



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103023327 A

(43) 申请公布日 2013. 04. 03

(21) 申请号 201210557147. 1

(22) 申请日 2012. 12. 19

(71) 申请人 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 戴剑丰

(74) 专利代理机构 上海科盛知识产权代理有限公司 31225

代理人 赵继明

(51) Int. Cl.

H02M 3/157(2006. 01)

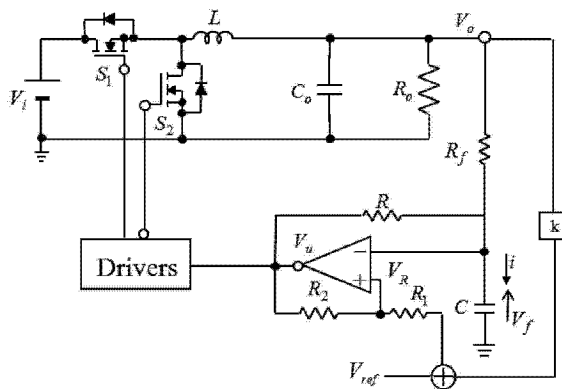
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 6 页

(54) 发明名称

一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路

(57) 摘要

本发明涉及一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,用于控制直流-直流变换器的输出电压,所述的直流-直流变换器上连接有开关驱动器,所述的控制电路包括滞环比较器和反馈旁路,所述的反馈旁路分别连接直流-直流变换器的输出端和滞环比较器的输入端,所述的滞环比较器的输出端与开关驱动器连接,所述的反馈旁路包括反馈调整电阻、电容和比例环节,所述的反馈调整电阻一端连接直流-直流变换器输出端,另一端分别连接滞环比较器和电容,所述的电容接地,所述的比例环节分别连接直流-直流变换器输出端和滞环比较器。与现有技术相比,本发明具有控制精度高、控制电路拓扑简单、瞬态响应特性快、稳态性能好等优点。



1. 一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,用于控制直流-直流变换器的输出电压,所述的直流-直流变换器上连接有开关驱动器,所述的控制电路包括滞环比较器和反馈旁路,所述的反馈旁路分别连接直流-直流变换器的输出端和滞环比较器的输入端,所述的滞环比较器的输出端与开关驱动器连接,其特征在于,所述的反馈旁路包括反馈调整电阻、电容和比例环节,所述的反馈调整电阻一端连接直流-直流变换器输出端,另一端分别连接滞环比较器和电容,所述的电容接地,所述的比例环节分别连接直流-直流变换器输出端和滞环比较器;

直流-直流变换器的输出电压经对反馈调整电阻后电容充电,电容的充电电压为滞环比较器的一个输入;直流-直流变换器的输出电压经比例环节后与滞环比较器的参考电压进行差分,作为滞环比较器的另一个输入;滞环比较器根据输入自适应调整环宽,其输出控制开关驱动器,从而控制直流-直流变换器的输出电压。

2. 根据权利要求1所述的一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,其特征在于,所述的比例环节的比例系数为正数、负数或零。

3. 根据权利要求1所述的一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,其特征在于,该控制电路还包括单刀双掷开关,所述的单刀双掷开关的动端与比例环节连接,单刀双掷开关的两个不动端分别连接和直流-直流变换器输出端和开关驱动器。

## 一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种直流-直流变换器的控制电路,尤其是涉及一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路。

### 背景技术

[0002] 随着当前通信技术的迅猛发展,对于直流-直流变换器提出了以下技术要求:(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突变时,输出电压的瞬态过冲小。以上要求对直流-直流变换器的稳态和动态特性都提出了较高的要求,对直流-直流变换器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,而广泛的应用于直流-直流变换器中。但是,传统型PWM电压控制方法存在以下不足:

[0003] 1) 传统型PWM电压控制方法中,必须使用运算放大器和三角载波产生电路以及其它补偿电路,这些易造成直流-直流变换器的制造成本上升,难以实现小型化和轻量化。

[0004] 2) 这种控制方法在负载发生突变时,由于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,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。这样设计者在解决运算放大器的稳定问题时,延长了设计周期,必须耗费大量的时间和人力物力。

[0005] 3) 传统型PWM电压控制方法中调整相位补偿电路是通过误差放大器的增益和频宽改善负载变动特性,但这种方法需要娴熟的电源设计技术,并不容易做到。

[0006] 3) 文献“Steady-State and Dynamic Analysis of A Buck Converter Using a Hysteretic PWM Control”(IEEE 35th Power Electronics Specialists Conference, 2004, 5 :3654-3658)中提出的滞环控制电路如图1所示,虽然其具有较好的响应速度,但只是把输出电压的变化信号反馈到电容的充放电速度上,而不能及时、同步的反馈到滞环宽带的调整上,因此在一定程度上影响了瞬态响应特性;滞环控制方法滞环宽度为定值,这使得电路的动态响应时间相对较长,使得负载变动情况下的响应指标并不理想。滤波电容的大小对于纹波影响较大,这使得滤波电容的大小不能减小很多,体积的减小受到一定限制。

[0007] 鉴于以上原因,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、高效率的技术指标,滞环控制方法也难以满足较高的动态响应时间要求和不利于滤波电容的减小。

### 发明内容

[0008] 本发明的目的就是为了解决上述现有技术存在的缺陷而提供一种控制精度高、控制电路拓扑简单、瞬态响应特性快、稳态性能好的自适应调整环宽的快速滞环控制电路。

[0009] 本发明的目的可以通过以下技术方案来实现:

[0010] 一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,用于控制直流-直流变换器的输出电压,所述的直流-直流变换器上连接有开关驱动器,所述的控制电路包括滞环比较器和反

馈旁路,所述的反馈旁路分别连接直流-直流变换器的输出端和滞环比较器的输入端,所述的滞环比较器的输出端与开关驱动器连接,所述的反馈旁路包括反馈调整电阻、电容和比例环节,所述的反馈调整电阻一端连接直流-直流变换器输出端,另一端分别连接滞环比较器和电容,所述的电容接地,所述的比例环节分别连接直流-直流变换器输出端和滞环比较器;

[0011] 直流-直流变换器的输出电压经对反馈调整电阻后电容充电,电容的充电电压为滞环比较器的一个输入;直流-直流变换器的输出电压经比例环节后与滞环比较器的参考电压进行差分,作为滞环比较器的另一个输入;滞环比较器根据输入自适应调整环宽,其输出控制开关驱动器,从而控制直流-直流变换器的输出电压。

[0012] 所述的比例环节的比例系数为正数、负数或零。

[0013] 该控制电路还包括单刀双掷开关,所述的单刀双掷开关的动端与比例环节连接,单刀双掷开关的两个不动端分别连接和直流-直流变换器输出端和开关驱动器。

[0014] 与现有技术相比,本发明具有以下优点:

[0015] 1) 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;

[0016] 2) 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;

[0017] 3) 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;

[0018] 4) 增加比例环节后,滞环比较器的参考输入电压可根据负载的变化情况自适应地调整,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,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;

[0019] 6) 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;

[0020] 7) 在主电路滤波电容减小较大时仍然具有较好的稳态和动态调节特性,这对于电路体积的减小、重量的减轻以及经济性的提高都是至为有利的,也有利于电路的集成。

#### 附图说明

[0021] 图 1 为现有的一种滞环控制电路结构示意图;

[0022] 图 2 为本发明的结构示意图;

[0023] 图 3 为本发明的另一结构示意图;

[0024] 图 4 为本发明的动作原理示意图;

[0025] 图 5 为负载电流  $I_o$  跃升一倍时的瞬态响应曲线;

[0026] 图 6 为负载电流  $I_o$  跃降一倍时的瞬态响应曲线;

[0027] 图 7 为输入电压跃降时的瞬态响应曲线;

[0028] 图 8 为输入电压跃升时的瞬态响应曲线;

[0029] 图 9 为滤波电容  $C_o = 47 \mu F$  时的输出电压波形;

[0030] 图 10 为滤波电容  $C_o = 4.7 \mu F$  时的输出电压波形;

[0031] 图 11 为滤波电容  $C_o = 0.47 \mu F$  时的输出电压波形。

[0032] 图中  $V_o$  为本发明的输出电压,  $V_{o1}$  为现有滞环控制电路(图 1)下的输出电压。

## 具体实施方式

[0033] 下面结合附图和具体实施例对本发明进行详细说明。

[0034] 实施例 1

[0035] 如图 2 所示,一种自适应调整环宽的快速滞环控制电路,用于控制直流-直流变换器的输出电压,所述的直流-直流变换器上连接有开关驱动器,所述的控制电路包括滞环比较器和反馈旁路,所述的反馈旁路分别连接直流-直流变换器的输出端和滞环比较器的输入端,所述的滞环比较器的输出端与开关驱动器 (Drivers) 连接,所述的反馈旁路包括反馈调整电阻  $R_f$ 、电容 C 和比例环节,所述的反馈调整电阻  $R_f$  一端连接直流-直流变换器输出端,另一端分别连接滞环比较器和电容 C,所述的电容 C 接地,所述的比例环节分别连接直流-直流变换器输出端和滞环比较器。直流-直流变换器的输出电压经对反馈调整电阻后电容充电,电容的充电电压为滞环比较器的一个输入;直流-直流变换器的输出电压经比例环节后与滞环比较器的参考电压进行差分,作为滞环比较器的另一个输入;滞环比较器根据输入自适应调整环宽,其输出控制开关驱动器,从而控制直流-直流变换器的输出电压。

[0036] 本实施例中滞环比较器的阈值电压  $V_L$ 、 $V_H$  通过以下公式计算:

$$[0037] \quad V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{ref} - kV_o) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH}$$

$$[0038] \quad V_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{ref} - kV_o)$$

[0039] 式中,  $R_1$ 、 $R_2$  为滞环比较器的上下限阈值调整电阻,  $k$  为比例环节的比例系数 (可为正数、负数或零),  $V_{ref}$  为滞环比较器的设定参考输入电压,  $V_{OH}$  为滞环比较器的高电平输出电压。

[0040] 在上述滞环比较器控制下,开关驱动器的开关周期  $T$  为:

$$[0041] \quad T = T_{ON} + T_{OFF}; CR_p (V_H - V_L) \left( \frac{1}{V_A - V_H} - \frac{1}{V_B - V_L} \right)$$

[0042] 其中,  $V_A = \frac{R_p}{R} V_i + \frac{R_p}{R_f} V_o$ ,  $V_B = \frac{R_p}{R_f} V$ ,  $C$  为电容,  $R_p$  为  $\frac{RR_f}{R + R_f}$ ,  $R$  为电阻,  $V_i$  为直流-直流变换器的输入电压。

[0043] 从上述公式可看出,本实施例的滞环控制电路中,参考输入电压可根据负载的变化情况自适应的调整,进而达到动态响应调节效果的最佳。阈值电压  $V_L$  与  $V_H$  可根据输出电压、主电路驱动信号以及电压参考输入电压三者来最终确定。增加输出电压的反馈后,驱动信号有三种选择 (高电平,低电平,无输入),在驱动信号控制作用下同时结合输出电压接比例环节与参考输入电压进行差分的比较输出可自适应调整阈值电压即环宽,产生自适应调整的阈值电压  $V_L$  与  $V_H$ 。由于驱动信号有三种选择,输出电压所接比例环节有三种选择 (比例系数可正可负或为零) 最终可以有七种控制方式来实现控制。其中输出电压比例系数为零就是如图 1 所示的滞环控制方式。

[0044] 如图 4 所示为本实施例滞环控制电路的动作原理示意图,由图中可看出,输出电压变大时,滞环输出电压变小,反之,输出电压变小时,滞环输出电压变大。这样可使得占空比随着发生变动来快速调节输出电压,使输出电压保持在稳定值。被检测的电容电压  $V_f$  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  $V_f$  的上升和下降斜率与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出电压的变化而变化。

[0045] 将本实施例滞环控制电路与现有的滞环控制电路(图1)进行实验仿真比较,滤波电容  $C_o = 470 \mu F$ ,结果如图5-图8所示,本实施例滞环控制电路具有更好的瞬态响应。

[0046] 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。

[0047] 实施例2

[0048] 如图3所示,本实施例的自适应调整环宽的快速滞环控制电路中基本与实施例1相同,不同之处在于,本实施例还包括单刀双掷开关,所述的单刀双掷开关的动端与比例环节连接,单刀双掷开关的两个不动端分别连接和直流-直流变换器输出端和开关驱动器。本实施例可根据输出电压仅自适应的调节阈值电压  $V_H$ ,  $V_L$  保持不变,来响应输出变化,最终调节使得输出满足性能指标方面的要求。

[0049] 图9-图11为滤波电容减小后,本实施例与传统型控制方法(图1)的比较示意图。由图中可看出,随着滤波电容的十倍级减小,传统型控制方法将不满足性输出电压能要求,本实施例仍具有较好输出电压,具有较小的电压纹波。

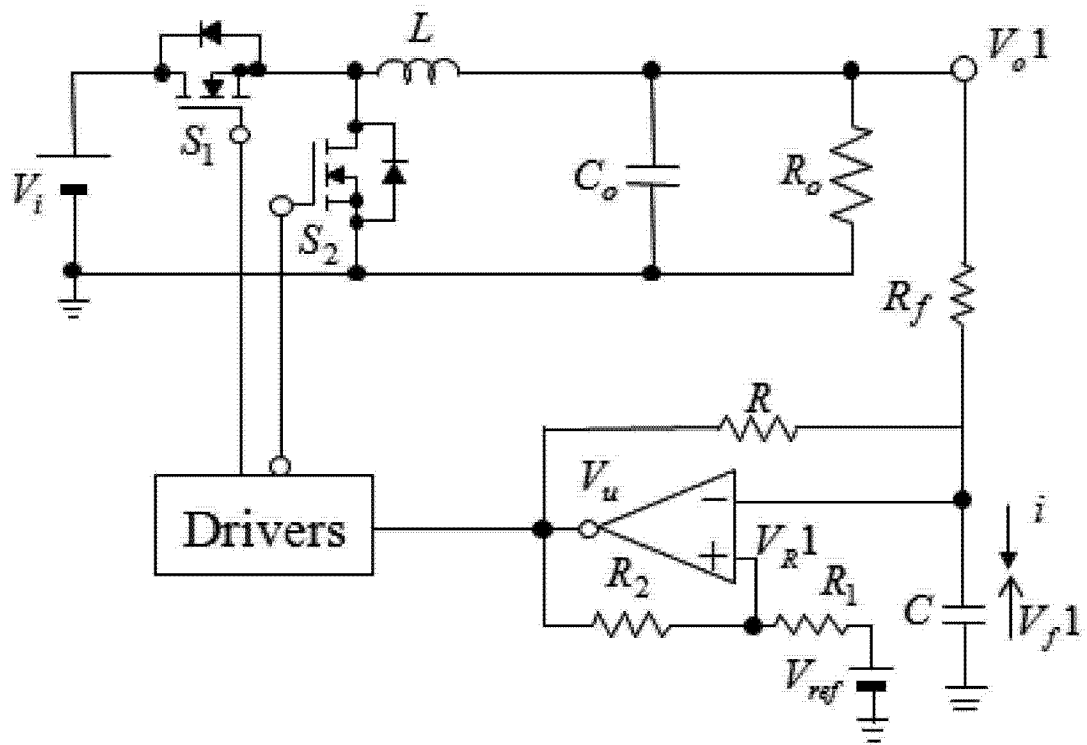


图 1

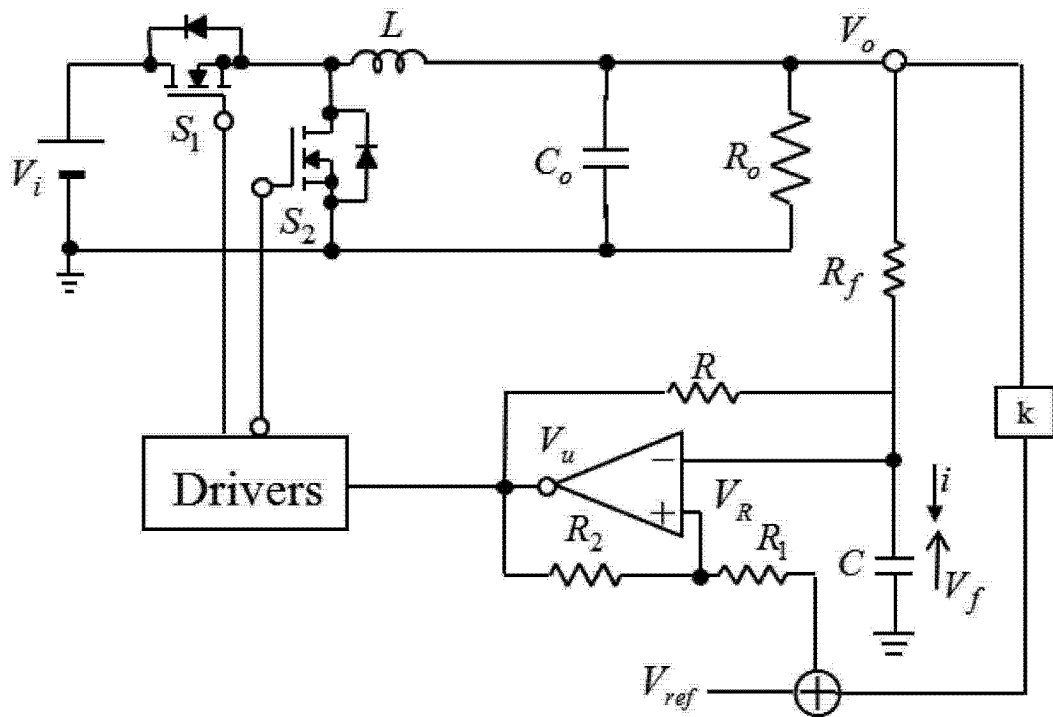


图 2

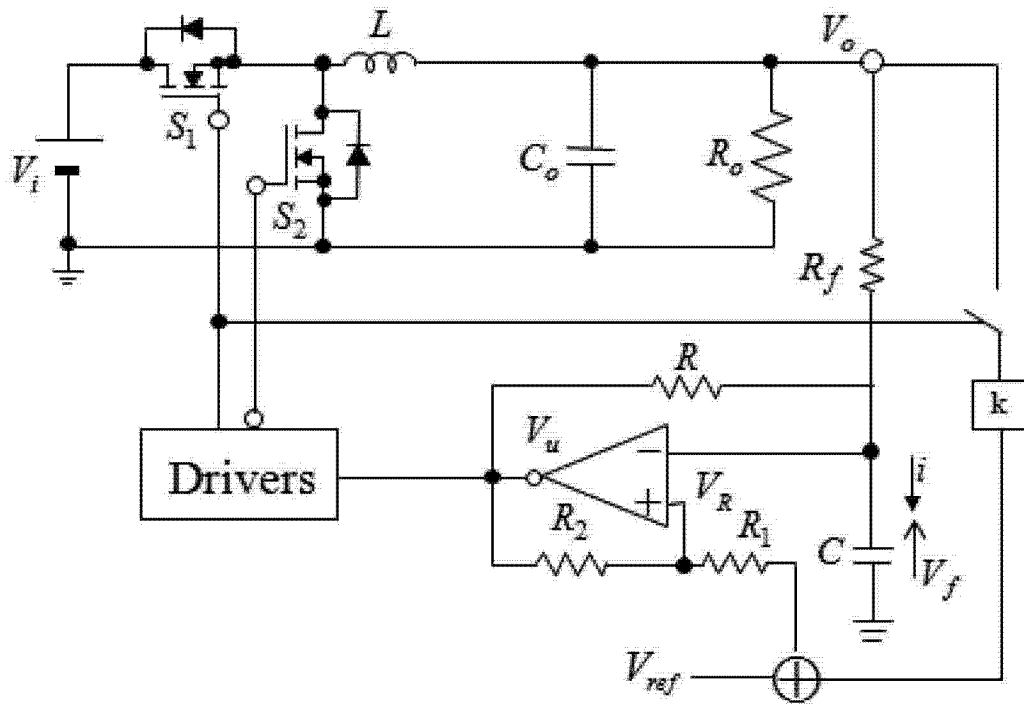


图 3

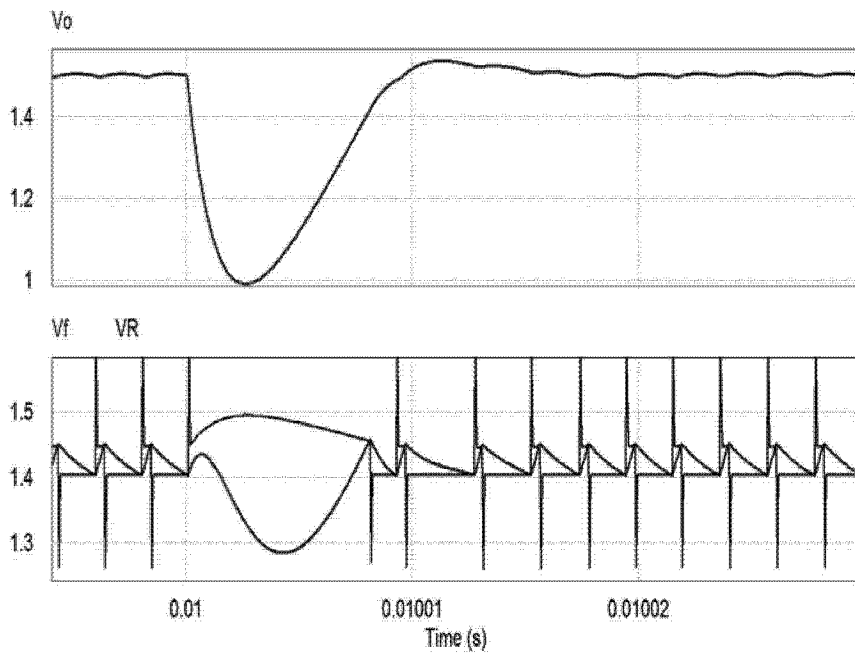


图 4



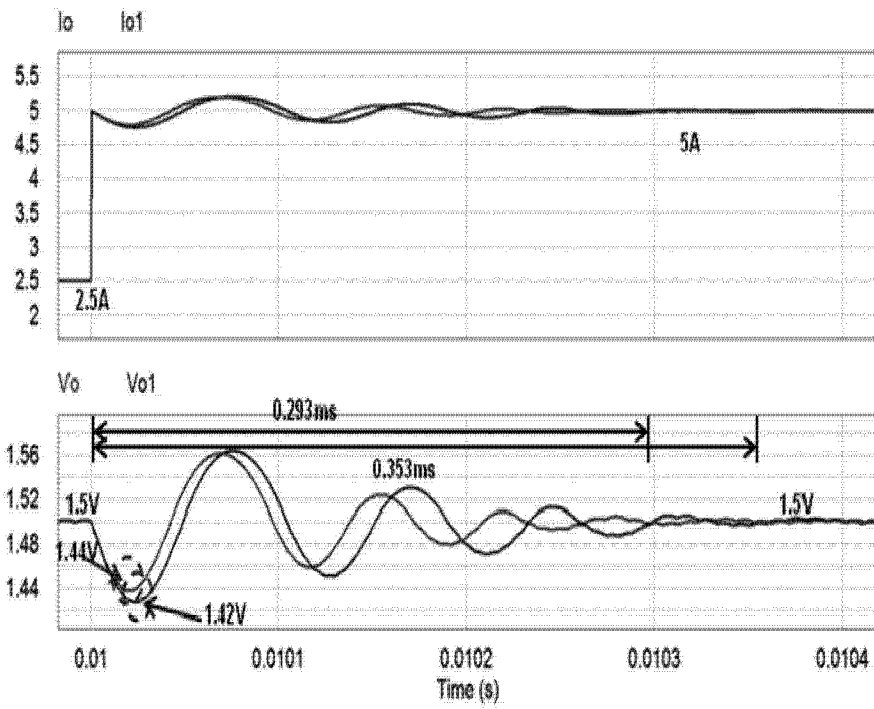


图 5

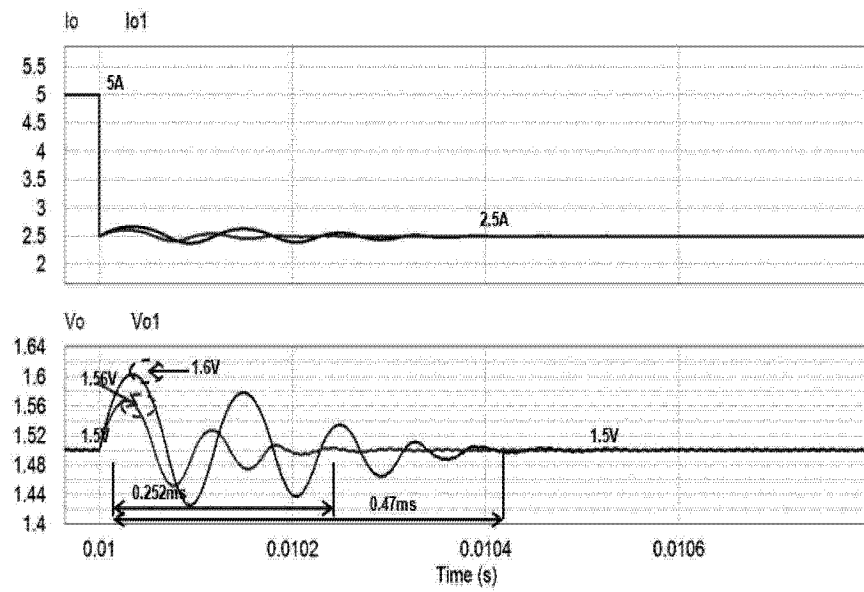


图 6

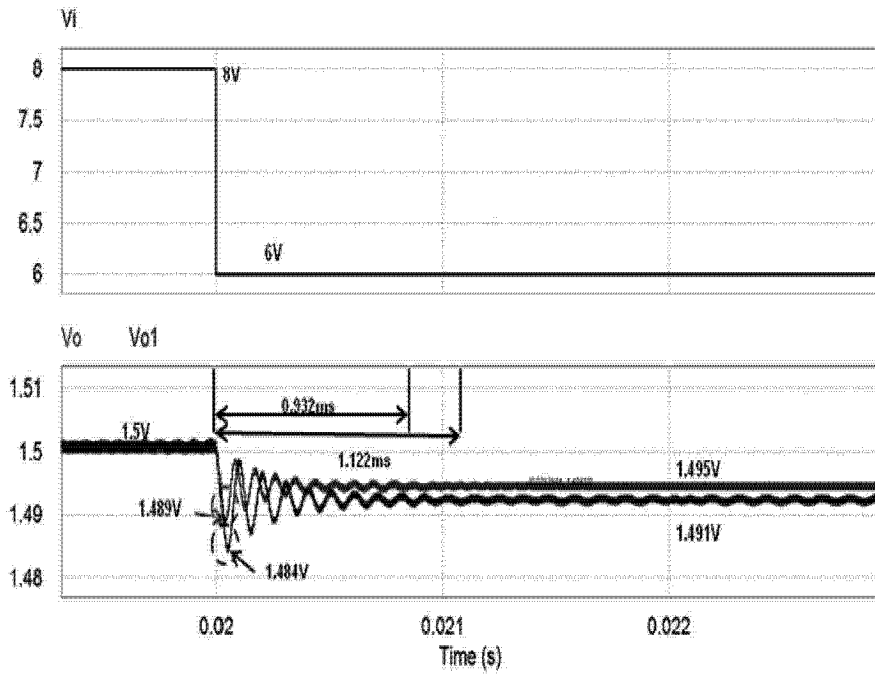


图 7

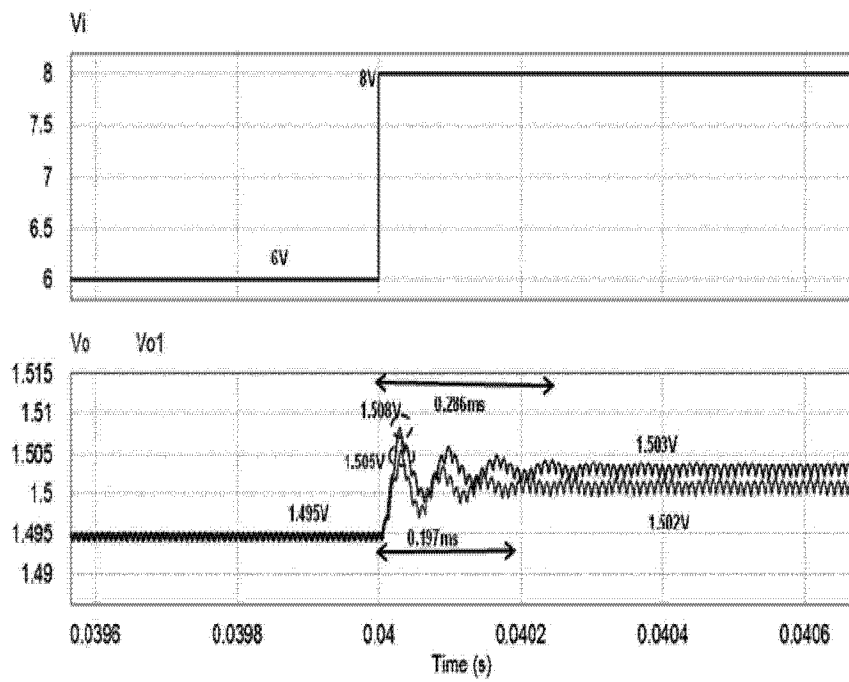


图 8

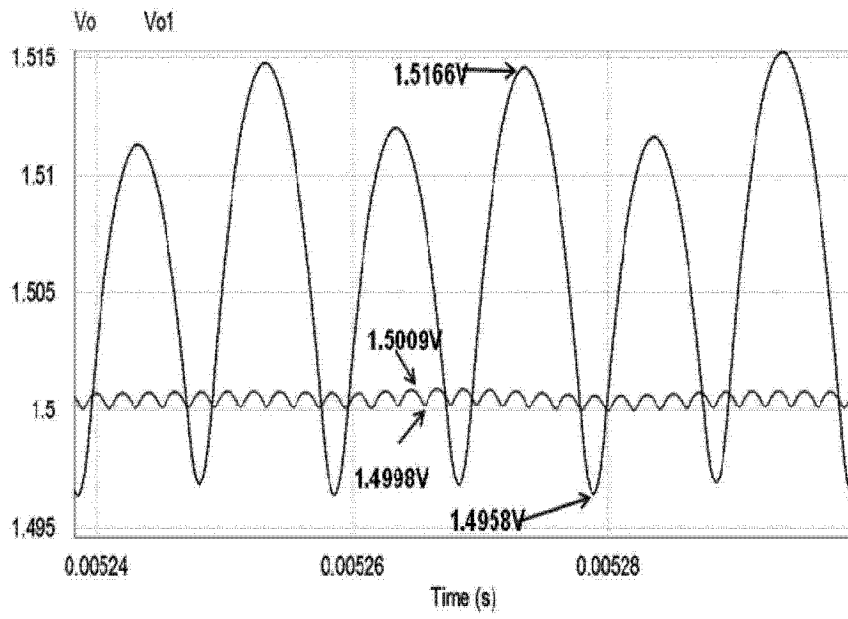


图 9

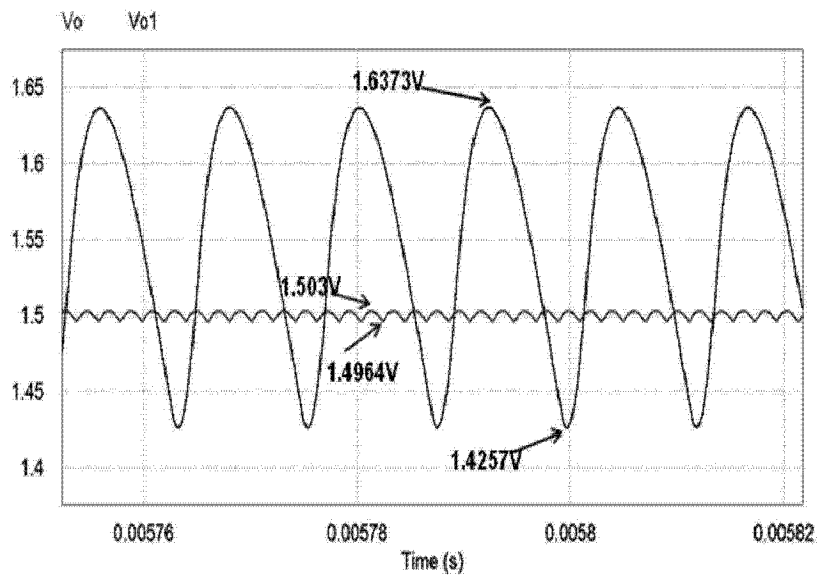


图 10

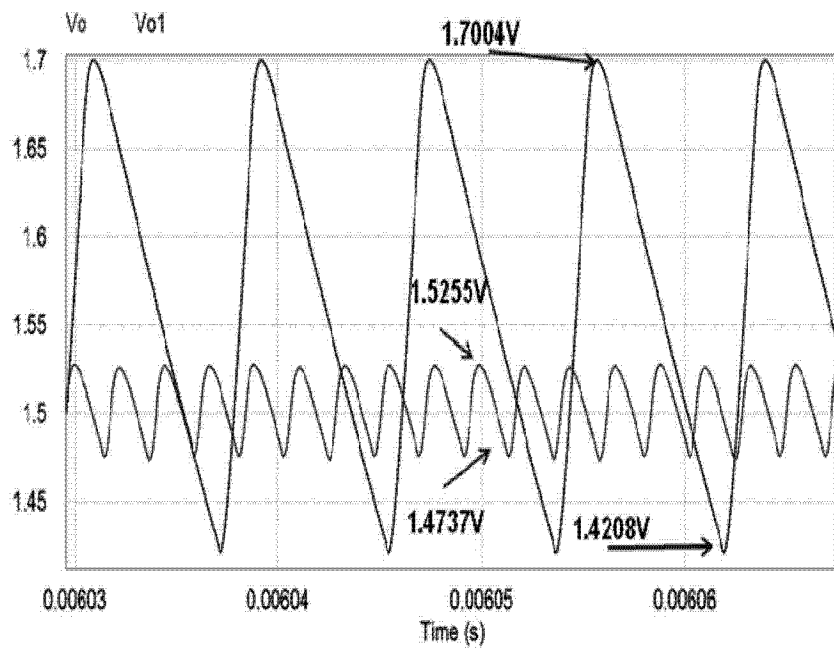


图 11