

正交相干检波的 Bessel 内插法及其 CPLD 实现*

何 蕾 陈伯孝 刘茂仓

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

【摘要】 正交相干检波是雷达、声纳和通信等系统中为数字信号处理提供高质量的正交信号的关键技术之一。本文研究直接对中频信号采样,并利用 Bessel 内插将一路中频数字信号分解成两路正交数字信号,从而实现数字正交相干检波处理,同时给出了 CPLD 实现方案,具有一定的工程参考价值。

【关键词】 正交相干检波, 中频采样, Bessel 内插, CPLD

A Method of Bessel Interpolation for Conherent Quadrature Detector and its Implementation in CLPD

HE Lei CHEN Bai-xiao LIU Mao-cang

(Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University Xi'an 710071)

【Abstract】 The coherent quadrature detector is one of the key technologies for providing high quality quadrature signal for digital signal processing in radar, sonar, communication and other systems. In this paper, for the case of direct sampling of IF signal, how to resolve one channel of digital signal into two by Bessel interpolation to realize a quadrature coherent detector is discussed. The implementation of this method in CPLD is presented, which may have some practical value in engineering.

【Key words】 coherent quadrature detector, sampling of IF signal, Bessel interpolation, CPLD

1 引言

随着高速 AD 变换和 DSP 技术的发展,数字中频接收技术是提高现代雷达性能的重要技术之一。模拟正交接收机由于受模拟电路的限制,其 I/Q 通道的正交性受到影响,并严重影响雷达的整机性能,为改善 I/Q 的质量往往需要进行复杂的正交处理。而数字中频正交采样是直接对低中频信号采样,再通过数字信号处理获得 I/Q 信号,具有镜频抑制比高、线性动态范围大、体积小、重量轻、一致性好等优点。数字中频处理利用雷达中频信号虽然频率高,但其有用信号带宽较窄,所以在欠采样情况下,保证信号的有用频谱不发生混叠,从而得到正确的 I/Q 信号。本文介绍了直接对低中频信号欠采样,用 Bessel 内插实现正交相干检波的方法,并给出了其 CPLD 实现方案。

2 基本原理

一个带通信号可表示为

$$\begin{aligned} x(t) &= a(t)\cos[\omega_0 t + \Phi(t)] \\ &= x_I(t)\cos\omega_0 t - x_Q(t)\sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $x_I(t)$ 、 $x_Q(t)$ 分别是 $s(t)$ 的同相分量和正交分量。 ω_0 为载频, $a(t)$ 、 $\Phi(t)$ 分别为包络和相位。它们有如下关系

$$x_I(t) = a(t)\cos\Phi(t) \quad (2)$$

$$x_Q(t) = a(t)\sin\Phi(t) \quad (3)$$

构成的复包络信号为 $\tilde{X}(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = a(t)e^{j\Phi(t)}$, 它包含了式(1)中所有的信息。

要对中频信号进行直接采样,首先要保证采样后的频谱不发生混叠。基本的采样理论——Nyquist 采样定理要求以不低于信号最高频率两倍的采样速率对信号进行采样,才能保证所得到的离散采样值能够准确地确定原信号。然而,如果信号的频率分布在某一有限频带上,而且信号的最高频率 f_H 远大于信号的带宽,此时仍按 Nyquist 采样率来采样的话,则其采样要求频率很高,以致难以实现,或是后续处理的速度不能满足要求。这时,就要用到带通采样理论。

带通采样定理:设一个频率带限信号选 $x(t)$, 其频带限制在 (f_L, f_H) 内, 如果其采样速率满足

$$f_s = \frac{2(f_L + f_H)}{2n + 1} \quad (4)$$

式中, n 取能满足 $f_s \geq 2(f_H - f_L)$ 的最大正整数(0, 1, 2, …), 则用 f_s 进行等间隔采样所得到的信号采样值能准确地确定原始信号。

式(4)用带通的中心频率 f_0 和频带宽度 B 也可表示为

$$f_s = \frac{4f_0}{2n + 1} \quad (5)$$

其中: $f_0 = \frac{f_L + f_H}{2}$; n 为整数, 且要求满足 $f_s \geq 2B$ (B 为信号带宽)。

值得指出的是, 上述带通采样定理适用的前提条件是: 只允许在其中一个频带上存在信号, 不允许在不同频带上同时存在信号, 否则将会引起信号混叠。

下面说明 Bessel 内插方法将一路数字信号分解成两路正交数字信号的基本原理。

设 A/D 变换输入的窄带中频信号为

$$S(t) = A(t)\cos[2\pi f_0 t + \Phi(t)] \quad 0 < t \leq \tau \quad (6)$$

式中: $A(t)$ 为幅度; f_0 为中频; $\Phi(t)$ 为初相; τ 为回波脉冲宽度。

设式(5)中 $n=1$, 则采样频率 $f_s = \frac{4f_0}{2n+1} = \frac{4}{5}f_0$, 对窄带中频信号采样, 则第 N 个采样点离散形式为

$$S(NT_s) = A(NT_s)\cos(2\pi f_0 NT_s + \Phi(NT_s)) \quad (7)$$

式中: $T_s = \frac{1}{f_s}$ 为采样间隔。

将 $f_0 = \frac{5}{4}f_s$ 代入式(7)得到

$$S(NT_s) = A(NT_s)\cos\left[2\pi \times \frac{5}{4}f_s \times NT_s + \Phi(NT_s)\right]$$

$$= A(NT_s)\cos\left[\frac{5}{2}\pi \times N + \Phi(NT_s)\right]$$

$$= \begin{cases} A(NT_s)\cos\Phi(NT_s) & N = 4K(0, 4, 8, \dots) \\ -A(NT_s)\sin\Phi(NT_s) & N = 4K + 1(1, 5, 9, \dots) \\ -A(NT_s)\cos\Phi(NT_s) & N = 4K + 2(2, 6, 10, \dots) \\ A(NT_s)\sin\Phi(NT_s) & N = 4K + 3(3, 7, 11, \dots) \end{cases} \quad 0 \leq MT_s \leq \tau \quad (8)$$

式中: $K=0, 1, 2, \dots, M$ 。

由贝塞尔内插公式知 8 点中值公式为

$$\hat{I}_5 = \frac{1}{2}(I_4 + I_6) + \frac{1}{8}\left[\frac{1}{2}(I_4 + I_6)\right]$$

$$- \frac{1}{16}(I_2 + I_8) \quad (9)$$

式中: I_2, I_4, I_6, I_8 为已知点, \hat{I}_5 为 I_2, I_4, I_6, I_8 的中值点。

对于下列时间序列: $Q_1, I_2, Q_3, I_4, Q_5, I_6, Q_7, I_8$, 按式(9)求出 \hat{I}_5, \hat{Q}_5 即为两组正交信号。

由此得到内插运算的原理框图如图 1(a)所示。

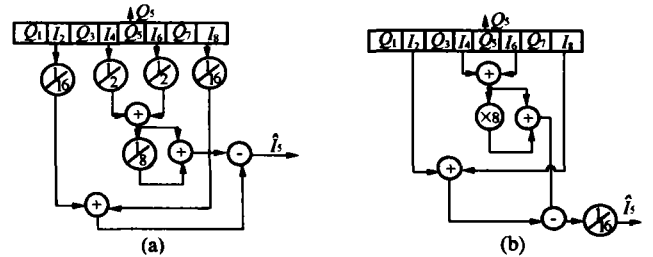


图 1 内插原理框图

而实际上求 \hat{I}_5 的逻辑图按图 1 (b) 完成。这里主要考虑了数字信号特点和具体器件使用技巧。按图 1(b) 实现的电路简单、所用器件少、易于排版、利于维修。

3 仿 真

接收的中频信号的中心频率 $f_0 = 10\text{MHz}$ 。根据带通采样定理, A/D 的采样频率为 $f_s = 8\text{MHz}$ 。对信号进行中频采样并插值, 得到两路正交信号。

输入带宽范围内不同频率点的信号(为了计算的方便, 只在载频的单边加信号), 对输出的复信号进行功率谱分析, 计算在不同频偏下的镜频抑制比 IR(信号分量和镜频分量的功率比)。如图 3 所示。图 2 是频偏为 150kHz 时输出复信号的归一化频谱。

由图可见, 在 0 到大约 200kHz 的频带内, 镜频抑制比可以达到 80dB 以上, 大大超过模拟电路的指标。分析表明^[4], 与 Hilbert 滤波方法相比, 在相同个数的系数情况下, Hilbert 滤波方法允许更宽的输入信号带宽, 而 Bessel 法可以获得更深的镜频抑制比。

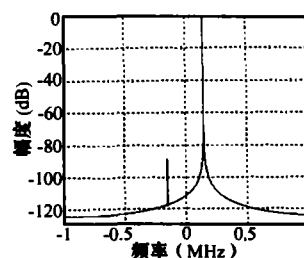


图 2 单点频偏输出频率

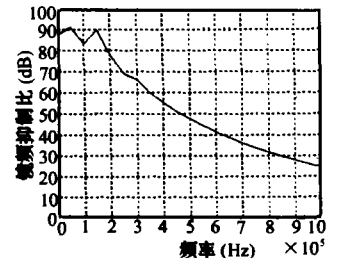


图 3 不同频偏镜频抑制比

4 CPLD 实现方案

首先,将输入 CPLD 的一路 12 位数字信号中每一位与时钟信号进行异或运算,实现 $I'(n) = x(2n)(-1)^n$ 和 $Q'(n) = x(2n+1)(-1)^{n+1}$,达到符号修正的目的。经过修正,输出的数字信号序列是一个由 I 通道的偶数项和 Q 通道的奇数项交替出现所组成的序列,即 $I_0, Q_1, I_2, Q_3, I_4, Q_5, \dots, I_{2n}, Q_{2n+1} \dots$ 。为实现 Bessel 插值,需要得到某时刻 Q_{2n+1} 值所对应的 I 通道的偶数项($I_{2n-2}, I_{2n}, I_{2n+2}$ 和 I_{2n+4})。鉴于移位寄存器有延时功能,使用 12 片移位寄存器 74164 取出 I 的偶数项序列,同时分离的还有相应的 Q_{2n+1} 一路信号。接着, I 的偶数项序列经过加法器电路实现有符号加、减法。由于 Bessel 插值中的分母均为 2 的整数幂,用右移来实现 2 的整数幂除法非常方便。实现框图如图 4 所示。

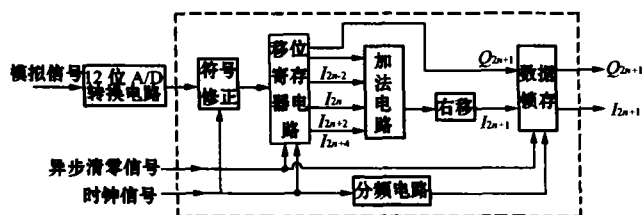


图 4 数字正交相位检波实现电路组成框图

该 CPLD 实现方法,由于只涉及移位、简单门和加减法运算,因此用 CPLD 实现很方便,可以获得较高的运算速率,满足实时要求。

5 结束语

现代雷达的趋势是向全数字化方向发展,采用直接数字中频采样技术是实现这一目标的一个重要组成环节。

本文详细研究了对中频直接正交采样,利用 Bessel 内插方法将一路中频数字信号分解成两路正交数字信号,并进行了仿真。

结果表明在一定频带范围内,该方法能够获得较高的镜频抑制比。同时给出了 CPLD 实现方案,具有一定的工程参考价值。

参考文献

- 1 黄湘鹏,杨 舰. 雷达中频信号相干检波的数字实现. 电子工程,2001,(2):1~5
- 2 苏 涛,强生斌,等. 数字正交采样和脉压的高效算法及实现. 现代雷达,2001,23(2):39~41
- 3 雷 文,龙 腾,等. 脉冲雷达中频采样系统的镜频抑制性能分析与参数设计. 电子学报,2001,29(12):1586~1588
- 4 任晓宇. 中频正交采样理论及其 ASIC 设计实现:[硕士学位论文]. 西安电子科技大学,1999

何 蕾 女,1979 年生,西安电子科技大学在读研究生,研究方向是导弹信号源的仿真与实现。

陈伯孝 男,1966 年生,教授,现从事雷达系统与雷达信号处理工作。

刘茂仓 男,1961 年生,高工,现从事雷达信号处理系统设计工作。

(上接第 47 页)

的高电位上,偏磁电源也必须浮动在 $\pm 65\text{kV}$ 电位上。

据以上分析,我们在结构设计中采用了脉冲变压器初级接地的方法。

5 结 论

通过对四路并联 PFN 形成线和高变比脉冲变压器所组成的分立结构高功率强流系统的试验研究及计算机辅助分析,已经证实了该方案存在脉冲前沿大、输出脉冲电流低,即效率低的缺点。

针对这些缺点,提出了采用双 Blumlein 线、低变比脉冲变压器所组成的集中结构高功率强流系统。

通过计算机模拟仿真,证实了采用非均匀 Blumlein 线系统,在负载阻抗 100Ω 下,能够获得脉冲宽度 $1.5\mu\text{s}$ (顶部 $1\mu\text{s}$) 前沿 $0.45\mu\text{s}$, 输出脉冲幅度达

600kV 的脉冲输出,按此论证方案设计的电路已用于电子加速器工程中,各项指标均满足设计要求。

(在此项研究中得到钟惠斌、常安碧、张之福等专家帮助及徐功潜、李网生对本文提出了许多宝贵意见。特此感谢!)

参 考 文 献

- 1 电子变压器专业委员会. 电子变压器手册. 辽宁:辽宁科学技术出版社,1998
- 2 强伯涵,魏 智. 现代雷达发射机的理论设计和实践. 北京:国防工业出版社,1985

沈 坚 男,1965 年生,高级工程师,现从事发射机特种元件、人工线、脉冲变压器的设计与研究。