文章编号:1001-5078(2020)09-1126-05

·光纤及光通讯技术 ·

基于单 MZM 和 FBG 的 10 倍频抑制载波 RoF 系统

王现彬,杨彦彬,卢智嘉,高彦彦 (石家庄学院机电学院,河北石家庄050000)

摘 要:为优化光载无线通信系统(RoF)结构,提出了一种基于单马赫曾德尔外调制器(MZM)和光纤布拉格光栅(FBG)的10倍频抑制载波 RoF系统实现方案。通过设置射频驱动信号幅度和 MZM 偏置电压抑制主载波和偶数阶边带,结合 FBG 滤波功能,最终实现10 倍频 RoF 毫米波信号。理论推导了10 倍频毫米波信号实现机理,优化了 FBG 带宽及反射率,实验结果表明该新型 RoF系统传输 20 km 后功率代价为1.66 dB。

关键词:10 倍频;抑制载波;RoF 系统;光纤布拉格光栅

中图分类号:TN929.11 文献标识码:A DOI:10.3969/j.issn.1001-5078.2020.09.017

Frequency 10-tupling suppression carrier RoF system based on single MZM and FBG

WANG Xian-bin, YANG Yan-bin, LU Zhi-jia, GAO Yan-yan (Mechanical and Electrical College, Shijiazhuang University, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract:To optimize the structure of optical wireless communication system(RoF), a frequency 10-tupling suppression carrier RoF system based on single Mach Zehnder external modulator(MZM) and fiber Bragg grating(FBG) was proposed. By setting the amplitude of RF driving signal and the bias voltage of MZM to suppress the main carrier and even-order sidebands, combined with FBG filtering function, the frequency 10-tupling RoF millimeter-wave signal was finally realized. The realization mechanism of frequency 10-tupling millimeter-wave signal was theoretically deduced, and the bandwidth and reflectivity of FBG were optimized. The results show that the power penalty of the proposed system is 1.66 dB after 20 km transmission.

Keywords:10-tupling frequency; suppression carrier; ROF system; fiber Bragg grating

1 引 言

由于频谱资源稀缺,未来高速通信将主要依赖 毫米波频段,但受电子瓶颈影响电域产生毫米波信 号难度较大,在光域中实现毫米波传输具有较强吸 引力。基于此的光载无线通信技术(RoF)集光纤通 信和无线通信于一体,以低成本、大容量、高保密性、 易于多业务融合等特征,成为未来超高速无线通信 "最后一公里"接入的首选解决方案^[1-7]。对于光 载毫米波,相关研究者提出了诸如直接调制、光外 差、四波混频及外部调制等不同的生成技术^[8-11], 其中基于外部调制的光生毫米波技术方案实现简 单、稳定性高且产生的光载毫米波信号噪声低,受到 了广泛关注。相关技术报道中外部调制方式一般也 都是采用两级马赫曾德尔外调制器(MZM),并附加 一些滤波器或特殊光器件,导致系统结构复杂且插 入损耗较高,增加了中心站(CS)建设成本,同时进

收稿日期:2019-10-14

基金项目:河北省高等学校科学技术研究项目(No. Z2018023);石家庄学院应用型课程开发与建设项目(No. YYKC – 201816);石家庄学院教学改革研究与实践项目(No. JGXM – 201921)资助。 作者简介:王现彬(1981 –),男,博士,副教授,主要从光纤通信技术研究。E-mail:wswxb8@163.com

一步降低了系统性能^[12-14]。为此提出了一种基于 单 MZM 和 FBG 的 10 倍频抑制载波 RoF 产生结构, 对基于该结构的 10 倍频抑制载波光载毫米波产生 进行了理论分析,优化了 FBG 带宽及反射率,并通 过实验验证了理论的正确性,为实际 RoF 系统设计 提供了参考思路。

2 原理分析

所提出的基于单 MZM 和 FBG 的 10 倍频抑制 载波 RoF 系统下行链路如图 1 所示。在 CS 站通过 设置 MZM 直流偏置电压和射频驱动信号幅度,由 一个 MZM 实现基带信号调制与偶数阶边带抑制 (包括主载波),再借助光纤布拉格光栅(FBG)滤除 多余奇数阶边带。通过标准单模光纤信道传输后, 在基站(BS)通过 PIN 光电二极管拍频产生电毫米 波信号,借助 BS 站端的射频天线将电毫米波信号 传输到移动终端(图 1 中省去了射频天线,直接采 用混频器(Mixer)解调出基带信号)。CS 站由光源 (LD)、MZM、乘法器、移相器和 FBG 构成,首先基带 信号 *S*(*t*)和射频驱动信号 *E_r*(*t*)通过相乘器后分成 两路,一路控制 MZM 的射频上端口,一路 π 相移后 控制 MZM 的射频下端口,MZM 的直流电极则一路 接地一路接偏压 *a*。



图 1 基于单 MZM 和 FBG 的 10 倍频抑制载波 RoF 系统框图 Fig. 1 Block diagram of frequency 10-tupling suppression carrier RoF system based on single MZM and FBG

假设激光器发出的连续光波为 $E_{in}(t) = A_0$ ・ exp($j\omega_0 t$),其中 A_0 和 ω_0 为光信号的幅度和角频率。 待传数据 $S(t) = \sum I_m g(t - mT)$,其中 I_m 为伪随机二 进制数据串,g(t)为伪随机二进制数据波形(本文 采用矩形波),T为一个码元的宽度。射频驱动信 $E_r(t) = A_r \cos(\omega_r t)$,其中 A_r 和 ω_r 为射频驱动信号的 幅度和角频率。射频驱动信号 $E_r(t)$ 和待传数据 S(t)通过相乘器后分别控制 MZM 的两射频电极, 且两路信号反相,即上臂为 $v_1(t) = S(t)E_r(t)$,下臂 为 $v_2(t) = -S(t)E_r(t) = -v_1(t)$ 。此时 MZM 的输 出光场为:

$$E_{o}(t) = \frac{E_{in}(t)}{10^{(II/20)}} \left[\gamma e^{(j\pi v_{2}(t)/V_{\pi RF} + j\pi v_{\text{bias}2}/V_{\pi DC})} + (1 - 1) \right]$$

$$\gamma) e^{(j\pi v_1(t)/V_{\pi RF} + j\pi V_{\text{biasl}}/V_{\pi DC})}] \tag{1}$$

其中,*IL* 为插入损耗,在理论分析时假定 *IL* =0; γ 为 上下两臂的分光比,一般取 γ =0.5; V_{bias1} 和 V_{bias2} 为 上下臂的直流偏置电压,令 V_{bias1} =0 V, V_{bias2} =4 V (即偏压 *a*); $V_{\pi\text{DC}}$ 为直流半波电压, $V_{\pi\text{RF}}$ 为射频半波 电压,且 $V_{\pi\text{DC}}$ = $V_{\pi\text{RF}}$ =4 V;利用贝塞尔函数将式(1) 展开为:

$$\begin{split} E_{o}(t) &= j4E_{in}(t)\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n}J_{2n+1}\left[\frac{\pi A_{r}}{4}S(t)\right] \cdot \\ &\cos\left[(2n+1)\omega_{r}t\right] \\ &= j4\left[\cos(\omega_{0}t) + j\sin(\omega_{0}t)\right]\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n} \cdot \\ &J_{2n+1}\left[\frac{\pi A_{r}}{4}S(t)\right]\cos\left[(2n+1)\omega_{r}t\right] \\ &= j2\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n}J_{2n+1}\left[\frac{\pi A_{r}}{4}S(t)\right]\left\{\cos\left[\omega_{0}t + (2n+1)\omega_{r}t\right]\right\} - \\ &2\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n}J_{2n+1}\left[\frac{\pi A_{r}}{4}S(t)\right]\left\{\sin\left[\omega_{0}t + (2n+1)\omega_{r}t\right]\right\} - \\ &1)\omega_{r}t\right] + \sin\left[\omega_{0}t - (2n+1)\omega_{r}t\right] \right\} \end{split}$$

式中, J_{2n+1} 为(2n+1)阶第一类贝塞尔函数。在式 (2)中,令 $\beta = \pi A_r S(t)/4$,称为调制深度。从式(2) 可以看出,MZM 输出的已调光信号中心载波和偶数 阶边带得到了抑制,只存在奇数阶边带。

图 2 为奇数阶的第一类贝塞尔函数曲线,从图 2 可以看出,当 β 为 3.821 时,1 阶和 7 阶贝塞尔函数为 0。为此设置射频驱动信号幅度为 4.868,结合 $V_{\pi DC} = V_{\pi RF} = 4$ V,可使产生的光载毫米波只保留 3 阶和 5 阶边带,更高阶的 $J_n(\beta)$ 由于幅度太小可以 忽略不计。则式(2)变为:



 $\begin{aligned} 3\omega_r t \,] &= 2J_3(\beta) \big[\sin(\omega_0 t + 3\omega_r t) + \sin(\omega_0 t \\ &- 3\omega_r t) \big] + j 2J_5(\beta) \big[\cos(\omega_0 t + 5\omega_r t) + \\ \cos(\omega_0 t - 5\omega_r t) \big] - 2J_5(\beta) \big[\sin(\omega_0 t + 5\omega_r t) \\ &+ \sin(\omega_0 t - 5\omega_r t) \big] \end{aligned}$

随后将该信号通过 FBG 滤除 3 阶边带,最后只 留下 5 阶边带。再将只含有 5 阶边带的 *E*_o(*t*)在 BS 站经 PIN 光电二极管平方律检波后,若不考虑 PIN 光电二极管响应噪声,则输出电流为:

 $i(t) \propto RE_{o}(t)E_{o}^{*}(t) = 2RJ_{5}^{2}(\beta) + RJ_{5}^{2}(\beta) \cdot \cos(2\omega_{0}t - \pi/4) + RJ_{5}^{2}(\beta)\cos(10\omega_{r}t - \pi/4)$ (4) 其中,R为PIN光电二极管响应度,在式(4)中第一 项 $2RJ_{5}^{2}(\beta)$ 为直流分量,第二项 $RJ_{5}^{2}(\beta)\cos(2\omega_{0}t - \pi/4)$ 为超高频部分,由于频率过高,后续的电器件 会直接将其滤除,最后只剩下经PIN光电二极管拍 频后的第三项 $RJ_{5}^{2}(\beta)\cos(10\omega_{r}t - \pi/4)$,该毫米波 信号是射频驱动信号频率的 10 倍。同时 CS 站中 MZM 两臂所传光信号相干,故式(4)中所产生的毫 米波信号相位噪声只与调制信号有关。BS 站将 10 倍频的电射频信号通过射频天线发射出去,在移动 终端通过本振信号与混频器混频解调出基带信号, 最终实现基带信号的有效传输。

3 实验研究

系统框图如图 1 所示,系统参数除前述相关参数外,基带信号速率设定为 2.5 Gbit/s,传输(2³¹ - 1)个伪随机二进制数据。LD 光源的中心光频率为 193.1 THz,线宽为 10 MHz,输出功率为 0 dBm。射频驱动信号 *E*_r(*t*)幅度为 4.868 V,频率为 10 GHz。FBG 中心频率为 193.1 THz,与光源中心频率一致。标准单模光纤衰减系数为 0.2 dB/km,色散系数为 16.75 ps/(nm · km),差分群时延为 0.2 ps/km,有效纤芯面积为 80 μm²。贝塞尔光带通滤波器中心频率设定为 193.1 THz,带宽为 0.3 nm。PIN 光电二极管响应度为 1 A/W,暗电流为 10 nA。

图 3 给出了图 1 中 A、B、C 和 D 处的频谱图。 从图 3(a)可以看出,经过单 MZM 调制后,实现了载 波及各偶阶边带的抑制,只留下 3 阶和 5 阶奇数阶 边带,而更高阶的奇数阶边带由于其值过小显示不 出来,与理论分析完全吻合。图 3(b)为经过 FBG 滤波后所留下的 5 阶边带,可以看出其边带抑制比 约为 18 dB,3 阶边带对 5 阶边带的影响得到了有效 降低。图 3(c)为 FBG 滤出的 3 阶边带,该光信号



Fig. 3 Spectrogram at A,B,C and D in the proposed RoF system 经偏振复用到达基站并解复用后可作为上行链路载 波信号。图 3(d)为背靠背传输时(Back to back)接 收端经 PIN 光电二极管后所对应的射频频谱,在 10 倍于射频驱动信号 $E_r(t)$ 频率,即 100 GHz 处存在

一个有效频谱,实现了射频驱动信号的 10 倍频传输。可以看出该射频频谱峰值功率较低,后续可以 采用放大器将其放大以实现远距离传输。由于主载 波并非完全抑制,从而在 20 GHz 处存在一个毫米波 信号,但与 100 GHz 处的主毫米波信号相比功率相 差 15.49 dB,再结合后续射频天线和混频器的带宽 有限性,其影响可以忽略。

图 4 为不同反射率时 FBG 带宽与误码率对应关 系。从图可以看出随着 FBG 带宽的增大,误码率先 降低后增大,呈现出U形分布状态,当反射率为0.9 时其变化趋势仍满足U形分布,只是变化趋势较为缓 慢。误码率呈现出的这种变化可以解释如下:当FBG 带宽较窄时,无法完全滤除3阶边带,残留的3阶边 带在 PIN 光电二极管拍频时产生不利影响,造成误码 率较高,随着3阶边带滤除量的增大,误码率逐渐降 低,当3阶边带完全滤除时误码率达到最低。随着 FBG 带宽继续增大,除了3 阶边带被滤除,5 阶边带 也受到影响,造成有用信息丢失,从而引起误码率升 高。从图4可以看出反射率为0.99、0.999和0.9999 时的最优系统带宽分别为 0.804、0.8 和 0.798 nm, 对 应的最低误码率分别为10⁻¹⁴、10⁻²⁰和10⁻¹⁶数量级, 即三种情况下误码率最低值分布在 0.795~0.805 nm 之间,且随着反射率的增大,最低误码率也是表现为 先降低后增大的 U 形结构。





Fig. 4 Corresponding relation between FBG bandwith and bit error rate

为寻找最优反射率,分析了不同带宽下 FBG 反 射率与误码率的对应关系,如图 5 所示,而这些不同 的带宽都位于 0.795~0.805 nm 的最优带宽内。从 图 5 可以看出,随着 FBG 反射率的增大,不同带宽 FBG 下的系统误码率都呈现出相同的下降趋势,且 整体误码率较为接近。从图 5 插图可以看出,在某 一 FBG 反射率下,FBG 带宽从 0.7976 nm 到 0.8032 nm变化时误码率依次略有降低,但下降幅度 较小。当 FBG 反射率为 0.9966 时,误码率达到最低,此后系统性能极速变差。实际 FBG 制作时反射 率越大越难实现,故 FBG 反射率选择应折中考虑。



图 5 FBG 反射率与误码率对应关系 Fig. 5 Corresponding relation between reflectivity and bit error rate

在上述 FBG 优化参数下,分析了基于单 MZM 和 FBG 的 10 倍频载波抑制 ROF 系统背靠背和传输 20 km 时接收端光功率与误码率的对应关系曲线,如图 6 所示,其中的插图为两个点测量时对应的眼 图。当误码率为 10⁻⁹时,背靠背的接收端光功率为 -43.26 dBm,而传输 20 km 后的接收端光功率为 -41.6 dBm,功率代价为 1.66 dB,表现出了较好的 系统性能。





4 结 论

提出了一种基于单 MZM 和 FBG 的 10 倍频抑制 载波毫米波产生结构,通过设置射频驱动信号幅度及 MZM 偏置电压,产生载波及偶数阶边带抑制的 RoF 信号。当射频驱动信号幅度为 4.868 V、MZM 偏置电 压为 4 V 时, RoF 信号中主要包含 3 阶和 5 阶边带, 更高阶的奇数阶边带由于其幅值过低忽略不计。随后利用 FBG 的滤波特性滤除3 阶边带,只保留5 阶边带,到达接收端后通过 PIN 光电二极管拍频后产生10 倍频毫米波信号。结果表明当 FBG 带宽为0.795~0.805 nm 时,可实现较低误码的系统传输;在该带宽范围内,当 FBG 反射率为0.9966 时,系统误码率达到最低。利用 FBG 参数优化后的新型 RoF 系统传输 20 km 后与背靠背系统相比功率代价仅为1.66 dB,表现出了较好的系统性能。

参考文献:

- [1] Liu A, Yin H, Wu B. High-efficient full-duplex WDM-RoF system with sub-central station[J]. Optics Communications, 2018, 414:72 - 76.
- [2] Kim B G, Bae S H, Kim H, et al. RoF-Based mobile fronthaul networks implemented by using DML and EML for 5G wireless communication systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(14):2874 - 2881.
- [3] Carro P L, Hernandezsolana A, Valdovinos A, et al. Evaluation of radio resource management impact on RoF signal transmission for downlink LTE [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 36(9):1591 - 1600.
- [4] Zhang R, Lu F, Xu M, et al. An Ultra-Reliable MMW/ FSO A-RoF system based on coordinated mapping and combining technique for 5G and beyond mobile fronthaul [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (20): 4952 - 4959.
- [5] Hasanuzzaman G K M, Kanno A, Dat P T, et al. Self-Oscillating optical frequency comb: application to low phase noise millimeter wave generation and Radio-Over-Fiber link[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(19): 4535-4542.
- [6] Elwan H H, Poette J, Cabon B, et al. Fiber propagation-Induced mode partition noise in Millimeter-Wave Radio-Over-Fiber systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(22):1956 - 1959.
- [7] Zhang Jianming, Lou Shuqin, Zeng Lulu. A scheme of fullduplex radio over fiber link model[J]. Infrared and Laser

Engineering,2015,44(5):1598 - 1604. (in Chinese) 张建明,娄淑琴,曾璐璐. 全双工光载无线通信链路模 型研究[J]. 红外与激光工程,2015,44(5): 1598-1604.

[8] ZHANG Wenlei, LU Jin, REN Hongliang, et al. A Digitalized radio over fiber(D-RoF) transsmission system based on polarization division multiplexing[J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2018, 29 (8):827 - 836. (in Chinese)

张文磊, 卢瑾, 任宏亮, 等. 基于偏分复用技术的数字 RoF 系统研究[J]. 光电子・激光, 2018, 29(8): 827-836.

- [9] Zhang Chan, Ning Tigang, Li Jing, et al. Single-sideband modulated radio-over-fiber system based on phase-shifted superstructure fiber Bragg grating[J]. Infrared and Laser Engineering, 2016, 45(2):0222001. (in Chinese) 张婵, 宁提纲, 李晶,等. 基于相移超结构光栅的 RoF 单边带调制系统[J]. 红外与激光工程, 2016, 45 (2):0222001.
- [10] Kim H J, Song J I. All-optical frequency downconversion technique utilizing a four-wave mixing effect in a single semiconductor optical amplifier for wavelength division multiplexing radio-over-fiber applications [J]. Optics Express, 2012, 20(7):8047-8054.
- [11] Muthu K E, Raja A S, Sevendran S. Optical generation of millimeter waves through frequency decupling using DP-MZM with RoF transmission [J]. Optical & Quantum Electronics, 2017, 49(2):63 - 71.
- [12] Qin Y, Sun J, Du M, et al. Simplified optical millimeterwave generation configuration based on frequency octupling[J]. Optics Communications, 2014, 315:280 - 285.
- [13] Teng Y, Chen Y, Zhang B, et al. Photonic generation of frequency-decupled microwave signal based on cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2016, 127 (20): 9275-9279.
- [14] Lin J M, Ho W J, Chang Y P, et al. Signal upconversion for a radio-over-fiber system with modulation types based on a frequency quadrupling technique[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2014, 56(7):1603-1610.