



(45)授权公告日 2016.10.12

权利要求书2页 说明书7页 附图15页

1. 一种开关模式功率转换器,用于将来自输入源的输入电压转换为用于向被耦合到转换器负载端子的负载供应的输出电压,所述功率转换器包括:

功率隔离变压器,进一步包括具有中心分支和外部分支的磁芯,所述功率隔离变压器的一个或多个初级绕组和一个或多个次级绕组被缠绕在所述中心分支上;

初级转换器电路,包括有效用以将所述输入电压供应给所述功率隔离变压器的初级绕组中的一个或多个的一个或多个初级可控功率开关;

次级转换器电路,其与所述初级转换器电路完全隔离,并且包括可个别切换并被进一步耦合在所述一个或多个次级绕组和所述负载端子之间的一个或多个次级开关;

初级开关控制电路,有效用以控制所述一个或多个初级可控功率开关的导通;

次级开关控制电路,有效用以控制所述一个或多个次级开关的导通;

控制电路,有效用以至少部分基于反馈信号来控制所述初级开关控制电路和所述次级开关控制电路的操作;以及

驱动变压器,至少包括被缠绕在所述磁芯的外部分支上的第一和第二驱动变压器绕组,所述第一和第二驱动变压器绕组被配置为提供用于控制所述初级可控功率开关和所述次级开关的功率,所述第一和第二驱动变压器绕组进一步被配置为提供所述初级和次级开关控制电路之间的隔离,

其中,除在接通和断开转变期间外,跨越初级绕组的电压具有与所述初级可控功率开关的驱动电压类似形状的电位波形,以及

其中,所述驱动变压器的绕组在所述外部分支上与彼此紧密耦合,以及进一步与所述功率隔离变压器的绕组松散耦合,以及其中,在足以启动被耦合到所述功率隔离变压器的所述初级可控功率开关的接通或断开的短时间段内,在所述驱动变压器的绕组和所述功率隔离变压器的绕组中提供不同的电位波形。

2. 如权利要求1的开关模式功率转换器,所述磁芯包括E形磁芯。

3. 如权利要求2的开关模式功率转换器,包括:

用于每个初级可控功率开关的初级开关控制电路;

所述驱动变压器进一步包括缠绕在所述磁芯的外部分支上的两个或更多驱动变压器绕组,驱动变压器绕组中的第一个被连接到所述控制电路,驱动变压器绕组中的另一个被连接到初级开关控制电路以控制所述初级可控功率开关的操作,以及提供用于控制所述初级可控功率开关的功率;以及

所述两个或更多驱动变压器绕组进一步被配置为提供初级开关控制电路和次级开关控制电路之间的隔离。

4. 如权利要求1的开关模式功率转换器,进一步包括有源箝位电路,有效用以箝位不依赖于所述输入电压的用于所述初级可控功率开关、控制电路和次级开关的驱动电压。

5. 如权利要求1的开关模式功率转换器,其中所述第一和第二驱动变压器绕组以分布式方式被缠绕在所述磁芯的外部分支和中心分支二者上。

6. 如权利要求1的开关模式功率转换器,所述磁芯进一步包括所述中心分支中的间隙,在其上关联变压器绕组。

7. 如权利要求6的开关模式功率转换器,进一步包括有源箝位电路,有效用以箝位如由所述外部分支所感应的驱动电压的一部分。

8. 如权利要求7的开关模式功率转换器,所述驱动变压器进一步有效用以经由第一驱动变压器绕组向控制电路和次级开关控制电路提供功率。

9. 如权利要求1的开关模式功率转换器,包括:

输出电感器,进一步包括具有至少一个内部分支的电感器磁芯,被缠绕在内部分支上的绕组,除在其接通和断开转变期间外,所述绕组具有与所述初级可控功率开关的驱动电压波形的形状类似的形状的电电压波形;

所述驱动变压器的绕组在所述电感器磁芯的外部分支上与彼此紧密耦合,以及进一步与所述输出电感器的绕组松散耦合,其中,在足以启动被耦合到所述功率隔离变压器的所述初级可控功率开关的接通或断开的短时间段内,在所述驱动变压器的绕组和所述输出电感器的绕组中提供不同的电压波形。

10. 如权利要求9的开关模式功率转换器,其中所述第一和第二驱动变压器绕组以分布式方式被缠绕在所述电感器磁芯的外部分支和中心分支二者上。

11. 如权利要求9的开关模式功率转换器,进一步包括有源箝位电路,其有效用以箝位不依赖于所述输入电压的用于所述初级可控功率开关的驱动电压。

12. 如权利要求9的开关模式功率转换器,进一步包括有源箝位电路,其有效用以箝位如由所述外部分支所感应的驱动电压的一部分。

13. 如权利要求9的开关模式功率转换器,其中所述驱动变压器进一步有效用以经由所述第一驱动变压器绕组向控制电路和所述次级开关控制电路提供功率。

具有隔离驱动电路的集成磁性元件

技术领域

[0001] 本发明一般涉及开关模式功率转换器。更具体而言,本发明涉及用于提供被集成到功率变压器或功率电感器中的隔离驱动电路的方法和装置。

背景技术

[0002] 开关模式功率转换器通常使用电感器、变压器、电容器或其一些组合,作为储能元件来以离散脉冲将能量从输入源传送到输出负载。添加额外电路以在电路的负载限制内维持恒定电压或恒定电流。使用变压器允许将输出与输入源电隔离。

[0003] 对于DC/DC电源设计人员来说,行业中的新挑战要求更高的效率和功率密度。这已导致同步整流器的使用,同步整流器通过用MOSFET装置替代输出中的整流二极管来实现。

[0004] 在各种转换器拓扑结构中使用自驱同步整流器因为其简单性而具有吸引力并且流行。这主要是由于缺少对于用于输入侧开关和同步整流器的驱动信号之间额外隔离的需求。然而,简单性具有其缺点。这些缺点包括:(a)同步整流器和初级侧开关之间的交叉传导;(b)得自于功率变压器的驱动电压,随输入电压中的变化而变化并因而需要额外的钳位电路,并导致额外的损耗;以及(c)驱动信号之间的定时很大程度上取决于电路寄生。

[0005] 一个解决方案是使用直接驱动用于同步整流器,其在用于初级开关(输入侧)和同步整流器(输出侧)的驱动信号之间具有良好控制的定时。因而此解决方案允许同步整流器甚至在高开关频率下的有效操作。直接驱动的同步整流器的再一个好处是,驱动电压(栅极到源极)是恒定的且不依赖输入电压,在宽输入电压范围上进一步提高了效率。

[0006] 现有技术中已提出了各种隔离驱动电路。用于提供隔离的最常见的技术是使用驱动变压器。已提出了使用驱动变压器的各种解决方案,所有这些都需要用于驱动变压器的单独的磁芯。

[0007] 由Svardsjo在编号5,907,481的美国专利中提出了一种解决方案,其中PWM信号被馈送到用于初级侧开关的开关控制电路中,并被馈送到驱动变压器中,其中其输出为同步整流器馈送开关控制电路。此解决方案的缺点是驱动变压器仅将PWM信号从转换器的一侧传送到另一侧,并需要额外的开关控制电路以及用于驱动开关的功率源。

[0008] 编号6,804,125和7,102,898的美国专利中,Brkovic提出了一种改进的隔离驱动电路,其使用向初级开关和同步整流器提供功率和适当延迟的驱动变压器。该电路利用驱动变压器绕组的漏电感以及初级开关(MOSFET)的输入电容来提供必要的延迟。此电路进一步公开了根据甚至具有位于输出侧上的控制和反馈电路的次级侧上所感测的条件禁用或启用初级绕组的装置。

[0009] 图1中示出了现有技术的隔离式DC至DC转换器,其采用了具有半桥式初级电路和采用同步整流器 S_1 和 S_2 的全波次级电路的双端DC至DC转换器。图1中的电路包括开关 Q_1 和 Q_2 (也称作初级可控功率开关)、电容器 C_1 和 C_2 、功率隔离变压器 T_1 、同步整流器 S_1 和 S_2 、输出电感器 L_0 以及电容器 C_0 。利用滤波电容器 C_1 和 C_2 分割输入电压 V_{IN} 。变压器 T_1 的初级绕组 N_p 的一端被连接到电容器 C_1 和 C_2 的共同节点,而第二端被连接到开关 Q_1 和 Q_2 的共同节点。两个次级

绕组 N_{S1} 和 N_{S2} 在共同节点CT处被中心分接。共同节点CT被连接到包括跨越转换器和负载的输出所连接的电感器 L_0 和电容器 C_0 的低通输出滤波器。绕组 N_{S1} 的第二端被连接到同步整流器 S_1 ,而绕组 N_{S2} 的第二端被连接到同步整流器 S_2 。选择变压器 T_1 绕组的极性,使得当开关 Q_1 接通时,同步整流器 S_1 接通且 S_2 断开。相反,当开关 Q_2 接通,同步整流器 S_1 断开且 S_2 接通。初级开关 Q_1 和 Q_2 被例示为MOSFET(目前常用的),但也可被实现为IGBT或其他可控开关。

[0010] 输出电压 V_{OUT} 被馈送到产生具有180度相移的两个输出信号OUTA和OUTB的控制电路(CONTROL CIRCUIT)中,该两个输出信号被馈送到产生分别用于驱动开关 Q_1 、 Q_2 、 S_1 和 S_2 的四个信号 GQ_1 、 GQ_2 、 GS_1 和 GS_2 的开关控制电路(SWITCH CONTROL CIRCUIT)中。

[0011] 示范图1中所示转换器中的电路操作的突出波形在图2中被图示。为了简化解释,假定所有电压波形(OUTA和OUTB除外)具有有限的上升和下降时间,且所有开关具有驱动信号的电压幅度的二分之一处的阈值电压。而且,为了解释的目的,上升和下降时间相对于开关周期 T_s 被夸大。

[0012] 在图2的波形中:

[0013] t_{d1} 表示断开同步整流器 S_2 和接通开关 Q_1 之间的时间间隔。

[0014] t_{d2} 表示断开开关 Q_1 和接通同步整流器 S_2 之间的时间间隔。

[0015] t_{d3} 表示断开同步整流器 S_1 和接通开关 Q_2 之间的时间间隔。实践中,通常 $t_{d1} \approx t_{d3}$ 。

[0016] t_{d4} 表示断开开关 Q_2 和接通同步整流器 S_1 之间的时间间隔。实践中,通常 $t_{d2} \approx t_{d4}$ 。

[0017] t_a 表示 V_{G1} 从0到开关 Q_1 的阈值电压的上升时间。这同样是电压 V_{G1} 非零且为正,同时电压 V_p 仍为0的时间。

[0018] t_b 表示 V_{G1} 从驱动电压到开关 Q_1 的阈值电压的下降时间。这同样是电压 V_{G1} 非零且为正,同时电压 V_p 非零且仍为正($V_{IN}/2$)的时间。

[0019] t_c 表示 V_{G2} 从驱动电压到开关 Q_2 的阈值电压的上升时间。这同样是电压 V_{G2} 非零且为正,同时电压 V_p 仍为0的时间。

[0020] t_d 表示 V_{G2} 从驱动电压到开关 Q_2 的阈值电压的下降时间。这同样是电压 V_{G2} 非零且为正,同时电压 V_p 非零且为负($-V_{IN}/2$)的时间。

[0021] t_p 表示 Q_1 接通、电压 V_p 为正($V_{IN}/2$)、电压 V_{S2} 为正、同时 S_2 断开的時間。

[0022] t_n 表示 Q_2 接通、电压 V_p 为负($-V_{IN}/2$)、电压 V_{S1} 为正、同时 S_1 断开的時間。

[0023] T_s 表示转换器的开关周期。

[0024] D 表示逻辑信号OUTA和OUTB的占空比,且被定义为半个开关周期 T_s 的一部分,在此期间信号OUTA和OUTB为逻辑高。OUTA和OUTB被相移了 180° ,且决不会同时处于逻辑高。

[0025] 在 $t=0$ 处,信号OUTA变为高,同时信号OUTB为低。在同一时刻,电压 V_{GS2} 开始下降,且当其降为0时,电压 V_{G1} 开始上升。在时间 t_a 之后,电压 V_{G1} 达到 Q_1 的阈值电压,且 Q_1 被接通。在该时刻,电压 V_p 开始上升到其正值 $V_{IN}/2$ 。注意,在时间 t_a 期间,电压 V_p 仍然为0(被在相反方向上在次级绕组 N_{S1} 和 N_{S2} 二者中流动的输出电感器电流短路)。在时间 t_p 期间,将功率通过开关 Q_1 、初级绕组 N_p 、次级绕组 N_{S1} 、同步整流器 S_1 和输出电感器 L_0 ,从转换器的输入 V_{IN} 传送到输出 V_{OUT} 。

[0026] 在 $t=DT_s/2$ 处,信号OUTA变为零(逻辑低),信号OUTB仍为低,电压 V_{G1} 开始下降,并且在时间 t_b 后,达到开关 Q_1 的断开阈值,且 Q_1 被断开。一旦电压 V_{G1} 达到0,电压 V_{GS2} 增加,并且在时间 t_{d2} 后,同步整流器 S_2 在零电压 V_{S2} 下被接通。注意,在时间 t_b 期间,电压 V_{G1} 一直下降,同时

电压 V_p 处于 $V_{IN}/2$ 。在实际的实现中,电压在 $V_{IN}/2$ 下保持为正,直到 V_{G1} 下降到零。在时间 t_x 期间,输出电感器电流在两个次级绕组和导通同步整流器 S_1 和 S_2 之间被分割,引起跨越变压器 T_2 的所有绕组的接近零的电压。

[0027] 在 $t=T_s/2$ 处,信号OUTB变为高,同时信号OUTA为低。在同一时刻,电压 V_{GS1} 开始下降,且当其降为0时,电压 V_{G2} 开始上升。在时间 t_c 之后,电压 V_{G2} 达到 Q_2 的阈值电压,且 Q_2 被接通。在该时刻,电压 V_p 开始下降到其负值 $-V_{IN}/2$ 。注意,在时间 t_c 期间,电压 V_p 仍然为0(被在相反方向上在次级绕组 N_{S1} 和 N_{S2} 二者中流动的输出电感器电流短路)。在时间 t_n 期间,将功率通过开关 Q_2 、初级绕组 N_p 、次级绕组 N_{S2} 、同步整流器 S_2 和输出电感器 L_o ,从转换器的输入传送到输出。

[0028] 在 $t=T_s/2+DT_s/2$ 处,信号OUTB变为零(逻辑低),信号OUTA仍为低,电压 V_{G2} 开始下降,并且在时间 t_d 后,达到开关 Q_2 的断开阈值,且 Q_2 被断开。一旦电压 V_{G2} 达到0,电压 V_{GS1} 增加,并且在时间 t_{d4} 后,同步整流器 S_1 在零电压 V_{S1} 下被接通。注意,在时间 t_d 期间,电压 V_{G2} 一直下降,同时电压 V_p 处于 $-V_{IN}/2$ 。在实际的实现中,电压在 $-V_{IN}/2$ 下保持为负,直到 V_{G2} 下降到零。在时间 t_y 期间(通常 $t_x=t_y$),输出电感器电流在两个次级绕组和导通同步整流器 S_1 和 S_2 之间被分割,引起跨越变压器 T_2 的所有绕组的接近零的电压。

[0029] 如现在对于本领域技术人员显而易见的那样,在初级开关 Q_1 和 Q_2 的接通期间(图2中分别为时间间隔 t_x 和 t_y),功率隔离变压器 T_1 的绕组被短路。相反地,初级开关 Q_1 和 Q_2 的断开期间(图2中分别为时间间隔 t_b 和 t_d),功率隔离变压器 T_1 的绕组不被短路。这是防止使用功率变压器 T_1 上的绕组来控制接通和断开初级开关的转变的主要原因。通过初级开关的接通和断开来控制电压 V_p 。因而,跨越变压器 T_1 的绕组 N_{P2} 的电压 V_p 中的变化发生在初级开关被接通和断开之后。因此,有必要具有一个用于驱动初级开关的单独的驱动变压器。

[0030] 图3示出了现有技术的半桥式转换器,其具有驱动变压器 T_2 ,初级开关 Q_1 、 Q_2 ,以及同步整流器控制电路的实际实现方式。图4中所示出的现有技术电路的详细描述在Brkovic的US 7,102,898 B2中被描述。驱动变压器 T_2 被实现为具有集成在PCB中的绕组的单独元件。此实现方式与利用绕组缠绕磁芯的解决方案相比具有优势,因为其提供了更好的可重复性和对驱动变压器的漏电感和电容的控制。因而,实现了用于初级开关和同步整流器的驱动信号之间所需时序的更好的控制。

[0031] 即使图4的电路在需要高功率密度和小尺寸的应用中具有优势,减少驱动变压器 T_2 的尺寸的唯一方法是增加开关频率。这对转换器的总效率具有负面影响。在对于给定尺寸要求转换器的极高效率的应用中,需要在较低开关频率下操作,这增加了功率变压器和输出电感器的尺寸。这在电路板上没有留下空间用于单独的驱动变压器或没有用于隔离转换器的输入和输出之间的驱动信号的任何其他解决方案,诸如快速光电耦合器或光电隔离器。

[0032] 因此,所需要的是消除用于提供对转换器的输入和输出侧之间的驱动信号的隔离的单独的驱动变压器或其他部件的使用的新解决方案。

发明内容

[0033] 根据本发明的一个实施例,驱动变压器的绕组被嵌入到功率变压器或电感器中,使得对于驱动变压器来说,不需要单独的磁芯。驱动变压器的绕组围绕E形芯的外部支线

(leg)进行缠绕,而功率变压器或电感器的绕组围绕中心支线缠绕。这样的绕组结构被用来保持驱动变压器的绕组的紧密耦合,且同时与功率变压器或电感器的绕组松散耦合。由于松散耦合,有可能在没有用于驱动驱动变压器的电路中的显著的电压和电流应力的情况下在足以启动可控开关的接通或断开的短时间段内,在驱动变压器的绕组和功率变压器或电感器的绕组中具有不同的电压波形。驱动变压器中所使用的绕组数取决于应用以及转换器拓扑结构。驱动变压器所能支持的最大伏-秒由功率变压器或电感器所限定。

[0034] 根据本发明的一个方面,用于在初始接通或断开之后驱动功率开关的功率是从功率变压器或电感器提供的。

[0035] 本发明的另一方面是驱动电压可被箝位,以便不依赖于输入电压中的变化。箝位的能量被用来在转换器的初始启动之后对控制和驱动电路供电,因而在转换器的正常操作期间简化了偏置电路并降低了功率要求。

[0036] 在本发明的某些实施例中,驱动变压器的绕组围绕功率变压器或电感器的磁芯的中心和外部支线二者进行缠绕。

附图说明

[0037] 图1是使用具有参考转换器的输出侧的控制和驱动电路的半桥式转换器和驱动变压器的现有技术电路的示意图。

[0038] 图2是表示得自于图1的现有技术电路中的若干节点的突出波形的图形示图。

[0039] 图3是图1中所示出的现有技术电路的一个实施例,其中驱动变压器被用来将控制电路CC的输出传送到初级开关控制电路PSC。

[0040] 图4图示了图1的现有技术电路的另一实施例,其中驱动变压器 T_2 被用来直接驱动初级侧开关,并提供用于初级开关和同步整流器的驱动信号之间的所需时序。

[0041] 图5是根据本发明的功率转换器的一个实施例的示意图,其具有与功率隔离变压器相集成的驱动变压器。

[0042] 图6是如可被用于图4的转换器电路中的现有技术功率变压器 T_1 的斜视图。

[0043] 图7是如可被用于图4的转换器电路中的现有技术驱动变压器 T_2 的斜视图。

[0044] 图8是如可被用于图5的转换器电路中的变压器 T_3 的斜视图,示出了根据本发明的一个方面的功率变压器和驱动变压器在同一磁芯上的绕组的集成。

[0045] 图9是如可被用于图15的转换器电路中的变压器 T_{12} 的斜视图,示出了根据本发明的一个方面的功率变压器和驱动变压器在同一磁芯上的绕组的集成。

[0046] 图10是根据本发明的具有集成在一个磁芯上的功率变压器和驱动变压器的有源箝位正向转换器的示意图,其中控制电路位于转换器的输出侧上。

[0047] 图11是根据本发明的具有集成在一个磁芯上的功率变压器和驱动变压器的有源箝位正向转换器的示意图,其中控制电路位于转换器的输入侧上。

[0048] 图12是根据本发明的具有被集成在一个磁芯上的输出电感器(L_{22})和驱动变压器的有源箝位转换器的示意图,其中控制电路位于转换器的输入侧上。

[0049] 图13是根据本发明的具有被集成在一个磁芯上的输出电感器(L_{22})和驱动变压器的有源箝位转换器的示意图,其中控制电路位于转换器的输出侧上。

[0050] 图14是根据本发明的一个方面的如可被用于图12和13中所示有源箝位转换器中

的集成输出电感器和驱动变压器的一个实施例的斜视图。

[0051] 图15是根据本发明的一个方面的图3的功率转换器电路但是具有集成到单个变压器 T_{12} 中的功率隔离变压器和驱动变压器的一个实施例的示意图。

具体实施方式

[0052] 在整个说明书和权利要求书中,除非上下文另有指示,否则下列术语至少采取这里所明确关联的含义。下面标识的含义并不一定限制该术语,而仅仅是提供了用于该术语的说明性的示例。“一”、“一个”、“该”的含义可包括复数引用,而“在……中”的含义可包括“在……中”和“在……上”。如本文中使用的短语“在一个实施例中”并不一定指的是相同的实施例,虽然可能是这样。

[0053] 术语“耦合”意指至少连接项之间的直接电气连接或通过一个或多个无源或有源中间装置的间接连接中的任一。

[0054] 术语“开关元件”和“开关”可被可互换地使用,且在本文中可至少指的是:如本领域已知的各种晶体管(包括但不限于FET、BJT、IGBT、JFET等)、开关二极管、可控硅整流器(SCR)、交流二极管(DIAC)、交流三极管(TRIAC)、机械单刀/双刀开关(SPDT)、或电、固态或簧片继电器。在可采用场效应晶体管(FET)或双极结型晶体管(BJT)任一作为晶体管的实施例的情况下,术语“栅极”、“漏极”和“源极”的范围分别包括“基极”、“集电极”和“发射极”,反之亦然。

[0055] 除非相对于特定元件另外定义,否则术语“功率转换器”和“转换器”在本文中可以被可互换使用,且参考至少DC-DC、DC-AC、AC-DC、降压、降压-升压、升压、半桥、全桥、H-桥或本领域技术人员已知的其他各种形式的功率转换或反转。

[0056] 诸如“提供”、“处理”、“供应”、“确定”、“计算”等的术语可至少指的是计算机系统、计算机程序、信号处理器、逻辑或替代的模拟或数字电子装置的动作,其可以是表示为物理量的信号的变形,无论是自动还是手动启动的。

[0057] 如本文中所使用的术语“控制电路”或“控制器”可至少指的是通用微处理器、专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、微控制器,现场可编程门阵列、或如本领域已知分立电路的各种替代块,其被设计或以其他方式编程来执行或指示如本文中进一步限定的功能的性能。在通用处理器的情境中,可被理解的是,这样的组件包括或以其他方式被功能性链接到非瞬态机器可读存储介质,该存储介质具有驻留在其中的程序指令且该程序指令可执行来执行或指示某些定义功能的性能。

[0058] 一般参考图5和8-15,这里可描述根据本发明的具有集成磁性结构的开关模式功率转换器的各种实施例。在各个附图可描述与其他实施例共享各种共同元件和特征的实施例的情况下,类似元件和特征被给予相同的附图标记,并且下面可省略其冗余描述。

[0059] 参考图5,示出了与半桥式转换器一起使用且部分地从如图4中所表示的设计所开发的本发明的一个实施例。图5和图4中所示电路之间的重要差别是驱动变压器 T_2 的实现方式。为了更好地理解,图6中示出了如图4的电路中所使用的现有技术功率变压器 T_1 的斜视图。现有技术功率变压器通常利用具有一个中心分支和两个外部分支的磁芯所实现。初级绕组 N_p 围绕磁芯的中心分支缠绕,如同中心分接的次级绕组 N_{S1} 和 N_{S2} 。由绕组初级 N_p 中的电流流动所感应的磁通,通过磁芯的两个外部分支进行循环,在绕组 N_{S1} 和 N_{S2} 中感应电压。

[0060] 图7中示出了如图4的电路中所使用的现有技术驱动变压器 T_2 的斜视图,其具有类似于图6中所示出的功率变压器 T_1 的构造。此现有技术驱动变压器通常利用具有一个中心分支和两个外部分支的磁芯所实现。驱动变压器的全部三个绕组 N_1 、 N_2 和 N_3 通常围绕磁芯的中心分支缠绕,使得它们将被紧密耦合。

[0061] 现在参考图8,示出了根据本发明的集成磁性结构的斜视图。在本实施例中,示出了图4的电路中所使用的功率变压器 T_1 和驱动变压器 T_2 的绕组。功率变压器 T_1 的绕组以与如图6中所示的相同方式围绕磁芯的中心分支缠绕。然而,驱动变压器 T_2 的所有绕组(如图7中所示)围绕磁芯的外部分支之一缠绕,因而保持了紧密耦合。缠绕在功率变压器的磁芯的外部分支之一上的驱动变压器的绕组由此与功率变压器的绕组松散耦合。

[0062] 由于松散的耦合,可能的是,在驱动变压器的绕组上在短时间段内具有与功率变压器的绕组上的电压波形不同的电压波形,而不在驱动电路中产生显著的电压或电流应力。电压波形可以不同的时间对于启动转换器(在某些实施例中其可以是同步整流器)的初级开关或/和次级开关的开关转变(接通和断开)是足够长的。一旦开关转变被启动,驱动变压器的绕组上的电压波形将类似于功率变压器的电压波形,直到下一个开关转变。

[0063] 本发明可与其他功率转换器实施例一起使用。例如,图10示出了有源钳位正向转换器,其中有源钳位电路(开关 Q_{11} 和电容器 C_{11})被用来通过允许复位时段期间磁化电流在变压器 T_{10} 的磁芯中循环,来将初级开关 Q_{10} 的漏极至源极电压钳位到可接收水平。根据本发明使用集成变压器 T_{10} ,其具有缠绕在单个磁芯上的功率隔离变压器绕组 N_{10} 、 N_{11} 和驱动变压器绕组 N_{12} 、 N_{13} ,其使用在图8中一般示出的绕组和磁芯布置。在图10的实施例中,控制电路30被配置在转换器的输出侧上。控制电路30功能性耦合到用于驱动次级(例如同步整流器)开关 Q_{20} 和 Q_{21} 的整流器控制电路32和用于驱动初级侧开关 Q_{10} 和有源箝位开关 Q_{11} 的初级开关控制电路31。

[0064] 在另一应用中,图11示出了具有类似于图10中所示出拓扑结构的拓扑结构的有源箝位正向转换器。根据本发明,变压器 T_{10} 具有缠绕在单个磁芯上的功率隔离变压器绕组 N_{10} 、 N_{11} 和驱动变压器绕组 N_{14} 、 N_{15} ,其使用图8中一般所示出的绕组和磁芯布置。在该应用中,控制电路30被配置在转换器的输入侧上。控制电路30功能性耦合到用于驱动同步整流器开关 Q_{20} 和 Q_{21} 的整流器控制电路32和用于驱动初级侧开关 Q_{10} 和有源箝位开关 Q_{11} 的初级开关控制电路31。

[0065] 在又一个应用中,图12示出了与图10和11中所示的那些类似的有源箝位转换器,但是其具有功率隔离变压器 T_{10} 和单独的驱动变压器 T_{20} ,其中输出电感器 L_{22} 和驱动变压器绕组 N_{16} 和 N_{17} 被集成在单个磁芯上。在该应用中,控制电路30被配置在转换器的输入侧上。控制电路30功能性耦合到用于驱动同步整流器开关 Q_{20} 和 Q_{21} 的整流器控制电路32和用于驱动初级侧开关 Q_{10} 和有源箝位开关 Q_{11} 的初级开关控制电路31。反馈隔离电路33将输出电压 V_o 耦合到控制电路30。

[0066] 图13图示了本发明的另一个应用,示出了具有功率隔离变压器 T_{10} 和单独的驱动变压器 T_{21} 的有源钳位转换器,其中输出电感器 L_{22} 和驱动变压器绕组 N_{18} 和 N_{19} 被集成在单个磁芯上。在该应用中,控制电路30被配置在转换器的输出侧上。控制电路30功能性耦合到用于驱动同步整流器开关 Q_{20} 和 Q_{21} 的整流器控制电路32和用于驱动初级侧开关 Q_{10} 和有源箝位开关 Q_{11} 的初级开关控制电路31。

[0067] 图14示出了根据本发明的如可以被用于图12和13中所示的有源箝位转换器中的集成输出电感器和驱动变压器的实施例。

[0068] 图15图示了本发明的另一应用,示出了图3的转换器电路,但是具有如图9中所示的集成在变压器 T_{12} 的单个磁芯上的功率隔离变压器初级绕组 N_{p2} 、分割的次级绕组 N_{s1} 、 N_{s2} 、以及驱动变压器绕组100和101。

[0069] 根据本发明的其他方面,由于驱动变压器的绕组相对于功率变压器的绕组之间的松散耦合,转换器驱动电压可被箝位成不依赖于输入电压。在其有益处的应用中,驱动电压还可被调整为输入电压的函数。

[0070] 根据本发明的其他方面,还可通过将间隙以如可以被本领域技术人员所理解的方式引入到磁芯的中心分支或外部分支来控制或增加经由绕组输送到控制/驱动电路的能量。在很宽的输入电压范围以及其中禁用同步整流器的转换器的延长操作的情况下,可能需要中心分支中的小间隙。

[0071] 在本发明再一个实施例中,驱动变压器的绕组可围绕磁芯的中心分支和外部分支二者缠绕,在该情况下,用于可控开关的驱动电压将更依赖于输入电压,且可被箝位的驱动电压的仅一部分跨越围绕外部分支缠绕的绕组。

[0072] 在另外的替代实施例中,本发明可被用于不同转换器拓扑结构中,包括半桥式(对称、非对称)、全桥式(对称、非对称)、推挽、正向转换器(标准、有源箝位、双晶体管)、正向-反激式和本领域已知的许多其他类型。

[0073] 一般来说,本发明可适用于所有拓扑结构,其中跨越功率变压器或电感器的绕组的电压与各种可控开关的驱动电压基本上具有相同的波形。

[0074] 为了说明和描述的目的,已经提供了前面的详细描述。因而,尽管已经描述了新式且有用的“具有隔离驱动电路的集成磁性元件”的本发明的特定实施例,但其并不意在这样的引用被解释为在本发明的范围上的限制,除了如以下权利要求中所阐述的以外。

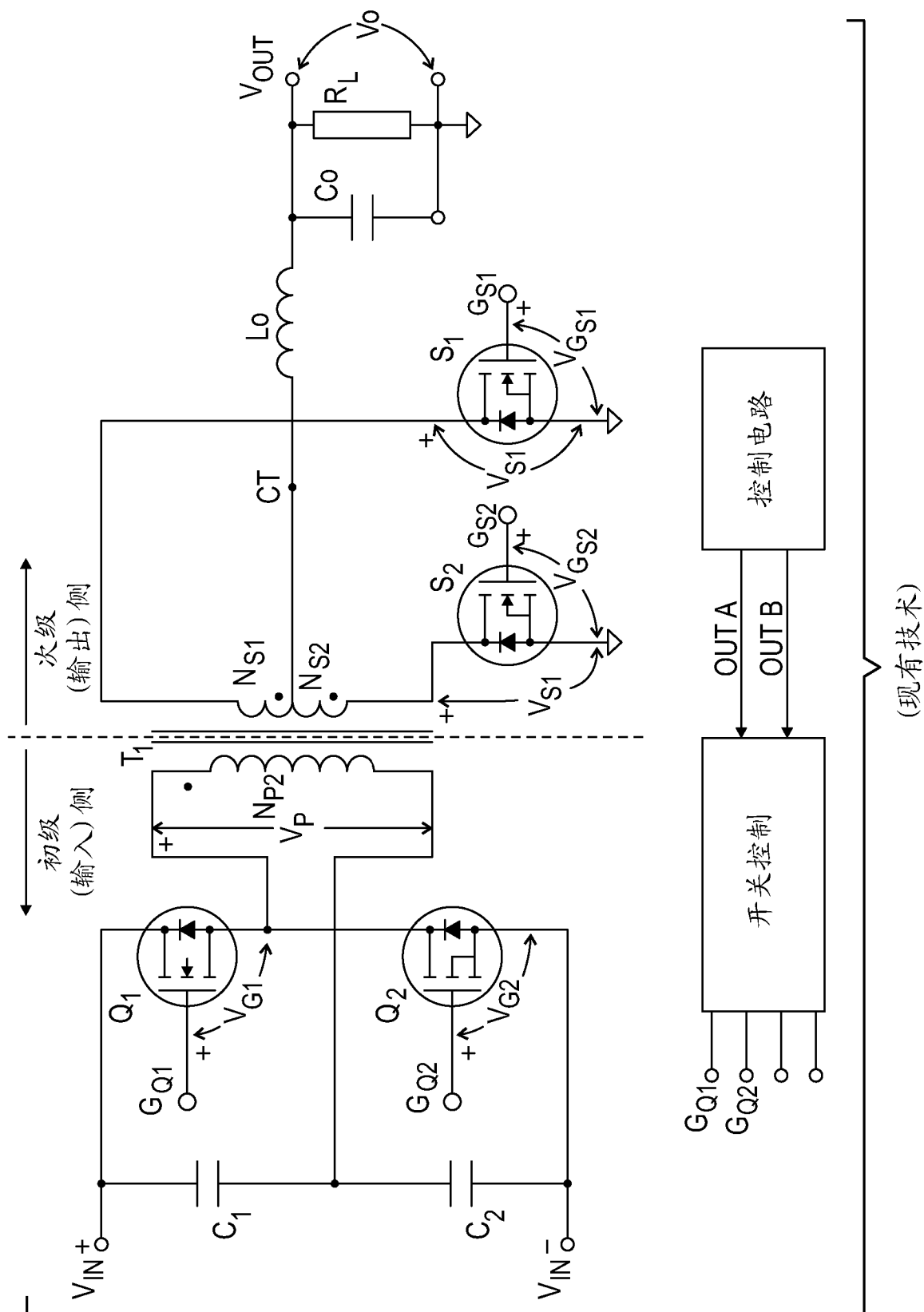
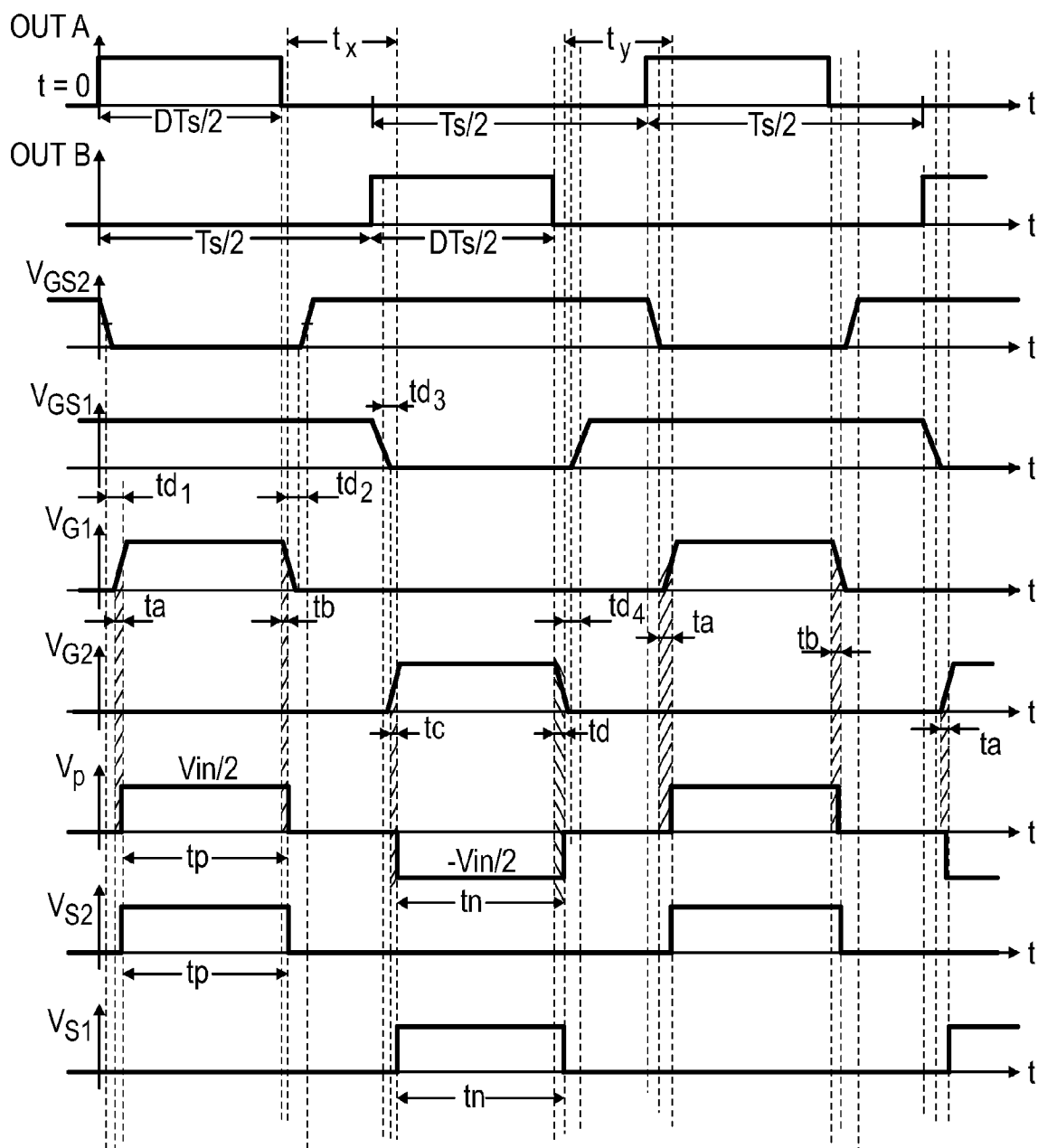


图 1



(现有技术)

图 2

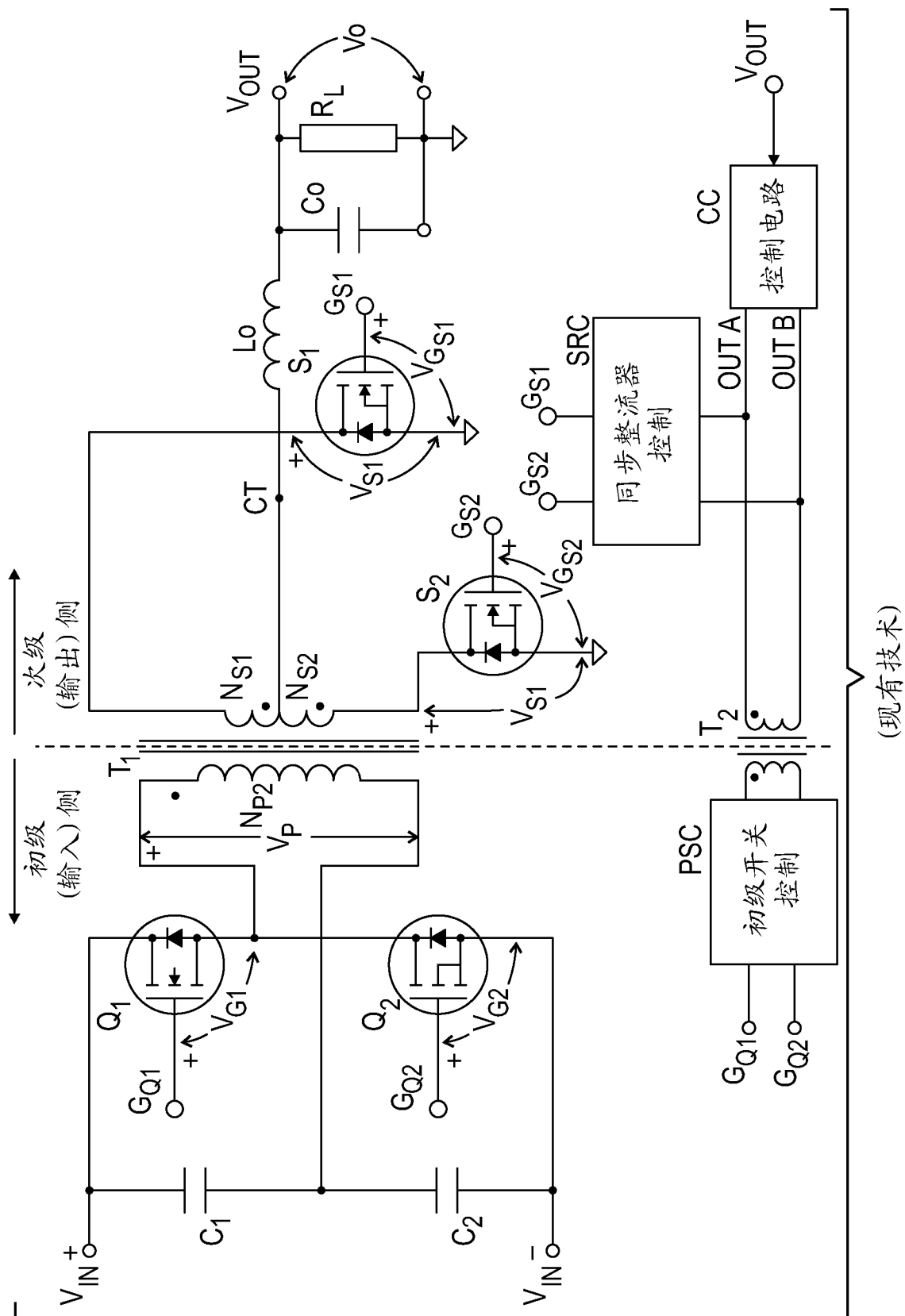


图 3

图 4A
图 4B

图 4
(现有技术)

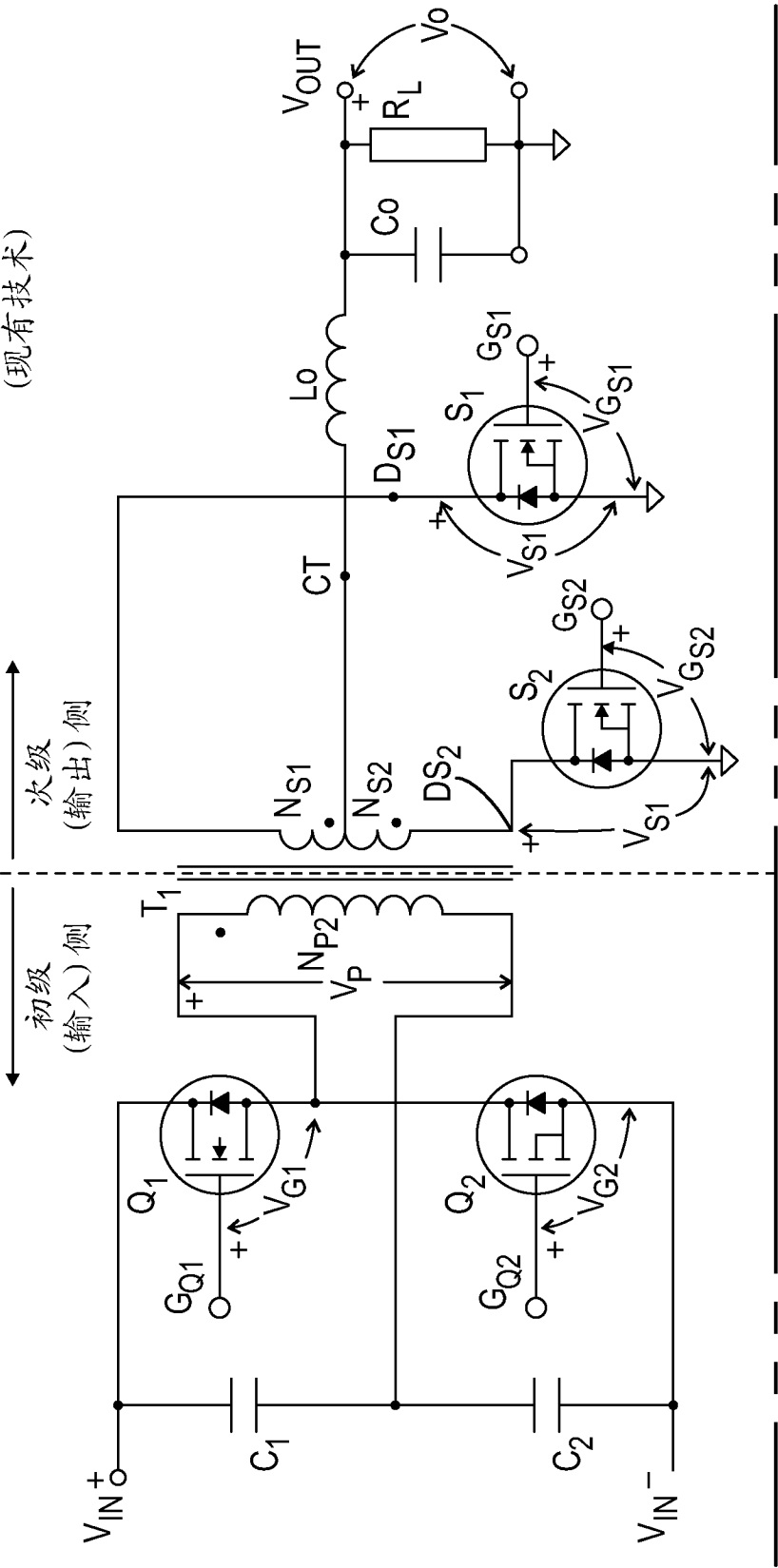


图 4A

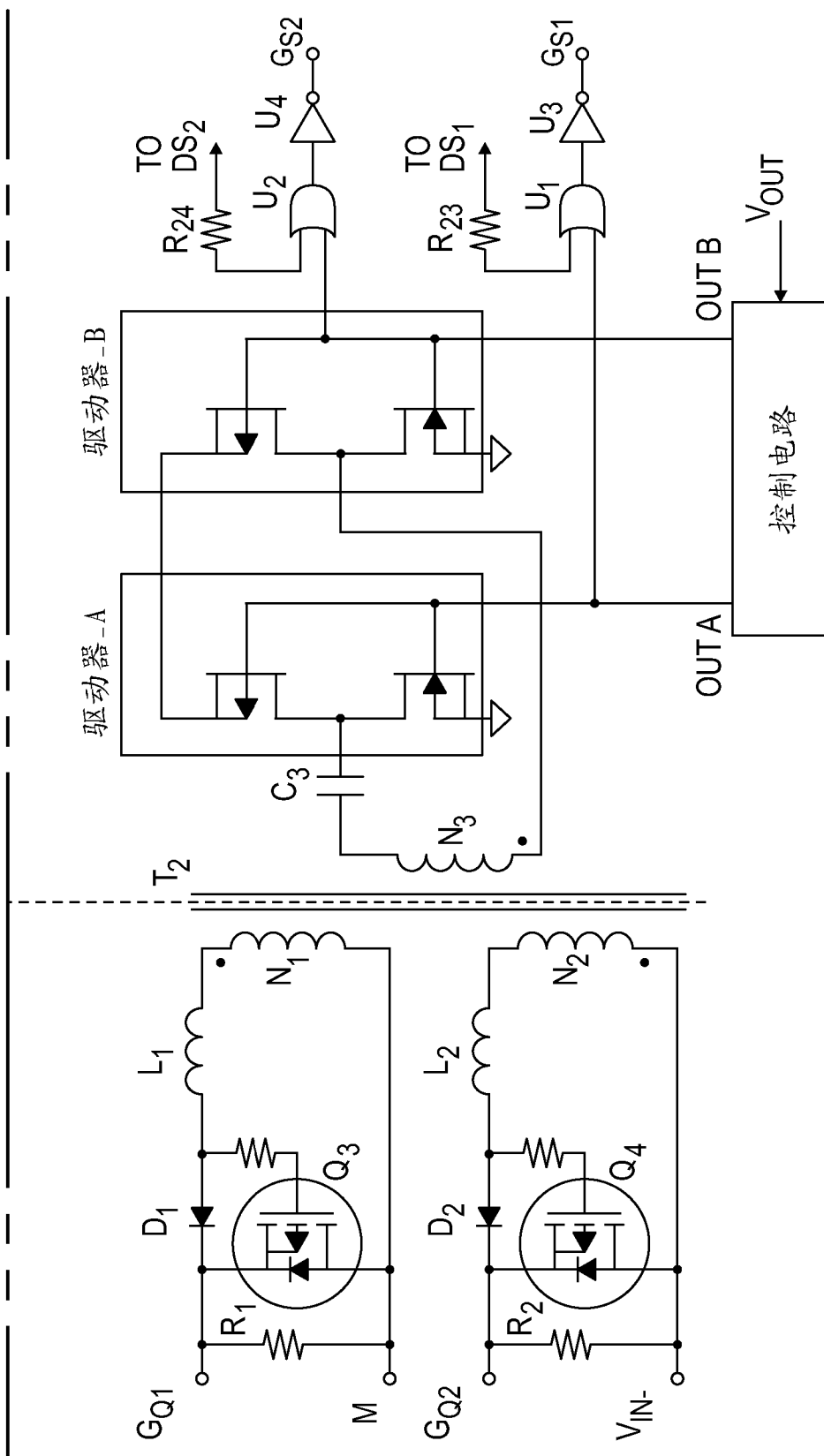


图 4B

图 5A
图 5B

图 5

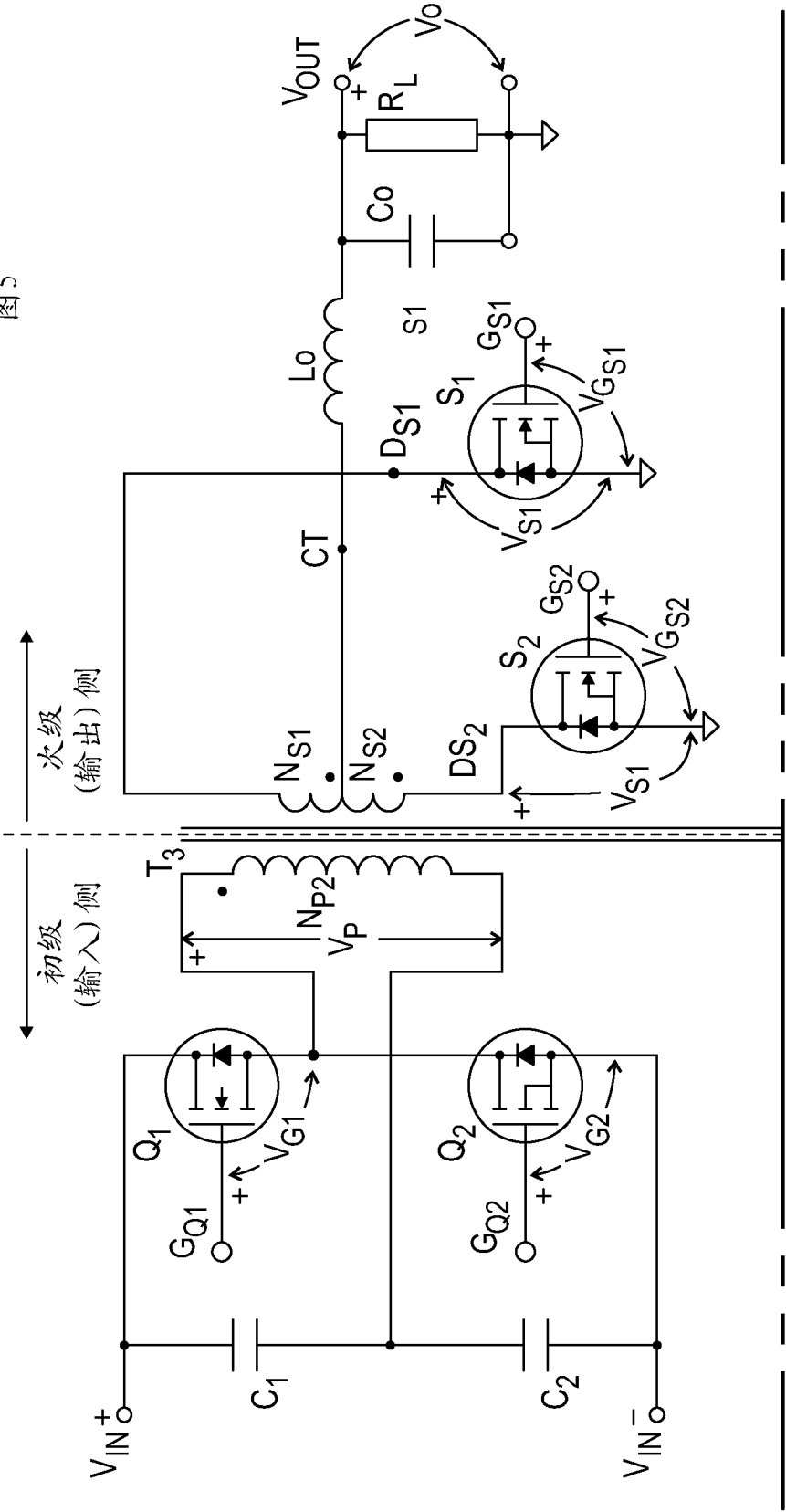


图 5A

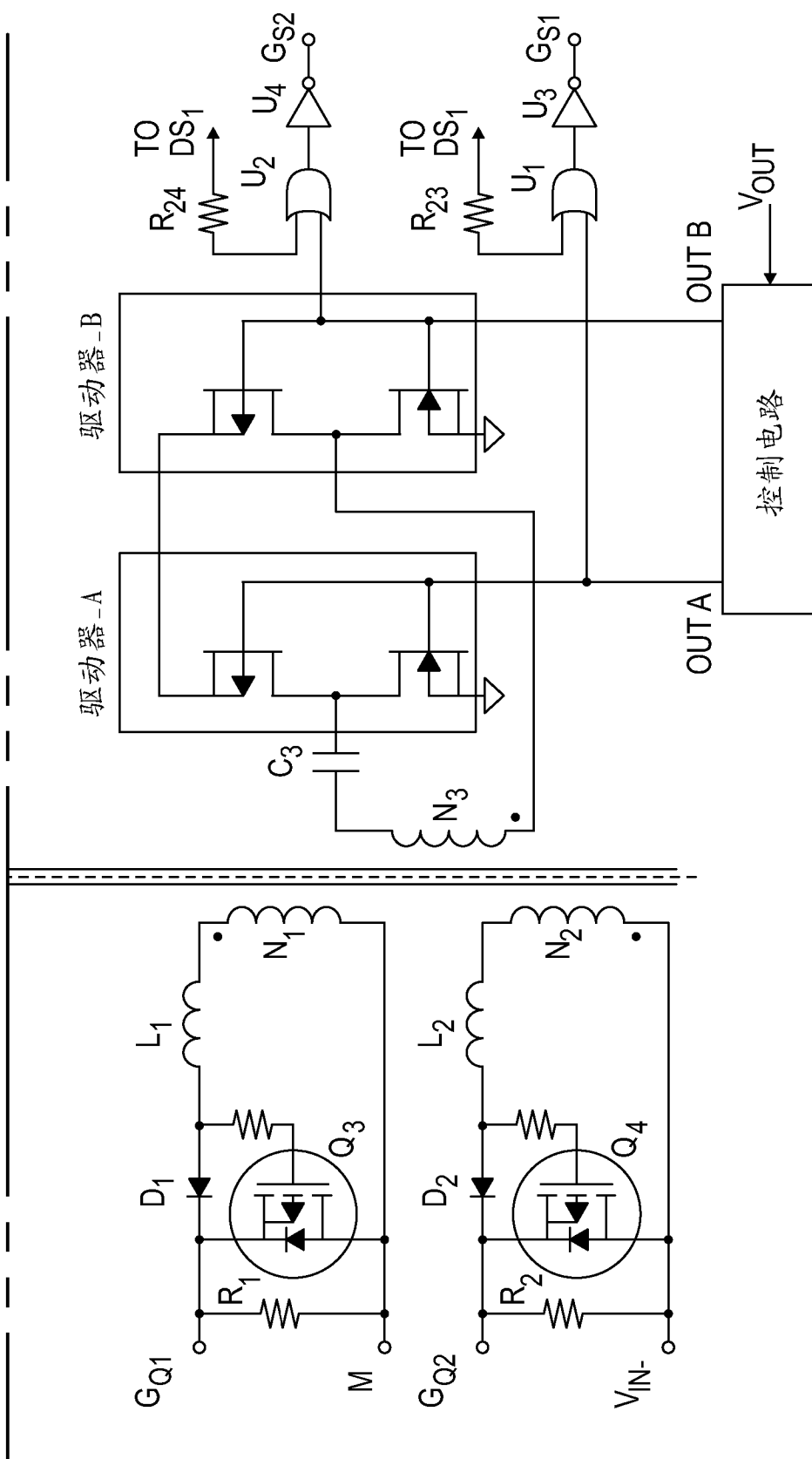
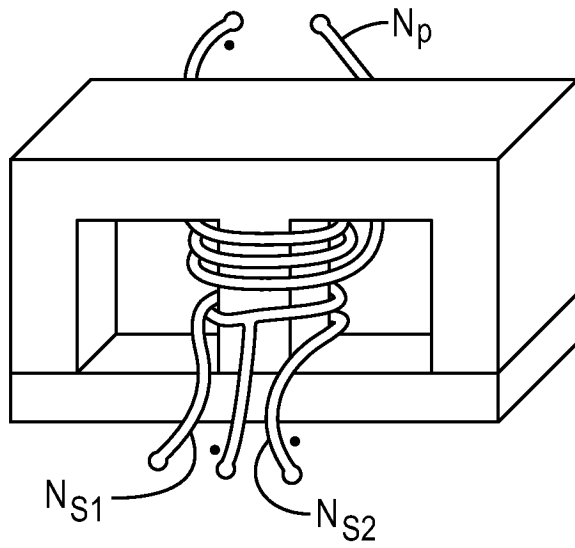
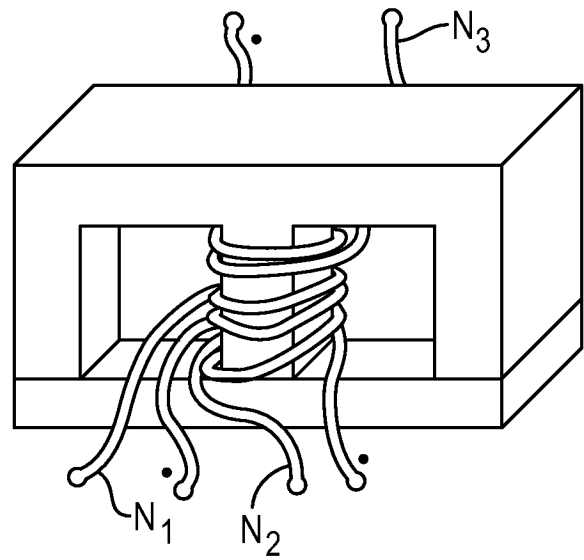


图 5B



(现有技术)

图 6



(现有技术)

图 7

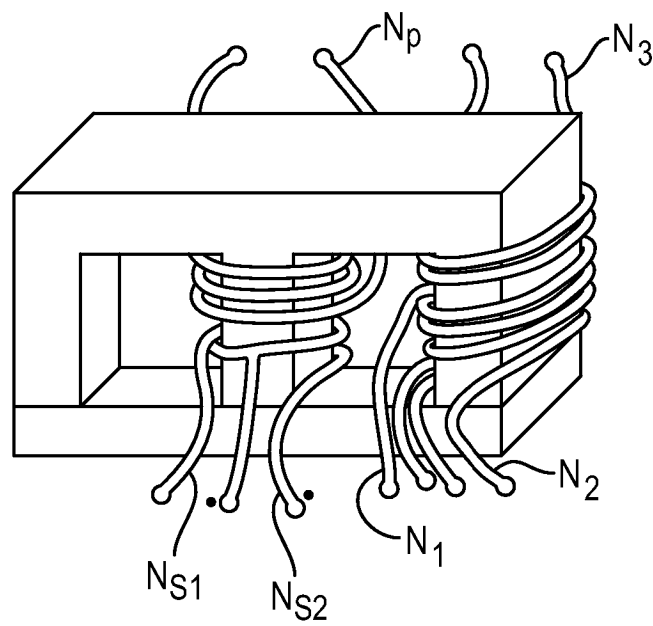


图 8

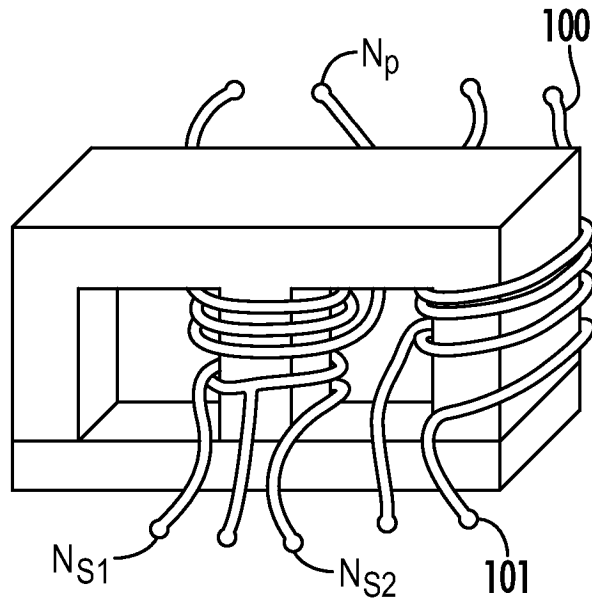


图 9

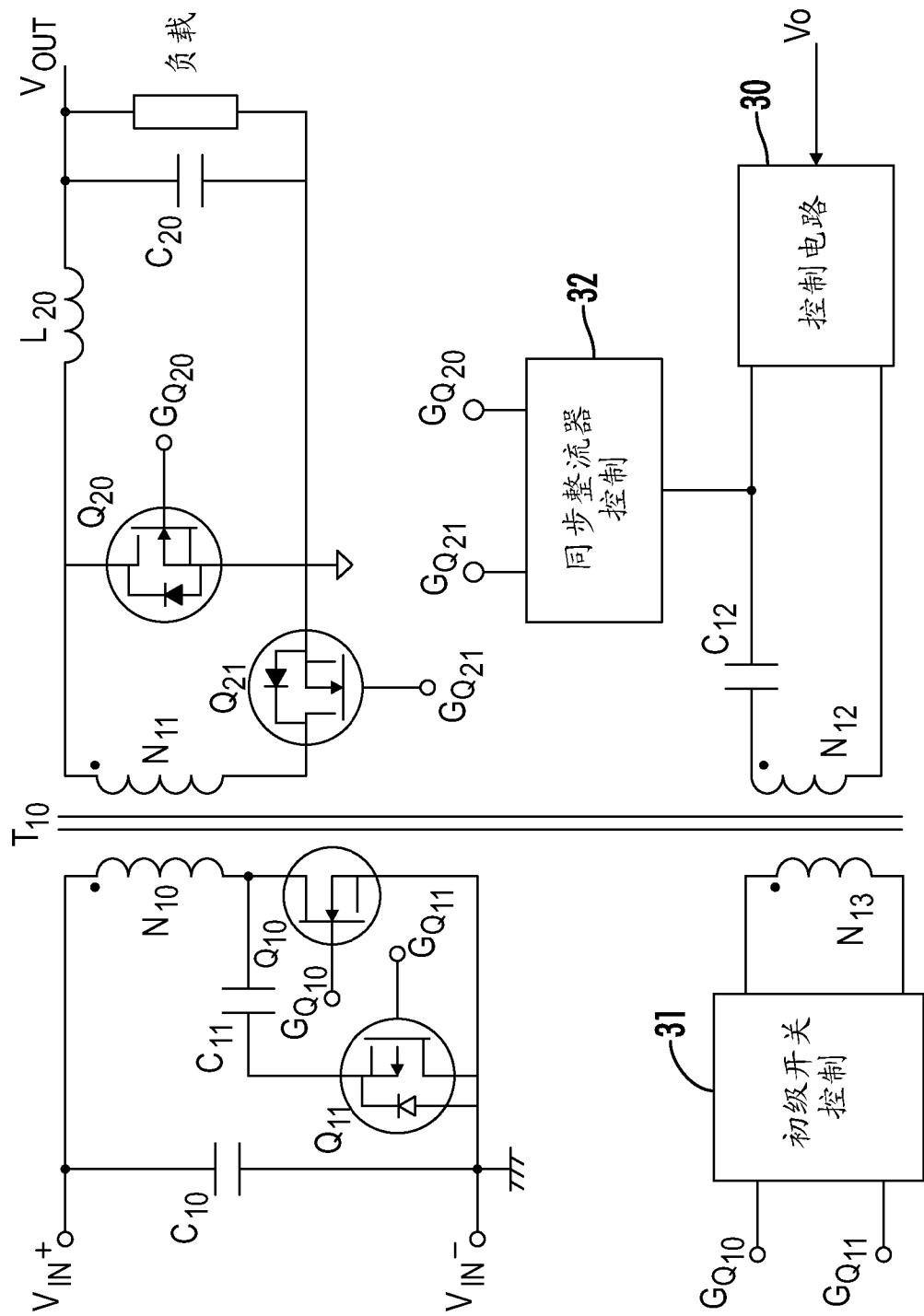


图 10

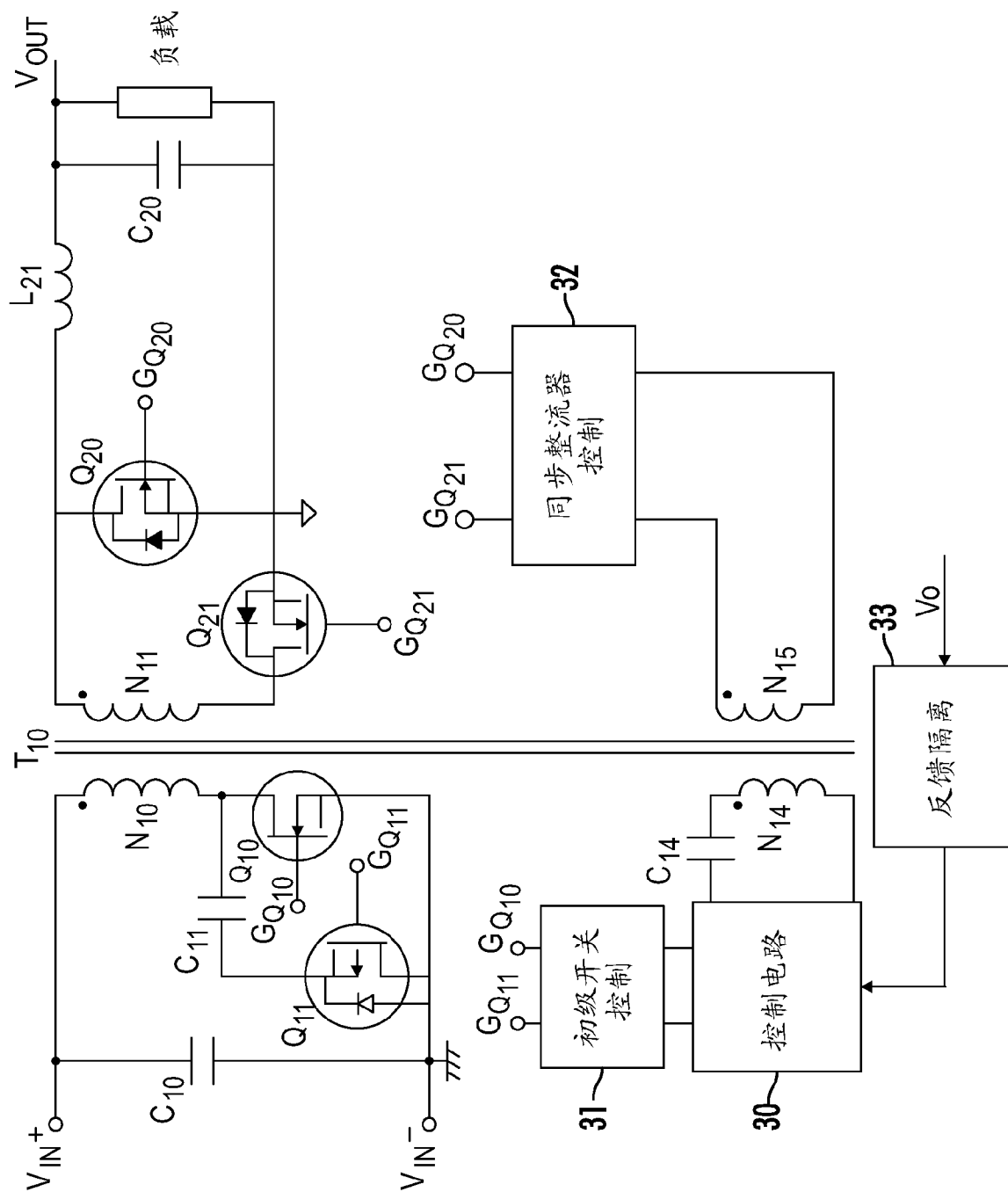


图 11

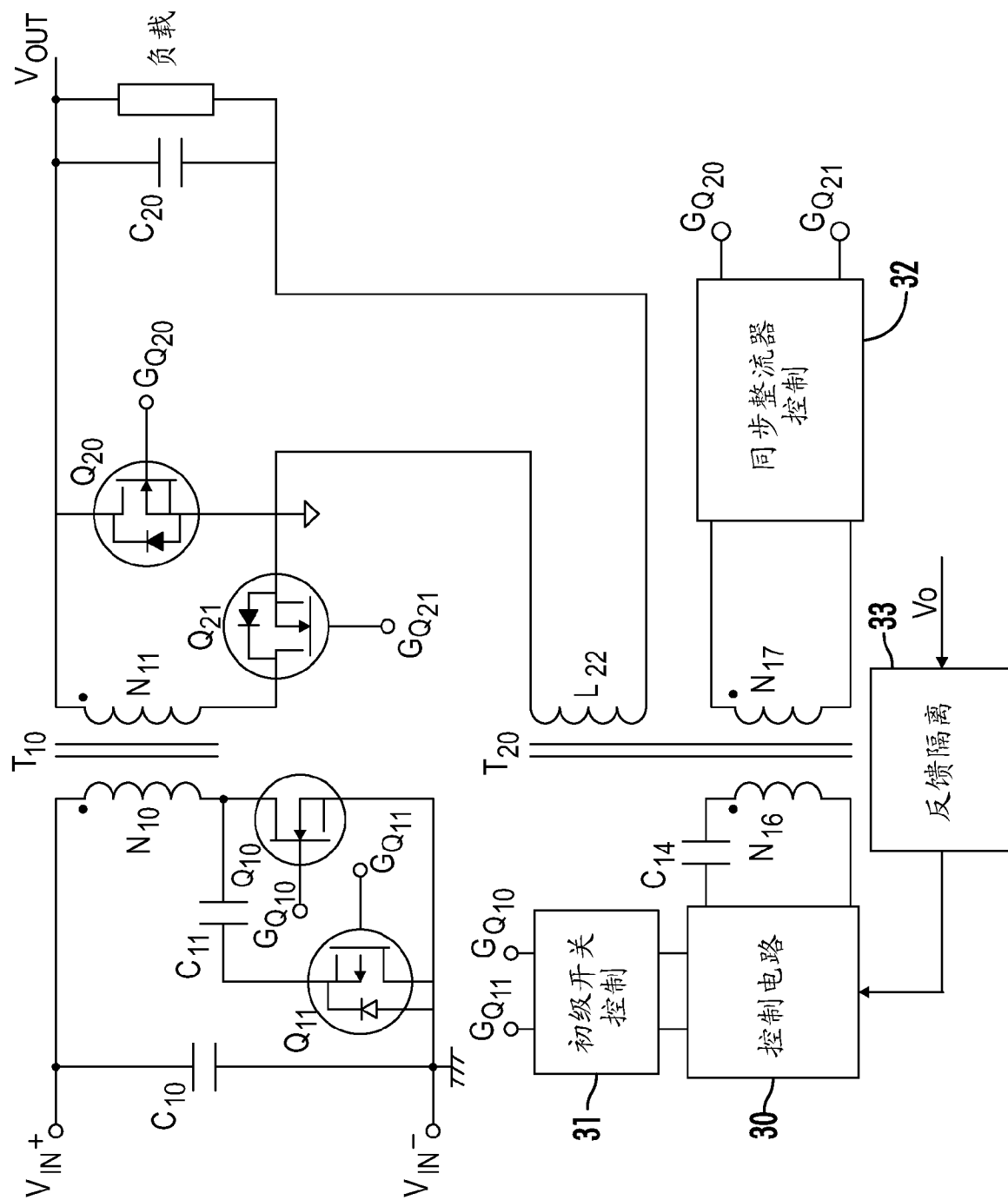


图 12

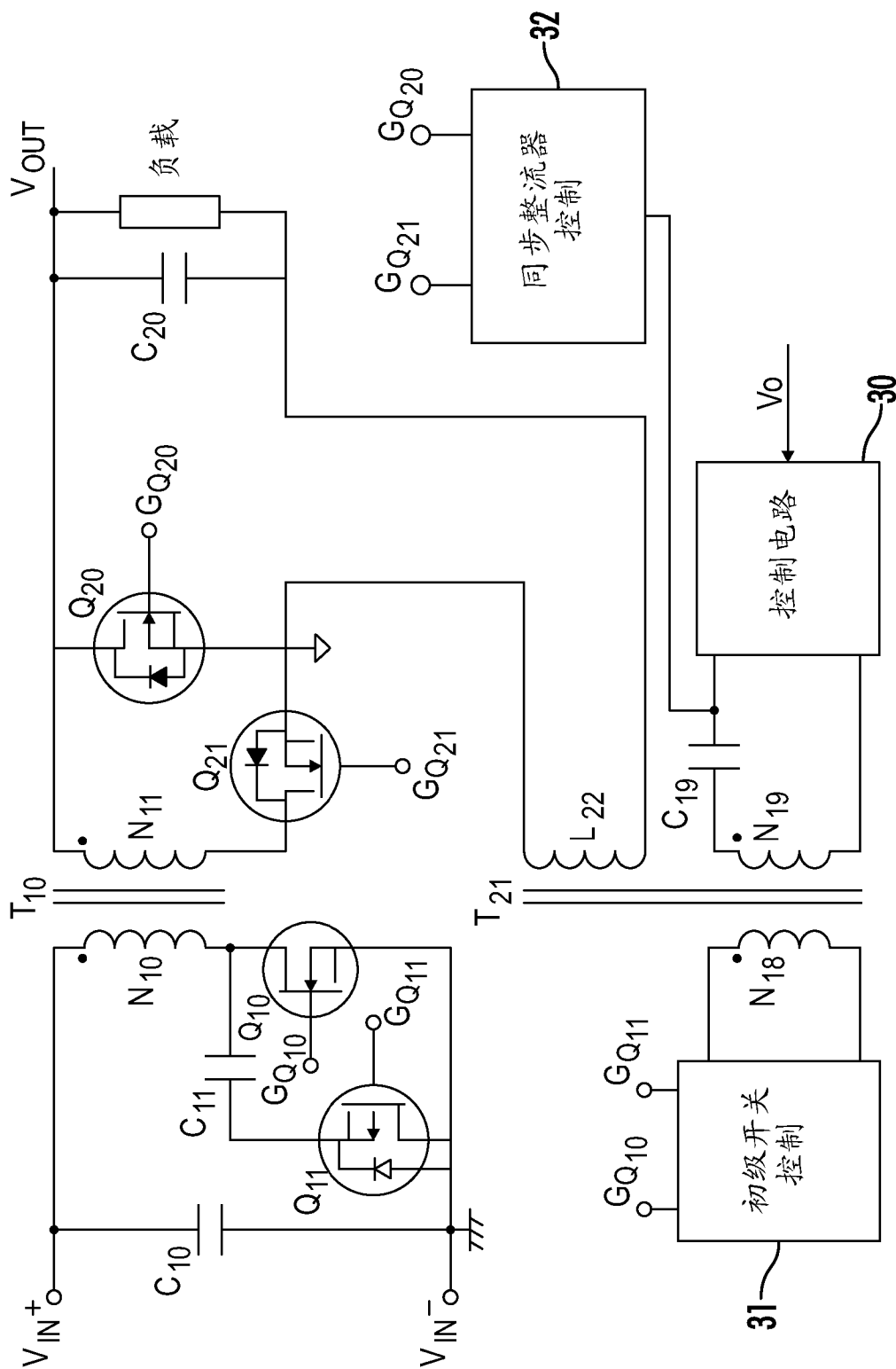


图 13

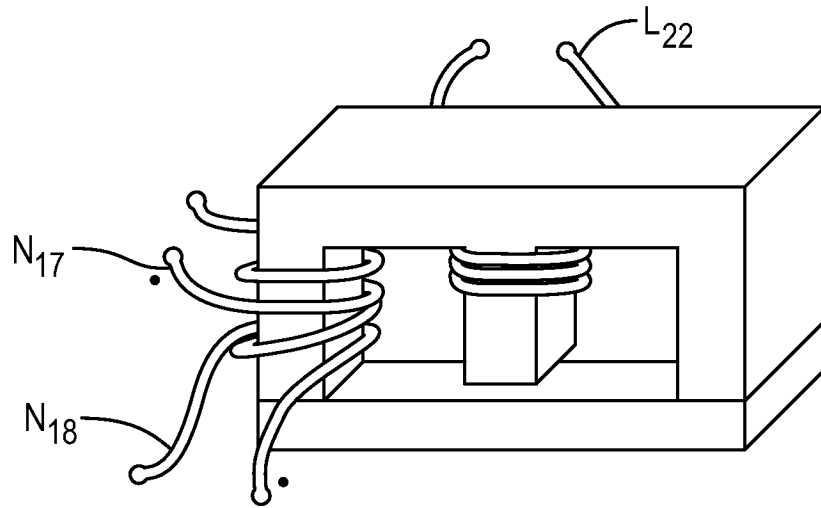


图 14

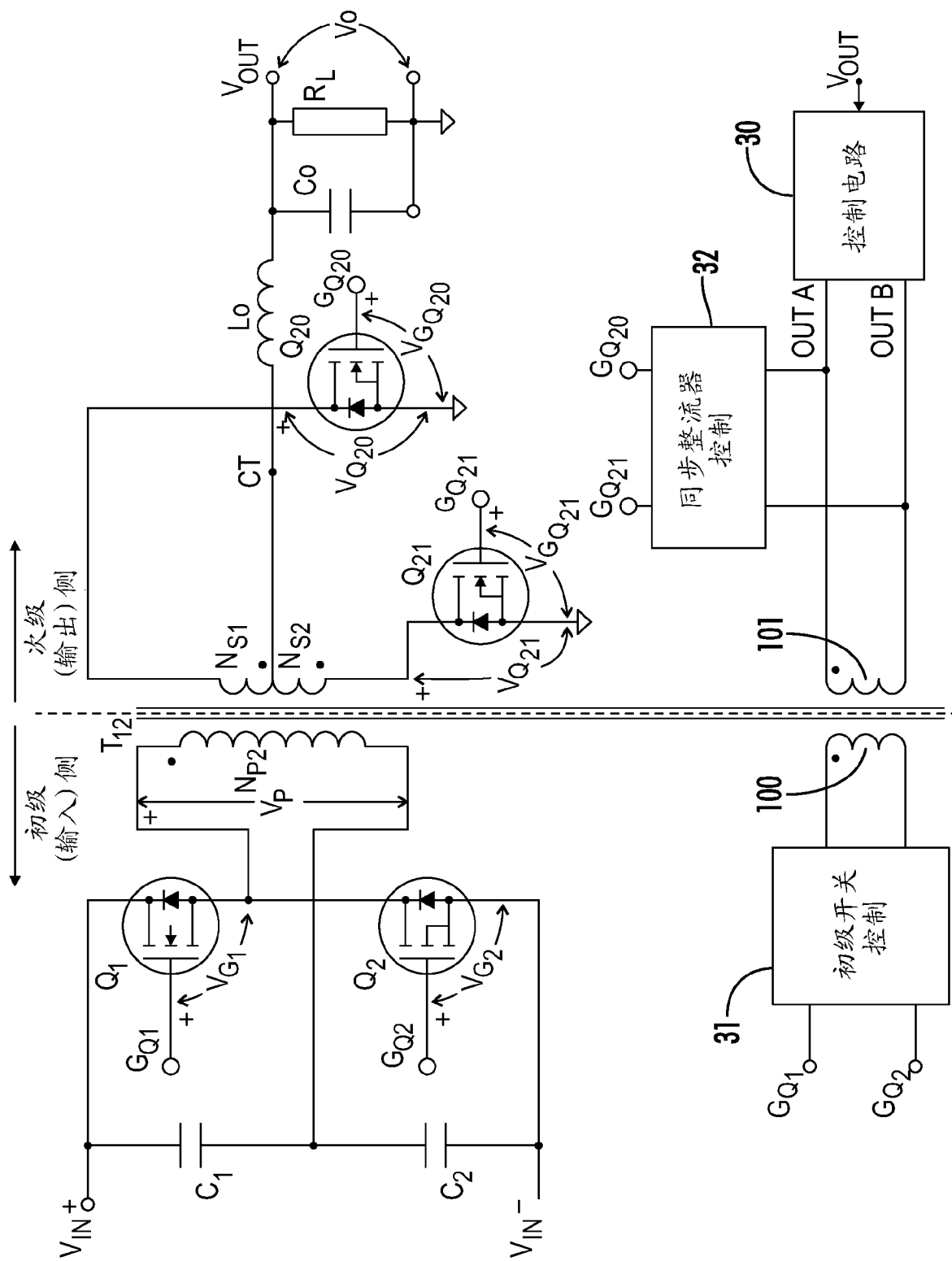


图 15