

何朝博, 滕云田, 胡星星. 2021. 光泵磁力仪频率信号高精度测定技术实现. 地震学报, 43(2): 245–254. doi: 10.11939/jass.20200091.

He Z B, Teng Y T, Hu X X. 2021. Realization of high-precision measurement technology for frequency signal of optically pumped magnetometer. *Acta Seismologica Sinica*, 43(2): 245–254. doi: 10.11939/jass.20200091.

# 光泵磁力仪频率信号高精度测定技术实现<sup>\*</sup>

何朝博 滕云田<sup>†</sup> 胡星星

(中国北京 100081 中国地震局地球物理研究所)

**摘要** 针对井下弱磁观测环境狭小, 测量精度要求高, 但方便实时上传数据, 可实现自动测量等特点, 设计并制作了一种适用于井下绝对观测的氦光泵磁力仪单片机的频率计。频率计基于 Cortex-M3 内核的 ARM 芯片, 通过定时器的外部时钟模式进行定时计数, 在中断函数中进行计算, 得到信号频率。多次实验后, 为进一步提高测量精度, 使用 32 MHz 有源温补晶振为芯片提供主频信号, 提高了主频精度, 减少程序对 CPU 的资源占用率。实验结果表明: 频率计精度较高, 满足项目需求。系统误差稳定, 在 840.70 kHz—1.96 MHz 的弱磁测量范围内, 误差均为 1 Hz, 易结合误差原因通过软件补偿实现高精度测量。

**关键词** 井下地磁观测 光泵磁力仪 单片机 频率测量 系统误差

**doi:** 10.11939/jass.20200091    **中图分类号:** P318.6    **文献标识码:** A

## Realization of high-precision measurement technology for frequency signal of optically pumped magnetometer

He Zhaobo Teng Yuntian<sup>†</sup> Hu Xingxing

(Institute of Geophysics, China Earthquake Administration, Beijing 100081, China)

**Abstract:** We designed and made a kind of microcontrollers frequency meter for borehole geomagnetic absolute observation by helium optically pumped magnetometer, which is suitable for the narrow space, high measurement accuracy, an easy access to upload data and automatic measurement. This frequency meter is based on ARM Cortex-M3 microcontroller, using timers' external clock mode to count and calculate the frequency result in the interrupt service function. After many experiments, in order to further improve the measurement accuracy, the 32 MHz active temperature-compensated crystal oscillator is used to provide the main frequency signal for the chip, which improves the main frequency accuracy and reduces the code's resource occupation rate of the CPU. The results show that the frequency meter has enough high precision that can meet the project requirements. The system error is stable, and the system error is 1 Hz in the range of 840.70 kHz to 1.96 MHz. Considering the specific reason for this error, we can easily compensate it by software codes and then realize a high-precision measurement.

\* 基金项目 中国地震局地球物理研究所基本科研业务费专项(DQJB19B22)资助。

收稿日期 2020-06-01 收到初稿, 2020-09-01 决定采用修改稿。

† 通信作者 e-mail: tengyt@cea-igp.ac.cn



**Key words:** borehole geomagnetic observation; optically pumped magnetometer; microcontrollers; frequency measurement; system error

## 引言

地磁场是地球最重要、最基本的物理场之一，包含丰富的地球物理信息([Němec et al, 2008](#))。当前地磁场观测台站建设成本高、占地面积大，且由于城市扩张，高铁、地铁发展迅速以及基础建设需求较多，许多现有台站面临着严重且难以辨析的观测噪声干扰。台站仪器可能遭受雷击无法获得数据([姚体义等, 2016](#))。与地面观测相比，井下温度波动较小、能滤除大部分地表干扰、观测精度可提高1—2个数量级([徐纪人, 赵志新, 2009](#))，选址方便，背景噪声辨析度高([胡星星等, 2011](#))，此外还具有观测投入成本比建设地面观测台站要小得多以及几乎不占用地表土地面积等优点。因而，井下地磁观测系统逐渐成为国际上的先进观测方式([任烨等, 2012](#))。

光泵磁力仪常被用作井下地磁观测的绝对测量。本文涉及的是一种分辨率为0.2 nT的跟踪式氦光泵磁力仪([胡睿帆, 2017](#))。在光泵浦和磁共振的共同作用下([McGregor, 1987; Chéron et al, 1996; Gilles et al, 2001](#))，射频场的频率与待测磁场间构建了线性关系，从而可以通过测定射频场频率得到待测磁场的强度([张振宇等, 2011a, b](#))，在信号电路中通过捕捉基波和二次谐波的峰值进行频率的快速定位([张振宇等, 2011c, d](#))。本文所用到的氦光泵磁力仪的测频公式([胡睿帆, 2017](#))为

$$f = B_0 \frac{\gamma_s}{2\pi} = 28.02 B_0, \quad (1)$$

式中： $\gamma_s$ 为氦原子的磁旋比率，是物理常数； $B_0$ 为待测磁场。考虑到地磁场范围介于 $3 \times 10^4$ — $7 \times 10^4$  nT，根据式(1)，则射频场频率介于840.70 kHz—1.96 MHz，1 Hz的频率测量误差会导致0.036 nT的磁场测量误差，若磁力仪分辨率低于该测频误差一个量级，则认为频率测量精度较高。

频率测量有繁多的成熟技术。从硬件上划分，包含但不限于模拟电路测频、数字电路测频、数字信号处理结合现场可编程逻辑门阵列(digital signal process plus field programmable gate array，缩写为DSP+FPGA)测频、单片机(microcontroller，缩写为MCU)测频。井下光泵磁力仪的测频模块有以下三个必备的属性需求：一是体积小。井眼半径有限，信号处理电路不应过大，以光泵磁力仪探头大小为基准较为合适；二是对温度不敏感。井下温度范围宽，要求测频模块应在较大温度变化范围内始终能高精度测量；三是功耗小。井下环境窄小，井眼位置偏僻，从长期地磁观测或短期勘探勘察等方面考虑，为适应无法接入市电的地区，应减少整机功耗，提高电池续航能力，测频模块作为磁力仪的一部分，更应该尽可能减少功耗。传统的模拟或数字频率测量电路体积较大，且随着测量频率的提高，需要更多的外围电路以满足高精度测频要求，其中采用锁相环技术与直接数字频率合成(direct digital synthesis，缩写为DDS)技术的专业频率计均可以实现宽频带、高分辨率、高精度的频率测量，但体积和功耗较大；DSP+FPGA测频相比于单片机测频在同体积条件下，对光泵磁力仪频率信号范围内(840.70 kHz—1.96 MHz)的测量精度较低，且FPGA电路功能较为单一，而单片机频率计不仅测量精度高且能够以更小体积的电路实现更强大更灵活的控制性能。鉴于此，基于单片机的频率测量是满足条件的较优解决方案。

本文使用 MCU 定时器外部时钟模式计数测频, 体积小、功耗低。在 840.70 kHz—1.96 MHz 范围内, 频率精度较高, 误差稳定在 -1 Hz, 折算至地磁场, 误差为 -0.036 nT。此误差来源于 MCU 调用中断服务函数(interrupt service routines, 缩写为 ISR)的时长大于待测信号 1 个周期, 在上述频段范围内是稳定的 -1 Hz 误差, 易通过软件进行补偿。

## 1 单片机频率测量的实现方法

许军(1998)对直接测频法、测周法、变闸门测频法、细分测频法的频率误差及适用情况进行了分析, 指出直接测频法适用于对频率较高信号的测量。马献果和焦阳(2004)给出了测周法和测频法的频率分界点的计算方法, 即

$$f_c = \sqrt{\frac{f_s}{T_G}}, \quad (2)$$

式中,  $f_c$  为频率分界点,  $f_s$  为标频信号频率,  $T_G$  为闸门时间。对于给定的标频信号  $f_s$  和闸门时间  $T_G$ , 总存在一个频率分界点  $f_c$ , 当待测频率小于频率分界点  $f_c$  时, 适合使用测周法, 当待测频率大于频率分界点  $f_c$  时, 适合使用直接测频法。

光泵磁力仪的基波标频信号是 1 MHz 左右, 我们取标频信号  $f_s=1$  MHz, 闸门时间  $T_G=1$  s, 从而频率分界点  $f_c=1$  kHz, 而待测频率范围为 840.70 kHz—1.96 MHz, 所以选择直接测频法。

如引言所说, 考虑到项目中使用的光泵磁力仪需要小型化设计, 且需要能够在井下无人操作且温度未知的环境中进行持续可靠的高精度测量, 频率测量及数据处理设备不应较大, 故排除大型频率计及传统的模拟电路和数字电路。同时考虑到 DSP+FPGA 对高频信号测频误差较大, 故选择使用单片机直接测频。

单片机利用定时器实现直接测频有多种方式: 输入输出(input-output, 缩写为 IO)接口外部中断服务函数直接计数测频; 定时器输入捕获模式测频; 定时器外部时钟模式计数测频。

### 1.1 IO 口外部中断服务函数计数测频

单片机定时器 1 进行 1 s 定时, 待测信号在芯片 IO 口处的每一次跳变产生一次中断, 定时器 2 对每一次产生的中断计数。单位时间内的中断次数就是待测信号的频率。使用这种方法测量的低频信号精度很高。但 IO 口外部中断服务函数计数测频占用 CPU 资源很大, 并且中断函数调用与运算有一定耗时, 对于频率较高的信号会产生漏计, 从而产生较大误差。本文待测信号的频率范围是 840.70 kHz—1.96 MHz, 远高于这种方法的适用范围, 不适合使用 IO 外部中断服务函数计数测频。

### 1.2 定时器输入捕获模式频率测量

图 1 给出了定时器的输入捕获模式。从图中可以看出, 定时器用作计数器, 待测信号  $f_{\text{test}}$  频率较低, 定时器计数器频率  $f_{\text{TIM}}$  较高, 为已知的设置值。在待测信号的两次上升沿处记录定时器的计数器(time's counter, 缩写为 CNT)寄存器的值, 两次计数器的差值为  $\Delta \text{CNT}$ , 从而, 待测频率为  $f_{\text{test}}=f_{\text{TIM}}/\Delta \text{CNT}$ 。输入捕获模式对中低频信号的频率测量比较准确, 此时定时器时钟频率比待测信号大很多,

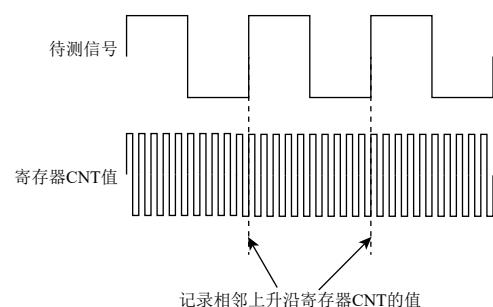


图 1 输入捕获模式测频

Fig. 1 Input capture mode measurement

$\Delta CNT$  的土1误差影响很小。当待测信号频率较高时,  $\Delta CNT$  的土1误差的影响很大, 导致最终测量误差增大, 对于 100 kHz 及以上频率的待测信号, 最终测量误差较大。

### 1.3 定时器外部时钟模式计数测频

基于 Cortex-M3 内核的 STM32F103ZET6 芯片的通用定时器可以使用外部信号作为时钟信号。因此, 把待测信号作为定时器的时钟信号, 使定时器工作在计数器模式, 就可以进行频率测量。与 IO 外部中断服务函数计数相比, 省去了大量的函数调用与计算时间, 减少芯片的资源占用; 与输入捕获模式相比, 高频段土1误差影响较小。因而在 840.70 kHz—1.96 MHz 频率范围内, 这种方法精度很高。



图 2 频率计框图

Fig. 2 Frequency meter block diagram

用一组定时器作为定时模块, 定时 1 s 时间闸门。用另一组定时器作为计数模块, 使用外部时钟模式对待测信号进行计数。单位时间的计数值就是频率。如图 2 所示, 计数模块不断对信号源进行计数, 同时计数模块在一定程度上受到定时模块的控制与调用。定时模块在每个时间闸门结束时给计数模块一个信号, 这个信号首先读取并存储此时计数模块的计数值, 然后使计数模块的定时器清零, 从而开始下一次测量。读取、存储、清零这一系列工作在定时模块的中断服务函数中进行, 并在这之后进行频率计算和打印输出。

本文的频率计使用高级精简指令计算机进行设计, 满足了小型化的需要并为无人自动测量与数据传输作准备, 且从后续测试结果可以看出, 在 840.70 kHz—1.96 MHz 频率附近, 频率计的精度较高。

单片机主频的稳定性对于处理器计算速度与精度非常重要, 而影响主频晶振稳定性的主要原因是温度(孙敏等, 2013)。本文设计的单片机频率计使用有源温补晶振(temperature compensated oscillator, 缩写为 TCXO)为处理器芯片提供更加稳定的主频。实际电路中对 32 MHz 的有源温补晶振进行四分频后供给芯片, 从而满足主频 8 MHz 的需求。该晶振在常温 25 ℃ 下的频差最大值是  $\pm 1 \times 10^{-7}$ , 在 -40—95 ℃ 范围内的最大频差为  $\pm 1 \times 10^{-6}$ , 性能优秀, 满足要求。

图 3 的光泵磁力仪流程图中给出了处于闭环反馈回路中的射频场发生器的工作流程, 该

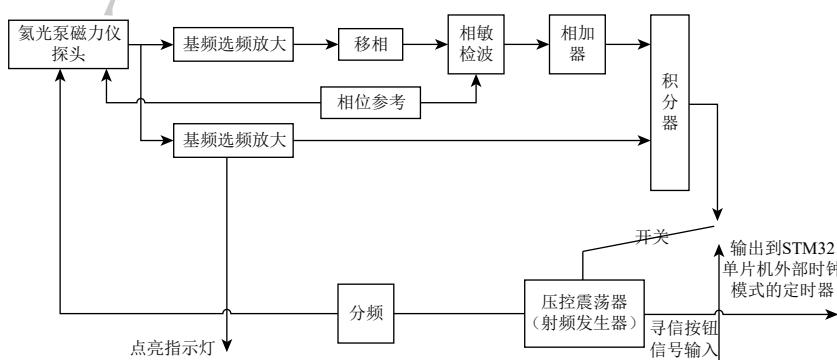


图 3 光泵磁力仪流程图

Fig. 3 Optically pumped magnetometer flow chart

发生器的工作频率可根据地磁场日变化不断调整, 主要工作频段在 840.70 kHz—1.96 MHz(对应地磁场范围为 30 000—70 000 nT)。单片机需要测量的频率就是射频场发生器发出的频率。

## 2 频率计的两种实现方法

### 2.1 二定时器法

二定时器法是指一个定时器完成计数功能, 另一个定时器完成定时功能。

二定时器法框图(图 4)显示, 定时器 TIM2 处于定时器模式, 用于产生 1 s 的时间闸门, 定时器 TIM3 处于计数模式, 用于对待测信号进行计数。两个定时器的主要配置参数列于表 1。

TIM3 处于外部时钟模式, 对待测信号不断计数, 在 TIM3 中断服务函数中设置变量  $T_{3ova}$  保存 1 s 内的溢出次数; TIM2 进行 1 200 预分频, 则 TIM2 计数 60 000 次时产生 1 s 闸门信号(闸门信号频率为 60 kHz); TIM3 接收到 1 s 闸门信号, 将此刻计数值  $T_{3c}$  和溢出值  $T_{3ova}$  发送给 TIM2 中断服务函数, TIM2 中断服务函数计算待测频率并输出, 频率计算公式为

$$f = 65\ 536 T_{3ova} + T_{3c} \quad (3)$$

### 2.2 四定时器法

四定时器法是指对于计数模块与定时模块分别使用两个定时器完成对应功能。

四定时器法框图(图 5)显示, 高级定时器 TIM8 和通用定时器 TIM2 处于定时器模式, 构成定时模块, 用于产生 1 s 的时间闸门, 通用定时器 TIM3 和 TIM4 处于计数器模式, 构成计数模块。

定时模块设定为主从同步模式(external1 模式), TIM8 处于主模式, TIM8 不断计数, 其 ARR 寄存器重载时产生更新中断, 使 TIM2 计数器自增 1。计数模块也设定为主从同步模式(external1 模式), 即主定时器的更新中断作为从定时器的时钟信号。

TIM3 处于主模式, 在外部时钟模式下对待测信号不断计数, ARR 寄存器重载时产生更新中断, 使 TIM4 计数器自增 1。四个定时器的主要配置参数列于表 2。

表 1 二定时器法主要配置参数

Table 1 Main configuration parameters of two timers method

寄存器名称	TIM3	TIM2
TIMx_ARR	65 536-1	60 000-1
TIMx_PSC	0	1 200-1

表 2 四定时器法主要配置参数

Table 2 Main configuration parameters of four timers method

寄存器名称	TIM3	TIM4	TIM8	TIM2
TIMx_ARR	65 536-1	65 536-1	50 000-1	20-1
TIMx_PSC	0	0	72-1	0

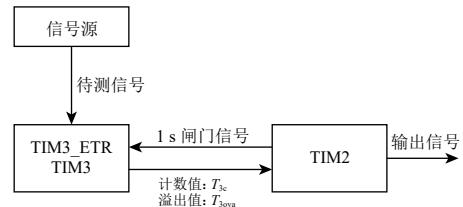


图 4 二定时器法框图

Fig. 4 Block diagram of two timers method

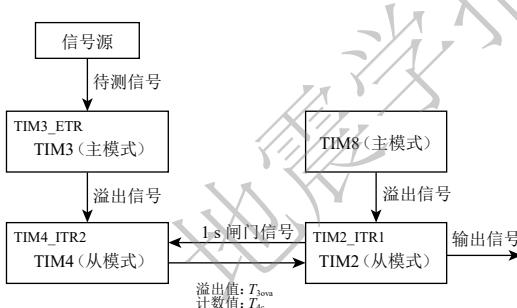


图 5 四定时器法框图

Fig. 5 Block diagram of four timers method

可以看出, 定时模块相当于给出了一个 1 MHz 的闸门时间信号( $50\ 000 \times 20\ Hz$ ), 这个频率与待测信号相近, 远高于二定时器法(60 kHz). 这减少了定时模块的中断更新次数, 增加了 1 s 定时的精度. 定时模块最终通过 TIM2 给计数模块一个闸门时间信号, 接受到这个信号后, 计数模块把计数值  $T_{4c}$  和溢出值  $T_{3ova}$  回传给 TIM2. 在 TIM2 中断服务函数中记录用于计算的计数值和溢出值, 并重置 TIM3 和 TIM4 的计数器, 准备再次测量计数. 计算结果在 TIM2 的中断服务函数中打印输出. 测量结果由式(4)确定, 即

$$f = 65\ 536T_{4c} + T_{3ova}. \quad (4)$$

### 3 实验

#### 3.1 系统误差实验

针对第二部分的两种实现方法, 进行系统误差实验分析. 使用同源测试来测试频率模块精度. 待测信号由为芯片提供主频的 TCXO 分频提供. 同源测试能够排除由于晶振自身不准确所带来的误差, 从而确定来自系统本身或是程序本身的系统误差.

特别地, 本文表格中的绝对误差是指测量频率与输入频率差值的绝对值, 单位是 Hz. 相对误差为绝对误差除以输入值, 是一个无量纲的小数. 实验结果列于表 3.

表 3 同源实验结果

Table 3 Experiment result using the same signal source

输入信号/kHz	二定时器法			四定时器法		
	测量值/Hz	绝对误差/Hz	相对误差	测量值/Hz	绝对误差/Hz	相对误差
62.5	62 500	0	0	62 500	0	0
250	250 000	0	0	25 0000	0	0
500	499 999	1.0	$2.0 \times 10^{-6}$	500 000	1.0	$2.0 \times 10^{-6}$
1 000	999 997	3.0	$3.0 \times 10^{-6}$	999 999	1.0	$1.0 \times 10^{-6}$
2 000	1 999 993	7.0	$3.5 \times 10^{-6}$	1 999 999	1.0	$5.0 \times 10^{-7}$

#### 3.2 应用测试实验及不同频率计的实验结果比较

实际应用中, 无法保证信号源与主频信号同步, 多为异源测试. 应用测试实验均使用四定时器法. 例如使用异源有源温补晶振作为信号源, 模拟实际测量. 实验结果列于表 4. 或以高精度信号发生器作为信号源, 为确保结果的准确性, 并确定稳定的系统误差范围, 使用频率精度为  $\pm 1 \times 10^{-6}$  的 UNI-T 公司的 UTG2062A 高精度信号发生器作为异源信号源进行测试. 实验结果列于表 5. 张前毅(2007)介绍了使用大规模可编程逻辑器件(complex programming logic device, 缩写为 CPLD)和高性能单片机制作的超高精度微波频率计, 其部分实验结

表 4 独立有源温补晶振作为信号源时的实验结果

Table 4 Experiment results using independent active TCXO as signal source

输入信号/kHz	实际测量值/Hz	绝对误差/Hz	相对误差
1 000	999 999	1	$1.0 \times 10^{-6}$
	100 000	0	0
2 000	1 999 999	1	$5.0 \times 10^{-7}$
3 000	2 999 998	1	$3.3 \times 10^{-7}$
	2 999 999	2	$6.7 \times 10^{-7}$

表 5 高精度信号发生器作为信号源时的实验结果

Table 5 Experiment results using high-precision signal generator as signal source

输入信号/kHz	四定时器法测量/Hz	绝对误差/Hz	相对误差	输入信号/kHz	四定时器法测量/Hz	绝对误差/Hz	相对误差
500	500 000	0	0	2 200	2 199 999	1.0	$4.5 \times 10^{-7}$
600	599 999	1.0	$1.7 \times 10^{-6}$	2 300	2 299 999	1.0	$4.3 \times 10^{-7}$
700	699 999	1.0	$1.4 \times 10^{-6}$	2 400	2 399 999	1.0	$4.2 \times 10^{-7}$
800	799 999	1.0	$1.3 \times 10^{-6}$	2 500	2 499 999	1.0	$4.0 \times 10^{-7}$
900	899 999	1.0	$1.1 \times 10^{-6}$	2 600	2 599 999	1.0	$3.8 \times 10^{-7}$
1 000	999 999	1.0	$1.0 \times 10^{-6}$	2 700	2 699 999	1.0	$3.7 \times 10^{-7}$
1 500	1 499 999	1.0	$6.7 \times 10^{-7}$	2 800	2 799 999	1.0	$3.6 \times 10^{-7}$
2 000	1 999 999	1.0	$5.0 \times 10^{-7}$	2 900	2 899 999	1.0	$3.4 \times 10^{-7}$
2 100	2 099 999	1.0	$4.7 \times 10^{-7}$	3 000	2 999 999	1.0	$3.3 \times 10^{-7}$

表 6 微波频率计超高频段测量的实验结果

Table 6 Experiment results of microwave frequency meter in ultra-high frequency measurement

表 7 CPLD 频率计中频测量的实验结果

Table 7 Experiment results of frequency memter of CPLD in intermediate frequency measurement

输入频率/Hz	实测频率/Hz	绝对误差/Hz	相对误差	输入频率/Hz	实测频率/Hz	绝对误差/Hz	相对误差
5 000 000 000	5 000 000 373.12	373.12	$7.5 \times 10^{-8}$	56 000.000	56 000.00	0	0
5 100 000 000	5 100 000 326.17	326.17	$6.4 \times 10^{-8}$	104 523.687	104 522.00	1.687	$1.6 \times 10^{-5}$
5 270 000 000	5 269 999 878.63	121.37	$2.3 \times 10^{-8}$	504 258.741	504 252.03	6.711	$1.3 \times 10^{-5}$
5 520 000 000	5 520 000 061.08	61.08	$1.1 \times 10^{-8}$	774 519.638	774 508.00	11.638	$1.5 \times 10^{-5}$
5 603 000 000	5 603 000 047.03	47.03	$8.4 \times 10^{-9}$	1 000 000.000	999 986.00	14.000	$1.4 \times 10^{-5}$

果列于表 6; 王永超(2012)介绍了一种基于 CPLD 的定闸门频率计, 部分实验结果列于表 7; 谢尚豪等(2018)介绍了一种基于 FPGA 的中低频频率计, 实验结果列于表 8.

### 3.3 与其它频率计的比较

通过对比, 可以看到, 尽管微波频率计在超高频段(5 GHz)有很高的精度, 但微

波频率计不适用于光泵磁力仪测量磁共振频率. 这是因为式(1)决定了光泵磁力仪信号频率范围是 840.70 kHz—1.96 MHz. 基于 FPGA 或 CPLD 的频率计在 1.5 MHz—3 MHz 的绝对误差都超过了 14 Hz, 相对误差的数量级在  $10^{-5}$ . 另外, 由于测频电路主体是相对传统的模拟电路, 这类频率计的体积相对较大. 在光泵磁力仪所需要的频率范围 840.70 kHz—1.96 MHz 内, 本文设计的单片机频率模块, 测量误差均在  $10^{-6}$  之下, 同时实现了较高的精度和较小的体积(长、宽均为 5 cm). 从测量精度、电路尺寸、功耗等角度来看, 单片机频率模块都有很大优势.

## 4 误差分析及系统误差校正

### 4.1 中断服务函数带来的系统误差

系统误差实验结果表明, 四定时器法能够有效地提高测频精度, 但仍在 500 kHz—3 MHz 频段内有 1 Hz 的测量误差. 考虑到同源实验中主频与待测信号同步, 理论上不应存在误差. 故认为这部分误差来自测量系统本身, 属于仪器的系统误差.

表 8 FPGA 频率计中低频段测量的实验结果

Table 8 Experimental results of FPGA frequency memter in low frequency range measurement

输入频率/Hz	实测频率/Hz	绝对误差/Hz	相对误差
1 000	999	1.0	$1.0 \times 10^{-3}$
10 000	10 000	0	0
20 000	20 001	1.0	$5.0 \times 10^{-5}$
200 000	200 004	4.0	$2.0 \times 10^{-5}$

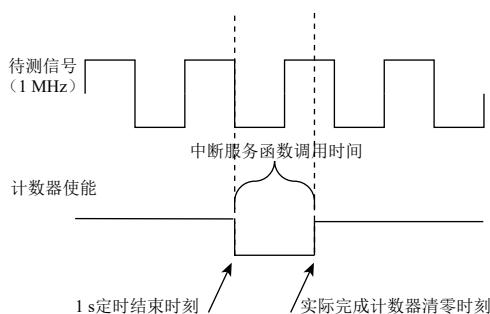


图 6 中断服务函数带来的系统误差

Fig. 6 System error caused by ISR

然, 更高频率的待测信号不会出现在光泵磁力仪频率信号范围内.

#### 4.2 直接测频法原理误差

直接测频法原理误差来自于闸门信号与待测信号不同步的 $\pm 1$ 量化误差 $\varepsilon_1$ 和闸门信号自身的标频误差 $\varepsilon_2$ (王永超, 2012). 两者在一次实际测量中所带来的相对误差分别可通过式(5)和式(6)计算得到, 即

$$\varepsilon_1 = \pm \frac{1}{T_G}, \quad (5)$$

$$\varepsilon_2 = \pm \frac{\Delta f_s}{f_s}, \quad (6)$$

式中:  $T_G$  为闸门时间, 本文中为 1 秒;  $f_s$  为标频信号频率, 本文采用 72 MHz 有源晶振分频后的 1 MHz 信号.

由式(1), 地磁场范围对应的磁共振频率为 840.70 kHz—1.96 MHz. 结合式(5),  $|\varepsilon_1| = 5.10 \times 10^{-7}—1.19 \times 10^{-6}$ . 标频信号的误差主要来自有源温补晶振的精度, 本文使用的 32 MHz 有源温补晶振在常温下( $-10^{\circ}\text{C}$ — $60^{\circ}\text{C}$ )精度可达 $\pm 0.5 \times 10^{-6}$ , 分频不影响晶振精度, 故  $|\varepsilon_2| = 5.0 \times 10^{-7}$ . 综上所述, 由直接测频法原理引入的相对误差的模值为  $|\varepsilon| = 5.10 \times 10^{-7}—1.19 \times 10^{-6}$ .

#### 4.3 可行的系统误差软件校正

如 4.1 所述, 在 500 kHz—3 MHz 频段内, 系统本身有 1 Hz 的漏计的测量误差. 考虑到地磁场在  $3 \times 10^4$ — $7 \times 10^4$  nT 范围内波动, 结合式(1), 光泵磁力仪的磁共振频率为 840.70 kHz—1.96 MHz. 考虑到以上两点, 实际应用中可对测量结果进行简单的软件校正以提高实际测量精度.

表 9 软件校正后以独立的有源温补晶振作为信号源

Table 9 Independent active TCXO as signal source with software calibration

输入信号/kHz	实际测量值/kHz	绝对误差/Hz	相对误差
1 000	1 000.000	0	0
2 000	2 000.000	0	0
3 000	2 999.999	0	0
	3 000.000	1.0	$3.3 \times 10^{-7}$

图 6 给出了 ISR 产生系统误差的过程. 由于定时模块结束时需调用 ISR 来完成读取计数模块计数值、计数模块清零、清除更新中断标志位、计算频率值等一系列指令时, 中断服务函数本身会占用时间, 从而导致高频待测信号在计数器清零过程中产生漏计. 这也解释了在频率低于 500 kHz 时, 同源实验没有测量误差, 在 500 kHz—3 MHz 范围内, 绝对误差是 1 Hz 的情况. 可以预见, 当待测信号频率更高时, 误差会逐渐增大. 当

在中断服务函数中, 若频率测量的范围在 500 kHz—3 MHz 内, 则在中断服务函数中对测量值 +1 后输出给函数返回值. 软件矫正后以独立的有源温补晶振作为信号源的实验结果列于表 9.

可以看出, 软件矫正后频率计在磁共振范围内, 即 840.70 kHz—1.96 MHz,

实现了零误差.

## 5 讨论与结论

井下氦光泵磁力仪的频率采集部分首先要满足高精度,其次是集成设备要足够小,功耗足够低,能够适用于井下工作环境.本文在比较了三种频率测量方法(传统模数电路、DSP+FPGA、单片机)的优劣势后,选择单片机电路设计并实现了频率测量模块.比较了三种单片机的测频方法的优劣势后,选择使用四定时器法的外部时钟模式计数测频.

本文设计的频率计体积小,精度高,系统误差小且稳定.通过简单的软件校正可以实现高精度中高频段的频率测量.

中断服务函数本身及其附带的指令所占用的时间会造成高频信号测量结果的定量误差.如若从硬件考虑来消除这一误差,可以考虑使用直接存储器访问(direct memory access,缩写为DMA)获得计数模块定时器的计数值,每次计算频率用到的计数值直接通过DMA控制器实现读取与传输,不通过CPU调用资源,提高CPU利用率,减少系统延迟与误差.

## 参 考 文 献

- 胡睿帆. 2017. 数字式氦光泵磁力仪的工程样机设计[D]. 长春: 吉林大学: 10–11.
- Hu R F. 2017. *Design of Engineering Prototype for Digital Helium Optically Pumped Magnetometer*[D]. Changchun: Jilin University: 10–11 (in Chinese).
- 胡星星, 滕云田, 张炼, 王晓美, 谢凡. 2011. 井下磁力计的研制[J]. 地球物理学进展, 26(5): 1849–1858.
- Hu X X, Teng Y T, Zhang L, Wang X M, Xie F. 2011. Design of borehole magnetometer[J]. *Progress in Geophysics*, 26(5): 1849–1858 (in Chinese).
- 马献果, 焦阳. 2004. 频率测量方法的改进[J]. 仪器仪表学报, 25(增刊): 120–121.
- Ma X G, Jiao Y. 2004. Improvement on traditional frequency measurement methods[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 25(S1): 120–121 (in Chinese).
- 任烨, 周华根, 刘佳敏, 尹继尧. 2012. 上海崇明长江农场深井综合地震观测系统地磁观测数据质量分析[J]. 地震研究, 35(3): 353–359.
- Ren Y, Zhou H G, Liu J M, Yin J Y. 2012. Quality analysis of geomagnetic observation data recorded by comprehensive seismic observation system in deep borehole on Changjiang farm in Shanghai[J]. *Journal of Seismological Research*, 35(3): 353–359 (in Chinese).
- 孙敏, 黎敏强, 陈中平, 王占奎. 2013. 一种宽温高精度温补晶振的研制[J]. 电子科技, 26(8): 90–92.
- Sun M, Li M Q, Chen Z P, Wang Z K. 2013. A high precision temperature compensated crystal oscillator in wide temperature range[J]. *Electronic Science and Technology*, 26(8): 90–92 (in Chinese).
- 王永超. 2012. 光泵磁力仪的频率采集系统的设计与实现[D]. 武汉: 武汉理工大学: 10–43.
- Wang Y C. 2012. *Optical Pumping Magnetometer Frequency Acquisition System Design and Implementation*[D]. Wuhan: Wuhan University of Technology: 10–43 (in Chinese).
- 谢尚豪, 张硕, 许波. 2018. 一种高精度频率测量电路设计[J]. 电子测量技术, 41(18): 115–121.
- Xie S H, Zhang S, Xu B. 2018. Design of high precision frequency measurement circuit[J]. *Electronic Measurement Technology*, 41(18): 115–121 (in Chinese).
- 许军. 1998. 以单片机为核心的测频系统测量误差[J]. 工业仪表与自动化装置, (5): 37–40.
- Xu J. 1998. Measurement error of frequency measurement system based on single chip microcomputer[J]. *Industrial Instrumentation & Automation*, (5): 37–40 (in Chinese).
- 徐纪人, 赵志新. 2009. 深井地球物理观测的最新进展与中国大陆科学钻探长期观测[J]. 地球物理学进展, 24(4): 1176–1182.

- Xu J R, Zhao Z X. 2009. Recent advance of borehole geophysical observation and Chinese continental scientific drilling long-term observatory at depth[J]. *Progress in Geophysics*, **24**(4): 1176–1182 (in Chinese).
- 姚体义, 滕云田, 杨冬梅, 姚远, 陈俊. 2016. 地磁观测数据重构技术研究[J]. *地震学报*, **38**(6): 878–888.
- Yao X Y, Teng Y T, Yang D M, Yao Y, Chen J. 2016. On reconstruction technique of geomagnetic observation data[J]. *Acta Seismologica Sinica*, **38**(6): 878–888 (in Chinese).
- 张前毅. 2007. 基于 CPLD 的微波频率计研究[D]. 成都: 电子科技大学: 44.
- Zhang Q Y. 2007. *Research on Microwave Frequency Meter Based on CPLD*[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China: 44 (in Chinese).
- 张振宇, 程德福, 王君, 周志坚. 2011a. 光泵磁力仪中压控振荡器的设计与实现[J]. *仪器仪表学报*, **32**(2): 279–283.
- Zhang Z Y, Cheng D F, Wang J, Zhou Z J. 2011a. Design and implementation of the voltage controlled oscillator in optically pumped magnetometer[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, **32**(2): 279–283 (in Chinese).
- 张振宇, 程德福, 王君, 周志坚, 连明昌. 2011b. 光泵磁力仪中磁共振光学检测方法研究[J]. *吉林大学学报(信息科学版)*, **29**(3): 252–257.
- Zhang Z Y, Cheng D F, Wang J, Zhou Z J, Lian C M. 2011b. Research of magnetic resonance's optical detection method in optically pumped magnetometer[J]. *Journal of Jilin University (Information Science Edition)*, **29**(3): 252–257 (in Chinese).
- 张振宇, 程德福, 连明昌, 周志坚, 王君. 2011c. 氦光泵磁力仪信号的分析及检测[J]. *仪器仪表学报*, **32**(12): 2656–2661.
- Zhang Z Y, Cheng D F, Lian M C, Zhou Z J, Wang J. 2011c. Analysis and detection of  $^4\text{He}$  optically pumped magnetometer signal[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, **32**(12): 2656–2661 (in Chinese).
- 张振宇, 程德福, 连明昌, 周志坚, 王君. 2011d. 氦光泵磁力仪信号检测控制回路的设计[J]. *电子测量与仪器学报*, **25**(4): 366–371.
- Zhang Z Y, Cheng D F, Lian M C, Zhou Z J, Wang J. 2011d. Design of  $^4\text{He}$  optically pumped magnetometer's signal detection and control loop[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, **25**(4): 366–371 (in Chinese).
- Chéron B, Gilles H, Hamel J, Moreau O, Noël E. 1996.  $^4\text{He}$  optical pumping with frequency modulated light[J]. *J Phys II, EDP Sci*, **6**(2): 175–185.
- Gilles H, Hamel J, Chéron B. 2001. Laser pumped  $^4\text{He}$  magnetometer[J]. *Rev Sci Instrum*, **72**(5): 2253–2260.
- McGregor D D. 1987. High-sensitivity helium-resonance magnetometers[J]. *Rev Sci Instrum*, **58**(6): 1067–1076.
- Němec F, Santolík O, Parrot M, Berthelier J J. 2008. Spacecraft observations of electromagnetic perturbations connected with seismic activity[J]. *Geophys Res Lett*, **35**(5): L05109.