调制手段。

2 LiNbO_3 强度调制器的频谱结构

LiNbO_3 光调制器分为强度调制器和相位调制器两种。这里着重研究 LiNbO_3 强度调制器的透射函数与调制参数之间的关系。以 LiNbO_3 晶体作为导波介质的 Mach-Zehnder 干涉仪强度调制器是利用一级电光效应, 即普克耳斯(Pockels)效应而制成的。晶体在外加电场作用下呈现各向异性。由于 LiNbO_3 强度调制器的每个分支光波导所产生的现象均是相位调制, 只是两光波在第二个 Y 分支点相互干涉而呈现强度调制的结果, 因此电光强度调制的实质是通过两个调相波相互干涉形成调幅波。 LiNbO_3 强度调制器的出射光场一般可表示为^[4]

* 863 计划和国家自然科学基金(编号: 69807002)资助项目。

收稿日期: 1998-11-16; 收到修改稿日期: 1999-11-16

$$E_{\text{out}}(t) = \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} + \alpha \frac{\pi}{2} \cos(\omega_m t) \right] \cos(\omega t) \quad (1)$$

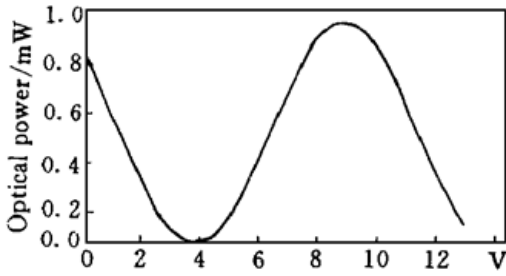


图 1 LiNbO₃ 强度调制器直流传输特性曲线

Fig. 1 The transfer function of a LiNbO₃ amplitude modulator

上式中 $\beta = V_b/V_\pi$, 其中 V_b 为偏置电压, V_π 为调制器的半波电压; $\alpha = V_{ac}/V_\pi$, 它表示加在调制器上的驱动信号电压幅度大小, 其中 V_{ac} 是角频率为 ω_m 的正弦射频信号的电压幅值, 式(1)表明调制器出射光场与加在调制器上的电压($V = V_b + V_{ac}$)呈现非线性关系, 这意味着调制器具有频率变换能力, 其输出信号可能比输入信号具有更丰富的频率成分。从上式可看出影响两支路调相波相互作用的外界因素有两个: 一是稳横电场, 即直流偏置电压 V_b , 二是交变电场, 即调制信号电压 V_{ac} , 它们是决定调制器出射光谱

结构的关键所在。图 1 为实验所测得 LiNbO₃ 强度调制器的透射曲线。显然, 如果使 V_b 处于线性区(波峰和波谷之间斜率变化较缓慢的区域), 则在小信号调制情况下, 输出调幅波是输入调制信号的线性复现; 而若将 V_b 设置在非线性工作区, 即调制器透射率的峰值处或波谷处, 就能较容易地获得重复频率数倍于调制频率的高阶锁模脉冲。

为了较好地了解调制器的频谱特征, 将式(1)用级数展开成含有贝塞尔系数的 \cos 函数形式

$$E_{\text{out}}(t) = J_0 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} \right] \cos(\omega t) - J_1 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[\beta \frac{\pi}{2} \right] \cos(\omega t \pm \omega_m t) - J_2 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} \right] \cos(\omega t \pm 2\omega_m t) + J_3 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[\beta \frac{\pi}{2} \right] \cos(\omega t \pm 3\omega_m t) + \dots \quad (2)$$

式(2)中的 $J_n(\alpha)$ 是以 α 为参数的 n 阶第一类贝塞尔函数, J_0 代表中心频率项, 而 J_1, J_2 和 J_3 则分别表示输出光谱成分中的一阶、二阶和三阶边模, 从上式可看出在载频上下有许多边频分量, 它们与载频分量相隔都是调制频率的整数倍。可见调幅过程实际上是一种频率搬移过程。经过调制后, 调制信号的频谱被搬移到载频附近, 并形成上下对称的边带, 其频谱宽度和边带的数目以及它们的幅度大小都与调制器的调制参数有关。在偏置状态一定的情况下, 载频分量与各次边频分量的幅值大小由对应的各阶贝塞尔函数值所确定。因此, 一般各次高阶谐波的振幅随着 V_{ac}/V_π 的增加而变大。图 2, 图 3 分别给出贝塞尔函数曲线和 LiNbO₃ 强度调制器在单一正弦射频信号驱动下的频谱与调制深度的关系。图 3 表明 LiNbO₃ 强度调制器输出频谱的边带数量和幅值随调制深度 Ω 的加大而增加, 一般调制深度越大, 则具有较大振幅的边频分量就越多。

2.1 调制器直流偏压对调制器输出光场的影响

由于式(2)中每一项前面的两个因子 (α 和 β) 分别表示加在调制器上的射频驱动电压 V_{ac} 和偏置电压 V_b 对输出脉冲的影响, 因此, 当调节 V_b 使得含有正弦的那一项为零时, 则意味着在调制器中所有的奇次谐波分量都被有效地抑制, 此时调制器的透射函数可表示为

$$E_{\text{out}}(t) = J_0 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} + \theta \right] \cos(\omega t) - J_2 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} + \theta \right] \cos(\omega t \pm 2\omega_m t) - J_4 \left[\alpha \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[\beta \frac{\pi}{2} + \theta \right] \cos(\omega t \pm 4\omega_m t) + \dots \quad (3)$$

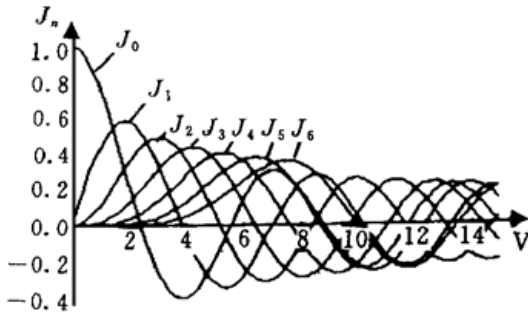


图 2 贝塞尔函数曲线

Fig. 2 Bessel function curves

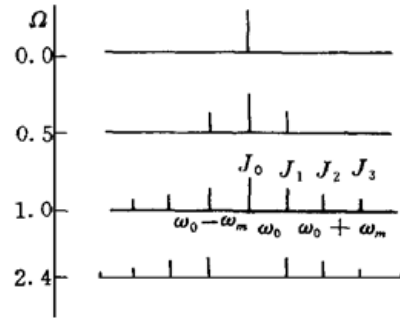


图 3 正弦信号调制下的 LiNbO₃ 幅度调制器的频谱图

Fig. 3 Transmitted intensity spectrum from a amplitude modulator

同理, 也可将 V_b 调到使式 (2) 中仅含奇次谐波分量, 可见给调制器设置一定偏压能达到抑制某组谐波分量的目的, 即 LiNbO₃ 强度调制器的输出频谱随 V_b 的不同而有所不同。

2.2 调制器射频驱动电压对调制器输出光场的影响

在调制器偏压一定的情况下, 根据式 (3) 可知, 若要进一步得到某次高阶谐波分量而抑制不需要的低阶谐波成分, 需通过改变 V_{ac} 的幅值来达到。例如使 $\alpha = (2/\pi) \times 2.405$, 即 $V_{ac} = 1.53V_\pi$ 时, 则式 (3) 中含有 J_0 的这一项就会为零。此时, 二阶谐波分量则成为腔内的主要成分, 而当 $\alpha = (2/\pi) \times 5.136$, 即 $V_{ac} = 3.27V_\pi$ 时, 则 $J_2 = 0$, 二阶谐波分量被抑制掉了, 腔内 4 阶边模成为优势模。所以通过一定的幅度调节和偏置设置就可在 AHML-EDFL 中使得某一纵模的振荡幅度远大于其他纵模, 实验表明用这种方法能够使前者至少高出后者 15 dB 以上。

2.3 当 V_b 处在线性工作区而 V_{ac} 较大时调制器的透射谱

从图 1 可看出调制器一般仅在 V_b 处于线性工作区, 调制电压较小 ($V_{ac} \ll V_\pi/2$) 时, 才可能保证调制器的输出光场是调制信号的线性复现, 其频谱由载波频率和上下两个边频带构成。若将调制信号用交流有效值表示, 则满足线性调制的条件为

$$V_{ac} \leq \frac{0.76}{2\sqrt{2}} V_\pi \tag{4}$$

V_{ac} 过大, 则式 (4) 不成立, 这时即使调制器偏压仍处在线性工作区, 也有可能使线性调制关系遭到破坏并产生一些新的谐波分量。如果其中某次谐波分量正好满足谐振腔的谐振条件就有可能得到以该次谐波频率振荡的激光脉冲序列。下面对这种情形做一个数值模拟, 为了能方便地与我们的实验结果进行比较, 现将式 (1) 表示成功率谱的形式

$$P_0 = \frac{TP_{in}}{2} [1 + \cos(\phi + \phi_m)] \tag{5}$$

式 (5) 中 ϕ 表征 V_b 所引起的附加相位, ϕ_m 代表 V_{ac} 所产生的相移, P_{in} 为输入光功率密度, T 为调制器的插入损耗, 当 V_{ac} 是角频率为 ω_m 的正弦信号时, ϕ_m 可表示为

$$\phi_m = \frac{\pi V_{ac}}{V_\pi} M(\omega_m) \sin[\omega_m t + \theta_m(\omega_m)] = \frac{\pi V_{ac}}{V_\pi(\omega_m)} \sin[\omega_m t + \theta_m(\omega_m)] \tag{6}$$

式 (6) 中的 $M(\omega_m)$ 表示调制器的频率响应, $V_\pi(\omega_m)$ 表示调制器在角频率为 ω_m 的射频信号驱动时的半波电压 (实际应用中调制器的半波电压是调制频率 f_m 的函数), $\theta_m(\omega_m)$ 表示因微波与光载波在调制器波导中速度失配等原因所造成的对调制信号的延时, 当调节加在调制器上的直流偏压 V_b , 使得 $\phi = \pi/2$ 时, 由式 (5) 和 (6) 可得

$$P_0 = \frac{TP_{in}}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi V_{ac}}{V_{\pi}(\omega_n)} \sin[\omega_n t + \theta_m(\omega_n)] \right] \quad (7)$$

将式(7)等式右边第二项展开成贝塞尔函数形式

$$\begin{aligned} \sin \left[\frac{\pi V_{ac}}{V_{\pi}(\omega_n)} \sin[\omega_n t + \theta_m(\omega_n)] \right] = & 2 \left[J_1 \left[\pi \frac{V_{ac}}{V_{\pi}} \right] \sin[\omega_n t + \theta_m(\omega_n)] + \right. \\ & \left. J_3 \left[\pi \frac{V_{ac}}{V_{\pi}} \right] \sin 3[\omega_n t + \theta_m(\omega_n)] + J_5 \left[\pi \frac{V_{ac}}{V_{\pi}} \right] \sin 5[\omega_n t + \theta_m(\omega_n)] \right] \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)表明调制器的输出光场只包含奇次谐波分量。图4是根据上面分析所做的数值模拟结果,该图(a)和(b)是在调制频率 f_m 均为1.2 GHz, V_b 相同且都处在线性工作区时,假设在不同射频信号电压驱动下(V_{ac} 分别等于3.8 V和2.5 V),所得到的LiNbO₃强度调制器的输出脉冲序列(在两个调制周期的时间范围内)。它表明即使调制器偏压处在线性工作区,只要射频驱动电压幅值超过一定大小($V_b + V_{ac} > V_{\pi}$),就有可能在AHML-EDFL中产生高阶锁模脉冲。

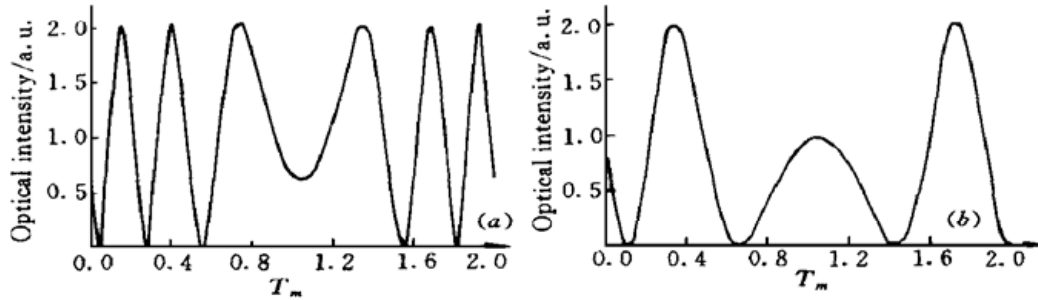


图4 数值模拟所得到的在相同 V_b 而 V_{ac} 不同情况下调制器的输出脉冲序列

Fig. 4 Numerical simulation of output pulse train under different RF signal of amplitude V_{ac}

2.4 在微波混频信号驱动下LiNbO₃强度调制器的输出频谱

前面着重研究了调制器在单一正弦信号驱动下的输出频谱,下面分析调制器在混频信号驱动下的输出频谱,设射频驱动信号是由角频率分别为 ω_{m1} 和 ω_{m2} ,峰值电压分别为 V_{ac1} 和 V_{ac2} 的两个正弦信号构成,此时若调节 V_b 使得 $\phi_b = \pi$,根据式(5)可得

$$P_0 = \frac{TP_{in}}{2} \left[1 - \cos \left[\frac{\pi V_{ac1}}{V_{\pi}(\omega_{m1})} \sin[\omega_{m1} t + \theta(\omega_{m1})] + \frac{\pi V_{ac2}}{V_{\pi}(\omega_{m2})} \sin[\omega_{m2} t + \theta(\omega_{m2})] \right] \right] \quad (9)$$

将式(9)展开成含有贝塞尔系数的 \cos 函数并略去高次项,得

$$\begin{aligned} P_0 = & \frac{TP_{in}}{2} \{ 1 - J_0(X_1)J_0(X_2) - 2J_2(X_1)J_0(X_2) \cos[2\omega_{m1} t + 2\theta(\omega_{m1})] - \\ & 2J_0(X_1)J_2(X_2) \cos[2\omega_{m2} t + 2\theta(\omega_{m2})] + 2J_1(X_1)J_1(X_2) \cos[(\omega_{m1} - \omega_{m2}) t + \\ & \theta(\omega_{m1}) - \theta(\omega_{m2})] - 2J_1(X_1)J_1(X_2) \cos[(\omega_{m1} + \omega_{m2}) t + \theta(\omega_{m1}) + \theta(\omega_{m2})] \} \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中 $X_1 = \pi V_{ac1}/V_{\pi}(\omega_{m1})$, $X_2 = \pi V_{ac2}/V_{\pi}(\omega_{m2})$,由上式可得到在混频信号驱动下,调制器输出的各主要频率分量与调制参数的关系表达式

$$P(2\omega_{m1}) = X(2\omega_{m1}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 \left[\frac{2J_2(X_1)J_0(X_2)}{1 + J_0(X_1)J_0(X_2)} \right]^2 \quad (11a)$$

$$P(2\omega_{m2}) = X(2\omega_{m2}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 \left[\frac{2J_0(X_1)J_2(X_2)}{1 + J_0(X_1)J_0(X_2)} \right]^2 \quad (11b)$$

$$P(\omega_{m1} \mp \omega_{m2}) = \chi(\omega_{m1} \mp \omega_{m2}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 \left[\frac{2J_1(X_1)J_1(X_2)}{1 + J_0(X_1)J_0(X_2)} \right]^2 \quad (11c)$$

(11) 式中的 χ 表示与频率有关的损耗。从式(11) 可看出在混频信号驱动下, 调制器输出光信号不仅含有 $2\omega_{m1}$ 和 $2\omega_{m2}$ 高阶偶次谐波分量, 而且还出现了 ω_{m1} 和 ω_{m2} 组成的和频($\omega_{m1} + \omega_{m2}$) 与差频($\omega_{m1} - \omega_{m2}$)。若 V_{ac1}, V_{ac2} 越大, 则混频效果越明显, 在同样幅度的射频电压驱动下, 使用具有较低半波电压 V_π 的调制器意味着能够通过不太大的射频驱动电压就可获得较高的调制深度, 所以采用半波电压较低的调制器有利于调制器的非线性使用。若调节 V_b 使得式(5) 中的 $\phi = \pi/2$ 时, 则由该式可得调制器在微波混频信号驱动下输出的各主要频率分量与调制参量的关系表达式

$$P(\omega_{m1}) = \chi(\omega_{m1}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 [2J_1(X_1)J_0(X_2)]^2 \quad (12a)$$

$$P(\omega_{m2}) = \chi(\omega_{m2}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 [2J_0(X_1)J_1(X_2)]^2 \quad (12b)$$

$$P(2\omega_{m1} - \omega_{m2}) = \chi(2\omega_{m1} - \omega_{m2}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 [2J_2(X_1)J_1(X_2)]^2 \quad (12c)$$

$$P(2\omega_{m2} - \omega_{m1}) = \chi(2\omega_{m2} - \omega_{m1}) \left[\frac{TP_{in}}{2} [1 + J_0(X_1)J_0(X_2)] \right]^2 [2J_1(X_1)J_2(X_2)]^2 \quad (12d)$$

从上面的分析中可看出在微波混频信号驱动下, LiNbO_3 强度调制器的输出频谱变得更加丰富了。腔内各纵模振荡的幅度除与 V_b 和 V_{ac} 有关外还与抽运功率有关。增加抽运功率可有效地促使调制器的动态范围加宽, 因此在产生高阶锁模脉冲时, 常需要较大的抽运功率。

3 利用 LiNbO_3 强度调制器非线性在 AHML-EDFL 中产生高阶锁模脉冲的物理机制

从上面分析可看出在 AHML-EDFL 谐振腔内建立具有确定结构的辐射场不仅取决于谐振腔的性质, 而且还与调制器的调制参数密切相关。式(2) 表明调制器处于非线性调制情形下在频域上的作用如同一个可调谐滤波器, 而在时域上则表现为调制频率的各谐波分量对载波的幅度调制。因此, 某次高阶锁模脉冲的产生可认为是与此对应的某次高阶谐波调制的结果, 即腔内快门打开的频率(调制器提供周期性损耗的快慢) 取决于调制器中哪一个边模较强。由于各纵模通过 LiNbO_3 强度调制器后所受到的损耗各不相同, 哪一个边模所受到的损耗最小与调制器的偏压和调制深度有着直接关系, 这表明有可能通过改变调制器的调制参数来使得满足腔内谐振条件的某一边模振荡的模式损耗比其他所有模式损耗都低, 致使该模的振荡幅度比其他模都要强些, 由此造成输入到调制器上的光场主要是受到该边模所含有的调制频率谐波分量的幅度调制。显然, 利用调制器的非线性在 AHML-EDFL 中获取某次高阶锁模脉冲运转所要做的就是通过调节调制器的调制参数来控制谐振腔中的模式损耗, 以获得所需的高阶锁模脉冲序列。

4 实验结果与分析

图 5 是实验装置。谐振腔长 $L = 26 \text{ m}$, 基频 $f_{\text{bsc}} = 7.97 \text{ MHz}$, 掺铒光纤放大器(EDFA) 输

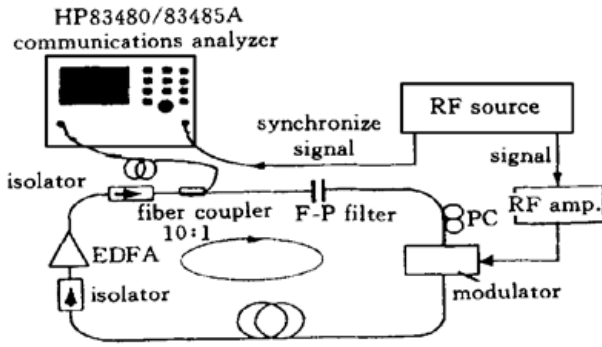


图5 主动锁模掺铒光纤环形激光器实验装置

Fig. 5 Experimental setup of an ultra-high repetition rate erbium-doped fiber laser

出功率约为 4 mW, 调制器的半波电压 $V_{\pi} = 4.8$ V。图 6 (a) 和 (b) 是在调制器的调制参数分别为 $V_b = 9.2$ V, $V_{ac} = 5$ V, $f_m = 1.2$ GHz 和 $V_b = 7.1$ V, $V_{ac} = 3.8$ V, $f_m = 1.2$ GHz 时, 从 AHML-EDFL 获得的 2 阶和 3 阶输出脉冲序列; 图 6 (c) 是调制器在微波混频信号驱动下, 调制参数为 $V_b = 7.2$ V, $V_{ac} = 2.9$ V, 混频后的调制驱动信号频率为 1.38 GHz 时, AHML-EDFL 输出的分频锁模脉冲序列。事实上, 分频脉冲序列的产生来自于两混频驱动信号的差频, 因为从混频后的调制信号频谱中发现除在 1.38 GHz 处含有较强的频谱分量外, 还在 600 多兆赫处存在着一个较大的频谱分量; 而图 6 (d) 所示的 7 阶锁模脉冲序列是混频驱动信号高次谐波和频的调制结果, 其调制参数为 $V_b = 14$ V, $V_{ac} = 9.2$ V, 混频后的调制驱动信号频率为 1.2 GHz; 图 6 (e) 所示的 8 阶锁模脉冲序列是在调制状态为 $V_b = 8.8$ V, $V_{ac} = 4$ V, $f_m = 1.243$ GHz = $(155 + 1/4)f_{\text{bse}}$ 情况下得到的, 即 8 阶锁模输出脉冲序列是 RHML 技术和非线性调制技术相结合的产物。

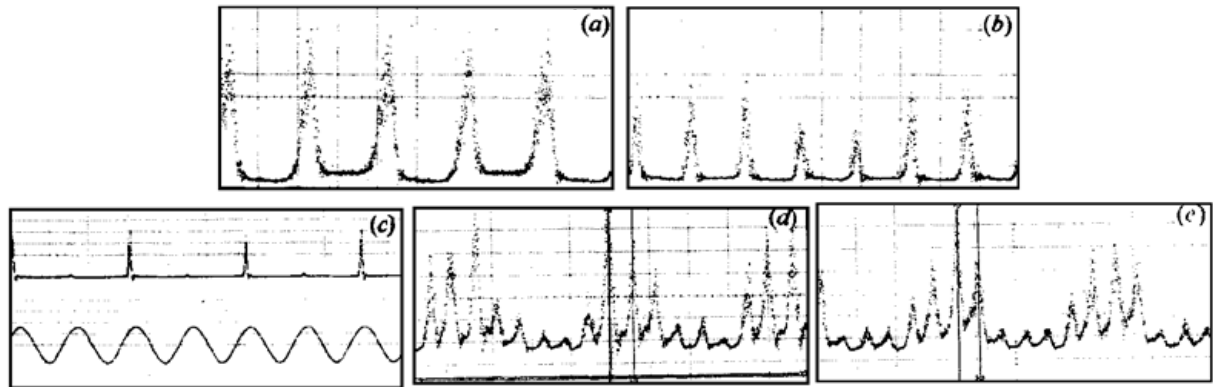


图6 AHML-EDFL 输出 2 阶 (a), 3 阶 (b), 分频 (c), 7 阶 (d) 和 8 阶 (e) 脉冲序列

Fig. 6 Output pulse train from AHML-EDFL

(a) $f_p = 2f_m$, (b) $f_p = 3f_m$, (c) $f_p = f_m/2$, (d) $f_p = 7f_m$ and (e) $f_p = 8f_m$ pulse train observed on sampling oscilloscope
 f_p : the repetition rate of output pulse train; f_m : modulation frequency

5 实验小结

实验结果表明利用调制器的非线性在 AHML-EDFL 中产生高重复率脉冲序列的必要条件是使调制器处于非线性工作区。这一方面可通过将 V_b 设置在调制器传输特性曲线的波峰或波谷附近来达到, 另一方面, 即使 V_b 处在调制器的线性工作区, 只要加大射频驱动信号的电压幅度并使调制器透射谱中的某次高阶谐波分量在满足谐振条件下, 通过调制器后的振幅较其他谐波的都大些, 这样就有可能产生重复频率不等于调制频率, 而是等于调制频率的某次谐波振荡频率的锁模脉冲序列。如图 6 (b) 所示的 3 阶锁模脉冲序列就是在这种调制方式下获得的。该图与经数值模拟所得到的图 4 基本一致, 二者的差别在于所做的数值模拟未考虑到实际的

上调制器还具有抑制脉冲时间抖动的作用, 所以实验所得到的锁模脉冲序列近乎等间隔的。理论和实验表明 AHML-EDFL 不仅能在单一正弦信号驱动下利用调制器的非线性产生高阶锁模脉冲序列, 而且也可在微波混频信号驱动下产生高重复率锁模脉冲序列。考虑到调制器边频分量的幅值随着谐波阶数 (n) 的增加而迅速减小, 因此要使较高阶的边模在腔内运转, 就需要较大的调制深度和腔内有较高的光功率密度, 图 6 所示的 7 阶和 8 阶锁模脉冲序列都是在加大腔内抽运功率情况下获得的。理论和实验研究结果表明一般调制深度越大, 抽运功率越强, 则模间耦合功率就会越强。因此, 在利用 LiNbO_3 强度调制器的非线性调制特性从 AHML-EDFL 中获得较高阶的锁模脉冲时, 往往采用较高的调制深度。不过应该指出的是随着调制深度的加大, 锁模脉冲序列的波形畸变也会加剧。

通过实验与理论分析我们认为利用调制器的非线性特性, 即它的频率变换功能来产生高阶脉冲是一种较好办法, 它拓展了调制器的调制速率, 使得调制器的调制性能更为丰富, 有理由相信 LiNbO_3 强度调制器的非线性调制不仅在激光器上大有用武之地, 而且在微波通信领域也有着广阔的应用前景。

参 考 文 献

- 1 Wang Lin, Yu Jinglong, Ma Xiaohong *et al.*. 1.4~6 GHz erbium doped fiber laser using the rational harmonic mode-locking technique. *Chinese J. Lasers* (中国激光), 1999, **A26**(2): 109~112 (in Chinese)
- 2 A. Motamedi, R. Vahldiek. Generation of fourth-harmonic microwave signals using Mach-Zehnder modulators. *Proc. OFC'97*, Dallas, USA, 1997. 354~355
- 3 Eiji Yoshida, Masataka Nakazawa. Low-threshold 115GHz continuous-wave modulational instability erbium doped fiber laser. *Opt. Lett.*, 1997, **22**(18): 1409~1411
- 4 H. Schmuck. Comparison of optical millimetre-wave system concepts with regard to chromatic dispersion. *Electron. Lett.*, 1995, **31**(21): 1848~1849

Study of Character in Modulation for Actively Harmonic Mode-locked Er-doped Fiber Ring Laser

Wang Lin Ma Xiaohong Yu Jinglong

Yang Enze Zhang Yimo Chen Caihe Huang Chao

(College of Precision Instrument & Opto-electronics Engineering, Optoelectronic Information Science and Technology Lab, Tianjin University, Tianjin 300072)

Abstract Some novel methods to get the optical pulses at repetition rate (f_p) integer multiples of the RF drive frequency in actively harmonic mode-locked erbium doped fiber laser (AHML-EDFL) are reported. The character of the nonlinear modulation is analysed. The mechanism of high-repetition rate pulses generated from AHML-EDFL in particular, the influence of modulation degree on pulse train are discussed.

Key words actively harmonic mode-locked, modulation degree, fiber laser