



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109818494 A

(43)申请公布日 2019.05.28

(21)申请号 201910074597.7

(22)申请日 2019.01.25

(71)申请人 山东科技大学

地址 266000 山东省青岛市黄岛区前湾港  
路579号

(72)发明人 房绪鹏 丁晓康 张炜烁

(74)专利代理机构 北京慕达星云知识产权代理  
事务所(特殊普通合伙)  
11465

代理人 王鹏

(51)Int.Cl.

H02M 3/156(2006.01)

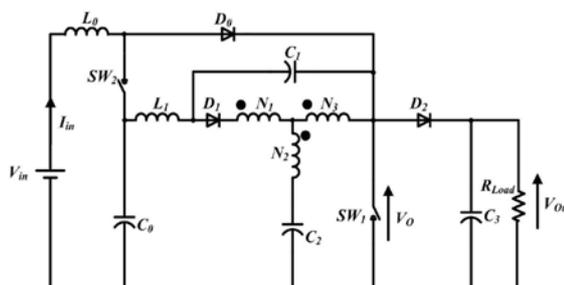
权利要求书1页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器

(57)摘要

本发明公开了一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,结合Y源网络和Boost阻抗网络,利用Y源网络中的三绕组变压器灵活地确定电路电压增益,并可以在相同的占空比下实现更高的升压。从而改进传统Boost变换器只能通过提高占空比来得到较高的输出电压,但同时会导致输出二极管和开关管的电流峰值增大,导通损耗及电容冲击变大,电路的变换效率低和使用寿命短的问题,使得变换器具有高变换效率、高电压增益的优点,并且电路结构简单可靠。



1. 一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,包括:直流电压源、电力电子开关、Boost网络、准Y源网络和直流负载;所述直流电压源连接所述电力电子开关、所述Boost网络、所述准Y源网络和所述直流负载;所述准Y源网络嵌入连接至所述Boost网络中;所述Boost网络连接所述直流负载;所述电力电子开关连接所述Boost网络和所述准Y源网络。

2. 根据权利要求1所述的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,所述准Y源网络由电感 $L_1$ 、三绕组耦合电感、电容器 $C_1$ 和电容器 $C_2$ 构成;所述电感 $L_1$ 连接所述电容器 $C_1$ 和所述三绕组耦合电感;所述三绕组耦合器与所述电容器 $C_2$ 连接。

3. 根据权利要求1所述的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,设置有两个所述电力电子开关,所述电力电子开关为IGBT模块、功率MOSFET或由功率二极管和全控型电力电子器件反并联构成。

4. 根据权利要求1所述的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,所述直流电压源为蓄电池组、燃料电池、分布式电源或经过不可控整流滤波的交流电源。

5. 根据权利要求3所述的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,两个所述电力电子开关采用互补式通断控制方式。

6. 根据权利要求1所述的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,其特征在于,所述变换器具有直通和非直通两种工作状态。

## 一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及直流-直流变换器技术领域,更具体的说是涉及一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器。

### 背景技术

[0002] 随着人类社会的发展,工业生产导致全世界的能源消耗越来越多,以化石燃料为代表的不可再生能源储备迅速减少导致供应短缺现象日益严重。因此可再生能源以其清洁、可持续发展的特点成为众多学者研究的热点,而对于新能源的发电方式,无论是光伏发电,还是燃料电池发电,其输出电压波动较大,所以需要高增益比的直流-直流变换电路保证输出电压为较高的稳定直流电压。目前,应用广泛的直流-直流变换器包括直接式电路和变压器隔离式电路,它们可以实现直流电压的变换,但同时存在功率开关共态导通或关断时会引起电源的短路或开关器件的过压击穿、可靠性差以及升压能力比较低的缺点。而基于传统阻抗源变换器思想的电压型/电流型阻抗源直流变换器可以克服前述电路可靠性差的缺陷,但是其升压能力有限,若要进一步提升电压增益,则需要进行阻抗源网络的级联,这样不仅使得电路成本大大提高,也使得变换器的控制相对复杂。

[0003] 因此,如何提供一种电压增益高、电路简单同时可靠性高的直流-直流变换器是本领域技术人员亟需解决的问题。

### 发明内容

[0004] 有鉴于此,本发明提供了基于Y源变换器思想的一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,将Y源网络与传统Boost阻抗网络相结合,可以实现无级调节输出直流电压,同时避免功率开关共态导通时造成电源短路以及开关器件的损坏,电路结构简单,体积小、重量轻、升压能力强并且可靠性高。

[0005] 为了实现上述目的,本发明采用如下技术方案:

[0006] 一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,包括,直流电压源、电力电子开关、Boost网络、准Y源网络和直流负载;所述直流电压源连接所述电力电子开关、所述Boost网络、所述准Y源网络和所述直流负载;所述准Y源网络嵌入连接至所述Boost网络中;所述Boost网络连接所述直流负载;所述电力电子开关连接所述Boost网络和所述准Y源网络。

[0007] 优选的,所述准Y源网络由电感 $L_1$ 、三绕组耦合电感、电容器 $C_1$ 和电容器 $C_2$ 构成;所述电感 $L_1$ 连接所述电容器 $C_1$ 和所述三绕组耦合电感;所述三绕组耦合器与所述电容器 $C_2$ 相连。

[0008] 优选的,设置有两个所述电力电子开关,所述电力电子开关为IGBT模块、功率MOSFET或由功率二极管和全控型电力电子器件反并联构成。

[0009] 优选的,所述直流电压源为蓄电池组、燃料电池、分布式电源或经过不可控整流滤波的交流电源。

[0010] 优选的,两个所述电力电子开关采用互补式通断控制方式,实现电路的简单控制。

[0011] 优选的,所述电力电子开关通过调节占空比来调节输出电压增益,同时也可以通过选择合适的耦合电感的匝数比来适当的提高变换器的增益比。

[0012] 优选的,所述准Y源网络中的所述三绕组耦合电感采用E型磁芯,缩小了电路的体积,同时在一定程度上减小了漏感,降低了漏感对电路的影响。

[0013] 优选的,所述一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器具有直通和非直通两种工作状态。

[0014] 经由上述的技术方案可知,与现有技术相比,本发明公开提供了一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,在传统准Y源电路结构的基础上,结合Boost升压转换器形成改进型准Y源直流-直流变换器,在继承了现有Y源直流-直流转换器极高的升压比和设计磁性绕组的灵活性的优点的同时,具有电压增益高,输入电流连续,启动冲击电流小等特点。

### 附图说明

[0015] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据提供的附图获得其他的附图。

[0016] 图1附图为本发明提供的高增益电压型准Y源直流-直流变换器电路结构示意图;

[0017] 图2附图为本发明提供的变换器应用电路结构示意图;

[0018] 图3附图为本发明提供的两种工作状态电路连接结构示意图;

[0019] 图4附图为本发明提供的集成IGBT模块等效开关电路图结构示意图;

[0020] 图5附图为本发明提供的不同绕组因子作用于变换器的理论电压增益变化示意图;

[0021] 图6附图为本发明提供的脉冲信号示意图;

[0022] 图7附图为本发明提供的电感电流变化示意图;

[0023] 图8附图为本发明提供的电容器电压变化示意图;

[0024] 图9附图为本发明提供的输入电压和输出电压变化示意图。

### 具体实施方式

[0025] 下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0026] 本发明实施例公开了一种高增益电压型准Y源直流-直流变换器,包括,直流电压源、电力电子开关、Boost网络、准Y源网络和直流负载;直流电压源连接电力电子开关、Boost网络、准Y源网络和直流负载;准Y源网络嵌入连接至Boost网络中;Boost网络连接准Y源网络和直流负载;电力电子开关连接Boost网络和准Y源网络。

[0027] 为了进一步优化上述技术方案,准Y源网络由电感 $L_1$ 、三绕组耦合电感和电容器 $C_1$ 和电容器 $C_2$ 构成;电感 $L_1$ 连接电容器 $C_1$ 和三绕组耦合电感;三绕组耦合器与电容器 $C_2$ 相连。

[0028] 为了进一步优化上述技术方案,电力电子开关为IGBT模块、功率MOSFET或由功率

二极管和全控型电力电子器件反并联构成,采用集成IGBT模块,利用PWM控制信号控制开关管的通断,从而有效提高系统的电压增益和效率。

[0029] 为了进一步优化上述技术方案,直流电压源为蓄电池组、燃料电池、分布式电源或经过不可控整流滤波的交流电源。

[0030] 为了进一步优化上述技术方案,通过调节控制电力电子开关的脉冲信号的占空比来调节输出电压增益,同时也可以通过选择合适的耦合电感的匝数比来适当的提高变换器的增益比。

[0031] 为了进一步优化上述技术方案,两个电力电子开关可以采用互补式通断,增强了电路控制的简便性。

[0032] 为了进一步优化上述技术方案,准Y源网络中的三绕组耦合电感采用E型磁芯,缩小了电路的体积,同时在一定程度上减小了漏感,耦合电感之间的漏电感会导致较大的开关瞬变并降低有效开关占空比,从而降低系统的电压增益和效率,因此应尽可能的减少耦合电感之间的泄露,降低对电路的影响。

[0033] 为了进一步优化上述技术方案,本发明具有直通和非直通两种工作状态,两个电力电子开关分别为 $SW_1$ 和 $SW_2$ ,当 $SW_1$ 导通 $SW_2$ 关断时,本发明的变换器处于直通状态;当 $SW_2$ 导通 $SW_1$ 关断时,本发明的变换器处于非直通状态。

[0034] 为了进一步优化上述技术方案,三绕组耦合电感包括三组绕组线圈 $N_1$ 、 $N_2$ 和 $N_3$ ,每个绕组线圈的一端分别为三绕组耦合电感的第一端、第二端和第三端;电力电子开关包括 $SW_1$ 和 $SW_2$ ;直流电源为 $V_{in}$ ;Boost阻抗网络包括 $L_0$ 、 $C_0$ 、 $D_0$ 和 $D_2$ ;直流负载为 $R_{Load}$ 和 $C_3$ ;  $V_{in}$ 正极依次通过 $L_0$ 、 $SW_2$ 、 $C_0$ 回连至 $V_{in}$ 负极; $SW_2$ 与 $C_0$ 的连接节点依次通过 $L_1$ 、 $D_1$ 连接三绕组耦合电感的第一端,三绕组耦合电感的第二端通过 $C_2$ 回连至 $V_{in}$ 负极;三绕组耦合电感的第三端通过 $SW_1$ 回连至 $V_{in}$ 负极, $L_1$ 还通过 $C_1$ 连接至 $SW_1$ , $L_0$ 还通过 $D_0$ 连接至 $SW_1$ , $SW_1$ 的两端并联有 $D_2$ 和直流负载构成的串联电路,直流负载 $R_{Load}$ 和 $C_3$ 并联连接。

[0035] 实施例

[0036] 当 $SW_1$ 闭合、 $SW_2$ 断开时本发明电路处于直通状态,电路连接情况为: $V_{in}$ 正极通过 $L_0$ 回连至 $V_{in}$ 负极, $L_0$ 与 $V_{in}$ 负极之间节点依次通过三绕组耦合电感的第三端,三绕组耦合电感的第二端通过 $C_2$ 回连至 $V_{in}$ 负极, $L_0$ 与 $V_{in}$ 负极之间节点还依次通过 $C_1$ 、 $L_1$ 和 $C_0$ 回连至 $V_{in}$ 负极。

[0037] 如图3(a)所示电路工作在直通状态下,二极管 $D_0$ 导通,二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 处于反向偏压而关断。在此模式下应用基尔霍夫电压定律(KVL),直通状态下的电压方程为:

$$[0038] \quad -V_{in} + V_{L0} = 0 \quad (1)$$

$$[0039] \quad -V_{C0} + V_{L1} - V_{C1} = 0 \quad (2)$$

$$[0040] \quad V_{C2} + V_{N2} - V_{N3} = 0 \quad (3)$$

$$[0041] \quad N_1 : N_2 : N_3 = V_{N1} : V_{N2} : V_{N3} \quad (4)$$

[0042]  $N_1$ ,  $N_2$ 和 $N_3$ 是耦合电感的绕组匝数。将式(4)代入式(3)得到:

[0043]

$$V_{N2} = \frac{N_2}{N_3 - N_2} V_{C2} \quad (5)$$

[0044] 当 $SW_1$ 断开、 $SW_2$ 闭合时本发明电路处于非直通状态,电路连接情况为: $V_{in}$ 正极依次通过 $L_0$ 和 $C_0$ 回连至 $V_{in}$ 负极, $L_0$ 和 $C_0$ 的连接节点通过 $L_1$ 连接三绕组耦合电感的第一端,三绕组

耦合电感的第二端通过 $C_2$ 回连至 $V_{in}$ 负极,三绕组耦合电感的第三端通过直流负载回连至 $V_{in}$ 负极,三绕组耦合电感的第三端和第一端并联连接有 $C_1$ 。

[0045] 如图3 (b) 所示电路在非直通状态下,二极管 $D_0$ 处于反向偏压而关断,二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 导通,非直通状态下的电压方程为:

$$[0046] \quad -V_{in} + V_L' + V_{C0} = 0 \quad (6)$$

$$[0047] \quad -V_{C0} + V_L' - V_{C1} - V_0 = 0 \quad (7)$$

$$[0048] \quad -V_{C1} + V_L' + V_N' + V_N' + V_{C2} = 0 \quad (8)$$

$$[0049] \quad V_{C1} + V_N' + V_N' = 0 \quad (9)$$

[0050] 将(4)式代入到(9)式中,可以得到:

[0051]

$$V_{C1} + \frac{N_1}{N_2} V_{N2}' + \frac{N_3}{N_2} V_{N2}' = 0 \quad (10)$$

[0052] 则有:

[0053]

$$V_{N2}' = -\frac{N_2}{N_1 + N_3} V_{C1} \quad (11)$$

[0054] 由伏秒平衡原理可知,在稳态下一个周期内电感两端的电压为零。则对于电感 $L_0$ 、 $L_1$ 和耦合电感线圈有如下关系:

[0055]

$$\begin{cases} DV_{L0} + (1-D)V_{L0}' = 0 & (12) \\ DV_{L1} + (1-D)V_{L1}' = 0 & (13) \\ DV_{N2} + (1-D)V_{N2}' = 0 & (14) \end{cases}$$

[0056] 将(5)式和(11)式代入(14)式可得:

[0057]

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \left( \frac{N_1 + N_3}{N_2 - N_3} \right) \left( \frac{-D}{1-D} \right) \quad (15)$$

[0058] 然后联立(2),(4),(8),(11),(15),并代入式(13)可得:

[0059]

$$V_{C0} = \frac{DN_1 + (1-D)N_2 - (1-2D)N_3}{(1-D)(N_2 - N_3)} V_{C2} \quad (16)$$

[0060] 将(2),(7)和(16)代入式(13)可得:

[0061]

$$V_0 = \frac{N_2 - N_3}{DN_1 + (1-D)N_2 - (1-2D)N_3} V_{C0} \quad (17)$$

[0062] 定义 $K = \frac{N_3 + N_1}{N_3 - N_2}$ ,则式(17)可改写成:

[0063]

$$V_0 = \frac{1}{1 - (1 + K)D} V_{C0} \quad (18)$$

[0064] 将式(1)和式(6)代入式(12),则有:

[0065]

$$V_{C0} = \frac{1}{1 - D} V_{in} \quad (19)$$

[0066] 联立式(18)和式(19),得到电路的电压增益计算公式为:

[0067]

$$V_0 = \frac{1}{[1 - (1 + K)D](1 - D)} V_{in} \quad (20)$$

[0068] 由式(20)可以得出,能够通过改变占空比D和匝数比K改变总增益,来提高电路升压性能,如图5所示。可以看出,通过增加匝数比K,能在较小的占空比下实现高传输增益,并且改进的准Y源网络比传统Z源网络具有更高的电压增益比。

[0069] 具有不同的绕组匝数比( $N_1:N_2:N_3$ ),但具有相同的绕组因子K,电压增益和D的数值总结如下表1:

[0070] 表1不同绕组匝数比时电压增益和占空比的数值变化表

[0071]

K	占空比 D 范围	电压增益	可能的匝数比 $N_1:N_2:N_3$
2	$0 < D < 1/2$	$1/(1-2D)(1-D)$	1:1:3, 2:1:4, 1:2:5 3:1:5, 4:1:6, 1:3:7
3	$0 < D < 1/3$	$1/(1-3D)(1-D)$	1:1:2, 3:1:3, 2:2:4 1:3:5, 4:2:5
4	$0 < D < 1/4$	$1/(1-4D)(1-D)$	2:1:2, 1:2:3, 4:2:4 5:1:3, 8:1:4
5	$0 < D < 1/5$	$1/(1-5D)(1-D)$	3:1:2, 2:2:3, 1:3:4 7:1:3, 6:2:4

[0072] 由上表可知不同三绕组耦合电感的匝数比,其绕组因子K可能相同,改变占空比D则电压增益改变。由于三绕组耦合电感的匝数比具有多种可选择性,因此电路拓扑具有更强的灵活性。

[0073] 本发明进行试验验证,在实验室搭建低功率开环试验样机,使用TMS320F2812输出一组互补的PWM脉冲信号,以此来控制开关的通断。为减少漏感,三绕组耦合电感采用E型磁芯并在制作时使用反激式绕法。如下表2为实验设定参数值和测试结果表格。

[0074] 表2实验数值表

参数	值
最大功率	50W
输入电压 $V_{in}$	18V
输出电压 $V_o$	52V
[0075] 开关频率 $f_s$	20kHz
耦合电感匝数比	1:3:5
绕组因子 K	3
开关占空比 D 的允许范围	$0 < D < 0.25$
电感 $L_0$ 和 $L_1$	500 $\mu$ H
[0076] 电容器 $C_1$	100 $\mu$ F
电容器 $C_0$ 和 $C_2$	470 $\mu$ F
开关器件 $SW_1$ 和 $SW_2$	$V_{DS}=1200V, I_{DS}=20A$ H20R1203

[0077] 当 $D=0.144, K=3$ 时,电感电流,电容 $C_0$ 和 $C_2$ 的电压以及输入和输出电压在稳态时的实验波形图如图7-9所示。从实验波形图可以得出结论,所有波形参数值与理论值相近,输出电压接近计算值。

[0078] 图6为开关 $SW_1$ 的脉冲信号变化,图7为电感 $L_0$ 和 $L_1$ 的电流变化,图9为当 $K=4, D=0.144$ 时,输入电压 $V_{in}$ 和输出电压 $V_{out}$ 的波形变化。上述数学推导和实验结果验证清楚地证明了本发明提出的直流-直流转换器的预期性能及其实用性优于传统转换器,本发明具有更高电压增益且电路结构更加简单,通过改变占空比和匝数比来改变总增益,提高电路升压性能。

[0079] 本说明书中各个实施例采用递进的方式描述,每个实施例重点说明的都是与其他实施例的不同之处,各个实施例之间相同相似部分互相参见即可。对于实施例公开的装置而言,由于其与实施例公开的方法相对应,所以描述的比较简单,相关之处参见方法部分说明即可。

[0080] 对所公开的实施例的上述说明,使本领域专业技术人员能够实现或使用本发明。对这些实施例的多种修改对本领域的专业技术人员来说将是显而易见的,本文中所定义的一般原理可以在不脱离本发明的精神或范围的情况下,在其它实施例中实现。因此,本发明将不会被限制于本文所示的这些实施例,而是要符合与本文所公开的原理和新颖特点相一

致的最宽的范围。

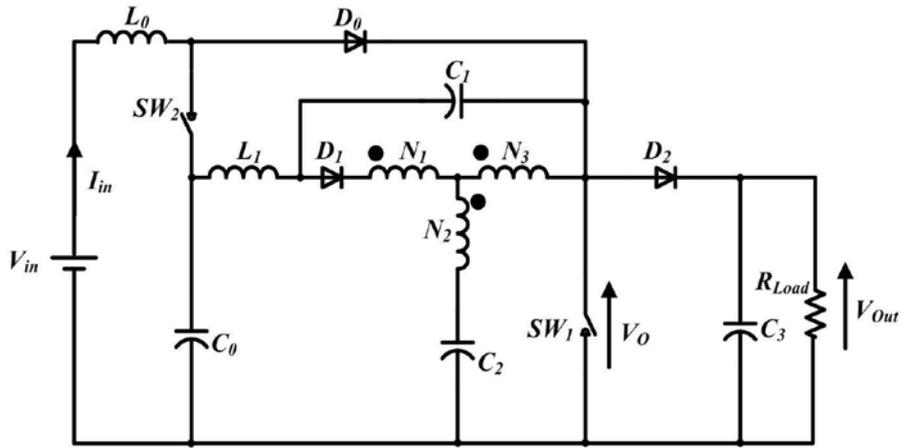


图1

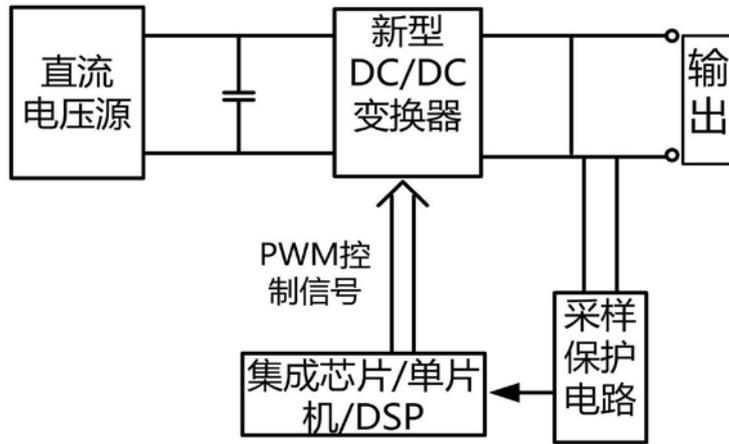


图2

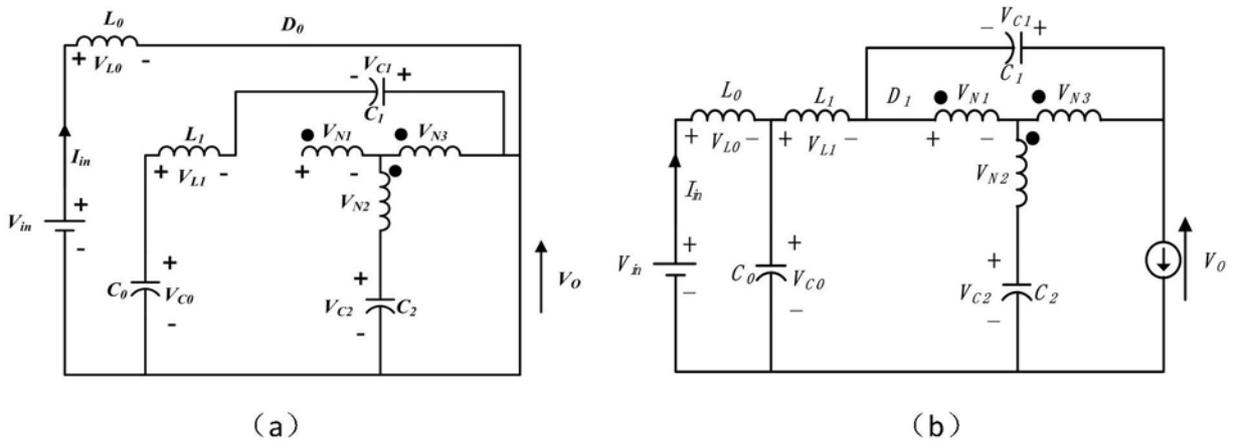


图3



图4

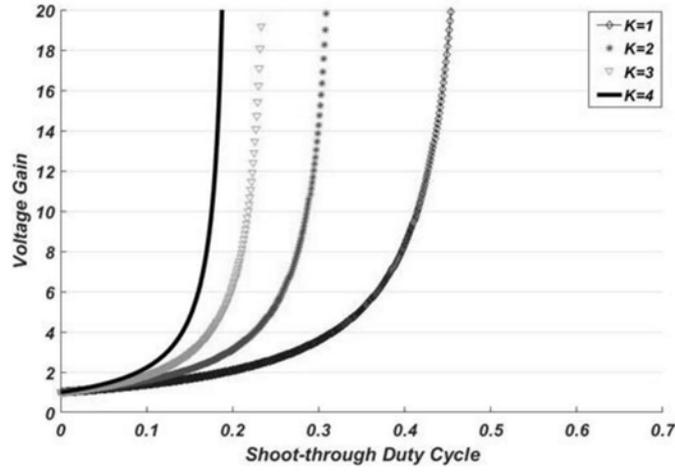


图5

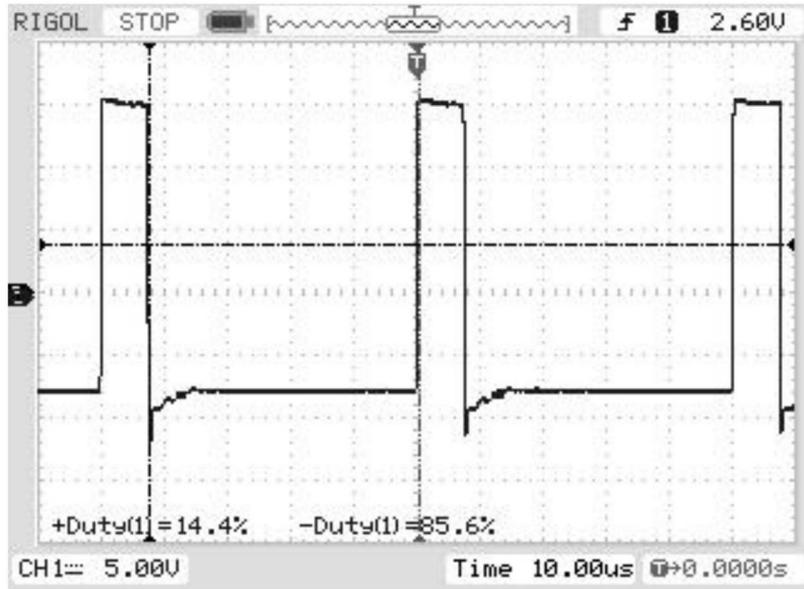


图6

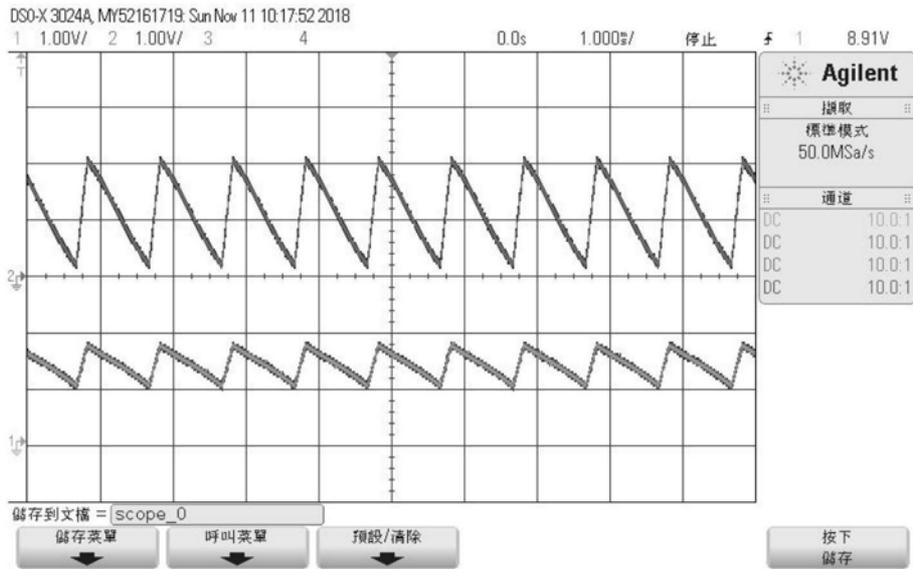


图7

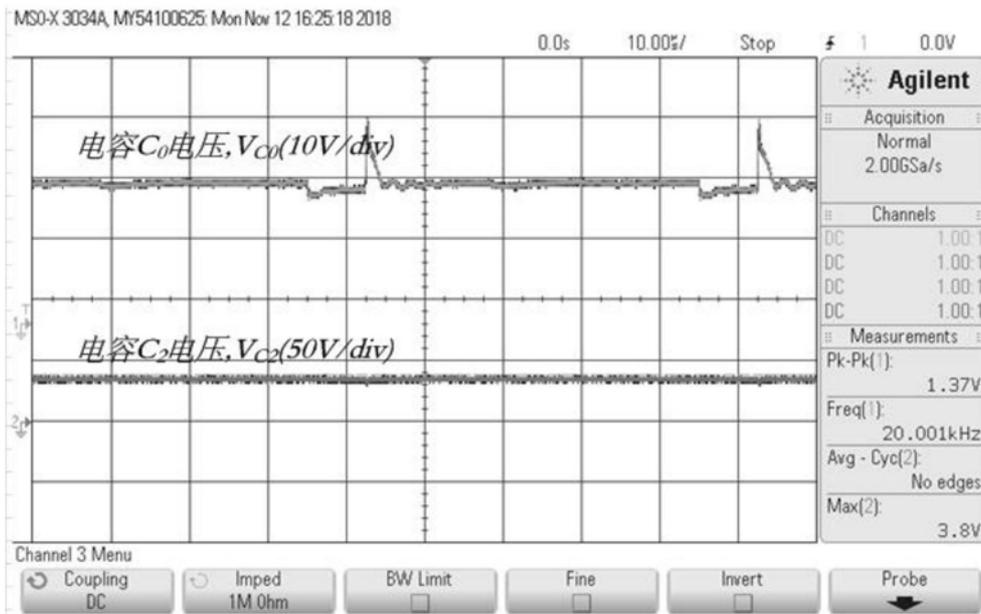


图8

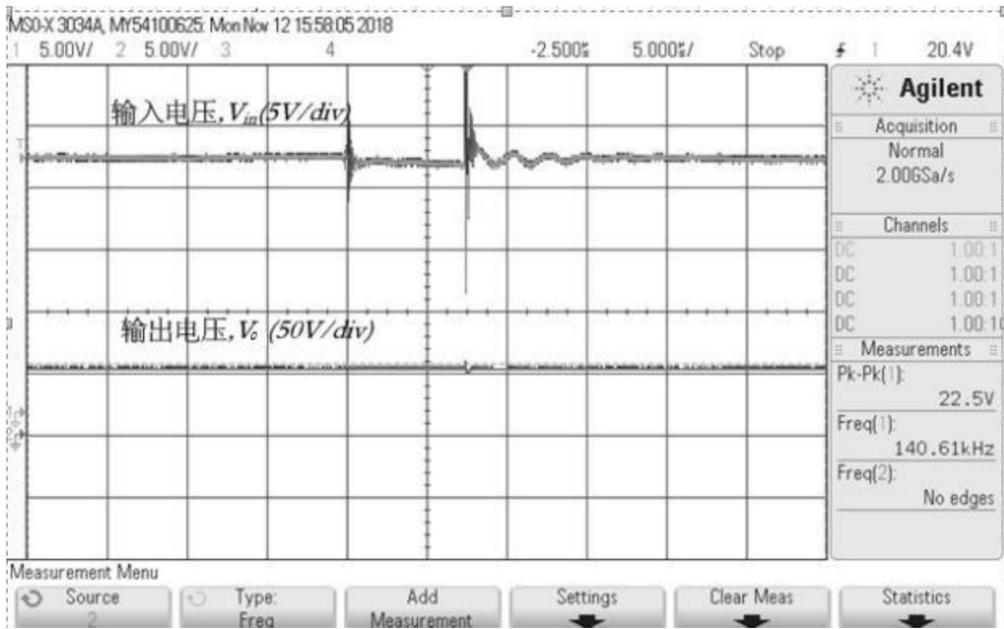


图9