

文章编号: 0258-7025(2009)06-1448-06

光纤无线通信系统中用高非线性光纤实现 全光频率上转换

杨洪武 孙军强 杜秋姣

(华中科技大学武汉光电国家实验室, 湖北 武汉 430074)

摘要 研究了一种基于高非线性光纤(HNLF)中交叉相位调制效应的全光频率上转换射频耦合到光纤无线通信(ROF)系统。数值计算结果表明,由于交叉相位调制引起的调制不稳定性,波长 $1.54 \mu\text{m}$,重复频率为 40 GHz 的抽运光可使波长为 $1.56 \mu\text{m}$,载有速率为 2.5 Gbit/s 的非归零码作为下行链路数据的弱信号光波分裂,产生与载波距离为 40 GHz 且与载波相干的两个一阶调制边带,抽运光脉宽、抽运光功率和光纤长度对载波与边带功率差有较大影响。仿真实验结果证实了以上原理,速率为 2.5 Gbit/s 的数据信号在高非线性光纤中被上转换到 40 GHz 毫米波上。信号光功率为 0 dBm 时,得到的优化光纤长度为 600 m,抽运光功率为 17 dBm。

关键词 光通信; 光纤无线通信; 全光频率上转换; 交叉相位调制; 高非线性光纤

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL20093606.1448

All-Optical Frequency Up-Conversion Utilizing High Nonlinear Fiber in Radio Over Fiber System

Yang Hongwu Sun Junqiang Du Qiuqiao

(Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, School of Optoelectronic Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract All-optical frequency up-conversion in radio over fiber (ROF) system based on cross-phase modulation in a high nonlinear fiber is proposed. The numerical calculation results show that the 40-GHz pulse pump beam with wavelength of $1.54 \mu\text{m}$ can make the weak signal with wavelength of $1.56 \mu\text{m}$ and nonreturn to zero code velocity of 2.5 Gbit/s split and generate two adjacent one-order sidebands, because of the modulation instability induced by cross-phase modulation. The carrier and sidebands are coherent with the spacing of 40 GHz. The pulse width, power of the pump beam, and fiber length all have great impact on the power difference of the carrier and sidebands. The simulation results verify the above principle and 2.5-Gbit/s data signal is up-converted into 40-GHz millimeter-wave in high nonlinear fiber. The optimized fiber length and pump power are 600 m and 17 dBm, respectively, when the power of the signal light is 0 dBm.

Keywords optical communication; radio over fiber; all-optical frequency up-conversion; cross-phase modulation; high nonlinear fiber

1 引 言

最近人们更多地关注光纤无线通信(ROF)在宽带无线接入系统中的应用,因为它能满足 IP 电视、视频点播等互动服务对带宽的需求。无缝集成

波分复用光网络和 ROF 系统能够简化系统复杂性并能增加系统容量^[1,2]。要想成功应用波分复用 ROF 系统,所需解决的一个核心问题是波分复用信号全光频率上转换^[3~6]。目前报道的基于光纤或光

收稿日期: 2008-05-15; 收到修改稿日期: 2008-09-16

基金项目: 国家自然科学基金(60678020) 资助课题。

作者简介: 杨洪武(1970—),男,博士研究生,主要从事光纤通信系统与技术等方面的研究。

E-mail: yhw@hust.edu.cn

导师简介: 孙军强(1965—),男,教授,博士生导师,目前主要从事非线性光学、光通信技术以及激光技术与器件等方面的研究。E-mail: jqsun@mail.hust.edu.cn

波导四波混频效应实现全光频率上转换需要高光功率,因而具有较高的自发辐射噪声^[7]。基于半导体光放大器(SOA)内交叉增益调制可以实现全光混频^[8],但由于 SOA 的调制频率通常很窄,实现数据信号上转换到高频射频信号非常困难^[9]。使用 Sagnac 环实现全光频率上转换^[10],由于 Sagnac 环中反向传输信号光的影响,对偏振十分敏感。为消除偏振影响,系统结构设计得比较复杂。因此本文提出了基于高非线性光纤(HNLF)中交叉相位调制效应实现全光频率上转换,该方案较 Sagnac 环结构简单,消除了反向传输信号光的影响。而与文献^[11]的主要区别是连续光被数据调制信号所代替,并将其应用于 ROF 系统。比较已存在的其他混频方式,这种系统具有一些独特优点,比如低损耗、较高转换效率以及高速工作。另外,相比普通单模光纤,HNLF 使用很短的长度就可以实现波长转换,从而大大降低了群速度失配,使得多个信号同步实现频率上转换成为可能。

2 基本原理

如图 1 (a)所示,在反常色散区波长为 λ_c 的弱连续光上加载速率为 2.5 Gbit/s 数据后和正常色散区重复频率为 40 GHz,波长为 λ_p 的强抽运脉冲光在 HNLF 中发生交叉相位调制引起调制不稳定导致信号光发生分裂,产生调制边带,类似于马赫-曾德尔调制器双边带调制。若边带与载波间隔为确定值,且载波与边带相干,则可以实现频率上转换。如图 1 (b)所示,类似于马赫-曾德尔调制器双边带调制,信号光转变成脉冲序列,在频谱图上产生了一系列调制边带。 C, C_0 分别为调制前、后载波, C_{1+}, C_{1-} 为信号光一阶边带, C_{2+} 和 C_{2-} 为二阶边带。若 C_0 与 C_{1-} 或 C_{1+} 相干,则 C_0 与 C_{1-} 或 C_{1+} 拍频可以得到上转换射频信号。

考虑两束偏振方向相同,但波长不同的光波在单模光纤正、负色散区共同传输,在慢变包络近似下,它们的振幅由耦合非线性方程组描述^[12]

抽运光

$$\frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{1}{v_p} \frac{\partial A_p}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta(\lambda_p) \frac{\partial^2 A_p}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \alpha A_p = i\gamma_p [|A_p|^2 + 2 |A_s|^2] A_p, \quad (1)$$

信号光

$$\frac{\partial A_s}{\partial z} + \frac{1}{v_s} \frac{\partial A_s}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta(\lambda_s) \frac{\partial^2 A_s}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \alpha A_s = i\gamma_s [|A_s|^2 + 2 |A_p|^2] A_s, \quad (2)$$

其中 $A_i(z, t)$ 为光波的复振幅($i = p, s$ 分别代表抽运光和信号光), $\beta(\lambda_i)$ 为群速度色散系数, γ_i 为非线性系数,大小为 $20 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 。高非线性光纤 HNLF 零色散波长为 1550 nm。在模型中考虑群速度、自相位调制和交叉相位调制。超高斯抽运光脉冲半峰全宽、中心波长、重复频率和峰值功率分别为 5 ps, 1540 nm, 40 GHz 和 17 dBm。波长 1560 nm, 功率为 1 mW 的连续光经 2.5 Gbit/s 非归零码调制为信号光,由于信号光功率较小且为准连续光,所以不考虑受激布里渊散射。在抽运光强度较小时,可以忽略拉曼散射效应。由于抽运光的光强远大于信号光的光强,因此对于信号光来说,自相位调制效应相对于交叉相位调制效应很小,光波分裂主要是由于交叉相位调制引起的调制不稳定。抽运光、信号光分布于零色散波长两侧,由于群速度色散值大小相近且符号相反,所以群速度失配大大缩小。

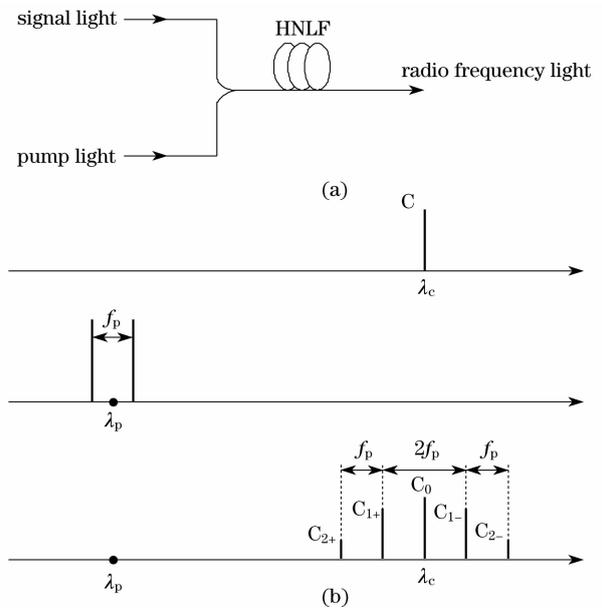


图 1 (a)全光频率上转换基本概念;(b)信号光、抽运光和射频光光谱图

Fig. 1 Conceptual diagram of all-optical frequency up-conversion (a) and optical spectra of the signal, pump, and RF lights (b)

3 数值计算与分析

光纤长度取值为 600 m,参数选取如第 2 节。损耗忽略不计,利用有限差分数值算法分别对调制边带的产生、载波与边带相干性和抽运光脉冲对载波与边带功率差(CSD)的影响进行了研究。

图 2 (a), (b) 分别为转换以后的频谱和波形。如图 2 所示,信号光分裂成脉冲序列,在频谱图上,

中心为载波频率,两边依次分别为频率间隔等于抽运波重复频率 40 GHz 的一阶边带、二阶边带。要想通过载波和一阶边带差频得到毫米波信号,必须保证载波和一阶边带相干。

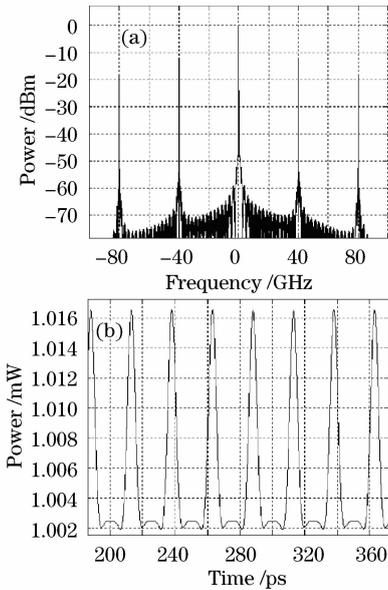


图 2 信号光分裂成脉冲以后的频谱(a)和波形

Fig. 2 Spectrum (a) and waveform (b) of the converted pulse from signal light

图 3 为转换后脉冲在时域上的相移。表 1 是光纤取不同长度时载波相移与一阶边带的相移之差。由表 1 可见,载波与一阶边带相位差与光纤长度无关,信号光分裂以后载波与一阶边带相位差恒定,彼此相干,因此通过光探测器拍频载波和一阶边带可以得到 40 GHz 毫米波信号。

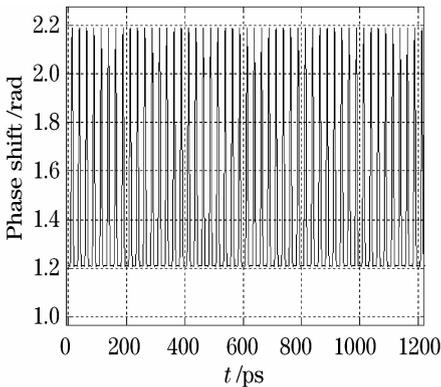


图 3 转换后脉冲在时域上的相移

Fig. 3 Phase shift in time-domain of the converted pulse

表 2 是光纤长度为 600 m, 信号光功率为 0 dBm, 抽运光功率为 17 dBm 时不同抽运脉冲宽度对 CSD 的影响。其中, 脉冲宽度指脉冲半峰全宽, 脉冲半峰全宽在 4~9 ps 之间时, 载波与一阶边带差值变化不大。超过 9 ps 和小于 4 ps 时 CSD 变化较

大, 此时脉冲半峰全宽对 CSD 有较大影响。由于高 CSD 将导致弱接收机灵敏度^[13], 因此脉冲半峰全宽不宜过窄或过宽, 否则会使接收机灵敏度变差。

表 1 载波相移与一阶边带相移

Table 1 Phase shift of the carrier and first-order sideband

Fiber length/m	Phase shift difference of the carrier and first-order sideband	Value/dB
200	-49.2 - (-58)	8.8
300	-47.5 - (-56.3)	8.8
400	-46.2 - (-55)	8.8
500	-45.2 - (-54)	8.8
600	-44.4 - (-53.2)	8.8

表 2 脉冲宽度对 CSD 的影响

Table 2 Impacts of pulse width on CSD

Pulse width /ps	Power difference of the carrier and first-order sideband	Value /dB
3	-0.88 - (-12.85)	11.93
4	-1.09 - (-11)	9.91
5	-1.22 - (-9.9)	8.68
6	-1.25 - (-9.4)	8.15
7	-1.24 - (-9.4)	8.16
8	-1.15 - (-9.89)	8.74
9	-0.95 - (-10.9)	9.95
10	-0.66 - (-12.7)	12.04
11	-0.25 - (-16.95)	16.7

表 3 是光纤长度为 600 m, 信号光功率 0 dBm, 抽运脉宽 5 ps 时不同抽运脉冲功率对 CSD 的影响。如表 3 所示, 增加抽运光功率会使 CSD 减小, 可以提高接收机灵敏度, 但抽运光功率不宜取得过大, 以免引起其他非线性效应, 降低接收机灵敏度。

表 3 抽运光功率对 CSD 的影响

Table 3 Impacts of pump signal power on CSD

Pump power/dBm	Power difference of the carrier and first-order sideband	Value/dB
13	-0.2 - (-17.47)	17.27
14	-0.3 - (-15.55)	15.25
15	-0.47 - (-13.62)	13.15
16	-0.76 - (-11.73)	10.93
17	-1.22 - (-9.9)	8.68
18	-1.99 - (-8.19)	6.2
19	-3.26 - (-6.68)	3.42
20	-5.51 - (-5.45)	0.06

4 系统仿真实验及结果

模拟链路如图 4 所示。半导体激光器 1 (LD-1) 发射波长取 1560 nm, 功率 0 dBm, 线宽 10 MHz, 经马赫-曾德尔调制器 (MZM) 被速率为 2.5 Gbit/s 基带信号所调制, 基带信号用码长 2^7-1 的伪随机比

特序列表示。调制后的信号光通过掺铒光纤放大器 (EDFA) 放大至 0 dBm。LD-2 出射波长取 1540 nm, 用两个 20 GHz 正弦波形时钟驱动偏置电压为 V_{π} 的双臂马赫-曾德尔调制器, 经光载波抑制调制后生成重复频率为 40 GHz, 中心波长为 1540 nm 的抽运脉冲, 抽运光光谱如图 5 所示。抽运脉冲经 EDFA 放大后功率为 17 dBm, 中心波长 1540 nm, 带宽 60 GHz 的光滤波器用来压缩自发辐射噪声。信号光和抽运光通过耦合器一起进入 HNLF, HNLF 参量如表 4 所示, 耦合器、滤波器插入损耗均设为 0 dB。

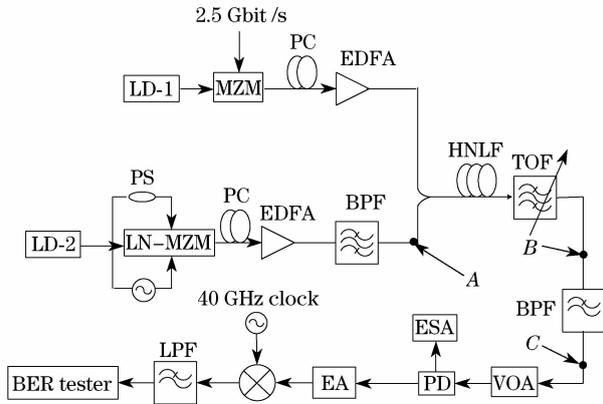


图 4 频率上转换仿真装置图

Fig. 4 Simulation setup of frequency up-conversion

表 4 HNLF 主要参量

Table 4 Main parameters of the HNLF

Parameter	Value
Length /km	0.6
Attenuation-const / (dB/km)	0
Group delay-const /ps/km	4.9×10^6
GVD-constant /ps/(nm · km)	4.5
Dispersion slope-const /ps/(nm ² · km)	0.11
Nonlinear coef / (W · km)	20
Peak Raman gain coef m/W	9.9×10^{-14}

波长转换后的抽运光和信号光的高次谐波被中心波长 1560 nm, 带宽 120 GHz 的可调光滤波器 (TOF) 滤去, 带有数据信号的载波和一阶边带保留下来。如图 6(a) 所示。为提高接收机灵敏度, 使用带宽为 60 GHz, 中心波长为 1559.837 nm 的带通滤波器 (BPF) 滤掉其中的一个一阶边带, 滤出后光谱如图 6(b) 所示。转换后的信号衰减后经探测器光电转换, 通过中心频率为 40 GHz, 带宽 10 GHz 的电子放大器 (EA) 放大后和 40 GHz 时钟混频, 经低通滤波器 (LPF) 滤波, 解调后测得的 2.5 Gbit/s 基带信号误码率 (R_{BER}) 曲线如图 7 所示。

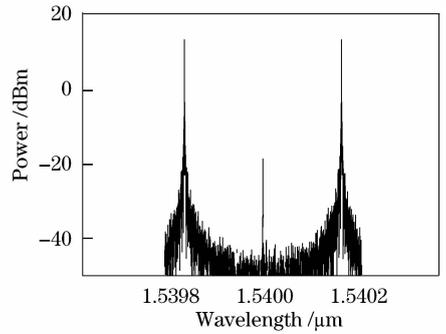


图 5 抽运光光谱(图 4 中 A 处)

Fig. 5 Optical spectrum of pump beam (at the position A of Fig. 4)

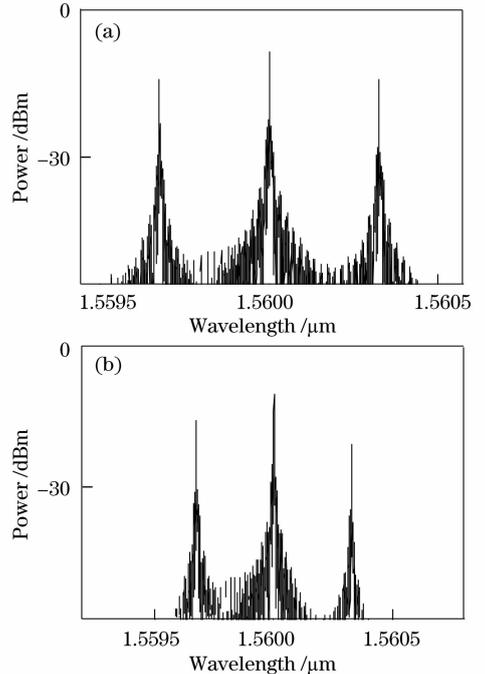


图 6 滤出的上转换信号光谱。(a)图 4 中 B 处; (b)图 4 中 C 处

Fig. 6 Optical spectrum of filtered up-converted signal at the position B (a) and the position C (b) of Fig. 4

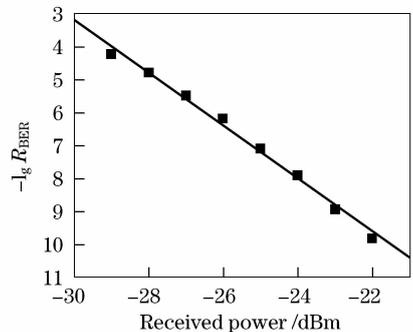


图 7 误码率曲线随接收功率的变化曲线

Fig. 7 Measured bit error rate curve as a function of the received optical power

抽运光功率越低, CSD 越大, 交叉相位调制 (XPM) 效应越弱, 大 CSD 会使上转换信号信噪比严重下降。但过大的抽运光功率会引起其他各种非线性效应, 比如四波混频、受激布里渊散射和受激拉曼散射。当抽运光功率为 17 dBm 时, 从图 8 中可以看出数据信号得以很好传输, 图 8 中眼图完全张开, 十分清晰。

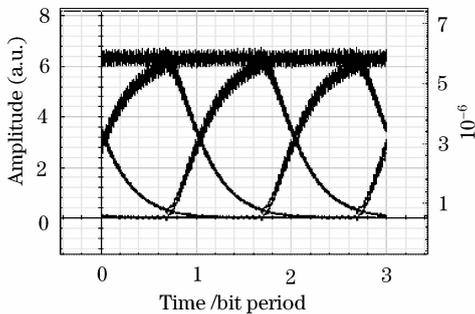


图 8 从上转换信号恢复的基带眼图

Fig. 8 Eye diagram for recovered up-converted signal

图 9 是光纤长度为 600 m, 抽运脉冲半峰全宽为 5 ps 时上转换信号功率和载波边带功率差随抽运光功率的变化曲线。从图 9 可以看出, 随着抽运光功率的增加, 载波边带功率差近似线性减小。上转换信号功率为图 4 中 C 处信号功率, 上转换信号功率小于 16 dBm 时变化不大, 超过 17 dBm 后迅速减小, 转换效率降低, 而 CSD 由 5 dB 逐渐变为负值, 考虑到过大的抽运光功率会引起其他一些非线性效应, 并且超过 17 dBm 时对系统性能影响不大, 所以合适的抽运光功率应取为 17 dBm。

图 10 是光纤长度为 600 m, 抽运脉冲半峰全宽为 5 ps, 抽运光功率 17 dBm 时, 载波边带功率差和接收机灵敏度随光纤长度的变化曲线。可以看出,

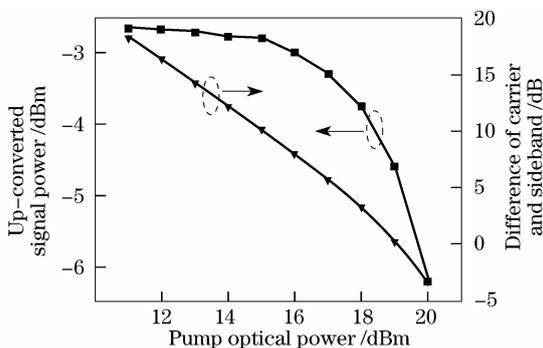


图 9 上转换信号功率和载波边带功率差随本振光功率的变化曲线

Fig. 9 Optical power of the up-conversion signal and power difference of carrier and sideband as a function of the input pump optical power

随着光纤长度增加, 转换效率提高, 载波边带功率差减小, 接收机灵敏度上升。接收机灵敏度定义为误码率为 10^{-10} 时的接收功率。但是光纤长度增加会使群速度失配增加, 考虑到不同波长多路信号光同步转换时, 由于多个信号光波长跨度可以达到几十纳米, 信号光和抽运光之间的群速度失配会随光纤长度增加而增大, 所以光纤长度不宜取得过大。光纤长度在 600~800 m 范围内变化时, 载波边带功率差下降幅度趋缓, 而接收机灵敏度变化不大。所以取光纤长度为 600 m。低于 600 m 时载波边带功率差增加较快, 接收机灵敏度下降幅度增大。

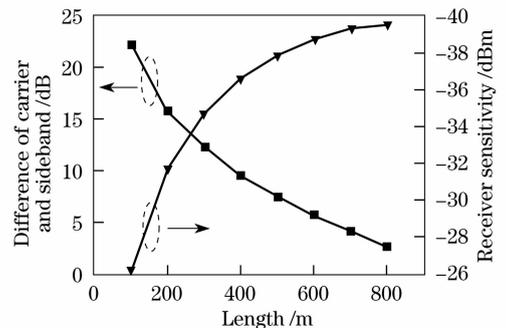


图 10 载波边带功率差和接收机灵敏度随光纤长度的变化曲线

Fig. 10 Power difference of carrier and sideband and receiver sensitivity as a function of the fiber length

5 结 论

研究了基于高非线性光纤中交叉相位调制效应的全光频率上转换。数值计算结果表明, 在 HNLF 中, 由于交叉相位调制引起的调制不稳定, 弱信号光发生光波分裂, 产生调制边带, 且载波与调制边带相干, 抽运光脉宽、抽运光功率和光纤长度对载波与边带功率差有较大影响。仿真实验结果显示, 在 HNLF 中速率为 2.5 Gbit/s 的数据信号被上转换到 40 GHz 毫米波上, 并且显示出很好的转换性能。

参 考 文 献

- Fang Zujie, Ye Qing, Liu Feng *et al.*. Progress of millimeter wave subcarrier optical fiber communication technologies [J]. *Chinese. J. Lasers*, 2006, **33**(4): 481~488
方祖捷, 叶青, 刘峰等. 毫米波副载波光纤通信技术的研究进展 [J]. *中国激光*, 2006, **33**(4): 481~488
- Jiang Tao, Huang Dexiu, Zhang Xinliang *et al.*. A full-duplex 60 GHz-band radio over fiber system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(1): 36~42
江涛, 黄德修, 张新亮等. 全双工 60 GHz 的光纤无线通信系

- 统 [J]. 光学学报, 2008, **28**(1): 36~42
- 3 H. -J. Song, J. -S. Lee, J. -I. Song. Signal up-conversion by using a cross-phase-modulation in all-optical SOA-MZI wavelength converter [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(2): 593~595
- 4 J. Yu, J. Gu, X. Liu *et al.*. Seamless integration of an 8×2.5 Gb/s WDM-PON and radio-over-fiber using all-optical up-conversion based on Raman-assisted FWM [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(9): 1986~1988
- 5 Ye Qing, Liu Feng, Qu Ronghui *et al.*. Fiber-communication project of millimeter-wave subcarrier based on fiber grating [J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(10): 1464~1468
- 叶青, 刘峰, 瞿荣辉等. 一种基于光纤光栅的毫米波副载波光纤通信方案 [J]. 光学学报, 2006, **26**(10): 1464~1468
- 6 Huang Cheng, Chen Lin, Yu Jianjun *et al.*. Millimeter-wave generation utilizing one phase modulator [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(1): 73~76
- 黄诚, 陈林, 余建军等. 采用单个相位调制器产生毫米波 [J]. 中国激光, 2008, **35**(1): 73~76
- 7 B. Leesti, A. J. Zilkie, J. S. Aitchison *et al.*. Broad-band wave-length up-conversion of picosecond pulses via four-wave mixing in a quantum-dash waveguide [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(5): 1046~1048
- 8 Y. -K. Seo, C. -S. Choi, W. -Y. Choi. All-optical signal up-conversion for radio-on-fiber applications using cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2002, **14**(10): 1448~1450
- 9 J. Yu, Z. Jia, G. -K. Chang. All-optical mixer based on cross-absorption modulation in electroabsorption modulator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(11): 2421~2423
- 10 J. Yu, Z. Jia, G. -K. Chang. All-optical 16×2.5 Gb/s WDM signal simultaneous up-conversion based on XPM in an NOLM in ROF systems [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(12): 2724~2726
- 11 D. M. Patrick, A. D. Ellis. 10 GHz pulse train derived from a CW DFB laser using crossphase modulation in an optical fibre [J]. *Electron. Lett.*, 1993, **29**(15): 1391~1392
- 12 G. P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics* [M]. New York: Academic, 2001. 264
- 13 M. Attygalle, C. Lim, G. J. Pendock *et al.*. Transmission improvement in fiber wireless links using fiber Bragg gratings [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(1): 190~192