

文章编号: 0258-7025(2009)01-0148-06

采用外调制器产生四倍频的 光载毫米波光纤无线通信系统

刘丽敏 董泽 皮雅稚 卢嘉 陈林 余建军 文双春

(湖南大学计算机与通信学院 微纳光电器件及应用教育部重点实验室, 湖南 长沙 410082)

摘要 实验研究了采用一个外部调制器和一个光纤布拉格光栅(FBG)滤波器产生四倍频光载毫米波的光纤无线通信(ROF)系统。在中心站(CS),数据和射频(RF)信号通过混频后驱动外调制器,调节外调制器的直流偏置,产生抑制奇数阶边带的信号,用FBG将中心载波滤除,两个二阶边带通过光纤发送至基站。在基站(BS),两个边带在带宽为60GHz的光电二极管中拍频,产生四倍射频信号的毫米波信号。实验显示,当射频频率为10GHz时,可以产生频率为40GHz的光载毫米波信号,得到的毫米波眼图和信号解调后的眼图效果都很好,功率代价小于1dB。从眼图和功率代价两方面来看,2.5Gbit/s的数据信号可在下行链路的光纤中传输40km以上。

关键词 光通信;光纤无线通信系统;光载毫米波产生;四倍频;光纤布拉格光栅滤波器

中图分类号 TN929.9 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20093601.0148

Radio-over-Fiber System for Frequency-Quadrupled Millimeter-Wave Generation by External Modulator

Liu Limin Dong Ze Pi Yazhi Lu Jia
Chen Lin Yu Jianjun Wen Shuangchun

(Key Laboratory for Micro/Nano Opto-Electronic Devices, Ministry of Education,

School of Computer and Communication, Hunan University, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract A novel scheme of radio-over-fiber system to generate frequency-quadrupled optical millimeter-wave by using an external modulator and a fiber Bragg grating (FBG) filter is proposed and experimentally demonstrated. In the central station (CS), the data signal and radio frequency (RF) signal are mixed to drive the optical external modulator. We adjust the direct current (DC) bias to generate signals whose odd-order optical sidebands are suppressed. A FBG filter is employed to suppress the carrier signals, and the second-order sideband modes are transmitted to the base station (BS) in fiber. In BS, two second-order sidebands beat to generate optical millimeter-wave with quadruple frequency in the 60 GHz photodiode. The experimental results show that the 40 GHz optical millimeter-wave is generated by 10 GHz RF resource. The millimeter-wave eye diagram and the demodulated baseband eye diagram show good performance and the power penalty is less than 1 dB. The eye diagrams and power penalty result prove that 2.5 Gbit/s downstream signal can be transmitted over 40-km along fiber.

Key words optical communications; radio-over-fiber system; generation of optical millimeter-wave; frequency quadrupling; fiber Bragg grating filter

1 引言

随着通信技术的不断发展,人们对语音、数据、图像、视频等多媒体通信的需求越来越大,需要更大的带宽来传输更多的信息,以满足人们的需求。此

外,人们希望“不论何时,不论何地,不论何人”都可以使用网络资源。综合以上两种需求,光纤无线通信(ROF)系统可以将两种优点结合,具有很大的技术优势,被认为是一种可以满足社会需求的最佳通

收稿日期:2008-04-24;收到修改稿日期:2008-06-11

基金项目:国家863计划(2007AA01Z263),湖南省自然科学基金(06JJ50108)和教育部光通信和光波技术重点实验室(北京邮电大学)开放基金资助项目。

作者简介:刘丽敏(1983—),女,硕士研究生,主要从事光纤无线通信系统方面的研究。E-mail:llm0812@yahoo.com.cn

导师简介:陈林(1968—),男,教授,主要从事光纤无线通信系统、光分组交换方面的研究。E-mail:liliuchen12@126.com

信方式^[1]。

ROF 系统主要采用分布式结构,即一个中心站服务于多个基站,在中心站完成毫米波的产生、数据调制等复杂的任务;经过光纤传输后到达基站,基站实现光信号与射频(RF)信号的相互转换以及 RF 信号放大等功能。由中心站提供的资源可以被很多基站共享,减少了昂贵的信号处理单元数量,简化了基站的复杂性和结构^[2,3]。

ROF 系统中,毫米波的产生是 ROF 系统的关键问题之一,有很多文献对此进行了研究^[3~14]。毫米波的产生方法主要有直接调制激光器法^[5,6]、光外差法^[7,8]和外部调制器法^[9~14]。基于外部调制器的光毫米波产生方案具有较高的可靠性,可降低代价,因而最有可能成为 ROF 系统中产生光载毫米波的首选技术^[9]。本文所提出的方案就是基于外部调制器,并且可以降低毫米波的产生成本。文献[3]中使用一个调制器产生了 40 GHz 的毫米波,但是需要的射频频率为 20 GHz,调制器的带宽也为 20 GHz。文献[14]中,虽然用 10 GHz 的射频信号

实现了 40 GHz 毫米波的产生,但是用了两个调制器和一个交错复用器。其中一个调制器用来实现抑制一阶边带的调制格式,再用交错复用器将载波和二阶边带分离,另一个调制器用来调制基带数据,增加了系统的成本。

本文理论分析、模拟仿真了采用一个外部调制器和一个 FBG 滤波器,产生四倍频光载毫米波的 ROF 系统,并且通过了实验验证。在中心站,数据信号与射频信号混频后再驱动调制器,只要调节外调制器的偏置电压,即可产生奇数阶边带被抑制的光信号,此光信号包含两个二阶边带和中心光载波,中心光载波被 FBG 滤波器滤除,两个二阶边带用来产生四倍频的光载毫米波信号。与文献[3,14]相比,结构简单,成本低,性价比高。

2 理论分析

2.1 光载毫米波的产生及解调

系统装置示意图如图 1 所示。

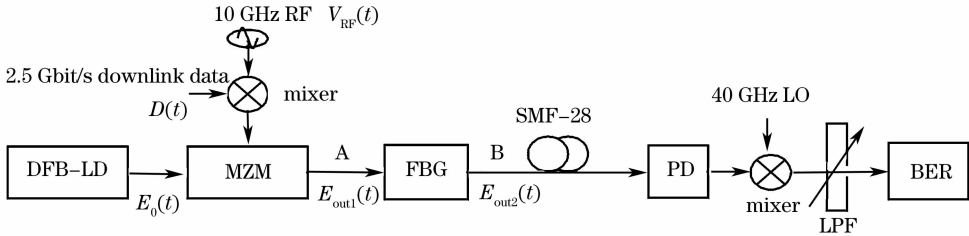


图 1 采用外调制器和 FBG 滤波器产生四倍频毫米波的 ROF 系统装置图

Fig. 1 Setup for frequency-quadrupled optical millimeter-wave generation using external modulator and FBG filter in ROF system

从分布反馈式激光器(DFB-LD)输出的连续光表达式为: $E_O(t) = E_O \cdot \exp(j\omega_O t)$, 其中 E_O, ω_O 分别为光载波的幅度与角频率。基带数据信号的表达式为: $D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_D)$, 其中 a_k 为第 k 个信息符号所对应的电平值(本文取值为 0 或 1); $T_D = 0.4$ ns, 为数据信号的码元周期; $g(t)$ 为基带信号的码元波形^[15]。射频信号表达式为: $V_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$, 其中, V_{RF}, ω_{RF} 分别为射频信号的幅度与角频率。RF 信号与基带信号混频, $V(t) = V_{RF}(t) \cdot D(t) = V_{RF} \cdot \cos \omega_{RF} t \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_D)$ 。参考文献[16,17], 从马赫-曾德尔调制器(MZM)输出的光信号的表达式为:

$$E_{out1}(t) = \frac{E_O(t)}{10^{\alpha/20}} \{ \gamma \cdot \exp[j\pi \frac{V_2(t)}{V_\pi} + j\pi \frac{V_{b2}}{V_\pi}] + (1 - \gamma) \cdot \exp[j\pi \frac{V_1(t)}{V_\pi} + j\pi \frac{V_{b1}}{V_\pi}] \}, \quad (1)$$

式中 $V_1(t), V_2(t)$ 分别为加在 MZM 两臂上的混频后的电信号, 幅度相同, 相位相差 θ ; 即 $V_1(t) = V_{RF} \cdot D(t) \cdot \cos \omega_{RF} t$, $V_2(t) = V_{RF} \cdot D(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \theta)$; V_{b1}, V_{b2} 为加到两臂的直流偏置电压, 通过调节直流偏置电压和相位差, 可以输出不同的调制格式。 V_π 为调制器的半波电压; $\gamma = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\epsilon_\gamma}} \right)$, 为分光比, 其中 $\epsilon_\gamma = 10^{2X_{ER}/10}$, X_{ER} 为消光比, 设消光比足够大; α 为插入损耗, 设插入损耗足够小。为了简化分析, 令 $V_{b2} = 0$, 对(1)式进行简化, 并且取实部, 得

$$E_{\text{out1}} = \frac{E_0}{2} \left\{ \cos[\omega_0 t + \frac{\pi V_{\text{RF}} D(t)}{V_\pi} \cos(\omega_{\text{RF}} t + \theta)] + \cos[\omega_0 t + \frac{\pi V_{\text{RF}} D(t)}{V_\pi} \cos \omega_{\text{RF}} t + \frac{\pi V_{\text{bl}}}{V_\pi}] \right\}. \quad (2)$$

令 $\beta = \pi V_{\text{RF}} D(t) / V_\pi$, 为调制器的调制深度, $\varphi = \pi V_{\text{bl}} / V_\pi$, 表示由直流偏置电压引起的相位偏转。将(2)式进行贝塞耳展开, 得:

$$E_{\text{out1}} = \frac{E_0}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos \omega_0 t \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) [\cos(2n \omega_{\text{RF}} t) \cos(2n \theta) - \sin(2n \omega_{\text{RF}} t) \sin(2n \theta)] \right\} + \\ & 2 \sin \omega_0 t \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\beta) \{ \cos[(2n-1) \omega_{\text{RF}} t] \cos[(2n-1) \theta] - \sin[(2n-1) \omega_{\text{RF}} t] \sin[(2n-1) \theta] \} \right\} + \\ & \cos(\omega_0 t + \varphi) \left[J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos(2 \omega_{\text{RF}} t) \right] + \\ & 2 \sin(\omega_0 t + \varphi) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\beta) \cos[(2n-1) \omega_{\text{RF}} t] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

当 $\cos 2n \theta = 1, \sin 2n \theta = 0, \cos(2n-1) \theta = -1, \sin(2n-1) \theta = 0$ 时, 即 $\theta = \pi$, 并且 $\varphi = 0$ 时, 奇数边带消失, 载波和偶数边带均保留。在实验中, 调节直流偏置电压使 $V_{\text{bl}} = 0$, 即可以使 $\varphi = 0$ 。化简得到

$$E_{\text{out1}} = E_0 [\cos(\omega_0 t) J_0(\beta) + 2 \cos(\omega_0 t) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos(2n \omega_{\text{RF}} t)], \quad (4)$$

忽略二阶以上边带, 即 $n = 1$, 化简得

$$\begin{aligned} E_{\text{out1}}(t) &= E_0 J_0(\beta) \cos \omega_0 t - \\ & E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t + 2 \omega_{\text{RF}} t) - \\ & E_0 J_2(\beta) \cos(\omega_0 t - 2 \omega_{\text{RF}} t), \end{aligned} \quad (5)$$

式中等式右边的第一项为光载波, 第二、三项为双频二阶光边带。由于 $J_0(\beta) > J_2(\beta)$, 因此载波的功率要大于两个二阶边带的功率, 与模拟及实验的结果吻合。此信号输入至 FBG, 光载波被滤除, 输出的信号中只含有双频二阶光边带, 即

$$E_{\text{out2}}(t) = -E_0 J_2(\beta) [\cos(\omega_0 t + 2 \omega_{\text{RF}} t) + \cos(\omega_0 t - 2 \omega_{\text{RF}} t)], \quad (6)$$

从(6)式可以看出, 从 FBG 输出的两个边带的频率差为 4 倍 RF 频率。此信号经过光电二极管 (PD) 进行光电检测, 输出表达式为

$$\begin{aligned} I(t) &= \mu \cdot |E_{\text{out2}}(t)|^2 = \\ & \mu \cdot E_0^2 \cdot J_2^2(\beta) \cdot [1 + \frac{1}{2} \cos(2 \omega_0 t + 4 \omega_{\text{RF}} t) + \\ & \frac{1}{2} \cos(2 \omega_0 t - 4 \omega_{\text{RF}} t) + \\ & \cos(2 \omega_0 t) + \cos(4 \omega_{\text{RF}} t)], \end{aligned} \quad (7)$$

式中 μ 为 PD 的响应率。式中第二等式右边第一项为直流成分, 第二、三、四项为光频成分, 这些光频成

分经过 PD 后, 也变成了直流成分, 所以从 PD 输出的成分只含有最后一项, 即产生了一个四倍于 RF 信号频率的电载毫米波

$$I(t) = \mu \cdot E_0^2 \cdot J_2^2(\beta) \cdot \cos(4 \omega_{\text{RF}} t). \quad (8)$$

从(1)~(8)式的理论推导可以看出, 令 $\theta = \pi, V_{\text{bl}} = 0$, 即可实现抑制奇数边带的调制格式, 再用 FBG 滤波器将载波滤除, 在基站拍频, 即得到了 40 GHz 的毫米波信号。本文用 10 GHz 的本地振荡频率, 产生了 40 GHz 的毫米波信号, 只采用了一个外调制器和一个滤波器, 与文献[12]相比, 采用的器件少, 降低了系统成本。

2.2 色散对光毫米波传输的影响

对于本文的调制格式, 色散是限制光载毫米波传输距离的主要因素。由于色散使两个二阶边带传输速度不同, 造成码元时移, 当时移时间等于一个码元周期 τ 时, 眼图将完全闭合^[18]。两个二阶边带的

传输速度分别为 $v_2 = \frac{\omega_C + 2 \omega_{\text{RF}}}{\beta(\omega_C + 2 \omega_{\text{RF}})}$, $v_{-2} = \frac{\omega_C - 2 \omega_{\text{RF}}}{\beta(\omega_C - 2 \omega_{\text{RF}})}$, 则经过 Z 距离的传输后, 两个边带的时间差为

$$\Delta t_{-2,2} = \left[\frac{\beta(\omega_C - 2 \omega_{\text{RF}})}{\omega_C - 2 \omega_{\text{RF}}} - \frac{\beta(\omega_C + 2 \omega_{\text{RF}})}{\omega_C + 2 \omega_{\text{RF}}} \right] \cdot Z. \quad (9)$$

将泰勒展开式 $\beta(\omega_C \pm k \omega_{\text{RF}}) = \beta(\omega_C) \pm k \omega_{\text{RF}} \beta'(\omega_C) + \frac{1}{2} k^2 \omega_{\text{RF}}^2 \beta''(\omega_C)$, 和 $\beta'(\omega_C) = \frac{\lambda_C^2 D}{-2 \pi c}$ 代入(9)式, 并进行化简, 得

$$\Delta t_{-2,2} \approx 4 D \lambda_C^2 f_{\text{RF}} Z c^{-1} \quad (10)$$

此即传输 Z 距离后, 两个边带的时间差。当 $\Delta t_{-2,2}$

→ τ 时,眼图完全闭合。因此,系统的传输距离

$$Z < L = \frac{\tau \cdot c}{4 \cdot D \cdot \lambda_c^2 \cdot f_{RF}}, \quad (11)$$

本系统采用非归零(NRZ)码,并且数据速率为 2.5 Gbit/s,因此 $T_D = 0.4$ ns。将色散参数 $D = 17$ ps/(nm·km),中心波长 $\lambda_c = 1543.72$ nm, $f_{RF} = 10$ GHz代入到(11)式进行计算,得到最大传输距离 $L = 74$ km。根据(10)式,码元时移与传输距离 Z 成正比,随着传输距离的增加,眼图的张开度逐渐减小,符合实验结果。

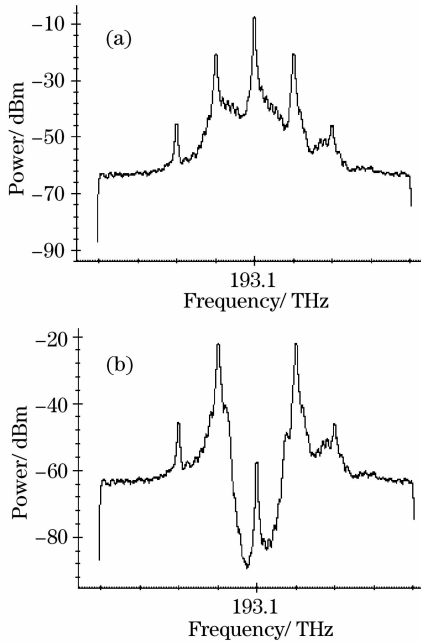


图2 不同测试点的模拟频谱图。

(a)抑制奇数阶边带后的频谱图;(b)滤除载波后的频谱图

Fig. 2 Simulation optical spectra at different position labeled in Fig. 1. (a) optical spectrum of suppressing odd-order; (b) optical spectrum after removing the carrier signals

当利用两个一阶边带拍频产生 40 GHz 的毫米波信号时,两个一阶边带经过 Z 距离的传输,产生的时间差为: $\Delta t_{-1,1} \approx 2D\lambda_c^2 f_{RF} Z c^{-1}$,其中 $f_{RF} = 20$ GHz,当参数 D 与 λ_c 的取值与二阶边带取值相同时,可得到 $\Delta t_{-1,1} = \Delta t_{-2,2}$,说明这两种方案的色散时间差相等,表明色散对这两种方案性能的影响是相同的。而本文采用的本地振荡信号只有 10 GHz,降低了对调制器的带宽需求,也降低了系统的成本,是一种行之有效的产生高频毫米波的方案。

2.3 系统原理及仿真结果

采用光通信系统模拟软件 Optisystem3.0 对用

外调制器和 FBG 滤波器产生四倍频光载毫米波的 ROF 系统进行模拟。分布反馈式激光器产生连续光作为光载波,中心频率为 193.1 THz,下行传输的数据与 10 GHz 的射频信号混频产生电载毫米波,驱动双臂 MZM 产生奇数阶边带被抑制的光信号,双臂 MZM 的参数设置为 $\theta = \pi, V_{bias1} = 0$,与理论推导结果一致,仿真结果如图 2 所示。图 2(a)是图 1 中 A 点的模拟结果,两个二阶边带之间的频率间隔为 4 倍的射频频率。调制后的光谱能量主要集中在二阶边带和中心载波上。用 FBG 滤波器将中心光载波滤除,得到了只包含双频率的二阶边带信号,频率差为射频信号的 4 倍,图 2(b)是图 1 中 B 点的模拟结果,载波抑制比约为 50 dB。经过光纤传输后,双频二阶边带信号在基站通过高速检测器,产生频率为 $4f_0$ 的电载毫米波信号。

3 实验装置及结果

实验装置下行链路模块包含:中心站的光载毫米波产生模块、基站的电载毫米波模块以及接收数据模块。光毫米波产生模块由激光器、混频器、外调制器及 FBG 滤波器组成,用来产生只含有二阶边带的信号。基站的电载毫米波模块由光电二极管组成。从光电二极管输出的信号即为电载毫米波信号。此信号与 40 GHz 的本地振荡信号混频,经过

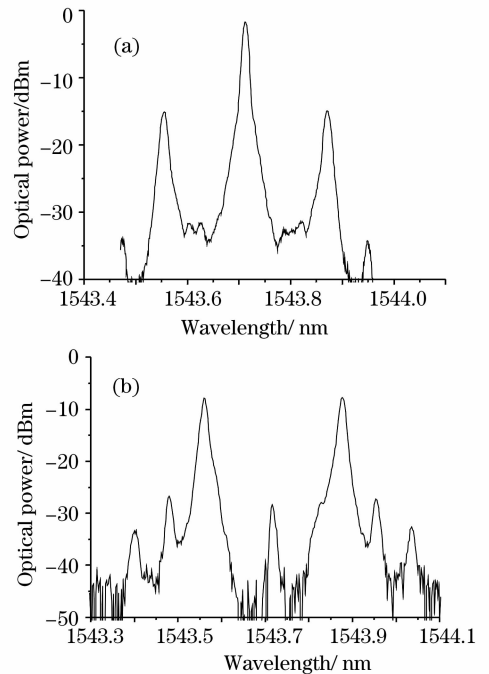


图3 不同测试点得到的实验频谱图

Fig. 3 Experimental optical spectra at different position labeled in Fig. 1

低通滤波器(LPF)后,输入到误码测试仪,即可检测误码情况。

采用 Ando 公司的 6317 型光谱分析仪检测光谱,其波长为 600~1700 nm,最小分辨率为 0.01 nm。采用 Agilent 86100C 示波器测量眼图。下行链路数据信号是由型号为 Anritsu MP1763C 的码型发生器产生的字长为 $2^{31}-1$ 的伪随机码,其最高码元速率为 12.5 Gbit/s,实验采用 2.5 Gbit/s。由分布反馈式激光器产生波长为 1543.72 nm 的连续光波,输入单臂 MZM。2.5 Gbit/s 的下行数据与 10 GHz 的射频信号混频产生电载毫米波,用它驱动单臂 MZM,对光载波进行调制,实现抑制奇数边

带的信号调制,此光谱包含双频二阶边带和中心载波,在图 1 中 A 点测得的频谱图如图 3(a)所示。实验采用 3 dB 带宽大于 8 GHz,半波电压为 7.8 V,消光比大于 25 dB 的单臂 MZM。为了实现此种调制格式,调制器的偏置电压为 3.9 V。抑制了奇数边带的光信号经过带宽为 0.244 nm,抑制比为 25 dB 的 FBG 滤波器,载波被滤除,频谱中只含有双频二阶边带,在图 1 中 B 点测得的频谱图如图 3(b)所示。经过 40 km 的 SMF-28 传输后,到达基站。光载毫米波通过 3 dB 带宽为 50 GHz 的高速光电检测器变成电载毫米波。

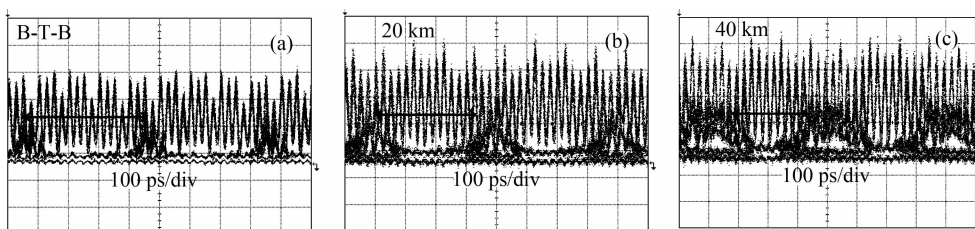


图 4 电载毫米波眼图

Fig. 4 Eye diagrams of electrical millimeter waves

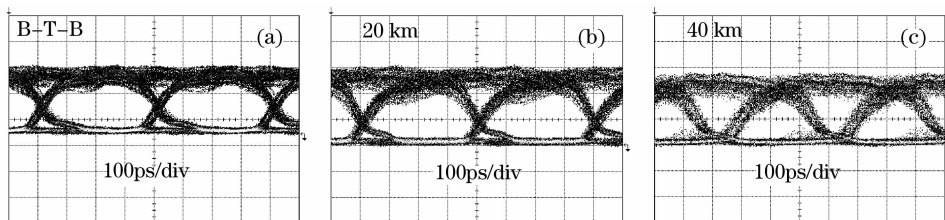


图 5 基带信号眼图

Fig. 5 Eye diagrams of baseband signals

采用电混频器(mixer)将 40 GHz 的本振(LO)信号与接收到的毫米波混频进行相干解调得到基带信号,通过低通滤波器进入到误码测试仪进行误码检测。利用 Agilent86100C 示波器测量光信号的眼图,将光信号插入到 Agilent86106A 模块变成电信

号,即可测量得到眼图。测得的带数据的电载毫米波眼图如图 4 所示。解调后的基带信号眼图如图 5 所示。从图 4 和图 5 中可以清晰地看出:背对背(B-T-B)传输时,眼图张开度大,迹线清晰;随着传输距离的增加,眼图的张开度逐渐变小,这是因为眼图的张开度与码元时移有关,码元时移越大,眼图张开越小,同时码元时移和传输距离 Z 成正比,因此,随着传输距离的增加,码元时移增大,眼图的张开度逐渐减小。传输 40 km 时,眼图仍然张开,证明系统性能良好。

利用型号为 Anritsu MP1764C 误码仪测量接收信号的误码,测量得到的下行链路的误码特性如图 6 所示。对于下行链路,通过光纤传输 20 km 后,在误码率(BER)为 10^{-9} 情况下,功率代价小于 1dB。

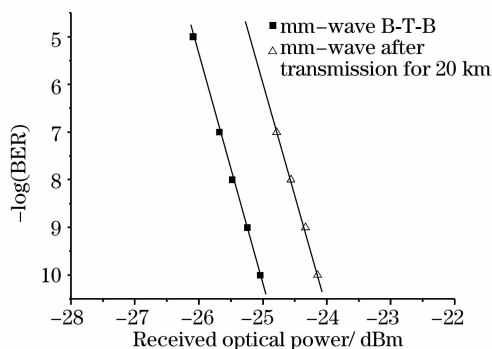


图 6 下行链路数据信号的误码特性

Fig. 6 BER curve for downlink data

4 结 论

提出了一种用一个调制器产生高频毫米波的方案,得到了理论推导结果,并通过系统仿真和实验验证了该系统的可行性。通过适当地调节外部调制器的偏置电压,仅使用一个调制器和频率较低的本地振荡信号,得到了四倍于本地振荡信号的高频毫米波,降低了中心站器件带宽要求的同时提高了整个系统的传输带宽,使得整个系统简单、高效。模拟和实验结果均显示,中心站 2.5 Gbit/s 的数据信号经副载波调制后,通过外调制器调制到抑制了奇数边带的光载波上,再经 FBG 滤波器滤除中心载波,得到的四倍频信号经 40 km 光纤传输至基站,得到的毫米波眼图和信号解调后的眼图效果都很好,功率代价小于 1dB。通过实验证明,从功率代价和眼图两方面来看,此信号可在下行链路的光纤中传输 40 km 以上。

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. 毫米波副载波光通信技术研究进展[J]. *中国激光*, 2006, **33**(4): 481~488
- Chi Hao, Zhang Xianmin, Shen Linfang. Inter-modulation distortion analysis for single drive Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2006, **26**(11): 1619~1622
池灏, 章献民, 沈林放. 单极型马赫-曾德尔调制器的互调失真分析[J]. *光学学报*, 2006, **26**(11): 1619~1622
- Chen Lin, Dong Ze, Li Ying *et al.*. Full-duplex radio-over-fiber system with a novel scheme for millimeter-wave generation by single arm modulator[J]. *Journal on Communications*, 2007, **28**(9): 85~90
陈林, 董泽, 李瑛等. 采用电光调制器产生光毫米波的全双工通信光纤无线通信系统[J]. *通信学报*, 2007, **28**(9): 85~90
- 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通信方案[J]. *光学学报*, 2006, **26**(10): 1464~1468
- W. E. Stephens, T. R. Joseph. System characteristics of direct modulated and externally modulated RF fiber-optic links[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1987, **5**(3): 380~387
- E. I. Ackerman, C. H. Cox. RF fiber-optic link performance [J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2001, (2): 50~58
- R. T. Ramos, A. J. Seeds. Fast heterodyne optical phase-lock loop using double quantum well laser diodes[J]. *Electron. Lett.*, 1992, **28**(1): 82~83
- R. -P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde *et al.*. Low-phase-noise millimeter-wave generation at 64 GHz and data transmission using optical sideband injection locking[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(5): 728~730
- Jianjun Yu, Zhensheng Jia, Lilin Yi *et al.*. Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(1): 265~267
- Jianjun Yu, Zhensheng Jia, Lei Xu *et al.*. DWDM optical millimeter-wave generation for radio-over-fiber using an optical phase modulator and an optical interleaver [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(13): 1418~1420
- Zhensheng Jia, Jianjun Yu, Gee-Kung Chang. A full-duplex radio-over-fiber system based on optical carrier suppression and reuse[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(16): 1726~1728
- Lin Chen, Hong Wen, Shuangchun Wen. A radio-over-fiber system with a novel scheme for millimeter-wave generation and wavelength reuse for up-link connection [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(19): 2056~2058
- Lin Chen, Yazhi Pi, Hong Wen *et al.*. All optical mm-wave generation by using direct-modulation DFB laser and external modulator[J]. *Microwave and Optical Technol. Lett.*, 2006, **49**: 1265~1267
- Jianjun Yu, Zhensheng Jia, Ting Wang *et al.*. Centralized lightwave radio-over-fiber system with photonic frequency quadruple for high-frequency millimeter-wave generation [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, **19**(19): 1499~1501
- Fan Changxin, Zhang Fuyi, Xu Bingxiang *et al.*. Principle of Communication[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2001. 91
樊昌信, 张甫翔, 徐炳祥等. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001. 91
- J. C. Cartledge, C. Rolland, S. Lemerle *et al.*. Theoretical performance of 10Gb/s lightwave systems using a III-V semiconductor Mach-Zehnder Modulator [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1994, **6**(2): 282~284
- J. C. Cartledge. Performance of 10 Gb/s lightwave systems based on lithium niobate Mach-Zehnder modulators with asymmetric Y-branch waveguides[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, **7**(9): 1090~1092
- Jianxin Ma, J. Yu, Chongxiu Yu *et al.*. Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(11): 3244~3256