



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107517003 A

(43)申请公布日 2017. 12. 26

(21)申请号 201710766754.1

(22)申请日 2017.08.31

(71)申请人 江苏大学

地址 212013 江苏省镇江市京口区学府路301号

(72)发明人 廖志凌 吴超 顾赞 崔清华 张凯

(51) Int. Cl.

H02M 3/07(2006.01)

H02M 1/14(2006.01)

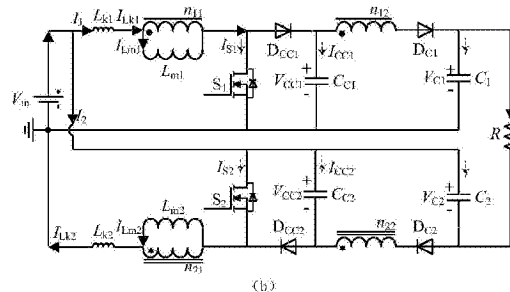
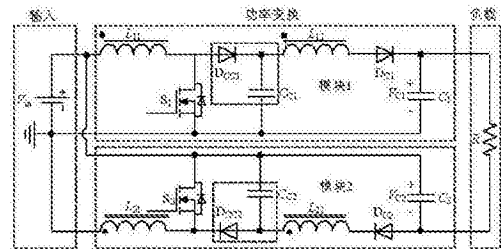
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路及切换方法

(57)摘要

本发明公开了一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路及切换方法,属于电力电子领域。变换电路分为三个部分,分别为输入、功率变换、负载,其中功率变换部分又可分为模块一、模块二,模块一与模块二结构对称,变换器包括带有两个绕组L11、L12的耦合电感M1,带有两个绕组L21、L22的耦合电感M2,两个功率开关管S1、S2,两个钳位二极管DCC1、DCC2,两个钳位电容CC1、CC2,两个输出二极管DC1、DC2,两个输出电容C1和C2。在输出浮地输入并联Boost变换电路的基础上,将耦合电感的升压特性以及输出电容串联升压效果相结合。本发明解决了传统Boost电路的电压增益有限问题,此结构易于拓展为多相,两模块中开关管采用交错开通技术可有效减小输入电流纹波。



CN 107517003 A

1. 一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,其特征在于:包括输入、功率变换、负载三个部分;

所述功率变换部分由模块一与模块二组成,模块一、模块二结构对称;其中模块一中第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ ,其同名端与输入的正极相连,第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ 异名端与第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 阳极以及第一开关管 $S_1$ 漏极相连,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 阴极与第一钳位电容 $C_{C1}$ 以及第一耦合电感副边绕组 $L_{12}$ 同名端相连,副边绕组异名端与第一输出二极管 $D_{C1}$ 阳极相连,第一输出二极管 $D_{C1}$ 阴极与第一输出电容 $C_1$ 以及负载一端相连;

模块二中第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 同名端与输入的负极相连,第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 异名端与第二钳位二极管 $D_{CC2}$ 阴极以及第二开关管 $S_2$ 源极相连,第二钳位二极管 $D_{CC2}$ 阳极与第二钳位电容 $C_{C2}$ 以及第二耦合电感副边绕组 $L_{22}$ 同名端相连,副边绕组异名端与第二输出二极管 $D_{C2}$ 阴极相连,第二输出二极管 $D_{C2}$ 阳极与第二输出电容 $C_2$ 以及负载另一端相连;

模块一、模块二在输入端并联,变换电路的输出端由第一输出电容 $C_1$ 、输入端以及第二输出电容 $C_2$ 串联为负载供电,使得变换电路增益得到提高,器件应力降低。

2. 根据权利要求1所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,其特征在于,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 、第二钳位二极管 $D_{CC2}$ 及第一钳位电容 $C_{C1}$ 、第二钳位电容 $C_{C2}$ 组成的无源钳位电路的存在,吸收耦合电感漏感能量,有效降低因耦合电感漏感导致的开关管两端电压尖峰。

3. 根据权利要求1所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,其特征在于,模块二输出地为变换器输出地,变换器输出地不直接与输入地相连。

4. 一种根据权利要求1所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,其特征在于,包括以下步骤:

模态1 $[t_0-t_1]$ :在 $t_0$ 时刻前,第一开关管 $S_1$ 关断,第二开关管 $S_2$ 均处于导通状态;在 $t_0$ 时刻模块一中漏感电流与励磁电感电流相等,副边绕组电流在 $t_0$ 时刻下降到0,第一输出二极管 $D_{C1}$ 自然关断,减轻了二极管反向恢复问题; $t_0$ 时刻, $S_1$ 、 $S_2$ 维持导通状态,模块一、模块二中励磁电感、漏感电流均在输入电压作用下线性上升;

模态2 $[t_1-t_2]$ :在 $t_1$ 时刻第一开关管 $S_1$ 关断,第二开关管 $S_2$ 继续导通;此时模块一中漏感储存的能量经第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 迅速向第一钳位电容 $C_{C1}$ 释放,同时,第一开关管 $S_1$ 被第一钳位电容 $C_{C1}$ 钳位,有效降低了第一开关管电压尖峰;模块二中漏感与励磁电感在输入电压作用下继续充电,电流线性上升;

模态3 $[t_2-t_3]$ :第一开关管 $S_1$ 关断, $t_3$ 时刻模块一中漏感能量释放完毕,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 关断,第一钳位电容与第一耦合电感副边绕组电流联合为第一输出电容供电;模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压作用下线性上升;当模块一中第一开关管 $S_1$ 关断时,此模态结束;

模态4 $[t_3-t_4]$ : $t_4$ 时刻,第一开关管 $S_1$ 导通,模块一由于漏感的存在导致漏感电流上升率受到限制,第一开关管 $S_1$ 实现了零电流开通,在漏感电流逐渐上升的同时,第一耦合电感副边绕组电流逐渐下降;模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压的作用下线性上升;当模块一中漏感电流上升到与励磁电感电流相等时,第一耦合电感副边绕组电流下降到0,此模态结束;

模态5-8的分析如上同。

5. 根据权利要求4所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,其特征在于:所述变换电路运行在电感电流连续模式下时,模块一、模块二相当于两个独立的耦合电感升压变换电路,由于结构的对称性,先以变换器模块一为分析对象;在整个开关周期中模块一可分为两个模态,DT<sub>s</sub>即第一开关管导通模态,其中D为变换器开关管导通占空比;第一耦合电感中励磁电感在输入电压作用下充电储能,(1-D)T<sub>s</sub>即第一开关管关断,第一耦合电感中励磁电感放电;

第一开关管S<sub>1</sub>导通时,励磁电感L<sub>m1</sub>充电电压为:

$$V_{L_{m1\_C}} = V_{in} \quad (1)$$

第一开关管S<sub>1</sub>关断时,励磁电感放电,此时励磁电感放电电压为:

$$V_{L_{m1\_DISC}} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{1+n} \quad (2)$$

其中,n为耦合电感匝比,V<sub>C1</sub>为模块一中第一输出电容电压,在整个周期中第一耦合电感中励磁电感满足伏秒平衡定则:

$$\int_0^{DT_s} V_{L_{m1\_C}} \cdot dt = \int_{DT_s}^{T_s} V_{L_{m1\_DISC}} \cdot dt \quad (3)$$

可得模块一输出、输入之间关系为:

$$M_{1\_ideal} = \frac{V_{C1}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (4)$$

同理可得模块二输出、输入之间关系为:

$$M_{2\_ideal} = \frac{V_{C2}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (5)$$

其中,V<sub>C2</sub>为模块二中第二输出电容电压。变换器输出电压V<sub>o</sub>可以表示为:

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} - V_{in} \quad (6)$$

将式(4)、(5)代入(6)可得变换电路输入、输出关系为:

$$M_{ideal} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+2nD+D}{1-D} \quad (7)$$

6. 根据权利要求4所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,其特征在于,第一输出电容C<sub>1</sub>、第二输出电容C<sub>2</sub>的输出电容电压相等,第一钳位电容C<sub>C1</sub>、第二钳位电容C<sub>C2</sub>的电压相等,各对称结构二极管、开关管电压应力相等。

7. 根据权利要求6所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,其特征在于:当n=2、D=0.7时,变换器增益为15。

8. 根据权利要求4所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,其特征在于,还包括:

基于上述基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,可衍生出一类n相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,所提n相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,两模块结构仍对称,模块一中每一相共享同一个钳位电容,每相耦合电感副边绕组并联;增益与基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路相同,输入电流为n相电流的叠加。

## 一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路及切换方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于电力电子技术DC-DC变换电路领域,具体涉及一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路和切换方法。

### 背景技术

[0002] 随着全球能源危机和环境污染的日益严重,太阳能、风能、地热能、生物质能等可再生能源受到全世界的关注。然而,由于环境、温度等因素的影响,可再生能源的输出电压较低,而且波动较大,在实际应用中往往需要多种能源组合,以保证可再生能源发电的稳定性、实用性,为达到并网逆变器所需的直流母线电压,在实际应用中需要一种高增益的升压变换器对可再生能源的输出电压进行升压。

[0003] 常用的升压变换器有Boost、Buck-Boost、耦合电感型、开关电容型等变换器,这些变换器都可以实现升压功能,但只有在极端占空比的条件下才能得到较高的电压增益,或者非极端占空比条件下但引起较大的输入电流纹波以及器件应力不均衡等问题。基本输出浮地输入并联Boost变换器结构简洁对称,能够有效减小输入输出纹波,增益与传统交错并联Boost变换器相比得到提高,两相电流在输入端交错,降低输入电流脉动,器件应力大大降低,但在需要更高增益的场合,基本输出浮地输入并联Boost变换器仍不能满足。

[0004] 为适应可再生能源的开发与利用,满足并网逆变器的直流母线电压的要求,研究新型高电压增益、高稳定性的升压变换器具有十分重要的理论意义和实际价值。

### 发明内容

[0005] 本发明针对现有升压变换器存在的电压增益不高,高增益下Boost变换器工作于极限占空比,输入电流电压纹波较大等问题,提出一种交错并联高增益Boost变换电路,适用于需要高增益的电力电子应用场合。

[0006] 本发明电路的技术方案为:一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,包括输入、功率变换、负载三个部分;

[0007] 所述功率变换部分由模块一与模块二组成,模块一、模块二结构对称;其中模块一中第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ ,其同名端与输入的正极相连,第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ 异名端与第一钳位二极管 $D_{C1}$ 阳极以及第一开关管 $S_1$ 漏极相连,第一钳位二极管 $D_{C1}$ 阴极与第一钳位电容 $C_{C1}$ 以及第一耦合电感副边绕组 $L_{12}$ 同名端相连,副边绕组异名端与第一输出二极管 $D_{C1}$ 阳极相连,第一输出二极管 $D_{C1}$ 阴极与第一输出电容 $C_1$ 以及负载一端相连;

[0008] 模块二中第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 同名端与输入的负极相连,第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 异名端与第二钳位二极管 $D_{C2}$ 阴极以及第二开关管 $S_2$ 源极相连,第二钳位二极管 $D_{C2}$ 阳极与第二钳位电容 $C_{C2}$ 以及第二耦合电感副边绕组 $L_{22}$ 同名端相连,副边绕组异名端与第二输出二极管 $D_{C2}$ 阴极相连,第二输出二极管 $D_{C2}$ 阳极与第二输出电容 $C_2$ 以及负载另一端相连;

[0009] 模块一、模块二在输入端并联,变换电路的输出端由第一输出电容 $C_1$ 、输入端以及

第二输出电容 $C_2$ 串联为负载供电,使得变换电路增益得到提高,器件应力降低。

[0010] 进一步,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 、第二钳位二极管 $D_{CC2}$ 及第一钳位电容 $C_{C1}$ 、第二钳位电容 $C_{C2}$ 组成的无源钳位电路的存在,吸收耦合电感漏感能量,有效降低因耦合电感漏感导致的开关管两端电压尖峰。

[0011] 进一步,模块二输出地为变换器输出地,变换器输出地不直接与输入地相连。

[0012] 本发明的切换方法的技术方案为:一种根据权利要求1所述的输出浮地输入并联高增益Boost变换电路的切换方法,包括以下步骤:

[0013] 模态1 $[t_0-t_1]$ :在 $t_0$ 时刻前,第一开关管 $S_1$ 关断,第二开关管 $S_2$ 均处于导通状态;在 $t_0$ 时刻模块一中漏感电流与励磁电感电流相等,副边绕组电流在 $t_0$ 时刻下降到0,第一输出二极管 $D_{C1}$ 自然关断,减轻了二极管反向恢复问题; $t_0$ 时刻, $S_1$ 、 $S_2$ 维持导通状态,模块一、模块二中励磁电感、漏感电流均在输入电压作用下线性上升;

[0014] 模态2 $[t_1-t_2]$ :在 $t_1$ 时刻第一开关管 $S_1$ 关断,第二开关管 $S_2$ 继续导通;此时模块一中漏感储存的能量经第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 迅速向第一钳位电容 $C_{C1}$ 释放,同时,第一开关管 $S_1$ 被第一钳位电容 $C_{C1}$ 钳位,有效降低了第一开关管电压尖峰;模块二中漏感与励磁电感在输入电压作用下继续充电,电流线性上升;

[0015] 模态3 $[t_2-t_3]$ :第一开关管 $S_1$ 关断, $t_3$ 时刻模块一中漏感能量释放完毕,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 关断,第一钳位电容与第一耦合电感副边绕组电流联合为第一输出电容供电;模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压作用下线性上升;当模块一中第一开关管 $S_1$ 关断时,此模态结束;

[0016] 模态4 $[t_3-t_4]$ : $t_4$ 时刻,第一开关管 $S_1$ 导通,模块一由于漏感的存在导致漏感电流上升率受到限制,第一开关管 $S_1$ 实现了零电流开通,在漏感电流逐渐上升的同时,第一耦合电感副边绕组电流逐渐下降;模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压的作用下线性上升;当模块一中漏感电流上升到与励磁电感电流相等时,第一耦合电感副边绕组电流下降到0,此模态结束;

[0017] 模态5-8的分析如上同。

[0018] 进一步,所述变换电路运行在电感电流连续模式下时,模块一、模块二相当于两个独立的耦合电感升压变换电路,由于结构的对称性,先以变换器模块一为分析对象;在整个开关周期中模块一可分为两个模态, $DT_s$ 即第一开关管导通模态,其中 $D$ 为变换器开关管导通占空比;第一耦合电感中励磁电感在输入电压作用下充电储能, $(1-D)T_s$ 即第一开关管关断,第一耦合电感中励磁电感放电;

[0019] 第一开关管 $S_1$ 导通时,励磁电感 $L_{m1}$ 充电电压为:

$$[0020] \quad V_{L_{m1\_c}} = V_{in} \quad (1)$$

[0021] 第一开关管 $S_1$ 关断时,励磁电感放电,此时励磁电感放电电压为:

$$[0022] \quad V_{L_{m1\_DISC}} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{1+n} \quad (2)$$

[0023] 其中, $n$ 为耦合电感匝比, $V_{C1}$ 为模块一中第一输出电容电压,在整个周期中第一耦合

[0024] 电感中励磁电感满足伏秒平衡定则:

$$[0025] \quad \int_0^{DT_s} V_{Lm\_C} \cdot dt = \int_{DT_s}^{T_s} V_{Lm\_DISC} \cdot dt \quad (3)$$

[0026] 可得模块一输出、输入之间关系为：

$$[0027] \quad M_{1\_ideal} = \frac{V_{C1}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (4)$$

[0028] 同理可得模块二输出、输入之间关系为：

$$[0029] \quad M_{2\_ideal} = \frac{V_{C2}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (5)$$

[0030] 其中， $V_{C2}$ 为模块二中第二输出电容电压。变换器输出电压 $V_o$ 可以表示为：

$$[0031] \quad V_o = V_{C1} + V_{C2} - V_{in} \quad (6)$$

[0032] 将式(4)、(5)代入(6)可得变换电路输入、输出关系为：

$$[0033] \quad M_{ideal} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+2nD+D}{1-D} \quad (7)$$

[0034] 进一步，第一输出电容 $C_1$ 、第二输出电容 $C_2$ 的输出电容电压相等，第一钳位电容 $C_{C1}$ 、第二钳位电容 $C_{C2}$ 的电压相等，各对称结构二极管、开关管电压应力相等。

[0035] 进一步，当 $n=2$ 、 $D=0.7$ 时，变换器增益为15。

[0036] 进一步，还包括：

[0037] 基于上述基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路，可衍生出一类 $n$ 相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路，所提 $n$ 相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路，两模块结构仍对称，模块一中每一相共享同一个钳位电容，每相耦合电感副边绕组并联；增益与基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路相同，输入电流为 $n$ 相电流的叠加。

[0038] 本发明的有益效果为：本发明在输出浮地输入并联Boost变换器的基础上作出改进，将耦合电感的升压特性以及输出浮地输入并联Boost变换器易于拓展、增益较高等特点相结合，耦合电感大大提升了升压效果，解决了高增益Boost变换器工作于极限占空比的情况；交错技术减小输入电流纹波脉动；模块一、模块二输出电容与输入串联为负载供电，使得电压增益进一步提高。

## 附图说明

[0039] 图1为电路结构及等效电路；

[0040] 图1(a)为输出浮地输入并联高增益Boost变换电路拓扑结构图；

[0041] 图1(b)为输出浮地输入并联高增益Boost变换电路等效电路图；

[0042] 图2为相应电路关键波形图；

[0043] 图3为输出浮地输入并联高增益Boost变换器在CCM模式下 $D>0.5$ 时的模态等效电路图，由于结构的对称性，工作模态亦对称，仅介绍半个周期模态，余下模态不再赘述，其中：

[0044] 图3(a)为模态1等效电路图；

[0045] 图3(b)为模态2等效电路图；

[0046] 图3(c)为模态3等效电路图；

[0047] 图3(d)为模态4等效电路图；

[0048] 图4为器件电压应力曲线；

[0049] 图5为n相输出浮地输入并联高增益Boost变换器。

### 具体实施方式

[0050] 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作清楚、完整地描述。

[0051] 如图1(a)所示，一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路，包括带有两个绕组 $L_{p1}$ 、 $L_{s1}$ 的耦合电感 $M_1$ ，带有两个绕组 $L_{p2}$ 、 $L_{s2}$ 的耦合电感 $M_2$ ，两个功率开关管 $S_1$ 、 $S_2$ ，两个钳位二极管 $D_{cc1}$ 、 $D_{cc2}$ ，两个钳位电容 $C_{c1}$ 、 $C_{c2}$ ，两个输出二极管 $D_{c1}$ 、 $D_{c2}$ ，输出电容 $C_1$ 和 $C_2$ ；

[0052] 一种输出浮地输入并联高增益Boost变换电路，其特征在于：包括输入、功率变换、负载三个部分；所述功率变换部分由模块一与模块二组成，模块一、模块二结构对称；其中模块一中第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ ，其同名端与输入的正极相连，第一耦合电感原边绕组 $L_{11}$ 异名端与第一钳位二极管 $D_{cc1}$ 阳极以及第一开关管 $S_1$ 漏极相连，第一钳位二极管 $D_{cc1}$ 阴极与第一钳位电容 $C_{c1}$ 以及第一耦合电感副边绕组 $L_{12}$ 同名端相连，副边绕组异名端与第一输出二极管 $D_{c1}$ 阳极相连，第一输出二极管 $D_{c1}$ 阴极与第一输出电容 $C_1$ 以及负载一端相连；

[0053] 模块二中第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 同名端与输入的负极相连，第二耦合电感原边绕组 $L_{21}$ 异名端与第二钳位二极管 $D_{cc2}$ 阴极以及第二开关管 $S_2$ 源极相连，第二钳位二极管 $D_{cc2}$ 阳极与第二钳位电容 $C_{c2}$ 以及第二耦合电感副边绕组 $L_{22}$ 同名端相连，副边绕组异名端与第二输出二极管 $D_{c2}$ 阴极相连，第二输出二极管 $D_{c2}$ 阳极与第二输出电容 $C_2$ 以及负载另一端相连；

[0054] 模块一、模块二在输入端并联，变换电路的输出端由第一输出电容 $C_1$ 、输入端以及第二输出电容 $C_2$ 串联为负载供电，使得变换电路增益得到提高，器件应力降低。

[0055] 本发明在输出浮地输入并联Boost变换电路的基础上作出改进，将耦合电感替换普通电感，并增加了二极管、电容无源钳位电路。所述的耦合电感 $M_1$ 、 $M_2$ 在运行时刻，将低压端能量储存在其原边绕组上，当耦合电感释放能量时，漏感能量释放到钳位电容，开关管电压应力被钳位在钳位电容电压，原边绕组能量转移到副边绕组，钳位电容与副边绕组联合向输出电容 $C_1$ 、 $C_2$ 提供能量；调节耦合电感匝比可有效提高变换器增益，并且耦合电感的引入减小开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 电压应力。基于上述原理基础上，采用交错驱动技术，输入电流纹波降低，变换器更适用于高压差、大电流场合。

[0056] 变换器等效电路如图1(b)所示，模块一、模块二中耦合电感利用励磁电感 $L_m$ 、漏感 $L_k$ 以及变比为 $n$ 的理想变压器等效；设耦合电感的耦合系数 $k=L_m/(L_m+L_k)$ 。

[0057] 图2为所述变换电路在占空比 $D>0.5$ 时关键波形示意图。

[0058] 模态分析

[0059] 如图3所示，为了简化工作模态分析，作以下假设：

[0060] (1) 所有励磁电感、电容足够大，在一个开关周期中电容电压、电感电流保持不变；  
(2)  $L_k=L_{k1}=L_{k2}$ ， $L_m=L_{m1}=L_{m2}$ ， $n=n_{12}/n_{11}=n_{22}/n_{21}$ ， $C_{c1}=C_{c2}$ ， $C_1=C_2$ ，两模块 $S_1$ 、 $S_2$ 驱动信号占空比均为 $D$ ，相位交错 $180^\circ$ ；(3) 所有器件均为理想器件，忽略寄生参数的影响。

[0061] 模态1 $[t_0-t_1]$ ：在 $t_0$ 时刻前，第一开关管 $S_1$ 关断，第二开关管 $S_2$ 均处于导通状态；在 $t_0$ 时刻模块一中漏感电流与励磁电感电流相等，副边绕组电流在 $t_0$ 时刻下降到0，第一输出

二极管 $D_{C1}$ 自然关断,减轻了二极管反向恢复问题; $t_0$ 时刻, $S_1$ 、 $S_2$ 维持导通状态,模块一、模块二中励磁电感、漏感电流均在输入电压作用下线性上升;

[0062] 模态2 $[t_1-t_2]$ :在 $t_1$ 时刻第一开关管 $S_1$ 关断,第二开关管 $S_2$ 继续导通。此时模块一中漏感储存的能量经第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 迅速向第一钳位电容 $C_{C1}$ 释放,同时,第一开关管 $S_1$ 被第一钳位电容 $C_{C1}$ 钳位,有效降低了第一开关管电压尖峰;模块二中漏感与励磁电感在输入电压作用下继续充电,电流线性上升;

[0063] 模态3 $[t_2-t_3]$ :第一开关管 $S_1$ 关断, $t_3$ 时刻模块一中漏感能量释放完毕,第一钳位二极管 $D_{CC1}$ 关断,第一钳位电容与第一耦合电感副边绕组电流联合为第一输出电容供电。模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压作用下线性上升。当模块一中第一开关管 $S_1$ 关断时,此模态结束;

[0064] 模态4 $[t_3-t_4]$ : $t_4$ 时刻,第一开关管 $S_1$ 导通,模块一由于漏感的存在导致漏感电流上升率受到限制,第一开关管 $S_1$ 实现了零电流开通,在漏感电流逐渐上升的同时,第一耦合电感副边绕组电流逐渐下降;模块二中第二开关管 $S_2$ 继续导通,第二耦合电感原边励磁电感与漏感在输入电压的作用下线性上升;当模块一中漏感电流上升到与励磁电感电流相等时,第一耦合电感副边绕组电流下降到0,此模态结束;

[0065] 模态5-8的分析如上同。

[0066] 稳态增益

[0067] 变换器运行在CCM(电感电流连续)模式下模块一、模块二相当于两个独立的耦合电感升压变换器,由于结构的对称性,以变换器模块一作为分析对象;为简化分析,忽略漏感的影响,那么在整个开关周期中模块一可分为两个时期, $DT_s$ 即开关管导通时期,励磁电感在输入电压作用下充电储能, $(1-D)T_s$ 即开关管关断时期,励磁电感放电。

[0068] 开关管 $S_1$ 导通时,励磁电感 $L_{m1}$ 充电:

$$[0069] \quad V_{L_{m1\_C}} = V_{in} \quad (1)$$

[0070] 开关管 $S_1$ 关断时,励磁电感放电,此时励磁电感两端电压为:

$$[0071] \quad V_{L_{m1\_DISC}} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{1+n} \quad (2)$$

[0072] 在整个周期中励磁电感满足伏秒平衡定则:

$$[0073] \quad \int_0^{DT_s} V_{L_{m1\_C}} \cdot dt = \int_{DT_s}^{T_s} V_{L_{m1\_DISC}} \cdot dt \quad (3)$$

[0074] 不考虑漏感情况下模块一输出、输入之间关系为:

$$[0075] \quad M_{1\_ideal} = \frac{V_{C1}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (4)$$

[0076] 同理可得模块二输出、输入之间关系为:

$$[0077] \quad M_{2\_ideal} = \frac{V_{C2}}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (5)$$

[0078] 根据第二章的分析,变换器输出电压 $V_o$ 可以表示为:

$$[0079] \quad V_o = V_{C1} + V_{C2} - V_{in} \quad (6)$$

[0080] 将式(4)、(5)代入(6)可得在不考虑漏感存在的情况下输入输出关系为:



$$[0081] \quad M_{\text{ideal}} = \frac{V_o}{V_{\text{in}}} = \frac{1+2nD+D}{1-D} \quad (7)$$

[0082] 由式(7)可知,与输出浮地输入并联升压变换器相比,本章所提变换器利用耦合电感的变比可以有效扩展增益。当 $n=2$ 、 $D=0.7$ 时,变换器增益为15。

[0083] 器件应力

[0084] 忽略漏感的影响以及电容电压纹波,可知模块一、模块二中开关管电压应力分别与各自钳位二极管电压应力相同:

$$[0085] \quad V_{S1\_peak} = V_{DCC1\_peak} = V_{S2\_peak} = V_{DCC2\_peak} = \frac{V_{\text{in}}}{1-D} = \frac{V_o}{1+2nD+D}$$

[0086] 输出二极管 $D_{C1}$ 、 $D_{C2}$ 电压应力为各自输出电容电压减去副边绕组电压以及钳位电容电压:

$$[0087] \quad V_{DC1\_peak} = V_{DC2\_peak} = \frac{n}{1-D} V_{\text{in}} = \frac{n}{1+2nD+D} V_o$$

[0088] 由上式可见,器件的电压应力与 $D$ 、 $n$ 相关,图4为器件电压应力与输出电压之比随占空比、变比变化的曲线。

[0089] 图4中纵坐标为器件电压应力与输出电压之比,横坐标为变比;line1、line4分别为输出二极管电压应力与输出电压之比在占空比为0.3、0.8时随变比变化曲线,line2、line3分别为开关管电压应力与输出电压之比在 $D$ 分别为0.3、0.8时随变比变化曲线;可以看出伴随变比的增大,开关管电压应力与输出电压之比逐渐降低,伴随着占空比的减小,开关管电压应力与输出电压之比有所增加;而输出二极管电压应力与输出电压之比,随变比增大而有所上升,随占空比增大而减小。合理设计耦合电感变比以及占空比可有效降低开关管、二极管电压应力。

[0090] 拓扑衍生

[0091] 基于上述基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,可衍生出一类 $n$ 相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路,所提 $n$ 相输出浮地输入并联高增益Boost变换电路如图5所示,两模块结构对称,以模块一为例,模块一中每一相共享同一个钳位电容,每相耦合电感副边绕组并联;增益与基本输出浮地输入并联高增益Boost变换电路相同,输入电流为 $n$ 相电流叠加,可有效降低输入电流脉动。

[0092] 本发明将耦合电感的升压特性与输出浮地输入并联Boost变换电路相结合,解决了传统Boost电路的电压增益限制问题,采用交错技术有效降低输出电压、电流纹波,并减小开关管的电压应力;并据此衍生出一类 $n$ 相位输出浮地输入并联高增益Boost变换电路。

[0093] 在本说明书的描述中,参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示意性实施例”、“示例”、“具体示例”、或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中,对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且,描述的具体特征、结构、材料或者特点可以在任何一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

[0094] 尽管已经示出和描述了本发明的实施例,本领域的普通技术人员可以理解:在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下可以对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变型,本发明的范围由权利要求及其等同物限定。

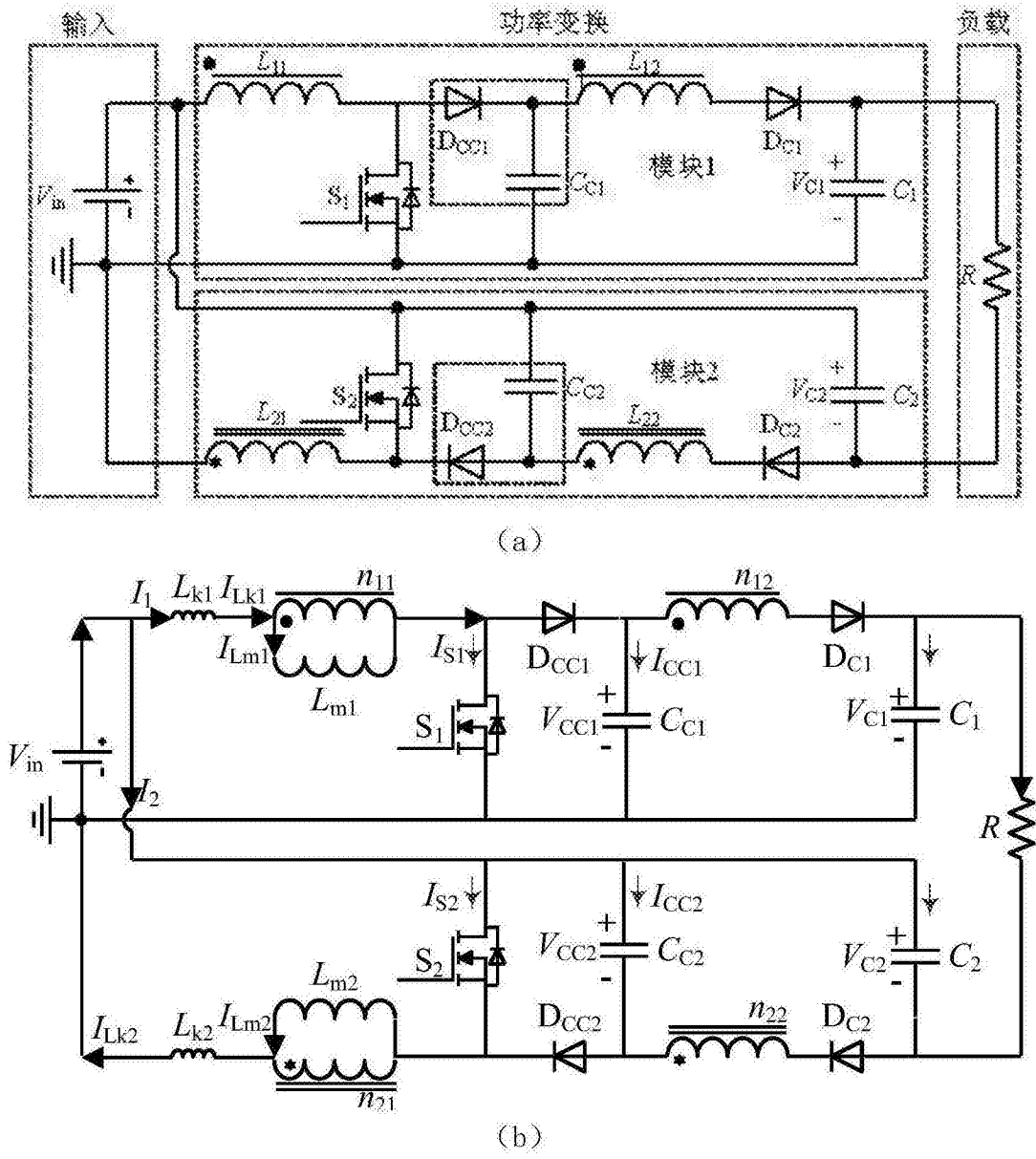


图1

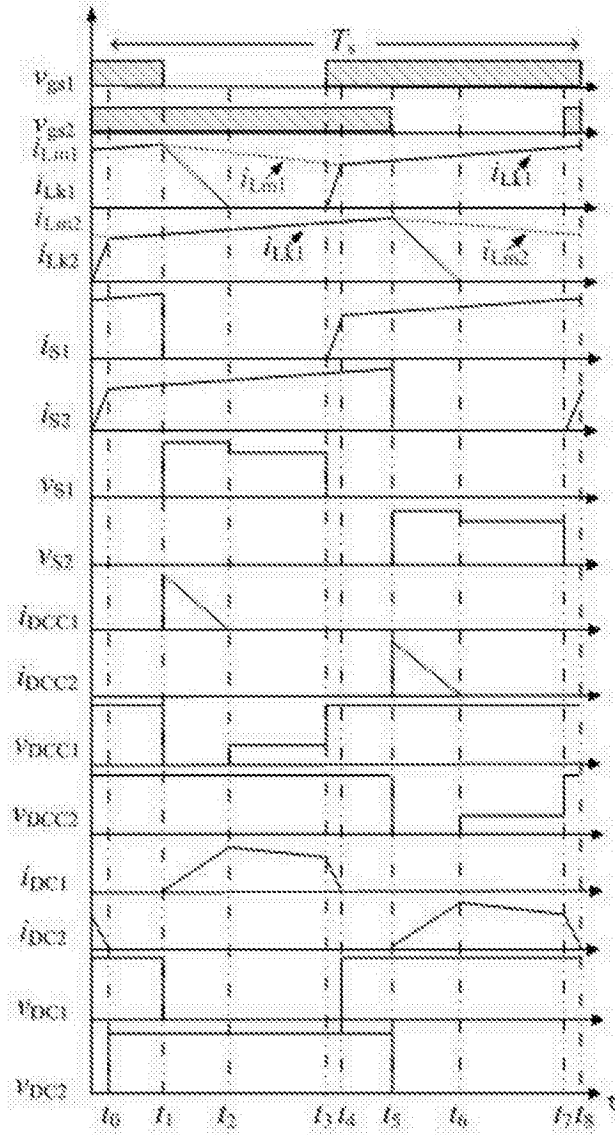
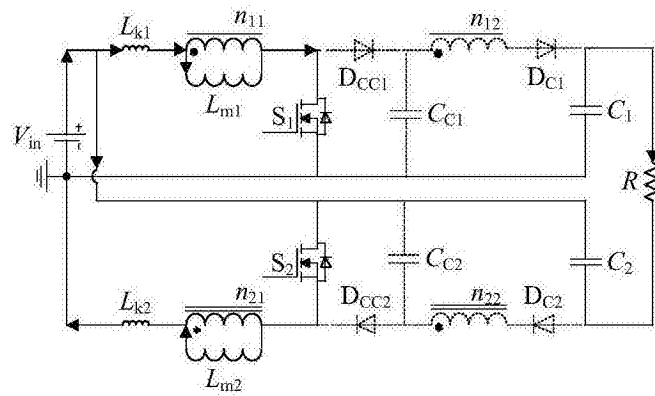
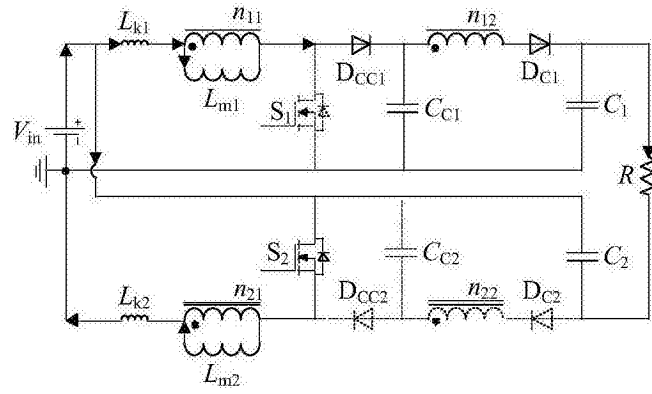


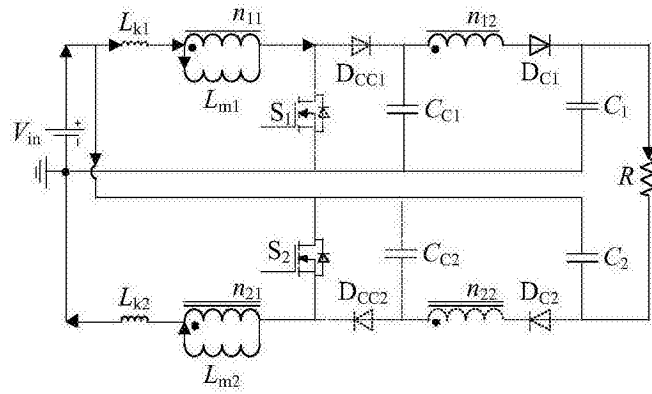
图2



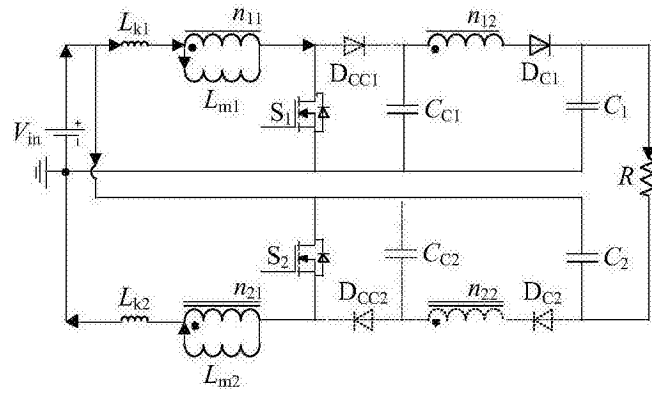
(a)



(b)



(c)



(d)

图3

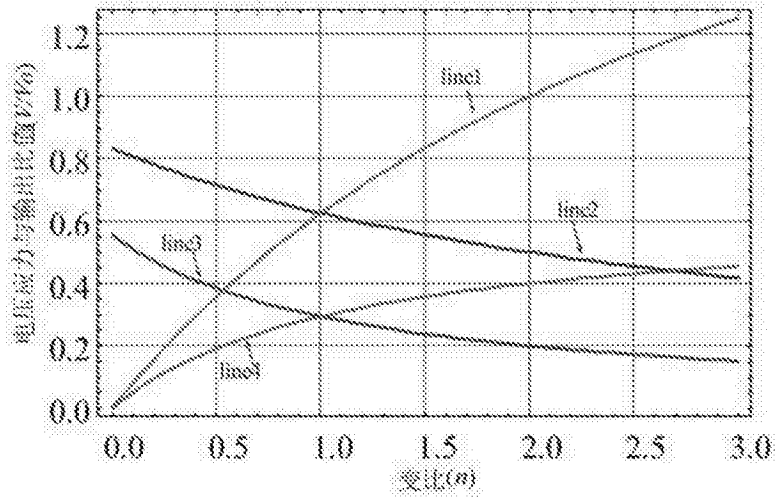


图4

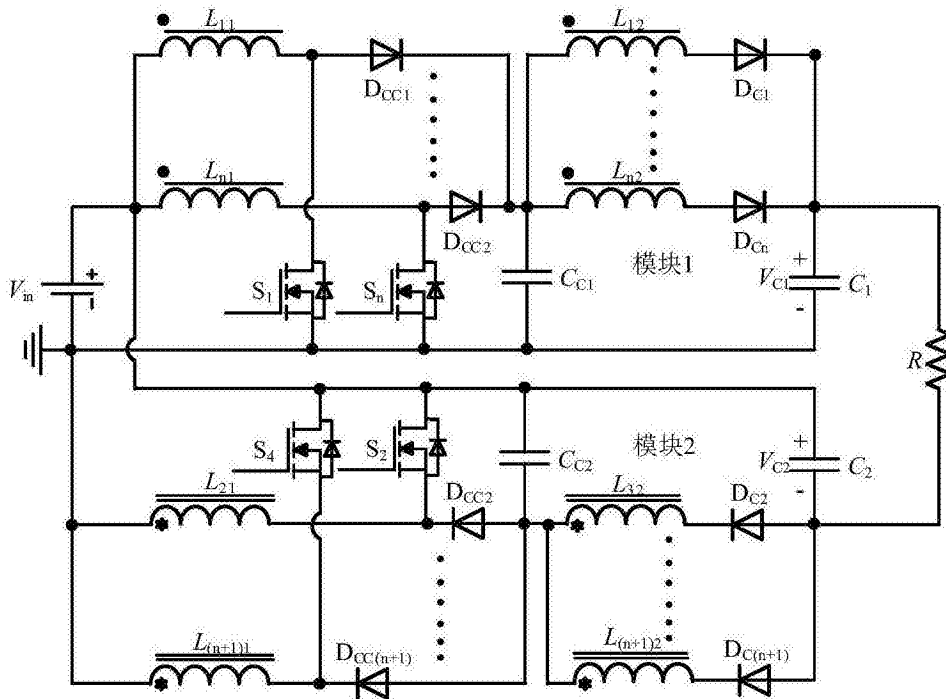


图5