



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 113489309 A

(43) 申请公布日 2021.10.08

(21) 申请号 202110800151.5

(22) 申请日 2021.07.15

(71) 申请人 西南交通大学

地址 610000 四川省成都市郫都区犀安路
999号

(72) 发明人 陈正格

(74) 专利代理机构 成都行之智信知识产权代理
有限公司 51256

代理人 王伟

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/10 (2006.01)

H02M 3/156 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

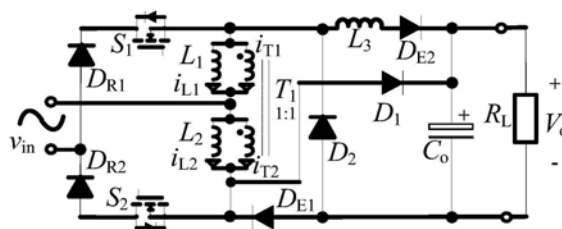
权利要求书2页 说明书7页 附图11页

(54) 发明名称

宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变
换器及控制方法

(57) 摘要

本发明公开了宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器及控制方法,涉及变换器技术领域,其技术方案要点是:包括第一整流二极管、第二整流二极管、第一开关管、第二开关管、第一电感、第二电感、第三电感、理想变压器、第一额外二极管、第二额外二极管、第一二极管、第二二极管、负载、输出电容。本发明的变换器通过降压变换单元与升降压变换单元共用开关管的方式以消除输入电流死区,同时实现了控制简化,一定程度上解决了因输入电流谐波而限制输出电压的问题;此外,变换器可以实现无桥运行以缓解变换单元需要额外增加二极管所带来的效率问题;且本发明变换器具有控制简单、功率因数高、输入电流谐波小以及宽输出电压的特点。



1. 宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,其特征是,包括:

第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第三电感 L_3 、理想变压器 T_1 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o ;

第一整流二极管 D_{R1} 的阳极与第二整流二极管 D_{R2} 的阴极均外接输入电压源 v_{in} 的一端,第一电感 L_1 的一端、第二电感 L_2 的一端、理想变压器 T_1 的原边非同名端、理想变压器 T_1 的副边同名端均外接输入电压源 v_{in} 的另一端;

第一整流二极管 D_{R1} 的阴极连接第一开关管 S_1 的源极,第二整流二极管 D_{R2} 的阳极连接第二开关管 S_2 的漏极;

第一开关管 S_1 的漏极依次连接第一电感 L_1 的另一端、理想变压器 T_1 的原边同名端、第二二极管 D_2 的阴极、第三电感 L_3 的一端;

第二开关管 S_2 的源极依次连接第二电感 L_2 的另一端、理想变压器 T_1 的副边非同名端、第一额外二极管 D_{E1} 的阴极、第一二极管 D_1 的阳极;

第二二极管 D_2 的阳极连接第一额外二极管 D_{E1} 的阳极,输出电容 C_o 的负端与负载 R_L 的一端连接;第三电感 L_3 的另一端连接第二额外二极管 D_{E2} 的阳极;第二额外二极管 D_{E2} 的阴极依次连接第一二极管 D_1 的阴极、输出电容 C_o 的阳极、负载 R_L 的另一端。

2. 根据权利要求1所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,其特征是,所述第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三电感 L_3 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成降压变换单元;

第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、理想变压器 T_1 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成升降压变换单元;

当输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时,降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态;

当输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时,仅升降压变换单元均处于工作状态。

3. 根据权利要求2所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,其特征是,所述降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态,第一电感 L_1 的充电占空比 d_1 等于第三电感 L_3 的充电占空比,且根据第一电感 L_1 、第三电感 L_3 的电感伏秒平衡,第一电感 L_1 的放电占空比始终小于第三电感 L_3 的放电占空比,变换器包括以下工作模态:

工作模态a, $[0, d_1 T_S]$: 第一开关管 S_1 处于导通状态,交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为第一电感 L_1 充能;同时,交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能;且交流输入电流经过 D_{R1} 、 S_1 、 L_3 、 D_{E1} 、 D_{E2} 、 C_o 、 R_L 、 T_1 的副边为第三电感 L_3 、输出电容 C_o 充能,也为负载 R_L 供电;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性增加, $i_{L1} = i_{L2}$;

工作模态b, $[d_1 T_S, d_1 T_S + d_{2L3} T_S]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L3} 经过 D_{E2} 、 C_o 、 D_2 、 R_L 为第三电感 L_3 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、 C_o 、 D_2 、 R_L 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性减小, $i_{L1} = i_{L2}$;

工作模态c, $[d_1 T_S + d_{2L3} T_S, d_1 T_S + d_{2L1} T_S]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L3} 已续流结束;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续线性减小;

工作模态d, $[d_1T_S+d_{2L1}T_S, T_S]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 已续流结束; 负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

4. 根据权利要求1所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器, 其特征是, 所述第一电感 L_1 与第二电感 L_2 的电感值相同。

5. 根据权利要求2所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器, 其特征是, 仅所述降压变换单元处于工作状态时, 变换器包括以下工作模态:

工作模态1, $[0, d_1T_S]$: 第一开关管 S_1 处于导通状态, 交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为电感 L_1 充能; 同时, 交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能; 输出电容 C_o 为负载 R_L 供能; 此阶段, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性增加, 且 $i_{L1}=i_{L2}$, $i_{L2}=-i_{T2}$;

工作模态2, $[d_1T_S, d_1T_S+d_{2L1}T_S]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能, 也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能; 此阶段, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性减小;

工作模态3, $[d_1T_S+d_{2L1}T_S, T_S]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 已续流结束; 负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

6. 一种变换器控制方法, 用于控制权利要求1-5任意一项所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器, 其特征是, 包括以下步骤:

通过采样电路对变换器的输出电压进行采样, 得到采样值;

将采样值输入到加减法器后与参考电压进行比较, 得到比较结果;

通过PI参数运算器对比较结果运输, 得到输出电压误差反馈信号;

通过比较器对输出电压误差反馈信号、三角波比较后, 输出用于控制第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 的驱动信号。

7. 根据权利要求6所述的一种变换器控制方法, 其特征是, 所述第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 响应于同一驱动信号以实现采用单电压环进行闭环控制。

8. 根据权利要求6所述的一种变换器控制方法, 其特征是, 所述第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 通过再检测输入电压正负半周以控制单个开关管的导通与关断控制。

宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器及控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及变换器技术领域,更具体地说,它涉及宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器及控制方法。

背景技术

[0002] 交流电 (Alternative current, AC) 转换为直流电 (Direct current, DC) 是目前重要的电能变换,即AC-DC变换。为了满足输入电流谐波 (Total harmonic distortion, THDi) 与功率因数 (Power factor, PF) 要求,通常需要使用AC-DC功率因数校正 (Power factor correction, PFC) 变换器。随着我国2060年碳中和排放的远大目标与节能倡议,高效率的无桥AC-DC PFC变换器得到越来越多的研究与应用。无桥AC-DC PFC变换器的关键在于不再使用“二极管整流桥”,即避免二极管整流桥总有两个二极管导通所带来的能量损耗,进而提高变换器效率。另一方面,目前随着大量智能移动设备的应用,如巡逻电子机器人、电动无人机、电动汽车、电力无人潜艇等,他们的电池组充电装置需要变得更为智能。不同的充电模式实际上会影响电池组的寿命,而更高的电池组寿命可以避免设备使用阶段更换电池的不便,提高设备的可靠性与寿命的同时,对于设备的推广与商用化更为有利。

[0003] 针对上述两个应用背景,目前存在两个问题。

[0004] 问题一:目前,针对无桥AC-DC PFC变换器的研究主要集中在升压类 (Boost),其他降压类 (Buck)、升降压 (Buck-boost)、Cuk类等PFC变换器研究得相对较少一些。实际上,在一些功率为数百瓦的电池组充电应用场合,降压式的无桥AC-DC PFC变换器具有更高的应用价值。特别是输出电压不需要很高的场景,通过设置更低的PFC变换器输出电压可以减少后级DC-DC变换器的数量与设计复杂性,有利于提高系统整体效率与简化系统整体复杂性。但是,如图1所示,传统AC-DC buck PFC变换器存在输入电流死区,需要设定较低的输出电压并采用合适的控制方案以满足功率因数与输入电流谐波要求。然而,限制输出电压实际上也限制了变换器的应用场景,不利于buck PFC变换器的推广与应用。

[0005] 问题二:另一方面,如图2中 (a) 所示,目前虽然有学者提出了无桥式buck PFC变换器,但是其仍然存在输入电流死区,仍然存在传统buck PFC变换器的问题。如图2中 (b) 所示,有学者提出多开关控制的无输入电流死区的buck类PFC变换器,由于需要检查死区时间以控制开关管进行变换器工作状态切换,因此存在控制复杂的问题。此外,现有文献中的buck PFC变换器拓扑需要控制开关管切换两种工作状态以取消输入电流死区,并且为了避免两个工作状态转换间的输入电流谐波增大问题,需要设置固定的切换电压与输出电压 (130V),以保证低输入电流谐波与高功率因数。即其输入电流谐波与输出电压仍然十分相关,不能实现输出电压的宽范围调节。

[0006] 因此,如何研究设计一种宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器及控制方法是我们目前急需解决的问题。

发明内容

[0007] 为解决现有技术中的不足,本发明的目的是提供宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器及控制方法。

[0008] 本发明的上述技术目的是通过以下技术方案得以实现的:

[0009] 第一方面,提供了宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,包括:

[0010] 第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第三电感 L_3 、理想变压器 T_1 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o ;

[0011] 第一整流二极管 D_{R1} 的阳极与第二整流二极管 D_{R2} 的阴极均外接输入电压源 v_{in} 的一端,第一电感 L_1 的一端、第二电感 L_2 的一端、理想变压器 T_1 的原边非同名端、理想变压器 T_1 的副边同名端均外接输入电压源 v_{in} 的另一端;

[0012] 第一整流二极管 D_{R1} 的阴极连接第一开关管 S_1 的源极,第二整流二极管 D_{R2} 的阳极连接第二开关管 S_2 的漏极;

[0013] 第一开关管 S_1 的漏极依次连接第一电感 L_1 的另一端、理想变压器 T_1 的原边同名端、第二二极管 D_2 的阴极、第三电感 L_3 的一端;

[0014] 第二开关管 S_2 的源极依次连接第二电感 L_2 的另一端、理想变压器 T_1 的副边非同名端、第一额外二极管 D_{E1} 的阴极、第一二极管 D_1 的阳极;

[0015] 第二二极管 D_2 的阳极连接第一额外二极管 D_{E1} 的阳极,输出电容 C_o 的负端与负载 R_L 的一端连接;第三电感 L_3 的另一端连接第二额外二极管 D_{E2} 的阳极;第二额外二极管 D_{E2} 的阴极依次连接第一二极管 D_1 的阴极、输出电容 C_o 的阳极、负载 R_L 的另一端。

[0016] 进一步的,所述第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三电感 L_3 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成降压变换单元;

[0017] 第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、理想变压器 T_1 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成升降压变换单元;

[0018] 当输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时,降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态;

[0019] 当输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时,仅升降压变换单元均处于工作状态。

[0020] 进一步的,所述降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态,第一电感 L_1 的充电占空比 d_1 等于第三电感 L_3 的充电占空比,且根据第一电感 L_1 、第三电感 L_3 的电感伏秒平衡,第一电感 L_1 的放电占空比始终小于第三电感 L_3 的放电占空比,变换器包括以下工作模态:

[0021] 工作模态a, $[0, d_1 T_s]$: 第一开关管 S_1 处于导通状态,交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为第一电感 L_1 充能;同时,交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能;且交流输入电流经过 D_{R1} 、 S_1 、 L_3 、 D_{E1} 、 D_{E2} 、 C_o 、 R_L 、 T_1 的副边为第三电感 L_3 、输出电容 C_o 充能,也为负载 R_L 供电;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性增加, $i_{L1} = i_{L2}$;

[0022] 工作模态b, $[d_1 T_s, d_1 T_s + d_{2L3} T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L3} 经过 D_{E2} 、 C_o 、 D_2 、 R_L 为第三电感 L_3 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、

C_o 、 D_2 、 R_L 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性减小, $i_{L1}=i_{L2}$;

[0023] 工作模态c, $[d_1T_S+d_{2L3}T_S, d_1T_S+d_{2L1}T_S]$:第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L3} 已续流结束;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续线性减小;

[0024] 工作模态d, $[d_1T_S+d_{2L1}T_S, T_S]$:第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 已续流结束;负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

[0025] 进一步的,所述第一电感 L_1 与第二电感 L_2 的电感值相同。

[0026] 进一步的,仅所述降压变换单元处于工作状态时,变换器包括以下工作模式:

[0027] 工作模态1, $[0, d_1T_S]$:第一开关管 S_1 处于导通状态,交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为电感 L_1 充能;同时,交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能;输出电容 C_o 为负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性增加,且 $i_{L1}=i_{L2}$, $i_{L2}=-i_{T2}$;

[0028] 工作模态2, $[d_1T_S, d_1T_S+d_{2L1}T_S]$:第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性减小;

[0029] 工作模态3, $[d_1T_S+d_{2L1}T_S, T_S]$:第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 已续流结束;负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

[0030] 第二方面,提供了一种变换器控制方法,用于控制第一方面中任意一项所述的宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,包括以下步骤:

[0031] 通过采样电路对变换器的输出电压进行采样,得到采样值;

[0032] 将采样值输入到加减法器后与参考电压进行比较,得到比较结果;

[0033] 通过PI参数运算器对比较结果运输,得到输出电压误差反馈信号;

[0034] 通过比较器对输出电压误差反馈信号、三角波比较后,输出用于控制第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 的驱动信号。

[0035] 进一步的,所述第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 响应于同一驱动信号以实现采用单电压环进行闭环控制。

[0036] 进一步的,所述第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 通过再检测输入电压正负半周以控制单个开关管的导通与关断控制。

[0037] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:

[0038] 1、本发明提供的变换器中降压变换单元(buck)与升降压(buck-boost)是并联运行且同时运行,因此不需要检测输入电压判断变换器工作状态,仅需要单电压环即可实现闭环控制,其控制简单,不存在因工作状态切换造成变换器输出不稳定、PF干扰、设计难度增大等问题;

[0039] 2、本发明提供的变换器实现了无桥运行,可以尽量降低因增加额外二极管所造成的效率降低的影响;

[0040] 3、本发明提供的变换器因为工作状态的自动切换而具有更宽的输出电压,变换器可以不再为了保证低THDi而固定输出电压,可以根据应用场景设置宽输出电压而不会较大地影响变换器的THDi与PF值。

附图说明

[0041] 此处所说明的附图用来提供对本发明实施例的进一步理解,构成本申请的一部分,并不构成对本发明实施例的限定。在附图中:

[0042] 图1为传统buck PFC变换器的电路原理图,图1中(a)为拓扑,图1中(a)为输入电压与输出电压所确定的输入电流死区时间;

[0043] 图2是现有技术中的两种无桥buck PFC变换器原理图,(a)为仍存在输入电流死区的无桥拓扑,(b)为采用反激(flyback)为并联变换单元消去输入电流死区的无桥拓扑;

[0044] 图3是本发明实施例中变换器的电路原理图;

[0045] 图4是本发明实施例中变换器的控制原理图;

[0046] 图5是本发明实施例中输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时的等效电路图,图中a为工作模态a,图中b为工作模态b,图中c为工作模态c,图中d为工作模态d;

[0047] 图6是本发明实施例中输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时一个开关周期内的关键器件理论波形图;

[0048] 图7是本发明实施例中输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时的等效电路图,图中a为工作模态1,图中b为工作模态2,图中c为工作模态3;

[0049] 图8是本发明实施例中输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时一个开关周期内的关键器件理论波形图;

[0050] 图9是本发明实施例中在半个工频周期内的输入电压、输入电流与输出电压理论波形图;

[0051] 图10是本发明实施例中交流输入工频周期内的器件关键波形的仿真图;

[0052] 图11是本发明实施例中变换器THDi与PF仿真值结果示意图,a:输出为90V,b:输出为120V,c:输出为150V,d:输出为180V;

[0053] 图12是本发明实施例中输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时在开关周期时间刻度下的器件关键波形仿真图;

[0054] 图13是本发明实施例中输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时在开关周期时间刻度下的器件关键波形仿真图。

具体实施方式

[0055] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚明白,下面结合实施例和附图,对本发明作进一步的详细说明,本发明的示意性实施方式及其说明仅用于解释本发明,并不作为对本发明的限定。

[0056] 实施例1:宽输出电压的无桥降压式功率因数校正变换器,如图3所示,包括第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第三电感 L_3 、理想变压器 T_1 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 。

[0057] 其中,第一整流二极管 D_{R1} 的阳极与第二整流二极管 D_{R2} 的阴极均外接输入电压源 v_{in} 的一端,第一电感 L_1 的一端、第二电感 L_2 的一端、理想变压器 T_1 的原边非同名端、理想变压器 T_1 的副边同名端均外接输入电压源 v_{in} 的另一端。第一整流二极管 D_{R1} 的阴极连接第一开关管 S_1 的源极,第二整流二极管 D_{R2} 的阳极连接第二开关管 S_2 的漏极。第一开关管 S_1 的漏极依次

连接第一电感 L_1 的另一端、理想变压器 T_1 的原边同名端、第二二极管 D_2 的阴极、第三电感 L_3 的一端。第二开关管 S_2 的源极依次连接第二电感 L_2 的另一端、理想变压器 T_1 的副边非同名端、第一额外二极管 D_{E1} 的阴极、第一二极管 D_1 的阳极。第二二极管 D_2 的阳极连接第一额外二极管 D_{E1} 的阳极,输出电容 C_o 的负端与负载 R_L 的一端连接;第三电感 L_3 的另一端连接第二额外二极管 D_{E2} 的阳极;第二额外二极管 D_{E2} 的阴极依次连接第一二极管 D_1 的阴极、输出电容 C_o 的阳极、负载 R_L 的另一端。

[0058] 第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三电感 L_3 、第一额外二极管 D_{E1} 、第二额外二极管 D_{E2} 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成降压变换单元。第一整流二极管 D_{R1} 、第二整流二极管 D_{R2} 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、理想变压器 T_1 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、负载 R_L 、输出电容 C_o 组成升降压变换单元。当输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时,降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态;当输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时,仅升降压变换单元处于工作状态。

[0059] 如图5所示,当输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时,降压变换单元、升降压变换单元均处于工作状态,变换器的buck变换单元与buck-boost变换单元均会运行,变换器有4种等效工作模式。且根据第一电感 L_1 、第三电感 L_3 的电感伏秒平衡,第一电感 L_1 的放电占空比始终小于第三电感 L_3 的放电占空比。

[0060] 图6是当 $v_{in} > V_o$ 时本发明变换器在一个开关周期 T_s 的关键器件理论波形图,包括第一开关管 S_1 的驱动信号 v_{S1} ,第二开关管 S_2 的驱动信号 v_{S2} ,第一开关管的电流 i_{S1} ,第一电感 L_1 的电流 i_{L1} 与其电流峰值 $I_{L1,pk}$,第二电感的电流 i_{L2} 与其电流峰值 $I_{L2,pk}$,第三电感的电流 i_{L3} 与其电流峰值 $I_{L3,pk}$,第一额外二极管的电流 i_{DE1} ,第二二极管的电流 i_{D2} 。图6中, d_1 是第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第三电感 L_3 充电时占空比, d_{2L1} 是第一电感 L_1 放电时占空比, d_{2L3} 是第三电感 L_3 放电时占空比。具体工作模式描述如下:

[0061] 工作模式a, $[0, d_1 T_s]$: 第一开关管 S_1 处于导通状态,交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为第一电感 L_1 充能;同时,交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能;且交流输入电流经过 D_{R1} 、 S_1 、 L_3 、 D_{E1} 、 D_{E2} 、 C_o 、 R_L 、 T_1 的副边为第三电感 L_3 、输出电容 C_o 充能,也为负载 R_L 供电;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性增加, $i_{L1} = i_{L2}$, $i_{T1} = -i_{T2}$;

[0062] 工作模式b, $[d_1 T_s, d_1 T_s + d_{2L3} T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L3} 经过 D_{E2} 、 C_o 、 D_2 、 R_L 为第三电感 L_3 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、 C_o 、 D_2 、 R_L 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 线性减小, $i_{L1} = i_{L2}$;

[0063] 工作模式c, $[d_1 T_s + d_{2L3} T_s, d_1 T_s + d_{2L1} T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;同时,电感电流 i_{L3} 已续流结束;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 继续线性减小;

[0064] 工作模式d, $[d_1 T_s + d_{2L1} T_s, T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 已续流结束;负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

[0065] 在交流输入正半周期内,上述4种工作模式会循环出现直到输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时,变换器会进入另一工作状态,即buck-boost工作状态。

[0066] 在本实施例中,第一电感 L_1 与第二电感 L_2 的电感值相同,有效保持正负半周输入波形对称性。

[0067] 如图7所示,当输入电压 v_{in} 小于输出电压 V_o 时,变换器的buck变换单元不再运行而仅有buck-boost变换单元运行,变换器有3种等效电路。此时,由于buck-boost变换单元仍在运行,因此变换器输入电流不为0,即无输入电流死区。

[0068] 图8是当 $v_{in} < V_o$ 时变换器在一个开关周期 T_s 的关键器件波形原理图。由于buck变换单元不运行,因此电感电流 i_{L4} 为0。具体工作模态描述如下:

[0069] 工作模态1, $[0, d_1 T_s]$: 第一开关管 S_1 处于导通状态,交流输入电流经过 S_1 、 L_1 、 D_{R1} 为电感 L_1 充能;同时,交流输入电压 v_{in} 通过理想变压器 T_1 的原边为副边的第二电感 L_2 充能;输出电容 C_o 为负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性增加,且 $i_{L1} = i_{L2}$, $i_{T1} = -i_{T2}$;

[0070] 工作模态2, $[d_1 T_s, d_1 T_s + d_{2L1} T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 经过 D_1 、 C_o 、 D_2 为电感 L_1 、 L_2 放能,也为输出电容 C_o 与负载 R_L 供能;此阶段,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性减小;

[0071] 工作模态3, $[d_1 T_s + d_{2L1} T_s, T_s]$: 第一开关管 S_1 处于关断状态,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 已续流结束;负载 R_L 由输出电容 C_o 供能。

[0072] 在交流输入正半周期内,上述3种工作模态会循环出现直到输入电压 v_{in} 大于输出电压 V_o 时,变换器会进入buck与buck-boost工作状态。

[0073] 图9是变换器的输入电流 i_{in} 、输入电压 v_{in} 与输出电压 V_o 的理论关系图。可以看到图9中,当 $v_{in} < V_o$ 时,由于buck-boost变换单元的运行,变换器的原输入电流死区不再存在。并且由于变换器一直存在buck-boost变换单元的运行,因此当buck变换单元不再运行时,变换器的工作状态切换自动,不需要额外的开关动作,这简化了变换器控制要求。变换器不需要固定输出电压与切换电压以维持变换器工作状态切换时的PF值与THDi值。

[0074] 一、单电压环闭环控制

[0075] 图4为两种无桥buck PFC变换器所采用的单电压环闭环控制电路原理图,其包括输出电压采样、加减法器、PI参数运算器、输出电压参考信号、锯齿波信号与比较器。闭环控制的实现过程如下:通过采样电路对变换器的输出电压进行采样,得到采样值;将采样值输入到加减法器后与参考电压进行比较,得到比较结果;通过PI参数运算器对比较结果运输,得到输出电压误差反馈信号;通过比较器对输出电压误差反馈信号、三角波比较后,输出用于控制第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 的驱动信号。

[0076] 需要说明的是,第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 响应于同一驱动信号以实现采用单电压环进行闭环控制。或,第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 通过再检测输入电压正负半周以控制单个开关管的导通与关断控制,可以避免开关管驱动损耗。

[0077] 二、变换器仿真结果

[0078] 采用PSIM仿真软件对变换器的原理与控制方式进行了验证。主要的电路参数如下:交流输入电压为220Vac,输出直流电压为90-180V,输出电容为990uF,电感 $L_1 = L_2 = 100\mu H$,电感 $L_3 = 380\mu H$,开关频率为50kHz,输出功率为200W。

[0079] 图10是变换器在交流工频周期时间刻度下的关键器件波形仿真图。可以看到变换器各个波形符合理论分析波形,且运行稳定,无输入电流 i_{in} 死区时间,开关管 S_1 、 S_2 交替在半个工频周期内工作,实现了无桥运行。

[0080] 图11(a) - (d)给出了本发明的无桥buck PFC变换器的PF值、THDi在不同输出电压 V_o 情况的仿真测量值。可以看到本发明的变换器PF值在不同的输出电压情况均能维持在

0.99以上,并且其THDi值均在5%左右及以下。

[0081] 图12为在开关周期时间刻度下当 $v_{in} > V_o$ 时变换器的关键器件波形仿真图。可以看到变换器的关键器件波形图与图6所示的理论波形图一致,说明变换器工作模态与理论分析一致。

[0082] 图13为在开关周期时间刻度下当 $v_{in} < V_o$ 时变换器的关键器件波形仿真图。可以看到变换器的关键器件波形图与图8所示的理论波形图一致,说明变换器工作模态与理论分析一致。

[0083] 根据上述理论分析与仿真结果,可以看出本发明所提出的高功率因数宽输出电压无桥buck PFC变换器,可以在较宽的输出电压范围内,实现较高的PF值与较低THDi值,并且其可以采用简单的单电压环实现输入电流死区的消去与“无桥”运行。本发明控制简单,在较宽的输出电压范围内均具有高功率因数、低输入电流谐波的性能特点,且通过设置较高的输出电压可以适用于更宽泛应用场景,因此相比于现有技术方案具有明显技术优势。

[0084] 工作原理:本发明的变换器通过buck变换单元与buck-boost变换单元共用开关管的方式以消除输入电流死区,同时实现了控制简化,一定程度上解决了因输入电流谐波而限制输出电压的问题。此外,变换器可以实现无桥运行以缓解变换单元需要额外增加二极管所带来的效率问题。本发明变换器具有控制简单、功率因数高、输入电流谐波小以及宽输出电压的特点。

[0085] 以上所述的具体实施方式,对本发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明,所应理解的是,以上所述仅为本发明的具体实施方式而已,并不用于限定本发明的保护范围,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

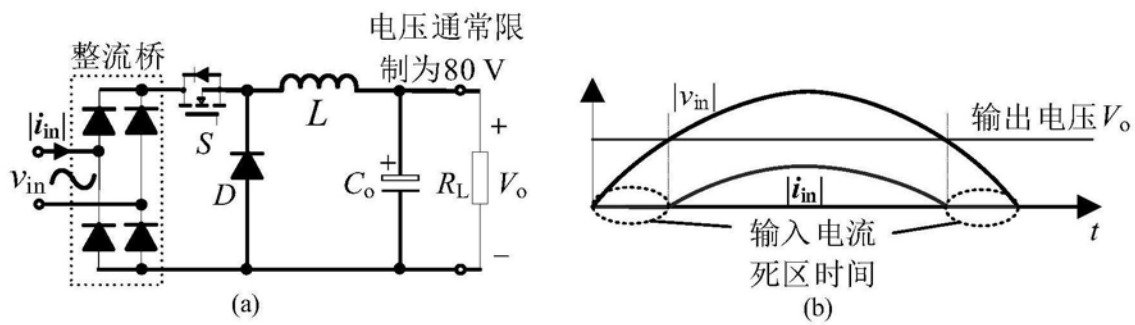


图1

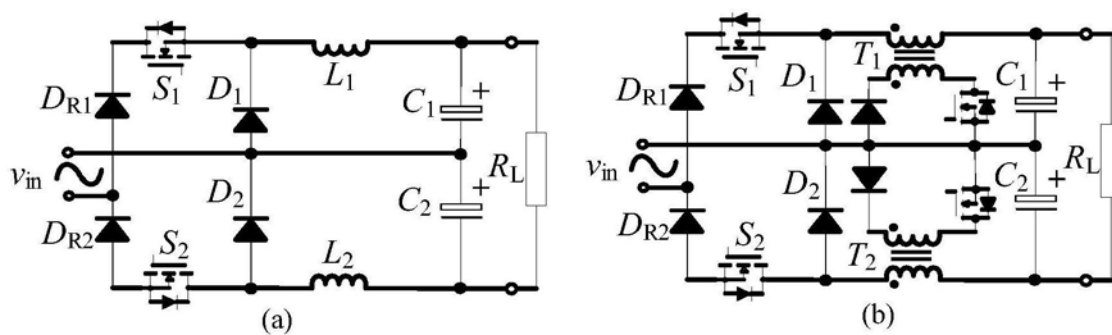


图2

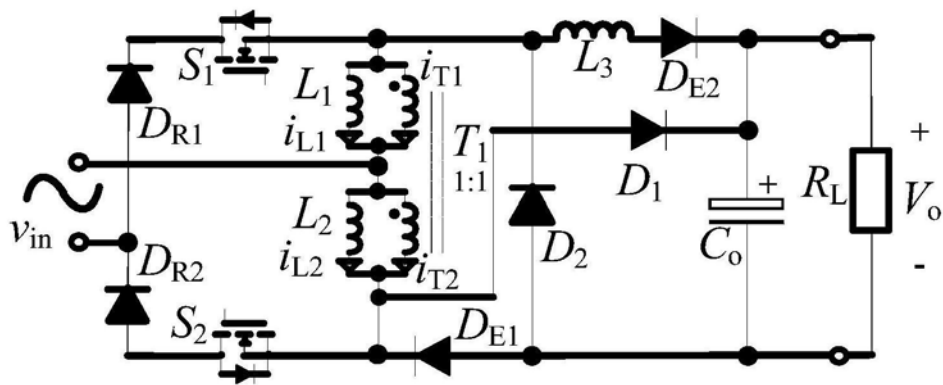


图3

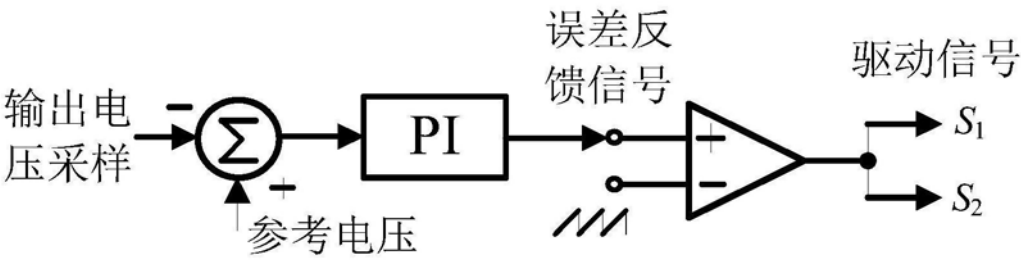
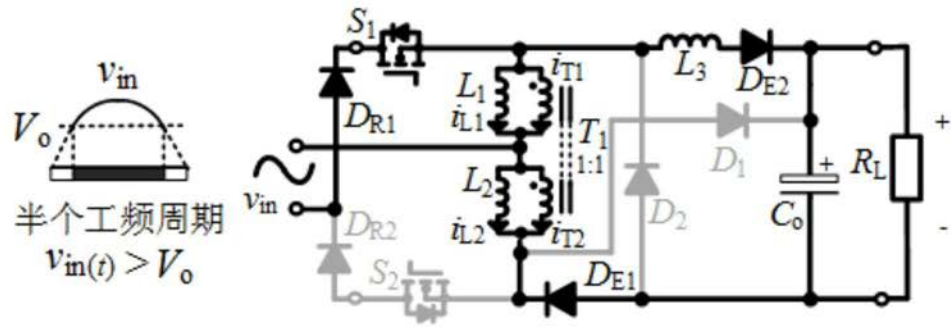
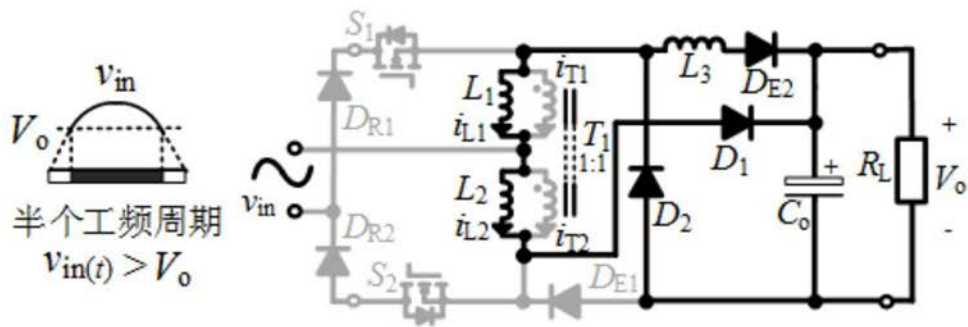


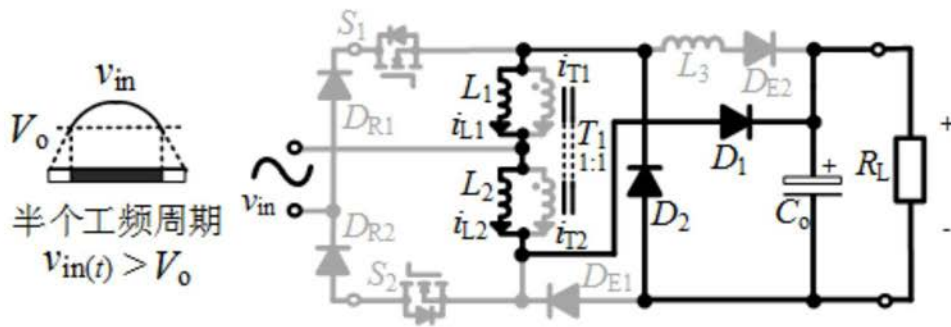
图4



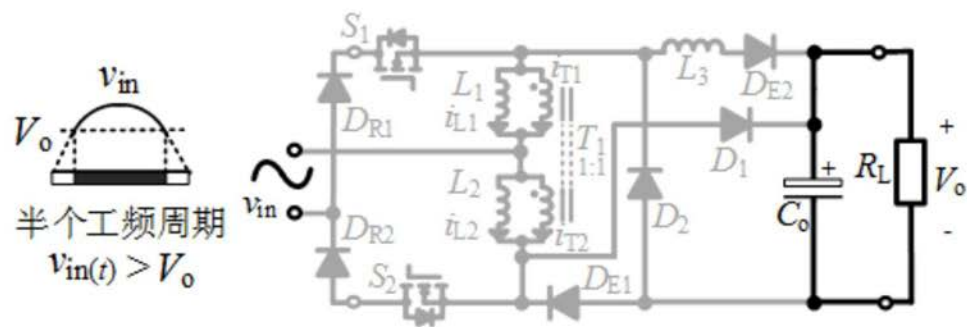
a



b



c



d

图5

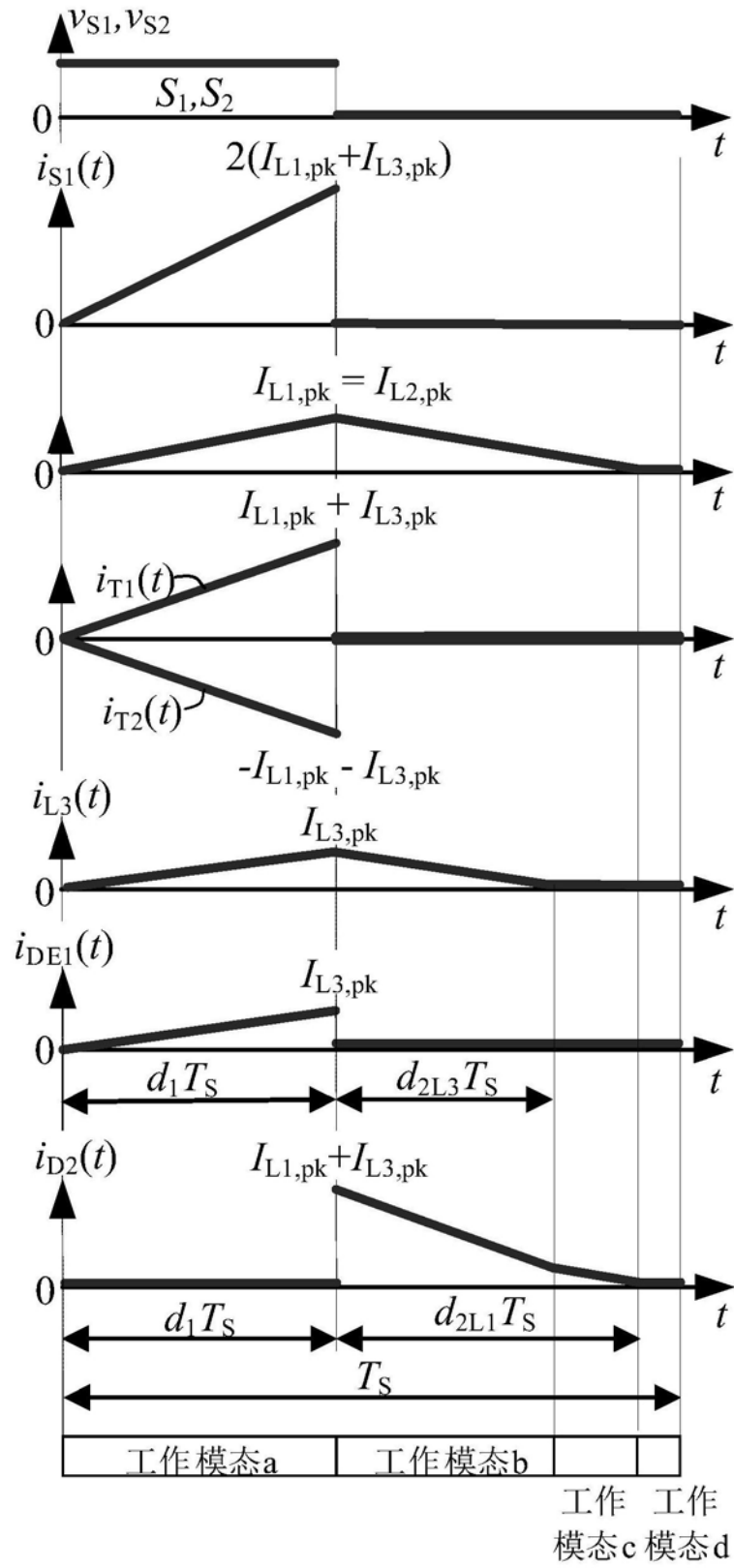


图6

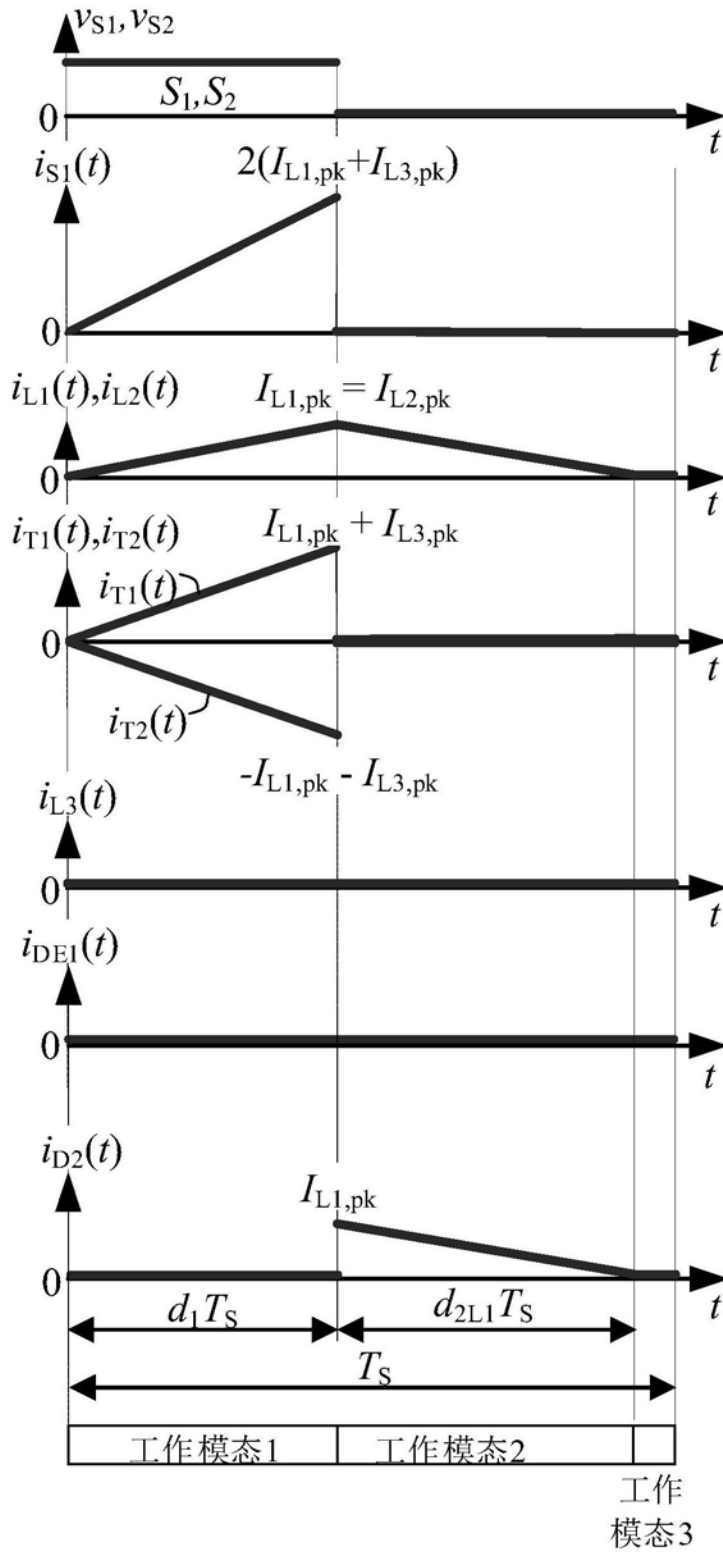


图8

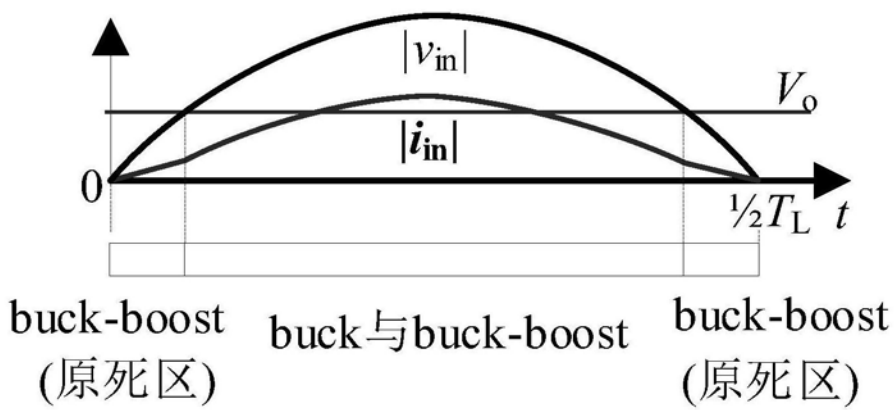


图9

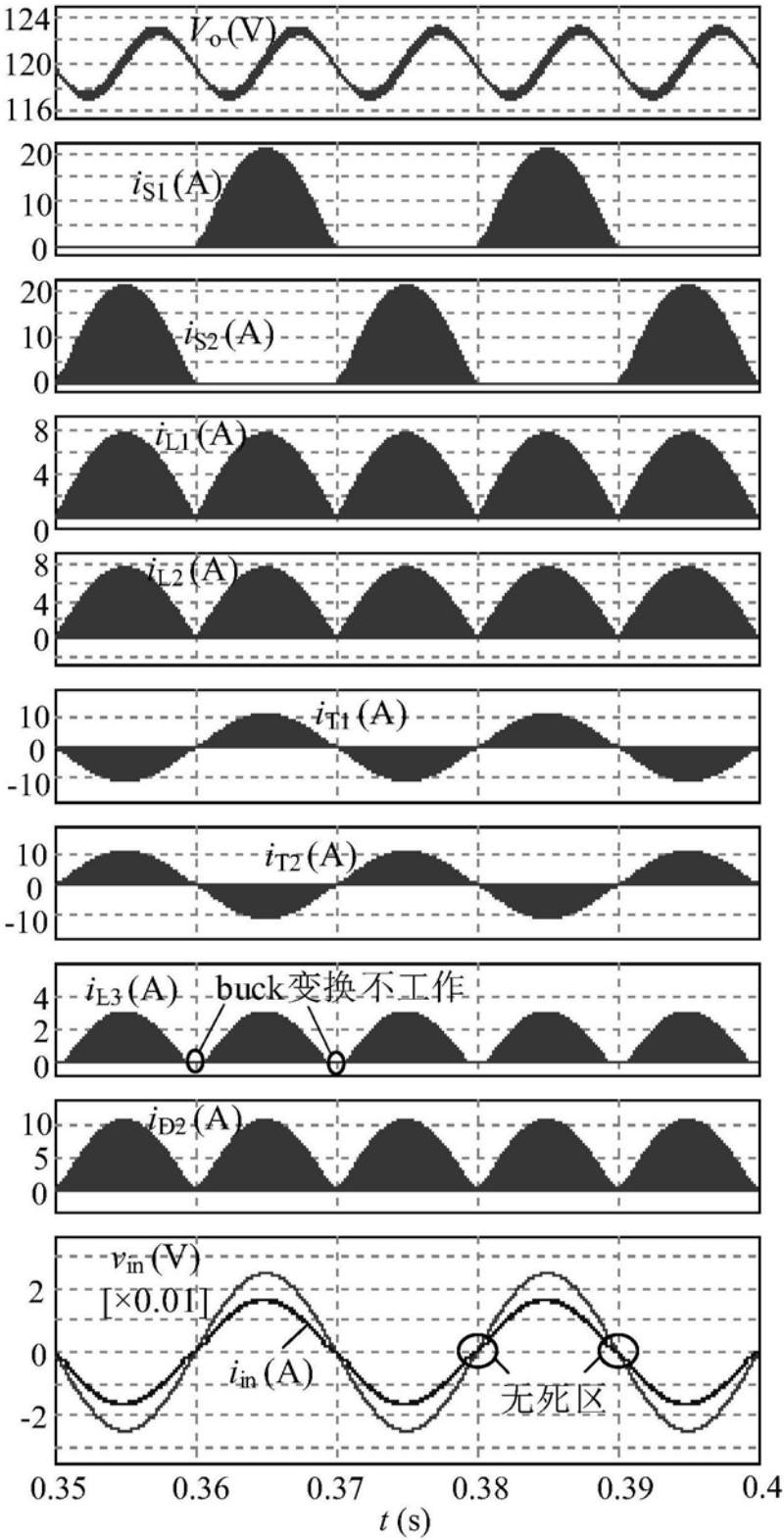


图10

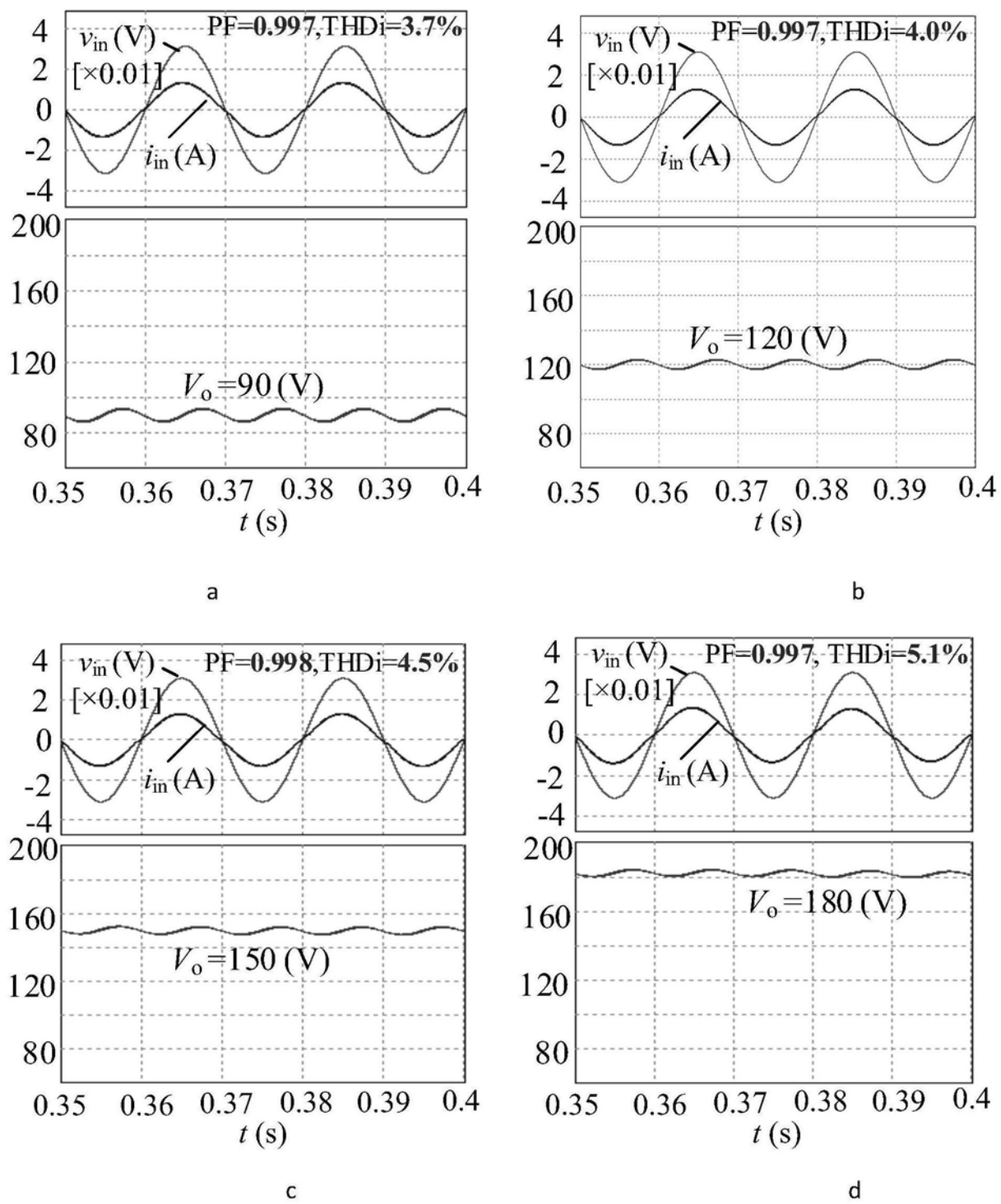


图11

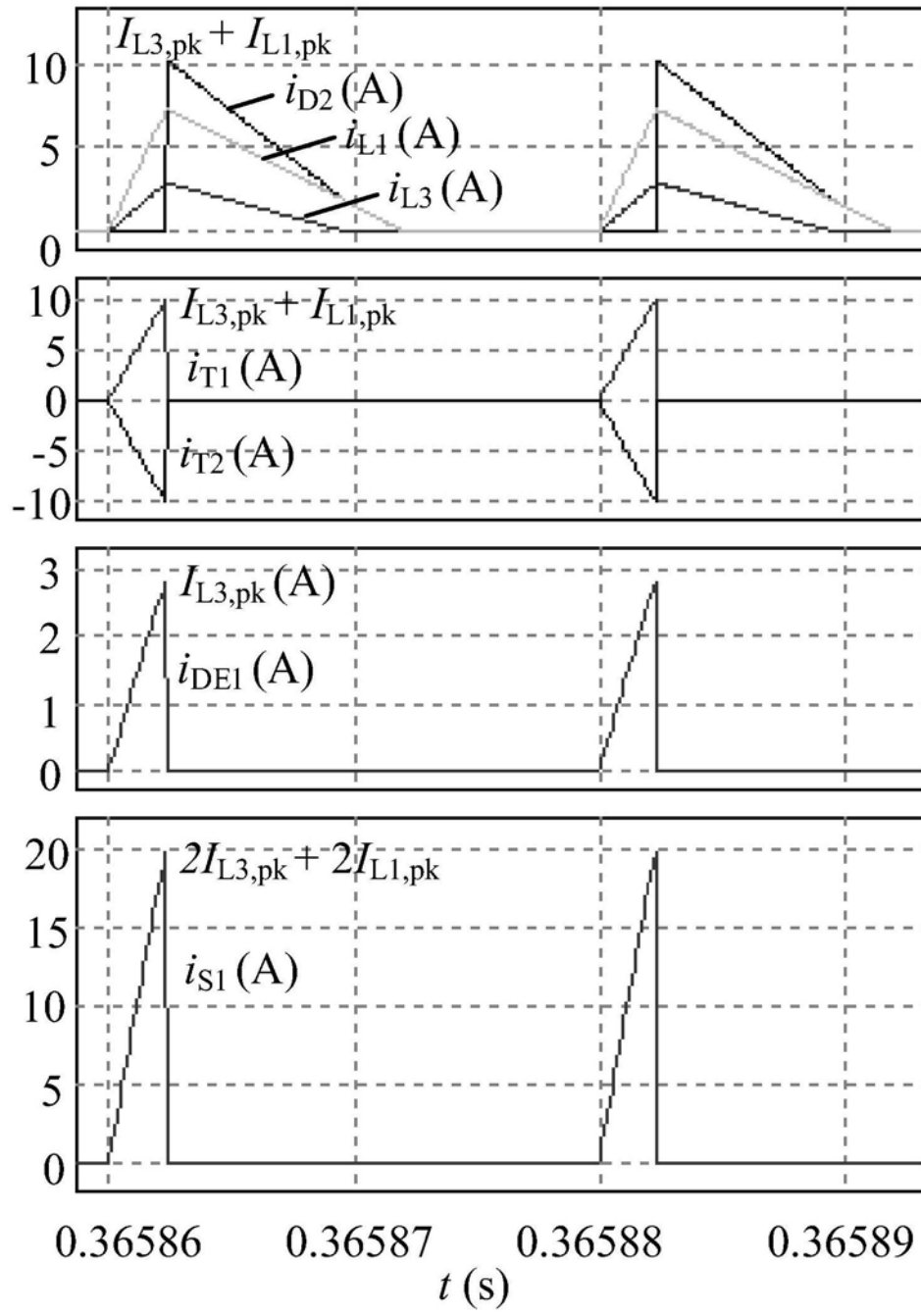


图12

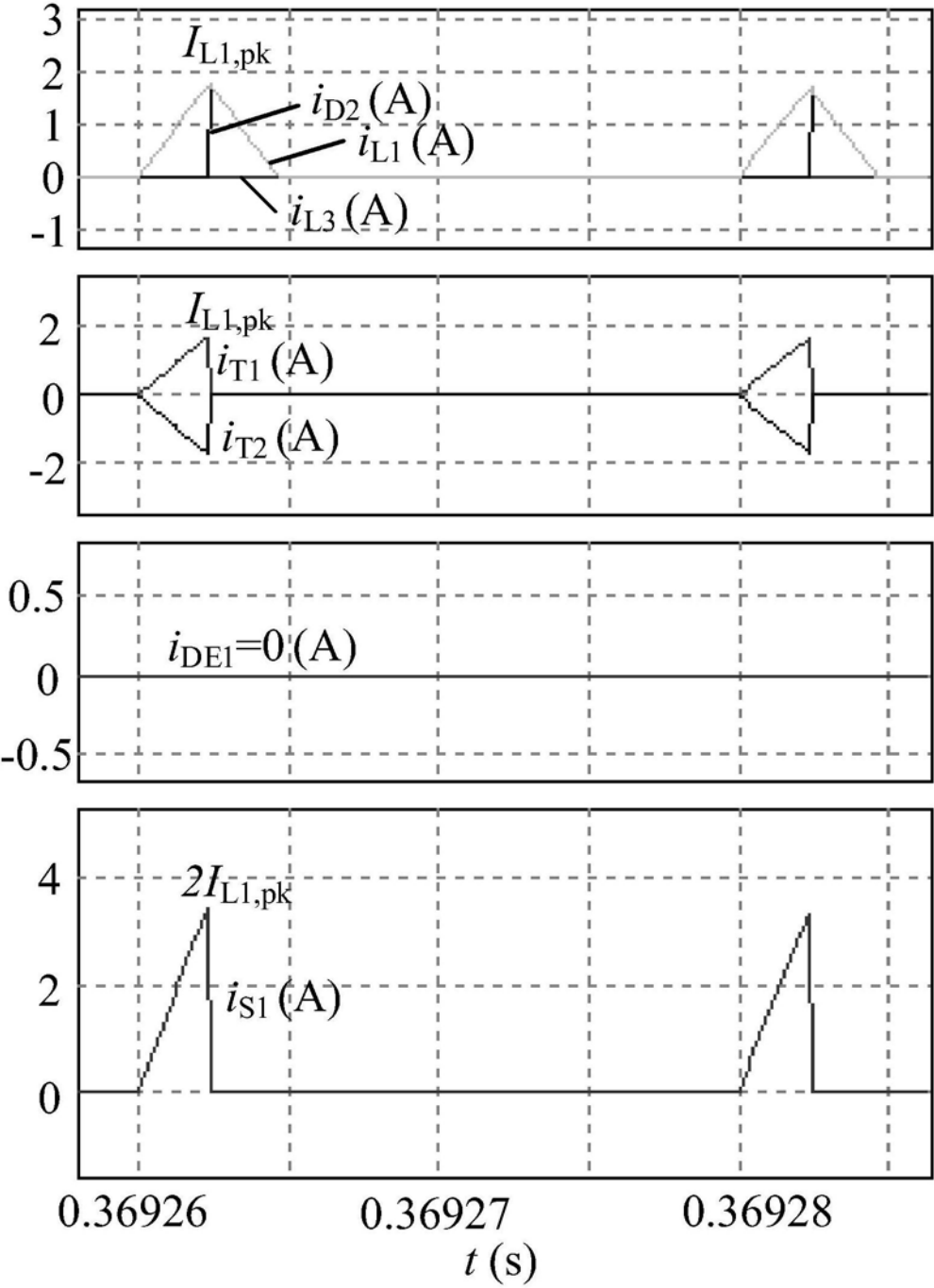


图13