

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101771346 A

(43) 申请公布日 2010.07.07

(21) 申请号 200810187781.4

(22) 申请日 2008.12.31

(71) 申请人 聚积科技股份有限公司

地址 中国台湾新竹市

(72) 发明人 李彦村

(74) 专利代理机构 北京律诚同业知识产权代理

有限公司 11006

代理人 梁挥 祁建国

(51) Int. Cl.

H02M 3/28(2006.01)

H02M 3/335(2006.01)

H02M 1/42(2007.01)

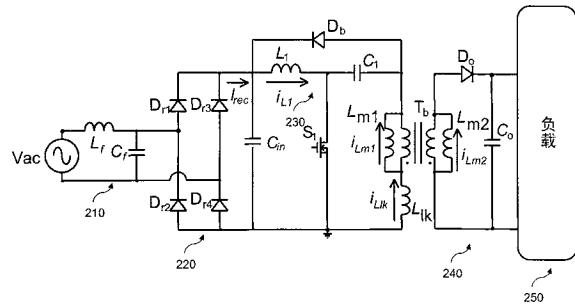
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 34 页

(54) 发明名称

具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器

(57) 摘要

本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器,包括有一升降压电路,用对一电源进行升压或降压;一变压器,与升降压电路电性连接,用以转换升压或降压的电源;一开关,与升降压电路电性连接;一输入电容,与升降压电路电性连接;以及一输出电路,用以输出变压器转换后的电源;其中当该开关截止时,该升降压电路提供一能量回复路径,以将储存该变压器的一泄漏电感内的能量回送至该输入电容。本发明利用能量回复路径将储存于返驰式转换器或顺向式转换器中的变压器泄漏电感内的能量回送至输入电容。通过这种方式,不必再外加其它组件,就能解决返驰式转换器或顺向式转换器变压器的泄漏电感问题,进而提升电路效率。



1. 一种具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器,其特征在于,包括有:

- 一升降压电路,用对一电源进行升压或降压;
- 一输入电容,与该升降压电路电性连接;
- 一变压器,与该升降压电路电性连接,用以转换该升压或降压的电源;
- 一开关,与该升降压电路电性连接;以及
- 一输出电路,用以输出该变压器转换后的电源;

其中当该开关截止时,该升降压电路提供一能量回复路径,以将储存该变压器的一泄漏电感内的能量回送至该输入电容。

2. 如权利要求 1 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该升降压电路包括一电感、一电容、以及一整流器,其特征在于,该升降压电路的该电感与该升降压电路的该电容串联,该升降压电路的该整流器与串联后的该电感与该电容并联。

3. 如权利要求 2 所述的交流对直流转换器,其特征在于,当该开关截止时,该升降压电路的该整流器形成该能量回复路径。

4. 如权利要求 2 所述的交流对直流转换器,其特征在于,还包括有一整流器,连接于该升降压电路的该电感的一侧。

5. 如权利要求 2 所述的交流对直流转换器,其特征在于,还包括有一整流器,连接于该变压器的一次侧。

6. 如权利要求 2 所述的交流对直流转换器,其特征在于,还包括有至少两个整流器,分别连接于该升降压电路的该电感与该变压器的一侧。

7. 如权利要求 2 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该升降压电路的该电感的铁芯与该变压器的铁芯共享。

8. 如权利要求 1 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该输出电路由一输出整流器与一输出电容组成。

9. 如权利要求 1 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该输出电路由一两输出整流器、一输出电容与一输出电感组成。

10. 如权利要求 9 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该电感的铁芯与该输出电感的铁芯共享。

11. 如权利要求 1 所述的交流对直流转换器,其特征在于,更包括有一整流电路,与该输入电容电性连接,用以对该电源进行整流。

12. 如权利要求 11 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该整流器包括有至少一个以上的整流器。

13. 如权利要求 11 所述的交流对直流转换器,其特征在于,更包括有一滤波电路,与该整流电路电性连接。

14. 如权利要求 13 所述的交流对直流转换器,其特征在于,该滤波电路由一滤波电感与一滤波电容组成。

## 具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及关于一种交流对直流转换器,特别是一种具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器。

### 背景技术

[0002] 传统交流对直流转换器常用的组合为,前级使用升压式转换器(Boostconverter)、降压式转换器(Buck converter)或升降压式转换器(Buck-boostconverter)作为功因修正电路,再搭配后级驱动电路,如前向式转换器(Forwardconverter)或返驰式转换器(Flyback converter),达到电气隔离并将输出电压转换至设定准位,使电压稳定操作来驱动负载。在传统两级式的架构下,因需要两组独立控制的转换器电路,因此电路成本较高;同时两次的功率转换也会造成电路效率降低。

[0003] 图1为现有技术所揭露的含升降压电路(Buck-Boost PFC)及返驰式转换器(Flyback converter)的双级式高功因隔离型交流对直流转换器,由返驰式转换器及升降压电路构成。包括有一滤波电路110,用以对交流电源 $V_{ac}$ 进行滤波,滤波电路110由滤波电感 $L_f$ 及滤波电容 $C_f$ 组成。滤波后的电源则由二极管 $Dr1$ 、 $Dr2$ 、 $Dr3$ 、 $Dr4$ 所组成的整流电路120进行整流。升降压电路130系由电感 $L_b$ 、电容 $C_{dc}$ 、以及二极管 $D$ 组成,另还有一个开关 $S1$ 。返驰式转换器140利用开关 $S2$ 高频切换,从电容 $C_{dc}$ 汲取能量,并通过变压器 $T$ 将能量传送到二次侧,达到改变电压准位与电气隔离的效果。升降压电路130则利用开关 $S1$ 高频切换,控制输入电流,达成功因修正的效果。输出整流器 $Do$ 与输出电容 $Co$ 则用来滤波。

[0004] 图2为现有技术所揭露的升降压电路(Buck-Boost PFC)及顺向式转换器(Forward converter)的双级式高功因隔离型交流对直流转换器,由升降压电路(Buck-Boost PFC)及顺向式转换器(Forward converter)组成。与图1类似,所以相类似的组件使用相同的标号。

[0005] 顺向式转换器141利用开关 $S2$ 高频切换,从电容 $C_{dc}$ 汲取能量,并通过变压器将能量传送到二次侧,达到改变电压准位与电气隔离的效果。降升压式功因修正电路则利用开关 $S1$ 高频切换,控制输入电流,达成功因修正的效果。

[0006] 目前所发展出的功因修正电路,工作频率从数十至数百kHz,允许输入电源和负载在相当大的范围内变化,可将谐波失真抑制到几乎不存在,功因也几近于一。直流对直流转换器的基本电路架构根据储能电感与主动开关的相对位置可分为降压式、升压式、升降压式、邱克式(Cúk converter)、SEPIC式及Zeta式等六种。其中,又以升压式及升降压式的电路架构较易于达到功因修正的目的。无论将储能电感的电流工作于连续电流模式(Continuous-Current-Mode, CCM)或不连续电流模式(Discontinuous-Current-Mode, DCM),均可达到高功因修正的目的。对于同样的输出功率而言,电感工作于不连续电流模式较连续电流模式有较大的峰值电流,功率越大,峰值电流越大,电路的切换损失亦随之增

加。因此,连续电流模式较适合应用于大功率输出。然而,当电感工作于连续电流模式时,控制电路必须随时侦测输入电压、电感电流和输出电压的关系,电路较为复杂,且在每个输入电压周期内,其开关切换频率与责任周期必须一直改变,若考虑将功因修正电路与后级转换器整合成单级架构时,两者开关组件的切换频率与责任周期必须一致。因此当功因修正电路工作于连续电流模式时,较不利于与后级转换器整合;相反地,对于升降压式转换器,若开关组件的切换频率与责任周期在每一输入电源周期内均保持固定,则让电感工作于不连续电流模式即可轻易达成功因修正的功能。

[0007] 然而,在实际使用返驰式转换器时,因为返驰式转换器的电路工作原理及设计方式,会使得变压器泄漏电感(Leakage Inductor)比较大。因此,储存在变压器泄漏电感内的能量也会较多。在图1中,返驰式转换器的主动开关S2截止,将能量送至变压器二次侧的同时,变压器一次侧泄漏电感内储存的能量没有路径宣泄。此时会产生很大的突波,造成较大的电路损失,使得电路效率降低。因此,近年来许多学者先进致力于宣泄储存于变压器一次侧泄漏电感内能量的研究,也提出了许多方法。例如一种被称为「主动箝位(Active Clamp)」的技术。主动箝位技术是利用箝位电容捕获储存于变压器一次侧泄漏电感内的泄漏能量,通过系统把它再次循环送到负载并回到输入端,从而产生接近无损耗的缓冲器。这可解决返驰式转换器泄漏电感的问题,大幅的提升电路效率。但主动箝位技术至少必须加入一个主动开关和一个电容器,会使得电路成本提高,且控制上也较为复杂。

[0008] 此外,图1与图2的设计需要两组控制电路以及两个主动开关,也会增加电路成本。

## 发明内容

[0009] 为改善目前的交流对直流转换器,使其具备高功因、高电路效率,同时达到减少电路组件,降低成本的目的,本发明将升降压电路与返驰式转换器或者顺向式转换器进行整合,提出一单级高功因隔离型交流对直流(AC-to-DC, AC/DC)转换器,并利用此电路做为负载(例如LED)的驱动电路,来达到功因修正、提升效率并降低电路成本的目的。根据本发明所揭露的实施例所提出的单级转换器电路,可将电路中的变压器泄漏电感上能量的回送到输入电容上,进而提升转换效率。

[0010] 根据本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器,包括有一升降压电路,用对一电源进行升压或降压;一变压器,与该升降压电路电性连接,用以转换该升压或降压的电源;一开关,与该升降压电路电性连接;一输入电容,与该升降压电路电性连接;以及一输出电路,用以输出该变压器转换后的电源;其中当该开关截止时,该升降压电路提供一能量回复路径,以将储存该变压器的一泄漏电感内的能量回送至该输入电容。

[0011] 本发明利用能量回复路径将储存于返驰式转换器或顺向式转换器中的变压器泄漏电感内的能量回送至输入电容。通过这种方式,不必再外加其它组件,就能解决返驰式转换器或顺向式转换器中的变压器的泄漏电感问题,进而提升电路效率。

[0012] 根据本发明所揭露的实施例的交流对直流转换电路,除具备有电气隔离的优点,并可达成高功因、高效率及低成本(减少电路组件)的产业需求。

[0013] 根据本发明所揭露的实施例,除了符合安规的功因修正(PFC)要求外,并可通过

变压器可达成电气隔离（符合安规）、多绕组输出及调整电压准位的功能，可适用于各种不同的交流电压，避免当市电电压不稳或骤降时造成输出不稳定的情形。另将功因修正电路与功率转换电路整合成单级转换器电路，可简化电路结构并减少使用的组件数，进而达到降低成本的目的。

[0014] 根据本发明所揭露的实施例将功因修正电路与功率转换电路整合成单级转换器电路，因减少一级功率转换，可达到提升转换效率的目的。相较于双级式架构，单级式架构的电路易于控制，且两次 LC 滤波，输出涟波电压很小。

[0015] 以上关于本发明内容的说明及以下的实施方式的说明是用以示范与解释本发明的精神与原理，并且提供本发明的权利要求保护范围的更进一步的解释。

#### 附图说明

[0016] 图 1 为现有技术所揭露的含升降压电路 (Buck-Boost PFC) 及返驰式转换器 (Flyback converter) 的双级式高功因隔离型交流对直流转换器；

[0017] 图 2 为现有技术所揭露的升降压电路 (Buck-Boost PFC) 及顺向式转换器 (Forward converter) 的双级式高功因隔离型交流对直流转换器；

[0018] 图 3 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的一实施例；

[0019] 图 4A 图至图 4E 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的各工作模式的等效电路，其中升降压电路及返驰式转换器皆操作于不连续电流模式；

[0020] 图 5A 至图 5B 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的理论波形，其中升降压电路及返驰式转换器皆操作于不连续电流模式；

[0021] 图 6A 至图 6C 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的各工作模式的等效电路，其中当升降压电路与操作在不连续电流模式，返驰式转换器操作在连续电流模式下；

[0022] 图 7 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的理论波形，其中当升降压电路与操作在不连续电流模式，返驰式转换器操作在连续电流模式下；

[0023] 图 8A 至图 8B，为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例；

[0024] 图 9A 至图 9B，为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例；

[0025] 图 10 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例；

[0026] 图 11A 至图 11E 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例的各工作模式的等效电路，其中升降压电路的电感工作在不连续电流模式；

[0027] 图 12A 至图 12B 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例的理论波形，其中升降压电路的电感工作在不连续电流模

式；

[0028] 图 13A 至图 13C 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例的各工作模式的等效电路,其中升降压电路操作在不连续电流模式顺向式转换器操作在连续电流模式；

[0029] 图 14 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例的理论波形,其中升降压电路操作在不连续电流模式顺向式转换器操作在连续电流模式；

[0030] 图 15A 至图 15B 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例；

[0031] 图 16A 至图 16B 为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器的另一实施例。

[0032] 【主要组件符号说明】

[0033]	110.....	滤波电路
[0034]	120.....	整流电路
[0035]	130.....	升降压电路
[0036]	140.....	返驰式转换器
[0037]	141.....	顺向式转换器
[0038]	210.....	滤波电路
[0039]	220.....	整流电路
[0040]	230.....	升降压电路
[0041]	240.....	输出电路
[0042]	250.....	负载
[0043]	310.....	滤波电路
[0044]	320.....	整流电路
[0045]	330.....	升降压电路
[0046]	340.....	输出电路
[0047]	350.....	负载
[0048]	Vac.....	交流电源
[0049]	Lf.....	滤波电感
[0050]	Cf.....	滤波电容
[0051]	Dr1.....	二极管
[0052]	Dr2.....	二极管
[0053]	Dr3.....	二极管
[0054]	Dr4.....	二极管
[0055]	S1.....	开关
[0056]	S2.....	开关
[0057]	Lb.....	电感
[0058]	Cdc.....	电容
[0059]	Do.....	输出整流器

[0060]	Do1.....	输出整流器
[0061]	Do2.....	输出整流器
[0062]	Co.....	输出电容
[0063]	Lo.....	输出电感
[0064]	L1.....	电感
[0065]	C1.....	电容
[0066]	Cin.....	输入电容
[0067]	Db.....	整流器
[0068]	Cin.....	输入电容
[0069]	Dx.....	整流器
[0070]	Dy.....	整流器
[0071]	Vrec.....	输入电压
[0072]	Irec.....	电流
[0073]	Vgs.....	跨压
[0074]	T.....	变压器
[0075]	Tb.....	变压器
[0076]	Tf.....	变压器
[0077]	iL1.....	电感电流
[0078]	iLm1.....	电感电流
[0079]	iLm2.....	电感电流
[0080]	iLlk.....	电感电流
[0081]	iLo.....	电感电流
[0082]	Lm1.....	激磁电感
[0083]	Lm2.....	激磁电感
[0084]	Llk.....	变压器泄漏电感

### 具体实施方式

[0085] 以下在实施方式中详细叙述本发明的详细特征以及优点,其内容足以使任何熟悉相关技术的人了解本发明的技术内容并据以实施,且根据本说明书所揭露的内容、权利要求保护范围及附图,任何熟悉相关技术的人可轻易地理解本发明相关的目的及优点。以下的实施例进一步详细说明本发明的观点,但非以任何观点限制本发明的范畴。

[0086] 请参考图 3,为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器,其应用于返驰式变压器,以驱动负载 250。在一示例性的实施例中,其由一滤波电路 210、整流电路 220、一输入电容 Cin、一升降压电路 230、一开关 S1、一变压器 Tb、以及一输出电路 240 组成。在此实施例中,开关 S1、变压器 Tb 与输出电路 240 组成返驰式转换器。

[0087] 其中升降压电路 230,用对一电源进行升压或降压,这个电源,在此实施例是将交流电源 Vac 先由滤波电路 210 滤波后再由整流电路 220 整流后的电源。升降压电路 230 由一电感 L1、一电容 C1 与整流器 Db 组成,其中电感 L1 与电容 C1 串联,整流器 Db 与串联后的

电感  $L_1$  与电容  $C_1$  并联。变压器  $T_b$ , 与升降压电路 230 电性连接, 用以转换该升压或降压的电源。开关  $S_1$ , 与升降压电路 230 电性连接。输入电容  $C_{in}$ , 与升降压电路 230 电性连接。输出电路 240, 用以输出该变压器  $T_b$  转换后的电源给负载 250。其中当开关  $S_1$  截止时, 升降压电路 230 提供一能量回复路径, 以将储存变压器  $T_b$  的一泄漏电感内的能量回送至输入电容  $C_{in}$ 。能量回复路径则系由整流器  $D_b$  形成。在一实施例中可使用二极管, 当然也可使用 BJT、MOSFET、SCR 等经过适当的安排后以具有整流功能的组件。

[0088] 滤波电路 210 由滤波电感  $L_f$  与滤波电容  $C_f$  组成, 是用来消除转换器的输入电流的高频成分, 使输入电流呈与输入电压相位相同的低频正弦波。

[0089] 整流电路 220 由至少一个以上的整流器组成。在此实施例中由二极管  $Dr_1 \sim Dr_4$  组成一全桥整流电路, 当然也可应用其它形式的整流电路。除了二极管外, 可也使用其它例如 BJT、MOSFET、SCR 等组件来组成整流电路。

[0090] 此外,  $L_{m1}$  及  $L_{m2}$  分别为返驰式转换器 (Flyback) 的变压器一次侧及二次侧激磁电感。 $L_{lk}$  为返驰式转换器 (Flyback) 的变压器反射至一次侧的总泄漏电感 (Leakage Inductor)。

[0091] 输出电路 240 则由输出整流器 (例如二极管)  $D_o$  为与输出电容  $C_o$  组成。整流器  $D_o$  也可使用 BJT、MOSFET、SCR 等经过适当的安排后以具有整流功能的组件。

[0092] 本发明所揭露的交流对直流转换器将升降压电路与返驰式转换器结合, 并利用升降压电路的飞轮整流器 (Free-Wheeling Rectifier) 最为能量回复路径, 此实施例中为一般较常用的二极管 (Free-Wheeling Diode) 以将储存于返驰式转换器的变压器泄漏电感内的能量回送至输入电容。通过这种方式, 不必再外加其它组件, 并可减少开关的使用, 就能解决返驰式转换器变压器的泄漏电感问题, 进而提升电路效率。在实施例中以二极管作为示例性说明, 当然以其它组件例如 BJT、MOSFET、SCR 也可以作为整流器的选择。

[0093] 接下来将分析本发明所提出的单级高功因隔离型返驰式交流对直流转换器的工作原理。由于滤波电路 210 中的滤波电感  $L_f$ 、滤波电容  $C_f$  的用途仅为滤除转换器输入电流的高频成分, 对转换器的动作并不造成任何影响, 故在分析时将之忽略。

[0094] 为了达到功因修正的目的, 使升降压电路的电感  $L_1$  工作在不连续电流模式, 而返驰式转换器不受此限, 可操作在不连续电流模式或连续电流模式之下。当升降压电路及返驰式转换器皆操作在不连续电流模式下, 于每一个高频周期内, 根据功率开关组件及二极管的导通状态, 电路可区分成四个工作模式。各工作模式的等效电路如图 4A 图至图 4E, 理论波形如图 5A 至图 5B。为了简化电路示意, 在图 4A 图至图 4E 中以  $V_{rec}$  代表经过整流后电源, 因此省略了滤波电感  $L_f$ 、滤波电容  $C_f$  以及二极管  $Dr_1$ 、 $Dr_2$ 、 $Dr_3$ 、 $Dr_4$  的绘示。此外, 为了阅读方便亦省略了其它的标号, 并且每一模式中尚未动作的组件以虚线表示。在此及之后说明书,  $V_{gs}$  表示开关  $S_1$  的跨压。 $I_{rec}$  代表经过整流后的电流。

[0095] (1) 工作模式 I (开关  $S_1$  导通) :

[0096] 当开关  $S_1$  导通, 整流后的输入电压  $V_{rec}$  跨在电感  $L_1$  上, 电感电流  $i_{L1}$  从零开始线性增加, 电流  $i_{L1}$  增加的速度与输入电压  $V_{rec}$  成正比。同时, 升降压电路的电容  $C_1$  上的电压跨在变压器  $T_b$  的一次侧的激磁电感  $L_{m1}$  上, 一次侧电感电流  $i_{Lm1}$  亦从零开始线性增加。此时, 电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  同时流经开关  $S_1$ 。开关  $S_1$  截止的瞬间, 电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  都到达这个周期的峰值。



[0097] (2) 工作模式 II(开关 S1 截止) :

[0098] 当开关 S1 截止,电感 L1 维持电流路径,通过整流器 Db 将储存在电感 L1 内的能量释放到电容 C1,电感电流  $i_{L1}$  从峰值开始下降。同时,返驰式转换器也将能量耦合至变压器二次侧,并将能量释放给输出电容  $C_o$ ,耦合后的二次侧电感电流  $i_{Lm2}$  亦从峰值开始下降。另外,此时也会通过整流器 Db 将储存于返驰式转换器的变压器泄漏电感 L1k 内的能量回送至输入电容  $C_{in}$ 。

[0099] 由于此时升降压电路及返驰式转换器皆操作于不连续电流模式,再加上电感电流  $i_{L1}$  的峰值与输入电压成正比关系,故电感电流  $i_{L1}$  可能比电感电流  $i_{Lm2}$  早下降至零;也可能比电感电流  $i_{Lm2}$  晚下降至零。当电感电流  $i_{Lm2}$  下降至零时电感电流  $i_{L1}$  仍未下降至零,进入工作模式 III-a;而当电感电流  $i_{L1}$  下降至零时电感电流  $i_{Lm2}$  仍未下降至零,则进入工作模式 III-b。

[0100] (3) 工作模式 III-a(输入电压较高时) :

[0101] 在工作模式 III-a,电感电流  $i_{Lm2}$  于工作模式 II 时降到零,电感电流  $i_{L1}$  持续下降,由于电感 L1 工作在不连续电流模式,因此,在开关 S1 再次导通前,电感电流  $i_{L1}$  会先递减到零,此时即进入工作模式 IV。

[0102] (4) 工作模式 III-b(输入电压较低时) :

[0103] 由于电感电流  $i_{L1}$  已于工作模式 II 时降到零,且设计  $L_{m2}$  亦工作在不连续电流模式,故此时只剩下电感电流  $i_{Lm2}$  持续下降,一旦电感电流  $i_{Lm2}$  也下降到零,即进入工作模式 IV。

[0104] (5) 工作模式 IV :

[0105] 此时电感 L1 和电感  $L_{m1}$  都已没有电流流过,只剩下输出电容  $C_o$  提供能量给负载 250。当开关 S1 再次导通,电路即重复工作模式 I 的动作情形。

[0106] 当升降压电路操作在不连续电流模式,返驰式转换器操作在连续电流模式下,于每一个高频周期内,根据功率开关组件及二极管的导通状态,电路可分成三个工作模式。各工作模式的等效电路如图 6A 至图 6C,理论波形如图 7。

[0107] (1) 工作模式 I(开关 S1 导通) :

[0108] 当开关 S1 导通,整流后的输入电压  $V_{rec}$  跨在电感 L1 上,电感电流  $i_{L1}$  从零开始线性增加,电感电流  $i_{L1}$  增加的速度与输入电压成正比。同时,升降压电路的电容 C1 上的电压跨在返驰式转换器的变压器  $T_b$  一次侧的激磁电感  $L_{m1}$  上,一次侧电感电流  $i_{Lm1}$  亦开始线性增加。此时,电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  同时流经开关 S1。开关 S1 截止的瞬间,电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  都到达这个周期的峰值。

[0109] (2) 工作模式 II(开关 S1 截止) :

[0110] 当开关 S1 截止,电感 L1 维持电流路径,通过整流器 Db 将储存在电感 L1 内的能量释放到电容 C1,电感电流  $i_{L1}$  从峰值开始下降。同时,返驰式转换器也将能量耦合至变压器  $T_b$  的二次侧,并将能量释放给输出电容  $C_o$ ,耦合后的二次侧电感电流  $i_{Lm2}$  亦开始下降。另外,此时也会通过整流器 Db 将储存于返驰式转换器的变压器泄漏电感内的能量回送至输入电容  $C_{in}$ 。因为此时升降压电路操作于不连续电流模式,返驰式转换器操作于连续电流模式,因此只有电感电流  $i_{L1}$  会下降至零。当电感电流  $i_{L1}$  下降至零时,进入工作模式 III。

[0111] (3) 工作模式 III(电感电流  $i_{L1}$  下降至零后) :

[0112] 由于电感电流  $i_{L1}$  已于工作模式 II 时降到零,此时电感电流  $i_{Lm2}$  持续下降,当开关 S1 再次导通,电路即重复工作模式 I 的动作情形。

[0113] 如将升降压电路设计操作在不连续电流模式,则返驰式转换器无论是操作在不连续电流模式或连续电流模式,皆不影响原先所预期的电路功能(功因修正、电气隔离、调整电压准位...等等)。此外,变压器的泄漏电感  $L_{lk}$  理论上会远小于变压器的激磁电感,因此泄漏电感  $L_{lk}$  上所储存的能量会在很短的时间内释放到输入电容  $C_{in}$ 。在一具体的实施例中,开关 S1 的截止时间要大于四分之一的泄漏电感  $L_{lk}$  及输入电容  $C_{in}$  谐振周期,就能确保泄漏电感  $L_{lk}$  上的能量可完全送回输入电容  $C_{in}$ 。

[0114] 在本发明的实施例中,为了达成功因修正的功能,设计电感 L1 操作于不连续电流模式,当开关的责任周期 (Duty Ratio) 小于 50% 时,电容 C1 上的电压可低于输入电压。在开关截止后,由于设计电感 L1 操作于不连续电流模式,所以电感电流  $i_{L1}$  会在开关 S1 再次导通前降为零。一旦电容 C1 上的电压大于输入电压的峰值,则  $V_{C1}-V_{in}$  会反向跨在电感 L1 上,使电感电流  $i_{L1}$  变成负值,这样可能会造成电路动作不正常。若有发生此情形,可于电感 L1 的任一侧串接一个整流器  $D_x$ ,例如二极管,图 8A 至图 8B 所示,以阻绝发生电感电流  $i_{L1}$  反向的可能性。

[0115] 若设计返驰式转换器 (Flyback) 操作于不连续电流模式,由于电感电流  $i_{L1}$  的峰值与输入电压成正比关系,故电感电流  $i_{L1}$  可能比电感电流  $i_{L1k}$  早下降至零;也可能比电感电流  $i_{L1k}$  晚下降至零。当电感电流  $i_{L1k}$  就比电感电流  $i_{L1}$  早下降到零,此时电感电流  $i_{L1}$  流经整流器  $D_b$  并对电容 C1 充电。一旦整流器  $D_b$  导通,输入电容  $C_{in}$  上的输入电压  $V_{rec}$  (整流后的输入电压) 会反向跨在变压器  $T_b$  的一次侧,使电感电流  $i_{Lm1}$  变成负值,这样可能会造成电路动作不正常。若有发生此情形,可于变压器  $T_b$  的一次侧的两侧的任一侧串接一个整流器  $D_y$ ,例如二极管,图 9A 至图 9B 所示,阻绝发生电感电流  $i_{Lm1}$  反向的可能性。图 8A 至图 8B 与图 9A 至图 9B 分别串接整流器  $D_y$ ,在另一实施例中亦可在电感 L1 的任一侧与变压器  $T_b$  的一次侧的两侧的任一侧同时都串接一个整流器。

[0116] 请参考图 10,为本发明所揭露的具泄漏感能量回送功能的单级高功因隔离型交流对直流转换器,其系应用于顺向式变压器,以驱动负载 350。在一示例性的实施例中,其系由一滤波电路 310、整流电路 320、一输入电容  $C_{in}$ 、一升降压电路 330、一变压器  $T_f$ 、以及一输出电路 340 组成。在此实施例中,开关 S1、变压器  $T_f$  与输出电路 340 组成顺向式转换器。

[0117] 其中升降压电路 330,用对一电源进行升压或降压,这个电源,在此实施例是将交流电源  $V_{ac}$  先由滤波电路 310 滤波后再由整流电路 320 整流后的电源。升降压电路 330 系由一电感 L1 与一电容 C1 组成。变压器  $T_f$ ,与升降压电路电性连接,用以转换该升压或降压的电源。开关 S1,与升降压电路 330 电性连接。输入电容  $C_{in}$ ,与该升降压电路电性连接。输出电路 340,用以输出该变压器  $T_f$  转换后的电源。其中当开关 S1 截止时,升降压电路 330 提供一能量回复路径,以将储存变压器  $T_b$  的一泄漏电感内的能量回送至输入电容  $C_{in}$ 。能量回复路径则系由整流器  $D_b$  形成。在一实施例中可使用二极管,当然也可使用 BJT、MOSFET、SCR 等经过适当的安排后以具有整流功能的组件。

[0118] 滤波电路 310 系由滤波电感  $L_f$  与滤波电容  $C_f$  组成,是用来消除转换器输入电流的高频成分,使输入电流呈与输入电压相位相同的低频正弦波。

[0119] 整流电路 320 系由至少一个以上的整流器组成。在此实施例中系由二极管  $D_{r1} \sim$

Dr4 组成一全桥整流电路,当然也可应用其它形式的整流电路。除了二极管外,可也使用其它例如 BJT、MOSFET、SCR 等组件来组成整流电路。

[0120] 此外, Lm1 及 Lm2 分别为顺向式转换器 (Forward) 的变压器一次侧及二次侧激磁电感。Llk 为顺向式转换器 (Forward) 的变压器反射至一次侧的总泄漏电感 (Leakage Inductor)。

[0121] 输出电路 340 则输出整流器 (例如二极管) Do1、Do2、输出电感 Lo 与输出电容 Co 组成。输出整流器 Do 也可使用 BJT、MOSFET、SCR 等经过适当的安排后以具有整流功能的组件。

[0122] 接下来将分析本发明所提出的单级高功因隔离型顺向式交流对直流转换器的工作原理。由于滤波电路 310 中的滤波电感 Lf、滤波电容 Cf 的用途仅为滤除转换器输入电流的高频成分对转换器的动作并不造成任何影响,故在分析时将之忽略。

[0123] 为了达到功因修正的目的,将升降压电路的电感 L1 设计工作在不连续电流模式,而顺向式转换器不受此限,可操作在不连续电流模式或连续电流模式之下。当升降压电路及顺向式转换器皆操作在不连续电流模式时,于每一个高频周期内,根据功率开关组件及二极管的导通状态,电路可区分成四个工作模式。各工作模式的等效电路如图 11A 至图 11E,理论波形如图 12A 至图 12B。

[0124] (1) 工作模式 I (S1 导通) :

[0125] 当开关 S1 导通,整流后的输入电压跨在电感 L1 上,电感电流 iL1 从零开始线性增加,电感电流 iL1 增加的速度与 Vrec 输入电压成正比。同时,升降压电路电容 C1 上的电压跨在顺向式转换器的变压器 Tf 一次侧的激磁电感 Lm1 上,并将能量耦合至顺向式转换器的变压器 Tf 二次侧的输出电感 Lo 及电容 Co。电感电流 iLo 亦从零开始线性增加,同时电感电流 iLm1 随着变压器感应一个与电感电流 iLo 正比的电流 (依变压器匝数比例)。此时,电感电流 iL1 和电感电流 iLm1 同时流经开关 S1。开关 S1 截止的瞬间,电感电流 iL1 和电感电流 iLo (电感电流 iLm1) 都到达这个周期的峰值。

[0126] (2) 工作模式 II (S1 截止) :

[0127] 当开关 S1 截止,电感 L1 维持电流路径,通过整流器 Db 将储存在电感 L1 内的能量释放到电容 C1,电感电流 iL1 从峰值开始下降。同时,输出电感 Lo 通过输出整流器 Do2 将能量传送到输出电容 Co,电感电流 iLo 亦从峰值开始下降。另外,此时也会通过整流器 Db 对顺向式转换器的变压器 Tf 进行消磁作用,并将能量回送至输入电容 Cin。由于此时升降压电路及顺向式转换器皆工作于不连续电流模式,再加上电感电流 iL1 的峰值与输入电压成正比关系,故电感电流 iL1 可能比电感电流 iLo 早下降至零;也可能比电感电流 iLo 晚下降至零。当电感电流 iLo 下降至零时电感电流 iL1 仍未下降至零,进入工作模式 III-a;而当电感电流 iLo 下降至零时电感电流 iLm2 仍未下降至零,则进入工作模式 III-b。

[0128] (3) 工作模式 III-a (输入电压较高时) :

[0129] 在工作模式 III-a,电感电流 iLo 于工作模式 II 时降到零,电感电流 iL1 持续下降,由于电感 L1 工作在不连续电流模式,因此,在开关 S1 再次导通前,电感电流 iL1 会先递减到零,此时即进入工作模式 IV。

[0130] (4) 工作模式 III-b (输入电压较低时) :

[0131] 由于电感电流 iL1 已于工作模式 II 时降到零,且设计电感 Lo 亦工作在不连续电

流模式,故此时只剩下电感电流  $i_{Lo}$  持续下降,一旦电感电流  $i_{Lo}$  也下降到零,即进入工作模式 IV。

[0132] (5) 工作模式 IV:

[0133] 此时电感  $L1$  和输出电感  $Lo$  都已没有电流流过,只剩下输出电容  $Co$  提供能量给负载。当开关  $S1$  再次导通,电路即重复工作模式 I 的动作情形。

[0134] 当升降压电路操作在不连续电流模式,顺向式转换器操作在连续电流模式时,于每一个高频周期内,根据功率开关组件及二极管的导通状态,电路可分成三个工作模式。各工作模式的等效电路如图 13A 至图 13C,理论波形如图 14。

[0135] (1) 工作模式 I ( $S1$  导通):

[0136] 当开关  $S1$  导通,整流后的输入电压跨在电感  $L1$  上,电感电流  $i_{L1}$  从零开始线性增加,电感电流  $i_{L1}$  增加的速度与输入电压  $V_{rec}$  成正比。同时,升降压电路电容  $C1$  上的电压跨在顺向式转换器变压器一次侧的激磁电感  $L_{m1}$  上,并将能量耦合至顺向式转换器二次侧的输出电感  $Lo$  及电容  $Co$ 。电感电流  $i_{Lo}$  亦开始线性增加,同时电感电流  $i_{Lm1}$  随着变压器感应一个与电感电流  $i_{Lo}$  正比的电流(依变压器匝数比例)。此时,电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  同时流经开关  $S1$ 。开关  $S1$  截止的瞬间,电感电流  $i_{L1}$  和电感电流  $i_{Lo}$  (电感电流  $i_{Lm1}$ ) 都到达这个周期的峰值。

[0137] (2) 工作模式 II ( $S1$  截止):

[0138] 当开关  $S1$  截止,电感  $L1$  维持电流路径,通过整流器  $Db$  将储存在电感  $L1$  内的能量释放到电容  $C1$ ,电感电流  $i_{L1}$  从峰值开始下降。同时,输出电感  $Lo$  通过输出整流器  $Do2$  将能量传送到输出电容  $Co$ ,电感电流  $i_{Lo}$  亦从峰值开始下降。另外,此时也会通过整流器  $Db$  对顺向式转换器的变压器  $Tf$  进行消磁作用,并将能量回送至输入电容  $Cin$ 。由于此时升降压电路操作于不连续电流模式,且顺向式转换器操作于连续电流模式,因此只有电感电流  $i_{L1}$  会下降至零。当电感电流  $i_{L1}$  下降至零时,进入工作模式 III。

[0139] (3) 工作模式 III ( $i_{L1}$  下降至零后):

[0140] 由于电感电流  $i_{L1}$  已于工作模式 II 时降到零,此时电感电流  $i_{Lo}$  持续下降,当开关  $S1$  再次导通,电路即重复工作模式 I 的动作情形。

[0141] 如将升降压电路设计操作在不连续电流模式,则顺向式转换器无论是操作在不连续电流模式或连续电流模式,皆不影响原先所预期的电路功能(功因修正、电气隔离、调整电压准位... 等等)。此外,变压器的泄漏电感  $L_{lk}$  理论上会远小于变压器的激磁电感,因此  $L_{lk}$  上所储存的能量会在很短的时间内释放到  $Cin$ 。在一具体实施例,开关  $S1$  的截止时间要大于四分之一的  $L_{lk}$  及  $Cin$  谐振周期,俾使  $L_{lk}$  上的能量可完全送回输入电容  $Cin$ 。

[0142] 在本发明的实施例中,为了达成功因修正的功能,设计  $L1$  操作于不连续电流模式,当开关的责任周期 (Duty Ratio) 小于 50% 时,电容  $C1$  上的电压可低于输入电压。在开关截止后,由于设计电感  $L1$  操作于不连续电流模式,所以  $i_{L1}$  会在开关再次导通前降为零。一旦电容  $C1$  上的电压大于输入电压的峰值,则  $V_{C1}-V_{in}$  会反向跨在  $L1$  上,使  $i_{L1}$  变成负值,这样可能会造成电路动作不正常。若有发生此情形,可于电感  $L1$  的任一侧串接一个整流器  $Dx$ ,例如二极管,图 15A 至图 15B 所示,以阻绝发生电感电流  $i_{L1}$  反向的可能性。

[0143] 在本发明的实施例中,由于  $i_{L1}$  的峰值与输入电压成正比关系,故  $i_{L1}$  可能比  $i_{Llk}$  早下降至零;也可能比  $i_{Llk}$  晚下降至零。当  $i_{Llk}$  就比  $i_{L1}$  早下降到零,此时  $i_{L1}$  流经  $Db$

并对电容 C1 充电。一旦整流器 Db 导通,输入电容 C<sub>in</sub> 上的电压 V<sub>rec</sub> (整流后的输入电压) 会反向跨在变压器一次侧,使 i<sub>LM1</sub> 变成负值,这样可能会造成电路动作不正常。若有发生此情形,可于变压器 T<sub>f</sub> 的一次侧的两侧的任一侧串接一个整流器 D<sub>y</sub>,例如二极管,图 16A 至图 16B 所示,阻绝发生电感电流 i<sub>LM1</sub> 反向的可能性。图 15A 至图 15B 与图 16A 至图 16B 的实施例中分别串接整流器 D<sub>y</sub>,在另一实施例中亦可在电感 L1 的任一侧与变压器 T<sub>f</sub> 的一次侧的两侧的任一侧同时都串接一个整流器。

[0144] 在另一实施例中,如图 3 中的实施例,将升降压电路的电感 L1 与返驰式转换器的变压器 T<sub>f</sub> 共享铁心,可再减少一磁性组件,进一步降低成本。

[0145] 在又一实施例中,如图 10 中的实施例,将升降压电路的电感 L1 与顺向式转换器的输出电感 L<sub>o</sub> 共享铁心,或将升降压电路的电感 L1 与顺向式转换器的变压器 T<sub>f</sub> 共享铁心,以再减少一磁性组件,进一步降低成本。

[0146] 因此,本发明将升降压电路与返驰式转换器或顺向式转换器结合,并通过巧妙的组件安排,利用升降压电路的飞轮二极管 (Free-Wheeling Diode) 将储存于返驰式转换器的变压器泄漏电感内的能量回送至输入电容,通过这种方式,不必再外加其它组件,就能解决返驰式转换器变压器的泄漏电感问题,进而提升电路效率;利用升降压电路的飞轮二极管 (Free-Wheeling Diode) 提供顺向式转换器的变压器消磁路径,将能量回送至输入电容,通过这种方式,不必再外加其它组件及消磁绕组 (或称去磁化绕组),就能解决顺向式转换器变压器需多加一个消磁绕组 (或称去磁化绕组) 的问题,进而提升节省成本、降低设计难度及提升电路效率

[0147] 本发明提出的单级高功因隔离型交流对直流转换器,只需一组控制电路及一个主动功率的开关 S1,控制方式简单且易于实现,几乎可适用于所有的转换器控制方式,可通过脉波宽度调变 (Pulse Width Modulation, PWM)、频率调变 (Pulse Frequency Modulation, PFM)、磁滞控制 (Hysteretic Control)、固定导通 / 截止时间 (Constant On/Off Time)... 等等方式来控制输出功率,控制电路简单且易于实现。将升降压电路的电感工作于不连续电流模式之下,可使功率因子接近一;将升降压电路的电感工作于连续电流模式之下,亦可达到功因修正的效果,但由于操作在连续电流模式之下必须加入较复杂的控制,因此这里只提到不连续电流模式的分析。此外,并可通过设计适当的返驰式或顺向式变压器,可达成电气隔离以符合安规、多绕组输出及调整电压准位的功能。不仅简化电路的复杂度也提升效率,更降低成本,使此转换器更具竞争力。

[0148] 虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然其并非用以限定本发明,在不背离本发明精神及其实质的情况下,熟悉本领域的技术人员当可根据本发明作出各种相应的改变和变形,但这些相应的改变和变形都应属于本发明所附的权利要求的保护范围。

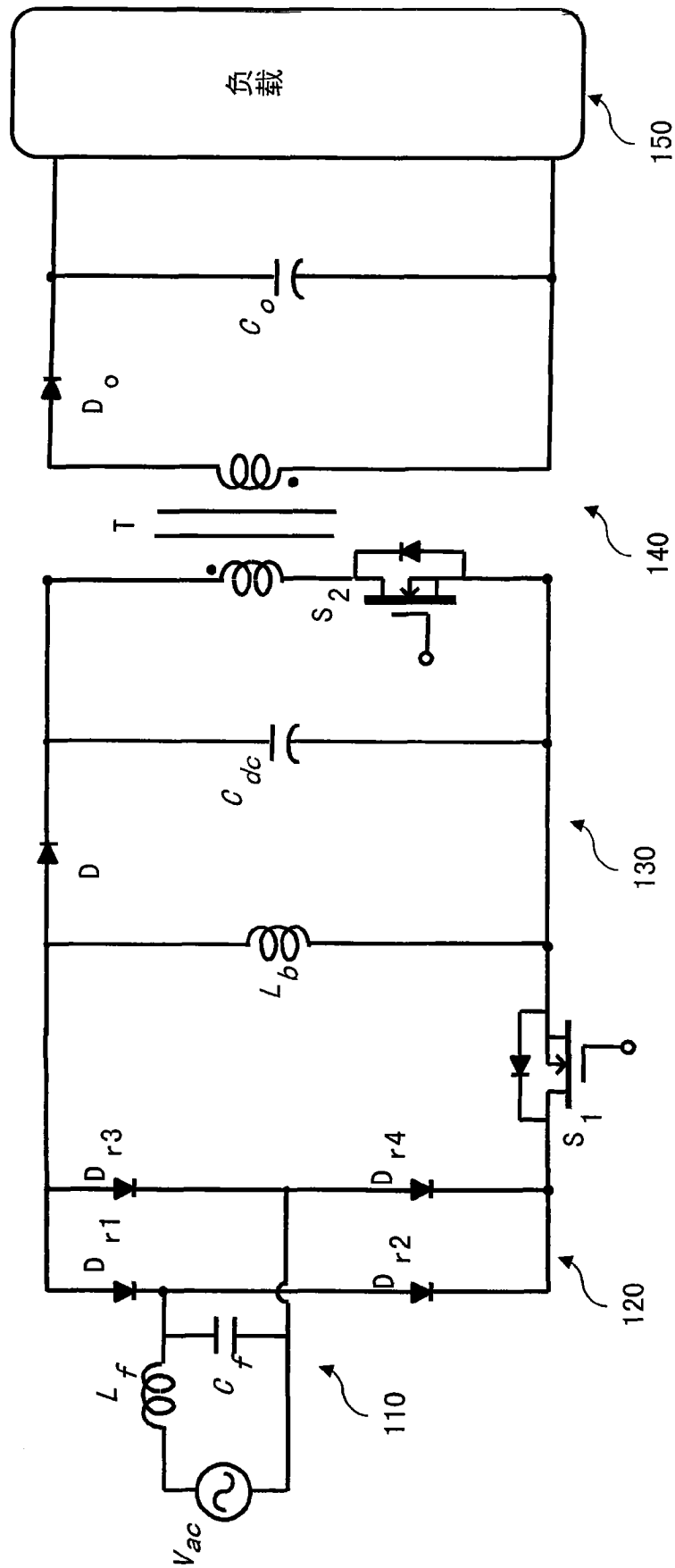


图 1

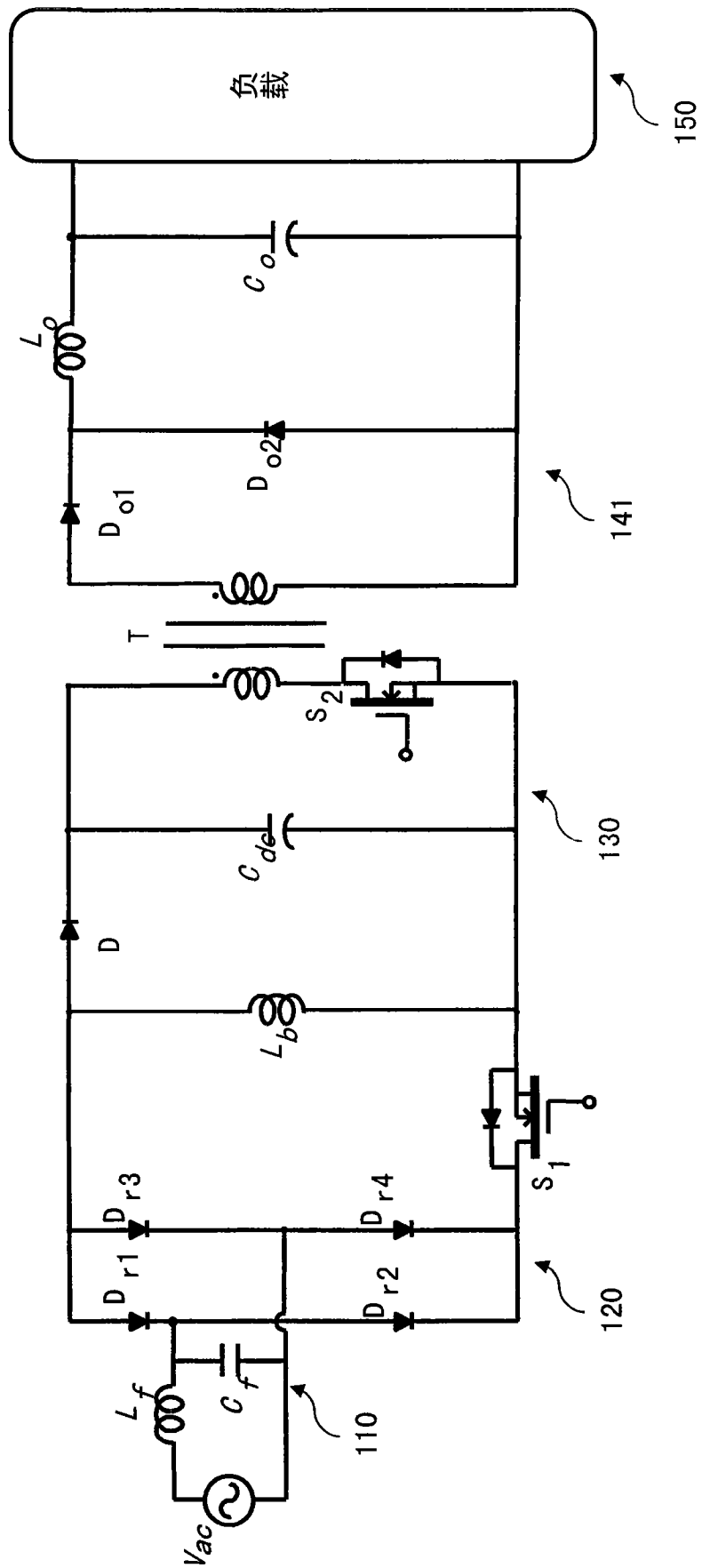


图 2

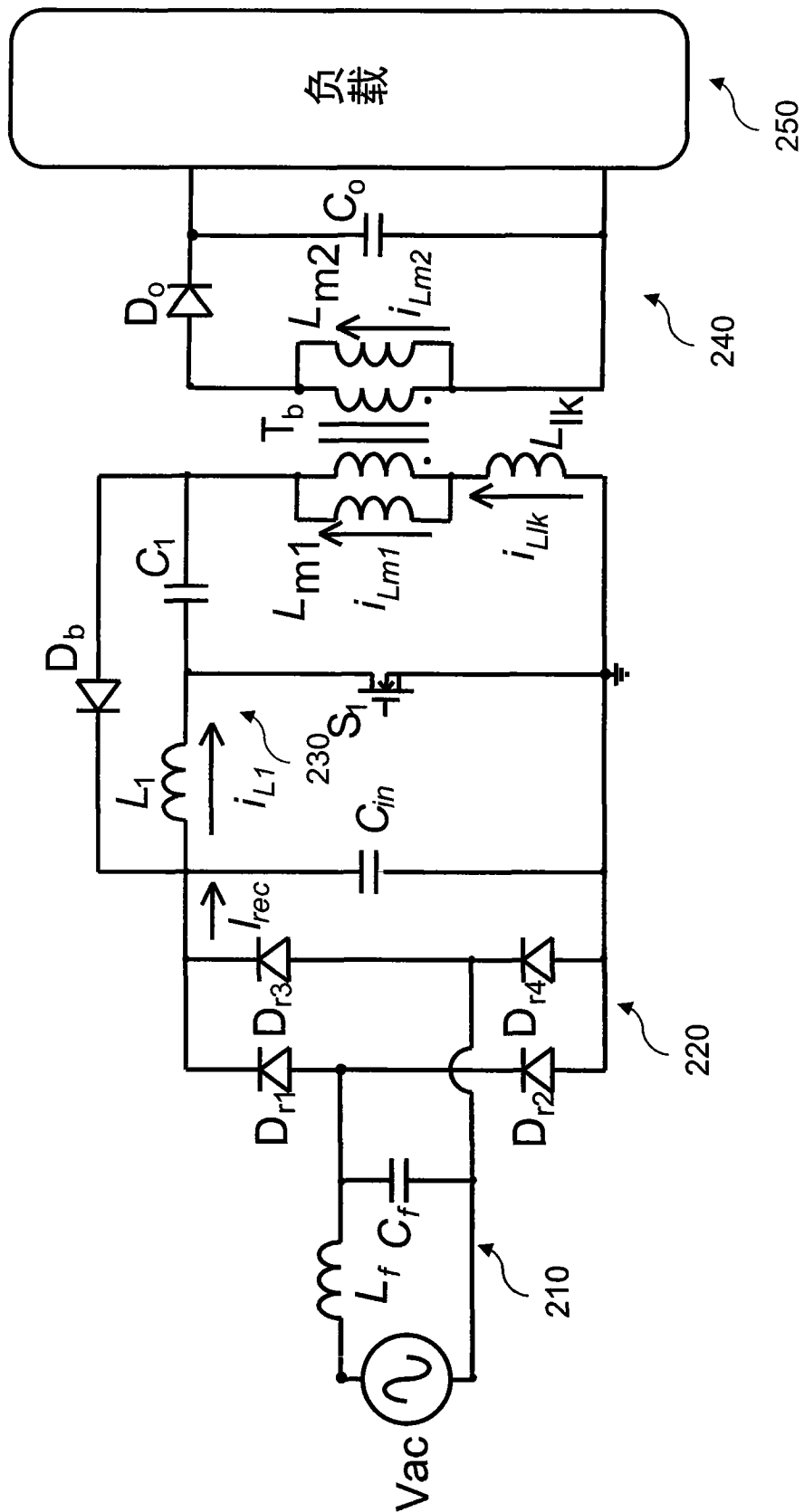


图 3



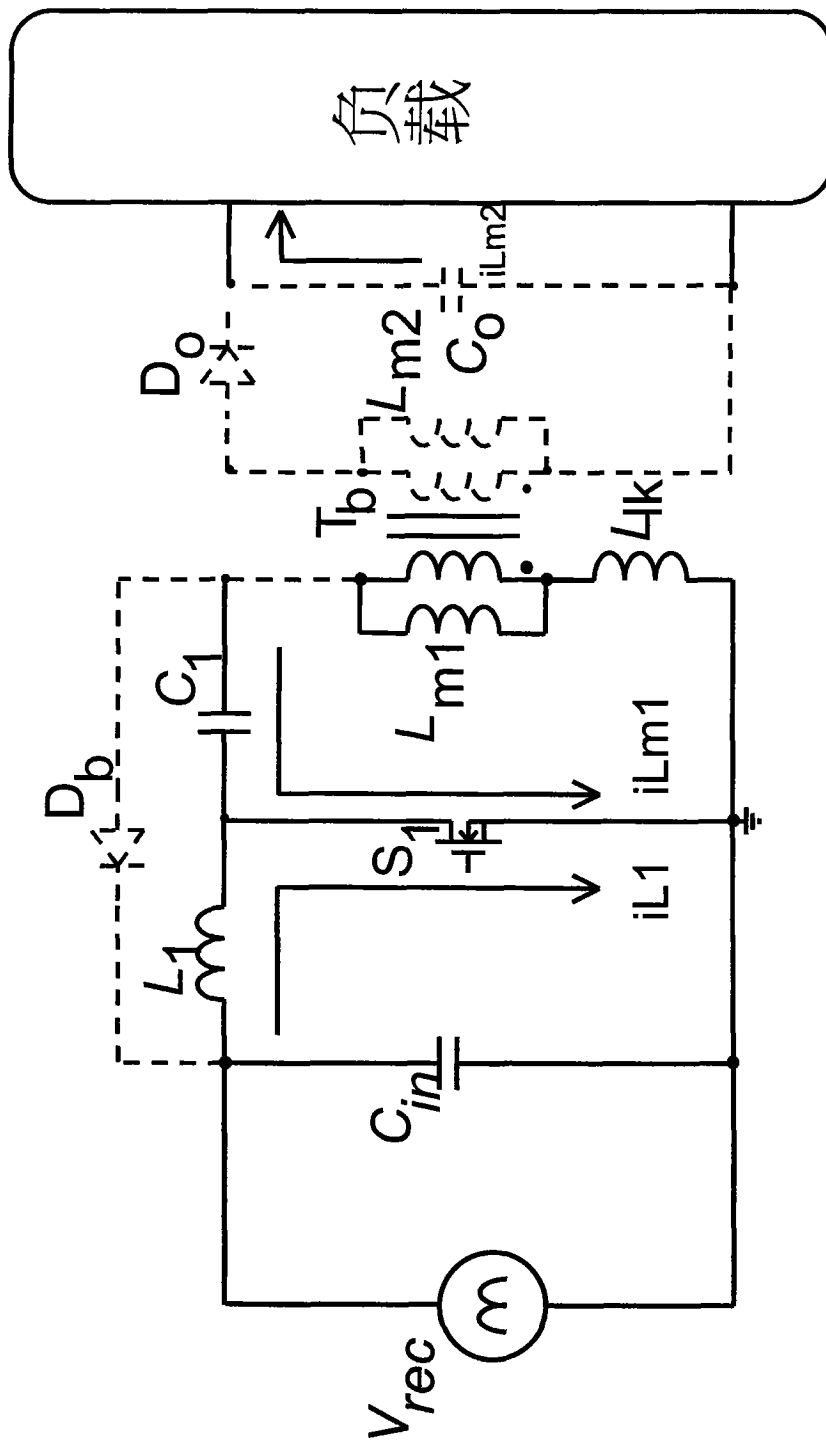


图 4A

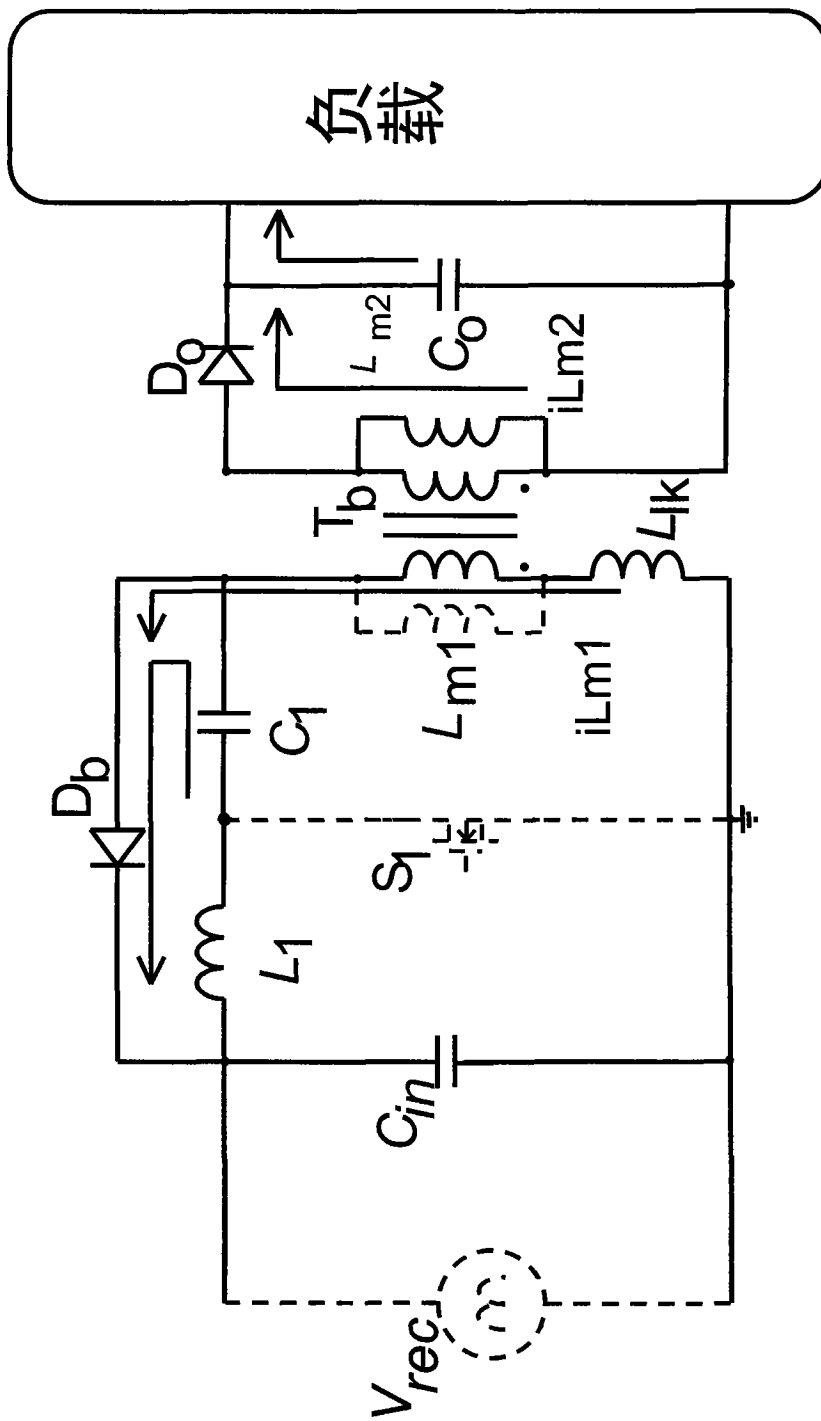


图 4B

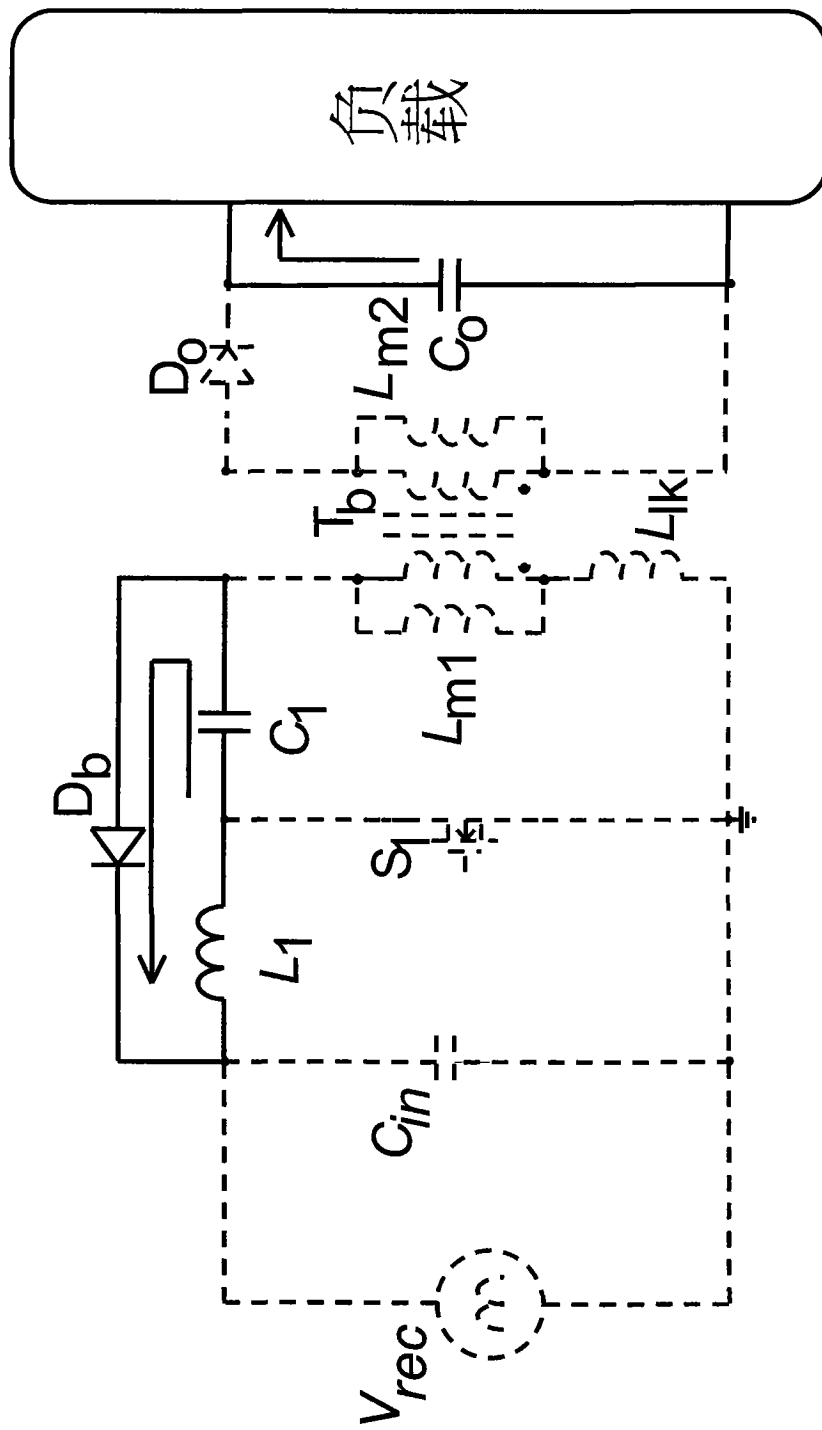


图 4C

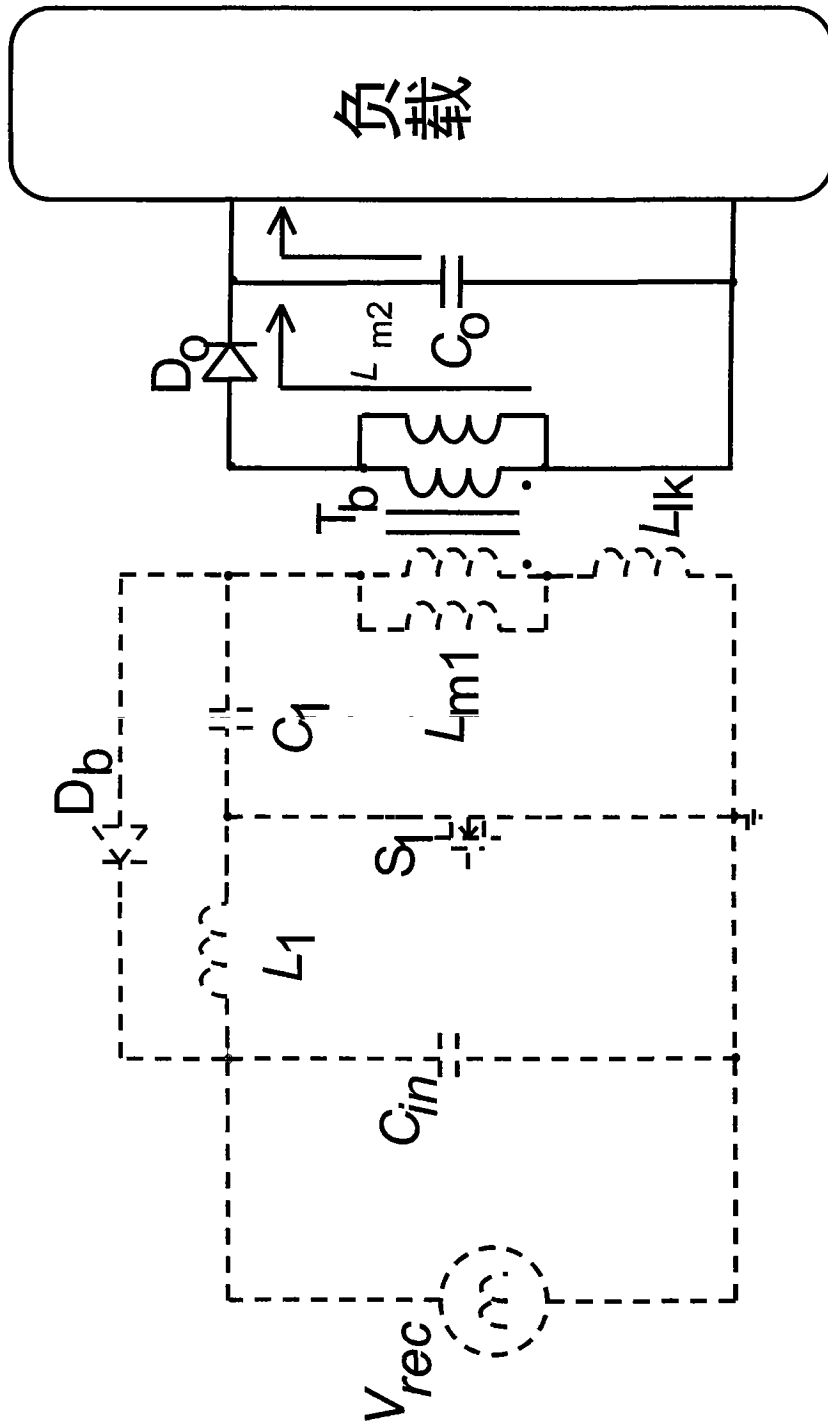


图 4D

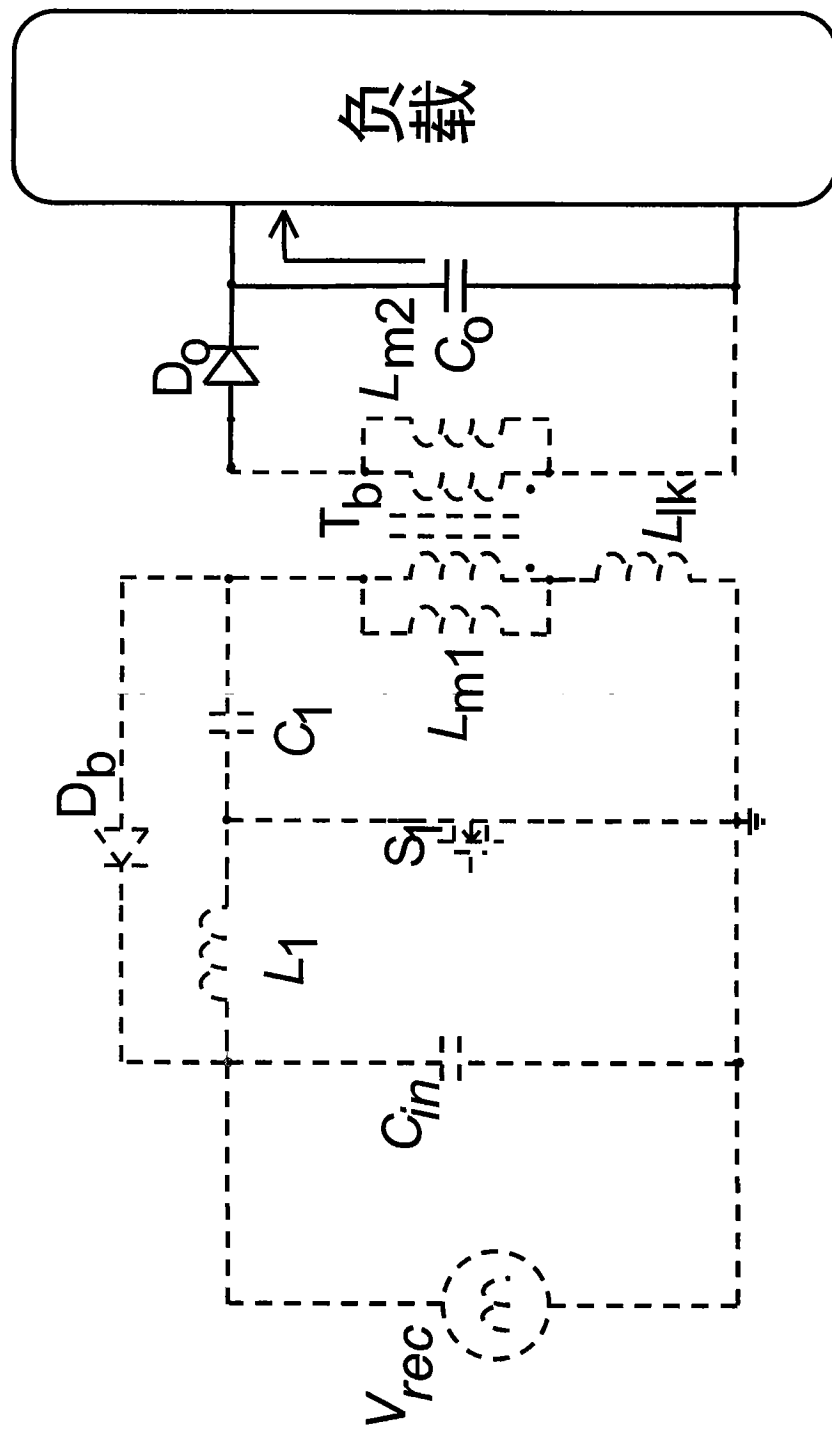
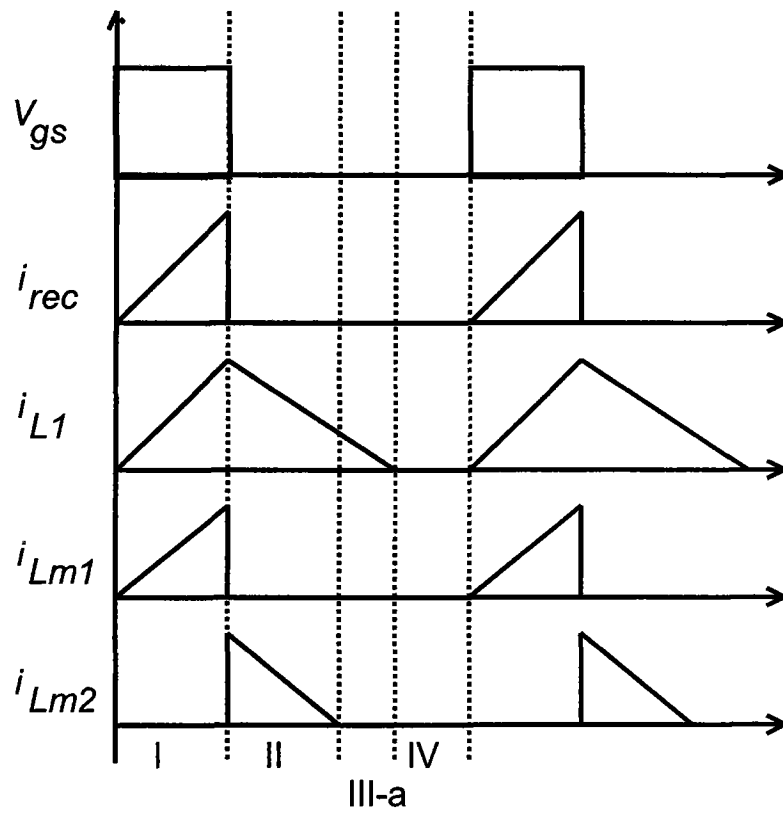
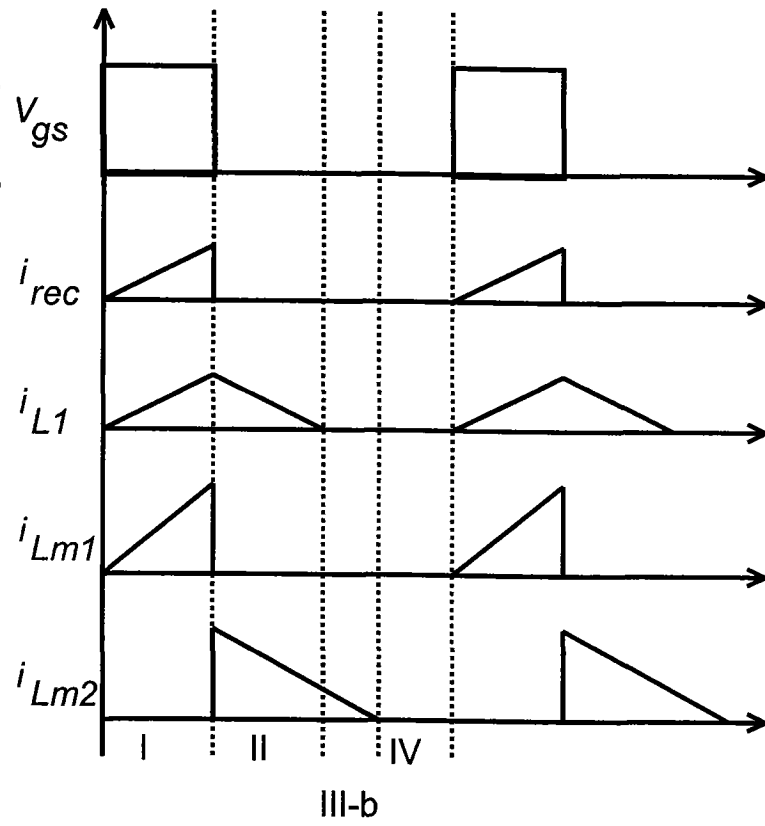


图 4E



输入电压高时 ( $v_{in}=v_{in, peak}$ )

图 5A



输入电压较低时 ( $v_{in}=v_{in, min}$ )

图 5B

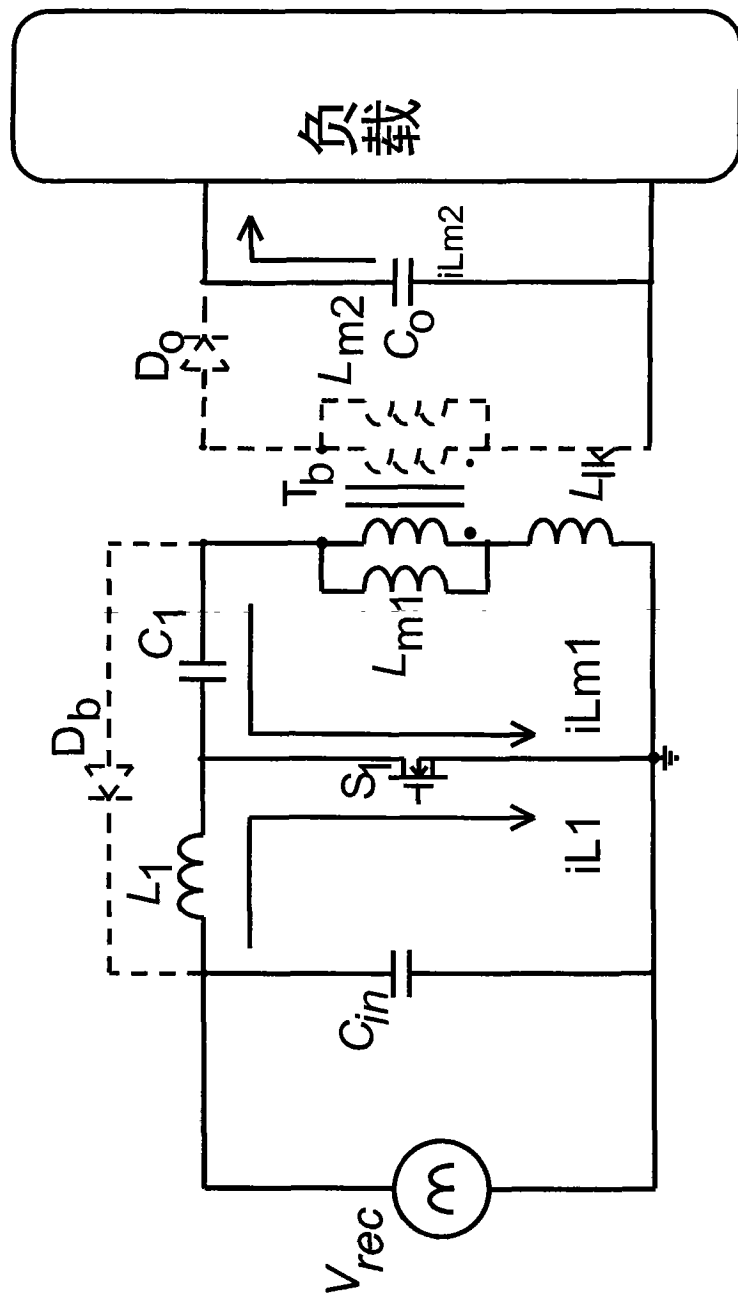


图 6A



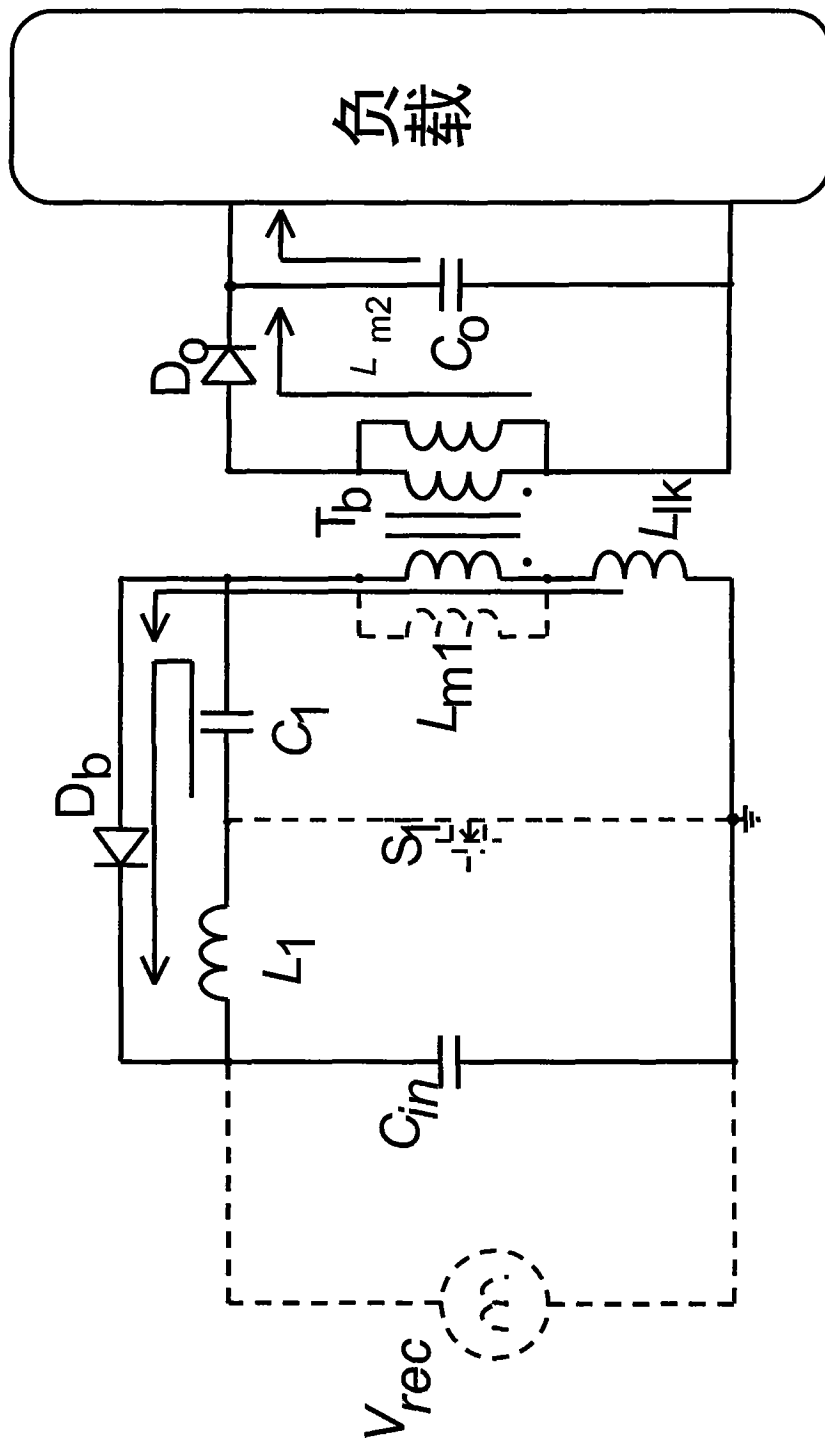


图 6B

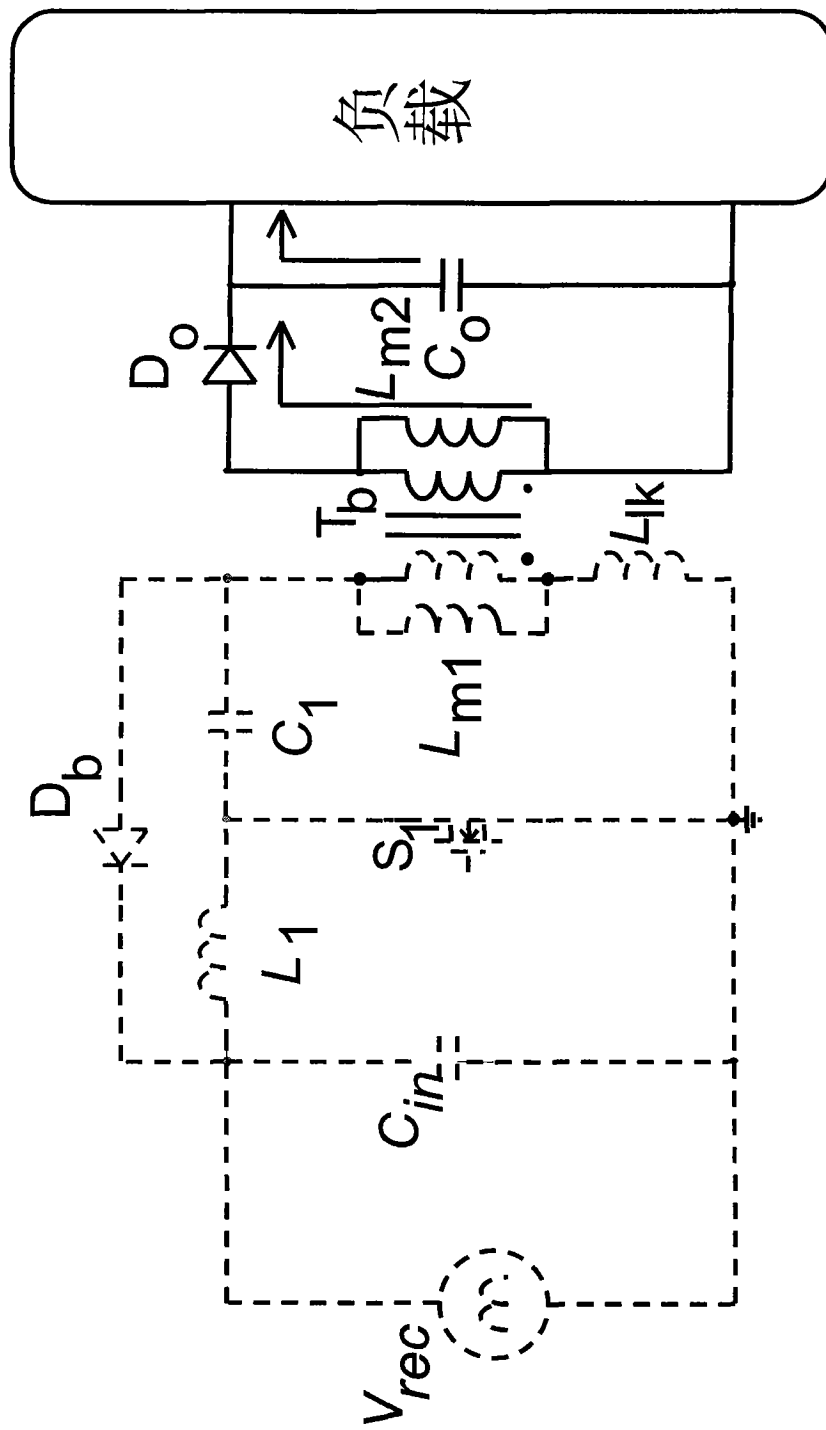


图 6C

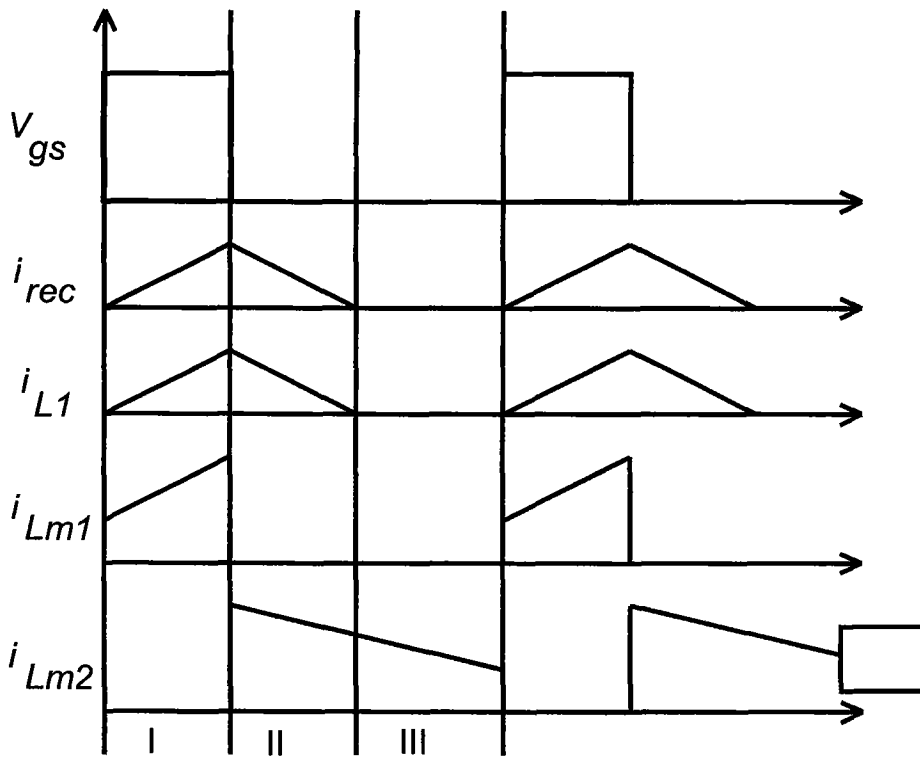


图 7

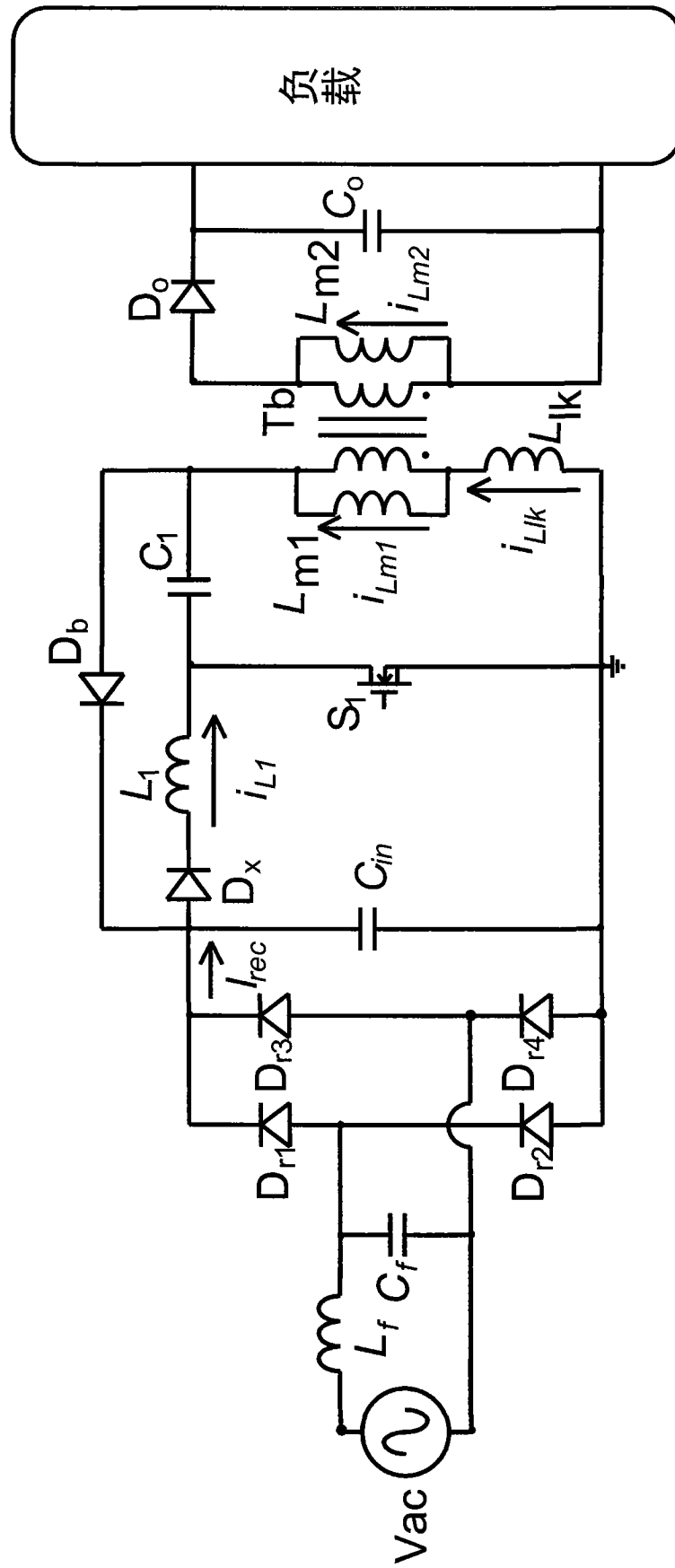


图 8A

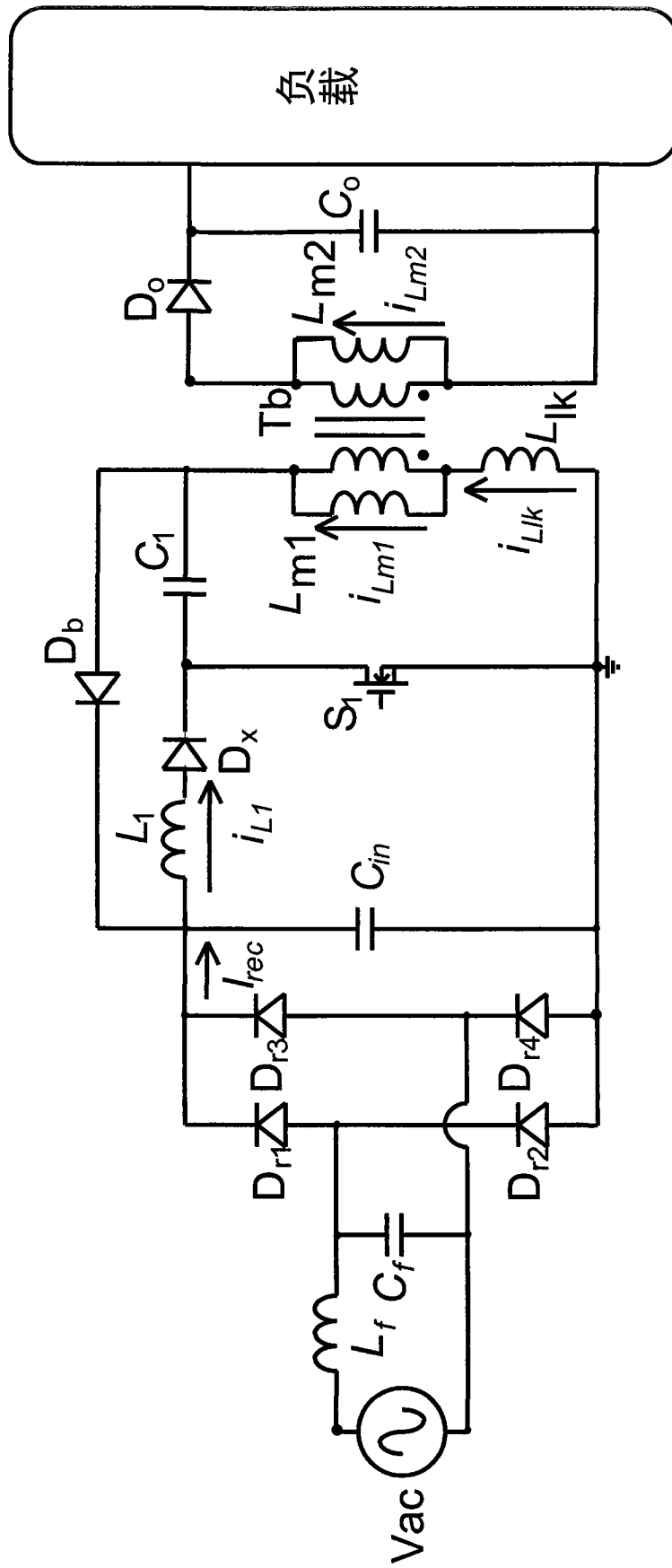


图 8B

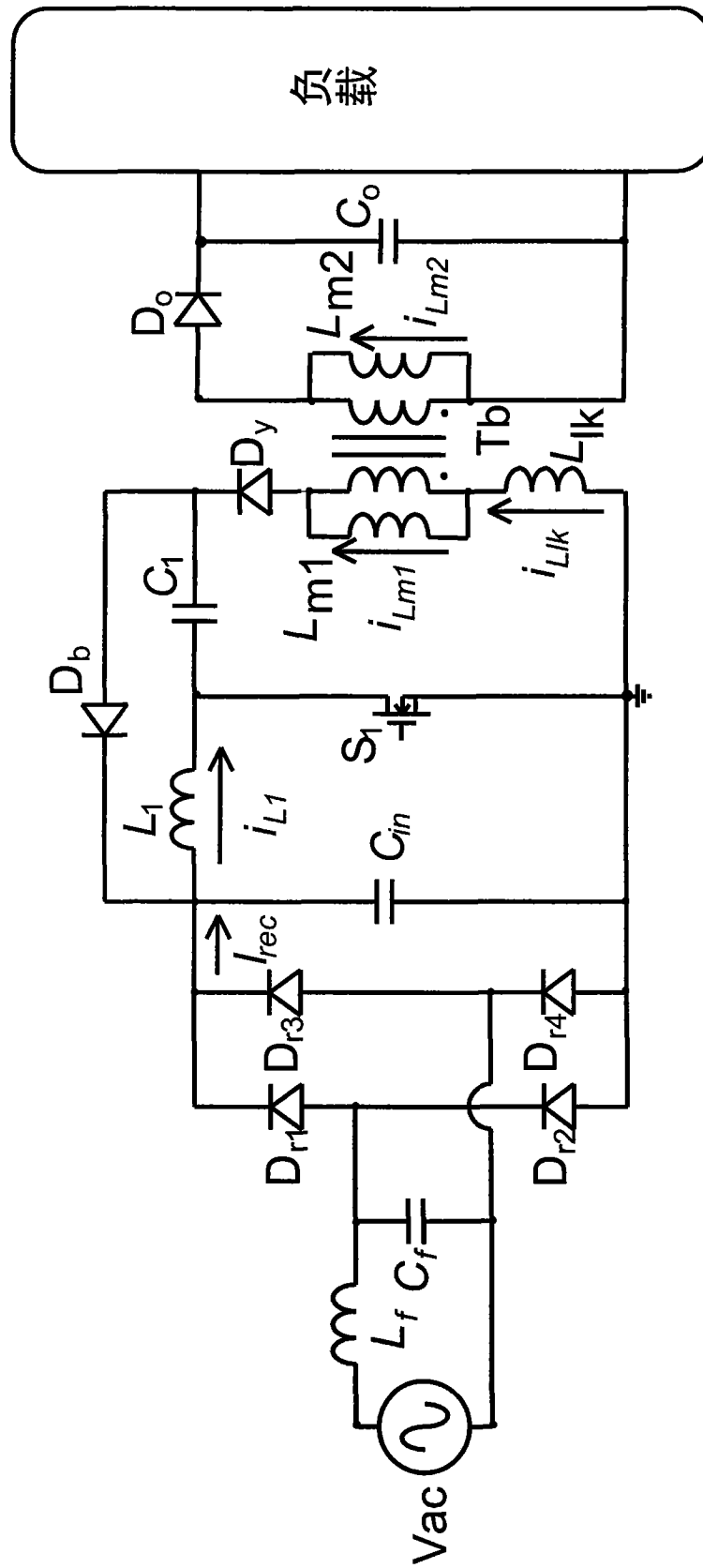


图 9A

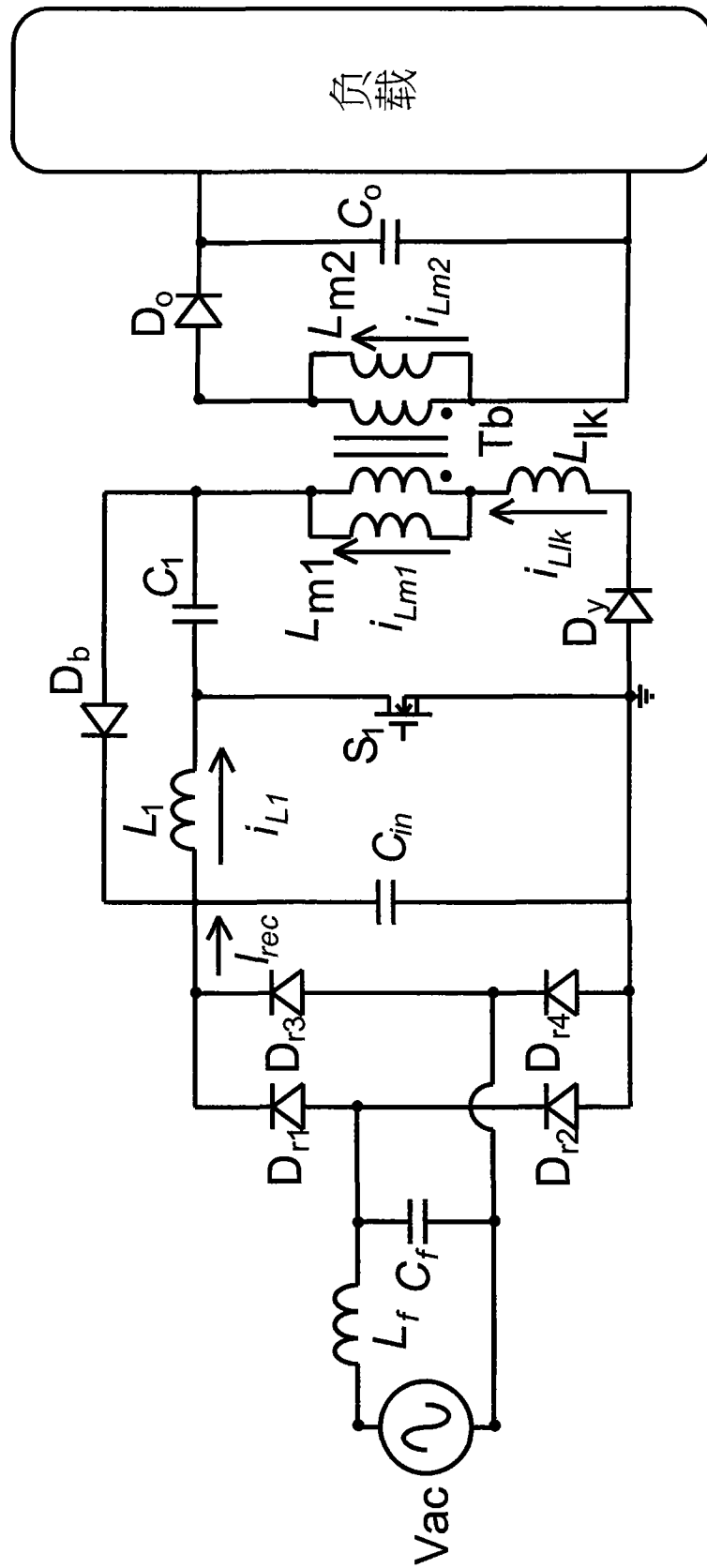


图 9B

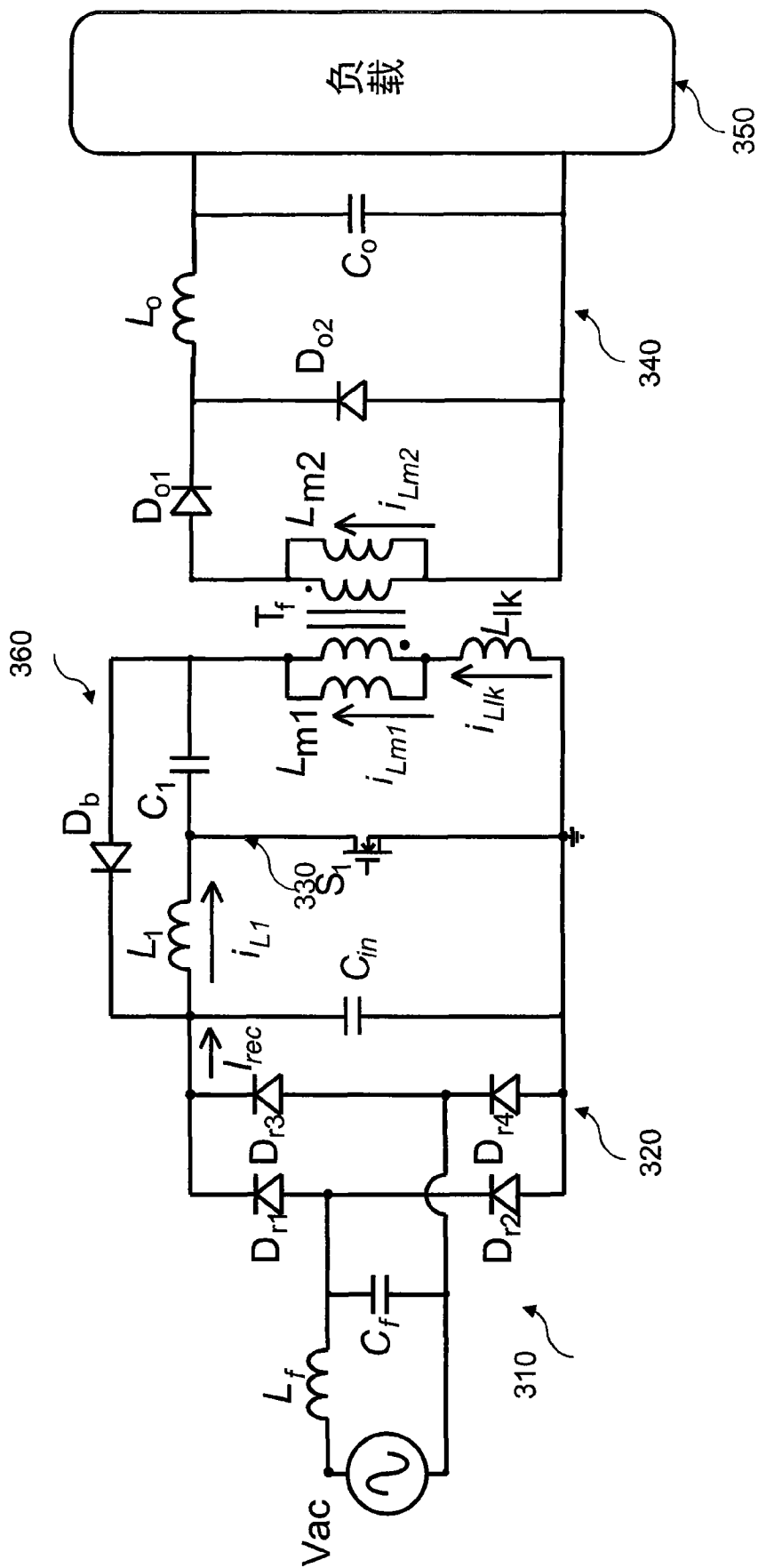


图 10



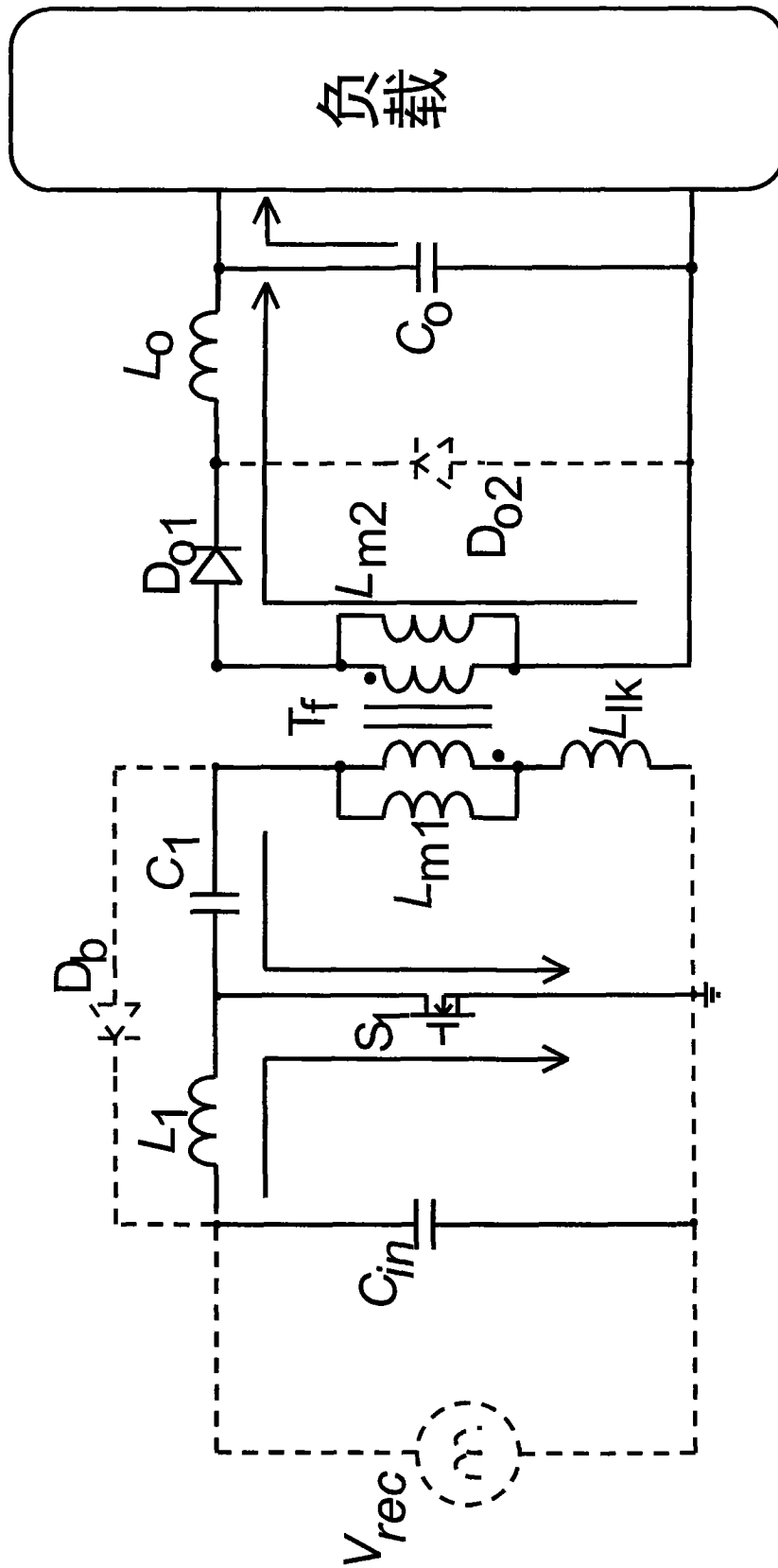


图 11A

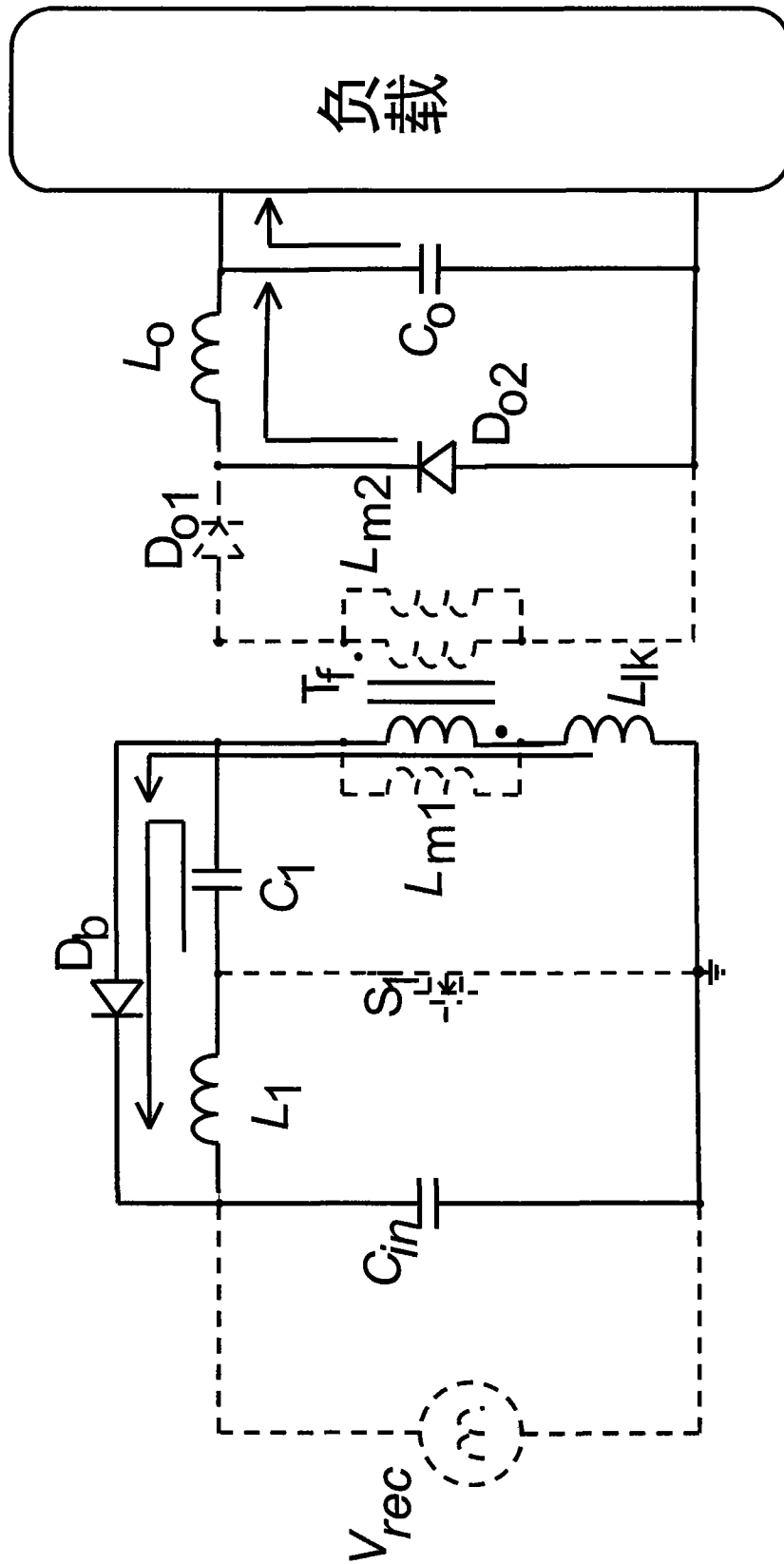


图 11B

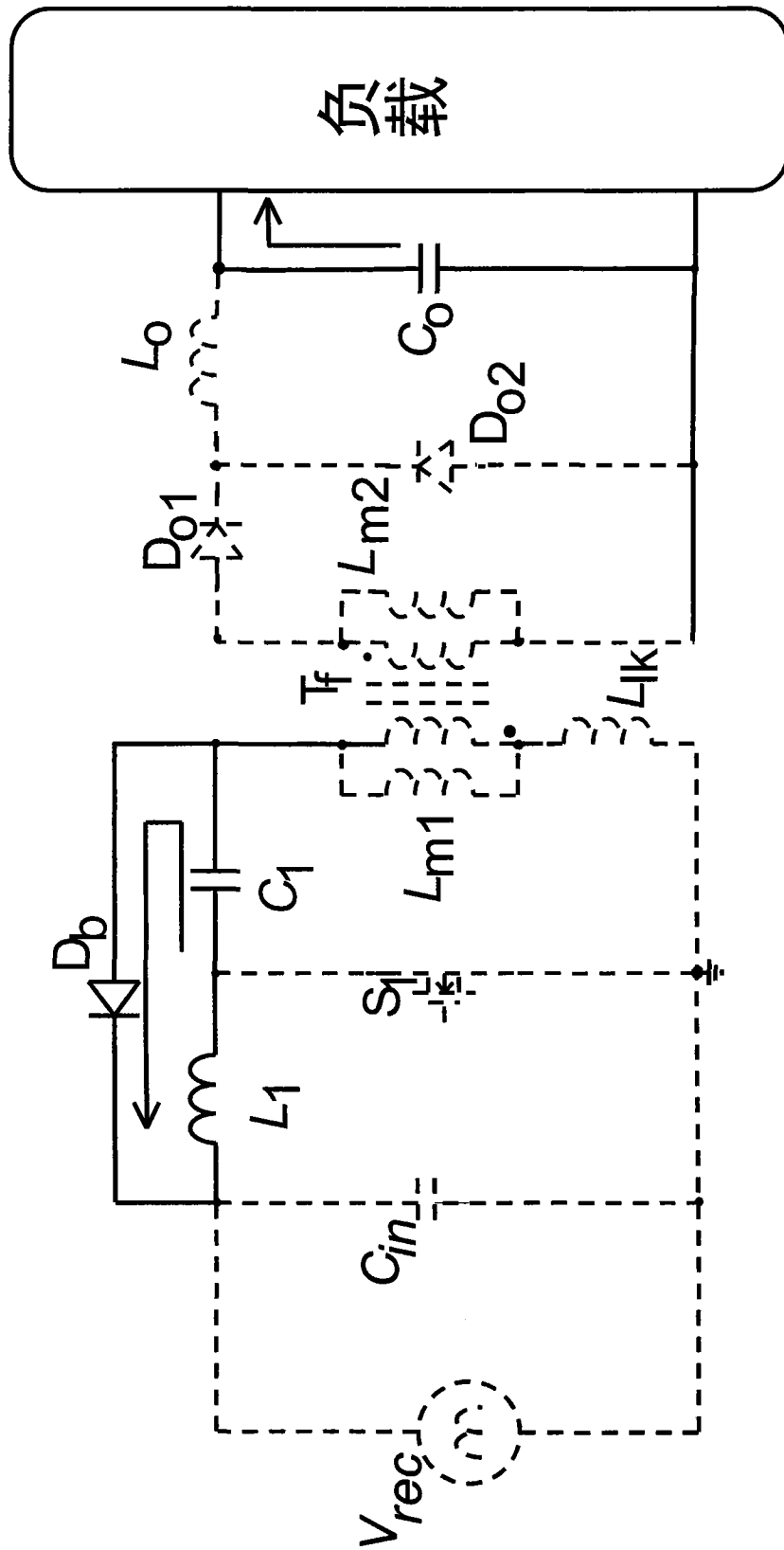


图 11C

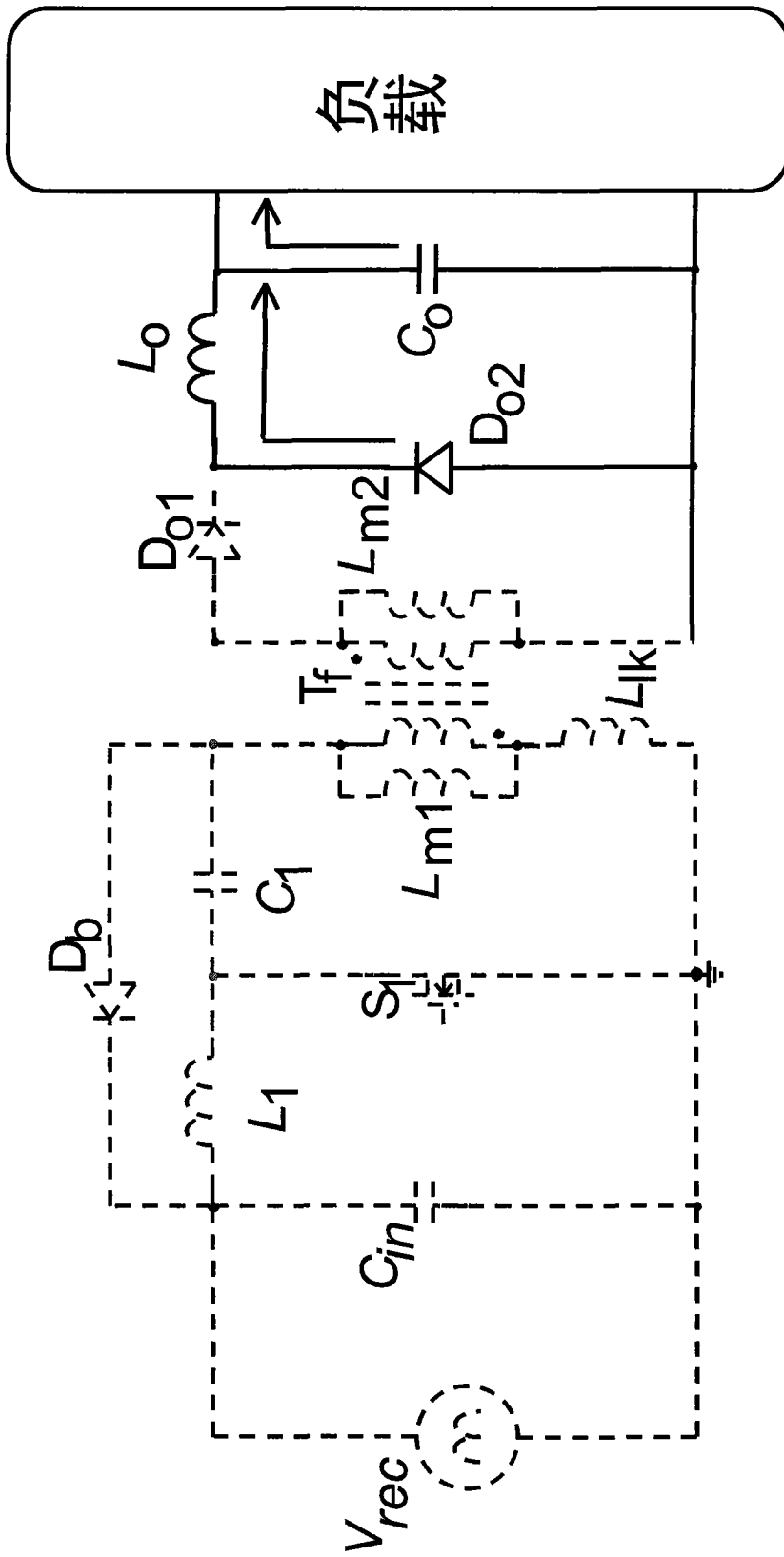


图 11D

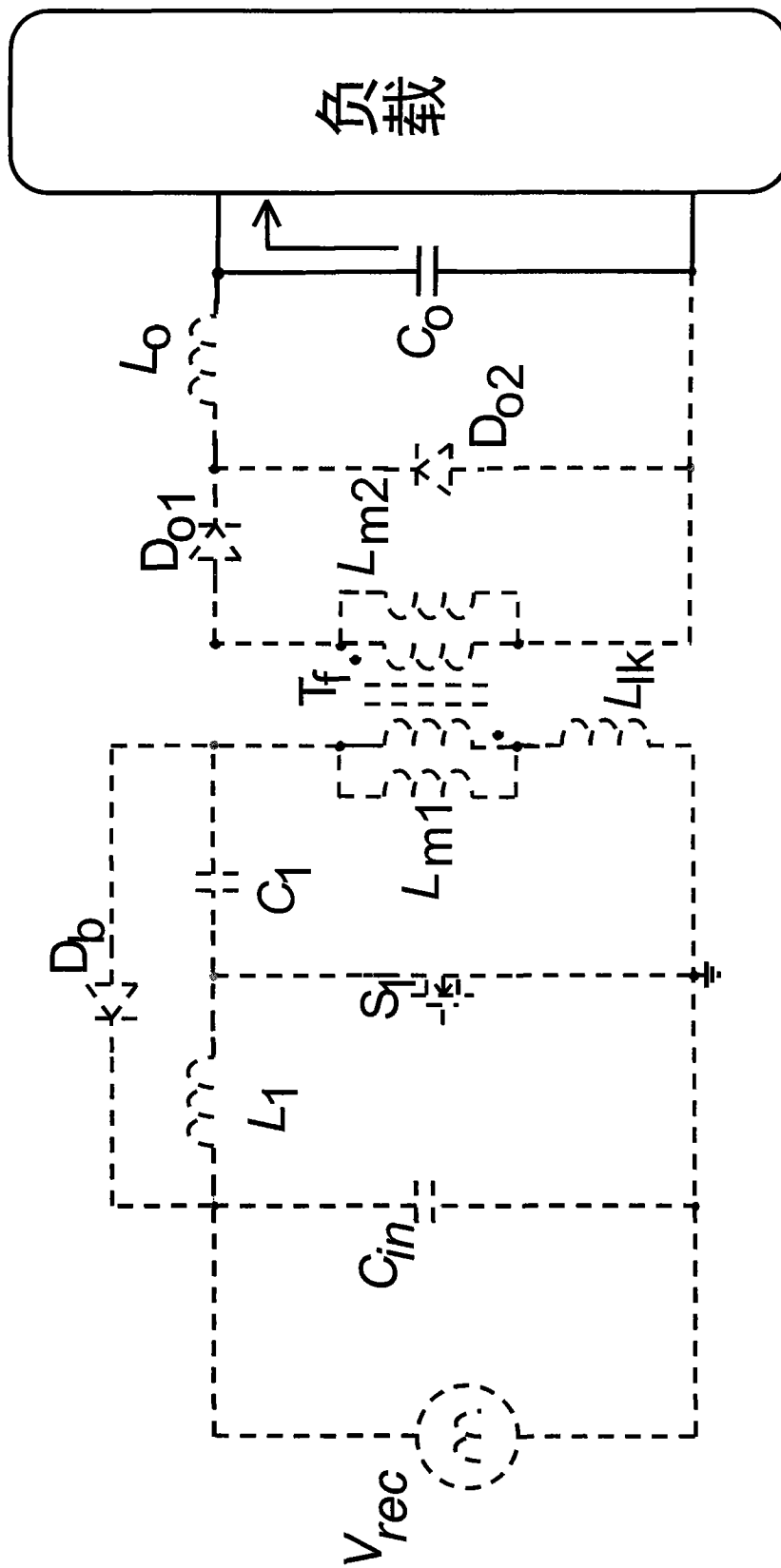
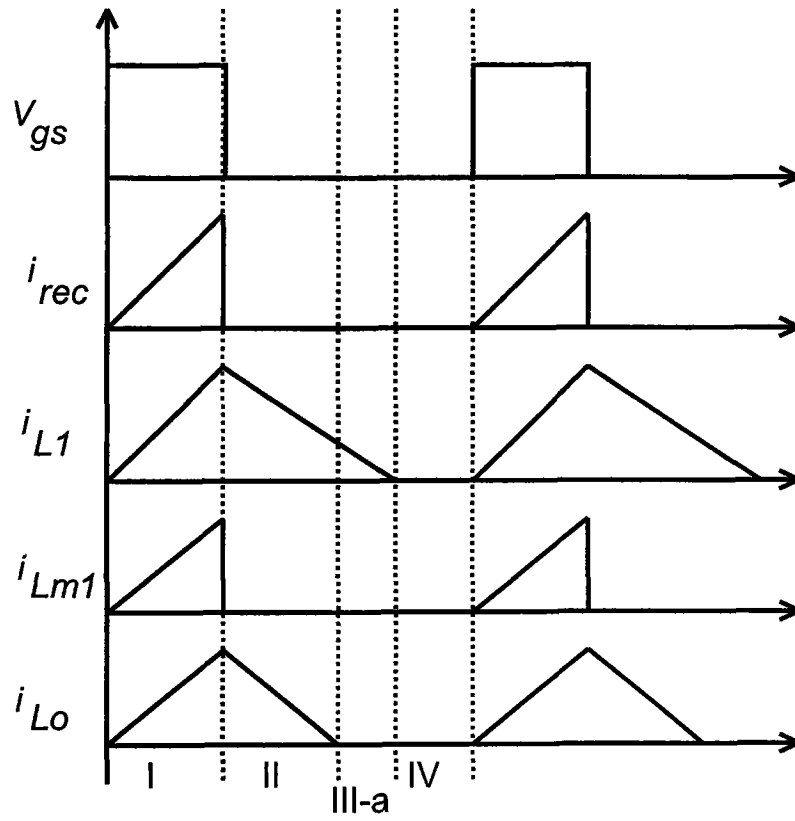
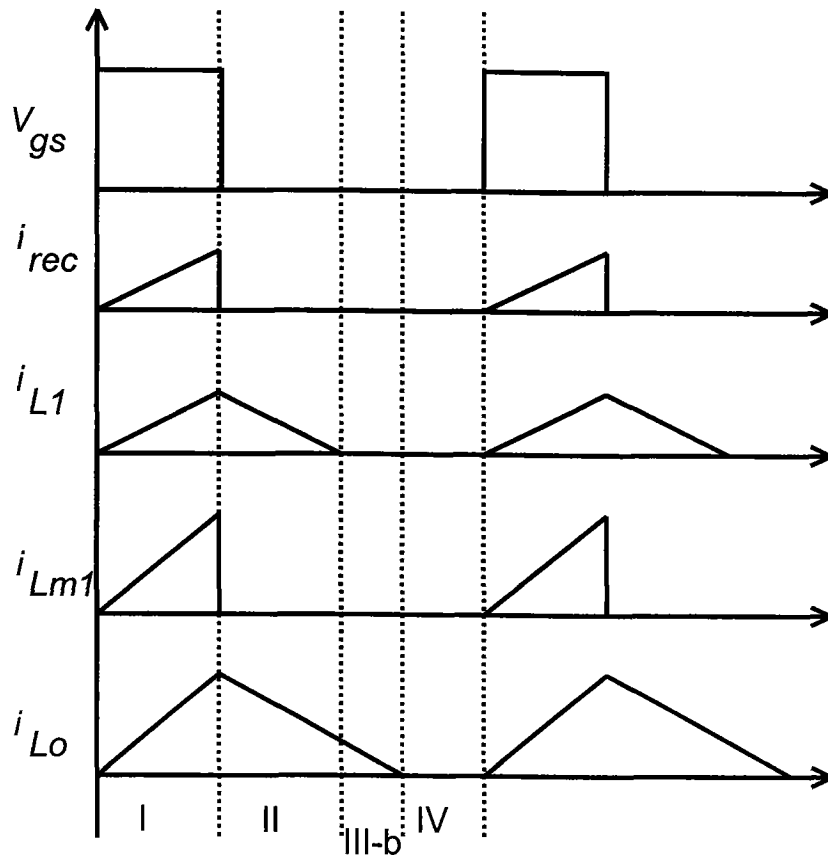


图 11E



输入电压高时 ( $v_{in}=v_{in, peak}$ )

图 12A



输入电压较低时 ( $v_{in}=v_{in, min}$ )

图 12B

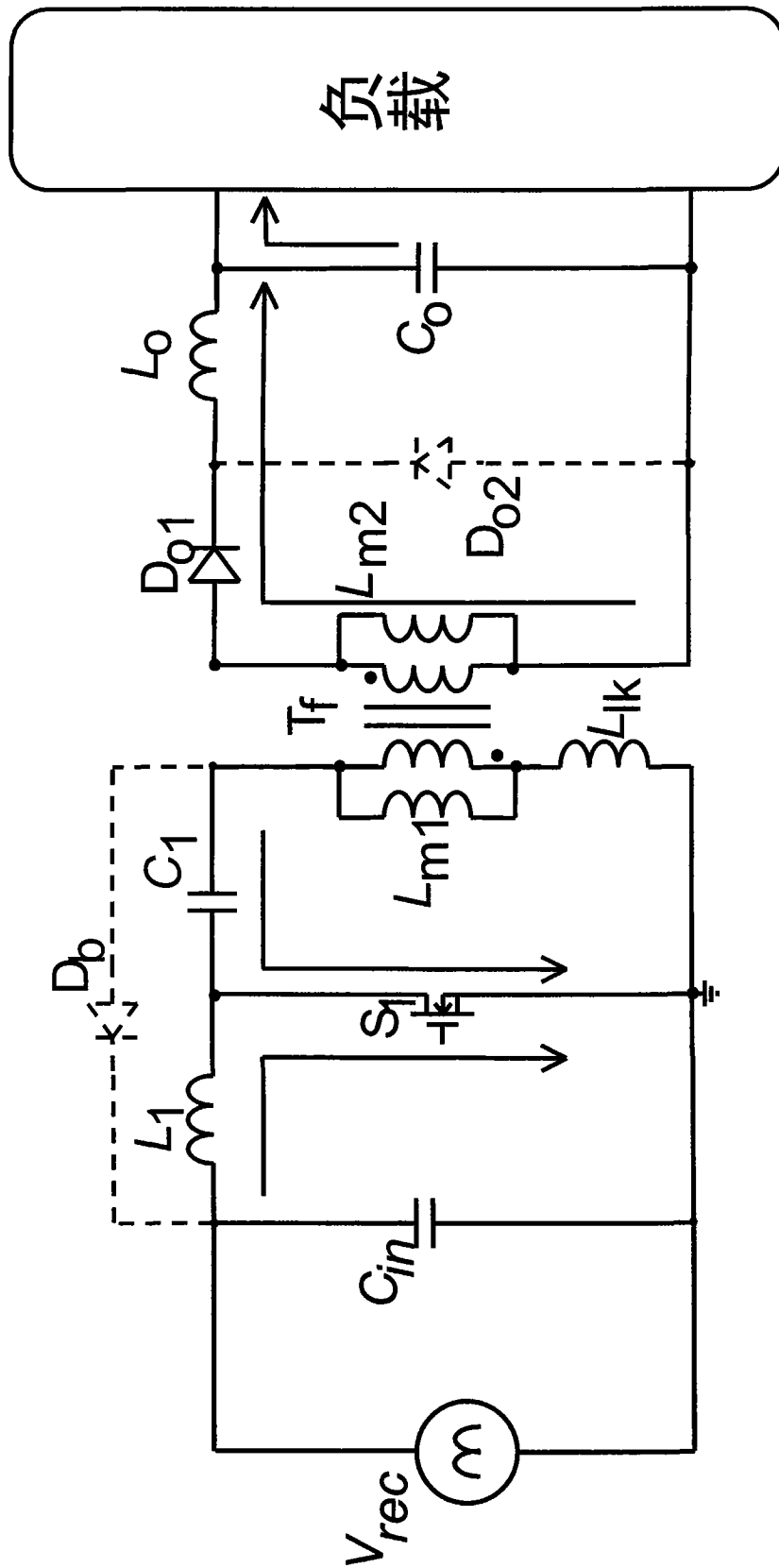


图 13A



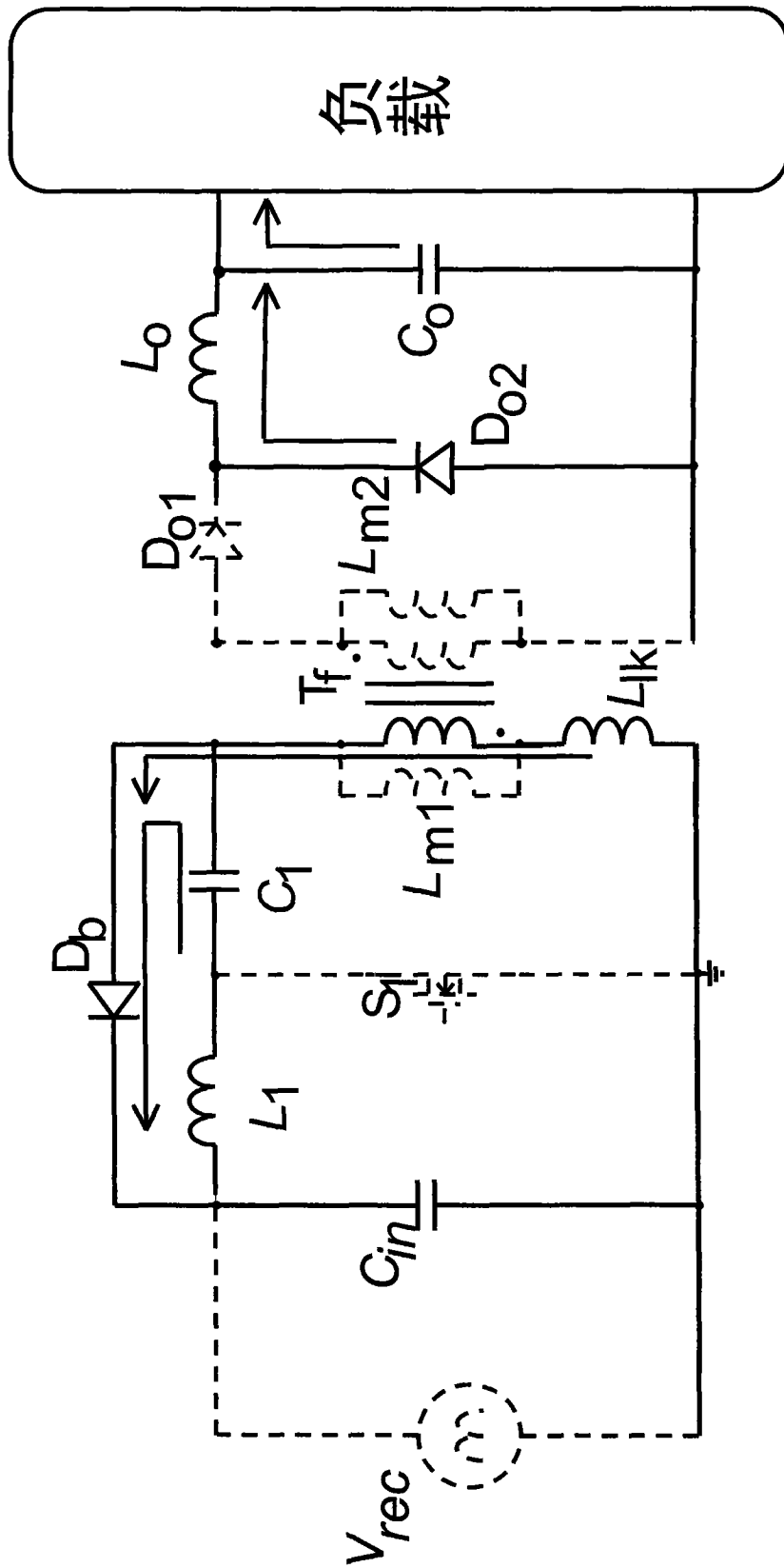


图 13B

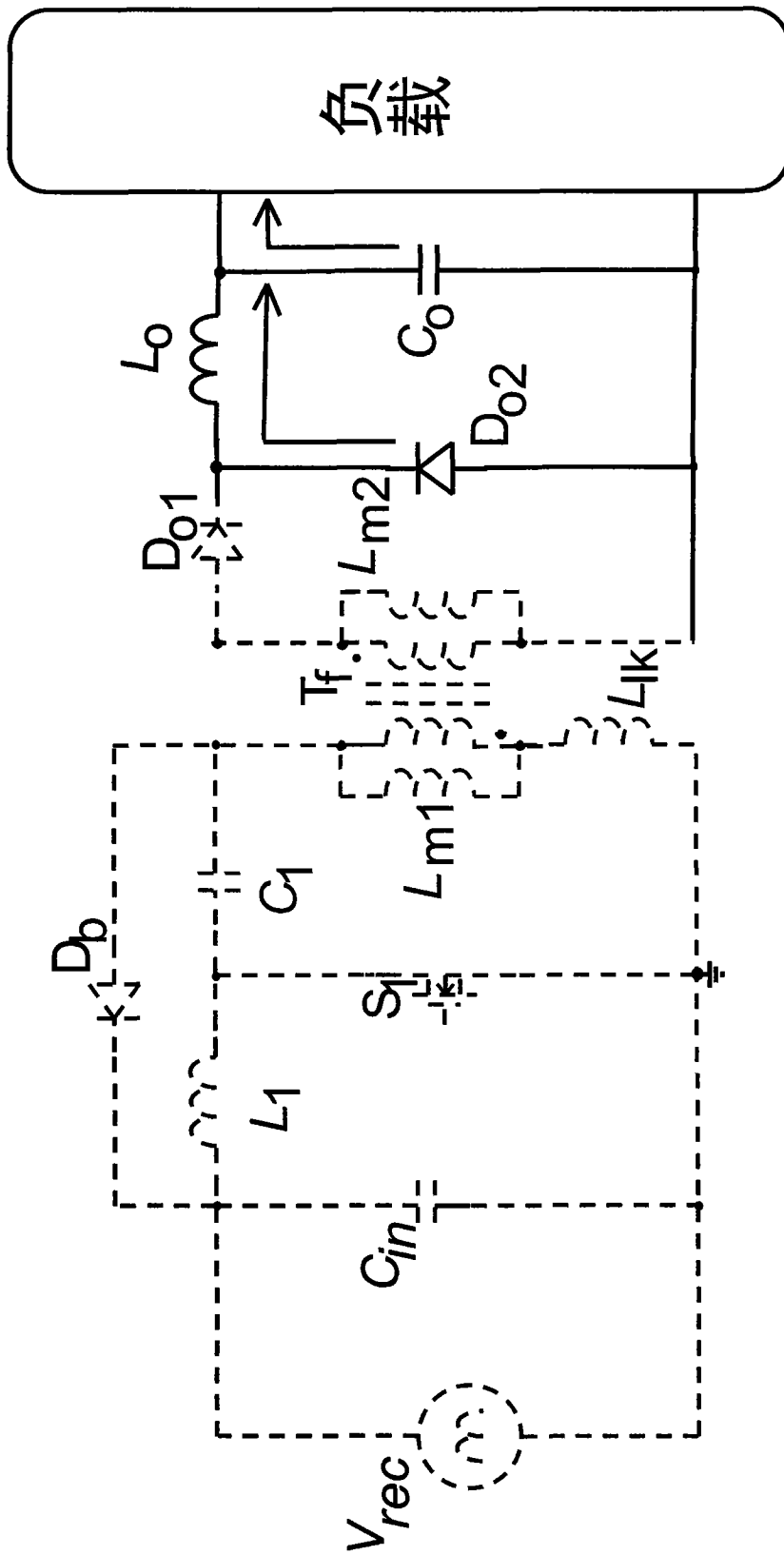


图 13C

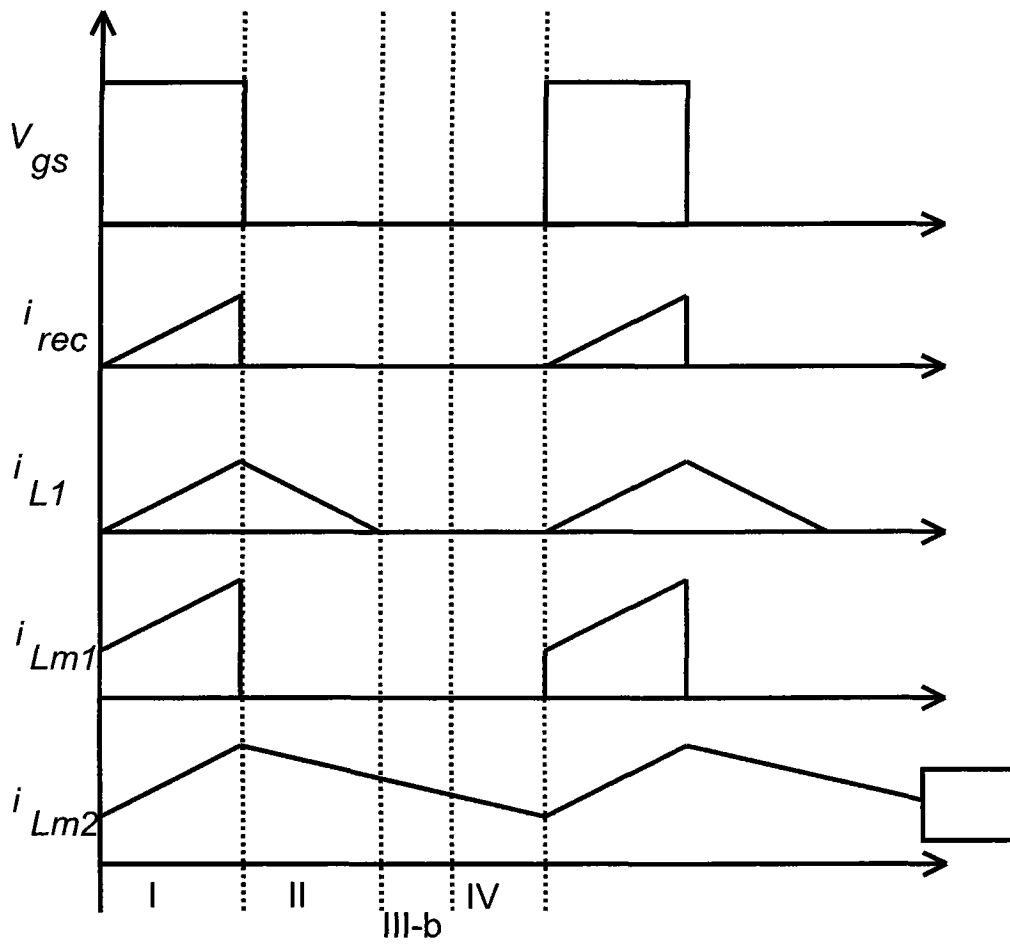


图 14

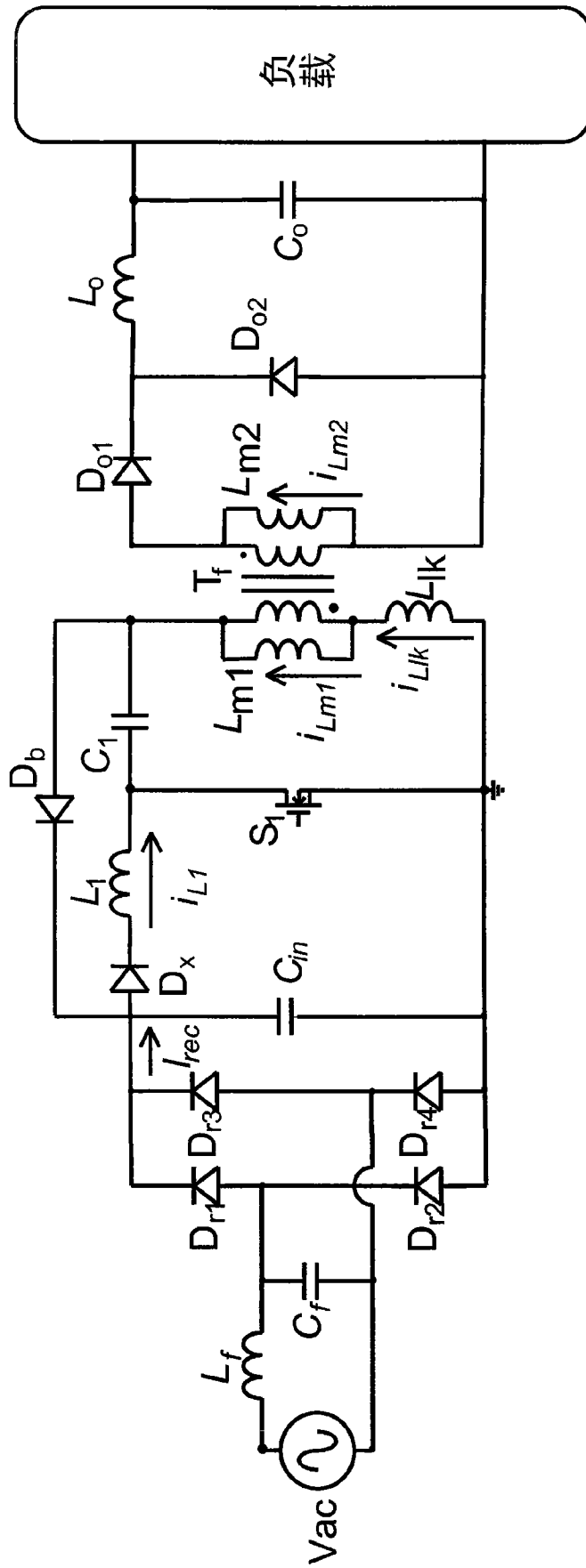


图 15A

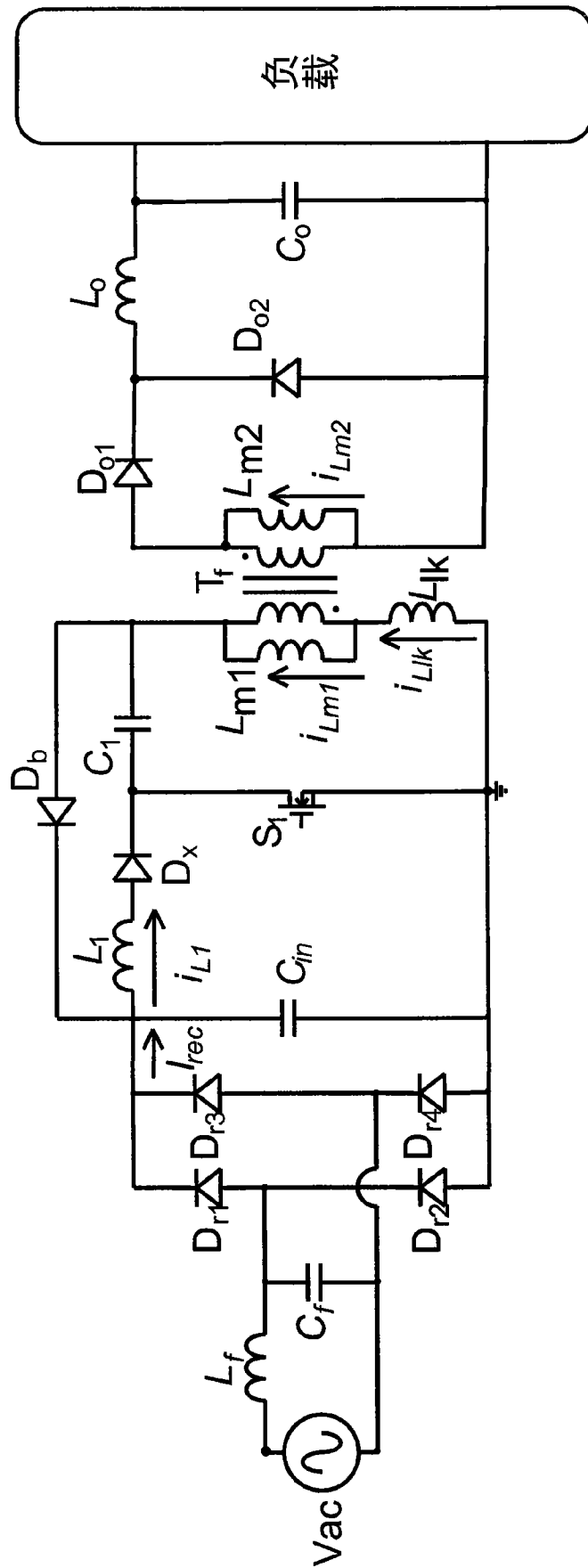


图 15B

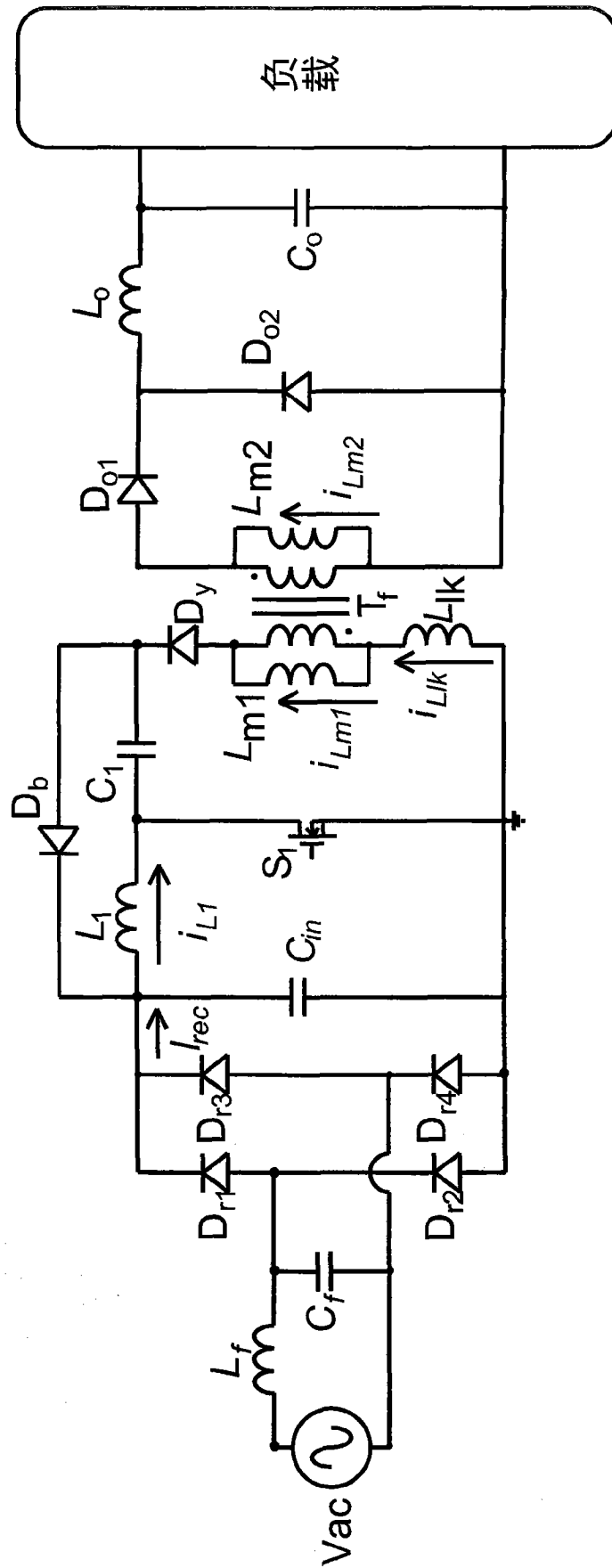


图 16A

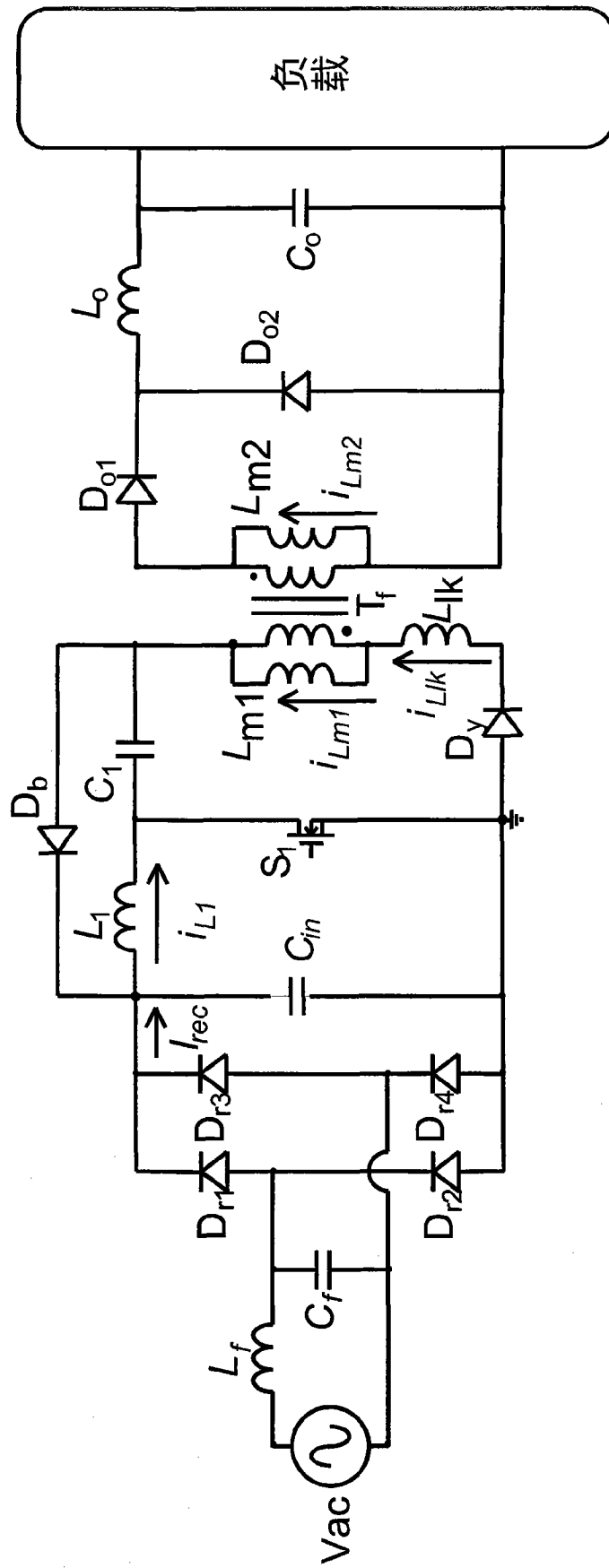


图 16B