

一种提高基于循环频移器的多载波光源光信噪比的方案*

刘娜 席丽霞[†] 李建平 张晓光 田凤 周浩

(信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京邮电大学, 北京 100876)

(2011年11月30日收到; 2012年3月1日收到修改稿)

频率锁定多载波光源是实现太比特系统传输的关键器件之一, 目前已成为光纤通信领域的研究热点. 基于循环频移技术产生的频率锁定多载波光源因具有驱动电压低、串扰小、平坦度高的优点而受到重视, 但是其输出质量容易受到调制器固有的高阶谐波串扰的影响, 特别是三阶谐波串扰. 为了减小三阶串扰的影响, 本文提出了在 I/Q 调制器两支路上再加载另一频率为 $3f_m$ 的射频信号的方案, 用其产生的一阶信号来抑制三阶串扰. 通过理论分析与数值仿真, 得到了载波数为 24、载波间最大功率差小于 0.1 dB 的多载波光源输出. 与未采用三阶串扰抑制方案的结果比较, 光源输出有效光信噪比提高了 2 dB. 结果表明, 采用本文的改进方案, 可以有效地提高多载波光源的输出平坦度和有效光信噪比.

关键词: 光纤通信, 多载波光源, 循环频移器, 三阶串扰

PACS: 42.79.Sz, 42.79.Nv, 42.72.Ai

1 引言

为了满足不断增长的通信容量和业务需求, 太比特级 (Tbit/s) 光纤通信传输系统已成为目前研究的热点 [1-19]. 目前, 基于频率锁定多载波技术的太比特光纤传输系统的研究更是一个热点方向 [9-19]. 对于这种系统来说, 频率锁定多载波光源是一个关键器件之一. 产生这种多载波的光源分别有基于单边带调制器的循环频移器 [9-13, 20-27]、基于马赫增德尔调制器的循环频移器或者光反馈环路 [14, 15]、基于相位调制器的循环频移器 [16-19]. 其中, 基于单边带调制循环频移技术产生的多载波光源由于具有低驱动电压、高平坦度的优点而得到了大量研究. 同时, 影响多载波光源输出稳定性的各种因素, 包括由 I/Q 调制器非线性产生的串扰等对输出光信噪比的影响, 已经得到了理论分析及

实验验证 [20-27]. 然而, 随着载波数目的增加, 输出信号的平坦度越来越差, 信噪比也随之降低. 对于高级调制码 (x -QAM) 而言, 光信噪比低于 20 dB 的多载波光源是不能满足光通信系统要求的.

为了提高基于循环频移器的多载波光源输出光信噪比, 本文将文献 [28] 的方案引入到多载波光源产生的改进方案中, 通过对三阶谐波串扰的抑制原理的理论分析, 得到了消除三阶串扰的最佳射频电压, 同时比较了抑制三阶串扰前后的信噪比、各阶载波处的归一化串扰、载波平坦度以及有效光信噪比, 最后分析了非理想条件下的三阶串扰抑制情况.

2 工作原理

根据文献 [21], 循环频移器中 I/Q 调制器的归

* 高等学校博士学科点专项科研基金 (批准号: 20110005110014)、北京邮电大学青年创新专项基金 (批准号: BUPT2011RC009)、北京邮电大学优秀博士生创新基金 (批准号: CX201121) 和深圳市科技研发资金基础研究计划 (批准号: JC201105191003A) 资助的课题.

[†] E-mail: xilixia@bupt.edu.cn

一化传输函数可以表示为

$$T = \exp(j2\pi f_m t) + b_3 \exp(-j6\pi f_m t) + b_5 \exp(j10\pi f_m t), \quad (1)$$

式中 $b_3 = -J_3(\delta_1)/J_1(\delta_1)$, $b_5 = J_5(\delta_1)/J_1(\delta_1)$, 分别是三阶和五阶串扰系数. 这里 $\delta_1 = (\pi V_{pp1})/(2V_\pi)$, 代表相位调制深度, f_m 是射频信号频率. 等号右边第一项是所需要的一阶信号部分, 第二项是三阶谐波串扰, 第三项是五阶谐波串扰. 三阶串扰相比其他串扰比较大, 其存在会降低输出多载波光源的光信噪比. 因此, 需要采用一定的方案来抑制三阶串扰.

图 1 为抑制三阶串扰的原理框图. 频率为 f_m 的射频信号分为两路, 一路直接输入到 90° 混合耦合器中; 另一路则经过 3 倍频器、可调节衰减器和 90° 相位延迟器后再输入到 90° 混合耦合器中. 通过合理调节器件, 90° 混合耦合器的两路输出为 $f_I(t) + F_I(t) = V_{pp1} \sin(2\pi f_m t) - V_{pp2} \sin(6\pi f_m t)$ 和 $f_Q(t) + F_Q(t) = V_{pp1} \cos(2\pi f_m t) + V_{pp2} \cos(6\pi f_m t)$, 分别将其加载到 I/Q 调制器的两支路上. 通过实验实现三阶串扰的抑制时, 实际器件与图 1 中的器件一致. 实验过程中, 通过调节可调节衰减器来达到需要的效果. 系统中的混合耦合器是已有的现成器件. 它是一四端口的 3 dB 的 90° 混合耦合器, 不仅能够将输入信号分成两路功率均为输入信号功率的一半且相位相差 90° 的输出信号, 而且能够在保持各端口高度隔离的情况下耦合两路输入信号.

假设连续光源输入为 $E_{in}(t) = A \exp(j2\pi f_0 t)$, 在射频信号的驱动之下, 图 1 中 I/Q 调制器输出的调制信号为

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[j \sin \left(\frac{\pi f_I(t) + F_I(t)}{2 V_\pi} \right) + \sin \left(\frac{\pi f_Q(t) + F_Q(t)}{2 V_\pi} \right) \right]. \quad (2)$$

利用 Jacobi-Anger 展开 (2) 式, 忽略掉高于五阶的部分, 得 I/Q 调制器的传输函数

$$\begin{aligned} \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} &\approx [J_1(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_5(\delta_1)J_2(\delta_2) \\ &\quad - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_4(\delta_1)J_1(\delta_2)] \\ &\quad \times \exp(j2\pi f_m t) \\ &\quad + [J_0(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_3(\delta_1)J_2(\delta_2) \\ &\quad - J_3(\delta_1)J_0(\delta_2)] \exp(-j6\pi f_m t) \\ &\quad + [J_5(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_1(\delta_1)J_2(\delta_2) \\ &\quad - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) - J_4(\delta_1)J_3(\delta_2)] \\ &\quad \times \exp(j10\pi f_m t) \\ &= [J_1(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_5(\delta_1)J_2(\delta_2) \\ &\quad - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_4(\delta_1)J_1(\delta_2)] \\ &\quad \times [\exp(j2\pi f_m t) + c_3 \cdot \exp(-j6\pi f_m t) \\ &\quad + c_5 \cdot \exp(j10\pi f_m t)], \quad (3) \end{aligned}$$

这里 $\delta_2 = (\pi V_{pp2})/(2V_\pi)$, 代表相位调制深度. 由 (3) 式看出, 每个频率的幅度将由 V_{pp1} 和 V_{pp2} 共同决定. 其中

$$c_3 = \frac{[J_0(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_3(\delta_1)J_2(\delta_2) - J_3(\delta_1)J_0(\delta_2)]}{[J_1(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_5(\delta_1)J_2(\delta_2) - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_4(\delta_1)J_1(\delta_2)]}, \quad (4)$$

$$c_5 = \frac{[J_5(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_1(\delta_1)J_2(\delta_2) - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) - J_4(\delta_1)J_3(\delta_2)]}{[J_1(\delta_1)J_0(\delta_2) - J_5(\delta_1)J_2(\delta_2) - J_2(\delta_1)J_1(\delta_2) + J_4(\delta_1)J_1(\delta_2)]}, \quad (5)$$

分别代表加载 $3f_m$ 射频信号之后的三阶串扰系数和五阶串扰系数, 其大小均因另一射频电压的加载而发生了变化 (为简便, 仍分别以三阶串扰和五阶串扰代称).

此时 I/Q 调制器的归一化传输函数为

$$T = \exp(j2\pi f_m t) + c_3 \cdot \exp(-j6\pi f_m t) + c_5 \cdot \exp(j10\pi f_m t). \quad (6)$$

(6) 式右边第一项为所需要的信号部分, 第二项为三阶谐波串扰部分, 第三项为五阶谐波串扰部分.

为了消除三阶串扰的影响, 针对固定的 V_{pp1} ,

通过调节 V_{pp2} 的大小使得第二项的系数 c_3 为零, 此时归一化传输函数变为

$$T = \exp(j2\pi f_m t) + c_5 \cdot \exp(j10\pi f_m t), \quad (7)$$

与 (1) 式相比, 显然传输函数得到了改善.

为了衡量对三阶串扰的抑制程度, 定义所需信号功率 (用 P_{+1} 表示) 与三阶串扰和五阶串扰的功率和 (分别用 P_{-3} 和 P_{+5} 表示) 的比值为 SNR, 其定义式如下:

$$\text{SNR} = \frac{P_{+1}}{P_{-3} + P_{+5}}. \quad (8)$$

消三阶串扰前后的 SNR 分别用 SNR_1 和 SNR_2 表示, 其大小取决于加载在 I/Q 调制器上的射频信号幅度的大小. 通过合理设计射频驱动电压, 可以完全消除三阶串扰, 使 SNR_2 达到最大.

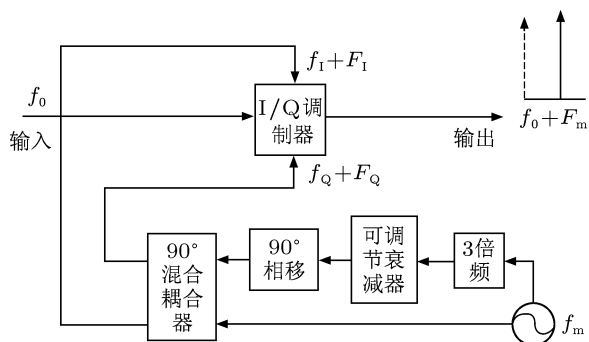


图 1 抑制三阶串扰原理图

3 仿真结果与分析

3.1 根据 SNR 寻找最佳工作条件

根据前面的定义可知, $SNR_2 - SNR_1$ 的值大于 0 的区域可以改善信噪比. 图 2 为 $SNR_2 - SNR_1$ 关于射频电压 V_{pp1} 和 V_{pp2} 的变化曲线. 针对每个 V_{pp1} , 可以从大于 0 的区域中找出一个最大的 SNR_2 及其对应的 V_{pp2} . 由图 2 可以看到, 当 V_{pp1} 大于 $1.44V_\pi$ 时, $SNR_2 - SNR_1$ 均趋于 0, 找不到相应的点可以提高 SNR. 因此, 只考虑 V_{pp1} 小于 $1.44V_\pi$ 的情况. 图 3(a) 给出了每个 V_{pp1} 对应的最大 SNR_2 , 图 3(b) 为与最大 SNR_2 相对应的 V_{pp2} . 从图 3(b) 明显看出, 当 V_{pp1} 趋于 $1.44V_\pi$ 时, V_{pp2} 趋于 0, 所以 $SNR_2 - SNR_1$ 趋于 0. 联合图 2 和图 3, 我们可以选择最佳射频电压来抑制三阶串扰.

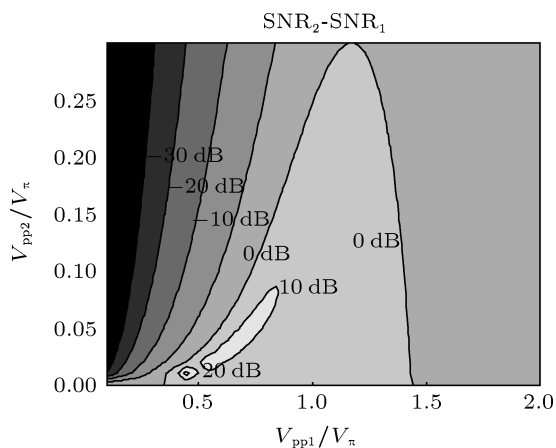


图 2 $SNR_2 - SNR_1$ 随射频电压 V_{pp1} 和 V_{pp2} 的变化

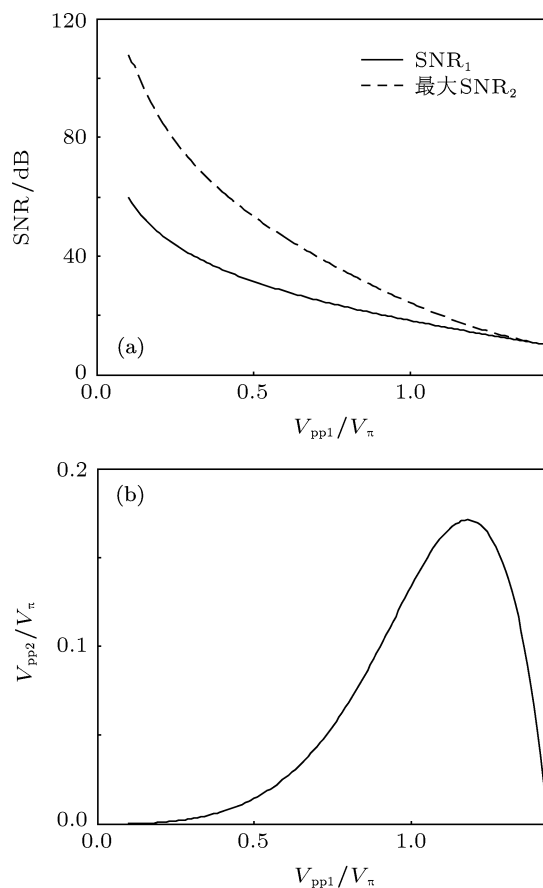


图 3 SNR (a) SNR_1 和最大 SNR_2 ; (b) 最大 SNR_2 对应的 V_{pp2}

3.2 多载波调制输出结果的比较

为了验证理论分析结果, 我们搭建了基于循环频率移器的多载波光源仿真平台, 其结构如图 4 所示. 具体参数设置如下: 射频信号的频率为 12.5 GHz; 3 dB 耦合器、I/Q 调制器和滤波器的插入损耗分别为 3 dB, 13 dB 和 3 dB; 激光源的输出功率为 12 dBm; 拉曼放大器的饱和输出功率为 25 dBm.

3.2.1 单个载波频谱

我们仿真了经 I/Q 调制器后输出的频谱图, 如图 5 所示, 此处取 $V_{pp1} = 0.365V_\pi$ (抑制三阶串扰前, 输出 24 个载波时最大有效光信噪比所对应的射频电压^[21]), $V_{pp2} = 0.0053V_\pi$, 此点是当 $V_{pp1} = 0.365V_\pi$ 时 SNR_2 能够达到最大的点. 图 5(a), (b) 两图分别是未抑制三阶串扰和抑制三阶串扰后的输出频谱图, 可以看出图 5(b) 中的三阶串扰几乎完全消失, 说明在采用了图 1 的方案后三阶串扰明显减小. 此时, $SNR_1 = 37.1$ dB, $SNR_2 = 65.1$ dB.

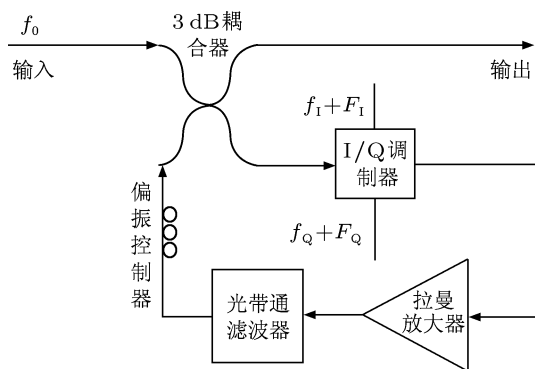


图4 多载波光源产生框图

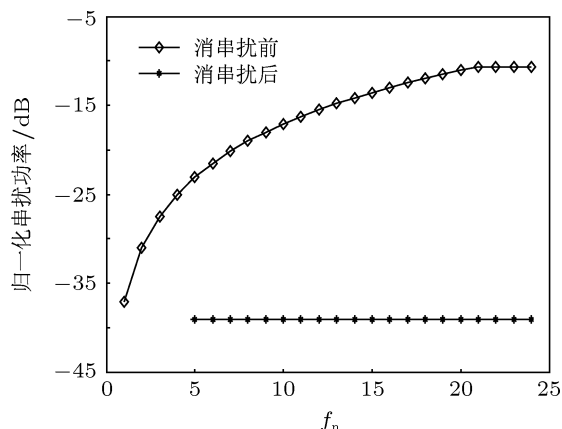


图6 归一化串扰

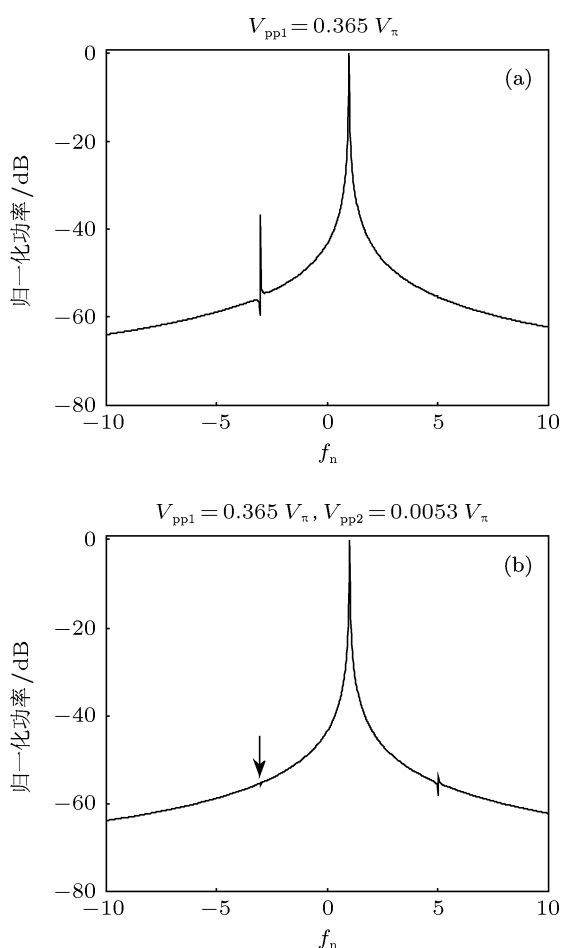


图5 输出频谱 (a) 未消串扰的输出频谱图; (b) 消串扰之后的输出频谱图

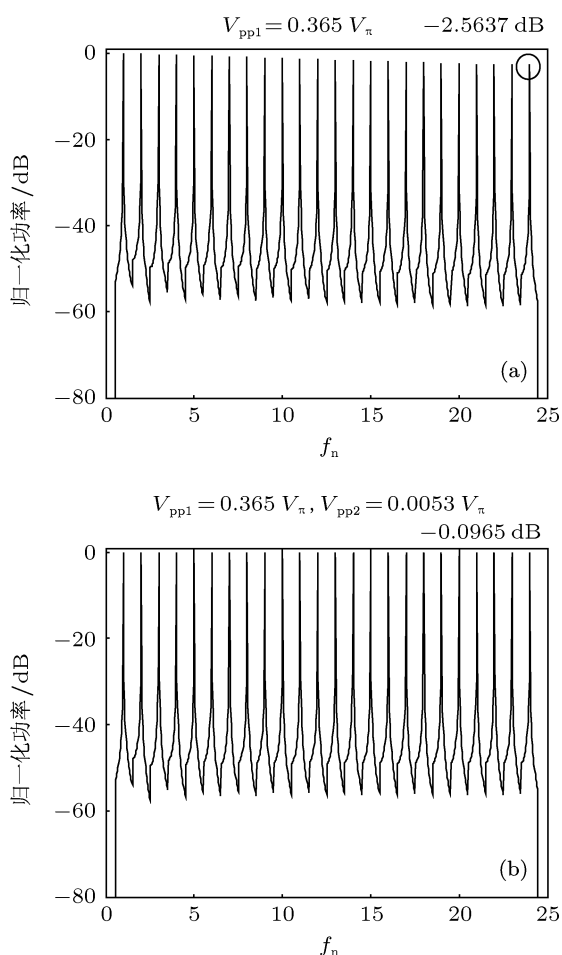


图7 24个载波的稳定输出 (a) 未消串扰的输出频谱图; (b) 消串扰之后的输出频谱图

3.2.2 24个载波频谱

我们还通过数值仿真比较了输出子载波数目为24时各子载波的归一化串扰^[21]的分布情况,如图6所示.由图可以明显看出,采用抑制三阶串扰的方案后各子载波处的串扰急剧减小.

图7是24个载波输出频谱图.图7(a)是未消三阶串扰的24个载波,载波之间功率最大相差2.5637 dB.图7(b)是消三阶串扰后的24个载波,输出载波具有很好的平坦度,但由于另一射频频信号的加载使得五阶串扰的幅度变成负值,消串扰之后载波功率仍会有稍微下降的趋势,载波之间最大的

功率差值为 0.0965 dB. 相比于未抑制三阶谐波串扰的情况, 载波间最大功率差值减小了约 2.5 dB, 可见效果还是比较明显的.

3.3 有效光信噪比的比较

在不考虑放大器噪声的情况下, 根据图 3(a) 可知, V_{pp1} 越小, SNR 的值越高, 而且消串扰的效果越好. 然而, 在实际系统中, 由于放大器噪声的影响, 如果 V_{pp1} 很小, 得到的载波幅度就会很小, 相应的光信噪比就比较低. 因此, 我们在此采用文献 [21] 提出的有效光信噪比 (用 $OSNR_{eff}$ 表示) 来衡量整个多载波的输出质量. 对于消串扰后的 $OSNR_{eff}$, 假定三阶串扰已完全消除, 只考虑 ASE 噪声和五阶串扰的影响, 其数学表达式如下:

$$OSNR_{eff} = -10 \lg \left(10^{-\frac{OSNR_{Raman}}{10}} + 10^{-\frac{OSNR_{5th-harmonic}}{10}} \right), \quad (9)$$

其中, $OSNR_{Raman} \text{ (dB)} \approx 58 + (P_{out} \text{ (dBm)} - NF \text{ (dB)} - L_{total} \text{ (dB)}) - 20 \lg N$ 是只考虑 ASE 噪声的拉曼放大器输出光信噪比, $OSNR_{5th-harmonic} \text{ (dB)} = -20 \lg |c_5| - 10 \lg (N - 4)$ 是只考虑五阶串扰引入的光信噪比, P_{out} 和 NF 分别是放大器的饱和输出功率和噪声指数, L_{total} 是耦合器、I/Q 调制器和滤波器的插入损耗以及 I/Q 调制器的调制损耗之和. 图 8 是 $OSNR_{eff}$ 关于 V_{pp1} 和载波数目 N 的等高图, 图 8(a), (b) 分别是消串扰前后的 $OSNR_{eff}$. 取 $V_{pp1} = 0.365V_{\pi}$, $V_{pp2} = 0.0053V_{\pi}$, $N = 24$, 根据图 8, 消串扰前的 $OSNR_{eff}$ 约为 19.311 dB, 消串扰后的 $OSNR_{eff}$ 约为 21.175 dB, 这说明图 1 的方案在有效抑制三阶串扰的同时, 也提高了 $OSNR_{eff}$.

3.4 非理想条件下的三阶串扰抑制情况

上述抑制三阶串扰方案的分析均是在理想情况下对应最佳射频电压 V_{pp2} 所进行的. 实际系统中, 射频电压 V_{pp2} 的值比较小, 对于精确度要求比较高, 可能与理想情况存在一定误差. 图 9 是 V_{pp2} 的值偏离理想值 10% 时载波的频谱图. 图 9(a) 和 (c) 分别是 V_{pp2} 的值比理想值小 10% 时单个载波和 24 个载波的频谱图, 载波峰值功率有稍微

下降的趋势, 其最大功率差值为 0.306 dB. 图 9(b) 和 (d) 分别是 V_{pp2} 的值比理想值大 10% 时单个载波和 24 个载波的频谱图, 由于此时三阶串扰是正的, 所以载波峰值功率有稍微上升的趋势, 其最大功率差值为 0.171 dB. 可以看出, 当 V_{pp2} 偏离理想值时, 三阶串扰没有被完全抑制, 因此 24 个载波之间的最大功率差值相对于理想情况略有增大. 但是与没有采用三阶串扰抑制方案的情况相比, 图 9(c) 和 (d) 载波间最大功率差值分别减小了约 2.26 dB 和 2.39 dB, 而与理想情况下的图 7(b) 的值比较接近. 同时, 当 V_{pp2} 的值比理想值小 10% 和大 10% 时, $OSNR_{eff}$ 分别为 21.176 dB 和 21.174 dB, 也与理想情况下的值十分接近. 结果表明: 即使在 V_{pp2} 的值偏离理想值 10% 的情况下, 此抑制三阶串扰的方案依然是可行的.

在实际实验系统中, 可以通过调节可调节衰减器或者增加一放大器来辅助调节 V_{pp2} 值的大小以达到比较好的三阶串扰抑制效果.

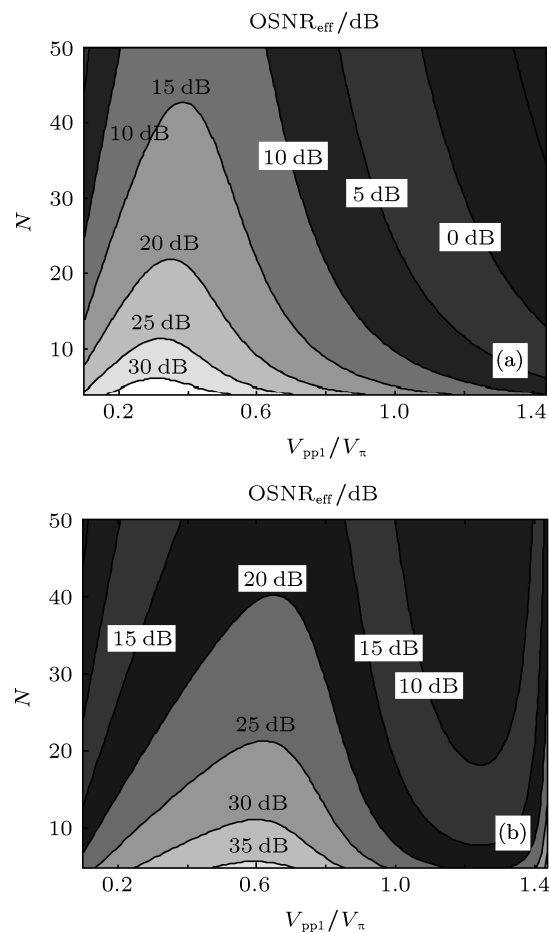


图 8 (a) 未消串扰的 $OSNR_{eff}$; (b) 消串扰之后的 $OSNR_{eff}$

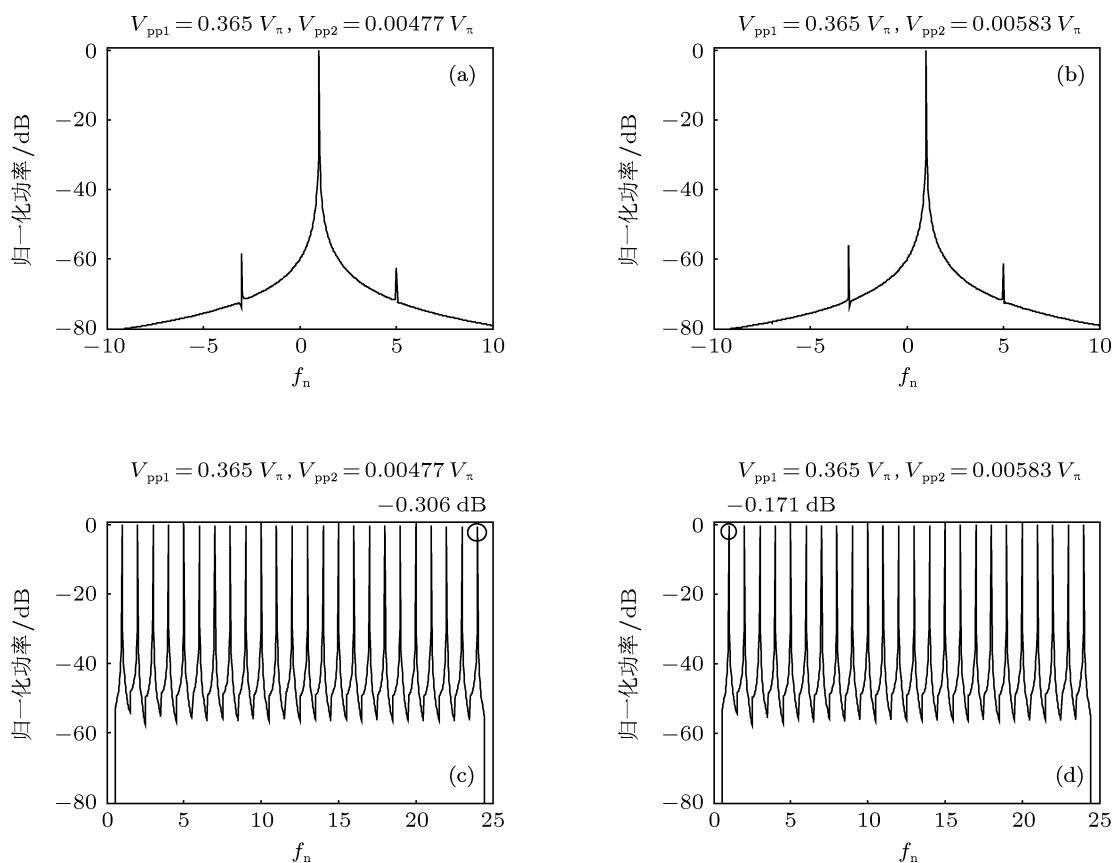


图9 非理想情况下的频谱图 (a) V_{pp2} 减小 10% 的单个载波频谱图; (b) V_{pp2} 增加 10% 的单个载波频谱图; (c) V_{pp2} 减小 10% 的 24 个载波频谱图; (d) V_{pp2} 增加 10% 的 24 个载波频谱图

4 结论

提出了在 I/Q 调制器两支路上再加载一个频率为 $3f_m$ 的射频信号来抑制基于循环频移技术的多载波光源系统中三阶串扰的方案, 理论分析和数值仿真得到了消除三阶串扰的最佳射频电压, 同时比较了抑制三阶串扰前后的信噪比、各子载波的归一化串扰、载波平坦度以及有效光信噪比. 与未采

用三阶串扰抑制方案的结果比较, 24 个载波间的最大功率差值减小了约 2.5 dB, 有效光信噪比提高了约 2 dB. 最后分析了频率为 $3f_m$ 的射频信号电压值偏离理想值的情况, 其载波间最大功率差值和有效光信噪比均接近理想条件下的值. 研究表明, 采用这种方案来抑制或消除三阶谐波串扰, 可以有效地提高多载波光源的输出质量, 使其有更大潜力应用于下一代太比特光纤通信系统.

- [1] Yu J J, Zhou X, Huang M F 2009 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **21** 1299
- [2] Zhou X, Yu J J, Huang M F, Shao Y, Wang T, Magill P, Cvijetic M, Nelson L, Birk M, Zhang G D, Ten S, Matthew H B, Mishra S K 2009 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, March 22–26, 2009 pPDPB4
- [3] Gavioli G, Torrenco E, Bosco G, Carena A, Curri V, Miot V, Poggiolini P, Belmonte M, Forghieri F, Muzio C, Piciaccia S, Brinciotti A, Porta A L, Lezzi C, Savory S, Abrate S 2010 *Optical Fiber Communication/ National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, March 21–25, 2010 pOThD3
- [4] Gavioli G, Torrenco E, Bosco G, Carena A, Savory S, Forghieri F, Poggiolini P 2010 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22** 1419
- [5] Yu J J, Dong Z, Chi N 2011 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **23** 1061
- [6] Liu X, Chandrasekhar S, Chen X, Winzer P J, Pan Y, Zhu B, Tannay T F, Fishteyn M, Yan M F, Fini J M, Monberg E M, Dimarcello F V 2011 *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)* Vienna, Austria, September 18–22, 2011 pTh.13.B.1
- [7] Tan Z Y, Guo X G, Cao J C, Li H, Han Y J 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2391 (in Chinese) [谭智勇, 郭旭光, 曹俊诚, 黎华, 韩英军 2010 物理学报 **59** 2391]

- [8] Jia X H, Zhong D Z, Wang F, Chen H T 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 2637 (in Chinese) [贾新鸿, 钟东洲, 王飞, 陈海涛 2007 物理学报 **56** 2637]
- [9] Chandrasekhar S, Liu X, Zhu B Y, Peckham D W 2009 *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)* Vienna, Austria, September 20–24, 2009 pPD2.6
- [10] Zhu B Y, Liu X, Chandrasekhar S, Peckham D W, Lingle R 2010 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22** 826
- [11] Liu X, Chandrasekhar S, Zhu B Y, Peckham D W 2010 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, March 21–25 2010 pOWO2
- [12] Ma Y R, Yang Q, Tang Y, Chen S M, Shieh W 2009 *Opt. Express* **17** 9421
- [13] Ma Y R, Yang Q, Tang Y, Chen S M, Shieh W 2009 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* San Diego, California, America, March 22–26, 2009 pPDPC1
- [14] Gavioli G, Torrenge E, Bosco G, Carena A, Savory S J, Forghieri F, Poggiolini P 2010 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22** 1419
- [15] Morohashi I, Sakamoto T, Yamamoto N, Sotobayashi H, Kawanishi T, Hosako I 2011 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* Los Angeles, California, America, March 6–10, 2011 pJThA29
- [16] Yu J J, Dong Z, Xiao X, Xia Y, Shi S P, Ge C, Zhou W Q, Chi N, Shao Y F 2011 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* Los Angeles, California, America, March 6–10, 2011 pPDPA6
- [17] Zhang J W, Chi N, Yu J J, Shao Y F, Zhu J B, Huang B, Tao L 2011 *Opt. Express* **19** 12891
- [18] Yu J J, Dong Z, Zhang J W, Xiao X, Chien H C, Chi N 2012 *J. Lightwave Technol.* **30** 458
- [19] Zhang J W, Yu J J, Dong Z, Shao Y F, Chi N 2011 *Opt. Express* **19** 26370
- [20] Ma Y R, Yang Q, Tang Y, Chen S M, Shieh W 2010 *J. Lightwave Technol.* **28** 308
- [21] Li J P, Li X, Zhang X G, Tian F, Xi L X 2010 *Opt. Express* **18** 17597
- [22] Li J P, Li X, Zhang X G, Tian F, Xi L X 2010 *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, Torino, Italy, September 19–23, 2010, p3.05
- [23] Li J P, Zhang X G, Tian F, Xi L X 2011 *Opt. Express* **19** 848
- [24] Li J P, Zhang X G, Tian F, Xi L X 2011 *Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* Los Angeles, California, America, March 6–10, 2011 pOWE4
- [25] Tian F, Zhang X G, Li J P, Xi L X 2011 *J. Lightwave Technol.* **29** 1085
- [26] Tian F, Zhang X G, Li J P, Xi L X 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 094206
- [27] Xi L X, Li J P, Zhang X G, Tian F, Zhang W B 2011 *Chin. Phys. B* **20** 084202
- [28] Kawanishi T, Izutsu M 2004 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **16** 1534

A scheme for improving optical signal-to-noise ratio of multi-carrier source based on recirculating frequency shifter*

Liu Na Xi Li-Xia[†] Li Jian-Ping Zhang Xiao-Guang Tian Feng Zhou Hao

(State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

(Received 30 November 2011; revised manuscript received 1 March 2012)

Abstract

The output quality of frequency-locked multi-carrier source based on recirculating frequency shifter (RFS) technology is easily influenced by the inherent high-order harmonic crosstalk of modulator, especially the third-order crosstalk. In order to reduce the third-order crosstalk, a scheme that another RF signal whose frequency is $3f_m$ is loaded on both ports of I/Q modulator is adopted. The first-order signal it produces is used to suppress the third-order crosstalk. A multi-carrier source whose number is 24 and maximal power difference is smaller than 0.1 dB is achieved through theoretical analysis and simulation research. The effective optical signal-to-noise ratio (OSNR) of multi-carrier source is improved by 2 dB compared with that before using the scheme of suppressing third-order crosstalk.

Keywords: optical fiber communication, multi-carrier source, RFS, third-order crosstalk

PACS: 42.79.Sz, 42.79.Nv, 42.72.Ai

* Project supported by the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20110005110014), the Scientific Fund for Chinese Universities (Grant No. BUPT 2011RC009), and BUPT Excellent Ph.D. Students Foundation (Grant No. CX201121), and the Basic Research Program of the Shenzhen Science and Technology R & D Fund (Grant No. JC201105191003A).

[†] E-mail: xilixia@bupt.edu.cn