



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105676206 A

(43) 申请公布日 2016. 06. 15

(21) 申请号 201610024082. 2

(22) 申请日 2016. 01. 14

(71) 申请人 中国人民解放军空军工程大学  
地址 710077 陕西省西安市沣镐东路 1 号

(72) 发明人 李轩 赵尚弘 李勇军 朱子行

(74) 专利代理机构 西安西达专利代理有限责任  
公司 61202

代理人 刘华

(51) Int. Cl.

G01S 7/481(2006. 01)

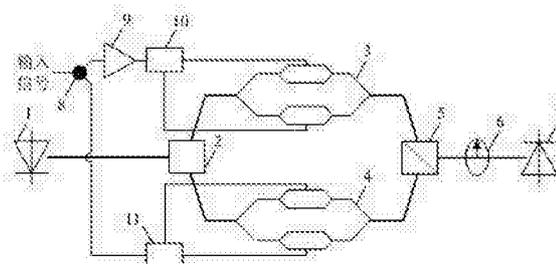
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

一种线性调频信号微波光子倍频方法及其装置

(57) 摘要

一种线性调频信号微波光子倍频方法及装置,在大信号调制模式下,利用并联的两个双平行马赫曾德尔调制器产生高阶的非线性光边带;调整两个调制器的直流偏置相位和调制系数,使两个调制器输出的光边带中,所需光边带同相而杂散光边带反相;两个调制器输出光边带偏振正交耦合起来,调整检偏器检偏角,使杂散光边带功率相等而完全抵消,得到所需光边带;经探测器拍频产生 8、12 倍频的线性调频信号,方案中杂散边带的抑制不需要光滤波处理和任意电移相处理,系统调谐性能好,适用于单频微波毫米波、线性调频、非线性啁啾等任意波形信号的倍频处理,应用前景十分广泛。



1. 一种线性调频信号的微波光子倍频装置,包括连续波激光器(1)、光耦合器(2)、双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4)、偏振耦合器(5)、检偏器(6)、探测器(7),电学部分由功分器(8)、功率放大器(9)、宽带的 $90^\circ$ Hybrid A(10)和带的 $90^\circ$ Hybrid B(11),其特征在于,激光器(1)同光耦合器(2)相连接,耦合器(2)分别与并联的双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4),相连接,输入信号经功分器(8)后,一路经过功率放大器(9)与宽带的 $90^\circ$ Hybrid A(10)相连接,宽带的 $90^\circ$ Hybrid A(10)输出分别与双平行马赫曾德尔调制器A(3)的两个射频输出端口相连接,功分器(8)的另一路输出经过带的 $90^\circ$ Hybrid B(11)后分别与双平行马赫曾德尔调制器B(4)的两个射频输出端口相连接,双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4)的输出分别与偏振耦合器(5)的两个输入端相连接,偏振耦合器(5)的输出端与检偏器(6)相连接,检偏器(6)还与探测器(7)相连接;

所述的激光器(1)输出光信号经过光耦合器(2)分为两路,分别作为双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4)的光载波信号,输入线性调频信号首先经过功分器(8)分为两部分,其中一路经过功率放大器(9)放大后再通过一个宽带 $90^\circ$ Hybrid A(10),产生两路等幅、具有 $90^\circ$ 相位差的信号,分别输入双平行马赫曾德尔调制器A(3)的两个射频输入端口,功分器(8)输出另一路电信号经过一个宽带 $90^\circ$ Hybrid B(11)后分别输入双平行马赫曾德尔调制器B(4)的两个射频输入端口,单音调制信号时,当双平行马赫曾德尔调制器A(3)中的两个子调制器均处于最大传输点时,其输出光信号包络 $E_1(t)$ 为公式(1)所示:

$$\begin{aligned} E_1(t) &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \exp(j\omega_c t) \left\{ \begin{aligned} &[\exp(jm_1 \cos \omega t) + \exp(-jm_1 \cos \omega t)] \exp(j\frac{\theta}{2}) \\ &+ [\exp(jm_1 \sin \omega t) + \exp(-jm_1 \sin \omega t)] \exp(-j\frac{\theta}{2}) \end{aligned} \right\} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_1) [1 + (-1)^n] \left\{ \exp\left(j\omega_c t + jn\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \left[ \exp\left(j\frac{n\pi}{2}\right) + \exp(-j\theta) \right] \right\} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] J_{2n}(m_1) \left\{ \exp\left(j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

式中, $E_0$ 和 $\omega_c$ 分别为激光器输出光信号振幅和频率, $m_1$ 为双平行马赫曾德尔调制器A调制系数, $\omega$ 为输入射频本振频率, $\theta$ 为双平行马赫曾德尔调制器A中主调制器直流偏置相位, $J_n()$ 为n阶一类贝塞尔函数, $J_{2n}()$ 为2n阶一类贝塞尔函数,t为时间;

双平行马赫曾德尔调制器B(4)直流偏置与双平行马赫曾德尔调制器A(3)完全相同,但调制系数不同,调整调制系数,可以使双平行马赫曾德尔调制器A(3)与双平行马赫曾德尔调制器B(4)输出光边带中所需光边带同向而杂散光边带反相,输出调制光信号经过偏振耦合器(5)耦合为偏振态相互垂直的光信号,其输出端光信号 $\vec{E}_{PBC}(t)$ 为公式(2)所示:

$$\vec{E}_{PBC}(t) = \frac{1}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] \left[ \begin{matrix} x \\ y \end{matrix} J_{2n}(m_1) + \begin{matrix} y \\ x \end{matrix} J_{2n}(m_2) \right] \left\{ \exp\left(j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \right\} \quad (2)$$

式中, $m_2$ 为双平行马赫曾德尔调制器B调制系数,x和y轴分别表示偏振耦合器的两个偏振轴方向;

偏振正交的两路光信号经检偏器(6)后偏振方向透射到同一方向,且信号功率受到调

整,其输出光信号 $E_{Pol}(t)$ 为公式(3)所示:

$$E_{Pol}(t) = \frac{1}{4} E_0 \exp\left(j\frac{\theta}{2}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] [J_{2n}(m_1) \cos \beta + J_{2n}(m_2) \sin \beta] \exp(j\omega_c t + j2n\omega t) \quad (3)$$

式中, $\beta$ 为检偏器主轴与x轴方向夹角;

设置双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4)的主调制器为最大传输点,输出光载波和正负4阶光边带,当满足条件为公式(4)所示:

$$J_0(m_1) \cos \beta + J_0(m_2) \sin \beta = 0 \quad (4)$$

光载波完全抵消,此时检偏器输出光信号 $E_{Pol}(t)$ 为公式(5)所示:

$$E_{Pol}(t) = \frac{1}{2} \frac{E_0}{J_0(m_1)} [J_0(m_1) J_4(m_2) - J_0(m_2) J_4(m_1)] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j4\omega t) \quad (5)$$

探测器7拍频后可得到8倍频信号;

设置双平行马赫曾德尔调制器A(3)和双平行马赫曾德尔调制器B(4)的主调制器为最小传输点,输出正负2阶和正负6阶光边带,当满足条件为公式(6)所示:

$$J_2(m_1) \cos \beta + J_2(m_2) \sin \beta = 0 \quad (6)$$

正负2阶光边带完全抵消,此时检偏器输出光信号 $E_{Pol}(t)$ 为公式(7)所示:

$$E_{Pol}(t) = -\frac{1}{2} \frac{jE_0}{J_2(m_1)} [J_2(m_1) J_6(m_2) - J_2(m_2) J_6(m_1)] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j6\omega t) \quad (7)$$

探测器7拍频后可得到12倍频信号。

2. 一种线性调频信号微波光子倍频方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:在大信号调制模式下,利用并联的两个双平行马赫曾德尔调制器产生高阶非线性光边带,两个调制器的直流偏置相位完全相同,但调制系数不同;

步骤2:调整两个调制器的调制系数,使两个调制器输出的光边带中,所需光边带同相而杂散光边带反相;

步骤3:两个调制器输出光边带偏振正交耦合起来,调整检偏器检偏角,使杂散光边带功率相等而完全抵消,得到所需光边带;

步骤4:经探测器拍频产生所需倍频系数的信号。

3. 根据权利要求1所述的线性调频信号微波光子倍频方法,其特征在于,所述的杂散边带的抑制通过调制器直流偏置选择、调制系数设置、偏振复用和检偏器检偏角选择实现,不需要光滤波处理和任意电移相处理,适用于宽谱信号倍频,系统调谐性能好。

4. 根据权利要求1所述的线性调频信号的微波光子倍频装置,其特征在于,通过设置调制器直流偏置相位、调制系数和检偏器检偏角,可以对输入信号进行8倍频和12倍频处理。

## 一种线性调频信号微波光子倍频方法及其装置

### 技术领域

[0001] 本发明属于微波光子信号处理技术领域,具体涉及一种线性调频信号微波光子倍频方法及装置。

### 背景技术

[0002] 线性调频信号是最为常用的雷达信号形式之一,它具有大的时宽带宽积,可以同时提高雷达距离和速度两方面的测量精度和分辨力,另一方面,线性调频信号具有优良的脉冲压缩特性,可以同时提高雷达的作用距离和测量精度。随着技术的不断发展,对雷达设备的精度和分辨力要求越来越高,尤其在军事斗争领域,急需提高雷达的精确探测、定位、成像等能力,因此线性调频信号需要具有更宽的带宽。超宽带线性调频信号的产生是新一代高性能雷达的基础和关键技术之一,具有广泛的军事应用和民用前景。

[0003] 融合了微波技术和光子技术优势的微波光子技术在微波毫米波信号的产生、传输和处理等方面得到了广泛应用。利用微波光子技术产生雷达信号,可以克服“电子瓶颈”对信号带宽和载频的限制,为雷达系统提供超宽带、高性能的信号源,从而赋予雷达更加蓬勃的生命力,并有望改变雷达体制。

[0004] 利用微波光子技术产生线性调频信号受到了国内外科研机构的广泛研究,其中基于光学微波倍频的方法具有技术成熟、便于应用的优点,且电光调制器带宽宽、响应平坦,可以克服电学倍频过程中“电子瓶颈”对信号带宽和频率的限制,进一步对宽谱线性调频信号进行带宽扩展和频率提升,产生超宽带线性调频信号。1)A.Kanno,S.Honda,R.Yamanaka,“Ultrafast and broadband frequency chirp signal generation using a high-extinction-ratio optical modulator”,Optics Letters,vol.35,no.24,pp.4160-4162,2010和2)A.Kanno,T.Kawanishi,“Broadband Frequency-Modulated Continuous-Wave Signal Generation by Optical Modulation Technique”,J.Lightw.Technol.,vol.32,no.20,pp.3566-3572,2014中,日本先后设计了倍频系数为2和4的微波光子倍频系统用于线性调频信号的倍频处理。

[0005] 然而,上述方案存在一定的局限性。1)和2)方案中倍频系数只达到4,要产生超宽带线性调频信号,需要输入信号具有宽的带宽,因此对输入端电路依赖性高,没有充分发挥微波光子倍频的优势。另一方面,针对线性调频信号宽谱的特点,各阶非线性边带可能会有重叠,无法通过滤波抑制杂散边带,且电移相器不能对宽带的信号进行任意的精确移相,因此针对线性调频信号的微波光子倍频系统应尽量避免使用光滤波和电移相处理,这也限制了其倍频系数的提升。

### 发明内容

[0006] 为了克服上述现有技术的不足,本发明的目的是提供一种具有高倍频系数的线性调频信号微波光子倍频方法及装置。激光器输出光信号经过光耦合器分为两路,分别作为两个双平行马赫曾德尔调制器(A和B)的光载波;输入线性调频信号首先经过功分器分为两

部分,其中一路经过功率放大器放大后再通过一个宽带90° Hybrid,产生两路等幅、具有90°相位差的信号,分别输入双平行马赫曾德尔调制器A的两个射频输入端口,功分器输出另一路电信号经过另一个宽带90° Hybrid后分别输入双平行马赫曾德尔调制器B的两个射频输入端口;两个双平行马赫曾德尔调制器直流偏置相位完全相同,但调制系数不同,调整调制系数,可以使两个双平行马赫曾德尔调制器输出光边带中所需光边带同向而杂散光边带反相;输出调制光信号经过偏振耦合器耦合为偏振态相互垂直的光信号;偏振正交的两路光信号经检偏器后偏振方向变为同一方向,且信号功率受到调整;调整检偏器检偏角,可以使杂散光边带完全抵消,从而得到所需的光边带;探测器拍频后得到所需倍频系数的输出线性调频信号,在无光滤波处理前提下,使系统具有倍频系数高的优点。

[0007] 为了实现上述目的,本发明采用的技术方案是:

[0008] 一种线性调频信号的微波光子倍频装置,包括连续波激光器、光耦合器、双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B、偏振耦合器、检偏器、探测器,电学部分包括功分器、功率放大器、宽带90° Hybrid A和带90° Hybrid B,激光器同光耦合器相连接,耦合器分别与并联的双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B相连接,输入信号经功分器后,一路经过功率放大器与宽带的90° Hybrid A相连接,宽带的90° Hybrid A输出分别与双平行马赫曾德尔调制器A的两个射频输入端口相连接,功分器的另一路电信号输出经过宽带90° Hybrid B后分别与双平行马赫曾德尔调制器B的两个射频输入端口相连接,双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B的输出分别与偏振耦合器的两个输入端相连接,偏振耦合器的输出端与检偏器相连接,检偏器还与探测器相连接;

[0009] 所述的激光器输出光信号经过光耦合器分为两路,分别作为双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B的光载波,输入线性调频信号首先经过功分器分为两部分,其中一路经过功率放大器放大后再通过一个宽带90° Hybrid A,产生两路等幅、具有90°相位差的信号,分别输入双平行马赫曾德尔调制器A的两个射频输入端口,功分器输出另一路同样经过一个宽带90° Hybrid B后分别输入双平行马赫曾德尔调制器B的两个射频输入端口,以单音调制信号为例,当双平行马赫曾德尔调制器A的两个子调制器均处于最大传输点时,其输出光信号包络 $E_1(t)$ 为公式(1)所示:

$$\begin{aligned}
 E_1(t) &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \exp(j\omega_c t) \left\{ \begin{aligned} &[\exp(jm_1 \cos \omega t) + \exp(-jm_1 \cos \omega t)] \exp(j\frac{\theta}{2}) \\ &+ [\exp(jm_1 \sin \omega t) + \exp(-jm_1 \sin \omega t)] \exp(-j\frac{\theta}{2}) \end{aligned} \right\} \\
 [0010] \quad &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_1) [1 + (-1)^n] \left\{ \exp\left(j\omega_c t + jn\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \left[ \exp\left(j\frac{n\pi}{2}\right) + \exp(-j\theta) \right] \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] J_{2n}(m_1) \left\{ \exp\left(j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \right\} \quad (1)
 \end{aligned}$$

[0011] 式中, $E_0$ 和 $\omega_c$ 分别为激光器输出光信号振幅和频率, $m_1$ 为双平行马赫曾德尔调制器A调制系数, $\omega$ 为输入射频本振频率, $\theta$ 为双平行马赫曾德尔调制器A中主调整器直流偏置相位, $J_n(\cdot)$ 为n阶一类贝塞尔函数, $t$ 为时间;

[0012] 双平行马赫曾德尔调制器B直流偏置与双平行马赫曾德尔调制器A完全相同,但调制系数不同,调整调制系数,可以使双平行马赫曾德尔调制器A与双平行马赫曾德尔调制器B输出光边带中所需光边带同向而杂散光边带反相,输出调制光信号经过偏振耦合器耦合

为偏振态相互垂直的光信号,其输出端光信号 $\vec{E}_{\text{PBC}}(t)$ 为公式(2)所示:

$$[0013] \quad \vec{E}_{\text{PBC}}(t) = \frac{1}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] \left[ \begin{matrix} x \\ y \end{matrix} J_{2n}(m_1) + \begin{matrix} y \\ x \end{matrix} J_{2n}(m_2) \right] \left\{ \exp \left( j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2} \right) \right\} \quad (2)$$

[0014] 式中, $m_2$ 为双平行马赫曾德尔调制器B调制系数,x和y轴分别表示偏振耦合器的两个偏振轴方向;

[0015] 偏振正交的两路光信号经检偏器后偏振方向变为同一方向,且信号功率受到调整,其输出光信号 $E_{\text{Pol}}(t)$ 为公式(3)所示:

[0016]

$$E_{\text{Pol}}(t) = \frac{1}{4} E_0 \exp \left( j\frac{\theta}{2} \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] \left[ J_{2n}(m_1) \cos \beta + J_{2n}(m_2) \sin \beta \right] \exp(j\omega_c t + j2n\omega t) \quad (3)$$

[0017] 式中, $\beta$ 为检偏器主轴与x轴方向夹角;

[0018] 设置双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B的主调制器为最大传输点,输出光载波和正负4阶光边带,当满足条件为公式(4)所示:

$$[0019] \quad J_0(m_1) \cos \beta + J_0(m_2) \sin \beta = 0 \quad (4)$$

[0020] 光载波完全抵消,此时检偏器输出光信号 $E_{\text{Pol}}(t)$ 为公式(5)所示:

$$[0021] \quad E_{\text{Pol}}(t) = \frac{1}{2} \frac{E_0}{J_0(m_1)} \left[ J_0(m_1) J_4(m_2) - J_0(m_2) J_4(m_1) \right] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j4\omega t) \quad (5)$$

[0022] 探测器7拍频后可得到8倍频信号;

[0023] 设置双平行马赫曾德尔调制器A和双平行马赫曾德尔调制器B的主调制器为最小传输点时,输出正负2阶和正负6阶光边带,当满足条件为公式(6)所示:

$$[0024] \quad J_2(m_1) \cos \beta + J_2(m_2) \sin \beta = 0 \quad (6)$$

[0025] 正负2阶光边带完全抵消,此时检偏器输出光信号 $E_{\text{Pol}}(t)$ 为公式(7)所示:

$$[0026] \quad E_{\text{Pol}}(t) = \frac{1}{2} \frac{jE_0}{J_2(m_1)} \left[ J_2(m_1) J_6(m_2) - J_2(m_2) J_6(m_1) \right] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j6\omega t) \quad (7)$$

[0027] 探测器7拍频后可得到12倍频信号。

[0028] 一种线性调频信号微波光子倍频方法,包括以下步骤:

[0029] 步骤1:在大信号调制模式下,利用并联的两个双平行马赫曾德尔调制器产生高阶的非线性光边带,两个调制器的直流偏置相位完全相同,但调制系数不同;

[0030] 步骤2:调整两个调制器的调制系数,使两个调制器输出的光边带中,所需光边带同相而杂散光边带反相;

[0031] 步骤3:两个调制器输出光边带偏振正交耦合起来,调整检偏器检偏角,使杂散光边带功率相等而完全抵消,得到所需光边带;

[0032] 步骤4:经探测器拍频产生所需倍频系数的信号。

[0033] 所述的杂散边带的抑制通过调制器直流偏置选择、调制系数设置、偏振复用和检偏器检偏角选择实现,不需要光滤波处理和任意电移相处理,适用于宽谱信号倍频,系统调谐性能好。

[0034] 所述的倍频处理通过设置调制器直流偏置相位、调制系数和检偏器检偏角,可以对输入信号进行8倍频和12倍频处理。

[0035] 本发明的有益效果是：

[0036] 该方案中，杂散光边带的抑制通过偏振复用技术实现的，没有光滤波处理过程，系统具有好的调谐性能；电移相中只应用了宽带90°Hybrid，避免了宽带信号任意移相中移相误差对信号的影响；该方案也适用于单频微波毫米波、非线性啁啾信号等任意波形信号的倍频处理。

### 附图说明

[0037] 图1为本发明的具有高倍频系数的线性调频信号微波光子倍频装置结构示意图。

[0038] 图2为8倍频时输入输出线性调频信号频谱。

[0039] 图3为输出8倍频线性调频信号时域波形、瞬时频率和自相关函数。

[0040] 图4为12倍频时输出线性调频信号频谱。

[0041] 图5为输出12倍频线性调频信号时域波形、瞬时频率和自相关函数。

### 具体实施方式

[0042] 下面结合附图对本发明做进一步说明：

[0043] 如图1所示，一种具有高倍频系数的线性调频信号微波光子倍频装置，包括连续波激光器1、光耦合器2、双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4、偏振耦合器5、检偏器6、探测器7，电学部分包括功分器8、功率放大器9、宽带90°Hybrid A10和宽带90°Hybrid B11，激光器1同光耦合器2相连接，耦合器2分别与并联的双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4相连接，输入电信号经功分器8后，一路经过功率放大器9与宽带90°Hybrid A10相连接，宽带90°Hybrid A10输出分别与双平行马赫曾德尔调制器A3的两个射频输入端口相连接，功分器8的另一路输出经过宽带90°Hybrid B11后分别与双平行马赫曾德尔调制器B4的两个射频输入端口相连接，双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4的输出分别与偏振耦合器5的两个输入端相连接，偏振耦合器5的输出端与检偏器6相连接，检偏器6还与探测器7相连接；

[0044] 所述的激光器1输出光信号经过光耦合器2分为两路，分别作为双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4的光载波信号，输入线性调频信号首先经过功分器8分为两部分，其中一路经过功率放大器9放大后再通过一个宽带90°Hybrid A10端口，产生两路等幅、具有90°相位差的信号，分别输入双平行马赫曾德尔调制器A3的两个射频输入端口，功分器8输出另一路电信号经过一个宽带90°Hybrid B11后分别输入双平行马赫曾德尔调制器B4的两个射频输入端口。以单音调制信号为例，当双平行马赫曾德尔调制器A3的两个子调制器均处于最大传输点时，其输出光信号包络 $E_1(t)$ 为公式(1)所示：

$$\begin{aligned}
 E_1(t) &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \exp(j\omega_c t) \left\{ \begin{aligned} &[\exp(jm_1 \cos \omega t) + \exp(-jm_1 \cos \omega t)] \exp(j\frac{\theta}{2}) \\ &+ [\exp(jm_1 \sin \omega t) + \exp(-jm_1 \sin \omega t)] \exp(-j\frac{\theta}{2}) \end{aligned} \right\} \\
 [0045] \quad &= \frac{\sqrt{2}}{8} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_1) [1 + (-1)^n] \left\{ \exp\left(j\omega_c t + jn\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \left[ \exp\left(j\frac{n\pi}{2}\right) + \exp(-j\theta) \right] \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] J_{2n}(m_1) \left\{ \exp\left(j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2}\right) \right\}
 \end{aligned} \tag{1}$$

[0046] 式中,  $E_0$ 和  $\omega_c$ 分别为激光器输出光信号振幅和频率,  $m_1$ 为双平行马赫曾德尔调制器A调制系数,  $\omega$ 为输入射频本振频率,  $\theta$ 为双平行马赫曾德尔调制器中主调制器直流偏置相位,  $J_n(\cdot)$ 为n阶一类贝塞尔函数,  $t$ 为时间;

[0047] 双平行马赫曾德尔调制器B4直流偏置与双平行马赫曾德尔调制器A3完全相同, 但调制系数不同, 调整调制系数, 可以使双平行马赫曾德尔调制器A3与双平行马赫曾德尔调制器B4输出光边带中所需光边带同向而杂散光边带反相, 输出调制光信号经过偏振耦合器5耦合为偏振态相互垂直的光信号, 其输出端光信号  $\vec{E}_{PBC}(t)$  为公式(2)所示:

$$[0048] \quad \vec{E}_{PBC}(t) = \frac{1}{4} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] \left[ \begin{matrix} x \\ y \end{matrix} J_{2n}(m_1) + \begin{matrix} y \\ x \end{matrix} J_{2n}(m_2) \right] \left\{ \exp \left( j\omega_c t + j2n\omega t + j\frac{\theta}{2} \right) \right\} \quad (2)$$

[0049] 式中,  $m_2$ 为双平行马赫曾德尔调制器B调制系数,  $x$ 和 $y$ 轴分别表示偏振耦合器的两个偏振轴方向;

[0050] 偏振正交的两路光信号经检偏器6后偏振方向变为同一方向, 且信号功率受到调整, 其输出光信号  $E_{Pol}(t)$  为公式(3)所示:

[0051]

$$E_{Pol}(t) = \frac{1}{4} E_0 \exp \left( j\frac{\theta}{2} \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(-1)^n + \exp(-j\theta)] \left[ J_{2n}(m_1) \cos \beta + J_{2n}(m_2) \sin \beta \right] \exp(j\omega_c t + j2n\omega t) \quad (3)$$

[0052] 式中,  $\beta$ 为检偏器主轴与 $x$ 轴方向夹角;

[0053] 设置双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4的主调制器为最大传输点, 输出光载波和正负4阶光边带, 当满足条件为公式(4)所示:

$$[0054] \quad J_0(m_1) \cos \beta + J_0(m_2) \sin \beta = 0 \quad (4)$$

[0055] 光载波完全抵消, 此时检偏器输出光信号  $E_{Pol}(t)$  为公式(5)所示:

$$[0056] \quad E_{Pol}(t) = \frac{1}{2} \frac{E_0}{J_0(m_1)} \left[ J_0(m_1) J_4(m_2) - J_0(m_2) J_4(m_1) \right] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j4\omega t) \quad (5)$$

[0057] 探测器7拍频后可得到8倍频信号;

[0058] 设置双平行马赫曾德尔调制器A3和双平行马赫曾德尔调制器B4的主调制器为最小传输点, 输出正负2阶和正负6阶光边带, 当满足条件为公式(6)所示:

$$[0059] \quad J_2(m_1) \cos \beta + J_2(m_2) \sin \beta = 0 \quad (6)$$

[0060] 正负2阶光边带完全抵消, 此时检偏器输出光信号  $E_{Pol}(t)$  为公式(7)所示:

$$[0061] \quad E_{Pol}(t) = -\frac{1}{2} \frac{jE_0}{J_2(m_1)} \left[ J_2(m_1) J_6(m_2) - J_2(m_2) J_6(m_1) \right] \sin \beta \exp(j\omega_c t \pm j6\omega t) \quad (7)$$

[0062] 探测器7拍频后可得到12倍频信号。

[0063] 一种具有高倍频系数的线性调频信号微波光子倍频方法, 包括以下步骤:

[0064] 步骤1: 在大信号调制模式下, 利用并联的两个双平行马赫曾德尔调制器产生高阶的非线性光边带, 两个调制器的直流偏置相位完全相同, 但调制系数不同;

[0065] 步骤2: 调整两个调制器的调制系数, 使两个调制器输出的光边带中, 所需光边带同相而杂散光边带反相;

[0066] 步骤3: 两个调制器输出光边带偏振正交耦合起来, 调整检偏器检偏角, 使杂散光边带功率相等而完全抵消, 得到所需光边带;

[0067] 步骤4:经探测器拍频产生所需倍频系数的信号。

[0068] 所述的杂散边带的抑制通过调制器直流偏置选择、调制系数设置、偏振复用和检偏器检偏角选择实现,不需要光滤波处理和任意电移相处理,适用于宽谱信号倍频,系统调谐性能好。

[0069] 所述的倍频处理通过设置调制器直流偏置相位、调制系数和检偏器检偏角,可以对输入信号进行8倍频和12倍频处理。

[0070] 实施例

[0071] 为了验证本发明对线性调频信号的倍频性能,利用Optisystem仿真平台进行了线性调频信号的倍频处理,仿真中,输入信号为带宽100MHz、时宽1024ns的基带线性调频信号,激光器输出光信号频率193.1THz、功率13dBm,偏振耦合器后加一个光放大器进行功率放大,增益为10dB,探测器响应度为0.9A/W。

[0072] 图2为调制系数 $m_1=4$ , $m_2=1$ ,直流偏置相位 $\theta=0$ ,检偏角 $\beta=27^\circ$ 时,输入线性调频信号与输出探测信号的频谱。输出信号带宽达到800MHz,该微波光子倍频系统的倍频系数为8。

[0073] 图3为8倍频输出线性调频信号时域波形图、瞬时频率曲线以及自相关函数,可以看出,倍频后的信号具有大的时宽带宽积(819)和优良的脉冲压缩特性。

[0074] 图4为调制系数 $m_1=6$ , $m_2=3$ ,直流偏置相位 $\theta=\pi$ ,检偏角 $\beta=26^\circ$ 时,输入线性调频信号与输出探测信号的频谱,输出信号带宽达到1200MHz,该微波光子倍频系统的倍频系数为12。

[0075] 图5为12倍频输出线性调频信号时域波形图、瞬时频率曲线以及自相关函数,可以看出,倍频后的信号具有大的时宽带宽积(1229)和优良的脉冲压缩特性。

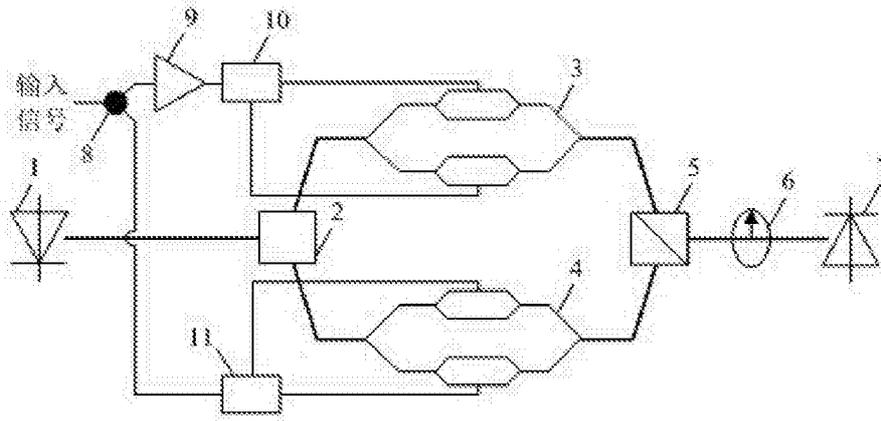


图1

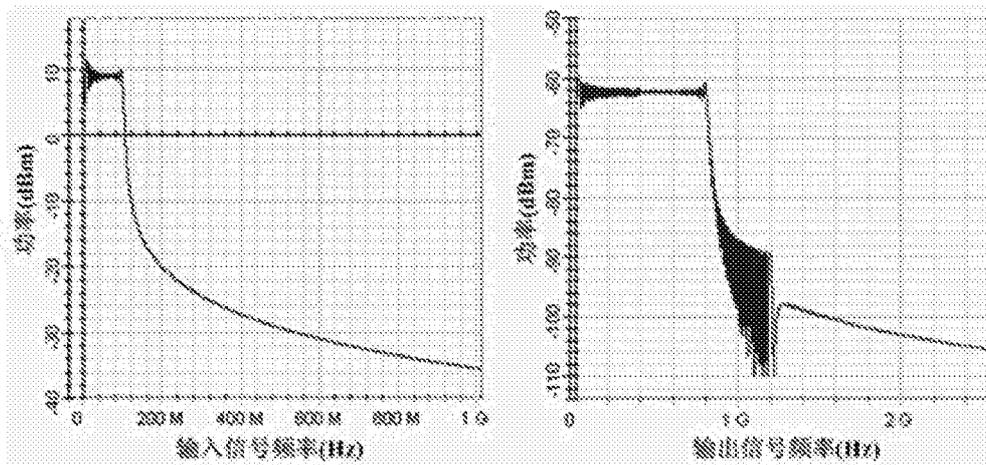


图2

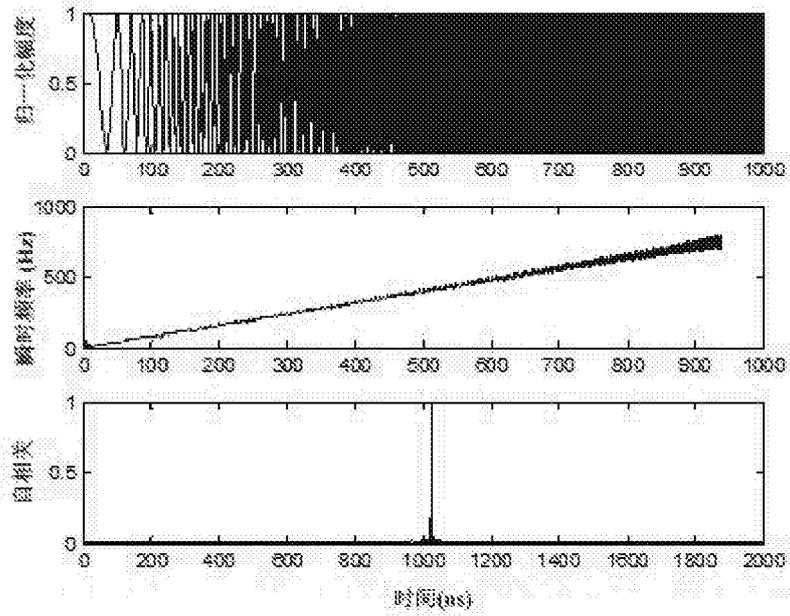


图3

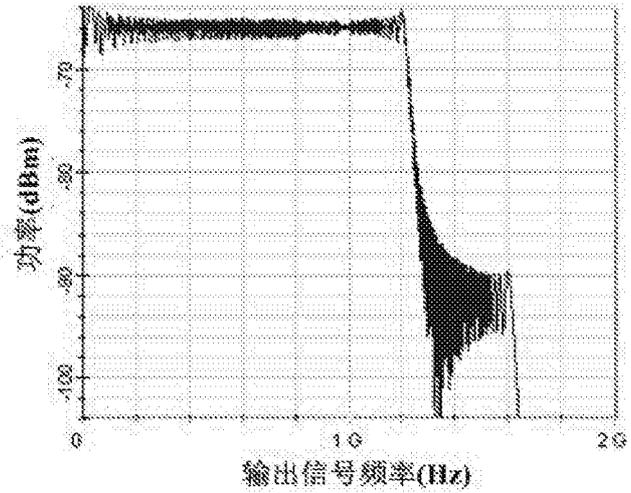


图4

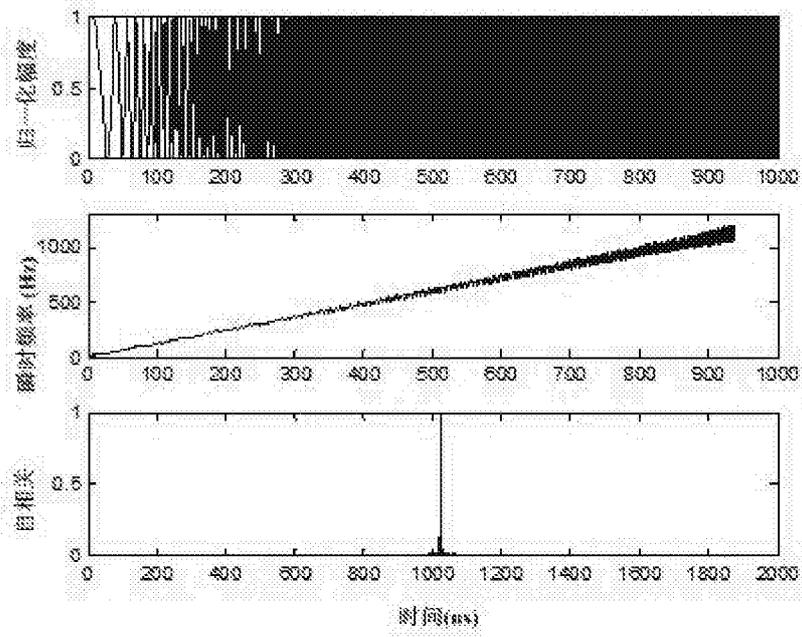


图5