



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110572045 A

(43)申请公布日 2019.12.13

(21)申请号 201910976617.X

(22)申请日 2019.10.15

(71)申请人 福州大学

地址 350108 福建省福州市闽侯县福州大学城乌龙江北大道2号福州大学

(72)发明人 林国庆 黄毅敏

(74)专利代理机构 福州元创专利商标代理有限公司 35100

代理人 陈明鑫 蔡学俊

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006.01)

H02M 1/34(2007.01)

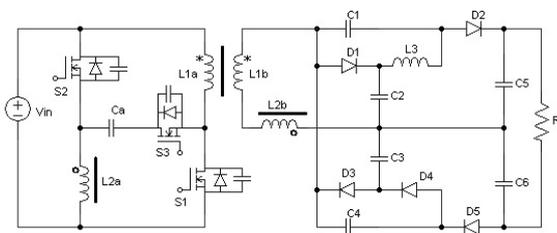
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器

(57)摘要

本发明涉及一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器。包括直流输入电源，第一耦合电感、第二耦合电感，第一开关管、第二开关管，第三开关管，第一二极管、第二二极管、第三二极管、第四二极管、第五二极管，第一电感、第一电容、第二电容、第三电容、第四电容、第五电容、第六电容、第七电容和负载。本发明的双耦合电感高增益DC-DC变换器将耦合电感变比升压、LCD升压网络、电容-二极管升压网络等与钳位电路结合在一起，实现了变换器的电气隔离、高升压比、低电压应力和高变换效率等，非常适合于高升压比直流电压变换应用场合。



1. 一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,其特征在于,包括直流输入电源、第一耦合电感、第二耦合电感、第一开关管、第二开关管、第三开关管、第一二极管、第二二极管、第三二极管、第四二极管、第五二极管、第一电感、第一电容、第二电容、第三电容、第四电容、第五电容、第六电容、第七电容和负载;直流输入电源的正极与第二开关管的一端、第一耦合电感原边绕组的一端连接,直流输入电源的负极与第二耦合电感原边绕组的一端、第一开关管的一端连接,第二开关管的另一端与第七电容的一端、第二耦合电感原边绕组的另一端连接,第七电容的另一端与第三开关管的一端连接,第三开关管的另一端与第一耦合电感原边绕组的另一端、第一开关管的另一端连接,第一耦合电感副边绕组的一端与第一电容的一端、第一二极管的阳极、第三二极管的阴极、第四电容的一端连接,第一耦合电感副边绕组的另一端与第二耦合电感副边绕组的一端连接,第二耦合电感副边绕组的另一端与第二电容的一端、第三电容的一端、第五电容的一端、第六电容的一端连接,第一电容的另一端与第一电感的一端、第二二极管的阳极连接,第一二极管的阴极与第一电感的另一端、第二电容的另一端连接,第三二极管的阳极与第三电容的另一端、第四二极管的阴极连接,第四电容的另一端与第四二极管的阳极、第五二极管的阴极连接,第二二极管的阴极与第五电容的另一端、负载的一端连接,第五二极管的阳极与第六电容的另一端、负载的另一端连接。

2. 根据权利要求1所述的一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,其特征在于,所述高增益DC-DC变换器的电压增益为 $M = \frac{N_s}{N_p} * \frac{5}{1-D}$ 。

3. 根据权利要求1所述的一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,其特征在于,所述第一开关管、第二开关管交错工作,第一开关管、第二开关管的工作占空比均为D,且第一开关管、第二开关管驱动信号互有交叠;第三开关管的工作频率为第一开关管和第二开关管工作频率的两倍,第三开关管与第一开关管/第二开关管为互补导通,且留有死区;通过控制第三开关管可以吸收第一、第二耦合电感的漏感能量,并可实现三个开关管的零电压软开关。

一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子技术领域,特别涉及一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器。

背景技术

[0002] 近年来,以光伏系统、不间断电源、风力发电以及燃料电池等为代表的新能源在工业领域中发挥着越来越重要的作用。然而由于单体燃料电池或光伏电池的直流输出电压等级较低,针对220V的交流电网,无法满足并网逆变器直流侧的电压等级要求,因此需要在发电系统的直流母线侧前端增加高增益DC-DC变换器来提升电压等级,确保发电系统将产生的电能注入到配电网中。

[0003] 传统的高增益DC-DC变换器通过调整耦合电感的匝数比来实现各种升压功能,但是单纯依靠采用高匝数比的耦合电感获取高增益存在以下问题:开关器件的电压应力高,耦合电感漏感引起的电压尖峰增加了开关管的电压应力,降低了电路的可靠性和变换效率,因此单纯采用高匝数比获取高增益具有很大的局限性。开关电容升压电路是实现高增益升压的另一种拓扑,此类拓扑结构充分利用泵升电容在提升增益方面的优势,同时利用开关电容的分压作用减小了开关器件的电压应力,可以选择低导通电阻的功率开关,输出侧二极管所承受的反向电压低,反向恢复损耗小,能够有效地提高变换器的工作效率。

[0004] 本发明提出一种将开关电容与耦合电感技术相结合的设计方法,解决了单级开关电容升压能力不足的缺陷,同时通过钳位电路吸收了耦合电感的漏感能量,避免了开关器件过高的电压尖峰,降低了开关器件的电压应力,减小了变换器的损耗。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,解决了单级开关电容升压能力不足的缺陷,同时通过钳位电路吸收了耦合电感的漏感能量,避免了开关器件过高的电压尖峰,降低了开关器件的电压应力,减小了变换器的损耗。

[0006] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,包括直流输入电源、第一耦合电感、第二耦合电感、第一开关管、第二开关管、第三开关管、第一二极管、第二二极管、第三二极管、第四二极管、第五二极管、第一电感、第一电容、第二电容、第三电容、第四电容、第五电容、第六电容、第七电容和负载;直流输入电源的正极与第二开关管的一端、第一耦合电感原边绕组的一端连接,直流输入电源的负极与第二耦合电感原边绕组的一端、第一开关管的一端连接,第二开关管的另一端与第七电容的一端、第二耦合电感原边绕组的另一端连接,第七电容的另一端与第三开关管的一端连接,第三开关管的另一端与第一耦合电感原边绕组的另一端、第一开关管的另一端连接,第一耦合电感副边绕组的一端与第一电容的一端、第一二极管的阳极、第三二极管的阴极、第四电容的一端连接,第一耦合电感副边绕组的另一端与第二耦合电感副边绕组的一端连接,第二耦合电感副边绕组的另一端与第二电容的一端、第三电容的一端、第五电容的一端、第六

电容的一端连接,第一电容的另一端与第一电感的一端、第二二极管的阳极连接,第一二极管的阴极与第一电感的另一端、第二电容的另一端连接,第三二极管的阳极与第三电容的另一端、第四二极管的阴极连接,第四电容的另一端与第四二极管的阳极、第五二极管的阴极连接,第二二极管的阴极与第五电容的另一端、负载的一端连接,第五二极管的阳极与第六电容的另一端、负载的另一端连接。

[0007] 在本发明一实施例中,所述高增益DC-DC变换器的电压增益为 $M = \frac{N_s}{N_p} * \frac{5}{1-D}$ 。

[0008] 在本发明一实施例中,所述第一开关管、第二开关管交错工作,第一开关管、第二开关管的工作占空比均为D,且第一开关管、第二开关管驱动信号互有交叠;第三开关管的工作频率为第一开关管和第二开关管工作频率的两倍,第三开关管与第一开关管/第二开关管为互补导通,且留有死区;通过控制第三开关管可以吸收第一、第二耦合电感的漏感能量,并可实现三个开关管的零电压软开关。

[0009] 相较于现有技术,本发明具有以下有益效果:本发明解决了单级开关电容升压能力不足的缺陷,同时通过钳位电路吸收了耦合电感的漏感能量,避免了开关器件过高的电压尖峰,降低了开关器件的电压应力,减小了变换器的损耗。

附图说明

[0010] 图1为本发明的双耦合电感高增益DC-DC变换器电路原理图。

[0011] 图2为本发明的双耦合电感高增益DC-DC变换器主要工作波形图。

[0012] 图3为本发明的高增益DC-DC变换器主要工作模态等效电路图,其中,3(a)表示开关管S1、S2导通,开关管S3关断,3(b)表示开关管S2、S3导通,开关管S1关断,3(c)表示开关管S1、S2导通,开关管S3关断,3(d)表示开关管S1、S3导通,开关管S2关断。

[0013] 图4为本发明的双耦合电感高增益DC-DC变换器原边主要仿真波形。

[0014] 图5为本发明的双耦合电感高增益DC-DC变换器副边主要仿真波形。

具体实施方式

[0015] 下面结合附图,对本发明的技术方案进行具体说明。

[0016] 本发明提供了一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器,包括直流输入电源、第一耦合电感、第二耦合电感、第一开关管、第二开关管、第三开关管、第一二极管、第二二极管、第三二极管、第四二极管、第五二极管、第一电感、第一电容、第二电容、第三电容、第四电容、第五电容、第六电容、第七电容和负载;直流输入电源的正极与第二开关管的一端、第一耦合电感原边绕组的一端连接,直流输入电源的负极与第二耦合电感原边绕组的一端、第一开关管的一端连接,第二开关管的另一端与第七电容的一端、第二耦合电感原边绕组的另一端连接,第七电容的另一端与第三开关管的一端连接,第三开关管的另一端与第一耦合电感原边绕组的另一端、第一开关管的另一端连接,第一耦合电感副边绕组的一端与第一电容的一端、第一二极管的阳极、第三二极管的阴极、第四电容的一端连接,第一耦合电感副边绕组的另一端与第二耦合电感副边绕组的一端连接,第二耦合电感副边绕组的另一端与第二电容的一端、第三电容的一端、第五电容的一端、第六电容的一端连接,第一电容的另一端与第一电感的一端、第二二极管的阳极连接,第一二极管的阴极与第一电感的

另一端、第二电容的另一端连接,第三二极管的阳极与第三电容的另一端、第四二极管的阴极连接,第四电容的另一端与第四二极管的阳极、第五二极管的阴极连接,第二二极管的阴极与第五电容的另一端、负载的一端连接,第五二极管的阳极与第六电容的另一端、负载的另一端连接。

[0017] 以下为本发明的具体实现过程。

[0018] 如图1所示,本发明提供了一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器的电路结构:包括一个输入电源、三个开关管、五个二极管、两个耦合电感、一个电感、七个电容和负载等的连接,通过将两个耦合电感变比升压和由电容C1、C2、C5、电感L3、二极管D1、D2构成的LCD升压网络以及由电容C3、C4、C6和二极管D3、D4、D5构成的电容-二极管升压网络等与由电容Ca和开关管S3构成的钳位电路结合在一起,实现了高增益、高转换效率、低输入电流纹波和电气隔离等功能。

[0019] 本发明的高增益直流变换器的电压增益为 $M = \frac{N_s * 5}{N_p * (1-D)}$, 远高于传统升压变换器(Boost变换器)的电压增益 $M = 1/(1-D)$ 。

[0020] 本发明一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器的工作原理如下:

[0021] 开关管S1、S2交错工作,S1、S2的工作占空比均为D,且两个开关管驱动信号互有交叠。开关管S3的工作频率为开关管S1和S2工作频率的两倍,开关管S3与开关管S1为互补导通,且留有一定死区,开关管S3与开关管S2也为互补导通,且留有一定死区;通过控制开关管S3可以吸收两个耦合电感的漏感能量,并可实现三个开关管的零电压软开关。高增益DC-DC变换器一个开关周期有八种工作模态,主要的工作波形如图2所示。

[0022] 1) (t0-t1): t0时刻,第一开关管S1和第二开关管S2导通,输入电源Vin分别通过开关管S1和S2对第一耦合电感的原边绕组L1a和第二耦合电感的原边绕组L2a线性充电,耦合电感副边的所有二极管均截止,第五电容C5和第六C6给负载提供能量,如图3(a)所示。

[0023] 2) (t1-t2): t1时刻,开关管S1关断,第一耦合电感的漏感与开关管S1和S3的结电容发生谐振,开关管S1的漏源电压v_{DS1}以正弦规律增加,实现零电压关断,第三开关管S3的漏源电压v_{DS3}以正弦规律减小。

[0024] 3) (t2-t3): t2时刻,开关管S3的漏源电压v_{DS3}减小到零,开关管S3体内二极管导通,此时开通S3,则开关管S3实现了零电压开通,第一耦合电感的漏感能量转移到第七电容Ca上。在这个过程中,耦合电感副边的二极管D1和D2导通,储存在耦合电感的能量向第二电容C2和第四电容C4充电,并与第一电容C1一起向第五电容C5充电和对负载供电,如图3(b)所示。

[0025] 4) (t3-t4): t3时刻,开关管S3关断,第一耦合电感的漏感与开关管S1和S3的结电容发生谐振,开关管S1的漏源电压v_{DS1}以正弦规律减小,开关管S3的漏源电压v_{DS3}以正弦规律增加,开关管S3为零电压关断。

[0026] 5) (t4-t5): t4时刻,开关管S1的漏源电压v_{DS1}=0时,开关管S1体内二极管导通,此时开通开关管S1,则开关管S1实现零电压导通,这个阶段电路工作过程与(t0-t1)阶段类似,如图3(c)所示。

[0027] 6) (t5-t6): t5时刻,开关管S2关断,第二耦合电感的漏感与开关管S2和S3的结电容发生谐振,开关管S2的漏源电压v_{DS2}以正弦规律增加,S2为零电压关断,开关管S3的漏源

电压 v_{DS3} 以正弦规律减小。

[0028] 7) (t_6-t_7): t_6 时刻, 开关管S3的漏源电压 v_{DS3} 减小到零, 开关管S3体内二极管导通, 此时开通S3, 则开关管S3实现了零电压开通, 第二耦合电感的漏感能量转移到第七电容 C_6 上, 在这个过程中, 耦合电感副边的二极管D3和D5导通, 储存在耦合电感的能量向第三电容 C_3 充电, 并与第四电容 C_4 一起向电容 C_6 充电和对负载供电, 如图3(d)所示。

[0029] 8) (t_7-t_8): t_7 时刻, 开关管S3关断、第二耦合电感的漏感与开关管S2和S3的结电容发生谐振, 开关管S2的漏源电压 v_{DS2} 以正弦规律减小; 开关管S3的漏源电压 v_{DS3} 以正弦规律增加, 开关管S3为零电压关断。到 t_8 时开关管S2的漏源电压 $v_{DS2}=0$ 时, S2体内二极管导通, 此时开通S2, 开关管S2实现了零电压导通, t_8 以后又重复上一个开关周期。

[0030] 本发明一种基于双耦合电感的高增益DC-DC变换器的电压增益推导如下:

[0031] 设第一耦合电感和第二耦合电感原边绕组匝数均为 N_p , 副边绕组匝数均为 N_s , 直流变换器输入电压为 V_{in} , 输出电压为 V_o

[0032] 对于第一耦合电感原边绕组 L_{1a} , 有:

[0033] $t_0-t_1: (D-0.5)T, v_{L1a}=V_{in};$

[0034] $t_1-t_4: (1-D)T, v_{L1a} = \left(-\frac{V_o}{5} + \frac{N_s}{N_p} \times V_{in}\right) \times \frac{N_p}{N_s} = V_{in} - \frac{N_p}{5N_s} \times V_o;$

[0035] $t_4-t_5: (D-0.5)T, v_{L1a}=V_{in};$

[0036] $t_5-t_8: (1-D)T, v_{L1a}=V_{in}$

[0037] 根据伏秒平衡: $(D-0.5)V_{in} + (1-D)\left(V_{in} - \frac{N_p}{5N_s} * V_o\right) + (D-0.5)V_{in} + (1-D)V_{in} = 0$

[0038] 则变换器增益为: $M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} * \frac{5}{1-D}$

[0039] 为验证电路的可行性, 对所提电路进行了仿真, 仿真参数如下: 输入电压 $V_{in}=24V$, 开关管S1、S2的开关频率 $f=100kHz$, 电感 $L_{1a}=L_{2a}=100\mu H$, 两个耦合电感匝比均为 $\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{2}$, 开关管S1、S2的工作占空比 $D=0.6$, 图4为双耦合电感高增益DC-DC变换器原边主要仿真波形, 图5为双耦合电感高增益DC-DC变换器原边主要仿真波形。可以看出, 三个开关管S1、S2、S3均实现了零电压软开关, 两路输入电感电流在相位上互相错开, 总输入电流纹波大大减小。

[0040] 以上是本发明的较佳实施例, 凡依本发明技术方案所作的改变, 所产生的功能作用未超出本发明技术方案的范围时, 均属于本发明的保护范围。

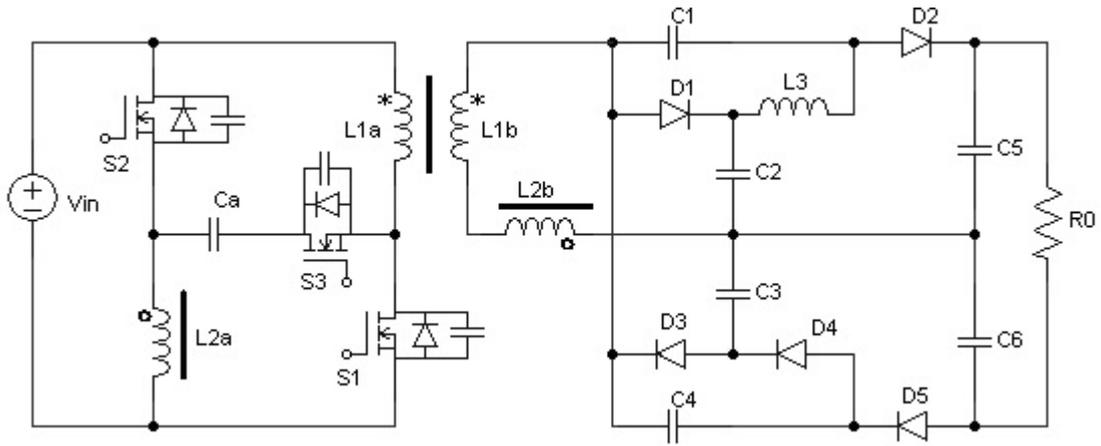


图1

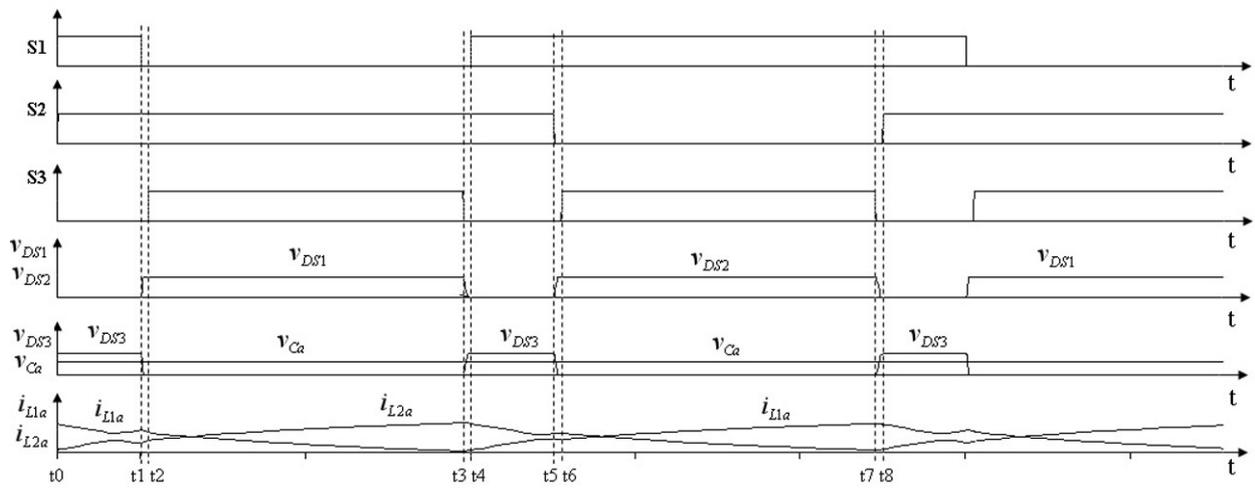


图2

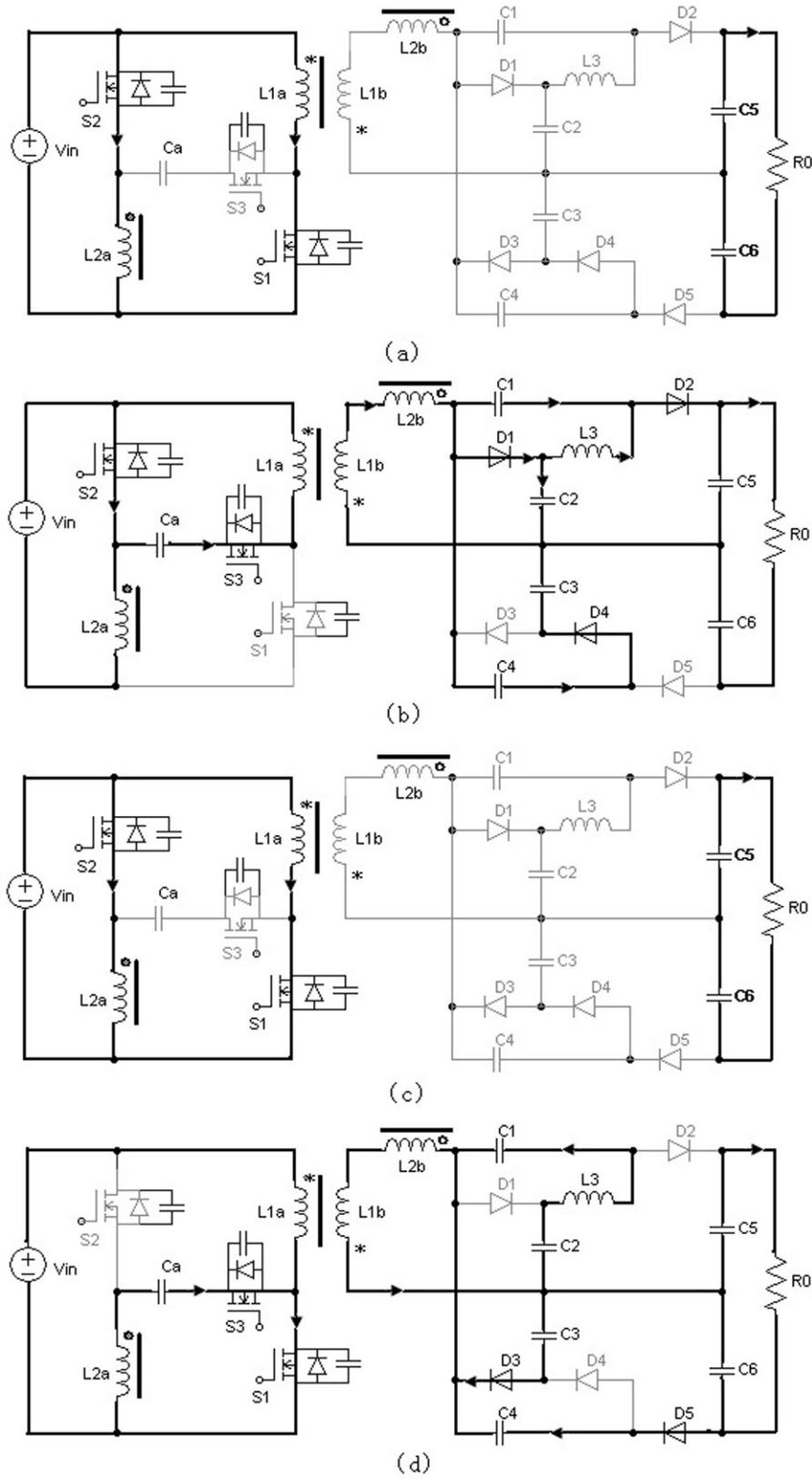


图3

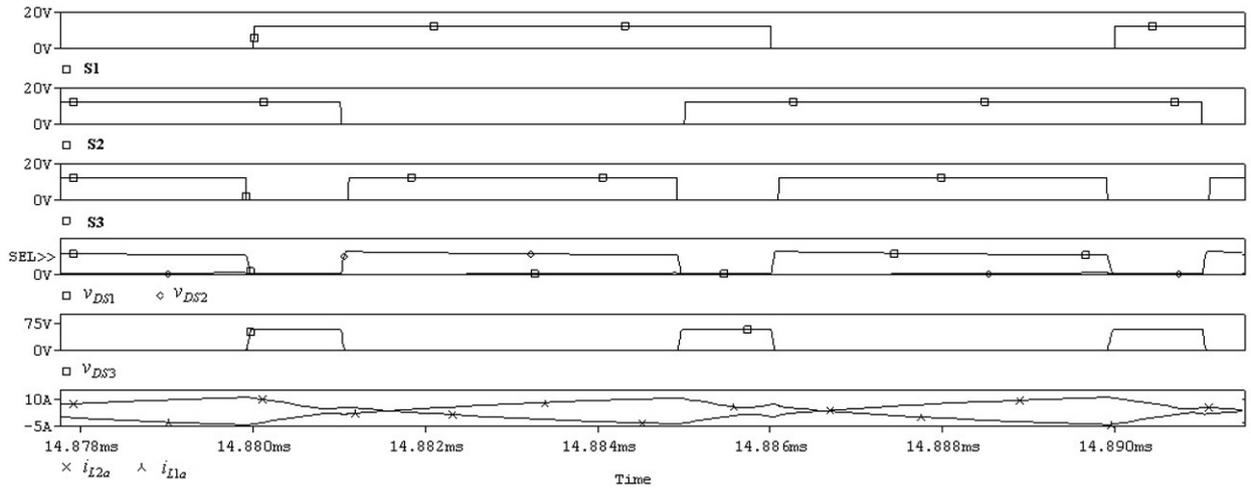


图4

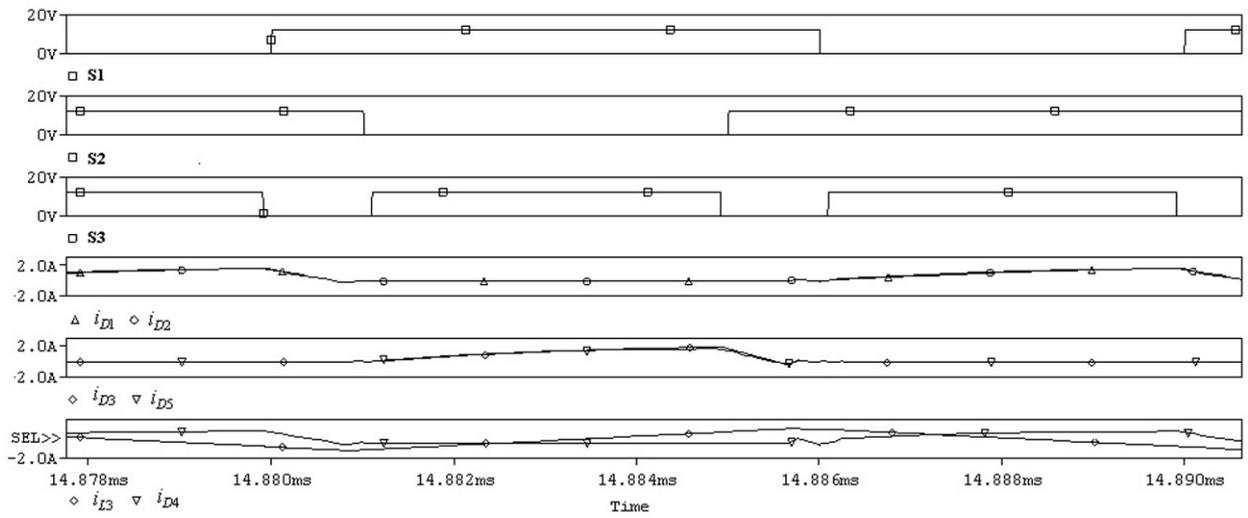


图5