

高速 ADC 微分相位、微分增益的测试

李迅波¹, 陈光¹, 严顺柄²

(1. 电子科技大学, 四川成都 610054; 2. 四川固体物理研究所, 重庆 40060)

摘要: 本文采用数字处理技术对高速 ADC 的微分相位、微分增益的测试方法进行研究, 给出了方程式, 构建了数字测试系统, 完成了高速 ADC 微分相位及微分增益的测试, 该方法适用于大批量的 ADC 动态参数的测试。

关键词: 微分相位; 微分增益; 数字处理技术; 模数转换

中图分类号: TP274 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 12-1892-03

Differential Phase and Differential Gain Testing of Analog-to-Digital Converters

LI Xunbo¹, CHEN Guangju¹, YAN Shunbing²

(1. University of Electronic Science & Technology, Chengdu, Sichuan 610054, China;

(2. Sichuan Institute of Solid State Circuit, Chongqing 400060, China)

Abstract: Test methods based on DSP for Differential Phase (DP) and Differential Gain (DG) of high speed and analog-to-digital converter (ADC) are studied. And the equations are proposed. The ADC dynamic test circuit has been built. The high speed ADC converter has been tested using the method; Examples of test results are shown that the method is suitable for measuring DP or DG of an ADC system.

Key words: differential Phase; differential Gain; DSP; analog-to-digital converters

1 引言

高速 ADC 广泛应用于工业控制、航天、信号处理等重要领域, 它的动态特性表征了它的动态性能。高速视频 ADC 除了文献^[1~5]所列测试参数外, 还有微分增益、微分相位。高速 ADC 的微分增益 (DG) 表征图象信号的幅度失真; 微分相位 (DP) 表示图象信号的相位失真。幅度失真和相位失真决定了图像的色度信号非线性失真, 因此必须对高速 ADC 的微分增益 (DG)、微分相位 (DP) 进行表征和定量测试。传统的微分增益、微分相位失真的测量, 是采用模拟电路的方法来完成^[6], 其测试步骤繁琐, 误差较大, 且不易作大规模的工业测试。本文运用数字信号处理技术, 对高速模数转换器的微分相位、微分增益的测试方法进行研究, 给出了相关的方程式, 构建数字测试系统, 完成了高速 ADC 的微分相位、微分增益的测试。测试结果表明, 采用本文介绍的方法, 测试精度高, 适合大规模的工业测试。

2 测试原理及实现

数字电视设备中, 当亮度信号由黑电平变化到白电平时, 高速 ADC 通道所造成的彩色副载波增益和相位的变化, 导致了微分增益、微分相位误差如图 1 所示。为了量化微分增益、微分相位误差, 其定义为:

微分增益: 叠加在低频方波信号上两个不同电平位置上的高频小信号正弦波经 ADC 输出后的幅值差的百分值 (单

位: %).

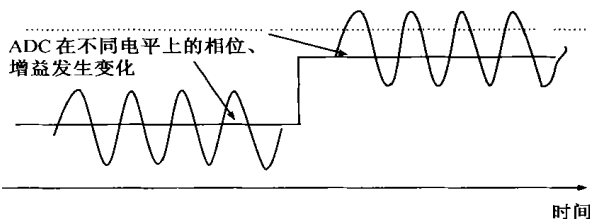


图 1 微分增益、微分相位误差

微分相位: 叠加在低频方波信号上两个不同电平位置上的高频小信号正弦波经 ADC 输出后的相位差 (单位: 度)。

设高频正弦副载波为:

$$x_i(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + U_i) \quad (1)$$

在 DG、DP 测试中, $i = 1, 2$; $x_i(t)$ 表示叠加在不同电平上的高频正弦副载波。 $x_i(t)$ 经 ADC 变换器采样, 所截得的采样数据序列为:

$$y_i(nT) = A_i \sin(2\pi f_i nT + U_i) w(nT) + C(nT)w(nT) \quad (2)$$

式中 T 为 ADC 变换器的采样转换时间, A_i, f_i, U_i 分别为高频正弦副载波的幅值、频率和相位, 且满足 $f_i T \in [0.5, 1)$; C 为采样随机误差。对式 (2) 作离散傅立叶变换得:

$$Y_i(kf_0) = T \sum_{n=0}^{N-1} y_i(nT) e^{-j2\pi k n T / N} = X(kf_0) + E(kf_0) \quad (3)$$

式中: $k = 0, 1, \dots, N-1$; $f_0 = (1/NT)$ (4)

式 (4) 中 f_0 为频谱的分辨率, 此分辨率要小于测试信号

的最小分辨率. 在实际的采样中, 信号波的长度为 NT , 此采样数据可看成是信号与矩形窗乘积的结果. 加窗导致了频谱泄漏, 为了减小频谱泄漏对信号的谱的影响, 相邻谱的间距应为 $5 \sim 10f_0$, 则输入信号的频谱频率 $f_1 \setminus 5f_0$. 除此以外, 窗的形状直接影响对信号参数的测量, 如频率、幅值等. 为了减小频谱泄漏, 加以恰当形状的窗. 这里, 采用 Blakman 窗函数.

$$w(nT) = \sum_{m=0}^M (-1)^m a_m \cos \frac{2Pmn}{N}, n = 0, 1, \dots, N-1; M \setminus 2 \quad (5)$$

式(3)中正弦序列变为:

$$X(kf_0) = \frac{1}{2j} \left[\frac{A_i}{2} \# e^{jU_i} w(A-k) + \frac{A_i}{2} \# e^{jU_i} w(A+k) \right] \quad (6)$$

式中: $k = 0, 1, \dots, N-1; A_i/f_0$

高频正弦副载波的输入频率为 f_i , 其频谱由单一谱值及其镜像所组成^[3], 其 f_i 通常不是 f_0 的整数倍, 可写成:

$$L_1 f_0 [f_i] (L_1 + 1) @ f_0 \quad (7)$$

式中 L_1 为整数, 且:

$$A_i = f_i / f_0 = (L_1 + D_1) \quad (8)$$

式中: $0 [D_1 < 1$

$X(kf_0)$ 的能量函数为:

$$E_x = \sum_k f_0 | X(kf_0) |^2 = \frac{A_i^2}{4} \# E_w \quad (9)$$

式中: $E_w = \sum_n TW^2(nT)$

E_w 为窗的能量函数. $X(kf_0)$ 在位置 $kI B_1$ 处, 有最大功率谱, 其值为:

$$E_x = \sum_{kI B_1} f_0 \# | X(kf_0) |^2 = \frac{A_i^2}{4} \sum_{kI B_1} f_0 | W(A - L_1) | \quad (10)$$

式中: B_1 为频谱的主瓣宽度.

考虑误差序列 $\{C(nT)\}$, 其 DFT 变换为 $\{E(kf_0)\}$. 由 Parseval 定理得:

$$E_e = \sum_{n=0}^{N-1} T \# C^2(nT) = \sum_{n=0}^{N-1} f_0 \# | E(kf_0) |^2 \quad (11)$$

上述误差在间隔 $(0, 2P)$ 内为随机误差. 在实际采样过程中, 该随机误差为 ADC 的量化误差. 量化误差序列为 $\{q(nT)\}$, 其功率谱为白噪声, 其值为:

$$E_e = \sum_{k=0}^{N-1} f_0 \# | E(kf_0) |^2 = R^2 \sum_{k=0}^{N-1} W_k^2 = R^2 \# E_w \quad (12)$$

综合 E_x, E_e 得:

$$E_Y(kf_0) = \sum_k f_0 \# | Y(kf_0) |^2 = E_x + E_e = \left[\frac{A_i^2}{4} + \frac{N_B}{N} \# R_q^2 \right] \# E_w \quad (13)$$

式中 N_B 为加窗的主瓣宽度, 在实际应用中: $N \setminus 2^7, N_B [9$, 因此, $N_B / N \# R_q^2$ 远小于 $A_i^2 / 4$, 其随机误差可忽略. 式(13)可变为:

$$E_Y(kf_0) \approx \frac{A_i^2}{4} \# E_w \quad (14)$$

综合式(10)、(14)得:

$$\frac{A_i^2}{4} = \frac{\sum_{kI B_1} f_0 \# | Y(kf_0) |^2}{W^2(D_1)} = \frac{|X(L_1)|^2}{W^2(D_1)} \quad (15)$$

式中 A_i 为不同电平上的采样信号, $i = 1, 2$. 由式(15)可得出高频正弦副载波经高速 ADC 采样后, 在不同的电平所产生的增益误差, 即 ADC 的微分增益误差. $Y(kf_0)$ 是复数, 即可表示为:

$$Y(kf_0) = I_m(kf_0) + jR_m(kf_0) \quad (16)$$

对应的相频关系为:

$$S_i(kf_0) = \arctg \frac{I_m(kf_0)}{R_i(kf_0)} \quad (17)$$

式中 $i = 1, 2; S_i(kf_0)$ 表示叠加在不同电平上的高频正弦副载波的相位, 即:

$$S_1(K_1 f_0) = \arctg \frac{I_m(K_1 f_0)}{R_i(K_1 f_0)} \quad (18)$$

$$S_2(K_2 f_0) = \arctg \frac{I_m(K_2 f_0)}{R_i(K_2 f_0)} \quad (19)$$

导致高频正弦波在不同的电平上的相位差, 即为高速 ADC 的微分增益误差.

3 测试系统的实现

图 2 所示为满足相关测试测试条件的微分增益、微分相位的测试框图. 它由高纯度的正弦信号发生器、方波信号发生器、加法器、被测 ADC 适配器、高速存储器、锁相环控制模块及数字信号处理器等组成. 其中, 正弦信号合成器由高速模板随机存储器(RAM)、视频 DAC 变换器及重建滤波器组成; 而方波信号合成器则由格式存储器、DAC 变换器所组成. 两者产生的正弦信号和方波信号经加法器形成所需的叠加信号. 此叠加信号馈入被测的 ADC, 经 ADC 变换后, 存入高速存储器, 以供数字信号处理.

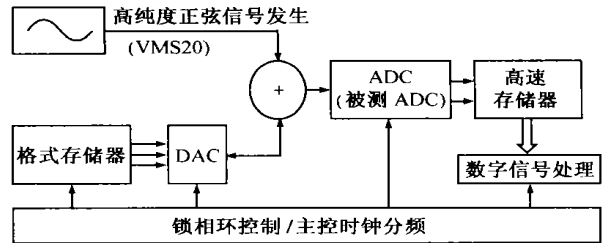


图 2 基于 DSP 的高速 ADC 微分增益、微分相位的测试框图

以上结构由 SYNCHRO0 系统中的时序控制模块(DP)、信号合成器(VMS20)、高纯度信号合成器(WS)、高速存储器(Learn Memory)、格式存储器(PATTAN MEMORY)等组成. 主控时钟模块对信号发生器、ADC 适配器、高速存储器进行时序同步控制, 使 ADC 动态测试满足相干测试条件. 滤波器对信号合成器产生的激励信号(一般为正弦信号)进行高频滤波, 降低本底噪声, 提高信号的纯度. 激励信号在主控时钟控制器的控制下, 经被测 ADC 适配器变换成数字信号, 由高速存储器存储, 再传送到数字信号处理器进行处理、分析, 获得所需结果.

4 测试结果及讨论

方波与高频正弦副载波叠加, 每个不同电平上形成 256 个采样, 在阶跃波形的下降沿, 或上升沿, 由于波形的突变, 过

冲及瞬态误差, 导致其叠加高频正弦副载波的采样波被破坏。为了避免这些被破坏了采样数据点, 我们仅取每个不同电平上, 中央的 128 个完整的采样数据点。

为了保证不同电平上的幅载波采样点数为 2^N (即量化阶数, 若 $N = 8, 2^N = 256$), 则低频矩形波满足下式:

$$T_1 = \frac{2^N}{f_s} \quad (20)$$

式中: T_1 为低频矩形波的周期; N 为 AD 变换器的变换位数; f_s 为 ADC 的采样频率。

高速 ADC 样片选为美国 AD 公司的 8 位 ADC, 其最高采样频率为 $F_s = 20\text{MSPS/S}$, ADC 满幅输入范围为 2.5v 。

对于 PAL 制, 副载波频率为 $f_{sc} = 4.43\text{MHz}$, 此时, ADC 的采样频率取为 $f_s = 14.3\text{MHz}$ 。为了保证不同电平的高频正弦副

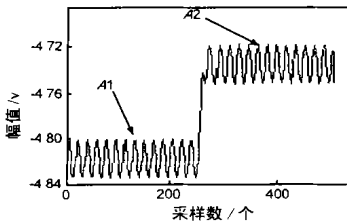


图 3 高频副载波叠加在不同电平经 ADC 采样后波形

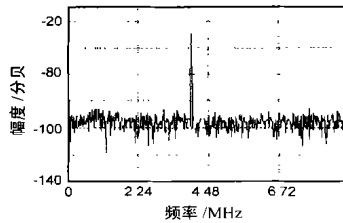


图 4 数据流 A_1 的频谱

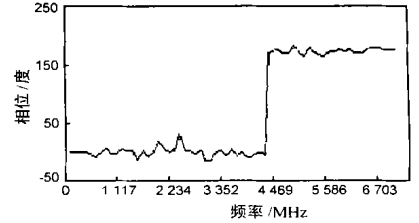


图 5 数据流 A_1 的相谱

表 1 DG、DP 测试结果

测量次数	1	2	3	4
DG(%)	0.989	0.991	0.992	0.990
DP(度)	0.491	0.490	0.493	0.492

5 结论

微分增益、微分相位是表征高速 ADC 色度信号非线性失真的两个重要的动态参数。这两参数的准确测试, 对研究、生产高速视频 ADC 有着重要意义。传统的测试是采用模拟的方法完成的, 测试精度较低, 测试系统调试困难, 不易作大规模的 ADC 器件的测试。

本文基于数字处理技术, 完成了微分增益、微分相位的相关公式的推导。并在 SYNCHRO 测试系统上, 组建了高速 ADC 动态数字测试系统, 编制了相关的测试软件, 完成了微分增益、微分相位的测试。

参考文献:

[1] Carlo Offelt. A frequency domain procedure for accurate real time signal parameter measurement [J]. IEEE Trans, Instrument Mwas, 1990, 39(2): 363- 368.

[2] 李迅波, 廖述剑, 陈光, 严顺炳. 基于数字处理技术的 ADC 动态测试及分析 [J]. 仪器仪表学报, 2000, 21(3): 293- 296.

[3] Xunbo Li, Guangju Chen, Shurbin Yan. High speed ADC performance analysis by a frequency domain approach [J]. China Japan Workshop on Intefield Reserches in Engineering [C]. China: CJWOF RIE,

载波采样 256 个数据点, 由式 (20) 得, 低频方波频率为 $F_T = 28\text{kHz}$ 。

选高频正弦副载波频率为 $f_1 = f_{sc} = 4.43\text{MHz}$, 幅值选为 ADC 满度幅值的百分之 12.5, 即 0.25v ; 阶梯信号的两个电平分别为 1.8v 、 0.3v , 频率为 28kHz 低频方波。

其叠加波形如图 3 所示

相关采样保证了在采样数据流中的一致性。在采样过程中, 数据流在不同的电平产生了增益误差、相位误差, 则是由被测的 ADC 变换器所引起的, 这正是我们所要测量的。

对数据流 $A_1(N)$ 、 $A_2(N)$ 进行数字处理, 分别得到其幅频及相频, 图 4 所示数据流 A_1 的频谱, 图 5 所示数据流 A_1 的相频图 (A_2 的幅频及相频图省略)。通过式 (15) ~ (19), 得出微分增益及微分相位。表 1 为测量结果。

2000.

[4] Jenq YC. Measuring harmonic distortion and noise floor of an A/D converter using spectral averaging [J]. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1988, 37(4): 525- 528.

[5] 廖述剑, 李迅波, 陈光, 严顺炳. 高速 ADC 中的定时动态参数的测试 [J]. 电子测量与仪器学报, 1999, 13(2): 10- 13.

[6] Walter A Kester. Characterizing and testing A/D and D/A converters for color video applications [J]. IEEE Transactions on circuits and Systems, 1978, CAS 25(7): 539- 548.

作者简介:

李迅波 男, 1963 年生于四川成都, 工学博士, 副教授, 1991 年在电子科技大学获工学硕士, 2001 年毕业于电子科技大学测试计量技术及仪器专业, 长期从事精密仪器及测量、高速信号分析处理、智能系统、故障诊断技术、计算机辅助测试技术及计算机集成制造技术方面的教学和研究工作, 有多项省部级科研及教学成果奖, 在国内外刊物发表数十篇论文, 主编全国统编教材 1 本。

陈光 男, 1939 年生于四川, 教授, 博士生导师, 电子工业部有突出贡献专家, 享受国家政府特殊津贴专家, 中国电子学会会员, 英国 IEE 会员, 多年来, 在现代测试理论、计算机辅助测试 (CAT)、数据域测试、VLSI 测试理论及方法、故障诊断技术与可测性设计、专家系统以及测试系统结构体系 (VXI) 等进行了卓有成效的研究工作, 共完成国家及省部级科研项目 26 项, 其中 15 项获国防科工委、省部级科技进步奖, 编写出版专著和教材 8 部, / 数据域测试及仪器 (第二版) 01995 年获全国电子类优秀教材一等奖, 公开发表学术论文 100 余篇, 多篇论文被国际检索机构检索。