

引用格式: 孙文龙, 史丰丰, 徐金锋, 等. 高性能相位微跃计的关键技术研究[J]. 时间频率学报, 2024, 47(1): 8-17.

高性能相位微跃计的关键技术研究

孙文龙, 史丰丰, 徐金锋, 付桂涛

北京卫星导航中心, 北京 100094

摘要: 定位、导航和定时服务 (PNT) 已成为国家重要新型基础设施, 相位微跃计是 PNT 基础设施中的核心设备。它是一种对输入频率信号进行精密调整并输出时间频率信号的设备, 目前只有美国、德国、俄罗斯等国家有相关成熟产品。随着高性能原子频标和光频标的发展, 现有相位微跃计性能还是停滞于 $1\sim 2\times 10^{-13}/\text{s}$ 的水平, 已经无法满足对高性能原子频标和光频标的调控需求。本文重点对极小分辨率频率调控技术和低噪声信号处理技术等进行研究, 实现了频率分辨率优于 1×10^{-19} 、相位调整分辨率优于 0.023 fs 、附加频率稳定度优于 $3\times 10^{-14}/\text{s}$ 的国产高性能相位微跃计。

关键词: 时间频率; 相位微跃计; 精密测控; 频率分辨率; 频率稳定度

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2024-01-0008-10

Research on the key techniques of high-performance micro-phase stepper

SUN Wen-long, SHI Feng-feng, XU Jin-feng, FU Gui-tao

Beijing Satellite Navigation Center, Beijing 100094, China

Abstract: Position, navigation and timing (PNT) have become important new infrastructure in China, and a micro-phase stepper is a key equipment in PNT infrastructure. It is a kind of equipment for precision adjustment to the input signal and output time and frequency signal. At present, only the United States, German and Russia have relevant mature products. With the development of high-performance atomic frequency standard and optical frequency standard, the performance of the existing micro-phase steppers stays still at the level of $1\sim 2\times 10^{-13}/\text{s}$, which can no longer meet the requirements for the regulation of high-performance atomic frequency standard and optical frequency standard. This paper focuses on the minimal resolution frequency control technology and low noise signal processing technology, and realizes the phase micro-phase stepper with frequency resolution better than 1×10^{-19} , phase adjustment resolution better than 0.023 fs , and additional frequency instability better than $3\times 10^{-14}/\text{s}$.

Key words: time and frequency; micro-phase stepper; precision measurement and control; frequency resolution; frequency instability

收稿日期: 2023-02-23; 接受日期: 2023-04-15

基金项目: 全军技术基础军事计量项目 (145B2B210037010X)

定位、导航和定时（PNT）已成为国家重要新型基础设施^[1]，时间频率在其中起着举足轻重的作用。现代时频测控技术各个环节都离不开对频率标准的精密控制^[2]，精密时间频率已成为一个国家科技、经济、军事和社会生活中至关重要参量。

在 PNT 基础设施中，频率源性能好坏会直接影响到守时授时的准确度和导航定位的精准度等。因此，保持稳定高精度的输出频率值是至关重要的。但是，频率标准源输出的频率值并不是会一直保持稳定准确的状态。随着上电时间的推移，它输出的频率值会发生缓慢变化，我们称这种现象为“频率源输出频率的频率漂移^[3]”，而导致频率源输出频率

发生偏差的主要因素有：工作环境温度变化而引起的温度漂移，元器件本身老化引起谐振频率变化而导致的老化漂移，内部器件的噪声或周围工作环境变化引起的其他类型频率漂移等。虽然多数情况下引起的频率漂移量变化都很微小，但是在导航定位、时钟同步授时等高精度场合却会产生很大的误差。要保证 PNT 基础设施的准确性，就需要频率源在其工作过程中恒定输出稳定的目标频率值。因此，对于精密时间频率控制的研究显得至关重要。

相位微跃计是一种对输入频率信号进行锁定，在一定范围内对其进行调整并输出时间频率信号的设备，图 1 为其典型应用场景。

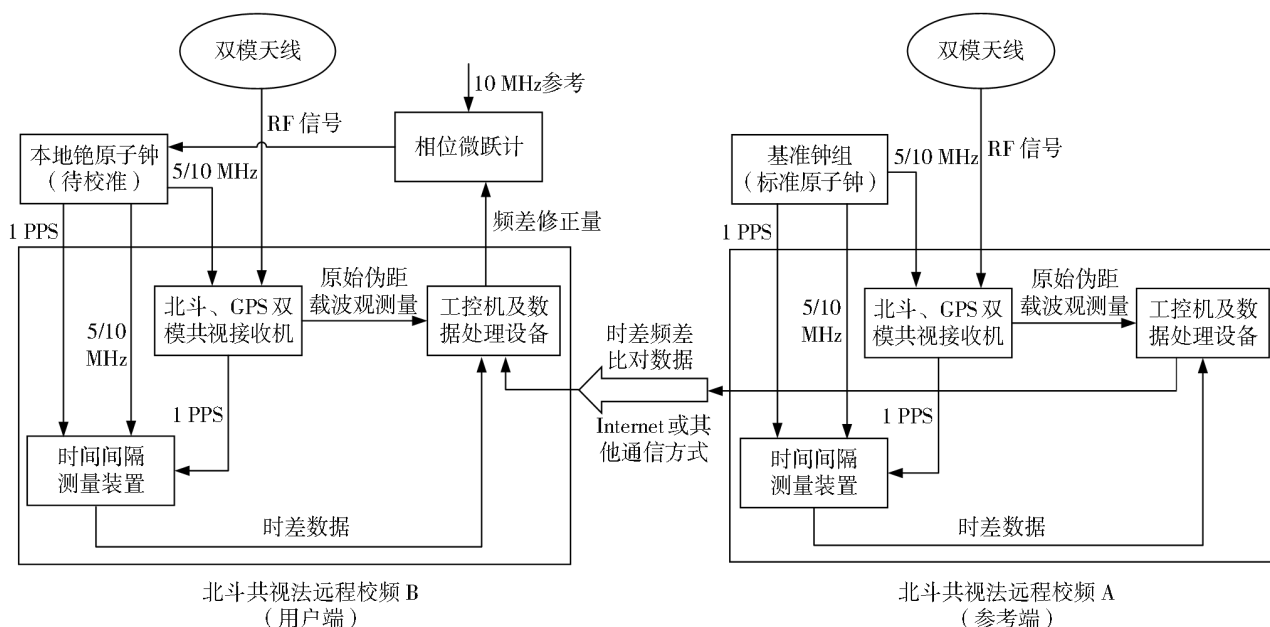


图 1 相位微跃计在 PNT 时频系统组网中的典型应用

国外发达国家在这方面已经有了多年的工作积累，我国虽实现了部分技术突破，研制了少量样机^[4-8]，但受限于性能和可靠性因素应用极少，特别是在时间尺度建立和保持领域绝大部分相位微跃计都为进口设备。更为紧迫的是，时间频率领域约 10 年提升 1 个数量级，随着高性能原子频标和新一代光频标的发展，目前氢原子钟频率稳定度已达 $6\sim 8 \times 10^{-14}/s$ 量级，光钟频率不确定度已达 10^{-18} 量级，现有的相位微跃计性能（包括国外产品）还是停滞于 $1\sim 3 \times 10^{-13}/s$ 的水平，已经无法满足对高性能原子钟和光钟的频率调控需求，成为限制高性能

原子钟稳定度和相位噪声应用的瓶颈，因此亟需研发自主可控更高性能的相位微跃计。

为实现高性能相位微跃计的开发，相位微跃计在设计时必须解决以下关键问题：一是实现极小分辨率频率调控；二是低噪声信号处理技术。本文重点通过解决以上关键问题，实现了频率调整分辨率优于 1×10^{-19} 、相位调整分辨率优于 0.023 fs 、附加频率稳定度优于 $3 \times 10^{-14}/s$ 的高性能相位微跃计，通过了第三方计量机构计量检定，并已经在国内重要部门进行了实际典型应用，具备替代国外产品的能力。

表 1 AOG-110、HROG-10 和 VCH-317 主要性能指标

	AOG-110 (美国 Microsemi)	HROG-10 (美国 SDI)	VCH-317 (俄罗斯 Vremya-Ch)
频率稳定度	$3 \times 10^{-13}/\text{s}$	$9 \times 10^{-14}/\text{s}$	$8 \times 10^{-14}/\text{s}$
频率分辨率	1×10^{-19}	5×10^{-19}	1×10^{-18}
相位分辨率	1 ps	0.024 fs	1 ps
相位噪声	—	-124 dBc/Hz @ 1 Hz	-130 dBc/Hz @ 1 Hz
	-130 dBc/Hz @ 10 Hz	-134 dBc/Hz @ 10 Hz	-137 dBc/Hz @ 10Hz
	-150 dBc/Hz @ 100 Hz	-152 dBc/Hz @ 100 Hz	-155 dBc/Hz @ 100 Hz
	-158 dBc/Hz @ 1 kHz	-165 dBc/Hz @ 1 kHz	-160 dBc/Hz @ 1 kHz
	-160 dBc/Hz @ 10 kHz	-165 dBc/Hz @ 10 kHz	-160 dBc/Hz @ 10 kHz

1 基本原理

相位微跃计的核心是将内部晶体振荡器锁定于外部输入频率信号 f , 同时将精密调整量 Δf 施加于环路中, 产生调整后的时间和频率信号。经过调

整后的频率信号通过分频产生本地 1 PPS 信号, 外部 1 PPS 信号可将本地输出 1 PPS 进行初始同步, 通过调整频率信号的相位, 达到精密调整 1 PPS 相位的目的。本文设计的相位微跃计系统总体架构如图 2 所示。

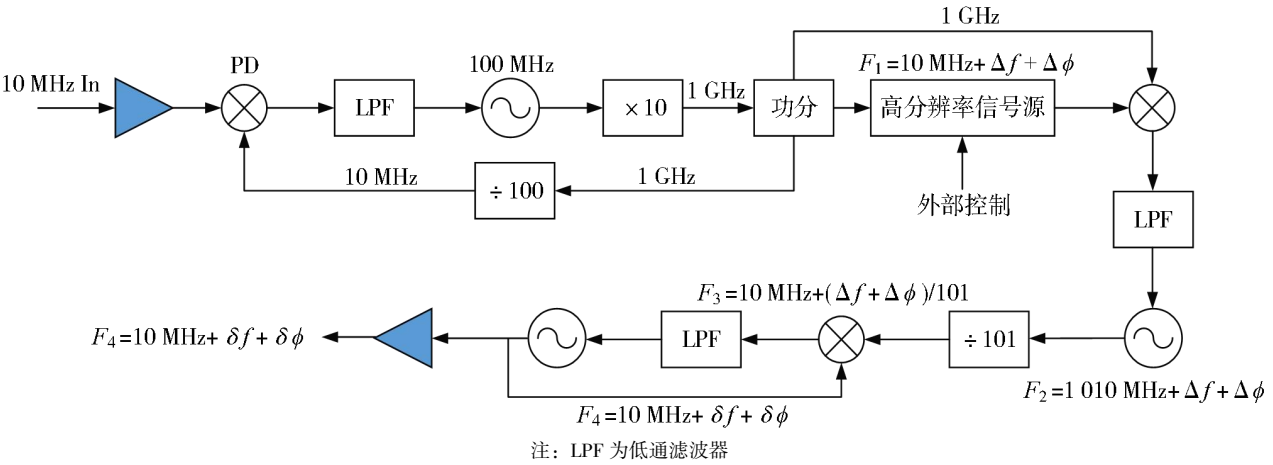


图 2 相位微跃计的系统架构框图

由于 5 MHz 晶振自身的稳定度较高, 以 AOG110 为代表的传统相位微跃计的输入输出信号多为 5 MHz。随着时间频率领域的发展, 10 MHz 频率信号的应用更为普遍, 因此, 本文设计的相位微跃计输入输出信号为 10 MHz, 若欲实现 5 MHz 输入输出, 仅需在前后端配置二倍频器和二分频器即可。相位微跃计的原理框图如图 2 所示, 其信号处理流程如下。

1.1 极小分辨力频率调控技术

首先, 将输入的 10 MHz 信号进行滤波、放大, 做好与输入信号的隔离, 防止驻波串扰。然后, 采

用低噪声 100 MHz 恒温压控晶振生成 100 MHz 的低噪声信号, 再将该 100 MHz 低噪声信号源再经过频率上转换, 转换为 1 000 MHz 的低噪声频率信号。该 1 000 MHz 信号分为 3 路, 第 1 路用于作为高分辨率信号源的频率参考信号, 通过 FPGA (field programmable gate array) 和高速数/模转换器 DAC (digital-to-analog converter) 生成频率、相位可控的 10 MHz 频率信号 F_1 :

$$F_1 = 10 \text{ MHz} + \Delta f + \Delta \varphi。$$
 (1)

利用高精度 DAC (分辨率 14 bit), 生成频率信号 F_1 的频率分辨率可以优于 1×10^{-17} (频率分辨率

由 FPGA 内部的数字频率综合生成), 相位分辨率可以优于 3 fs 量级, 范围可以实现 2π 的连续调节。

第 2 路 1 000 MHz 信号经过 100 分频后, 与输入的 10 MHz 信号混频、鉴相, 然后用于控制 100 MHz 恒温压控晶振, 实现 10、100 和 1 000 MHz 3 个信号的频率和相位锁定。

第 3 路 1 000 MHz 信号与高分辨率信号源生成的 10 MHz 信号混频, 经上混频后生成信号 F_2 :

$$F_2 = 1010 \text{ MHz} + \Delta f + \Delta \varphi. \quad (2)$$

接下来, 再将该 1 010 MHz 的 F_2 信号通过 101 分频下转换到信号 F_3 :

$$F_3 = 10 \text{ MHz} + (\Delta f + \Delta \varphi)/101. \quad (3)$$

最后, 将高相噪的 10 MHz 晶振信号 F_4 锁定至信号 F_3 , 提高输出信号的高频相位噪声:

$$F_4 = 10 \text{ MHz} + \delta f + \delta \varphi = F_3 = 10 \text{ MHz} + (\Delta f + \Delta \varphi)/101. \quad (4)$$

由于分频系数 101 的存在, 因此, 最终输出信号的相位和频率比高分频率信号源部分信号的频率分辨率和相位分辨率提高了 101 倍:

$$\begin{cases} \delta f = \Delta f / 101 \\ \delta \varphi = \Delta \varphi / 101 \end{cases}. \quad (5)$$

由于 DAC 生成频率信号的频率分辨率为 1×10^{-17} , 相位分辨率为 3 fs, 根据式 (5), 可知最终输出信号的频率和相位分辨率分别优于 1×10^{-19} 和 0.03 fs。

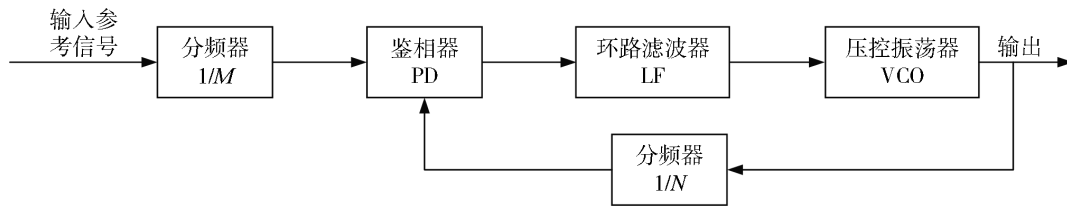


图 4 利用分频锁相实现倍频原理框图

在实际倍频器的设计中, 除了用于产生谐波的非线性器件, 还需要设计匹配网络、偏置控制、滤波网络等。倍频器的基本工作原理可以参考一个二端口非线性器件。此处, 忽略非线性器件的所有其他高阶效应, 将电压-电流转换方程表示为

$$i_0 = f(v_i). \quad (6)$$

式 (6) 中, i_0 为输出电流, v_i 为输入电压, f 为 i_0

1.2 低噪声信号处理技术

系统设计和研发过程中需要对系统框图中每一个关键环节都进行严格设计和测试, 任何一个环节的性能恶化都会影响整个系统的性能。因此, 在相位微跃计的设计过程中必须对信号的倍频、分频进行最优化的设计, 从而确保系统的整体性能。本产品在信号的倍频和分频过程中主要采用了以下设计:

1) 分频锁相实现倍频技术

倍频是通过非线性效应产生输入信号的高次谐波, 最后从产生的谐波中通过滤波、放大筛选出所要频率的过程。目前, 常用的倍频器件是阶跃二极管。由于倍频过程产生的谐波信号功率随倍频系数的大小成 $1/N^2$ 关系 (N 是分/倍频系数), 因此高次倍频时往往采用倍频器级联的方式实现。例如 10 倍频的可能实现方式如图 3 所示。

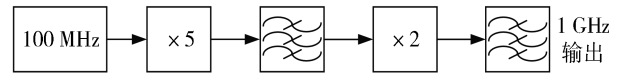


图 3 10 倍频示意图

图 4 为利用分频锁相环实现倍频的结构示意图, 在基本锁相环路的反馈通路中加入可变频分频器, 可以对输入信号进行倍频锁相。当环路锁定的时候, 鉴相器的两个输入信号的频率值及相位值相等, 改变分频器的值即可改变输出频率的值, 达到分频目的。

与 v_i 的变换函数。将式 (6) 泰勒展开, 可得:

$$i_0 = f(0) + f'(0)v_i + \frac{1}{2!}f''(0)v_i^2 + \frac{1}{3!}f'''(0)v_i^3 + \dots \quad (7)$$

式 (7) 中

$$v_i = A_i \cos \omega_i t. \quad (8)$$

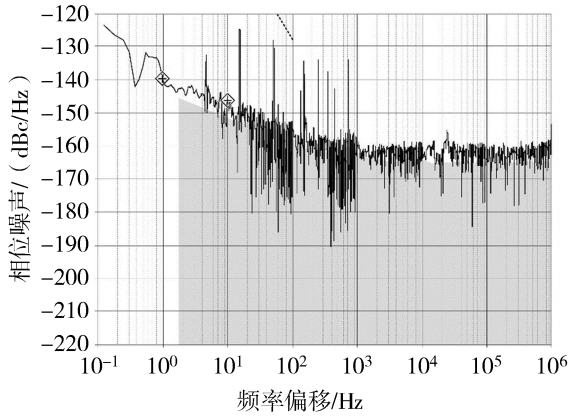
式 (8) 中, A_i 表示信号幅度, ω_i 表示角频率。合

并简化可得:

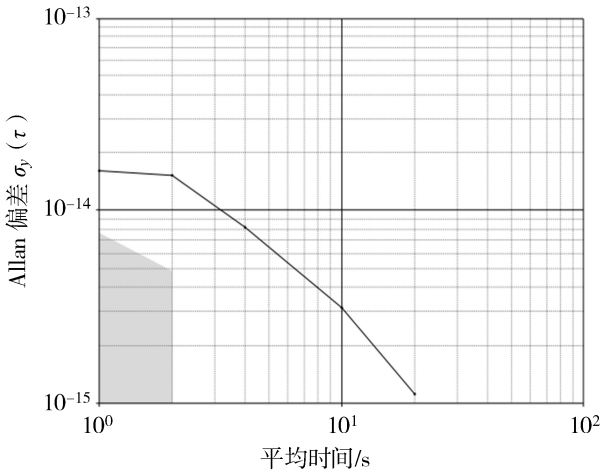
$$i_0 = \left[f(0) + \frac{1}{4} f''(0) A_i^2 \right] + \left[f'(0) A_i + \frac{1}{8} f'''(0) A_i^3 \right] \cos \omega_i t + \frac{1}{4} f''(0) A_i^2 \cos 2\omega_i t + \frac{1}{24} f'''(0) A_i^3 \cos 3\omega_i t + \dots \quad (9)$$

式(9)中: 第一项为直流分量, 第二项为输入频率分量, 除此之外, 输出电流信号中还含有从 2 倍频一直到高频的高次谐波分量。因此, 倍频器的设计中, 最主要任务是使希望获得的 n 次谐波最大(n 为预期的倍频次数), 并抑制其余谐波分量。

以输入 5 MHz 倍频到 10 MHz, 然后与 10 MHz 晶振的互锁过程为例, 本模块的测试噪声示于图 5。



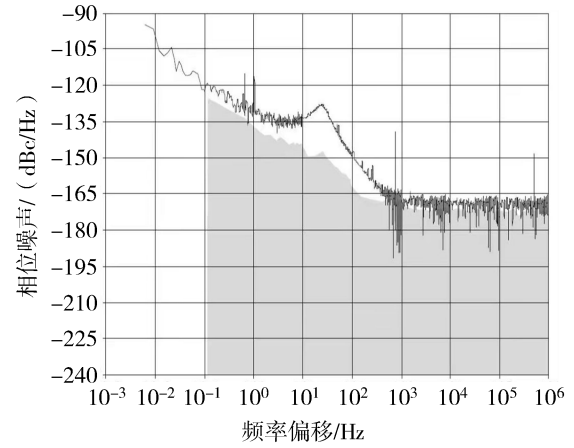
(a) 相位噪声曲线



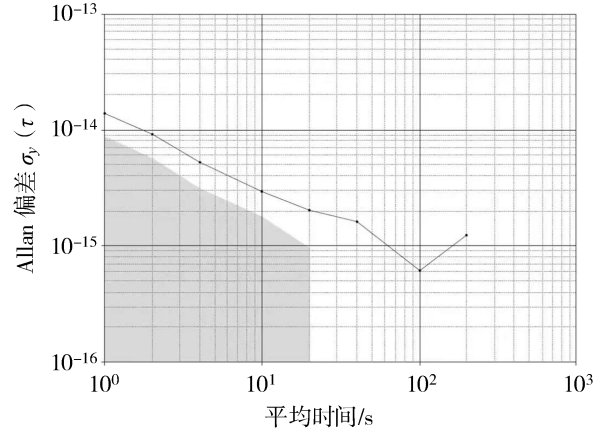
(b) 稳定度曲线

图 5 5 MHz 信号 2 倍频附加相位噪声曲线和稳定度曲线

以输入 10 MHz 倍频到 100 MHz, 然后与 100 MHz 晶振的互锁过程为例, 本模块的测试噪声示于图 6。



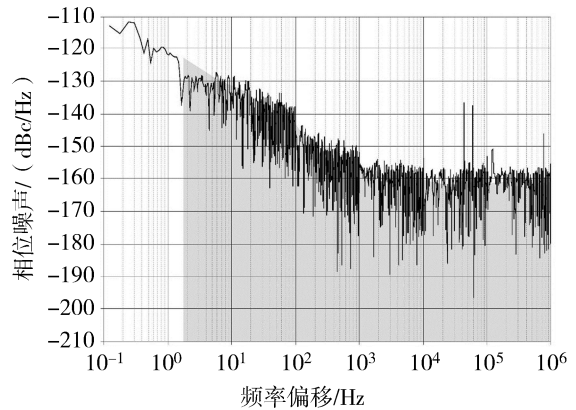
(a) 附加相噪



(b) 稳定度曲线

图 6 10 MHz 输入产生 100 MHz 低噪声倍频锁相信号附加相噪和稳定度曲线

利用将 100 MHz 晶振采用分频锁相的方案实现 10 MHz 到 100 MHz 的倍频, 1 Hz 的附加相位噪声可以达到 < -130 dBc/Hz, 附加稳定度恶化 $< 1.5 \times 10^{-14}$ s。与倍频方案相比, 虽然分频锁相方案短期稳定度的附加恶化较多, 但是由于其温度敏感性低, 因此长期稳定性更高, 系统低频信号的倍频实际上采用了此种方案。图 7 为附加相噪和稳定度曲线。



(a) 相位噪声曲线

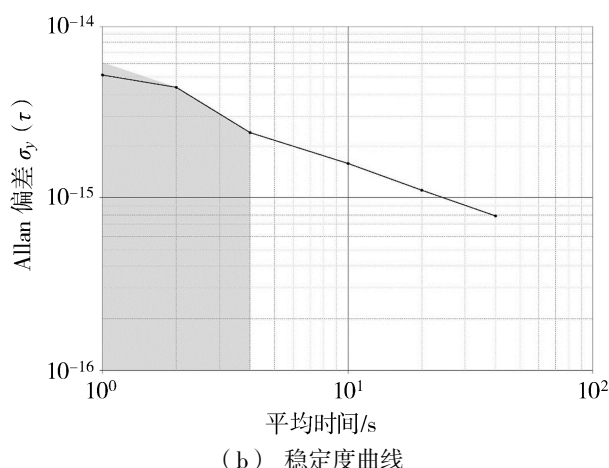


图 7 100 MHz 输入产生 1 000 MHz 低噪声倍频锁相信号的附加相噪和稳定度曲线

虽然倍频器近端噪声非常低,但是经过测试发现低频信号倍频过程中由于相位匹配和阶跃二极管的温度敏感特性,导致低频信号倍频后长期稳定度会受到严重影响,其稳定度特性约在 10^{-15} 的量级,这对常规应用没有影响,但是对于频率稳定度高达 10^{-15} 、 10^{-16} 量级的原子钟而言,这样的稳定度恶化无法接受。因此,尽管本系统中倍频器的近端附加相位噪声已经可以达到 -140 dBc/Hz 的水平,

近端附加稳定度恶化为 10^{-15} 的量级,但是由于其温度敏感导致长期稳定性较差,在室温环境下长期处于 10^{-15} 的量级。于是,本项目实施过程中,系统内部低频信号的倍频实际采用的是以高频信号作为本振,将其高频输出信号经数字分频后,再利用锁相环与低频参考锁定的方案,这样可以降低设备的温度敏感性。

2) 再生分频技术方案

随着频率源向高频方向发展,低噪声分频越来越重要。特别是高灵敏度测试仪器低噪声本振源的设计中,分频噪声是输出噪声中较大的构成部分。再生分频器是分频器中的一种,适用于低相位噪声频率合成。与其他模拟和数字分频器配置相比,这种类型的分频器可以获得更低的加性相位噪声。利用再生分频设计的二分频器的加性噪声本底能够达到 -178 dBc/Hz ($@ 10$ MHz),这是数字分频器远远达不到的。

为了实现固定频率合成模块输出低相噪的点频信号,本方案利用再生分频技术设计了二分频器和五分频器。二分频电路原理如图 8 所示。

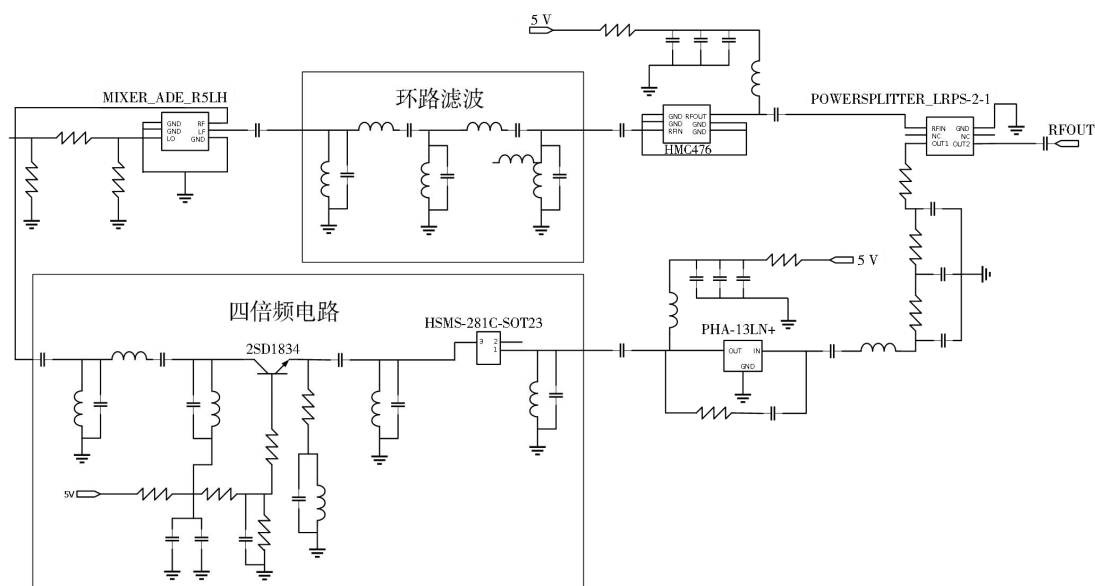


图 8 二分频电路原理图

为了测试该二分频的相噪特性,将功率为 10 dBm 的 100 MHz 低相噪信号接入二分频器输入端,输出端接是德科技的信号分析仪 E5052B,将仪器的分析频偏设置为 10 Hz~ 1 MHz,相关次数设为 10 次。先后测试 100 MHz、 50 MHz 信号的相噪曲线,测试

结果如图 9 的相噪曲线所示。由测试结果,我们可知 100 MHz 原信号在频偏 10 Hz、 100 Hz 和 1 kHz 处的相噪分别为 -106 、 -135 和 -157 dBc/Hz。在几百 Hz 内,两条曲线相差约 6 dB,这和二分频相噪恶化的理论值一致。在几百 kHz 处,两条曲线有了交

点, 出现了 50 MHz 的噪底等于 100 MHz 信号。这是由分频器自身特性决定的。分频器中的混频器和放大器均非理想器件, 给环路引入了很多噪声, 该噪声包括了相位白噪声和闪烁相位噪声。该二分频器与集成的数字二分频器相比, 它的相位噪声性能具有明显的优势。后者输出信号的噪底一般为 -160 dBc/Hz, 这类器件厂商给出的相噪值多为加性相噪, 绝对相噪低于该值。本文设计的二分频器输出信号的噪底已达到了 -173 dBc/Hz, 优化了近 13 dB。

五分频电路原理示于图 10。

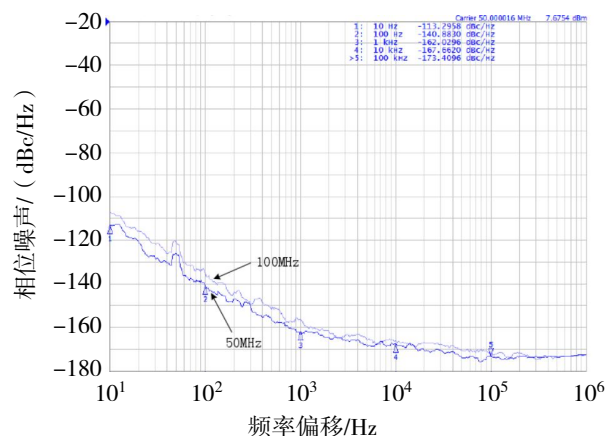


图 9 100 MHz 及其二分频后 50 MHz 的相噪曲线

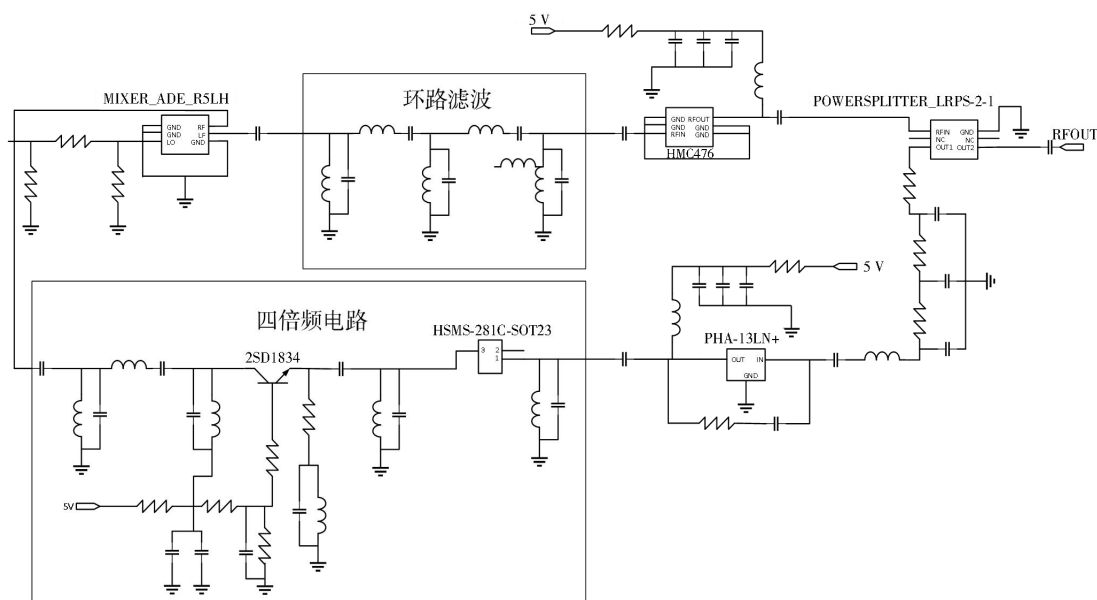


图 10 五分频电路原理图

为了测试该五分频器相噪特性, 本文将 10 dBm 的 80 MHz 信号通入分频器, 测得的相噪曲线如图 11 所示。

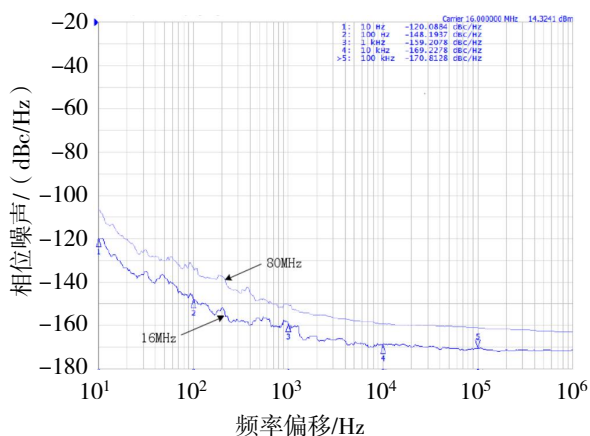


图 11 80 MHz 及其五分频后 16 MHz 的相噪曲线

输入信号的相噪在频偏 10 Hz、100 Hz 和 1 kHz 处的相噪分别为 -107 、 -134 和 -151 dBc/Hz。输出 16 MHz 信号在频偏 10 Hz、100 Hz 和 1 kHz 处的相噪分别为 -120 、 -148 和 -159 dBc/Hz。与二分频类似, 在几百 Hz 频谱内, 16 MHz 信号的相噪按照理论值 (约 -14 dB) 优化, 由于分频器自身噪声影响, 使得噪底约为 -171 dBc/Hz。当然该分频器的噪底已足够后级系统使用。

2 试验验证

根据上述原理, 本文设计了 1 台相位微跃计原理样机, 并对其频率调整功能、相位调整功能、附加相位噪声和附加稳定度分别进行了自测试。

由于相位、频率微跃的精度较高，目前还没有测试设备能够直接对频率偏差 10^{-19} 的指标进行测量，所以通过间接的方法，对其频率、相位调整分辨率进行测试。

2.1 频率调整分辨率测试

针对频率调整分辨率，其测试方法为：标准频率源输出至频率分配放大器，区分放大后一路作为比相仪的参考，如图 12 所示，一路作为相位微跃计的输入，相位微跃计作为被测设备，其频率输出信号作为比相仪的输入，其中，标准频率源采用 VCH-1003M Option L 型氢原子钟（秒稳优于 $7 \times 10^{-14}/\text{s}$ ，相位噪声优于 $-129 \text{ dBc/Hz @ } 1 \text{ Hz}$ ）。通过计算机软件，控制被测设备：以 0.01 s 的等时间间隔，持续的进行最小频率步进（ 1×10^{-19} ）的调节，连续调节 $150\,000\,000$ 次；计算机同时采集比相仪的测试数据（采样时间设置为 10 s ），通过 Stable32 分析软件，对测试数据进行拟合，计算频率调整分辨率。其测试曲线如图 13 和图 14 所示。

如图 14 所示，其频率调整分辨率为： $-9.999\,97 \times 10^{-17} \times 0.01/10 = -0.999\,997 \times 10^{-19}$ 。

综上，实测值与理论值相符，故相位微跃计的频率调整分辨率优于 1×10^{-19} 。

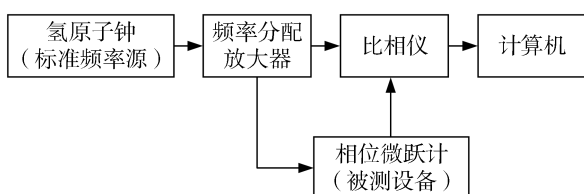


图 12 频率调整分辨率测试框图

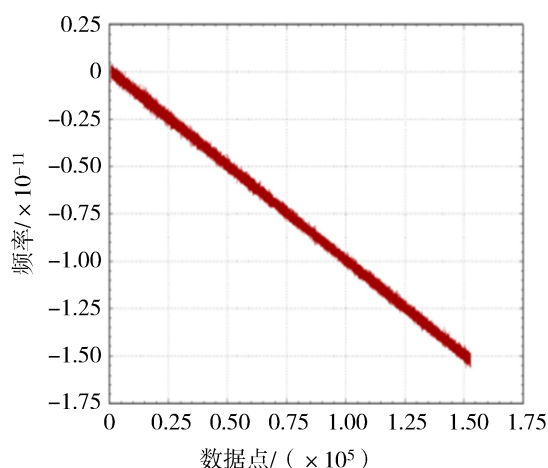


图 13 频率调整分辨率测试曲线

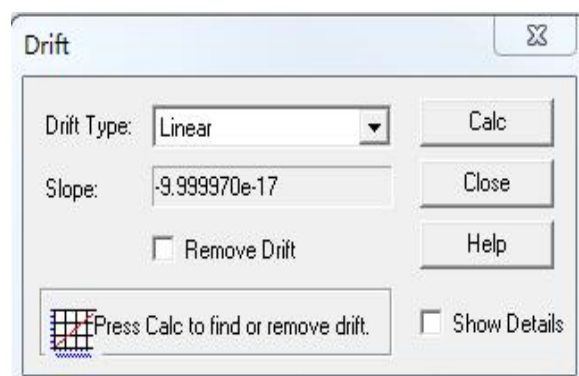


图 14 频率测试曲线拟合结果

2.2 相位调整分辨率测试

针对相位微跃分辨率，其测试方法为：标准频率源（氢原子钟）输出至频率分配放大器，区分放大后一路作为比相仪的参考，一路作为相位微跃计的输入，相位微跃计作为被测设备，其频率输出信号作为比相仪的输入；通过计算机软件，控制被测设备：以 0.1 s 的等时间间隔，持续的进行最小相位步进（ 0.023 fs ）的调节，连续调节 $5\,835\,100$ 次；计算机同时采集比相仪的测试数据（采样时间设置为 1 s ），通过 Stable32 分析软件，对测试数据进行线性拟合，计算相位调整分辨率。其测试曲线如图 15 和图 16 所示。

如图 16 所示，其相位调整分辨率为： $2.281\,416 \times 10^{-16} \times 0.1 = 2.281\,416 \times 10^{-17} \approx 0.023 \text{ fs}$ 。

综上，实测值与理论值相符，故相位微跃计的相位调整分辨率优于 0.03 fs 。

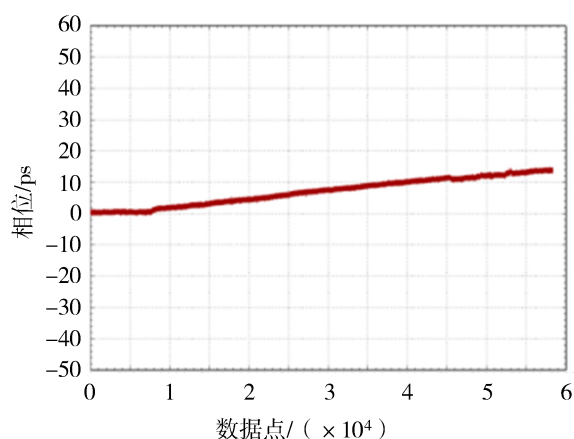


图 15 相位微跃分辨率测试曲线



图 16 相位测试曲线拟合结果

2.3 附加频率稳定度和附加相位噪声测试

如图 17 所示, 标准频率源 1 路输出作为相位微跃计的输入, 1 路输出作为相噪仪的参考输入, 相位微跃计的 5/10 MHz 输出作为相噪仪的被测信号。其中, 标准频率源采用 VCH-1003M Option L 型氢原子钟 (秒稳优于 $7 \times 10^{-14}/s$, 相位噪声优于 $-129 \text{ dBc/Hz} @ 1 \text{ Hz}$)。相位微跃计 10 MHz 输入 10 MHz 输出、10 MHz 输入 5 MHz 输出的附加频率稳定度实测和附加相位噪声实测如图 18 至图 21 所示。

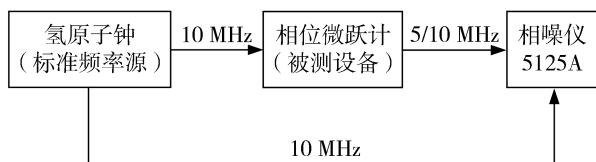


图 17 附加频率稳定度和附加相位噪声测试框图

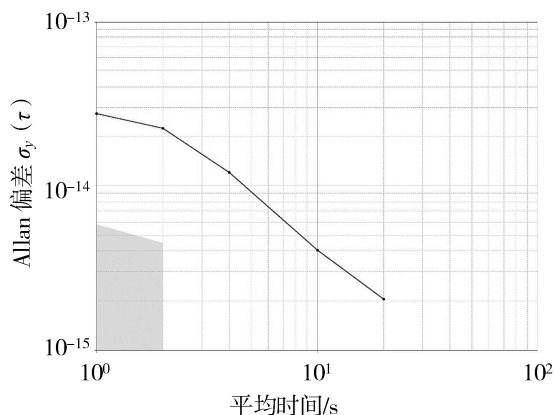


图 18 10 MHz 输入 10 MHz 输出的附加频率稳定度

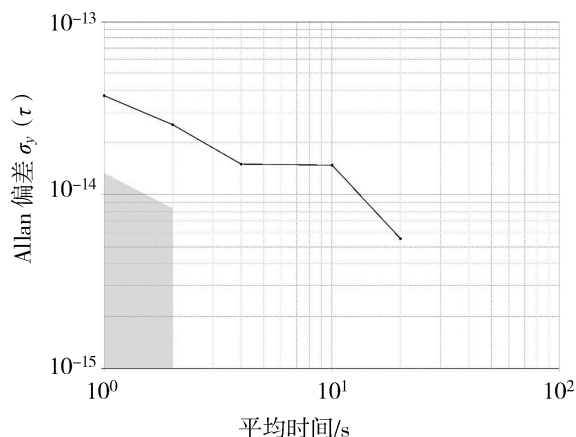


图 19 10 MHz 输入 5 MHz 输出的附加频率稳定度

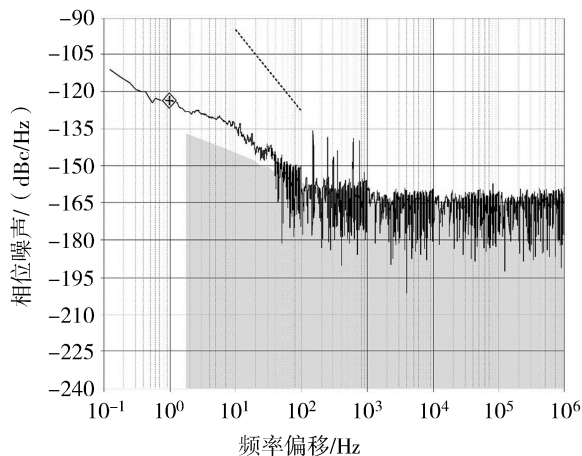


图 20 10 MHz 输入 10 MHz 输出的附加相位噪声

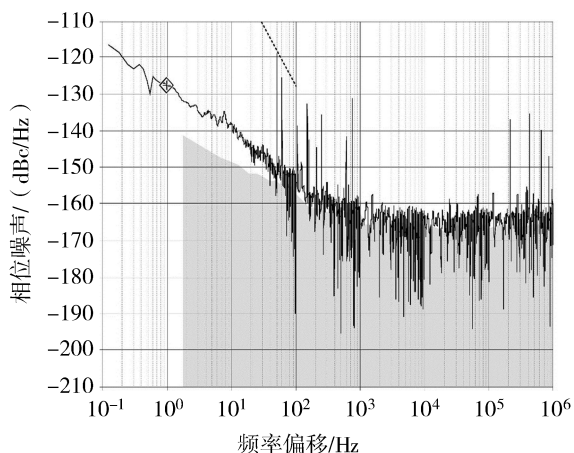


图 21 10 MHz 输入 5 MHz 输出的附加相位噪声

3 计量检定

在自测试完成后, 我们将该台相位微跃计原理样机送至中国计量科学研究院进行了计量检定, 检定结果如下所示, 计量检定结果^[9]与自测试值基本

一致。

表 2 附加频率稳定度 (10 MHz)

τ/s	$\sigma_y(\tau)$	不确定度 $U(k=2)$
1 s	2.4×10^{-14}	4×10^{-15}
10 s	0.6×10^{-14}	5×10^{-15}

表 3 附加相位噪声 (10 MHz)

f	测量值/dBc/Hz	不确定度
1 Hz	-125	$U = 2 \text{ dB}$ ($k = 2$)
10 Hz	-136	
100 Hz	-158	
1 kHz	-164	
10 kHz	-168	
100 kHz	-165	

4 总结

时间安全关乎国家安全, 相位微跃计是时间频率领域的重要设备。目前, 在国内很多场合相位微跃计大都使用的是国外进口设备。随着中美贸易冲突, AOG110 已经对我国禁售, 因此我们亟需研制自主可控的高性能相位微跃计。本文通过分析给出了限制相位微跃计性能提升的两个技术难题的解决方案, 成功研制了 1 台原理样机, 并通过了国家

认可的第三方计量机构的计量检定, 结果表明, 该台设备频率调整分辨率优于 1×10^{-19} 、相位调整分辨率优于 0.023 fs、频率稳定度优于 $3 \times 10^{-14}/s$, 具备替代国外同类产品的能力。

参考文献:

- [1] 杨元喜. 综合 PNT 体系及其关键技术[J]. 测绘学报, 2016, 45(5): 505-510.
- [2] 李孝辉, 杨旭海, 刘娅, 等. 时间频率信号的精密测量[M]. 北京: 科学出版社, 2010.
- [3] 郭海荣, 杨生, 何海波. 导航卫星原子钟频率漂移特性分析[J]. 全球定位系统, 2007, 32(6): 5-10.
- [4] 肖波, 樊多盛, 王文利, 等. 一种高精度相位微跃 1PPS 信号发生器的研制[J]. 时间频率学报, 2019, 42(4): 275-283.
- [5] 张明, 仲崇霞, 张升康, 等. 标准秒脉冲信号高精度相位微跃技术研究[J]. 宇航计测技术, 2011, 31(5): 15-19.
- [6] 李辉. 高精度时钟同步微步移相器的设计与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
- [7] 王超, 于航, 夏振华, 等. 一种原子钟与相位调整装置、频率和相位检测装置: 中国, CN105515583A[P]. 2016.
- [8] 金松, 安建平, 费元春. 基于 DDS 的高精度移相器的实现[J]. 北京理工大学学报, 1998, 18(3): 355-358.
- [9] 中国计量科学研究院. 相位微跃器校准证书[S]. 2021.