



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103299526 A

(43) 申请公布日 2013. 09. 11

(21) 申请号 201180065052. 1

代理人 张鑫

(22) 申请日 2011. 08. 24

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02M 3/28 (2006. 01)

2011-019952 2011. 02. 01 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 07. 15

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2011/069007 2011. 08. 24

(87) PCT申请的公布数据

W02012/105077 JA 2012. 08. 09

(71) 申请人 富士电机株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 佐藤忠彦 大桥英知

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

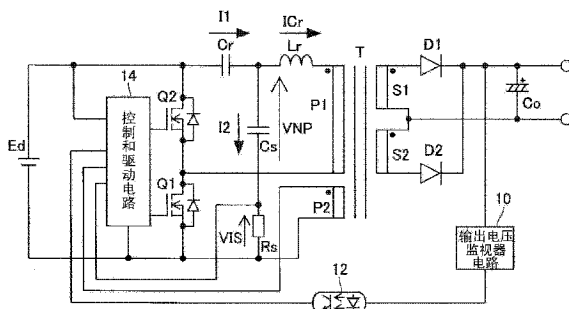
权利要求书1页 说明书11页 附图10页

(54) 发明名称

谐振开关电源设备

(57) 摘要

提供了一种高可靠谐振开关电源设备,其使得能防止其中开关处于接通状态的时段内谐振电流的反相。在由第二线圈(P2)形成的线圈电压检测器单元中检测变压器(T)的初级侧的第一线圈(P1)中产生的线圈电压,并且在由辅助电容器(Cs)和电阻器(Rs)形成的谐振电流检测器单元中检测流过形成谐振电路的串联电路的电流。在控制和驱动单元(14)中检测所检测的线圈电压的极性被反相的定时,并且提前确定谐振电流(该谐振电流的相位相对于线圈电压的相位被延迟)的极性将被反相的时间。如果在从谐振电流检测器单元的输出检测到谐振电流的极性将要反相的定时时有开关(Q1或Q2)处于接通状态,则控制和驱动单元(14)强制切断开关。



1. 一种谐振开关电源设备,其特征在于,包括:

分别串联连接至输入直流电压的端子的两端的第一开关和第二开关;

谐振电容器、谐振电感器和变压器漏泄电感器中的至少一个、以及所述变压器的初级侧的第一线圈的串联电路,其被连接至所述第一开关或第二开关的两侧;

谐振电流检测器单元,其检测流过所述串联电路的谐振电流;

线圈电压检测器单元,其检测线圈电压,所述线圈电压是所述变压器的所述第一线圈的两端的电压;以及

控制和驱动单元,其将所述第一开关和第二开关驱动成交替地接通和切断,其中

所述控制和驱动单元具有保护功能,由此,在检测到由线圈电压检测器单元检测到的所述线圈电压的极性已被反相之后,当检测到由谐振电流检测器单元检测到的谐振电流相对于在所述线圈电压的所述极性将要反相时的谐振电流已超过阈值时,所述第一开关或是所述第二开关不处于切断状态,则在此情况下将不处于切断状态的所述第一开关或第二开关切断。

2. 如权利要求 1 所述的谐振开关电源设备,其特征在于,

所述谐振电流检测器单元被配置成使得辅助电容器被连接在所述谐振电感器和变压器漏泄电感器中的至少一个和所述谐振电容器的连接点与所述直流电压的负端子之间,并且流过所述辅助电容器的电流通过电阻器被转换成电压作为所述谐振电流检测器的输出。

3. 如权利要求 1 所述的谐振开关电源设备,其特征在于,

所述谐振电流检测器单元被配置成使得流过所述串联电路的电流通过插入所述串联电路中的电阻被转换成电压作为所述谐振电流检测器的输出。

4. 如权利要求 1 所述的谐振开关电源设备,其特征在于,

所述线圈电压检测器单元在所述变压器的所述初级侧包括靠近所述第一线圈耦合的第二线圈。

5. 如权利要求 1 所述的谐振开关电源设备,其特征在于,

所述线圈电压检测器单元包括在所述变压器的所述初级侧上靠近所述第一线圈耦合的极性彼此相反的第二线圈和第三线圈。

6. 如权利要求 1 所述的谐振开关电源设备,其特征在于,

所述驱动和驱动单元包括:

极性检测器单元,其检测由所述线圈电压检测器单元检测到的电压被反相的定时;

谐振电流阈值检测器电路,其设置有正和负的两个阈值,所述谐振电流阈值检测器电路检测在所述谐振电流的极性被反相的方向上,所述正和负的两个阈值中的极性在由所述线圈电压检测器单元检测的电压的极性将要被反相时的谐振电流相同的阈值被超过的定时;

选择器,如果在当所述极性检测器电路检测到极性的反相时所述第一开关或者所述第二开关并非处于切断状态,所述选择器使所述谐振电流阈值检测器电路的所述检测输出有效;以及

保护电路,根据所述谐振电流阈值检测器电路的所述检测输出,所述保护电路切断并非处于切断状态的所述第一开关或第二开关。

谐振开关电源设备

技术领域

[0001] 本发明涉及包括具有谐振电感器和谐振电容器的串联谐振电路的电流谐振 DC-DC 转换器类型谐振开关电源设备。

背景技术

[0002] 归功于诸如小尺寸、轻盈、和低成本之类的特性，开关电源设备在大量电子仪器中被用作电源。其中，谐振开关电源设备被广泛地用作液晶显示器设备、诸如等离子显示板之类的平板显示器（平面屏幕电视机）、以及个人计算机的电源，因为谐振开关电源设备可实现低噪声和高转换效率。

[0003] 图 8 是一般谐振开关电源设备的电路图，图 9 的图表示出变压器线圈中响应于控制频率的变化所生成的电压的输入电压转换比，以及图 10 的图表示出在控制时谐振电流的改变，其中 (A) 示出了正确控制条件中的操作，而 (B) 示出了在条件使得谐振偏离时的操作。在图 10 中，虚线示出了每个信号的零电平。

[0004] 一般谐振开关电源设备包括分别串联连接至直流电源 E_d 的两端的主电路双开关 Q_1 和 Q_2 。变压器 T 的初级侧的谐振电容器 C_r 、谐振电感器 L_r 、和线圈 P 的串联电路被连接至高侧开关 Q_2 的两端。尽管未被示出，线圈 P 包括变压器 T 的漏泄电感器和激励电感器。漏泄电感器可用作谐振电感器 L_r ，而不用提供与变压器 T 分开的专用电感器。具有二极管 D_1 和 D_2 以及平滑电容器 C_o 的整流和平滑电路被连接至变压器 T 的次级侧的线圈 S_1 和 S_2 。检测输出电压的输出电源监视器电路 10 被连接至整流和平滑电路的输出，并且输出电压监视器电路 10 经由光电耦合器 12 被连接至控制和驱动电路 14。

[0005] 控制和驱动电路 14 将两个开关 Q_1 和 Q_2 控制成交替地接通和切断，从而控制两个开关 Q_1 和 Q_2 的接通状态时间，或者频率，以使得输出电压监视器电路 10 检测到的输出电压是恒定的，由此使输出电压稳定。

[0006] 如图 9 中可见的，图 9 示出了响应于控制开关 Q_1 和 Q_2 接通和切断的控制频率 f_{sw} 的改变在变压器 T 的线圈中所生成的电压的电压转换比 M ，电压转换比 M 取决于控制频率 f_{sw} ，因此谐振开关电源设备通过改变控制频率 f_{sw} 控制电压转换比 M 。即，谐振开关电源设备通过改变控制频率 f_{sw} 控制传送至变压器 T 的次级侧的能量。在附图中， f_0 是第一谐振频率，该频率是谐振电感器（或变压器初级侧漏泄电感器）、激励电感器、和谐振电容器 C_r 的串联谐振电路的谐振频率，而 f_1 是包括谐振电感器 L_r （或变压器初级侧漏泄电感器）、由并联连接的次级侧（负载侧）漏泄电感器和变压器激励电感器形成的合成电感器、以及谐振电容器 C_r 的串联谐振电路的谐振频率。频率控制一般在高于第一谐振频率 f_0 的频率范围内执行。即，控制频率 f_{sw} 在存在轻负载时上升，而控制频率 f_{sw} 在存在重负载时下降，由此控制传送至次级侧的能量。在其中电源转换比 M 响应于频率的上升而下降的控制区域，流过变压器 T 的初级侧的线圈 P 的电流（即谐振电流）的相位相对于线圈 P 中的电压被延迟。

[0007] 在迄今为止所描述的谐振开关电源设备的示例中，最小操作频率被设置成使得响

应于控制频率 f_{sw} 的改变的电压转换比 M 的改变的倾向不被反转。然而,电压转变比 M 达到峰值的控制频率 f_p 变得更为靠近谐振频率 f_1 ,因为负载变得更重(峰值在频率 f_0 处,在图 9 中由粗线示出,对应于其中负载为零的情形)。在最小频率设置被设置成接近第一谐振频率 f_0 的情况下,当控制频率 f_{sw} 因负载或输入电压等的突变而降至控制频率 f_p 之下时,电流的相位相对于变压器 T 的初级侧的线圈 P 的电压提前。

[0008] 此时,如图 10 中所示的,可能发生在开关 Q_1 和 Q_2 中的每一个的接通状态时段期间谐振电流被反相。即,在准确的控制状况下,开关 Q_1 在谐振电流(C_r 电流)被反相之前被切断,如图 10(A)中所示的。然而,可能发生在开关 Q_1 被切断之前谐振电流被反相。当开关 Q_1 在此情况中被切断时,已流过开关 Q_1 的电流流入并联连接至开关 Q_1 的二极管。当开关 Q_2 在此情形中被接通时,反向电压被施加到并联连接至开关 Q_1 的二极管,并且恢复电流流入二极管。由于恢复电流具有极高时变率,即 di/dt ,因此过度的压力被置于开关 Q_1 和 Q_2 之上,在最坏情况下会导致元件损毁。这种现象被称为谐振偏差,并且防止此现象以便实现高电源可靠性是重要的。

[0009] 当为了尝试避免谐振电流的反相而采取接近 f_1 的最小频率设置时,获得一个或多个的电源转换比 M 不再是可能的。即,当输入电压低时,不可能确保必要的输出电压,并且由于可能的控制范围因此而被减小,所以不希望采纳接近 f_1 的最小频率设置。

[0010] 已知有防止谐振电流的反相的技术(参阅 PTL1),藉由此技术检测谐振电流(或开关电流),并且根据开关门驱动信号的下降沿(后缘)是否在零谐振电流附近来检测用于接通和切断开关的控制频率是否超过控制范围的下限的技术。当控制频率在控制范围之外时,通过改变控制频率的改变或振荡的定时,控制频率被返回。

[0011] 而且,也可构想这样一种方法:为了避免谐振电流的反相,藉由该方法将谐振电流的检测到的值与阈值电压简单进行比较,并且在谐振电流的绝对值变得低于阈值电压的绝对值时强制切断开关。

[0012] 而且,还有这样的已知技术:藉由该技术检测谐振电流,并且当谐振电流的绝对值在变得高于第一阈值的绝对值之后变得低于第二阈值的绝对值(该绝对值低于第一阈值的绝对值)时,切断开关(参阅 PTL2)。

[0013] 引用列表

[0014] 专利文献

[0015] 专利文献 1 :JP-A-9-308243

[0016] 专利文献 2 :JP-A-2005-198456

发明内容

[0017] 技术问题

[0018] 然而,迄今为止在 PTL1 中描述的技术使得存在这样的结果:其中在检测到开关门驱动信号的下降沿(后缘)在零谐振电流附近之后,确定开关的接通和切断的振荡器电路被重置,并且在振荡器电路的重置完成时开关被切断。当添加检测此现象、振荡器电路的重置、和开关的驱动所需的时间延迟时,发生几百纳秒或更长的延迟,由此产生问题在于,难以获得在谐振电流被反相之前切断开关的完全保护。

[0019] 而且,考虑到从谐振电流达到阈值直至实际变为零的时间取决于实际电流配置、

输入电压等而变化,以及考虑到在电路操作等中有迄今为止描述的那种延迟时间,诸此等等,这种藉由其而将谐振电流和阈值电压方法简单进行比较的方法使得相对高的阈值电压成为必要。由此,在其中由于轻负载,因此谐振电流很小且不超过阈值电压,或者仅在短时间内超过阈值的情况下,开关完全不被接通,或者很少被接通,并且产生的问题在于,不再可能实现电源设备的原始功能。

[0020] 而且,迄今为止在 PTL2 中描述的技术使得在向控制系统反馈输出电压的反馈系统中存在延迟和噪声问题。即,由于延迟因子被包括在反馈系统中以便在负载从重负载变为轻负载时维持整个系统的稳定性,因此控制系统暂时不能识别负载已变得更轻,并维持长开关周期。同时,由于针对负载的突然变化调节谐振电流的谐振操作,因此在长开关周期(开关的接通状态时期也被相应延长)期间使谐振电流反相。在此情形中,由于谐振操作是根据轻负载进行,因此谐振电流的绝对值不可能升至高于第一阈值的绝对值,并且第二阈值未生效,因此防止谐振电流的反相是不可能的。

[0021] 此外,当在轻负载下操作时可能发生噪声被添加到反馈系统中,并且开关周期被无意地延长,但是也是在此情形中,谐振电流的绝对值不可能升至高于第一阈值的绝对值,并且第二阈值未生效,由此防止谐振电流的反相是不可能的。

[0022] 在已虑及这些点的情况下构想出的本发明具有这样的目的:提供高可靠谐振开关电源设备以使得防止开关处于接通状态的时段内谐振电流的反相,即使在有轻负载之时也保证开关的接通状态,以及反馈系统中没有来自延迟或噪声的影响。

[0023] 问题的解决方案

[0024] 为了解决迄今为止描述的问题,本发明提供了一种谐振开关电源设备,其特征在于,包括保护功能,藉由该保护功能,在谐振电流被反相之前,开关被可靠地切断。即,谐振开关电源设备使得第一开关和第二开关被分别串联连接至输入直流电压的端子的两端。谐振电容器、谐振电感器和变压器漏泄电感器中的一者或两者、以及变压器的初级侧的第一线圈的串联电路被连接至第一开关或第二开关的两侧。谐振开关电源设备还包括:谐振电流检测器单元,其检测流过串联电路的谐振电流;线圈电压检测器单元,其检测线圈电压,该线圈电压是变压器的第一线圈两端的电压;以及控制和驱动单元,其将第一开关和第二开关驱动成交替地接通和切断。控制和驱动单元具有保护功能,由此,在检测到由线圈电压检测器单元检测到的线圈电压的极性已被反相之后,当检测到所检测的谐振电流相对于在线圈电压的极性将要反相时的谐振电流已超过阈值(所检测的谐振电流的绝对值已变得低于极性将要反相时的阈值的绝对值)时,第一开关或是第二开关不处于切断状态,则在此情况下将不处于切断状态的第一开关或第二开关切断。

[0025] 根据所述谐振开关电源设备,在其中第一和第二开关处于接通状态的时段中,在电流流过第一和第二开关之前,检测线圈电压的极性的反相(该线圈电压的相位比谐振电流的相位还提前),并且由此提前检测谐振电流将被反相。结果,如果第一或第二开关在谐振电流的极性将要反相时的定时处处于接通状态,则第一或第二开关被强制切断,由此防止谐振电流极性的反相。

[0026] 本发明的有益效果

[0027] 具有迄今为止描述的配置的谐振开关电源设备使得能通过检测线圈电压的极性的反相的定时(该线圈电压的相位比谐振电流的相位还提前)来提前检测谐振电流的极性

将被反向,并且由此如果第一和第二处于接通状态,则可在谐振电流的极性被反相之前切断开关。由此,恢复电流流过并联连接至开关的二极管从而生成大的 di/dt 的情况不再会发生,并且由此可提供更高可靠的电源设备。

[0028] 而且,由于开关未被切断直至通过检测线圈电压的极性的反相(该线圈电压的相位比谐振电流的相位还提前)来提前检测到谐振电流将被反相,因此即使在存在轻负载时,也保证开关的接通状态。

[0029] 而且,由于关于是否在谐振电流的极性将要反相的定时激活对第一或第二开关的强制切断的判定取决于线圈电压的输出,因此不会发生未能防止归因于延迟或噪声的谐振电流的反相的情况。

[0030] 通过示出作为本发明示例的实施例的附图、以及通过下文的相关描述,本发明上述和其他目的、特性、以及优势将变得清楚。

附图说明

[0031]

[0032] 图 1 是示出根据第一实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图。

[0033]

[0034] 图 2 是示出控制和驱动电路的配置的示例的电路图。

[0035]

[0036] 图 3 是示出根据第一实施例的谐振开关电源设备的操作状况的图解。

[0037]

[0038] 图 4 是示出根据第二实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图。

[0039]

[0040] 图 5 是示出控制和驱动电路的配置的示例的电路图。

[0041]

[0042] 图 6 是示出根据第二实施例的谐振开关电源设备的操作状况的图解。

[0043]

[0044] 图 7 是示出根据第三实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图。

[0045]

[0046] 图 8 是一般谐振开关电源设备的电路图。

[0047]

[0048] 图 9 是示出变压器线圈中响应于控制频率的变化而生成的电压的输入电压转换比。

[0049]

[0050] 图 10 是示出在控制时谐振电流的改变,其中 (A) 示出了正确控制条件中的操作,而 (B) 示出了在条件使得谐振偏离时的操作。

具体实施方式

[0051] 下面,参考附图对本发明的各个实施方式进行描述。

[0052] 图 1 是示出根据第一实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图,图 2 是

示出控制和驱动电路的配置的示例的电路图,以及图 3 是示出根据第一实施例的谐振开关电源设备的操作状况的图解。

[0053] 根据第一实施例的谐振开关电源设备包括分别串联连接至直流输出直流电源 E_d 的两端的半桥配置的两个开关 Q1 和 Q2 作为主电路。内置寄生二极管或外部续流二极管被反并联连接至开关 Q1 和 Q2 中的每一个。在附图中所示的示例中,开关 Q1 和 Q2 被表示为 MOSFET (金属氧化物半导体场效应晶体管)。

[0054] 变压器 T 的初级侧的谐振电容器 C_r 、谐振电感器 L_r 、和第一线圈 P1 的串联电路配置成谐振电路,并且被连接至高侧开关的两端。第一线圈 P1 具有变压器 T 的激励电感器和漏泄电感器作为等效电路。谐振电感器 L_r 可包括漏泄电感器。

[0055] 变压器 T 还包括在其初级侧的第二线圈 P2。第二线圈 P2 被形成为靠近第一线圈 P1 以使得与第一线圈 P1 的耦合系数很高。由于耦合系数很高,可能实际上消除第一线圈 P1 中产生的电压 VNP (在附图中示为由第一线圈 P1 的谐振电感器 L_r 和漏泄电感导致的电压) 与第二线圈 P2 的电压之间的相位差。由此,第二线圈 P2 可准确地检测与第一线圈 P1 的电压 VNP 成比例的、且没有相位差的电压。由此,第二线圈 P2 配置线圈电压检测器单元,其检测第一线圈 P1 的电压 VNP。第二线圈 P2 被连接至控制和驱动电路 14,并且检测到的电压被供应给控制和驱动电路 14。

[0056] 由于极性反转的定时 (即第二线圈 P2 检测到的电压变为零的时刻) 是在控制和驱动电路 14 中检测的,因此将给出对电压 VNP 变为零的定时的描述。

[0057] 当将谐振电容器 C_r 两端的电压取为 V_{Cr} ,并且将输入端直流电源 E_d 的电压取为 E ,并且在谐振电容器 C_r 和第一线圈 P1 的串联电路方面进行考虑时, V_{Cr} 、VNP 与 E 的关系在开关 Q1 处于接通状态而开关 Q2 处于切断状态时由下式来表示:

$$[0058] \quad V_{Cr} + V_{NP} = E \cdot \cdot \cdot (1),$$

[0059] 这意味着第一线圈 P1 的电压 VNP 为

$$[0060] \quad V_{NP} = E - V_{Cr} \cdot \cdot \cdot (2).$$

[0061] 根据关系表达式 (2),电压 VNP 变为零的定时是在谐振电容器 C_r 的电压 V_{Cr} 变成等于输入端的电压 E 之时。由于谐振电容器 C_r 的电压 V_{Cr} 和谐振电流 I_{Cr} 具有 90 度相位差,因此也可以认为电压 VNP 变为零的定时是在流过谐振电容器 C_r 的谐振电流 I_{Cr} 达到峰值之时。

[0062] 同时, V_{Cr} 与 VNP 之间的关系在开关 Q1 处于切断状态而开关 Q2 处于接通状态时由下式来表示:

$$[0063] \quad V_{Cr} + V_{NP} = 0 \cdot \cdot \cdot (3),$$

[0064] 这意味着第一线圈 P1 的电压 VNP 为

$$[0065] \quad V_{NP} = -V_{Cr} \cdot \cdot \cdot (4).$$

[0066] 根据关系表达式 (4),电压 VNP 变为零的定时是在谐振电容器 C_r 的电压 V_{Cr} 变为零之时。由于谐振电容器 C_r 的电压 V_{Cr} 和谐振电流 I_{Cr} 具有 90 度相位差,因此也可以认为电压 VNP 变为零的定时是在流过谐振电容器 C_r 的谐振电流 I_{Cr} 达到底部 (负向峰值) 之时。

[0067] 这里,电压 VNP 表示谐振电路谐振操作的状态,并且由于本发明使用电压 VNP,因此,PTL2 的反馈系统延迟或噪声问题不发生。

[0068] 变压器 T 的次级侧具有两个线圈 S1 和 S2, 并且具有由二极管 D1 和 D2 形成的全波整流器电路以及由平滑电容器 Co 形成的平滑电路的整流和平滑电路被连接至线圈 S1 和 S2。整流和平滑电路的输出端配置谐振开关电源设备的直流输出端, 并且未示出的负载被连接至该整流和平滑电路的输出端。检测输出电压的输出电压监视器电路 10 被连接至整流和平滑电路的正输出端, 输出电压监视器电路 10 的输出经由光电耦合器形成的绝缘电路连接至控制和驱动电路 14, 而由输出电压监视器电路 10 检测到的输出电压被反馈回控制和驱动电路 14。

[0069] 辅助电容器 Cs 和电阻器 Rs 的串联电路被连接在谐振电容器 Cr 和谐振电感器 Lr 的连接点与直流电源 Ed 的负端子之间。这里, 辅助电容器 Cs 和电阻器 Rs 一起配置成谐振电流检测器单元。电路的电流检测原理将在以下描述。令流过谐振电容器 Cr 和辅助电容器 Cs 的电流分别为 I1 和 I2, 辅助电容器 Cs 两端的电压为 VCs, 并且电阻器 Rs 的电阻值小至足以使其影响可被忽略, 确立以下式子。

$$[0070] \quad V_{Cr} + V_{Cs} = E \cdot \cdot \cdot (5)$$

$$[0071] \quad I_1 - I_2 = I_{Cr} \cdot \cdot \cdot (6)$$

$$[0072] \quad C_r \cdot V_{Cr} = \int I_1 \cdot dt \cdot \cdot \cdot (7)$$

$$[0073] \quad C_s \cdot V_{Cs} = \int I_2 \cdot dt \cdot \cdot \cdot (8)$$

[0074] 当按时间对关系表达式 (5) 求微分, 然后通过代入微分关系表达式 (7) 和 (8) 的结果来加以整理时, 获得以下式子。

$$[0075] \quad I_1 / C_r = -I_2 / C_s \cdot \cdot \cdot (9)$$

[0076] 当用关系表达式 (6) 代入关系表达式 (9) 时, 获得下式。

$$[0077] \quad I_2 = -C_s \cdot I_{Cr} \cdot (C_r + C_s) \cdot \cdot \cdot (10)$$

[0078] 即, 由于流过辅助电容器 Cs 的电流与谐振电流 ICr 成比例, 因此电流被转换成检测电压 VIS 并被电阻器 Rs 检测到, 并且作为与谐振电路 ICr 成比例的电压被提供给控制和驱动电路 14。由于辅助电容器 Cs 的电容远小于谐振电容器 Cr 的电容, 因此根据关系表达式 (9) 和 (10), I2 绝对值远小于 I1 或者谐振电流 ICr 的绝对值, 并且可能忽略 I2 从 I1 分出对于谐振电路的影响。而且, 如可从关系表达式 (10) 所见的, 电流 I1 和电压 VIS 的参考符号和谐振电流 ICr 的参考符号是相反的, 因此当一个为正时, 另一个为负。由于参考符号的这种反相是此实施例的配置的一方面, 因此可采用另一谐振电流检测单元, 其中参考符号不是相反的。

[0079] 控制和驱动电路 14 基于从输出电压监视器单元 10 反馈的输出电压来控制控制频率, 该控制频率使开关 Q1 和 Q2 交替地接通和切断, 以使得输出电压恒定。而且, 控制和驱动电路 14 基于检测到的线圈电压和谐振电流校正控制频率。将使用图 2 来描述控制和驱动电路 14 的配置的详细示例。

[0080] 控制和驱动电路 14 包括反馈电路 16、反馈电路 16 的输出输入其中的振荡器 18、振荡器 18 的输出被输入其中的失效时间 (dead time) 生成器电路 20 和 22、低侧驱动器 24 和高侧驱动器 26。低侧驱动器 24 被连接以便驱动开关 Q1, 而高侧驱动器 26 被连接以便驱动开关 Q2。

[0081] 控制和驱动电路 14 还包括比较器 28、30、32 和 34, 具有两个开关 SW1 和 SW2 的第一选择器 36、具有两个 SW3 和 SW4 的第二选择器 38、相位确定电路 40、以及保护电路 42。

[0082] 变压器 T 的初级侧的第二线圈 P2 的输出被连接至比较器 28 的反相输入,而与极性反相检测阈值相对应的参考电压被连接至非反相输入。与极性反相检测阈值相对应的参考电压被连接至比较器 30 的反相输入,而变压器 T 的初级侧的第二线圈 P2 的输出被连接至非反相输入。比较器 28 和 30,及其具有接近零伏特(包括零伏特)的值的参考电压,配置而成极性检测器电路。比较器 28 的输出被连接至第一选择器 36 的开关 SW1 的一个端子以及相位确定电路 40,而比较器 30 的输出被连接至第一选择器 36 的开关 SW2 的一个端子以及相位确定电路 40。相位确定电路 40 被连接以便接收振荡器 18 的输出,并且相位确定电路 40 的输出被连接至第一选择器 36 的开关 SW1 的反相控制输入以及开关 SW2 的控制输入。

[0083] 在谐振电流检测器单元中检测到的检测电压 VIS 被输入到比较器 32 的非反相输入,而与负第二阈值 V_{th2} (由于检测电压 VIS 的极性是谐振电流 I_{Cr} 的极性的反相,因此第二阈值 V_{th2} 是关于正谐振电流 I_{Cr} 的阈值)相对应的参考电压被连接至反相输入。与正第一阈值 V_{th1} 对应(由于检测电压 VIS 的极性是谐振电流 I_{Cr} 的极性的反相,因此第一阈值 V_{th1} 是关于负谐振电流 I_{Cr} 的阈值)的参考电压被连接至比较器 34 的非反相输入,而在谐振电流检测器单元中检测到的检测电压 VIS 被输入到反相输入。比较器 32 和 34 配置成谐振电流阈值检测器,其检测谐振电流 I_{Cr} (由检测电压 VIS 表示)的极性将要反相的定时。比较器 32 的输出被连接至第二选择器 38 的开关 SW3 的一个端子,而比较器 34 的输出被连接至第二选择器 38 的开关 SW4 的一个端子。第二选择器 38 的开关 SW3 的控制输入被连接至第一选择器 36 的开关 SW1 的另一端子,而第二选择器 38 的开关 SW4 的控制输入被连接至第一选择器 36 的开关 SW2 的另一端子。第二选择器 38 的开关 SW3 和 SW4 的其他端子被连接至保护电路 42。

[0084] 保护电路 42 还从包括在谐振开关电源设备中的未示出的过电流检测器电路、过电压检测器单元、低电压保护电路等接收警报信号,并且保护电路 42 的输出被连接至振荡器 18 的不活动控制输入端。

[0085] 从输出电压监视器电路 10 反馈的反馈值被输入反馈电路 16,并且反馈电路 16 根据至振荡器 18 的输出电压输出控制信号。即,当与已增大的输出电压相称的反馈值被输入时,反馈电路 16 将导致控制频率上升的控制信号输出至振荡器 18。相反,当与已减小的输出电压相称的反馈值被输入时,反馈电路 16 将导致控制频率下降的控制信号输出至振荡器 18。

[0086] 振荡器 18 生成使两个开关 Q1 和 Q2 交替地接通和切断的信号的控制频率,且该控制频率基于由反馈电路 16 提供的控制信号来精细地调节。而且,振荡器 18 可根据由保护电路 42 提供的信号来停止振荡操作。

[0087] 失效时间生成器电路 20 和 22 用于设置预定长度的切断状态时段,以便防止短路电流因在两个开关 Q1 和 Q2 被交替地接通和切断时的开关时间中的延迟而流过开关 Q1 和 Q2。

[0088] 低侧驱动器 24 和高侧驱动器 26 接收其时间轴由失效时间生成器电路 20 和 22 所成形的信号,并以由振荡器 18 生成的控制频率使开关 Q1 和 Q2 交替地接通和切断。

[0089] 比较器 28 和 30 中的每一个将由第二线圈 P2 检测到的 VNP 检测电路与接近零伏特的参考电压作比较,由此检测变压器 T 的第一线圈 P1 的电压 VNP 变为零的极性反相的定

时。由于电压 VNP 的相位比谐振电流检测器单元检测到的检测电压 VIS 的相位还提前,因此提前检测到谐振电流变为零。

[0090] 比较器 32 和 34 将由谐振电流检测器单元检测到的检测电压 VIS 与第二阈值 Vth2 和第一阈值 Vth1 分别作对比,由此,根据在极性反相的方向上检测电压 VIS 超过第二阈值 Vth2 和第一阈值 Vth1,来检测出谐振电流的极性将要反相的定时。谐振电流极性反相的定时是否异常是基于比较器 28 和 30 的检测的结果来确定的,而确定结果是否将被发送到保护电路 42 是经由第一选择器 36 和第二选择器 38 来控制的。

[0091] 第一选择器 36 由相位确定电路 40 来操作。即,相位确定电路 40 接收振荡器 18 的振荡输出以及比较器 28 和 30 的输出,并且采用开关 Q1 和 Q2 的接通和切断状态被切换的定时作为触发,确认触发之时电压 VNP 的相位。由此,当开关 Q1 和 Q2 被切换时,可确定被观测的电压 VNP 接下来是增大还是减小,并且根据此情形,相位确定电路 40 切换第一选择器 36 以便使正侧比较器 28 或负侧比较器 30 的输出有效。

[0092] 接下来,参看图 3,将对具有迄今所描述的配置的谐振开关电源设备的操作作出描述。图 3 自顶部起示出开关 Q1 的漏极-源极电压,开关 Q1 的接通状态信号,谐振电流 ICr、与该谐振电流相对应的检测电压 VIS,与第一线圈 P1 的电压 VNP 相对应的第二线圈 P2 的电压,以及开关 Q1 的漏极电流。与开关 Q1 的操作有关的电压和电流波形在图 3 中示出,并且由于开关 Q2 的情形也相同,因此仅与开关 Q1 有关的操作被示出。

[0093] 首先,将对未示出的正常操作作出描述。在开关 Q1 被接通时,谐振电流检测电压 VIS 被从正反相为负一次,并且在开关 Q1 的接通状态时段继续的情况下,检测电压 VIS 现在开始再次增大。随后,当操作状况正常时,在检测电压 VIS 再次变为正时切断开关 Q1。

[0094] 同时,在开关 Q1 的接通状态时段因过载状况等而变得过度的情况下,谐振电流检测电压 VIS 在从正反相为负之后尝试再次变为正,如图 3 中所示的。由此,提供负第二阈值 Vth2,并且当谐振电流检测电压 VIS 超过与第二阈值 Vth2 相对应的电流值时,开关 Q1 被切断。然而,当自开关 Q1 的接通状态起进行与第二阈值 Vth2 的比较时,在开关 Q1 被接通即刻之后的检测电压 VIS 具有正值,因此在开关 Q1 接通即刻之后发生非预期的切断。由此,与变压器 T 的第一线圈 P1 的电压 VNP 相对应的第二线圈 P2 的电压(其相位比谐振电流的相位还提前)被监视,并且第二阈值 Vth2 被屏蔽直至第二线圈 P2 的电压被反相。

[0095] 即,极性检测器电路的比较器 28 通过监视变压器 T 的第二线圈 P2 的电压来监视第一线圈 P1 的电压 VNP,并且第一选择器 36 的开关 SW1 被打开(切断)直至比较器 28 的输出被反相。作为这种情形的结果,第二选择器 38 的开关 SW3 被打开,由此使比较器 32 对检测电压 VIS 和第二阈值 Vth2 进行的比较无效。由此,例如,检测电压 VIS 在开关 Q1 接通即刻之后超过第二阈值 Vth2,但是这并不被传达给保护电路 42,因为极性检测器电路的比较器 28 屏蔽了比较器 32 的比较的结果。

[0096] 在第二线圈 P2 的电压被反相,且第二选择器 38 的开关 SW3 被闭合(具有连续性)时,第二阈值 Vth2 生效,并且当比较器 32 检测到检测电压 VIS 已超过第二阈值 Vth2 时,开关 Q1 被切断。即,在开关 Q1 的接通状态时段因过载状况等而变得过度时,提前从对第二线圈 P2 的电压的反相的检测中检测到:在开关 Q1 接通之后从正反相为负的谐振电流将被再次反相为正,并且防止谐振电流被再次反相为正。由此,由于可响应于开关 Q1 的接通状态时段中谐振电流的反相而可靠地切断开关 Q1,因此二极管恢复电流和大的 di/dt 的发生被

排除,并且由此可提高可靠性。

[0097] 以同样的方式,在其中开关 Q2 处于接通状态的情况下,检测电压 VIS 从负变为正一次,并且在开关 Q1 的切断时段继续的情况下,检测电压 VIS 现在开始再次减小。即使在开关 Q2 的接通状态时段因过载状况等而变得过度的情况下,当检测电压 VIS 降至正第一阈值 V_{th1} 之下时,开关 Q2 被切断,由此可防止谐振电流的反相。在此情形中,与其中开关 Q1 处于接通状态的情况相反,比较器 30 使第一阈值 V_{th1} 无效,直至变压器 T 的第二线圈 P2 的电压变为正。

[0098] 根据以上所述,即使在开关 Q1 和 Q2 被接通即刻之后或在有轻负载时,谐振电流为低(处在阈值或低于阈值)的情况下,可维持接通状态至少直至第二线圈 P2 的电压被反相,并且由此可维持所需接通状态持续时间,由此可将第一和第二阈值 V_{th1} 和 V_{th2} 设置为不接近零的值。由此,由于可采取任何值同时确保相对于谐振电流的反相的余量,因此不会发生与预期相反地强迫切断开关 Q1 和 Q2 的情况。

[0099] 在第一实施例中,谐振电流检测器单元包括辅助电容器 C_s 和电阻器 R_s ,它们被串联连接在谐振电容器 C_r 同谐振电感器 L_r 的连接点与直流电源 E_d 的负端子之间,但是可采纳另一种配置。例如,可采纳一种谐振电流检测器单元的配置,使得辅助电容器 C_s 被并联连接至谐振电容器 C_r ,并且流过辅助电容器 C_s 的电流通过具有小电阻值的电容器被转换成电压并被汲取。

[0100] 图 4 是示出根据第二实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图,图 5 是示出控制和驱动电路的配置的示例的电路图,以及图 6 是示出根据第二实施例的谐振开关电源设备的操作状况的图解。在图 4 和图 5 中,与图 1 和图 2 中所示的组件相同或等效的组件将被赋予相同附图标记,并且其详细描述将被省去。

[0101] 根据第二实施例的谐振开关电源器件附加地在变压器 T 的初级侧包括第三线圈 P3,其极性与第二线圈 P2 的极性不同,如图 4 中所示的,并且第三线圈 P3 的输出端子被连接至控制和驱动电路 14。这里,第二线圈 P2 和第三线圈 P3 配置成线圈电压检测器单元。关于除第三线圈 P3 之外的组件,此谐振开关电源设备与根据第一实施例谐振开关电源设备相同。

[0102] 控制和驱动电路 14 使得变压器 T 的第二线圈 P2 的输出端子被连接至比较器 28 的反相输入,而第三线圈 P3 的输出端子被连接至比较器 30 的反相输入,如图 5 中所示的。由此,如图 6 中所示的,在第三线圈 P3 中获得极性与第二线圈 P2 检测到的电压的极性相反的电压,并将其排他性地用于检测出在高侧开关 Q2 处于接通状态的时段中电压 VNP 变为零的定时。

[0103] 此谐振开关电源设备的操作与根据第一实施例的谐振开关电源设备的操作相同,除了输入到极性检测器电路的电压 VNP 是从第二线圈 P2 和第三线圈 P3(它们输出极性彼此相反的检测电压)获得的之外。即,比较器 28 从第二线圈 P2 接收与电压 VNP 相对应的电压,并且当检测到电压的极性已从正反相为负时,比较器 32 的输出被连接至保护电路,并且与第二阈值 V_{th2} 的比较的结果生效。当在开关 Q1 的接通状态时段中比较器 32 检测到谐振电流已超过与第二阈值 V_{th2} 相对应的电流值时,保护电路 42 切断开关 Q1。以同样的方式,比较器 30 从第三线圈 P3 接收与电压 VNP 相对应的电压,并且当检测到电压的极性已从正反相为负时,比较器 34 的输出被连接至保护电路 42,并且与第一阈值 V_{th1} 的比较

的结果生效。当在开关 Q2 的接通状态时段中比较器 34 检测到谐振电流已降至与第二阈值 V_{th1} 相对应的电流值之下时,保护电路 42 切断开关 Q2。

[0104] 图 7 是示出根据第三实施例的谐振开关电源设备的配置的示例的电路图。在图 7 中,与图 1 中所示的组件相同或等效的组件将被赋予相同附图标记,并且其详细描述将被省去。

[0105] 根据第三实施例的谐振开关电源设备具有一种配置,其中变压器 T 被并联连接至低侧开关 Q1,如图 7 中所示的。即,谐振电感器 L_r 、变压器 T 的初级侧的第一线圈 P1、以及谐振电容器 C_r 的串联电路(构成谐振电路)被连接至低侧开关 Q1 的两端。检测谐振电流 I_{Cr} 的电阻器 R_s 被插入到串联电路,从而构成谐振电流检测器单元。电阻器 R_s 和谐振电容器 C_r 的连接点被连接至控制和驱动电路 14,并且来自电阻器 R_s 的检测电压 VIS 被提供给控制和驱动电路 14 的谐振电流检测器电路。而且,谐振电感器 L_r 可包括变压器漏泄电感器。在此实施例中,检测电压 VIS 的极性和谐振电流 I_{Cr} 的极性相同。

[0106] 变压器 T 的初级侧的第二线圈 P2 的负侧端子被连接至控制和驱动电路 14,并且第二线圈 P2 将与第一线圈 P1 的电压 VNP 相对应的电压提供给控制和驱动电路 14 的极性检测器电路。

[0107] 此谐振开关电源设备的控制和驱动电路 14 与图 2 中所示的基本上相同。然而,由于检测电压 VIS 的加(plus)和减(minus)以及谐振电流 I_{Cr} 的加和减相同,因此第一阈值 V_{th1} 为负电压,第二阈值 V_{th2} 为正电压,并且信号至比较器 32 和 34 的反相端子和非反相端子的连接与图 2 中的连接相反。由此,操作也与第一实施例的操作相同。当然,检测第一线圈 P1 的电压 VNP 的线圈可以是如图 4 中的具有不同极性的第二线圈 P2 和线圈 P3,并且可使用图 5 中所示的控制和驱动电路 14。同样在此情形中,第一阈值 V_{th1} 是负电压,第二阈值 V_{th2} 是正电压,并且信号至比较器 32 和 34 的反相输入端子和非反相输入端子的连接与图 5 中的连接相反。

[0108] 在第三实施例中,谐振电流检测器单元包括串联连接至谐振电容器 C_r 的电阻器 R_s ,但是可采纳另一配置。例如,可采纳一种谐振电流检测器单元的配置,使得辅助电容器 C_s 被并联连接至谐振电容器 C_r ,并且流过辅助电容器 C_s 的电流通过具有小电阻值的电容器被转换成电压并被汲取。

[0109] 上文的描述简单地示出了本发明的原理。进一步地,对于本领域技术人员而言大量修改和改变是可能的,且本发明并不限于以上示出和描述出的准确的配置和应用,且根据所附权利要求及其等效物,所有的相应修改示例和等效物被视为落在本发明范围内。

[0110] 附图标记列表

[0111] 10 输出电压监视器电路

[0112] 12 光电耦合器

[0113] 14 控制和驱动电路

[0114] 16 反馈电路

[0115] 18 振荡器

[0116] 20, 22 失效时间生成器电路

[0117] 24 低侧驱动器

[0118] 26 高侧驱动器

-
- [0119] 28, 30, 32, 34 比较器
 - [0120] 36 第一选择器
 - [0121] 38 第二选择器
 - [0122] 40 相位确定电路
 - [0123] 42 保护电路

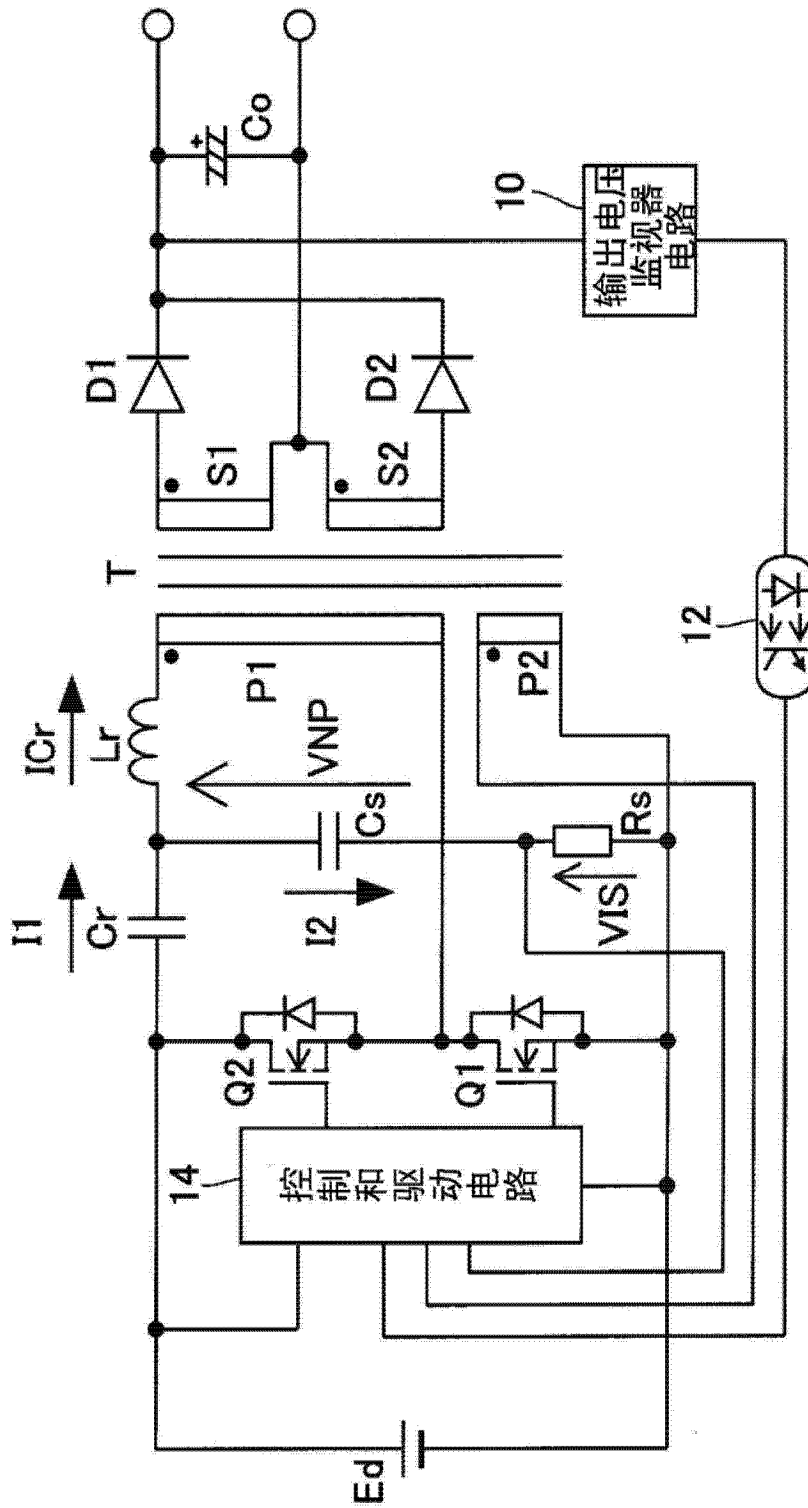


图 1

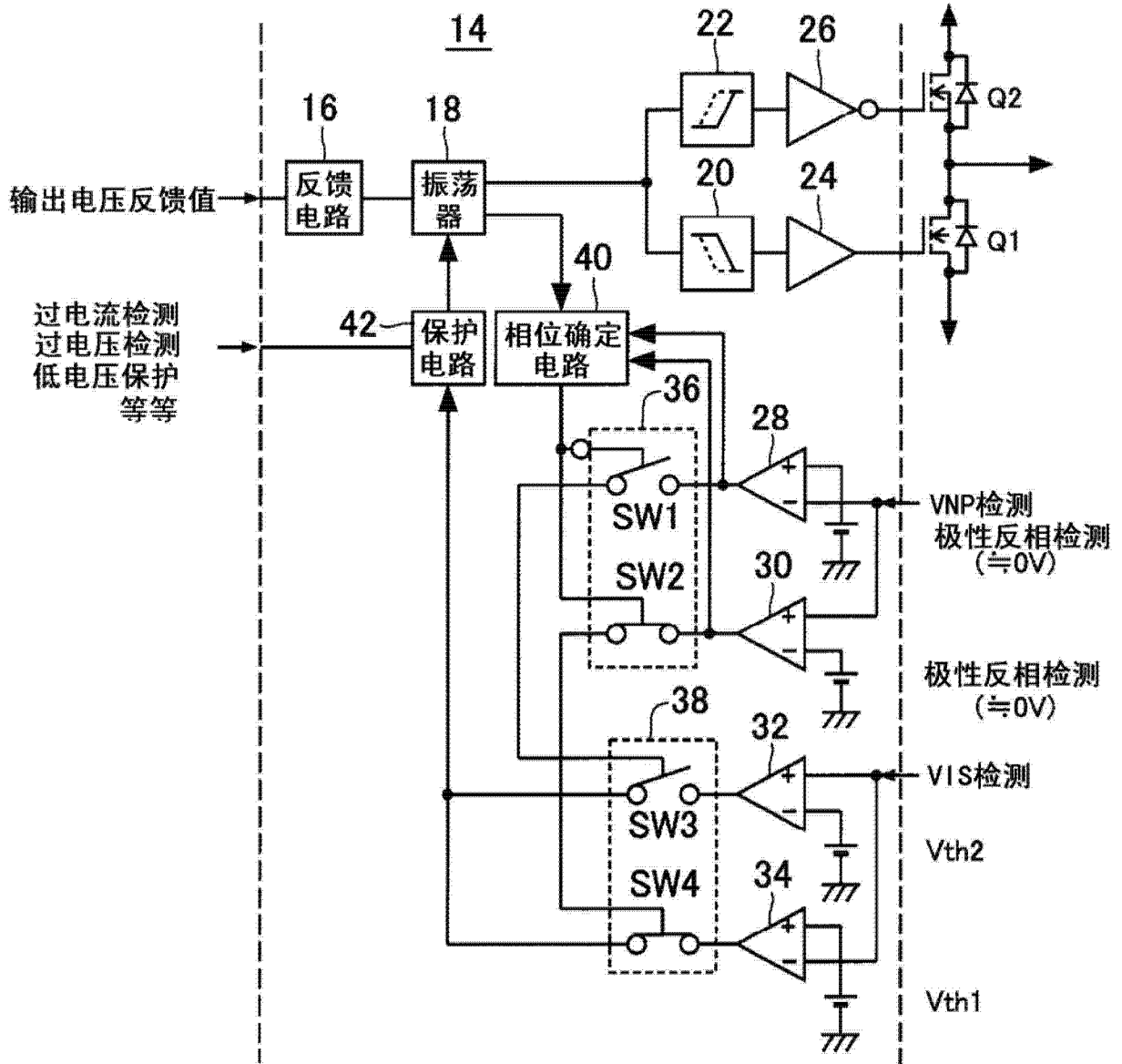


图 2

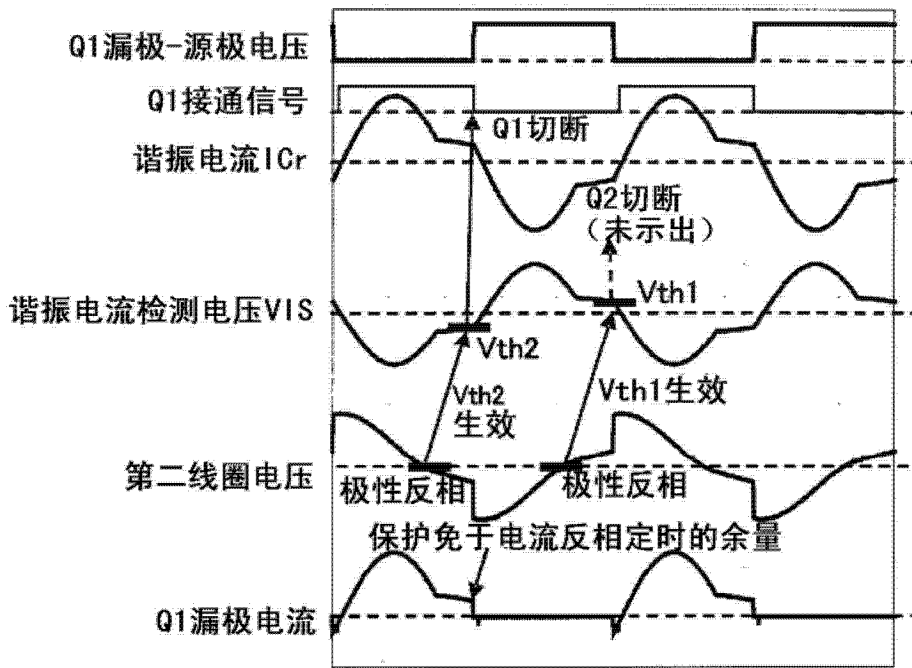


图 3

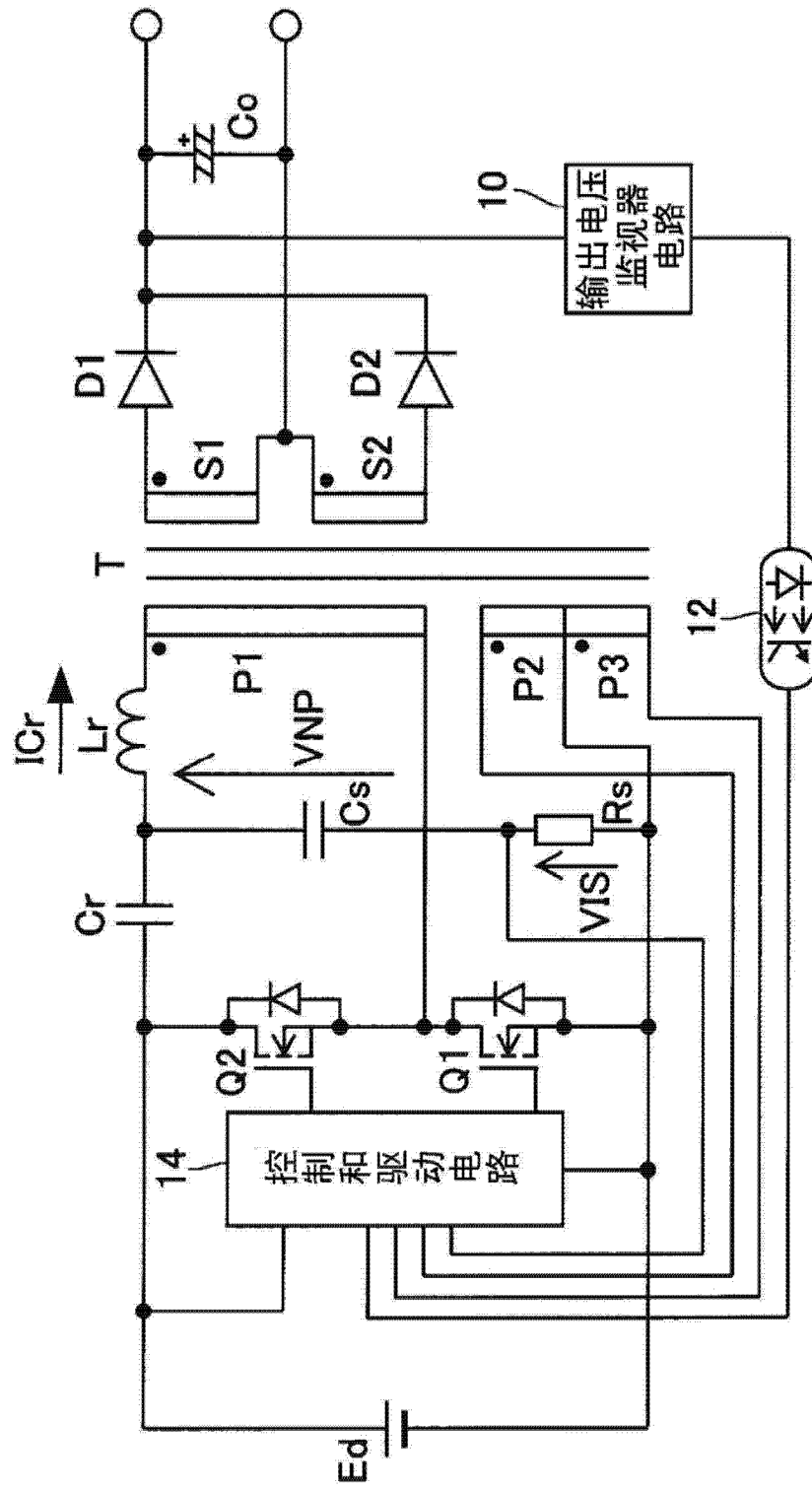


图 4

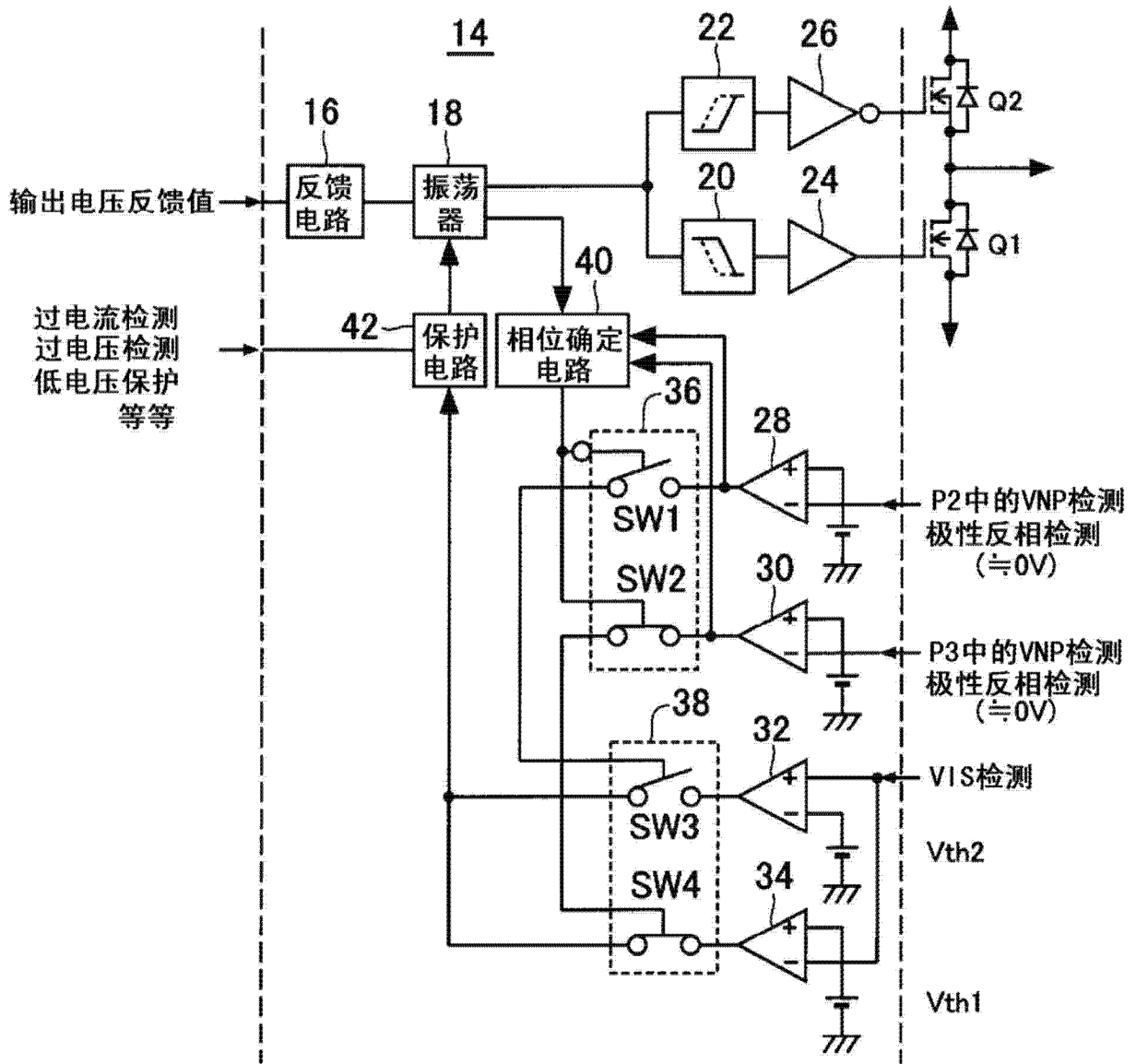


图 5

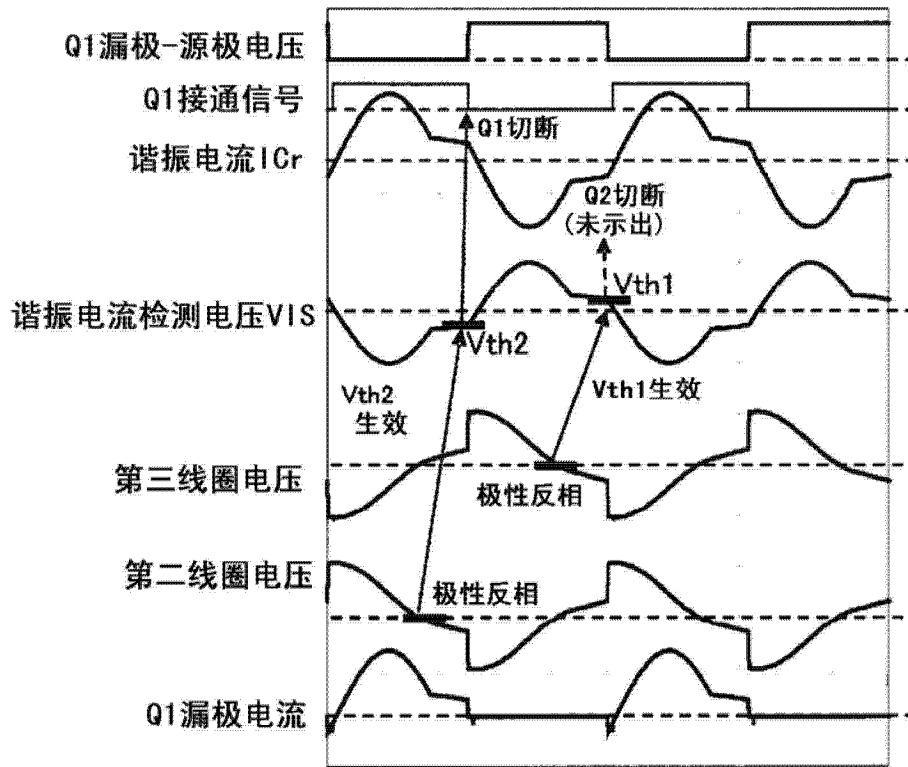


图 6

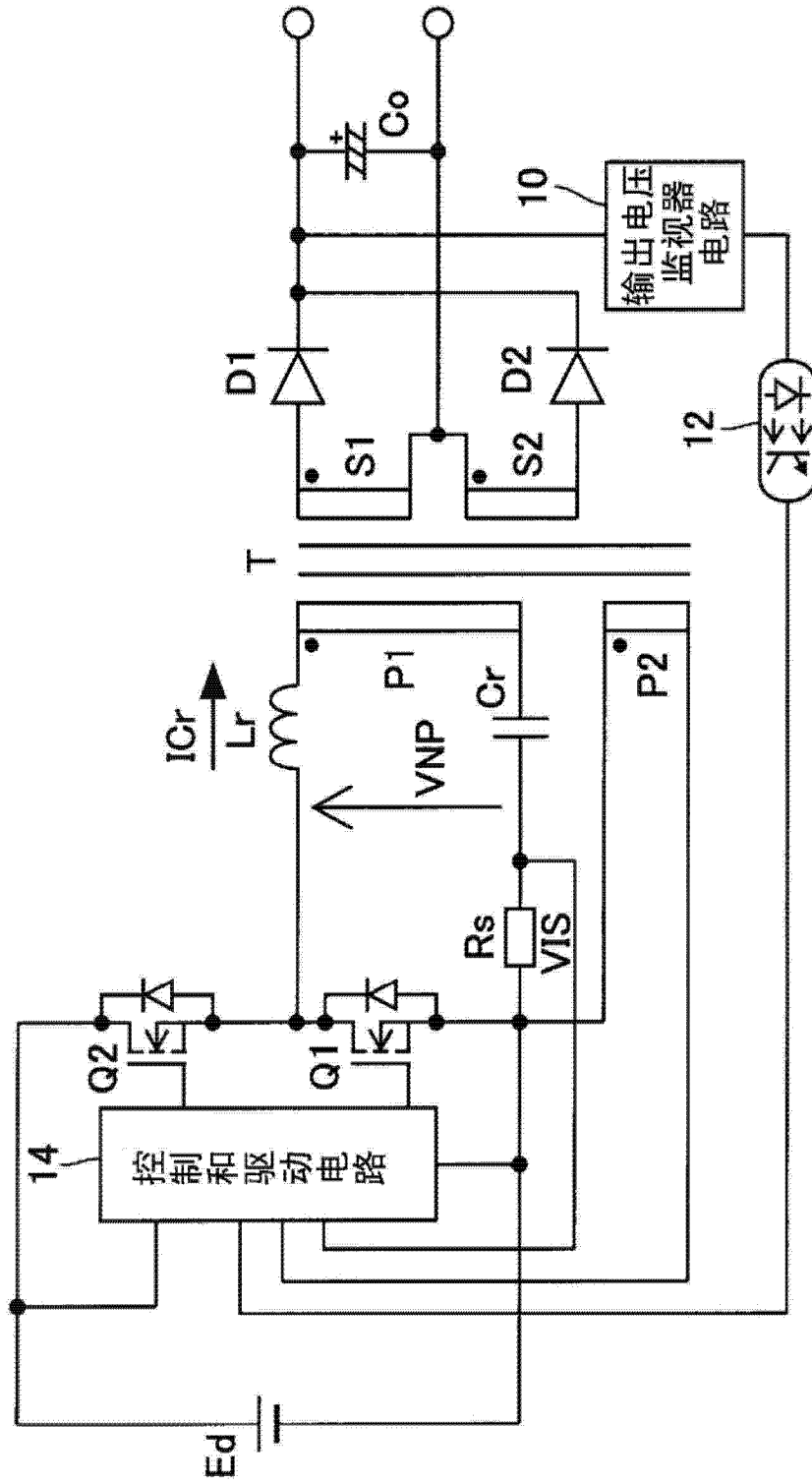


图 7

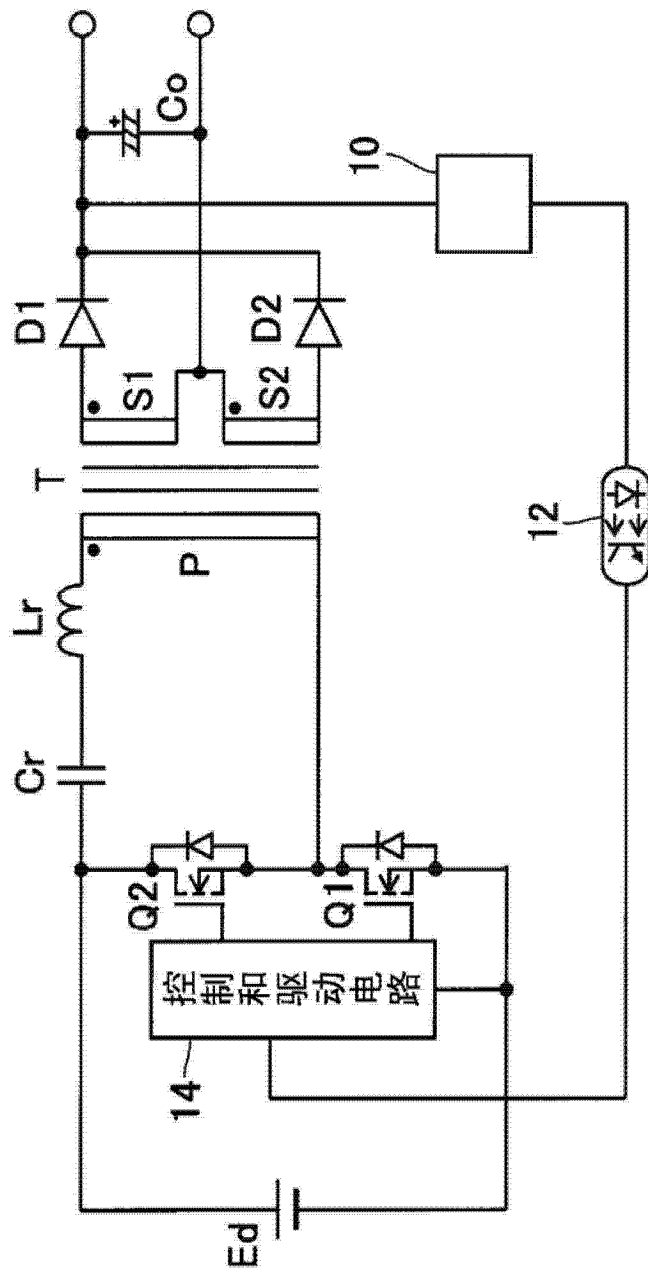


图 8

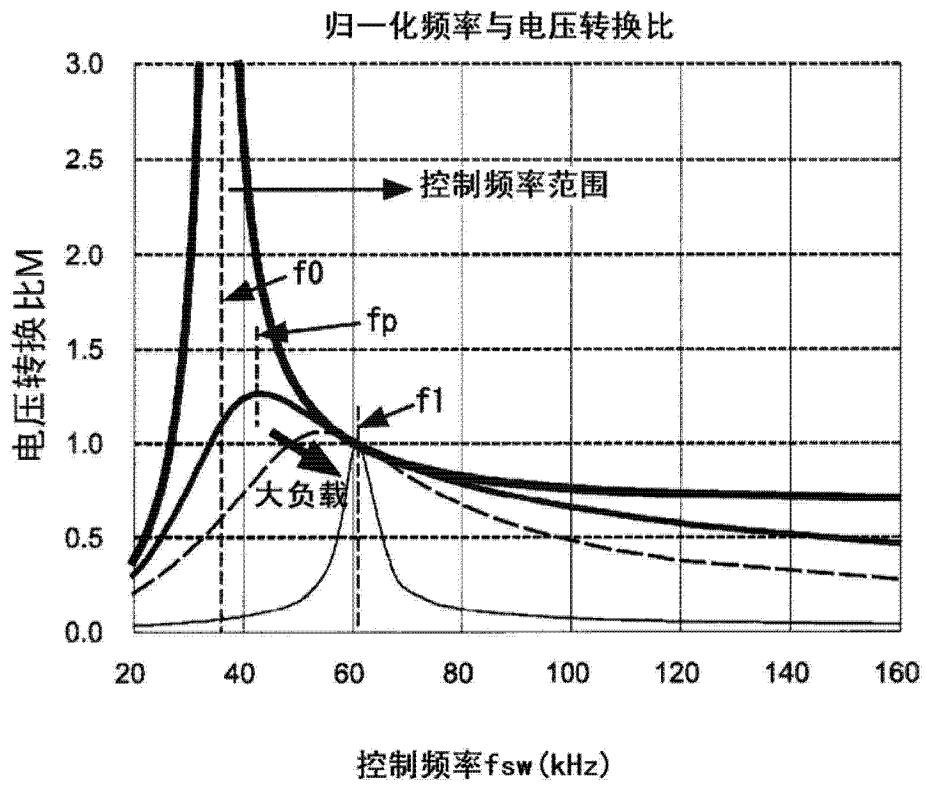


图 9

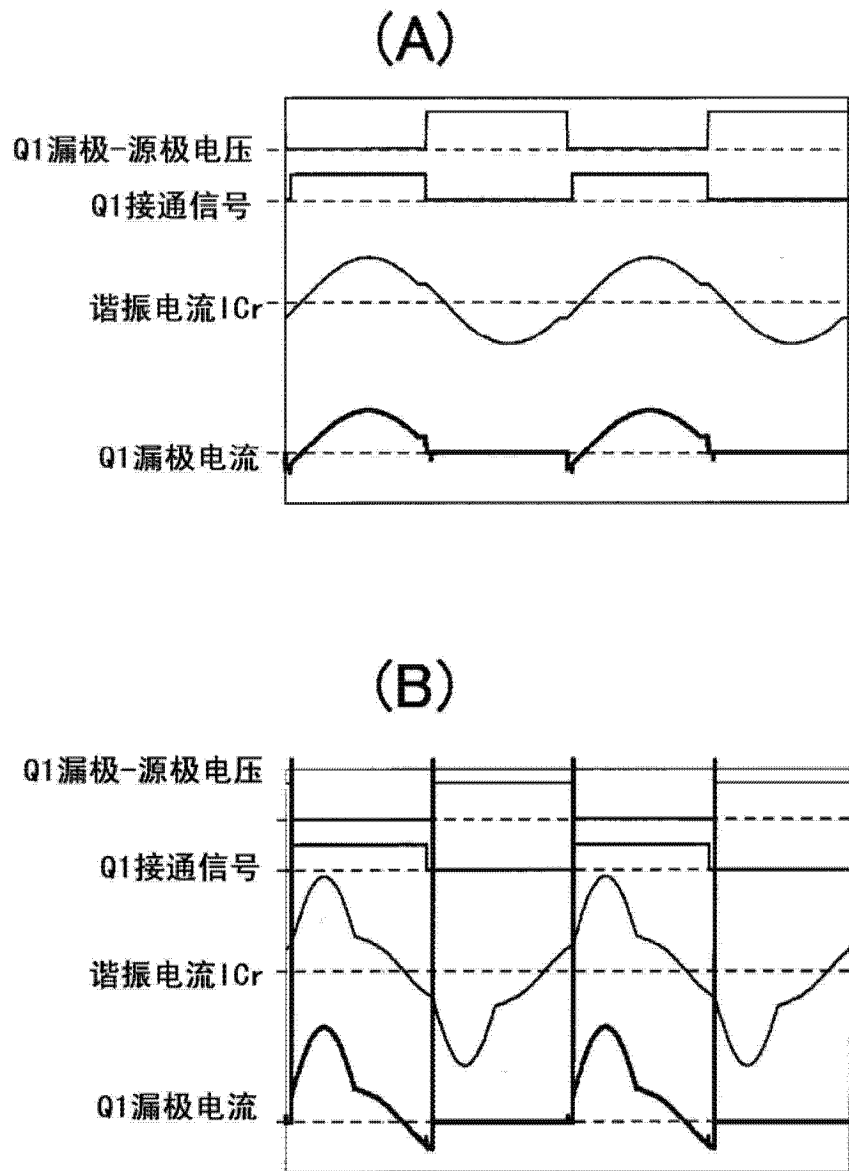


图 10