

全双工光载无线通信链路模型研究

张建明, 娄淑琴, 曾璐璐

(北京交通大学 电子信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 提出了一个新的全双工光载无线通信链路模型。方案的下行链路采用两个马赫曾德尔调制器级联以产生六倍频毫米波; 采用单边带调制, 有效防止了码元走离现象, 提高了传输距离; 上行链路复用了下行链路中的一阶光边带以作为上行基带信号的载波, 从而无需在基站中额外配置激光源; 采用延时零拍法解调, 减少了对毫米波本地振荡器的需求, 降低了系统的成本。仿真结果表明, 所提出的全双工模型中, 仅用 10 GHz 频率的调制信号就能产生 60 GHz 的毫米波, 大大降低了调制信号频率, 且下行链路传输距离可达 250 km, 而上行链路传输距离大于 300 km。

关键词: 全双工链路模型; 六倍频; 级联; 延时零拍法

中图分类号: TN929.11 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2276(2015)05-1598-07

A scheme of full-duplex radio over fiber link model

Zhang Jianming, Lou Shuqin, Zeng Lulu

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A new full-duplex radio over fiber link model was proposed in this paper. For the down link, two mach-zehnders modulator cascaded were employed to generate sextupling-frequency millimeter wave; the single side-band modulation was used to overcome the walk-off effect, thereby the transmission distance was effectively improved. In the meanwhile, the first order sideband was employed as the carrier of uplink baseband signal and thus the requirement of additional laser source was eliminated. Furthermore, self-homodyning demodulation method was adopted to avoid the need of local oscillator, thereby the cost of system was reduced. Numerical result shows that the proposed full-deplex model can produce 60 GHz millimeter wave by only using 10 GHz modulated signal. The transmission distance for down link can reach 250 km and that for the up link is more than 300 km.

Key words: full-duplex link model; sextupling-frequency; cascaded; self-homodyning

收稿日期: 2014-09-11; 修订日期: 2014-10-13

基金项目: 国家自然科学基金(61177082); 北京市自然科学基金(4122063)

作者简介: 张建明(1989-), 男, 硕士生, 主要从事 ROF 技术和毫米波产生技术方面的研究。Email: 12120181@bjtu.edu.cn

导师简介: 娄淑琴(1965-), 女, 教授, 博士生导师, 博士, 主要从事光纤传感、全光网络关键技术研究。Email: shqlou@bjtu.edu.cn

0 引言

光载无线通信(radio over fiber, ROF)技术是应高速大容量无线通信需求而发展起来的将光纤通信和无线通信结合起来的无线接入技术。

在全双工 ROF 系统中,光毫米波的产生是关键技术之一。根据调制检测技术的不同,主流的光生毫米波技术有 3 种:直接调制法,外部调制法^[1-2]以及光外差法^[3-4]。在这些技术中,由于外部调制法可以产生更纯净的毫米波,形成更稳定的系统而成为最受关注的毫米波产生技术。利用单个 MZM 来产生毫米波^[5],倍频系数低,而利用两个或者多个 MZM,则可以产生高倍频的毫米波,参考文献[6]提出了一种利用两个 MZM 级联而产生六倍频的方案。参考文献[7]对参考文献[6]的六倍频毫米波产生技术进行进一步的优化,利用高斯光带通滤波器置于两个级联的 MZM 之间,抑制不必要的光边带。参考文献[8]利用一个光相位偏移器连接两个 MZM,通过精心调节调制系数,产生两个四阶边带分量,最终产生八倍频的毫米波。然而参考文献[6-8]仅仅分析了 ROF 的下行链路,且基带信号同时调制在两个光边带上,参考文献[9]指出当基带信号同时调制在两个光边带时,码元走离现象就会较显著,从而限制了传输距离。可以通过将基带信号只调制在一个光边带上以克服码元走离^[10-11]。

ROF 的系统成本也是需要关注的一个问题,在传统的全双工 ROF 链路中,每一个基站都需要有一个激光源来调制上行基带信号,这就使得基站的能

耗与成本变高,参考文献[12-14]通过复用下行链路中的光载波以省去基站中的激光源。此外传统的全双工 ROF 链路在解调方式上通常是采用相干解调的,这样在基站和用户端都需要毫米波本地振荡器,以分别解调上行链路和下行链路中的毫米波信号。参考文献[15-16]在解调方式上,利用延时零拍法取代相干解调以恢复基带信号,从而节省了毫米波本振。

然而以往的参考文献中并没有提到如何能够同时解决产生稳定的高倍频毫米波、增大传输距离、尽可能地减少系统成本这三个关键问题。文中正是面向高效低成本的全双工 ROF 链路技术的研究需求,提出了一个基于双 MZM 级联的全双工 ROF 链路模型。利用两个 MZM 级联,将一个 MZM 偏置在最大传输点上,另一个偏置在最小传输点上。通过精心设置这两个 MZM 各自的调制系数,使输出只保留一阶和三阶边带,利用两个三阶边带拍频产生六倍频毫米波,提高倍频系数;将基带信号调制在其中一个三阶边带上,从而克服色散引起的码元走离现象,增大了传输距离;上行链路复用下行链路中的一阶边带作为上行链路基带信号的光载波,节省了基站中的激光源;利用延时零拍法解调方式,减少了作为解调用的毫米波本振的需求,从而大大节省了系统开销。数值分析结果表明,提出的全双工 ROF 链路系统可以实现上下行链路的长距离传输,与其他全双工 ROF 链路比较,系统成本低,传输距离远,且倍频系数高。

1 全双工 ROF 链路模型

文中所提出的全双工 ROF 链路模型如图 1 所

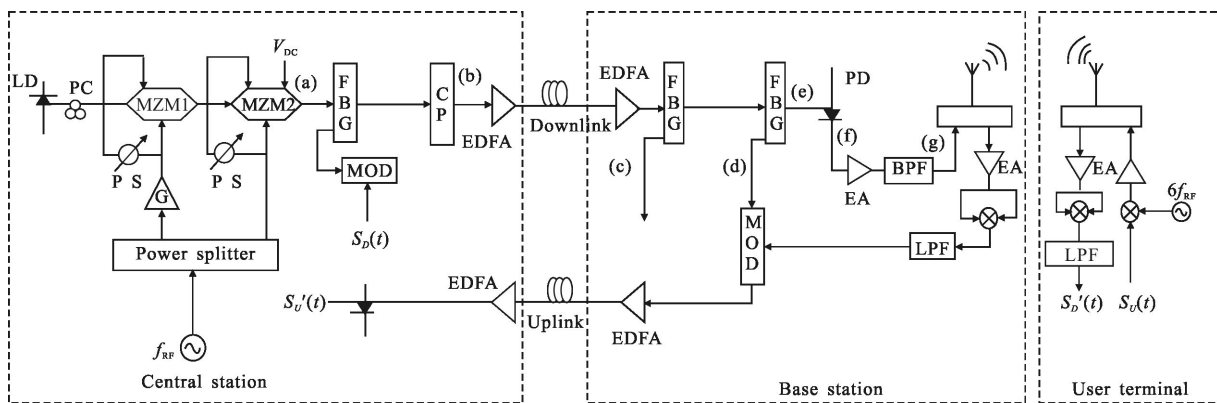


图 1 全双工 ROF 系统结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of full-duplex ROF system

示,系统由中心站、基站和用户端三个主要部分构成。对于下行链路,在中心站(CS)端,采用两个MZM级联,设置这两个MZM的工作状态,使其分别工作在最大和最小传输点上,射频驱动信号通过1:1的功率分束器后分别加载在这两个MZM上,通过调节驱动信号幅度,相位调制器PS,以及增益G来调节光边带的幅度。使得最终激光经过这两个级联的MZM后,只产生正负一阶和三阶光边带。然后,利用光纤布拉格光栅(FBG)将其中一个三阶光边带分离出来,用以承载基带信号,之后与剩余三个边带通过光耦合器(CP)耦合到单模光纤中,传送到基站。传送到基站的光信号经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后,采用FBG首先分离出两个一阶边带,高速PIN二极管接收剩余的两个三阶边带,拍频后产生六倍频毫米波。在用户端(UT),采用延时零拍法对毫米波信号解调,相比于传统的相干解调,可省去毫米波本振。对于上行链路,在基站中也采用延时零拍法对上行毫米波信号进行解调,同时复用了下行链路的一阶光边带调制基带信号,通过光纤传输到CS中,最后用低速光电检测管将光信号转换成基带电信号。接下来,文中将对模型进行理论分析。

1.1 下行链路光信号的产生

激光器产生的窄线宽激光可以表示为 $E_m = E_0 \exp(j\omega_c t)$, 其中 ω_c 是激光的中心频率。产生的激光首先经过偏振控制器,以控制其偏振态。然后进入两个级联的MZM。第一个MZM工作状态设置在最大传输点上,第二个设置在最小传输点上,相位调制器均设为 π , 窄线宽光经过第一个MZM后,输出可以用公式(1)表示:

$$E_1(t) = \frac{\alpha_1}{2} E_m \left\{ \exp \left[\frac{j\pi A \sin(\omega t)}{V_\pi} \right] + \exp \left[\frac{-j\pi A \sin(\omega t)}{V_\pi} \right] \right\} = \alpha_1 E_m \left\{ J_0(m_A) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m_A) [\exp(j2n\omega t) + \exp(-j2n\omega t)] \right\} \quad (1)$$

式中: $A \sin(\omega t)$ 是射频驱动信号, ω 为射频信号的角频率; $m_A = A\pi/V_\pi$ 是该MZM调制器的调制系数; α_1 是与该MZM插入损耗有关的常数。

从公式(1)中可以看到调制后的输出中仅存在偶数阶边带,奇数阶边带均都被抑制。而由于 $J_0(\pi/2) = 0.4720$, $J_2(\pi/2) = 0.2497$, $J_4(\pi/2) = 0.0140$ 。故可以看出当 $m_A = \pi/2$ 时,可以忽略四阶及以上边带分量,输出可以由公式(2)近似表示。经过第二个MZM后,

输出可以用公式(3)表示,其中 $B \sin(\omega t)$ 为射频驱动信号, $m_B = B\pi/V_\pi$ 为该MZM调制器的调制系数, α_2 为与该MZM的插入损耗有关的常数。

$$E_1(t) = \alpha_1 E_m \{ J_0(m_A) + J_2(m_A) [\exp(j2\omega t) + \exp(-j2\omega t)] \} \quad (2)$$

$$E_2(t) = \frac{\alpha_2}{2} E_1(t) \left\{ \exp \left[\frac{j\pi B \sin(\omega t)}{V_\pi} \right] + \exp \left[\frac{-j\pi B \sin(\omega t)}{V_\pi} + j\pi \right] \right\} = \alpha_2 E_1(t) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m_B) [\exp(j2(n-1)\omega t) - \exp(-j2(n-1)\omega t)] \right\} \quad (3)$$

从公式(3)中可以看出输出中只存在奇数阶边带,偶数阶边带被抑制。当取 $m_A = \pi/4$, 由于 $J_1(\pi/4) = 0.3632$, $J_3(\pi/4) = 0.0097$, $J_5(\pi/4) = 7.5846 \times 10^{-5}$ 。因此可以忽略除一阶分量外的所有分量,输出可以近似由公式(4)表示,将公式(2)带入到公式(4)中,结果如公式(5)所示。

$$E_2(t) = \alpha_2 E_1(t) J_1(m_B) [\exp(j\omega t) - \exp(-j\omega t)] \quad (4)$$

$$E_2(t) = \alpha_1 \alpha_2 E_0$$

$$\left\{ \begin{aligned} & -J_2(m_A) J_1(m_B) \exp[j(\omega_c - 3\omega)t] - \\ & [J_0(m_A) J_1(m_B) - J_2(m_A) J_1(m_B)] \exp[j(\omega_c - \omega)t] + \\ & [J_0(m_A) J_1(m_B) - J_2(m_A) J_1(m_B)] \exp[j(\omega_c + \omega)t] + \\ & J_2(m_A) J_1(m_B) \exp[j(\omega_c + 3\omega)t] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

将 $m_A = \pi/2$, $m_B = \pi/4$ 代入公式(5)中,可以得到一阶边带和三阶边带的幅值。公式(6)和公式(7)分别给出了一阶边带和三阶边带的幅值。

$$[J_0(m_A) J_1(m_B) - J_2(m_A) J_1(m_B)] \alpha_1 \alpha_2 E_0 = 0.0807 \alpha_1 \alpha_2 E_0 \quad (6)$$

$$[J_2(m_A) J_1(m_B)] \alpha_1 \alpha_2 E_0 = 0.0907 \alpha_1 \alpha_2 E_0 \quad (7)$$

从公式(6)和公式(7)中可以看到一阶分量与三阶分量幅值大致相同,经过这两个级联的MZM后,输出光只剩下4个边带分量,其他的边带分量基本被抑制。这4个边带的频率分别位于 $\omega_c - 3\omega$, $\omega_c - \omega$, $\omega_c + 3\omega$, $\omega_c + \omega$ 。

为了克服码元走离现象,对于下行信号,文中将信号调制在其中一个三阶边带上。利用FBG将其中一个三阶边带分离出来,调制完信号后再与其余的光边带耦合输出,这里文中以信号调制在频率为 $\omega_c + 3\omega$ 的光边带上为例进行分析,从耦合器输出的光可以由公式(8)表示:

$$E_3(t) = \alpha_1 \alpha_2 E_0$$

$$\left\{ \begin{aligned} & -J_2(m_A) J_1(m_B) \exp[j(\omega_c - 3\omega)t] - \\ & [J_0(m_A) J_1(m_B) - J_2(m_A) J_1(m_B)] \exp[j(\omega_c - \omega)t] + \\ & [J_0(m_A) J_1(m_B) - J_2(m_A) J_1(m_B)] \exp[j(\omega_c + \omega)t] + \\ & J_2(m_A) J_1(m_B) \eta S_D(t) \exp[j(\omega_c + 3\omega)t] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中: η 是基带信号调制所引起的幅度衰减; $S_D(t)$ 是下行基带信号。

1.2 下行链路基站毫米波产生分析

光信号经 EDFA 放大后进入色散光纤, 到达 BS

$$E_4(t, z) \propto \left\{ \begin{aligned} & -J_2(m_A)J_1(m_B)\expj[(\omega_c-3\omega)t-\tau_1z]- \\ & [J_0(m_A)J_1(m_B)-J_2(m_A)J_1(m_B)]\expj[(\omega_c-\omega)t-\tau_2z]+ \\ & [J_0(m_A)J_1(m_B)-J_2(m_A)J_1(m_B)]\expj[(\omega_c+\omega)t-\tau_3z]+ \\ & J_2(m_A)J_1(m_B)\eta S_D(t)\left(t-\frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right)\expj[(\omega_c+3\omega)t-\tau_4z] \end{aligned} \right. \quad (9)$$

此后用两个布拉格光栅分别分离出频率为 $\omega_c+\omega$ 和 $\omega_c-\omega$ 的两个光边带。在进入光电检测管 PIN 前,

$$E_5(t, z) \propto \left\{ \begin{aligned} & -J_2(m_A)J_1(m_B)\expj[(\omega_c-3\omega)t-\tau_1z]+ \\ & J_2(m_A)J_1(m_B)\eta S_D(t)\left(t-\frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right)\expj[(\omega_c+3\omega)t-\tau_4z] \end{aligned} \right. \quad (10)$$

$$I(t) = R|E_5(t, z)|^2 \propto \left\{ 1 + \eta^2 S_D^2\left(t - \frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right) - 2\eta S_D\left(t - \frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right) \cos[6\omega t - \tau_4z + \tau_1z] \right\} \quad (11)$$

可以看到经过 PIN 检测管后, 输出中包含直流分量、基带信号以及调制基带信号的六倍频毫米波。

之后, 将这个电信号放大后送到带通滤波器, 得到的输出电信号可以由公式(12)表示。然后将这个无线信号发射到用户端。

$$I_1(t) \propto S_D\left(t - \frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right) \cos[6\omega t - \tau_4z + \tau_1z] \quad (12)$$

1.3 下行链路终端解调

文中分析的是光信号在光纤上的传输, 而不考虑毫米波信号的无线传输。在用户端(UT), 采用了延时零拍法, 将所收到的无线信号经过放大后, 分成两路, 然后相乘, 此时输出的电信号可以由公式(13)表示, 然后将这个电信号经过低通滤波器, 输出可由公式(14)表示, 如果基带码型为单极性, 且波形是方波, 则最后解调得到的信号 $S_D'(t)$ 可以认为是基带信号延迟一定时间的信号。

$$I_2(t) \propto S_D^2\left(t - \frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right) [1 + \cos(12\omega t - 2\tau_4z + 2\tau_1z)] \quad (13)$$

$$S_D'(t) \propto S_D^2\left(t - \frac{\tau_4z}{\omega_c+3\omega}\right) \quad (14)$$

1.4 上行链路分析

对于上行链路, 其数学分析与下行链路相似并且更简单些, 限于篇幅, 文中对上行链路的理论分析从简, 从图 1 中可以看到, 用户端发出已调制基带信号的毫米波, 由公式(15)表示, 经过延时零拍法后,

时, 光信号可由公式(9)表示。这里 $\beta(\omega)$ 是角频率在 ω 时的光传播常数, z 为传播距离, $\tau_1=\beta(\omega_c-3\omega)$, $\tau_2=\beta(\omega_c-\omega)$, $\tau_3=\beta(\omega_c+\omega)$, $\tau_4=\beta(\omega_c+3\omega)$ 。

光信号可以由公式(10)表示。经过光电检测管后, 信号转变成电信号, 输出电信号可由公式(11)表示。

再经过低通滤波器还原出基带信号, 由公式(16)表示, 然后再将基带信号调制在其中一个用 FBG 分离出的一阶光边带上, 由公式(17)表示, 通过单模光纤传输到 CS。在 CS, 用一个低速 PIN 光电检测管将光信号转换成电信号, 由公式(18)表示。

$$I(t) = S_U(t) \cos(6\omega t) \quad (15)$$

$$I_1(t) \propto S_U^2(t) \quad (16)$$

$$E_1(t) \propto S_U^2(t) \expj(\omega_c + \omega)t \quad (17)$$

$$S_U'(t) \propto S_U^4\left(t - \frac{\tau_3z}{\omega_c+3\omega}\right) \quad (18)$$

式中: $S_U(t)$ 表示上行基带信号; $\tau_3=\beta(\omega_c+\omega)$; z 为传播距离。如果基带码型为单极性, 波形为方波, 则最后解调得到的信号 $S_U'(t)$ 可以认为是基带信号延迟一定时间的信号。

2 数值模拟与结果分析

2.1 光边带信号的产生

为了验证文中所提出的模型, 对图 1 中的系统进行数值模拟。激光器产生窄线宽激光, 该激光的中心波长在 1552.52 nm(193.1 THz), 线宽为 10 MHz, 功率为 0 dBm。两个 MZM 的半波电压 V_π 均为 4 V, 插入损耗均为 5 dB。第一个 MZM 不加偏置电压, 第二个 MZM 偏置电压为 4 V。正弦信号发生器产生的正弦信号频率为 10 GHz, 幅度为 $\sqrt{2}$ V, 经过 3 dB 功率分束器后, 其中一路经增益为 2 的放大器放大后驱动第一个 MZM, 另一路驱动第二个 MZM, 从而使得这两个 MZM 的调制系数分别为 $\pi/2$ 和 $\pi/4$ 。经

过这两个 MZM 后,输出光频谱如图 2(a)所示。由图 2 可以看出,正如理论分析的预测结果,光频谱中主要存在 4 个边带:两个一阶边带和两个三阶边带,这 4 个边带的幅度相近,其他的高阶边带的幅度比这 4 个边带幅度小很多,最接近这 4 个边带的高阶边带较这 4 个边带的功率差在 20 dB 以上,因此,可以忽略除这 4 个边带以外的高阶边带。

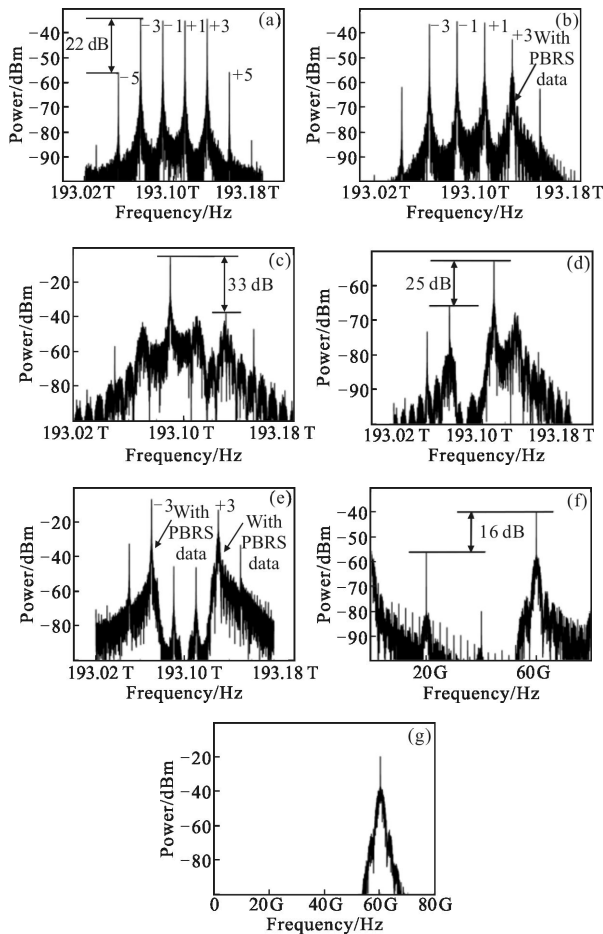


图 2 系统框图 1 中各点的频谱图

Fig.2 Optical frequency spectra of the points in Fig.1(a)-(g)

2.2 单边带调制基带信号

为了克服码元走离现象,将基带信号仅调制在其中一光边带上。设置图 1 中的 FBG 中心波长为 1 552.28 nm(193.13 THz),带宽为 20 GHz,用以分离中心频率在 193.13 THz 的光边带,将速率为 2.5 Gbit/s 的伪随机基带数据信号调制在这个光边带上,用耦合器将这个调制好的边带与之前的三个边带耦合。经过 EDFA 放大后,输出光信号频谱如图 2(b)所示。从图 2(b)中,可以看出中心频率在 193.13 THz 的边带功率相比其余 3 个边带分量有所下降,这是由于

强度调制的插入损耗导致的。

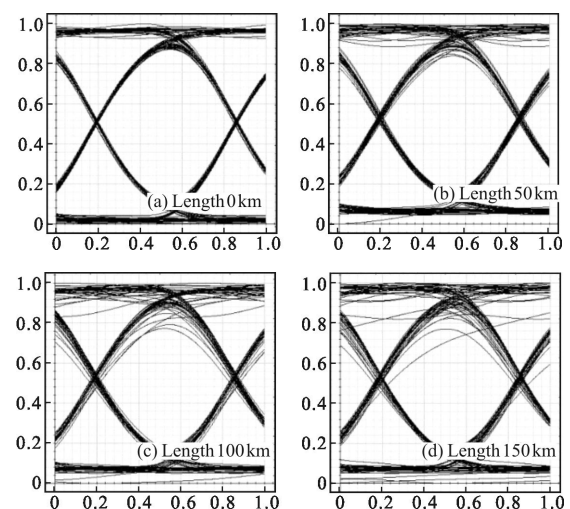
2.3 下行链路毫米波产生

图 1 中的单模光纤的色散系数为 16.75 ps/(nm·km),它的功率损耗为 0.2 dB/km,长度设置 50 km,经过单模光纤传输后,所损耗的功率用 EDFA 来补偿,图 1 基站中的两个均匀布拉格光栅用来分离出一阶边带,第一个 FBG 的中心波长设置在 1 552.60 nm(193.09 THz),带宽为 30 GHz,可以分离出中心频率在 193.09 THz 的边带,分离出的边带如图 2(c)所示,第二个 FBG 的中心波长设置在 1 552.44 nm(193.11 THz),带宽为 30 GHz,可以分离出中心频率在 193.11 THz 的边带,分离出的边带如图 2(d)所示,进入光电检测管前的光信号如图 2(e)所示,只剩下两个 3 阶边带,这两个 3 阶边带可以拍频产生 6 倍频的毫米波。

光电检测 PIN 管将光信号转变成电信号,输出电信号功率谱如图 2(f)所示,经过带通滤波器后,就可以得到要传输的毫米波信号,信号频谱如图 2(g)所示,从图 2(g)的频谱中可以看到产生的毫米波信号中心频率为 60 GHz。

2.4 下行链路传输距离

调制在 60 GHz 毫米波上的调制信号在用户端被解调。在通信系统中,通常是用 Q 因子和眼图来衡量通信质量。 Q 因子和特定误码率下的信噪比相关, Q 因子越大,说明通信质量越好,对于一般的通信系统, $Q=6$ (对应误码率为 10^{-9})作为保证通信质量的标准。眼图的清晰程度也可以来表征通信系统的质量。设置光纤长度为线性扫描模式,以研究该通信系统下行链路的可靠性与传输距离之间的关系。图 3 给出了不同传播距离下系统的眼图,图 4 给出了 Q



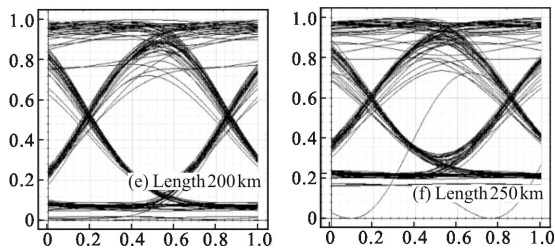


图 3 下行链路随距离变化的眼图

Fig.3 Eye diagram vs length in down link

因子随传播距离的变化曲线,从图 3,图 4 中可以看出,随着传输距离的增加,眼图出现劣化, Q 因子下降。这主要是由于基带信号本身也有带宽,虽然调制在一个边带相比调制在两个边带上,色散所引起的码元走离效应会小很多,但不能完全消除。此外随着在光纤中传播距离的增大,光信噪比也逐渐下降,这也使得 Q 因子不断下降。为了保证传输质量,下行链路的信号传输距离最远为 250 km。

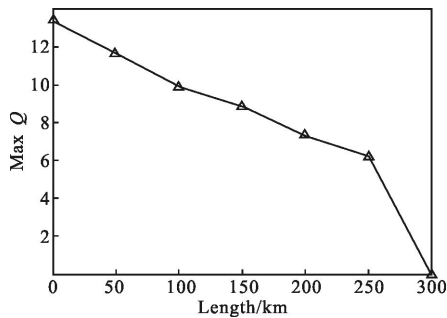


图 4 下行链路最大 Q 因子随距离变化图

Fig.4 Max Q factor vs length in down link

2.5 上行链路传输距离

对于上行链路,将 2.5 Gbit/s 的 NRZ 基带信号调制在毫米波上,在基站中解调后,将这个解调后的信号直接调制在从下行链路分离出来的其中一个一阶边带上。然后通过 EDFA 放大后进入光纤传输,这个光纤与下行链路的光纤一样,色散系数为 $16.75 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$,功率损耗为 $0.2 \text{ dB}/\text{km}$ 。通过单模光纤传输后,经过一个光电检测管,将光信号转换成电信号。同样地,设置光纤长度为线性扫描模式,以研究该通信系统上行链路可靠性与传输距离之间的关系。图 5 给出了不同传播距离下上行链路的眼图,图 6 给出了 Q 因子随传播距离的变化曲线。从图 5,图 6 中可以看出,随着传输距离的增加, Q 因子随之下降,眼图张开度逐渐变差,从图 6 中也可以看到,当传输距离为

300 km 时, Q 值依然大于 7,传输距离大于 300 km。

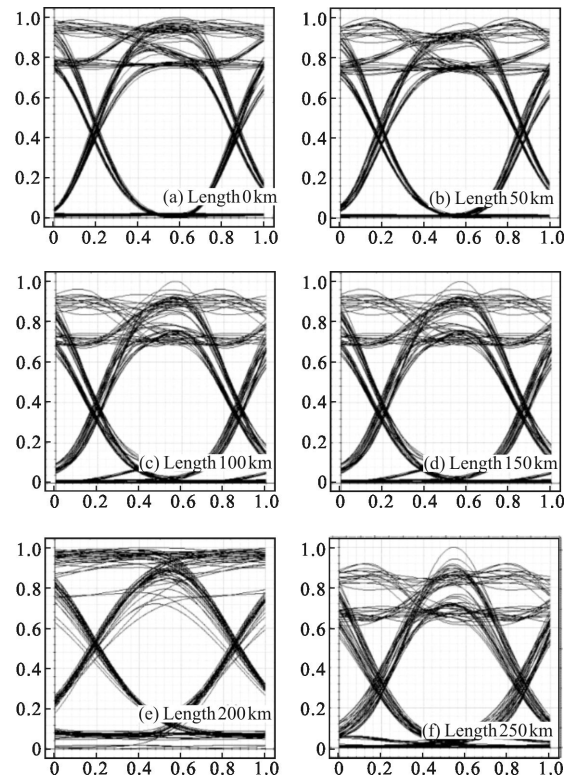


图 5 上行链路随距离变化的眼图

Fig.5 Eye diagram vs length in up link

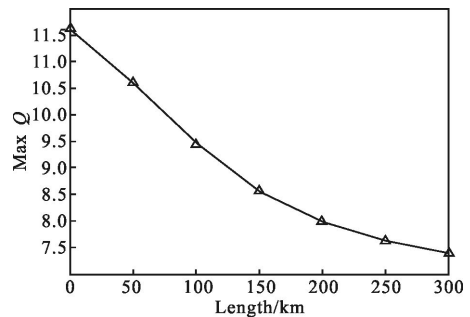


图 6 上行链路最大 Q 因子随距离变化图

Fig.6 Max Q factor vs length in up link

3 结论

文中面向高效低成本的全双工 ROF 链路技术的研究需求,提出了一种基于双 MZM 级联的全双工 ROF 链路模型,分析其数学原理并进行仿真验证其可行性。与其它全双工的 ROF 链路比较,系统成本低,传输距离远,且倍频系数高。文中研究表明,利用两个 MZM 级联可有效提高倍频系数;利用 FBG 分离光边带,使得基带信号只调制在一个边带上,可

有效降低码元走离,从而在光纤上能传输较长距离;利用下行所产生的光边带作为上行链路的光载波,可节省激光器;利用延时零拍法来解调毫米波信号,可节省毫米波本振,从而大大降低系统成本。然而文中所构建的模型,并未考虑器件的非理想性带来的影响,如MZM的偏置电压漂移等,这将在下一步的工作中展开讨论。

参考文献:

- [1] Li Tao, Rong Jian, Zhong Xiaochun. OFDM-ROF system simulation based on OptiSystem [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(6): 1154-1159. (in Chinese)
李涛, 荣建, 钟晓春. 采用OptiSystem的OFDM-ROF系统仿真[J]. *红外与激光工程*, 2011, 40(6): 1154-1159.
- [2] Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi, et al. Analysis of influence of phase shift drift and splitting ratio on octupling-frequency optical millimeterwave generation and distribution [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(8): 2112-2118. (in Chinese)
朱子行, 赵尚弘, 么周石, 等. 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 [J]. *红外与激光工程*, 2012, 41(8): 2112-2118.
- [3] Li Jing, Ning Tigang, Pei Li, et al. 60 GHz millimeter-wave generator based on a frequency-quadrupling feed-forward modulation technique [J]. *Optics Letters*, 2010, 35(21): 3619-3621.
- [4] Li Jing, Ning Tigang, Pei Li, et al. Scheme for a high-capacity 60 GHz radio-over-fiber transmission system [J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2009, 1(4): 324-330.
- [5] Li Chungyi, Su Hengsheng, Chang Chinghung, et al. Generation and transmission of BB/MW/MMW signals by cascading PM and MZM [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(3): 298-303.
- [6] Mohmoud Mohamed, Zhang Xiupu, Bouchaib Hraimel, et al. Frequency sixupler for millimeter-wave over fiber systems [J]. *Optics Express*, 2008, 16(14): 10141-10151.
- [7] Qin Yi, Sun Junqiang. Frequency sextupling technique using two cascaded dual-electrode Mach-Zehnder modulators interleaved with Gaussian optical band-pass filter [J]. *Optics Communications*, 2012, 285(12): 2911-2916.
- [8] Li Wangzhe, Yao Jianping. Microwave generation based on optical domain microwave frequency octupling [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(1): 24-26.
- [9] Ma J, Yu J, Yu C, et al. Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation [J]. *Lightwave Technology*, 2007, 25(11): 3244-3256.
- [10] Yu J, Huang M F, Jia Z, et al. A novel scheme to generate single-sideband millimeter-wave signals by using low-frequency local oscillator signal [J]. *Photonics Technology Letters*, 2008, 20(7): 478-480.
- [11] Ma J, Yu J, Xin X, et al. The transmission performance of the single sideband optical millimeter-wave with BPSK signal in the duplex radio-over-fiber link [J]. *Optics Communications*, 2008, 281(19): 4876-4881.
- [12] Ji H C, Kim H, Chung Y C. Full-duplex radio-over-fiber system using phase-modulated downlink and intensity-modulated uplink[J]. *Photonics Technology Letters*, 2009, 21(1): 9-11.
- [13] Ma J, Yu J, Xin X, et al. A novel scheme to implement duplex 60-GHz radio-over-fiber link with 20-GHz double-sideband optical millimeter-wave transmitted along the fiber [J]. *Optical Fiber Technology*, 2009, 15(2): 125-130.
- [14] Ma Jianxin, Zhan Yu, Zhou Min, et al. Full-duplex radio over fiber with a centralized optical source for a 6 GHz millimeter-wave system with a 10 Gb/s 16-QAM downstream signal based on frequency quadrupling [J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, 4(7): 557-564.
- [15] Islam A H M R, Bakaul M, Nirmalathas A, et al. Millimeter-wave radio-over-Fiber system based on heterodyned unlocked light sources and self-homodyned RF receiver[J]. *Photonics Technology Letters*, 2011, 23(8): 459-461.
- [16] Islam A H M, Bakaul M, Nirmalathas A, et al. Simplification of millimeter-wave radio-over-fiber system employing heterodyning of uncorrelated optical carriers and self-homodyning of RF signal at the receiver[J]. *Optics Express*, 2012, 20(5): 5707-5724.