



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102044971 B

(45) 授权公告日 2015. 04. 15

(21) 申请号 201010124062. 5

第 44 行至第 6 栏第 35 行及附图 1-2.

(22) 申请日 2010. 03. 01

审查员 郭星

(30) 优先权数据

2009-237064 2009. 10. 14 JP

(73) 专利权人 SMK 株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 恰井俊裕

(74) 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司 11243

代理人 许静

(51) Int. Cl.

H02M 3/338(2006. 01)

(56) 对比文件

EP 1489732 A2, 2004. 12. 22, 全文.

US 6314004 B1, 2001. 11. 06, 说明书第 2 栏

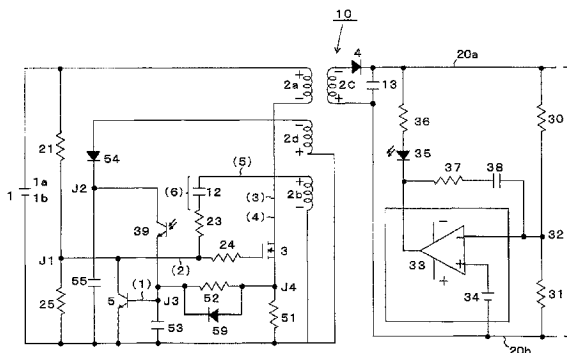
权利要求书2页 说明书14页 附图11页

(54) 发明名称

自激式开关电源电路

(57) 摘要

本发明提供一种迅速响应一次线圈电流的上升,容易进行恒压控制,而且在无负载或连接轻负载时进行间歇振荡动作,抑制电力损失的自激式开关电源电路。在流过一次线圈电流的分流电阻和驱动元件的控制端子间,与放电电阻并联地连接以从分流电阻到控制端子方向为正方向的开关二极管,在振荡用场效应晶体管的导通动作期间中,通过一次线圈电流的上升,驱动元件快速地对振荡用场效应晶体管进行截止控制,并且在无负载或连接轻负载时,使用高电阻值的放电电阻,减慢从连接在驱动元件的控制端子上的控制用电容器的放电速度,延长截止动作期间。



1. 一种自激式开关电源电路,其具备:

变压器,其具有一次线圈、二次输出线圈和至少一个以上的反馈线圈;

振荡用场效应晶体管,其与一次线圈串联地连接在直流电源上,在栅极电压在阈值电压 V_{TH} 以上的期间进行导通动作;

启动用电阻,其连接在直流电源的高压侧端子和振荡用场效应晶体管的栅极间;

导通驱动电路,其由在反馈线圈和振荡用场效应晶体管的栅极间串联连接的反馈电容器以及反馈电阻构成;

驱动元件,其连接在振荡用场效应晶体管的栅极和直流电源的低压侧端子间,在控制端子电压在动作电压以上的期间栅极和低压侧端子间导通,使振荡用场效应晶体管进行截止动作;

分流电阻,其连接在振荡用场效应晶体管和低压侧端子间;

放电电阻,其连接在振荡用场效应晶体管和分流电阻的连接点与驱动元件的控制端子间;

控制用电容器,其直接地连接在驱动元件的控制端子和低压侧端子间,没有任何元件与所述控制用电容器并联,在导通动作期间中由一次线圈的励磁电流所流过的分流电阻的电压充电,将控制端子电压拉升到动作电压以上,在截止动作期间中仅经由放电电阻和分流电阻被放电,使控制端子电压降低到不足动作电压;以及

恒压控制电路,其对在变压器的二次输出线圈中产生的反激电压进行整流滤波后的输出电压与预定的设定电压进行比较,根据输出电压超过设定电压时的输出电压与设定电压的差电压,使从产生反激电压的变压器的某个线圈或由反激电压充电的驱动用电容器对控制用电容器充电的充电电流流过,

在振荡用场效应晶体管导通后输出电压超过设定电压的期间,在施加了一次线圈的励磁电流所流过的分流电阻的电压的控制端子上,施加驱动用电容器的充电电压,对驱动元件使振荡用场效应晶体管截止前的导通动作期间进行缩短控制,

在振荡用场效应晶体管截止后输出电压超过设定电压的期间,从产生反激电压的变压器的某个线圈或驱动用电容器对控制用电容器充电,将控制端子电压维持在动作电压以上,并阻止振荡用场效应晶体管的导通,由此对截止动作期间进行延长控制,

该自激式开关电源电路,

在振荡用场效应晶体管和分流电阻的连接点与驱动元件的控制端子间,与放电电阻并联地连接了以从所述连接点到控制端子方向作为正方向的开关二极管,由在分流电阻的振荡用场效应晶体管侧的电压,通过开关二极管对控制用电容器充电,而不会施加于除了所述驱动元件的控制端子和所述控制用电容器之外,并且在导通动作期间中一次线圈的所述电流流过开关二极管。

2. 根据权利要求 1 所述的自激式开关电源电路,其特征在于,

设定放电电阻的电阻值,使得在二次输出线圈上连接了额定消耗功率的负载的状态下,从二次输出线圈释放出在变压器中积蓄的能量,当自由振荡的反馈线圈的电压达到最初的极大值时,控制用电容器的充电电压小于动作电压。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的自激式开关电源电路,其特征在于,

驱动元件是使集电极与振荡用场效应晶体管的栅极连接、使发射极与低压侧端子连

接、使基极与控制端子连接的 NPN 型晶体管，

在截止动作期间中，由在变压器的反馈线圈中产生的反激电压充电的反馈电容器，由在开关二极管和 NPN 型晶体管的基极、集电极间流过的充电电流充电。

自激式开关电源电路

技术领域

[0001] 本发明涉及对输出电压进行恒压控制的反激型自激式开关电源电路,更详细来说,涉及在输出上无负载或连接了轻负载时转移到间歇振荡动作的自激式开关电源电路。

背景技术

[0002] 开关电源电路作为稳定化电源被应用于电池充电器或 AC 适配器等中。若大致区分开关元件的驱动方式(开关方式),则分为自激振荡方式和他激振荡方式,自激振荡方式,是将变压器等的电感部件的反馈线圈中表现的电压作为驱动信号,正反馈到开关元件的控制端子来进行振荡动作的方式。

[0003] 作为稳定化电源,为与在输出侧上连接的负载的大小无关使输出电压稳定在预定的设定电压,以往比较变压器的二次侧输出线间的输出电压和设定电压,为使其差电压消失而控制在一次侧一次振荡动作中的变压器中流过励磁电流的时间(导通动作期间),来进行输出电压的恒压控制(例如专利文献 1)。

[0004] 以下,使用图 8 至图 11 说明这种现有的自激式开关电源电路 100。图中,1 是电压有可能变化的不稳定的直流电源,1a 是其高压侧端子,1b 是低压侧端子。另外,2a 是变压器 2 的一次线圈,2c 是变压器 2 的二次输出线圈,2b、2d 是在变压器 2 的一次侧设置的第一反馈线圈和第二反馈线圈,第一反馈线圈 2b 以与一次线圈 2a 相同的方向缠绕,第二反馈线圈 2d 以与一次线圈 2a 相反的方向缠绕。

[0005] 3 是振荡用场效应晶体管(以下记为 FET)。21 是在电路启动时为了对该 FET3 的栅极提供正向偏置(换言之,阈值电压 V_{th} 以上的栅极电压)所使用的启动用电阻,与启动用电阻 21 串联连接的电阻 25,是相对于启动用电阻 21 较小的电阻值,由此,在两者的连接点 J1 对直流电源 1 的电压进行分压,并输出较低的直流电压的情况下,电路不启动。

[0006] 12 是与反馈电阻 23 一起构成导通驱动电路,在反馈线圈 2b 和 FET3 的栅极之间串联连接的反馈电容器,24 是用于阻止向栅极的过大输入的电阻,5 是将集电极与 FET3 的栅极连接、将发射极与低压侧端子 1b 连接的截止控制晶体管。

[0007] 第二反馈线圈 2d 的一侧,经由串联连接的整流二极管 54 和驱动用电容器 55 与直流电源 1 的低压侧端子 1b 连接,另外,另一侧直接与直流电源 1 的低压侧端子 1b 连接,由此形成了闭环。以驱动用电容器 55 的充电方向作为正方向来配置整流二极管 54,由此,通过在第二反馈线圈 2d 中产生的反激电压对驱动用电容器 55 充电。

[0008] 整流二极管 54 和驱动用电容器 55 的连接点 J2,经由光耦合器受光元件 39 与截止控制晶体管 5 的基极 J3 连接,在基极 J3 和低压侧端子 1b 之间连接了控制用电容器 53。

[0009] 截止控制晶体管 5 的基极 J3,经由充放电电阻 50 也连接到 FET3 和分流电阻 51 的连接点,通过一次线圈电流流过分流电阻 51 而引起的分流电阻 51 中的电压对截止控制晶体管 5 充电,当基极 J3 的基极电压达到截止控制晶体管 5 的动作电压时,截止控制晶体管 5 的集电极、发射极间导通。

[0010] 光耦合器受光元件 39 与变压器 2 的二次侧的光耦合器发光元件 35 光耦合来工

作,当接收到来自光耦合器发光元件 35 的光时,从连接点 J2 向 J3 流过与其受光量成比例的电流。

[0011] 在二次输出线圈 2c 侧表示的 4 和 13 分别是构成整流滤波电路的整流用二极管以及滤波电容器,对二次输出线圈 2c 的输出进行整流滤波,然后在高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间输出。

[0012] 在高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间串联连接了分压电阻 30、31,将其中间抽头 32 与误差放大器 33 的反相输入端子连接,在反相输入端子上输入了成为输出电压的分压的输出检测电压。在误差放大器 33 的同相输入端子和低压侧输出线 20b 之间连接基准电源 34,在同相输入端子上输入了用于与输出检测电压比较的基准电压。基准电压是通过分压电阻 30、31 对高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间的进行恒压控制的预定的设定电压分压而得的电压,因此误差放大器 33 的输出值表示输出电压相对于设定电压的差电压。

[0013] 在误差放大器 33 的输出侧连接了光耦合器发光元件 35,其经由电阻 36 与高压侧输出线 20a 连接,根据误差放大器 33 的输出值而闪烁。因此,光耦合器发光元件 35 以与上述差电压对应的发光量发光,与光耦合器发光元件 35 光耦合的一次侧的光耦合器受光元件 39,从连接点 J2 向 J3 流过与差电压对应的电流。

[0014] 如此构成的自激式开关电源电路 100,当初次在电源 1 的高压侧端子 1a 和低压侧端子 1b 上施加直流电压时,经由启动用电阻 21 对反馈电容器 12 充电(图中下方的电极为+,上方极性为-),反馈电容器 12 的充电电压慢慢上升。当反馈电容器 12 的充电电压达到阈值电压 V_{th} 时,对 FET3 的栅极施加正向偏置电压,FET3 导通(漏-源极间导通)。

[0015] (现有的连接了额定消耗功率的负载的动作)

[0016] 以下,参照图 9、图 10 说明在输出线 20a、20b 间连接了额定消耗功率的负载的情况下的自激振荡动作。图 9 和图 10 表示在图 8 所示的现有的自激式开关电源电路 100 中,施加电源电压为 200V 的直流电源 1、将启动用电阻 21 和电阻 25 的各自的电阻值设为 1.5M Ω 和 100k Ω 、将反馈电容器 12 的电容和反馈电阻 23 的电阻值设为 0.01 μ F、100 Ω 来使其自激振荡的状态下,图 8 的(1)至(6)所示的各部的动作波形。

[0017] 当 FET3 导通,开始从直流电源 1 向串联连接的一次线圈 2a 流过励磁电流时,在变压器 2 的各线圈中产生感应电动势(参照图 10 的 t_2 到 t_0 间的(5)所示的第一反馈线圈 2b 的电压波形),在变压器 2 中积蓄励磁能量。此时,通过在一次线圈 2a 中流过的电流,在分流电阻 51 的 FET3 侧、连接点 J4 中产生的电压经由充放电电阻 50 对控制用电容器 53 充电。流过一次线圈 2a 的电流随着导通后的时间大体直线上升,由此,当控制用电容器 53 的充电电压达到截止控制晶体管 5 的动作电压(图 9(a)的 t_0)时,集电极-发射极间成为导通状态,FET3 的栅极通过截止控制晶体管 5 实质上成为短路状态,FET3 截止。

[0018] 当 FET3 截止,流过变压器的电流实质上被切断时,在各线圈中产生所谓的反激电压(感应逆电动势)(图 9(d)的 t_0 到 t_1)。此时,二次输出线圈 2c 中产生的反激电压通过由整流用二极管 4 和电容器 13 形成的整流滤波电路被整流滤波,作为提供给在输出线 20a、20b 间连接的负载的电力而被输出。

[0019] 另一方面,在第一反馈线圈 2b 中产生的反激电压,与通过在输出侧连接的负载而在二次线圈 2c 中产生的反激电压存在比例关系,通过在该反馈线圈 2b 中产生的反激电压

(图 10 的 t_0 到 t_1 间的 (5)) 对反馈电容器 12 充电 (图 10 的 t_0 到 t_1 间的 (6), 图 8 中, 下方的电极为 +, 上方极性为 -)。

[0020] 当连接额定消耗功率的负载, 对二次线圈 2c 中产生的反激电压进行整流滤波后的高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压未达到由基准电源 34 的基准电源决定的设定电压的状态下 (以下称为过渡状态), 光耦合器发光元件 35 不发光, 因此, 从控制用电容器 53 在充放电电阻 50 和分流电阻 51 中流过放电电流, 其充电电压、即截止控制晶体管 5 的基极电压降低, 成为动作电压以下。但是, 截止控制晶体管 5 的基极、集电极间作为等价二极管而起作用, 把从一次电流检测电阻 51 到充放电电阻 50、从截止控制晶体管 5 的基极到集电极、反馈电阻 23 作为充电电流的路径, 从第一反馈线圈 2b 对反馈电容器 12 充电。

[0021] 当通过感应逆电动势, 在二次输出线圈 2c 中积蓄的电能的释放结束时 (t_1 时), 针对栅极作为逆偏置而起作用的反馈线圈 2b 的反激电压降低 (图 10 的 t_1 到 t_2 间的 (5)), 通过至此在反馈电容器 12 中保持的充电电压 (图 10 的 (6)), FET3 的栅极电压超过阈值电压 V_{TH} (图 9(b) 以及图 10 的 (2) 的 t_2), FET3 再次导通, 这样重复一连串的振荡动作。

[0022] 在此, 在一次的振荡周期中在变压器 2 中积蓄的能量大体与 FET3 的导通动作期间、即在导通 (t_2) 后截止控制晶体管 5 的基极电压达到动作电压 (t_0) 前的时间的平方成比例, 在二次侧的输出电压未达到设定电压的过渡状态下, 光耦合器发光元件 35 不发光, 因此与控制用电容器 53 的充电速度无关, 而以由分流电阻 51 的电阻值决定的最大导通时间进行动作。将最大导通时间设定为: 在变压器 2 中积蓄的能量比由额定消耗功率的负载和自激式开关电源电路 100 的开关动作消耗的能量和稍大, 因此, 每当重复进行达到设定电压之前的振荡时, 输出电压上升, 当超过设定电压时转移到恒压输出控制下的通常的连续自激振荡动作。

[0023] 当高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压超过设定电压时, 光耦合器发光元件 35 以与其差电压对应的光量发光, 光耦合的光耦合器受光元件 39 从连接点 J2 向连接点 J3 流过与差电压成比例的电流。

[0024] 在 FET3 的截止动作期间中, 在第二反馈线圈 2d 中产生了反激电压的期间, 以该反激电压经由整流二极管 54 对驱动用电容器 55 充电, 同时经由光耦合器受光元件 39 流过与差电压成比例的、对控制用电容器 53 充电的充电电流, 将控制用电容器 53 的基极电压保持在动作电压以上。

[0025] 直到变压器 2 中积蓄的能量消失的 t_1 为止, 当输出电压由于负载的功率消耗而达到设定电压以下时, 光耦合器发光元件 35 熄灭, 从连接点 J2 到连接点 J3 间被切断, 从控制用电容器 53 在充放电电阻 50 和分流电阻 51 中流过放电电流, 截止控制晶体管 5 的基极电压达到动作电压以下, 集电极、发射极间被切断。其结果, 在反馈线圈 2b 的反激电压降低的时刻 (t_2), 与上述同样地, 通过在反馈电容器 12 中保持的充电电压, FET3 的栅极电压超过阈值电压 V_{TH} , FET3 导通。

[0026] 在 FET3 导通后的导通动作期间中, 以在分压电阻 51 中产生的电压经由充放电电阻 50 对控制用电容器 53 充电, 同时, 在截止动作期间中通过在第二反馈线圈 2d 中产生的反激电压被充电的驱动用电容器 55 也向控制用电容器 53 流过充电电流, 加速控制用电容器 53 的充电, 截止控制晶体管 5 的基极电压比所设定的最大导通时间早地达到动作电位。

[0027] 由此,在 FET3 的栅极和低压侧端子 1b 间,通过截止控制晶体管 5 实质上成为短路状态,FET3 在导通后迅速截止。其结果,一个振荡周期内的导通时间被缩短,在变压器 2 中积蓄的能量降低,因此输出电压降低,经过这样的过程进行输出电压的恒压控制。

[0028] (现有的无负载的待机中的动作)

[0029] 另外,在输出线 20a、20b 间未连接负载的无负载情况下、或连接了轻负载的情况下,在输出侧消耗的能量少,因此在变压器 2 中积蓄能量的动作期间短,因此直到该能量消失的 t_1 为止的时间也短,在不进行恒压控制的情况下,一个振荡周期缩短。另一方面,由于不通过负载消耗电力或电力消耗较小,因此即使到了在变压器 2 中积蓄的能量消失的时刻 (t_1),输出电压也成为设定电压以上。

[0030] 其结果,光耦合器发光元件 35 发光,第二线圈 2d 的反激电压消失,即使到了应该通过通常的连续自激振荡动作导通的时刻 (t_2),流过从驱动用电容器 55 经由光耦合器受光元件 39 对控制用电容器 53 充电的充电电流,基极电压保持在动作电压以上,因此 FET3 不导通。此后,当输出电压降低时,从控制用电容器 53 通过充放电电阻 50 和分流电阻 51 流过放电电流,截止控制晶体管 5 的基极电压达到动作电压以下,FET3 缓慢地导通。

[0031] 即,自激式开关电源电路 100 如图 11 所示,进行截止动作期间延长的间歇振荡动作,由此,在无负载的待机时或连接轻负载时,每单位时间的开关引起的能量损失减少,抑制了电力损失。

[0032] 【专利文献 1】JP 特许第 3691498 号公报(说明书的项目 0033 至项目 0066,图 1)

发明内容

[0033] 于是,在现有的自激式开关电源电路 100 中,在无负载的待机时或连接轻负载时,在变压器 2 中积蓄的能量消失后,也希望尽可能地使 FET3 的下一次导通延迟来延长间歇振荡周期,使开关引起的能量损失减少。

[0034] 通过提高充放电电阻 50 或分流电阻 51 的电阻值来降低控制用电容器 53 的放电速度,由此可以使导通前的时间延长,但分流电阻 51 的电阻值由决定最大导通时间的一次线圈电流和截止控制晶体管 5 的动作电位决定,因此,无法使其电阻值变化为 2.4Ω 左右,另外,当提高充放电电阻 50 的电阻值时,在导通后通过分流电阻 51 的电压对控制用电容器 53 充电的充电速度减慢,无法快速响应随着经过时间大体直线上升的一次线圈电流来进行截止控制,传统上设为 100Ω 左右的低电阻。特别是,由于在变压器 2 中积蓄的能量大体与经过时间的平方成比例,因此,在当将充放电电阻 50 设为高电阻值,一个振荡周期中产生的能量与截止延迟的时间的平方成比例地增大,输出电压超过设定电压后上升的情况下,无法充分将其降低。

[0035] 因此,在无负载的待机时或连接轻负载时,无法进一步延长间歇振荡周期来减少开关次数,使功率损失减少。

[0036] 本发明是鉴于该问题而提出的,其目的在于提供一种迅速响应一次线圈电流的上升,容易进行恒压控制,而且在无负载或连接轻负载时延长间歇振荡周期来抑制电力损失的自激式开关电源电路。

[0037] 为了达成上述目的,本发明的第一方式的自激式开关电源电路,具备:变压器,其具有一次线圈、二次输出线圈和至少一个以上的反馈线圈;振荡用场效应晶体管,其与一次

线圈串联地连接在直流电源上,在栅极电压在阈值电压 V_{th} 以上的期间进行导通动作;启动用电阻,其连接在直流电源的高压侧端子和振荡用场效应晶体管的栅极间;导通驱动电路,其由在反馈线圈和振荡用场效应晶体管的栅极间串联连接的反馈电容器以及反馈电阻构成;驱动元件,其连接在振荡用场效应晶体管的栅极和直流电源的低压侧端子间,在控制端子电压在动作电压以上的期间栅极和低压侧端子间导通,使振荡用场效应晶体管截止;分流电阻,其连接在振荡用场效应晶体管和低压侧端子间;放电电阻,其连接在振荡用场效应晶体管和分流电阻的连接点与驱动元件的控制端子间;控制用电容器,其连接在驱动元件的控制端子和低压侧端子间,在导通动作期间中由一次线圈的励磁电流所流过的分流电阻的电压充电,将控制端子电压拉升到动作电压以上,在截止动作期间中经由放电电阻和分流电阻被放电,使控制端子电压降低到不足动作电压;以及恒压控制电路,其对在变压器的二次输出线圈中产生的反激电压进行整流滤波后的输出电压与预定的设定电压进行比较,根据输出电压超过设定电压时的输出电压与设定电压的差电压,流过从产生反激电压的变压器的某个线圈或通过反激电压被充电的驱动用电容器对控制用电容器充电的充电电流。在振荡用场效应晶体管导通后输出电压超过设定电压的期间,在施加了一次线圈的励磁电流所流过的分流电阻的电压的控制端子上,施加驱动用电容器的充电电压,对驱动元件使振荡用场效应晶体管截止前的导通动作期间进行缩短控制。在振荡用场效应晶体管截止后输出电压超过设定电压的期间,从产生反激电压的变压器的某个线圈或驱动用电容器对控制用电容器充电,将控制端子电压维持在动作电压以上,并阻止振荡用场效应晶体管的导通,由此对截止动作期间进行延长控制。其中,在振荡用场效应晶体管和分流电阻的连接点与驱动元件的控制端子间,与放电电阻并联地连接了以从所述连接点到控制端子方向作为正方向的开关二极管。

[0038] 在无负载或连接轻负载时,通过使用高电阻值的放电电阻,降低截止动作期间中的控制用电容器的放电速度,将驱动元件的控制端子电压保持在动作电位以上,在变压器中积蓄的能量消失后也不转移到截止,成为间歇振荡动作。因此开关周期不缩短,开关引起的能量损失少。

[0039] 另外,即使使用高电阻值的放电电阻,在振荡用场效应晶体管的导通后,以分流电阻的电压对控制用电容器充电的充电电流流过开关二极管,快速地响应随着经过时间而增加的一次线圈电流,驱动元件的控制端子电压达到动作电位以上,振荡用场效应晶体管进行截止动作。

[0040] 本发明的第二方式的自激式开关电源电路,设定放电电阻的电阻值,使得在二次输出线圈上连接了额定消耗功率的负载的状态下,从二次输出线圈释放在变压器中积蓄的能量,当自由振荡的反馈线圈的电压达到最初的极大值时,控制用电容器的充电电压小于动作电压。

[0041] 在连接了额定消耗功率的负载的状态下,当反馈线圈的电压达到最初的极大值时,在振荡用场效应晶体管上施加的电压达到最低,因此,在此时刻控制用电容器的充电电压不足动作电压而使其导通,由此,开关噪声减小,另外开关损失也少。

[0042] 在连接了额定消耗功率的负载的状态下,当反馈线圈的电压达到最初的极大值时,控制用电容器的充电电压不足动作电压,振荡用场效应晶体管可能通过导通驱动电路导通,因此,与负载消耗的电力匹配地进行连续自激振荡动作。

[0043] 在连接了额定消耗功率的负载的状态下,为了进行连续自激振荡动作而设定放电电阻的电阻值的上限,因此,在无负载或连接了轻负载的状态下以最大周期进行间歇振荡动作。

[0044] 本发明的第三方式的自激式开关电源电路,其特征在于,驱动元件是使集电极与振荡用场效应晶体管的栅极连接、使发射极与低压侧端子连接、使基极与控制端子连接的NPN型晶体管,在截止动作期间中,通过在变压器的反馈线圈中产生的反激电压被充电的反馈电容器,通过在开关二极管和NPN型晶体管的基极、集电极间流过的充电电流被充电。

[0045] 反馈电容器,无需另外设置充电路径,在截止动作期间中,通过在变压器的反馈线圈中产生的反激电压充电。

[0046] 反馈电容器,不经由放电电阻,而通过阻抗低的开关二极管被充电,因此,即使把放电电阻设为高电阻,在反馈线圈的极性反转并到达可以导通的时刻之前,能得到使栅极电压达到阈值电压以上的充电电压。

[0047] 根据第一方式的发明,在放电电阻中使用高电阻值的电阻,在无负载或连接轻负载时,成为使截止动作期间延长的间歇振荡动作,可以使开关引起的能量损失减少。另外,即使在放电电阻中使用高电阻值的电阻,在导通后可以不延迟地响应随经过时间大体直线上升的一次线圈电流来进行截止控制。因此,在输出电压超过设定电压后上升的情况下,可以迅速缩短导通动作期间,进行恒压控制。

[0048] 根据第二方式的发明,在连接了额定消耗功率的负载的情况下,进行与负载的消耗电力匹配的连续自激振荡动作,可以使其进行开关噪声或开关损耗小的振荡动作。

[0049] 另外,在连接了额定消耗功率的负载时进行连续自激振荡动作的条件下,在无负载或连接了轻负载的情况下,以最大周期进行间歇振荡动作,可以使无负载的待机时或连接轻负载时的效率达到最大。

[0050] 根据第三方式的发明,可以不设置在截止动作期间中对导通驱动电路的反馈电容器充电的充电路径地对反馈电容器充电。

[0051] 另外,即使将放电电阻设为高电阻,在反馈线圈的极性反转并到达可以导通的时刻前,能得到使栅极电压达到阈值电压以上的充电电压。

附图说明

[0052] 图1是本发明的一个实施方式的自激式开关电源电路10的电路图。

[0053] 图2表示连接额定消耗功率的负载,进行连续自激振荡动作的自激式开关电源电路10的各部的波形,(a)是表示截止控制晶体管5的基极电压波形(1)的波形图,(b)是表示FET3的栅极电压波形(2)的波形图,(c)是表示FET3的漏极电流波形(3)的波形图,(d)是表示FET3的漏极电压波形(4)的波形图。

[0054] 图3是放大表示连接额定消耗功率的负载,进行连续自激振荡动作的自激式开关电源电路10的FET3的栅极电压波形(2)、反馈电容器12的第一反馈线圈2b侧端子的电压波形(5)以及反馈电容器12的充电电压波形(6)的波形图。

[0055] 图4表示无负载地进行间歇振荡动作的自激式开关电源电路10的各部的波形,(a)是表示截止控制晶体管5的基极电压波形(1)的波形图,(b)是表示FET3的栅极电压波形(2)的波形图,(c)是表示FET3的漏极电流波形(3)的波形图,(d)是表示FET3的漏

极电压波形 (4) 的波形图。

[0056] 图 5 是放大表示无负载地进行间歇振荡动作的自激式开关电源电路 10 的 FET3 的栅极电压波形 (2)、反馈电容器 12 的第一反馈线圈 2b 侧端子的电压波形 (5) 以及反馈电容器 12 的充电电压波形 (6) 的波形图。

[0057] 图 6 是以更长的时间间隔表示图 4 的各部的波形的波形图。

[0058] 图 7 是表示使放电电阻 52 的电阻值变化的情况下的、与输入电压 V_{in} 对应的自激式开关电源电路 10 的电力损失 P_{in} 的波形图。

[0059] 图 8 是表示现有的自激式开关电源电路 100 的电路图。

[0060] 图 9 表示连接额定消耗功率的负载,进行连续自动振荡动作的现有自激式开关电源电路 100 的各部的波形,(a) 是表示截止控制晶体管 5 的基极电压波形 (1) 的波形图,(b) 是表示 FET3 的栅极电压波形 (2) 的波形图,(c) 是表示 FET3 的漏极电流波形 (3) 的波形图,(d) 是表示 FET3 的漏极电压波形 (4) 的波形图。

[0061] 图 10 是放大表示连接额定消耗功率的负载,进行连续自激振荡动作的现有自激式开关电源电路 100 的 FET3 的栅极电压波形 (2)、反馈电容器 12 的第一反馈线圈 2b 侧端子的电压波形 (5) 以及反馈电容器 12 的充电电压波形 (6) 的波形图。

[0062] 图 11 是以与图 6 相同的时间间隔表示无负载地进行间歇振荡动作的现有自激式开关电源电路 100 的图 9 的各部的波形的波形图。

[0063] 符号说明

[0064] 1 直流电源;1a 高压侧端子;1b 低压侧端子;2 变压器;2a 一次线圈;2b 反馈线圈(第一反馈线圈);2c 二次输出线圈;2d 反馈线圈(第二反馈线圈);3 振荡用场效应晶体管;5 截止控制晶体管(驱动元件);10 自激式开关电源电路;12 反馈电容器(导通驱动电路);21 启动用电阻;23 反馈电阻(导通驱动电路);51 分流电阻;52 放电电阻;53 控制用电容器;55 驱动用电容器;59 开关二极管

具体实施方式

[0065] 以下,使用图 1 至图 7 详细说明本发明的一个实施方式。图 1 是表示本发明的一个实施方式的自激式开关电源电路 10 的结构的电路图。本实施方式的自激式开关电源电路 10 与图 8 所示的现有自激式开关电源电路 100 主要的电路以及电路元件相同,因此对相同的结构赋予相同号码,省略其说明。

[0066] 如图 1 所示,变压器 2 在一次侧设置了一次线圈 2a、与一次线圈 2a 相同方向缠绕的第 1 反馈线圈 2b、以及与一次线圈 2a 反方向缠绕的第 2 反馈线圈 2d,在二次侧设置了二次输出线圈 2c。

[0067] 一次线圈 2a 与振荡用场效应晶体管(以下称为 FET)3 串联地对直流电源 1 连接,通过 FET3 的导通、截止动作对流过一次线圈 2a 的电流进行开关控制。FET3 在此使用 MOSFET,将漏极连接在一次线圈 2a 上,将源极经由用于检测一次线圈电流的分流电阻 51 连接在直流电源 1 的低压侧端子 1b 上。

[0068] 另外,在对直流电源 1 串联连接的启动用电阻 21 和电阻 25 的连接点 J1 上,经由阻止向栅极的过大输入的电阻 24 连接了 FET3 的栅极。启动用电阻 21 和电阻 25 各自的电阻值与图 8 所示的电路相同,为 $1.5M\Omega$ 和 $100k\Omega$,由此,当 200V 左右的不稳定的直流电源

1 的电源电压显著降低的情况下,使 FET3 的栅极电压不足阈值电压 V_{TH} ,不进行自激振荡动作。

[0069] 在该连接点 J1 和第一反馈线圈 2b 之间串联连接了构成导通驱动电路的反馈电容器 12 以及反馈电阻 23,将第一反馈线圈 2b 的另一侧与直流电源 1 的低压侧端子 1b 连接。在此,将反馈电容器 12 的电容和反馈电阻 23 的电阻值设为 100pF、4.7k Ω ,调整将二者相乘所得的时间常数,设定成:在后述的连续自激振荡动作中,当第一反馈线圈 2b 开始自由振荡,其电压的极性反转并达到最初的极大值时,FET3 的栅极电压超过阈值电压 V_{TH} 。

[0070] 在启动用电阻 21 和电阻 25 的连接点 J1 和低压侧端子 1b 之间配置了使 FET3 的栅极电压降低,作为进行截止控制的驱动元件而起作用的截止控制晶体管 5。在此,作为截止控制晶体管 5,使用了将集电极与连接点 J1 连接、将发射极与低压侧端子 1b 连接的 NPN 型晶体管。

[0071] 第二反馈线圈 2d 的一侧,经由串联连接的整流二极管 54 和驱动用电容器 55 连接在直流电源 1 的低压侧端子 1b 上,另外,另一侧直接与直流电源 1 的低压侧端子 1b 连接,形成了闭环。以从第二反馈线圈 2d 到驱动用电容器 55 的方向为正方向设置整流二极管 54,通过在第二反馈线圈 2d 中产生的反激电压对驱动用电容器 55 充电。

[0072] 整流二极管 54 和驱动用电容器 55 的连接点 J2,经由光耦合器受光元件 39 和控制用电容器 53 与低压侧端子 1b 连接,将光耦合器受光元件 39 和控制用电容器 53 的串联连接点 J3 与截止控制晶体管 5 的基极连接。光耦合器受光元件 39 与变压器 2 的二次侧的光耦合器发光元件 35 光耦合来工作,当接收到来自光耦合器发光元件 35 的光时,从连接点 J2 向 J3 流过与其受光量成比例的电流。

[0073] 串联连接点 J3、即截止控制晶体管 5 的基极,经由互相并联连接的放电电阻 52 以及开关二极管 59,与 FET3 和分流电阻 51 的连接点 J4 连接。开关二极管 59 以从连接点 J4 到串联连接点 J3 为正方向,由此,当一次线圈电流流过分流电阻 51 时,以其电压降通过开关二极管 59 对控制用电容器 53 充电,当一次线圈电流上升,分流电阻 51 的电压降达到一定值以上时,基极电压达到截止控制晶体管 5 的动作电位,截止控制晶体管 5 的集电极、发射极间导通。另一方面,当分流电阻 51 的电压降降低到不足控制用电容器 53 的充电电压时,通过放电电阻 52 和分流电阻 51 流过控制用电容器 53 的放电电流。在本实施方式中,为了降低控制用电容器 53 的放电速度,把相当于现有的自激式开关电源电路 100 的 100 Ω 的充放电电阻 50 的放电电阻 52 的电阻值设为 4.7k Ω 。

[0074] 变压器的二次输出线圈 2c,与二次输出线圈 2c 串联连接整流用二极管 4,与二次输出线圈 2c 并联连接滤波电容器 13,构成了输出侧的整流滤波电路。在整流滤波电路的高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间串联连接分压电阻 30、31,将其中间抽头 32 连接在误差放大器 33 的反相输入端子上,输入了成为输出电压的分压的输出检测电压。另外,在误差放大器 33 的同相输入端子和低压侧输出线 20b 之间连接基准电源 34,在同相输入端子上输入了用于与输出检测电压进行比较的基准电压。此外,图中的 37、38 是在中间抽头 32 和误差放大器 33 的同相输出端子间串联连接的交流负反馈元件。

[0075] 自激式开关电源电路 10,对高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压进行恒压控制,以使其与在高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间连接的负载的大小无关而成为预定的设定电压,上述基准电压设为通过分压电阻 30、31 对该设定电压分压而得

的电压,因此,误差放大器 33 输出与输出电压相对于设定电压的差电压成比例的输出值。

[0076] 在误差放大器 33 的输出和高压侧输出线 20a 之间,与电阻 36 串联地连接以与误差放大器 33 的输出值对应的发光量来发光的光耦合器发光元件 35。因此,与光耦合器发光元件 35 光耦合的一次侧的光耦合器受光元件 39 接收与上述差电压对应的发光量的光,从连接点 J2 向连接点 J3 流与差电压对应的电流。即,当高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压达到设定电压以上时,以与该差分对应的允许电流从连接点 J2 向 J3 流过电流,当不到设定电压时,将连接点 J2 到 J3 间切断。

[0077] 如上所述,在该自激式开关电源电路 10 中,由比较输出电压和设定电压的误差放大器 33、与误差放大器 33 的输出连接的光耦合器发光元件 35、与光耦合器发光元件 35 光耦合的光耦合器受光元件 39 形成了恒压控制电路,其比较输出电压和预定的设定电压,根据输出电压超过设定电压的输出电压和设定电压的差电压,从产生反激电压的第二反馈线圈或者驱动用电容器 55 流过对控制用电容器 53 充电的充电电流。

[0078] (连接了额定消耗功率的负载的动作)

[0079] 关于如此构成的自激式开关电源电路 10,使用图 1 至图 3 说明最初在高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间连接了额定消耗功率的负载时的动作。图 2 和图 3 分别表示连接额定消耗功率的负载,进行连续自激振荡动作的图 1 的 (1) 至 (4) 的各部的波形,图 2(a) 表示串联连接点 J3 的电压、即截止控制晶体管 5 的基极电压波形 (1),图 2(b) 表示 FET3 的栅极电压波形 (2),图 2(c) 表示 FET3 的漏极电流、即流过一次线圈 2a 的一次线圈电流波形 (3),图 2(d) 表示 FET3 的漏极电压、即一次线圈 2a 的一侧的电压波形 (4)。另外,图 3 的 (2)、(5)、(6) 所示的电压波形分别是 FET3 的栅极电压波形 (2)、反馈电容器 12 的第一反馈线圈 2b 侧的电压波形 (5)、以第一反馈线圈 2b 侧的电压为基准的反馈电容器 12 的充电电压波形 (6)。

[0080] 在直流电源 1 的高压侧端子 1a、低压侧端子 1b 间产生 200V 左右的直流电压时,通过启动用电阻 21 和电阻 25 分压到 1/16 而得的电源电压,经由启动用电阻 21 和反馈电阻 23 对反馈电容器 12 充电(图中下方的电极为+,上方极性为-)。被充电的反馈电容器 12 的充电电压慢慢上升,当达到 FET3 的阈值电压 V_{th} 时,在 FET3 的栅极上施加正向偏置电压,FET3 导通,漏-源极间导通。

[0081] 当 FET3 导通,开始从直流电源 1 向串联连接的一次线圈 2a 流过励磁电流时,在变压器 2 的各线圈中产生感应电动势,在变压器 2 中积蓄能量。在反馈线圈 2b 中产生的感生电压(图 3 的 t_2 到 t_0 间的 (5)) 与反馈电容器 12 的充电电压(图 3 的 (6)) 重叠,将 FET3 的栅极电压(图 2(b)、图 3 的 (2)) 维持在该阈值电压 V_{th} 以上的电压(导通电压)。

[0082] 此时,通过流过一次线圈 2a 的电流在分流电阻 51 的 FET3 侧的连接点 J4 产生的电压,经由开关二极管 59 对控制用电容器 53 充电。流过一次线圈 2a 的电流随着导通后的时间大体直线上升,由此,快速地对一次线圈 2a 的电流增加进行响应,控制用电容器 53 的充电电压也上升。

[0083] 当截止控制晶体管 5 达到偏置电压(动作电压)时,集电极-发射极间成为导通状态,FET3 的栅极通过截止控制晶体管 5 实质上成为短路状态(在此,为低压侧端子 1b 的电位,例如 0 伏特),FET3 截止。当 FET3 截止,流过变压器 2 的电流实质上被切断时,在各线圈中产生所谓的反激电压(感应逆电动势)(图 2(d) 的 t_0 到 t_1)。此时,在二次输出线

圈 2c 中产生的反激电压通过由整流用二极管 4 和电容器 13 形成的滤波整流电路被整流滤波,作为向连接在输出线 20a、20b 间的负载供给的电力而被输出。

[0084] 另一方面,在第一反馈线圈 2b 中产生的反激电压与通过在输出侧连接的负载在二次线圈 2c 中产生的反激电压存在比例关系,通过在该第一反馈线圈 2b 中产生的反激电压(图 3 的 t_0 到 t_1 间的 (5))对反馈电容器 12 充电(图 3 的 t_0 到 t_1 间的 (6)、图 1 中下方的电极为+,上方极性为-),导致下一次的 FET3 的导通。

[0085] 在对二次线圈 2c 中产生的反激电压进行整流滤波后得到的高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压未达到由基准电源 34 的基准电源决定的设定电压的状态(以下称为过渡状态)下,由于光耦合器发光元件 35 不发光,因此连接点 J2、J3 间被切断,另外,由于在分流电阻 51 中不流过一次线圈电流,因此,从控制用电容器 53 通过放电电阻 52 和分流电阻 51 流过放电电流,截止控制晶体管 5 的基极电压成为偏置电压以下。但是,在 FET3 的截止动作期间中(图 2 的 t_0 到 t_2 之间,以下称为截止动作期间),即使截止控制晶体管 5 的基极电压达到偏置电压以下,由于基极、集电极间作为等价二极管而起作用,因此把从分流电阻 51、开关二极管 59、截止控制晶体管 5 的基极到集电极、反馈电阻 23 作为充电电流的路径,通过在第一反馈线圈 2b 中产生的反激电压对反馈电容器 12 充电。

[0086] 如图 2(d) 所示,通过感应逆电动势在二次输出线圈 2c 中积蓄的电能的释放在 t_1 时结束时,一次线圈 2a 的 FET3 侧的电压波形(4)如该图的与实线连接的虚线所示,通过 FET3 的寄生电容、一次线圈 2a 间的杂散电容以及一次线圈 2a 的电感,开始以电源电压 200V 为中心的自由振荡,极性反转,同时电压慢慢降低而衰减。

[0087] 如图 3 的 (5) 所示,与一次线圈电压的自由振荡成比例地振荡的第一反馈线圈 2b 的反馈电容器 12 侧的电压也同样地,在作为逆偏压而对栅极起作用的反激电压消失的 t_1 后增加,极性反转,作为正向的偏置电压而对 FET3 的栅极起作用。另外,施加至此所充电的反馈电容器 12 的充电电压(图 3 的 (6)),FET3 的栅极电压超过阈值电压 V_{th} ,FET3 再次导通,这样重复一连串连续自激振荡动作。

[0088] 在一次的振荡周期中在变压器 2 中积蓄的能量,与从 FET3 导通后截止控制晶体管 5 的基极电压到达偏置电压之前的导通动作期间(以下称为导通动作期间)的平方大体成比例,在二次侧的输出电压未达到设定电压的过渡状态下,通过分流电阻 51 的电阻值和所设定的最大一次线圈电流,大体准确地控制导通动作期间的上限(最大导通时间)。即,一次线圈电流与 FET3 导通后的经过时间大体成比例地增加,当达到所设定的最大一次线圈电流时,FET3 不延迟地截止,设定最大导通时间。设定最大一次线圈电流的电流值,使得在最大导通时间内在变压器 2 中积蓄的能量,比通过连接额定消耗功率的负载在一个振荡周期中消耗的能量稍大,由此,输出线 20a、20b 间的输出电压每当重复达到设定电压前的振荡时上升,当超过设定电压时,以下说明的恒压控制电路工作,在恒压输出控制下进行连续自激振荡动作。

[0089] 当高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 间的输出电压超过设定电压时,被输入误差放大器 33 的反相输入端子的中间抽头 32 的分压也上升,与基准电源 34 的基准电压的电位差被反相放大,光耦合器发光元件 35 以与作为其输出值的差电压对应的光量来发光。其结果,与光耦合器发光元件 35 进行耦合的光耦合器受光元件 39 从连接点 J2 向连接点 J3 流过与差电压对应的电流值的电流。

[0090] 在上述连续自激振荡动作中,如图 2(a)所示,截止控制晶体管 5,在 FET3 导通的 t_0 时,基极电压达到了 0.6V 的偏置电压,但在此后的截止动作期间,在二次侧的输出电压超过设定电压的期间也保持偏置电压以上的电压。即,在截止动作期间中,在变压器 2 中积蓄的能量被在输出线 20a、20b 间连接的负载消耗,输出电压变得不到设定电压之前,光耦合器发光元件 35 点亮。其结果,通过光电耦合器受光元件 39 导通,在第二反馈线圈 2d 中产生的反激电压直接对控制用电容器 53 充电,其充电电压将基极电压提高到偏置电压以上。另外,在该反激电压消失后,也通过驱动用电容器 55 的充电电压对控制用电容器 53 充电,截止控制晶体管 5 的基极电压变得不到偏置电压,在 FET3 导通的时刻 t_2 也保持了稍低于偏置电压的充电电压。因此,在导通后,一次线圈电流上升,当从分流电阻 51 经由开关二极管 59 流过对控制用电容器 53 充电的充电电流时,截止控制晶体管 5 的基极电压快速地达到偏置电压。

[0091] 由此,FET3 不等经过所设定的最大导通时间而截止,因此缩短导通动作期间,振荡引起的变压器 2 中积蓄的能量减少,输出电压降低。另一方面,当输出电压比设定电压低时,光耦合器发光元件 35 不发光,因此在截止动作期间中对控制用电容器 53 充电的上述充电电流,在光耦合器受光元件 39 中被切断,截止 FET3 时的控制用电容器 53 的充电电压,通过在放电电阻 52 和分流电阻 51 中流过放电电流而降低。其结果,截止控制晶体管 5 的基极电压达到偏置电压为止的导通时间以最大导通时间为上限而被延长,FET3 的导通期间 (on-duty) 增加,由此导致输出电压上升,经过这样的过程进行输出电压的恒压控制。

[0092] 在上述的截止动作期间中,在截止控制晶体管 5 的基极电压达到偏置电压的期间,通过在第一反馈线圈 2b 中产生的反激电压,以从截止控制晶体管 5 的发射极到集电极、反馈电阻 23 作为充电电流的路径,对反馈电容器 12 充电(图 1 中,下方的电极为+,上方极性为-)。

[0093] 在本实施方式的自激式开关电源电路 10 中,在该自激振荡动作中,构成导通驱动电路的反馈电容器 12 和反馈电阻 23 的时间常数与现有的自激式开关电源电路 100 相比,成为 4.7 倍的长度,因此,反馈电容器 12 被缓慢充电,当变压器中积蓄的能量在 t_1 时从二次输出线圈 2c 被释放后,第一反馈线圈 2b 的反馈电容器 12 侧的电压(图 3 的 (5))开始自由振荡,在极性反转并到达最初的极大值的 t_2 时,施加反馈电容器 12 的充电电压(图 3 的 (6)),决定反馈电容器 12 和反馈电阻的时间常数,以使 FET3 的栅极电压(图 3 的 (2))超过阈值电压 V_{th} 。即,设定成:当上述第一反馈线圈 2b 的电位达到最初的极大值的 t_2 时 FET3 有可能导通。此外,在图 3 中,FET3 的栅极电压之所以不成为将第一反馈线圈 2b 的一侧的电压和反馈电容器 12 的充电电压相加而得的值,是反馈电阻 23 的电压下降所导致的。

[0094] 另一方面,在连接了额定消耗功率的负载的自激振荡动作中,通常在截止动作期间中,输出电压变得不足设定电压,在该过程中,与差电压对应的流过光耦合器受光元件 39 的充电电流也慢慢减小,因此,开始从控制用电容器 53 通过放电电阻 52 和分流电阻 51 流过放电电流。该放电电流的放电速度可以通过放电电阻 52 的电阻值来调整,通过如上所述设定为 4.7k Ω 的大电阻值,使截止控制晶体管 5 的基极电压缓慢降低,在上述可以导通的 t_2 时,基极电压变得不足偏置电压。

[0095] 因此,将额定消耗功率的负载连接在输出线上的自激式开关电源电路 10,在可以导通的 t_2 时,截止控制晶体管 5 的基极电压变得不足偏置电压,将 FET3 的栅极与低压侧端

子 1b 绝缘,因此, FET3 的栅极电压 (图 3 的 (2)) 超过阈值电压 V_{th} 而导通,在恒压控制下重复进行连续自激振荡动作。

[0096] 在此,第一反馈线圈 2b 和一次线圈 2a 以其线圈比成比例的振幅自由振荡,另外其振幅慢慢衰减,因此,在第一反馈线圈 2b 的 + 侧达到最初的极大值的 t_2 时,一次线圈 2a 的 FET3 侧 (FET3 的漏极) 的电压成为最小值。即,在 FET3 导通的 t_2 时, FET3 的漏极电压 (图 2(d)) 为 120V 左右的最小电压,在导通时从 120V 左右变为 0V,开始在一次线圈 2a 中流过励磁电流。因此,在一次线圈 2a 或 FET3 的线圈间的杂散电容或在漏 - 源极间的寄生电容中通过反激电压积蓄的电荷,在一次线圈 2a 的极性通过自由振荡而反转的时刻开始被释放,而且此后,在一次线圈的低压侧电压降到最低的 t_3 时 FET3 导通,与直流电源 1 的低压侧端子 1b 短路,因此形成缓慢的放电电流。其结果,在刚导通后的一次线圈电流中仅表现出很小的放电电流, FET3 等开关元件中的损失也小,也不产生噪声。

[0097] (无负载的待机中的动作)

[0098] 接下来,关于自激式开关电源电路 10,使用图 4 至图 7 说明未在高压侧输出线 20a 和低压侧输出线 20b 之间连接负载的待机中的动作。图 4 和图 5 分别与图 2 和图 3 对应地表示无负载待机中进行间歇振荡动作的自激式开关电源电路 10 的各部的波形,图 4(a) 表示截止控制晶体管 5 的基极电压波形 (1),图 4(b) 表示 FET3 的栅极电压波形 (2),图 4(c) 表示一次线圈 2a 中流过的一次线圈电流波形 (3),图 4(d) 表示 FET3 的漏极电压波形 (4),图 3 的 (2)、(5)、(6) 所示的电压波形分别表示 FET3 的栅极电压波形 (2)、反馈电容器 12 的第一反馈线圈 2b 侧的电压波形 (5)、和以第一反馈线圈 2b 侧的电压为基准的反馈电容器 12 的充电电压波形 (6)。另外,图 6 是将图 4 所示的各图的横轴、即时间轴缩小到 1/250,以更长的时间间隔进行表示的波形图。

[0099] 无负载的待机中的自激式开关电源电路 10 的动作,由于前面描述了作为基础的连续自激振荡动作,因此省略一部分相同的动作的说明,以与连接了额定消耗功率的负载的情况下不同的动作为中心进行说明。

[0100] 在未在输出线 20a、20b 间连接负载的状态下,通过振荡在变压器 2 中积蓄的能量不通过负载消耗,因此 FET3 截止,即使进入截止动作期间,输出电压也缓缓降低,在变压器 2 中积蓄的能量消失,即使到了开始自由振荡的时刻 (图 4、图 5 的 t_1),与设定电压的差电压也维持较高地迁移。其结果,由于第二反馈线圈 2d 的反激电压,对控制用电容器 53 充电的充电电流流过光耦合器受光元件 39,截止控制晶体管 5 的基极电压维持偏置电压以上的电压。

[0101] 在变压器 2 中积蓄的能量消失的 t_1 以后,通过各电路元件中的能量消耗,输出电压接近设定时,光耦合器受光元件 39 的允许电流也根据差电压而降低,当变得不足设定电压时完全被切断,因此,从断绝了从第二反馈线圈 2d 的充电的控制用电容器 53 通过放电电阻 52 和分流电阻 51 流过放电电流。

[0102] 另外,即使在变压器 2 中积蓄的能量消失的 t_1 后,在输出电压和设定电压的差电压维持较高地迁移的情况下,第二反馈线圈 2d 的反激电压在使极性反转的同时缓慢衰减,从通过反激电压充电的驱动用电容器 55 通过光耦合器受光元件 39 对控制用电容器 53 充电。此后,当驱动用电容器 55 的充电电压降低到与控制用电容器 53 的充电电压一致时,从控制用电容器 53 通过放电电阻 52 和分流电阻 51 流过放电电流。

[0103] 在从控制用电容器 53 放电的任何情况下, 放电电阻 52 的电阻值, 相对于现有的充放电电阻 50 的电阻值 $100\ \Omega$ 设为 $4.7\text{k}\ \Omega$, 因此如果忽视与 $2.4\ \Omega$ 的分流电阻 51 并联连接的开关二极管 59 的电阻值, 则与控制用电容器 53 构成了与现有时间常数的比约为 47 倍的时间常数的延迟电路, 控制用电容器 53 的充电电压极缓慢地降低。

[0104] 因此, 在输出电压变得不足设定电压后, 截止控制晶体管 5 的基极电压也在充分长的时间内维持偏置电压以上的电压 (参照图 4), 在连接了额定消耗功率的负载的状态下, 即使到了连续自激振荡的可以导通的时刻, 截止控制晶体管 5 的集电极、发射极间也导通, FET3 不导通。即, 自激式开关电源电路 10 进行间歇振荡动作。

[0105] 当由于从控制用电容器 53 的放电, 截止控制晶体管 5 的基极电压变得不足偏置电压时, 与 FET3 的栅极连接的连接点 J1 与低压侧端子 1b 绝缘, FET3 可以导通。在此时刻, 在导通驱动电路的反馈电容器 12 的充电电压上加上第一反馈线圈 2b 的反馈电容器 12 侧的电压后的栅极电压超过 FET3 的阈值电压 V_{TH} 的情况下, FET3 立即导通。

[0106] 另外, 第一反馈线圈 2b 的电压一边自由振荡一边衰减 (图 5 的 (5)), 因此, 在即使加上反馈电容器 12 的充电电压也达不到 FET3 的阈值电压 V_{TH} 的情况下, 在达到阈值电压 V_{TH} 之前经由启动用电阻 21 对反馈电容器 12 充电, 此后 FET3 导通。

[0107] 如图 4(a) 所示, 在 FET3 导通的时刻 t_2 , 控制用电容器 53 在截止动作期间中通过第二反馈线圈 2d 的反激电压或驱动用电容器 55 的充电电压被充电, 因此, 截止控制晶体管 5 的基极电压仅稍低于偏置电压, 当一次线圈电流通过导通而上升时, 不等经过最大导通时间而快速地截止。

[0108] 即, 在无负载的情况下, 如图 4 所示, 在与自激式开关电源电路 10 自身的消耗功率匹配的极短的动作期间内截止, 重复同样的间歇振荡动作。

[0109] 此外, 说明了无负载的间歇振荡动作, 但即使在输出线 20a、20b 间连接了消耗功率小的轻负载时, 在与其消耗功率匹配的导通动作期间和截止动作期间也同样地进行间歇振荡动作。

[0110] 本实施方式的自激式开关电源电路 10, 在连接了额定消耗功率的负载的情况下, 如图 2 所示, 以约 $14\ \mu\text{sec}$ 的周期重复进行连续自激振荡动作, 并且在无负载的待机中, 如图 6 所示, 以约 2.9msec 的周期重复进行间歇振荡动作, 每单位时间的开关次数减少, 由此大幅度减小待机消耗功率。

[0111] 另外, 图 7 使输入电压 (V_{in}) 变化来表示将本发明的放电电阻 52 设为不同电阻值时的无负载待机中的与消耗功率的关系, 如该图所示, 与输入电压 (V_{in}) 无关, 根据本发明, 通过并联地连接开关二极管 59 可以将放电电阻 52 设为 $4.7\text{k}\ \Omega$ 的较高的电阻值, 与现有的设为 $100\ \Omega$ 的电阻值的充放电电阻 50 相比, 可以使待机中的消耗功率大幅度地减小。

[0112] 在上述实施方式中, 通过与第一反馈线圈 2a 分离地在变压器 2 中设置的第二反馈线圈 2b 的反激电压对驱动用电容器 55 或控制用电容器 53 充电, 但也可以不使用第二反馈线圈 2b 而通过变压器 2 的其他线圈中产生的反激电压进行充电。

[0113] 另外, 在上述实施方式中, 由比较输出电压和设定电压的比较误差放大器 33、光耦合器发光元件 35 以及光耦合器受光元件 39 形成了恒压控制电路, 该恒压控制电路, 根据输出电压超过设定电压的输出电压和设定电压的差电压, 从产生反激电压的线圈或驱动用电容器 55 流过对控制用电容器 53 充电的充电电流, 但也不一定非要使用这些电路元件, 也可

以其他电路元件代替使用。

[0114] 另外,截止控制晶体管 5 不限于 NPN 形晶体管,也可以使用其他开关元件。

[0115] 产业上的可利用性

[0116] 本发明适用于以将不稳定的直流电源稳定后的输出电压进行输出的开关电源电路。

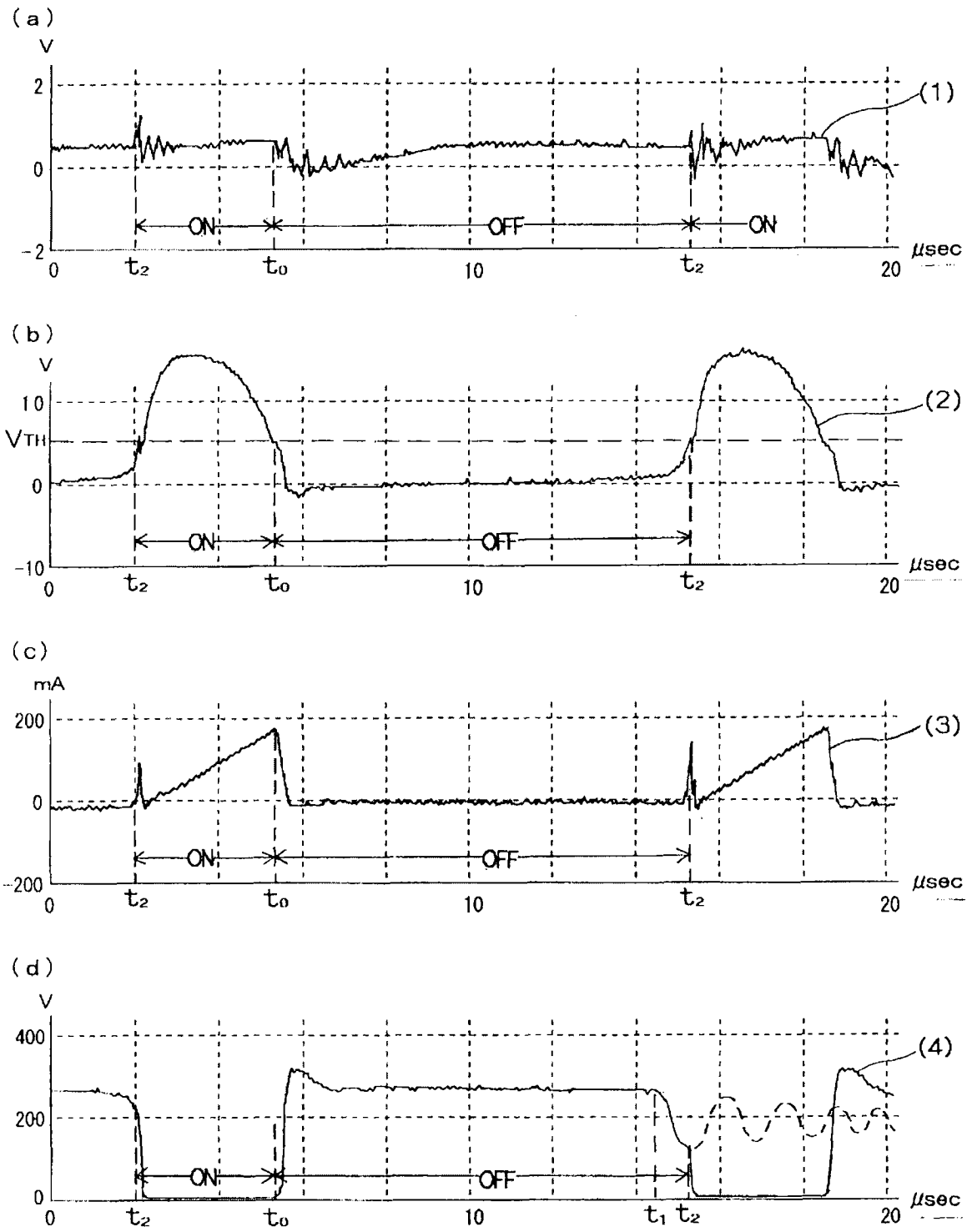


图 2

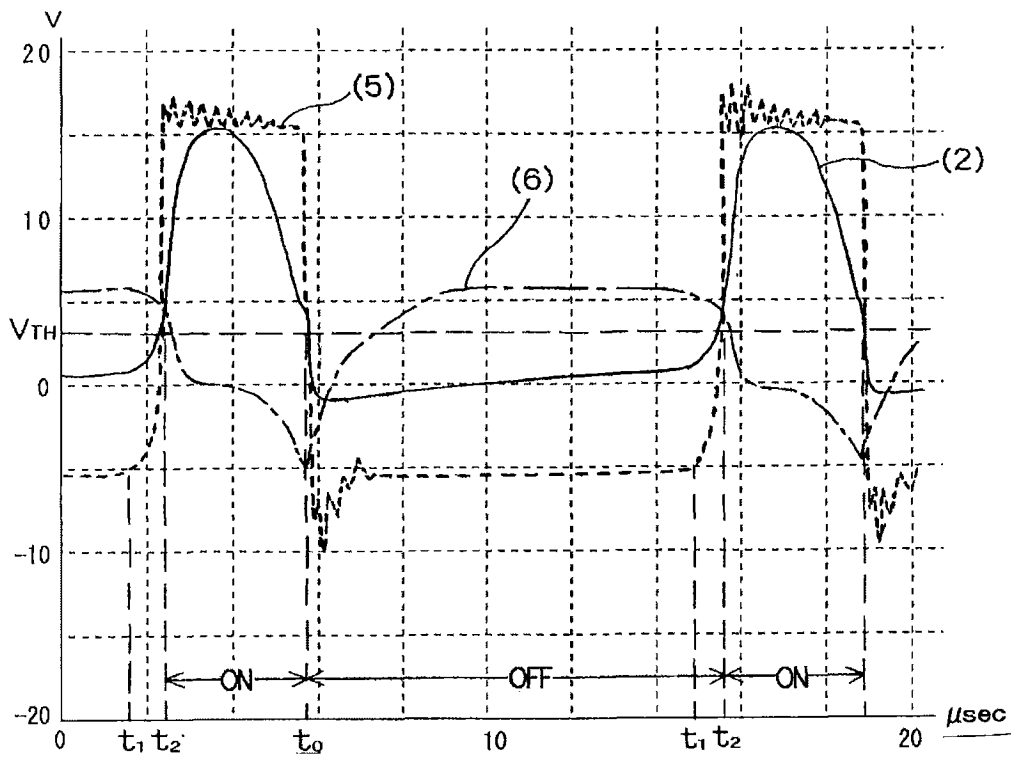


图 3

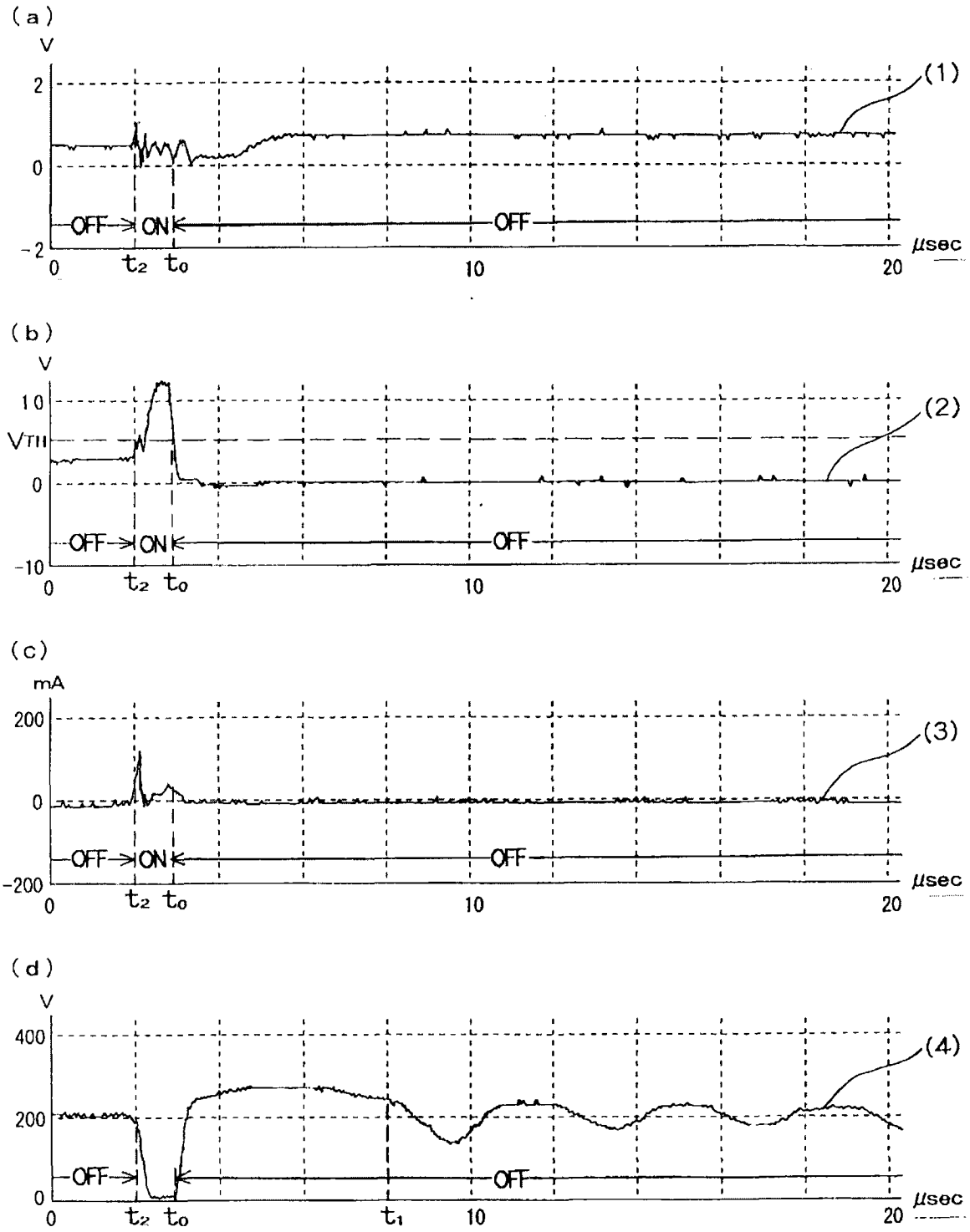


图 4

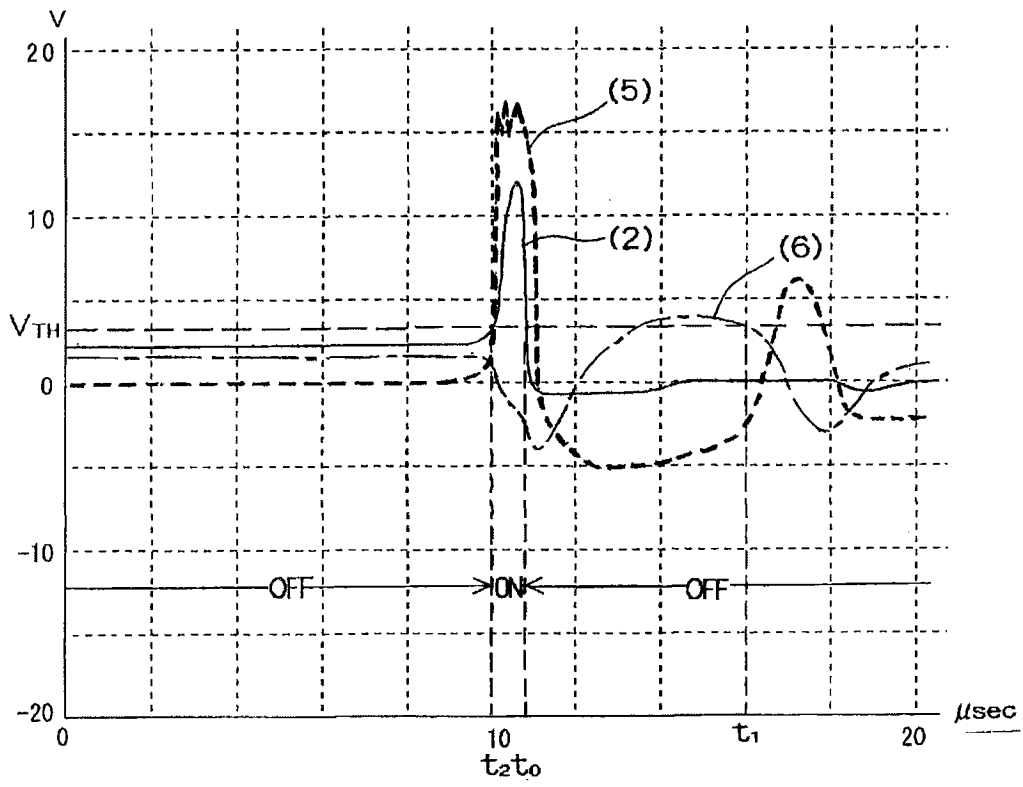


图 5

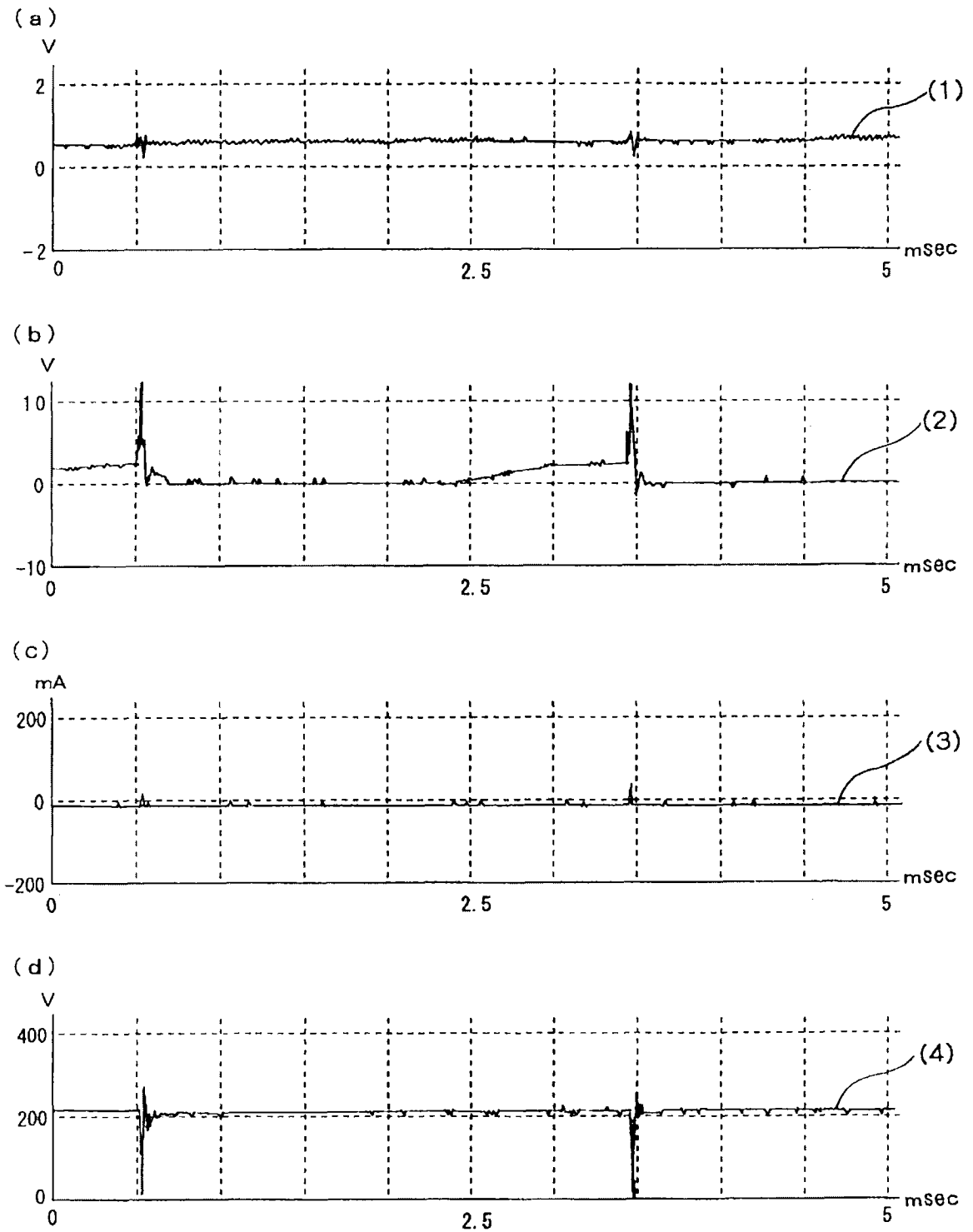


图 6

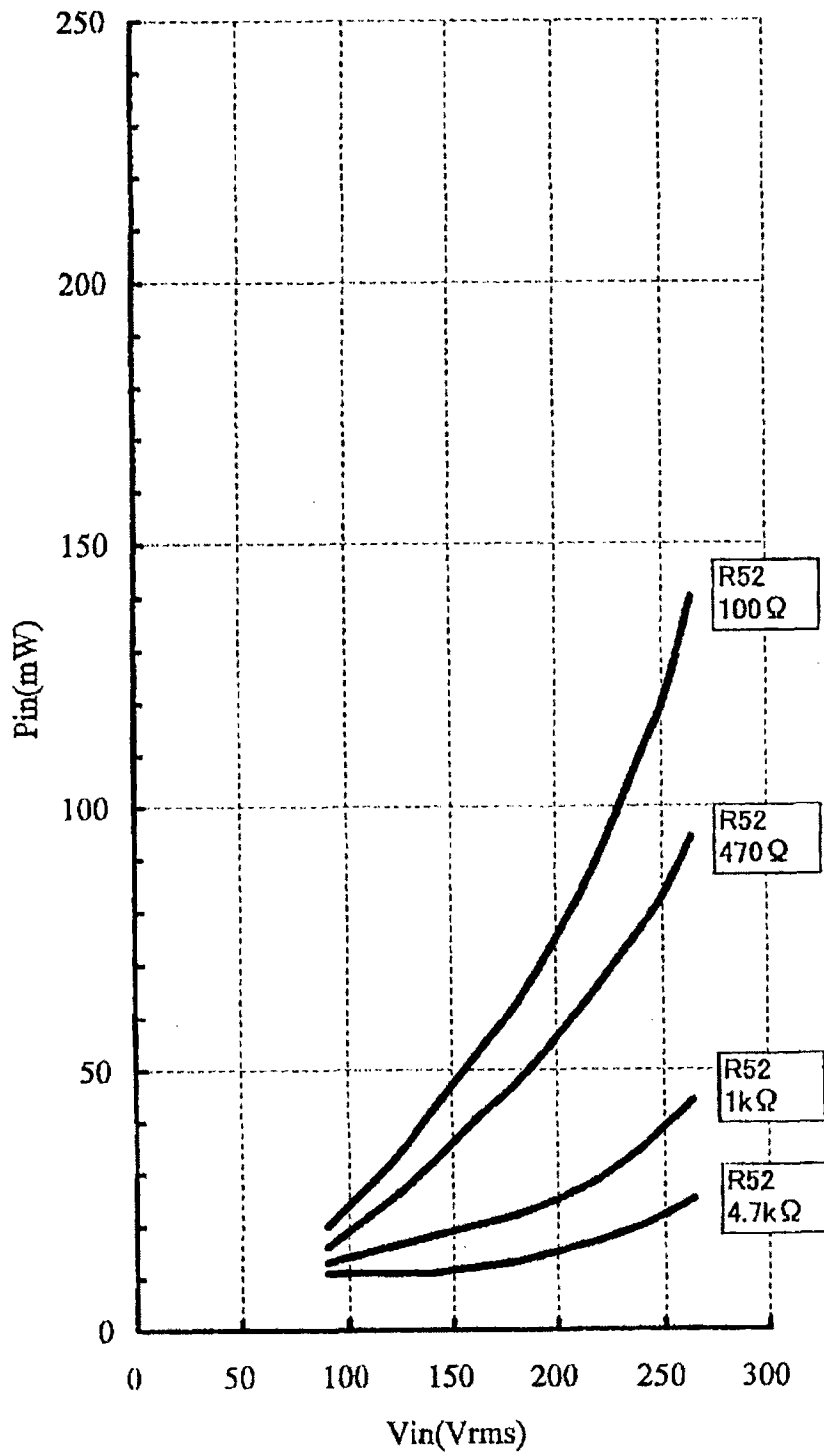


图 7

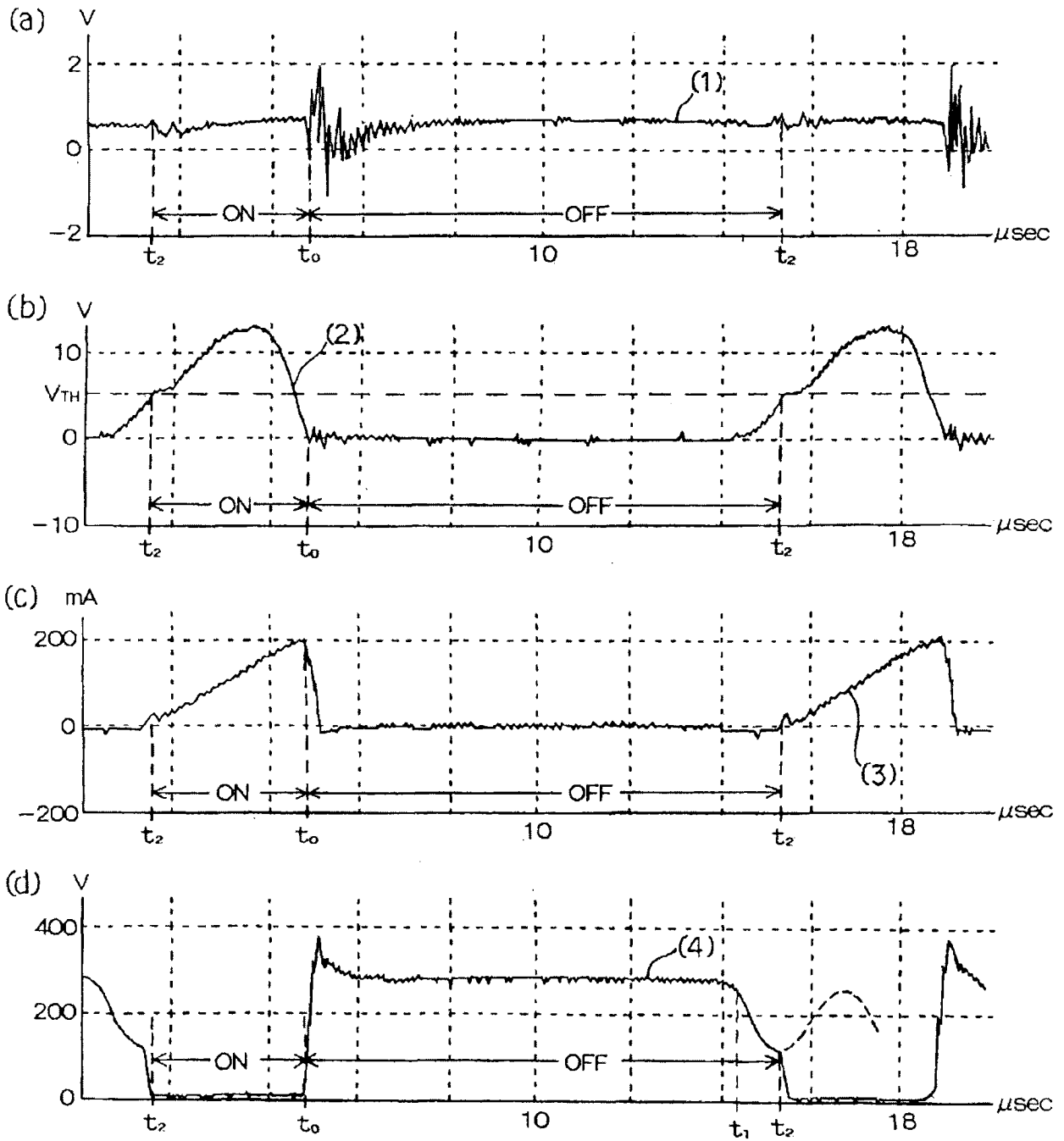


图9

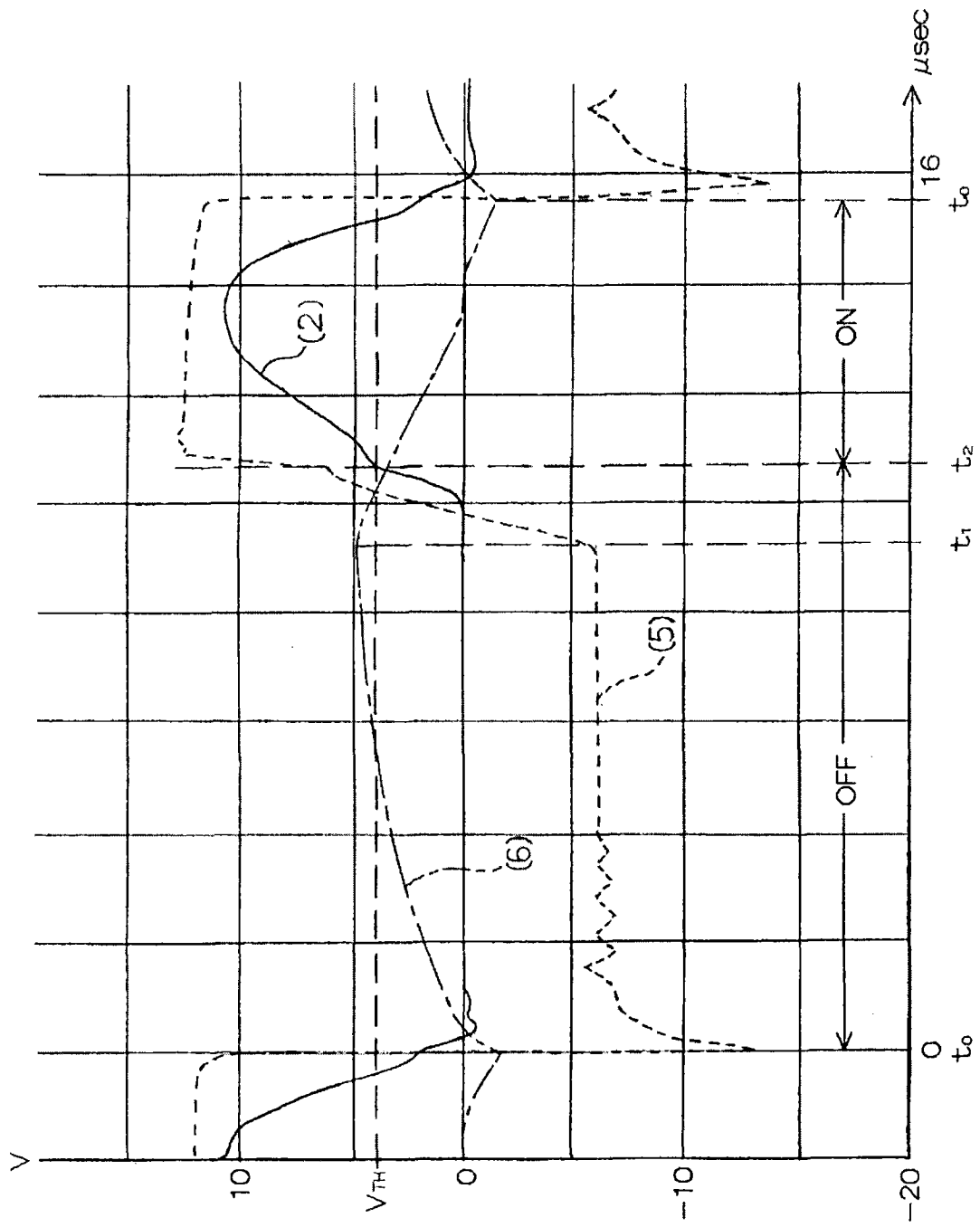


图 10

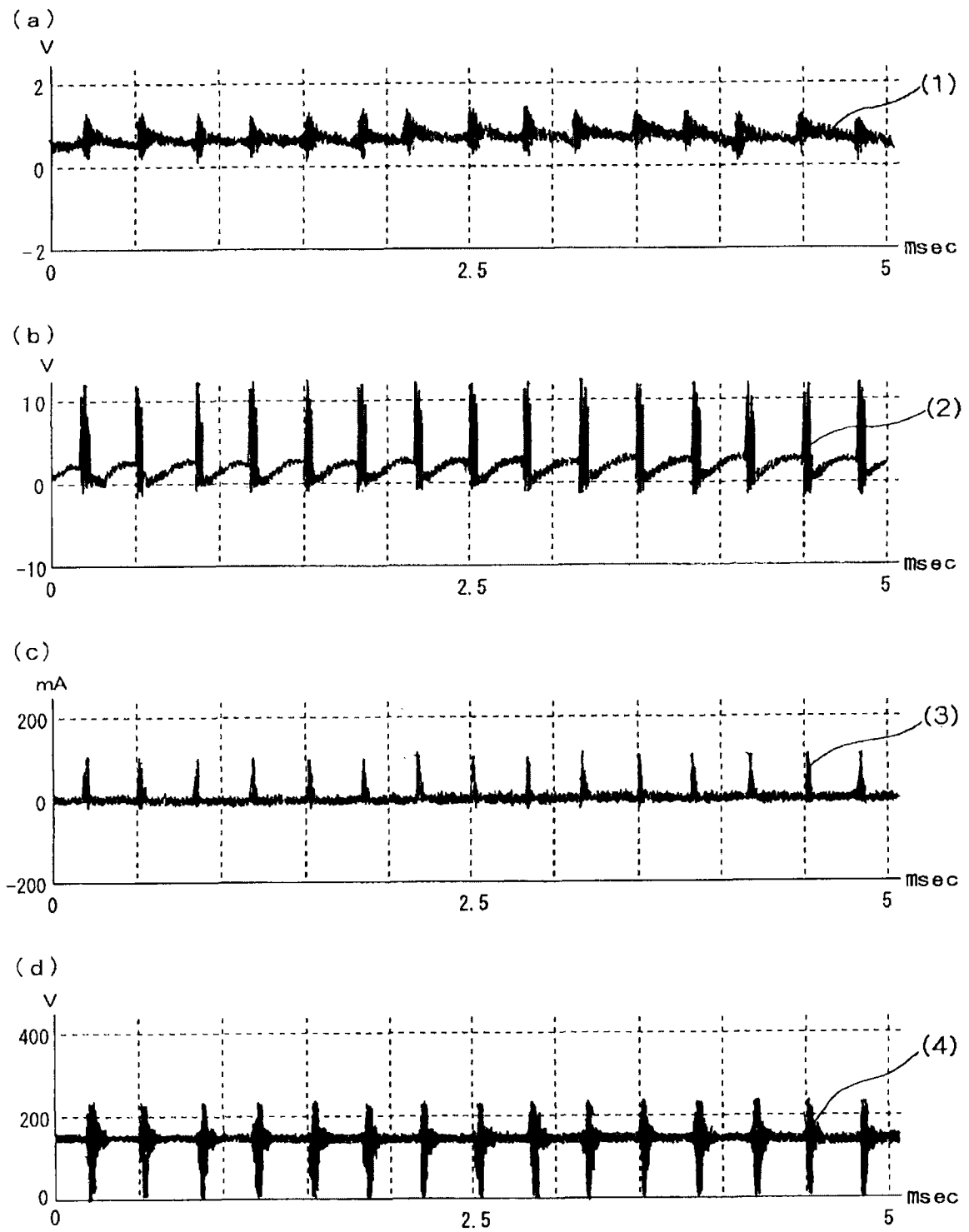


图 11