

# 基于级联非线性调制的光混频技术研究

许方星

中国电子科技集团公司第38研究所, 安徽 合肥 230088

**摘要** 分析了非线性电光调制来实现光混频的方法,设计了一种基于级联非线性调制的光混频方案,通过改变调制信号相位关系,有效地抑制了高阶交调分量,提升了非线性光混频的转换效率。使用了光学仿真软件 Optisystem 进行包含噪声的混频性能仿真,展现了这种级联非线性调制的性能优势。

**关键词** 非线性光学; 光混频; 非线性调制; 微波光子

中图分类号 O439

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP52.081903

## Research on Optical Mixing Based on Cascade Nonlinear Modulations

Xu Fangxing

China Electronics Technology Group Corporation No.38 Research Institute, Hefei, Anhui 230088, China

**Abstract** The nonlinear electro-optical modulation method is analyzed for optical mixing, and an optical mixing using cascade nonlinear modulation is designed to inhibit the generation of high-order intermodulations effectively as well as to improve conversion efficiency by changing phase relations. Meanwhile a mixing properties simulation including noise with Optisystem has been done, indicating the good performance of this scheme.

**Key words** nonlinear optics; optical mixing; nonlinear modulation; microwave photonics

**OCIS codes** 190.2620; 190.4223; 140.3613

### 1 引言

微波信号的频率变换,作为微波信号发射机与接收机的常见功能,在通信、数传、遥感等领域应用广泛。传统的微波变频器件是通过使用二极管混频器和有源晶体管混频器来实现的,但是要得到较宽的动态范围时需要很高功率的电子器件,且当信号进入一个非线性系统进行混频,会产生三阶交调项  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$ 。当射频(RF)频率  $\omega_1$  和本振频率  $\omega_2$  非常接近的时候,三阶交调分量就会出现在射频频率和本振频率附近,无法被滤掉,增加了有效信号处理的干扰。

基于电光非线性调制的光混频过程,为微波信号的频率变换提供了一种全新的实现方法。自从1996年第一届国际微波光子学会议召开至今,非线性光信号处理用于微波信号处理的应用已经发展成熟<sup>[1-2]</sup>。在数字光通信领域,特别是在大容量毫米波频段的光通信,基于光学非线性处理进行频率变换的技术是目前研究的一个热点<sup>[3]</sup>。同样地,在模拟传输方面非线性光频率变换的优势使得光传输技术已经广泛应用在长距离本振、时钟以及大容量模拟通信等领域。另一方面,由于基于非线性调制的光处理技术处理带宽大、隔离度高、抗电磁干扰、扩展性好的特点,也为光信号处理过程提供了丰富的手段。

光混频的基本原理,是通过直调激光器或者电光调制器将射频信号和本振信号先后调制到光载波上,通过高阶混频产生中频信号<sup>[4-13]</sup>。其中,级联电光调制器方案作为现在常用的光变频方案,多通道扩展性好,通道隔离度高。在理想情况下,不同波长的光信号在链路中传输不存在互扰的情况。然而,在级联幅度调

收稿日期: 2015-01-13; 收到修改稿日期: 2015-03-04; 网络出版日期: 2015-07-16

基金项目: 中国电子科技集团公司主导类基金(JJ120103)、创新基金(JJ-QN-2013-35)

作者简介: 许方星(1983—),男,博士,工程师,主要从事光信号处理、微波光子学方面的研究。

E-mail: fxxu\_2000@163.com

制链路中,会有大量功率耗费在光载波上,而且过大的载波功率会导致电光调制器负载光功率过大,以及光电探测器饱和,引起光纤的各种非线性效应,从而降低变频过程的增益以及动态范围等性能。

考虑到这些问题,本文提出的基于级联非线性调制的光混频方案,能够克服现有技术存在的缺陷,维持光混频宽带处理以及高隔离度的特性,提升混频过程的转换效率,提高系统的集成性与协同性,满足微波信号处理发展过程中对混频技术不断提高的需求。

## 2 方案描述

基于级联非线性调制的光混频系统框图如图1所示。在这个系统中,本地的激光器阵列经过一个可调光分束器,既提供信号调制用光载波,也提供用于载波注入的光本振调制,从而实现简化接收前端的需求。其中信号调制用光载波将前端经低噪声放大器放大后的射频信号进行电光转换后波分复用成光载微波信号,另一路仅包含基波分量的载波,并将选定的变频用本振频率调制到此光载波上。两路光信号由于来自相同的激光器,再经光合束器进行相干合成后,由波分解复用按波长进行信道化,并经带宽合适的光电探测器进行光电转换,得到最终变频输出。

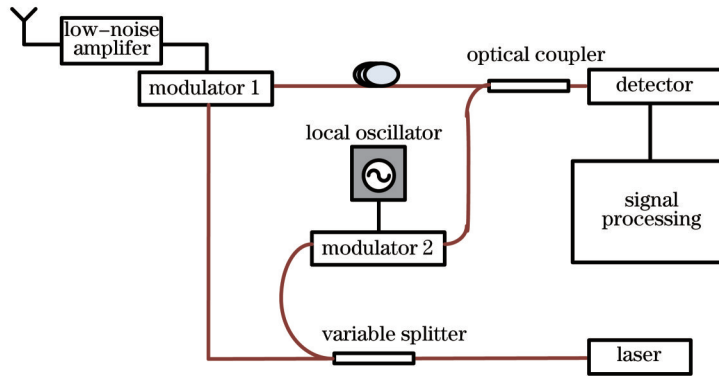


图1 基于级联非线性调制的光混频系统框图

Fig.1 Scheme of optical mixing based on cascade nonlinear modulations

系统内单波长激光器的输出光场函数为

$$E_0(t) = A_0 \exp(i\omega_0 t). \quad (1)$$

假设可调光分束器的分光比为  $a:1-a$ , 合束器为 3 dB 耦合器, 则用于待变频信号与载波注入的光场分别为

$$E_s(t) = \sqrt{a} E_0(t) = \sqrt{a} A_0 \exp(i\omega_0 t), \quad (2)$$

$$E_L(t) = \sqrt{1-a} E_0(t) = \sqrt{1-a} A_0 \exp[i(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (3)$$

式中  $\omega_0$  为光载波角频率,  $\varphi_0$  为两链路的相位差。

光信号经过马赫-曾德尔(M-Z)型电光调制器的光强输出函数为<sup>[2,5]</sup>

$$E_{out}(t) = \sqrt{T_{FF}} E_{in}(t) \exp\left\{i \left[ \frac{\pi V_{DC} + \pi V_s \cos(\omega_s t)}{2V_\pi} \right]\right\}, \quad (4)$$

式中  $T_{FF}$  为链路损耗,  $E_{in}$  为输入光强,  $V_\pi$  为电光调制器半波电压,  $V_{DC}$  为直流偏置电压,  $V_s$ 、 $\omega_s$  为调制微波信号的幅度与角频率。

对于单个波长通道内, 进入合束器的两路光场分别为

$$E'_s(t) = \sqrt{aT_s} A_0 \exp\left\{i \left[ \frac{\pi V_{DCS} + \pi V_s \cos(\omega_s t)}{2V_{\pi s}} \right]\right\} \exp(i\omega_0 t), \quad (5)$$

$$E'_L(t) = \sqrt{(1-a)T_L} A_0 \exp\left\{i \left[ \frac{\pi V_{DCL} + \pi V_L \cos(\omega_L t)}{2V_{\pi L}} \right]\right\} \exp[i(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (6)$$

式中  $T_s$  和  $T_L$  分别为待变频信号光路与载波注入光路损耗,  $V_{DCS}$  和  $V_{DCL}$  分别为两光路中电光调制器的直流偏置电压,  $V_{\pi s}$  和  $V_{\pi L}$  分别为两光路电光调制器的半波电压,  $V_s$  和  $V_L$  分别为待变频信号和本振信号振幅。考虑

到光电探测器的平方律响应特性,两路保持相参的光信号合束后进入探测器的输出为

$$i_{\text{det}} \propto P_{\text{det}} = |E'_s + E'_l|^2, \quad (7)$$

式中  $P_{\text{det}}$  为进入探测器的光功率。

由于光载波频率  $\omega_0$  远高于射频信号及本振信号频率  $\omega_s$ 、 $\omega_l$ , 在观测平均时间内可忽略光相位  $\varphi_0$  带来的影响以及和频产生的高频项。

$$\text{令 } m_s = \frac{\pi V_{\text{DCS}}}{2V_{\pi s}}, n_s = \frac{\pi V_s}{2V_{\pi s}}, m_l = \frac{\pi V_{\text{DCL}}}{2V_{\pi l}}, n_l = \frac{\pi V_l}{2V_{\pi l}}, \text{对(7)式进行贝塞尔级数展开,可得}$$

$$i_{\text{det}} \propto P_{\text{det}} / (A_0^2 \cos^2 \omega_0 t) = aT_s + (1-a)T_l + \sqrt{a(1-a)T_s T_l} B_s B_l, \quad (8)$$

式中

$$B_s = \cos m_s \cdot J_0(n_s) + 2 \cos m_s \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(n_s) \cdot \cos(2i\omega_s t) + 2 \sin m_s \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i J_{2i+1}(n_s) \cdot \cos[(2i+1)\omega_s t], \quad (9)$$

$$B_l = \cos m_l \cdot J_0(n_l) + 2 \cos m_l \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(n_l) \cdot \cos(2i\omega_l t) + 2 \sin m_l \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i J_{2i+1}(n_l) \cdot \cos[(2i+1)\omega_l t]. \quad (10)$$

对于常规铌酸锂电光调制器,调制信号  $V_s$ 、 $V_l$  远小于  $V_{\pi}$ 。在这种调制深度很小的情况下可对贝塞尔函数进行小量近似,

$$J_n(x) = \frac{1}{n!} \left( \frac{x}{2} \right)^n. \quad (11)$$

忽略掉3阶以上的高阶项可得

$$B_s = \cos m_s + n_s \sin m_s \cos(\omega_s t) - \frac{n_s^2}{4} \cos m_s \cos(2\omega_s t) - \frac{n_s^3}{24} \sin m_s \cos(3\omega_s t), \quad (12)$$

$$B_l = \cos m_l + n_l \sin m_l \cos(\omega_l t) - \frac{n_l^2}{4} \cos m_l \cos(2\omega_l t) - \frac{n_l^3}{24} \sin m_l \cos(3\omega_l t). \quad (13)$$

系统中通过调整两端调制器的  $V_{\text{DC}}$  来改变调制工作状态,若将射频信号、本振信号均设置在低偏工作点,此时  $m_s = m_l = \pi/2$ , 可得

$$i_{\text{det}} \propto aT_s + (1-a)T_l + \sqrt{a(1-a)T_s T_l} \left[ n_s \cos(\omega_s t) - \frac{n_s^3}{24} \cos(3\omega_s t) \right] \times \left[ n_l \cos(\omega_l t) - \frac{n_l^3}{24} \cos(3\omega_l t) \right].$$

此理想情况下,载波与偶次谐波能被完全抑制,混频后结果只保留  $\omega_1 \pm \omega_2$ 、四阶交调以及六阶交调项,容易落入滤波窗口的三阶交调项  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $2\omega_2 - \omega_1$  抑制较好,能量集中在二阶混频项,反映到变频效果上即为变频插损小。由于模拟调制链路为了实现较小的噪声系数以及较大的增益,需保证在探测器端实现近饱和输入<sup>[2]</sup>。对于级联调制的光混频链路,这一结论同样成立。在  $i_{\text{det}}$  一定的条件下,抑制载波以及非混频频率分量即可确保混频增益的改善。

### 3 仿真结果

为了验证在噪声和链路损耗情况下基于级联非线性调制的光混频系统的变频性能,这里通过在仿真软件 Optisystem 中建模对系统在不同工作状态进行了仿真<sup>[4]</sup>。仿真的对象是通过光混频的方法实现 X 频段内的射频信号与 9 GHz 本振进行混频。前端天线接收的调制信号为 8.15 GHz。可调光分束器的分光比设置为 1:1 (即  $a=0.5$ ), 射频及本振信号功率设置为 10 dBm, 激光器单通道输出功率为 19 dBm。考虑到实际链路的噪声源,在系统中加入了 20 dB 的参铒光纤放大器(EDFA),并在光电探测器输出使用低噪声放大器对中频信号进行放大。射频信号调制与本振信号调制的光电调制器的直流偏压设置分别在低偏工作点与正交工作点,最终未经滤波的全频带变频输出结果如图 2 所示,并测量下变频后在 850 MHz 中频处的输出幅度。

在双载波抑制的情况下,850 MHz 中频输出幅度为 18.38 dBm;在单载波抑制的情况下,中频输出幅度为 12.84 dBm;而在正交工作点的情况下,中频输出则为 11.36 dBm。可见,采用级联非线性调制的光混频技术能够减小光变频插损 7.02 dB,而射频信号以及本振信号通过载波抑制幅度会被衰减。这与理论分析的结果吻合,即本方案有效改善了光变频插入损耗大的问题。

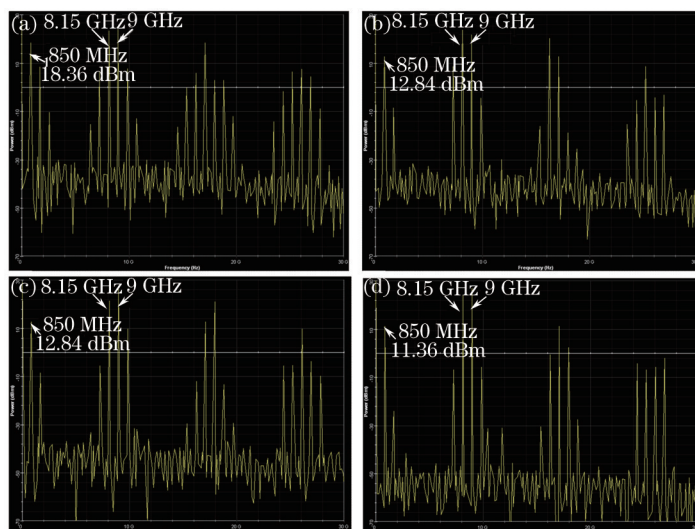


图2 不同工作点的光混频仿真结果。(a) 级联的调制相位关系均设置在低偏工作点; (b) 射频信号设置在低偏工作点、本振信号设置在正交工作点; (c) 射频信号设置在正交工作点、本振信号设置在低偏工作点; (d) 两信号均设置在正交工作点

Fig.2 Simulation results for different mixing situations. (a) Phase relations for cascade modulation in the low-modulation point; (b) RF signal in low-modulation point and local signal in the quarter-point; (c) RF signal in the quarter-point and local signal in low-modulation point; (d) both signals in the quarter-points

## 4 结 论

设计了一种基于级联非线性调制的光混频系统,当级联调制的相位关系均设置在低偏工作点时,变频损耗相比于正交线性点混频较小。在引入链路噪声后的仿真结果也表明,采用级联低偏调制能够提升混频增益7.02 dB,在混频损耗方面有一定改善,使得此项技术实用化应用前景更加广泛。

## 参 考 文 献

- 1 William S C Chang. RF Photonic Technology in Optical Fiber Links [M]. New York: Cambridge University Press, 2002.
- 2 Seeds A J, Williams K J. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology. 2006, 24(12): 4628-4641.
- 3 Zheng Yang, Jiang Huilin, Tong Shoufeng, *et al.*. Establishment of space light mixer mathematical model based on the space coherent laser communication[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706024.  
郑 阳, 姜会林, 佟首峰, 等. 基于相干激光通信空间光混频器数学模型的建立[J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706024.
- 4 Cabon B. Microwave photonic mixing[J]. Transcation D: Coumputer Science & Engineering and Electrical Engineering, 2010, 17(2): 149-162.
- 5 Gopalakrishnan G K, Burns W K, Bulmer C H. Microwave-optical mixing in LiNbO<sub>3</sub> modulators[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1993, 41(12): 2382-2391.
- 6 Jaro G, Berceci T. A new high-efficiency optical-microwave mixing approach[J]. Journal of Lightwave Technology, 2003, 21(12): 3078-3084.
- 7 Howerton M M, Moeller R P, Gopalakrishnan G K, *et al.*. Low-biased fiber-optic link for microwave downconversion [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1996, 8(12): 1692-1694.
- 8 Roussell H, Helkey R. Optical frequency conversion using a linearized LiNbO<sub>3</sub> modulator[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1998, 8(11): 408-410.
- 9 Cabon B, Guennec Y L, Lourdiane M, *et al.*. Photonic mixing in RF modulated optical links[C]. IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings, 2006: 408-409.
- 10 Malyshev S, Chizh A. Optoelectronic mixer for radio-on-fiber systems[C]. European Microwave Conference, 2005: 1608793.
- 11 Salehi M R. Analysis of optical mixing in RF modulated noisy optical links[C]. Noise and Fluctuations in Photonics, Quantum Optics, and Communications, 2007, 6603: 66031k.
- 12 Wen He, Chen Kuantong, Zheng Xiaoping, *et al.*. Remote frequency up-conversion of radio over fiber by dispersion compression of short pulse[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(4): 0405001.  
闻 和, 陈宽桐, 郑小平, 等. 基于压缩脉冲载波的远端上变频光载射频系统[J]. 中国激光, 2014, 41(4): 0405001.
- 13 Li Zhifeng, Wang Hongjie, Wang Wenrui, *et al.*. Upconversion by vertical cavity surface emitting laser injection locking [J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(2): 0206001.  
李知峰, 王红杰, 王文睿, 等. 利用垂直腔表面发射激光器注入锁定实现上变频[J]. 光学学报, 2014, 34(2): 0206001.

栏目编辑: 史 敏