



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110012574 B

(45) 授权公告日 2021.06.01

(21) 申请号 201910321089.4

(22) 申请日 2019.04.19

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110012574 A

(43) 申请公布日 2019.07.12

(73) 专利权人 福州大学
地址 350108 福建省福州市闽侯县上街镇
福州大学城学院路2号福州大学新区

(72) 发明人 林维明 曾璐

(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 蔡学俊 陈明鑫

(51) Int. Cl.
H05B 45/30 (2020.01)

(56) 对比文件

- CN 107294407 A, 2017.10.24
- CN 108539981 A, 2018.09.14
- CN 101707838 A, 2010.05.12
- CN 108601146 A, 2018.09.28
- US 2015077003 A1, 2015.03.19
- CN 108539981 A, 2018.09.14
- CN 108684104 A, 2018.10.19

审查员 梁明明

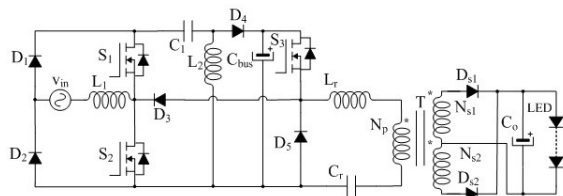
权利要求书1页 说明书5页 附图4页

(54) 发明名称

一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路

(57) 摘要

本发明涉及一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路。包括单相交流输入电源 v_{in} 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、谐振电感 L_r 、高频变压器T(包含原边绕组 N_p 、副边绕组 N_{s1} 、副边绕组 N_{s2})、LED灯负载。本发明电路能够完成可升可降变换、实现宽输入电压范围、母线电压可控、高功率因数、低导通损耗和软开关变换,并且提高驱动电路性能价格比。



1. 一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于,包括单相交流输入电源 v_{in} 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、谐振电感 L_r 、高频变压器T、LED灯负载;所述第一功率二极管 D_1 的阴极与第一功率开关管 S_1 漏极、高频电容 C_1 的一端相连,所述第二功率二极管 D_2 的阴极与单相交流输入电源 v_{in} 的一端、第一功率二极管 D_1 的阳极相连接,所述第二功率二极管 D_2 的阳极与第二功率开关管 S_2 源极、第五功率二极管 D_5 的阳极、第二电感 L_2 的一端、第一输出电容 C_{bus} 的负端、谐振电容 C_r 的一端相连接,所述单相交流输入电源 v_{in} 的另一端与第一电感 L_1 的一端相连接,所述第一电感 L_1 的另一端与第一功率开关管 S_1 的源极、第二功率开关管 S_2 的漏极、第三功率二极管 D_3 的阴极相连接,所述第二电感 L_2 的另一端与第四功率二极管 D_4 的阳极、高频电容 C_1 的另一端相连接,所述第一输出电容 C_{bus} 的正端与第四功率二极管 D_4 的阴极、第三功率开关管 S_3 的漏极相连接,所述第三功率开关管 S_3 的源极与第三功率二极管 D_3 的阳极、第五功率二极管 D_5 的阴极、谐振电感 L_r 的一端相连接,所述谐振电感 L_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 同名端相连接,所述谐振电容 C_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 异名端相连接;所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 异名端与高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 同名端、第二输出电容 C_o 的负端、LED灯负载的一端相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 同名端与第六功率二极管 D_{s1} 的阳极相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 异名端与第七功率二极管 D_{s2} 的阳极相连接,所述第六功率二极管 D_{s1} 的阴极与第七功率二极管 D_{s2} 的阴极、第二输出电容 C_o 的正端以及LED灯负载的另一端相连接。

2. 根据权利要求1所述的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于:所述第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第四功率二极管 D_4 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 构成无桥Sepic电路;所述第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、第三功率二极管 D_3 、第五功率二极管 D_5 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、高频变压器T、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、LED灯负载构成LLC电路;无桥Sepic电路能够工作在DCM模式、BCM模式或者CCM模式下,LLC电路工作于ZVS区域,即LLC电路工作在 $f_{r1} < f_s < f_r$ 区域, f_{r1} 为LLC电路的串并联谐振频率, f_r 为LLC电路的串联谐振频率。

3. 根据权利要求1所述的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于:所述第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 为整流二极管,第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 为快恢复二极管。

4. 根据权利要求1所述的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于:所述第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 为功率MOSFET管,且采用APWM-PPM混合控制方式,即变频变占空比控制。

5. 根据权利要求1所述的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于:所述谐振电容 C_r 、高频电容 C_1 为高频电容;所述第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 为电解电容。

6. 根据权利要求1所述的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,其特征在于:所述谐振电感 L_r 为高频变压器T的漏感或独立电感。

一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路

技术领域

[0001] 本发明涉及一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,以实现宽输入电压、母线电压可控、高功率因数、高效和软开关变换。

背景技术

[0002] 照明电器需要满足一系列强制性网侧输入电流低频谐波限制相关标准,如IEEE519、IEC1000-3-2C类等标准。因此功率因数校正(PowerFactorCorrection—PFC)技术成为LED驱动电路领域里的一个关键技术,研究高效型PFC电路成为一个热点。

[0003] Sepic电路可升可降,适合宽输入电压范围,且无桥SepicPFC电路在输入端有电感,因此产生的输入输出电流纹波和电磁干扰都比较小,提高了变换器的效率和功率因数以及减小THD,并减少导通损耗。

[0004] LLC谐振变换器的开关管能够工作在软开关模式,其开关损耗能够保持在一个很低的水平,在中大功率LED驱动系统中得到了广泛的应用。一般情况下,独立的LLC谐振变换器的效率都在90%以上。传统的交流输入LED驱动电源通常采用两级结构,前级为功率因数校正电路,后级为DC-DC变换电路。两级结构的驱动电源需要分别采用两套独立的控制系统,因此其成本高,且可靠性差。近年来,越来越多的学者开始关注单级LED驱动电源。单级电路将两级电路的开关管复用从而集成为一级,减少了开关管的数量且只需要一套控制系统,提高了可靠性并降低了成本,具有重要的工程应用价值。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,该电路能够直流母线电压可调控、实现宽输入电压范围、高功率因数、低导通损耗和软开关变换,并且提高驱动电路性能价格比。

[0006] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,包括单相交流输入电源 v_{in} 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、谐振电感 L_r 、高频变压器T、LED灯负载;所述第一功率二极管 D_1 的阴极与第一功率开关管 S_1 漏极、高频电容 C_1 的一端相连,所述第二功率二极管 D_2 的阴极与单相交流输入电源 v_{in} 的一端、第一功率二极管 D_1 的阳极相连接,所述第二功率二极管 D_2 的阳极与第二功率开关管 S_2 源极、第五功率二极管 D_5 的阳极、第二电感 L_2 的一端、第一输出电容 C_{bus} 的负端、谐振电容 C_r 的一端相连接,所述单相交流输入电源 v_{in} 的另一端与第一电感 L_1 的一端相连接,所述第一电感 L_1 的另一端与第一功率开关管 S_1 的源极、第二功率开关管 S_2 的漏极、第三功率二极管 D_3 的阴极相连接,所述第二电感 L_2 的另一端与第四功率二极管 D_4 的阳极、高频电容 C_1 的另一端相连接,所述第一输出电容 C_{bus} 的正端与第四功率二极管 D_4 的阴极、第三功率开关管 S_3 的漏极相连接,所述第三功率开关管 S_3 的源极

与第三功率二极管 D_3 的阳极、第五功率二极管 D_5 的阴极、谐振电感 L_r 的一端相连接,所述谐振电感 L_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 同名端相连接,所述谐振电容 C_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 异名端相连接;所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 异名端与高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 同名端、第二输出电容 C_o 的负端、LED灯负载的一端相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 同名端与第六功率二极管 D_{s1} 的阳极相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 的异名端与第七功率二极管 D_{s2} 的阳极相连接,所述第六功率二极管 D_{s1} 的阴极与第七功率二极管 D_{s2} 的阴极、第二输出电容 C_o 的正端以及LED灯负载的另一端相连接。

[0007] 在本发明一实施例中,所述第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第四功率二极管 D_4 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 构成无桥Sepic电路;所述第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、第三功率二极管 D_3 、第五功率二极管 D_5 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、高频变压器T、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、LED灯负载构成LLC电路;无桥Sepic电路能够工作在DCM模式、BCM模式或者CCM模式下,LLC电路工作于ZVS区域,即LLC电路工作在 $f_{r1} < f_s < f_r$ 区域(f_{r1} 为LLC电路的串并联谐振频率, f_r 为LLC电路的串联谐振频率)。

[0008] 在本发明一实施例中,所述第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 为整流二极管,第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 为快恢复二极管。

[0009] 在本发明一实施例中,所述第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 为功率MOSFET管,且采用APWM-PFM混合控制方式,即变频变占空比控制。

[0010] 在本发明一实施例中,所述谐振电容 C_r 、高频电容 C_1 为高频电容;所述第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 为电解电容。

[0011] 在本发明一实施例中,所述谐振电感 L_r 为高频变压器T的漏感或独立电感。

[0012] 相较于现有技术,本发明具有以下有益效果:

[0013] 1、本发明提出了一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路,只需要一套控制电路,可以提高电路可靠性,降低成本和导通损耗;

[0014] 2、Sepic电路实现可升可降,提高适用输入电压范围;无桥Sepic电路降低导通损耗。

[0015] 3、APWM-PFM控制可以实现母线电压调控,降低开关管电压应力。

附图说明

[0016] 图1是本发明的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路原理图。

[0017] 图2是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图一。

[0018] 图3是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图二。

[0019] 图4是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图三。

[0020] 图5是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图四。

[0021] 图6是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图五。

[0022] 图7是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图六。

[0023] 图8是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图七。

[0024] 图9是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路工作阶段等效电路图八。

[0025] 图10是本发明实施例的一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路APWM-PFM混合控制策略逻辑框图。

具体实施方式

[0026] 下面结合附图,对本发明的技术方案进行具体说明。

[0027] 如图1所示,本实施例提供了一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路。包括单相交流输入电源 v_{in} 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_6 、第七功率二极管 D_7 、第八功率二极管 D_{s1} 、第九功率二极管 D_{s2} 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、谐振电感 L_r 、高频变压器T(包含原边绕组 N_p 、副边绕组 N_{s1} 、副边绕组 N_{s2})、LED灯负载。

[0028] 所述第一功率二极管 D_1 的阴极与第一功率开关管 S_1 漏极、高频电容 C_1 的一端相连,所述第二功率二极管 D_2 的阴极与单相交流输入电源 v_{in} 的一端、第一功率二极管 D_1 的阳极相连接,所述第二功率二极管 D_2 的阳极与第二功率开关管 S_2 源极、第五功率二极管 D_5 的阳极、第二电感 L_2 的一端、第一输出电容 C_{bus} 的负端、谐振电容 C_r 的一端相连接,所述单相交流输入电源 v_{in} 的另一端与第一电感 L_1 的一端相连接,所述第一电感 L_1 的另一端与第一功率开关管 S_1 的源极、第二功率开关管 S_2 的漏极、第三功率二极管 D_3 的阴极相连接,所述第二电感 L_2 的另一端与第四功率二极管 D_4 的阳极、高频电容 C_1 的另一端相连接,所述第一输出电容 C_{bus} 的正端与第四功率二极管 D_4 的阴极、第三功率开关管 S_3 的漏极相连接,所述第三功率开关管 S_3 的源极与第三功率二极管 D_3 的阳极、第五功率二极管 D_5 的阴极、谐振电感 L_r 的一端相连接,所述谐振电感 L_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 同名端相连接,所述谐振电容 C_r 的另一端与高频变压器T的原边绕组 N_p 异名端相连接;所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 异名端与高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 同名端、第二输出电容 C_o 的负端、LED灯负载的一端相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s1} 的同名端与第六功率二极管 D_{s1} 的阳极相连接,所述高频变压器T的副边绕组 N_{s2} 的异名端与第七功率二极管 D_{s2} 的阳极相连接,所述第六功率二极管 D_{s1} 的阴极与第七功率二极管 D_{s2} 的阴极、第二输出电容 C_o 的正端以及LED灯负载的另一端相连接。

[0029] 在本实施例中,所述第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 、第四功率二极管 D_4 、第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、高频电容 C_1 、第一输出电容 C_{bus} 构成无桥Sepic电路;所述第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 、第三功率二极管 D_3 、第五功率二极管 D_5 、第二输出电容 C_o 、谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、高频变压器T、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 、LED灯负载构成LLC电路;无桥Sepic电路能够工作在DCM模式、BCM

模式或者CCM模式下,LLC电路工作于ZVS区域,即LLC电路工作在 $f_{r1} < f_s < f_r$ 区域(f_{r1} 为LLC电路的串并联谐振频率, f_r 为LLC电路的串联谐振频率)。

[0030] 在本实施例中,所述第一功率二极管 D_1 、第二功率二极管 D_2 为整流二极管,第三功率二极管 D_3 、第四功率二极管 D_4 、第五功率二极管 D_5 、第六功率二极管 D_{s1} 、第七功率二极管 D_{s2} 为快恢复二极管。

[0031] 在本实施例中,所述第一功率开关管 S_1 、第二功率开关管 S_2 、第三功率开关管 S_3 为功率MOSFET管,且采用APWM-PFM混合控制方式。

[0032] 在本实施例中,所述谐振电容 C_r 、高频电容 C_1 为高频电容;所述第一输出电容 C_{bus} 、第二输出电容 C_o 为电解电容。

[0033] 在本实施例中,所述谐振电感 L_r 为高频变压器T的漏感或独立电感。

[0034] 特别的,如图2至图9所示,本实施例还提供了一种混合控制单级无桥Sepic和LLC的LED驱动电路的具体电路工作模态。

[0035] 设计Sepic电路工作在DCM模式,LLC电路工作在 $f_{r1} < f_s < f_r$ 区域(f_{r1} 为LLC电路的串并联谐振频率, f_r 为LLC电路的串联谐振频率)。在交流电源工频正负周期内,电路的工作状态是对称的,这里以工频正半周期为例说明,负半周期不一一赘述,图2至图9为正半周期8个模态等效图。

[0036] 参照图2,开关管 S_1 、 S_2 开通,开关管 S_3 关断,第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性上升。在此阶段,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 以谐振频率 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 谐振,谐振电流大于励磁

电流,副边二极管 D_{s2} (即上文的第七功率二极管 D_{s2})导通。变压器原边绕组两端电压被箝位在 $-nV_o$,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0037] 参照图3,开关管 S_1 、 S_2 仍然导通,第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 仍然线性上升。此时,谐振电流与励磁电流相等,此时副边二极管 D_{s2} 零电流关断。变压器原边绕组不再被箝出电压箝位,由于励磁电感很大,所以谐振周期很大,谐振电流在此阶段与励磁电流保持一致,基本为恒定值。

[0038] 参照图4,开关管 S_1 、 S_2 关断,第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性下降,同时,LLC谐振频率为 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$,谐振电流大于励磁电流,副边二极管 D_{s1} (即上文的第六功率二极

管 D_{s1})导通。变压器原边绕组两端电压被箝位在 nV_o ,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0039] 参照图5,开关管 S_3 开通,第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续线性下降。母线电容 C_{bus} 处于放电状态,同时,LLC谐振频率为 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$,谐振电流大于励磁电流,副边二极

管 D_{s1} 导通。变压器原边绕组两端电压被箝位在 nV_o ,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0040] 参照图6,开关管 S_3 仍然导通。第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 续流结束。在此阶段,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 以谐振频率 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 谐振,谐振电流大于励磁电流,副边二

极管 D_{s1} 导通。变压器原边绕组两端电压被箝位在 nV_o ,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0041] 参照图7,开关管 S_3 仍然导通。此时,谐振电流与励磁电流相等,此时副边二极管 D_{s1}

零电流关断。变压器原边绕组不再被输出电压箝位,由于励磁电感很大,所以谐振周期很大,谐振电流在此阶段与励磁电流保持一致,基本为恒定值。

[0042] 参照图8,开关管 S_3 关断,在此阶段,二极管 D_5 导通,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 以谐振

频率 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 谐振,谐振电流大于励磁电流,副边二极管 D_{s2} 导通。变压器原边绕组两端

电压被箝位在 $-nV_o$,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0043] 参照图9,开关管 S_1 、 S_2 开通,第一电感和第二电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性上升,在此阶段,

二极管 D_5 继续导通,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 以谐振频率 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 谐振,谐振电流大于

励磁电流,副边二极管 D_{s2} 导通。变压器原边绕组两端电压被箝位在 $-nV_o$,励磁电流以斜率 nV_o/L_m 线性上升。

[0044] 参照图10,APWM-PFM混合控制策略在传统PFM控制策略中引入了直流母线电压比例前馈控制,通过母线电压比例前馈控制调节开关管占空比来控制直流母线电压,通过输出电流反馈控制来调节开关管频率 f_s 从而稳定输出电流。

[0045] 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。

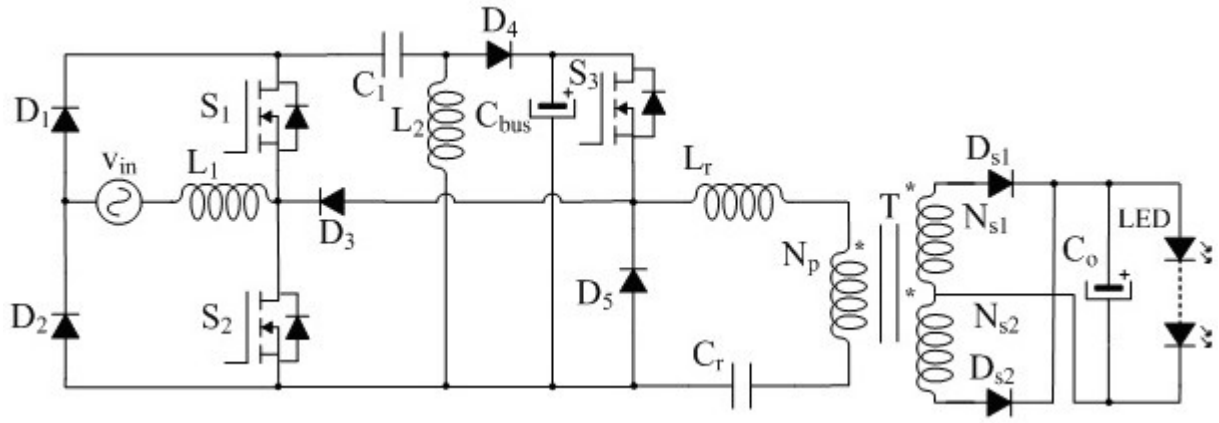
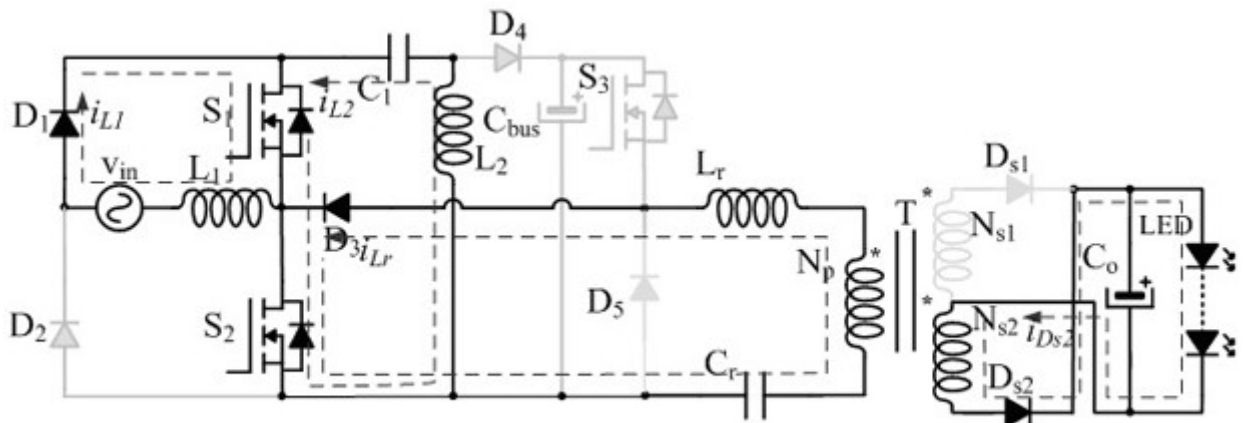
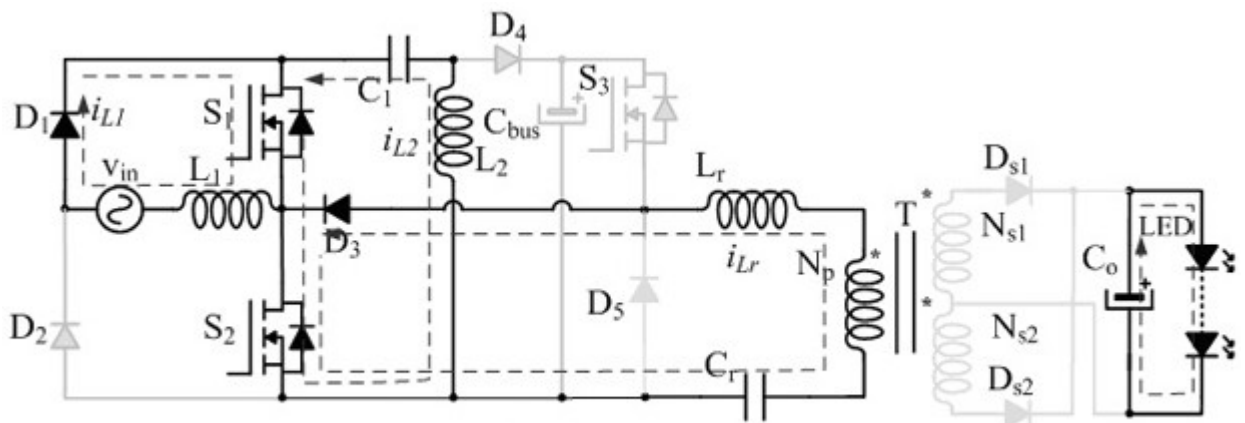


图1



工作模式1

图2



工作模式2

图3

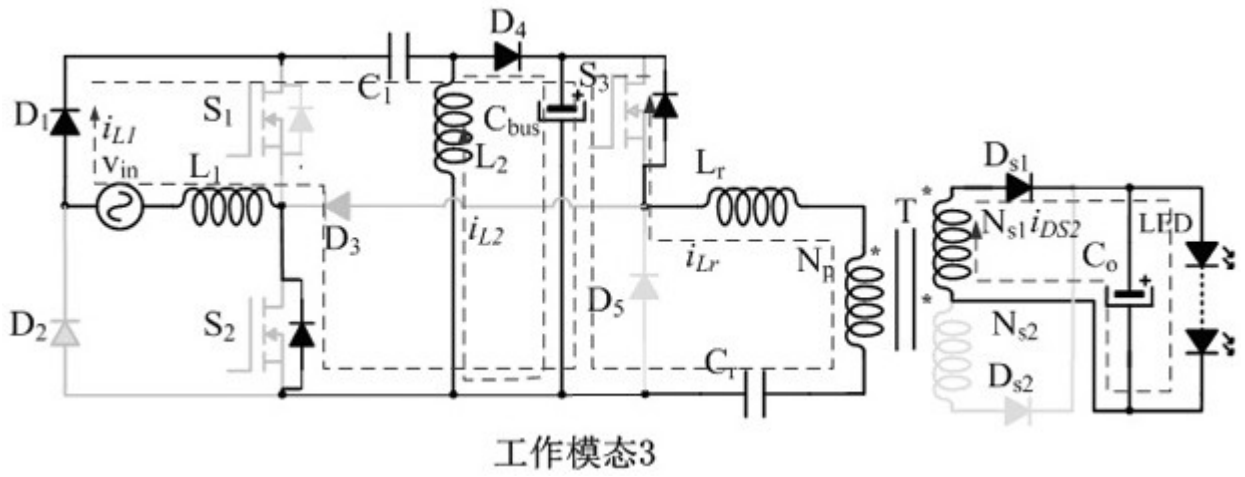


图4

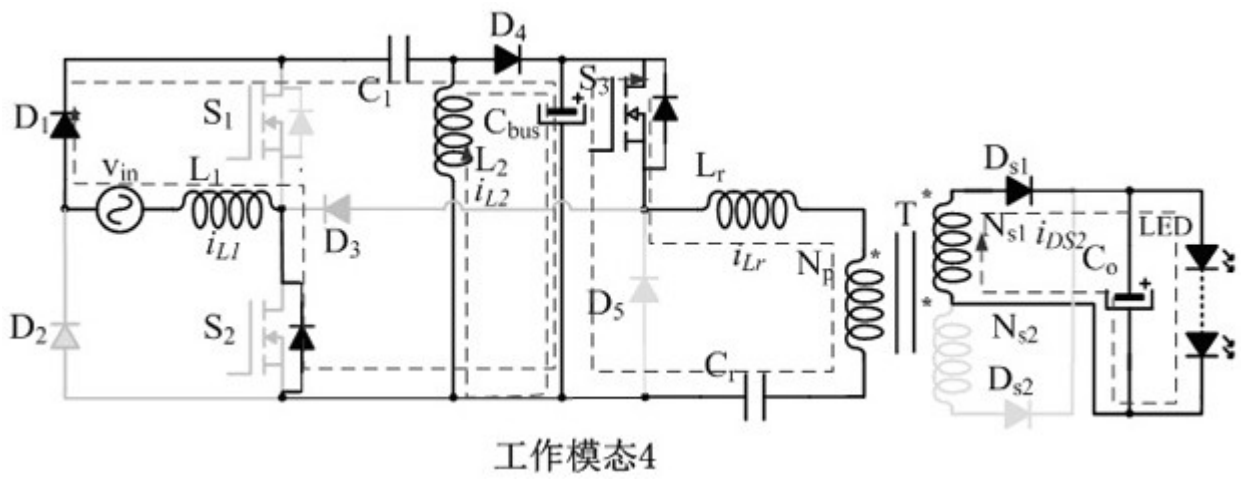


图5

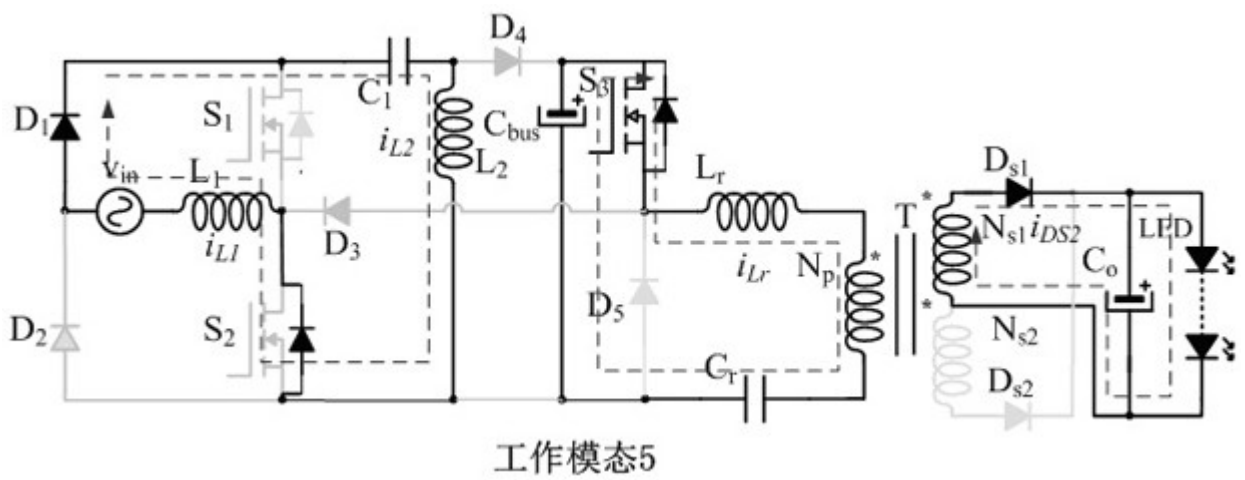


图6

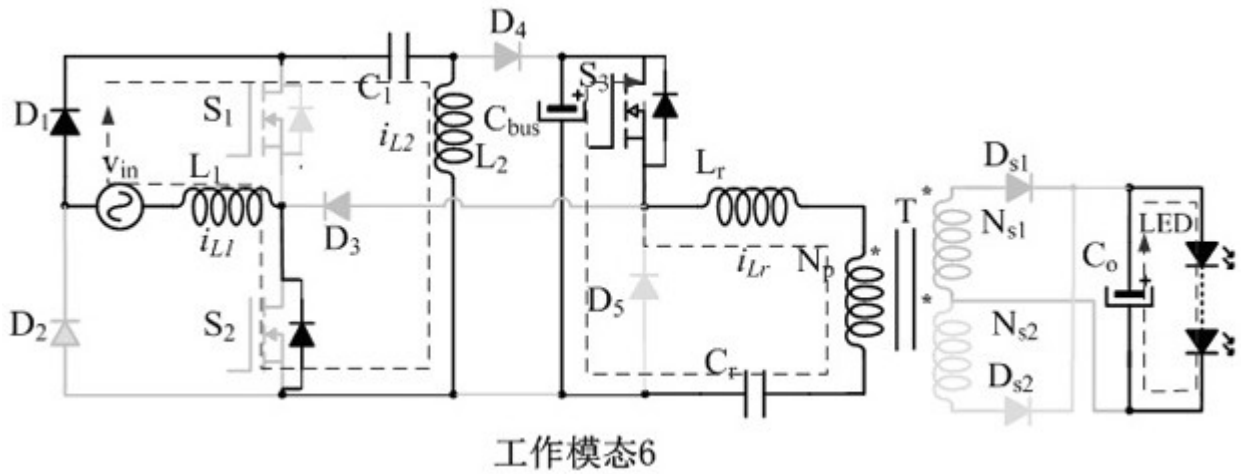


图7

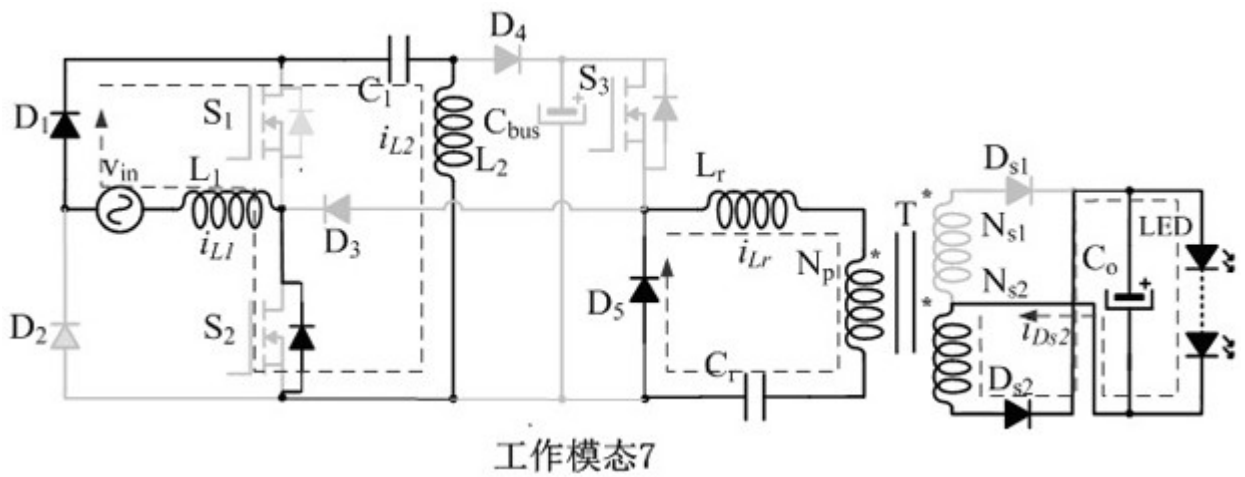


图8

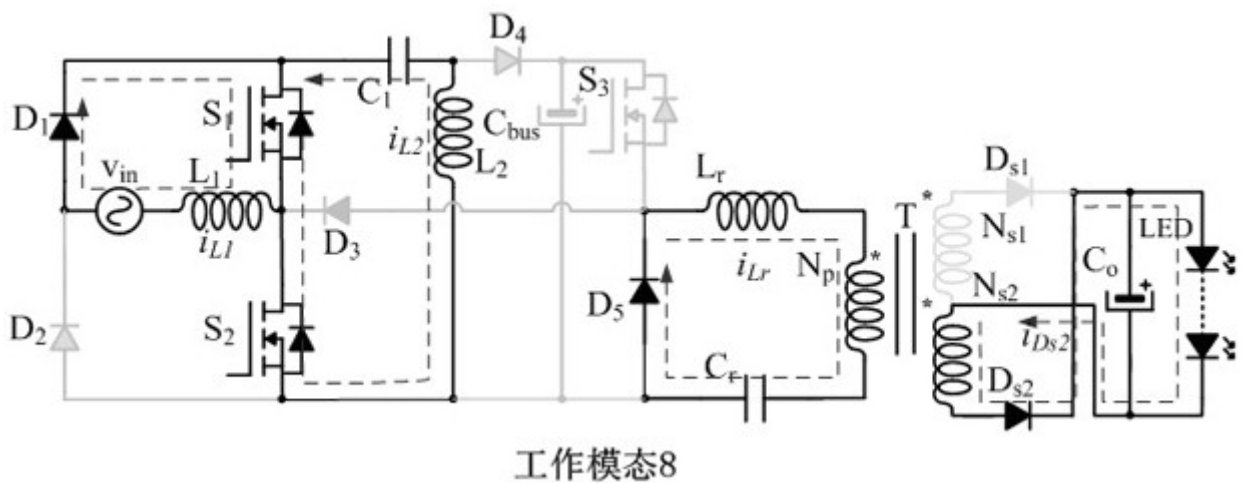


图9

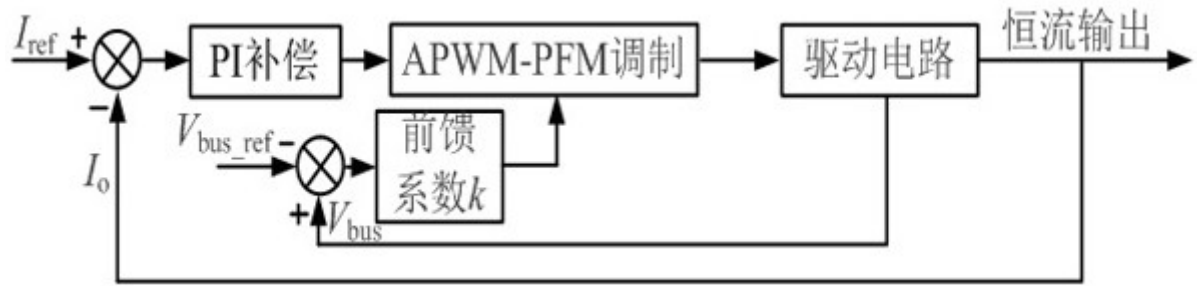


图10