文章编号:1001-5078(2015)02-0133-05 ·激光应用技术·

激光测距中数字鉴相器的设计

赵中民,习友宝
(电子科技大学电子工程学院,四川 成都 611731)

摘 要:相位法激光测距广泛应用于距离测量,尤其是短距离测量领域,测距系统的测量精度和速度主要取决于鉴相器的设计,为提高鉴相器的测量精度和速度,本文给出了一种新型数字鉴相器。通过加入反馈电路控制信号调制器,只需一组鉴相器即可实现激光发射信号与接收信号相位差的测量。调整CIC滤波器的参数,最大限度地提高滤波器输出信号的信噪比。对CORDIC算法进行优化,不仅扩展了测量范围,而且提高了测量精度和速度。本文使用Matlab对该数字鉴相器进行了性能评估,并在FPGA上实现了该数字鉴相器,与传统的数字鉴相器相比,测量精度和速度都有较大的提高,同时也降低了设计成本。

关键词:激光测距;数字鉴相器;CIC滤波器;CORDIC算法;FPGA
中图分类号:TN249 **文献标识码:**A **DOI:**10.3969/j.issn.1001-5078.2015.02.004

Design of digital phase discriminator for laser range finder

ZHAO Zhong-min,XI You-bao
(School of Electronics Engineering,University of Electronic Science and Technology of China,Chengdu 611731,China)

Abstract: Phase-shift laser range finder is widely used in distance measurement,especially in short distance measurement. The accuracy and speed of the measurement mainly depend on the digital phase discriminator. In order to improve the accuracy and speed of the measurement,a new digital phase discriminator is presented in this paper. By adding a feedback circuit to control the modulator,the phase shift between the transmitting and receiving signals can be measured with only one digital phase discriminator,which can improve the speed and save the cost. By adjusting the parameters of CIC filter,the SNR of output signals can be maximized. By optimizing the CORDIC algorithm,the measuring range can be extended,and the accuracy and speed can be improved. The performance of the new digital phase discriminator was evaluated with Matlab. Finally,the digital phase discriminator was implemented on FPGA. Compared with the traditional ones,the accuracy and speed of the new digital phase discriminator are better.

Key words: laser range finder;digital phase discriminator;CIC filter;CORDIC algorithm;FPGA

1 引 言

激光是20世纪最伟大的发明之一,随着激光科学和激光技术的发展,激光已广泛应用于医疗、国防、通信和工业生产等领域。由于激光具有单色性好、方向性强等特点,还被广泛应用于距离的测量。目前,激光测距的原理主要有脉冲法和相位法,相位法激光测距[1]可以达到很高的测量精度,广泛应用于近距离的测量。传统的相位法激光测距主要通过牺牲测量速度换取较高的测量精度,而速度和精度主要取决于鉴相器的设计,常用的鉴相方法有FFT法[2]、密集频谱细化法[3]、数字相关法和数字鉴相法等,为克服传统的鉴相器测量速度慢、数据计算量大、不易实现等缺点,本文通过改变鉴相器的结构及实现算法,给出了一种具有测量精度高、测量速度快、实现成本低等优点的新型数字鉴相器。

2 相位法测距原理

相位法激光测距的原理是将调制信号通过激光

作者简介:赵中民(1990-),男,硕士研究生,主要研究方向为激光测量技术,仪器仪表技术,检测与控制。
E-mail:zzm_1990@163.com
收稿日期:2014-06-26

发射器发射出去,光波遇到障碍物后返回,通过测量发射信号与回波信号的相位差,间接测量距离[4],计算公式为:

$$D = \frac{c}{2} \cdot t = \frac{c}{2} \cdot \frac{\phi}{2\pi f} = \frac{c(2\pi \cdot N + \Delta\phi)}{4\pi f} = \frac{c}{2f} \cdot (N + \frac{\Delta\phi}{2\pi}) \quad (1)$$

式中,c 为调制光波的传播速度;f 为调制光波的频率;N 为相位差 ϕ 中包含 2π 的整数倍数;$\Delta\phi$ 为相位差中不足 2π 相位。

单一频率的调制信号无法测量出 N 值,也就存在相位测距的多值性问题[5],而本文主要研究近距离的测量,因此默认 $N = 0$,仅通过测量 $\Delta\phi$ 间接测量距离。当 $\Delta\phi$ 为 2π 时,D 就是激光测距的量程,几个典型的调制信号频率对应的激光测距的量程如表1所示。

表1 调制信号频率对应的量程

调制信号频率/MHz	1	5	10	20	50	150
量程/m	150	30	15	7.5	3	1

3 数字鉴相器

3.1 数字鉴相器的结构

相位法激光测距的关键就是准确、快速地测量出发射信号和回波信号的相位差,传统的数字鉴相器[6]对发射信号和回波信号分别鉴相,然后相减得到发射信号与回波信号的相位差。本文给出了一种新型数字鉴相器,其结构框图如图1所示。在测距系统初始化过程中,多次测量发射信号与正交信号(Phas(t)和Quad(t))的相位差,并通过反馈回路控制调制器对发射信号进行相位调整,最终使发射信号与正交信号同频同相。初始化完成后,系统进入正常测量模式,只需要测量回波信号与正交信号的相位差,即为回波信号与发射信号的相位差。使用这种数字鉴相器,每个测距系统中只需要一个数字鉴相器,最大限度地减少了资源消耗。另外,在正常测量过程中,鉴相器输出结果即为发射信号与回波信号的相位差,无需再进行减法运算,提高了相位测量的速度。

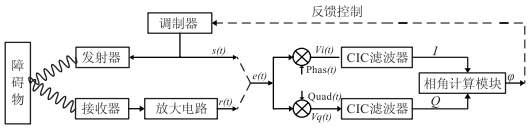

图1 数字鉴相器结构框图

图1中,$s(t)$ 为发射信号;$r(t)$ 为经放大后的接收到信号。为了简化采样电路,发射信号叠加一个直流信号分量 D,表示为:

$$\begin{aligned} s(t) &= E \cdot \sin(2\pi ft + \theta_s) + D \\ r(t) &= \alpha E \cdot \sin(2\pi ft + \theta_r) + \alpha D \end{aligned} \quad (2)$$

Phas(t)和Quad(t)是与调制信号同频的两路正交信号,表示为:

$$\begin{aligned} \mathrm{Phas(t)} &= \sin(2\pi ft + \theta_0) \\ \mathrm{Quad(t)} &= \cos(2\pi ft + \theta_0) \end{aligned} \quad (3)$$

系统初始化过程中,发射信号 $s(t)$ 通过多路开关接入系统,即 $e(t) = s(t)$,则可得到:

$$V_i(t) = s(t) \cdot \mathrm{Phas(t)} = \frac{E}{2}\cos(\theta_s - \theta_0) + D \cdot \sin(2\pi ft + \theta_0) - \frac{E}{2}\cos(4\pi ft + \theta_s - \theta_0) \quad (4)$$

$$V_q(t) = s(t) \cdot \mathrm{Quad(t)} = \frac{E}{2}\sin(\theta_s - \theta_0) + D \cdot \cos(2\pi ft + \theta_0) - \frac{E}{2}\sin(4\pi ft + \theta_s - \theta_0) \quad (5)$$

由式(4)和式(5)知,$V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 均含有直流分量和高频信号分量,通过低通滤波器后可得到包含相位信息的直流分量 I 和 Q,表示为:

$$I = \frac{E}{2}\cos(\theta_s - \theta_0), Q = \frac{E}{2}\sin(\theta_s - \theta_0) \quad (6)$$

式中,I 和 Q 分别相当于待测角度 $\Delta\phi = \theta_s - \theta_0$ 的余弦值 X 和正弦值 Y,通过相角计算模块就可得到 $\Delta\phi$。由于调制器产生的调制信号 $s(t)$ 的相位具有随机性,因此系统每次启动时 $\Delta\phi$ 也具有随机性,此时需要通过反馈电路对调制器进行相位调整使 $\Delta\phi = 0$ ($\theta_s = \theta_0$)。系统进入正常测量模式后,$\Delta\phi$ 保持不变。回波信号 $r(t)$ 通过多路开关接入系统,即 $e(t) = r(t)$,同理可得:

$$I = \frac{\alpha E}{2}\cos(\theta_r - \theta_0), Q = \frac{\alpha E}{2}\sin(\theta_r - \theta_0) \quad (7)$$

正常测量模式下测得的 $\Delta\phi = \theta_r - \theta_0$,由于初始化过程使 $\theta_s = \theta_0$,则 $\Delta\phi = \theta_r - \theta_0 = \theta_r - \theta_s$ 即为发射信号与回波信号的相位差,代入式(1)($N = 0$)就得到待测距离 D。

3.2 CIC 滤波器的设计

CIC 滤波器[7]具有不需要乘法器、无需存储系数、仅需要很少的外部控制信号等优点,广泛应用于数据量大、采样率高的信号处理系统中。CIC 滤波器有两种结构,抽取滤波器和插值滤波器,对于激光测距系统,调制信号具有很高的频率,所需要的 ADC 芯片的采样率也很高,为减小数据计算量,采用抽取滤波器。抽取滤波器的性能仅有 N、M、R 三个参数决定,其中 N 控制阻带衰减,加大 N 值可以

加大阻带衰减和旁瓣抑制，减小通带混叠，D 决定滤波器幅频特性曲线的零点位置，R 控制滤波器的主瓣宽度和旁瓣宽度以及抽取后的数据数率。CIC 滤波器对直流分量有最大的增益，但对频率不同的高频信号有不同的衰减，并在零点处衰减最大[8]。表 2 给出了零点在 1 MHz、2 MHz、3 MHz……处的 CIC 滤波器对含有不同频率信号滤波后输出信号的信噪比。

表 2　不同频率输入信号经 CIC 滤波器后输出信号的信噪比

信号频率/MHz	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
SNR/dB	64	260	70	53	46	43	40
信号频率/MHz	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1	
SNR/dB	47	54	65	86	275	89	

由表 2 知，同一滤波器对不同频率的信号滤波效果有显著的差异，在零点处信噪比最大，距离零点越远，信噪比越小。由式(4)和式(5)可知 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 包含不同频率的信号分量，需要滤除 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 信号中两个频率成 2 倍关系的高频信号，保留包含相位信息的直流分量。因此，通过调整 CIC 滤波器的参数，使高频信号刚好落在滤波器的零点位置，即可最大限度地增大滤波器输出信号的信噪比。

3.3　相角计算模块

3.3.1　CORDIC 算法原理

CORDIC 算法包括旋转和向量两种基本模式，可以完成三角函数、反三角函数、乘法、开方、超越函数等复杂运算。本设计使用其旋转模式测量角度值，实质就是根据待测角度的正弦值和余弦值计算反正切函数。由文献[9]可知，对于余弦值和正弦值为 X_0 和 Y_0 的角度，经过 n 次旋转后得到 X_n 和 Y_n，表示为：

$$\begin{bmatrix} X_n \\ Y_n \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 1 & -d_n\tan\theta_n \\ d_n\tan\theta_n & 1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} 1 & -d_0\tan\theta_0 \\ d_0\tan\theta_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \end{bmatrix} \tag{8}$$

其中，$K = \cos\theta_n\cos\theta_{n-1}\cdots\cos\theta_1\cos\theta_0 = \prod_{i=0}^{n} \frac{1}{\sqrt{1+(2^{-i})^2}}$，$\theta_i = \arctan(2^{-i})$，$d_i$ 表示旋转方向，逆时针旋转时，$d_i = 1$，顺时针旋转时，$d_i = -1$。令 $Z_{i+1} = Z_i - d_i\theta_i$，经过 n 次旋转后，使得 $Y_n = 0$，即：

$$\begin{cases} X_n = K\sqrt{X_0^2 + Y_0^2} \\ Y_n = 0 \\ Z_n = Z_0 + \arctan(Y_0/X_0) \end{cases} \tag{9}$$

式(9)中的 Z_n 即为余弦值和正弦值为 X_0 和 Y_0 的角度值。使用 FPGA、DSP 等器件实现 CORDIC 算法时，不可能无限次地旋转，而旋转的次数决定测量的精度，一般根据实际需要，选择满足精度要求的最小的旋转次数。旋转次数与精度的关系如表 3 所示。

表 3　旋转次数与精度的关系

旋转次数	1	2	3	4
精度/(°)	45.0000	26.5651	14.0362	7.1250
旋转次数	5	6	7	8
精度/(°)	3.5763	1.7899	0.8952	0.4476
旋转次数	9	10	11	12
精度/(°)	0.2238	0.1119	0.0560	0.0280
旋转次数	13	14	15	16
精度/(°)	0.0140	0.0070	0.0035	0.0017

对于选取固定旋转次数，如 14 次，理论上精度可以达到 0.007°，能满足大部分的设计要求，但是会有以下两个问题，一是最大旋转角度为 $\pm\sum_{i=0}^{13}\arctan(2^{-i}) = \pm 99.876°$，无法测量[0°，360°)范围内角度；二是对于一些特殊的角度，如 45°、71.5651°、18.4349°等，只需要旋转 1 次或 2 次就可以得到正确结果，旋转 14 次不仅使测量速度变慢，而且得到的角度值误差反而更大。基于以上两个问题，本文提出了一种对 CORDIC 算法进行优化的方法。

3.3.2　测量范围的扩展

由表 3 可知，旋转 7 次就可以使测量精度小于 1°，对应的范围为[-98.9877°，98.9877°]，可以实现对第一、四象限的角度测量，但二、三象限的角度则需要将其转化为一、四象限对应的角度，并对初值 Z_0 做相应的调整。具体操作流程如图 2 所示。

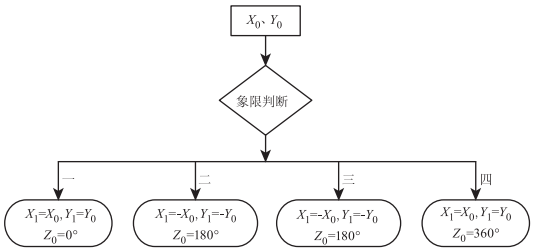

图 2　测量角度扩展流程

根据输入正弦值 Y_0 和余弦值 X_0 的符号,判断待测角度位于哪个象限。若位于第一象限,直接测量的结果即为待测角度值;若位于第二象限,将其调整为第四象限,并且 Z_0 修正为 180°,保证待测角度大于 98.9877°时能得到正确结果;若位于第三象限,将其调整为第一象限,并且 Z_0 修正为180°,保证待测角度小于 261.0123°时能得到正确结果;若位于第四象限,可以直接测量,但直接测量的结果为负值,因此 Z_0 需要修正为 360°。经过上述过程的修正,测量范围由[- 98.9877°, 98.9877°]扩展为[0°,360°)。

3.3.3 旋转次数的优化

CORDIC 算法在实际应用中,无法实现无限次旋转以满足 $Y_n = 0$,因此需要选择一个合适的旋转次数 N,使所有待测角度均满足 $|Y_n| \leqslant \Delta Y$ (ΔY 取决于测量精度及 X_0 、Y_0 的范围)。然而在旋转过程中,对于某些角度,经过很少的旋转次数 M($M < N$)就可以满足 $|Y_n| \leqslant \Delta Y$,旋转 N 次反而会降低测量速度和测量精度。本文提出了一种对旋转次数进行优化的方法,在每次旋转之前都对 Y_n 进行判断,若满足 $|Y_n| \leqslant \Delta Y$,则停止旋转,置位相应的状态寄存器,并保存当前的角度值,控制模块通过判断状态寄存器的状态决定输出当前测量的角度值,还是继续进行旋转测量,但最多旋转 N 次。

通过对 CORDIC 算法的旋转次数进行优化,就不需要对每个待测角度都旋转 N 次,不仅保证了角度测量的精度,而且提高了测量的速度。用 Matlab 实现上述方法,并对 20 组不同的 X_0 和 Y_0 分别使用优化前和优化后的算法进行旋转测量,图 3 给出了优化前后测量精度的对比,图 4 给出了优化前后旋转次数(测量速度)的对比。

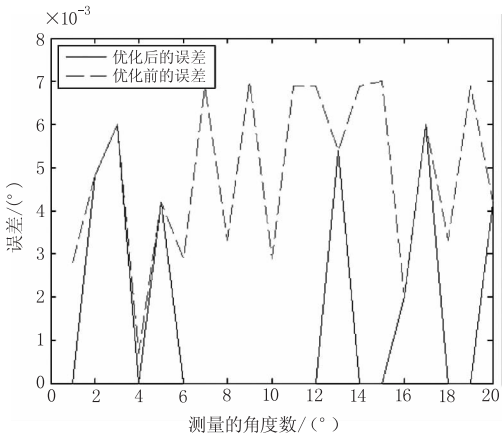

图 3 测量精度对比

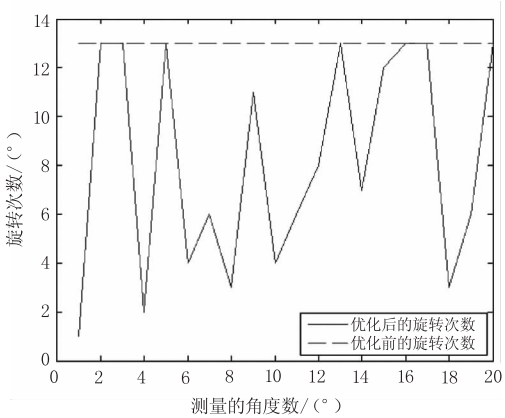

图 4 旋转次数对比

4 数字鉴相器的 FPGA 实现

本设计使用的信号调制器为 ADI 公司频率、相位均可调的 DDS 芯片 AD9834,为满足量程要求,配置频率寄存器,使其输出频率为 f = 1 MHz(量程为 150 m)的调制信号。AD9834 的频率寄存器为 28 bit,产生 1 MHz 的正弦波信号误差仅有 0.02 Hz(时钟为 50 MHz)。AD9834 的相位寄存器为 12 bit,相位分辨率为 0.088°,该量程下最大测量距离误差 0.036 m,如果不对这个误差进行处理,将会影响整个测距系统的精度。此误差可以通过选用较高相位分辨率的 DDS 芯片进一步地降低,也可采用软件自校正法。本设计在不更换 DDS 芯片的基础上,使用软件对测量结果进行校正,不仅降低了 DDS 芯片本身产生的误差,而且消除了因放大电路固有延时引起的误差,最大限度提高了系统的测量精度。

设计要求 Phas (t) 和 Quad (t) 与调制信号同频,则 Phas (t) 和 Quad (t) 的频率也为 1 MHz,为降低电路的复杂度、节约成本,使用 Matlab 产生上述两路正交信号,并把包含该正交信号的数据信息存入 FPGA 的 ROM 中,测量过程中只需要从 ROM 中循环读数据,就可得到正交的 Phas (t) 和 Quad (t) 。

所选 ADC 芯片的采样率 f_s = 16 MHz,且 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 均包含 1 MHz 和 2 MHz 的高频分量,CIC 滤波器的参数 $N = 3$、$M = 1$、$R = 16$,可使 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 中的 1 MHz 和 2 MHz 的高频信号分量刚好落在滤波器的零点,从而得到具有的较高信噪比的直流信号分量 I 和 Q 。CIC 抽取滤波器内部有三个积分器,且 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 的位宽为 16 bit,因此需要限制其内部寄存器的位宽,根据 Hogenauer“剪除”理论[7],可以得到滤波器的内部寄存器的位宽为 27 bit,滤波器的输出信号取最后一级梳妆器输出数据的高 16 位。

相角计算模块采用流水处理,提高了数据处理的吞吐量。每次旋转前先对 Y_n 进行判断,当满足

$Y_n = 0$ 时,置位状态标志位,并触发角度读取模块,使测量角度值以最快的速度得到更新,有效地缩短了平均测量时间,并提高了角度测量精度。由于 FPGA 不能进行浮点运算,因此需要对角度进行量化,本设计采用 16 bit 的 16 进制数表示[0°,360°)的角度值,表 4 给出了需要调整的角度及旋转角度对应的量化数据。

表 4　角度与量化数据的关系

角度/(°)	360	180	45.000	26.5651
量化数据	FFFF	8000	2000	12E4
角度/(°)	14.0362	7.1250	3.5763	1.7899
量化数据	09FB	0511	028B	0146
角度/(°)	0.8952	0.4476	0.2238	0.1119
量化数据	00A3	0051	0029	0014
角度/(°)	0.0560	0.0280	0.0140	0.0070
量化数据	000A	0005	0003	0001

根据以上内容,使用 Verilog HDL 设计上述数字鉴相器,并在 FPGA 上进行验证,达到了预期的效果。图 5 给出了该鉴相器的部分 Modelsim 仿真结果。

图 5　数字鉴相器的仿真结果

当 $e(t)$ 的相位变化时,$V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 的频率保持不变,但改变了其包含的直流分量,经过多个时钟周期后,CIC 滤波器输出达到稳定结果,即 $I = 31086$,$Q = 10362$,理论角度值为 18.4349°。采用本文介绍的相角计算算法,仅需要 2 次旋转就能得到待测角度值为 3356(18.4353°),而优化前的 CORDIC 算法,需要再继续旋转 12 次才能得到待测角度值 3355(18.4298°)。优化后的相角计算方法比优化前提前了 12 个时钟周期,并且精度由 0.0051°提高了到 0.0004°,提高了 92.16%。由此可见,本文介绍的方法对测量精度和测量速度都有很大的改善。

5　结　论

本文主要针对激光测距中的数字鉴相器进行了研究。通过对数字鉴相器的结构进行改进,加入反馈电路控制调制器,资源消耗减少了一倍,并且在正常测量模式不需要减法运算,提高了测量速度。调整 CIC 滤波器的参数,使滤波器输入信号的高频分量位于滤波器的零点,输出信号 I 和 Q 的信噪比达到最大,从而提高了测量精度。对 CORDIC 算法进行测量范围的扩展,测量范围由[- 98.9877°,98.9877°]扩展为[0°,360°),并在不改变原来数据位宽的前提下,对旋转次数进行优化,使得测量精度和速度都有较大的提高。最后给出了该数字鉴相器在 FPGA 上的实现方法,与传统的实现方法相比,资源消耗减少了一倍,并且测量速度和精度都有很大的提高。

参考文献:

[1] WANG Xifang, WANG Jiang, YANG Xiangdong, et al. Phase laser rang finding technology and research summarization[J]. Laser Journal, 2006, 27(2): 4 - 5. (in Chinese)
王秀芳,王江,杨向东,等. 相位激光测距技术研究概述[J]. 激光杂志,2006,27(2):4 - 5.

[2] CHEN Dong, LIU Enhai. Study of FFT and apFFT phase discrimination in phase-shift laser range finder[J]. Laser & Infrared, 2013, 43(10): 1108 - 1112. (in Chinese)
陈栋,刘恩海. 相位式激光测距的 FFT 与 apFFT 鉴相研究[J]. 激光与红外,2013,43(10):1108 - 1112.

[3] ZENG Zhen, WANG Yuanqin. Improving the accuracy of laser ranging based on accurate phase estimation[J]. Laser & Infrared, 2013, 43(3): 248 - 251. (in Chinese)
曾真,王元庆. 一种提高相位测距精度的方法[J]. 激光与红外,2013,43(3):248 - 251.

[4] Poujouly S, Journet B, Miller D. Laser range finder based on fully digital phase-shift measurement[C]. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999, 3: 1773 - 1776.

[5] WANG Tao. Research of the phase laser ranging technology[J]. Laser & Infrared, 2007, 37(1): 29 - 31. (in Chinese)
汪涛. 相位激光测距技术的研究[J]. 激光与红外,2007,37(1):29 - 31.

[6] LIU Jiyong, ZHAO Lei. Phase laser ranging system key technology research[J]. Electronic Test, 2014, 05: 17 - 19. (in Chinese)
刘继勇,赵磊. 相位式激光测距系统关键技术探究[J]. 电子测试,2014,05:17 - 19.

[7] EugeneB Hogenauer. An economical class of digital filters for decimation and interpolation[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1981, 29(2): 155 - 162.

[8] HE Weiting, PEI Guangli. A high-accuracy digital phase demodulator based on FPGA[J]. Science Technology and Engieneering, 2012, 30(12): 8047 - 8051. (in Chinese)
贺为婷,裴广利. 一种基于 FPGA 的高精度数字鉴相器[J]. 科学技术与工程,2012,30(12):8047 - 8051.

[9] LUO Yanbu, ZHANG Huisheng, ZHANG Bin, et al. FPGA implementation of a CORDIC algorithm[J]. Computer Simulation, 2009, 26(9): 305 - 307. (in Chinese)
骆艳卜,张会生,张斌,等. 一种 CORDIC 算法的 FPGA 实现[J]. 计算机仿真,2009,26(9):305 - 307.