



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107994789 A

(43)申请公布日 2018.05.04

(21)申请号 201711193079.4

(22)申请日 2017.11.24

(71)申请人 浙江大学

地址 310013 浙江省杭州市西湖区余杭塘路866号

(72)发明人 邓焰 李广地 阮杰 夏晋 王昆
陈桂鹏

(74)专利代理机构 杭州天勤知识产权代理有限公司 33224

代理人 胡红娟

(51)Int.Cl.

H02M 7/219(2006.01)

H02M 1/42(2007.01)

H02M 1/14(2006.01)

H02M 3/335(2006.01)

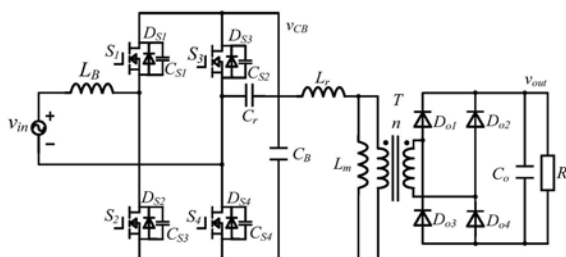
权利要求书1页 说明书6页 附图6页

(54)发明名称

一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器

(57)摘要

本发明公开了一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述变换器包括:前级无桥图腾柱PFC电路,用于将交流输入电压转化为直流电压;与所述前级无桥图腾柱PFC电路并联的后级半桥LLC谐振电路;所述后级半桥LLC谐振电路的原边为半桥电路结构,用于实现零电压软开通,副边为全桥整流结构,用于将交流电压整流为直流输出电压。该变换器能够使输入电流很好地跟随输入电压变化,实现功率因数校正功能;同时该变换器通过控制输出电压,实现稳定的直流输出电压。



1. 一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述变换器包括:

前级无桥图腾柱PFC电路,用于将交流输入电压转化为直流电压;

与所述前级无桥图腾柱PFC电路级联的后级半桥LLC谐振电路;

所述后级半桥LLC谐振电路的原边为半桥电路结构,用于实现零电压软开通,副边为全桥整流结构,用于将交流电压整流为直流输出电压。

2. 如权利要求1所述的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述无桥图腾柱PFC电路包括:

输入升压电感、带反并二极管的第一功率开关管、带反并二极管的第二功率开关管以及直流母线电容,所述直流母线电容的两端分别与所述第一功率开关管的漏极、所述第二功率开关管的源极相连,所述第一功率开关管的源极、所述第二功率开关管的漏极均与输入升压电感相连。

3. 如权利要求1所述的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述半桥电路结构包括:

带反并二极管的第三功率开关管、带反并二极管的第四功率开关管、谐振电容、谐振电感以及隔离变压器的原边绕组,所述原边绕组的同名端依次经所述谐振电感、所述谐振电容与所述第三功率开关管的源极相连,所述原边绕组的异名端与所述第四功率开关管的源极相连,所述第三功率开关管的源极、所述第四功率开关管的漏极与电源的一端相连。

4. 如权利要求1所述的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述全桥整流结构包括:

负载、与所述负载并联的第一桥臂、第二桥臂、滤波电容,所述第一桥臂包括串联连接的第一功率二极管和第三功率二极管、隔离变压器的副边绕组,所述第二桥臂包括串联连接的第二功率二极管和第四功率二极管,所述副边绕组的同名端与所述第一功率二极管的阳极相连,所述副边绕组的异名端与所述第二功率二极管的阴极相连。

5. 如权利要求2或3所述的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,其特征在于,所述第一功率开关管、第二功率开关管、第三功率开关管以及第四功率开关管均为功率金属-氧化物半导体场效应晶体管。

一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器

技术领域

[0001] 本发明属于电力电子领域,具体涉及一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器。

背景技术

[0002] 随着通讯技术、电动汽车、LED的发展,对通讯用开关电源、电动汽车充电器、LED驱动的性能、重量、体积、效率等方面提出了更高的要求。这些领域的电源通常采用从交流电网取电输出直流,并且要求变换器同时具备功率因数校正和电气隔离的功能。

[0003] 常见的功率因数校正电路(PFC)为桥式Boost PFC电路,但是桥式Boost PFC电路同一时刻电流流过三个功率器件,导通损耗较大;随着半导体功率器件的发展,尤其是宽禁带器件的发展,无桥式PFC电路受到越来越多的重视,无桥式PFC电路同一时刻电流流过两个功率器件,可以减小导通损耗。LLC谐振式DC-DC变换器,结构简单,桥臂开关管可以实现软开关,损耗小,广泛应用于要求具有电气隔离功能的场合。传统的两级式电路前级为PFC电路,后级电路为LLC谐振式DC-DC电路被广泛应用于通讯用开关电源、电动汽车充电器等应用场合;传统的两级式电路采用器件较多,成本较高。

[0004] Y.Wang和N.Qi等人在标题为A Single-Stage LED Driver Based on SEPIC and LLC Circuits(IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(7),pp.5766-5776)中提出一种基于SEPIC和LLC的单级式变换器,该变换器同时具有功率因数校正的功能和电气隔离的功能,可以实现功率器件的软开关;但是,该电路前级仍然采用桥式整流结构,增加了导通损耗;同时,该电路的输入电流为断续模式,电流的纹波较大。

发明内容

[0005] 针对现有技术所存在的上述技术问题,本发明提出一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器。该变换器将PFC技术和谐振技术结合,使变换器输入电流很好地跟随输入电压变化,实现功率因数校正功能;同时该变换器通过控制输出电压,实现稳定的直流输出电压。

[0006] 为实现上述目的,本发明提供的技术方案为:

[0007] 一种基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器,包括:

[0008] 前级无桥图腾柱PFC电路,用于将交流输入电压转化为直流电压;

[0009] 与所述前级无桥图腾柱PFC电路级联的后级半桥LLC谐振电路;

[0010] 所述后级半桥LLC谐振电路的原边为半桥电路结构,用于实现零电压软开通,副边为全桥整流结构或全波整流结构,用于将交流电压整流为直流输出电压。

[0011] 所述无桥图腾柱PFC电路包括:

[0012] 带反并二极管的第一功率开关管、带反并二极管的第二功率开关管以及直流母线电容,所述直流母线电容的两端分别与所述第一功率开关管的漏极、所述第二功率开关管的源极相连,所述第一功率开关管的源极、所述第二功率开关管的漏极均与输入升压电感

相连。

[0013] 在无桥图腾柱式PFC电路中,其输入升压电感起到一个滤除电流纹波以及储能作用,同时输入升压电感应该足够大以满足输入电感电流处于电流连续模式(CCM)。它的桥臂也是由两个功率开关管串联组成,为了简化分析,在实际分析及应用中,不考虑它的反并联二极管和寄生电容,PFC电路在输入电压正半周期时其中一个开关管处于关断状态;由对称性可知,负半周期时同一桥臂的另外一个开关管处于关断状态。

[0014] 所述半桥电路结构包括:

[0015] 带反并二极管的第三功率开关管、带反并二极管的第四功率开关管、谐振电容、谐振电感以及隔离变压器的原边绕组,所述原边绕组的同名端依次经所述谐振电感、所述谐振电容与所述第三功率开关管的源极相连,所述原边绕组的异名端与所述第四功率开关管的源极相连,所述第三功率开关管的源极、第四功率开关管的漏极均与电源一端相连。

[0016] 所述全桥整流结构包括:

[0017] 负载、与所述负载并联的第一桥臂、第二桥臂、滤波电容,所述第一桥臂包括串联连接的第一功率二极管和第三功率二极管、隔离变压器的副边绕组,所述第二桥臂包括串联连接的第二功率二极管和第四功率二极管,所述副边绕组的同名端与所述第一功率二极管的阳极相连,所述副边绕组的异名端与所述第二功率二极管的阴极相连。

[0018] 作为优选,所述第一功率开关管、第二功率开关管、第三功率开关管以及第四功率开关管均为功率金属-氧化物半导体场效应晶体管。

[0019] 本发明变换器相对于现有技术具有以下优点:

[0020] (1) 本发明变换器减少了功率开关管的数量,采用无桥功率因数校正电路,在保证功率因数校正和电气隔离等功能的前提下,可以减小变换器使用开关管的数量,降低变换器的成本,减小导通器件数量,提高变换器的效率。

[0021] (2) 本发明变换器包含一个前级功率因数校正电路(PFC)和后级LLC电路,在保证输出电压稳定的同时能够明显提高功率因数,使得输入电流很好地跟随输入电压的变化。同时LLC电路的谐振腔能够工作在感性区域,半桥LLC电路开关管能够实现零电压开通(ZVS),提高变换器的效率。

[0022] (3) 本发明变换器中的功率开关管易于实现软开关,避免了由于开关管硬开关带来的各种电磁干扰问题,易于实现电路的高频化,同时有利于电路效率的提高。

[0023] (4) 本发明的前级功率因数校正电路(PFC)采用图腾柱式PFC电路,采用电流连续控制模式,可以有效减小电流纹波;优选采用宽禁带功率器件(如SiC MOSFET和GaN HEMT),为宽禁带功率器件的应用提供实例。

[0024] (5) 本发明变换器能够将一个交流电压转换为我们希望得到的直流电压,这个功能应用范围非常广泛。比如:通讯用开关电源、电动汽车充电器、LED驱动等。说明了此变换器的方案具有非常广泛的应用前景。

附图说明

[0025] 图1为实施例提供的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器的结构示意图;

[0026] 图2为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态1时的换流分析图;

- [0027] 图3为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态2时的换流分析图；
[0028] 图4为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态3、8时的换流分析图；
[0029] 图5为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态4时的换流分析图；
[0030] 图6为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态5时的换流分析图；
[0031] 图7为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态6时的换流分析图；
[0032] 图8为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态7时的换流分析图；
[0033] 图9为图1所示的AC-DC变换器处于工作模态9时的换流分析图；
[0034] 图10为图1所示的AC-DC变换器处于为工作模态10时的换流分析图；
[0035] 图11图1所示的AC-DC变换器处于为工作模态11时的换流分析图；
[0036] 图12为图1所示的AC-DC变换器的整个工作过程的波形图。

具体实施方式

[0037] 为使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例本发明进行进一步的详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施方式仅仅用以解释本发明，并不限定本发明的保护范围。

[0038] 图1为实施例提供的基于无桥PFC和LLC谐振的隔离型集成式AC-DC变换器的结构示意图。参见图1，本实施例提供的AC-DC变换器包括：一个前级图腾柱PFC电路、一个后级半桥LLC谐振电路，后级半桥LLC谐振电路的原边为半桥电路结构，副边为全桥整流结构，采用的二极管均为功率二极管。

[0039] 具体地：

[0040] 前级图腾柱PFC电路与输入升压电感 L_B 相连，且包括由带反并联二极管 D_{S1} 的第一功率开关管 S_1 、带反并联二极管 D_{S2} 的第二功率开关管 S_2 和第一直流母线电容 C_B 组成。带反并联二极管 D_{S1} 的第一功率开关管 S_1 的源极与输入升压电感 L_B 相连，带反并联二极管 D_{S2} 的第二功率开关管 S_2 的漏极与输入升压电感 L_B 相连，第一直流母线电容 C_B 的两端分别与第一功率开关管 S_1 的漏极和第二功率开关管 S_2 的源极相连。所述功率开关管 S_1 与 S_2 为功率金属-氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)。

[0041] 半桥LLC谐振电路的原边电路与前级图腾柱PFC电路并联，且包括由带反并联二极管 D_{S3} 的第三功率开关管 S_3 、带反并联二极管 D_{S4} 的第四功率开关管 S_4 、谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 以及隔离变压器T(隔离变压器T等效成由励磁电感 L_m 和理想变压器组成)的原边绕组组成。其中，带反并联二极管 D_{S3} 的第三功率开关管 S_3 的源极与电源的负极相连，带反并联二极管 D_{S4} 的第四功率开关管 S_4 的漏极与电源的负极相连；谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 串联，谐振电容 C_r 一端与第三功率开关管 S_3 的源极相连，谐振电感 L_r 的一端与隔离变压器T原边绕组的同名端相连，隔离变压器T原边绕组的异名端与第四功率开关管 S_4 的源极一端相连，第一直流母线电容 C_B 并联在原边电路两端。不考虑变压器的漏感，通过调节第一桥臂上带反并联二极管 D_{S1} 的第一功率开关管 S_1 和带反并联二极管 D_{S2} 的第二功率开关管 S_2 的开通和关断来调节谐振腔的输入电压，即直流母线电容上的电压，来调节输出电压以便获得需要的电压值。所述功率开关管 S_3 和 S_4 为功率金属-氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)。

[0042] 副边电路包括：

[0043] 与输出负载并联的第一副边支路，由第一功率二极管 D_{O1} 、第三功率二极管 D_{O3} 和隔

离变压器T的副边绕组组成;其中,第一功率二极管D_{o1}的阳极与第三功率二极管D_{o3}的阴极相连,第一功率二极管D_{o1}的阳极与隔离变压器T的副边绕组的同名端相连,第三功率二极管D_{o3}的阳极与输出负载的负极端相连。

[0044] 与输出负载并联的第二副边支路,由第二功率二极管D_{o2}、第四功率二极管D_{o4}组成。其中第二功率二极管D_{o2}的阳极与隔离变压器T的副边绕组的异名端相连,第四功率二极管D_{o4}的阳极与输出负载的负极端相连,第四功率二极管D_{o4}的阴极与第二功率二极管D_{o2}的阳极相连。

[0045] 与输出负载并联的第三副边支路,由输出滤波电容C_o组成。输出滤波电容的正极与输出负载的正极端相连,输出滤波电容的阴极与输出负载的负极端相连。

[0046] 输出负载:输出负载为纯电阻负载R,电阻负载R跨接在输出端口的正负两端,与输出滤波电容C_o并联。

[0047] 图1中第一缓冲电容C_{s1}、第二缓冲电容C_{s2}、第三缓冲电容C_{s3}、第四缓冲电容C_{s4}由带反并二极管D_{s1}的第一功率开关管S₁漏极与源极间的寄生电容、带反并二极管D_{s2}的第二功率开关管S₂漏极与源极间的寄生电容、带反并二极管D_{s3}的第三功率开关管S₃漏极与源极间的寄生电容、带反并二极管D_{s4}的第四功率开关管S₄漏极与源极间的寄生电容构成。

[0048] 本发明带有隔离和少量功率器件的集成AC-DC转换器,前级的图腾柱式PFC电路采用PWM控制,后级LLC谐振电路采用定频定占空比(占空比为0.5)控制。为叙述工作模态换流过程,作假设条件如下:

[0049] 条件1:为了简化分析,忽略无桥PFC桥臂的功率开关管漏源之间的寄生电容C_{s1}, C_{s2};

[0050] 条件2:LLC电路的功率开关管S₃、S₄互补工作在谐振频率。输入电感L_B工作在CCM模式。

[0051] 换流过程分析:

[0052] 工作模态1[t₇~t₈]:

[0053] 如图2所示,当在t₇时刻时,开关管S₃两端电压V_{ds3}下降到0,模态1开始。前级图腾柱式无桥PFC电路的功率开关管S₁关断而S₂开通,开关管S₃开通。输入电压通过开关管S₂、励磁电感L_m、谐振电感L_r和谐振电容C_r给输入电感L_B充电。因此输入电感电流i_{LB}线性增加,可由下式表示

$$[0054] \quad \frac{di_{LB}(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t) + v_{CB}(t)}{L_B} \quad (1)$$

[0055] 谐振电流i_{Lr}以正弦波的形式增加。变压器原边电压V_T被钳位到nv_{out},n是变压器原副边的变比,v_{out}是输出电压。励磁电流i_{Lm}线性增长。谐振电流i_{Lr}和励磁电流i_{Lm}之差输出到变压器的副边。

[0056] 工作模态2[t₈~t₉]:

[0057] 如图3所示,当在t₈时刻谐振电流下降到0此阶段开始。输入电压通过S₂、C_B给输入电感L_B充电,此电感电流线性增长,同样可用式(1)来表述电感电流。

[0058] 工作模态3[t₉~t₁₀]:

[0059] 如图4所示,这个阶段开始于当开关管S₂关断的t₉时刻。输入电感电流流过开关管S₁的体二极管和开关管S₃,此时电感电流线性增长,增长斜率为(v_{in}(t)-v_{CB}(t))/L_B,可用下

式表示：

$$[0060] \quad \frac{di_{LB}(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t) - v_{CB}(t)}{L_B} \quad (2)$$

[0061] 工作模式4[t₁₀~t₁₁]：

[0062] 如图5所示,当开关管S₃关断时的t₁₀时刻。此时开关管S₃和S₄处于死区时间,S₃的寄生电容充电,S₄的寄生电容放电。此时励磁电感参与谐振,谐振电流i_{Lr}等于励磁电流i_{Lm}。仅仅由输出滤波电容C_o给负载提供能量。

[0063] 工作模式5[t₁₁~t₁₂]：

[0064] 如图6所示,当开关管S₄上的电压下降到0时此时刻开始。输入电感通过开关管S₁的体二极管和开关管S₄的体二极管给母线电容C_B充电。电感电流以斜率(v_{in}(t)-v_{CB}(t))/L_B线性下降。电感电流可以表示为：

$$[0065] \quad \frac{di_{LB}(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t) - v_{CB}(t)}{L_B} \quad (3)$$

[0066] 谐振电流i_{Lr}以正弦波的形式下降。变压器原边电压V_T上升到nv_{out},n是变压器原副边的变比,v_{out}是输出电压。励磁电流i_{Lm}线性增长。谐振电流i_{Lr}和励磁电流i_{Lm}之差输出变压器的副边。

[0067] 工作模式6[t₁₂~t₁₃]：

[0068] 如图7所示,当谐振电流下降到0时此阶段开始。输入电感通过励磁电感L_m、谐振电感L_r和谐振电容C_r给直流母线电容C_B提供能量。电感电流以斜率(v_{in}(t)-v_{CB}(t))/L_B线性下降。

[0069] 工作模式7[t₁₄~t₁₅]：

[0070] 如图8所示,当开关管S₃电压v_{ds3}下降到0时,开关管S₁和S₂都处于关闭状态。输入电感L_B通过开关管S₁的体二极管、励磁电感L_m、谐振电感L_r和谐振电容C_r给直流母线电容充电。电感电流以斜率(v_{in}(t)-v_{CB}(t))/L_B线性下降,可用下式表示：

$$[0071] \quad \frac{di_{LB}(t)}{dt} = \frac{v_{in}(t) - v_{CB}(t)}{L_B} \quad (4)$$

[0072] 工作模式8[t₁₅~t₁₆]：

[0073] 阶段八开始于t₁₅时刻,即当谐振电流下降到0时,此阶段和模式3换流过程相同。

[0074] 工作模式9[t₁₆~t₁₇]：

[0075] 这个阶段开始于当开关管S₃关断时。这时S₃和S₄都处于死区时间,如图9所示。S₃的寄生电容充电,S₄的寄生电容放电。开关管S₂开通,输入电压通过S₂和开关管S₄的寄生电容给电感充电。输入电感电流线性增加,和阶段二相同。负载仅由输出滤波电容C_o提供能量。

[0076] 工作模式10[t₁₇~t₁₈]：

[0077] 如图10所示,当开关管S₄的电压下降到0时此阶段开始。输入电压通过开关管S₂和开关管S₄的体二极管给输入电感充电。输入电感电流线性上升,上升波形和阶段二相同。

[0078] 工作模式11[t₁₈~t₁₉]：

[0079] 如图11所示,当谐振电流下降到0时,这个阶段开始。输入电压通过开关管S₂、励磁电感L_m、谐振电感L_r和谐振电容C_r给输入电感L_B充电。电感电流线性上升。

[0080] 以上各阶段的换流分析是在输入电压为正半周期时的换流分析。输入电压为标准的正弦波,根据其对称性,在输入电压负半周期时电路的换流分析情况与输入电压正半周期电路的换流分析情况相同。

[0081] 图12是本实施例提供的AC-DC变换器的整个工作过程的波形图。图12清晰地反映了整个AC-DC变换器的工作状态。

[0082] 以上所述的具体实施方式对本发明的技术方案和有益效果进行了详细说明,应理解的是以上所述仅为本发明的最优选实施例,并不用于限制本发明,凡在本发明的原则范围内所做的任何修改、补充和等同替换等,均应包含在本发明的保护范围之内。

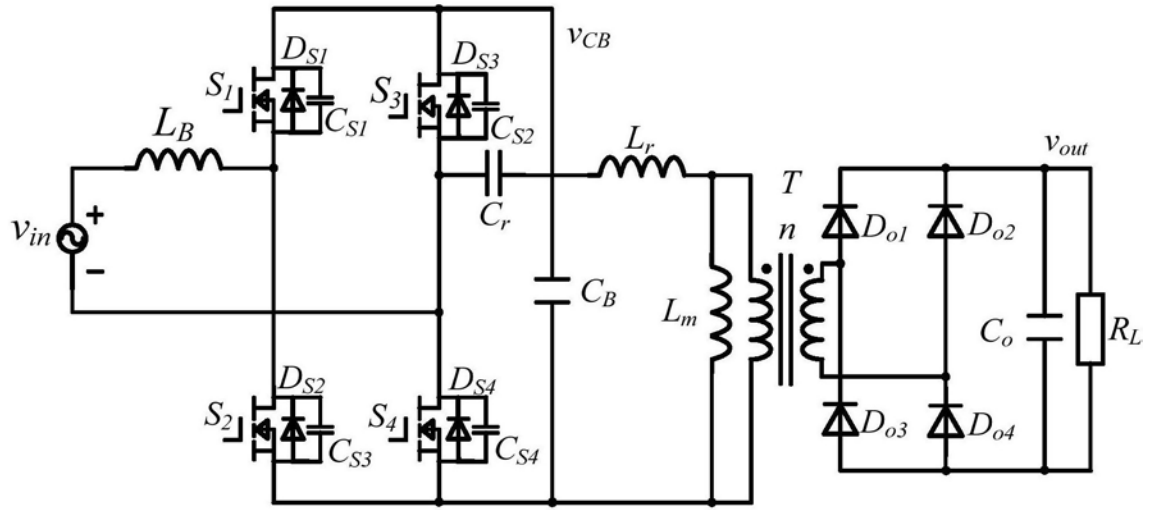


图1

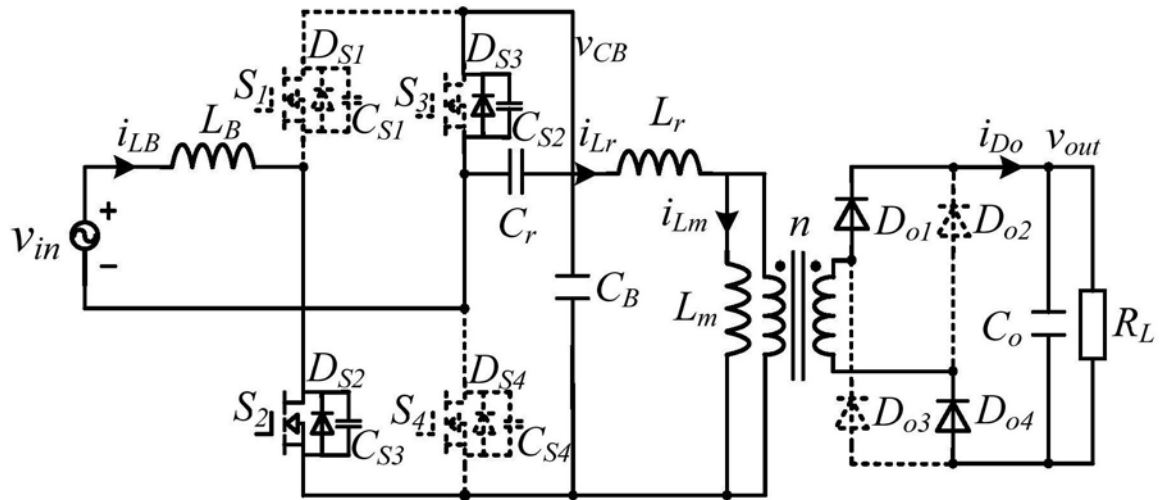


图2

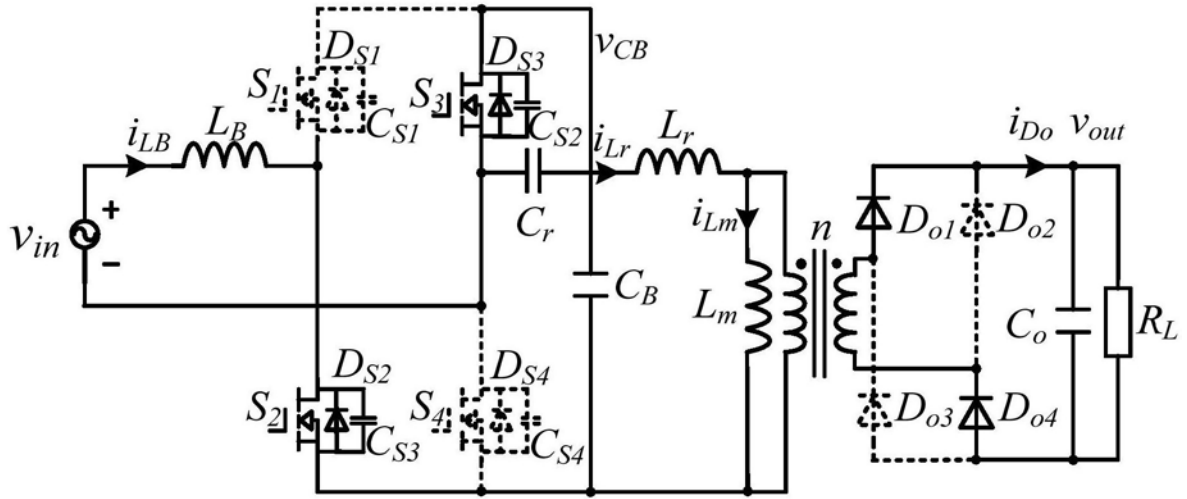


图3

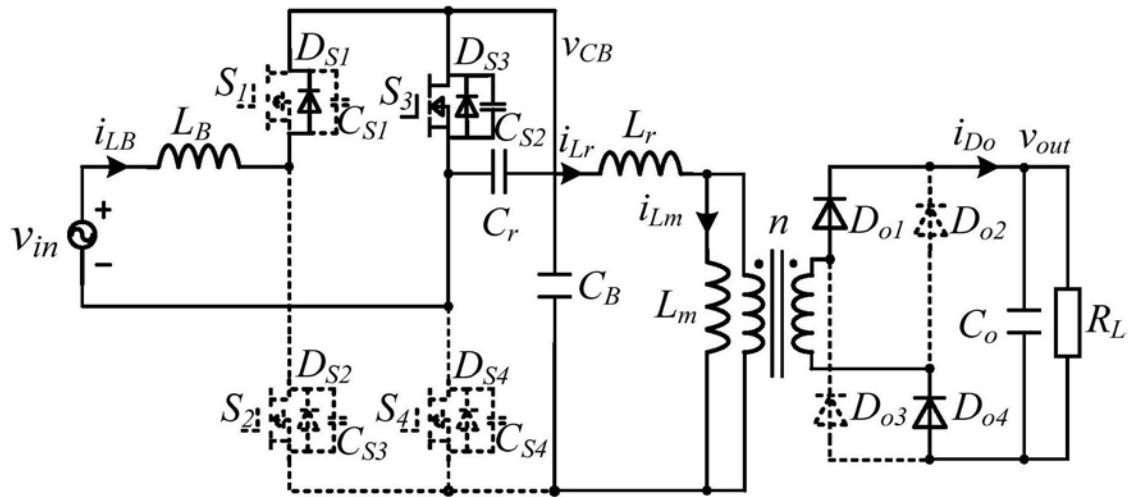


图4

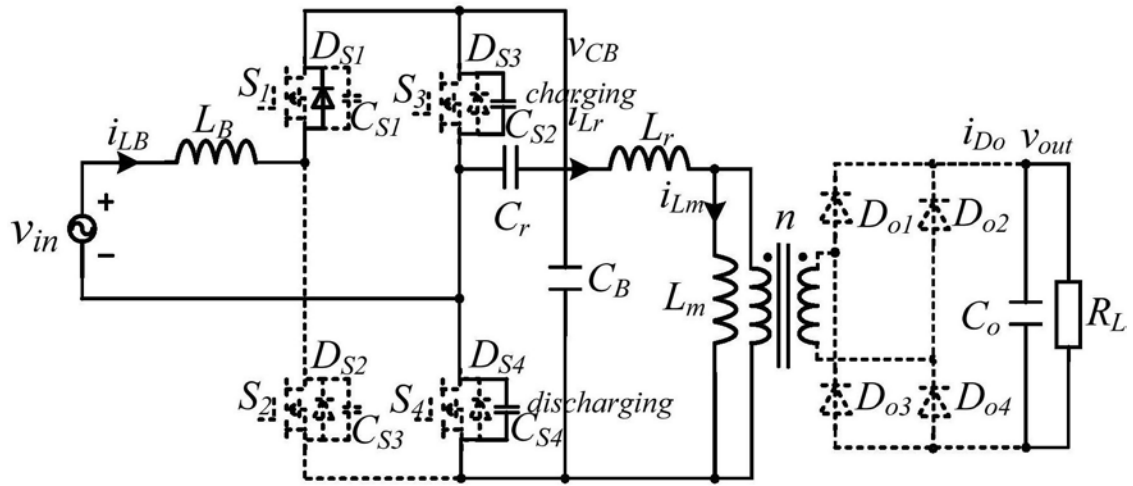


图5

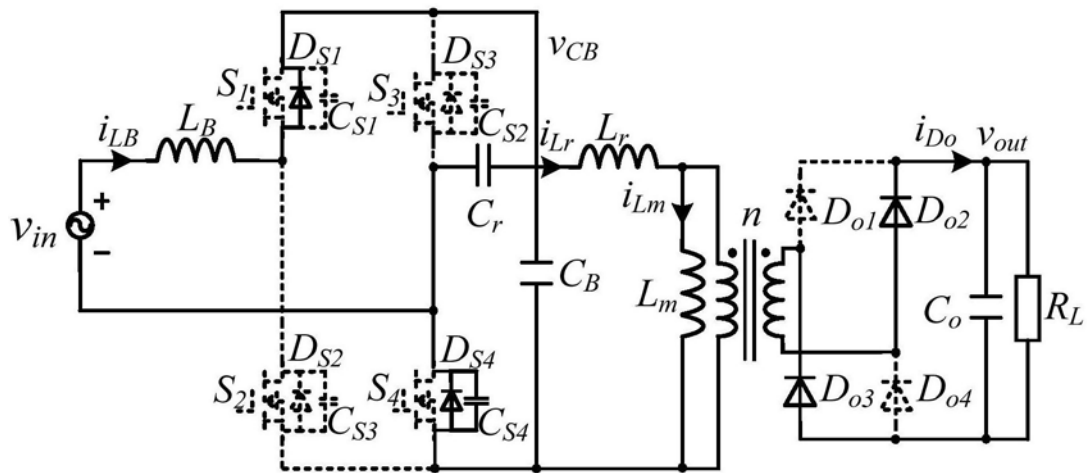


图6

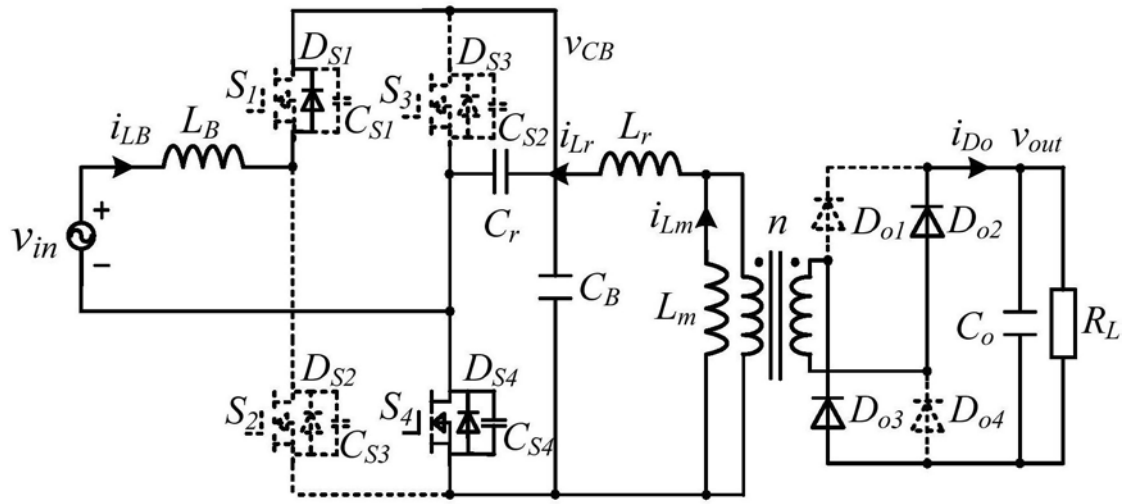


图7

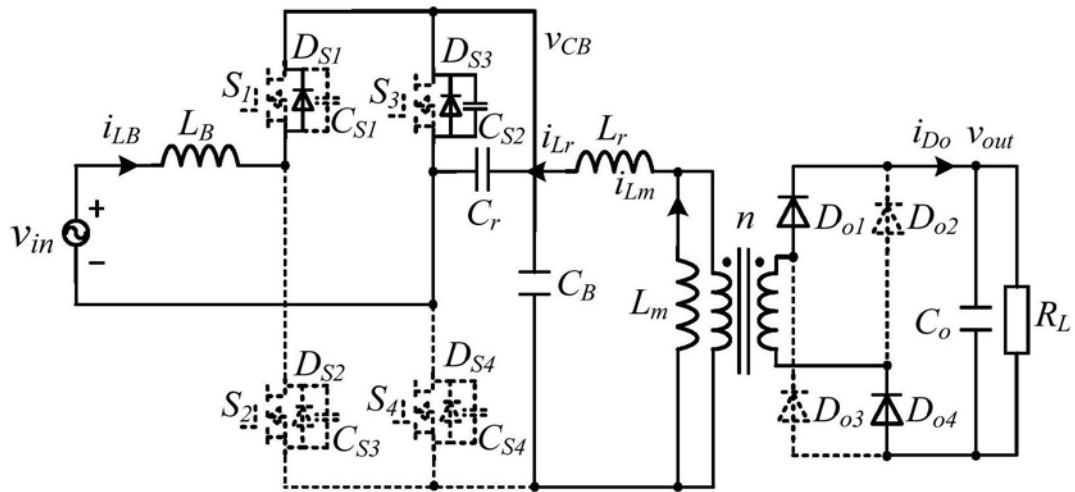


图8

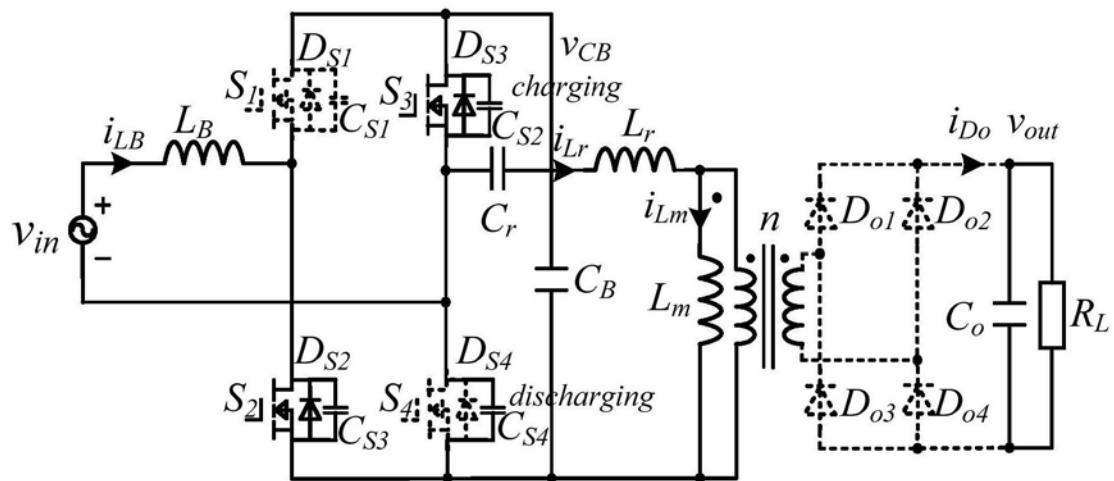


图9

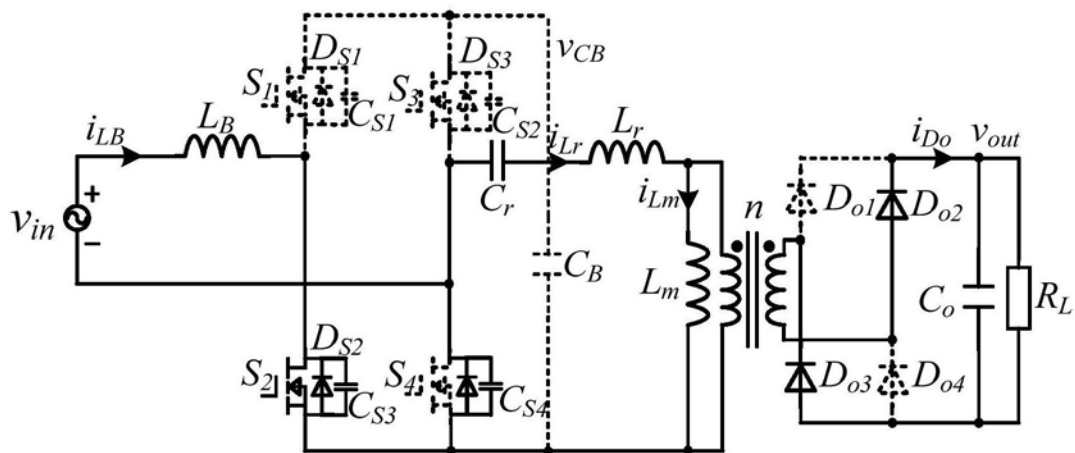


图10

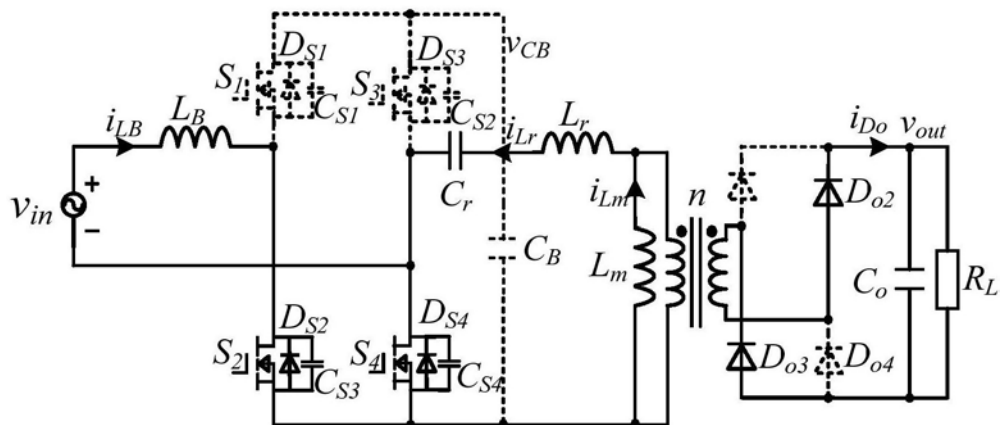


图11

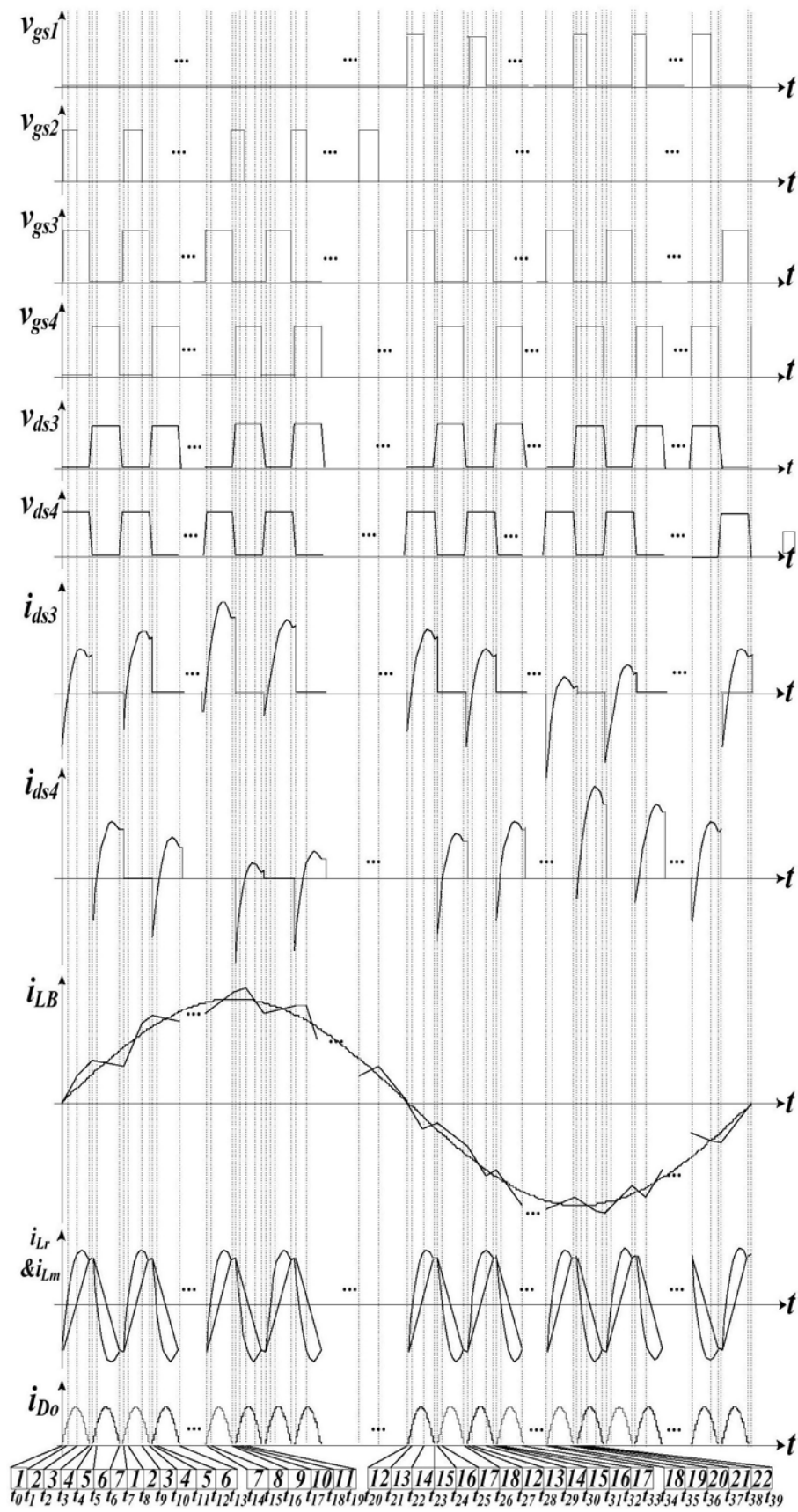


图12