



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110530355 A

(43)申请公布日 2019.12.03

(21)申请号 201910791299.X

(22)申请日 2019.08.26

(71)申请人 北京航空航天大学

地址 100191 北京市海淀区学院路37号

(72)发明人 李慧 徐珺 王潇 刘丹妮

冯丽爽

(74)专利代理机构 北京永创新实专利事务所

11121

代理人 冀学军

(51)Int.Cl.

G01C 19/72(2006.01)

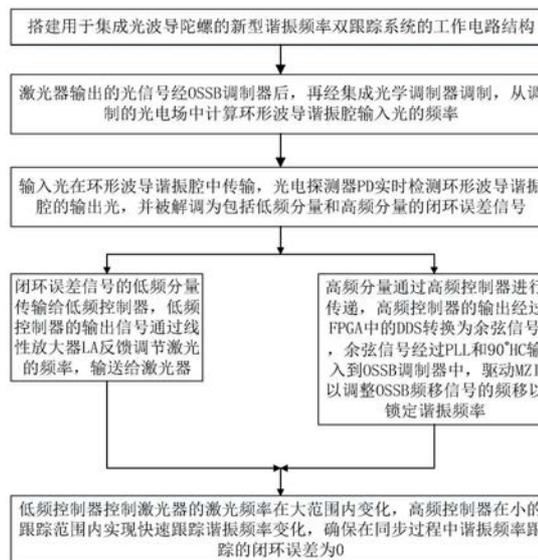
权利要求书3页 说明书8页 附图4页

(54)发明名称

用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法

(57)摘要

本发明公开了用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法,属于集成光波导陀螺技术领域。首先搭建双跟踪系统的工作电路结构,激光信号经OSSB调制器和集成光学调制器调制,计算环形波导谐振腔输入光的频率;同时输出光解调为低频分量和高频分量,低频分量传输给低频控制器经反馈后输送给激光器;高频分量通过高频控制器后输出转换为余弦信号,驱动MZI锁定谐振频率。最后低频控制器控制激光频率在大范围内变化,高频控制器在小的跟踪范围内实现快速跟踪谐振频率变化,确保在同步过程中谐振频率跟踪的闭环误差为0。本发明通过高低频控制回路协同工作,确保同时进行高低频分量的检测与跟踪控制,在提高测量带宽的同时保证高精度检测。



CN 110530355 A

1. 用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 具体步骤如下:

步骤一、搭建用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪系统的工作电路结构;

步骤二、激光器输出的光信号经光学单边带(OSSB)调制器后, 再经集成光学调制器调制, 从调制的光电场中计算环形波导谐振腔输入光的频率;

OSSB调制器调制后的光电场, 计算公式如下:

$$E_{OSSB} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} J_m(\beta_{OSSB}) e^{im\omega_{OSSB}t} \\ \cdot (i^m + (-i)^m e^{i\pi} + e^{i\pi/2} + (-1)^m e^{i3\pi/2}) \end{array} \right]$$

其中, $E_0 e^{i\omega t}$ 为激光器输出的光信号, ω 为激光频率; $J_m(\beta)$ 为 m 阶贝塞尔函数, β_{OSSB} 是 OSSB 调制器的调制指数, ω_{OSSB} 是 OSSB 调制器的频移; m 和 i^m 是 OSSB 调制的贝塞尔展开结果;

集成光学调制器调制的光电场, 计算公式如下:

$$E_{in} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} J_m(\beta_{OSSB}) J_n(\beta) e^{i(n\omega_c + m\omega_{OSSB})t} \\ \cdot i^n \left[(i^m + e^{i\pi/2})(1 + (-1)^m e^{i\pi}) \right] \end{array} \right]$$

其中, ω_c 是集成光学调制器的调制频率, β 是调制指数, $J_n(\beta)$ 是 n 阶贝塞尔函数;

由此得到, 谐振腔输入光的频率是 $\omega + \omega_{OSSB} + n\omega_c$;

步骤三、输入光在环形波导谐振腔中传输, 光电探测器 PD 实时检测环形波导谐振腔的输出光, 并被解调为包括低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 和 高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 的闭环误差信号;

在波导环形谐振腔 WRR 中, 当谐振腔的谐振频率固定时, 谐振腔输出的光强大小随输入光频率的变化而变化, 具体是根据谐振腔的传递函数而改变;

传递函数表示为:

$$T(\omega) = \sqrt{G} e^{-i\pi} \cdot e^{-i\omega\tau/2} (1 - Q e^{-i\omega\tau})^{-1}$$

其中, G 为 $k_1 k_2 \alpha_1 \alpha_2 10^{-\pi\alpha_L R/5}$, k_1, k_2 是两个耦合器的分束比, α_1, α_2 为两个耦合器的附加损耗, α_L 是波导的传输损耗, R 为谐振腔的半径, Q 是谐振腔的损耗系数, τ 是光在谐振腔内传输一圈的时间;

然后, 由光电探测器检测的谐振腔的输出光被解调为谐振频率跟踪的闭环误差信号, 谐振频率跟踪的闭环误差信号 ε 是频率偏差的函数 $\delta\omega$, 表示为:

$$\varepsilon(\delta\omega) = \rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta} I_0 \cdot \delta\omega + o(\delta\omega^2)$$

其中, 谐振频率偏差 $\delta\omega$ 满足等式 $\delta\omega = \omega_0 - (\omega + \omega_{OSSB})$, 其中 ω_0 为谐振腔的谐振频率; I_0 是由掺铒光纤放大器 EDFA 放大的 OSSB 频移信号的功率, 斜率 $\rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta}$ 是与全宽半最大值 FWHM, 精细度 F , 调制频率 ω_c 和调制指数 β 相关的值, $o(\delta\omega^2)$ 是 $\delta\omega^2$ 的高阶无穷小项;

谐振频率跟踪的闭环误差信号通过低通滤波器 LPF 分为低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 和 高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$;

步骤四、闭环误差信号的低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 传输给低频控制器, 低频控制器的输出信号通过线性放大器 LA 反馈调节激光的频率, 输送给激光器;

低频控制器的输出信号 $u_1(\delta\omega_l)$ 表示为:

$$u_l(\delta\omega_l, k) = k_l \sum_{n=1}^k \varepsilon(\delta\omega_l, n)$$

其中, k_l 是低频控制器的反馈增益;

步骤五、高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 通过高频控制器进行传递, 高频控制器的输出经过FPGA中的DDS转换为余弦信号, 余弦信号经过PLL和 90° HC输入到OSSB调制器中, 驱动MZI以调整OSSB频移信号的频移 ω_{OSSB} 以锁定谐振频率;

步骤六、低频控制器控制激光器的激光频率在大范围内变化, 高频控制器在小的跟踪范围内实现快速跟踪谐振频率变化, 确保在同步过程中谐振频率跟踪的闭环误差为0。

2. 如权利要求1所述的用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 步骤一中所述的新型谐振频率双跟踪系统包括低频控制器和高频控制器;

低频控制器通过线性放大器LA连接激光器, 高频控制器通过数字频率合成器DDS, 锁相环PLL和 90° 电桥连接OSSB调制器; 激光器输出的光经过OSSB调制器移频, 再通过掺铒光纤放大器EDFA连接集成光学调制器IOPM, 数字信号发生器用于IOPM的调制, 同时集成光学调制器IOPM连接环形波导谐振腔, 环形波导谐振腔的输出连接光电探测器PD, 光电探测器PD的输出连接新型谐振频率双跟踪系统实现双闭环回路控制;

在低频控制环路中, 通过调整激光器发出的光的频率来跟踪谐振频率的低频和大范围变化; 同时, 在高动态控制环路中, 通过实时调整进入OSSB调制器的光的频率以跟踪谐振频率的快速波动。

3. 如权利要求2所述的用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 所述的新型谐振频率双跟踪系统基于OSSB技术构建, 可实现高动态;

在低频控制回路中, 使用具有25kHz的固有带宽和1550nm的中心波长的激光器来产生光信号; 并且, 反馈谐振频率跟踪的闭环误差信号的低频分量通过线性放大器(LA) 反馈调节激光的频率, 实现闭环误差信号的低频分量的反馈控制;

在高动态控制环路中, 高动态控制回路的输出通过数字频率合成器DDS产生正弦信号并反馈到高带宽锁相环PLL, 通过注入 90° 电桥获得两个所需频率的正交的正弦微波信号, 驱动Mach-Zehnder干涉仪(MZI) 以精确调整OSSB以调谐输出光信号的频率, 并且进入OSSB的光的频移信号与谐振腔谐振频率的闭环误差信号的高频分量成比例地, 用于实现谐振频率高频信号的准确跟踪, 最终使得OSSB输出光的频率等于谐振腔谐振频率。

4. 如权利要求1所述的用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 步骤三中所述的斜率 $\rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta}$ 表达为

$$\rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{n+1}(\beta) \frac{8Q^2 \tau G \sin(n\omega_c \tau) \sin[(n+1/2)\omega_c \tau]}{1 + Q^2 - 2Q \cos(n\omega_c \tau)}$$

为了提高闭环误差的分辨率, 需要优化调制频率来获得最大的斜率 $\rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta}$, 满足等式 $\left. \frac{\partial \rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta}}{\partial \omega_c} \right|_{\omega_c = \tilde{\omega}} = 0$, 以获得最佳调制频率, 改善用于谐振频率跟踪的闭环误差信号的信噪比, 在提高测量带宽的同时保证高精度检测。

5. 如权利要求1所述的用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 步骤五中所述的高频控制器的输出信号 $u_h(\delta\omega_h)$ 表示为:

$$u_h(\delta\omega_h, k) = u_h(\delta\omega_h, k-1) + k_I \varepsilon(\delta\omega_h, k) + k_P [\varepsilon(\delta\omega_h, k) - \varepsilon(\delta\omega_h, k-1)] + k_D [\varepsilon(\delta\omega_h, k) - 2\varepsilon(\delta\omega_h, k-1) + \varepsilon(\delta\omega_h, k-2)]$$

其中 k_P , k_I 和 k_D 是高频控制器的反馈增益;

调整OSSB频移信号的频移 ω_{OSSB} 的计算公式为:

$$\omega_{OSSB} = \overline{\omega_{OSSB}} + \frac{2\pi f_{CLK} \cdot u_h(\delta\omega_h)}{2^{n_{DDS}}}$$

其中, $\overline{\omega_{OSSB}}$ 是OSSB频移信号的中心频率; f_{CLK} 为FPGA中系统的采样时钟, n_{DDS} 为DDS的相位累加器位。

6. 如权利要求1所述的用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 其特征在于, 所述的谐振腔, 光电探测器, A/D转换器和解调过程代表了谐振频率的双跟踪系统的前向通道, 前向通道增益 k_d 计算公式如下:

$$k_d = \frac{2^{n_{AD}} \eta R \rho_{FWHM, F, \beta} I_0}{V_{REF}}$$

其中, R 是光电探测器的跨阻抗; η 是光电探测器的转换效率; n_{AD} 是A/D转换器的分辨率; V_{REF} 是A/D转换器的参考电压;

低频控制回路的反馈增益 k_{f1} 计算公式如下:

$$k_{f1} = \frac{2\pi k_{DR} f_{CLK}}{2^{n_{DA}}}$$

其中, n_{DA} 是D/A转换器的分辨率, k_{DR} 是驱动器的电路增益;

高动态控制回路的反馈增益 k_{fh} 由下式给出:

$$k_{fh} = \frac{2\pi k_{HC} k_{PLL} f_{CLK}^2}{2^{n_{DDS}} 2^{n_{DA}}}$$

其中, k_{HC} 是HC的增益, k_{PLL} 是PLL的增益。

用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法

技术领域

[0001] 本发明属于集成光波导陀螺技术领域,具体涉及一种用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法。

背景技术

[0002] 由于光学领域中谐振腔的鉴频功能,使谐振频率跟踪成为了一项重要的技术。特别是,集成光波导陀螺的谐振频率跟踪具有重要而广泛的应用,例如惯性导航系统中的角速度检测等。然而,集成光波导陀螺的谐振频率可能随着环境的变化而产生高频波动,这对于实际应用中集成光波导陀螺谐振频率跟踪的信号处理技术造成了重大困扰。

[0003] 系统带宽对于集成光波导陀螺谐振频率的跟踪性能非常重要,现有的方法通常通过调节激光器输出激光的频率来锁定谐振频率,但是,激光器的固有带宽较低,而温度变化引起的集成光波导陀螺谐振频率变化通常是高频误差。同时,关于集成光波导陀螺谐振频率的高带宽跟踪的研究很少,这限制了集成光波导陀螺在工程实践中的应用。

发明内容

[0004] 本发明针对集成光波导陀螺谐振腔谐振频率跟踪测量带宽低,难以测量温度变化引起的高频误差等问题,提出了一种用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法,以提高谐振频率的测量性能,推动集成光波导陀螺的实用化进程。

[0005] 具体步骤如下:

[0006] 步骤一、搭建用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪系统的工作电路结构;

[0007] 所述的新型谐振频率双跟踪系统包括低频控制器和低频控制器;

[0008] 低频控制器通过线性放大器LA连接激光器,高频控制器通过数字频率合成器DDS,锁相环PLL和90°电桥连接OSSB调制器;激光器输出的光经过OSSB调制器移频后,再通过掺铒光纤放大器EDFA连接集成光学调制器IOPM,数字信号发生器用于IOPM的调制,同时集成光学调制器IOPM连接环形波导谐振腔,环形波导谐振腔的输出连接光电探测器PD,光电探测器PD的输出连接新型谐振频率双跟踪系统实现双闭环回路控制。

[0009] 步骤二、激光器输出的光信号经OSSB调制器后,再经集成光学调制器调制,从调制的光电场中计算环形波导谐振腔输入光的频率;

[0010] OSSB调制器调制后的光电场,计算公式如下:

$$[0011] \quad E_{OSSB} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} J_m(\beta_{OSSB}) e^{im\omega_{OSSB}t} \\ \cdot (i^m + (-i)^m e^{i\pi} + e^{i\pi/2} + (-1)^m e^{i3\pi/2}) \end{array} \right]$$

[0012] 其中, $E_0 e^{i\omega t}$ 为激光器输出的光信号, ω 为激光频率; $J_m(\beta)$ 为m阶贝塞尔函数, β_{OSSB} 是OSSB调制器的调制指数, ω_{OSSB} 是OSSB调制器的频移; m 和 i^m 是OSSB调制的贝塞尔展开结果;

[0013] 集成光学调制器调制的光电场,计算公式如下:

$$[0014] \quad E_{in} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[J_m(\beta_{OSSB}) J_n(\beta) e^{i(n\omega_c + m\omega_{OSSB})t} \cdot i^n \left[(i^m + e^{i\frac{\pi}{2}})(1 + (-1)^m e^{i\pi}) \right] \right]$$

[0015] 其中, ω_c 是集成光学调制器的调制频率, β 是调制指数, $J_n(\beta)$ 是 n 阶贝塞尔函数。

[0016] 由此得到, 谐振腔输入光的频率是 $\omega + \omega_{OSSB} + n\omega_c$ 。

[0017] 步骤三、输入光在环形波导谐振腔中传输, 光电探测器 PD 实时检测环形波导谐振腔的输出光, 并被解调为包括低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 和 高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 的闭环误差信号;

[0018] 在波导环形谐振腔 WRR 中, 当谐振腔的谐振频率固定时, 谐振腔输出的光强大小随输入光频率的变化而变化, 具体是根据谐振腔的传递函数而改变。

[0019] 传递函数表示为:

$$[0020] \quad T(\omega) = \sqrt{G} e^{-i\pi} \cdot e^{-i\omega\tau/2} (1 - Q e^{-i\omega\tau})^{-1}$$

[0021] 其中, G 为 $k_1 k_2 \alpha_1 \alpha_2 10^{-\pi\alpha_L R/5}$, k_1, k_2 是两个耦合器的分束比, α_1, α_2 为两个耦合器的附加损耗, α_L 是波导的传输损耗, R 为谐振腔的半径, Q 是谐振腔的损耗系数, τ 是光在谐振腔内传输一圈的时间。

[0022] 然后, 由光电探测器检测的谐振腔的输出光被解调为谐振频率跟踪的闭环误差信号, 谐振频率跟踪的闭环误差信号 ε 是频率偏差的函数 $\delta\omega$, 表示为:

$$[0023] \quad \varepsilon(\delta\omega) = \rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta} I_0 \cdot \delta\omega + o(\delta\omega^2)$$

[0024] 其中, 谐振频率偏差 $\delta\omega$ 满足等式 $\delta\omega = \omega_0 - (\omega + \omega_{OSSB})$, 其中 ω_0 为谐振腔的谐振频率; I_0 是由掺铒光纤放大器 EDFA 放大的 OSSB 频移信号的功率, 斜率 $\rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta}$ 是与半高全宽最大值 FWHM、精细度 F 、调制频率 ω_c 和调制指数 β 相关的值, $o(\delta\omega^2)$ 是 $\delta\omega^2$ 的高阶无穷小项。

[0025] 谐振频率跟踪的闭环误差信号通过低通滤波器 LPF 分为低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 和 高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 。

[0026] 步骤四、闭环误差信号的低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 传输给低频控制器, 低频控制器的输出信号通过线性放大器 LA 反馈调节激光器发出光的频率, 输送给激光器;

[0027] 低频控制器的输出信号 $u_l(\delta\omega_l)$ 表示为:

$$[0028] \quad u_l(\delta\omega_l, k) = k_l \sum_{n=1}^k \varepsilon(\delta\omega_l, n)$$

[0029] 其中, k_l 是低频控制器的反馈增益。

[0030] 步骤五、高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 通过高频控制器进行传递, 高频控制器的输出经过 FPGA 中的 DDS 转换为余弦信号, 余弦信号经过 PLL 和 90° HC 输入到 OSSB 调制器中, 驱动 MZI 以调整 OSSB 频移信号的频移 ω_{OSSB} 以最终锁定谐振腔的谐振频率;

[0031] 高频控制器的输出信号 $u_h(\delta\omega_h)$ 表示为:

$$[0032] \quad u_h(\delta\omega_h, k) = u_h(\delta\omega_h, k-1) + k_I \varepsilon(\delta\omega_h, k)$$

$$[0033] \quad + k_P [\varepsilon(\delta\omega_h, k) - \varepsilon(\delta\omega_h, k-1)] + k_D [\varepsilon(\delta\omega_h, k) - 2\varepsilon(\delta\omega_h, k-1) + \varepsilon(\delta\omega_h, k-2)]$$

[0034] 其中 k_P, k_I 和 k_D 是高频控制器的反馈增益。

[0035] 调整 OSSB 频移信号的频移 ω_{OSSB} 的计算公式为:

$$[0036] \quad \omega_{OSSB} = \overline{\omega_{OSSB}} + \frac{2\pi f_{CLK} \cdot u_h(\delta\omega_h)}{2^{n_{DDS}}}$$

[0037] 其中, $\overline{\omega_{OSSB}}$ 是OSSB频移信号的中心频率; f_{CLK} 为FPGA中系统的采样时钟, n_{DDS} 为DDS的相位累加器位数。

[0038] 步骤六、低频控制器控制激光器的激光频率在大范围内变化, 高频控制器在小的跟踪范围内实现快速跟踪谐振频率变化, 确保在同步过程中谐振频率跟踪的闭环误差为0。

[0039] 本发明的优点在于:

[0040] (1) 一种用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 基于OSSB技术构建用于集成光波导陀螺的新型双跟踪系统, 克服激光器低固有带宽的限制, 可以测量实际情况中谐振频率的快速变化, 具有更好的动态响应特性, 包括小于12 μ s的快速上升时间和高达100kHz的宽带宽。

[0041] (2) 一种用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 通过高动态控制回路和低频控制回路协同工作, 确保同时进行集成光波导陀螺的谐振频率闭环误差的高低频分量的分别检测与跟踪控制;

[0042] (3) 一种用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法, 相比之前的测量方案, 在提高测量带宽的同时保证高精度检测。系统的正弦响应的相位相对误差在5.85°, 幅度的相对测量误差几乎为0, 可以看出集成光波导陀螺闭环系统对高动态信号的响应快速且精确。

附图说明

[0043] 图1为本发明用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法流程图。

[0044] 图2为本发明用于集成光波导陀螺的新型谐振腔谐振频率双跟踪系统的示意图。

[0045] 图3为本发明用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪方案的基本信号。

[0046] 图4为本发明用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪方案的示意图。

[0047] 图5为本发明所提出的双闭环跟踪方案的参数设计的框图。

[0048] 图6为本发明所提出的双闭环跟踪系统的主要信号。

[0049] 图7为本发明所提出的双闭环控制方案和传统闭环方案的闭环误差信号对比。

[0050] 图8为本发明所提出的双闭环跟踪方案的阶跃响应实验结果。

[0051] 图9为本发明所提出的双闭环跟踪方案正弦响应的实验结果, 施加了10kHz的正弦信号。

[0052] 图10为本发明所提出的双闭环跟踪方案频率响应的实验结果。

具体实施方式

[0053] 下面结合实施例和附图, 对本发明的实施方式做详细、清楚的描述。

[0054] 集成光学陀螺在实际应用环境中, 谐振腔的谐振频率不可避免的随温度变化, 且通常是高频波动。然而, 激光器的低带宽限制了用于集成光波导陀螺的谐振频率跟踪系统的动态性能。因此, 本发明设计了一种基于OSSB技术的新型双跟踪系统, 以克服激光器的低固有带宽。

[0055] 双跟踪系统可以提取谐振频率跟踪的闭环误差信号的高频,并且OSSB调制器跟踪谐振腔谐振频率的快速波动;同时,激光器只需在较大的频率范围内跟踪谐振频率变化的低频部分即可。然后,分析了用于谐振频率跟踪的新型双跟踪系统的闭环误差模型,通过优化解调增益,准确检测了谐振频率的闭环误差信号;同时设计了低频控制回路和高动态控制回路的控制器的闭环参数。最后,实验验证了提出的用于集成光学陀螺谐振频率双跟踪系统的高动态性能,对于推进集成光波导陀螺在惯性导航领域的应用具有重要意义。

[0056] 用于集成光波导陀螺谐振频率跟踪的高带宽信号检测方法,如图1所示,具体步骤如下:

[0057] 步骤一、搭建用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪系统的工作电路结构;

[0058] 如图2所示,利用NI-PXIE-7976R板卡构建双跟踪系统的实验装置,双跟踪系统由低频控制回路和高动态控制回路组成;以实现集成光学陀螺的高带宽性能,它可以分别跟踪集成光学陀螺的谐振频率的高频和低频部分。在低频控制环路中,通过调整激光器发出的光的频率来跟踪谐振频率的低频和大范围变化。同时,在高动态控制环路中,通过光学单边带(OSSB)调制器实时调整进入OSSB的光的频率以跟踪谐振频率的快速波动。

[0059] 在低频控制环路中,使用具有25kHz的固有带宽和1550nm的中心波长的激光器来产生光信号 $E_0e^{i\omega t}$,其中, ω 为激光频率, E_0 是激光的电场幅度。并且,反馈谐振频率跟踪的闭环误差信号的低频分量通过线性放大器(LA)反馈调节激光的频率,实现闭环误差信号的低频分量的反馈控制。

[0060] 在高动态控制环路中,引入了光学单边带调制器(OSSB),并且用于谐振频率跟踪的高频闭环误差信号被反馈到OSSB调制器。因此,激光器的输出连接到OSSB调制器中,来自激光器的光通过OSSB调制器产生频移信号,此频移信号用于调整OSSB输出光信号的频率,并且光被掺铒光纤放大器(EDFA)放大,经集成光学相位调制器进入波导谐振腔,波导谐振腔的输出连接光电探测器PD,PD检测到的谐振腔输出信号通过FPGA发送到NI-PXIE-7976R板卡实现双闭环回路控制。

[0061] 波导谐振腔选用SiO₂环形波导谐振腔(WRR),具体参数如下表所示:

| | 符号及意义 | 值 |
|--------|------------------------------|-------|
| | 折射率, $\lambda=1550\text{nm}$ | 1.45 |
| | A(损耗)(dB/m) | 0.34 |
| [0062] | R(环形半径)(mm) | 30 |
| | K(能量耦合系数) | 0.56% |
| | FWHM(谐振腔半高全宽) (MHZ) | 4.55 |

[0063] 在高动态控制环路中,高动态控制回路的输出通过数字频率合成器(DDS)产生正弦信号并反馈到高带宽锁相环(PLL),通过注入90°电桥(HC)获得两个所需频率的正交的正弦微波信号,其可以驱动Mach-Zehnder干涉仪(MZI)以精确调整OSSB以调谐输出光信号的频率,并且进入OSSB的光的频移信号与谐振腔谐振频率的闭环误差信号的高频分量成比例地,用于实现谐振频率高频信号的准确跟踪,最终使得OSSB输出光的频率等于谐振腔谐振频率。

[0064] 因此,考虑到低频控制环路和高动态控制环路,建立双跟踪系统以分别跟踪谐振

频率跟踪的闭环误差信号的低频和低频信号。高速采样平台不仅监测谐振腔频率跟踪的闭环误差,还提取低频和高频闭环误差,同时实现谐振频率的低频控制和高频控制,执行低通滤波、DDS生成、调制解调和两种控制算法的处理。

[0065] 步骤二、激光器输出的光信号经OSSB调制器后,再经集成光学调制器调制,从调制的光电场中计算环形波导谐振腔输入光的频率;

[0066] OSSB调制器调制后的光电场的电场强度可以表示为

$$[0067] \quad E_{OSSB} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} J_m(\beta_{OSSB}) e^{im\omega_{OSSB}t} \\ \cdot (i^m + (-i)^m e^{i\pi} + e^{i\pi/2} + (-1)^m e^{i3\pi/2}) \end{array} \right] \quad (1)$$

[0068] 其中, $J_m(\beta)$ 为 m 阶贝塞尔函数, β_{OSSB} 是 OSSB 调制器的调制指数, ω_{OSSB} 是 OSSB 调制器的频移; m 和 i^m 是 OSSB 调制的贝塞尔展开结果。

[0069] 然后, OSSB 调制器调制后的光由集成光学调制器 (IOPM) 调制, 调制光的电场展开为:

$$[0070] \quad E_{in} = E_0 e^{i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{array}{l} J_m(\beta_{OSSB}) J_n(\beta) e^{i(n\omega_c + m\omega_{OSSB})t} \\ \cdot i^n \left[(i^m + e^{i\pi/2})(1 + (-1)^m e^{i\pi}) \right] \end{array} \right] \quad (2)$$

[0071] 其中, ω_c 是集成光学相位调制器的调制频率, β 是调制指数, $J_n(\beta)$ 是 n 阶贝塞尔函数。

[0072] 从公式 (2) 可以看出, 谐振腔输入光的频率是 $\omega + \omega_{OSSB} + n\omega_c$ 。

[0073] 步骤三、输入光在环形波导谐振腔中传递, 光电探测器 PD 实时检测环形波导谐振腔的输出光, 并被解调为包括低频分量 $\varepsilon(\delta\omega_l)$ 和高频分量 $\varepsilon(\delta\omega_h)$ 的闭环误差信号;

[0074] 在波导环形谐振腔 (WRR) 中, 当谐振腔的谐振频率固定时, 谐振腔输出的光强大小随输入光频率的变化而变化, 谐振腔输入光的电场幅度将根据谐振腔的传递函数 $T(\cdot)$ 而改变, 其可表示为:

$$[0075] \quad T(\omega) = \sqrt{G} e^{-i\pi} \cdot e^{-i\omega\tau/2} (1 - Q e^{-i\omega\tau})^{-1}$$

[0076] 其中, G 为 $k_1 k_2 \alpha_1 \alpha_2 10^{-\pi\alpha_L R/5}$, k_1, k_2 是两个耦合器的分束比, α_1, α_2 为两个耦合器的附加损耗, α_L 是波导的传输损耗, R 为谐振腔的半径, Q 是谐振腔的损耗系数, τ 是光在谐振腔内传输一圈的时间, 可以用自由光谱范围 (FSR) 表示为 $\tau = 1/\text{FSR} = 2\pi nR/c$ 。

[0077] 然后, 由光电探测器 (PD) 检测的谐振腔的输出光被解调为谐振频率跟踪的闭环误差信号, 如图 3a 所示, 谐振频率跟踪的闭环误差信号 ε 是频率偏差的函数 $\delta\omega$; 并且谐振频率偏差 $\delta\omega$ 满足等式 $\delta\omega = \omega_0 - (\omega + \omega_{OSSB})$, 其中, 谐振腔的谐振频率为 ω_0 , 谐振频率误差信号的线性区域约为最大误差范围的 20%。在闭环系统中, 谐振频率跟踪的闭环误差 ε 在零点附近波动, 使得 ε 和 $\delta\omega$ 之间的关系近似为线性, 闭环误差在 $\delta\omega = 0$ 附近关于频率偏差的函数 $\delta\omega$ 的泰勒 (Taylor) 级数展开是近似线性的。如图 4 所示, 闭环误差表示为:

$$[0078] \quad \varepsilon(\delta\omega) = \rho_{FWHM, F, \omega_c, \beta} I_0 \cdot \delta\omega + o(\delta\omega^2) \quad (3)$$

[0079] 其中, I_0 是由掺铒光纤放大器 EDFA 放大的 OSSB 频移信号的功率, $o(\delta\omega^2)$ 为 $\delta\omega^2$ 的

高阶无穷小项,斜率 $\rho_{FWHM,F,\omega_c,\beta}$ 是与半高全宽最大值FWHM、精细度F、调制频率 ω_c 和调制指数 β 相关的值。它可以表达为

$$[0080] \quad \rho_{FWHM,F,\omega_c,\beta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) J_{n+1}(\beta) \frac{8Q^2 \tau G \sin(n\omega_c \tau) \sin[(n+1/2)\omega_c \tau]}{1+Q^2-2Q \cos(n\omega_c \tau)} \quad (4)$$

[0081] 另外,在双跟踪系统中, $\delta \omega_l$ 和 $\delta \omega_h$ 分别是频率偏差 $\delta \omega$ 的低频和低频分量。谐振频率跟踪的误差信号通过低通滤波器(LPF)分为低频分量 $\varepsilon(\delta \omega_l)$ 和其他高频分量 $\varepsilon(\delta \omega_h)$, 闭环误差信号的低频分量的频率范围取决于LPF的参数。

[0082] 为了提高谐振频率跟踪的闭环误差的分辨率,需要增加解调增益以抑制固有激光噪声。换句话说,为了提高闭环误差的分辨率需要通过优化调制频率来获得最大的

$\rho_{FWHM,F,\omega_c,\beta}$, 满足等式 $\left. \frac{\partial \rho_{FWHM,F,\omega_c,\beta}}{\partial \omega_c} \right|_{\omega_c = \tilde{\omega}} = 0$ 。因此,以最佳调制频率1MHz调制光频率,以改善用于谐振频率跟踪的闭环误差信号的信噪比。

[0083] 步骤四、闭环误差信号的低频分量 $\varepsilon(\delta \omega_l)$ 传输给低频控制器,低频控制器的输出信号通过线性放大器LA反馈调节激光器发出光的频率,输送给激光器,用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪系统的低频跟踪控制回路设计;

[0084] 在低频控制回路中,用于谐振频率跟踪的低频闭环误差信号由LPF获得,其特征在

于传递函数 $G(s) = \left(\frac{B}{1 - (1-A)e^{-\tau s}} \right)^N$, -3dB带宽是2kHz。低频控制器设计有一阶积分函数,实

现谐振频率波动的大范围慢跟踪,如图5所示,低频控制器表示为

$$[0085] \quad u_l(\delta \omega_l, k) = k_l \sum_{n=1}^k \varepsilon(\delta \omega_l, n) \quad (5)$$

[0086] 其中, k_l 是低频控制器的反馈增益。

[0087] 然后,低频控制器的输出信号 $u_l(\delta \omega_l)$ 通过LA反馈给激光器。如图3b所示,包括闭环误差信号的低频调节激光器和高频调节OSSB频移信号,其中, u_l 是激光频率调谐范围, u_h 是OSSB的频移范围,用于锁定谐振传输曲线的峰值;自由光谱范围(FSR)由两个相邻的谐振峰分隔确定,低频控制器的频率调谐范围 $u_l(\delta \omega_l)$ 约为1-2FSR。来自激光器的光通过OSSB频移信号控制其频率锁定在谐振峰,高频控制器的频率调谐范围 $u_h(\delta \omega_h)$ 在高动态控制回路中约为1/2FSR,这取决于PLL的跟踪范围。

[0088] 步骤五、高频分量 $\varepsilon(\delta \omega_h)$ 通过高频控制器进行传递,高频控制器将高频分量经过FPGA中的DDS转换为余弦信号,余弦信号经过PLL和HC输入到OSSB调制器中,驱动MZI以调整OSSB频移信号的频移 ω_{OSSB} 以最终锁定谐振腔的谐振频率;

[0089] 在高动态控制回路中,增量PID算法被设计用于快速跟踪由环境变化引起的谐振频率的高频波动。如图5所示,PID算法表示为:

$$[0090] \quad u_h(\delta \omega_h, k) = u_h(\delta \omega_h, k-1) + k_I \varepsilon(\delta \omega_h, k) \\ [0091] \quad + k_P [\varepsilon(\delta \omega_h, k) - \varepsilon(\delta \omega_h, k-1)] + k_D [\varepsilon(\delta \omega_h, k) - 2\varepsilon(\delta \omega_h, k-1) + \varepsilon(\delta \omega_h, k-2)] \quad (6)$$

[0092] 其中 k_P , k_I 和 k_D 是高频控制器的反馈增益。高频控制器的输出信号 $u_h(\delta \omega_h)$ 代表闭环误差信号的高频分量 $\varepsilon(\delta \omega_h)$, 通过FPGA中的DDS转换为余弦信号,然后余弦信号驱动

Mach-Zehnder干涉仪 (MZI) 以调整OSSB频移信号的频移 ω_{OSSB} 以最终锁定谐振腔的谐振频率。频移表示为:

$$[0093] \quad \omega_{OSSB} = \overline{\omega_{OSSB}} + \frac{2\pi f_{CLK} \cdot u_h(\delta\omega_h)}{2^{n_{DDS}}} \quad (7)$$

[0094] 其中, $\overline{\omega_{OSSB}}$ 是OSSB频移信号的中心频率, FPGA中系统的采样时钟 f_{CLK} 为200MHz, 而DDS的相位累加器位数 n_{DDS} 为32位。由于PLL跟踪范围的限制, $\overline{\omega_{OSSB}}$ 是一个恒定值, 以确保OSSB调制器的频移在中心频率 $\overline{\omega_{OSSB}}$ 附近; 然后, OSSB调制器可以跟踪闭环误差信号的高频分量; 高动态控制环路的闭环周期为400kHz。

[0095] 步骤六、低频控制器控制激光器的激光频率在大范围内变化, 高频控制器在小的跟踪范围内实现快速跟踪谐振频率变化, 确保在同步过程中谐振频率跟踪的闭环误差为0。

[0096] 激光器进行频率调节时的频率变化范围大但带宽有限, 反应不够迅速, 这是制约用于集成光波导陀螺的谐振频率跟踪性能, 进而影响集成光波导陀螺跟踪角速度的精度。引入OSSB技术, 可以跟踪变化范围小但带宽高的频率变化, 配合激光器完成谐振频率追踪。低频控制器可以在大的频率调谐范围内缓慢跟踪谐振频率波动, 而高频控制器可以在小的跟踪范围内快速跟踪谐振频率变化。在用于集成光波导陀螺谐振腔谐振频率的双跟踪系统中, 高动态控制回路和低频控制回路自然地协同工作, 确保在同步过程中谐振频率跟踪的闭环误差为0。

[0097] 根据双跟踪系统中控制器的设计, 得到低频和高动态控制回路的闭环参数, 如图4所示。可以看到谐振腔, 光电探测器, A/D转换器, 解调过程代表谐振频率的双跟踪系统的前向通道。根据谐振频率的双跟踪系统的前向通道结构, 前向通道增益 k_d 由下式给出

$$[0098] \quad k_d = \frac{2^{n_{AD}} \eta R \rho_{FWHM, F, \beta} I_0}{V_{REF}} \quad (8)$$

[0099] 其中, R 是光电探测器的跨阻抗; η 是光电探测器的转换效率。 n_{AD} 是A/D转换器的分辨率; V_{REF} 是A/D转换器的参考电压。

[0100] 然后, 给出低频控制回路的反馈增益 k_{f1} :

$$[0101] \quad k_{f1} = \frac{2\pi k_{DR} f_{CLK}}{2^{n_{DA}}} \quad (9)$$

[0102] 其中, n_{DA} 是D/A转换器的分辨率, k_{DR} 是驱动器的电路增益。

[0103] 高动态控制回路的反馈增益 k_{fh} 由下式给出:

$$[0104] \quad k_{fh} = \frac{2\pi k_{HC} k_{PLL} f_{CLK}^2}{2^{n_{DDS}} 2^{n_{DA}}} \quad (10)$$

[0105] 其中, k_{HC} 是HC的增益, k_{PLL} 是PLL的增益。

[0106] 本发明对双跟踪系统性能进行了实验验证, 实验显示, 新型双跟踪系统可以测量实际情况中谐振频率的快速变化, 在保证精度的同时, 具有更宽的频带及小于传统方案的闭环误差, 动态响应良好, 如图6所示, 为双闭环跟踪系统实验装置的主要输入与输出信号的曲线, 频率为3.6kHz的正弦信号由FPGA中的数字信号处理单元产生, 并加在高频控制器的输出端, 相当于双跟踪系统的输入。示波器显示的低频和高频控制器的输出信号如图6a所示。

[0107] 激光跟踪谐振频率的低频如图6b所示, OSSB调制器实时跟踪谐振频率的高频。此外, 通过调整激光器发出光的频率来实现谐振腔谐振频率的低频和大范围跟踪。同时, 通过调整OSSB调制器的频移来跟踪谐振频率的小范围和高频波动。

[0108] 本发明采用的双闭环控制方案和传统闭环方案的闭环误差信号相比, 如图7所示, 其中传统方案仅通过调整激光器输出光的频率使其锁定在谐振腔的谐振频率上, 新方案通过优化双跟踪系统的解调增益, 使得闭环误差的噪声抑制水平比传统方案优化了50%。实验结果表明, 通过使得解调增益最优化, 可以提高闭环误差信号的分辨率, 从而精确地提取谐振频率跟踪的闭环误差。同时实验结果表明, 新型高带宽双跟踪系统通过分别跟踪闭环误差的低频和高频信号没有损失精度, 同时提高了谐振频率跟踪系统的动态性能, 也验证了双跟踪系统闭环误差的低频和高频分别跟踪的正确性。

[0109] 本发明通过阶跃响应实验, 以验证双跟踪方案的动态性能。FPGA中数字信号处理单元产生的阶跃信号加在高频控制器的输出端, 可以等效于闭环系统的输入。数字信号的输出为700, 等效于双跟踪系统输入的阶跃频率为28.8kHz。阶跃响应的测量如图8所示, 实验结果表明双跟踪系统阶跃响应的上升时间为12 μ s。

[0110] 本发明通过测量系统的正弦响应, 在闭环系统的输入端增加频率为10kHz的等效正弦输入。双跟踪方案的正弦响应如图9所示, 相位的相对测量误差在5.85°以上, 相对的幅度测量误差几乎为0, 可以看出闭环系统对高频信号的响应快速且精确。

[0111] 本发明进行双跟踪系统的频率响应实验, 实验结果表明, 双跟踪方案具有100kHz的宽带宽, 如图10所示; 此之前只通过调整激光器频率锁定至谐振腔谐振频率的方案相比于带宽提高了近10倍。

[0112] 以上这些实验结果证明了用于集成光波导陀螺的新型谐振频率双跟踪系统的高动态性能, 可以保证精确跟踪谐振腔谐振频率的快速波动。

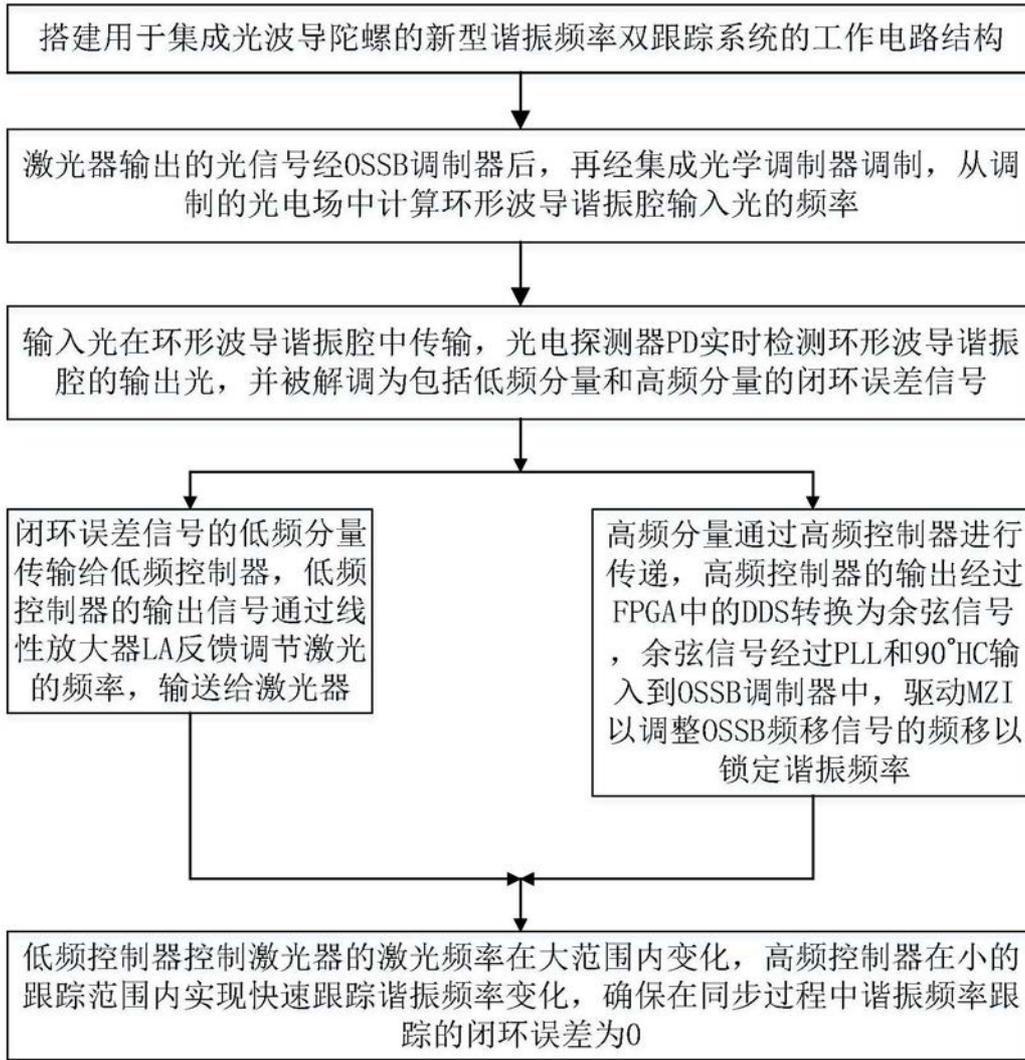


图1

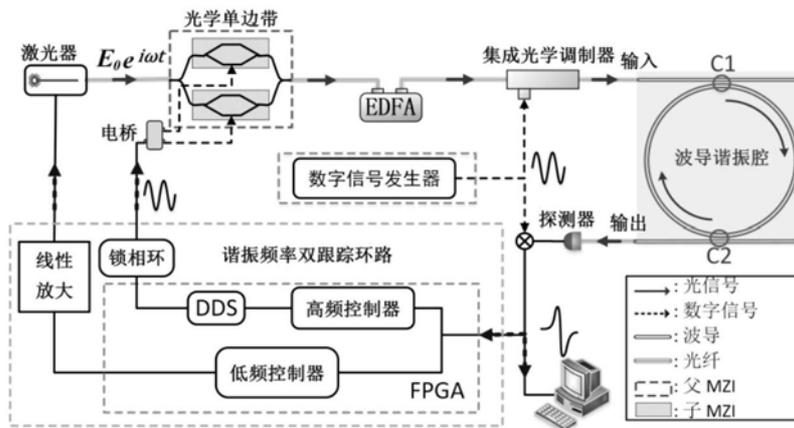


图2

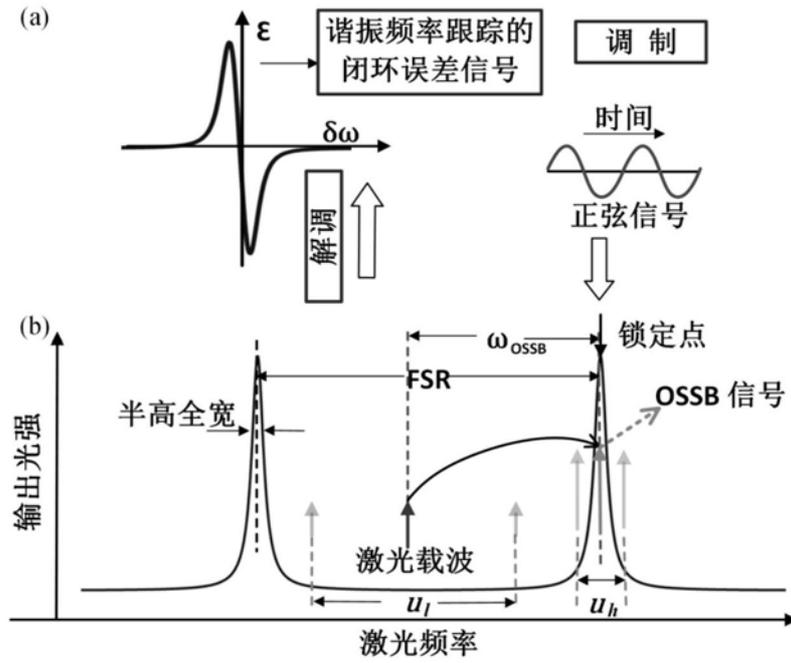


图3

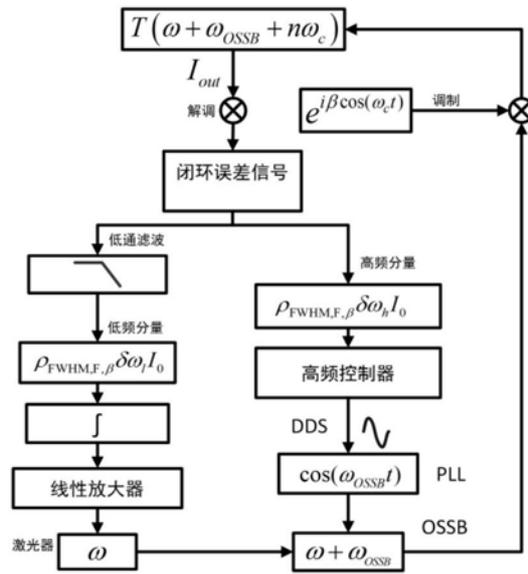


图4

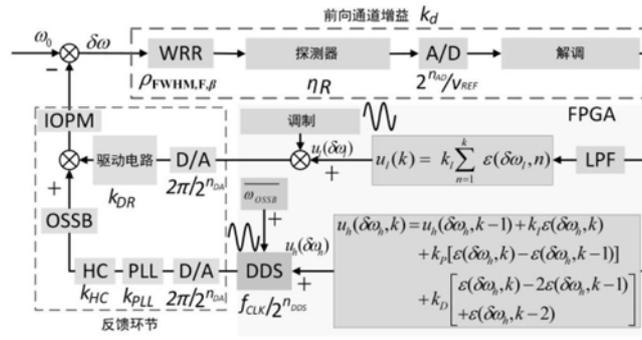


图5

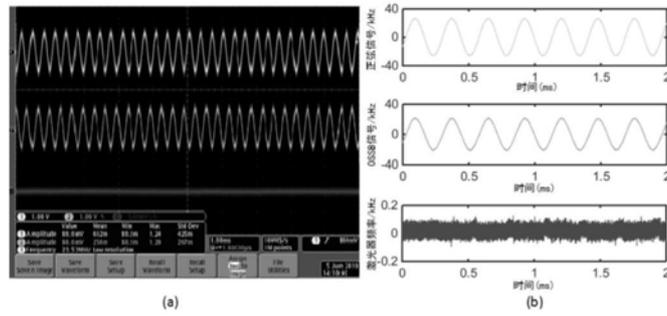


图6

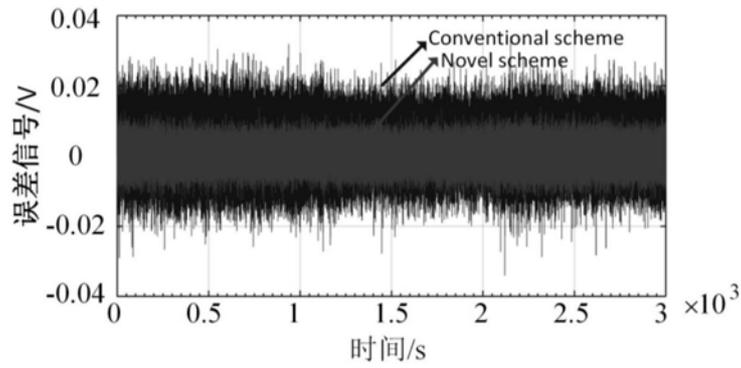


图7

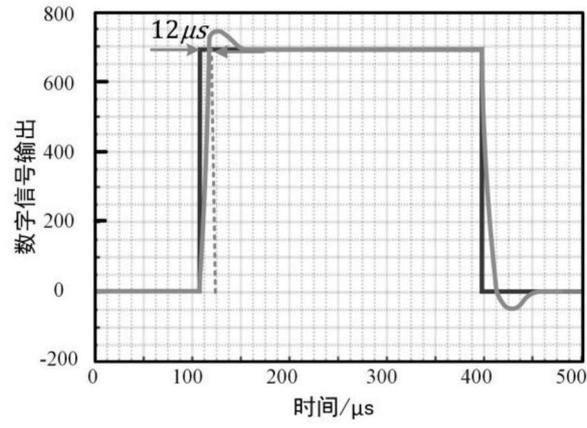


图8

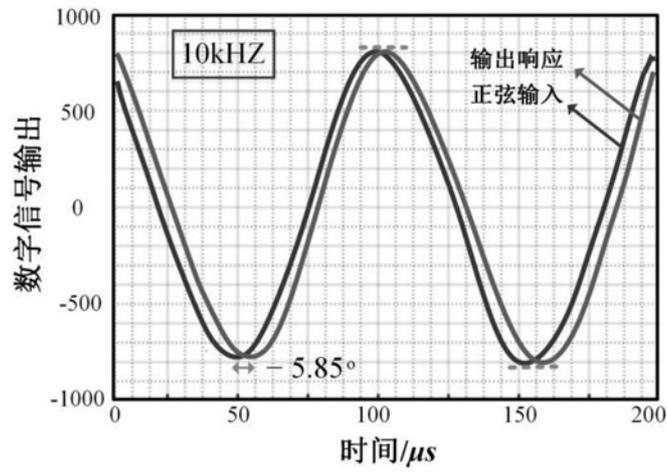


图9

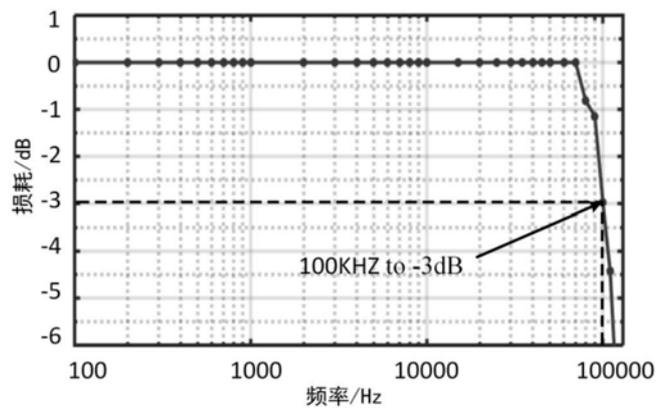


图10