

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101951138 A

(43) 申请公布日 2011. 01. 19

(21) 申请号 201010220431. 0

(22) 申请日 2010. 07. 01

(30) 优先权数据

2009-161630 2009. 07. 08 JP

(71) 申请人 三星电气株式会社

地址 日本埼玉县

(72) 发明人 千叶明辉

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

代理人 黄纶伟 马建军

(51) Int. Cl.

H02M 1/42(2007. 01)

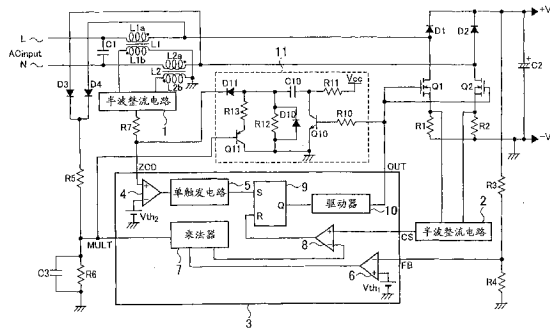
权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 10 页

(54) 发明名称

功率因数改善电路

(57) 摘要

本发明提供与负载的轻重和交流输入电压的高低无关地得到高效率的功率因数改善电路。功率因数改善电路具有：电抗器 (L1、L2)，其蓄积交流输入的电能，并且放出所蓄积的电能；混合桥型开关部，其由 2 个二极管 (D1、D2) 和 2 个开关元件 (Q1、Q2) 构成，对电抗器的电能的蓄积和放出进行切换；控制电路 (3)，其根据流到电抗器的电流来进行 2 个开关元件 (Q1、Q2) 的接通控制，并且，根据流到 2 个开关元件 (Q1、Q2) 的电流来进行 2 个开关元件 (Q1、Q2) 的断开控制；以及工作模式切换部 (11)，其根据交流输入的电压来对不连续工作模式和临界工作模式进行切换。



1. 一种功率因数改善电路,其特征在于,该功率因数改善电路具有:
电抗器,其蓄积交流输入的电能,并且放出所蓄积的电能;
混合桥型开关部,其由2个二极管和2个开关元件构成,对所述电抗器的电能的蓄积和放出进行切换;
控制部,其根据流到所述电抗器的电流来进行所述2个开关元件的接通控制,并且,根据流到所述2个开关元件的电流来进行所述2个开关元件的断开控制;以及
工作模式切换部,其根据所述交流输入的电压来对不连续工作模式和临界工作模式进行切换。
2. 根据权利要求1所述的功率因数改善电路,其特征在于,
所述工作模式切换部在所述交流输入的电压为规定值以上的情况下,强制调节所述控制部的接通控制定时,使所述2个开关元件的断开期间固定,由此,使该功率因数改善电路在不连续工作模式下工作,并且,在所述交流输入的电压小于规定值的情况下,解除针对所述控制部的接通控制定时的强制调节,使所述2个开关元件的断开期间可变,由此,使该功率因数改善电路在临界工作模式下工作。
3. 根据权利要求1或2所述的功率因数改善电路,其特征在于,
所述工作模式切换部具有:
时间常数电路,其由电阻和电容器构成,使所述控制部的接通控制定时延迟规定时间;
充放电部,其在所述2个开关元件的接通期间使所述电容器放电,并且,在所述2个开关元件的断开期间使所述电容器充电;以及
工作模式切换判断部,其在所述交流输入的电压为规定值以上的情况下,向所述控制部的检测流到所述电抗器的电流的端子输出在所述电阻上产生的电压,并且,在所述交流输入的电压小于规定值的情况下,阻止对所述控制部输出在所述电阻上产生的电压。
4. 根据权利要求1~3中的任意一项所述的功率因数改善电路,其特征在于,
所述工作模式切换部还根据所述混合桥型开关部的输出电压来对不连续工作模式和临界工作模式进行切换。
5. 根据权利要求4所述的功率因数改善电路,其特征在于,
所述工作模式切换部在基于所述混合桥型开关部的输出电压的相位补偿用信号的电压小于规定值的情况下,判断为轻负载,选择不连续工作模式,并且,在所述相位补偿用信号的电压为规定值以上的情况下,判断为重负载,选择临界工作模式。

功率因数改善电路

技术领域

[0001] 本发明涉及改善将交流输入转换为直流时的功率因数的功率因数改善电路。

背景技术

[0002] 以往,为了防止将交流电源的交流电压转换为直流电压时的功率因数降低,使用升压型的功率因数改善电路。在专利文献 1 中记载了如下的电源装置:将桥型全波整流电路的反馈电流流过的一侧的 2 个整流元件分别置换为高速开关元件,通过适当控制高速开关元件来改善功率因数,并且,能够实现部件数量的削减以及转换效率、可靠性的提高。

[0003] 该电源装置构筑为,根据正弦波交流的线输入电压的上波侧部和下波侧部来控制各开关元件,由此,使输入电流的波形与输入电压的波形为相似形且为同相的波形,能够改善功率因数。并且,不需要桥型全波整流电路,因此,具有消除了由于整流二极管的顺向电压下降而引起的损失,能够改善效率的优点。

[0004] 图 9 是示出现有的临界工作模式的桥型功率因数改善电路的结构的电路图。如图 9 所示,该功率因数改善电路由电抗器 L1、L2;开关元件 Q1、Q2;二极管 D1 ~ D4;电容器 C1 ~ C3;电阻 R1 ~ R7;半波整流电路 1、2;以及控制电路 3 构成。

[0005] 开关元件 Q1、Q2 在比交流电源 (ACinput) 的频率高的频率下,对经由电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 供给的电压进行开关,进行升压并输出。

[0006] 控制电路 3 对开关元件 Q1、Q2 的开关进行控制,以使流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流与交流电源的交流输入电压波形成比例,由此能够改善功率因数。并且,在通过在电抗器 L1、L2 的辅助绕组 L1b、L2b 产生的回扫电压检测到流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流减小为零的情况下,控制电路 3 对开关元件 Q1、Q2 进行接通控制。

[0007] 具体而言,如图 9 所示,控制电路 3 由比较器 4、单触发电路 5、误差放大器 6、乘法器 7、比较器 8、RS 触发器 9、驱动器 10 构成,根据输入到 ZCD 端子、CS 端子、FB 端子和 MULT 端子的诸多信号,生成用于对开关元件 Q1、Q2 进行接通 / 断开控制的信号,从 OUT 端子输出。

[0008] 伴随开关元件 Q1、Q2 的接通而蓄积在电抗器 L1、L2 中的能量,伴随开关元件 Q1、Q2 的断开而经由二极管 D1、D2 蓄积在电容器 C2 中。电容器 C2 的两端电压即输出电压由电阻 R3、R4 分压而输入到 FB 端子。误差放大器 6 对从检测输出电压的 FB 端子输入的电压和规定的基准电压 V_{th1} 进行比较,将基于其误差的电压输出到乘法器 7。

[0009] 乘法器 7 对从检测交流输入电压的 MULT 端子输入的电压和误差放大器 6 的输出电压进行相乘,将基于该相乘的电压输出到比较器 8。另外,输入到 MULT 端子的电压是通过电阻 R5 和 R6 对如下的脉动电压进行分压后的电压:利用二极管 D3、D4 对经由电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 供给的电压进行整流后的脉动电压。

[0010] 另一方面,半波整流电路 2 根据流到开关元件 Q1、Q2 的电流,对在电阻 R1、R2 产生的电压进行半波整流,经由 CS 端子输出到比较器 8。

[0011] 比较器 8 对乘法器 7 的输出电压和半波整流电路 2 的输出电压进行比较,在电阻

R1、R2 产生的电压高于乘法器 7 的输出电压的情况下,对 RS 触发器 9 的复位端子 R 产生输出。

[0012] 半波整流电路 1 根据流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流,对在辅助绕组 L1b、L2b 产生的回扫电压进行半波整流,经由电阻 R7 和 ZCD 端子输出到比较器 4。半波整流电路 1 可以说是如下的电路:去除在辅助绕组 L1b、L2b 中分别出现的极性相互不同的波形的负侧,因此,结果与交流电源的频率同步地仅选择正侧的波形。

[0013] 比较器 4 对从检测流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流的 ZCD 端子输入的电压和基准电压 V_{th2} 进行比较,将其比较结果输出到单触发电路 5。

[0014] 在被输入从低电平上升到高电平的信号的情况下,单触发电路 5 将低电平的信号输出到 RS 触发器 9 的设置端子 S。另一方面,在被输入从高电平下降到低电平的信号的情况下,单触发电路 5 将一定时间宽度的脉冲信号输出到 RS 触发器 9 的设置端子 S。

[0015] RS 触发器 9 根据输入到复位端子 R 或设置端子 S 的电压,针对输出端子 Q 进行设置动作或复位动作。驱动器 10 例如由使用了晶体管的开关电路构成,根据 RS 触发器 9 的输出端子 Q 的电压,对开关元件 Q1、Q2 进行接通 / 断开驱动。

[0016] 控制电路 3 具有上述结构,由此实现临界工作模式,检测到在电抗器 L1、L2 的辅助绕组 L1b、L2b 产生的回扫电压为零,接通开关元件 Q1、Q2。由此,在将蓄积在电抗器 L1、L2 中的能量放出到零附近的时点,蓄积反转,针对电抗器 L1、L2 维持高利用率,并且,交流输入电流波形成为追随交流输入电压波形的正弦波电流波形,能够改善功率因数。

[0017] 【专利文献 1】日本特开平 7-115774 号公报

[0018] 这里,在交流电源的交流输入电压为 100V 等这样低的电压的情况下,通过电抗器 L1、L2、以及开关元件 Q1、Q2 的寄生电容或在漏极 - 源极之间附加的谐振电容器(未图示),进行部分谐振动作,能够得到高效率。

[0019] 但是,自由振动的振幅由电抗器 L1、L2 的电感值、谐振电容器的电容或开关元件 Q1、Q2 的寄生电容来决定,因此,在交流输入电压为 200V 等这样高的电压的情况下,有时基于自由振动的开关元件的电压没有下降到零,不进行伪谐振动作,成为硬开关。

[0020] 图 10 是示出现有的功率因数改善电路的各部的工作的波形图。如图 10 所示,在开关元件的电压没有下降到零而接通开关元件 Q1、Q2 时,由于谐振电容器(或寄生电容)的接通时的短路电流,开关损失增大,产生难以得到高效率的问题。进而,在临界工作模式下工作的功率因数改善电路在交流输入电压高的情况下或轻负载时,开关频率上升,因此,每单位时间的开关损失进一步增大。

发明内容

[0021] 本发明的课题在于,解决上述现有技术的问题点,提供与负载的轻重和交流输入电压的高低无关地得到高效率的功率因数改善电路。

[0022] 为了解决上述课题,本发明的功率因数改善电路的特征在于,该功率因数改善电路具有:电抗器,其蓄积交流输入的电能,并且放出所蓄积的电能;混合桥型开关部,其由 2 个二极管和 2 个开关元件构成,对所述电抗器的电能的蓄积和放出进行切换;控制部,其根据流到所述电抗器的电流来进行所述 2 个开关元件的接通控制,并且,根据流到所述 2 个开关元件的电流来进行所述 2 个开关元件的断开控制;以及工作模式切换部,其根据所述交

流输入的电压来对不连续工作模式和临界工作模式进行切换。

[0023] 根据本发明,能够提供与负载的轻重和交流输入电压的高低无关地得到高效率的功率因数改善电路。

附图说明

[0024] 图 1 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路的结构的电路图。

[0025] 图 2 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路的工作的各部的波形图。

[0026] 图 3 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路中的临界工作模式和连续工作模式之间的工作模式切换的波形图。

[0027] 图 4 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路中的工作模式切换的波形图的放大图。

[0028] 图 5 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路的其他结构例的电路图。

[0029] 图 6 是示出本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路的其他结构例的电路图。

[0030] 图 7 是示出本发明的实施例 2 的方式的功率因数改善电路的结构的电路图。

[0031] 图 8 是示出本发明的实施例 2 的方式的功率因数改善电路的工作的各部的波形图。

[0032] 图 9 是示出现有的临界工作模式的桥型功率因数改善电路的结构的电路图。

[0033] 图 10 是示出现有的功率因数改善电路的工作的各部的波形图。

[0034] 标号说明

[0035] 1、2 :半波整流电路 ;3 :控制电路 ;4 :比较器 ;5 :单触发电路 ;6 :误差放大器 ;7 :乘法器 ;8 :比较器 ;9 :RS 触发器 ;10 :驱动器 ;11 :工作模式切换部 ;12 :比较器 ;L1、L2、L3、L4 :电抗器 ;Q1、Q2、Q10、Q11 :开关元件 ;D1、D2、D3、D4、D10、D11、D20、D21 :二极管 ;C1、C2、C3、C4、C10 :电容器 ;R1、R2、R3、R4、R5、R6、R7、R10、R11、R12、R13 :电阻。

具体实施方式

[0036] 下面,根据附图详细说明本发明的功率因数改善电路的实施方式。

[0037] 【实施例 1】

[0038] 下面,参照附图说明本发明的实施例。首先,说明本实施方式的结构。图 1 是示出本发明的实施例 1 的功率因数改善电路的结构的电路图。如图 1 所示,该功率因数改善电路由电抗器 L1、L2 ;开关元件 Q1、Q2 ;二极管 D1 ~ D4 ;电容器 C1 ~ C3 ;电阻 R1 ~ R7 ;半波整流电路 1、2 ;控制电路 3 ;以及工作模式切换部 11 构成。因此,与在图 9 中说明的现有的功率因数改善电路的不同之处在于,新设有工作模式切换部 11。另外,在图 1 中,与图 9 中的结构要素相同或均等的部分标以与所述的相同的标号,并省略重复的说明。

[0039] 电抗器 L1、L2 蓄积交流输入(交流电源)的电能,并且,从电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 放出所蓄积的电能为输出电流。并且,电抗器 L1、L2 的辅助绕组 L1b、L2b 与图 9 所示的现有的功率因数改善电路相同,一端接地,并且另一端与半波整流电路 1 连接。

[0040] 由二极管 D1、D2 和开关元件 Q1、Q2 构成的混合桥对应于本发明的混合桥型开关部,对电抗器 L1、L2 的电能的蓄积和放出进行切换。

[0041] 开关元件 Q1、Q2 在比交流电源 (ACinput) 的频率高的频率下,对经由电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 供给的电压进行开关,进行升压并输出。在本实施例中,开关元件 Q1、Q2 由 FET(Field Effect Transistor) 构成,但是不限于此。

[0042] 并且,电阻 R1、R2 相对于开关元件 Q1、Q2 分别串联连接,将流到开关元件 Q1、Q2 的电流转换为电压,经由半波整流电路 2 和 CS 端子输出到控制电路 3 内的比较器 8。

[0043] 控制电路 3 对应于本发明的控制部,根据流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流来进行 2 个开关元件 Q1、Q2 的接通控制,并且,根据流到 2 个开关元件 Q1、Q2 的电流来进行 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开控制。控制电路 3 的具体结构与在图 9 中说明的现有的功率因数改善电路相同,因此省略重复的说明。

[0044] 工作模式切换部 11 对应于本发明的工作模式切换部,根据交流输入的电压(交流输入电压)来切换不连续工作模式和临界工作模式。

[0045] 具体而言,工作模式切换部 11 由二极管 D10、D11;电阻 R10 ~ R13;开关元件 Q10、Q11;电容器 C10;以及电源 Vcc 构成。另外,电源 Vcc 和电阻 R11 也可置换为恒流电源。

[0046] 工作模式切换部 11 在交流输入的电压为规定值以上的情况下,强制调节控制电路 3 的接通控制定时,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间固定,由此,使功率因数改善电路在不连续工作模式下工作。

[0047] 进而,工作模式切换部 11 在交流输入的电压小于规定值的情况下,解除针对控制电路 3 的接通控制定时的强制调节,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间可变,由此,使功率因数改善电路在临界工作模式下工作。

[0048] 这里,由电容器 C10 和电阻 R12 构成的时间常数电路使控制电路 3 的接通控制定时延迟规定时间。该时间常数电路的详细动作在后面叙述。

[0049] 并且,开关元件 Q10 对应于本发明的充放电部,在 2 个开关元件 Q1、Q2 的接通期间使电容器 C10 放电,并且,在 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间使电容器 C10 充电。在本实施例中,开关元件 Q10 是 NPN 型的双极晶体管,控制电路 3 的 OUT 端子经由电阻 R10 与基极连接,因此,与开关元件 Q1、Q2 的接通/断开动作同步地进行接通/断开控制。

[0050] 并且,由电阻 R13 和开关元件 Q11 构成的串联电路对应于本发明的工作模式切换判断部,与电阻 R12 并联连接。在本实施例中,开关元件 Q11 是 PNP 型的双极晶体管, MULT 端子与基极连接,因此,构成为在交流输入的电压小于规定值的情况下接通。

[0051] 工作模式切换判断部在交流输入的电压为规定值以上的情况下,开关元件 Q11 断开,经由二极管 D11,向控制电路 3 的检测流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流的端子(ZCD 端子)输出在电阻 R12 产生的电压,由此,强制调节控制电路 3 的接通控制定时,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间固定,使功率因数改善电路在不连续工作模式下工作。

[0052] 并且,工作模式切换判断部在交流输入的电压小于规定值的情况下,开关元件 Q11 接通,阻止对控制电路 3(ZCD 端子)输出在电阻 R12 产生的电压,由此,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间可变,使功率因数改善电路在临界工作模式下工作。

[0053] 接着,说明如上所述构成的本实施方式的作用。在本实施例的功率因数改善电路中,除了工作模式切换部 11 以外的结构中的动作与现有的功率因数改善电路相同,以交流

输入的电流（交流输入电流）成为追随交流输入电压波形的正弦波电流波形的方式进行动作，改善了功率因数。

[0054] 图 9 所示的现有的功率因数改善电路在临界工作模式下工作，但是，本实施例的功率因数改善电路具有工作模式切换部 11，由此，在交流输入的电压高的情况下，在不连续工作模式下进行工作。说明该情况下的工作。

[0055] 图 2 是示出本实施例的功率因数改善电路的不连续工作模式下的工作的各部的波形图。另外，图 2 所示的波形图是交流输入的 L 相电压为正的期间。并且，在图 2 中，设 L 相电压高到功率因数改善电路的工作为不连续工作模式的工作的程度。这里，交流输入的 L 相电压为规定值以上，因此，MULT 端子的电压变高，开关元件 Q11 被控制为断开。因此，在电阻 R12 产生的电压经由二极管 D11 输出到 ZCD 端子。

[0056] 在时刻 t_0 中，在控制电路 3 的 OUT 端子的信号为 H（高）电平的情况下，对 2 个开关元件 Q1、Q2 进行接通控制。此时，对开关元件 Q10 也进行接通控制，因此，开关元件 Q10 的集电极电压为 L（低）电平。即，开关元件 Q10 输出针对 OUT 端子信号的反转信号。

[0057] 如图 2 所示，在开关元件 Q1 接通的期间，流到电抗器 L1 的主绕组 L1a 的电流逐渐上升。随之，流到开关元件 Q1 的电流也上升。

[0058] 在电阻 R1 产生的电压高于乘法器 7 的输出电压的情况下，控制电路 3 内的比较器 8 对 RS 触发器 9 的复位端子 R 输出 H 电平的信号，使 OUT 端子的信号为 L 电平（时刻 t_1 ）。

[0059] 当 OUT 端子的信号电平为 L 电平时，开关元件 Q1 断开，因此，蓄积在电抗器 L1 中的电能作为输出电流从电抗器 L1 的主绕组 L1a 放出。流到电抗器 L1 的主绕组 L1a 的电流逐渐降低。

[0060] 并且，当 OUT 端子的信号为 L 电平时，对开关元件 Q10 进行断开控制，因此，在开关元件 Q10 的集电极侧产生基于电源 V_{cc} 的电压。由此，在构成时间常数电路的电阻 R12 的两端产生电压，因此，电阻 R12 经由二极管 D11 向 ZCD 端子输出电压。并且，与此同时，开始对电容器 C10 进行充电。

[0061] 然后，随着在电容器 C10 中蓄积电荷，电阻 R12 两端的电压降低。因此，如图 2 所示，输出到 ZCD 端子的电压逐渐降低。

[0062] 如果是在临界工作模式下工作的情况，则当流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流为零时，控制电路 3 在 ZCD 端子中检测零电流，使 OUT 端子的信号为 H 电平，再次接通开关元件 Q1、Q2。但是，在图 2 中，本实施例的功率因数改善电路由于在 ZCD 端子中相加的电压而在不连续工作模式下工作，在时刻 t_2 中，即使流到电抗器 L1、L2 的主绕组 L1a、L2a 的电流为零，只要 ZCD 端子的电压不成为 V_{th2} 以下，OUT 端子的信号就维持为 L 电平。

[0063] 由电容器 C10 和电阻 R12 构成的时间常数电路如上所述对 ZCD 端子施加电压，由此，使控制电路 3 的接通控制定时延迟规定时间，使断开时间宽度固定。在时刻 t_3 中，当 ZCD 端子的电压为 V_{th2} 以下时，控制电路 3 再次从 OUT 端子输出 H 电平的信号，接通开关元件 Q1、Q2、Q10。

[0064] 开关元件 Q10 接通，由此，进行电容器 C10 的放电。此时，与电阻 R12 并联连接的二极管 D10 具有迅速取出蓄积在电容器 C10 中的电荷的效果。

[0065] 接着，说明临界工作模式和不连续工作模式之间的工作模式切换。图 3 是示出本实施例的功率因数改善电路中的临界工作模式和不连续工作模式之间的工作模式切换的

波形图,是交流输入的 L 相电压为正的期间中的波形。并且,图 4 是在图 3 所示的波形图的放大图中进一步示出 ZCD 端子的电压波形的图。

[0066] 在交流输入的电压低的情况下,如图 3 的交流输入相位 $0 \sim \theta$ 所示,MULT 端子电压低,因此,对开关元件 Q11 进行接通控制。因此,电阻 R12 的两端电压降低,结果,工作模式切换判断部阻止对控制电路 3 输出在电阻 R12 产生的电压。即,解除工作模式切换部 11 针对控制电路 3 的接通控制定时的强制调节,功率因数改善电路在临界工作模式下进行工作。

[0067] 因此,如图 3、4 所示,在流到电抗器 L1 的主绕组 L1a 的电流 (L1a 电流) 降低到零附近的同时,控制电路 3 检测到 ZCD 端子的电压降低到小于 V_{th2} ,使 OUT 端子的信号为 H 电平,接通开关元件 Q1、Q2。

[0068] 并且,当交流输入的电压变高时,如图 3 所示,在相位 θ 中,MULT 端子电压高于规定值,对开关元件 Q11 进行断开控制。因此,工作模式切换判断部向控制电路 3 的 ZCD 端子输出在电阻 R12 产生的电压,强制调节开关元件 Q1、Q2 的接通控制定时,使断开期间固定。由此,功率因数改善电路在不连续工作模式下进行工作。

[0069] 因此,如图 3、4 所示,即使流到电抗器 L1 的主绕组 L1a 的电流 (L1a 电流) 在相位 a_2 降低到零附近,ZCD 端子的电压也为 V_{th2} 以上,因此,控制电路 3 不使 OUT 端子的信号为 H 电平,在相位 a_3 中,在 ZCD 端子的电压降低到小于 V_{th2} 的情况下,使 OUT 端子的信号为 H 电平,接通开关元件 Q1、Q2。

[0070] 一般地,临界工作模式下的开关接通 / 断开时间如下式表现。

$$[0071] \quad t_{on} = \frac{2LP_0}{\eta V_{rms}^2} \quad \dots(1)$$

$$[0072] \quad t_{off} = \frac{1}{\frac{V_0}{\sqrt{2}V_{rms}|\sin\theta|} - 1} t_{on} \quad \dots(2)$$

[0073] 其中,(1) 式和 (2) 式中的各记号表示的意思如下所述。 t_{on} :开关接通时间 (sec)。 t_{off} :开关断开时间 (sec)。L:电抗器的电感 (H)。 η :效率 ($0 < \eta < 1$)。P0:输出功率 (w)。 V_{rms} :交流输入电压 (V)。 V_0 :直流输出电压 (V)。 θ :相位角 (rad)。

[0074] 因此,如上所述,现有的功率因数改善电路存在以下问题:交流输入电压的有效值 V_{rms} 越大,开关频率越上升,每单位时间的开关损失增大。

[0075] 但是,本实施例的功率因数改善电路能够通过由电阻 R12、电容器 C10 给出的时间常数,延长开关断开时间,因此,能够降低开关频率,能够减少损失得到高效率。

[0076] 然后,在相位角 $\pi - \theta$ 中,当 MULT 端子电压低于规定值时,对开关元件 Q11 进行接通控制。因此,工作模式切换部 11 再次解除针对控制电路 3 的接通控制定时的强制调节,提示功率因数改善电路在临界工作模式下的工作。

[0077] 另外,在图 2、图 3、图 4 中,说明了交流输入的 L 相电压为正的期间,但是,N 相电压为正的期间的工作也同样,只要将图中的 L1a 电流考虑为 L2a 电流即可。

[0078] 并且,设计者通过电阻 R12、R13 的调整,能够任意地设定交流输入的相位角 θ 、 $\pi - \theta$ 中的临界工作模式和不连续工作模式之间的切换,能够得到最佳的功率因数。

[0079] 如上所述,根据本发明的实施例 1 的方式的功率因数改善电路,能够通过追加较少的部件数量,与交流输入电压的高低无关地得到高效率。即,本实施例的功率因数改善电

路在交流输入电压低的区域中,在临界工作模式下工作,在交流输入电压高的区域中,在降低了开关频率的不连续工作模式下工作,因此,能够减少每单位时间的损失而得到高效率。

[0080] 进而,在交流输入电压高的区域中,在降低了开关频率的不连续工作模式下工作,由此,能够使过电流设定值为与交流输入电压低的区域大致相同的一定值。即,本发明的功率因数改善电路能够与交流输入电压无关地使过电流设定值大致为一定值。

[0081] 并且,主电路采用混合桥,因此,与专利文献 1 所述的电源装置同样,具有不需要全波整流电路,有助于效率改善的优点。

[0082] 另外,图 5 是示出本实施例的功率因数改善电路的其他结构例的电路图。与图 1 所示的功率因数改善电路的不同之处在于,代替在 L 相和 N 相双方设置电抗器 L1、L2,仅在 N 相具有电抗器 L3。在本发明的功率因数改善电路中,电抗器不是必须设置在 L 相和 N 相双方,如图 5 所示,也可以仅设置在 N 相,还可以仅设置在 L 相。

[0083] 图 5 所示的功率因数改善电路的电抗器 L3 设有辅助绕组 L3b、L3c,以便能够与 N 相电压的正负无关地检测流到电抗器的电流,因此,工作与图 1 所示的功率因数改善电路相同。

[0084] 并且,不仅能够得到与图 1 所示的功率因数改善电路相同的效果,而且电抗器只要一个即可,因此,具有有助于低成本化的优点。

[0085] 进而,还能够实现图 6 所示的结构的功率因数改善电路。该情况下的功率因数改善电路与图 1 的功率因数改善电路同样,在 L 相和 N 相双方具有电抗器,但是,电抗器本身仅设置一个电抗器 L4 即可,因此,与图 5 所示的功率因数改善电路同样,在成本方面具有优点。

[0086] 图 7 是示出本发明的实施例 2 的功率因数改善电路的结构的电路图。与实施例 1 的图 1 所示的功率因数改善电路的不同之处在于,新设有二极管 D20、D21、比较器 12 以及电容器 C4。

[0087] 控制电路 3 内的误差放大器 6 对从检测输出电压的 FB 端子输入的电压和规定的基准电压 V_{th1} 进行比较,将基于其误差的电压输出到为了进行相位补偿而设置的 comp 端子和乘法器 7。

[0088] 在轻负载时,输入到 FB 端子的电压增大,因此,误差放大器 6 的输出电平下降,comp 端子的电压减小。

[0089] 因此,本实施例的工作模式切换部 11 通过检测 comp 端子的电压,判断是否是轻负载区域,对工作模式进行切换。换言之,工作模式切换部 11 不仅根据检测交流输入电压的 MULT 端子电压,还根据混合桥型开关部的输出功率,来切换不连续工作模式和临界工作模式。

[0090] 具体而言,在 comp 端子和地线之间连接有电容器 C4。并且,comp 端子与比较器 12 的负侧输入端子连接。另一方面,比较器 12 的正侧输入端子与 V_{th3} 的电压源连接,比较器 12 的输出端子经由二极管 D21 与开关元件 Q11 的基极连接。

[0091] 并且,二极管 D20 设于开关元件 Q11 和 MULT 端子之间。通过具有二极管 D20、D21,由此,防止在 MULT 端子和比较器 12 的输出端子之间流过电流,并且,还能够根据比较器 12 的输出端子和 MULT 端子中的任意端子的电压对开关元件 Q11 进行接通 / 断开控制。

[0092] 在基于混合桥型开关部的输出电压的相位补偿用信号的 comp 端子电压小于规定

值 (V_{th3}) 的情况下,工作模式切换部 11 判断为轻负载,选择不连续工作模式的工作,并且,在相位补偿用信号的 comp 端子电压为规定值 (V_{th3}) 以上的情况下,工作模式切换部 11 判断为重负载,选择临界工作模式的工作。

[0093] 即,工作模式切换判断部在 comp 端子电压小于规定值 (V_{th3}) 的情况下,使开关元件 Q11 断开,经由二极管 D11 向控制电路 3 的 ZCD 端子输出在电阻 R12 产生的电压,由此,强制调节控制电路 3 的接通控制定时,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间固定,使功率因数改善电路在不连续工作模式下工作。

[0094] 另一方面,工作模式切换判断部在 comp 端子电压为规定值 (V_{th3}) 以上的情况下,使开关元件 Q11 接通,阻止向控制电路 3 的 ZCD 端子输出在电阻 R12 产生的电压,由此,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间可变,使功率因数改善电路在临界工作模式下工作。

[0095] 其他结构与实施例 1 的图 1 所示的功率因数改善电路相同,省略重复的说明。

[0096] 接着,说明如上所述构成的本实施方式的作用。本实施例的功率因数改善电路的动作基本上与实施例 1 的功率因数改善电路大致相同。与实施例 1 的功率因数改善电路的动作的不同之处在于,根据负载的轻重来切换工作模式,因此,说明该切换动作。

[0097] 图 8 是示出在本实施例的功率因数改善电路中基于负载轻重的动作的各部的波形图。另外,图 8 所示的波形图是交流输入的 L 相电压为正的期间。另外,N 相电压为正的期间的动作也同样,只要将图中的 L1a 电流考虑为 L2a 电流即可。

[0098] 首先,在轻负载时,输入到 FB 端子的电压增大,因此,误差放大器 6 的输出电平下降,comp 端子的电压也降低。在 comp 端子电压小于规定值 (V_{th3}) 的情况下,在比较器 12 的输出端子产生电压,成为电流不流到二极管 D21 的状态。结果,开关元件 Q11 断开,因此,经由二极管 D11 向控制电路 3 的 ZCD 端子输出在电阻 R12 产生的电压,由此,工作模式切换部 11 强制调节控制电路 3 的接通控制定时,使 2 个开关元件 Q1、Q2 的断开期间固定,使功率因数改善电路在不连续工作模式下工作。

[0099] 即,在基于混合桥型开关部的输出功率的相位补偿用信号的 comp 端子电压小于规定值 (V_{th3}) 的情况下,工作模式切换部 11 判断为轻负载,选择不连续工作模式的工作。

[0100] 另一方面,在重负载时,输入到 FB 端子的电压减小,因此,误差放大器 6 的输出电平上升,comp 端子的电压也升高。在 comp 端子电压为规定值 (V_{th3}) 以上的情况下,不在比较器 12 的输出端子产生电压,因此,二极管 D21 导通。结果,开关元件 Q11 接通,因此,电阻 R12 的两端电压下降,解除工作模式切换部 11 针对控制电路 3 的接通控制定时的强制调节,功率因数改善电路在临界工作模式下工作。

[0101] 即,在基于混合桥型开关部的输出功率的相位补偿用信号的 comp 端子电压为规定值 (V_{th3}) 以上的情况下,工作模式切换部 11 判断为重负载,选择临界工作模式的工作。

[0102] 另外,如在实施例 1 中说明的那样,工作模式切换部 11 还根据交流输入电压的高低来切换工作模式,因此,作为本实施例中的动作,在重负载或交流输入电压低的情况下,选择临界工作模式的工作,在轻负载或交流输入电压高的情况下,选择不连续工作模式的工作。

[0103] 其他作用与实施例 1 的图 1 所示的功率因数改善电路相同,省略重复的说明。

[0104] 如上所述,根据本发明的实施例 2 的方式的功率因数改善电路,除了实施例 1 的效果以外,能够通过追加较少的部件数量,与负载的轻重无关地得到高效率。即,本实施例的

功率因数改善电路在中~重负载区域中,在临界工作模式下工作,在轻负载区域中,在降低了开关频率的不连续工作模式下工作,因此,能够在全负载区域中得到高效率。

[0105] 并且,工作模式切换部 11 针对交流输入电压的高低和负载的轻重双方来选择适当的工作模式,因此,能够进行基于状况的细致的动作以实现高效率。

[0106] 【产业上的可利用性】

[0107] 本发明的功率因数改善电路能够用于在将交流输入转换为直流来输出的开关电源装置中使用的功率因数改善电路。

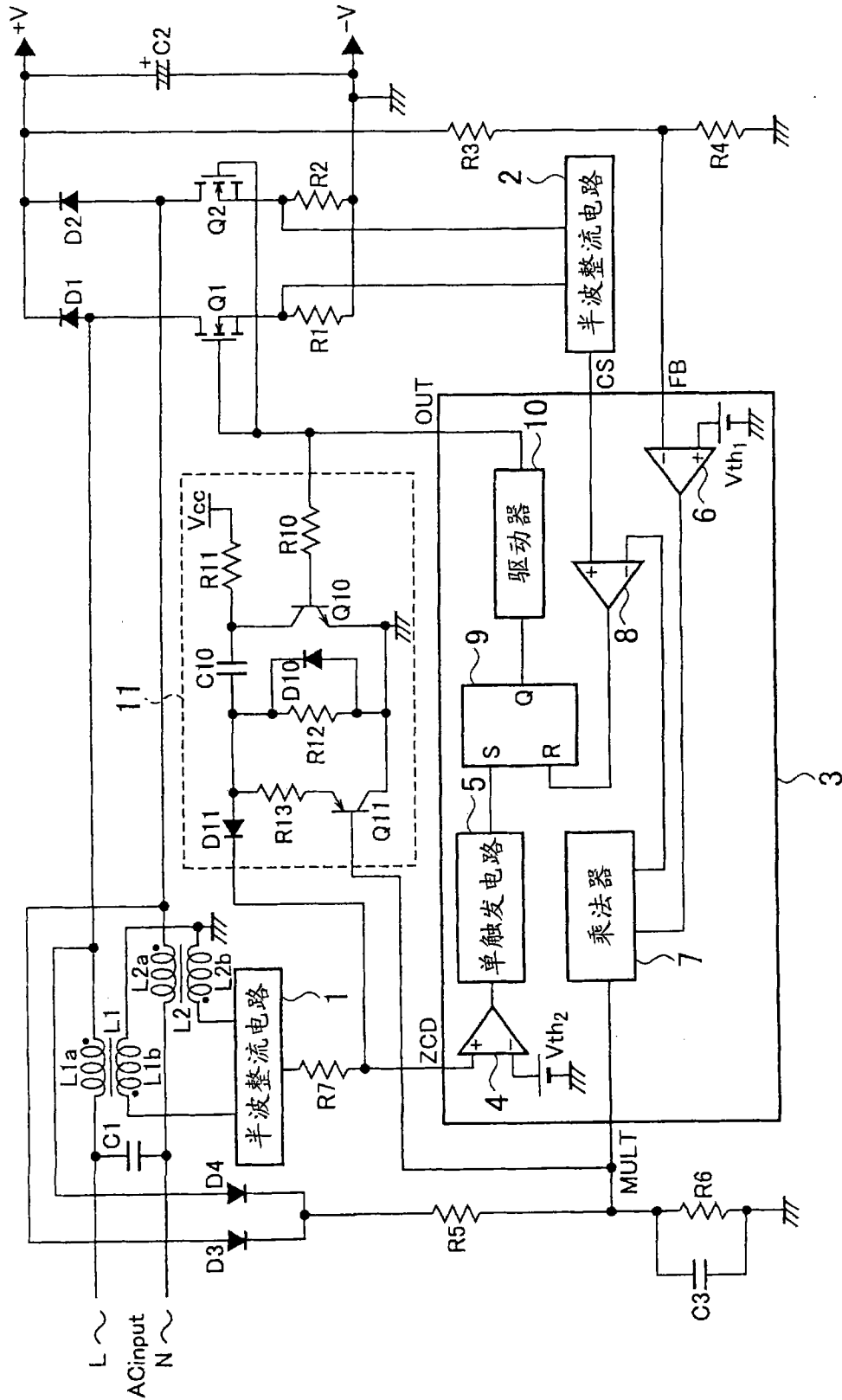


图 1

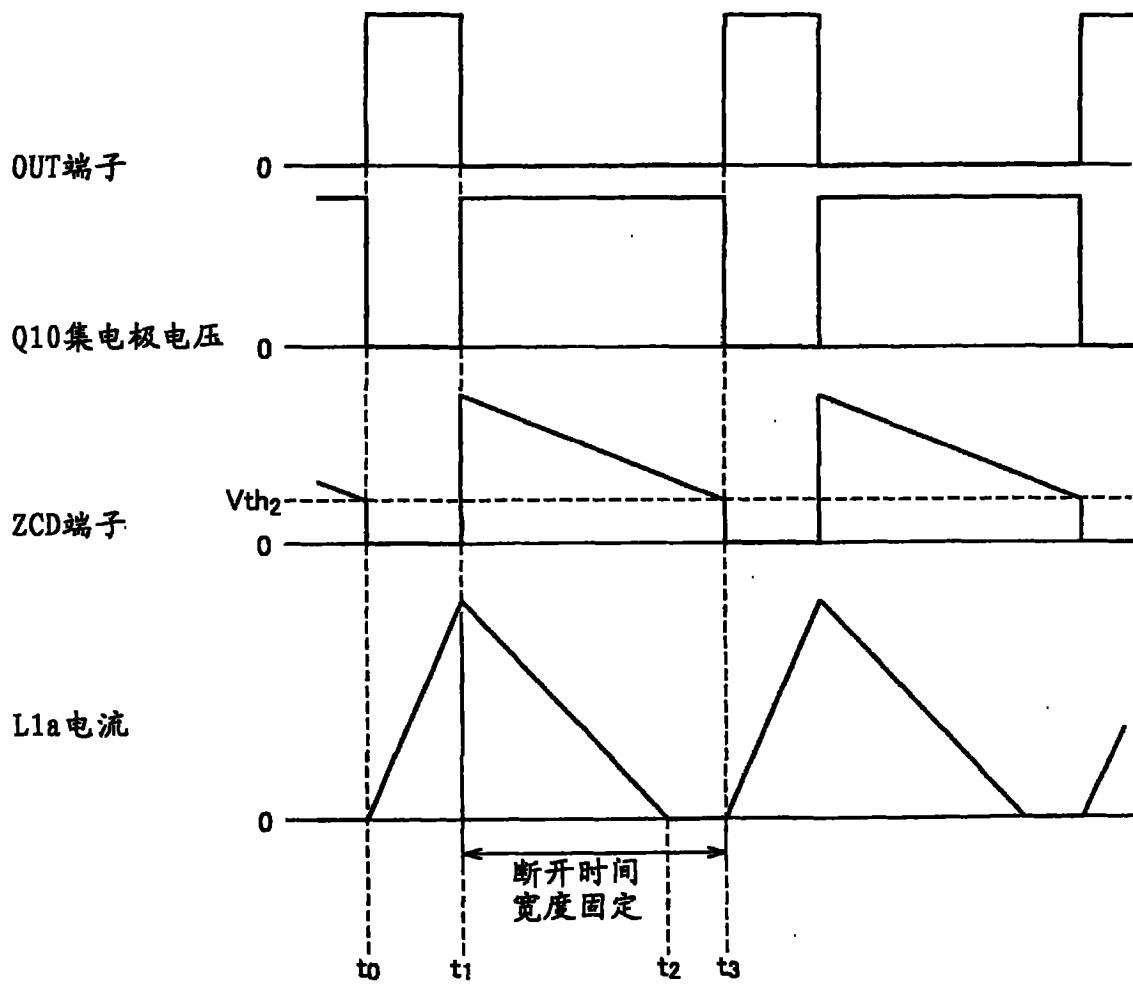


图 2

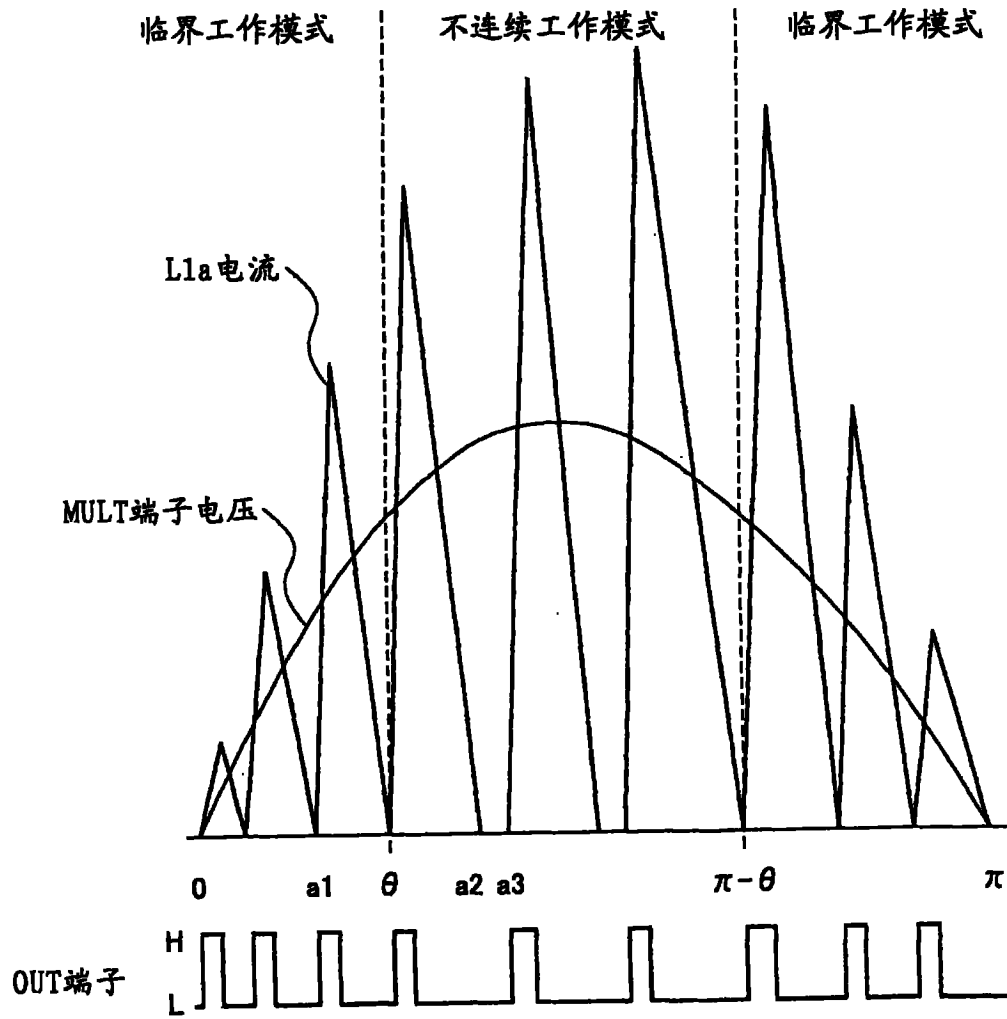


图 3

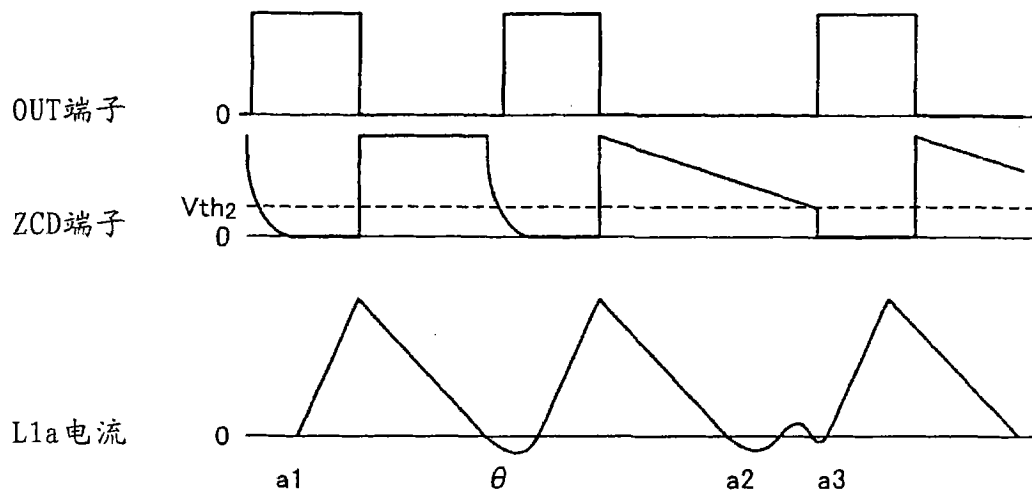


图 4

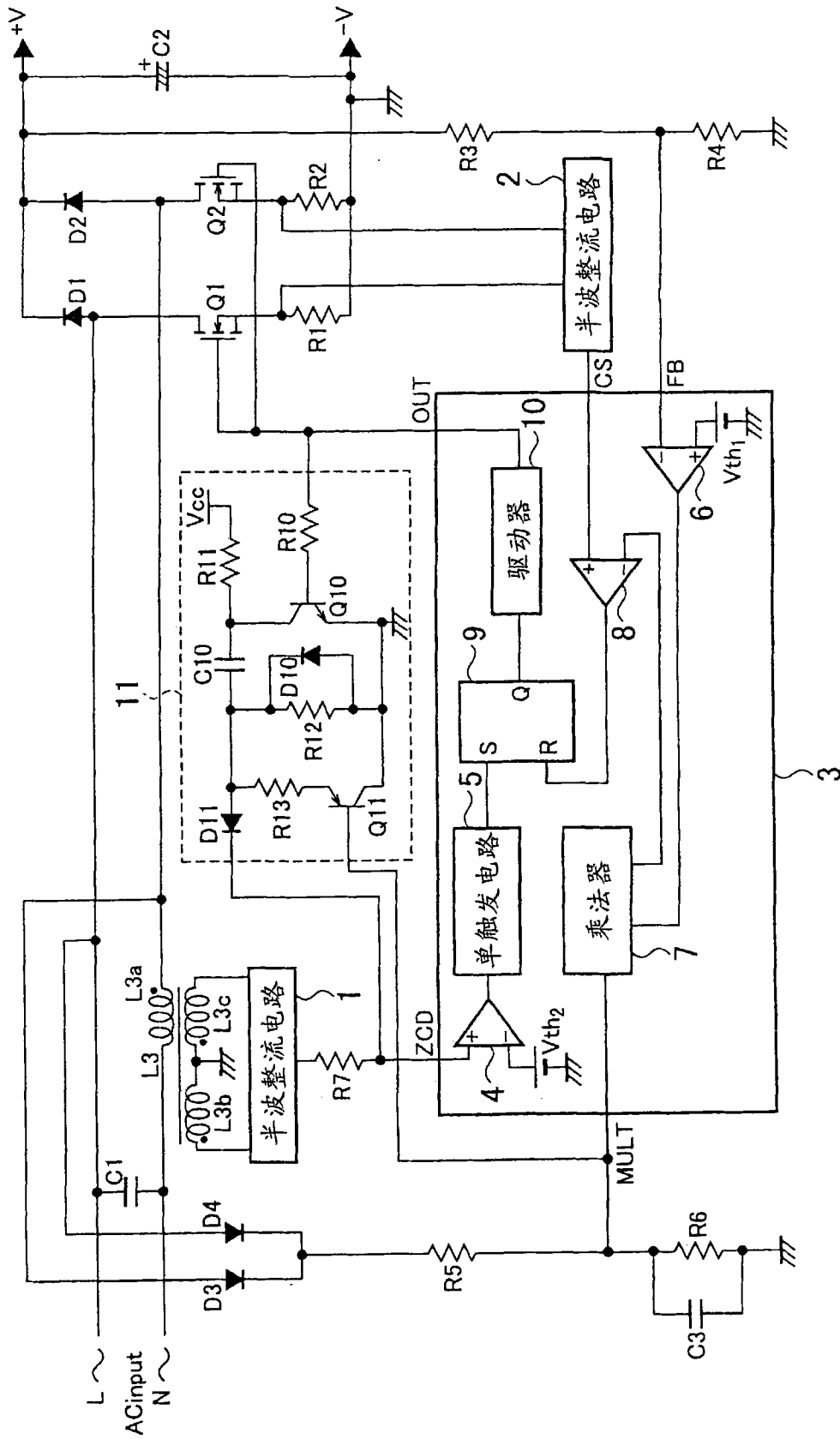


图 5

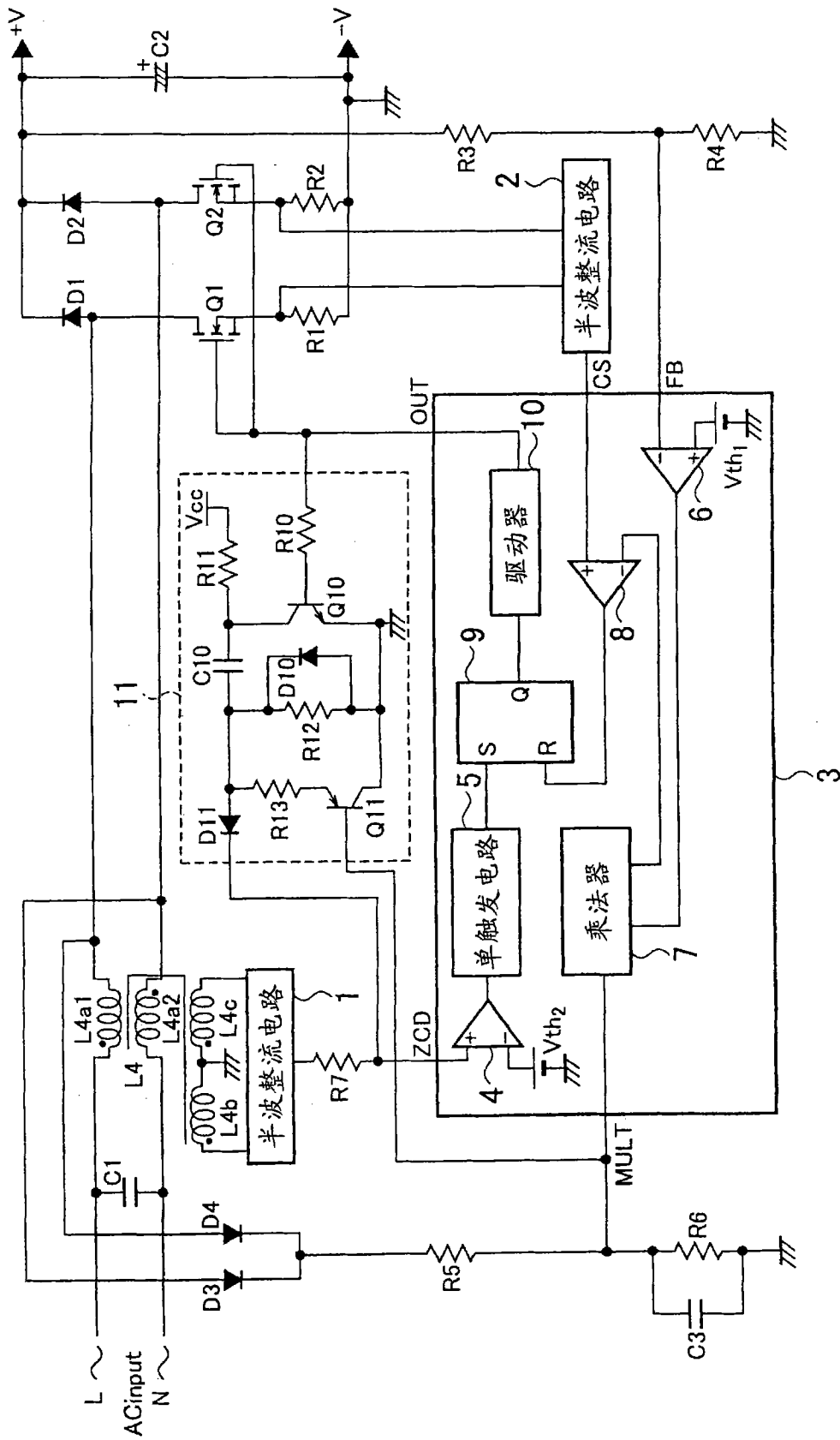


图 6

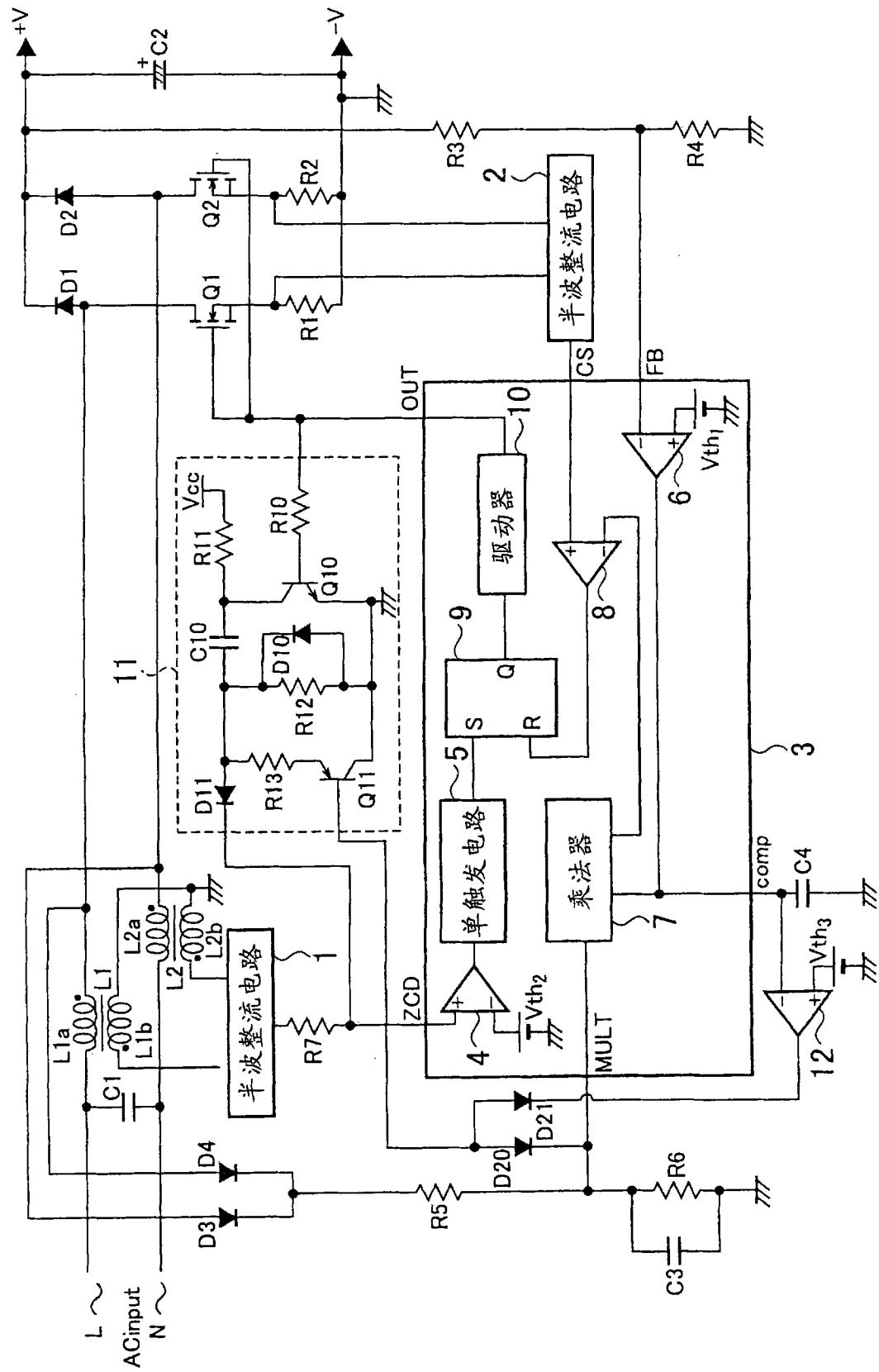


图 7

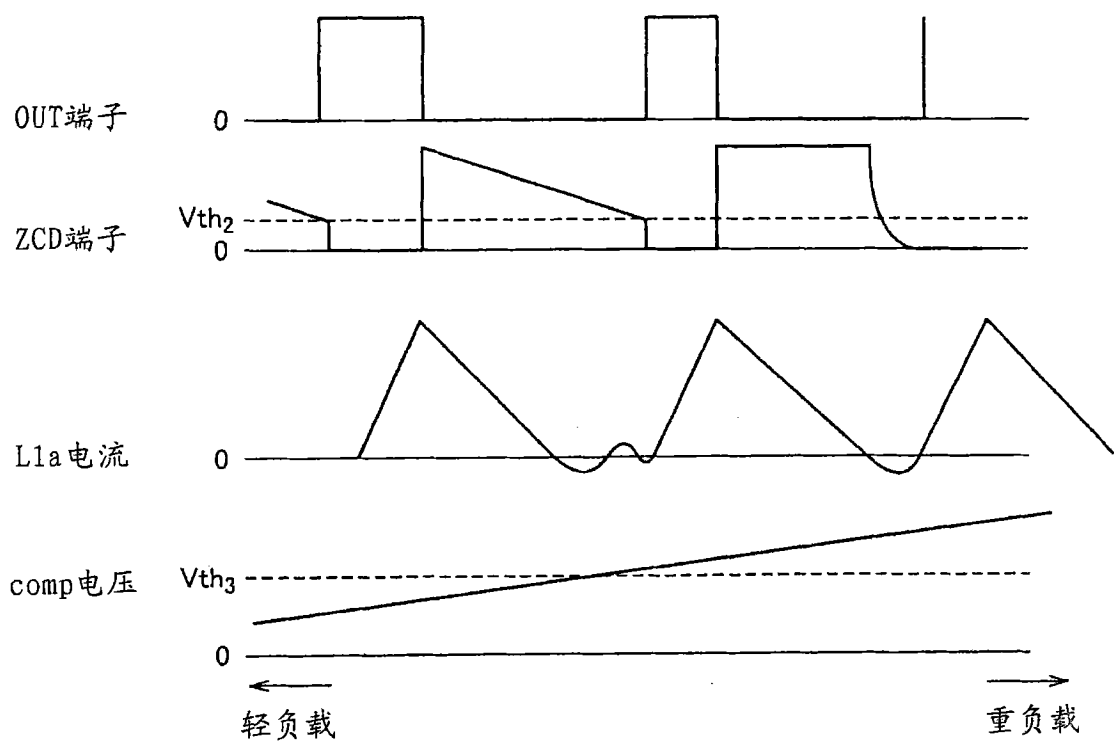


图 8

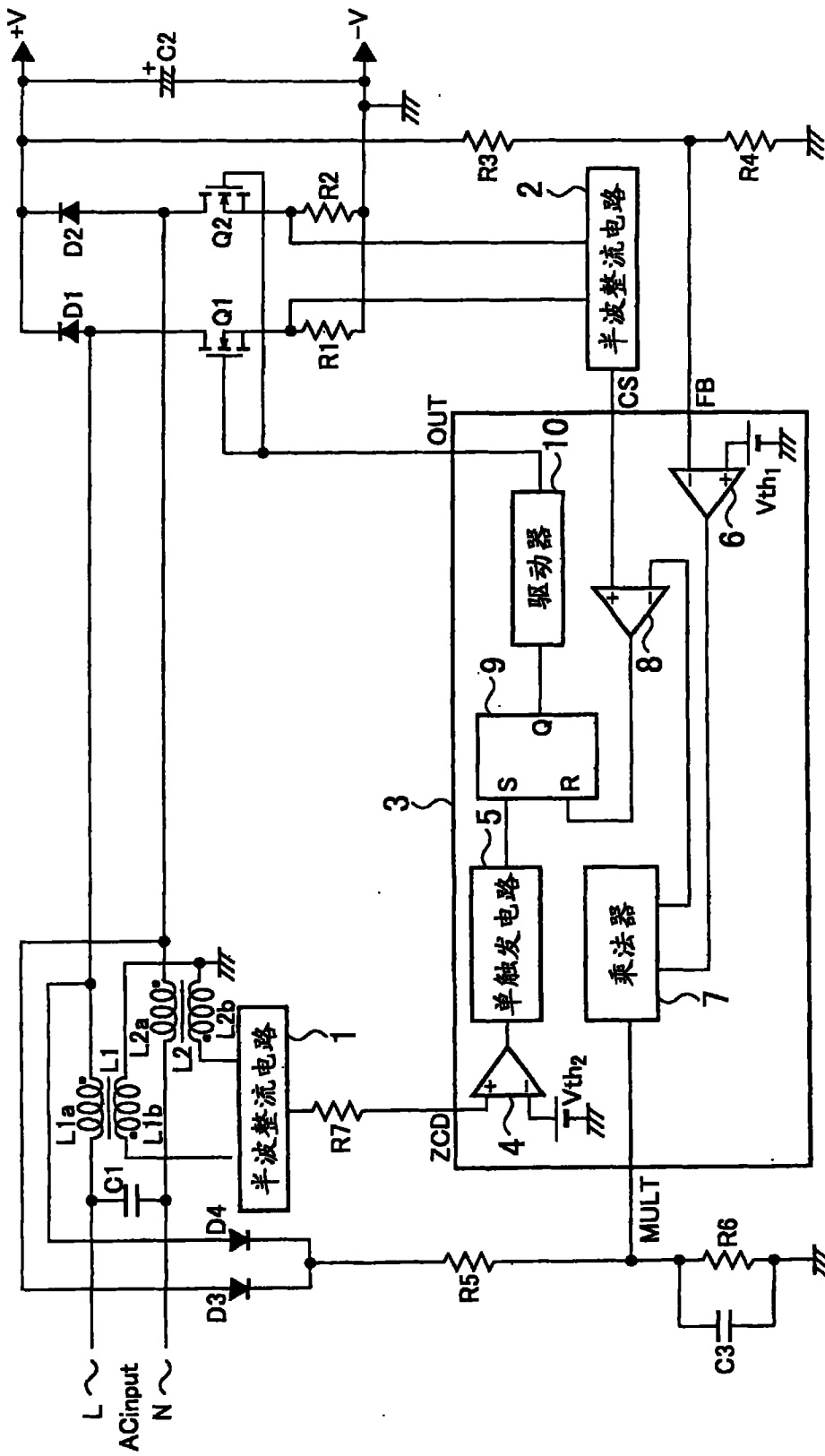


图 9

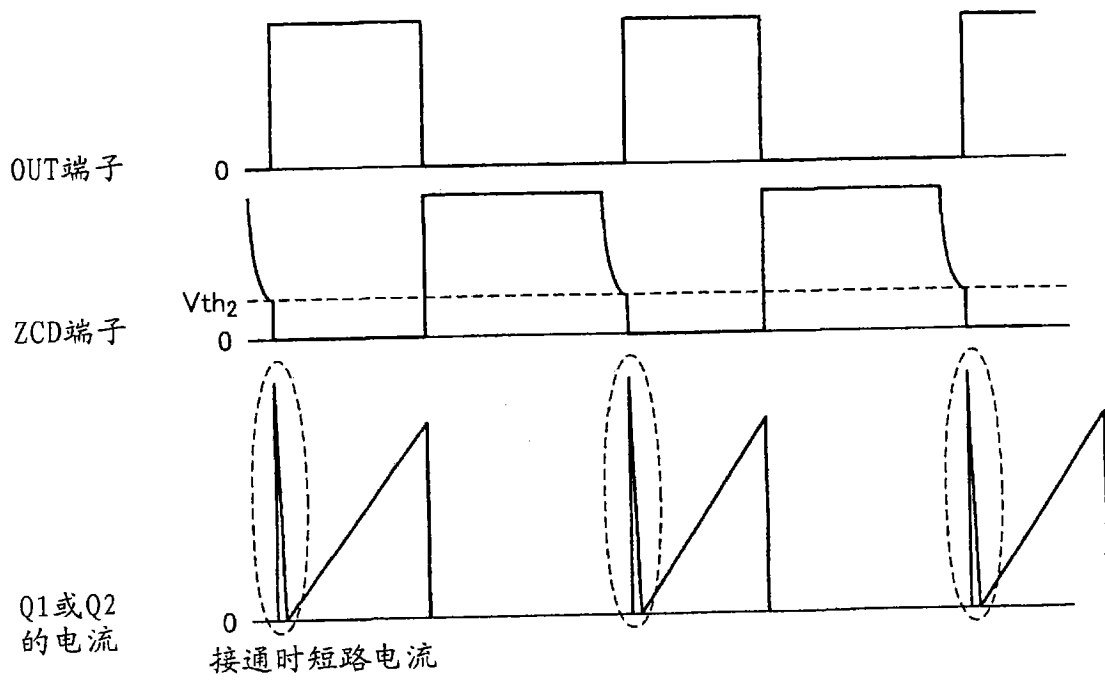


图 10