

## 宽带取样示波器校正中的kick-out脉冲研究

袁继敏<sup>1,2</sup>, 李小玲<sup>3</sup>, 古天祥<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学自动化学院 成都 610054; 2. 攀枝花学院计算机学院 四川 攀枝花 617000;  
3. 攀枝花学院电气信息工程学院 四川 攀枝花 617000)

**【摘要】**对取样示波器采用NTN校准技术中的kick-out脉冲的参数进行了分析;按照二极管时变电导的模式推导了kick-out脉冲参数的数学表达式;分析了影响kick-out脉冲的参数;提出了NTN校正技术应用的带宽范围和条件。仿真实验说明充电电容值越小, kick-out脉冲的频谱带宽越宽;二极管电感参数不对称有利于展宽频带,但增加了超调;由于选通脉冲泄漏, kick-out脉冲的频谱响应图中存在凹槽。

**关键词** 校准; kick-out脉冲; 取样电路; 取样示波器  
**中图分类号** TM935 **文献标识码** A

## Study of Kick-out Pulse for Calibration of Broadband Oscilloscopes

YUAN Ji-min<sup>1,2</sup>, LI Xiao-ling<sup>3</sup>, GU Tian-xiang<sup>1</sup>

(1. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054;  
2. School of Computer Science & Technology, Panzhihua University Panzhihua Sichuan 617000;  
3. The Information and Electrical Engineering College, Panzhihua University Panzhihua Sichuan 617000)

**Abstract** The kick-out pulse for calibration of sampling oscilloscopes is analyzed by Nose-to-Nose (NTN) method. The mathematic expressions of kick-out pulse parameter are deduced according to diode model of time-varying conductance. The factors influencing the kick-out pulse parameter are discussed. The emulational results show that the weaker the capacity of charging capacitance is, the wider the kick-out pulse spectrum bandwidth is. The asymmetry of diode inductance parameter can widen spectrum bandwidth, but increase overshoot. For the leak of strobe pulse, there exists groove in the kick-out pulse spectral response. Finally, the paper brings forward the requirements of the frequency band and the application condition of the NTN method.

**Key words** calibration; kick out pulse; sampling circuit; sampling oscilloscope

宽带取样示波器通常采用扫频源校正法、标准脉冲法和Nose-to-Nose(NTN)校正法这三种方法进行校正<sup>[1]</sup>。扫频源校正法不能确定示波器频率响应;准脉冲法要求脉冲源在高频时具有足够的能量和特别快的响应速度,才能实现去卷积与运算,它受限于脉冲源带宽和高频段示波器的不完全响应<sup>[1]</sup>。目前,取样示波器的带宽越来越宽<sup>[2-4]</sup>,已达到110 GHz<sup>[4]</sup>,上升时间小于3.5 ps,校正技术要求越来越高<sup>[1,4-5]</sup>,NTN技术得到了迅速发展<sup>[5-6]</sup>。NTN技术定标方法是在基于采样器取样直流信号时,形成kick-out脉冲,反射回示波器输入端口。它包含了示波器取样的传输特性等线性信息<sup>[6-7]</sup>,利用另一台系统特性相同的示波器对此脉冲取样,再对取样获得的信号用反卷积分离算法可获得这两台示波器的系统特性;如果两台性能不同,可以利用三台两两校准。NTN校准

只需要示波器两两对接<sup>[6-7]</sup>,不需要其他仪器,比传统的校准方法精度高。

一些文献对NTN校准作了深入的研究,涉及kick-out脉冲形成机理、影响参数,采用时域法、频域法和S参数等方法<sup>[7-10]</sup>,得出了有意义的结论。但在分析kick-out脉冲与选通脉冲时,这些方法把二极管的电导假设为固定值<sup>[10]</sup>,实际上二极管的电导是一个时变函数<sup>[5]</sup>。另外, kick-out脉冲本质是在偏置电压下,二极管被选通脉冲选通时产生的,它包含了选通脉冲和kick-out脉冲两部分<sup>[7-8]</sup>。

本文结合S参数模型,把二极管按照时变电导进行分析,推导出取样电路的电导的数学表达式,表明它与二极管工作电流的导数直接相关。结合仿真,分析了kick-out脉冲的影响因数,说明了参数不对称有利于频带展宽,但也增加超调。提出了NTN校准

技术在10~80 GHz之间能够达到要求,当取样频率超出80 GHz以上,应当采样光脉冲源校准<sup>[4]</sup>。

## 1 kick-out脉冲的参数

### 1.1 取样电路的工作原理

通用的取样示波器采用双微波二极管取样头的等效电路<sup>[5]</sup>,如图1所示,其S参数模型等效电路如图2所示。图中, $b_1(\omega)$ 为kick-out脉冲的电压波形; $G(t)$ 为二极管的时变电导; $Z_c=50$ ;  $S_{22}(t)$ 很小,可视为零<sup>[4-5]</sup>,根据二端口网络S参数的定义可得:

$$b_1(\omega) = S_{11}(\omega)a_1(\omega) + S_{12}(\omega)a_2(\omega) \quad (1)$$

$$b_2(\omega) = S_{21}(\omega)a_1(\omega) \quad (2)$$

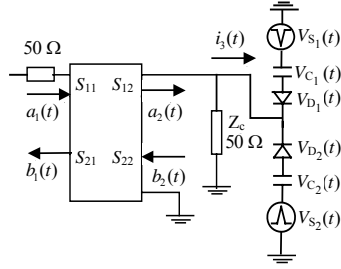


图1 取样电路等效原理图

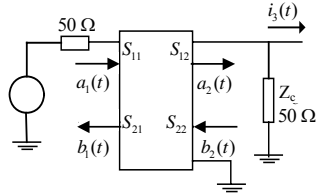


图2 取样电路S参数模型

根据归一化波矩阵S与归一化电路矩阵Z之间的参数互换关系,可以得到二端口网络的端口电压和电流为:

$$a_1(\omega) = [v_1(\omega) + Z_c i_1(\omega)]/2 \quad (3)$$

$$a_2(\omega) = [v_2(\omega) - Z_c i_2(\omega)]/2 \quad (4)$$

$$b_1(\omega) = [v_1(\omega) - Z_c i_1(\omega)]/2 \quad (5)$$

$$b_2(\omega) = [v_2(\omega) - Z_c i_2(\omega)]/2 \quad (6)$$

通常,取样示波器取样为直流信号。假设 $a(t)=1$ ,  $S_{21}(0)=1$ ,  $S_{11}(0)=0$ ,  $S_{22}(t)=0$ , 则等效电导为:

$$p(t) = \frac{a_2(t)}{b_2(t)} = \frac{25G(t)}{25G(t)+1} \quad (7)$$

经过FT对上述信号进行变换得到kick out的频域表达式为:

$$b_1(\omega) = 2\pi S_{11}(0)\delta(\omega) - 2\pi S_{12}(\omega)p(\omega) - 2\pi S_{12}(\omega)p(\omega) \quad (8)$$

式中  $S_{12}(\omega)$  可以通过实验确定,只需要分析  $p(\omega)$  (或者  $p(t)$ )。由于  $p(t)$  决定于  $G(t)$ ,  $G(t)$  是二极管

的时变电导,所以下面分析  $G(t)$ 。

### 1.2 kick-out脉冲的数学模型

根据图2可以得到下列等式:

$$\begin{cases} i_{D_1}(t) = G_1(v_{D_1}(t)) \\ i_{D_2}(t) = G_2(v_{D_2}(t)) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} v_{D_1}(t) + v_{c_1}(t) + v_{s_1}(t) = -v_2(t) \\ v_{D_2}(t) + v_{c_2}(t) + v_{s_2}(t) = v_2(t) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} v_{c_1}(t) = \frac{1}{c_1} \int_{-\infty}^t i_{D_1}(u) du + v_{B_1} \\ v_{c_2}(t) = \frac{1}{c_2} \int_{-\infty}^t i_{D_2}(u) du + v_{B_2} \end{cases} \quad (11)$$

为了分析方便,引入符号  $v_D(t)$ 、 $v_{D_A}(t)$ , 即:

$$v_D(t) = (v_{D_1}(t) + v_{D_2}(t))/2 \quad (12)$$

$$v_{D_A}(t) = (v_{D_1}(t) - v_{D_2}(t))/2 \quad (13)$$

$$\begin{cases} i_{D_1}(t) = G'_1(v_D(t) + v_{D_A}(t)) \\ i_{D_2}(t) = G'_2(v_D(t) - v_{D_A}(t)) \end{cases} \quad (14)$$

由于实际电路近似为线性系统,运用泰勒级数,将  $i_{D_1}(t)$  和  $i_{D_2}(t)$  中的  $G_1$  和  $G_2$ , 在  $v(t)$  处展开,可得:

$$\begin{cases} i_{D_1}(t) = v_D(t) + G'_1(v_D(t))v_{D_A}(t)/2 \\ i_{D_2}(t) = v_D(t) + G'_2(v_D(t))v_{D_A}(t)/2 \end{cases} \quad (15)$$

对式(10)变化得到:

$$v_{D_A}(t) + \int_{-\infty}^t \frac{c_1 + c_2}{2c_1 c_2} g_A(u) v_{D_A}(u) du + \int_{-\infty}^t \frac{c_2 - c_1}{2c_1 c_2} g_A(u) v_{D_A}(u) du = - \int_{-\infty}^t \left( \frac{G_1(v_D(u))}{2c_1} - \frac{G_2(v_D(u))}{2c_2} \right) du - v_2(t) - v_{A_A}(t) - v_{B_A} \quad (16)$$

$$\begin{cases} g_A(t) = [G'_1(v_D(t)) + G'_2(v_D(t))]/2 \\ g_A(t) = [G'_1(v_D(t)) - G'_2(v_D(t))]/2 \end{cases} \quad (17)$$

$$i_3 = i_{D_2} - i_{D_1} = G_2(v_D(t) - v_{D_A}(t)) - G_1(v_D(t) + v_{D_A}(t)) \quad (18)$$

当电路对称时,根据式(16)可以作出等效电路,利用戴维南等效定理,推导出电路的等效电阻  $z(t)$  和电路的总电导  $p'(t)$ , 即:

$$Z(t) = 25(\delta(t) + S_{22}(t)) \approx 25\delta(t) \quad (19)$$

$$p'(t) = \frac{25g_A(t)}{25g_A(t)+1} \quad (20)$$

比较式(7)中  $p(t)$  和式(20)中的  $p'(t)$ , 可见式(7)中  $G(t)$  就是式(20)中的  $g_A(t)$ , 即两个二极管的时变电导函数的导数平均值。显然式(20)比式(7)更准确地描述了二极管电导实质。kick-out脉冲为:

$$k(\omega) = -2\pi S_{12}(\omega)p'(\omega) \quad (21)$$

## 2 kick-out脉冲波形的仿真

为了更好地说明取样示波器取样产生的kick-out脉冲的影响参数, 本文选用Candence PSD14软件进行仿真, 仿真分为电路和选通脉冲都对称、电路和选通脉冲都不对称等情况分别进行。

理论上, 如果取样示波器采用选通脉冲为三角波, 其带宽与触发脉冲的触发时间宽度之积为0.35。由于偏置电压为2 V, 选通脉冲的幅值为6 V, 所以脉冲宽度为4 ps的选通脉冲可以产生带宽为80 GHz的kick-out脉冲。图3为电路完全对称时, 选通脉冲对称的kick out波形仿真结果。图3a为选通脉冲的波形, 产生的kick-out脉冲如图3b所示, 图3c为kick-out脉冲的频谱。由图3c可知, kick-out脉冲的频谱带宽达到100 GHz, 这与实际要求相符合。当电路参数不完全对称, 选通脉冲也不对称。根据HP1430示波器取样头<sup>[11]</sup>给定的数据, 对极管的分布参数和取样脉冲取不同值进行仿真, 如图4所示。

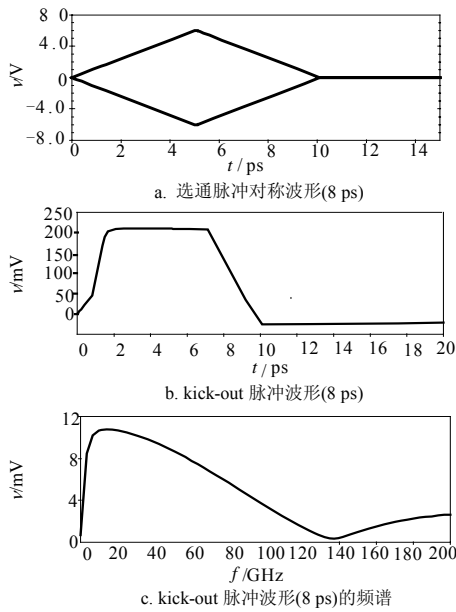


图3 选通波形对称、电路参数对称时的波形

仿真结果表明: 电路中的充电电容值越小, kick-out脉冲的频谱带宽越宽, 所包含取样示波器冲击响应的信息越准确; 由于选通脉冲泄漏, kick-out脉冲在频谱响应图中有凹槽。同时, 二极管电感参数不对称, 有利于展宽频带, 但增加了超调。当二极管的分布电感取值减小时, kick-out脉冲震荡加剧, 随着取样频率的升高, kick-out脉冲的频谱变窄。

实际采集到的kick-out脉冲包含了真正的kick-out脉冲和部分泄漏的选通, 即:

$$W_v(t) = s_v(t) + k_v(t) \quad (22)$$

为了拓宽kick-out脉冲的频谱, 应当让选通脉冲对称, 并适当调整电路电感参数, 使其不完全对称。

当电路不对称时, 采用对正负偏置电压 $V_{offset}$ 分别测量, 两次分别测量的结果相减除以2, 就可以消除电路不对称的影响<sup>[7-8]</sup>。用于测量校准的脉冲为:

$$D_v(t) = [w_v^+(t) - w_v^-(t)] / 2 \quad (23)$$

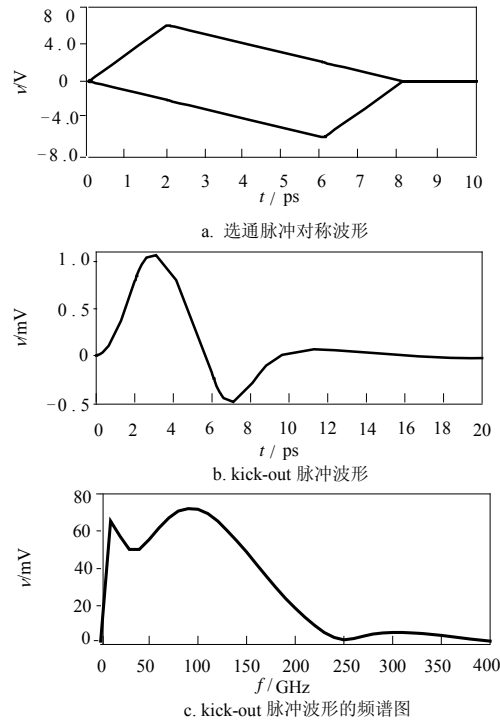


图4 选通脉冲不对称、电路参数不对称时的波形

## 3 取样示波器NTN技术适用的带宽

根据HP1430示波器取样头的给定的电路, 得到二极管的电压为:

$$v_d = \frac{V_{offset} / (lc)}{s^2 + s(2R + Z_l) / l + 1 / (lc)} = \frac{\omega_n^2 V_{offset}}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (24)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad (25)$$

$$\delta = \frac{(2R + Z_l)}{4} \sqrt{\frac{c}{l}} \quad (26)$$

式(25)、(26)表明使用NTN技术时, 要求保证电路谐振频率 $\omega_n$ 大于示波器的带宽约30%; 选取较大的 $\delta$ , 保证kick-out的过渡特性的上冲小于5%。选择不同参数仿真的结果说明, 当等效采样率在10~80 GHz范围内, NTN技术可以实现校准。

(下转第747页)

能控制, 将会改善主干路方向的交通状况, 有助于主干路方向车流的流动, 减少停车次数和等待时间。

必须要说明的是, 如果干线上的各道车流量非常饱和, 或次干道的车流量较长一段时间内大于主干道上的车流量时, 则协调控制的效果就会不明显, 此时可直接实行各路口的单点控制<sup>[6]</sup>。

本文主要研究的是线形控制问题, 提出了设计的方法和模糊算法, 并通过仿真理论上验证了控制方法的有效性, 对于城市交通多路口区域控制, 将在今后进行深入研究。

### 参 考 文 献

- [1] 胡振文. 城市智能交通系统现状与发展构想[J]. 国防交通工程与技术, 2003, 1(2): 10-13.
- [2] 沈国江, 孙优贤. 城市交通干线递阶模糊控制及其神经网络实现[J]. 系统工程理论与实践, 2004, 29(4): 99-105.
- [3] 李灵犀, 高海军, 王飞跃. 两相邻路口交通信号的协调控制[J]. 自动化学报, 2003, 29(6): 947-951.
- [4] LEE J H, LEE K H. Distributed and cooperative fuzzy

controllers for traffic intersections group[J]. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics Part C. Applications and Reviews, 1999, 29(2): 263-271.

- [5] 陈晓关, 童绶望. 智能交通信号优化控制系统框架[J]. 武汉理工大学学报(交通工程与科学版), 2004, 28(2): 178-181.
- [6] 陈工刚. 多交叉口信号模糊控制模型研究[J]. 交通运输系统工程与信息, 2003, 3(5): 43-466
- [7] 周力. 模糊控制用PLC实现的方法探讨[J]. 自动化与仪器仪表, 2006, (5): 36-41.
- [8] 韩学辉, 孙慧莲. 交通信号灯PLC控制的实现[J]. 长春理工大学学报, 2003, 26(4): 86-87.
- [9] 席晓慧. 交通信号模糊控制方法研究[J]. 微电子学与计算机, 2004, 21(8): 102-106.
- [10] 于德新, 杨兆升, 陈林. 城市主干道的多路口模糊协调控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2006, 36(3): 148-152.
- [11] 王吴, 王炜, 陈峻. 城市主干道与多支路T型交叉区域的交通组织方式[J]. 交通运输工程学报, 2006, 6(1): 108-112.

编辑 熊思亮

(上接第739页)

## 4 结 束 语

本文对NTN校准取样示波器中的kick-out脉冲进行了分析, 将二极管按照时变电导的模式推导了kick-out脉冲的数学表达式, 这与已有文献有所不同。运用Cadence软件进行仿真, 说明了影响kick-out脉冲的参数。选通脉冲不对称, 在频谱图上会产生凹槽, 适当增加电感的不对称性有利于展宽频谱, 但也增加了超调, 仿真结果与理论一致。本文还推导了NTN校正技术应用的保证条件, 提出运用NTN校正的关键问题和在80 GHz以内的取样频率范围。

### 参 考 文 献

- [1] CLEMENT T S, HALE P D, WILLIAMS D F, et al. Calibration of sampling oscilloscopes with high-speed photodiodes[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(8): 3173-3181.
- [2] HENDERSON D, RODDIE A G. Calibration of fast sampling oscilloscopes[J]. Meas. Sci. Technol., 1990, 1: 673-679
- [3] 袁继敏, 李小玲, 蒋斌, 等. 基于混沌控制的嵌入式系统在示波器中的应用[J]. 华中科技大学学报. 2005, 33(增刊): 345-346.
- [4] DIENSTFREY A, HALE P D, KEENAN D A, et al. Minimum-phase calibration of sampling oscilloscopes[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques,

2006, 54(8): 3197-3208.

- [5] VERSPECHT J, RUSH K. Individual characterization of broadband sampling oscilloscopes with a nose-to-nose calibration procedure[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1994, 43: 347-354.
- [6] VERSPECHT J. Broadband sampling oscilloscope characterization with the nose-to-nose calibration procedure: a theoretical and practical analysis[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1995, 44: 991-997.
- [7] PAULTER N G, LARSON D R. An examination of the spectra of the kick-out pulses for a proposed sampling oscilloscope calibration method[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2001, 50(5): 1221-1223.
- [8] LARSON D R, PAULTER Jr N G. The effects of offset voltage on the amplitude and bandwidth of kick-out pulses used in the nose-to-nose sampler impulse response characterization method[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2001, 50(4): 872-876.
- [9] WANG C M, HALE P D, COAKLEY K J, et al. Uncertainty of oscilloscope timebase distortion estimate[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2002, 51(1): 53-58.
- [10] 朱江森, 刘明亮, 卢峰. Nose-to-Nose校准技术的理论分析[J]. 电子学报. 2003, 33(3): 480-483.
- [11] RIAD S M. Modeling of the HP-1430A feedthrough wide\_band (28 ps) sampling head[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1982, IM-31: 110-115.

编辑 黄莘