

Nose-to-nose 校准技术的理论分析

朱江淼, 刘明亮, 卢 峰

(北京工业大学电子信息与控制工程学院, 北京 100022)

摘要: Nose to nose 校准技术的理论基础是: kick out 脉冲正比于取样示波器系统的冲激响应. Jan verspecht 博士和美国国家标准技术研究院(NIST)用 S 参数法对此进行了详尽的分析. 本文从电路理论分析入手, 对 kick out 脉冲产生的机理重新进行了分析, 得出了十分有用的数学表达式和结论: kick out 脉冲不仅与电路参数有关, 而且与选通脉冲有关. 这一结论并被计算机的仿真所证实, 这用以前的理论是无法解释的. 可以说本文结论进一步完善了 NTN 校准技术的理论依据.

关键词: 校准; nose to nose; kick out 脉冲; 宽带取样示波器

中图分类号: TM 935 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2005) 03 0480 04

The Theoretical Analysis of Nose to nose Calibration Procedure

ZHU Jiangmiao, LIU Ming-liang, LU Feng

(College of Electronic Information & Control Engineering of Beijing University of Technology, Beijing 100022, China)

Abstract: Nose to nose calibration procedure used to calibrate the bandwidth sampling oscilloscope was established under a premise that the kick out pulse is proportional to the impulse response of the oscilloscope. Dr. Jan Verspecht and NIST verified it by S parameters. We researched it from the circuit of the sampling head, and found the generation mechanism of the kick out pulse, which is a different point with before. And drew the conclusion that the kick out pulse is related to not only the parameters of the circuit but also the strobe pulse, which could not be explained before. And the mathematic expression which is given in the paper shows the correctness of the analysis. Simulations validate it also.

Key words: calibration; nose to nose; kick out pulse; broadband sampling oscilloscope

1 引言

在现代时域测量中, 对宽带取样示波器的校准是一个重要的课题, 特别是高端产品的校准, 在没有更快的脉冲源时, 无法对其实现时域校准. 1990年 HP 公司 Ken Rush 先生提出了针对双微波二极管取样电路的 Nose to nose 校准技术, 很好地解决了这一难题, 得到了示波器的时域特性. 在 Nose to nose 校准技术中, 被校准的示波器既是脉冲源, 也是测试仪器. Nose to nose 校准理论基于如下事实: 当取样示波器对内置直流电压 V_{offset} 取样时, 在示波器的输入端会产生一个称为 kick out 的脉冲^[1]. 许多文献对这个脉冲与取样示波器冲激响应的关系进行了研究, 普遍认同的结论是 kick out 脉冲与取样示波器的冲激响应成正比^[2-4], 比利时的 Jan verspecht 博士和美国国家标准技术研究院 (NIST) 用 S 参数对此进行了详尽的证明. 也有少数的结论是 kick out 脉冲是取样示波器冲激响应的一阶导数^[5]. 但是以前的理论无法解释计算机仿真中的一个现象: kick out 脉冲不仅与电路参数有关, 而且与选通脉冲有关. 本文从电路理论分析入手, 对 kick out 脉冲产生的机理重

新进行了分析, 得出了十分有用的数学表达式, 进一步证明了 kick out 脉冲与取样示波器的冲激响应成正比, 也很好地解释了 kick out 脉冲与选通脉冲之间的关系, 完善了 NTN 校准技术的理论依据. 计算机的仿真结果也证实了这一推导是正确的.

2 NOSE-TO-NOSE 校准技术的理论依据

如上所述, 普遍认为 Nose to nose 校准技术的理论依据是: 当 $offset$ 电压不为零时, 对 $offset$ 电压取样, 将在取样示波器的输入端产生 kick out 脉冲, 这个脉冲正比于取样示波器系统的冲激响应, 即

$$u_k(t) = k \cdot h(t) \quad (1)$$

其中 $u_k(t)$ 是 kick out 脉冲, $h(t)$ 是取样示波器系统的冲激响应, k 是比例系数.

如果式 (1) 成立, 就可以将两台完全相同的取样示波器的输入端对接, 其中一台示波器产生 kick out 脉冲, 由第二台示波器对其进行测量, 得到其响应波形. 通过反卷积运算可以分离求解 kick out 脉冲. 当取样示波器不完全相同时, 可用三台

取样示波器两两对接进行三次测量, 同样利用反卷积运算可以分离求解三台示波器的 kick out 脉冲^[6,7].

由此可见, 式(1)成立与否是问题的关键. 下面, 从电路理论入手, 分析 kick-out 脉冲的产生机理, 证明式(1)的正确性.

3 kick-out 脉冲的产生机理

图 1 是取样示波器 HP 1430A 的双微波二极管取样头的等效电路^[8]. 50mV 的内置直流电压就是 *offset* 电压, 它是产生 kick-out 脉冲的关键. 另外两个 2V 的直流电压是二极管的偏置电压, 保证二极管反向偏置. R_1 和 R_2 是偏置电阻, V_1 和 V_2 是选通脉冲, 一般是对称的三角波, C_1 和 C_2 是保持电容, D_1 和 D_2 是决定电路是否导通的二极管, R_0 是 50Ω 的负载.

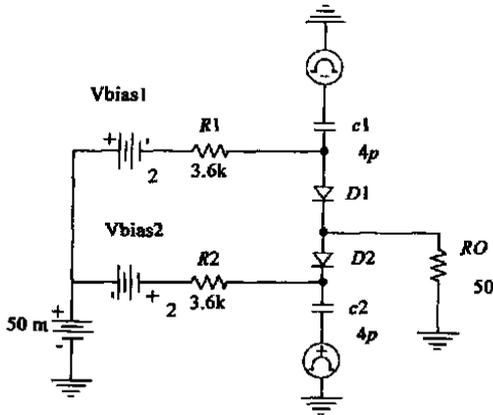


图 1 双微波二极管取样头等效电路

当 *offset* 电压为零时, D_1 和 D_2 的导通和截止发生在同一时刻, 即选通脉冲低于偏置电压时, 二极管截止, 选通脉冲上升到偏置电压的数值, 并进而超越二极管的阈值电压后, 二极管开始导通. 此时, 选通脉冲泄露到输入端的信号是等值反向的, 所以其作用效果相互抵消^[9].

当 *offset* 电压不为零时, D_1 和 D_2 的导通和截止不是发生在同一时刻, 如图 2 所示. 假设二极管的阈值电压为 ΔV , 则选通脉冲 V_1 大于 $V_{bias} - V_{offset} + \Delta V$ 时二极管 D_1 导通, 即在 $t_1 \sim t_4$ 阶段, 选通脉冲 V_1 对电容 C_1 充电. 选通脉冲 V_2 小于 $V_{bias} + V_{offset} + \Delta V$ 时二极管 D_2 导通, 即在 $t_2 \sim t_3$ 阶段, 选通脉冲 V_2 对电容 C_2 充电. 而在其他时刻, 二极管截止.

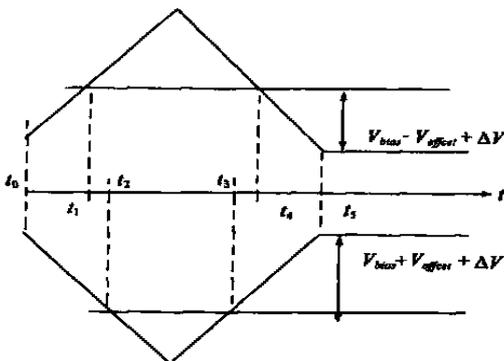


图 2 二极管导通时间的关系

综合上述观点, 由于电路平衡对称, 且选通脉冲又是对称的三角波, 所以选通脉冲 V_2 抵偿了一部分选通脉冲 V_1 , 产生 kick-out 脉冲的真正的电路激励信号如图 3 所示. 这是一个梯形周期信号, 其周期

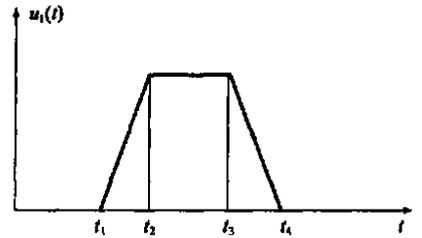


图 3 产生 kick-out 脉冲的部分选通脉冲

等于选通脉冲信号的周期, 其幅值为 $2V_{offset}$. 图中 t_1, t_2, t_3, t_4 均为常数, 可以求出: $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \Delta t$.

因此, kick out 脉冲产生的机理可表述为: 由于 *offset* 电压不为零, 使得平衡电路失衡, 造成部分选通脉冲泄露, 故而在输入端形成了 kick-out 脉冲. 找到这个激励信号并研究其作用是问题的关键, 它是 NTN 校准技术的理论基础.

4 kick-out 脉冲正比于取样示波器系统冲激响应的理论推导

在图 4 中, R_d 为二极管导通时的电阻. 其中 (a) 是 kick-out 脉冲产生的等效电路, u_1 是激励信号, 其波形如图 3 所示. 图 4 (b) 是取样头平衡等效电路的一半 (这样做不影响结论的一般性), u_2 是输入信号, 当 $u_2(t) = \delta(t)$

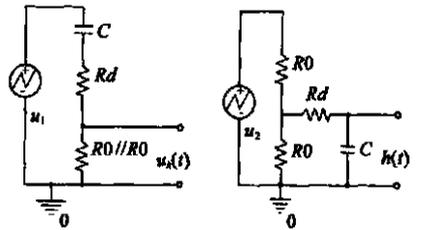


图 4 求取 kick-out 脉冲和取样示波器系统冲激响应的等效电路

(t) 时, 其输出就是电路的冲激响应 $h(t)$.

4.1 KICK-OUT 脉冲的频域表达式

由图 4 (a), 可以得到下式:

$$\frac{U_k(j\omega)}{\frac{R_o}{2}} = \frac{U_1(j\omega)}{j\omega C + R_d + \frac{R_o}{2}} \quad (2)$$

其中 $U_1(j\omega)$ 是电路的激励信号, 其时域表达式为:

$$u_1(t) = 2V_{offset} \left\{ \frac{[(t-t_1)u(t-t_1) - (t-t_2)u(t-t_2)]}{\Delta t} - u(t-t_3) + \frac{[(-t+t_4)u(-t+t_4) - (-t+t_3)u(-t+t_3)]}{\Delta t} - u(-t+t_3) \right\} \quad (3)$$

式(2)经过整理得到:

$$U_k(j\omega) = \frac{j\omega C R_o}{2 + j\omega C (2R_d + R_o)} \cdot U_1(j\omega) \quad (4)$$

4.2 取样示波器的系统函数

由图 4 (b), 当 $u_2(t) = \delta(t)$ 时, 可以得到:

$$H(j\omega) = \frac{\frac{R_o}{2}}{\frac{1}{j\omega C} + R_d + \frac{R_o}{2}} = \frac{1}{2 + j\omega C (2R_d + R_o)} \quad (5)$$

这就是取样头的系统函数.

4.3 KICK OUT 脉冲和取样示波器系统冲激响应的关系

由式(4)、(5)可直接得到如下关系:

$$U_k(j\omega) = j\omega CR_0 \cdot H(j\omega) \cdot U_1(j\omega) \quad (6)$$

换算到时域,则

$$u_k(t) = CR_0 \cdot \frac{d}{dt} [h(t) * u_1(t)] \quad (7)$$

对式(5)进行 IFT, 可得取样示波器冲激响应函数,

$$h(t) = \frac{1}{(2R_d + R_0)C} e^{-\frac{t}{(2R_d + R_0)C}} \cdot u(t) \quad (8)$$

为后继计算书写简便, 令 $\frac{1}{(2R_d + R_0)C} = m$ (9)

式(8)可以简写为 $h(t) = m e^{-mt} \cdot u(t)$ (10)

将式(3)、(10)代入式(7), 得到:

$$\frac{d}{dt} u_1(t) = \frac{2V_{offset}}{\Delta t} [u(t-t_1) - u(t-t_2) + u(t-t_3) - u(t-t_4)] \quad (11)$$

$$\begin{aligned} u_k(t) &= \frac{d}{dt} u_1(t) * h(t) \\ &= \frac{2V_{offset}}{\Delta t} \left[\int_{t_1}^t h(t-\lambda) d\lambda - \int_{t_2}^t h(t-\lambda) d\lambda - \int_{t_3}^t h(t-\lambda) d\lambda + \int_{t_4}^t h(t-\lambda) d\lambda \right] \\ &= \frac{2V_{offset}}{\Delta t} e^{-mt} [e^{-mt_2} - e^{-mt_1} + e^{-mt_3} - e^{-mt_4}] \\ &= \frac{2V_{offset}}{\Delta t} \cdot \frac{1}{m} h(t) [e^{-mt_2} - e^{-mt_1} + e^{-mt_3} - e^{-mt_4}] \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)可知,

$$k = \frac{2V_{offset}}{\Delta t} \cdot \frac{1}{m} [e^{-mt_2} - e^{-mt_1} + e^{-mt_3} - e^{-mt_4}] \quad (13)$$

当取样头、选通脉冲确定后, k 为一常数, 即 kick out 脉冲与取样示波器的冲激响应成正比。这一结论与 Jan verspecht 博士和美国国家标准技术研究院(NIST)用 S 参数对此进行的证明结论完全一致。重要的是, k 值与选通脉冲有关, 当选通脉冲确定后, k 值就确定了; 反之, 当选通脉冲变化时, 相应的 t_1, t_2, t_3, t_4 就会发生变化, 即 k 值发生了变化。

5 计算机仿真对上述推导的验证

在计算机仿真中, 如果改变选通脉冲的有效底宽, kick out 脉冲的宽度也会改变。图 5 是将选通脉冲的有效底宽从 22ps 改变到 25ps, 得到的 kick out 脉冲也逐渐变宽, 也就是说, 取样头的带宽在改变。

由本文的分析可知, 选通脉冲的一部分是真正的激励信号。正是由于它的泄露才导致输入端产生了 kick out 脉冲。因此, 选通脉冲宽度的变化必将直接影响 kick out 脉冲的宽度。

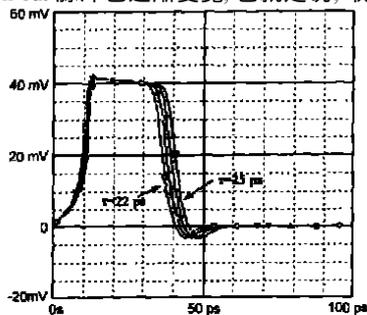


图 5 当选通脉冲的有效底宽改变时的 kick-out 脉冲

明, 当 $offset$ 电压为零时, 在输入端是没有 kick out 脉冲信号的, 只有当 $offset$ 电压不为零时, 才在输入端产生了 kick out 脉冲信号。并且当 $offset$ 电压变化时, kick out 脉冲信号的幅值也随着变化。但是 $offset$ 电压的变化仅改变了 kick out 脉冲的幅值, 而不改变 kick out 脉冲的宽度^[10]。

本文分析表明, 对一个平衡取样电路而言, $offset$ 电压存在与否决定了选通脉冲是否泄露, 而选通脉冲泄露与否决定了 kick out 脉冲是否产生。 $offset$ 电压的改变决定了选通脉冲的泄露量, 于是在输入端产生的 kick out 脉冲信号也随之改变。另外, 由式(13)也

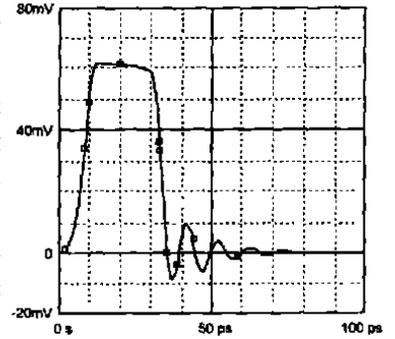


图 6 $offset$ 电压改变时的 kick-out 脉冲

可以看出, kick out 脉冲的幅值正比于 $offset$ 电压值。将 $offset$ 电压从 50mV 变化到 250mV, 间隔为 50mV, 可得到 5 个 kick out 脉冲。将这 5 个 kick out 脉冲对 $offset$ 电压进行归一化处理, 结果如图 6 所示, 5 条曲线完全重合。这说明 $offset$ 电压对 kick out 脉冲的影响只表现在对其幅值的影响上, 也就是说 $offset$ 电压不会改变系统的冲激响应。

6 结论

NTN 校准技术的一个显著特点就是: 校准带宽等于取样头的带宽, 因此不需要高级的校准设备。在 NTN 校准技术中, kick out 脉冲是非常关键的信号, 本文详细讨论了它的产生机理, 得到了结论: 由于 $offset$ 电压不为零, 使得平衡电路失衡, 造成部分选通脉冲泄露, 在输入端形成了 kick out 脉冲。进而从电路分析的角度对 NTN 校准技术的理论依据‘kick out 脉冲正比于取样示波器系统的冲激响应’进行了分析和数学推导。计算机的仿真结果也证实了这一推导是正确的。

参考文献:

- [1] Ken Rush, Steve Druvring, John Kerely. Characterizing high speed oscilloscopes[J]. IEEE Spectrum, September 1990, 38-39.
- [2] Jan Verspecht. Broadband sampling oscilloscopes characterization with the nose to nose calibration procedure: A theoretical analysis[J]. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, 1995, 44(6): 991-997.
- [3] Dylan F Williams, Kate A Remley. Analytic sampling circuit model[J]. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2001, 49(6): 1013-1019.
- [4] Donald C DeGroot, Paul D Hale. Analysis of Interconnection Networks and Mismatch in the Nose to Nose Calibration[C]. 55th ARFTG Conference Digest, 2000, 116-121.
- [5] 林茂谷, 赵华. 宽带取样示波器 Nose to Nose 校正理论的新进展[J]. 电子学报, 2001, 29(3): 409-411.

计算机仿真还表

- Calibration of Broadband Sampling Oscilloscope, ACTA ELECTRONICA SINICA, 2001, 29(3): 409- 411.
- [6] 刘明亮, 林茂六, 贺云辉, 高昀. 基于 NTN 技术的宽带取样示波器的校准[J]. 计量学报, 2002, 23(1): 65- 68.
LIU Ming liang, LIN Mao liu, HE Yun hui, GAO Yun. Calibration of broadband sampling oscilloscopes based on a Nose to Nose procedure [J]. ACTA METROLOGICA SINICA, 2002, 23(1): 65- 68.
- [7] 朱江淼, 刘明亮. 用于宽带取样示波器的 Nose to nose 校准技术 [J]. 应用基础与工程科学学报, 2003, 11(1): 94- 97.
ZHU Jiang miao, LIU Ming liang. A Calibration Theory Named Nose to Nose Used on the Broadband Sampling Oscilloscope, Journal of Basic Science and Engineering, Vol 11, No 1, 2003. 94- 97.
- [8] SEDKI M RIAD. Modeling of the HP 1430A feed through wide band (28 ps) sampling head[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1982, 31(2): 110- 115.
- [9] Zhu Jiangmiao, Liu Mingliang, Gao Yun. The Simulation of the Nose to nose Calibration Procedure [C]. Conference Proceedings of the Sixth International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 2003, 2: 1217- 1220.
- [10] Donld R Larson, Nicholas G Paulker. The Effect of Offset Voltage on the Amplitude and Bandwidth of Kick out Pulses Used in the Nose to Nose Sampler Impulse Characterization Method [C]. in Proc. IEEE IMTC, Baltimore, MD, 2000. 1425- 1428.

作者简介:

朱江淼 女, 1972 年 8 月生于山西省太原市, 北京工业大学电子信息与控制工程学院讲师、博士生, 1997 年毕业于华北工学院, 获仪器仪表与测试技术硕士学位, 同年起在北京工业大学电子信息与控制工程学院任教, 2001 年起攻读博士学位, 参与多项科研项目的工作, 已发表论文十余篇, 主要研究方向是数字信号处理、宽带系统及脉冲参数校准理论与方法. E-mail: zhujiangmiao@bjut.edu.cn.

刘明亮 男, 1943 年 3 月生于哈尔滨市, 北京工业大学电子信息与控制工程学院教授, 主持和参与的科研项目多次获得奖励, 已发表论文六十篇, 目前的主要研究方向为数字滤波与反卷积, 脉冲参数与宽带系统校准理论与方法, DSP 及在集成电路测试中应用的研究.

卢 峰 男, 1979 年 2 月出生在北京, 北京工业大学电子信息与控制工程学院硕士研究生, 主要研究方向为信号与信息处理, 脉冲参数校准理论与方法.