

基于 CORDIC 算法的 AM 解调技术研究

王 伟, 张 斌, 吴 松

(空军工程大学 电讯工程学院 陕西 西安 710077)

摘 要: 提出了一种基于 CORDIC 算法的数字正交 AM 解调设计技术, 讨论了 AM 解调的原理, 重点分析了利用 CORDIC 算法综合实现数控振荡器与混频器、计算开平方的过程, 介绍了关键模块的设计方案, 仿真结果表明: 该方法高精度地完成了 AM 解调, 具有较高的工程应用价值。

关键词: AM 解调; CORDIC 算法; 开平方

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1000-9787(2012) 02-0036-03

Study of AM demodulation technology based on CORDIC algorithm

WANG Wei, ZHANG Bin, WU Song

(School of Telecommunication Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A technique of digital quadrature AM demodulation design based on CORDIC algorithm is presented. The principle of AM demodulation is discussed and the process of combining NCO and frequency mixer together and calculating square root using CORDIC algorithm are analyzed detailedly. The design schemes of key modules are introduced. The simulation results indicate that this method completes AM demodulation with high precision and has great application value in project.

Key words: AM demodulation; CORDIC algorithm; square root

0 引 言

幅度调制(AM) 方式是最常见的一类信号调制方式, 即将有用信息调制在载波的振幅之上的调制方式。其解调方法有 2 种: 相干解调与非相干解调(包络解调), 其中相干解调需要提取与接收 AM 信号载波同步的本地载波^[1], 在实际应用中, 信号可能由于载波振荡器不稳定和多普勒效应而发生频率偏移, 如采用相干解调则需要使用平方环或 Costas 环法提取载波, 实现起来结构相对复杂, 会消耗过多的资源。本文提出了一种利用 CORDIC 算法在 FPGA 上实现数字正交 AM 解调的方法, 通过对该方法的理论分析、硬件实现和仿真结果分析表明: 该方法免去了复杂的载波同步过程, 减少了计算量, 具有良好的抗干扰性能, 可有效用于实现数字中频 AM 解调。

1 数字正交 AM 解调原理

数字正交 AM 解调原理如图 1 所示, 中频信号经 A/D 采样后为

$$x(n) = (1 + K \cdot m(n)) \cdot \cos(\omega_c n T_s + \theta_c) \quad (1)$$

其中 $m(n)$ 为调制信号, f_s 为信号的采样频率, f_c 为采

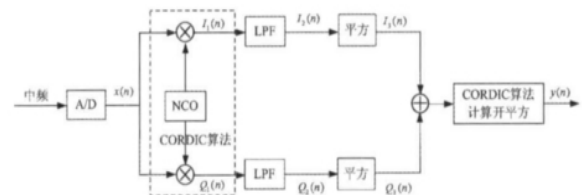


图 1 数字正交 AM 解调原理框图

Fig 1 Principle block diagram of digital quadrature

AM demodulation

样后的载波频率 θ_c 为采样后信号的随机相位。

$x(n)$ 分别与数控振荡器(NCO) 产生的两路正余弦信号 $\cos(\omega_c n T_s)$ 和 $\sin(\omega_c n T_s)$ 相乘, 经过低通滤波器, 滤除高频分量后, 得到同相分量 $I_2(n)$ 和 $Q_2(n)$

$$I_2(n) = \frac{1}{2} (1 + K \cdot m(n)) \cos(\Delta\omega n T_s + \Delta\theta) \quad (2)$$

$$Q_2(n) = \frac{1}{2} (1 + K \cdot m(n)) \sin(\Delta\omega n T_s + \Delta\theta) \quad (3)$$

其中 $\Delta\omega = \omega_c - \omega_L$, $\Delta\theta = \theta_c$, 平方后得

$$I_3(n) = \frac{1}{4} (1 + K \cdot m(n))^2 \cos^2(\Delta\omega n T_s + \Delta\theta) \quad (4)$$

$$Q_3(n) = \frac{1}{4}(1 + K \cdot m(n))^2 \sin^2(\Delta\omega n T_s + \Delta\theta) \quad (5)$$

相加后开方

$$y(n) = \frac{1}{2}(1 + K \cdot m(n)) \quad (6)$$

$y(n)$ 即为 AM 信号的包络。从上述推导可以看出: 这种方法具有较强的抗载频失配能力, 即允许本地载波与信号载波之间有一定的频差和相差^[2]。

2 坐标旋转数字式计算机算法

坐标旋转数字式计算机 (coordinate rotation digital computer, CORDC), 可以通过简单的加法移位操作迭代计算 $\sin\theta$ $\cos\theta$, 开平方等函数, 避免了使用泰勒级数展开式计算所需的复杂乘法运算, 特别适合于 FPGA 实现。推广的 CORDIC 算法适用于圆周坐标、线性坐标和双曲线坐标, 每种坐标系又分为向量模式和旋转模式, 统一迭代方程如下

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - m\delta_i y_i 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + \delta_i x_i 2^{-i} \\ z_{i+1} = z_i - \delta_i \theta_i \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$\theta_i = \begin{cases} \arctan 2^{-i} & m = 1 \\ 2^i & m = 0 \\ \operatorname{arctanh} 2^{-i} & m = -1 \end{cases} \quad (8)$$

式中 m 为坐标系, δ_i 为旋转方向, θ_i 为旋转的角度, 根据 m 和 δ_i 取值的不同, CORDIC 算法可经过不同的设置实现不同的数学运算。

2.1 基于 CORDIC 算法的数控振荡器与混频器设计

NCO 的作用是产生正交的正弦和余弦样本, 传统做法是采用查表法 (LUT), 即事先根据各个正/余弦波相位计算好相位的正/余弦值, 并按相位角度作为地址在存储器中对其进行寻址, 构成一个幅度/相位转换电路 (即波形存储器), 通过该转换电路进行查表获得正/余弦信号样本。为了提高 NCO 的频率分辨率, 往往需要扩大波形存储器的容量, 占用大量资源。为了避免这一问题, 考虑利用算法实时产生正/余弦样本, CORDIC 算法正好满足这一需求^[3]。

本文应用 CORDIC 算法圆周旋转模式产生正余弦信号, 令 $m = 1$, 则 $\theta_i = \arctan 2^{-i}$, 旋转方向由 z_i 决定, 若 $z_i < 0$, 则 $\delta_i = +1$, 若 $z_i > 0$, 则 $\delta_i = -1$, 经过 n 次迭代最终使 z_i 趋于 0。迭代的最终结果为

$$\begin{cases} x_n = \frac{1}{K_1}(x_0 \cos z_0 - y_0 \sin z_0) \\ y_n = \frac{1}{K_1}(y_0 \cos z_0 + x_0 \sin z_0) \\ z_n = 0 \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{其中 } K_1 = \prod_{i=0}^{n-1} \cos \theta_i = \prod_{i=0}^{n-1} 1/\sqrt{1+2^{-2i}} \approx 0.607253,$$

给定初值 $x_0 = K_1$, $y_0 = 0$, $z_0 = \varphi$, 则式 (9) 可化为

$$\begin{cases} x_n = \cos \varphi \\ y_n = \sin \varphi \\ z_n = 0 \end{cases} \quad (10)$$

给定相位值, 利用 CORDIC 算法就可以实时产生相对应的正/余弦值, 在本设计中, NCO 产生的正/余弦样本要与接收信号 $x(n)$ 相乘, 通过观察式 (9), 本文给定初值 $x_0 = x(n)$, $y_0 = 0$, $z_0 = \varphi$, 则式 (9) 可化为

$$\begin{cases} x_n = \frac{1}{K_1}x(n) \cos \varphi \\ y_n = \frac{1}{K_1}x(n) \sin \varphi \\ z_n = 0 \end{cases} \quad (11)$$

从式 (11) 可以看出: 利用 CORDIC 算法同时实现了 NCO 和混频器, 既节省了资源, 又提高了效率^[4]。图 2 给出了 NCO 和混频器的实现框图。在系统时钟的控制下, 相位累加器对频率控制字进行累加, 这样, 每来一个时钟, 得到一个相位 φ , 相位 φ 和 $x(n)$ 作为 CORDIC 迭代的初始值, 迭代完成后就得到 $I_1(n)$ 和 $Q_1(n)$ 。

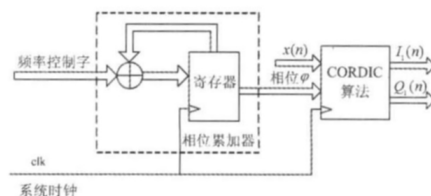


图2 基于 CORDIC 算法的 NCO 和混频器实现框图

Fig 2 Block diagram of NCO and frequency mixer based on CORDIC algorithm

2.2 基于 CORDIC 算法的开平方设计

开平方作为整个系统的核心部分, 其精度直接影响着 AM 解调的性能。传统的开平方计算方法主要有实函数近似法、牛顿迭代法、SRT-冗余算法、非冗余算法等, 这些算法从根本上讲是使用了查表法或多项式展开近似法, 它们的速度和精度难以满足实用要求, 硬件实现也非常困难, 本文用 CORDIC 算法实现开方, 兼顾了速度、精度、简单性和高效实现性。

本文应用 CORDIC 算法双曲线向量模式, 令 $m = -1$, 则 $\theta_i = \operatorname{arctanh} 2^{-i}$, 旋转方向由 y_i 决定, 若 $y_i < 0$, 则 $\delta_i = +1$, 若 $y_i > 0$, 则 $\delta_i = -1$, 经过 n 次迭代最终使 y_i 趋于 0。迭代的最终结果为

$$\begin{cases} x_n = K_2 \sqrt{x_1^2 - y_1^2} \\ y_n = 0 \\ z_n = z_1 + \operatorname{arctanh}(y_1/x_1) \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{其中 } K_2 = \prod_{i=1}^{n-1} \cosh \theta_i = \prod_{i=1}^{n-1} 1/\sqrt{1-2^{-2i}} \approx 1.207496,$$

给定初值 $x_1 = p + 1$ $y_1 = p - 1$ $z_1 = 0$ 则有: $x_n = 2K_2 \sqrt{p}$ 。即当迭代完成时 $x_n/2K_2$ 的值即为初始输入 p 的开方值。

3 FPGA 实现

CORDIC 算法的实现方式有 2 种: 基于状态机结构和基于流水线结构^[5]。状态机结构主要采用折叠/迭代方式, 如果计算时间不严格的话, 可以采用此结构, 在每个周期内都将精确地计算一次式 (7) 所示的迭代, 其缺点是计算速度慢。流水线结构虽然占用资源相对较多, 但对于现有 FPGA 芯片资源来说并不是问题, 且运算速度快, 可以实现高速实时处理。因此, 本文采用流水线结构进行 FPGA 实现, 单步迭代结构如图 3 所示, 其中 \gg 对应移位操作, $+/-$ 对应加减操作, 符号对应 y_i 或 z_i 的符号位进行判断。可以看出: 在迭代过程中只有移位和加减运算, 特别适合于 FPGA 实现^[6]。本文选用芯片为 ALTER 公司 Cyclone 系列中的 EP2C5AF256A7, 在 QuartusII 8.0 平台上进行设计仿真。

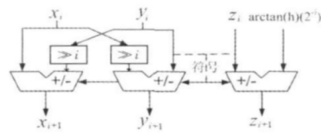


图 3 CORDIC 流水线单步迭代结构

Fig 3 Single step iteration structure of CORDIC pipeline

由于 CORDIC 算法旋转的角度范围为 $-99.9^\circ \sim 99.9^\circ$, 不能达到 NCO 角度范围 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 的要求。因此, 需要在初次迭代前增加一个特定的“起始”骤来扩大角度覆盖范围, 根据三角函数的对称性, 如果输入相位处于第一、四象限, 则第一步不需要旋转, 如果处于第二、三象限, 则需旋转 $+180^\circ$ 或 -180° 。NCO 和混频器采用 8 级迭代加 1 级初始角度旋转运算实现。

开平方采用 12 级流水线结构, 输入数据为 16 位无符号数, 中间数据为 20 位无符号数, 输出数据为 16 位无符号数 (8 位表示小数), 仿真结果如表 1 所示, 可以看出: 开方的误差在 0.1 以内, 完全满足实际需求, 如果要求更高精度, 可以增加小数位数和迭代次数。

表 1 CORDIC 算法计算开平方仿真结果分析

Tab 1 Analysis of square root simulation results based on CORDIC algorithm

被开方数(十进制)	CORDIC 开方值(十进制)	理论值	误差
01F4(500)	164F(22.31)	22.36	0.05
0320(800)	1C36(28.21)	28.28	0.07
03E8(1000)	1FA6(31.65)	31.62	0.03
0834(2100)	2DE4(45.89)	45.83	0.06
0CE4(3300)	397B(57.48)	57.45	0.03
0ED8(3800)	3D94(61.58)	61.64	0.08
1770(6000)	4D7B(77.48)	77.46	0.02
1990(6400)	5012(80.07)	80.00	0.07
2260(8800)	5DC0(93.75)	93.81	0.06

某中频接收机接收处理调制信号为 5 kHz 和 8 kHz 的复合信号、采样率为 8 MHz、载频为 $1\text{ MHz} \pm 50\text{ kHz}$ 、信噪比为 10 dB 的 AM 信号, 时序仿真结束后, 将生成的波形文件保存为 .tbl 格式文件^[7], 以便将仿真结果导入 Matlab 中进行验证, 图 4 给出了 AM 解调仿真结果。对比 AM 调制信号与解调信号, 可以看出: 两者包络一致, 较好地完成了 AM 调制信息的解调。

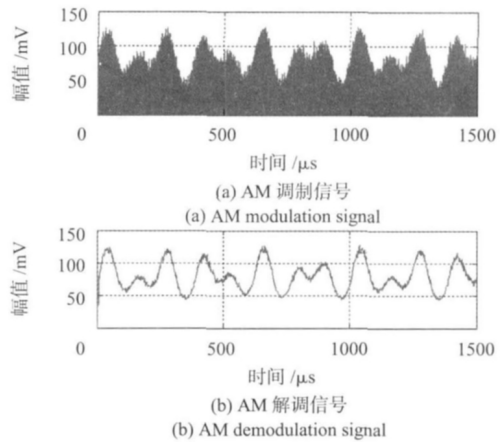


图 4 AM 解调仿真结果

Fig 4 Simulation result of AM demodulation

4 结束语

本文提出了一种基于 CORDIC 算法的数字正交包络 AM 解调方法, 利用 CORDIC 算法将 NCO 和混频器合在一起完成, 占用资源少, 效率高; 计算开平方精度高、速度快。采用流水线结构, 只有加法和移位单元, 易于 FPGA 实现, 具有较高的工程应用价值。

参考文献:

[1] 达新宇, 陈树新. 通信原理教程 [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2007.

[2] 田丰, 程韧. 正交解调算法在 OFDM 信号解调中的应用 [J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2004, 31(4): 648-651.

[3] 张科峰, 彭帅, 蔡梦. 基于 CORDIC 算法的 NCO [J]. 现代雷达, 2008, 30(6): 91-94.

[4] 刘奕, 曾文海. CORDIC 算法在数字下变频中的应用 [J]. 电视技术, 2006(4): 14-16.

[5] 骆艳卜, 张会生, 张斌. 一种 CORDIC 算法的 FPGA 实现 [J]. 计算机仿真, 2009, 26(9): 305-307.

[6] 杨宇, 毛志刚, 来逢昌. 一种改进的流水线 CORDIC 算法结构 [J]. 微处理机, 2006(4): 10-13.

[7] 王旭东, 潘广桢. Matlab 及其在 FPGA 中的应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.

作者简介:

王伟 (1987-), 男, 河北石家庄人, 硕士研究生, 主要研究方向为军用无线电导航。