



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108028605 B

(45)授权公告日 2020.05.12

(21)申请号 201680053678.3

(22)申请日 2016.09.16

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 108028605 A

(43)申请公布日 2018.05.11

(30)优先权数据

62/220,465 2015.09.18 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2018.03.15

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2016/052278 2016.09.16

(87)PCT国际申请的公布数据

WO2017/049179 EN 2017.03.23

(73)专利权人 株式会社村田制作所

地址 日本京都府

(72)发明人 汪洪亮 陈扬 刘燕飞

J·阿夫什阿里昂 杨志华 龚冰

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 俞丹 宋俊寅

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

CN 101093961 A, 2007.12.26,

CN 1747308 A, 2006.03.15,

CN 204304823 U, 2015.04.29,

KR 101492964 B1, 2015.02.24,

CN 101951152 A, 2011.01.19,

In-Ho Cho, et.al. A Half-Bridge LLC

Resonant Converter Adopting Boost PWM

Control Scheme for Hold-Up State

Operation.《IEEE Transactions on Power

Electronics》.2013,第29卷(第2期),

审查员 王宇

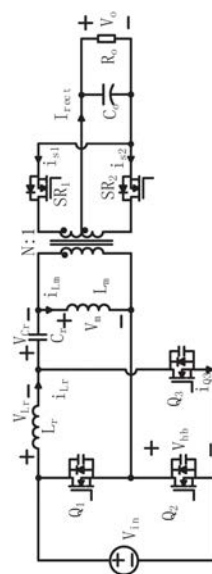
权利要求书2页 说明书8页 附图29页

(54)发明名称

具有保持操作的转换器

(57)摘要

本发明提供一种具有保持操作的转换器,包括:半桥电路,该半桥电路包括串联连接的第一晶体管和第二晶体管,该半桥电路与电压输入端并联连接并且包括连接到第一晶体管和第二晶体管两者的节点;谐振电感器,其连接到半桥电路和变压器的初级绕组;谐振电容器,其连接到半桥电路和初级绕组;第三晶体管,其第一端子连接到半桥电路并且第二端子直接连接到谐振电感器的第一端子;以及整流级,其连接到变压器的次级绕组并且包括第一同步整流器和第二同步整流器。整流级不使用分立二极管来提供整流,并且在电压升压操作期间,第三晶体管接通和断开以保持输出电压电平。



1. 一种转换器,其包括:

电压输入端;

变压器,其包括初级绕组和次级绕组;

电压输出端;

初级电路,其连接到所述电压输入端和所述初级绕组,所述初级电路包括半桥电路、谐振电感器、谐振电容器和第三晶体管,其中,所述半桥电路包括串联连接的第一晶体管和第三晶体管,所述半桥电路与所述电压输入端并联连接并且包括连接到所述第一晶体管和第三晶体管两者的节点,所述谐振电感器连接到所述半桥电路和所述初级绕组,所述谐振电容器连接到所述半桥电路和所述初级绕组,所述第三晶体管的第一端子连接到所述半桥电路,并且所述第三晶体管的第二端子直接连接到所述谐振电感器的第一端子;以及

次级电路,其连接到所述次级绕组和所述电压输出端,所述次级电路包括连接到所述次级绕组并且具有第一同步整流器和第二同步整流器的整流级,其中

所述整流级不使用分立二极管提供整流,并且

在电压升压操作期间,通过在所述第一晶体管接通且所述第二晶体管断开的情况下以及在所述第二晶体管接通且所述第一晶体管断开的情况下传输能量,所述第三晶体管进行接通和断开以保持输出电压电平。

2. 根据权利要求1所述的转换器,其还包括连接到所述第三晶体管的二极管。

3. 根据权利要求1所述的转换器,其中:

所述第三晶体管的所述第二端子也直接连接到所述谐振电容器的第一端子;

所述谐振电感器的所述第一端子与所述谐振电容器的所述第一端子连接,使得所述谐振电容器通过所述谐振电感器连接到所述半桥电路;

所述谐振电感器的第二端子连接到所述半桥电路的所述节点;并且

所述谐振电容器的第二端子连接到所述初级绕组。

4. 根据权利要求3所述的转换器,其中所述第三晶体管的所述第一端子还连接到所述电压输入端的负极端子。

5. 根据权利要求4所述的转换器,其中所述初级绕组直接连接到所述电压输入端的所述负极端子。

6. 根据权利要求4所述的转换器,其中所述初级绕组直接连接到所述电压输入端的正极端子。

7. 根据权利要求3所述的转换器,其中所述第三晶体管的所述第一端子也连接到所述电压输入端的正极端子。

8. 根据权利要求7所述的转换器,其中所述初级绕组直接连接到所述电压输入端的负极端子。

9. 根据权利要求7所述的转换器,其中所述初级绕组直接连接到所述电压输入端的正极端子。

10. 根据权利要求1所述的转换器,其中:

所述第三晶体管的所述第二端子也直接连接到所述谐振电容器的第一端子;

所述谐振电感器的所述第一端子与所述谐振电容器的所述第一端子连接,使得所述谐振电容器通过所述谐振电感器连接到所述半桥电路;

所述谐振电感器的第二端子连接到所述电压输入端的负极端子;并且
所述谐振电容器的第二端子连接到所述初级绕组。

11. 根据权利要求10所述的转换器,其中所述第三晶体管的所述第一端子也连接到所述电压输入端的正极端子。

12. 根据权利要求11所述的转换器,其还包括连接到所述第三晶体管的二极管。

13. 根据权利要求1所述的转换器,其中:

所述第三晶体管的所述第二端子也直接连接到所述谐振电容器的第一端子;

所述谐振电感器的所述第一端子与所述谐振电容器的所述第一端子连接,使得所述谐振电容器通过所述谐振电感器连接到所述半桥电路;

所述谐振电感器的第二端子连接到所述电压输入端的正极端子;并且

所述谐振电容器的第二端子连接到所述初级绕组。

14. 根据权利要求13所述的转换器,其中所述第三晶体管的所述第一端子也连接到所述电压输入端的负极端子。

15. 根据权利要求14所述的转换器,其还包括连接到所述第三晶体管的二极管。

16. 根据权利要求1所述的转换器,其中:

所述第三晶体管的所述第二端子也连接到所述初级绕组;

所述谐振电容器的第一端子连接到所述半桥电路的所述节点;并且

所述谐振电容器的第二端子连接到所述初级绕组。

17. 根据权利要求16所述的转换器,其中:

所述谐振电感器的第二端子连接到所述电压输入端的负极端子;并且

所述第三晶体管的所述第一端子也连接到所述电压输入端的正极端子。

18. 根据权利要求16所述的转换器,其中:

所述谐振电感器的第二端子连接到所述电压输入端的正极端子;并且

所述第三晶体管的所述第一端子也连接到所述电压输入端的负极端子。

19. 根据权利要求1所述的转换器,其中当所述电压输入端低于阈值电压时,在保持时段期间发生电压升压操作。

20. 根据权利要求1所述的转换器,其中在电压升压操作期间,所述谐振电容器增加所述谐振电感器的能量以保持所述输出电压电平。

具有保持操作的转换器

技术领域

[0001] 本发明涉及高效电源之类的装置。更具体地,本发明涉及执行保持操作的谐振转换器。

背景技术

[0002] 在电信电源之类的装置中,应考虑保持问题。当输入AC功率中断或丢失时,功率因数校正(PFC)级的输出电压随着输出电容器放电而连续下降。保持时间是指输入AC功率中断或丢失后,电源可将输出电压电平保持在其额定输出电压范围内的时间。保持问题是如何尽可能多地增加保持时间。

[0003] LLC串联谐振转换器已被使用,因为初级开关可使用零电压开关(ZVS),并且因为整流二极管没有反向恢复问题。虽然常规的LLC串联谐振转换器可实现高效率,但是其无法解决保持问题。

[0004] 图1中示出了两级AC/DC转换器。图1所示的电路可与已知的转换器和根据本发明的优选实施例的转换器一起使用。两级AC/DC转换器包括功率因数校正(PFC)级和DC/DC级,并且已被广泛用于许多工业应用。图1示出了两级AC/DC转换器的框图。PFC级可实现高功率因数,输出电压 V_{bus} 可满足DC/DC级的要求。LLC串联谐振转换器拓扑结构用于实现高效率和高功率密度,因为拓扑结构可在初级侧上使用ZVS并且在次级侧上使用零电容开关(ZCS)。同步整流器(SR)在低输出电压应用中被广泛采用以降低输出整流器的导电损耗,从而提高了效率。由于LLC串联谐振转换器是电流馈电拓扑结构,并且没有输出电感器,因此输出整流器上的电压应力远低于常规的电压馈电拓扑结构中的电压应力。额定低压的金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)可用作同步整流器SR以实现高效率。因此,具有同步整流器SR的LLC串联谐振转换器是在低输出电压应用中实现高效率的理想拓扑结构。在失去AC电压后,输出电压应保持一段时间,这称为保持时段,如图2所示。在保持时段期间,储能电容器 C_{bus} 为LLC串联谐振转换器供电。因此,DC/DC级应提供足够的电压增益,以使LLC串联谐振转换器的输出电压保持稳定。

[0005] LLC串联谐振转换器通过降低开关频率来调节输出电压,假设转换器在电感区域中工作。具有宽输入电压范围的LLC串联谐振转换器应具有小的磁化电感,以实现高峰值增益。这种小磁化电感会在初级侧上产生较大的导电损耗。因此,难以获得具有宽输入电压范围并实现平坦效率曲线的优化设计。为了在工作期间获得良好的性能并且满足保持时段期间的电压增益要求,基于LLC串联谐振转换器已经开发了许多用于保持操作的方法。

[0006] 提供保持操作的第一已知方法使用附加的次级侧绕组来增加保持操作期间的次级线匝的数量。附加的绕组与变压器的次级绕组串联连接。二极管和开关可用于连接和断开附加的绕组。

[0007] 图3示出了使用提供保持操作的第一已知方法的现有LLC转换器。这种现有的转换器包括初级侧和次级侧。初级侧是位于DC输入端 V_{in} 和变压器之间的转换器侧。次级侧是位于变压器和输出电压 V_o 之间的转换器侧。

[0008] 初级电路包括初级开关 Q_1, Q_2 、谐振电感器 L_r 、谐振电容器 C_r 和电感器 L_m 。初级开关 Q_1, Q_2 连接到DC输入端 V_{in} 。谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 彼此串联连接并且连接在变压器T的初级绕组与初级开关 Q_1, Q_2 间的节点之间。电感器 L_m 并联连接在变压器T的初级绕组两端。电压 V_{Lr} 是谐振电感器 L_r 两端的电压,并且电流 i_{Lr} 是流过谐振电感器 L_r 的电流。电压 V_{Cr} 是谐振电容器 C_r 两端的电压。电流 i_{Lm} 是流过电感器 L_m 的电流。次级电路包括布置在电桥中的整流二极管 D_1, D_2, D_3, D_4 、电阻 R_0 和输出电容器 C_0 。电流 I_{rect} 是来自整流桥的电流。电阻 R_0 表示输出电阻。上述部件是LLC转换器的典型部件。

[0009] 次级电路还包括辅助绕组 N_a 。串联连接的二极管 D_5 和开关 Q_3 连接在辅助绕组 N_a 和输出端之间。在保持操作期间增加次级线匝,转换器可实现比传统的LLC转换器更高的电压增益。然而,附加的变压器绕组意味着更大的变压器尺寸,并且具备开关 Q_3 和二极管 D_5 导致更低的功率密度和更高的成本。

[0010] 如Kim等人所著的“具有辅助保持时间补偿电路的LLC串联谐振转换器”, Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Asia; 2011; 第628-633页的图3和图4中所示,在正常操作期间,附加的开关断开,附加的绕组未连接。在保持操作期间,附加的开关接通,该绕组连接。以这种方式,次级侧线匝的数量增加。这种方法的缺点是线匝比并非平稳地改变,而是诸如从17:1变为16:1。因此,当线匝比变化时,输出电压将发生跳变。添加附加的变压器绕组会增大变压器的尺寸,并且附加的二极管和附加的开关会降低功率密度并增加复杂性。

[0011] 图4示出了具有向变压器提供ZVS的次级辅助电路的现有的LLC转换器。次级电路仅包括两个整流二极管 D_1, D_2 并且包括辅助绕组,其中,每一个辅助绕组都连接到与二极管 D_4 或 D_5 串联连接的电感器,并且包括开关和连接到整流二极管 D_1, D_2 的二极管。尽管这种已知的转换器可实现更高的电压增益,但是该转换器的次级辅助电路有许多庞大的部件,并不适用于需要同步整流MOSFET的低输出电压应用。

[0012] 提供保持操作的第二已知方法使用脉宽调制(PWM)控制方案来增加初级电流。该第二已知方法可在不使用任何附加部件的情况下增加电压增益,但是需要在保持操作期间将控制方案从脉冲频率调制(PFM)控制改变为PWM控制。从而实现高电压增益,同时保持高功率密度。使用辅助开关的改进的拓扑结构可解决上面讨论的第一已知方法中在线匝比变化时输出电压跳变的缺陷。在第二已知方法中,附加的开关在PWM模式下被控制。通过调整占空比,可平稳地改变输出电压。

[0013] 辅助开关在PWM控制下工作,转换器的主开关在保持操作期间也在PFM下工作。然而,第二方法仅适用于二极管整流器,因为当使用同步整流器代替二极管整流器时,第二已知方法将发生短路。因此,第二方法不适用于低电压、高电流输出应用。

[0014] 图5示出了使用提供保持操作的第二已知方法的现有转换器。使用非对称PWM控制方法。如图5所示,初级开关 Q_1, Q_2 的栅极信号具有不同的长度。图5中的转换器不需要附加的电路。只有使用非对称PWM控制方法才可增加电压增益,但是如Kim等人在“LLC谐振转换器的保持时间期间的不对称PWM控制方案”(IEEE Trans. Ind. Electron.; 第59卷,第7号; 2012年7月; 第2992-2997页)中所解释的,难以为保持操作获得足够的增益。

[0015] 图6和图7示出了使用升压PWM控制方法的两种现有的LLC转换器。升压PWM控制方法在宽输入电压范围内以开关频率变化幅度较窄的方式工作。此外,由于升压PWM控制方法

解耦正常操作和保持操作,因此有可能在正常操作期间获得最优设计。由于LLC转换器在正常操作期间进行PFM,使开关频率改变以调节输出电压,而在保持操作期间进行PWM,使开关频率固定并且使占空比改变以调节输出电压,所以LLC转换器的正常操作和保持操作是解耦的。因此,升压PWM控制仅在保持操作期间工作,从而允许正常操作和保持操作的解耦。但是由于存在短路风险,升压PWM控制方法不适用于具有同步整流器SR的低输出电压应用。在图6和图7中,使用两个次级整流二极管和两个同步整流器 SR_1, SR_2 。如果用同步整流器更换两个二极管,则会发生短路情况。

[0016] 图8示出了另一种已知的转换器,其具有四个整流二极管,并且在与谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 并联连接的初级侧上具有开关 Q_3 。如果用同步整流MOSFET代替整流二极管,则这种升压PWM控制方法也会发生短路情况。一旦开关 Q_2, Q_3 接通,变压器的初级侧就会短路。而次级电路中需要整流二极管。

发明内容

[0017] 为了克服上述问题,本发明的优选实施例提供了一种改进的LLC谐振转换器和在保持操作期间工作的方法,其适用于在次级侧上使用同步整流器的低电压、高电流应用,并且仅使用一个附加的开关(或一个开关和一个二极管),这几乎不增加成本。

[0018] 根据本发明的优选实施例,转换器包括:电压输入端;变压器,其包括初级绕组和次级绕组;电压输出端;初级电路,其连接到电压输入端和初级绕组,该初级电路包括具有串联连接的第一晶体管和第二晶体管的半桥电路,半桥电路与电压输入端并联连接并且包括:连接到第一晶体管和第二晶体管两者的节点、连接到半桥电路和初级绕组的谐振电感器、连接到半桥电路和初级绕组的谐振电容器、以及第一端子连接到半桥电路并且第二端子直接连接到谐振电感器的第一端子的第三晶体管;以及次级电路,其连接到次级绕组和电压输出端,次级电路包括连接到次级绕组并且具有第一同步整流器和第二同步整流器的整流级。整流级不使用分立二极管提供整流,并且在电压升压操作期间,对第三晶体管进行接通和断开以维持输出电压电平。

[0019] 转换器进一步优选地包括连接到第三晶体管的二极管。

[0020] 优选地,第三晶体管的第二端子也直接连接到谐振电容器的第一端子,谐振电感器的第一端子与谐振电容器的第一端子连接,使得谐振电容通过谐振电感器连接到半桥电路,谐振电感器的第二端子连接到半桥电路的节点,并且谐振电容器的第二端子连接到初级绕组。

[0021] 第三晶体管的第一端子也优选地连接到电压输入端的负极端子。初级绕组优选地直接连接到输入电压的负极端子或输入电压的正极端子。

[0022] 第三晶体管的第一端子还优选地连接到电压输入端的正极端子。初级绕组优选地直接连接到输入电压的负极端子或输入电压的正极端子。

[0023] 优选地,第三晶体管的第二端子也直接连接到谐振电容器的第一端子,谐振电感器的第一端子与谐振电容器的第一端子连接,使得谐振电容通过谐振电感器连接到半桥电路,谐振电感器的第二端子连接到输入电压的负极端子,并且谐振电容器的第二端子连接到初级绕组。

[0024] 第三晶体管的第一端子也优选地连接到电压输入端的正极端子。转换器进一步优选

地包括连接到第三晶体管的二极管。

[0025] 优选地,第三晶体管的第二端子也直接连接到谐振电容器的第一端子,谐振电感器的第一端子与谐振电容器的第一端子连接,使得谐振电容通过谐振电感器连接到半桥电路,谐振电感器的第二端子连接到输入电压的正极端子,并且谐振电容器的第二端子连接到初级绕组。

[0026] 第三晶体管的第一端子也优选连接到电压输入端的负极端子。转换器进一步优选地包括连接到第三晶体管的二极管。

[0027] 优选地,第三晶体管的第二端子也连接到初级绕组,谐振电容器的第一端子连接到半桥电路的节点,并且谐振电容器的第二端子连接到初级绕组。

[0028] 优选地,谐振电感器的第二端子连接到输入电压的负极端子,并且第三晶体管的第一端子也连接到输入电压的正极端子。优选地,谐振电感器的第二端子连接到输入电压的正极端子,并且第三晶体管的第一端子也连接到输入电压的负极端子。

[0029] 当输入电压低于阈值电压时,电压升压操作优选地在保持时段期间进行。在电压升压操作期间,谐振电容器优选地增加谐振电感器的能量以维持输出电压电平。

[0030] 参考附图,根据本发明的优选实施例的以下详细描述,本发明的上述和其他特征部、元件、特征、步骤和优点将变得更加明显。

附图说明

[0031] 图1示出了具有PFC级和DC/DC级的电路。

[0032] 图2示出了正常时段操作期间和保持时段操作期间的电压波形。

[0033] 图3-8示出了现有的转换器。

[0034] 图9-18示出了根据本发明的第一至第十优选实施例的转换器。

[0035] 图19示出了正常操作期间的波形。

[0036] 图20示出了保持操作期间的波形。

[0037] 图21-25示出了根据图18所示的本发明的第十优选实施例的转换器的操作。

[0038] 图26示出了转换器的相对增益,作为附加开关的占空比的函数。

[0039] 图27-29示出了在25A负载电流下测试得到的转换器的波形。

[0040] 图30-32示出了在15A负载电流下测试得到的转换器的波形。

具体实施方式

[0041] 本发明的优选实施例提供增大了电压增益的半桥(HB) LLC转换器。在正常操作期间,即当输入电压在标称的输入电压范围内时,转换器可以最大效率工作。当输入电压较低时,附加的开关开始在PWM模式下工作,以增加从DC输入端传送到谐振回路的能量再传送到输出端,从而增加电压增益。这特别适合于保持操作。由于正常操作和保持操作是解耦的,开关频率变化范围并不宽,从而可以实现高效率。附加的开关可以串联一个二极管,该二极管使附加的开关的支路断开,从而为附加的开关的寄生电容器充电。

[0042] 在正常操作期间,根据本发明的优选实施例的转换器中所附加的开关不接通,并且转换器像传统的半桥LLC转换器一样操作。输出电压采用开关频率控制的方式进行控制。开关频率可设计在谐振频率附近,因此可被优化。当输入电压低时,转换器可在电压升压模

式下操作,初级开关在最小开关频率下操作,并且附加的开关在PWM模式下操作,以增加从输入源传送到谐振回路的能量,从而提高电压增益。保持时段是输入电压低的时间段。

[0043] 图9示出了根据本发明的第一优选实施例的转换器。图9所示的转换器可用作图1中的DC/DC级。图9中的DC输入 V_{in} 对应于图1中的电容器 C_{bus} 上的电压 V_{bus} 。

[0044] 初级电路包括初级开关 Q_1, Q_2 、谐振电感器 L_r 、谐振电容器 C_r 、二极管 D_1 、开关 Q_3 和电感器 L_m 。初级开关 Q_1, Q_2 连接到DC输入端 V_{in} 。谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 彼此串联连接并且连接在变压器T的初级绕组与初级开关 Q_1, Q_2 间的节点之间。二极管 D_1 和开关 Q_3 彼此串联连接并且连接在输入电压 V_{in} 的负极端子与谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 间的节点之间。电感器 L_m 并联地连接在变压器T的初级绕组的两端。变压器线匝比为N。电压 V_{HB} 是半桥的电压。电压 V_{Lr} 是谐振电感器 L_r 两端的电压,并且电流 i_{Lr} 是流过谐振电感器 L_r 的电流。电压 V_{Cr} 是谐振电容器 C_r 两端的电压。电压 V_m 是变压器T的初级绕组两端的电压,并且电流 i_{Lm} 是流过电感器 L_m 的电流。电流 i_{Q3} 是流过辅助开关 Q_3 的电流。

[0045] 次级电路包括同步整流器 SR_1, SR_2 、电阻 R_0 和电容器 C_0 。同步整流器 SR_1, SR_2 连接到变压器T的次级绕组并且构成整流级,其在输出电压 V_0 处提供已整流的输出。整流级不包括或使用二极管来提供已整流的输出。电阻 R_0 表示输出端的电阻。电流 I_{rect} 是来自整流级的电流。

[0046] 在图9中,转换器包括一个开关 Q_3 (或者一个开关 Q_3 和一个二极管 D_1)。开关 Q_3 仅在保持操作期间工作。在正常操作时,随着输入电压降低,初级开关 Q_1, Q_2 的开关频率降低。一旦开关频率降低到设定的最小频率,开关 Q_3 的占空比从零开始增加,同时初级开关 Q_1, Q_2 的开关频率固定,从而开始保持操作。因此,可根据正常操作设计转换器。当开关 Q_3 接通时,电感器 L_r 可被充电,将大量的能量传输到次级侧。因此,增益增加。当DC输入端 V_{in} 被切断时,输入DC总线电容器(未示出,但可以与DC输入端 V_{in} 并联连接)的电压降低,并且辅助开关 Q_3 对谐振电感器 L_r 进行充电,使得输出电压 V_0 保持不变。因此,保持时间可增加。

[0047] 因为电容器 C_r 连接在变压器T和充电电路之间,即通过一个开关 Q_3 或一个开关 Q_3 和一个二极管 D_4 连接,所以DC/DC转换器适用于同步整流器应用。在同步整流器应用中,必须避免变压器初级侧的短路,因为同步整流器可提供双向电流。已知的辅助开关方法在保持操作期间通过使变压器短路来增加电感器的能量并且使输出电压恒定。使变压器短路仅适用于二极管整流器应用。在同步整流器应用中,在保持操作期间与变压器串联的谐振电容器可增加电感器 L_r 的能量以使输出电压恒定。谐振电容器不会直接使变压器的初级侧短路,适用于二极管整流器应用和同步整流器应用。

[0048] 除了开关 Q_3 和二极管 D_1 的位置改变之外,根据图10所示的第二优选实施例的转换器类似于图9的第一优选实施例的转换器。在图10中,开关 Q_3 和二极管 D_1 仍然串联连接,但是连接方式不同。开关 Q_3 和二极管 D_1 连接到谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 间的节点,而不是连接到输入电压 V_{in} 的负极端子,开关 Q_3 和二极管 D_1 连接到输入电压 V_{in} 的正极端子。

[0049] 除了谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 不直接串联连接,不需要二极管 D_1 ,并且开关 Q_3 连接方式不同之外,根据图11和图12所示的第三优选实施例和第四优选实施例的转换器类似于图9和图10所示的根据第一优选实施例和第二优选实施例的转换器。如果开关电压为负的,则辅助开关 Q_3 的体二极管不能接通。对于半桥拓扑结构,谐振电容器 C_r 具有一半的DC电压加上高频AC电压,并且图11和图12中没有负电压。因此,在图11和图12中不需要二极管

D_1 ,但是在图9和图10中需要二极管 D_1 。电流 i_T 是流过变压器的初级绕组的电流。电流 i_{sen1} 是同步整流器 S_1 的电流。电流 i_{sen2} 是同步整流器 S_2 的电流。电阻 R_f 和电容器 C_f 构成用于输出电压 V_0 的过滤器。

[0050] 在图11中,谐振电感器 L_r 连接到输入电压 V_{in} 的负极端子,并且开关 Q_3 连接到输入电压 V_{in} 的正极端子。

[0051] 在图12中,谐振电感器 L_r 连接到输入电压 V_{in} 的正极端子,并且开关 Q_3 连接到输入电压 V_{in} 的负极端子。图12中的转换器最节约成本并且所需的驱动器电路最不复杂,因为与图9和图10相比没有辅助二极管,并且图12中的辅助开关 Q_3 和开关 Q_2 之间共同接地,这意味着驱动电路简单且成本低廉。

[0052] 除了串联连接的二极管 D_1 和开关 Q_3 、电感器 L_m 以及变压器都连接到输入电压 V_{in} 的正极端子之外,根据图13所示的第五实施例的转换器类似于根据图9所示的第一优选实施例的转换器。

[0053] 除了电感器 L_m 和变压器都连接到输入电压 V_{in} 的正极端子之外,根据图14所示的第六优选实施例的转换器类似于根据图9所示的第一优选实施例的转换器。

[0054] 除了谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 直接串联连接在输入电压 V_{in} 的负极端子和变压器之间之外,根据图15所示的第七优选实施例的转换器类似于根据图11所示的第三优选实施例的转换器。

[0055] 除了谐振电感器 L_r 和谐振电容器 C_r 直接串联连接在输入电压 V_{in} 的负极端子和变压器之间之外,根据图16所示的第八优选实施例的转换器类似于根据图12所示的第四优选实施例的转换器。

[0056] 除了不使用二极管 D_1 之外,根据图17所示的第九优选实施例的转换器类似于根据图15所示的第七优选实施例的转换器。

[0057] 除了不使用二极管 D_1 之外,根据图18所示的第十优选实施例的转换器类似于根据图16所示的第八优选实施例的转换器。

[0058] 与图12中的转换器一样,图18中的转换器最节省成本并且所需的驱动器电路最不复杂,因为没有辅助二极管并且开关 Q_2 和 Q_3 之间共同接地,这意味着驱动电路简单且低成本。

[0059] 下面讨论根据第十优选实施例的转换器的操作。其他优选实施例以类似的方式操作。图19和图20示出了在正常操作期间和在保持操作(即电压升压操作)期间的波形。在正常操作期间,转换器的操作类似于已知的转换器。图19示出了在正常操作期间的波形,在此期间开关 Q_3 断开。图20示出了在保持操作期间的波形,在此期间开关 Q_3 接通和断开。图21-25示出了在保持操作期间的转换器。

[0060] 图21示出了在模式1 (M1) 期间的转换器。开关 Q_2, Q_3 在 t_0 接通。由于施加到谐振电感器 L_r 的正输入电压 V_{in} ,谐振电流 i_{Lr} 线性地增加。磁电感器 L_m 由谐振电容器 C_r 充电。电流流过开关 Q_3 和开关 Q_2 的体二极管。

[0061] 图22示出了在模式2 (M2) 期间的转换器。开关 Q_3 在 t_1 时断开。大的谐振电流流过谐振电容器 C_r 、磁电感器 L_m 、变压器和开关 Q_2 。大的整流器电流通过同步整流器 SR_2 给输出电容器 C_0 充电。

[0062] 图23示出了在模式3 (M3) 期间的转换器。在时间 $=t_2$ 时,流过变压器的次级侧的电

流达到零,如图20所示。转换器进入闲置模式,其中没有电力从输入端传输到输出端。三个元件(谐振电感器 L_r 、谐振电容器 C_r 和磁电感器 L_m)谐振。

[0063] 图24示出了在模式4 (M4) 期间的转换器。在时间 $=t_3$ 时,开关 Q_2 断开,并且开关 Q_1 接通。初级侧电压 V_m 被钳位到 $N \cdot V_o$;输入的能量被传输到次级侧。在M4期间的操作类似于已知的转换器。

[0064] 图25示出了在模式5 (M5) 期间的转换器。在时间 $=t_4$ 时,流过变压器次级侧的电流达到零。转换器进入闲置模式,其中没有电力从输入端传输到输出端。三个元件(谐振电感器 L_r 、谐振电容器 C_r 和磁电感器 L_m)谐振。

[0065] 根据转换器的操作状态,转换器具有两种不同的输入-输出电压转换比率。在正常操作期间,转换器具有与已知转换器相同的操作特性。图26示出了开关频率保持在最小频率 f_{min} 时的电压增益和开关 Q_3 的占空比的模拟关系。开关 Q_3 的占空比被定义为开关 Q_3 的接通时间与最小频率的开关周期($1/F_{Smin}$)之比。

[0066] 在保持操作期间,开关频率固定在最小频率。增加开关 Q_3 的占空比可以增加相对增益。相对增益在满载时为3.2,并且在半载时为4.5。

[0067] 例如,当输入电压在满载时在330V和400V之间(正常操作条件)时,根据本发明的优选实施例的转换器可提供适当的输出电压。当输入电压在250V和330V之间时,可使用电压升压模式。因此,1.5倍的增益足以进行保持操作。

[0068] 图27-32示出了实验结果。根据表1构建300W、12V输出的原型。占空比被限制为15%。

[0069] 表1

[0070]	开关频率	150KHZ-270KHZ
	输入电压	330V-400V LLC 250V 的最小电压
	额定功率	300W
	变压器匝数比 N	17:1:1
	磁电感 (L_m)	250uH
	串联电感 (L_r)	16.5uH
	串联电容 (C_r)	23.5nF
	输出电容	800uF

[0071] 图27-29示出了从正常操作到保持操作的25A负载电流下原型的结果。输入电压从 t_1 时的400V降至 t_3 时的250V。在时间 t_1 至 t_2 期间,原型提供标称的输出电压(12V)。如图27所示,当输入电压降至330V以下时,附加的开关在时间 t_2 至 t_3 期间开始操作。输出电压在保持操作期间保持在12V。图28示出了输入电压为400V时的波形(正常操作),并且图29示出了输入电压为250V时的波形(保持操作)。当输入电压为400V时,谐振电流的峰值在时间 t_1 为3A,并且当输入电压为250V时,谐振电流的峰值在时间 t_3 为7.5A。

[0072] 图30-32示出了从正常操作到保持操作的15A负载电流下原型的结果。输入电压从 t_1 时的400V降至 t_3 时的250V。在时间 t_1 至 t_2 期间,原型提供标称的输出电压(12V)。如图30所示,当输入电压降至310V以下时,附加的开关在时间 t_2 至 t_3 期间开始操作。输出电压在保持操作期间保持在12V。图31示出了当输入电压为400V(正常操作)时的波形,并且图29示出了

当输入电压为220V时(保持操作)的波形。当输入电压为400V时,谐振电流的峰值在时间 t_1 为1.8A,并且当输入电压为220V时,谐振电流的峰值在时间 t_3 为5A。

[0073] 应该理解的是,前面的描述仅仅是对本发明的说明。本领域技术人员可在不偏离本发明的情况下设计各种替代和修改。因此,本发明旨在涵盖落入所附权利要求的范围内的所有这些替代、修改和变化。

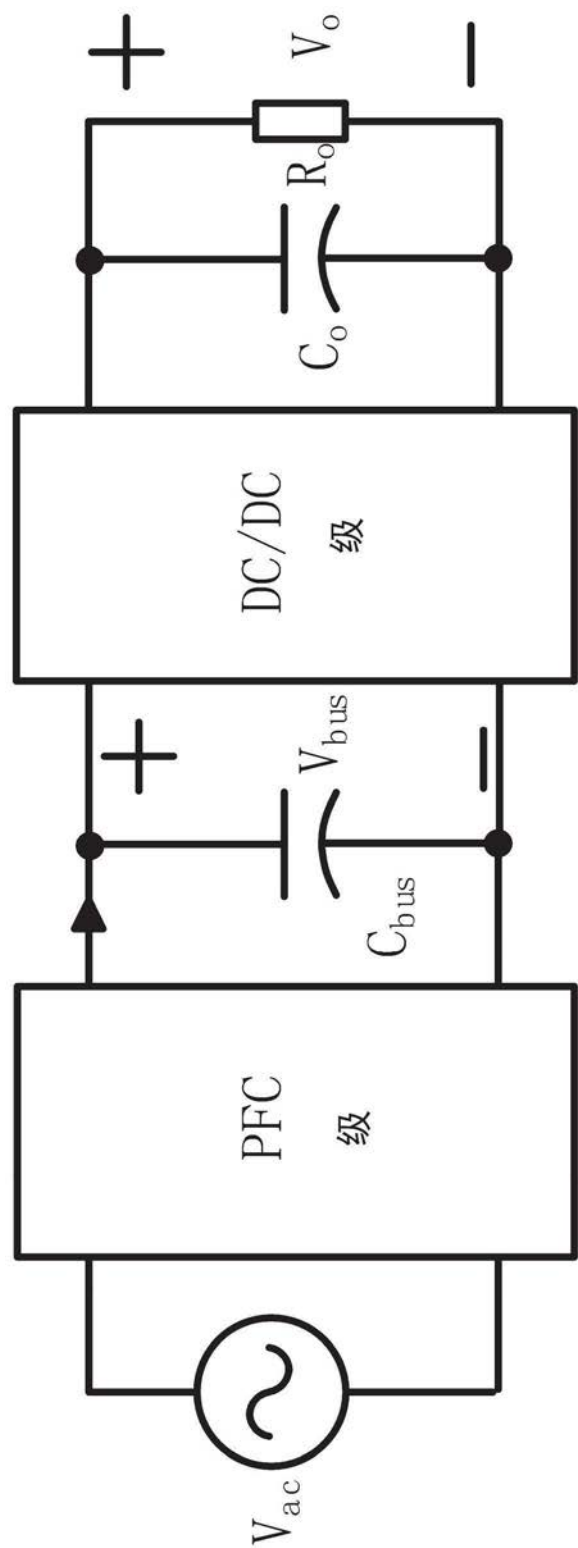


图1

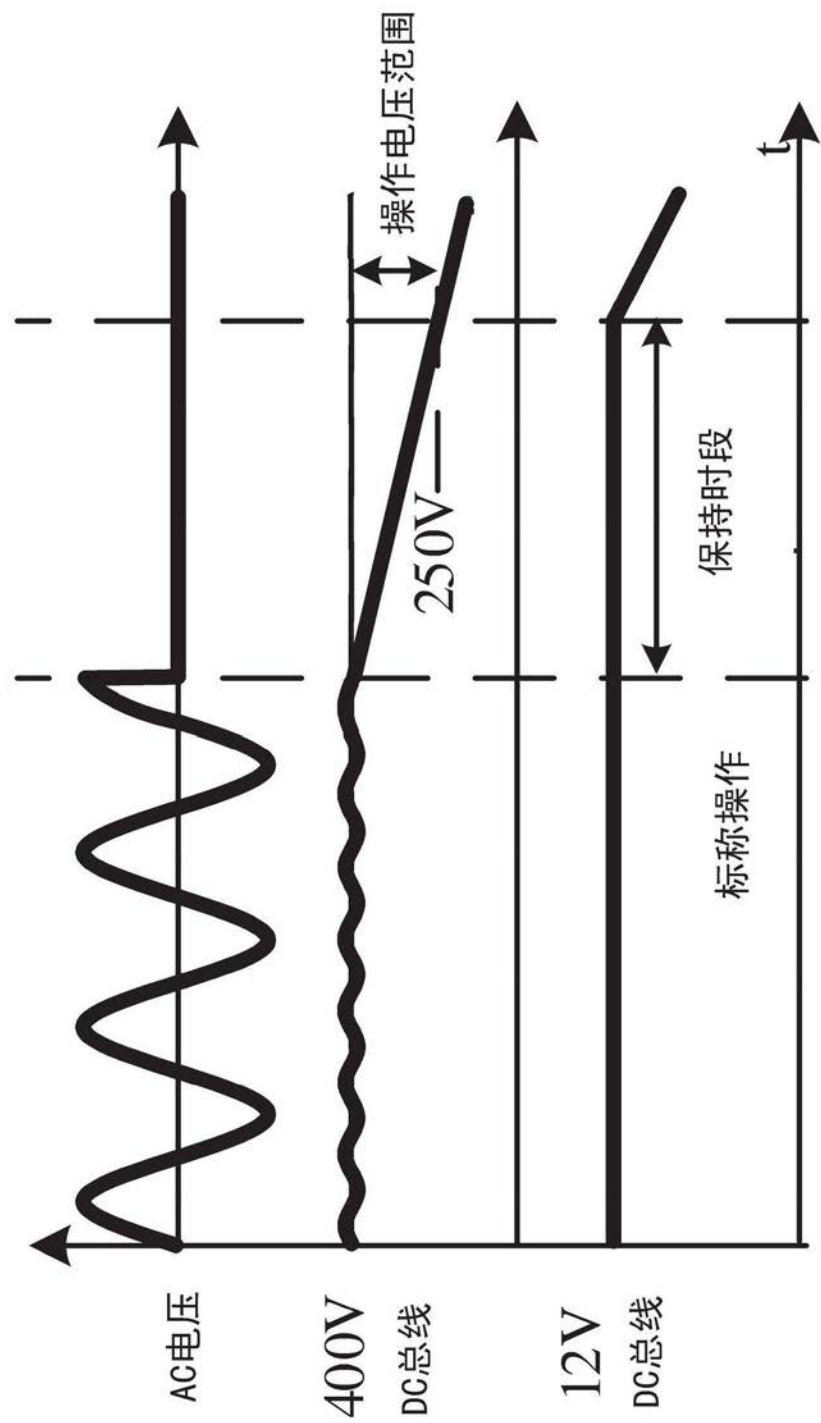


图2

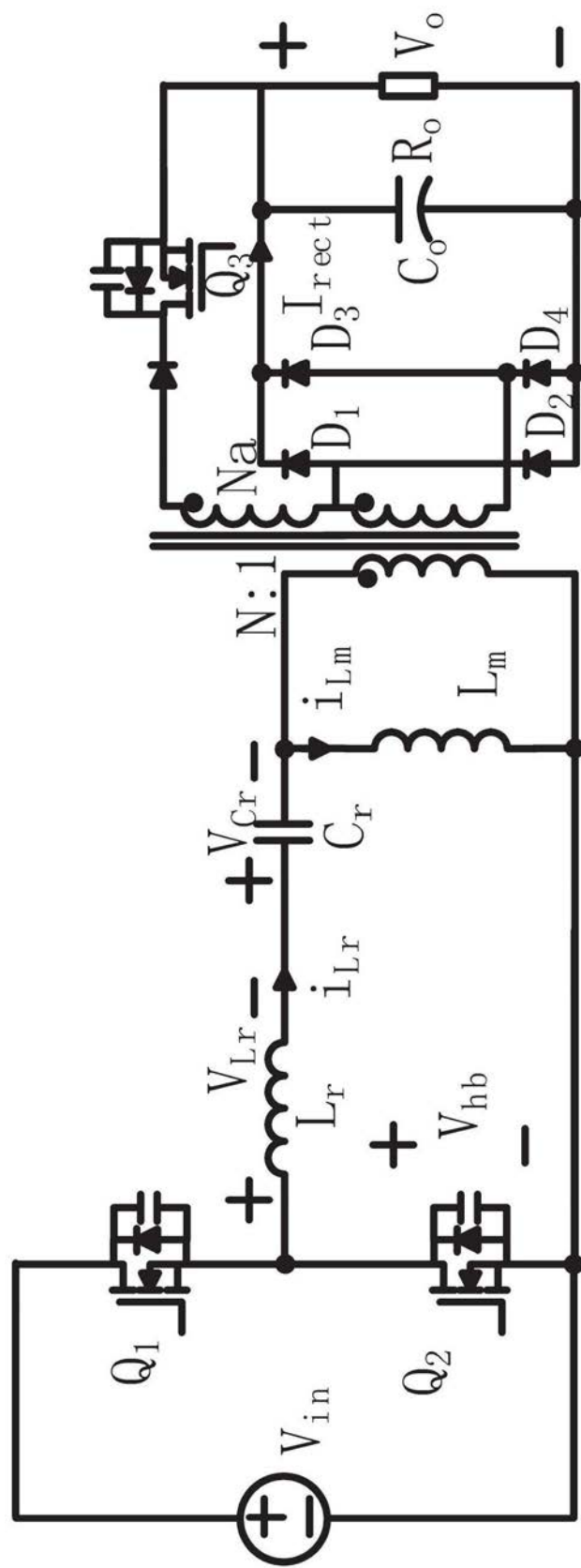


图3现有技术

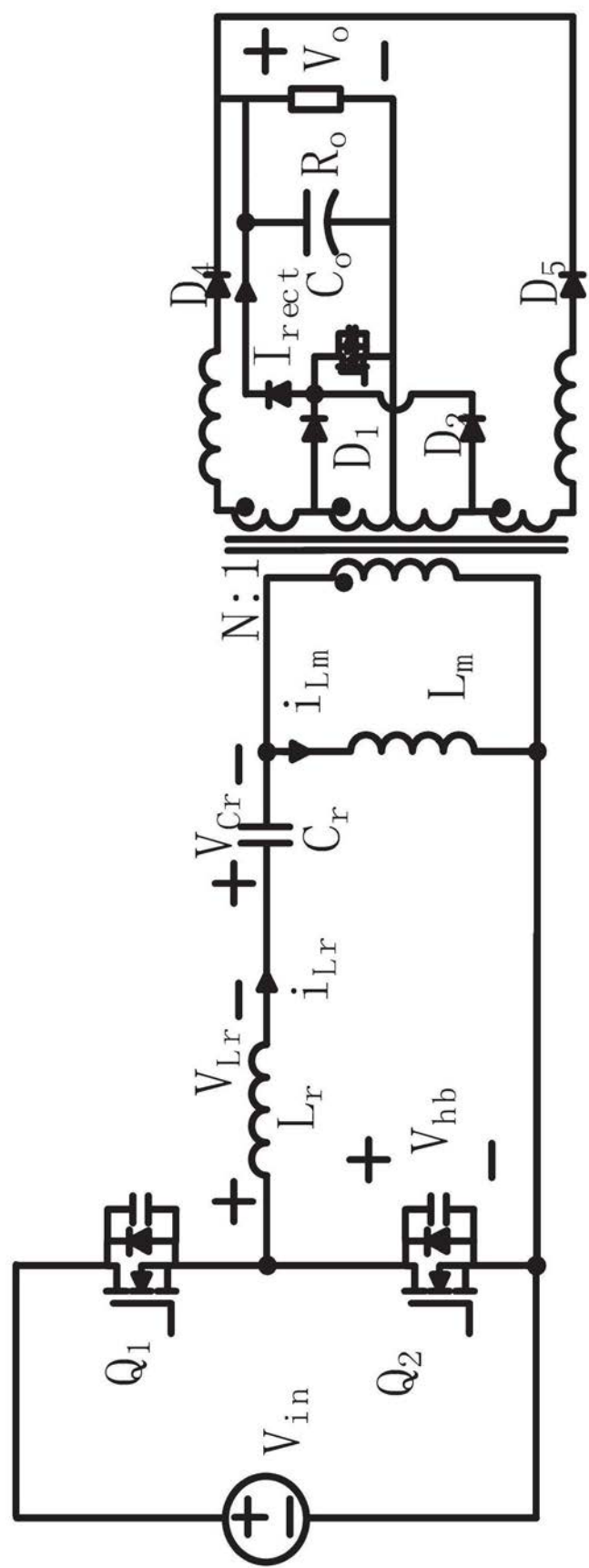


图4现有技术

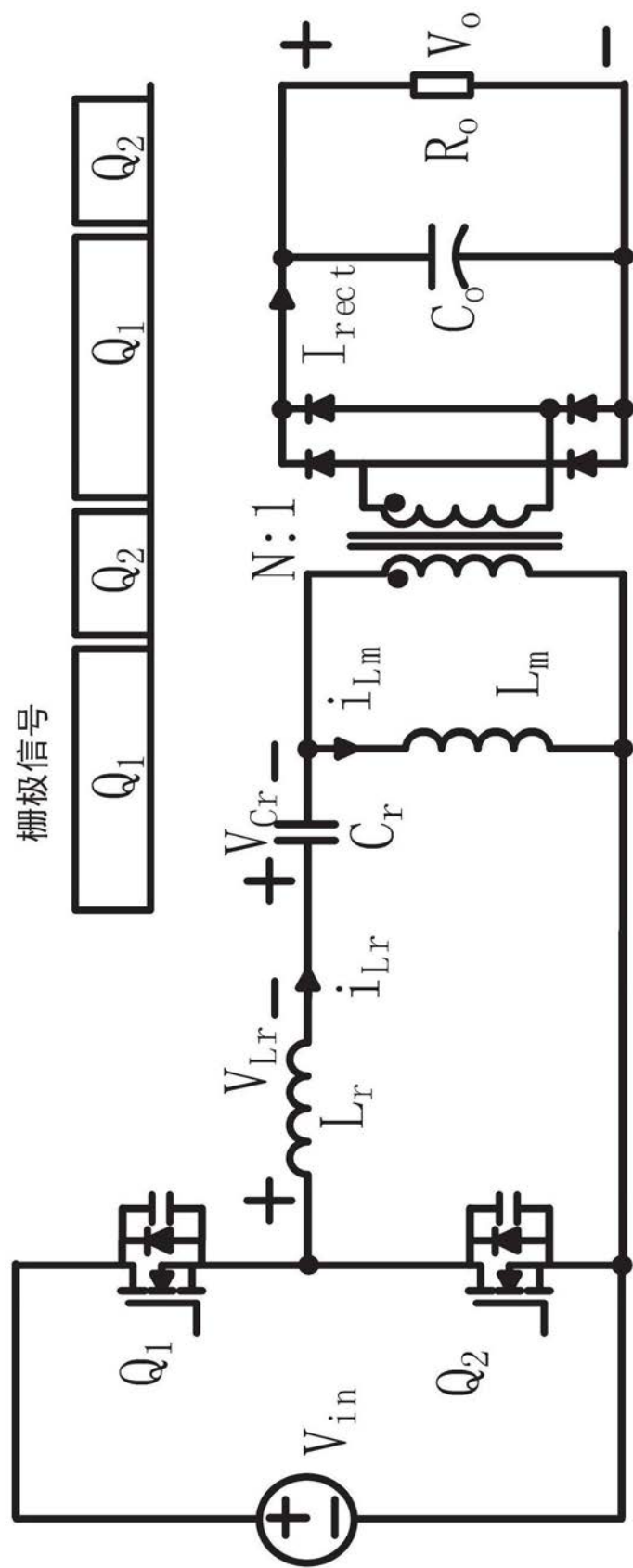


图5现有技术

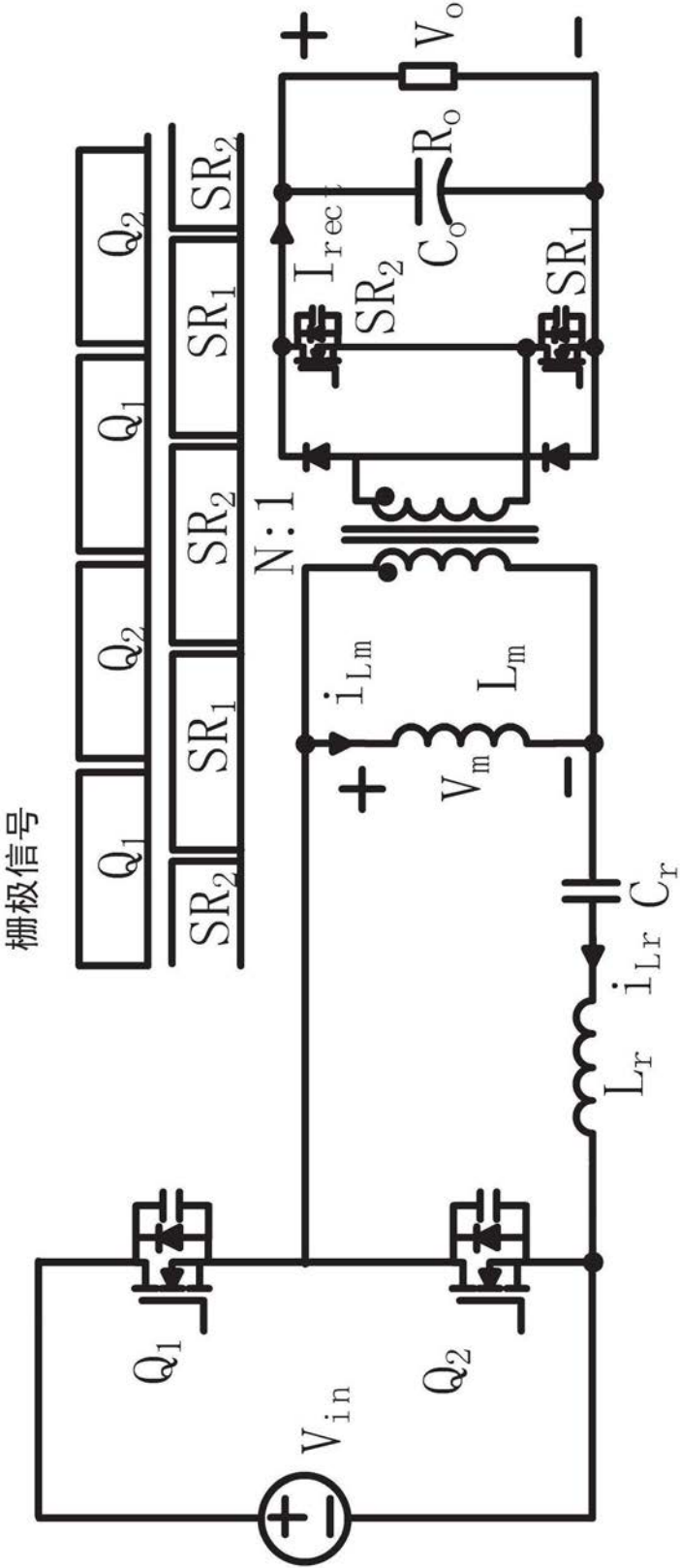


图6现有技术

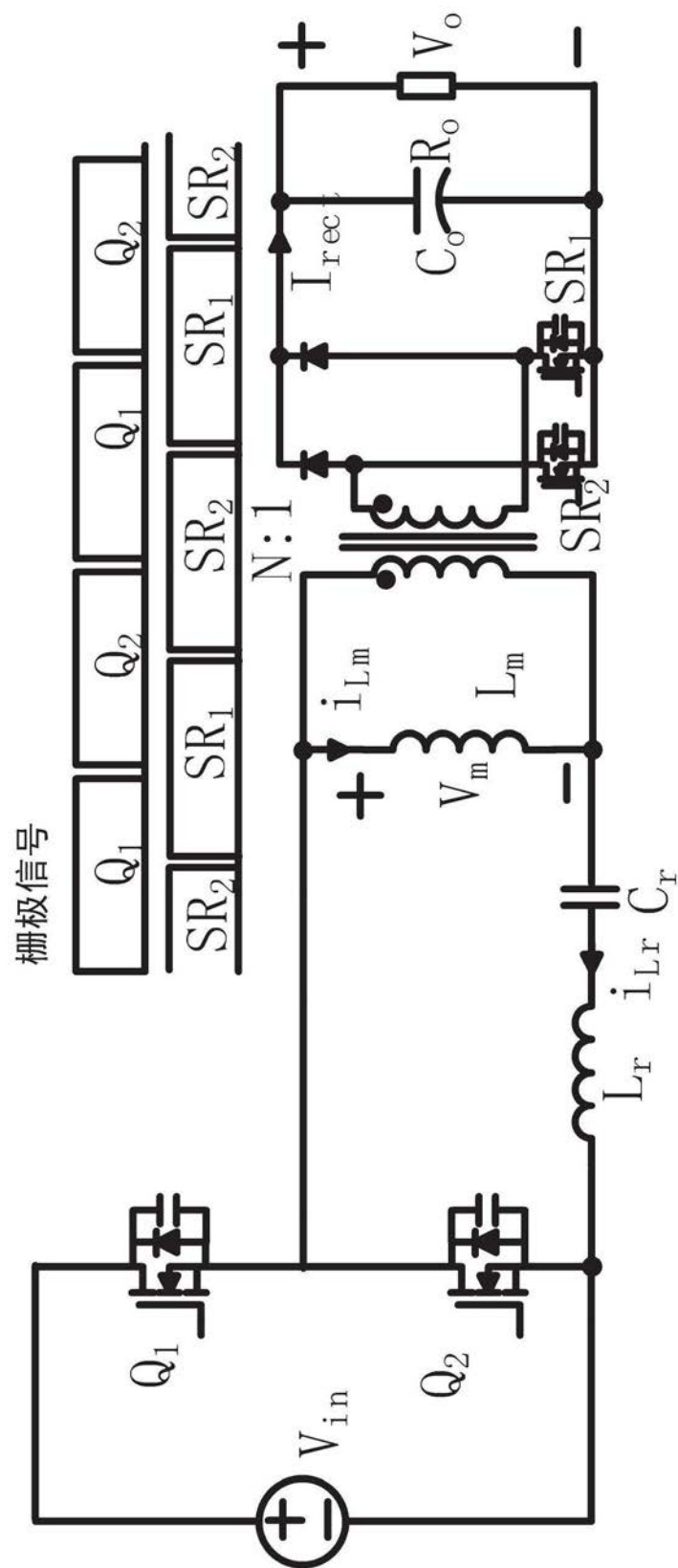


图7现有技术

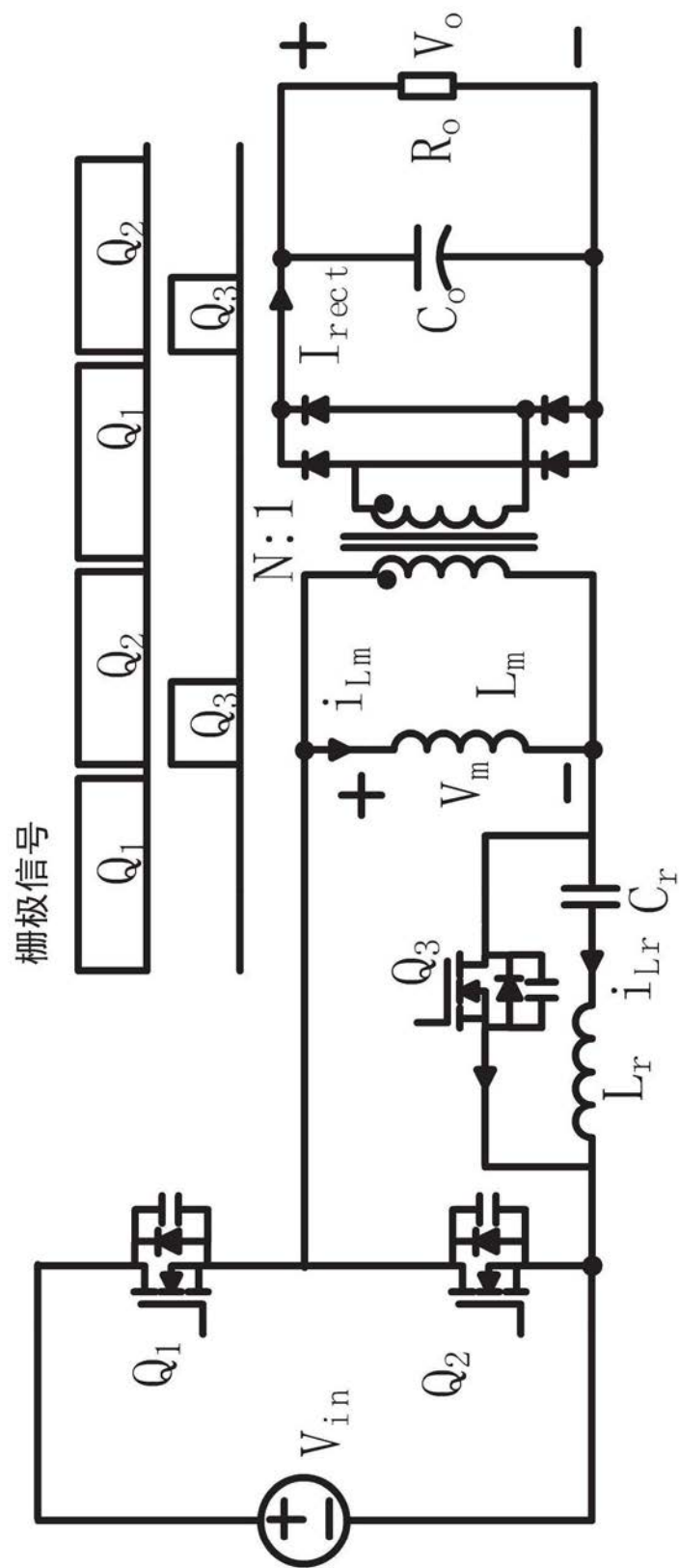


图8现有技术

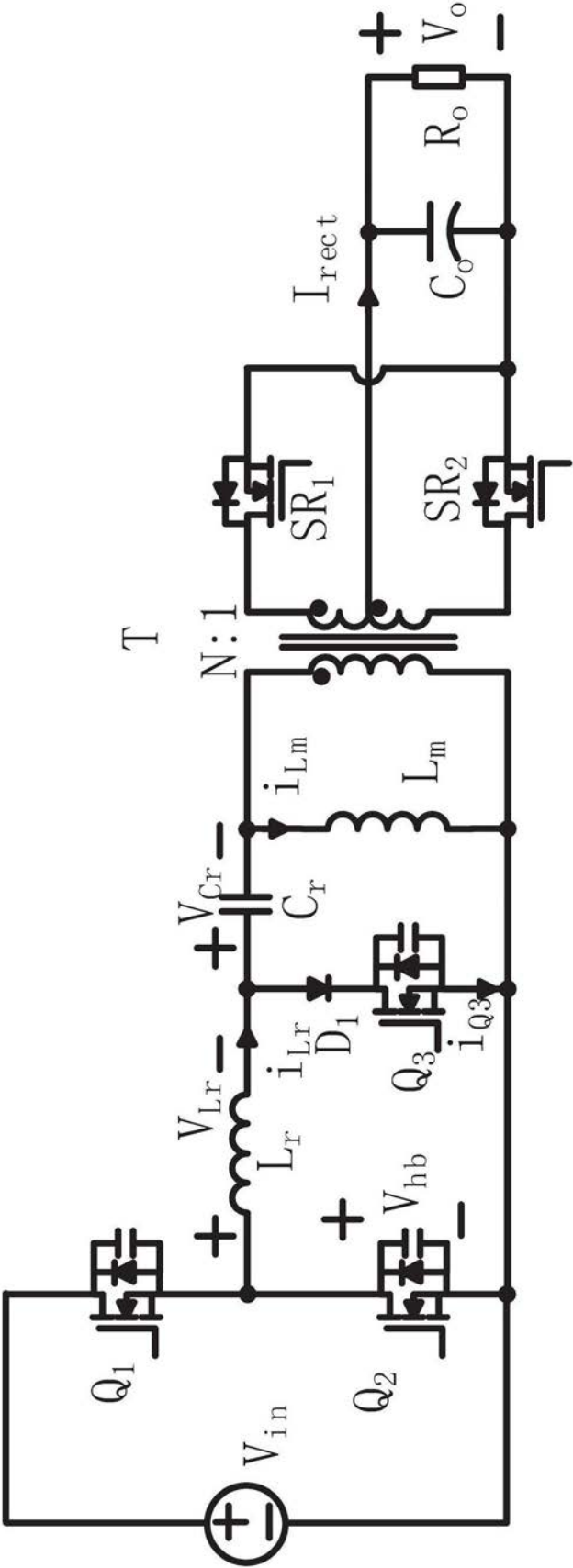


图9

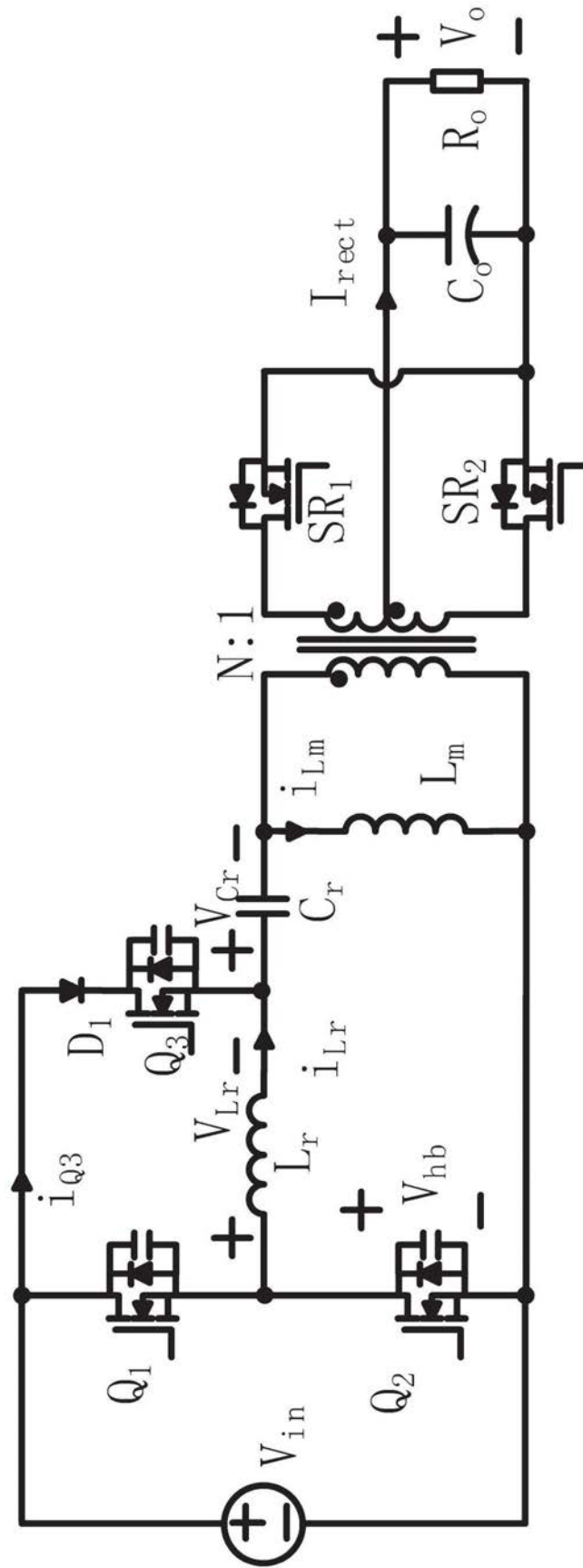


图10

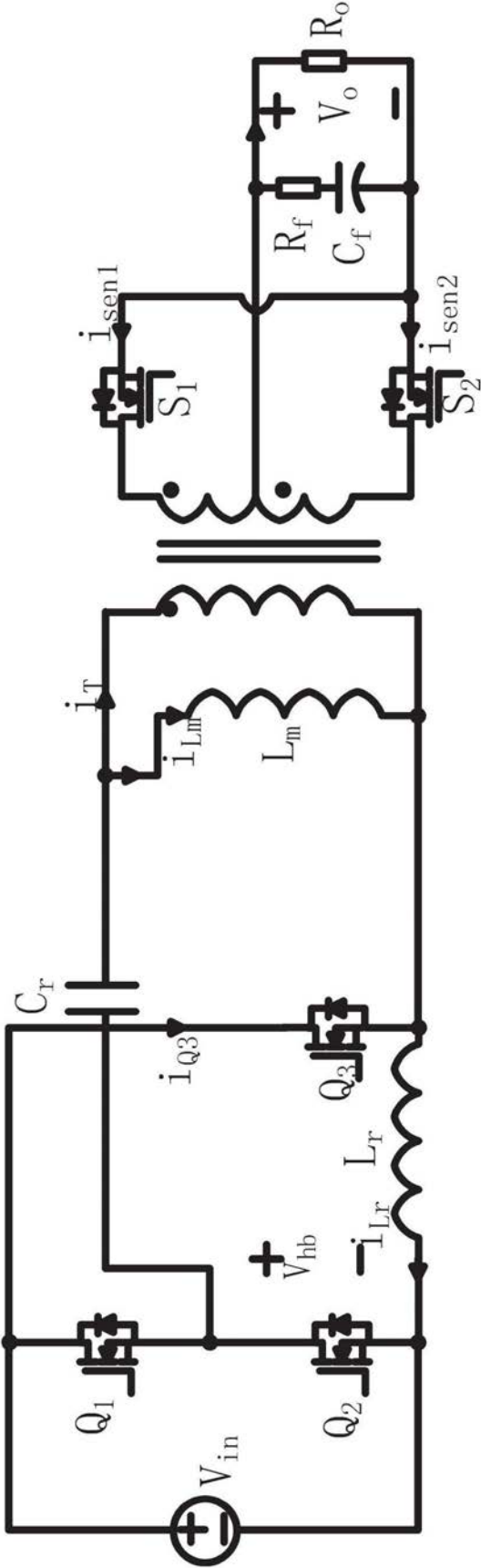


图11

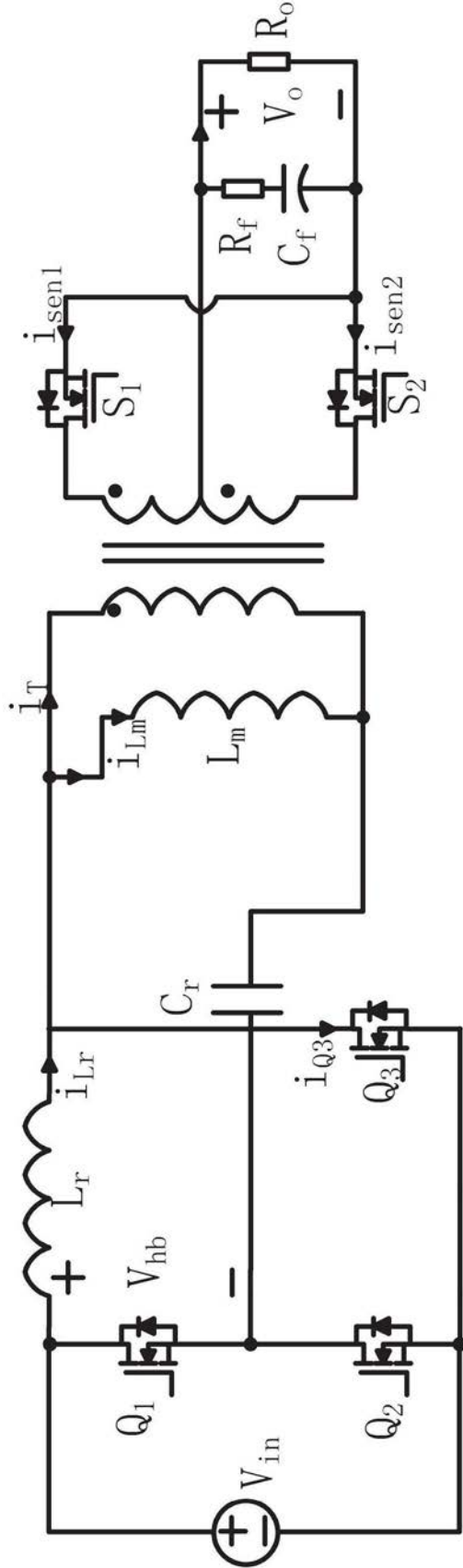


图12

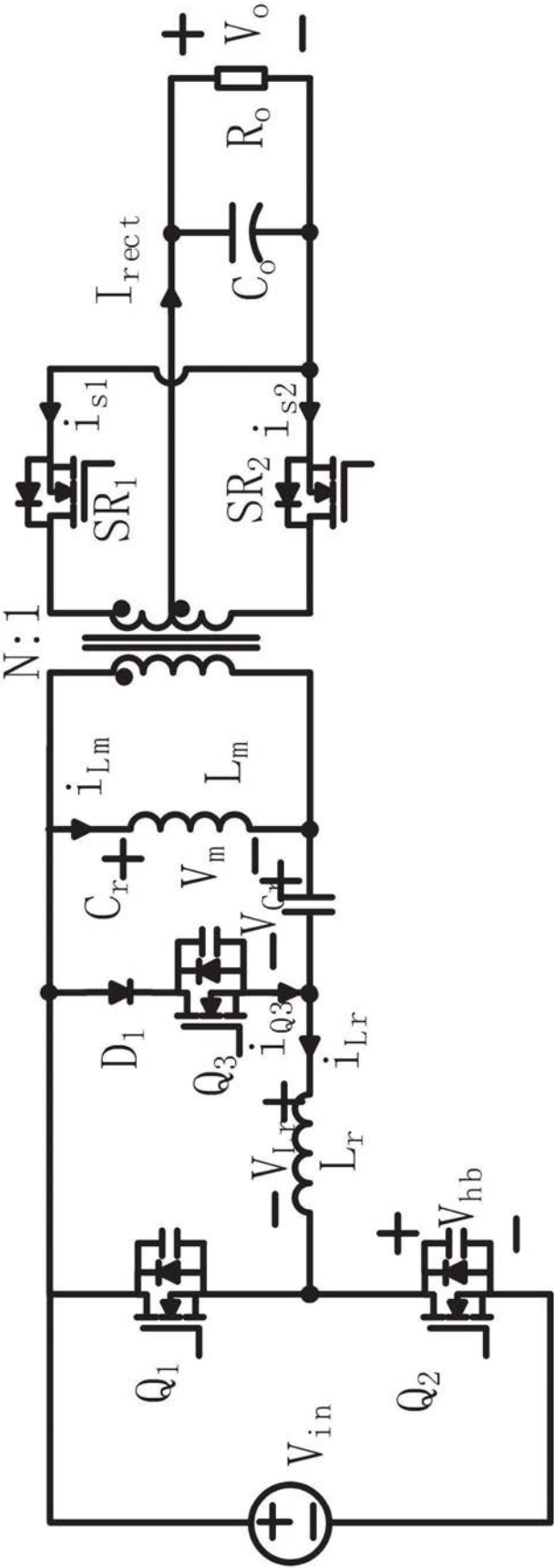


图13

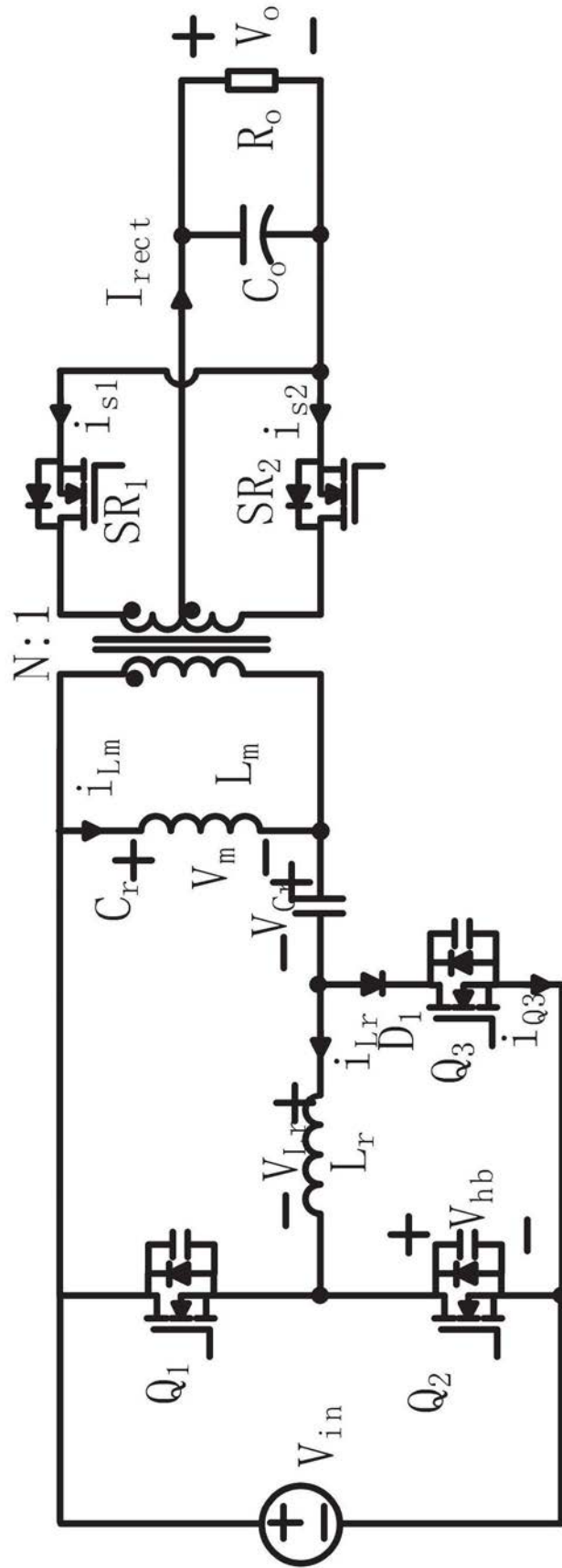


图14

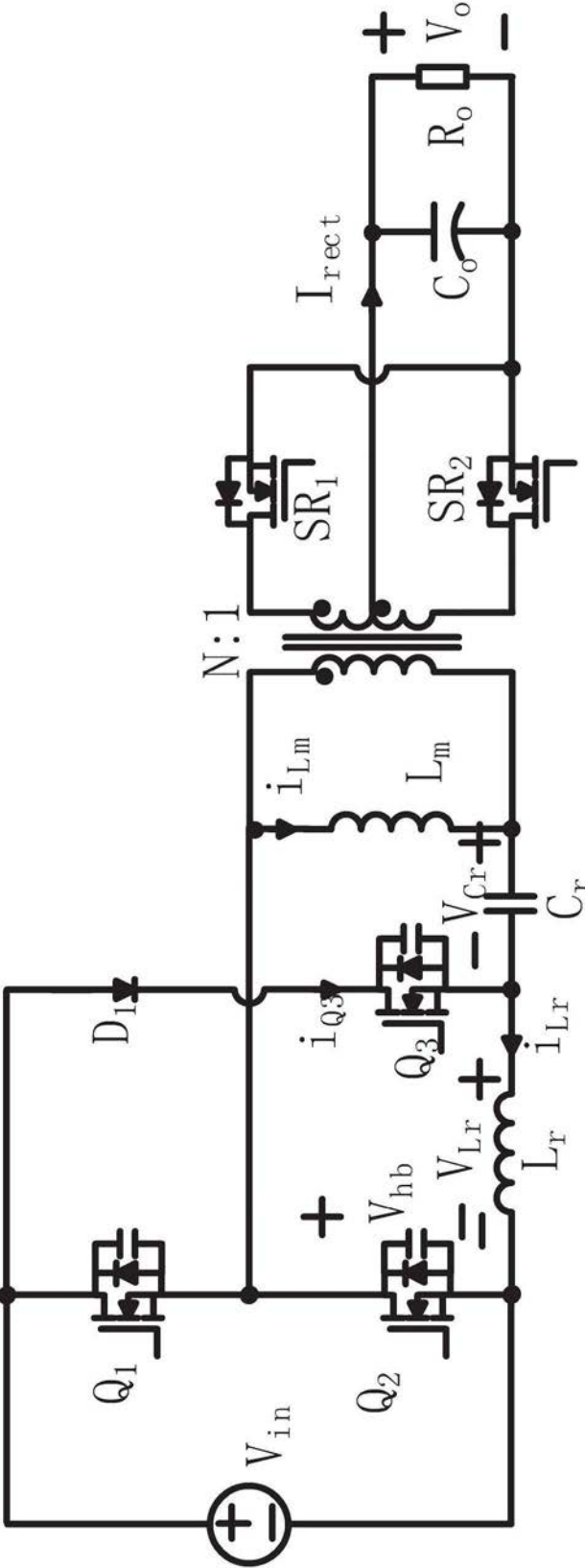


图15

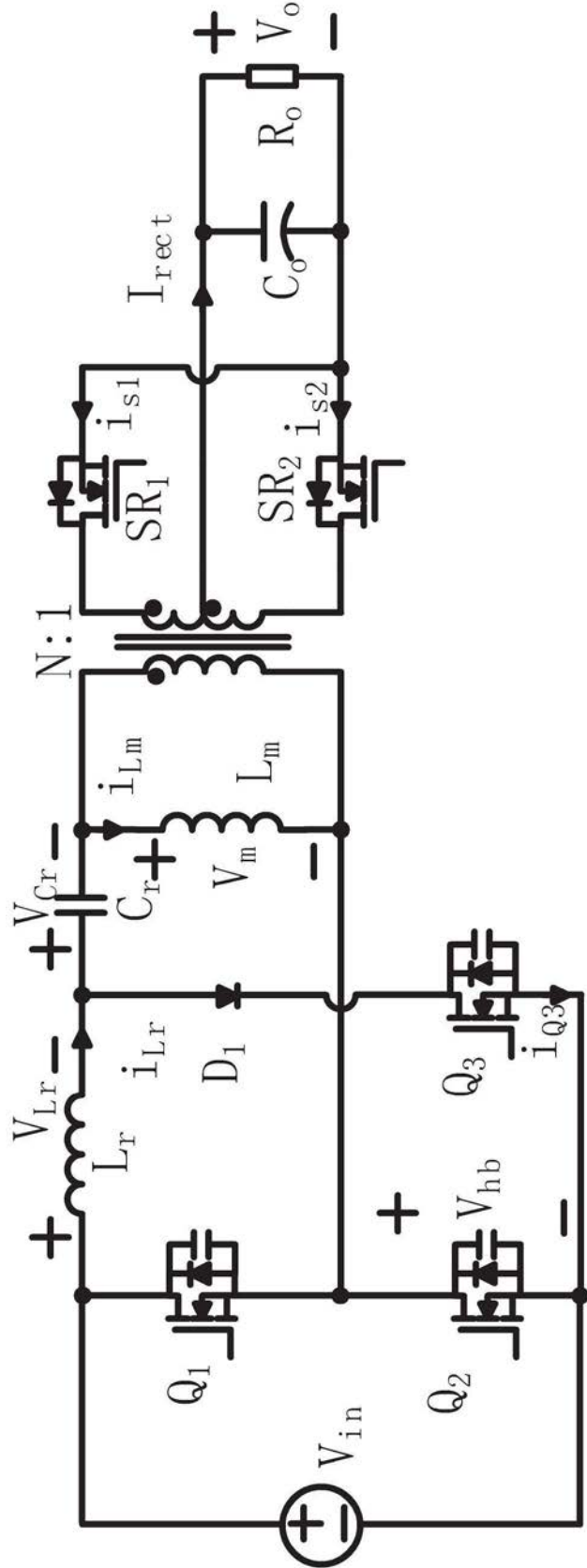


图16

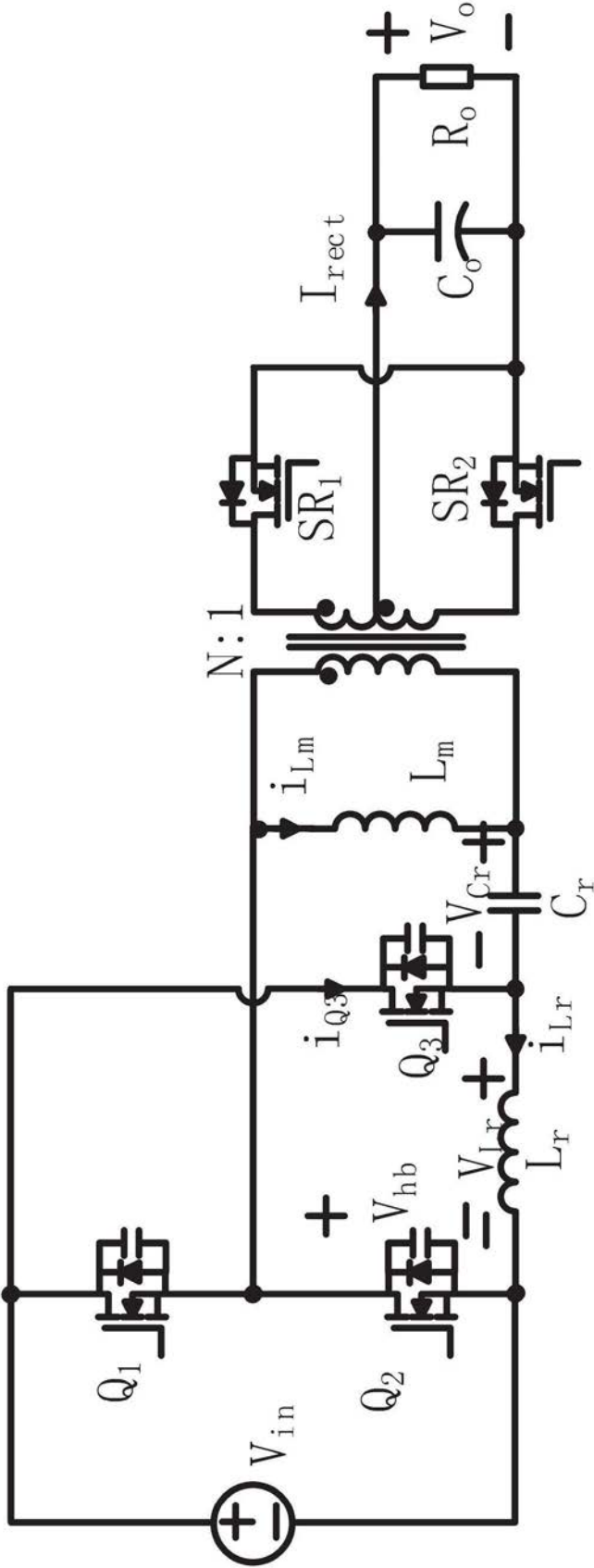


图17

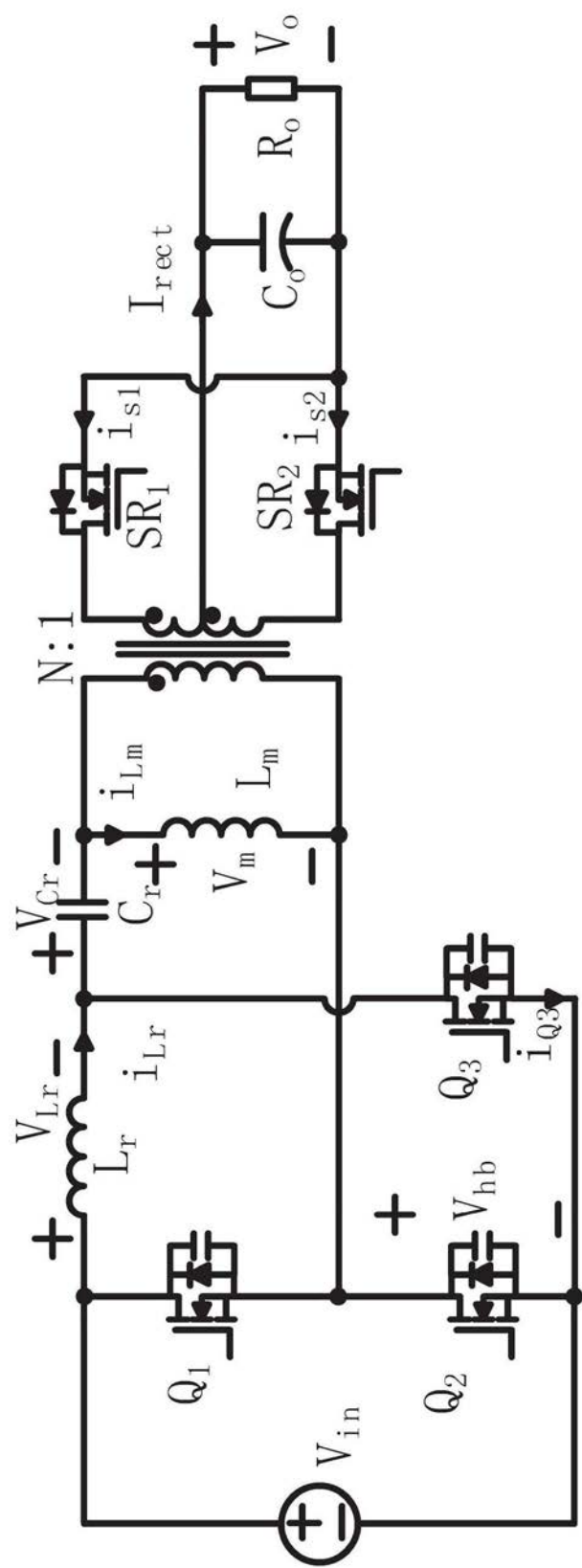


图18

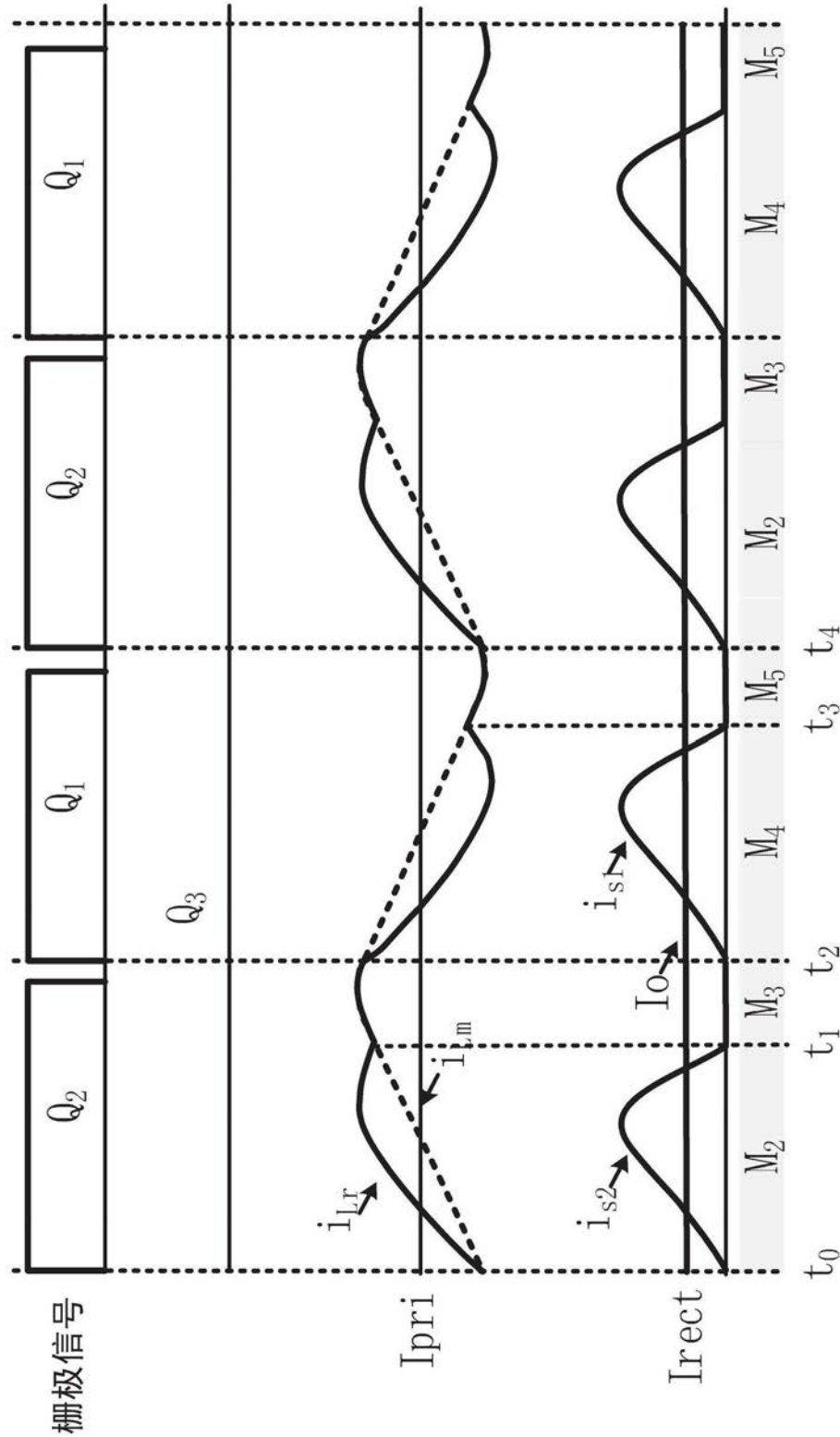


图19

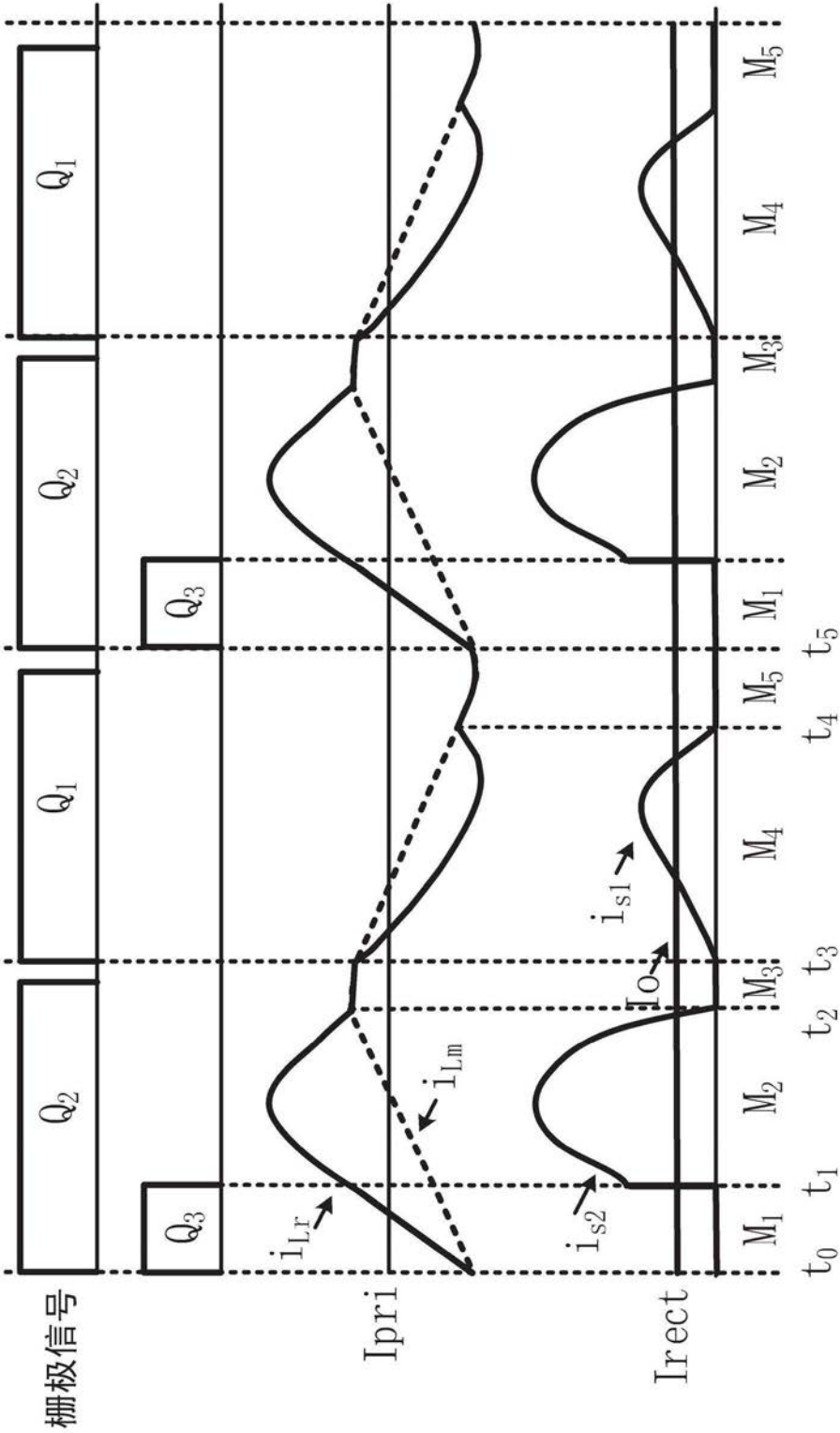


图20

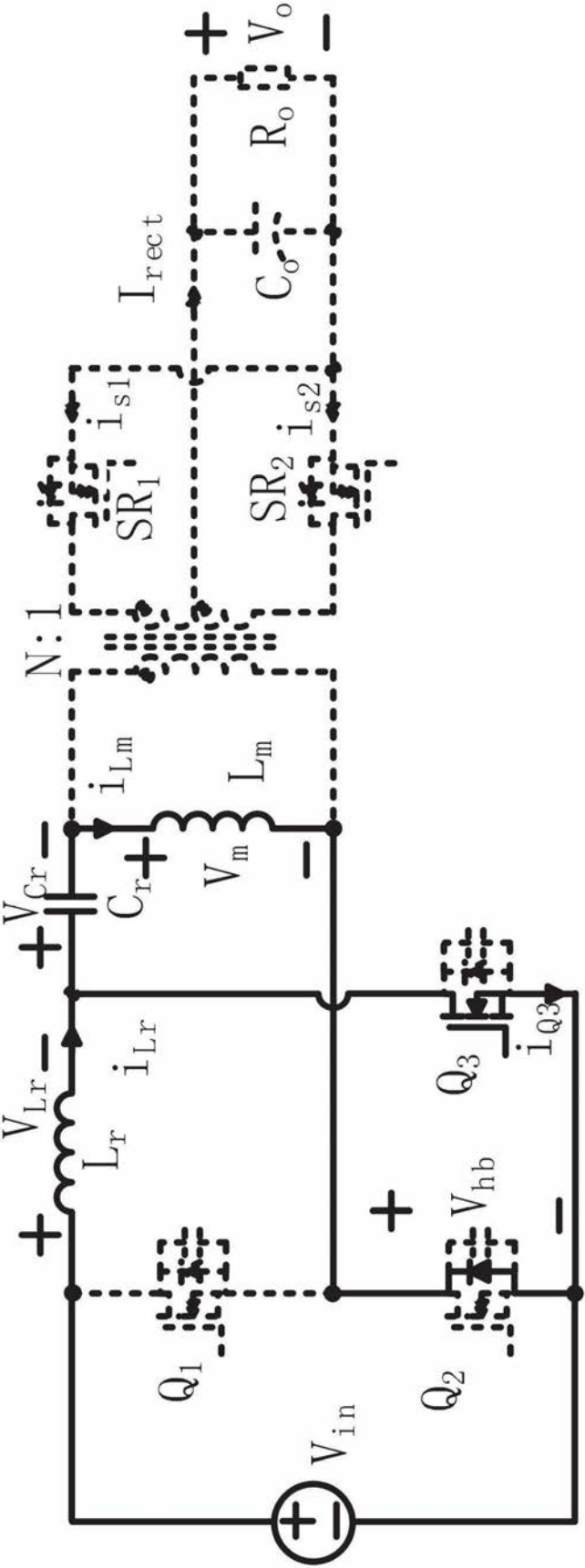


图21

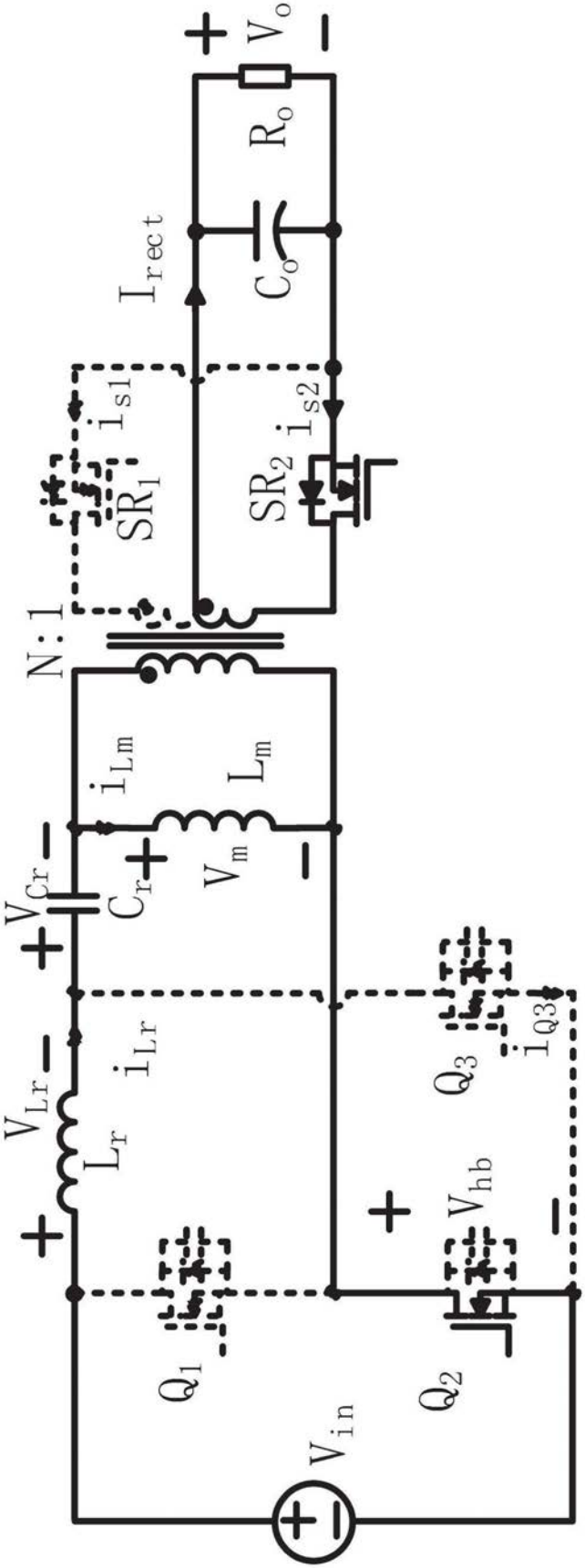


图22

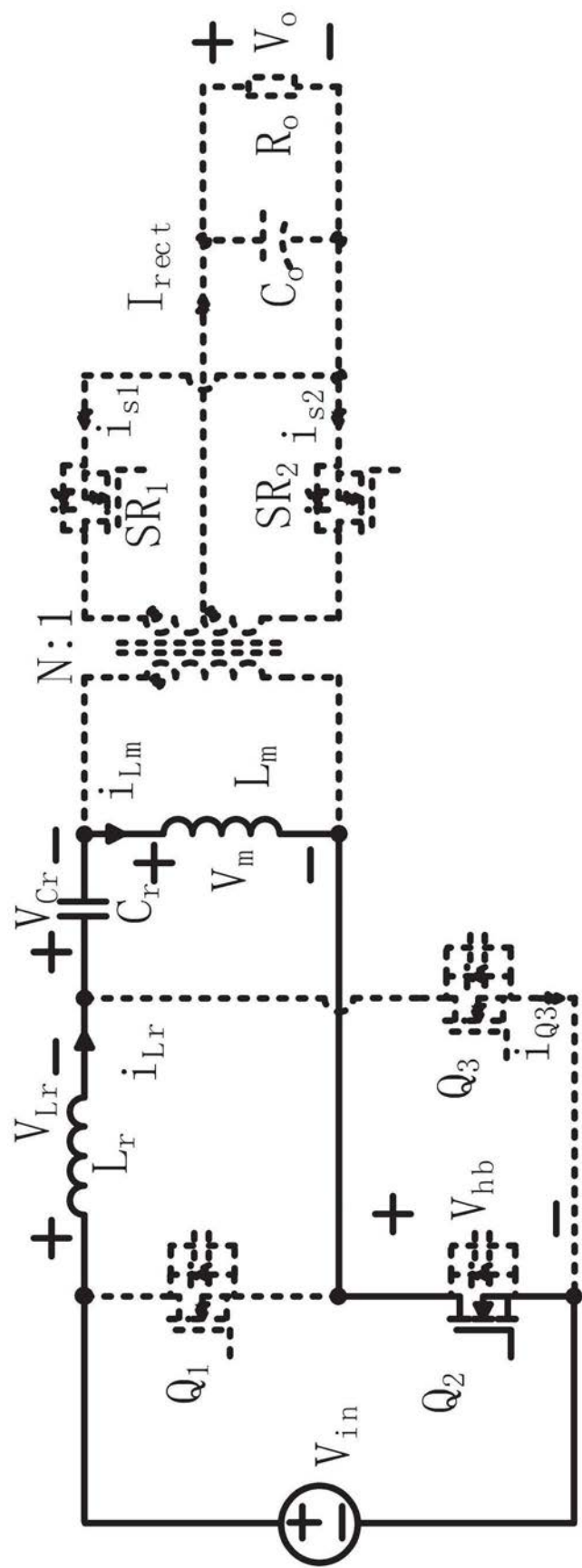


图23

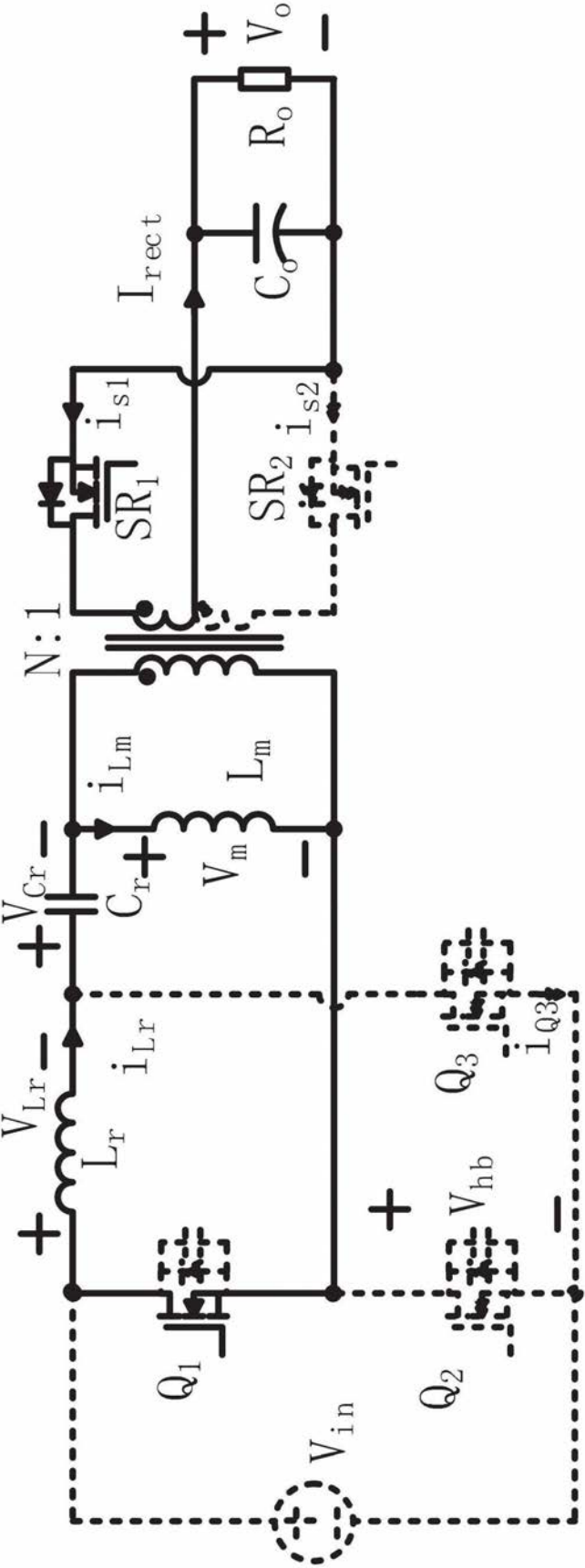


图24

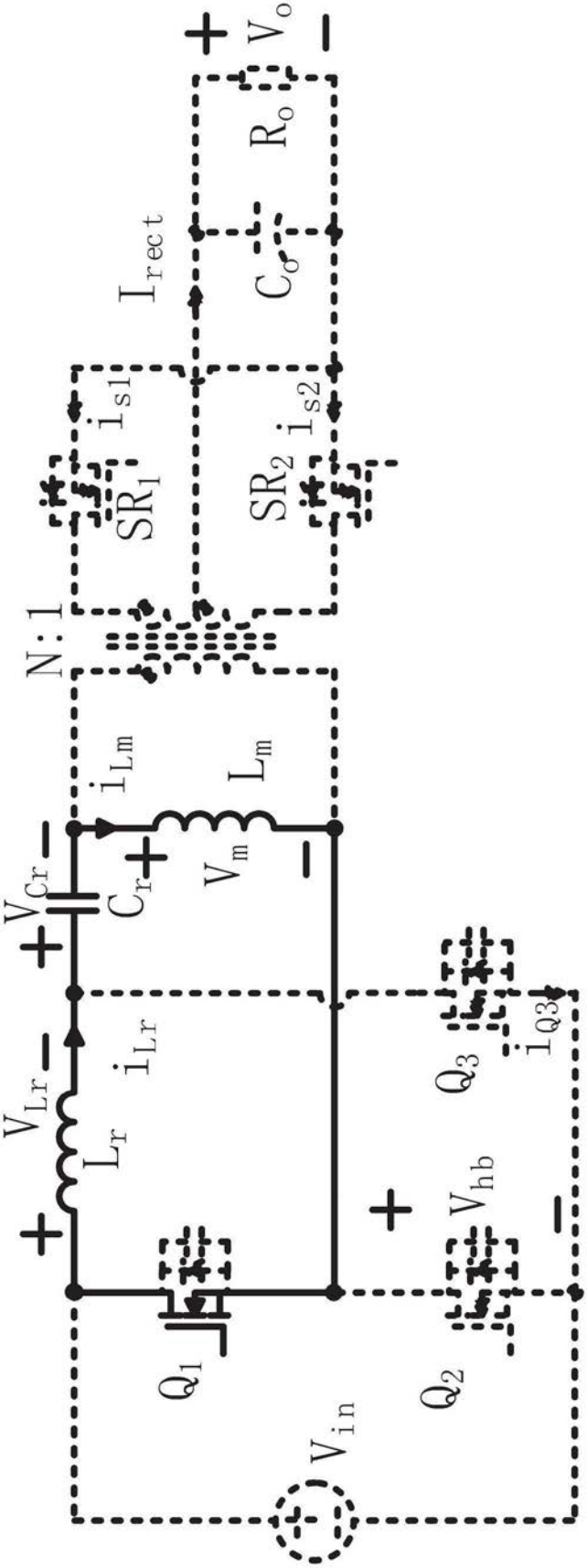


图25

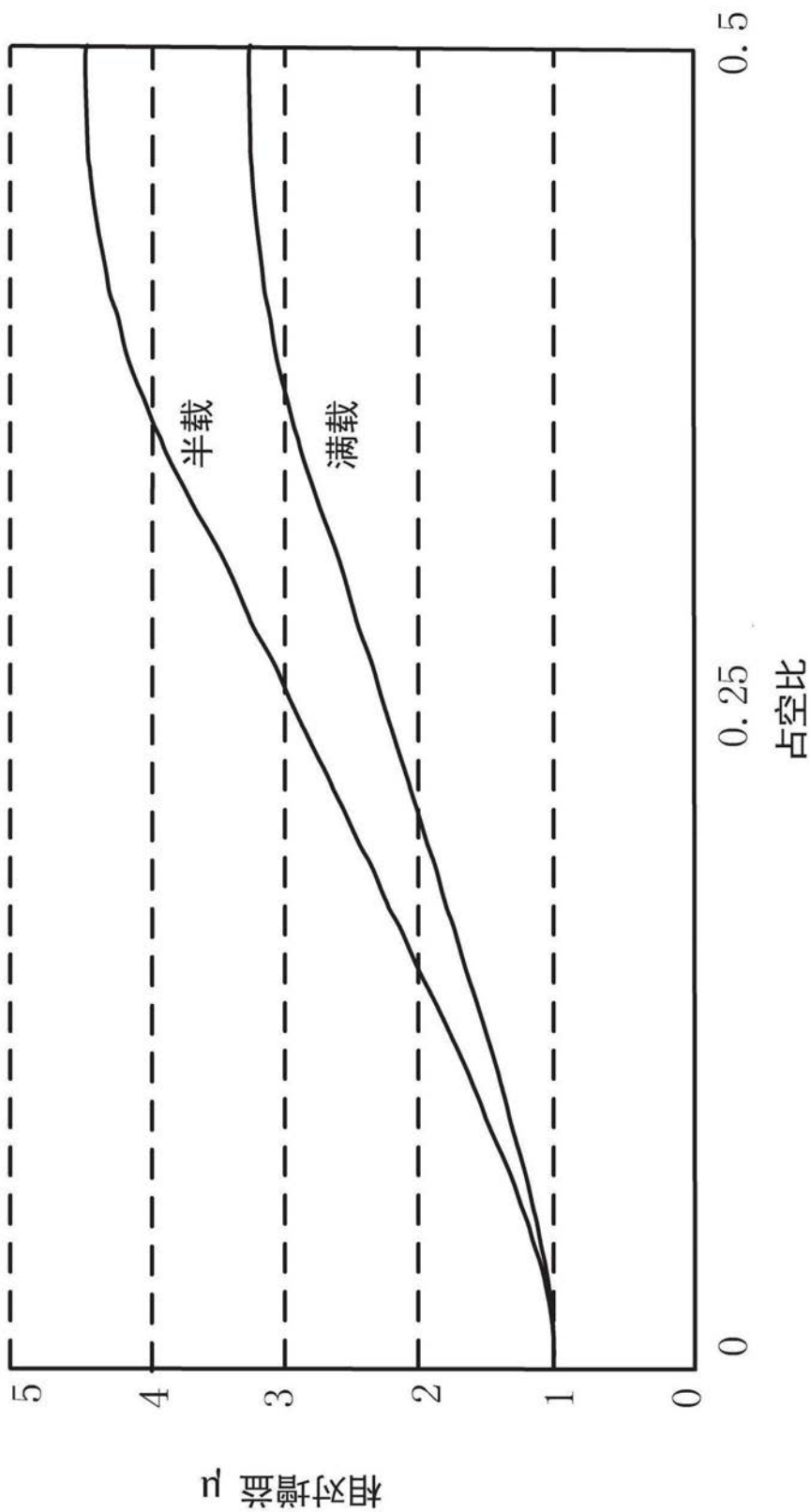


图26

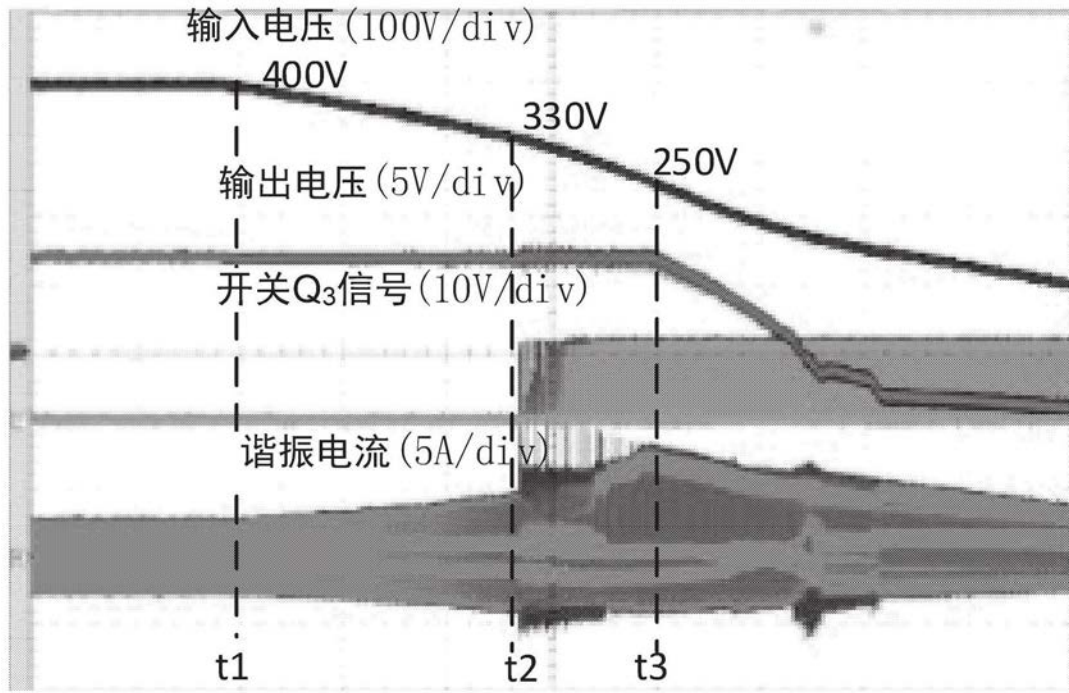


图27

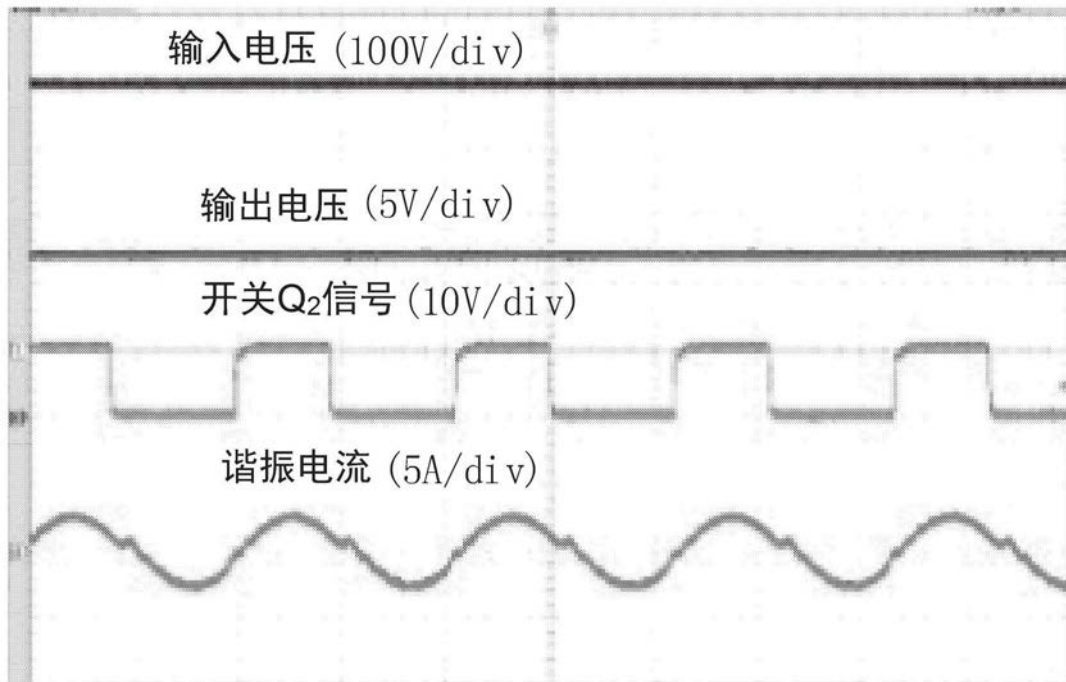


图28

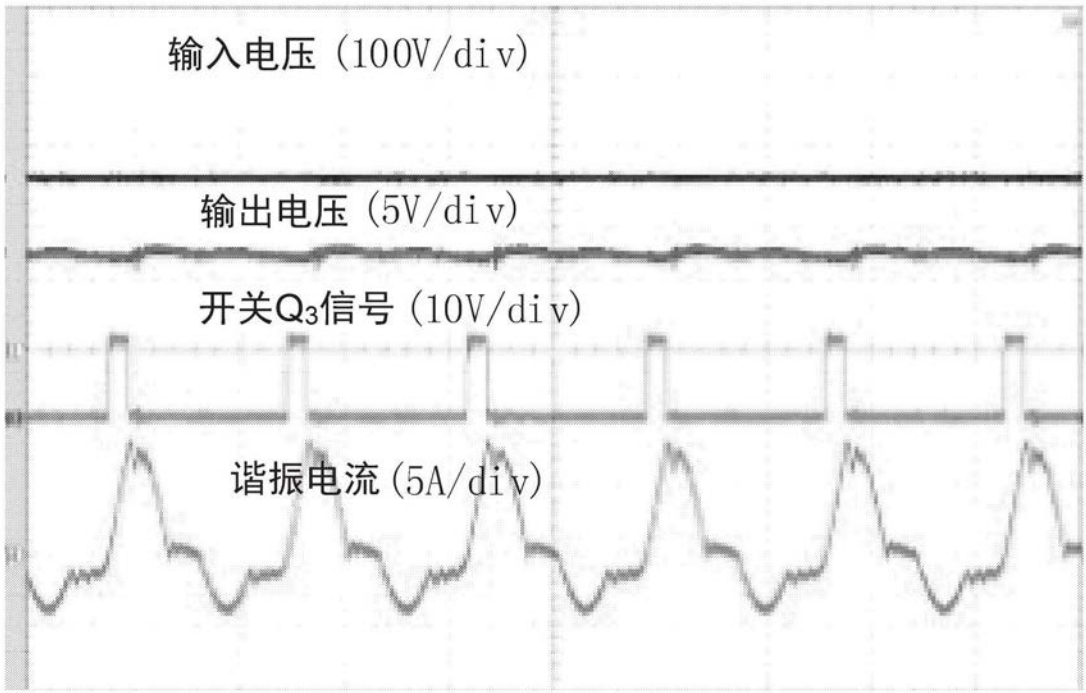


图29

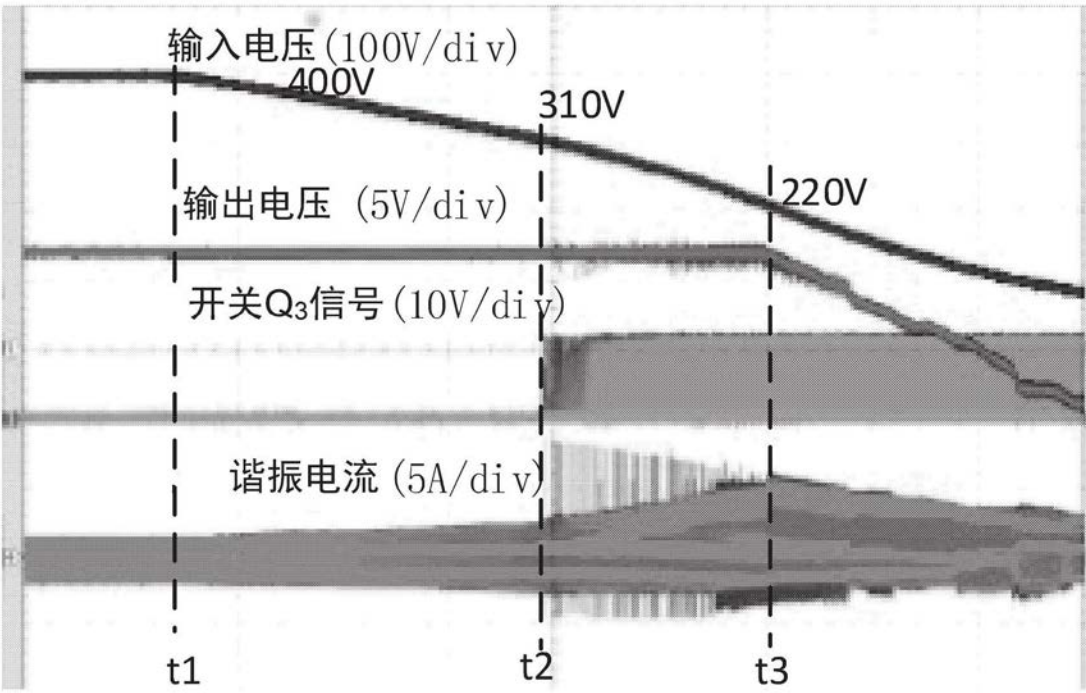


图30

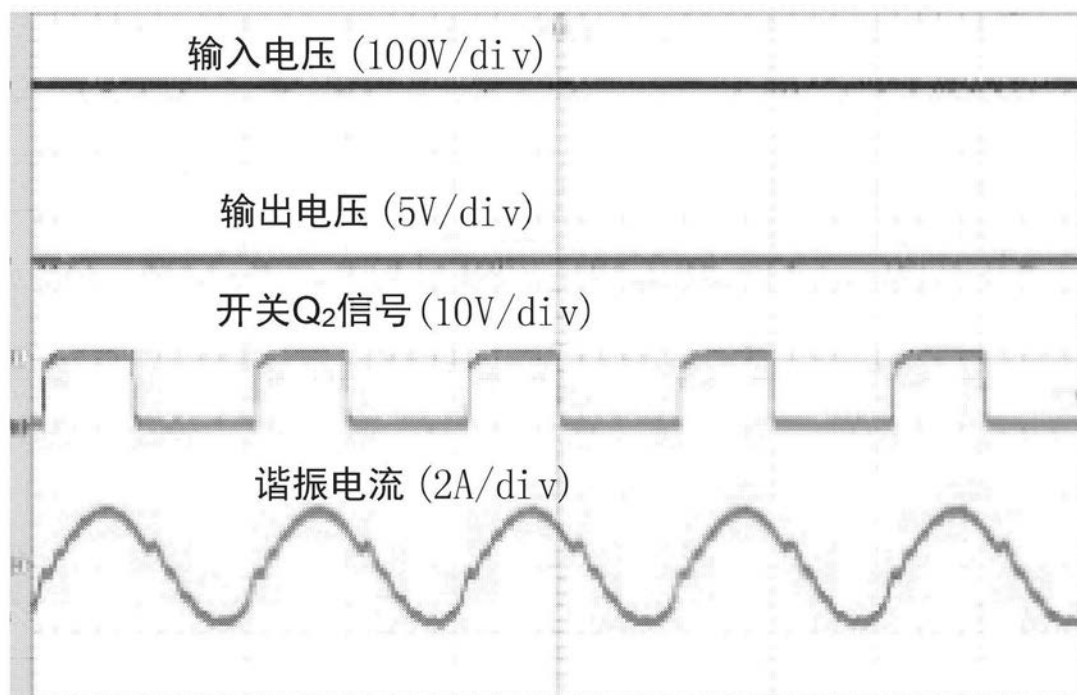


图31

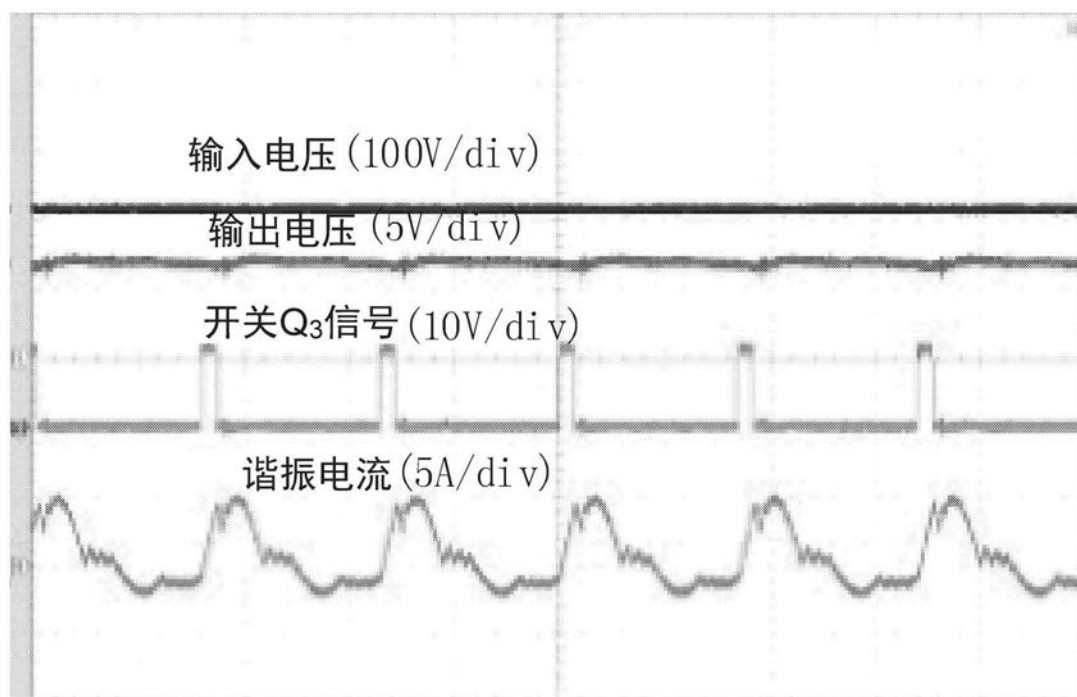


图32