

# 基于 Nose-to-Nose 校准法的取样示波器 冲激响应的一种算法

赵 华<sup>1</sup>, 林茂六<sup>2</sup>

(1. 南京邮电学院电子工程系, 江苏南京 210003; 2. 哈尔滨工业大学电子通信工程系, 黑龙江哈尔滨 150001)

**摘要:** 本文根据时变电路概念和信号与电路系统理论, 利用 Nose-to-Nose (NTN) 校正法, 对取样示波器的双二极管平衡型取样电路建立了时变线性电路模型, 导出了 kick-out 脉冲和取样系统冲激响应的时域表达式, 证明了该脉冲是 NTN 校正中的零输入响应而非冲激响应, 提出了从 kick-out 脉冲中提取时间常数从而确定取样器冲激响应的新的数据处理方法与公式, 有效地解决了 NTN 校正中取样管结电容变化对校正精度的影响问题。

**关键词:** Nose-to-Nose 校正; 取样; 时变电路冲激响应

**中图分类号:** TM932 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 03-0365-03

## A Method to Determine the Impulse Response of Sampling Oscilloscope Based on "Nose-to-Nose" Calibration

ZHAO Hua<sup>1</sup>, LIN Mao-liu<sup>2</sup>

(1. Dept. of Electronic Engineering, NJUPT, Nanjing, Jiangsu 210003, China;

2. Dept. of Electronics & Communication HIT, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** According to the time-varying circuit concept, signal and circuitry system theory, we establish a time-varying linear circuit model of two-diode sampler using Nose-To-Nose (NTN) calibration procedure in this paper, and derive expressions of kick-out pulse and the impulse response of the sampler in time domain, proving that kick-out pulse is a natural response of the sampling circuit in the NTN. A new data-processing method is presented to obtain the varying RC parameter from the kick-out pulses acquired for the determination of the impulse response of sampler of oscilloscope. The problem of diode junction capacitance effect on the NTN calibration can be solved.

**Key words:** nose-to-nose calibration; sampling; time-varying circuit; impulse response

### 1 引言

1989年, Ken Rush<sup>[1]</sup>在取样示波器的设计和测量工作中发现在其偏置电压不为零时, 会向探头连接处发射一系列与取样脉冲同频的脉冲, 称之为 kick-out 脉冲, 他直觉地认为, 该脉冲含有取样器线性特性的信息, 所以将两台同型号的示波器对接, 其中一台测量另一台发射出的 kick-out, 经数据处理后可获得系统的线性特性, 这种校正方法称为“Nose-to-Nose”校正, 这是一种新的校正法, 适用于宽带取样示波器的校正, 目前该方法正在被深入研究, 形成该方法的重要因素是 kick-out 脉冲, 该脉冲是何性质, 如何用它确定取样器冲激响应, Ken Rush 提出了一个假设, 认为 kick-out 脉冲与取样系统冲激响应成比例<sup>[1]</sup>, 并且由 Jan Verspecht 对此进行了近似的证明<sup>[2]</sup>. 可惜其证明最终未给出 kick-out 脉冲的时域解析表达式, 物理概念模糊, 另外, 如何处理二极管结电容的变化对“Nose-to-Nose”校正法的影响<sup>[3]</sup>, 至今尚无很好的算法, 本文将

首先对 kick-out 脉冲进行严格的分析并确定其性质, 然后提出解决上述问题的算法。

### 2 对称条件下的 kick-out 脉冲时域表达式

双二极管平衡取样电路及其 NTN 对接示意图如图 1 所示,

在信号波长大大小于传输线长度时, 传输线用其特性阻抗  $Z_c$  表示,  $R_T$  反映终端包括各种寄生效应产生的阻抗效应, 反偏电压  $V_{b1} < 0$  和  $V_{b2} > 0$  使二极管  $D_1$ 、 $D_2$  在非取样期保持截止态;  $V_{s1}$  和

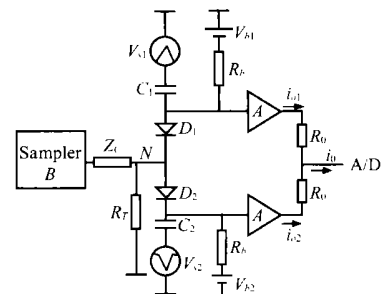


图 1 双二极管平衡取样电路及其 NTN 对接示意图

收稿日期: 2001-10-29; 修回日期: 2002-06-28

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 69872011)

$V_{s2}$  为取样脉冲, 有  $|V_{s1}| \gg |V_{b1}|, |V_{s2}| \gg V_{b2}$ . 只要调整反偏电压  $V_{b1}$  和  $V_{b2}$ , 使电路在直流上失衡, 形成一偏置电压  $V_{\text{offset}} = V_{b1} + V_{b2}$ , 在取样期即可在输出端  $N$  处产生一系列与取样脉冲同周期的 Kick-out 脉冲. 设图 1 电路满足理想对称条件:  $V_{s1} = -V_{s2}, C_1 = C_2 = C, D_1$  和  $D_2$  具有相同的伏安特性  $i = f(v)$ , 可以证明系统满足该条件并工作于线性状态时, 输出端信号将不含取样脉冲成份, 而偏置电压成为取样系统产生 Kick-out 脉冲响应的激励信号. 图 1 的零状态等效电路如图 2 所示, 由 KVL 得作用于二极管的电压为:

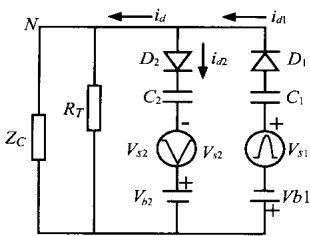


图 2 取样器的等效电路

$$v_{d1}(t) = V_{s1} + V_{b1} - U_{D(on)} - i_{d1}Z + i_{d2}Z - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{d1}(t) dt \quad (1)$$

$$v_{d2}(t) = |V_{s2}| - V_{b2} - U_{D(on)} - i_{d2}Z + i_{d1}Z - \frac{1}{C_2} \int_0^t i_{d2}(t) dt \quad (2)$$

$U_{D(on)}$  为二极管初始导通电压,  $Z = Z_C // R_T$ . 式(1)加式(2)除以 2 得二极管上平均电压:

$$v_A(t) = V_{s1} + \frac{V_{b1} - V_{b2}}{2} - U_{D(on)} - \frac{1}{2C_0} \int_0^t (i_{d1} + i_{d2}) dt \quad (3)$$

因为取样脉冲的周期性,  $v_A$  为周期性函数. 式(1)减式(2)得二极管的差分电压:

$$v_D(t) = v_{d1} - v_{d2} = V_{\text{offset}} - 2Zi_d - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_d dt \quad (4)$$

其中  $V_{\text{offset}} = V_{b1} + V_{b2}, i_d = i_{d1} - i_{d2}$ . 利用泰勒级数在  $v_A$  处将  $i_{d1}, i_{d2}$  展开

$$i_{d1} = f(v_{d1}) = f(v_A + \frac{v_D}{2}) = f(v_A) + f'(v_A) \frac{v_D}{2} + \frac{f''(v_A)}{2!} (\frac{v_D}{2})^2 + [f'''(v_A)/3!] (v_D/2)^3 + \dots$$

$$i_{d2} = f(v_{d2}) = f(v_A - \frac{v_D}{2}) = f(v_A) - f'(v_A) \frac{v_D}{2} + \frac{f''(v_A)}{2!} (\frac{v_D}{2})^2 - [f'''(v_A)/3!] (v_D/2)^3 + \dots$$

所以  $i_d = f(v_{d1}) - f(v_{d2}) = f'(v_A) v_D + 2 \frac{f'''(v_A)}{3!} (\frac{v_D}{2})^3 + \dots$   
 根据式(4), 当  $t=0$  时,  $v_D(t)_{\text{max}} = |V_{\text{offset}}|$ , 考虑到实际的二极管特性参数如最大允许正向电流  $I_M$ , 偏置电压应受到限制, 一般而言对于小功率管有  $|V_{\text{offset}}| < 1$ , 则  $v_D/2 < 1$ , 随着二极管的导通,  $v_D$  也将进一步减小, 所以可忽略三阶以上项得线性  $i-v$  关系

$$i_d = f'(v_A) v_D \quad (5)$$

将式(4)代入上式, 得

$$i_d = f'(v_A) (V_{\text{offset}} - 2Zi_d - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_d dt) \quad (6)$$

因为  $v_A$  是  $t$  的函数, 设  $f'(v_A) = g(t)$  (二极管总是存在着

一定的漏电流), 这是由二极管伏安特性确定的时变电导, 所以式(6)可写成:

$$\frac{i_d(t)}{g(t)} = V_{\text{offset}} - 2Zi_d - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_d(t) dt \quad (7)$$

其相应的等效电路如图 3, 这是一个零状态线性时变电路.

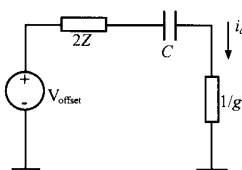


图 3 式(7)的等效电路

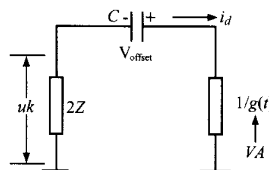


图 4 kick-out 形成原理

令  $r(t) = 1/g(t) + 2Z$ , 式(7)变为

$$r(t) i_d(t) = V_{\text{offset}} - \frac{1}{C_0} \int_0^t i_d(t) dt \quad (8)$$

解此方程得 kick-out 电流

$$i_d(t) = i_k(t) = \frac{V_{\text{offset}}}{r(t)} e^{-\frac{t}{r(t)C}} \quad (9)$$

kick-out 脉冲的电压形式为

$$u_k(t) = Zi_d = \frac{ZV_{\text{offset}}}{r(t)} e^{-\frac{t}{r(t)C}} \quad (10)$$

$r(t)$  为系统时变电导,  $r(t)C$  为取样系统时间常数. 实际上 kick-out 电压脉冲是两个二极管反偏电压不等时在非取样期间对电容器充电(见图 1)形成一个偏差电压  $V_{\text{offset}}$  在取样期放电并且伴随着  $g(t)$  在取样脉冲确切地说是在  $v_A$  作用下随时间变化两方面综合作用下在  $2Z$  上形成的, 其物理含义如图 4 所示, 是一零输入响应.  $u_k$  的 PSPICE 计算机仿真波形如图 5 所示. 其中取样二极管采用了非线性模型近理想参数(渡越时间  $0$ , PN 结体电阻为欧姆固定电阻, 忽略分布电感, 结电容因可被等效变换也不予考虑).

### 3 取样系统冲激响应

根据零状态线性时变取样等效电路(图 3)求系统冲激响应, 令图中激励信号为  $(t-u)$ , 得微分方程

$$r(t)C \frac{du_k}{dt} + u_k = (t-u) \quad (11)$$

解此方程, 得取样器冲激响应

$$h(t, u) = \frac{1}{r(u)C} e^{-\frac{t-u}{r(u)C}} e^{-\frac{t}{r(t)C}} U(t-u) \quad (12)$$

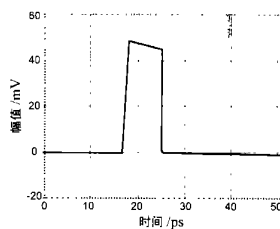


图 5 kick-out 脉冲计算机仿真波形

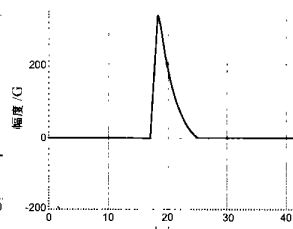


图 6 取样器在某一激励时刻的冲激响应仿真波形

$U$  表示阶跃函数. 式(12)表示的是取样系统冲激响应,它是关于  $t$  和  $u$  两个变量的函数,  $t$  为响应的观测时刻 ( $0, +\infty$ ),  $u$  为激励信号加入时刻 ( $0, +\infty$ ), 在 NTN 校正中有效激励时间为取样期,  $0$  表示激励前的时刻, 对于因果系统, 有  $t > u$ . 简便起见, 设取样期为  $T_s$ , 脉冲在此期间的不同时刻加入将会产生不同的  $h(t, u)$ . 一般可设取样脉冲周期  $T_s \gg 3r(t)C$ , 因此在下一个取样脉冲到来时, 系统已恢复初态. 取样器在某一激励时刻的冲激响应仿真波形如图 6 所示.

由式(12)或式(11)得电流冲激响应为

$$h_i(t, u) = \frac{1}{r(t)} (t - u) - \frac{1}{r(u)r(t)C} e^{-\frac{u}{r(u)C}} e^{-\frac{t-u}{r(t)C}} U(t - u) \quad (13)$$

式(13)不是取样系统的冲击响应, 但我们可利用它作一验证, 根据卷积定理, 利用式(13)计算  $V_{\text{offset}}$  激励时产生的 kick-out 电流

$$i_i(t) = \int_0^t V_{\text{offset}} h_i(t, u) du = \frac{V_{\text{offset}}}{r(t)} e^{-\frac{t}{r(t)C}} \quad (14)$$

与式(9)结果完全一致, 证明了式(12)的正确. 注意到  $i_k$  幅度与偏置电压成正比, 若  $V_{\text{offset}}$  等于零, 显然将不存在该脉冲.

#### 4 NTN 校正中的数据处理方法和计算公式

比较式(12)与式(10)以及仿真结果图 5 和图 6 可知, Ken Rush 假设在时变条件下是难以成立的, 从物理概念和量纲分析 kick-out 脉冲是一零输入或等效阶跃响应而非冲激响应, 故不适宜直接用来确定取样系统的冲击响应, 需要寻求新的数据处理方法. 根据 NTN 的基本方法, 设另一台接收(测量) kick-out 脉冲的示波器 B 与产生 kick-out 脉冲的示波器 A 具有相同的冲激响应函数, 并设定在相同的偏置条件下, 结合式(12)和式(10)应用卷积定理得测量示波器上显示的 kick-out 波形函数为

$$u_{km}(t) = \int_0^t u_k(u) h(t, u) du = ZV_{\text{offset}} e^{-\frac{t}{r(t)C}} \int_0^t \frac{U(t-u) du}{r^2(u)C}, \quad u < t \quad (15)$$

为线性放大器增益系数, 设

$$k = \frac{\int_0^t U(t-u) du}{r^2(u)C}$$

$u_{ke}$  为通过数值逼近处理获得的一个  $u_{km}$  函数, 即

$$u_{ke}(t) = kZV_{\text{offset}} e^{-\frac{t}{r(t)C}} \quad (16)$$

两边对  $t$  求导得  $\frac{du_{ke}(t)}{dt} = \frac{kZV_{\text{offset}}}{r(t)C} e^{-\frac{t}{r(t)C}}$  (17)

将式(16)除以式(17)得

$$r(t)C = \frac{u_{ke}(t)}{u_{ke}'(t)} \quad (18)$$

将上式代入式(12)即可获得取样系统的冲激响应与 kick-out 脉冲之间的关系

$$h(t, u) = \frac{u_{ke}'(u)}{u_{ke}(u)} e^{-\frac{u}{u_{ke}'(u)C}} e^{-\frac{t-u}{u_{ke}'(t)C}} U(t - u) \quad (19)$$

式(18)不仅反映了 kick-out 脉冲与取样系统时间常数的关系, 而且已经包含二极管结电容或其等效电容变化对 kick-out 脉冲的影响, 即当  $C = C(t)$  时, 上述关系维持不变, 从而大大提高了 NTN 校准的准确性.

#### 5 结论

我们证明了 kick-out 脉冲的本质是取样时变电路的零输入响应, 在取样器时变线性模型条件下, 取样器冲激响应不等于 kick-out 脉冲, 而是包含 kick-out 脉冲及其导数的一个二元时间函数. 取样示波器 NTN 校正的关键问题是如何获得取样器的时间常数  $r(t)C$  或  $r(t)C(t)$  函数, 本文提供的算法不仅可有效确定该函数, 并且同时解决了结电容变化对校正的影响问题, 显然 kick-out 脉冲波形的逼近函数算法的优劣将影响到  $r(t)C$  函数的确定.

#### 参考文献:

[1] Ken Rush, Steve Drasing, John Kerley. Characterizing high-speed oscilloscope [J]. IEEE, 1990, 9:38 - 39.  
 [2] Jan Verspecht, Ken Rush. Individual characterization of broadband sampling oscilloscope with a "nose-to-nose" calibration procedure [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1994, IM-43(2):345 - 347.  
 [3] Kate A Remley, Dylan F Williams, Donald C DeGroot, Jan Verspecht, John Kerley. Effects of nonlinear diode junction capacitance on the nose-to-nose calibration [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11(5).  
 [4] 郑君里, 杨为理, 应启珩. 信号与系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 1981.  
 [5] 林茂六, 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(3):409 - 411.

#### 作者简介:



赵 华 男, 1956 年 10 月生于浙江德清, 硕士, 讲师, 从事电子线路教学和电子测量及校正技术研究.



林茂六 男, 1943 年 10 月生于江西泰和, 1967 年毕业于成都电讯工程学院电讯系, 现任哈尔滨工业大学电子与通信工程系教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 中国电子学会电子测量分会理事, 目前主要研究领域为超高速数字化系统体系结构, 非均匀取样理论, 校准技术及模糊信息处理.