

超高速采样技术及其在远程超宽带 雷达信号处理中的应用研究

李宛州

(清华大学自动化系, 北京 100084)

摘要: 为解决远程超宽带雷达信号直接采样问题, 提出了 1 Gsps 超高速实时采样设计方案, 采用全新的数据降频设计思想实现 1 ns 写入的并行存储器系统结构. 在考虑改善因子对 A2D 动态范围要求时, 论述了随机采样原理结合 ps 级时间轴展宽技术实现 12 位 5 Gsps 等价采样系统的设计方法, 对宽频带雷达信号处理、数字存储示波器、频谱分析仪等领域有重要应用价值, 提出的原理实际应用于高速数字存储示波器系统设计中.

关键词: 等价采样; 随机采样; 触发相位差; 时间轴展宽; 远程超宽带雷达

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2212 (2001) 072094-0203

Research on Applications of High-Speed Sampling Technology and Its Remote UWB Radar Signals Processing

LI Wan2zhou

(Automation Department of Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In order to solve the problem of sampling remote UWB radar signals, a real-time sampling design plan based on 1 Gsps ultra-speed sequences has been proposed, which uses a new method for reducing the frequencies in all databases with the input of 1 ns in a dual-memory system structure. When demanding for improvement factor on an A2D dynamic range has come out, the principle of random sampling with combination of ps timing on the time axis is exposed to increase the realization of technology in 12 units of 5 Gsps design methods for sampling systems. This method gives a very high practical value to the UWB radar signals processing, digital oscilloscopes, frequency spectrum analyzers, etc., that exist among the theory and applications of high-speed digital oscilloscopes system designs.

Key words: equivalence sampling; random sampling; trigger phase difference; time axis explanation; UWB radar

1 引言

有关文献^[1]指出, 因为没有能直接对绝对带宽在 1 GHz ~ 3 GHz 的远程超宽带雷达信号进行采样的高速 A2D 转换器件, 所以提出了基于时频变换技术或基于频带分割与子带脉压多通道综合技术等的 UWB 雷达脉冲压缩方法, 通过模拟滤波器组对信号进行频带分割, 在每个子带上用相对低速的 A2D 进行采样, 做子带脉压压缩, 最后进行子带脉压插值和多通道综合, 以处理速度和电路复杂度换取 A2D 采样带宽的降低^[1-4].

这个问题需要从 A2D 转换速度与量化位数两个方面考虑. 目前, 8 bit 量化、1 Gsps 转换速率的 A2D 器件可以直接购买, 但是没有 1 ns 写入的存储器, 若考虑到地址与数据切换时间, 则要求存储器写入时间必须小于 1 ns. 因此, 关键技术在于设计具有 1 ns 刷新速率的存储器系统. 另一方面, A2D 量化噪声对动目标显示改善因子平均限制是 $I = 20 \log(2^n - 1)$

$\sqrt{0.175^{[8]}}$, 若要求改善因子达到 60 dB 则需要 A2D 量化位数是 12 位, 但是, 具有 12 位量化能力的 A2D 器件即使要达到数百 MHz 带宽也是不可能的.

所以, 应用超高速采样技术实现远程超宽带雷达信号直接采样的关键是确定 A2D 量化位数以及信号带宽指标. 如果 8 位 A2D 量化噪声可以接受的话, 根据窄带信号特点可以直接由 1 Gsps 转换速率的 A2D 器件设计信号采样系统, 所要解决的关键技术是存储器控制单元的时序电路. 如果要求高动态改善因子, 则必须根据随机采样原理以时间轴展宽方式拓宽 A2D 等价采样带宽 2 个数量级, 于是使用 12 位 A2D 器件, 转换速率在 50 Msps 时也可以对远程超宽带雷达信号直接采样.

2 8 位 1 Gsps 实时采样系统设计

1 Gsps 实时采样要求存储器写入时间小于 1 ns, 目前 RAM

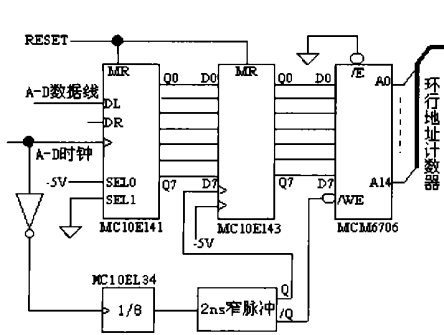


图 1 超高速采样的 1/8 降频结构

无法达到,必须从技术上解决 1ns 刷新速率问题.笔者提出在 A2D 数据输出线上降低每片存储器数据刷新速率,等效于并联切换达到 1Gsp/s 采样数据实时存储目的.即 A2D 转换器时钟是 1GHz,在 D₀D₇ 每根数据线上设计一套降频电路,用 1 片 RAM 接收降频后的数据,以满足总体 1ns 刷新速度要求. A2D 转换器是 MAX108,其数据输出速率要降低到 6ns 存储器 MCM6706BRJ6 写入时间宽度,再加上数据、地址切换时小于 2ns 的稳定时间之和.所以,降频比为八分之一,写入周期是 8ns.为匹配印制板走线延迟,采用 MCM10EL195 延迟线以 20ps 步长精确控制切换窄脉冲宽度. 1Gsp/s 实时采样电路结构如图 1. 串行寄存器 MCM10E141 将 A2D 输出数据在时间段上以 8 个时钟周期切分后输出到 MCM10E143,第 8 个采样周期结束后,窄脉冲上跳沿把数据锁存并输出到 RAM,此时,地址锁存器地址应该是稳定的,于是,每 8 个采样数据被写入到 RAM 一个地址单元. 8 位 A2D 数据线具有同样的降频结构,数据存储深度取决于 RAM 容量,从而达到 1Gsp/s 实时数字采样存储.图 2 是时序与内存数据排列关系.

3 12 位 5Gsp/s 等价采样系统设计

等价采样系统由随机采样技术与时间轴展宽电路相结合而达成.当被测信号频率远高于 A2D 最大采样速率时,我们不能从一次 A2D 采样序列的数据中重构信号波形.但是,如果被测的是周期信号(如果是非周期的,则需要通过延迟电路处理),通过测量每次 A2D 采样序列起点与一基准点(如信号触发时刻)的相位差,就能确定本次采样序列在重构波形中的位置.因为,此相位差完全是随机分布的,它保证了我们能在很短的时间段内遍历其在一个 A2D 时钟周期内所有可能的取值.而由于此相位差的随机取值,使每次对被测信号的采样序列也是随机的,通过分布在这个时间段上的随机采样序列叠加,在叠加次数 n 足够大时,可以遍历所有可能的波形采样过程,从而重构目标信号的完整采样波形.或者说等价于一个完整的波形采样.我们定义:等价采样是一组随机采样序列的组合,在周期信号输入前提下获取信号完整的采样过程.

图 3 是随机采样起点与等价采样频率关系^[6], A2D 采样速率是 T₀,则 $L = \frac{T_0}{T_s}$ 是等价采样倍率,它决定了随机采样序列数据点之间的时间间隔,图 4 给出了随机采样系统结构^[6].即使是 50Msp/s 采样速率,要想在 20ns 时间段内达到很高的

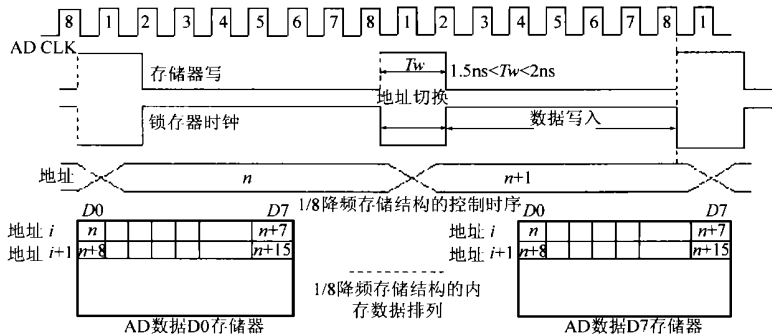


图 2 时序与内存结构

相位分辨率也是很困难的.必须通过时间轴展宽技术提高系统精度.时间轴展宽电路设计要求在一个 A2D 时钟周期内测量到的随机采样序列相位差至少有 1% 分辨率.当 A2D 时钟在 1GHz 时,这是非常困难的事情,它限制了系统的基本性能指标.但是, A2D 时钟在 20ns 低速动作时,时间轴展宽电路达到 200ps 分辨率比较容易.因此,在 60dB 改善因子指标下,选择 12 位 A2D 转换器 AD9058 能实现 5Gsp/s 信号带宽直接采样(AD9058: Analog Devices 公司 50Msp/s 双通道 A2D 转换器).图 5 是时间轴展宽电路结构,图 6 是设计关系.电路中的两个恒流源电流之比为 k,在相位差脉冲作用下转换成电压比,即输入输出时间之比.因为 $t_w = \frac{I_1}{I_2} t_x$,令 $k = \frac{I_1}{I_2}$,即 $k = \frac{t_w}{t_x}$.取 $k = 100$, $t_x = 20ns$ 时,此电路输出脉宽是 2000ns,即相位差时间轴被展宽了 100 倍,能精确测量分布在此时间段上的随机采样序列起点时刻.

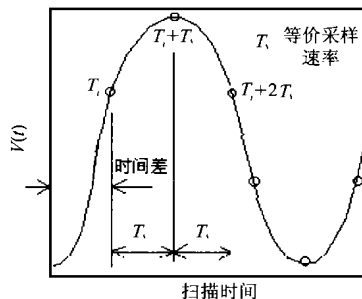


图 3 随机采样起点

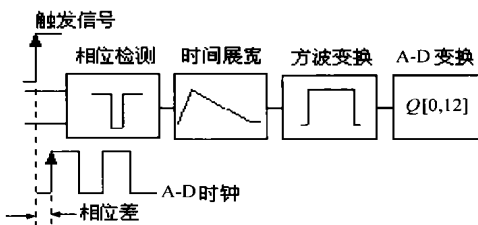


图 4 随机采样系统结构

图 7 是电路实测数据.在 151.4ns 随机相位差信号输入下,时间轴展宽电路积分变换响应幅值约 2 伏左右,放电时间是 81.25us,展宽比 $k = \frac{81.25 \mu s}{151.4 ns}$,约为 536.测定了每次随机采样序列相位差数据也就确定了每次循环叠加的时间轴坐标,

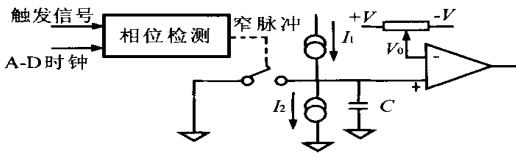


图5 时间轴展宽原理

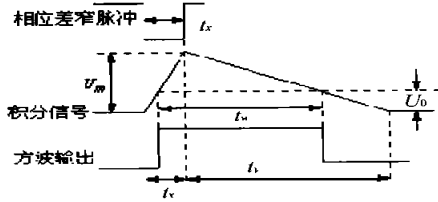


图6 时间轴展宽各参数关系

当 k 足够大时, 叠加后的序列等价于对输入信号的完全采样.

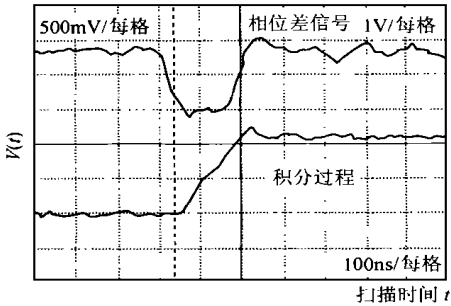


图7 (a) 相位差信号与电容积分过程

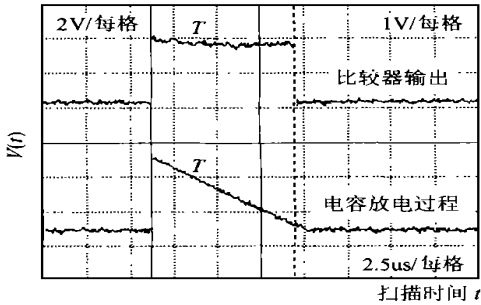


图7 (b) 电容放电过程与比较器输出

4 等价采样速度因素

理论分析与实际系统设计表明, 等价采样过程所需时间

约是叠加次数与触发信号周期的乘积. 所以必须控制时间轴展宽倍率, 因为叠加次数与倍率相关, 高展宽倍率的代价是等价采样过程的延长. 就笔者所知, 在探测动目标时, 一个方向上的雷达回波信号是时变的, 如果相对于天线角速度而言必须考虑动目标速度因素时, 等价采样倍率的选取应考虑所允许的观测时间, 并假设在这段时间窗口内, 可以忽略由于目标运动造成的波形变化. 否则, 必须用延迟电路解决时变信号的随机采样问题. 代价是增加系统的复杂性与成本.

参考文献:

- [1] 水鹏朗, 保铮. 基于频带分割与多通道综合的超宽带雷达脉冲压缩方法 [J]. 电子学报, 1999, 27(6): 50- 53.
- [2] M Skolnik, G Andrews, J P Hansen. Ultrawideband microwave radar conceptual design [J]. IEEE AES system Magazine, 1995 (10): 25- 29.
- [3] JD Taylor (edited). Introduction to ultrawideband radar system [M]. CRC Press, 1995.
- [4] L G Weiss. Wavelets and wideband correlation processing [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1994(1): 13- 32.
- [5] Deyst, John P Paulter, Nicholas G. A fast pulse oscilloscope calibration system [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 147(5): 1037- 1041.
- [6] 李宛洲. 随机采样原理应用于远程超宽带雷达信号采样的研究 [J]. 清华大学学报, 2001, 3.
- [7] 李宛洲. 高速数字存储示波器原理与设计 [M]. 清华大学出版社.
- [8] 孙启德. 高速A/D、D/A转换器在雷达系统中的应用 [J]. 微电子学, 1998, 28(4): 292- 295.

作者简介:



李宛洲 男, 博士, 1958年11月生于广州, 清华大学自动化系副教授, 电子测量技术与信息处理方向, 1988年浙江大学生物医学工程专业博士毕业, 1991年日本东京工业大学大学院综合理工学科武者研究室客座研究员, 同年日本岩崎通信机株式会社第三技术部课长, 1995年任教清华大学自动化系. 主要承担过国防科委基金课题预警机载雷达回波的最大熵谱分析方法研究(1989年, 项目负责人), 国家自然科学基金超高速信息数字化技术研究(2000年, 项目负责人)等, 专著有高速数字存储示波器设计原理(清华大学出版社).