

文章编号: 0253-2239(2010)12-3419-06

采用腔内相位调制产生 48 个 40 GHz 光载毫米波

胡宗福 陈昱

(同济大学电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要 理论与仿真研究了基于有源光纤环形腔内相位调制的能提供多个光载毫米波的光源设计与特性。通过光相位调制指数, 输出/输出耦合器的耦合系数, 腔的环程净损耗和带通滤波器带宽的最佳均衡设计, 获得了 48 个具有较好幅值均匀性的 40 GHz 光载毫米波。光载毫米波相位噪声影响的分析结果显示: 当输入激光线宽小于 100 kHz, 腔长小于 4 m 时, 毫米波信号的频宽可小于 100 Hz。给出了调制电压, 光放大器增益和腔长的扰动与光载毫米波幅值稳定性之间的定量关系。

关键词 光纤无线电; 光载毫米波; 腔内相位调制; 相位噪声; 稳定性

中图分类号 TN929.11 文献标识码 A doi: 10.3788/AOS20103012.3419

48 Optical Millimeter Waves Generated by Phase Modulation within an Active Fiber Ring Resonator

Hu Zongfu Chen Yu

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

Abstract Design and characteristics of a light source of multiple optical millimeter waves, based on optical phase modulation within an active fiber ring resonator, is theoretically studied. With balanced and optimal design of phase modulation index, the coupling coefficient of input-output coupler, the net loss of the resonator, and the bandwidth of the bandpass filter, 48 40 GHz optical millimeter waves with acceptable amplitude uniformity can be obtained. Effect of initial phase noise of optical millimeter waves on its frequency bandwidth is analyzed. The frequency bandwidth may be less than 100 Hz if the linewidth of input laser and the resonator length are less than 100 KHz and 4 m, respectively. The relation between the waves' amplitude variation and fluctuation of the index, optical amplifier gain, and the resonator length are given.

Key words technique; radio over fiber (ROF); optical millimeter waves; phase modulation within active fiber ring resonator; phase noise; stability

1 引言

集无线通信与光纤通信优点的光纤无线电 (ROF) 技术为大容量低成本射频传输提供了一个理想的解决方案, 但中心站需要很多光载毫米波, 所以大量光载毫米波的产生是 ROF 系统能够实际应用的关之一。产生光载毫米波方法主要有: 相位锁定激光之间的拍频^[1,2]、双波长激光拍频^[3,4]和调制边带间的拍频^[5~9]。然而由于射频调制电压和功率限制(一般调制指数在 π 左右), 这样仅低阶边带

是有用的, 因此主要用来产生一个至几个光载毫米波。目前产生多个光载毫米波的方法有: 相位调制加啁啾光栅均衡^[10]、光纤环形腔内注入锁定^[11,12]和法布里-珀罗 (FP) 腔内多通调制^[13], 但边带功率分布均匀性差。本文将给出一套合适的参数(调制指数, 放大器的增益, 输入-输出耦合系数, 环形腔腔长和输入光线宽)设计来改善边带分布, 获得 48 个频宽小于 100 Hz 的 40 GHz 光载毫米波, 并进一步讨论这些参数扰动对毫米波信号的影响, 给出这些参

收稿日期: 2010-05-12; 收到修改稿日期: 2010-07-15

基金项目: 国家自然科学基金 (60972002) 资助课题。

作者简介: 胡宗福 (1959—), 男, 博士, 副教授, 主要从事微波光子学、光纤激光、光纤传感与光纤通信等方面的研究。

E-mail: huzongfu@tongji.edu.cn

数的可容忍扰动范围,为多光载毫米波的设计与实现提供理论依据。

2 48 个光载毫米波产生方法

图 1 是光纤环形腔内相位调制边带注入锁定产生 48 个光载毫米波的结构示意图。光纤环形腔内有光相位调制器,光放大器,用于腔长调节的一对光纤准直器之间夹着薄膜带通滤波器。输入到环形腔

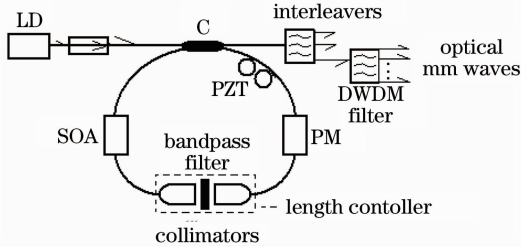


图 1 腔内调制边带注入锁定产生光载毫米波示意图
Fig. 1 Schematic structure of generating multiple optical millimeter waves by modulation sideband injection-locking

内的单纵模稳频激光被相位调制产生边带,调制边带在腔内继续环行再被相位调制和光放大产生更多边带激光输出,用光交叉解复用器和密集波分复用(DWDM)解复用器对输出进行滤波就能获得许多光载毫米波信号。

设射频调制电压为

$$V_{rf}(t) = V_0 \cos \omega_c t,$$

则调制产生的相位移为

$$\psi_p(t) = \pi \frac{V_0}{V_\pi} \cos \omega_c t = \beta \cos \omega_c t,$$

式中 $\beta = \pi V_0 / V_\pi$ 是相位调制指数, V_π 是调制器的半波电压。稳定单频输入激光可以表示为

$$E_{in}(t) = E_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)],$$

式中 E_0 和 ω_0 分别是输入光波场的幅值和中心频率, $\varphi_0(t)$ 是随机初相位。当光放大器的增益控制在略小于环形腔的环程损耗时,有环形腔的环程增益小于损耗,不会产生自激振荡,所以调制边带注入锁定产生的相对输出为

$$\begin{aligned} E_{out}(t)/E_0 = & T \exp[i\omega_0(t) + i\varphi_0(t)] - a \{ \exp[i\omega_0(t - \tau) + i\varphi_0(t - \tau) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1)] + \\ & r \exp[i\omega_0(t - 2\tau) + i\varphi_0(t - 2\tau) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1 - \tau)] + \\ & r^2 \exp[i\omega_0(t - 3\tau) + i\varphi_0(t - 3\tau) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1 - \tau) + i\beta \cos \omega_c(t - \tau_1 - 2\tau)] + \dots \}, \quad (1) \end{aligned}$$

式中

$$a = K(1 - \sigma) \sqrt{G(1 - \gamma)}, T = \sqrt{(1 - \delta)(1 - K)},$$

$r = \sqrt{F(\nu)(1 - K)(1 - \sigma)G(1 - \gamma)}$ 可以看作是有效反射系数; K 和 σ 是输入-输出光纤耦合器的耦合系数和功率损耗系数; γ 是调制器, 光纤准直器与带通滤波器和光纤接头引起的总损耗; G 是光放大器的功率增益; $F(\nu)$ 是带通滤波器的功率传输函数; τ_1 是从调制器到输出耦合器的时延; τ 是环形腔的环程时延。

利用光纤准直器对间隔调节环形腔的时延,使环程相移满足: $\omega_0 \tau = 2\pi m_1$ (m_1 为正整数), 这样有 $\cos \omega_0(t - n\tau) = \cos \omega_0 t$, 同时调节射频频率使 $\omega_c \tau = 2\pi m_2$, 且压电陶瓷(PZT)腔长微调实现 $\omega_c \tau_1 = 2\pi m_3$ (m_2 和 m_3 为正整数)。这样输入光和调制边带都与环形腔的纵模频率重合。在分析边带幅值分布时,可以假设输入光的相干长度远远大于腔长时,取 $\varphi_0(t - n\tau) \approx \varphi_0 t$, 这样将(1)式取实部并用贝塞尔函数展开可得

$$E_{out}(t)/E_0 = T \cos \omega_0 t - a \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} r^{n-1} J_l(n\beta) \cos(\omega_0 + l\omega_c)t, \quad (2)$$

式中 $J_l(n\beta)$ 是一类 l 阶贝塞尔函数。(2)式表明,任一输出边带是由输入光经历了多次相位调制产生的相同阶边带的叠加。 l 阶边带的相对幅值

$$A(l) = \begin{cases} -a \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} r^{n-1} J_l(n\beta) & (l \neq 0) \\ T - a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_0(n\beta) & (l = 0) \end{cases}, \quad (3)$$

由于边带数随着光通过调制器的次数增加,为了限制输出边带数,同时保证输出光信噪比,带通滤波器是必须的。假设带通滤波器的带宽为 4 nm,且输入激光位于其带通中心,射频调制频率为 5 GHz, $50 \times 2 \times 5 \text{ GHz} = 500 \text{ GHz}$, 对应带宽 4 nm, 可知输出边带数将被限制为 101 个(50 上边带, 50 下边带, 1 基带)。根据(3)式,边带的相对分布与调制指数,有效反射系数和耦合系数有关。计算结果表明, β 越小

分布越不均匀；但 β 越大时 0 和 ± 1 阶幅值相差越大； r 越大越均匀； $K \approx 0.5$ 时各阶边带幅值相差较小。经过大量的计算发现当 $\beta \approx 2.1 \text{ rad}$, $K \approx 0.51$ 和 $r = 0.99$ 时相对幅值分布均匀性最好，如图 2 所示，它比参考文献[13]的分布更均匀。从图 2 看到，相对幅值随阶数增加而线性减小，偶阶和奇阶边带

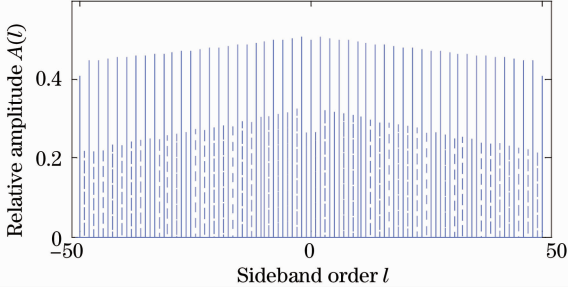


图 2 多边带光的相对幅值分布(实线:偶阶边带; 点线:奇阶边带)

Fig. 2 Relative amplitude distribution of output light from the ring resonator (solid line: even sidebands; dot line: odd sidebands)

的相对幅值分别大于 0.40 和 0.20。由于偶阶与奇阶经交叉解复用器后将组成不同的光载毫米波，所以偶阶与奇阶边带的幅值差对光载毫米波影响较小。另外，计算发现当环行次数 $n > 200$ 时，相对幅值分布几乎不变，即达到稳态分布。

3 光载毫米波的频宽

将多边带输出光经过三个交叉解复用器(5-10, 10-20 和 20-40 GHz)和一组 DWDM 解复用器后就可以获得 48 个 40 GHz 光载毫米波。构成任一光载毫米波的两光波用 $E_l(t)$ 和 $E_{l+8}(t)$ 表示，由(1)式可得

$$E_l(t) = -a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} (l) J_l(\eta\beta) \times \exp[i\varphi_0(t - n\tau) + i(\omega_0 + l\omega_c)t], \quad (4)$$

$$E_{l+8}(t) = -a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} (l) J_{l+8}(\eta\beta) \exp\{i\varphi_0(t - n\tau) + i[\omega_0 + (l+8)\omega_c]t\}, \quad (5)$$

式中 $E_l(t)$ 和 $E_{l+8}(t)$ 在光电检测器上产生的毫米波信号相对幅值用 $E_{\text{mws}}(t)$ 表示，则

$$E_{\text{mws}}(t) = |E_l(t) + E_{l+8}(t)|^2 = 0.5 \left[a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) \right]^2 + 0.5 \left[a \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(\eta\beta) \right]^2 + 0.5a^2 \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(\eta\beta) \cos[8\omega_c t + \varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)]. \quad (6)$$

(6)式前两项是直流，最后一项是中心频率为 $8\nu_c$ ，随机初相位为 $[\varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)]$ 的毫米波。所以忽略直流项后的毫米波交流信号可以表示为

$$E_{\text{mws}}^{\text{ac}}(t) = 0.5a^2 \sum_{n=1}^{\infty} r^{2n-2} J_l(\eta\beta) J_{l+8}(\eta\beta) \cos(8\omega_c t) + 0.5a^2 \sum_{n=1, n \neq p}^{\infty} J_l(\eta\beta) \sum_{p=1}^{\infty} r^{n+p-2} J_{l+8}(\eta\beta) \cos[8\omega_c t + \varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)]. \quad (7)$$

式中第一项的随机初相位是 0(对应于 $n = p$)，所以频宽为 0；第二项的随机初相位是 $[\varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)]$ ，就是毫米波的相位噪声，它引起毫米波的频谱展宽。很明显， $\varphi_0(t - n\tau)$ 与 $\varphi_0(t - p\tau)$ 之间的相关性决定了毫米波的频宽。当 $\varphi_0(t - n\tau)$ 与 $\varphi_0(t - p\tau)$ 之间完全相关时，有 $[\varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)] \approx 0$ ，所以频宽将接近于 0；反之， $\varphi_0(t - n\tau)$ 与 $\varphi_0(t - p\tau)$ 之间完全不相关时，引起的频谱展宽。一般地， $\varphi_0(t - n\tau)$ 与 $\varphi_0(t - p\tau)$ 的相关系数由 $|(n - p)\tau|$ 决定，当输入光的相干时间远大于 $|(n - p)\tau|$ 时，有 $\varphi_0(t - n\tau) \approx \varphi_0(t - p\tau)$ ，这样有 $[\varphi_0(t - n\tau) - \varphi_0(t - p\tau)] \approx 0$ ，那么毫米波接近于单频；相反地，若输入光的相干时间小于环程时间 τ ，有 $\varphi_0(t - n\tau)$ 与 $\varphi_0(t - p\tau)$ 近似无关，则毫米波的频宽将与激光的线宽相当。为方便起见，在下面取 $E_l(t)$ 与 $E_{l+8}(t)$ 幅值相等，可导出 40 GHz 毫米波的功率谱密度为

$$P_{\text{mws}}[\omega, (n - p)\tau] = \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(\eta\beta) \left\{ 0.5a^2 \tau_c \exp\left[\frac{|(n - p)\tau|}{\tau_c}\right] \cdot \delta(\omega - 8\omega_c) + \frac{0.5a^2 \tau_c}{1 + (\omega - 8\omega_c)^2 \tau_c^2} \left\{ 1 - \exp\left[\frac{|(n - p)\tau|}{\tau_c}\right] \left[\cos(\omega - 8\omega_c) |(n - p)\tau| + \frac{\sin(\omega - 8\omega_c) |(n - p)\tau|}{(\omega - 8\omega_c) |(n - p)\tau|} \right] \right\} \right\}, \quad (8)$$

式中 $\omega = 2\pi f$, f 是毫米波的频率, τ_c 是输入光的相干时间。当 $\beta = 2.1 \text{ rad}$, n 与 p 的最大值取为 200, $l = 20$, $\tau = 2 \times 10^{-8} \text{ s}$, $K = 0.51$, $r = 0.99$, $\sigma = 0.1$,

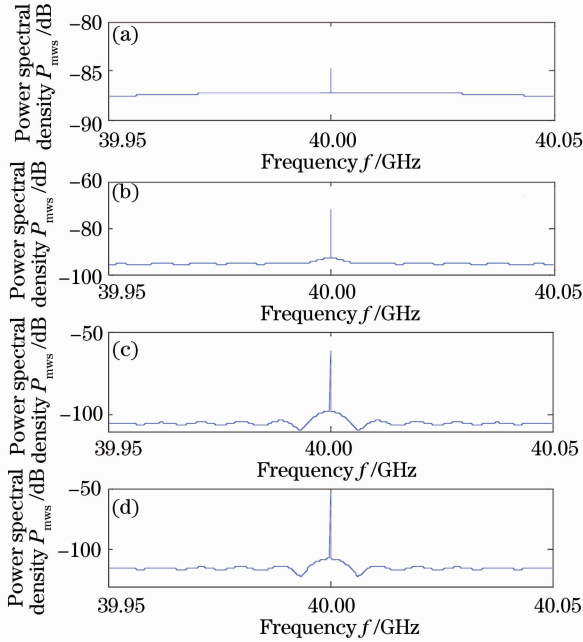


图 3 40 GHz 光载毫米波的谱密度分布, (a), (b), (c) 和 (d) 对应的输入光线宽分别是 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz 和 10 kHz

Fig. 3 Power spectral density of 40 GHz optical millimeter waves, input laser linewidth: (a): 10 MHz, (b): 1 MHz, (c): 100 kHz and (d): 10 kHz

图 3 给出了当输入光的线宽分别为 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz 和 10 kHz 时毫米波功率谱分布, 对应的单频部分的大小分别是 2.5, 20, 35 和 56 dB。根据稳定幅值分布对应的环行次数为 200 可知, $(n-p)$ 的最大值可取为 200, 这样有 $|(n-p)\tau| \leq 4 \mu\text{s}$ 。线宽为 10 kHz 和 100 kHz 激光对应的相干时间分别约为 100 μs 和 10 μs , 远大于和大于 $|(n-p)\tau| \leq 4 \mu\text{s}$, 所以毫米波的频宽接近于单频, 即相位噪声影响很小, 这是由于调制边带注入锁定产生的边带间随机初相位的高度相关性。可以证明 l 为任意值时, 两边带构成的 40 GHz 毫米波的功率谱密度分布都与图 3 一样。由上分析可知, 当输入激光线宽为 100 kHz 以下, 且腔长控制在 4 m 以下时, 根据文献[14]的理论与实验结果可以相信毫米波的频宽将小于 100 Hz, 完全满足接入网对毫米波频宽的要求。

4 毫米波信号的稳定性

尽管注入锁定产生的多边带激光之间没有模式竞争引起的不稳定, 但相位调制指数, 光放大器增益和腔长的扰动都将影响毫米波的幅值稳定性。毫米波相对幅值对 β 和 r 扰动的敏感度就是导数 $\frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial \beta}$ 和 $\frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial r}$, 用 $s(\beta)$ 和 $s(r)$ 分别表示毫米波相对幅值对 β 和 r 扰动的敏感度, 根据(6)式, 可以得到

$$s(\beta) = \frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial \beta} = 0.5a \sum_{n=1}^{\infty} nr^{n-1} [J_{l-1}(\eta\beta) - J_{l+1}(\eta\beta)] \left[a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) + 0.5a \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(p\beta) \right] + 0.5a \sum_{p=1}^{\infty} pr^{p-1} [J_{l+7}(\eta\beta) - J_{l+9}(\eta\beta)] \left[a \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(p\beta) + 0.5a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) \right], \quad (9)$$

$$s(r) = \frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial r} = 0.5a \sum_{n=1}^{\infty} (n-1)r^{n-2} J_l(\eta\beta) \left[a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) + 0.5a \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(p\beta) \right] + 0.5a \sum_{p=1}^{\infty} (p-1)r^{p-2} J_{l+8}(\eta\beta) \left[a \sum_{p=1}^{\infty} r^{p-1} J_{l+8}(p\beta) + 0.5a \sum_{n=1}^{\infty} r^{n-1} J_l(\eta\beta) \right]. \quad (10)$$

当 $l = 20$, $r = 0.99$ 和 $K = 0.31, 0.51, 0.71$ 时, 毫米波相对幅值对调制指数扰动的敏感度 $s(\beta)$ 如图 4 所示, $s(\beta)$ 随 β 增加而减小, 但随着 K 增大而增大。同时当 $l = 20$, $\beta = 2.1 \text{ rad}$, $K = 0.31, 0.51, 0.71$ 时, 毫米波相对幅值对有效反射系数扰动的敏感度 $s(r)$ 如图 5 所示, $s(r)$ 随 r 增大略有增大, 同时与 $s(\beta)$ 一样也随 K 增大而增大。虽然较小的 K 和较大的 β 和 r 对毫米波幅值稳定有利, 综合考虑边带的

幅值分布, $\beta = 2.1 \text{ rad}$, $K = 0.51$ 和 $r = 0.99$ 仍然是一合理的选择。另一方面, $s(\beta)$ 和 $s(r)$ 与构成毫米波的边带阶数 l 有关, 在 $K = 0.51$ 和 $r = 0.99$ 时 $\frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial \beta}$ 在 $\beta = 2.0 \sim 2.2 \text{ rad}$ 范围内的最大值随阶数增大略有减小, 且小于 0.6 [图 6(a)]; 而在 $K = 0.51$ 和 $\beta = 2.1 \text{ rad}$ 时, $\frac{\partial E_{\text{mws}}}{\partial r}$ 在 $r = 0.975 \sim 0.995$ 范围内的最大值随阶数增大明显增大, 但最大值小于 5.0 [图 6(b)]。

由于无源器件参数,如 K, σ, γ, V_π 和 $F(\nu)$ 都是相对稳定的,所以调制指数和有效反射系数的扰动主要是由于调制电压和光放大增益扰动引起的。根据关系式 $\beta = \pi V_0 / V_\pi$ 和 $r = \sqrt{F(\nu)(1-K)(1-\sigma)G(1-\gamma)}$, 由调制电压和增益扰动引起的毫米波信号波动即为

$$\Delta E_{mws} = \pi \frac{\partial E_{mws}}{\partial \beta} \frac{\Delta V_0}{V_\pi} + \frac{\partial E_{mws}}{\partial r} \frac{r}{2} \frac{\Delta G}{G}. \quad (11)$$

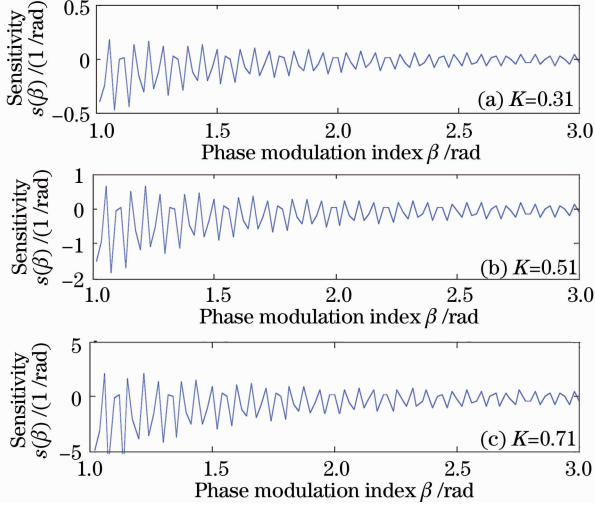


图 4 毫米波幅值对 β 扰动的敏感度

Fig. 4 Sensitivity of mm wave amplitude to β

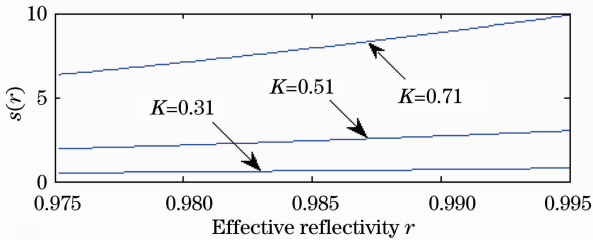


图 5 毫米波幅值对 r 波动的敏感度

Fig. 5 Sensitivity of mm wave amplitude to r

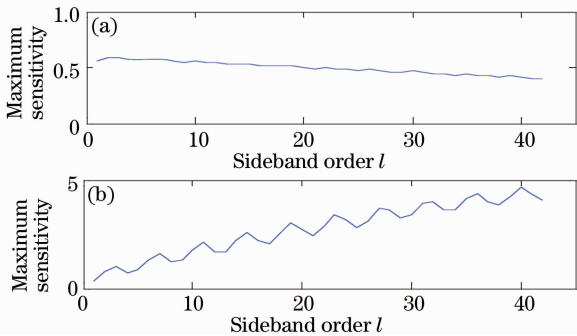


图 6 毫米波幅值对 (a) β 和 (b) r 扰动敏感度最大值随 l 的分布

Fig. 6 Distribution of the maximum sensitivity of mm wave amplitude to (a) β and (b) r versus modulation sideband order l

由于 $\left| \frac{\partial E_{mws}}{\partial \beta} \right|_{\max} < 0.6$ 且 $\left| \frac{\partial E_{mws}}{\partial r} \right|_{\max} < 5.0$, 所以 $\Delta E_{mws} < 1.9 \frac{\Delta V_0}{V_\pi} + 2.5 \frac{\Delta G}{G}$ 。当 $\frac{\Delta G}{G} = 1\%$ 且 $\frac{\Delta V_0}{V_\pi} = 1\%$ 时,由(11)式可得毫米波信号幅值波动将小于 4.4%,如果 $V_\pi = 6 \text{ V}, G = 10$,则对应的调制电压和增益的扰动分别为 60 mV 和 0.1。

另一个影响毫米波幅值稳定性的因素是腔长扰动,它引起环形腔自由光谱范围扰动,导致调制边带偏离腔的纵模频率。因为有源环形腔等效于一个高精度的梳状带通滤波器,所以边带频率与梳状带通中心偏离必然导致边带幅值下降,进而使毫米波幅值下降。为了使偏离的影响可以忽略,偏离必须小于有源腔带宽 $\delta\nu_R$ 。腔长扰动引起的最高阶边带频率与纵模频率偏离为 $\frac{q\nu_c}{\Delta\nu_F} \delta(\Delta\nu_F) = q\nu_c \frac{\delta L}{L}$, $\Delta\nu_F$ 是腔的自由光谱范围。有源腔带宽 $\delta\nu_R = \frac{\Delta\nu_F}{F}, F = \pi r / (1-r^2)$ 是有源腔的精细度。假设维持输入光频率与腔某一纵模重合,则可容忍最大腔长扰动 δL 必须满足

$$q\nu_c \frac{\delta L}{L} < \frac{\Delta\nu_F}{F}, \text{ 即 } \delta L < \frac{\nu_F}{Fq\nu_c}, \quad (12)$$

式中 ν_F 是光纤中的光速。(12)式表明可容忍腔长扰动 δL 与精细度和最大频移 $q\nu_c$ 成反比,但与腔长无关。这样边带数越多,对腔长的稳定性要求越高。当 $r = 0.99, \nu_c = 5 \text{ GHz}, q = 50$,有 $\delta L < 5.12 \mu\text{m}$ 。

另一方面,腔长扰动也影响相位调制量。如果腔长扰动使得环程时间由 τ 增加到 $\tau + \Delta\tau$,则有 $\omega_c(\tau + \Delta\tau) = 2\pi m_2 + \epsilon$,其中 $\omega_c \Delta\tau = \epsilon$,那么由(1)式可得到 n 次腔内环行光的相位调制量为

$$\sum_{j=0}^{n-1} \beta \cos \omega_c(t - j\epsilon) = n_c \beta \cos(\omega_c t + \varphi), \quad (13)$$

且

$$\begin{cases} n_c = \sqrt{\left[\sum_{j=0}^{n-1} \cos(\omega_c j\epsilon) \right]^2 + \left[\sum_{j=0}^{n-1} \sin(\omega_c j\epsilon) \right]^2} \\ \varphi = \arctan \left[\sum_{j=0}^{n-1} \sin(\omega_c j\epsilon) / \sum_{j=0}^{n-1} \cos(\omega_c j\epsilon) \right] \end{cases}. \quad (14)$$

式中 $n_c \beta$ 可以认为是总的等效相位调制深度, n_c 即为腔内环行光的等效环行次数,它与实际环行次数 (n_c 和 n) 之间的关系如图 7 所示。当 $\epsilon < 0.01, n_c$ 可以达到 200(稳定边带分布的环行次数)。由 $\omega_c \Delta\tau =$

ϵ , 可得 $\Delta L = \frac{\epsilon}{2\pi} \frac{v_F}{v_e}$ 。那么当 $v_e = 5 \text{ GHz}$ 且 $\epsilon = 0.01$, 可得 $\Delta L \approx 64.6 \text{ } \mu\text{m}$ 。由于 $\Delta L \approx 64.6 \text{ } \mu\text{m}$ 远大于 $\delta L = 5.12 \text{ } \mu\text{m}$, 所以腔长扰动引起边带与腔纵模失谐的影响将远大于对总的等效相位调制深度的影响。所以腔长扰动必须控制在 $5.12 \text{ } \mu\text{m}$ 以下。

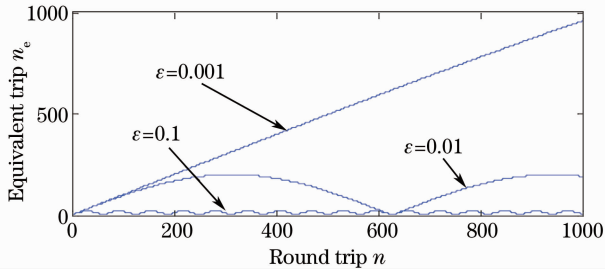


图 7 等效环行次数与实际环行次数之间的关系

Fig. 7 Relation between equivalent and real round trip (n_e and n) for different ϵ

5 结 论

采用光纤环形腔内相位调制边带注入锁定可以获得频率梳激光,并用光交叉解复用器和 DWDM 滤波器解复用获得 48 个光载毫米波。通过光相位调制指数,输出-输出耦合器的耦合系数,腔的环程净损耗和带通滤波器带宽的最佳设计,可以改善频率梳激光和光载毫米波幅值均匀性并得到需要的光载毫米波。当输入激光相干时间大于 200 倍的腔环程时延时,光毫米波随机相位噪声影响很小,频宽能小于 100 Hz,满足 ROF 无线接入网的要求。当调制电压,光放大器增益和腔长扰动分别小于 60 mV, $0.1 \text{ } \mu\text{m}$ 和 $5.12 \text{ } \mu\text{m}$ 时,毫米波幅值波动小于 4.4%。

参 考 文 献

- 1 L. Goldberg, H. F. Taylor, J. F. Weller *et al.*. Microwave signal generation with injection locked laser diodes[J]. *IEEE Electron. Lett.*, 1983, **19**(13): 491~493
- 2 Z. Fan, M. Dagenais. Optical generation of a mHz-linewidth microwave signal using semiconductor lasers and a discriminator-aided phase-locked loop[J]. *IEEE Trans. Microw. Theor. Technol.*, 1997, **45**(8): 1296~1300

- 3 R. T. Ramos, P. Gallion, D. Erasme *et al.*. Optical injection locking and phase-lock loop combined systems[J]. *Opt. Lett.*, 1994, **19**(1): 4~6
- 4 J. Sun, Y. Dai, Y. Zhang *et al.*. Stable dual-wavelength DFB fiber laser with separate resonant cavities and its application in tunable microwave generation[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2006, **18**(24): 2587~2589
- 5 Jian Zhang, Hongwei Chen, Minghua Chen *et al.*. A photonic microwave frequency quadrupler using two cascaded intensity modulators with repetitious optical carrier suppression[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, **19**(14): 1057~1059
- 6 Jianjun Yu, Zhengsheng Jia, Ting Wang *et al.*. Centralized lightwave radio-over-fiber system with photonic frequency quadrupling for high-frequency millimeter-wave generation[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, **19**(19): 1499~1501
- 7 Hao Chi, Jianping Yao. Frequency quadrupling and upconversion in a radio over fiber link[J]. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 2008, **26**(15): 2706~2711
- 8 Vincent J. Urick, Frank Bucholtz, Preetpaul S. Devgan *et al.*. Phase modulation with interferometric detection as an alternative to intensity modulation with direct detection for analog-photonic links[J]. *IEEE Trans. Microw. Theor. Technol.*, 2007, **55**(9): 1978~1985
- 9 Zhu Chuanhu, Lu Jia, Dong Ze *et al.*. Radio-over-fiber system with frequency quadruple optical millimeter-wave generation utilizing cascaded phase modulator along with an intensity modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(2): 321~325
- 朱传湖, 卢嘉, 董泽等. 采用级联相位调制器和强度调制器产生四倍频光载毫米波的光纤无线通信系统[J]. *光学学报*, 2010, **30**(2): 321~325
- 10 Y. Kim, S. Doucet, M. E. Mousa Pasandi *et al.*. Optical multicarrier generator for radio-over-fiber systems[J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(2): 1068~1076
- 11 Keang-Po Ho, Joseph M. Kahn. Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1993, **5**(6): 721~725
- 12 Hu Zongfu, Wang Hao. Multi-wavelength laser generated by an active fiber ring resonator incorporating an optical phase modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(3): 833~838
- 胡宗福, 王浩. 有源光纤环形腔内相位调制产生多波长激光[J]. *光学学报*, 2010, **30**(3): 833~838
- 13 Shijun Xiao, Leo Hollberg, Scott A. Diddams. Generation of a 20 GHz train of subpicosecond pulses with a stabilized optical-frequency-comb generator[J]. *Opt. Express*, 2009, **34**(1): 85~87
- 14 L. E. Richter, H. I. Mandelberg, M. S. Kruger *et al.*. Linewidth determination from self-heterodyne measurements with subcoherence delay times[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1986, **22**(11): 2070~2074