

相位偏移和分束比对八倍频光毫米波产生及传输的影响分析

朱子行¹, 赵尚弘¹, 么周石², 谭庆贵², 李勇军¹, 董毅¹, 赵卫虎¹

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077;

2. 空间微波技术国防科技重点实验室, 陕西 西安 710000)

摘要: 相位偏移和分束比极大地影响了产生光毫米波信号的边带抑制比以及光纤无线(ROF)系统的 BER。针对串联两个马赫-曾德尔调制器产生八倍频光毫米波信号的方案, 利用贝塞尔级数展开的方法, 推导了相位偏移和分束比影响下, 光毫米波信号的严格通用解析解, 当分束比偏离 0.001, 相位偏移 1° 时, 边带抑制比可达 35.9 dB, 能够忽略谐波分量的影响。仿真结果表明, 在 BER=10⁻¹⁰ 的条件下, 当八倍频光毫米波信号背靠背传输时, 分束比偏离 0.001 和相位偏移 1° 的功率代价仅为 0.001 dB, 经 20 km 标准单模光纤传输后的功率代价为 0.145 dB, 系统性能良好。

关键词: 光纤无线系统; 光毫米波; 相位偏移; 分束比

中图分类号: TN29 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2276(2012)08-2112-07

Analysis of influence of phase shift drift and splitting ratio on octupling-frequency optical millimeterwave generation and distribution

Zhu Zihang¹, Zhao Shanghong¹, Yao Zhoushi², Tan Qinggui², Li Yongjun¹, Dong Yi¹, Zhao Weihu¹

(1. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Space Microwave Technology, Xi'an 710000, China)

Abstract: The influence of phase shift drift and splitting ratio on sidebands suppression ratio of optical millimeterwave and bit error rate (BER) of radio over fiber (ROF) system are great. For the scheme of optical millimeterwave generation with octupling-frequency using two cascaded Mach-Zehnder modulators, with the method of expanding Bessel series, an exact analytical solution for optical millimeterwave affected by phase shift drift and splitting ratio was derived. It followed that the undesired sidebands suppression ratio was 35.9 dB when the splitting ratio deviation was 0.001 and phase shift drift was 1°. The harmonic influence could be neglected in this case. Simulation results show that for 0.001 splitting ratio deviation and 1° phase shift drift, the power penalty value is 0.001 dB at BER of 10⁻¹⁰ in back-to-back signal transmission. The power penalty value is 0.145 dB after 20 km transmission. The system performance is good.

Key words: radio over fiber system; optical millimeterwave; phase shift drift; splitting ratio

收稿日期: 2011-12-12; 修订日期: 2012-01-09

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z294)

作者简介: 朱子行(1985-), 男, 博士生, 主要从事微波光子方面的研究。Email: zhuzihang6@126.com

导师简介: 赵尚弘(1964-), 男, 教授, 博士生导师, 博士后, 主要从事卫星光通信与激光技术方面的研究。

0 引言

随着通信带宽的需求越来越大,无线通信的频点将不断提高,但是,利用低频本振信号产生高频毫米波信号面临严重的瓶颈问题,而且产生后的毫米波信号在电缆或空间信道传输时会受到极大的功率损耗。微波光子学中的 ROF 技术在光域产生毫米波信号,可实现高速率大带宽的透明传输,成为近年来的一个研究热点。在 ROF 系统中,利用光倍频技术产生稳定的毫米波信号可简化基站配置,降低系统成本,提高系统性能^[1]。

已有研究报道了利用多种倍频方法来产生光毫米波信号^[2-7]。与参考文献[3]和参考文献[4]相比,参考文献[2]提出了串联两个马赫-曾德尔调制器产生八倍频光毫米波信号的新方案,虽然调制效率略低,但只需要很低的射频信号电压。参考文献[2]分析了 $-\pi/2$ 处的相位偏移、分束比偏离、调制器双臂不平衡对光毫米波产生和传输的影响,却忽视了 π 处的相位偏移和分束比对信号边带抑制比以及 ROF 系统的 BER 有很大的影响。因此,文中推导了相位偏移和分束比影响下八倍频光毫米波信号的严格通用解析解,分析了相位偏移和分束比对信号边带抑制比的影响,建立了八倍频光毫米波信号在 ROF 系统传输仿真模型,分析了相位偏移和分束比对信号传输的影响。

1 八倍频光毫米波信号产生原理

参考文献[2]提出的八倍频光毫米波产生方案如图 1 所示。通过串联两个直流偏压在最大传输点($V_{dc1}=V_{dc2}=0$)的双臂马赫-曾德尔强度调制器(MZM1 和 MZM2)产生频率间隔八倍于射频信号频率的光毫米波信号,最后通过光电检测产生八倍于

$$\begin{aligned}
 E_{out2}(t) &= \alpha^2 E_{in}(t) \{ r_1 \exp[jm \cos(w_m t)] + (1-r_1) \exp[jm \cos(w_m t + \theta_1)] \} \times \{ r_2 \exp[jm \sin(w_m t)] + (1-r_2) \exp[jm \sin(w_m t + \theta_2)] \} \\
 &= \alpha^2 E_{in}(t) \{ r_1 r_2 \exp[j\sqrt{2} m \cos(w_m t - \pi/4)] + r_1 (1-r_2) \exp[j2m \sin(w_m t + \theta_2/2 + \pi/4) \cos(\theta_2/2 - \pi/4)] + \\
 &\quad (1-r_1) r_2 \exp[j2m \cos(w_m t + \theta_1/2 + 3\pi/4) \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] + (1-r_1)(1-r_2) \\
 &\quad \exp[j2m \sin(w_m t + \theta_1/2 + \theta_2/2 + \pi/4) \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4)] \}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

式中: r_1 、 r_2 分别为 MZM1、MZM2 的分束比, θ_1 、 θ_2 分别为 Phase shifter1、phase shifter2 的相位偏移。

射频信号频率的本振信号。

假设 MZM1 输入光信号为:

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(jw_c t) \tag{1}$$

输入射频信号为:

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(w_m t) \tag{2}$$

可以得出 MZM2 的输出光信号^[2]为:

$$\begin{aligned}
 E_{out2}(t) &= \alpha^2 E_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{ \cos(\pi n/2) \cos(\pi n/4) J_n(\sqrt{2} m) \cdot \\
 &\quad \exp[j(w_c + n w_m) t + j \pi n/2] \}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

式中: E_0 、 w_c 分别为光信号的幅度和角频率; V_{RF} 和 w_m 分别为射频信号幅度和角频率; α 为调制器插入损耗; $m = \pi V_{RF} / V_{\pi}$ 为调制系数; V_{π} 为调制器半波电压; $J_n(\cdot)$ 为一类 n 阶贝塞耳函数。

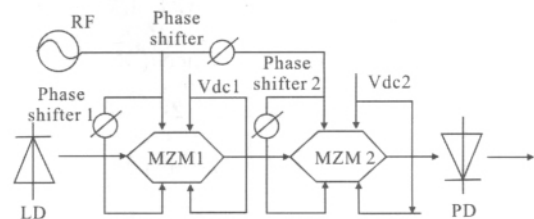


图 1 八倍频光毫米波产生方案
Fig.1 Scheme of octupling-frequency optical millimeterwave generation

该方案需要调整相位偏移器(Phase shifter)的相移为 $-\pi/2$,Phase shifter1 和 Phase shifter2 的相移为 π 。参考文献[2]分析了 Phase shifter 在 $-\pi/2$ 处的相位偏移对光毫米波产生的影响,却忽视了 Phase shifter1 和 Phase shifter2 在 π 处的相位偏移的影响。

2 非理想因子对八倍频光毫米波产生的影响分析

考虑 Phase shifter1 和 Phase shifter2 在 π 处的相位偏移后,公式(3)可以表示为:

利用一类 n 阶贝塞耳级数展开^[8]可得:

$$E_{out2}(t) = \alpha^2 E_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{ r_1 r_2 J_n(\sqrt{2} m) + r_1(1-r_2) J_n[2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4)] \exp(jn\theta_2/2) + (1-r_1)r_2 J_n[2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp[jn(\theta_1/2 + \pi)] + (1-r_1)(1-r_2) J_n[2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4)] \exp[jn(\theta_1/2 + \theta_2/2)] \} \exp\{j[(nw_m + w_c)t + n\pi/4]\} = \alpha^2 E_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp\{j[(nw_m + w_c)t + n\pi/4]\} \tag{5}$$

$$A_n = r_1 r_2 J_n(\sqrt{2} m) + r_1(1-r_2) J_n[2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4)] \exp(jn\theta_2/2) + (1-r_1)r_2 J_n[2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp[jn(\theta_1/2 + \pi)] + (1-r_1)(1-r_2) J_n[2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4)] \exp[jn(\theta_1/2 + \theta_2/2)] \tag{6}$$

2.1 相位偏移的影响

设 $r_1=r_2=r=0.5$, 则公式(6)可以表示为:

为了分析相位偏移对光毫米波信号的影响, 假

$$A_n = \begin{cases} 0.25 \{ J_{4k}(\sqrt{2} m) + J_{4k} \{ 2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4) \} \exp(j2k\theta_2) + J_{4k} [2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp(j2k\theta_1) + J_{4k} \{ 2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4) \} \exp[j2k(\theta_1 + \theta_2)] \} & n=4k \\ 0.25 \{ J_{4k+1}(\sqrt{2} m) + J_{4k+1} \{ 2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4) \} \exp(j(2k+1/2)\theta_2) - J_{4k+1} [2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp(j(2k+1/2)\theta_1) + J_{4k+1} \{ 2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4) \} \exp[j(2k+1/2)(\theta_1 + \theta_2)] \} & n=4k+1 \\ 0.25 \{ J_{4k+2}(\sqrt{2} m) + J_{4k+2} \{ 2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4) \} \exp[j(2k+1/2)\theta_2] + J_{4k+2} [2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp(j(2k+1)\theta_1) + J_{4k+2} \{ 2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4) \} \exp[j(2k+1)(\theta_1 + \theta_2)] \} & n=4k+2 \\ 0.25 \{ J_{4k+3}(\sqrt{2} m) + J_{4k+3} \{ 2m \cos(\theta_2/2 - \pi/4) \} \exp(j(2k+3/2)\theta_2) - J_{4k+3} [2m \sin(\theta_1/2 - \pi/4)] \exp[j(2k+3/2)\theta_1] + J_{4k+3} \{ 2m \cos(\theta_1/2 - \theta_2/2 + \pi/4) \} \exp[j(2k+3/2)(\theta_1 + \theta_2)] \} & n=4k+3 \end{cases} \tag{7}$$

从公式 (7) 可以明显地看出, 当考虑相位偏移时, 理想状态下已经被抑制的载波、一阶、二阶以及

三阶边带分量都出现了。进一步假设 $\theta_1=\theta_2=\theta$, 公式(7)可以化简为:

$$A_n = \begin{cases} 0.25 \{ J_{4k}(\sqrt{2} m) + J_{4k} \{ 2m \cos(\theta/2 - \pi/4) \} J_{4k} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp(j2k\theta) + J_{4k}(\sqrt{2} m) \exp[j4k\theta] \}, n=4k \\ 0.25 \{ J_{4k+1}(\sqrt{2} m) + J_{4k+1} \{ 2m \cos(\theta/2 - \pi/4) \} - J_{4k+1} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \} \exp[j(2k+1/2)\theta] + J_{4k+1}(\sqrt{2} m) \exp[j(4k+1)\theta] \}, n=4k+1 \\ 0.25 \{ J_{4k+2}(\sqrt{2} m) + J_{4k+2} \{ 2m \cos(\theta/2 - \pi/4) \} + J_{4k+2} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp[j(2k+1/2)\theta] + J_{4k+2}(\sqrt{2} m) \exp[j(4k+2)\theta] \}, n=4k+2 \\ 0.25 \{ J_{4k+3}(\sqrt{2} m) + J_{4k+3} \{ 2m \cos(\theta/2 - \pi/4) \} - J_{4k+3} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \} \exp[j(2k+3/2)\theta] + J_{4k+3}(\sqrt{2} m) \exp[j(4k+3)\theta] \}, n=4k+3 \end{cases} \tag{8}$$

与参考文献[2]相同, 选取 $\alpha=0.5$, 输入平均光功率为 100 mW, $V_{RF}=2.707$ V, $V_\pi=5$ V, 此时 $\sqrt{2} m =$

2.404 8, 可以得出各阶边带分量功率随相位偏移的变化情况, 如图 2~图 6 所示。

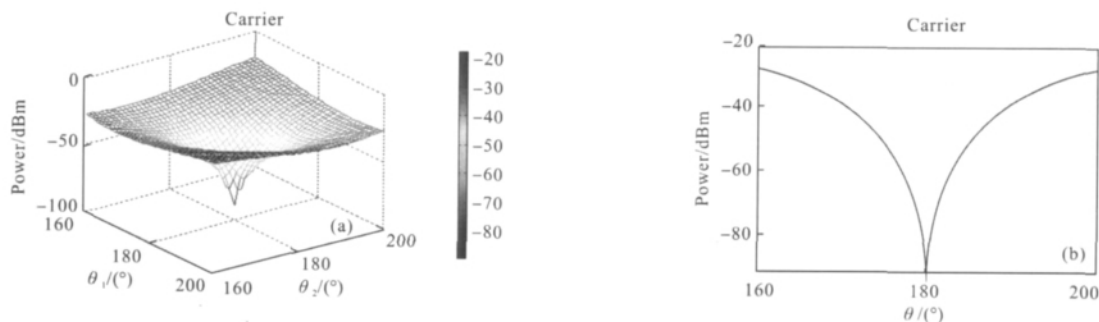


图 2 载波边带信号功率随相位偏移变化图

Fig.2 Influence of the phase shift drift on the power values of carrier sidebands of the generated millimeterwave

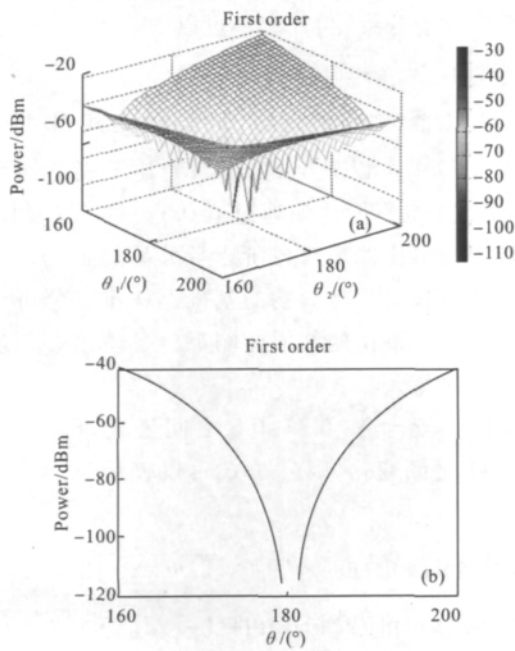


图 3 一阶边带信号功率随相位偏移变化图

Fig.3 Influence of the phase shift drift on the power values of first-order sidebands of the generated millimeterwave

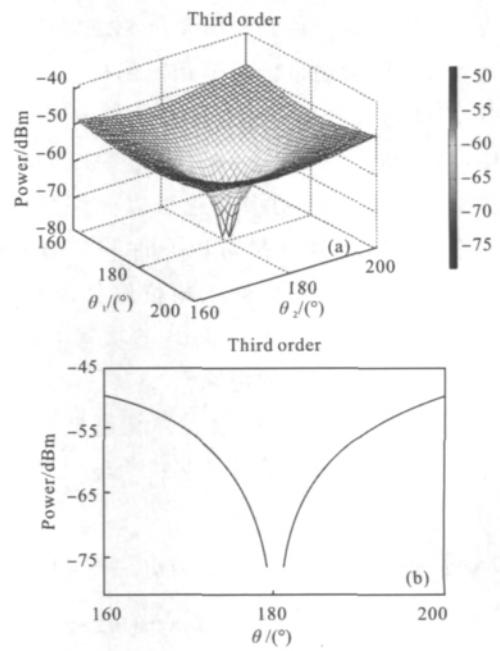


图 5 三阶边带信号功率随相位偏移变化图

Fig.5 Influence of the phase shift drift on the power values of the third-order sidebands of the generated millimeterwave

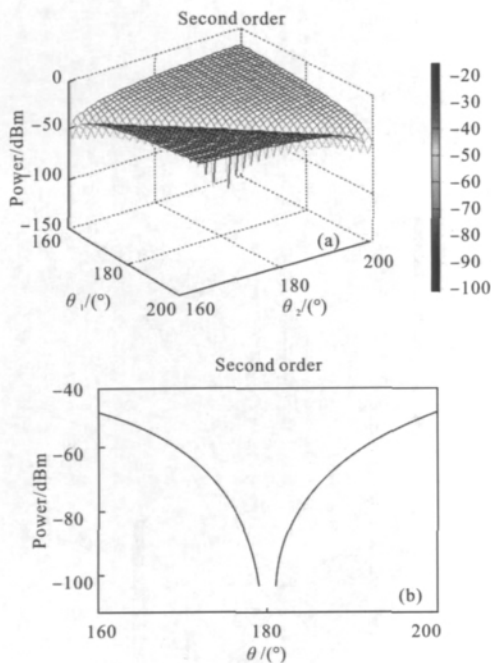


图 4 二阶边带信号功率随相位偏移变化图

Fig.4 Influence of the phase shift drift on the power values of the second-order sidebands of the generated millimeterwave

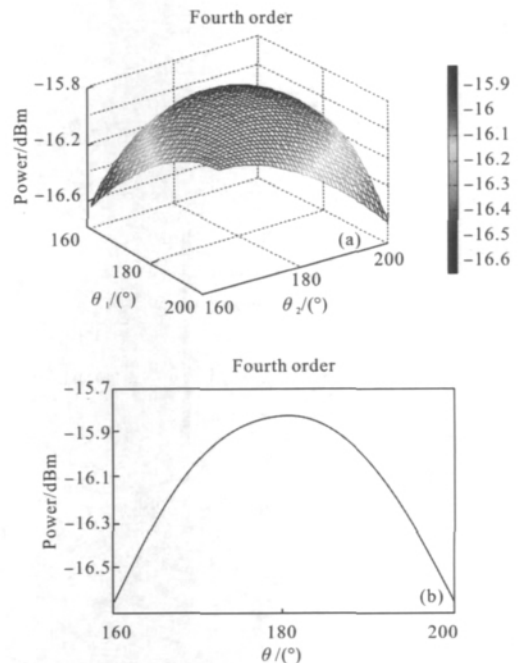


图 6 四阶边带信号功率随相位偏移变化图

Fig.6 Influence of the phase shift drift on the power values of the fourth-order sidebands of the generated millimeterwave

图 2~图 6 中的图(a)是各阶边带分量随 θ_1 、 θ_2 的变化情况。从图中可以看出, θ_1 和 θ_2 对各阶边带信

号功率的影响相当。各图中的图(b)是 $\theta_1=\theta_2=\theta$ 时各阶边带分量功率的变化情况。从图中可以看出, 载

波、一阶、二阶以及三阶边带分量随相位偏移角度的增加而增大，四阶边带分量随相位偏移角度的增加而减小。三阶边带分量对相位偏移比较敏感，2°的相位偏移可以使信号功率从-∞变化到-49.4 dBm，对于载波来说，同样的功率变化可以允许相位偏移5°，一阶、二阶边带分量可以允许相位分别偏移13°、20°，且四阶边带分量受相位偏移影响很小，20°的相位偏移仅仅引起 0.83 dB 的功率下降。

2.2 相位偏移和分束比的影响

一束光信号进入马赫-曾德尔调制器两臂后被分成两路，其中一路光信号的幅度与输入光信号幅

度的比值称为分束比，其大小可以表示为：

$$r=(1-1/\sqrt{\epsilon_r})/2 \tag{9}$$

式中： $\epsilon_r=10^{\text{ExtRatio}/10}$ 为消光比，ExtRatio 为其 dB 形式。

从公式(9)可以看出，由于消光比不能达到无穷大，分束比 r 也不能达到理想值 0.5。参考文献[2]已经分析了分束比偏离对各阶边带分量的影响，在分析了相位偏移对信号影响的基础上，重点分析了在相位偏移和分束比的共同影响下，各阶边带分量功率的变化情况。

假设 $r_1=r_2=r$ 在 0.45~0.5 之间变化， $\theta_1=\theta_2=\theta$ 在 160°~200°之间变化，则公式(6)可以表示为：

$$A_n = \begin{cases} r^2 J_{4k}(\sqrt{2}m) + r(1-r) \{ J_{4k} [2m \cos(\theta/2 - \pi/4)] + J_{4k} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp(j2k\theta) + (1-r)^2 J_{4k}(\sqrt{2}m) \exp[j4k\theta] \} & n=4k \\ r^2 J_{4k+1}(\sqrt{2}m) + r(1-r) \{ J_{4k+1} [2m \cos(\theta/2 - \pi/4)] - J_{4k+1} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp[j(2k+1/2)\theta] + (1-r)^2 J_{4k+1}(\sqrt{2}m) \exp[j(4k+1)\theta] \} & n=4k+1 \\ r^2 J_{4k+2}(\sqrt{2}m) + r(1-r) \{ J_{4k+2} [2m \cos(\theta/2 - \pi/4)] + J_{4k+2} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp[j(2k+1)\theta] + (1-r)^2 J_{4k+2}(\sqrt{2}m) \exp[j(4k+2)\theta] \} & n=4k+2 \\ r^2 J_{4k+3}(\sqrt{2}m) + r(1-r) \{ J_{4k+3} [2m \cos(\theta/2 - \pi/4)] - J_{4k+3} [2m \sin(\theta/2 - \pi/4)] \exp[j(2k+3/2)\theta] + (1-r)^2 J_{4k+3}(\sqrt{2}m) \exp[j(4k+3)\theta] \} & n=4k+3 \end{cases} \tag{10}$$

可以得出各阶边带分量功率随相位偏移和分束比的变化情况，如图 7 所示。

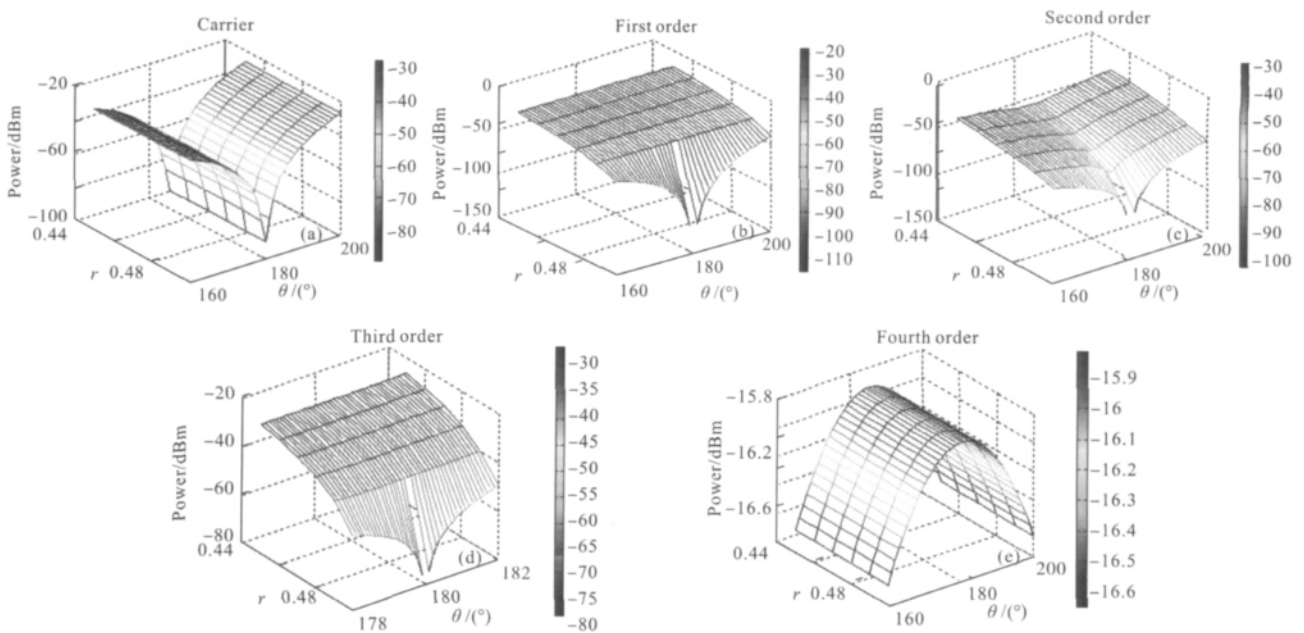


图 7 载波、一阶、二阶、三阶和四阶边带信号功率随相位偏移和分束比变化图

Fig.7 Influence of the phase shift drift and splitting ratio on the power values of carrier, the first-order, the second-order, the third-order, and the fourth-order sidebands of the generated millimeterwave

从图中可以看出,载波和四阶边带分量功率受相位偏移的影响较大,而几乎不受分束比的影响。当 r 在 0.49~0.5 之间变化时,一阶、三阶边带分量功率受相位偏移和分束比的影响都较大,随着分束比的减小,受相位偏移的影响越来越小,随着相位偏移的增加,受分束比的影响越来越小。当 r 在 0.49~0.5 之间、 θ 在 $175^\circ\sim 185^\circ$ 之间变化时,二阶边带分量功率受相位偏移和分束比的影响都较大。

为了进一步认识相位偏移和分束比对信号功率的影响,分析了边带抑制比随相位偏移和分束比的变化情况,如图 8 和 9 所示。

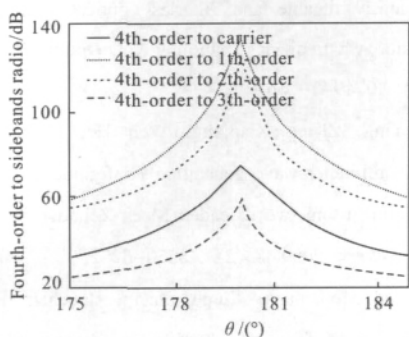


图 8 $r=0.5$ 时边带抑制比随相位偏移变化图

Fig.8 Undesired sidebands suppression ratios versus phase shift drift when $r=0.5$

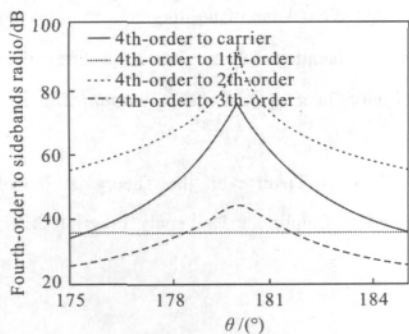


图 9 $r=0.499$ 时边带抑制比随相位偏移变化图

Fig.9 Undesired sidebands suppression ratios versus phase shift drift when $r=0.499$

对比两图可以看出,随着 r 的减小,各阶边带分量的抑制比都是减小的。当 $r=0.5$ 时,如果相位偏移 5° ,四阶边带分量功率分别比载波、一阶、二阶以及三阶边带分量高出 34.60 dB、60.41 dB、57.06 dB、25.59 dB,对三阶边带分量的影响较大。如果相位偏移 1° ,则分别高出 60.54 dB、100.30 dB、85.18 dB、39.58 dB。此时,各阶边带分量的影响几乎可以忽

略。当 $r=0.499$ 时,如果相位偏移 1° ,四阶边带分量功率比载波、一阶、二阶以及三阶边带分量分别高出 60.54 dB、35.90 dB、72.60 dB、38.30 dB。此时,各阶边带分量的影响也很小,如果继续减小 r ,即使相位不发生偏移,也会对四阶边带分量造成很大的影响,如果继续增大 θ ,即使分束比理想,也不能忽视其余各阶分量的影响。

3 非理想因子对八倍频光毫米波传输影响的分析

将串联两个马赫-曾德尔调制器产生的光毫米波信号输入到如图 10 所示的 ROF 系统中,通过仿真来分析相位偏移和分束比对八倍频光毫米波传输的影响。在中心站,将 2.5 Gbit/s 的数据信号强度调制到产生的 80 GHz 光毫米波上,经掺饵光纤放大器(EDFA)放大后通过标准单模光纤(SMF)传输到达基站,用光电探测器(PD)进行光电转换得到八倍频电毫米波信号,经过电放大器(EA)放大后,由带通滤波器(BPF)滤出 80 GHz 毫米波信号。在接收机中,令 80 GHz 本振与毫米波信号相乘进行相干解调,再通过低通滤波器(LPF)滤波还原出基带数据。

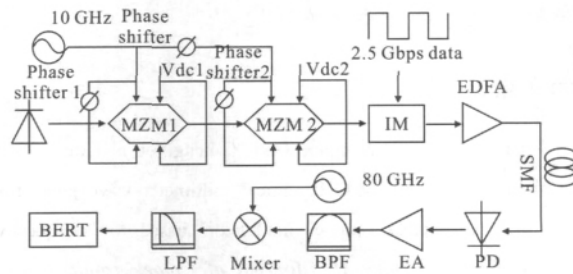


图 10 ROF 系统
Fig.10 ROF system

仿真得到的 BER 曲线如图 11 所示。从图中可以看出,背靠背传输时相位偏移和分束比对 BER 的影响几乎可以忽略,而经 20 km 光纤传输后有一定的影响。以 $BER=10^{-10}$ 为标准,系统传输所需的接收端功率,在理想情况下,背靠背传输时约为 -21.076 dBm,经 20 km 标准单模光纤传输时约为 -20.618 dBm,功率代价为 0.458 dB。在相位偏移 1° 和 $r=0.499$ 时,背靠背传输时接收功率约为 -21.075 dBm,功率代价为 0.001 dB,而经过 20 km 标准单模光纤传输后,接收功率为 -20.473 dBm,

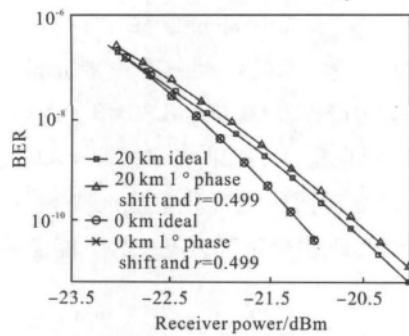


图 11 BER 随接收机功率变化图

Fig.11 BER vs a function of receiver power

功率代价为 0.145 dB。

4 结 论

文中理论分析及仿真研究了相位偏移和分束比对八倍频光毫米波产生及传输的影响。当分束比偏离 0.001, 相位偏移 1° 时, 边带抑制比可达到 35.9 dB, 满足产生八倍频光毫米波的要求。在 $BER=10^{-10}$ 的条件下, 背靠背传输时, 分束比偏离 0.001 和相位偏移 1° 的功率代价仅为 0.001 dB, 经 20 km 标准单模光纤传输后的功率代价为 0.145 dB, 对光毫米波信号传输影响不大, 然而光纤的色度色散对信号传输的影响还值得进一步深入研究。

参考文献:

[1] Zhang Ming, Yu Jianguo, Cao Zizheng, et al. Radio-over-fiber system with 56 GHz optical millimeter-wave generation using an optical phase modulator based on frequency-doubling technology [J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*,

2010, 21(4): 547-550. (in Chinese)

张明, 余建国, 曹子峥, 等. 基于相位调制器倍频技术产生 56 GHz 毫米波的光载无线通信系统 [J]. *光电子·激光*, 2010, 21(4): 547-550.

- [2] Chen Yang, Wen Aijun, Shang Lei. Analysis of an optical mm-wave generation scheme with frequency octupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. *Optics Communications*, 2010, 283: 4933-4941.
- [3] Ma T X, Xin X J, Yu J, et al. Optical millimeter wave generated by octupling the frequency of the local oscillator [J]. *Journal of Optical Networking*, 2008, 10(7): 837-845.
- [4] Lin Chunting, Shih Potsung, Jiang Wenjr, et al. A continuously tunable and filterless optical millimeter-wave generation via frequency octupling [J]. *Optics Express*, 2009, 17(22): 19749-19756.
- [5] Zhao Ying, Zheng Xiaoping, Wen He, et al. Simplified optical millimeter-wave generation configuration by frequency quadrupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators[J]. *Optics Letters*, 2009, 34(21): 3250-3252.
- [6] Mohmoud Mohamedm Xiupu Zhang, Bouchaib Hraimel, et al. Analysis of frequency quadrupling using a single Mach-Zehnder modulator for millimeter-wave generation and distribution over fiber systems [J]. *Optics Express*, 2008, 16(14): 10786-10802.
- [7] Chen Yang, Wen Aijun, Guo Jingjing, et al. A novel optical mm-wave generation scheme based on three parallel Mach-Zehnder modulators [J]. *Optics Communications*, 2011, 284: 1159-1169.
- [8] Watson G N. A Treatise on the Theory of Bessel Functions [M]. London: Cambridge University Press, 1922.