



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101878586 B

(45) 授权公告日 2013. 08. 07

(21) 申请号 200980101181. 4

(22) 申请日 2009. 05. 01

(30) 优先权数据

2008-121286 2008. 05. 07 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 05. 28

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/058564 2009. 05. 01

(87) PCT申请的公布数据

W02009/136602 JA 2009. 11. 12

(73) 专利权人 科索株式会社

地址 日本富山县

(72) 发明人 堀井一宏

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

代理人 徐冰冰 黄剑锋

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 3/28(2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开 2006-311741 A, 2006. 11. 09,

CN 1454407 A, 2003. 11. 05,

审查员 王迅

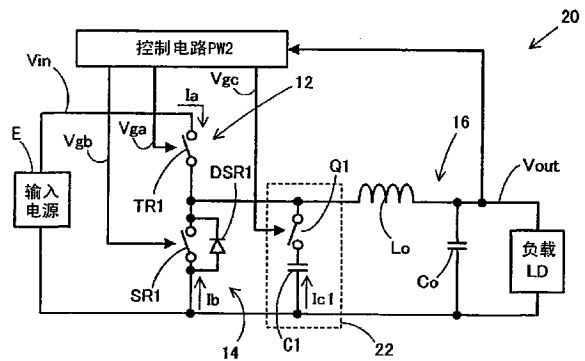
权利要求书1页 说明书11页 附图13页

(54) 发明名称

开关电源装置

(57) 摘要

本发明提供一种开关电源装置,其通过附加简单的电路来抑制同步整流元件的两端所并联连接的二极管中发生的恢复电流,从而可以容易地实现高效化和小型化。该开关电源装置包括:同步整流元件(SR1),与和输入电源(E)串联连接的主振荡元件(TR1)互补地接通/关断;和寄生二极管(DSR1),连接到同步整流元件(SR1)的两端,按照可以向平滑电路(16)供给电流的方向连接。该开关电源装置具备控制电路(PW2),用于生成控制脉冲并基于该控制脉冲分别对主振荡元件(TR1)和同步整流元件(SR1)进行驱动;该控制脉冲中设定有延迟时间,用于在同步整流元件(SR1)关闭后经过一定时间后使振荡元件(TR1)打开。寄生二极管(DSR1)的两端具有由受到控制电路(PW2)驱动的辅助开关元件(Q1)和辅助电容器(C1)的串联电路构成的整流辅助电路(22)。



1. 一种开关电源装置,具有:
转换器电路,与输入电源串联连接的主振荡元件接通 / 关断,产生断续电压;
同步整流元件,与所述主振荡元件互补地接通 / 关断;
整流电路,对所述断续电压进行整流;
平滑电路,对经所述整流电路整流后的电压进行平滑处理,将输出电力供给到负载;
附加二极管,连接到所述同步整流元件的两端,在所述主振荡元件关断的期间向所述平滑电路供给电流的方向导通;以及
控制电路,在所述同步整流元件关闭后,经过预定的延迟时间,然后开启所述主振荡元件;
该开关电源装置的特征在于,
具备整流辅助电路,该整流辅助电路并联连接到所述附加二极管的两端,包括由受到所述控制电路驱动的辅助开关元件和辅助电容器构成的第一串联电路,
所述控制电路生成控制脉冲,对所述辅助开关元件进行驱动,该控制脉冲在所述延迟时间内与所述同步整流元件的关闭联动而使所述辅助开关元件开启,然后,使所述主振荡元件开启,并在所述主振荡元件关闭之前使所述辅助开关元件关闭。
2. 如权利要求 1 所述的开关电源装置,其特征在于,所述同步整流元件是 MOS 型场效应晶体管,所述附加二极管是所述同步整流元件的寄生二极管。
3. 如权利要求 1 所述的开关电源装置,其特征在于,在所述整流辅助电路中设置有时间常数切换电路,该时间常数切换电路对应于流动的电流的方向来切换电流路径的时间常数,与由所述辅助开关元件和辅助电容器构成的第一串联电路串联连接,所述电流路径包含所述辅助电容器。
4. 如权利要求 3 所述的开关电源装置,其特征在于,所述时间常数切换电路包括:由第一电阻和第一二极管构成的第二串联电路;以及与该第二串联电路并联连接的第二电阻。
5. 如权利要求 4 所述的开关电源装置,其特征在于,所述第一电阻的电阻值比所述第二电阻的电阻值小。
6. 如权利要求 3 所述的开关电源装置,其特征在于,在所述辅助开关元件的两端设置有辅助二极管,该辅助二极管在所述主振荡元件接通的期间向所述辅助电容器供给电流的方向导通。
7. 如权利要求 1 所述的开关电源装置,其特征在于,所述控制脉冲中设定的所述延迟时间被设定在所述同步整流元件关闭之后所述主振荡元件的两端连接的电容器的电压下降到小于等于所述输入电源的输入电压的时间内。
8. 如权利要求 7 所述的开关电源装置,其特征在于,所述主振荡元件的两端连接的所述电容器是存在于所述主振荡元件的内部的电容分量。
9. 如权利要求 1 所述的开关电源装置,其特征在于,所述控制脉冲中设定的所述延迟时间被设定在所述同步整流元件关闭之后所述主振荡元件的两端电压下降到零伏的时间内。

开关电源装置

技术领域

[0001] 本发明涉及将输入电压变换为期望的直流电压、对电子设备进行电力供给的开关电源装置,特别涉及一种具备与主振荡元件互补地接通 / 关断的同步整流元件的开关电源装置。

背景技术

[0002] 现有的具备与输入电源串联连接的主振荡元件和与主振荡元件互补地接通 / 关断的同步整流元件的开关电源装置有例如图 16 所示的降压斩波式开关电源装置 10。

[0003] 首先说明开关电源装置 10 的电路结构。开关电源装置 10 具备转换器电路 12, 转换器电路 12 所具有的主振荡元件 TR1 有一个端子连接到用于供给输入电压 V_{in} 的输入电源 E 的正极侧, 利用主振荡元件 TR1 的接通 / 关断, 在主振荡元件 TR1 的另一个端子产生预定的断续电压。该主振荡元件 TR1 是例如 N 沟道 MOS 型场效应晶体管 (以下称为 Nch-FET), 其一个端子是漏极端子, 连接到输入电源 E 的正极侧, 另一个端子是源极端子, 输出断续电压。

[0004] 在转换器电路 12 的输出和输入电源 E 的负极侧之间具备整流电路 14, 整流电路 14 所具有的同步整流元件 SR1 对上述断续电压进行整流; 上述断续电压经整流后形成的整流电压被输出到同步整流元件 SR1 的两端。该同步整流元件 SR1 是例如 Nch-FET, 漏极端子连接到主振荡元件 TR1 的源极端子上, 源极端子则连接到输入电源 E 的负极侧。另外, 一般说来, 在 Nch-FET 的内部, 从源极到漏极形成有 PN 结型寄生二极管 DSR1。因而, 上述整流电路实质上是由同步整流元件 SR1 和寄生二极管 DSR1 的并联电路构成的。

[0005] 在同步整流元件 SR1 的两端连接着由电感器 L_o 和电容器 C_o 串联连接而成的平滑电路 16, 在电容器 C_o 的两端产生上述整流电压经平滑处理后形成的输出电压 V_{out} 。此外, 为连接在电容器 C_o 两端的负载 LD 供给规定的电力。

[0006] 另外, 在主振荡元件 TR1 和同步整流元件 SR1 所具有的栅极端子上分别输入由控制电路 PW1 生成的、互补地接通 / 关断的控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 。控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 是在输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 的基础上进行脉冲宽度调制而生成的。另外, 在该控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 的动作中设定有从同步整流元件 SR1 关闭开始、经过了一定时间后使主振荡元件 TR1 开启的延迟时间 Δt_d 。

[0007] 接着, 根据图 17、18 来说明开关电源装置 10 的动作。在期间 I 内, 控制脉冲 V_{ga} 处于高电平状态, 主振荡元件 TR1 接通。另一方面, 控制脉冲 V_{gb} 处于低电平状态, 同步整流元件 SR1 关断。因而, 如图 18 (a) 所示, 输入电源 E 在向通过主振荡元件 TR1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径供给电流的同时, 在电感器 L_o 中积累励磁能量。

[0008] 在期间 II 内, 控制脉冲 V_{ga} 呈低电平, 主振荡元件 TR1 关断。另一方面, 控制脉冲 V_{gb} 呈高电平状态, 同步整流元件 SR1 接通。因而, 如图 18 (b) 所示, 电感器 L_o 中产生的反电动势在穿过电容器 C_o 和负载 LD、同步整流元件 SR1 的路径中形成电流, 电感器 L_o 中积累的励磁能量被释放出来。这时, 同步整流元件 SR1 的导通电阻非常小, 因而寄生二极管 DSR1

中没有电流。

[0009] 期间 III 是从上述同步整流元件 SR1 关闭开始、直到主振荡元件 TR1 开启为止的延迟时间 Δt_d 的期间。该延迟时间 Δt_d 是为了防止主振荡元件 TR1 和同步整流元件 SR1 同时接通从而导致输入电源 E 的两端实质性短路、产生浪涌电流而设定的。在该期间 III 内,控制脉冲 V_{ga} 呈低电平,主振荡元件 TR1 关断。另一方面,控制脉冲 V_{gb} 也呈低电平,同步整流元件 SR1 关断。因而,如图 18(c) 所示,电感器 L_o 中产生的反电动势引起的电流会出现在穿过电容器 C_o 和负载 LD、寄生二极管 DSR1 的路径中。

[0010] 一旦进入期间 IV,控制脉冲 V_{ga} 就会反转为高电平,主振荡元件 TR1 接通。另一方面,控制脉冲 V_{gb} 保持低电平,同步整流元件 SR1 关断。一旦主振荡元件 TR1 接通,此前有正向电流流动的寄生二极管 DSR1 的两端上就会被施加反向电压,达到一种在从阴极端子到阳极端子的方向上可能出现恢复电流的状态。因而,如图 18(d) 所示,在从输入电源 E 开始穿过主振荡元件 TR1、寄生二极管 DSR1 的路径上出现电流。此外,关于恢复电流将在后文进行叙述。

[0011] 如上所述,开关电源装置 10 通过重复上述期间 I ~ IV 的动作,将输入电压 V_{in} 转换为预定的输出电压 V_{out} ,向负载 LD 供给输出电力。

[0012] 另外,如专利文献 1 中公开的那样,有一种开关电源装置,其具备这样的结构:在换流元件的两端具备在二极管和晶体管的并联电路上串联连接电容器的再生缓冲电路,一旦主振荡元件开启、并且换流元件同时关闭,就会将平滑用电感器的漏感所积蓄的能量经由该二极管吸收到该电容器中,在经过了一定时间后通过使该晶体管开启,将所吸收的能量再生到二次侧换流电路内。此外,虽然其中并未提及该开关电源装置中的换流元件的具体形态,但可以理解为,除了使用一般的 PN 结型二极管之外,在使用具有寄生二极管的 Nch-FET 的情况下也可以收到专利文献 1 中记载的使用效果。

[0013] 现有技术文献

[0014] 专利文献

[0015] 【专利文献 1】特开 2005-27394 号公报

发明内容

[0016] 本发明要解决的问题

[0017] 但是,上述开关电源装置 10 中存在着这样一个问题,在期间 IV 内其 PN 结型寄生二极管 DSR1 中流动的恢复电流会导致电力损失增大。

[0018] PN 结型二极管在理想状态下是一种在正偏压作用下产生正向电流、而即使有反偏压作用也不会反方向上产生电流的元件,即所谓的具有正向整流作用的元件。但是,具有当所施加的电压方向骤然反转时,会出现暂时性的反向电流这样的性质。

[0019] 二极管在正向偏压作用下,从阴极侧电极向内部的 N 型半导体供给电子,从阳极侧电极向内部的 P 型半导体供给空穴。此外,受到因偏置电压而产生的电场的影响,由阴极侧电极供给的电子在半导体内部向阳极侧移动、由阳极侧电极供给的空穴在半导体内部向阴极侧移动。这种电子和空穴的移动就是正向电流。在有正向电流流动时,二极管中的 N 型半导体部分处于充满了电子的状态、P 型半导体部分处于充满了空穴的状态。

[0020] 一旦从这种施加了正向偏压的状态在一瞬间反转为反向偏压,来自两个外部电极

的空穴和电子的供给就会停止,半导体内部的电子和空穴各自开始沿着与其在正向偏压作用下的移动方向相反的方向在半导体内部移动。亦即,该带电体(电子和空穴)的相反方向的移动产生逆向电流。

[0021] 随着带电体的移动,大多数空穴移动到阳极侧电极、大多数电子移动到阴极侧电极,经过了一定时间之后,在P型半导体和N型半导体的接合部位附近就会形成带电体浓度下降的、被称为耗尽层,二极管成为没有电流的状态。

[0022] 这样一来,在PN结型二极管从受到正向偏压作用而存在正向电流的状态骤然变为受到反向偏压作用的状态时,因半导体内积累的带电体而反向电流流动的期间会存在一定的时间。该反向电流称为恢复电流,存在恢复电流的时间称为恢复时间,而这一系列的带电体举动则称为恢复动作。

[0023] 如图18(d)所示,在期间IV内,在从输入电源E开始穿过主振荡元件TR1、寄生二极管DSR1的路径上存在恢复电流,而对该恢复电流的电流值产生抑制作用的只有主振荡元件TR1的导通电阻和布线电阻等极小的电阻,因此,恢复电流非常大。此外,该恢复电流成为很大的电力损失,在主振荡元件TR1或寄生二极管DSR1中被消耗掉。因而,该恢复电流的产生是妨碍开关电源装置的高效化的主要原因。

[0024] 另外,该恢复电流引起的电力损失在开关的每个周期都会发生,由于这一性质,随着开关频率的提高电力损失会变得更加显著,因此,无法实现开关频率的高频化,妨碍了开关电源装置的磁性部件和平滑电路等的小型化。

[0025] 另外,现有的使用了Nch-FET的同步整流电路是具有能够降低使用了二极管的整流电路的导通损失的效果的众所周知的技术,被广泛应用于例如5V以下的输出电压较低的开关电源装置中,但在输出电压较高的开关电源装置中基本上不使用。

[0026] 在输出电压高的开关电源装置中必须选择与输出电压低的开关电源装置相比漏极/源极之间的额定电压更高的Nch-FET。但是,一般说来,Nch-FET的额定电压越高,寄生二极管的恢复时间会显著延长,因此上述因恢复动作而产生的问题会进一步变得显著。因而,特别是对于输出电压高的开关电源装置来说,即使采用带有Nch-FET的同步整流电路,恢复动作引起的电力损失的增大也会在Nch-FET带来的导通损失降低量以上,整体看来无法降低电力损失。另外,也可以考虑采用在该Nch-FET外部并联连接例如设计恢复时间很短的快速恢复二极管、屏蔽寄生二极管的恢复动作的对策方法,但即使是快速恢复二极管也无法获得充分的效果,不能解决上述恢复动作引起的问题。

[0027] 另外,图16所示的开关电源装置10采用了降压斩波方式,也存在着例如非绝缘型开关电源装置——即图19(a)所示的极性反转升降压斩波方式、图19(b)所示的升压斩波方式,或者绝缘型开关电源装置——即图20(a)所示的单端正激方式、图20(b)所示的回扫方式等,以及其他电路方式的开关电源装置。但是,包含以上在内的多数电路方式都具有使用了与输入电源E串联连接的Nch-FET的主振荡元件TR1、使用了与主振荡元件TR1互补地接通/关断的Nch-FET的同步整流元件SR1,并具备由设定了规定的延迟时间 Δt_d 的控制脉冲Vga、Vgb分别对其进行驱动的结构,与开关电源装置10同样地会因寄生二极管DSR1的恢复动作而产生上述问题。

[0028] 另一方面,对于专利文献1中公开的开关电源装置来说,例如在使用PN结型二极管之一的快速恢复二极管作为换流元件的情况下,虽然会执行对于平滑用电感器的漏感中

积蓄的能量的再生动作,但不会执行阻碍快速恢复二极管的恢复电流的发生的动作,因而会出现上述的效率下降等问题。另外,即使在换流元件中使用了具有寄生二极管的Nch-FET的情况下,也与开关电源装置10同样地会在图18(d)所示的期间IV内在寄生二极管中形成恢复电流,出现上述的效率下降等问题。

[0029] 另外,作为用于抑制整流用二极管的恢复电流的技术,已经有将在该二极管的周围附加由扼流线圈和电容器等构成的对策电路的方法加以实用化的事例,但在使用包含磁性部件的对策电路的情况下,除了存在较大的电力损失之外,还存在着难以实现紧凑结构的问题,需要进一步改善。

[0030] 本发明是借鉴了上述背景技术而实施的,目的是提供一种开关电源装置,其通过附加简单的电路来抑制在同步整流元件的两端并联连接的二极管或同步整流用Nch-FET等所具有的寄生二极管中发生恢复电流,从而容易地实现高效化和小型化。

[0031] 解决问题的方法

[0032] 本发明是一种开关电源装置,具有:转换器电路,与输入电源串联连接的主振荡元件接通/关断,产生断续电压;同步整流元件,与所述主振荡元件互补地接通/关断;整流电路,对所述断续电压进行整流;平滑电路,对经所述整流电路整流后的电压进行平滑处理,将输出电力供给到负载;附加二极管,连接到所述同步整流元件的两端,按照在所述主振荡元件关断的期间可以向所述平滑电路供给电流的方向连接;以及控制电路,在所述同步整流元件关闭后,经过预定的延迟时间,然后开启所述主振荡元件;该开关电源装置的特征在于,具备整流辅助电路,该整流辅助电路并联连接到所述附加二极管的两端,包括受到所述控制电路驱动的辅助开关元件和辅助电容器的串联电路,所述控制电路生成控制脉冲,对所述辅助开关元件进行驱动,该控制脉冲在所述延迟时间内与所述同步整流元件的关闭联动而使所述辅助开关元件开启,然后,使所述主振荡元件开启,并在所述主振荡元件关闭之前使所述辅助开关元件关闭。

[0033] 另外,本发明的开关电源装置的特征在于,在所述整流辅助电路中设置有时间常数切换电路,该时间常数切换电路用于对应于流动的电流的方向切换包含所述辅助电容器的电流路径的时间常数,与所述辅助开关元件和辅助电容器的串联电路串联连接。所述时间常数切换电路包括:第一电阻和二二极管的串联电路;以及与该串联电路并联连接的第二电阻。进而,所述第一电阻的电阻值相对地比所述第二电阻的电阻值小。

[0034] 另外,本发明的开关电源装置的特征在于,在所述辅助开关元件的两端设置有辅助二极管,该辅助二极管以在所述主振荡元件接通的期间内可以向所述辅助电容器供给电流的方向连接。

[0035] 所述控制脉冲中设定的所述延迟时间被设定在所述同步整流元件关闭之后所述主振荡元件的两端所连接的电容器的电压下降到小于等于所述输入电源的输入电压的时间内。所述主振荡元件的两端上连接的所述电容器是存在于所述主振荡元件的内部的电容分量或其他的用于吸收浪涌电压的电容器等。另外,本发明的开关电源装置的特征在于,所述控制脉冲中设定的所述延迟时间被设定在所述主振荡元件的两端电压下降到零伏的时间内,优选是设定在下降到尽可能地接近零伏的时间内。

[0036] 发明的效果

[0037] 根据本发明的开关电源装置,通过附加结构简单的整流辅助电路,能够抑制与现

有的同步整流元件并联连接的二极管中产生的恢复电流,因此,基本上不会发生因恢复动作导致的电力损失。因而,有助于开关电源装置的高效化、小型化。

[0038] 另外,同时也可以抑制恢复电流引起的浪涌电流的发生,进而,因为可以利用整流辅助电路吸收变压器和平滑用电感器等的漏感中积蓄的能量,所以减少了释放到开关电源装置外部的开关噪声,能够削减噪声对策用的滤波电路等。

[0039] 另外,因为整流辅助电路中附加了时间常数切换电路来相应于电流方向切换包含辅助电容器在内的电流路径的时间常数,所以既能够可靠地防止与同步整流元件并联连接的二极管的恢复动作,又能够减轻施加在主振荡元件等之上的电流应力。

[0040] 另外,通过在辅助开关元件的两端并联连接辅助二极管,辅助开关元件的驱动变得易于控制,因此,能够简化控制电路内部与辅助开关元件的驱动相关的电路部分的结构。

[0041] 进而,通过将同步整流元件关闭开始、直到主振荡元件开启为止的延迟时间设定在主振荡元件的两端电压下降到零伏为止的时间内,能够降低主振荡元件的损失,另外也能够抑制主振荡元件引起的开关噪声的发生。

附图说明

[0042] 图 1 是表示本发明的开关电源装置的第一实施方式的电路图。

[0043] 图 2 是表示第一实施方式的动作的时序图。

[0044] 图 3 是用于说明第一实施方式中的期间 A、B、C、D、E 的动作的电路图 (a)、(b)、(c)、(d)、(e)。

[0045] 图 4 是表示本发明的开关电源装置的第二实施方式的电路图。

[0046] 图 5 是表示第二实施方式的动作的时序图。

[0047] 图 6 是用于说明第二实施方式中的期间 A、E 的动作的电路图 (a)、(b)。

[0048] 图 7 是表示本发明的开关电源装置的第三实施方式的电路图。

[0049] 图 8 是表示第三实施方式的动作的时序图。

[0050] 图 9 是表示本发明的开关电源装置的第四实施方式的电路图。

[0051] 图 10 是表示第四实施方式的动作的时序图。

[0052] 图 11 是用于说明第四实施方式中的期间 E 的动作的电路图。

[0053] 图 12 是表示本发明的开关电源装置的第五实施方式的电路图。

[0054] 图 13 是表示本发明的开关电源装置的第六实施方式的电路图。

[0055] 图 14 是表示本发明的开关电源装置的第七实施方式的电路图。

[0056] 图 15 是表示本发明的开关电源装置的第八实施方式的电路图。

[0057] 图 16 是表示现有的开关电源装置的一个实例的电路图。

[0058] 图 17 是表示该现有实例的动作的时序图。

[0059] 图 18 是用于说明该现有实例中的期间 I、II、III、IV 的动作的电路图 (a)、(b)、(c)、(d)。

[0060] 图 19 是表示现有的非绝缘型开关电源装置的其他实例的电路图 (a)、(b)。

[0061] 图 20 是表示现有的绝缘型开关电源装置的其他实例的电路图 (a)、(b)。

[0062] 符号的说明

[0063] 10、20、30、40、50……开关电源装置

- [0064] 12……转换器电路
- [0065] 14……整流电路
- [0066] 16……平滑电路
- [0067] 22、32、42……整流辅助电路
- [0068] 34……时间常数切换电路
- [0069] C1……辅助电容器
- [0070] DQ1……辅助二极管
- [0071] DSR1……寄生二极管
- [0072] E……输入电源
- [0073] PW1、PW2、PW3……控制电路
- [0074] Q1……辅助开关元件
- [0075] SR1……同步整流元件
- [0076] TR1……主振荡元件

具体实施方式

[0077] 下面根据图 1 ~ 图 3 说明本发明的第一实施方式的开关电源装置 20。这里,对与上述开关电源装置 10 相同的结构附以同一标记进行说明。

[0078] 如图 1 所示,开关电源装置 20 采用与开关电源装置 10 相同的降压斩波方式构成,其具备转换器电路 12,转换器电路 12 所具有的主振荡元件 TR1 有一个端子连接到用于供给输入电压 V_{in} 的输入电源 E 的正极侧,利用主振荡元件 TR1 的接通 / 关断,在主振荡元件 TR1 的另一个端子产生预定的断续电压。主振荡元件 TR1 是例如 Nch-FET,漏极端子连接到输入电源 E 的正极侧,源极端子输出断续电压。

[0079] 在转换器电路 12 的输出侧和输入电源 E 的负极侧之间具备整流电路 14,整流电路 14 所具有的同步整流元件 SR1 对上述断续电压进行整流;断续电压经整流后形成的整流电压被输出到同步整流元件 SR1 的两端。同步整流元件 SR1 是例如 Nch-FET,漏极端子连接到主振荡元件 TR1 的源极端子,源极端子则连接到输入电源 E 的负极侧。另外,在 Nch-FET 的内部,从源极到漏极形成有 PN 结型寄生二极管 DSR1,整流电路 14 实质上是由同步整流元件 SR1 和附加二极管——即寄生二极管 DSR1 的并联电路构成的。此外,在同步整流元件 SR1 的两端连接着由电感器 L_o 和电容器 C_o 串联连接而成的平滑电路 16,在电容器 C_o 的两端产生上述整流电压经平滑处理后形成的输出电压 V_{out} 。

[0080] 进而,在同步整流元件 SR1 的两端并联连接着由辅助开关元件 Q1 和辅助电容器 C1 的串联电路构成的整流辅助电路 22。这里,辅助开关元件 Q1 使用了不具有寄生二极管的晶体管等有源元件。

[0081] 另外,用于驱动主振荡元件 TR1、同步整流元件 SR1 和辅助开关元件 Q1 的控制端子上分别输入了由控制电路 PW2 生成的控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 。控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 是在输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 的基础上进行脉冲宽度调制而生成的。关于控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 的动作,将在后文叙述的开关电源装置 20 的动作说明中进行详细叙述。

[0082] 这样,开关电源装置 20 的结构是,在上述背景技术中的开关电源装置 10 中附加整流辅助电路 22,并进而采用可输出 3 个控制脉冲的控制电路 PW2 取代可输出 2 个控制脉冲

的控制电路 PW1。

[0083] 接着,根据图 2、图 3 来说明该实施方式的开关电源装置 20 的动作。首先,在期间 A 内,控制脉冲 V_{ga} 是高电平,主振荡元件 TR1 接通。另外,控制脉冲 V_{gb} 基本上相对于控制脉冲 V_{ga} 互补地进行接通 / 关断动作,因此,其在该期间内处于低电平状态,同步整流元件 SR1 关断。此外,控制脉冲 V_{gc} 处于高电平状态,辅助开关元件 Q1 接通。因而,如图 3(a) 所示,输入电源 E 向通过主振荡元件 TR1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径中供给电流,在电感器 L_o 中积累起励磁能量。同时,也向穿通过主振荡元件 TR1、辅助开关元件 Q1、辅助电容器 C1 的路径中供给电流 I_{c1} (在图 2 中向下的方向),对辅助电容器 C1 充电。

[0084] 期间 A 内辅助电容器 C1 充电结束后,在期间 B 内,如图 2 所示,控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 保持期间 A 的状态。因而,与期间 A 相同,继续执行输入电源 E 向通过主振荡元件 TR1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径中供给电流,在电感器 L_o 中积累起励磁能量的动作 (图 3(b))。另一方面,辅助开关元件 Q1、辅助电容器 C1 的路径中的电流 I_{c1} 已经完成了充电、辅助电容器 C1 两端达到了与输入电压 V_{in} 大致相等的电压,因此,处于近似零安培的状态。

[0085] 在期间 C 内,如图 2 所示,控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 保持期间 B 的状态,但控制脉冲 V_{gc} 反转为低电平,辅助开关元件 Q1 关断。辅助开关元件 Q1 的关闭是在期间 A 和期间 B 的动作中所说明的辅助电容器 C1 的充电动作完成之后,被设定为后文叙述的期间 D 内主振荡元件 TR1 关闭之前的期间的某个定时。在该定时,辅助开关元件 Q1 的电流 I_{c1} 处于零状态而关闭,因此,不会产生实质性的电气作用,直接继续执行期间 B 的动作 (图 3(c))。此外,通过辅助开关元件 Q1 的关断,使辅助电容器 C1 中积累的电荷得以保持住,其两端电压被保持在与输入电压 V_{in} 大致相等的电压。

[0086] 在期间 D 内,如图 2 所示,控制脉冲 V_{ga} 成为低电平,主振荡元件 TR1 关断,并且,控制脉冲 V_{gb} 反转为高电平,同步整流元件 SR1 开启。另外,控制脉冲 V_{gc} 继续保持低电平,辅助开关元件 Q1 关断。因而,如图 3(d) 所示,电感器 L_o 中产生的反电动势在穿过电容器 C_o 和负载 LD、同步整流元件 SR1 的路径中形成电流,电感器 L_o 中积累的励磁能量被释放出来。这时,同步整流元件 SR1 的导通电阻非常小,因而寄生二极管 DSR1 中没有成为恢复电流的原因的正向电流。

[0087] 在期间 E 内,控制脉冲 V_{ga} 保持低电平、主振荡元件 TR1 保持关断状态,控制脉冲 V_{gb} 变为低电平、同步整流元件 SR1 关闭。另一方面,控制脉冲 V_{gc} 与控制脉冲 V_{gb} 反转为低电平的定时联动,同时或延迟片刻后反转为高电平,辅助开关元件 Q1 接通。从控制脉冲 V_{gb} 反转为低电平开始、直到控制脉冲 V_{gc} 反转为高电平为止的少许延迟是为了同步整流元件 SR1 实质性关断之后辅助开关元件 Q1 实质性接通这一定时不会发生逆转而设置的,是参考同步整流元件 SR1 和辅助开关元件 Q1 的动作速度、以及布线图案中存在的寄生电感和寄生电容来确定的值,在零至 Δt_d 的范围内调整。因而,如图 3(e) 所示,被充电至与输入电压 V_{in} 大致相等的电压的电容器 C1 向通过辅助开关元件 Q1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径中供给电流而放电 (在图 2 中向上的方向)。这时,辅助电容器 C1 具有大于等于规定值的电容量,因此,即使因上述放电而释放出部分电荷,其两端电压仍然保持规定值以上的电压。由此,辅助电容器 C1 会持续进行放电动作,寄生二极管 DSR1 中没有成为恢复电流的原因的正向电流。

[0088] 此外,通过重复上述期间 A ~ E 的动作,将输入电压 V_{in} 变换为预定的输出电压 V_{out} ,向负载供给输出电力。

[0089] 如上述说明,根据开关电源装置 20,在同步整流元件 SR1 关闭后、主振荡元件 TR1 开启之前的期间 E 内,辅助电容器 C1 执行放电动作,因此,寄生二极管 DSR1 中没有正向电流。此外,在没有该正向电流的状态下,主振荡元件 TR1 随后会开启,因此不会出现恢复电流。因而,不会产生由恢复电流引起的电力损失。另外,也抑制了由恢复电流引起的浪涌电压的发生,除此之外,平滑用电感器等的漏感中积蓄的能量也被整流辅助电路 22 吸收并再生,因此,能够减少开关噪声。

[0090] 接着,根据图 4 ~ 图 6 说明本发明的第二实施方式的开关电源装置 30。这里,对与上述开关电源装置 20 相同的结构附以同一标记并省略其说明。如图 4 所示,开关电源装置 30 与开关电源装置 20 结构基本相同,不同点在于,其设置了整流辅助电路 32,用以取代整流辅助电路 22。

[0091] 整流辅助电路 32 是在上述整流辅助电路 22 的辅助电容器 C1 中串联插入了时间常数切换电路 34 而构成的。时间常数切换电路 34 由电阻 R1 和二极管 D1 的串联电路、以及与该串联电路并联连接的电阻 R2 构成,二极管 D1 配置为可以朝着电感器 L_o 产生正向电流的方向。这里,电阻 R1 设定为与电阻 R2 相比充分小的电阻值。此外,也可以采用将电阻 R1 短路去除的结构。

[0092] 接着,根据图 5、图 6 来说明开关电源装置 30 的动作。控制电路 PW2 所生成的控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 的电平变化的定时与开关电源装置 20 中的控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 的定时相同。因而,如图 5 所示,开关电源装置 30 的动作状态也同样可以分解为期间 A ~ E。其中新附加的时间常数切换电路 34 在辅助电容器 C1 中出现电流的期间——即期间 A、E 内发挥作用。

[0093] 在期间 A 内,如图 6(a) 所示,输入电源 E 向通过主振荡元件 TR1、辅助开关元件 Q1、时间常数切换电路 34、辅助电容器 C1 的路径中供给电流 I_{c1} ,对辅助电容器 C1 进行充电。此外,电流 I_{c1} 在通过时间常数切换电路 34 时受到二极管 D1 的阻拦而不流过电阻 R1,全部流向电阻 R2。亦即,包含该辅助电容器 C1 的电流路径的时间常数基本上是由电阻 R2 和辅助电容器 C1 决定的。

[0094] 因而,例如如果将电阻 R2 的电阻值设定为相对较大的值,就能够降低期间 A 内的电流 I_{c1d} 峰值,能够减轻主振荡元件 TR1 的电流应力。此外,如果将电阻 R2 的电阻值设定为很大的值,则辅助电容器 C1 完成充电所需的时间(期间 A)就会延长,如果在辅助开关元件 Q1 关闭前辅助电容器 C1 能够完成充电,那就没有什么危害。

[0095] 期间 B、C、D 的各期间的动作与开关电源装置 20 相同,因此省略其说明。

[0096] 在期间 E 内,如图 6(b) 所示,已被充电至与输入电压 V_{in} 大致相等的电压的电容器 C1 向通过时间常数切换电路 34、辅助开关元件 Q1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径中供给放电电流。这里,电阻 R1 被设定为与电阻 R2 相比充分小的电阻值,因此,电流 I_{c1} 在通过时间常数切换电路 34 时,基本上不会流经电阻 R1。

[0097] 如上所述,就该实施方式的开关电源装置 30 而言,由于其中附加了相应于电流方向而切换包含辅助电容器 C1 的电流路径的时间常数时间的常数切换电路 34,因此,能够防止寄生二极管 DSR1 中产生正向电流、从而阻止恢复电流的发生,并且,能够减轻施加在主

振荡元件 TR1 等之上的电流应力。

[0098] 接着,根据图 7、图 8 说明本发明的第三实施方式的开关电源装置 40。这里,对与上述开关电源装置 30 相同的结构附以同一标记并省略其说明。如图 7 所示,开关电源装置 40 与开关电源装置 30 结构基本相同,不同点在于,其设置了整流辅助电路 42,用以取代整流辅助电路 32。

[0099] 整流辅助电路 42 具备辅助开关元件 Q1、时间常数切换电路 34、辅助电容器 C1 的串联电路,并进一步在辅助开关元件 Q1 的两端并联连接着辅助二极管 DQ1,辅助二极管 DQ1 设置为可以使电流从主振荡元件 TR1 流向辅助电容器 C1 的方向。这里,辅助开关元件 Q1 使用例如 Nch-FET、辅助二极管 DQ1 使用在该 Nch-FET 的漏极 / 源极之间形成的寄生二极管构成。

[0100] 接着,根据图 8 来说明开关电源装置 40 的动作。开关电源装置 40 的动作状态如图 8 所示,可以分解为期间 A、C、D、E。其动作与开关电源装置 30 的不同之处在于期间 A。另外,其中不存在与开关电源装置 30 中的期间 B 相当的动作状态。

[0101] 以控制脉冲 V_{gc} 从高电平反转为低电平的定时为界,可以将期间 A 进一步分解为期间 A1 和期间 A2。期间 A1 是与所述开关电源装置 30 中的期间 A 相同的动作状态,如图 6(a) 所示,输入电源 E 向通过主振荡元件 TR1、辅助开关元件 Q1、时间常数切换电路 34、辅助电容器 C1 的路径中供给电流 I_{c1} ,对辅助电容器 C1 进行充电。继而,在电容器 C1 正在充电的中途,期间 A1 结束。

[0102] 控制脉冲 V_{gc} 从高电平反转为低电平、进入期间 A2 后,辅助开关元件 Q1 关断。但是,与辅助开关元件 Q1 并联连接的辅助二极管 DQ1 导通,电容器 C1 被继续充电。

[0103] 亦即,该实施方式的开关电源装置 40 中的期间 A 内的动作与上述第二实施方式的开关电源装置 30 的期间 A 的动作相比,不同之处在于,电容器 C1 的充电电流的路径在充电中途从辅助开关元件 Q1 切换为辅助二极管 DQ1,而在抑制恢复电流的电气作用方面则完全相同。

[0104] 但是,就第二实施方式的开关电源装置 30 而言,由于其不具备辅助二极管 DQ1,因此,在从期间 E 开始、直到电容器 C1 开始充电并完成充电为止的期间 A 内,必须在比较长的期间内使控制脉冲 V_{gc} 保持高电平。与此不同,在开关电源装置 40 中,只要在至少超过期间 E 的极短时间——即 Δt_c 内使控制脉冲 V_{gc} 保持高电平即可,而且其反转为低电平的定时也不需要非常严格,因此,能够简化控制电路 PW2 中与辅助开关元件 Q1 的驱动相关的电路部分的结构。

[0105] 期间 C、D、E 的各期间内的动作与开关电源装置 30 相同,因此省略其说明。

[0106] 如以上所述,开关电源装置 40 是对开关电源装置 30 进一步加以改善而成的,其在辅助开关元件 Q1 的两端附加了辅助二极管 DQ1,因此,能够简化控制电路 PW2 内部的电路结构。

[0107] 接着,根据图 9、图 10 说明本发明的第四实施方式的开关电源装置 50。这里,对与上述开关电源装置 40 相同的结构附以同一标记并省略其说明。如图 9 所示,开关电源装置 50 与开关电源装置 40 结构基本相同,不同点在于,其设置了控制电路 PW3,用以取代控制电路 PW2。

[0108] 控制电路 PW3,对于生成控制脉冲 V_{ga} 、 V_{gb} 的动作,特征在于其从同步整流元件

SR1 关闭开始、直到主振荡元件 TR1 开启为止的延迟时间 Δt_d 的设定方法。另外,对于生成控制脉冲 V_{gc} 的动作,辅助开关元件关闭的定时与控制电路 PW2 不同。关于控制电路 PW3 的动作,将在开关电源装置 50 的动作说明中进行详细叙述。

[0109] 另外,在图 9 的电路图中,为了说明控制电路 PW3 的使用效果,图中示出了使用了 Nch-FET 的主振荡元件 TR1 的半导体芯片内部所存在的电容分量——即电容器 C2。此外,该电容器 C2 也可以是用于吸收施加在主振荡元件 TR1 上的浪涌电压而并联连接的电容器。

[0110] 接着,根据图 10、图 11 来说明开关电源装置 50 的动作。开关电源装置 50 的动作状态如图 10 所示,可以分解为期间 A、C、D、E。其动作与开关电源装置 40 的不同之处在于期间 E。因此,这里省略期间 A、C、D 的各期间的说明,专注于说明期间 E 的动作。

[0111] 在期间 E 内,如图 11 所示,已被充电至与输入电压 V_{in} 大致相等的电压的电容器 C1 向通过时间常数切换电路 34、辅助开关元件 Q1、电感器 L_o 、电容器 C_o 和负载 LD 的路径中供给放电电流。这与开关电源装置 40 中的期间 E 内的动作相同。在开关电源装置 50 中,电容器 C1 进一步也向通过时间常数切换电路 34、辅助开关元件 Q1、主振荡元件 TR1 的电容器 C2、输入电源 E 的路径中供给放电电流。此外,电容器 C2 两端的电压 V_{c2} 随着该放电电流和电流路径所具有的预定的时间常数而下降。

[0112] 该实施方式的控制电路 PW3,从同步整流元件 SR1 开启开始、直到主振荡元件 TR1 开启为止的延迟时间 Δt_d 被设定为电压 V_{c2} 下降到预定的低电压值所需的时间(优选是下降到小于等于输入电压 V_{in} 所需的时间,更优选是下降到尽可能地接近零伏所需的时间)。因而,电压 V_{c2} 下降到充分低的电压值之后,电容器 C2 的两端就会被主振荡元件 TR1 短路,因此,可以大幅度减少放电损失。特别地,如果将延迟时间 Δt_d 设定为电压 V_{c2} 下降到零伏所需的时间,就可以消除电容器 C2 的放电损失。

[0113] 该放电损失会随着开关频率的提高而变得更加显著,因此成为导致现有的开关电源装置中效率下降的原因;而通过使用上述控制电路 PW3,这一问题得以解决。

[0114] 如以上所述,开关电源装置 50 是对开关电源装置 40 进一步加以改善而成的,控制电路 PW3 通过适当地设定延迟时间 Δt_d 可以大幅度减少电容器 C2 的放电损失,能够有助于实现开关电源装置的高效化、小型化。

[0115] 接着,根据图 12~图 15 说明本发明的其他实施方式。这里,对与上述开关电源装置 50 相同的结构附以同一标记并省略其说明。图 12 是第五实施方式的升压斩波方式的开关电源装置。图 13 是第六实施方式的极性反转升降压斩波方式的开关电源装置。图 14 是第七实施方式的单端正激方式开关电源装置。此外,图 15 是第八实施方式的回扫方式的开关电源装置。上述第五~第八实施方式的开关电源装置都具备控制电路 PW3,并具有与同步整流元件 SR1 和寄生二极管 DSR1 并联地连接着整流辅助电路 42 的结构。此外,上述第五~第八实施方式的开关电源装置都与上述开关电源装置 50 同样地能够实现对寄生二极管 DSR1 的恢复电流的抑制等的作用效果。

[0116] 此外,本发明并不限于上述实施方式。同步整流元件也可以是不具有寄生二极管的其他半导体开关元件,整流电路中也可以另行附加与上述实施方式的寄生二极管 DQ1 相当的二极管元件而构成。

[0117] 控制电路并不限于执行根据输出电压 V_{out} 生成控制脉冲的动作。例如,也可以根据输出电流、输出电力、温度等执行动作,可以根据开关电源装置的用途或使用状态而自由

地进行选择。

[0118] 另外,控制电路与同步整流元件的关闭和所述辅助开关元件的开启联动执行的定时只要处在能够发挥本发明的目的的效果的期间内即可,实质上也可以是具有有一定程度的定时范围。进而,主振荡元件 TR1、同步整流元件 SR1、辅助开关元件 Q1 以外的开关元件也可以是同时控制的元件,例如,以与有源箝位用开关元件或主振荡元件相同的相位接通 / 关断的同步整流元件等也可以统一进行控制。控制脉冲也可以采用除脉冲宽度调制之外的频率调制方式进行调制。

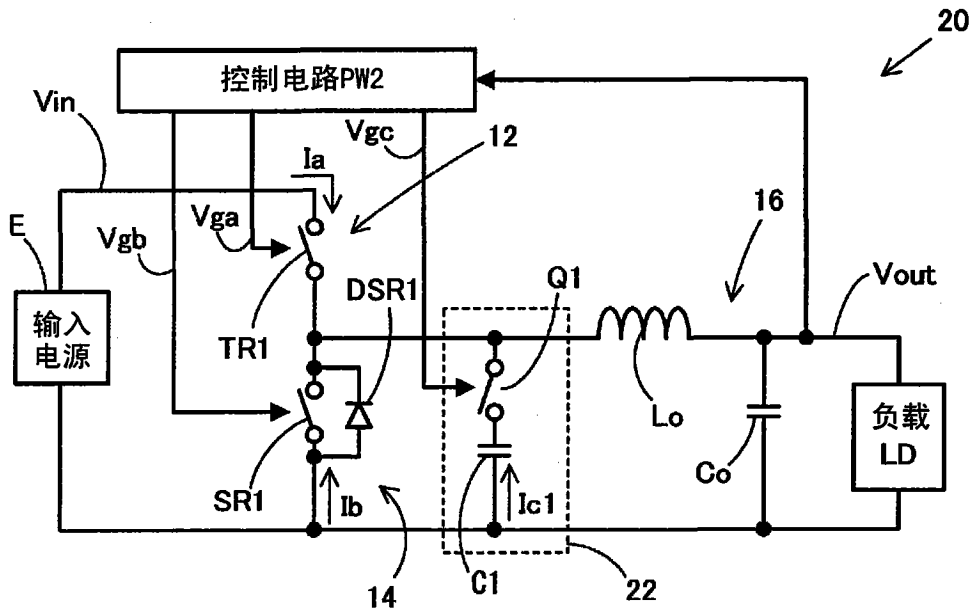


图 1

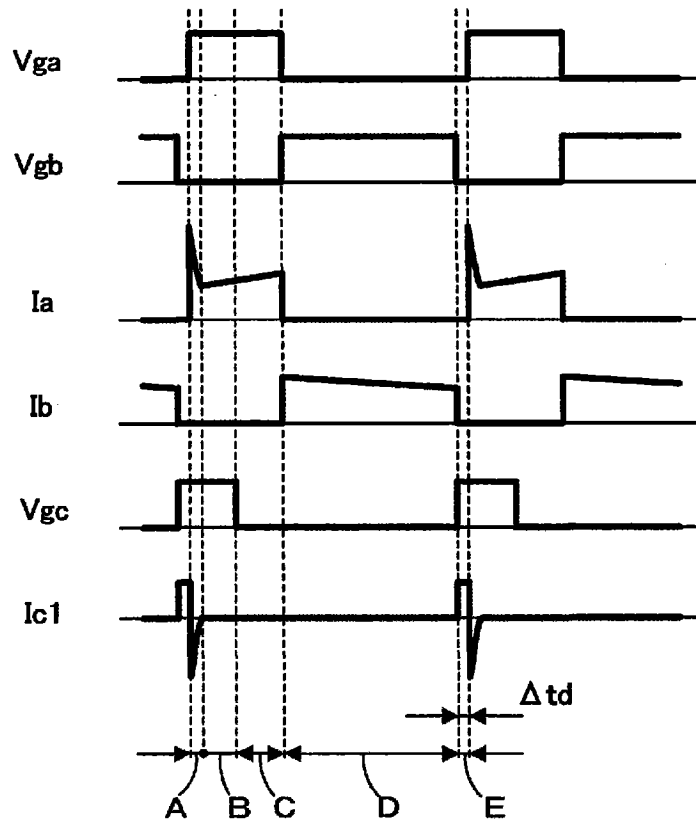


图 2

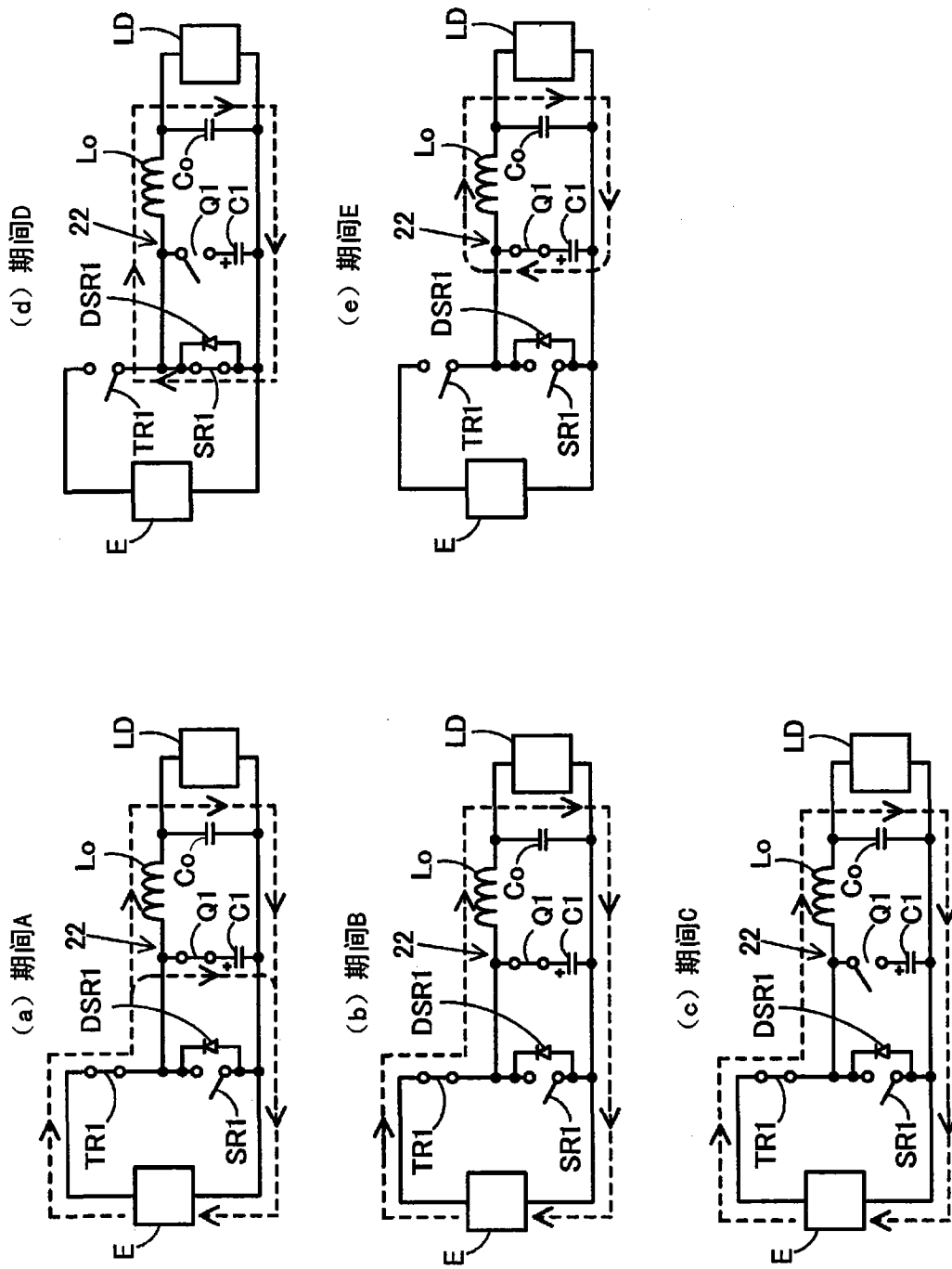


图 3

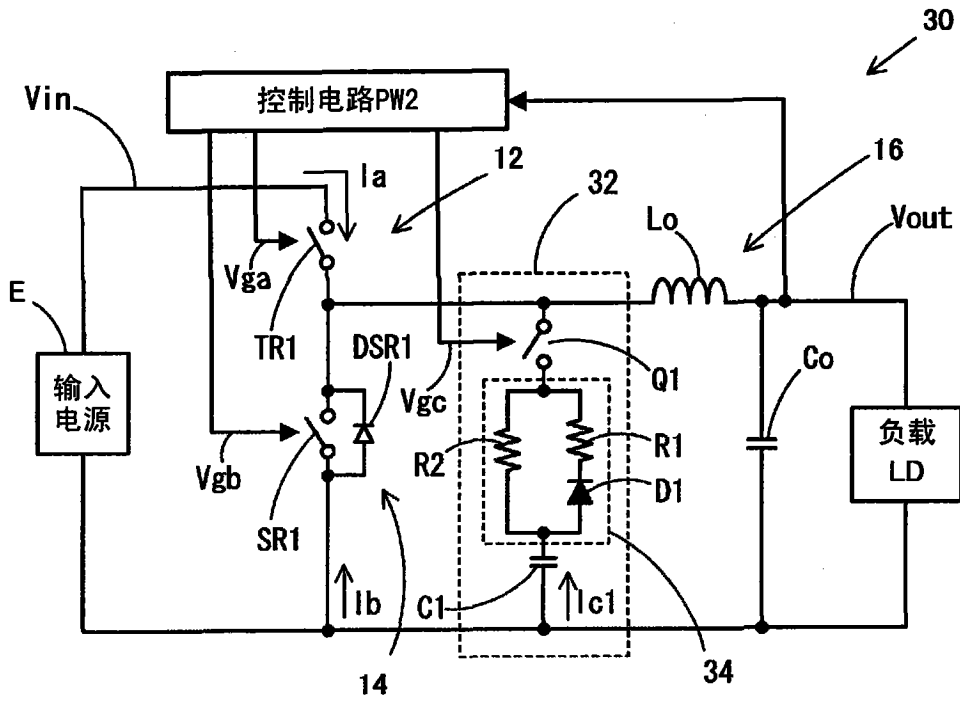


图 4

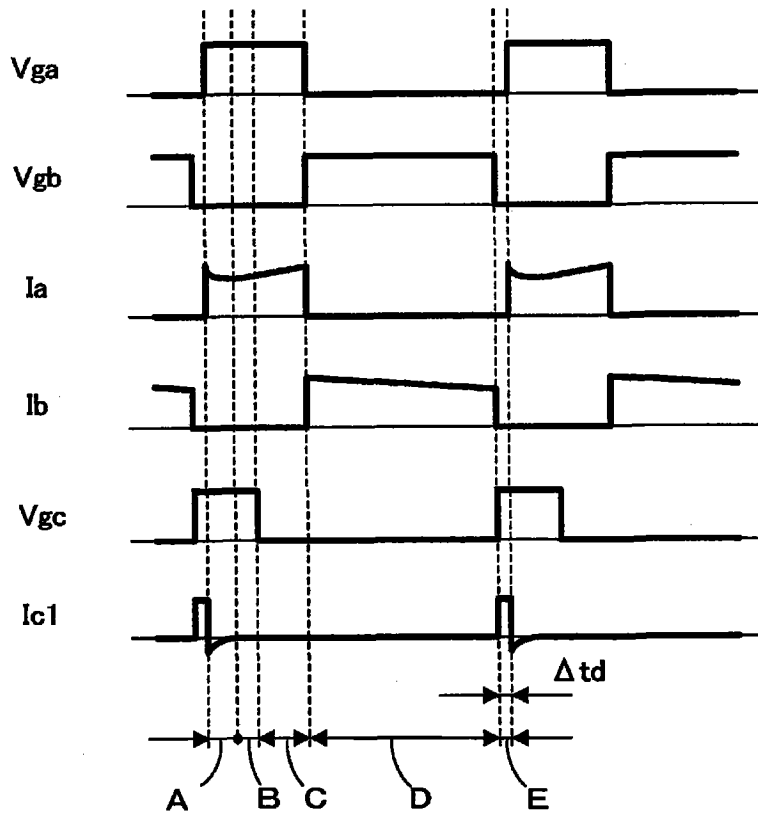


图 5

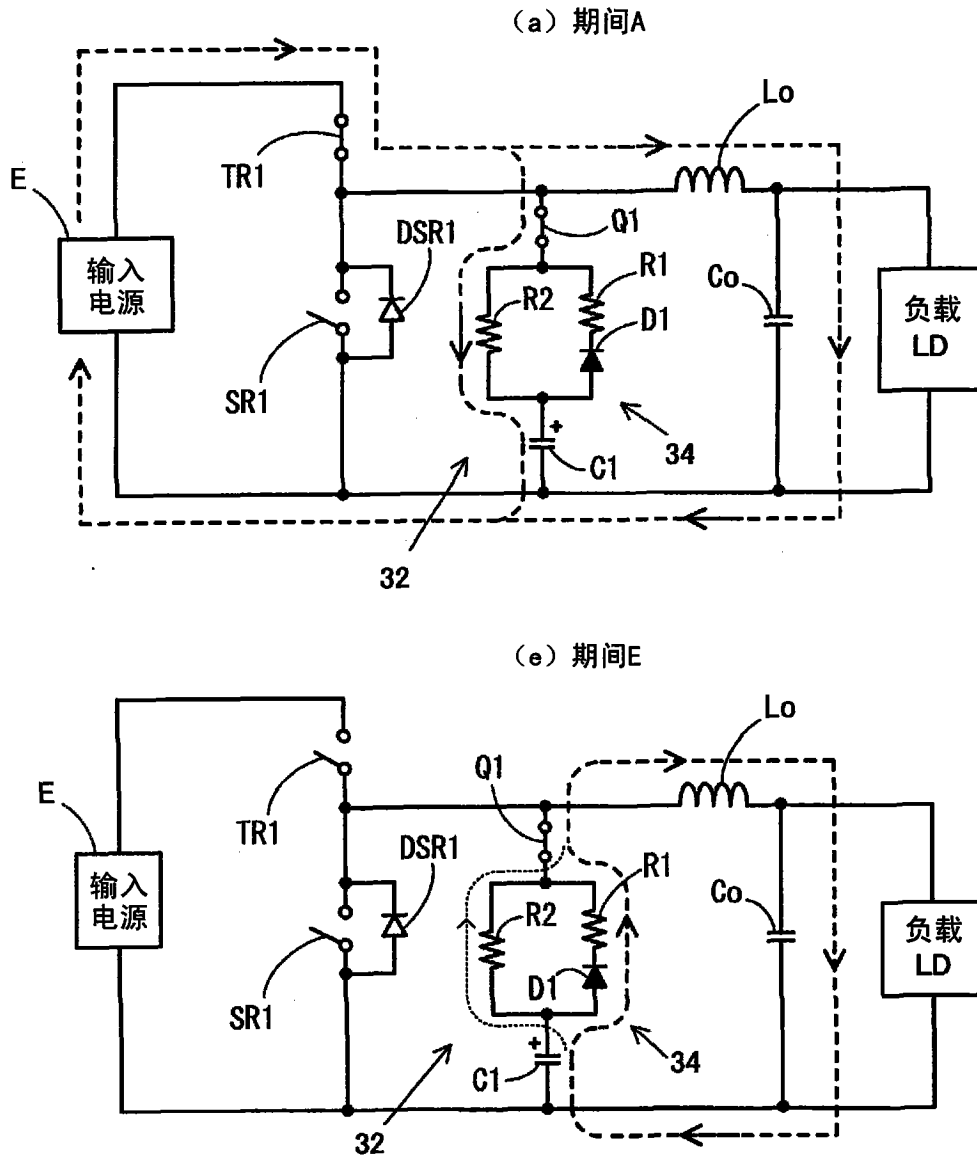


图 6

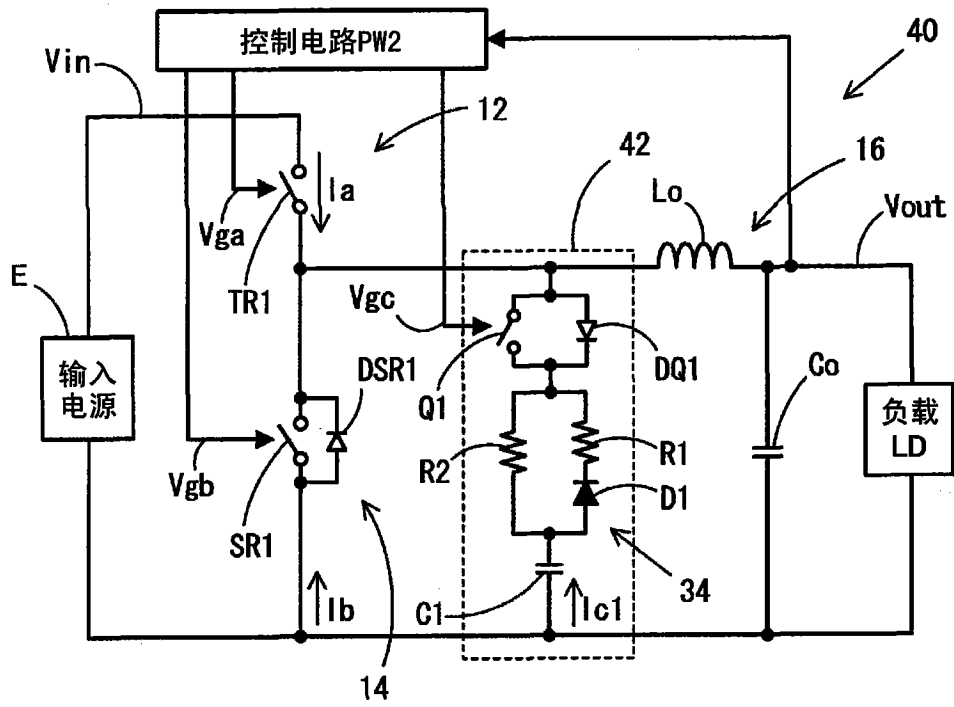


图 7

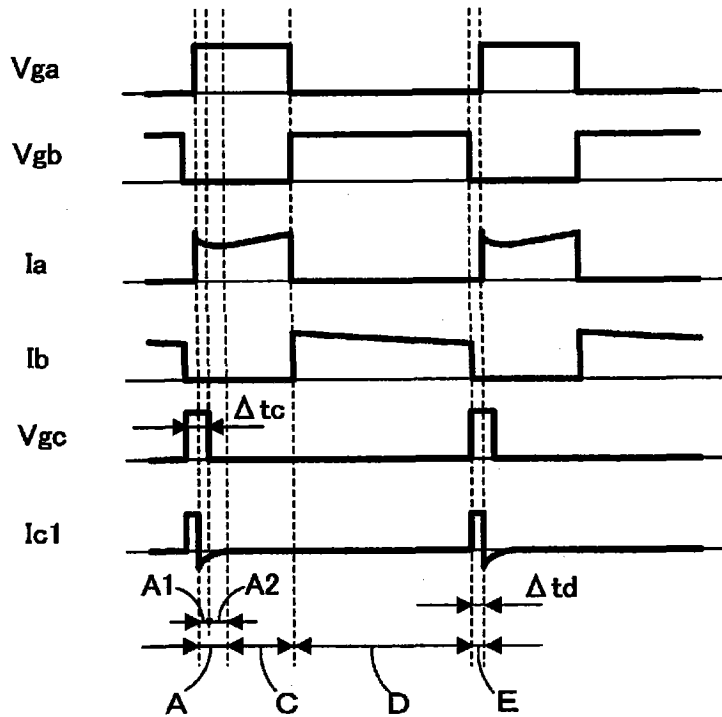


图 8

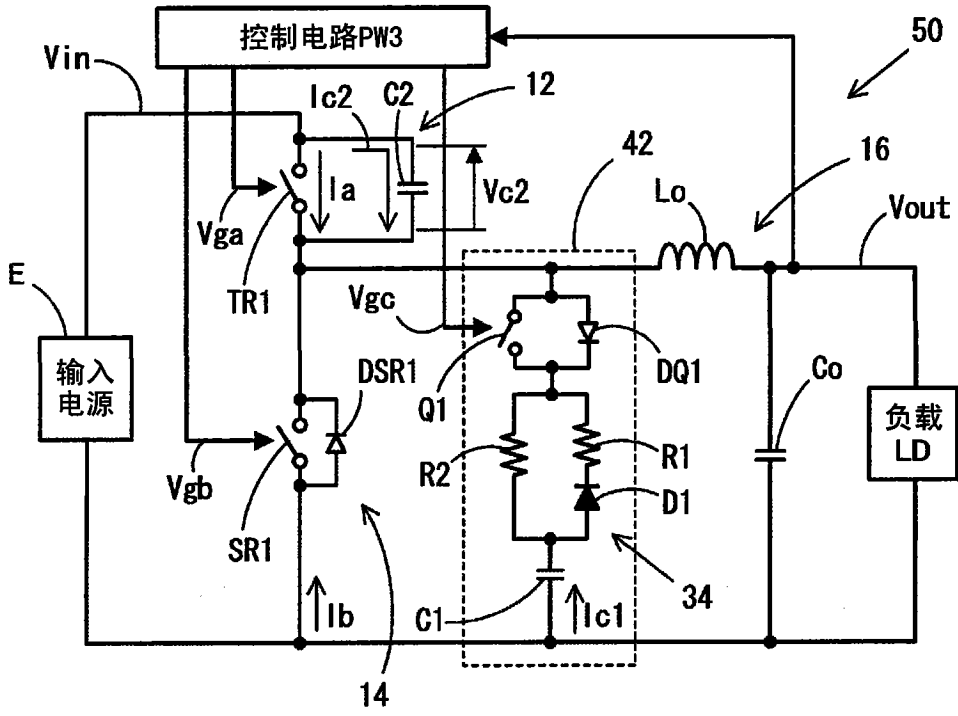


图 9

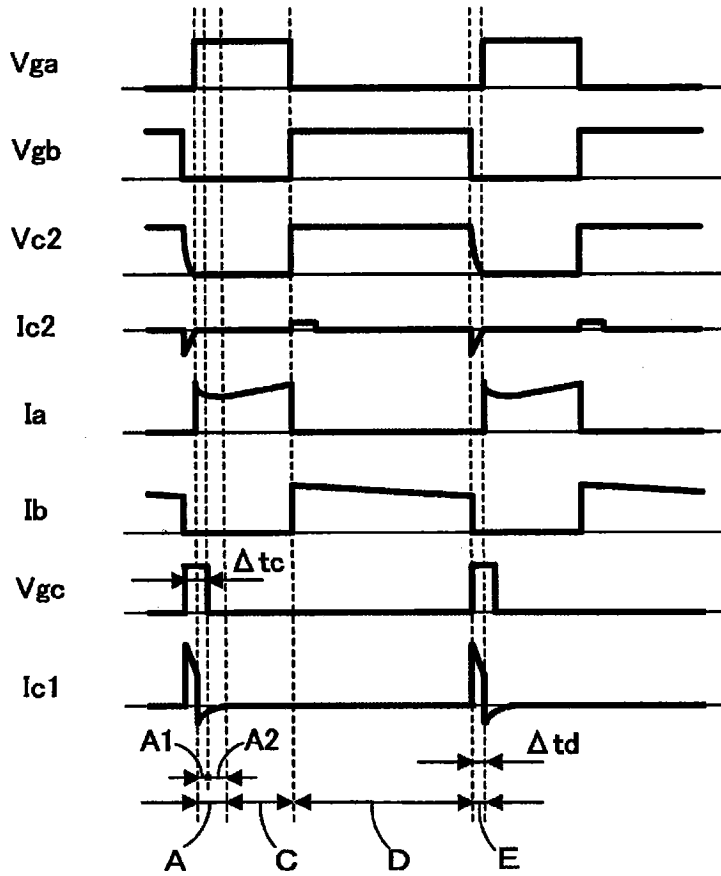


图 10

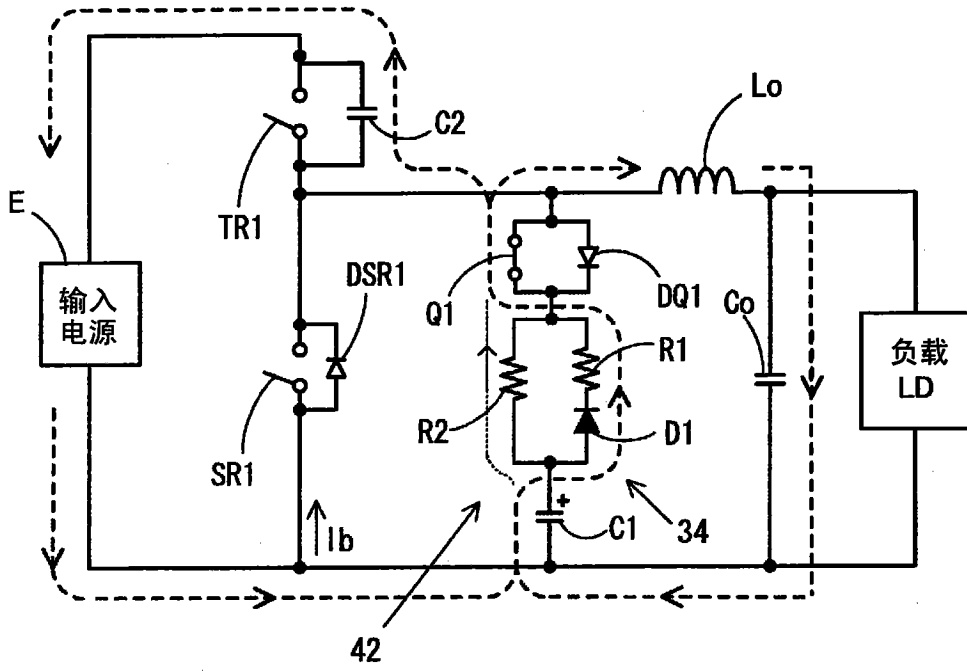


图 11

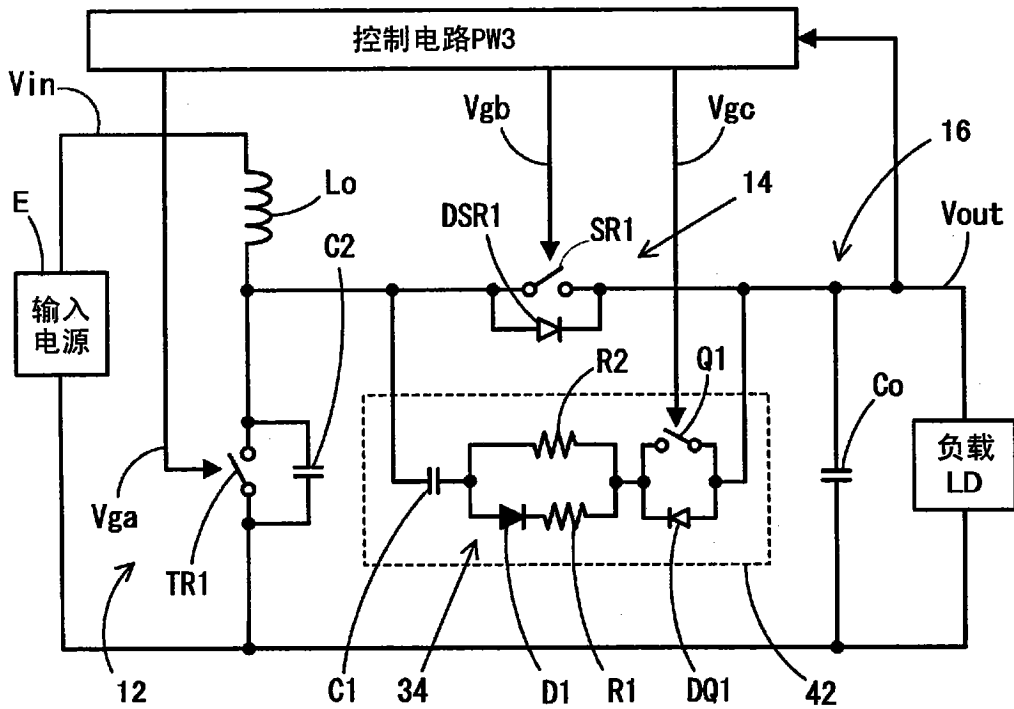


图 12

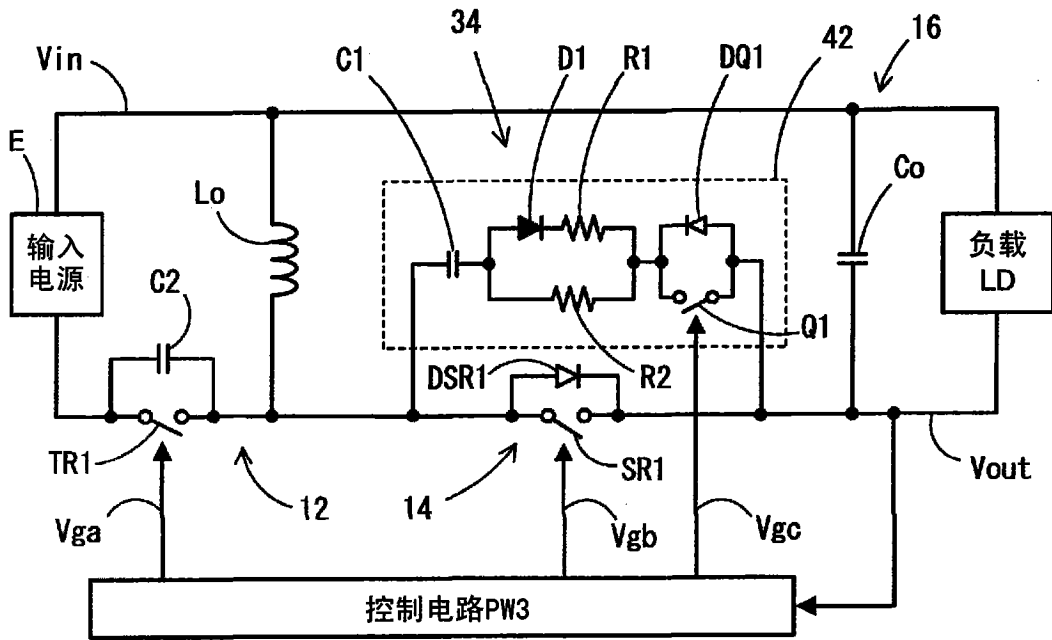


图 13

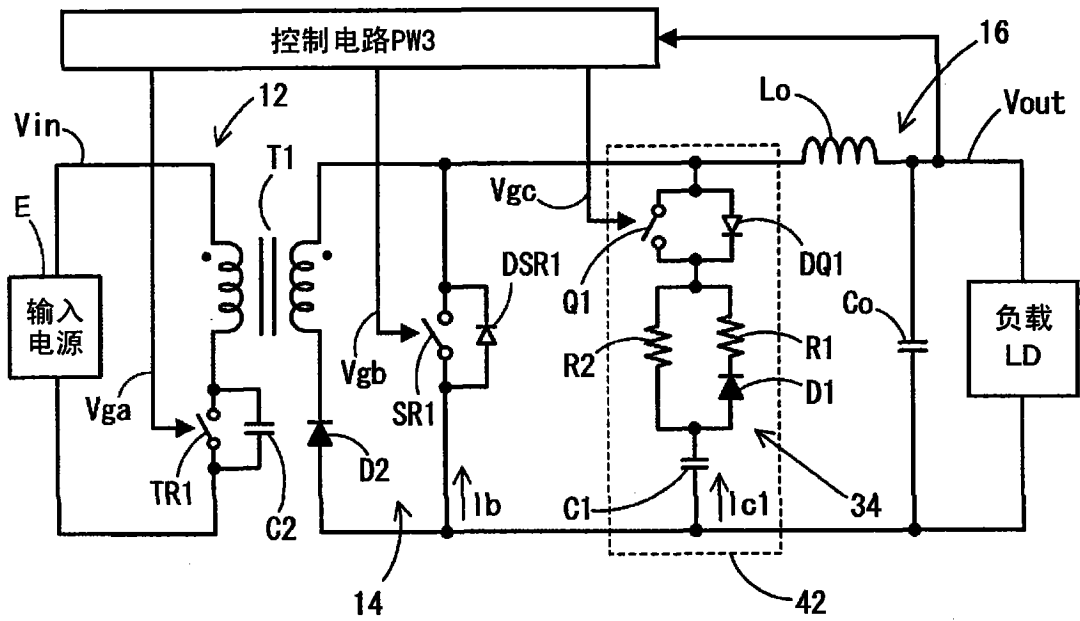


图 14

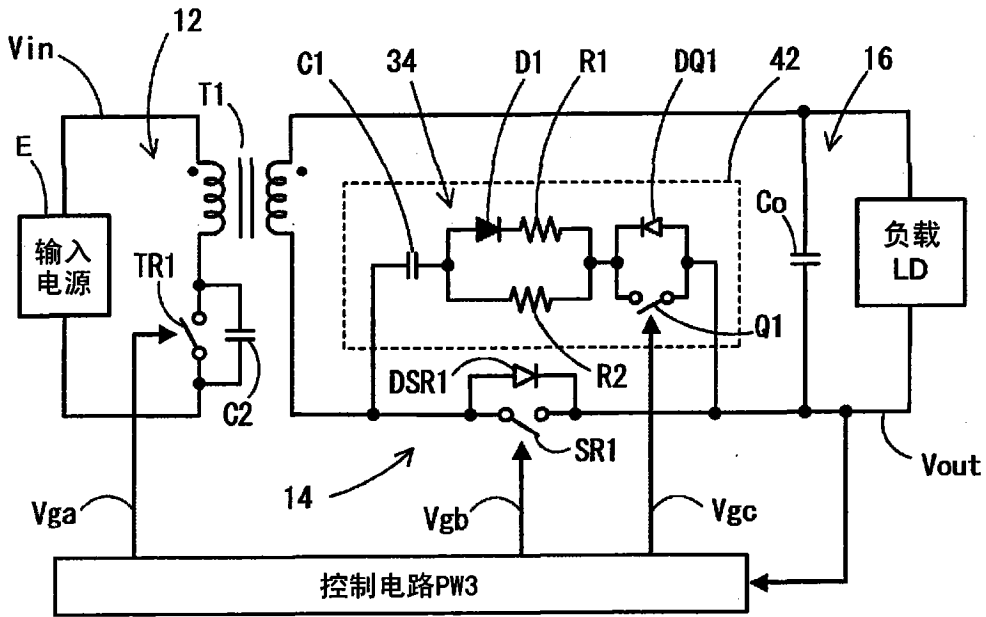


图 15

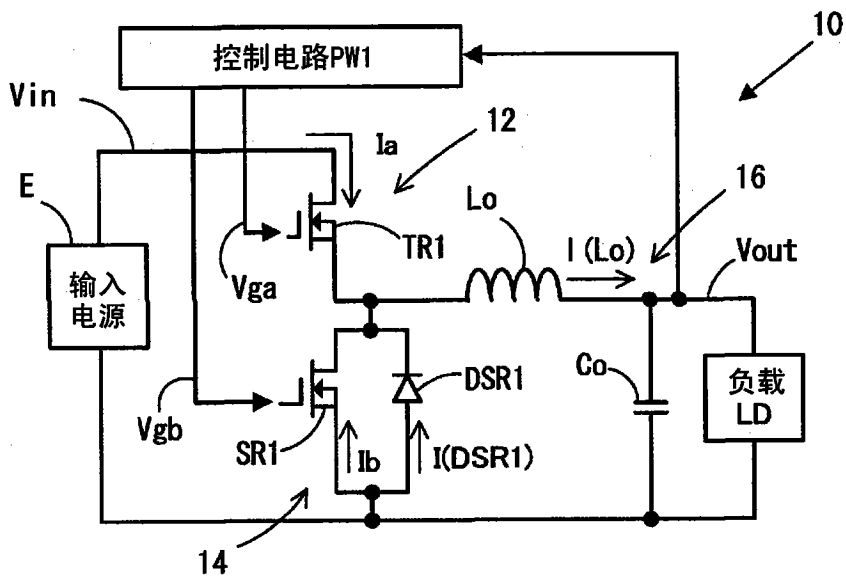


图 16

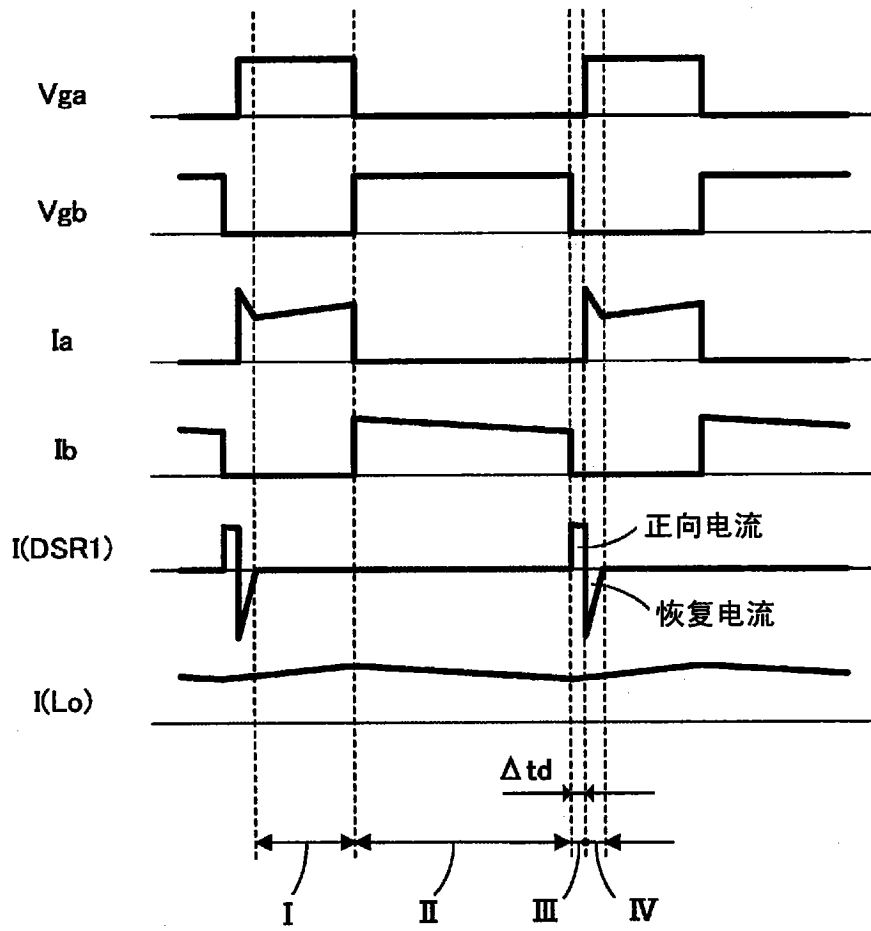


图 17

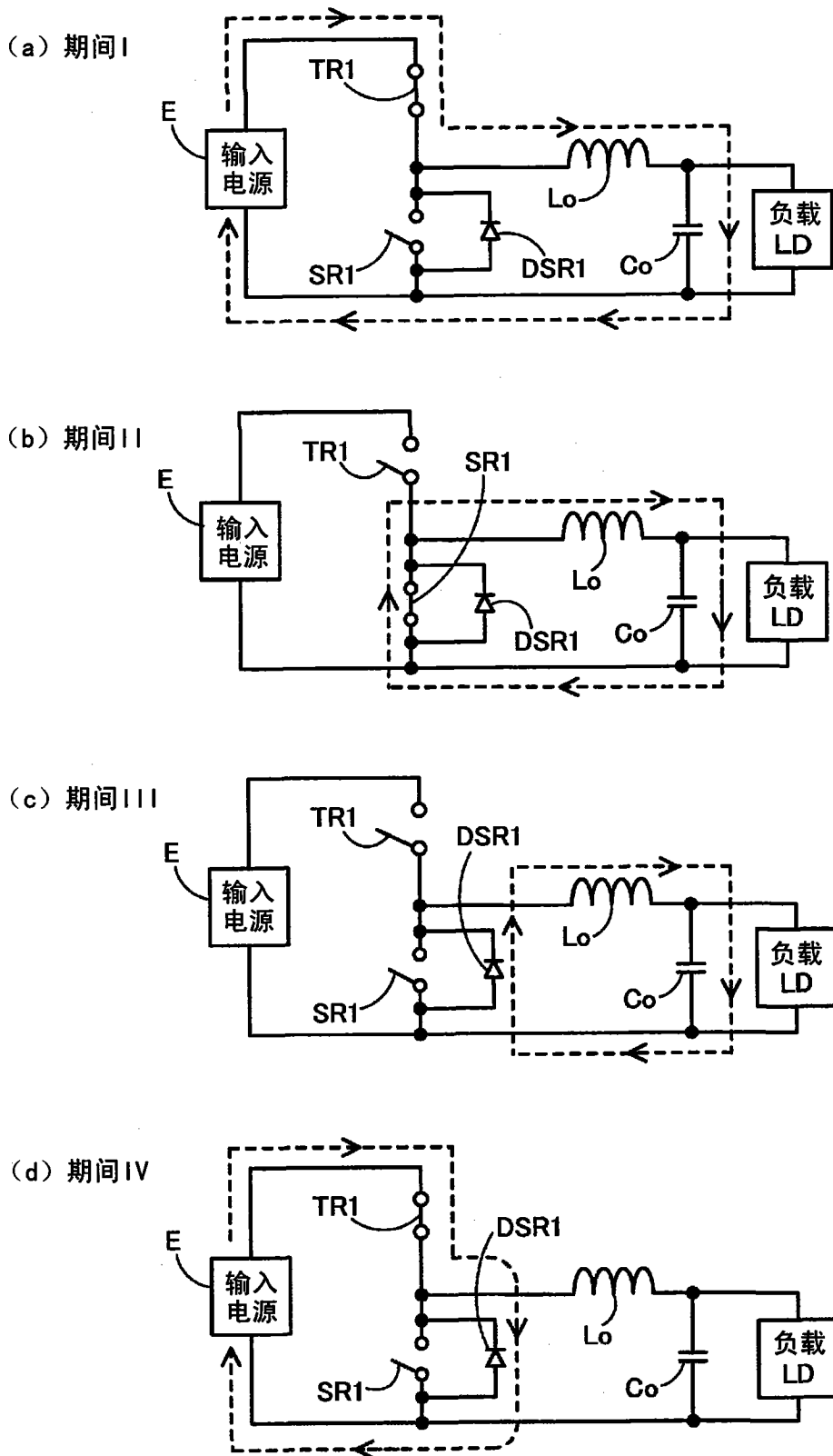


图 18

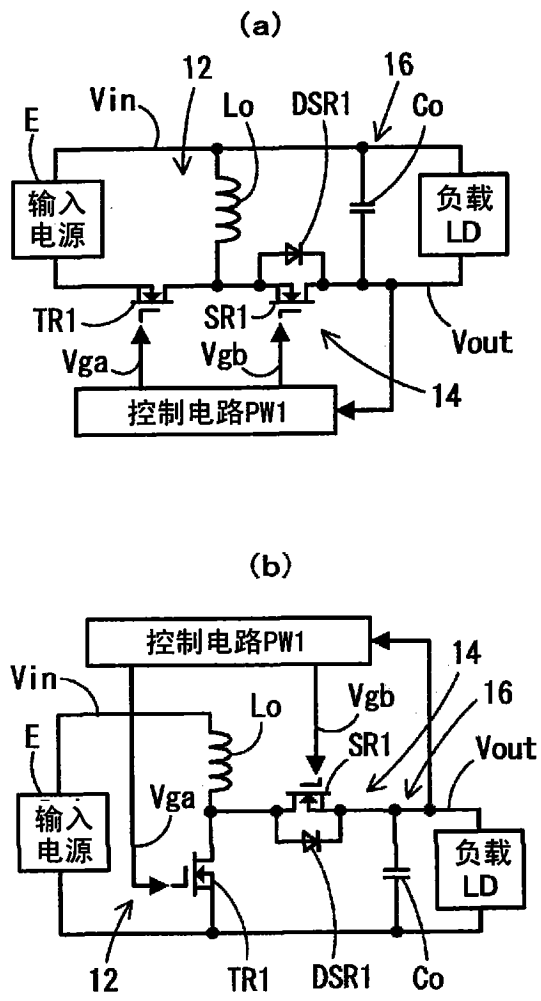


图 19

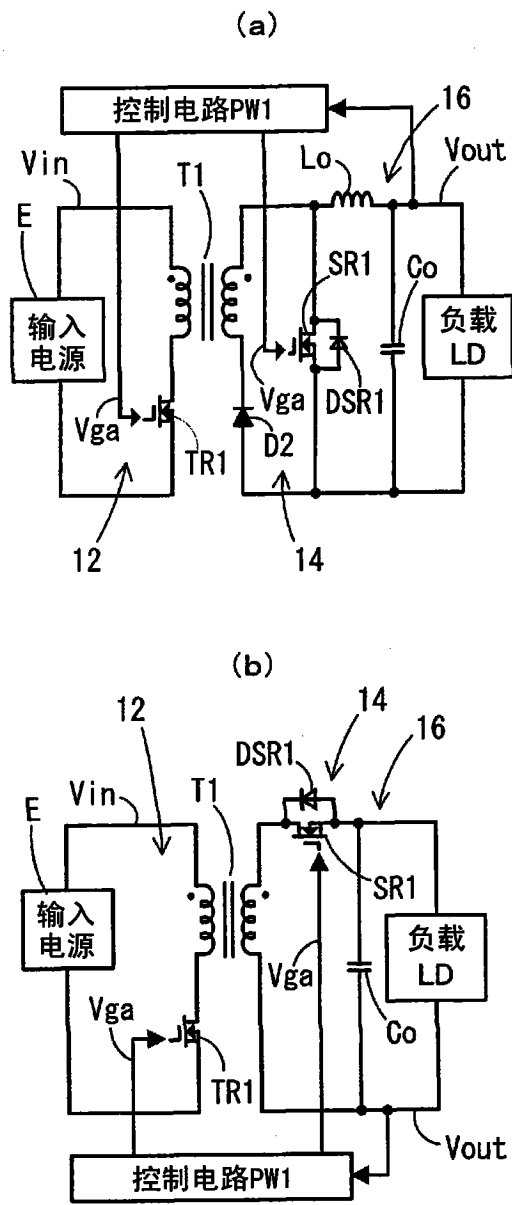


图 20