

## 基于二次外差法的八倍频毫米波光子发生器特性

李晶<sup>1,2</sup>, 宁提纲<sup>1,2</sup>, 裴丽<sup>1,2,\*</sup>, 简伟<sup>1,2</sup>, 油海东<sup>1,2,3</sup>, 陈宏尧<sup>1,2</sup>, 张婵<sup>1,2</sup>

(1. 全光网络与现代通信网教育部重点实验室 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044;

2. 光波技术研究所 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044;

3. 青岛农业大学理学与信息科学学院, 山东 青岛 266109)

**摘要:** 研究了一种基于二次外差法的八倍频毫米波光子发生器. 该方案将二次外差法的相关原理应用到倍频式毫米波光子发生器的研究中. 利用两次拍频, 抵消两个独立激光器各自的相位噪声, 得到了频率八倍于射频本振频率的射频毫米波信号. 理论推导了毫米波产生的原理, 讨论了影响射频频率代价的激光器相位噪声、光纤色散和光链路的延时失配问题, 在此基础上进行了仿真模拟验证了光子发生器的工作原理及在模拟光链路中的应用.

**关键词:** 光纤通信; 微波光子; 毫米波; 二次外差

**中图分类号:** TN929.11 **文献标识码:** A

## Frequency 8-tupling millimeter-wave photonic generation based on two-step heterodyne technique

LI Jing<sup>1,2</sup>, NING Ti-Gang<sup>1,2</sup>, PEI Li<sup>1,2,\*</sup>, JIAN Wei<sup>1,2</sup>, YOU Hai-Dong<sup>1,2,3</sup>,  
CHEN Hong-Yao<sup>1,2</sup>, ZHANG Chan<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of All Optical Network & Advanced Telecommunication Network of Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

3. Science and Information College, Qingdao Agricultural University, Qingdao 266109, China)

**Abstract:** A prototype of frequency 8-tupling millimeter-wave photonic generator based on improved two-step heterodyne was proposed and analyzed. In the proposal, two step heterodyne technique was employed to eliminate the phase noise of two phase uncorrelated lasers. Millimeter-wave signal with frequency eight time of driving frequency was obtained. We theoretically analyzed the generator's principle and the issue of power penalty induced by lasers' phase noise, fiber dispersion and optical time delay. To verify the mechanism and the discussion, simulation was carried out to verify the principle.

**Key words:** optical communications, microwave photonic, millimeter-wave, two-step heterodyne

**PACS:** 42.79.Sz, 84.40.-x, 42.79.Hp

### 引言

毫米波泛指波长范围 1 ~ 10 mm, 频率范围 30 ~ 300 GHz 的电磁波. 毫米波技术最先应用于军事领域, 在近程防空、战场监视、导弹制导、火控和跟踪、高分辨率成像以及敌我识别等诸多军事领域得到广泛的应用<sup>[1-2]</sup>. 随着人类社会的文明和发展, 毫米波技术也逐渐应用于无线移动通信、生物探测以及医

疗保健等民用领域<sup>[3-9]</sup>. 以传统电子学为基础的微波振荡器, 多采用真空管和固态功率源为基本单元, 并利用多级倍频获得微波信号. 而这些单元在 GHz 以上频段工作时, 其性能会急剧下降, 所产生的高频微波具有较大的相位噪声和较低的频谱纯度, 即存在所谓的电子瓶颈. 相比之下, 光子学的方法不受电子瓶颈的限制, 可以产生很高载频的微波信号, 而且光子学方法还具有抗电磁干扰、重量轻、结构紧凑等优

收稿日期: 2013-11-02, 修回日期: 2014-03-08

基金项目: 北京交通大学人才基金资助(2014RC027)

Foundation items: Supported by the Research Foundation for Talented Scholars (2014RC027)

作者简介 (Biography): 李晶(1984-), 男, 湖北恩施人, 讲师, 博士, 主要研究领域为微波光子学. E-mail: lijing@bjtu.edu.cn

\* 通讯作者 (Corresponding author): E-mail: lipei@bjtu.edu.cn

Received date: 2013-11-02, revised date: 2014-03-08

点,同时,以光子学为基础的毫米波光子发生器与光纤传输系统天然地兼容,无需额外的电光和光电转换设备<sup>[10-14]</sup>.毫米波光子发生器可采用多种技术实现,例如,双波长光外差<sup>[15-16]</sup>、光锁相环<sup>[17]</sup>、光注入锁定<sup>[18-19]</sup>、外部调制<sup>[20-23]</sup>等方法.二次外差(Two-Step Heterodyne)法的概念是由日本学者 Y. Shoji 于 2002 年首次提出<sup>[24]</sup>,其目的是利用二次外差(即光电探测器的拍频和移动终端的自混频)恢复中频副载波信号,其结构类似于双波长光外差技术,区别在于<sup>[24]</sup>将中频副载波外调制加载在其中一路光载波上,虽然第一次外差将获得两个具有相同相位噪声项的无用电信号,但是在随后第二次外差则利用差拍原理消除固有相位噪声,完整得恢复出中频副载波信号.这项技术最大的优势是依靠最简单的结构同时实现了中频副载波信号上变频和下变频,可应用于光载无线(RoF)系统中.但是缺陷在于,整个过程中无法获得稳定无相位噪声影响的高频毫米波信号,因此未能应用于毫米波的光学产生.2009年,文献<sup>[22]</sup>结合二次外差法和外部调制法研究获得四倍频毫米波信号的方法,但是该方法仅能实现四倍频且需要多个光电探测器参与,且文章并未对发生器

的具体工作特性进行深入研究.

从二次外差法所涉及的原始物理和数学模型入手,将二次外差法的原理与外部调制法有机结合起来,深入分析毫米波八倍频光学生成的基本原理,并以 7.5 GHz 射频调制为例,研究了采用二次外差技术产生并传输 60 GHz 毫米波信号的可能性,重点分析了激光器相位噪声、光纤色散以及光链路时延失配问题对射频功率代价的影响,并利用 Opti-System 10.0 仿真对相关的结论进行了验证.

## 1 毫米波八倍频光子发生器结构原理

结构方框图如图 1 所示,该方案由两个独立的连续波激光器(CW)作为光源,光源之间的频率间隔  $\Delta f = f_2 - f_1$ ,起偏器(LP)和偏振控制器(PC)分别用来同步与调节光信号的偏振态,然后,光信号输入双平行马赫曾德调制器(DP-MZM)进行光载波抑制(OCS)调制,参考文献<sup>[25]</sup>的设置,将 DP-MZM 所对应的三个子调制单元分别置于最大、最大和最小传输点,参考图 1,DP-MZM 上下两个子调制单元偏置电压为 0,主调制单元偏置电压为  $V_\pi$ (半波电压),因此,调制器输出的光信号为:

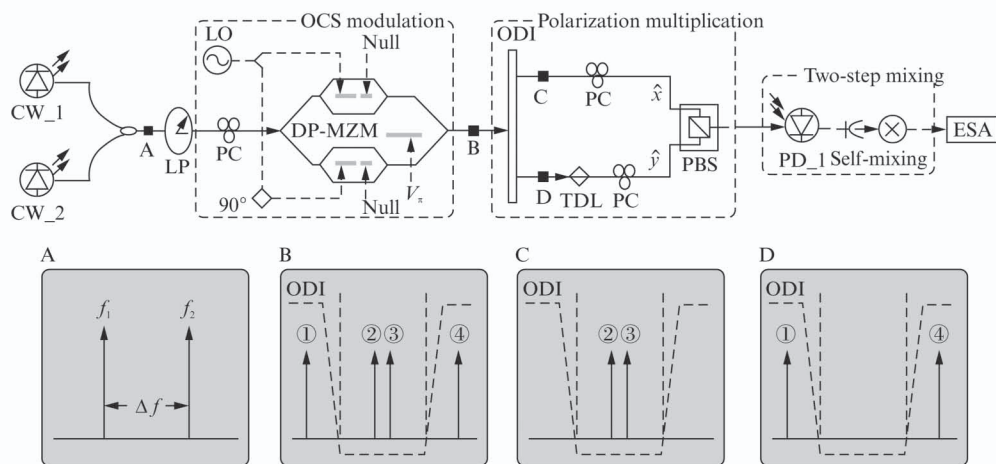


图 1 基于二次外差法的毫米波光子发生器原理图及对应频谱示意图

Fig. 1 Schematic diagram of millimeter-wave photonic generator based on two-step heterodyne technique and corresponding spectra

$$E_{out}(t) \propto E_{in}(t) \left\{ \cos[m \cos(\omega_{RF}t)] - \cos\left[m \cos\left(\omega_{RF}t + \frac{\pi}{2}\right)\right] \right\}, \quad (1)$$

其中  $E_{in}(t) = E_1 \exp(j\omega_1 t + j\varphi_1(t)) + E_2 \exp(j\omega_2 t + j\varphi_2(t))$  为调制器输入光信号,  $E_1$ 、 $E_2$  为光信号振幅,  $E_1 = E_2 = E_0$ ,  $\omega_1 = 2\pi f_1$ 、 $\omega_2 = 2\pi f_2$  为光信号角频率, 由于 CW1 和 CW2 各自独立, 所以它们具有各自独

立的相位噪声项  $\varphi_1(t)$  和  $\varphi_2(t)$ .  $\omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$  为射频信号角频率,  $m = \pi V_{RF} / \sqrt{2} V_\pi$  为调制系数, 将式(1)展开可得:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(jn\omega_{RF}t), \quad (2)$$

其中  $\alpha_n = [J^n + J^n(-1)^n - (-1)^n - 1] J_n(m)$  为各阶光边带幅度加权值,  $J_n(\cdot)$  为  $n$  阶第一类贝塞尔函

数,当  $n=4k-2$  时( $k$  为任意整数),  $\alpha_n \neq 0$ , 且  $n=0$  时,  $\alpha_0=0$  光载波被抑制, 因此对式(2)进一步简化得:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{4k-2} \exp[j(4k-2)\omega_{RF}t]. \quad (3)$$

然后,调整本振源输出电信号的幅度  $V_{RF}$  可改变调制系数  $m$ ,如图2所示为  $J_{4k-2}(\cdot)$  随  $m$  的变化曲线,参考图2,当  $m=\pi$  时,  $J_2(m)$ 、 $J_6(m)$  和  $J_{10}(m)$  分别为 0.484 5、0.014 5 和  $2.009 \times 10^{-5}$ , 由于  $J_6(m)$  和  $J_{10}(m)$  相比  $J_2(m)$  可忽略,因此式(3)中,将只考虑  $J_2(m)$  的影响(即  $k=\pm 1$ ),并将式(3)简化为:

$$E_{out}(t) \approx 2E_0 J_2(m) \left\{ \begin{array}{l} \exp[j\omega_1 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \exp[j\omega_1 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \exp[j\omega_2 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \\ + \exp[j\omega_2 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \end{array} \right\}. \quad (4)$$

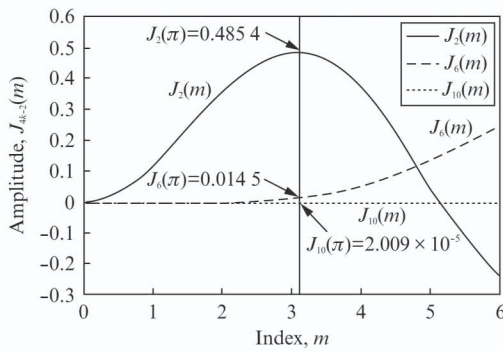


图2  $4k-2$  阶第一类贝塞尔函数  $J_{4k-2}(m)$  随系数  $m$  变化曲线

Fig. 2 Bessel function of the first kind of order  $4k-2$ ,  $J_{4k-2}(m)$  versus modulation index,  $m$

对比图1中  $E_{out}(t)$  光谱示意图(B参考点),式(4)中四个频率分量分别对应其中①、②、③、④号光边带. 接下来,需要将②、③号光边带与①、④号光边带分离,可以使用一个光波解复用器(ODI)实现这一功能. 分离后光信号依次表示为:

$$E_1(t) = 2E_0 J_2(m) \left\{ \begin{array}{l} \exp[j\omega_1 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \exp[j\omega_2 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \end{array} \right\}, \quad (5)$$

$$E_2(t) = 2E_0 J_2(m) \left\{ \begin{array}{l} \exp[j\omega_1 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \exp[j\omega_2 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \end{array} \right\}. \quad (6)$$

$E_1(t)$  与  $E_2(t)$  的光谱示意图如图1中C参考点和D参考点,利用两个PC调节两个支路光信号的偏振态,使它们分别对准偏置分束器(PBS)的两个主轴( $\hat{x}$  和  $\hat{y}$ ),位于下支路的可调光延迟线(TDL)

用来同步上下两个支路的时延,令调谐后两个支路刚好同步,PBS输出光信号可表示为:

$$E_{out}(t) \approx 2E_0 J_2(m) \left\{ \begin{array}{l} \hat{y} \exp[j\omega_1 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \hat{x} \exp[j\omega_1 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_1(t)] \\ + \hat{x} \exp[j\omega_2 t - j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \\ + \hat{y} \exp[j\omega_2 t + j2\omega_{RF}t + j\varphi_2(t)] \end{array} \right\}, \quad (7)$$

其中  $\hat{x}$  和  $\hat{y}$  分别对应两个正交的偏振态,比较式(4)与式(7)可以发现,后者偏振态发生变化,由于  $\hat{x}$  和  $\hat{y}$  偏振态正交,因此最终光电检测后的光电流中将不包含  $\hat{x}$  和  $\hat{y}$  偏振态上分量的差拍项,那么,光电流可简单表示为:

$$i_0(t) \approx |E_1(t)|^2 + |E_2(t)|^2 \propto i_{dc} + \left\{ \begin{array}{l} \cos[(\omega_2 - \omega_1 - 4\omega_{RF})t + \varphi_2(t) - \varphi_1(t)] \\ + \cos[(\omega_2 - \omega_1 + 4\omega_{RF})t + \varphi_2(t) - \varphi_1(t)] \end{array} \right\}, \quad (8)$$

表达式(8)中,除了直流项  $i_{dc}$ ,  $i_0(t)$  只包含  $(\omega_2 - \omega_1 - 4\omega_{RF})$  和  $(\omega_2 - \omega_1 + 4\omega_{RF})$  两个频率成分,频率间隔为  $8\omega_{RF}$  且具有相同的相位噪声项  $\varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ ,由于相位噪声的存在,上述两个频率成分无法作为有用信号,于是,如图1所示,利用一个电混频器(mixer),对  $i_0(t)$  进行自混频. 那么,PD的拍频和mixer的自混频,得到了二者之间的差频项,实现了二次外差,最终电信号变为:

$$i_1(t) \propto i_0(t) \times i_0(t) = \left\{ \begin{array}{l} \cos[(2\omega_2 - 2\omega_1 - 4\omega_{RF})t + 2\varphi_2(t) - 2\varphi_1(t)] \\ + \cos[(2\omega_2 - 2\omega_1 + 4\omega_{RF})t + 2\varphi_2(t) - 2\varphi_1(t)] \\ + \cos 8\Omega t + \cos[(2\omega_2 - 2\omega_1)t + 2\varphi_2(t) - 2\varphi_1(t)] \end{array} \right\}. \quad (9)$$

从频谱上看,  $i_1(t)$  虽然含有四个频率分量,但是其中却只有  $\cos 8\omega_{RF}t$  项与相位噪声项无关,可认为其不受影响,而其余三项,相位噪声  $2\varphi_2(t) - 2\varphi_1(t)$  的存在会导致频率以各自中心频率附近的漂移,因此不能作为稳定的有用毫米波本振使用. 利用电滤波器滤出频率八倍于射频本振的电信号,且该射频信号的频率与所使用的激光器频率间隔  $\Delta f$  无关.

## 2 光纤色散所致的射频功率代价

毫米波光子发生器最大优势在于它能与模拟光链路天然兼容,与此同时,必须考虑光纤色散对所获得的毫米波信号的影响,参照图1所示的模型,采用普通单模光纤(SMF)连接PBS与PD,只考虑光纤色散的影响,而不考虑光纤的传输损耗,令  $E_{out}(t)$  中四个光边带抵达PD的时间分别为  $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\tau_3$ 、 $\tau_4$ . 则  $E_{out}(t)$  为:

$$E_{out}(t) \approx 2E_0 J_2(m) \times \left\{ \begin{array}{l} \hat{y} \exp[j\omega_1(t - \tau_1) - j2\Omega(t - \tau_1) + j\varphi_1(t - \tau_1)] \\ + \hat{x} \exp[j\omega_1(t - \tau_2) + j2\Omega(t - \tau_2) + j\varphi_1(t - \tau_2)] \\ + \hat{x} \exp[j\omega_2(t - \tau_3) - j2\Omega(t - \tau_3) + j\varphi_2(t - \tau_3)] \\ + \hat{y} \exp[j\omega_2(t - \tau_4) + j2\Omega(t - \tau_4) + j\varphi_2(t - \tau_4)] \end{array} \right\}. \quad (10)$$

基于相同的工作原理,由混频器输出的八倍频有用电信号的表达式为:

$$i_{8\Omega}(t) \propto \cos(8\Omega t + \Phi) E \left\{ \cos \left[ \begin{array}{l} \varphi_2(t - \tau_4) - \varphi_2(t - \tau_3) \\ + \varphi_1(t - \tau_2) - \varphi_1(t - \tau_1) \end{array} \right] \right\} \\ - \sin(8\Omega t + \Phi) E \left\{ \sin \left[ \begin{array}{l} \varphi_2(t - \tau_4) - \varphi_2(t - \tau_3) \\ + \varphi_1(t - \tau_2) - \varphi_1(t - \tau_1) \end{array} \right] \right\}. \quad (11)$$

研究<sup>[26,27]</sup>显示, $\varphi(t)$ 的统计特性是零均非平稳高斯随机过程,而 $\varphi(t)$ 的增量过程 $\Delta\varphi(t) = \varphi(t + \Delta t) - \varphi(t)$ ,其概率密度仅依赖于时间差 $\Delta t$ ,且方差正比于 $|\Delta t|$ ,因此 $\Delta\varphi(t)$ 是零均平稳高斯过程<sup>[26,27]</sup>, $\exp[j\varphi(t_1) - j\varphi(t_2)]$ 的数学期望可以计算为:

$$E \{ \exp[j\varphi(t_1) - j\varphi(t_2)] \} \\ = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi \sqrt{\Delta\delta \cdot |t_1 - t_2|}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\pi\Delta\delta \cdot |t_1 - t_2|}\right) \\ \exp(jx) dx = \exp(-\pi\Delta\delta \cdot |t_1 - t_2|), \quad (12)$$

将式(12)带入式(11)并化简:

$$i_{8\Omega}(t) \propto \Delta A \cdot \cos(8\Omega t + \Phi) \quad (13)$$

其中 $\Delta A = \exp(-\pi\delta_2 \cdot |\tau_3 - \tau_4| - \pi\delta_1 \cdot |\tau_1 - \tau_2|)$ 为所获得毫米波信号幅度代价, $\delta_1$ 和 $\delta_2$ 分别对应中心频率 $f_1$ 和 $f_2$ 激光器的线宽,根据光纤光学的理论,可以得到: $|\tau_3 - \tau_4| = \frac{4LcDf_{RF}}{f_2^2}$ , $|\tau_1 - \tau_2| =$

$\frac{4LcDf_{RF}}{f_1^2}$ ,其中, $L$ 、 $D$ 、 $c$ 分别是色散光纤的长度、色散

系数和光速.根据(13)可对所产生的四倍频毫米波信号的功率代价 $\Delta P = (\Delta A)^2$ 进行估算,建立计算模型如表格一所示:

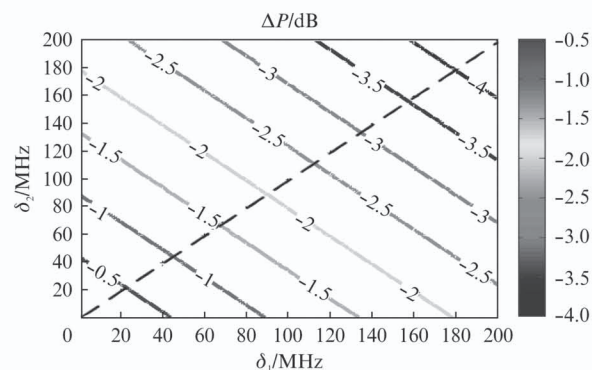
表1 数值计算的模型参数

Table 1 Parameters setting in calculation with the model

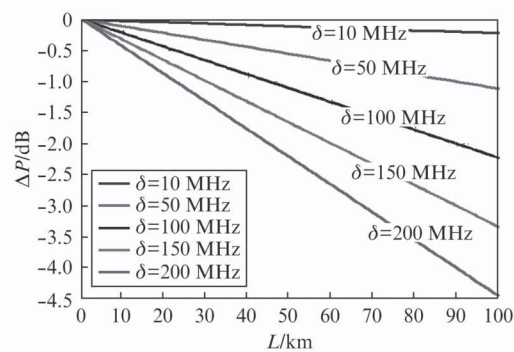
$L$	$D$	$f_{RF}$	$f_1$	$f_2$
100 km	17 ps/km·nm	7.5 GHz	193.41 THz	193.45 THz

根据上述模型,可计算出光纤色散所带来的延时量大约为: $|\tau_3 - \tau_4| \approx |\tau_1 - \tau_2| \approx 408$  ps.以100 km单模光纤传输为例,如图3(a)所示为功率代价 $\Delta P$ 随激光器线宽 $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 变化的曲线( $L =$

100 km),整个曲线关于 $\delta_1 = \delta_2$ 对称分布(虚线),激光器线宽的变化都会带来毫米波信号功率不同程度的衰落.为简化后续运算,仅考虑两个激光器同线宽的情况,即令 $\delta_1 = \delta_2 = \delta$ .接下来,改变单模光纤的长度 $L$ ,如图3(b)所示为两激光器线宽相同条件下,改变 $\delta$ , $\Delta P$ 随 $L$ 的变化曲线,如图所示,随着光纤色散量的增大,射频功率的代价也相应增大,且图中曲线的斜率与 $\delta$ 有关,采用窄线宽激光器可有效降低射频功率衰落.



(a)



(b)

图3 (a) 毫米波功率代价 $\Delta P$ 随激光器线宽 $\delta_1$ 、 $\delta_2$ 变化的曲线( $L = 100$  km);(b)  $\Delta P$ 随激光光纤长度 $L$ 变化的曲线

Fig. 3 (a) RF power penalty  $\Delta P$  versus laser linewidth  $\delta_1$ 、 $\delta_2$  at  $L = 100$  km, (b) RF power penalty  $\Delta P$  versus SMF length  $L$

### 3 光链路延时失配所致的射频功率代价

此外,还需要考虑一种可能存在的情况,如图1,由于设备精度及外界环境的变化,可能导致ODI与PBS之间的平行支路无法完全同步,因此图1结构中在其中一个支路配备可调延迟线(TDL).数学上,在两条支路之间引入一个延时失配因子 $\Delta\tau$ ,代表上下两条支路的延时差,为方便分析,可令图1中D参考点所在支路利用光延迟线(TDL)叠加延时失配 $\Delta\tau$ ,在上述条件下,射频功率代价 $\Delta P$ 可表示为:

$$\Delta P = (\Delta A)^2 = \exp(-\pi\delta_2 |\tau_3 - (\tau_4 + \Delta\tau)| - \pi\delta_2 |(\tau_1 + \Delta\tau) - \tau_2|) = \exp\left(-2\pi\delta \cdot \left| \frac{4LcDf_{RF}}{f_2^2} - \Delta\tau \right| - 2\pi\delta \cdot \left| \frac{4LcDf_{RF}}{f_1^2} + \Delta\tau \right| \right), \quad (14)$$

图4所示为不同激光器线宽 $\delta$ 条件下,毫米波功率代价随延时失配因子 $|\Delta\tau|$ 变化的曲线。从整体上看,随着 $|\Delta\tau|$ 的增大, $\Delta P$ 渐降低,对于背靠背(图4(a))的情况, $\Delta P$ 随激光器线宽的不同而呈现不同程度的衰减,采用窄线宽激光器作为光源(例如 $\delta = 10$  MHz)时,可有效避免光链路延时失配因子带来的射频功率衰减的问题。此外,对于长距离光纤链路( $L = 100$  km)来说,如图4(b)所示, $|\Delta\tau|$ 小于408 ps的区间范围内, $\Delta P$ 基本保持不变,说明此时,功率代价 $\Delta P$ 只与光纤的整体色散量有关,而与延时失配因子 $|\Delta\tau|$ 没有任何关系,考虑到实际应用中,控制TDL可以将 $|\Delta\tau|$ 控制在数10 ps量级,因此,可有效保证光链路之间的相对延时不会带来射频功率的衰减。

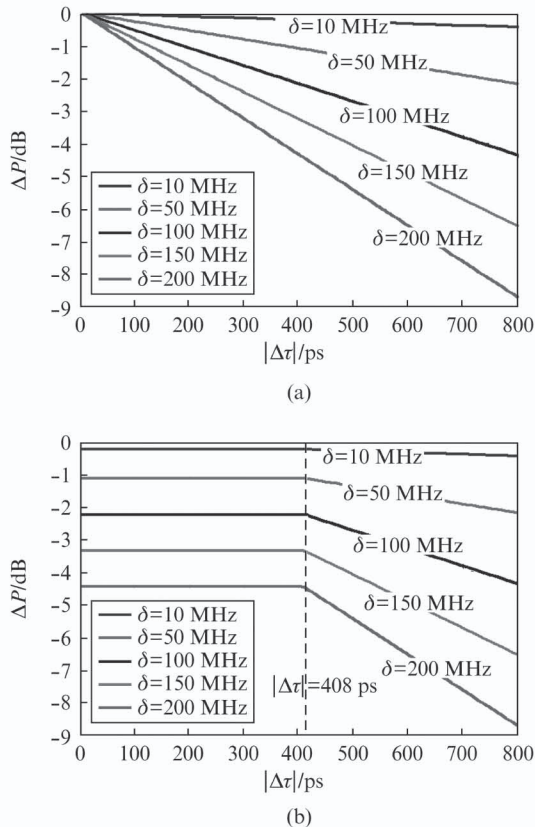


图4 不同激光器线宽 $\delta$ 条件下,毫米波功率代价随延时失配因子 $|\Delta\tau|$ 变化的曲线;(a)  $L = 0$  km;(b)  $L = 100$  km

Fig. 4 (a) RF power penalty  $\Delta P$  versus relative time delay  $|\Delta\tau|$  at different laser linewidth  $\delta$ , (a)  $L = 0$  km and (b)  $L = 100$  km

#### 4 仿真结果与讨论

采用 OptiWave 公司的光学仿真软件 OptiSystem 10.0 对方案进行原理性论证,仿真结构及频谱如图5示,图中连续波激光器(CW1和CW2)输出中心波长分别为1550 nm和1550.32 nm(波长间隔0.32 nm),输出功率10 dBm,两个激光器的线宽为10 MHz,输出光信号经一个起偏器(LP)(起偏角与调制器的主轴一致)选择后,具有一致的偏振态。双平行马赫曾德调制器(DP-MZM)的消光比25 dB,半波电压4 V,MZ-a、MZ-b及MZ-c的偏置电压分别为0、0、4 V,7.5 GHz射频本振经一个90°电桥分路后分别驱动MZ-a和MZ-b,方案所使用的射频信号频率 $f_{RF} = 7.5$  GHz,调制系数为 $m = \pi$ 。输出光谱如图5(A)所示,与DD-MZM载波抑制调制不同,利用DP-MZM可以实现载波抑制的同时,获得 $\pm 2$ 阶边带,因此图中四个频率分量分别对应+2阶、-2阶、+2阶、-2阶光边带,粗略估计干扰谐波抑制比大于30 dB,且频谱结果与文献<sup>[25]</sup>基本一致。光信号随后由ODI解复用为两路,光谱如图5(B)和(C)所示,经计算可得光边带间隔为0.08 nm和0.56 nm。随后两个支路的光信号再次偏振复用到一路,由PBS输出的偏振复用后的光信号,其光谱如图5(D)所示,通过掺铒光纤放大器(EDFA)放大和可调光滤波器(TOF)滤除ASE噪声后,光信号进入单模光纤中传输。SMF色散系数17 ps/nm·km,长度100 km,衰减0.2 dB/km。由PD拍频后得到光电流的频谱如图5(E)所示,对比式(9),频谱范围内包含两个频率分量,分别是10 GHz和70 GHz,由于它们的表达式中存在相位噪声项 $\varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ ,因此均不能作为毫米波信号源使用,于是,采用第二次外差(即自混频)后,光电流频谱如图5(F)所示,对比式(10)四个频率成分中只有60 GHz项不受相位噪声的影响,其余三项均可使用带通滤波器滤除。

为进一步验证方案的工作原理,仿真中在图5中B参考点利用强度调制一路非归零伪随机码(NRZ-PRBS),并对10 GHz、70 GHz和60 GHz三个频率点的信号进行解调,解调结果如图6所示,从图中可以发现,10 GHz与70 GHz都无法完整解调出原始基带数据,原因是式(8)所示,两个频率信号都存在相位噪声项 $\varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ ,造成信号频率不稳定,无法解调数据,通过观察图6(b)、(c)可以发现,二者解调出基带数据除幅度不同外,变化情况一

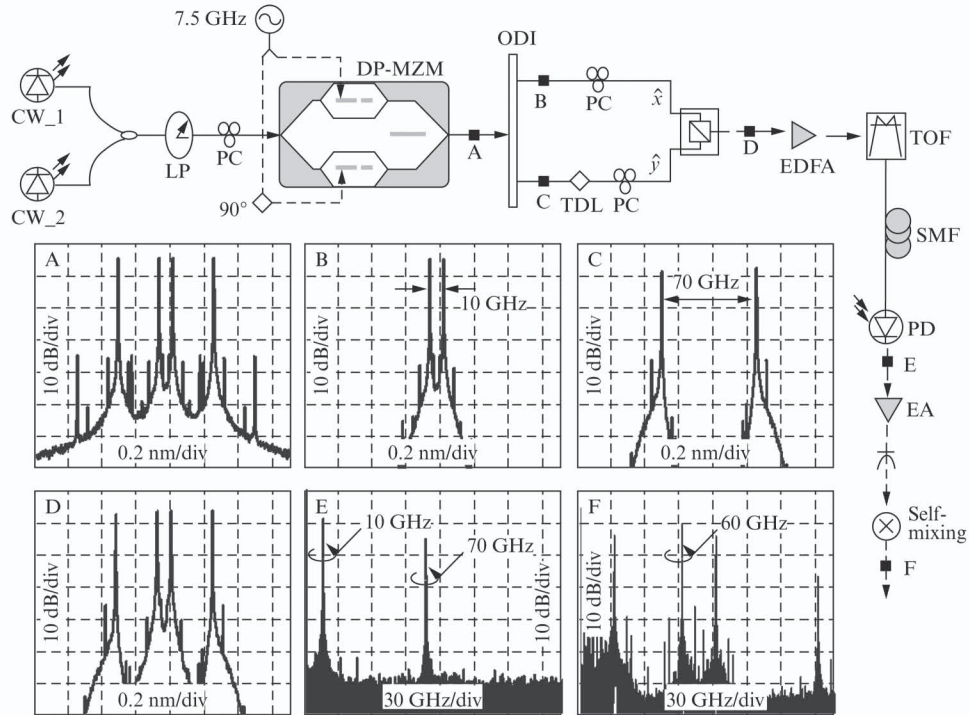


图 5 基于二次外差法的毫米波光子发生器仿真结构图及对应频谱图;光谱图: A-D(横轴为波长,纵轴为功率);电谱图 E-F(横轴为频率,纵轴为功率)  
 Fig. 5 Simulation setup of the proposed millimeter-wave photonic generator based on two-step heterodyne technique and corresponding spectra. A-E are optical spectra, F is electrical spectrum

致,说明二者具有相同的频率变化情况,即相同的相位噪声  $\varphi_2(t) - \varphi_1(t)$  影响. 除此之外,60 GHz 解调可以完整获得原始基带数据,因此可以认为不受相位噪声的影响,可以解释为:60 GHz 频率是 70 GHz 和 10 GHz 两个频率的差频项,相位噪声项  $\varphi_2(t) - \varphi_1(t)$  被完全抵消掉了.

由第二节与第三节中的讨论: 1) 光纤色散会

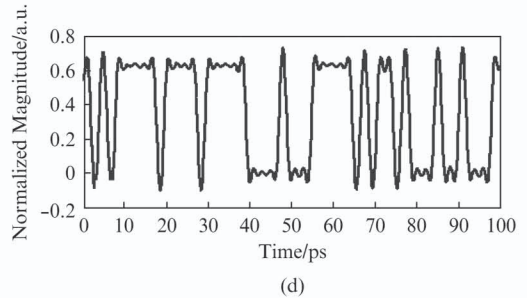
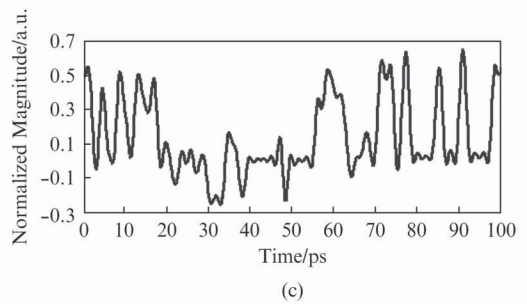
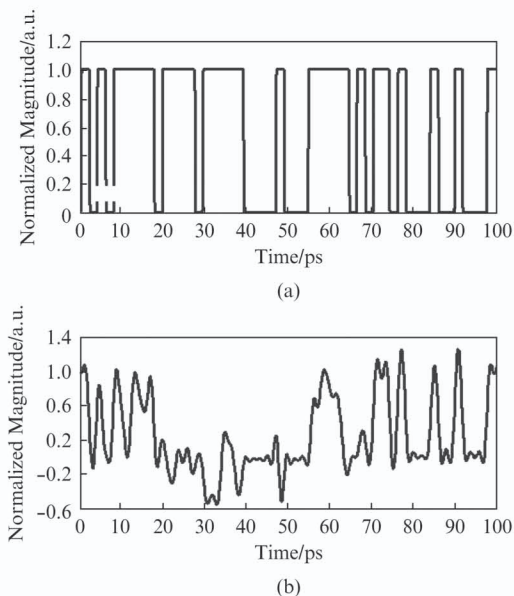


图 6 (a) NRZ-PRBS 原始调制数据;(b) 10 GHz 解调恢复得到的基带数据;(c) 70 GHz 解调恢复得到的基带数据;(d) 60 GHz 解调恢复得到的基带数据  
 Fig. 6 (a) Original NRZ-PRBS data at the transmitter. (b) Recovered base band data after demodulation of 10 GHz subcarrier. (c) Recovered base band data after demodulation of 70 GHz subcarrier. (d) Recovered base band data after demodulation of 60 GHz subcarrier

引起射频功率代价  $\Delta P$  的变化;2) 光链路中延时失配因子  $|\Delta\tau|$  也会带来  $\Delta P$  的变化. 下面将分别验证上述结论, 首先, 如图 7(a) 所示为  $\Delta P$  随  $L$  变化的曲线, 其中暂不考虑  $|\Delta\tau|$  的影响, 令  $|\Delta\tau| = 0$ , 图中, 实线部分为理论值, 点线部分为仿真结果, 结果基本吻合, 随着光纤色散的增大,  $\Delta P$  逐渐变大, 而且更大的  $\delta$  所对应的曲线斜率越大. 然后, 固定  $L = 100$  km, 图 7(b) 所示为  $\Delta P$  随  $|\Delta\tau|$  变化的曲线, 其中实线部分为理论值, 点线部分为仿真结果, 结果基本吻合, 当  $|\Delta\tau| < 408$  ps 时,  $\Delta P$  保持不变, 此时可忽略  $|\Delta\tau|$  的影响.

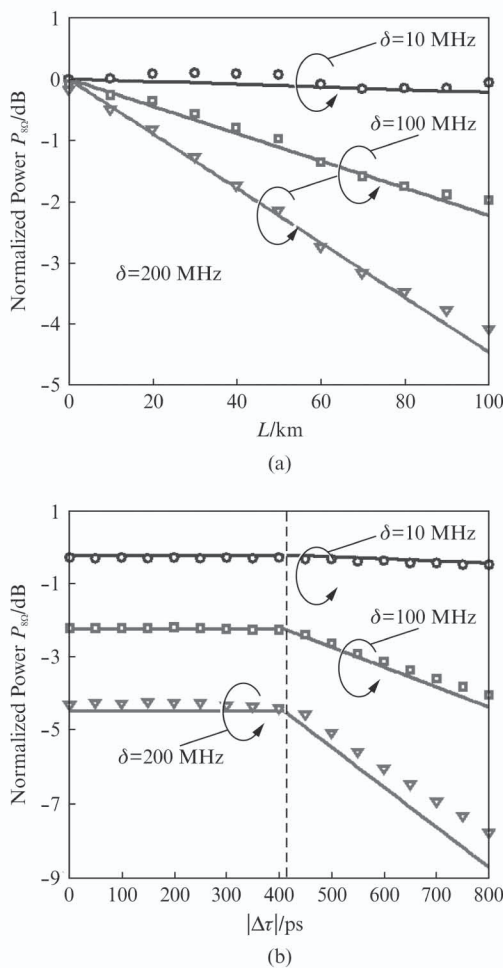


图 7 (a) 信号功率代价  $\Delta P$  随光纤长度  $L$  变化的理论(实线)与仿真(点线)曲线; (b) 信号功率代价  $\Delta P$  随光链路延时失配因子  $|\Delta\tau|$  变化的理论(实线)与仿真(点线)曲线

Fig. 7 (a) RF power penalty  $\Delta P$  versus SMF length  $L$  in theory (solid line) and simulation (dot line). (b) RF power penalty  $\Delta P$  versus relative time delay  $|\Delta\tau|$  in theory (solid line) and simulation (dot line)

在图 5 中 B 点所在的支路, 利用一个强度调制器调制 512 MBps 的伪随机码 (PRBS), 采用开关

控 (OOK) 调制并在接收端对所调制数据进行相干解调. 同时考虑光纤色散和光链路的延时失配问题, 这里, 为了简化验证过程, 只考虑背靠背和 100 km 单模光纤传输的情况, 令  $\delta_1 = \delta_2 = 10$  MHz,  $L = 100$  km,  $|\Delta\tau| = 10$  ps, 图 8 所示为误码率曲线及眼图, 其中实线为拟合值, 对比背靠背 (B-T-B) 传输和 100 km 单模光纤 (SMF) 传输, 功率代价小于 1 dB, 且两种情况下, BER  $\approx 10^{-9}$  处接收光功率在  $-14 \sim -15$  dBm 之间.

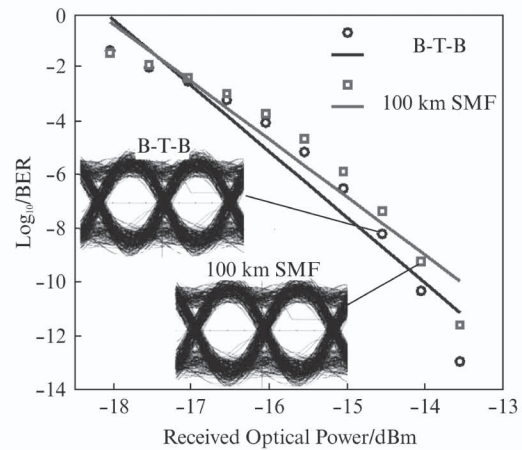


图 8 60 GHz 模拟光链路误码率与眼图; 点线为仿真结果, 实线为拟合值

Fig. 8 BER curves of 60 GHz analog photonic link (eye diagram inserted), simulation results (dot line) and fitted results (solid line)

### 5 结语

介绍了一种基于二次外差法的八倍频毫米波光子发生器, 利用两次拍频 (光电检测和自混频), 抵消了两个独立激光器各自的相位噪声, 得到了频率八倍于射频本振频率的射频毫米波信号. 理论推导了八倍频毫米波产生的原理, 讨论了影响射频功率代价的因素, 在此基础上进行了仿真模拟验证了光子发生器的工作原理及在模拟光链路中的应用, 仿真过程中, 使用 7.5 GHz 射频调制, 产生了频率 60 GHz 的毫米波信号, 而且, 以 100 km 单模光纤传输为例, 使用 10 MHz 窄线宽激光器作为光源且控制链路延迟时  $\Delta\tau = 10$  ps 时, 512 MBps 数据光纤传输 100 km, 功率代价小于 1 dB, 验证了方案的可行性以及文中对射频功率代价分析得到的结论, 本方案可以以更低的本振频率和低频响应设备产生八倍与射频调制频率的毫米波信号, 可应用于毫米波雷达和宽带无线通信领域.

## References

- [1] Wake D. Lasers and Electro-Optics Society, 2004[C]: The 17th Annual Meeting of the IEEE, 2004.
- [2] Nguyen L V T, Hunter D B. A photonic technique for microwave frequency measurement [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2006, **18**(10): 1188 - 1190.
- [3] Wake D, Webster M, Wimpenny G, et al. Microwave Photonics, 2004[C]. MWP'04. 2004 IEEE International Topical Meeting on, 2004: 157 - 160.
- [4] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. *Nat Photon*, 2007, **1**(6): 319 - 330.
- [5] Seeds A J, Williams K J. Microwave Photonics[J]. *Journal of Lightwave Technol*, Dec. 2006, **24**(12): 4628 - 4641.
- [6] James J, Gomes N, Shen P, et al. Millimeter-wave Wireless Local Area Network over Multimode Fiber System Demonstration[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*. **22**(9): 601 - 603.
- [7] Wu Q, Qu D. *Millimeter wave medical technology and clinical application*[M]. China science press(吴祈耀,屈大信. 毫米波医疗技术及其临床应用: 中国科学出版社), 2010, 3 - 17.
- [8] Chang-Soon C, Shoji Y, Ogawa H. Millimeter-Wave Fiber-Fed Wireless Access Systems Based on Dense Wavelength-Division-Multiplexing Networks[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, **56**(1): 232 - 241.
- [9] Chow C W, Lin Y H. Convergent optical wired and wireless long-reach access network using high spectral-efficient modulation[J]. *Opt Express*, 2012, **20**(8): 9243 - 9248.
- [10] A. Ng'oma. Design of a radio-over-fibre system for wireless lans, 2005[D]. Ph. D. dissertation: 31 - 37.
- [11] Qi C. Study on microwave photonic filter and generator based on fiber bragg grating[D]. Ph. D dissertation(祁春慧. 基于光纤光栅的微波光子滤波器及发生器研究 [D]: 博士学位论文), 2012, 101 - 107.
- [12] Cao D, Ning T, Li J. Study on millimeter-wave generator in Radi-over-fiber system[J]. *Optical Fiber & Electric Cable and Their Applications*(曹东亚, 宁提纲, 李晶. ROF 系统中毫米波生成技术的研究. 光纤与电缆及其应用技术), 2010(4): 4 - 7.
- [13] Capmany J, Ortega B, Pastor D. A tutorial on microwave photonic filters [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, **24**(1): 201 - 229.
- [14] Chang-Soon C, Jun-Hyuk S, Woo-Young C, et al. 60-GHz bidirectional radio-on-fiber links based on InP-InGaAs HPT optoelectronic mixers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, **17**(12): 2721 - 2723.
- [15] Pei L, Liu G, Ning T, et al. A technique for tunable microwave/millimeter-wave generation based on a polarization-stable dual-wavelength polarization maintaining fiber Bragg grating laser[J]. *Acta Phys. Sin.* (裴丽, 刘观辉, 宁提纲, 等. 基于偏振稳定双波长保偏光纤光栅激光器的可调谐微波/毫米波产生技术. 物理学报), 2012, **61**(6): 064203.
- [16] Gao S, Pei L, Ning T, et al. Study on the polarization mismatch in micro/millimeter-wave generation employing optical self-heterodyning technology [J]. *Acta Phys. Sin.* (高嵩, 裴丽, 宁提纲, 等. 光自差法生成微波/毫米波技术中偏振失谐振研究. 物理学报), 2012, **61**(12): 124204.
- [17] Rideout H R, Seregelyi J S, Paquet S, et al. Discriminator-aided optical phase lock loop incorporating a frequency down-conversion module [J]. *IEEE Photonic Technology Letters*, 2006, **18**(21): 2344 - 2346.
- [18] Yang Jing W, Hai Feng L, Novak D, et al. Millimeter-wave signal generation from a monolithic semiconductor laser via subharmonic optical injection [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2000, **12**(8): 1058 - 1060.
- [19] Pan S, Tang Z, Zhu D, et al. Injection-locked fiber laser for tunable millimeter-wave generation [J]. *Opt Lett*, 2011, **36**(24): 4722 - 4724.
- [20] Jianjun Y, Ming-Fang H, Zhensheng J, et al. A Novel Scheme to Generate Single-Sideband Millimeter-Wave Signals by Using Low-Frequency Local Oscillator Signal [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, **20**(7): 478 - 480.
- [21] Liu G, Pei L, Ning T, et al. Radio-over-fiber downlink system based on a new polarization-stable millimeter-wave generator [J]. *Acta Phys. Sin.* (刘观辉, 裴丽, 宁提纲, 等. 基于新型偏振稳定毫米波发生器的光载无线通信下行链路. 物理学报), 2012, **61**(9): 094205.
- [22] Li J, Ning T, Pei L, et al. Millimeter-wave radio-over-fiber system based on two-step heterodyne technique [J]. *Opt Lett*, 2009, **34**(20): 3136 - 3138.
- [23] Li J, Ning T, Pei L, et al. 60 GHz millimeter-wave generator based on a frequency-quadrupling feed-forward modulation technique [J]. *Opt Lett*, 2010, **35**(21): 3619 - 3621.
- [24] Shoji Y, Hamaguchi K, Ogawa H. Millimeter-wave remote self-heterodyne system for extremely stable and low-cost broad-band signal transmission [J]. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2002, **50**(6): 1458 - 1468.
- [25] Chen J, Lin C-T, Shih P T, et al. Generation of optical millimeter-wave signals and vector formats using an integrated optical I/Q modulator [Invited] [J]. *J Opt Netw*, 2009, **8**(2): 188 - 200.
- [26] Y. Lau K, Park J. Ultra-high Frequency Linear Fiber Optic Systems [M]. Springer, 2008, 155 - 166.
- [27] Xiu M. Study on transmission technologies of millimeter-wave radio-over-fiber system [D]: Ph. D dissertation(修明磊. 毫米波 Radio-over-Fiber 传输系统的相关技术研究, 博士学位论文), 2007, 68 - 75.