

基于自差 60 GHz 接收机的光载无线通信系统设计与实现

沈 达 胡宗福 吴佳青 杜天瑜

(同济大学电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要 提出并理论证明了一个基于自差 60 GHz 接收机的光载无线通信(RoF)系统,克服了非相干光源的相位噪声问题,避免使用高速光电调制器件和锁相环。此 RoF 系统既支持高速数据传输,又简化了中心站(CS)和远端天线单元(RAU)。上下行链路采用光载基带和光载中频(IF)信号,提高了光链路的频谱利用率。下行链路用高速光电探测器(PD)光生 60 GHz 毫米波,终端用自差接收机消除相位噪声的影响,并直接得到接收基带信号。上行链路采用低速光电探测器探测直接得到基带信号,降低了中心站的造价,同时减少了光源数量。OptiSystem 和 Matlab 模拟实验证明了下行和上行链路误码率(BER)为 10^{-9} 时,光灵敏度性能分别提高 7.1 dB 和 1.5 dB,实现了 2.5 Gb/s 信号在 32.4 km 的单模光纤(SMF)光链路上的无差错传输。

关键词 光通信;光载无线通信;60 GHz 高速无线接入;自差接收机;光电探测器

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201333.0506005

Design and Realization of a Radio-over-Fiber System Based on Self-Homodyned 60 GHz Receiver

Shen Da Hu Zongfu Wu Jiaqing Du Tianyu

(College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract A radio-over-fiber (RoF) system based on self-homodyned 60 GHz receiver is proposed and theoretically demonstrated. It overcomes the phase noise induced by incoherent lasers and avoids using wide bandwidth electro-optic devices and phase-locked loops. It not only supports the transmission of high bit-rate signals, but also simplifies the central station and the remote antenna unit. The usage of baseband signals or intermediate frequency (IF) signals in the uplink and downlink improves the spectral utilization rate. The downlink uses the high-speed photo-detector to generate photonic 60 GHz millimeter wave, and the terminal uses self-homodyned receiver to remove the impact of phase noise and obtains baseband signal directly. The uplink uses the low-speed photo-detector to generate baseband signal directly, to decrease the price of the central station, and to reduce the number of optical sources. Using OptiSystem and Matlab simulation, it can be concluded that when the bit error rate (BER) of the uplink and downlink equals 10^{-9} , the sensitivities of light can be improved by 7.1 dB and 1.5 dB, respectively. The proposed system realizes a 2.5 Gb/s baseband signal transmitting over a 32.4 km single mode fiber (SMF) link without error.

Key words optical communications; radio-over-fiber; 60 GHz high-speed wireless access; self-homodyned receiver; photo-detector

OCIS codes 060.5060; 060.2920; 060.2840; 060.2330

收稿日期: 2012-12-13; 收到修改稿日期: 2013-01-07

基金项目: 国家自然科学基金(60972002)资助课题。

作者简介: 沈 达(1989—),男,硕士研究生,主要从事基于光载无线通信的 60 GHz 高速无线接入方面的研究。

E-mail: 2012shenda@tongji.edu.cn

导师简介: 胡宗福(1959—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事光载无线通信等方面的研究。

E-mail: huzongfu@tongji.edu.cn

1 引言

人们对带宽和高速信息传输的需求日益增长,推动了光载无线通信(RoF)的发展。在 RoF 正走向实用化的今天,仍有不少难题需要克服,比如器件的性能和架构的成本。为了成功实现商用,简化 RoF 的架构十分必要。

由于氧吸收峰正好存在于 60 GHz 频段,所以该频段信号的最大特点是衰减程度大、传播距离短。此外,它具有免许可证、高带宽等特点,使得 60 GHz 信号极其适合室内环境的用户高速接入。在相同带宽利用率下,带宽与比特率成正比。根据香农高斯信道容量公式,带宽越宽,信道容量越大。工作在 C 波段(频率在 3.7~4.2 GHz)、米波波段(频率大于 30 MHz 小于等于 300 MHz)甚至更低频段内的设备太多,导致频谱资源极为紧张,划分给 60 GHz 的频段可达 5~8 GHz,每个子频带可达 2~3 GHz,而且工作在该频段的设备少,使得同频干扰少,所以 60 GHz 能提供更高速率的业务。另外用电路产生 60 GHz 信号十分困难,但光电探测器(PD)光生毫米波的方法为 60 GHz 的实用起到了巨大的推动作用。近几年国内外诸多高校开展了基于 RoF 的毫米波(mmW)研究^[1~4]。

人们提出了许多毫米波信号生成办法,主要可以分为两类:1)利用不同光之间的互拍生成毫米波,两束光之间的频率间隔就是所需毫米波的频率。但是由于两束光相位不相关,使得产生的毫米波具有相位噪声,在传统的本振(LO)下变频的情况下,势必会把相位噪声引入基带信号,导致基带信号的衰落。2)利用相干的两个谱线,例如使用注入锁定激光器、多个马赫曾德尔调制器(MZM)和相位调制器(PM)级联或并联。然而,使用这一方法的电光调制设备对带宽的要求高,因此成本并不低,而且 MZM 和 PM 个数的增加进一步提高了成本^[1~4],且稳定性和灵敏性性能仍然低下。文献[5]中找到了一种折中的办法,即使用自差射频(RF)接收机消除两束激光引入的相位噪声,实现了高速 155 Mb/s 信号在 26.2 km 单模光纤上的成功传送。

另外,人们希望能降低中心站(CS)的复杂性和造价^[6]。一般来说,CS 处理的是基带或中频(IF)信号,而远端天线单元(RAU)以最简单的方法把信号调制到光载波上,以降低系统的复杂性。从对称角度来看,CS 必定要解调出 RAU 接收的毫米波信号,再进行下变频,以处理基带或 IF 信号,这就增加

了系统的复杂性。文献[7]利用双端口锁模激光器(MLL)内置的 LO,把光载 RF 信号变换成光载 IF 信号,并且使用低速 PD 拍频,可以直接获得 IF 信号,避免使用昂贵的高速 PD,但是由于使用了昂贵的双端口 MLL,结果并没有进一步降低 CS 的造价。文献[8]未将下行链路中被信号调制的光源进行饱和和放大,而是用上行 1.25 Gb/s 基带信号直接调制含下行信号的光信号,经过 20 km 光纤传输到 CS 端,被低速 PD 探测得到基带信号。由于该系统并未充分利用波长重用技术的优点,导致再次被调制的光波仍承载有下行信号,这必定会引起上行链路性能的下降。

本文提出一个上下行链路非对称的 RoF 系统。它利用自差结构消除两束非相干光的相位噪声问题,同时避免使用锁相环等复杂器件。下行运用高速 PD 光生 60 GHz 毫米波,上行采用低速 PD,降低 CS 造价。实现了上下行的高速同时传输,并仿真证明了其可行性。

2 基本原理

RoF 系统的上下行链路结构如图 1 所示。下行方向采用光生毫米波方法,在 CS 端,光源 LD₁ 的输出光在单臂驱动的 MZM 中被输入的 IF 信号调制,由掺铒光纤放大器(EDFA)放大,再通过光带通滤波器(OBPF)滤除 EDFA 的放大自发辐射(ASE)噪声后,经过单模光纤(SMF)传输到 RAU,与 RAU 被 50:50 分光器分出的 LD₂ 输出光由光耦合器(OC)耦合,通过高速 PD 探测,产生相应频率的毫米波,由增益为 G_{Tamp} 的发射放大器放大后,经天线发送给用户终端(UT),UT 用增益为 G_{Ramp} 的接收放大器将信号放大以补偿无线路径损耗,接着将接收到的毫米波一分为二,送入混频器中自差,经过低通滤波器(LPF)后即可得到基带信号,送入误码分析仪(BERT)进行分析;在上行方向,RAU 接收到来自 UT 的毫米波信号后,先放大该信号,再利用自差产生幅移键控(ASK)信号用于调制 RAU 的 LD₂ 输出光,由 EDFA 放大,再通过 OBPF 滤除 ASE 噪声,经单模光纤传输到 CS,用低速 PD 探测直接得到基带信号,送入 BERT 进行分析。

上下行链路可以使用独立单模光纤(SMF),也可共用,但为了降低干扰,系统的上下行链路使用独立的单模光纤。

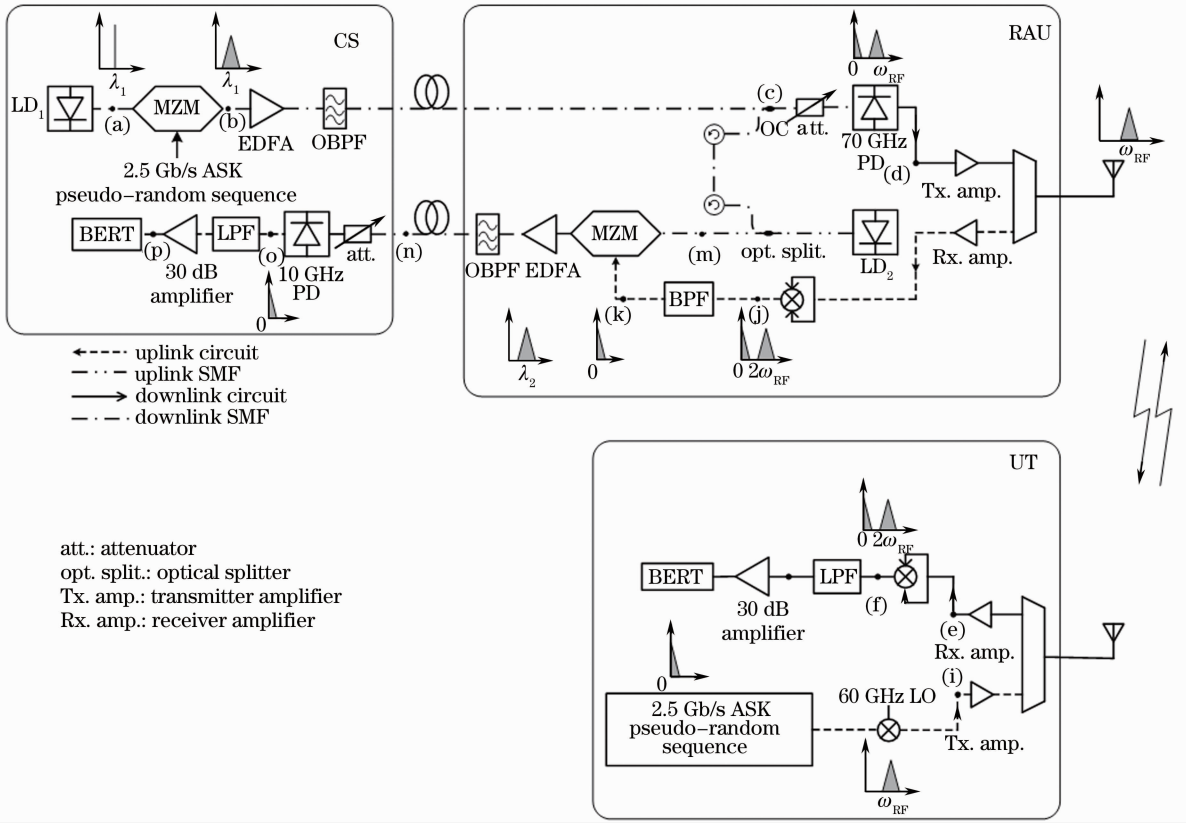


图 1 基于自差 60 GHz 接收机的 RoF 系统

Fig. 1 RoF system based on self-homodyned 60 GHz receiver

2.1 下行链路公式推导

若图 1 中 (a) 和 (m) 点的两个独立激光器 LD_1 和 LD_2 的光场可以写成复指数函数形式：

$$E_{out} = E \exp\{j[2\pi\nu t + \varphi(t)]\}, \quad (1)$$

用 E_1 和 E_2 表示两激光器光场的幅值, ν_1 和 ν_2 表示两个激光器的输出光频率, 而且光频率的间隔是所需要的毫米波频率, $\varphi_1(t)$ 和 $\varphi_2(t)$ 分别表示 LD_1 和 LD_2 的相位噪声, 为简化 (1) 式, 假定 $E_1 = E_2 = 1$ 。假设调制信号是 ASK 信号 $A_r s_1(t) \cos(\omega_m t)$, 其中 A_r 是放大倍数, $s_1(t)$ 是 0-1 码。在 RAU 的 PD 探测前, (c) 处的两个光信号用第一类 Bessel 函数进行级数展开可表示为

$$A_{f_1}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n \left[\frac{m_c}{2} s_1(t) \right] \exp\left(j \frac{1}{2} \beta_2 z n^2 \omega_m^2\right) \cdot \exp\left\{j \left[2\pi(\nu_1 + n f_m) t + \frac{\theta}{2} + \varphi_1(t) \right]\right\}, \quad (2)$$

$A_{f_2}(t) = \exp\{j[2\pi\nu_2 t + \varphi_2(t)]\}$, (3) 式中, 单模光纤传输函数中的光纤色散分量 $H(j\omega) = \exp\left\{j \left[\frac{1}{2} \beta_2 z (\omega_c - \omega_{sub})^2 \right]\right\}$, j 代表虚数, β_2 为群速度色散 (GVD), z 为光纤长度, ω_c 为光载波 ν_1 或 ν_2 角频率, ω_{sub} 为副载波和光载波角频率之和, 即 $\omega_{sub} = \omega_c + n\omega_m$, $J_n(\cdot)$ 表示第 n 阶第一类 Bessel 函数, m_c 是调制指数, 可以表示为 $m_c = \frac{\pi}{V_\pi} A_r$; θ 是 MZM 的偏置电压。可以看到: $A_{f_1}(t)$ 具有相邻频率间隔为 f_m 的频谱分量。 $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$ 是 ASK 信号的中心频率, 利用 MZM 实现光载 IF 信号的最大好处是节约了频谱资源, 提高了频谱利用率。假定两束光偏振方向相同, 根据高速 PD 的平方律探测, 相应的拍频信号为

$$\nu_{mmw}^{DL}(t) = 2\mathcal{R} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n \left[\frac{m_c}{2} s_1(t) \right] \cos \left[\omega_{RF} t + \varphi_D(t) + n \left(\omega_m t + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \beta_2 z n^2 \omega_m^2 \right], \quad (4)$$

式中 \mathcal{R} 是 PD 响应度, $\omega_{RF} = 2\pi(\nu_1 - \nu_2)$, $\varphi_D(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ 。若设置两激光器输出波长, 使得 ω_{RF} 为 60 GHz, 则 (4) 式表示受到 LD_1 和 LD_2 的相位噪声之差干扰的 60 GHz 毫米波信号。当终端用户接收到 $\nu_{mmw}^{DL}(t)$ 后, 进行自差, 则 (f) 处的信号可表示为

$$\nu_{\text{SH}}^{\text{DL}}(t) = \frac{1}{2} \mathcal{R}^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_n \left[\frac{m_C}{2} s_1(t) \right] J_p \left[\frac{m_C}{2} s_1(t) \right] [\cos(X+Y) + \cos(X-Y)], \quad (5)$$

式中 $X = \omega_{\text{RF}}t + \varphi_{\text{D}}(t) + n\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\theta + \beta_2 z n^2 \omega_m^2}{2}$, $Y = \omega_{\text{RF}}t + \varphi_{\text{D}}(t) + p\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\theta + \beta_2 z p^2 \omega_m^2}{2}$ 。显然, 经过自差以后, 出现了二倍毫米波频率的信号和 IF 信号。所需的 IF 信号不含 LD₁ 和 LD₂ 的相位噪声。考虑到当调制指数 $m_C \ll 1$ 时, n, p 仅取 $-1, 0, 1$, 二阶以上的 Bessel 分量可忽略。低通滤波后, 由 Bessel 函数的泰勒级数展开并化简可以得到(g)点信号的表达式:

$$\nu_{\text{SH}}^{\text{DL}}(t) \approx \frac{1}{2} \mathcal{R}^2 \left[1 + \frac{m_C^4}{256} s_1(t) + \left(-m_C + \frac{m_C^3}{16}\right) \sin\left(\frac{1}{2} \beta_2 z \omega_m^2\right) s_1(t) \sin(\omega_m t) - \frac{m_C^2}{8} s_1(t) \cos(2\omega_m t) \right]. \quad (6)$$

(6)式表明:接收信号中包含四个分量,除第一个直流分量外,其他分量均能得到接收序列,直接利用第二个分量可得到接收基带信号。

2.2 上行链路公式推导

假设(i)点的毫米波信号 $\nu_{\text{mmw}}^{\text{UL}}(t) = F_{\text{ASK}}(t) \cos(2\pi\omega_{\text{RF}}t)$, 其中 $F_{\text{ASK}}(t) = s_2(t) \cos(\omega_m t)$ 是 ASK 信号, 则首先对毫米波信号自差, 图 1 中(j)点处的信号可表示为

$$\nu_{\text{SH}}^{\text{UL}}(t) = \left[\frac{1}{2} \nu_{\text{mmw}}^{\text{UL}}(t) \right]^2 = \frac{1}{16} [s_2(t) + s_2(t) \cos(2\omega_m t) + s_2(t) \cos(2\omega_{\text{RF}}t) + s_2(t) \cos(2\omega_m t) \cos(2\omega_{\text{RF}}t)]. \quad (7)$$

再通过合适的低通滤波后, (k)处的信号近似为 $\frac{1}{16} s_2(t)$, 是一个基带信号。由于不需要光生毫米波, 所以把高速 PD 替换成低速 PD 也能得到所需信号, 节省了系统成本。此时, 低速 PD 探测前的(n)处接收到的光信号为

$$A_{f_3}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n \left[\frac{m_B}{2} s_2(t) \right] \cdot \exp \left\{ j \left[2\pi\nu_2 t + \frac{\theta}{2} + \varphi_2(t) \right] \right\}, \quad (8)$$

式中 $m_B = \frac{\pi}{16V_\pi}$ 。则经低速 PD 探测, 取 $n = -1, 0, 1$, 得到(o)点光电流可等效为

$$i_p(t) = \mathcal{R} \times |A_{f_3}(t)|^2 * \omega_{\text{LPF}}(t) \approx \mathcal{R} \left[1 + \left(\frac{m_B^2}{16} + \frac{m_B^4}{256} \right) s_2(t) \right] * \omega_{\text{LPF}}(t), \quad (9)$$

式中“*”表示卷积, $\omega_{\text{LPF}}(t)$ 是时域低通滤波窗, 且 $W_{\text{LPF}}(\omega) = \mathcal{F}[\omega_{\text{LPF}}(t)]$ 是其傅里叶变换, 为频域的低通滤波窗。低速 PD 的响应带宽 Δf 至少要满足 $\Delta f \geq R_b$, R_b 是比特率。显然设计系统时, 要保证 ASK 信号在低速 PD 响应频段内。本文直接利用第二个分量就可得到接收信号。

3 接收基带信号的信噪比和误码率

3.1 下行接收基带信号的信噪比和误码率

若设 LD₁ 和 LD₂ 输出光功率为 P_1 和 P_2 , 光场为 E_1 和 E_2 , 且 $E_1 = \sqrt{2P_1}$, $E_2 = \sqrt{2P_2}$, EDFA 的增

益为 G_{EDFA} , 光纤损耗为 L_l , 忽略所有器件的插入损耗, 负载阻抗匹配, 且为 R_L 。那么根据第 2 节的描述, 图 1 中(d)点 PD 输出的毫米波功率应为

$$P_{\text{PD}} = \langle i_p^2(t) \rangle R_L = \frac{1}{2} [2\mathcal{R} \sqrt{P_{\text{in}1} P_{\text{in}2}}]^2 R_L = \frac{1}{2} i_{\text{av}}^2 R_L, \quad (10)$$

式中, $\langle \cdot \rangle$ 表示平均, $P_{\text{in}1}, P_{\text{in}2}$ 分别为被 PD 拍频的两路光功率, i_{av} 表示 PD 的平均输出光电流。

为得到下行链路的噪声系数(NF, K)和接收信噪比(SNR, R_{SN}), 假设上下行链路的 LD 输出均调制单频信号, 并忽略光纤色散、非线性、噪声等对信号的影响。那么, 下行方向噪声源主要来自激光器的相对强度噪声(RIN, N_{RIN})、相位噪声、EDFA 的 ASE 噪声、PD 的热噪声、散粒噪声和暗电流、混频器噪声、放大器的内部噪声。EDFA 的 ASE 噪声和 LD 的相位噪声可以归结为 $\text{RIN}^{[9,10]}$ 。

所以, 噪声的功率^[11]为 $N_{\text{noise}} = N_{\text{th}} + \frac{1}{4} (N_{\text{shot}} + N_{\text{RIN}}^{\text{total}})$ 。其中 $N_{\text{RIN}}^{\text{total}} = P_{\text{PD}} \sqrt{(N_{\text{RIN}}^{\text{laser}} + N_{\text{RIN}}^{\text{phase}} + N_{\text{RIN}}^{\text{ASE}}) B_{\text{noise}}}$, 是所有 RIN 噪声的功率之和, B_{noise} 为噪声带宽。散粒噪声和热噪声的功率分别为 $N_{\text{shot}} = 2q i_{\text{av}} B_{\text{noise}}$ 和 $N_{\text{th}} = (4k_B T / R_L) B_{\text{noise}}$ 。其中, q 为电子电量, k_B 为玻尔兹曼常数, T 为环境热力学温度。若收发天线距离是视距, 可不考虑多径效应、多普勒效应和阴影效应, 仅存在无线路径损耗^[12] $L_w = 20 \lg \frac{4\pi d f_{\text{mmw}}}{c}$ 和无线噪声 N_w , d 为收发天线距离, c 是光速, f_{mmw} 是

毫米波频率。设发射天线、接收天线的热噪声分别为 N_{Tx} 和 N_{Rx} ；发射功放器、接收功放器的噪声系数分

别为 K_{Tamp} 、 K_{Ramp} 。故接收基带信号信噪比 R_{SN}^{UT} 为

$$R_{SN}^{UT} = \frac{G_{Tamp} P_{PD} / L_w}{[(N_{noise} K_{Tamp} G_{Tamp} + N_{Tx}) / L_w + N_w + N_{Rx}] K_{Ramp} K_{amp}}, \quad (11)$$

式中, K_{amp} 是 BERT 前的电放大器的噪声系数。在 ASK 相干解调法下, 误码率 (BER, R_{BE}) 与信噪比 R_{SN} 的关系为

$$R_{BE} = \frac{1}{\sqrt{\pi R_{SN}}} \exp(-R_{SN}/4). \quad (12)$$

3.2 上行接收基带信号的信噪比和误码率

在上行方向, 存在的噪声为 CS 端的 PD 热噪声、散粒噪声和暗电流、放大器内部噪声。假设 PD 的噪声系数定义为

$$K_{PD} = \frac{N_o/N_i}{P_o/P_i} = \frac{(G_{PD} N_i + N_{th} + N_{shot})/N_i}{G_{PD}} = 1 + \frac{N_{th} + N_{shot}}{G_{PD} N_{RIN}^{total} G_{EDFA} / L_f z}, \quad (13)$$

式中 N_o 是 RIN 和调制光互拍的输出噪声、输出热噪声和散粒噪声的功率和; N_i 是 RIN 功率; $P_o = P_{PD}$ 是 PD 输出功率; P_i 是输入光功率; G_{PD} 是 PD 的增益; 因而可以得到上行链路总噪声系数为

$$K_{UL} = K_{PD} + \frac{K_{amp} - 1}{G_{PD}}. \quad (14)$$

若 RAU 的毫米波信噪比表示为 $R_{SN}^{RAU-mmW}$, 则接收基带信号的信噪比 R_{SN}^{CS-BB} 表示为

$$R_{SN}^{CS-BB} = \frac{R_{SN}^{RAU-mmW}}{K_{UL}}. \quad (15)$$

同样利用(12)式求得误码率。

参考[12,13]后, 相关链路参数示于表 1 中。

表 1 链路参数

Table 1 Link parameters

LD ₁ output power	P_1	0	LD ₂ output power	P_2	3 dBm
EDFA gain	G_{EDFA}	12 dB	RIN total power	N_{RIN}^{total}	2.74×10^{-4} mW
Fiber loss	L_f	0.2 dB/km	GVD	β_2	16.75 ps/(nm * km)
Fiber length	z	32.4 km	PD responsivity	\mathcal{R}	0.8 A/W
PD thermal noise power	N_{th}	2.41×10^{-9} mW	PD shot noise power	N_{shot}	7.25×10^{-9} mW
Transmitter amplifier gain	G_{Tamp}	25 dB	Receiver amplifier gain	G_{Ramp}	25 dB
Transmitter amplifier noise figure	K_{Tamp}	4.5 dB	Receiver amplifier noise figure	K_{Ramp}	4.5 dB
Transmitter antenna thermal noise power	N_{Tx}	2.41×10^{-9} mW	Receiver antenna thermal noise power	N_{Rx}	2.41×10^{-9} mW
Wireless path loss	L_w	74 dB	Wireless noise power	N_w	1×10^{-10} mW
Amplifier gain	G_{amp}	30 dB	Amplifier noise factor figure	K_{amp}	2 dB
Load impedance	R_L	50 Ω	Bit rate	R_b	2.5 Gb/s

根据表中数据计算得到: 下行链路的 $i_{av} = 3.0$ mA、 $P_{PD} = -6.4$ dBm、毫米波发射功率为 18.6 dBm; 上行链路 $K_{UL} = 7.9$ dB, $i_{av} = 5.7$ mA, $P_{PD} = -0.9$ dBm。下行的接收信号的信噪比为 21.1 dB; 若上行方向 RAU 接收到毫米波的信噪比为 30 dB, 则理论上, 接收信号的信噪比为 22.1 dB, 完全能满足光纤通信要求。该系统比文献[1~4,7]中给出的下行和上行链路结构更简单。

4 仿真模型建立与结果

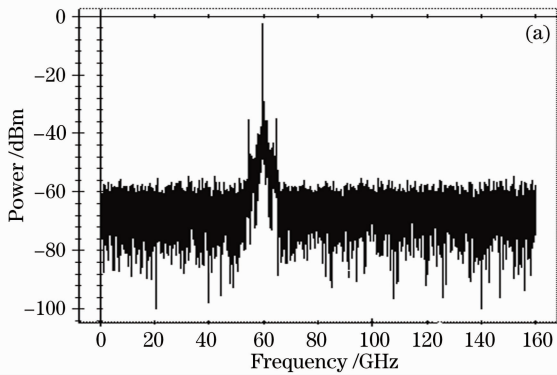
4.1 仿真模型建立

仿真框图如图 1 所示。下行方向, 在 CS 和 RAU, 分别使用两个分布反馈式激光源 DFB-LD₁

和 DFB-LD₂, 输出波长分别为 1552.52 nm 和 1552.04 nm, 线宽分别为 2 MHz 和 500 kHz, 频率间隔为 59.76 GHz, DFB-LD₁ 的输出光在单臂驱动的 MZM 上, 被速率为 2.5 Gb/s 的 ASK 调制格式的伪随机信号调制, 随后用 EDFA 放大, 经过 32.4 km 的单模光纤送到 RAU, 经 OC 耦合 DFB-LD₂ 的输出光, 通过光衰减器将光功率衰减到不同的值, 送入响应度为 0.8 A/W 的 70 GHz PD。探测得到的毫米波经 25 dB 放大器放大、天线发射、无线信道传输、天线接收和 25 dB 放大器放大, 被分成两路, 送入自差接收机中, 经过低通滤波和 30 dB 放大器后, 用眼图和误码分析仪测试接收序列的质量。

上行方向上, 在 RAU, 接收到中心频率为

60 GHz的毫米波信号,该毫米波上振幅调制(AM)了ASK调制格式的2.5 Gb/s伪随机信号,将信号分成两路送入自差接收机中,经合适带通滤波后,得到ASK信号,通过MZM调制RAU的DFB-LD₂,随后在EDFA中放大后,经单模光纤传输到CS,通过光衰减器将光功率衰减到不同的值,使用响应度为0.8 A/W的10 GHz PD探测,并低通滤波后,直接得到伪随机0-1序列,经过30 dB的放大后,进行眼图测试,进一步得到接收光功率和误码率曲线图等。



4.2 仿真结果

图2给出了下行毫米波和自差后的功率谱,可以看到输出毫米波自差后,出现了需要的基带信号;图3给出了经32.4 km单模光纤下行链路传输的下行60 GHz毫米波信号误码率与接收光功率的关系,误码率为 10^{-9} 时的光灵敏度为-13.1 dBm。与文献[4]相比,提高了约7.1 dB。主要原因是文献[4]下变频时,LO输出频率漂移,加之没有使用锁相环电路,此频率上的抖动会影响到基带信号的功率。而自差则消除了这个影响,(5)式证明了激光器线宽不会影响基带信号的误码率。

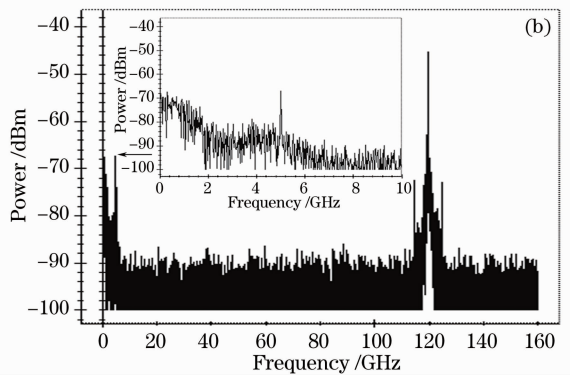


图2 60 GHz毫米波经32.4 km下行单模光纤传输后功率谱。(a)自差前;(b)自差和LPF后

Fig.2 60-GHz mmW signals power spectra after 32.4-km downlink SMF transmission. (a) Before self-homodyned; (b) after self-homodyned and LPF

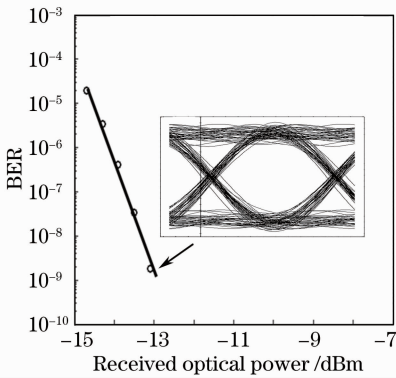


图3 经32.4 km单模光纤传输的下行60 GHz毫米波信号误码率性能曲线

Fig.3 BER performance of 60 GHz mmW signals after 32.4 km downlink SMF transmission

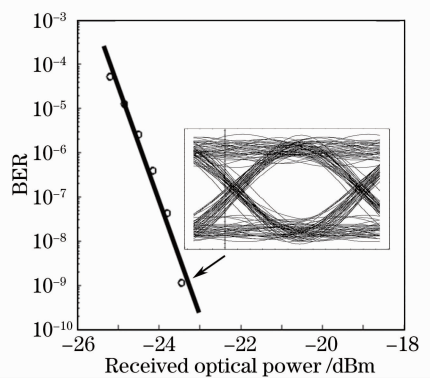


图4 经32.4 km单模光纤传输的上行60 GHz毫米波信号误码率性能曲线

Fig.4 BER performance of 60 GHz mmW signals after 32.4 km uplink SMF transmission

图4给出了经32.4 km单模光纤上行链路传输的上行60 GHz毫米波信号误码率与接收光功率的关系。当误码率为 10^{-9} 时,接收光灵敏度为-23.4 dBm,与文献[8]的上行链路光灵敏度相比,提高了1.5 dB。文献[8]的上行链路没有先对被调制光源进行饱和放大,直接使用上行信号调制下行链路中含有下行信号的0阶边带,这必然会引起干扰,使性能下降,而本文上行链

路的被调制光源是未被调制的。

5 结 论

理论和仿真证明了一个基于自差60 GHz接收机的RoF系统,它克服了非相干光源的相位噪声问题,避免使用锁模激光器或锁相环。该系统既支持高速数据传输,又简化了中心站和远端天线单元。

光链路采用光载中频或基带信号,提高了频谱利用率。该系统可以直接获得基带信号,较之多进制正交振幅调制(M-QAM)和最小频移键控(MSK)等复杂的数字调制,简化了恢复基带信号的电路。根据仿真结果可知,该基于自差 60 GHz接收机的 RoF 高速接入系统是可实现。下一步的任务是利用该系统实验研究多用户高速接入时的上下行链路性能,未来基于 RoF 的高速无线接入必然会有相当的竞争力。

参 考 文 献

- 1 Xu Gang, Zheng Xiaoping, Zhang Hanyi. Frequency quadrupling for single-sideband optical millimeter-wave up conversion [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(12): 3386~3390
徐 刚, 郑小平, 张汉一. 基于四倍频技术的单边带光载毫米波上变频[J]. *光学学报*, 2010, **30**(12): 3386~3390
- 2 Liu Xiangling, Liu Zengji, Li Jandong *et al.*. Performance improvement of optical single sideband with carrier signals in radio over fiber system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(6): 0606003
刘香玲, 刘增基, 李建东 等. 单边带光纤承载射频系统的性能改进研究[J]. *光学学报*, 2011, **31**(6): 0606003
- 3 Chen Hongxian, Chen Lin, Yu Jianjun *et al.*. Experimental investigation for 60 GHz radio-over-fiber system employing orthogonal frequency-division multiplexing format based on companding transform [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, **32**(3): 0306002
陈虹先, 陈 林, 余建军 等. 基于压扩变换的 60 GHz 正交频分复用光载无线通信系统实验研究[J]. *光学学报*, 2012, **32**(3): 0306002
- 4 Shao Tong, Flora Parésys, Yannis Le Guennec *et al.*. Convergence of 60 GHz radio over fiber and WDM-PON using

- parallel phase modulation with a single Mach-Zehnder modulator [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2012, **30**(17): 2824~2831
- 5 A. H. M. Razibul Islam, M. Bakaul, A. Nirmalathas *et al.*. Millimeter-wave radio-over-fiber system based on heterodyned unlocked light sources and self-homodyned RF receiver [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2011, **23**(8): 459~461
 - 6 T. Berceli, P. R. Herczfeld. Microwave photonics—a historical perspective [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 2010, **58**(11): 2992~3000
 - 7 Bilal A. Khawaja, Martin J. Cryan. A millimeter-wave self-oscillating mixer using a mode-locked laser [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 2010, **58**(11): 3352~3358
 - 8 Chungyi Li, Hengsheng Su, Chinghung Chang *et al.*. Generation and transmission of BB/MW/MMW signals by cascading PM and MZM [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2012, **30**(3): 298~303
 - 9 V. J. Urlick, M. E. Godinez, P. S. Devgan *et al.*. Analysis of an analog fiber-optic link employing a low-biased Mach-Zehnder modulator followed by an erbium-doped fiber amplifier [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(12): 2013~2019
 - 10 J. M. Wyrwas, M. C. Wu. Dynamic range of frequency modulated direct-detection analog fiber optic link [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(24): 5552~5562
 - 11 D. Marpaung, C. Roeloffzen, A. Leinse *et al.*. A photonic chip based frequency discriminator for a high performance microwave photonic link [J]. *Opt. Express*, 2010, **18**(26): 27359~27370
 - 12 Zhang Yihua, Chen Zhiqiang, Ye Jiajun. Analysis of 40 GHz millimeter-wave indoor propagation path loss [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2010, **33**(6): 44~53
张贻华, 陈志强, 叶家骏. 40 GHz 毫米波室内传播损耗分析 [J]. *电子测量技术*, 2010, **33**(6): 44~53
 - 13 Peng Yangyang. Design and Miniaturization of the Key Circuits for Microwave and Millimeter-Wave Transceiver Systems [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012
彭洋洋. 微波/毫米波单片集成收发机中关键电路的设计及其小型化[D]. 杭州: 浙江大学, 2012

栏目编辑: 王晓瑛