



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109347311 A

(43)申请公布日 2019. 02. 15

(21)申请号 201811495238.0

(22)申请日 2018.12.07

(71)申请人 广州金升阳科技有限公司

地址 510663 广东省广州市广州开发区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街5号

(72)发明人 杨志 潘成章 程志勇

(51)Int.Cl.

H02M 1/088(2006.01)

H02M 7/217(2006.01)

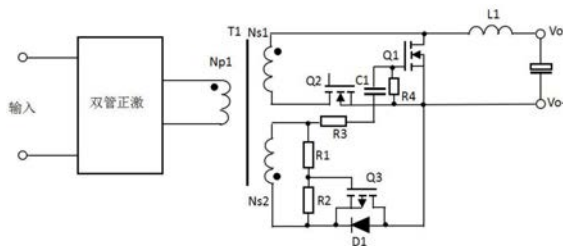
权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54)发明名称

一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路

(57)摘要

本发明公开一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路,双管正激同步整流电路包括一变压器、处于变压器原边的双管正激网络和处于变压副边的同步整流变换网络;变压器包括第一原边绕组、第一副边绕组和第二副边绕组;所述双管正激同步整流电路的自驱驱动电路用于驱动同步整流变换网络中续流管,通过控制自驱驱动电路中的第一P型MOS管的工作状态从而驱动同步整流变换网络中整流管,当变压器副边的同步整流管和同步续流管同时导通的情况下,使续流管能够获得驱动电压,为后级输出电感提供通路,能够提高变换器效率,同时续流管的驱动电压可调,使控制更加灵活可靠。



1. 一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路, 双管正激同步整流电路包括一变压器、处于变压器原边的双管正激网络和处于变压器副边的同步整流变换网络; 变压器包括第一原边绕组、第一副边绕组和第二副边绕组; 所述双管正激同步整流电路的自驱驱动电路用于驱动同步整流变换网络中续流管; 其特征在于:

所述的自驱驱动电路包括变压器的第二副边绕组, 用于为自驱驱动电路提供输入信号; 跨接在第二副边绕组两端的两两串联的第一电阻和第二电阻, 用于将输入信号采样分压为后级提供驱动信号; 以第一电阻与第二电阻的串联中点为栅级输入的第一P型MOS管, 第一P型MOS管响应驱动信号截止或导通, 用于驱动同步整流变换网络中续流管的放电或充电; 其中一端连接第一电阻与第二副边绕组的异名端的相连端的第三电阻, 第三电阻用作同步整流变换网络中续流管的驱动电阻, 用于同步整流变换网络中续流管的充放电; 连接在第三电阻的另一端与同步整流变换网络中续流管的栅级之间的第一电容; 与第一P型MOS管漏、源极正向并联的第一二极管; 第二副边绕组的异名端连接第一电阻一端、第三电阻一端, 第二副边绕组的同名端连接第二电阻一端、第一P型MOS管的源极, 第一P型MOS管的漏极连接同步整流变换网络中续流管的源极。

2. 根据权利要求1所述的自驱驱动电路, 其特征在于: 所述的自驱驱动电路还包括第二二极管、第三二极管、第五电阻, 第二二极管的阳极连接第一P型MOS管的栅极, 第二二极管的阴极连接第三二极管的阴极、第二副边绕组的异名端, 第三二极管的阳极连接第五电阻一端, 第五电阻另一端连接第三电阻与第一电容的相连端。

3. 根据权利要求2所述的自驱驱动电路, 其特征在于: 所述的自驱驱动电路还包括并联在第一电容两端的第一稳压管, 第一稳压管的阳极连接第一电容与同步整流变换网络中续流管的源极相连的一端, 第一稳压管的阴极连接第一电容与第三电阻、第五电阻的相连端。

4. 根据权利要求1至3任意一项所述的自驱驱动电路, 其特征在于: 第一电容可作为同步整流变换网络中续流管栅源极驱动电压的调节电容, 在续流管充放电过程, 第一电容两端产生实现续流管栅源极驱动电压可调的偏置电压。

5. 根据权利要求1至3任意一项所述的自驱驱动电路, 其特征在于: 电路正常工作后, 遵循以下工作状态:

(1) 在变压器励磁阶段, 变压器第二副边绕组输出为负, 第一P型MOS管导通, 此时加在续流管栅源级电压为负, 续流管截止;

(2) 在变压器退磁阶段, 变压器第二副边绕组输出为正, 第一P型MOS管截止, 第二副边绕组通过第三电阻向同步整流变换网络中续流管提供正向驱动电压, 使续流管导通;

(3) 在变压器退磁结束后, 变压器副边的同步整流变换网络中整流管和续流管同时导通, 变压器第一原边绕组电压为零, 变压器的第二副边绕组电压也为零, 即为零状态驱动状态, 此时第一P型MOS管截止, 续流管栅源级电压通过同步整流变换网络中的接地电阻缓慢放电, 续流管持续导通;

(4) 在变压器重新励磁阶段, 变压器第二副边绕组输出为负, 第一P型MOS管导通, 续流管栅源级电压通过第三电阻、变压器第二副边绕组和第一P型MOS快速放电, 续流管截止。

一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路

技术领域

[0001] 本发明涉及AC-DC变换器,特别涉及双管正激,单管正激,全桥等变压器绕组电压为零时段变换器的自驱驱动电路。

背景技术

[0002] 随着社会的不断发展,开关变换器技术也在朝着低成本,小型化,高功率密度以及高可靠性趋势发展,在这样的趋势下,同步整流技术就显得尤为重要,同步整流是采用导通电阻极低的功率MOSFET来取代整流二极管以降低整流损耗,它能大大的提高变换器的效率并且不存在由肖特基势垒电压而造成的死区电压。

[0003] 在隔离开关变换器中,同步整流有自激励驱动和外部驱动两种方式,外部驱动一般都会有额外的驱动芯片来检测同步整流管两端的电压进而对其进行控制,这种驱动方式不仅增加了成本,而且由于控制的原因存在误开误关的风险,降低了电源的可靠性。自激励驱动方式一般采用变压器副边绕组的电压直接或者间接的驱动同步整流管,这种驱动方式成本较低,但是在一些变换器中,变压器副边的同步整流管和同步续流管同时导通,为输出电感电流和变压器激磁电流提供通路,此时变压器副边绕组相当于短路,驱动绕组电压为零,无法为续流管提供驱动电压,此时输出电感电流会经过续流管体二极管进行流通,大大降低了变换器的效率。

发明内容

[0004] 有鉴如此,本发明要解决上述自激励同步整流技术中的问题,提供一种自驱驱动电路,当变压器绕组电压为零时,持续为续流管提供驱动信号,提高变换器的效率。

[0005] 本发明的目的是这样实现的:

[0006] 一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路,双管正激同步整流电路包括一变压器、处于变压器原边的双管正激网络和处于变压器副边的同步整流变换网络;变压器包括第一原边绕组、第一副边绕组和第二副边绕组;所述双管正激同步整流电路的自驱驱动电路用于驱动同步整流变换网络中续流管;

[0007] 所述的自驱驱动电路包括变压器的第二副边绕组,用于为自驱驱动电路提供输入信号;跨接在第二副边绕组两端的两两串联的第一电阻和第二电阻,用于将输入信号采样分压为后级提供驱动信号;以第一电阻与第二电阻的串联中点为栅级输入的第一P型MOS管,第一P型MOS管响应驱动信号截止或导通,用于驱动同步整流变换网络中续流管的放电或充电;其中一端连接第一电阻与第二副边绕组的异名端的相连端的第三电阻,第三电阻用作同步整流变换网络中续流管的驱动电阻,用于同步整流变换网络中续流管的充放电;连接在第三电阻的另一端与同步整流变换网络中续流管的栅级之间的第一电容;与第一P型MOS管漏、源极正向并联的第一二极管;第二副边绕组的异名端连接第一电阻一端、第三电阻一端,第二副边绕组的同名端连接第二电阻一端、第一P型MOS管的源极,第一P型MOS管的漏极连接同步整流变换网络中续流管的源极。

[0008] 优选地,所述的自驱驱动电路还包括第二二极管、第三二极管、第五电阻,第二二极管的阳极连接第一P型MOS管的栅极,第二二极管的阴极连接第三二极管的阴极、第二副边绕组的异名端,第三二极管的阳极连接第五电阻一端,第五电阻另一端连接第三电阻与第一电容的相连端。

[0009] 优选地,所述的自驱驱动电路还包括并联在第一电容两端的第一稳压管,第一稳压管的阳极连接第一电容与同步整流变换网络中续流管的源极相连的一端,第一稳压管的阴极连接第一电容与第三电阻、第五电阻的相连端。

[0010] 优选地,第一电容为同步整流变换网络中续流管的驱动电压调节电容。

[0011] 优选地,第一电容可作为同步整流变换网络中续流管栅源极驱动电压的调节电容,在续流管充放电过程中,第一电容两端产生实现续流管栅源极驱动电压可调的偏置电压。

[0012] 优选地,电路正常工作后,遵循以下工作状态:

[0013] (1) 在变压器励磁阶段,变压器第二副边绕组输出为负,第一P型MOS管导通,此时加在续流管栅源级电压为负,续流管截止;

[0014] (2) 在变压器退磁阶段,变压器第二副边绕组输出为正,第一P型MOS管截止,第二副边绕组通过第三电阻向同步整流变换网络中续流管提供正向驱动电压,使续流管导通;

[0015] (3) 在变压器退磁结束后,变压器副边的同步整流变换网络中整流管和续流管同时导通,变压器第一原边绕组电压为零,变压器的第二副边绕组电压也为零,即为零状态驱动状态,此时第一P型MOS管截止,续流管栅源级电压通过同步整流变换网络中的接地电阻缓慢放电,续流管持续导通;

[0016] (4) 在变压器重新励磁阶段,变压器第二副边绕组输出为负,第一P型MOS管导通,续流管栅源级电压通过第三电阻、变压器第二副边绕组和第一P型MOS快速放电,续流管截止。

[0017] 本发明的工作思路为:通过控制第一P型MOS管的工作状态驱动同步整流变换网络中续流管,在变压器副边的同步整流管和同步续流管同时导通的情况下,续流管能够获得驱动电压,为后级输出电感提供通路,能够提高变换器效率。工作原理简述:当双管正激变换器正常工作,双管正激网络中原边开关管关断时,在变压器的退磁阶段,变压器副边第二副边绕组感应电压上正下负,第一P型MOS截止,变压器第二副边绕组电压通过第三电阻、第一二极管加在副边续流管栅源级的两端,为续流管提供驱动电压;当变压器退磁结束,副边整流管和续流管同时导通,变压器原副边绕组电压均为零,此时第一P型MOS依然截止,续流管栅源级两端电压没有放电回路而依然存在,继续使续流管导通;直到双管正激网络原边开关管导通时,第二副边绕组感应电压上负下正,第一P型MOS导通,续流管栅源级电压通过第三电阻、第二副边绕组、第一P型MOS放电,使续流管关断。

[0018] 从上述工作原理可以看出,本发明具有以下有益效果:

[0019] (1) 实现变压器绕组电压为零时,自驱驱动电路仍然为同步整流变换网络中续流管提供驱动信号;当第二辅助绕组电压为零时通过截止第一P型MOS管,使续流管驱动电压没有放电回路而使续流管继续导通,很大程度上提高了变换器的效率。

[0020] (2) 由于电路的拓扑简单,显而易见,容易实现与实用化。

[0021] (3) 不需要专门的同步整流控制芯片,节约了成本,同时在一定程度上缩减了PCB

的大小,实现小型化和高功率密度。

[0022] (4) 整个同步整流的控制方式非常简单,而且采用自驱,大大提高了电源的可靠性;

[0023] (5) 第一电容串联在自驱驱动电路和续流管之间,续流管对第一电容进行充放电,在第一电容产生偏置电压,实现对续流管栅源极的驱动电压可调,使控制更加灵活可靠。

附图说明

[0024] 图1为本发明第一实施例电路图;

[0025] 图2为本发明第二实施例电路图;

[0026] 图3为本发明第三实施例电路图。

具体实施方式

[0027] 第一实施例

[0028] 图1示出了第一实施例的电路原理图,遵循上述初始的技术方案的连接关系,一种双管正激同步整流电路的自驱驱动电路,双管正激同步整流电路包括变压器、处于变压器原边的双管正激网络和处于变压器副边的同步整流变换网络;变压器包括第一原边绕组 N_{p1} 、第一副边绕组 N_{s1} 和第二副边绕组 N_{s2} ,变压器副边的同步整流变换网络包括第一副边绕组 N_{s1} ,漏极与第一副边绕组 N_{s1} 的同名端连接的续流管Q1,一端与续流管Q1漏极相连的电感L1,电感L1另一端为同步整流变换网络的输出,漏极与第一副边绕组 N_{s1} 的异名端连接的副边整流管Q2,续流管Q1的栅极与副边整流管Q2的源极相连,还包括连接在续流管Q1栅极与输出地之间的接地电阻R4;

[0029] 所述双管正激同步整流电路的自驱驱动电路,包括变压器副边的第二绕组 N_{s2} ,跨接在第二副边绕组 N_{s2} 两端的第一电阻R1和第二电阻R2,第一电阻R1一端与第二副边绕组 N_{s2} 异名端相连,一端与第一电阻R1和第二副边绕组 N_{s2} 的异名端相连端相连的第三电阻R3,以第一电阻R1与第二电阻R2的串联中点为栅级输入的第一P型MOS管Q3,第一P型MOS管Q3的源级连接第二副边绕组 N_{s2} 的同名端和第二电阻相连端,与第一P型MOS管Q3的漏源极正向并联的第一二极管D1;第一二极管D1阳极连接第一P型MOS管的漏极,第一二极管D1阴极连接第一P型MOS管源极,第一P型MOS管漏极还连接续流管Q1的栅极。

[0030] 电路中,第二副边绕组 N_{s2} 为自驱绕组,为自驱驱动电路提供输入信号,输入信号经第一电阻R1和第二电阻R2串联分压后为第一P型MOS提供驱动信号,第一P型MOS并依据此驱动信号进行状态控制,当第二副边绕组输出为正或为零,第一P型MOS管截止,当第二副边绕组输出为负,第一P型MOS管导通;第三电阻为续流管Q1的驱动电阻。

[0031] 电路的具体工作原理为:电源正常上电后,双管正激变换器正常工作,并且处于连续工作状态,在一个开关周期之内,当双管正激网络中原边MOS管关断以后,变压器开始处于退磁的阶段,此时变压器第一原边绕组 N_{p1} 电压方向为下正上负,变压器第二副边绕组 N_{s2} 感应的电压方向为上正下负,该感应电压经过第一电阻R1和第二电阻R2分压后,在第一P型MOS管Q3的栅源级电压为正,使得第一P型MOS管Q3截止,此时,变压器第二副边绕组 N_{s2} 电压则通过第三电阻R3,第一电容C1、续流管Q1栅极与源极、二极管D1构成的回路给续流管Q1提供驱动电压,使续流管Q1导通,并为输出电感L1提供续流回路。

[0032] 当变压器退磁结束以后,副边整流管Q2导通并为原边的激磁电流提供回路,此时副边续流管Q1和整流管Q2同时导通,变压器副边电压为零,第一原边绕组Np1也电压为零,同时第二副边绕组Ns2感应电压也为零,此时,第一P型MOS管Q3栅源级电压为零,第一P型MOS管Q3处于关断状态,续流管Q1栅源级电压无法通过第三电阻R3和第二副边绕组Ns2快速放电,只能通过接地电阻R4缓慢放电,因此,续流管Q1可以持续导通,继续为输出电感L1提供续流回路。

[0033] 当双管正激网络中原边开关管重新开通以后,变压器第一原边绕组Np1电压方向为上正下负,变压器第二副边绕组Ns2感应电压方向为下正上负,该电压通过第一电阻R1和第二电阻R2分压以后,第一P型MOS管Q3栅源级电压为负,第一P型MOS管Q3导通,此时续流管Q1驱动电压通过第一电容C1、第三电阻R3、第二副边绕组Ns2异名端和同名端、第一P型MOS管Q3源极、漏极构成的回路经快速放电,使续流管Q1快速关断,这不影响双管正激的正常工作。

[0034] 需要说明的是,由于电路中第一电容C1的存在,续流管Q1上的驱动电压会对C1进行充放电,在第一电容C1上会形成正向的偏置电压,进而在续流管栅源级电压上存在一个负向的偏置,降低了续流管的栅源级电压,如此实现驱动电压可调。同时,当变压器原边绕组电压或者副边驱动绕组电压产生震荡尖峰时,由于第一电容C1的存在,会将此震荡尖峰吸收,从而防止续流管误动作影响双管正激的正常工作。

[0035] 本发明能够在副边同步整流变换网络中整流管和续流管同时导通的情况下,为续流管提供驱动信号,使续流管能够工作为后级输出电感提供输出回路,如此大大提高了变换器产品的效率。

[0036] 第二实施例

[0037] 图2示出了第二实施例的电路原理图,与第一实施例不同的是,在第一实施例图1的基础上,在第一P型MOS管的栅极与变压器第二副边绕组Ns2的异名端之间正接一个二极管D2,能够加快第一P型MOS管Q3栅源级电压的放电,使得第一P型MOS管Q3快速导通,从而使续流管Q1快速关断。同时在第三电阻R3的两端并联由电阻R5和二极管D3构成的串联电路,二极管D3阴极连接在第二副边绕组Ns2的异名端与电阻R3之间,二极管D3阳极电阻R5后接出连接在电阻R3和第一电容C1之间。如此形成续流管Q1驱动电压的泄放电路,进一步加快续流管关断,这样当双管正激网络中原边开关管导通后,可以减小副边续流管Q1和副边整流管Q2共同导通的时间,降低续流管Q1两端的电压尖峰。

[0038] 第三实施例

[0039] 图3示出了第三实施例的电路原理图,与第二实施例不同的是,在第二实施例图2的基础上,在第一电容C1两端并联稳压管ZD1,稳压管ZD1阳极连接第一电容C1与续流管Q1的栅极连接点,稳压管ZD1阴极连接第一电容C1与电阻R3、电阻R5的连接点,稳压管ZD1的存在可以控制第一电容C1两端的最大偏置电压,防止第一电容C1两端的偏置电压过高使得续流管Q1栅源级电压过低而使续流管无法正常导通。

[0040] 以上仅是本发明的优选实施方式,应当指出的是,上述优选实施方式不应视为对本发明的限制,对于本技术领域的普通技术人员来说,在本发明电路的基本拓扑中加入不同的控制方式,可以进一步优化本发明在零状态时,为续流管持续提供驱动信号的性能。对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明的精神和范围内,还可以做出若干改

进和润饰,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围,这里不再用实施例赘述,本发明的保护范围应当以权利要求所限定的范围为准。

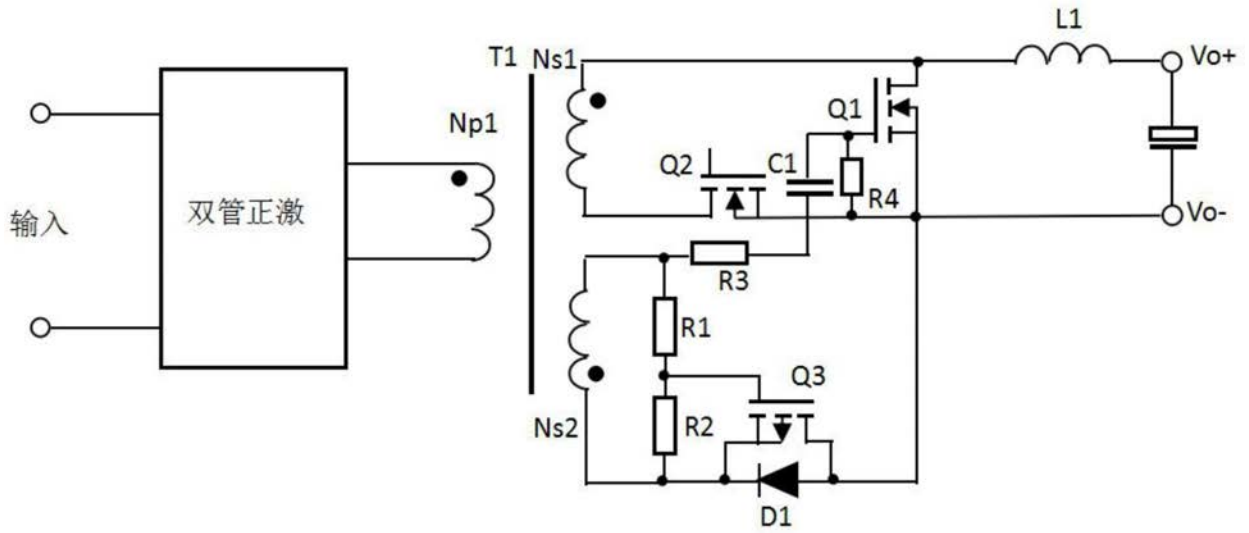


图1

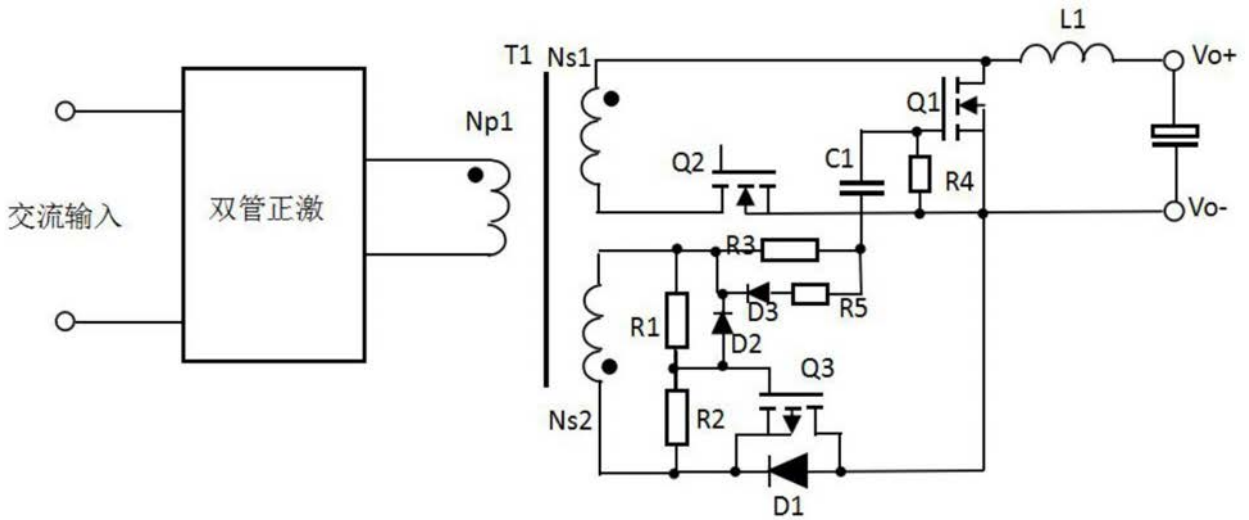


图2

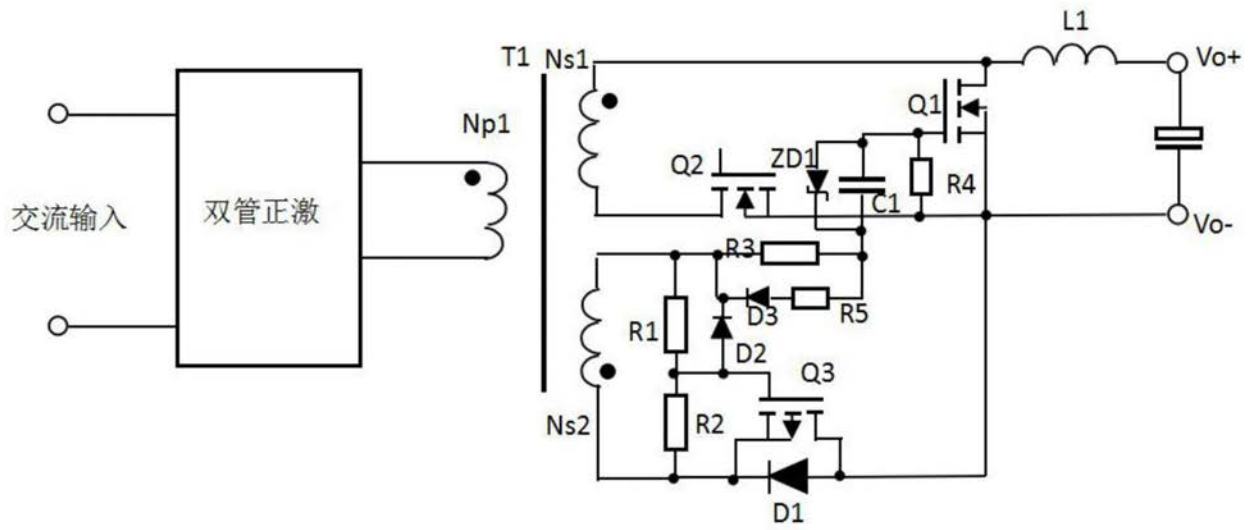


图3