



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102832814 B

(45) 授权公告日 2014. 11. 26

(21) 申请号 201210330523. 3

US 7459893 B2, 2008. 12. 02, 全文.

(22) 申请日 2012. 09. 10

审查员 谢冬莹

(73) 专利权人 上海电力学院

地址 200090 上海市杨浦区平凉路 2103 号

(72) 发明人 赵晋斌 刘永晓

(74) 专利代理机构 上海申汇专利代理有限公司

31001

代理人 吴宝根

(51) Int. Cl.

H02M 3/158 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 6147478 A, 2000. 11. 14, 说明书第 4 栏第 12 — 34 行、第 5 栏第 25 — 34 行及附图 4.

CN 101145732 A, 2008. 03. 19, 说明书第 5 页第 2 段及附图 1.

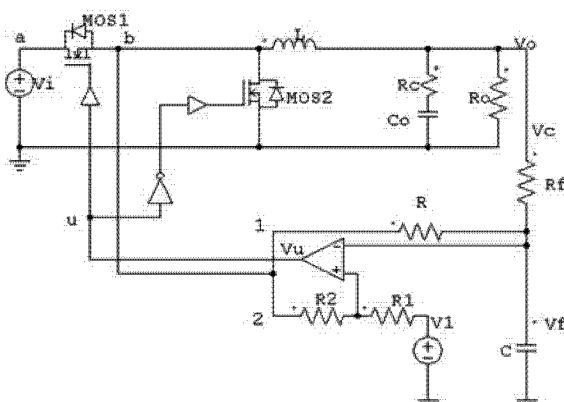
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 13 页

(54) 发明名称

一种带有电压前馈的快速滞环控制方法

(57) 摘要

本发明涉及一种带有电压前馈的快速滞环控制方法，将传统的 PWM 电压控制中的反馈电路由滞环比较器和反馈旁路代替，输入电压经前馈调整电阻与充电电容相连，同时输入电压经上下限阀值大小调整电阻与参考电压相连。输出电压经反馈调整电阻与充电电容相连。通过输入及输出电压的改变引起充电电容两端的电压变化。此方法无需运算放大器和三角载波电路，实现了输出电压的精确控制；只需要一个滞环比较器，控制电路器件大大减少；没有使用误差放大器，没有反馈相位延迟；负载变动和输入电压变动时输出电压均可被控制在最小限度以至能快速恢复原输出电压水平，满足了在输入电压和输出负载变化时的高速瞬态响应、小型、低成本、高效率的要求。



1. 一种带有电压前馈的快速滞环控制方法,其特征在于,在保持原 PWM 电压开关部分电路的基础上,更改原有 PWM 电压控制电路反馈部分为:输出电压经串联的反馈调整电阻和充电电容接地;输入电压通过输入端 MOS 开关管输出,接前馈调整电阻和充电电容接地;输入电压通过输入端 MOS 开关管,接串联的两个上下限阀值大小调整电阻和参考电压后接地;充电电容电压端接滞环比较器反相输入端,两个上下限阀值大小调整电阻中间点接滞环比较器同相输入端,滞环比较器输出经过驱动电路接输入端 MOS 开关管栅极;得到输出电压 $V_o = \frac{1}{1+(1+r/R_o)/K_c V_i} (V_L + \frac{D_o}{K_c})$, 其中 V_i 为输入电压, D_o 为占空比 $D_o = (V_L - V_{OL}) / (V_{OH} - V_{OL})$, K_c 为反馈增益 $K_c = R / (R_f V_{OH} - R_f V_{OL})$, V_L 为滞环比较器低电平阀值电压, V_{OL} 、 V_{OH} 分别为滞环比较器输出低电平、高电平电压, r 为降压直流转换器等效内阻, R_o 为负载, R 为前馈调整电阻; R_f 为反馈调整电阻。

2. 根据权利要求 1 所述带有电压前馈的快速滞环控制方法,其特征在于,所述输入端 MOS 开关管输出到前馈调整电阻的中间可加入比例或者比例积分环节。

3. 根据权利要求 1 所述带有电压前馈的快速滞环控制方法,其特征在于,所述输入端 MOS 开关管输出的两个上下限阀值大小调整电阻的中间可加入比例或者比例积分环节。

4. 根据权利要求 1 所述带有电压前馈的快速滞环控制方法,其特征在于,所述输入电压经过输入端 MOS 开关管源极输出,接串联的两个上下限阀值大小调整电阻和参考电压后接地中。

一种带有电压前馈的快速滞环控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种开关电源控制技术,特别涉及一种带有电压前馈的快速滞环控制方法。

背景技术

[0002] 随着半导体和信息技术的飞速发展,作为它们电源管理系统的直流 - 直流斩波器即开关电源必须满足以下技术需求:(1) 输出电压低;(2) 输出电压精度高;(3) 输出电流大;(4) 输入电源及输出负载瞬变时,输出电压的瞬态过冲小。以上需求对开关电源的稳态和动态特性提出了较高的要求,对开关电源的控制方法提出了新的挑战。其中,传统型 PWM 电压控制方法由于其满足稳定性和控制精度的基本要求,而广泛的应用于开关电源中。但是,这种控制方法只涉及在输出量变动引起负载电压变化时进行控制,在输入电压和负载发生突变时,没有对输入量变化时引起的扰动实现有效控制,还有控制电路中电压误差放大器的补偿电路带来的延时滞后,不仅造成了其瞬态响应慢,降低了其动态特性,而且控制电路中使用运算放大器和三角载波产生电路以及其它补偿电路,这些易造成开关电源的制造成本上升,难以实现小型化和轻量化。并且,电压误差放大器的补偿电路在设计和调试时较为复杂。以上这些问题给设计者带来了很多困难,且延长了设计周期、消耗了大量人力物力。

发明内容

[0003] 本发明是针对传统型 PWM 电压控制方法难以满足输入输出高速瞬态响应、小型化、轻量化、低成本、高效率的问题,提出了一种带有电压前馈的快速滞环控制方法,提出了在输入输出量变动时,具有快速瞬态响应特性的新型滞环控制方式,有效提高了控制电路的动态特性,具有良好的稳态和动态特性。

[0004] 本发明的技术方案为:一种带有电压前馈的快速滞环控制方法,在保持原 PWM 电压开关部分电路的基础上,更改原有 PWM 电压控制电路反馈部分为:输出电压经串联的反馈调整电阻和充电电容接地;输入电压通过输入端 MOS 开关管输出,接前馈调整电阻和充电电容接地;输入电压通过输入端 MOS 开关管,接串联的两个上下限阀值大小调整电阻和参考电压后接地;充电电容电压端接滞环比较器反相输入端,两个上下限阀值大小调整电阻中间点接滞环比较器同相输入端,滞环比较器输出经过驱动电路接输入端 MOS 开关管

$$\text{栅极; 得到输出电压 } V_o = \frac{1}{1+(1+r/R_f)/K_c V_i} (V_L + \frac{D_o}{K_c}), \text{ 其中 } D_o \text{ 为占空比 } D_o = (V_L - V_{OL}) / (V_{OH} - V_{OL}), K_c \text{ 为反馈增益 } K_c = R / (R_f V_{OH} - R_f V_{OL}), V_L \text{ 为滞环比较器高电平阀值电压}, V_{OL}, V_{OH} \text{ 分别为滞环比较器输出低电平、高电平电压}, r \text{ 为降压直流转换器等效内阻}, R_o \text{ 为负载}, R \text{ 为前馈调整电阻}; R_f \text{ 为反馈调整电阻}.$$

[0005] 所述输入端 MOS 开关管输出到前馈调整电阻的中间可加入比例或者比例积分环节。

[0006] 所述输入端 MOS 开关管输出的两个上下限阀值大小调整电阻的中间可加入比例或者比例积分环节。

[0007] 所述输入电压经过输入端 MOS 开关管源极输出,接串联的两个上下限阀值大小调整电阻和参考电压后接地中。

[0008] 本发明的有益效果在于:本发明带有电压前馈的快速滞环控制方法,无需运算放大器和三角载波电路,实现了输出电压的精确控制;只需要一个滞环比较器,控制电路器件大大减少,控制电路拓扑简单;没有使用误差放大器,没有反馈相位延迟,完全不需要相位补偿电路。同时,控制电路的稳定性得到很大改善;负载变动和输入电压变动时输出电压均可被控制在最小限度以至能快速恢复原输出电压水平,输出电压过冲量和调节时间均极小,进而具有良好的调节和高速瞬态响应特性;与传统型 PWM 电压控制方法相比,满足了在输入电压和输出负载变化时的高速瞬态响应、小型、低成本、高效率的要求。

附图说明

- [0009] 图 1 为传统型 PWM 电压控制方法电路图;
- [0010] 图 2 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例一电路图;
- [0011] 图 3 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例二电路图;
- [0012] 图 4 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例一和二的动作原理图;
- [0013] 图 5 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合一电路图;
- [0014] 图 6 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合二电路图;
- [0015] 图 7 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合四电路图;
- [0016] 图 8 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合六电路图;
- [0017] 图 9 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合七电路图;
- [0018] 图 10 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合八电路图;
- [0019] 图 11 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合九电路图;
- [0020] 图 12 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合七电路输出响应曲线图;
- [0021] 图 13 为本发明带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例组合九电路输出响应曲线图;
- [0022] 图 14 为负载电流 I_o 跃降一倍时传统 PWM 电压控制瞬态响应曲线图;
- [0023] 图 15 为本发明负载电流 I_o 跃降一倍时带有电压前馈的新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图;
- [0024] 图 16 为本发明负载电流 I_o 跃降一倍时带有电压前馈的新型控制方法实施例二瞬态响应曲线图;
- [0025] 图 17 为负载电流 I_o 跃升一倍时传统 PWM 电压控制瞬态响应曲线图;
- [0026] 图 18 为本发明负载电流 I_o 跃升一倍时带有电压前馈的新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图;
- [0027] 图 19 为本发明负载电流 I_o 跃升一倍时带有电压前馈的新型控制方法实施例二瞬态响应曲线图;
- [0028] 图 20 为输入电压跃降 40% 时传统 PWM 电压控制瞬态响应曲线图;

[0029] 图 21 为本发明输入电压跃降 40% 时带有电压前馈的新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图；

[0030] 图 22 为本发明输入电压跃降 40% 时带有电压前馈的新型控制方法实施例二瞬态响应曲线图；

[0031] 图 23 为输入电压跃升 40% 时传统 PWM 电压控制瞬态响应曲线图；

[0032] 图 24 为本发明输入电压跃升 40% 时带有电压前馈的新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图；

[0033] 图 25 为本发明输入电压跃升 40% 时带有电压前馈的新型控制方法实施例二瞬态响应曲线图。

具体实施方式

[0034] 针对传统控制方法的缺点，我们提出了在输入输出量变动时，具有快速瞬态响应特性的新型滞环控制方式。通过设计不同的输出电压和输入电压的反馈支路，同时结合滞环比较器的工作特点，有效调节控制信号的脉冲宽度，实现输出电压的稳定。由于该控制方法只需要一个滞环比较器和反馈系数调节电阻，控制电路的器件数量大大减少，成本和体积均得到了较大改善。而且，由于没有使用误差放大器，在消除了补偿电路带来的相位延迟问题的同时，有效提高了控制电路的动态特性。最后通过理论分析以及仿真在与传统性的控制方法对比的基础上，验证了该控制方法在负载变动和输入电压变动时，具有良好的稳态和动态特性。

[0035] 如图 1 所示传统型 PWM 电压控制方法电路图，图中 V_i 为输入电压；MOS1, MOS2 为全控型开关管 MOSFET 或 IGBT； L_1 为滤波电感； C_o 为滤波电容； R_c 为等效串联电阻； $R_{c1}, R_{c2}, R_{c3}, R_{c4}$ 为电阻； R_o 为负载； V_o 为输出电压； V_{rc} 为参考电压； V_{tri} 为载波电压。传统的输出电压

$$V_o = D \frac{V_i}{1 + r/R_o} \quad (1), \text{ 其中 } D \text{ 为占空比, } r \text{ 为降压直流转换器等效内阻。}$$

[0036] 如图 2、3 所示带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例一和实施例二电路图，图中 L 为滤波电感； V_u 为滞环比较器； R_1, R_2 分别为上下限阀值大小调整电阻； R 为前馈调整电阻； R_f 为反馈调整电阻； V_1 为参考电压。

[0037] 开关周期 T 计算公式：

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \approx CR_p(V_H - V_L)(\frac{1}{V_A - V_H} - \frac{1}{V_B - V_L}), \text{ 其中}$$

$$V_A = \frac{R_p}{R} V_i + \frac{R_p}{R_f} V_c, V_B = \frac{R_p}{R_f} V_c \quad (2), \text{ } V_L, V_H \text{ 为滞环比较器阀值电压 (低电平, 高电平), } V_c \text{ 为}$$

开环控制电压，在此等于输出电压 V_o ， $R_p = \frac{RR_f}{R + R_f}$ 。

$$[0039] \text{滞环比较器阀值高电平电压 } V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_i;$$

[0040] 滞环比较器阀值底电平电压 $V_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$;

[0041] 输出电压 $V_o = \frac{1}{1+(1+r/R_o)/K_c V_i} (V_L + \frac{D_o}{K_c})$ (3) ;其中 D_o 为占空比 $D_o = (V_L - V_{OL}) / (V_{OH} - V_{OL})$, 仅当 $V_c = VL$ 时, $D = D_o$; K_c 为反馈增益 $K_c = R_f / (R_f V_{OH} - R_f V_{OL})$, 其中 V_{OL} , V_{OH} 为滞环比较器输出电压 (低电平, 高电平), 图 4 为带有电压前馈的新型滞环控制方法实施例一和二的动作原理图。

[0042] 根据图 2 和图 3 中标示的 a, b, u 和 1, 2 可以得出 9 组连接组合, 分别为第一组合如图 5 所示: 1 连 a, 2 连 b; 第二组合如图 6 所示: 1 连 u, 2 连 b; 第三组合如图 2 所示: 1 连 b, 2 连 b; 第四组合如图 7 所示: 1 连 u, 2 连 u; 第五组合如图 3 所示: 1 连 b, 2 连 u; 第六组合如图 8 所示: 1 连 a, 2 连 u; 第七组合如图 9 所示: 1 连 b, 2 连 a; 第八组合如图 10 所示: 1 连 a, 2 连 a; 第九组合如图 11 所示: 1 连 u, 2 连 a。其中第三、四、五、七和九组合均可行, 第四组合已有文献涉及。第七、九组合为非滞环控制, 控制输出效果不理想。第七、九组合输出效果如图 12 和图 13 所示输出响应曲线图, 其中输入电压为 5V, 负载为 0.6Ω, 电压目标值 4V。

[0043] 在这些组合中每种组合中两点相连之间可加入比例或者比例积分环节来进行控制。例如第三组合, 就可以在 1 和 b 之间加入比例或者比例积分环节, 2 和 b 之间加入比例或者比例积分环节, 加入的比例或者比例积分环节的参数可根据电路进行调节。

[0044] 带有电压前馈的快速滞环控制方法由滞环比较器 Vu 和反馈旁路组成。输入电压经电阻 R 与电容 C 相连, 同时输入电压经电阻 R2 和 R1 与电压 V1 相连。输出电压 Vo 经电阻 Rf 与电容 C 相连。通过输入及输出电压的改变引起电容 C 两端的电压变化。

[0045] 基于电容 C 电荷平衡的原理, 实现充放电的控制进而实现比较器输出占空比和周期时间的调节。电容 C 两端电压的变化本质是电容 C 的充放电原理。依据电容充放电的时间和速率必须依赖于滞环比较器的阈值电压 V_H 和 V_L 的差值以及流经电阻 Rf 和电阻 R 的电流这两方面的原因, 本设计中, 通过将输入电压经过电阻 R 与电容 C 相连, 输出电压经电阻 Rf 和电容 C 相连, 进而共同实现对电容 C 充放电速率的控制, 同时输入电压经电阻 R2 和 R1

与参考电压 V1 相连。因为阈值电压 $V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_i$, $V_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$ 。可见通过输入电压可以使得阈值电压 V_H 发生变化, 通过电压 V_i 使得 V_H 和 V_L 发生改变。可见在提出的新型控制方法中, 对于影响电容两端电压变化的两个因素, 通过利用输入输出的快速动态调节和响应得以实现。被检测的电容电压 Vf 决定了功率开关管的关断和导通时间。在一个开关周期内, 电压 Vf 的上升和下降斜率与输入电压和输出电压以及阈值电压相关, 因此, 每一个开关周期的大小会因为输入电压和输出电压的变化而变化。与传统型 PWM 电压控制方法进行比较, 当输入电压和负载电流改变时, 输入端和输出端通过共同调节实现了电压前馈和反馈的复合控制, 具有了输出电压的瞬态响应时间短, 超调量小, 波动小, 稳定性高, 误差可控的特点, 从而满足了较好的动态和静态性能指标。通过仿真可看出之间的区别, 如图 14 ~ 16 所示负载电流 Io 跃降一倍时, 传统 PWM 电压控制、新型控制方法实施例一、新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图, 包括负载电流 IR、输入电压 Vi 和输出电压 Vo 曲线图。

如图 17 ~ 19 所示负载电流 I_o 跃升一倍时,传统 PWM 电压控制、新型控制方法实施例一、新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图。如图 20 ~ 22 所示输入电压跃降 40% 时,传统 PWM 电压控制、新型控制方法实施例一、新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图。如图 23 ~ 25 所示输入电压跃升 40% 时,传统 PWM 电压控制、新型控制方法实施例一、新型控制方法实施例一瞬态响应曲线图。

[0046] 新型控制方法实施例一和实施例二的比较:

[0047] 负载变化时,无论是负载增大或减小,实施例一比实施例二的过冲量和调节时间要小,所以在负载变化频繁的场合,实施例一要优于实施例二。

[0048] 输入电压增大时,实施例二比实施例一的过冲量大,但调节时间要小,最终实施例二的电压稳定水平要好于实施例一;

[0049] 输入电压下降时,实施例一的过冲量和调节时间均小于实施例二,且最终两者电压水平均稳定在同一数值。由于实施例二稳态电压水平要好于实施例一,且两种方法的过冲量和调节时间相当接近完全可满足快速的瞬态响应,所以针对输入电压变化频繁的场合宜选用实施例二。

[0050] 综上所述,在负载变化频繁的场合时选用控制实施例一,在输入电压变化频繁的场合时选用实施例二。整体来讲,实施例一和实施例二的差别不大。

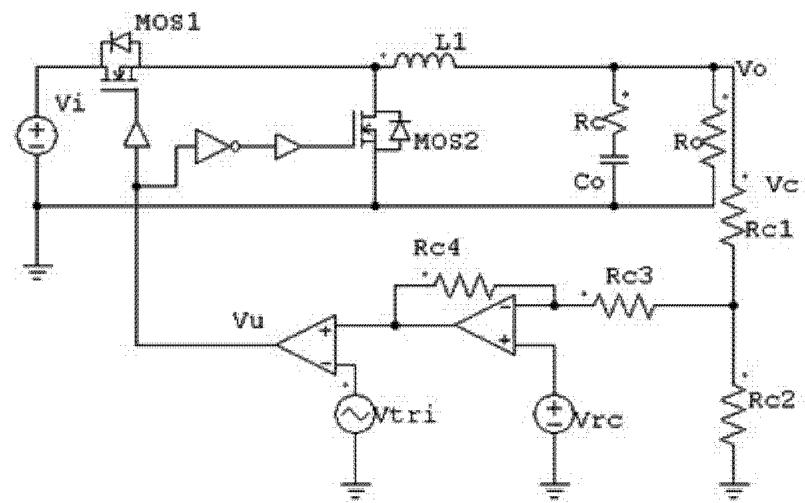


图 1

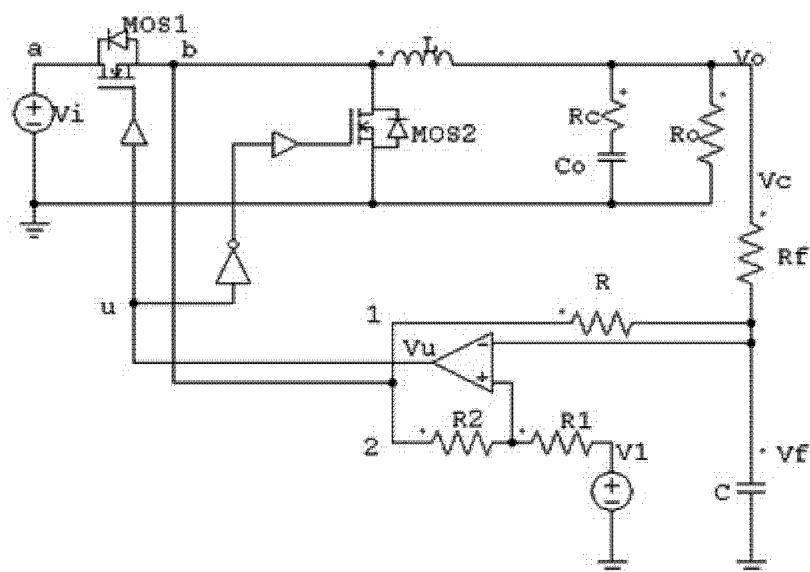


图 2

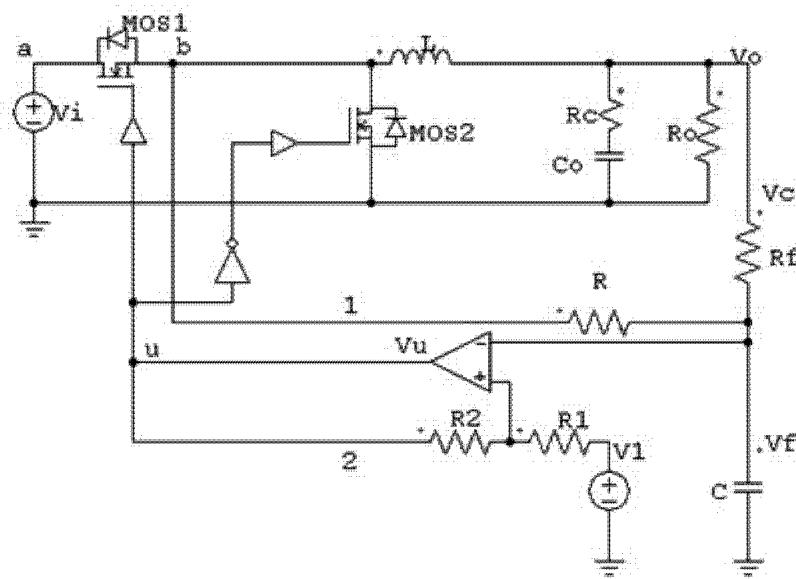


图 3

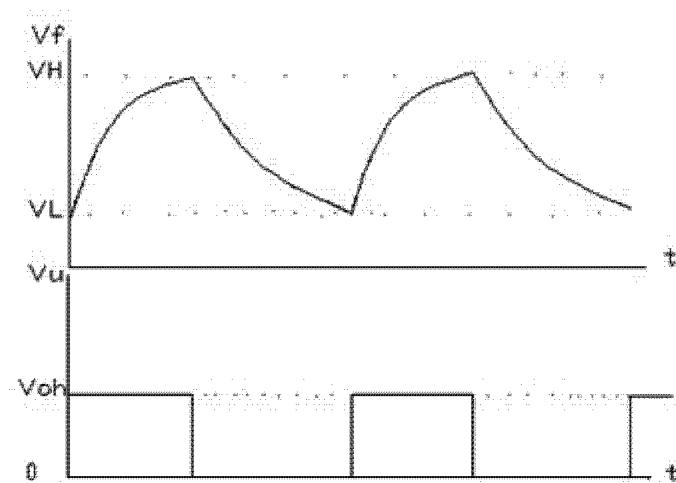


图 4

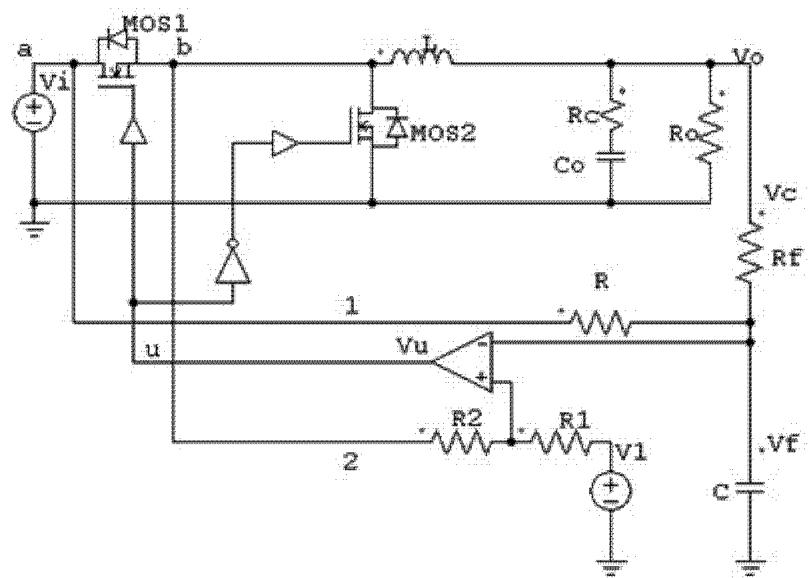


图 5

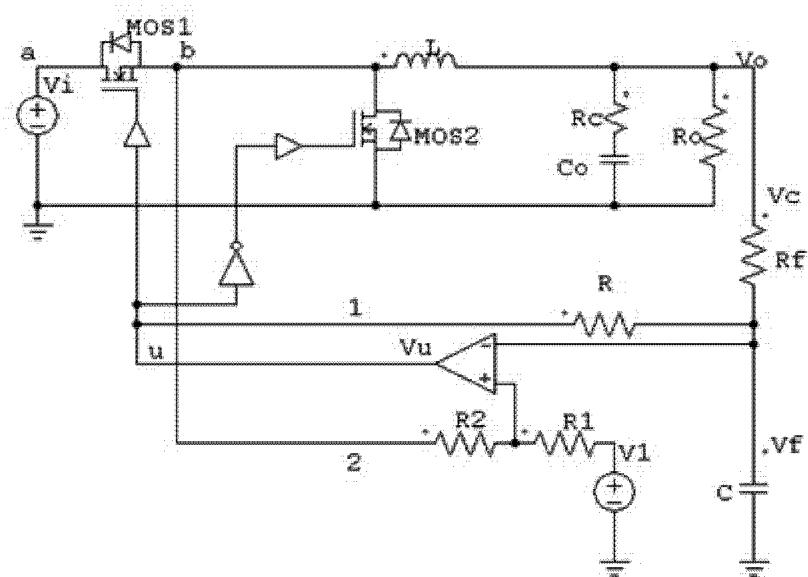


图 6

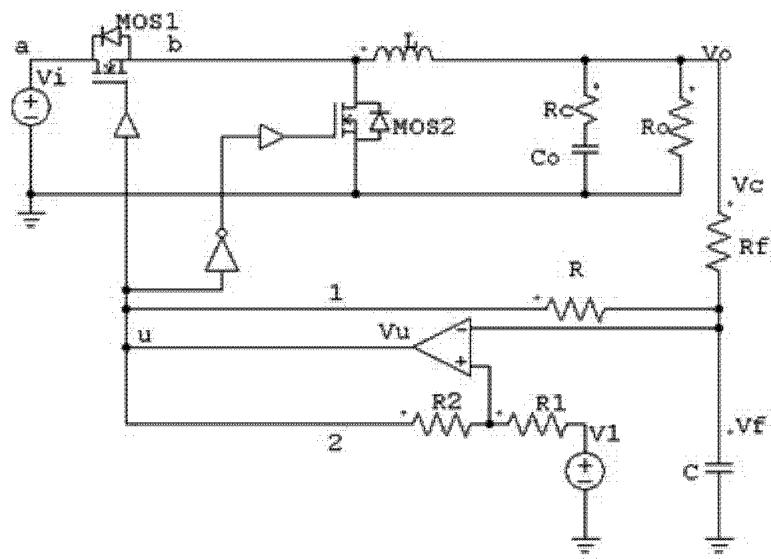


图 7

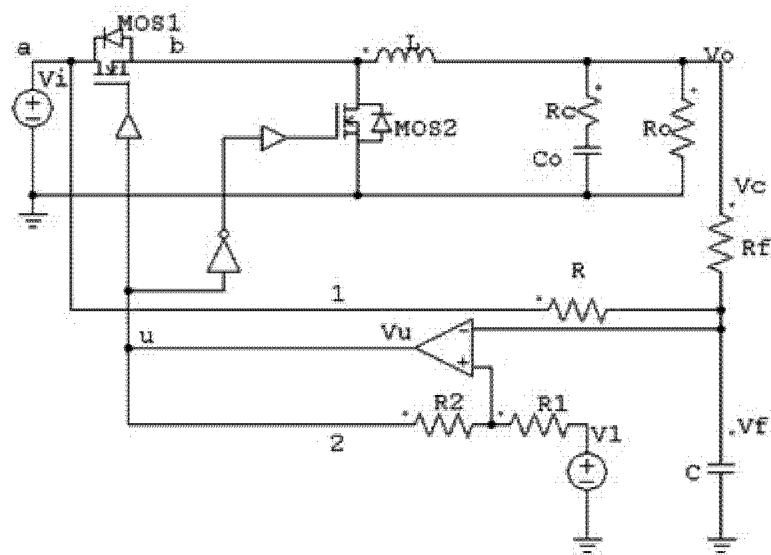


图 8

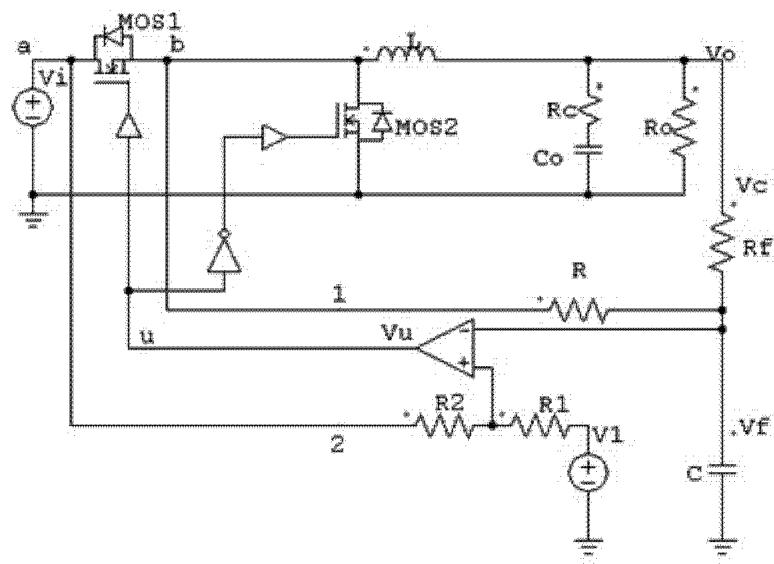


图 9

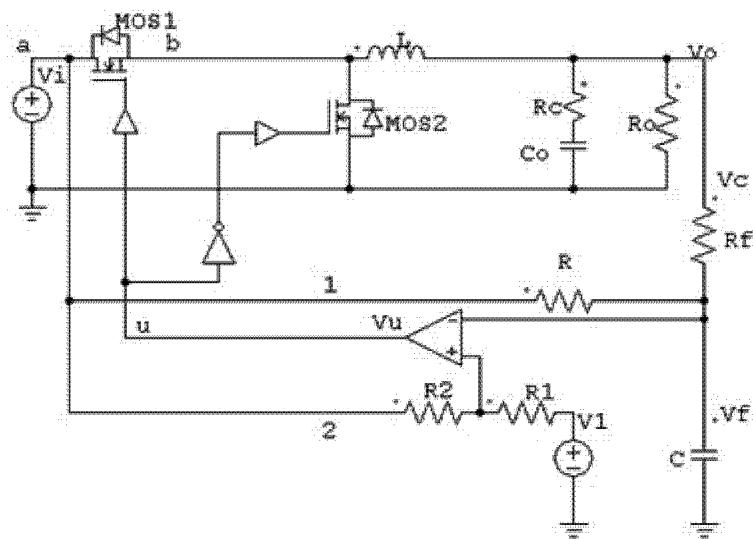


图 10

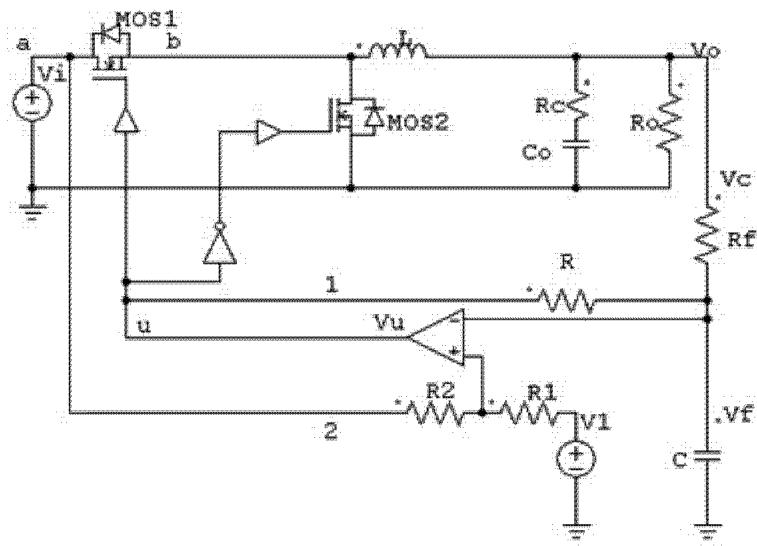


图 11

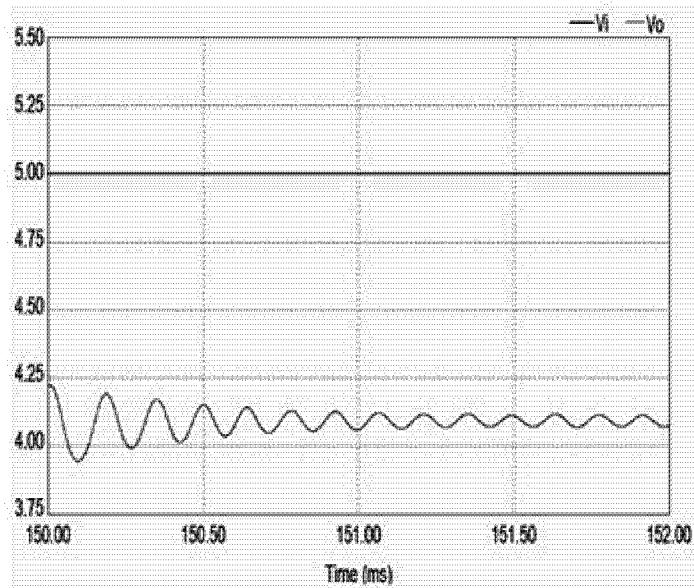


图 12

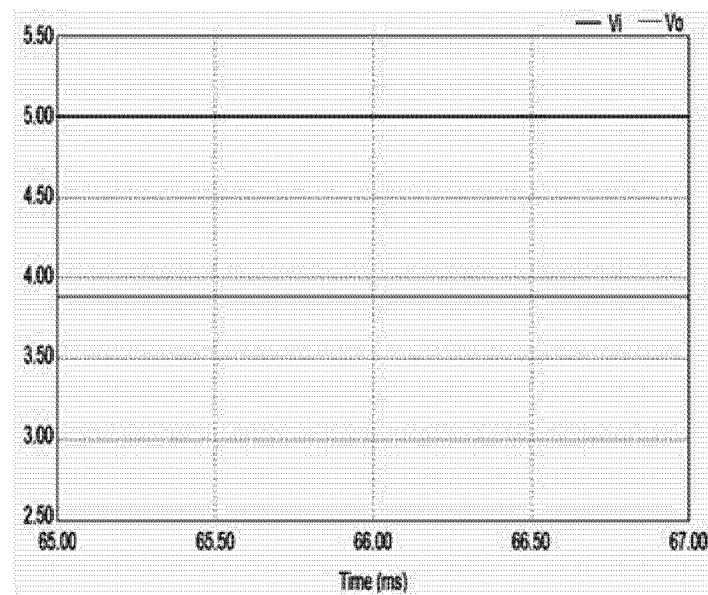


图 13

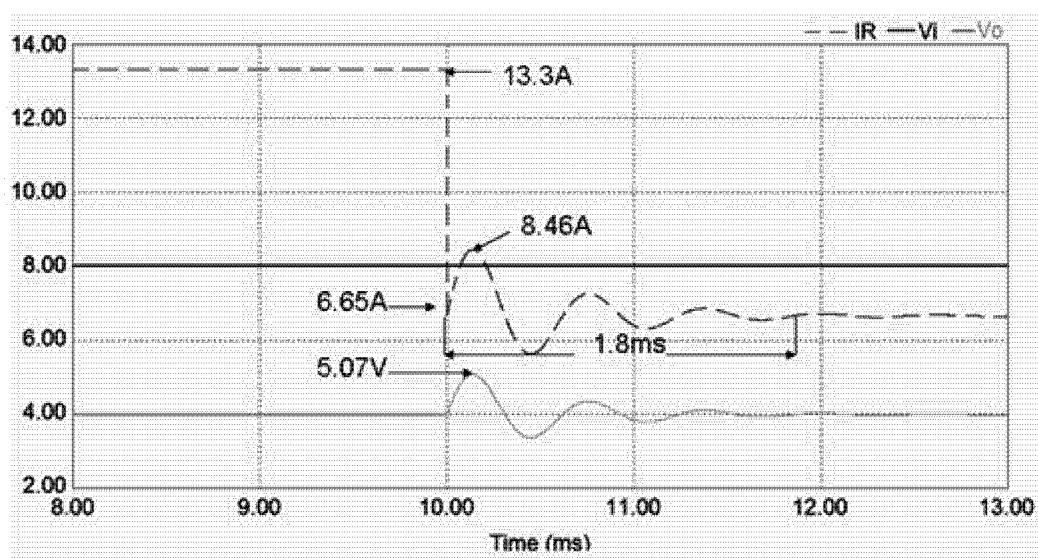


图 14

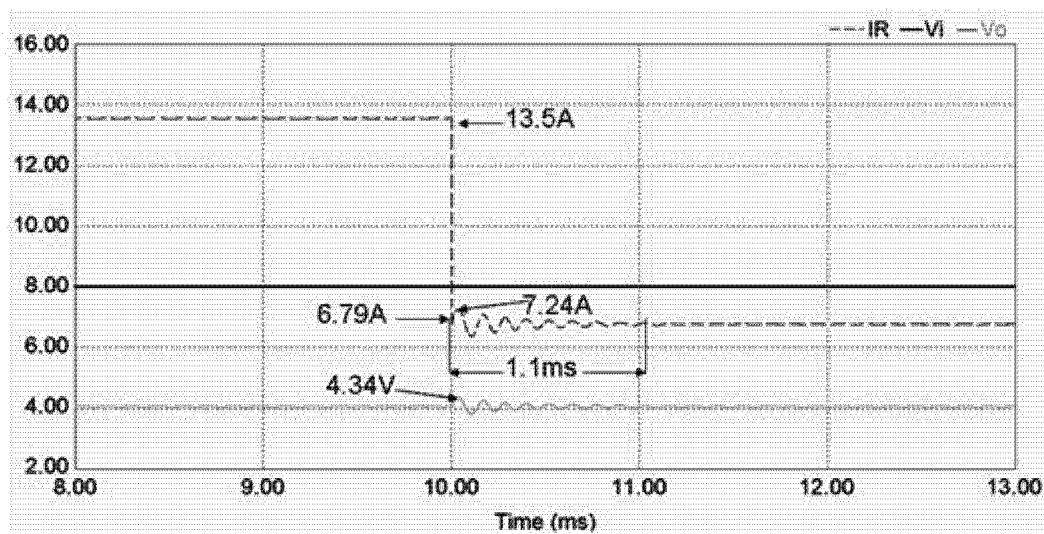


图 15

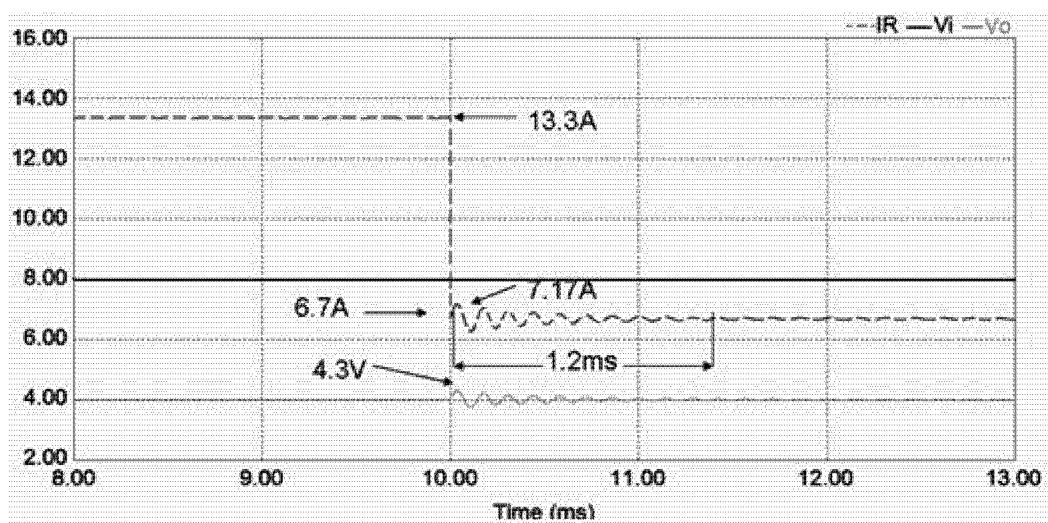


图 16

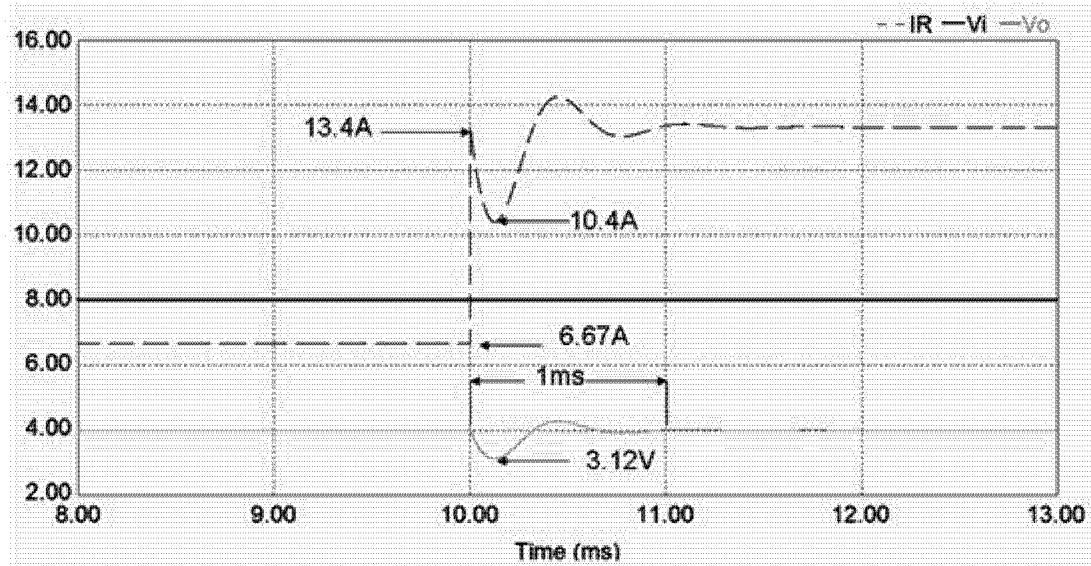


图 17

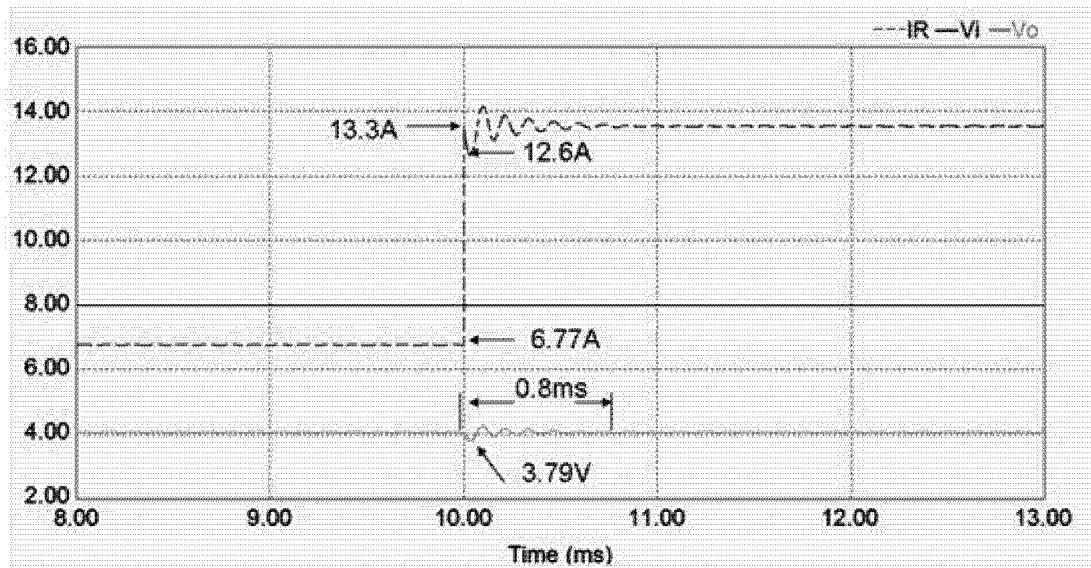


图 18

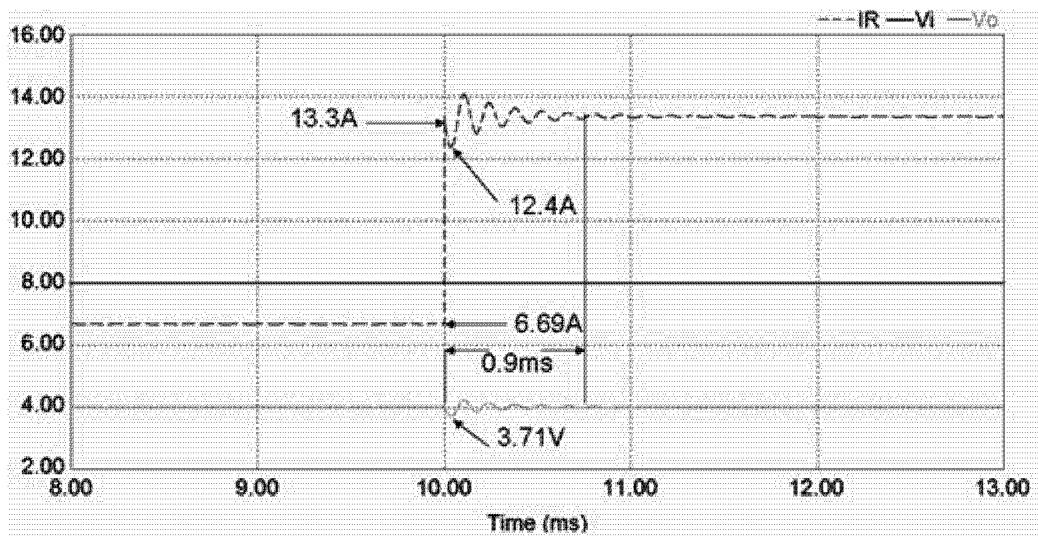


图 19

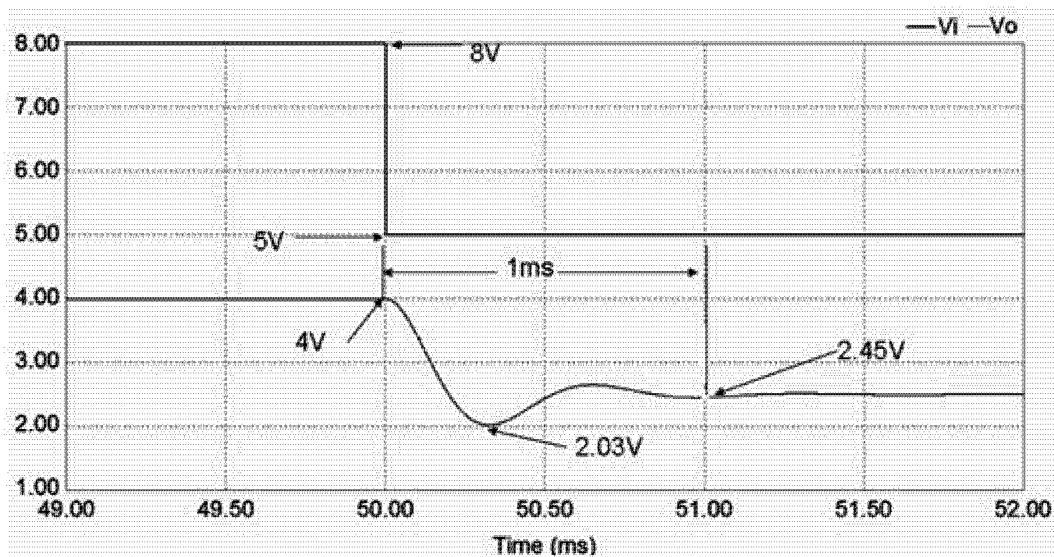


图 20

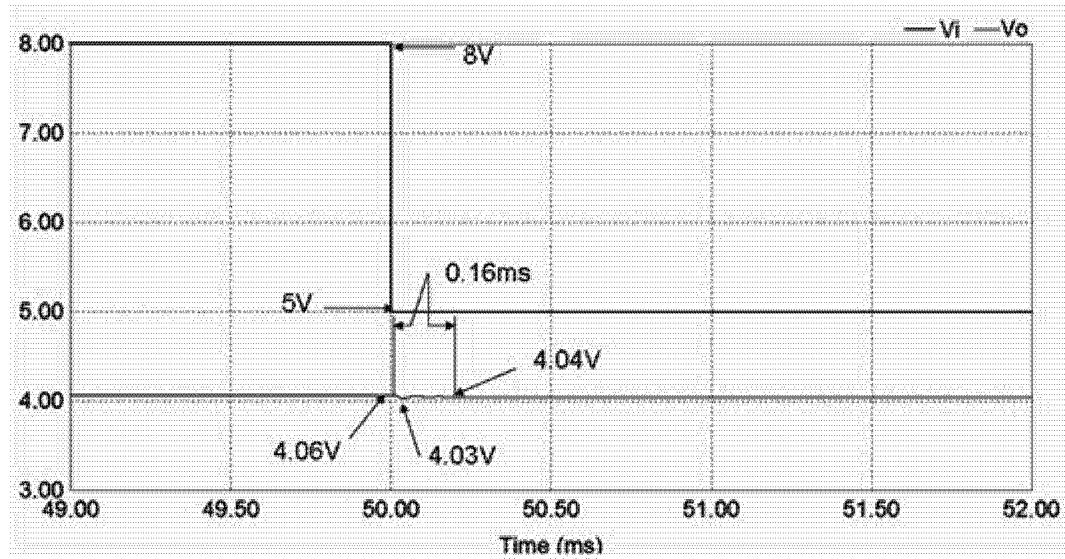


图 21

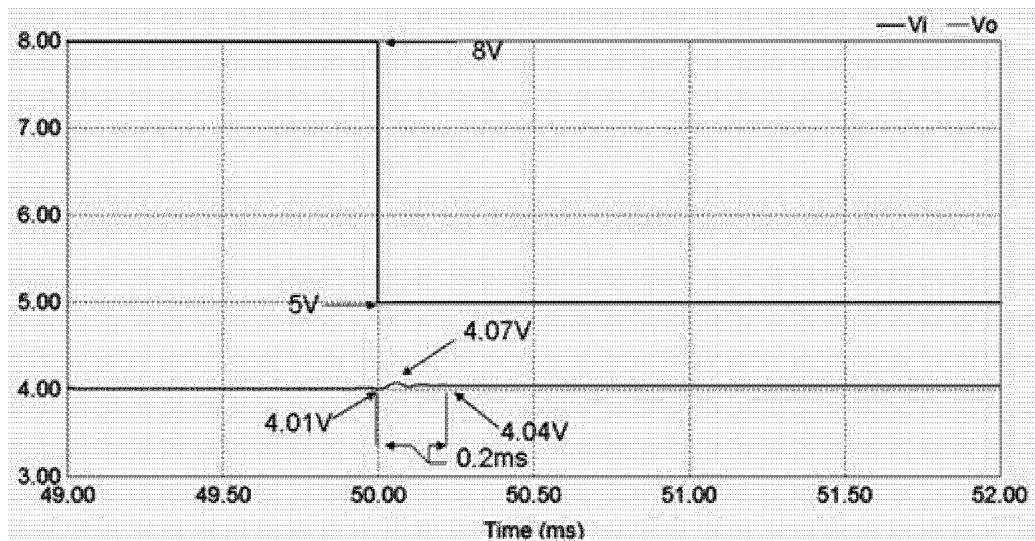


图 22

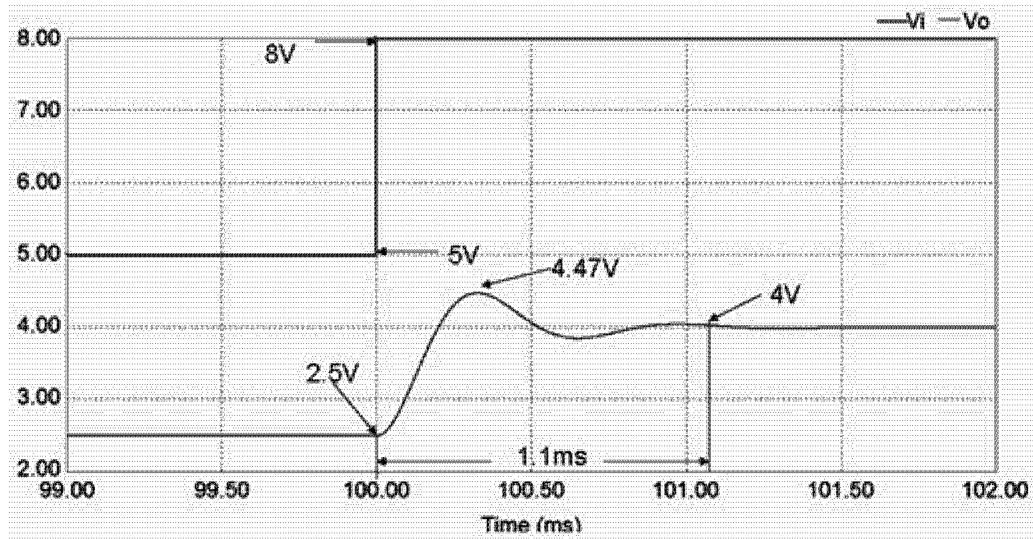


图 23

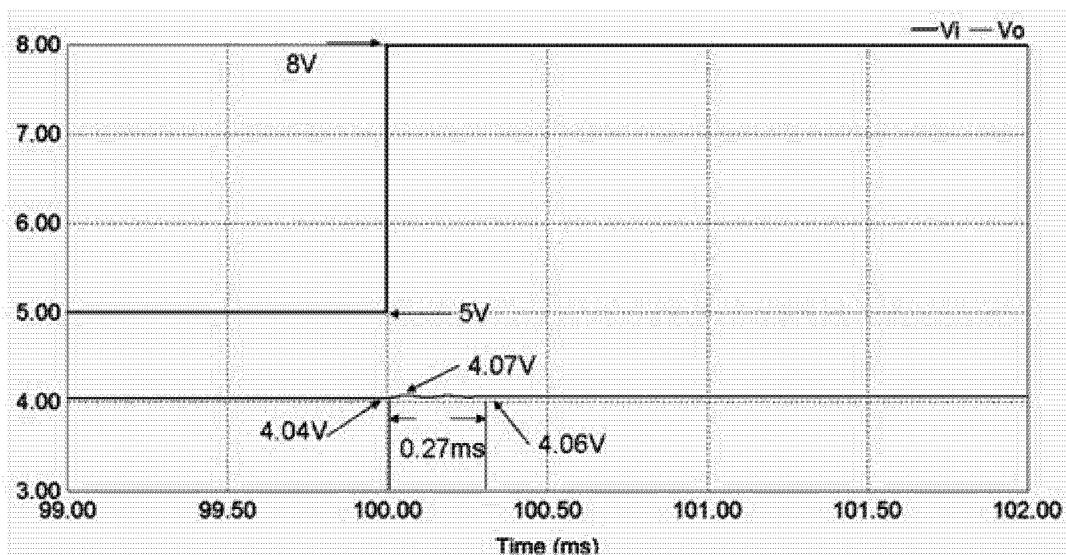


图 24

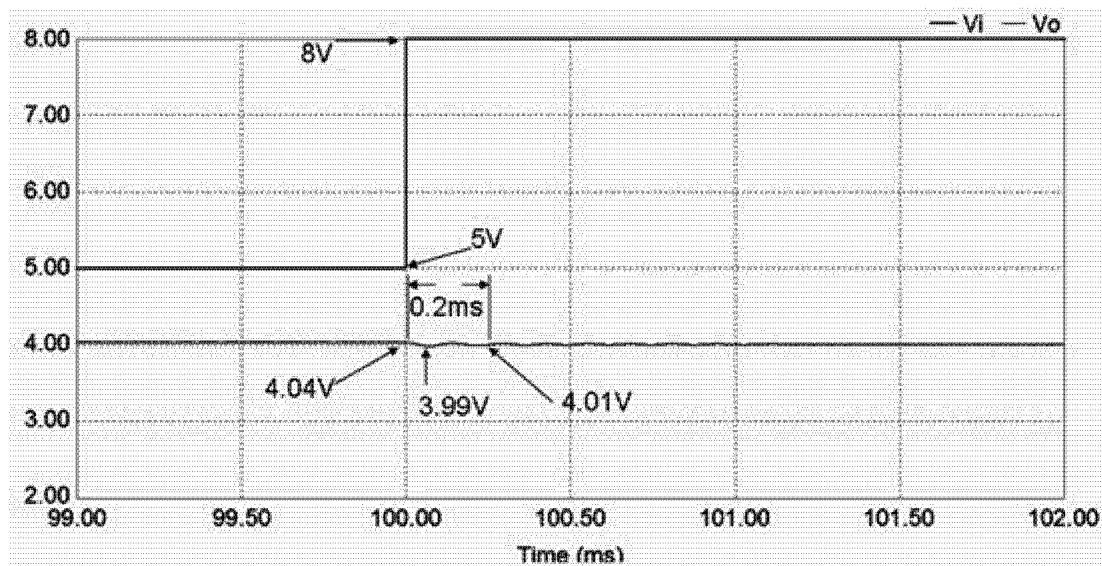


图 25