

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102035395 A

(43) 申请公布日 2011.04.27

(21) 申请号 201010268511.3

(22) 申请日 2010.08.30

(30) 优先权数据

2009-228289 2009.09.30 JP

(71) 申请人 三星电气株式会社

地址 日本埼玉县

(72) 发明人 嶋田雅章

(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 李辉 黄纶伟

(51) Int. Cl.

H02M 3/338 (2006.01)

H02M 1/36 (2007.01)

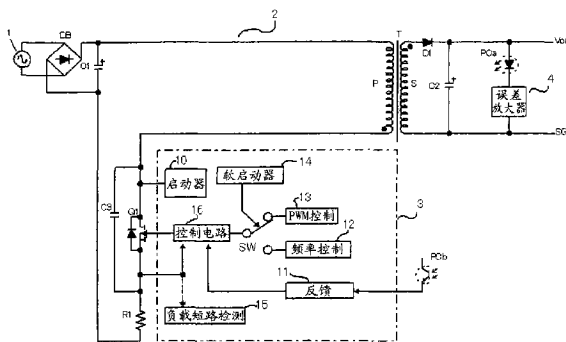
权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 4 页

(54) 发明名称

开关电源装置

(57) 摘要

本发明提供开关电源装置。现有的频率控制方式的模拟谐振型开关电源装置存在下述问题，在电源启动时从二次侧绕组释放变压器的储存能量的期间较长，所以开关频率降低到可听频带。本发明的开关电源装置，在启动时的软启动期间中进行 PWM 控制，在软启动期间结束后切换为频率控制，由此抑制开关元件的应力并消除可听振荡频率，并且电力转换效率良好。



1. 一种开关电源装置,其具有与变压器的一次绕组连接的开关元件,当在所述变压器的一次侧输入了电压时,控制电路对所述开关元件进行导通 / 截止控制,由此对在所述变压器的二次绕组中感应的电压进行整流平滑而输出给负载,

所述开关电源装置的特征在于,

在启动时的期间,进行基于 PWM 控制的导通 / 截止控制,在启动后切换为频率控制,稳定地控制输出给负载的电压。

2. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置,其特征在于,从 PWM 控制到频率控制的切换兼作软启动期间。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源装置,其特征在于,在所述 PWM 控制中,将导通时间固定或者将截止时间固定。

4. 根据权利要求 2 所述的开关电源装置,其特征在于,在所述软启动期间,阶段地增加流过开关元件的电流来进行限制。

## 开关电源装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及在电子设备等中使用的开关电源,尤其涉及能够实现稳定的电源的启动动作的开关电源装置。

### 背景技术

[0002] 以往,在 OA 设备和民用设备等中采用开关电源装置,该开关电源装置通过控制开关元件导通/截止来进行输出电压控制。近年来,基于对环境保护及节能的考虑,要求开关电源装置的高效化。为了抑制开关电源装置中的开关元件的损耗,有采用电压谐振或电流谐振的装置,控制其谐振动作的控制电路通常利用单片的集成电路构成。

[0003] 图 6 是表示以往的开关电源装置的结构电路图。该开关电源装置是模拟谐振型开关电源装置,如图 6 所示,具有交流电源 1、电桥整流器 DB、平滑用电容器 C1、变压器 T、开关元件 Q1、电流检测电阻 R1、整流用二极管 D1、输出电容器 C2、误差放大器 4、光耦合器 PCa、PCb、电容器 C9、辅助电源用电容器 C10、二极管 D10、和用于控制开关元件 Q1 的控制部 3b。

[0004] 控制部 3b 具有作为外部输入端子与开关元件 Q1 的漏极端子连接的启动器端子、电源的输入端子 (Vcc 端子)、反馈信号输入端子 (FB 端子)、过电流保护端子 (OC 端子)、变压器 T 的辅助绕组 D 的电压检测端子 (ZC 端子)、用于向开关元件 Q1 输出控制信号的 DR 端子、以及控制部 3b 的接地端子 (GND 端子)。

[0005] 变压器 T 具有一次绕组 P 和二次绕组 S 和辅助绕组 D,向二次侧电路传递能量。并且,开关元件 Q1 与变压器 T 的一次绕组 P 连接。

[0006] 误差放大器 4 连接在 Vout-SG 之间,根据输出电压 Vout 与内部的基准电压之差,控制流过光耦合器 PCa 的电流。光耦合器 PCa 利用发光二极管构成,将针对基准电压的误差反馈到一次侧。并且,光耦合器 PCb 是根据光耦合器 PCa 的发光二极管的光而动作的光电晶体管,其集电极与控制部 3b 的 FB 端子连接,同时发射极与 GND 连接。

[0007] 控制部 3b 用的辅助电源构成为使二极管 D10 和电容器 C10 与辅助绕组 D 连接,对在变压器 T 的辅助绕组 D 感应出的电压进行整流平滑,同时对自身具有的电容器 C10 充电,向控制部 3b 的 Vcc 端子供给电力。在开关元件 Q1 截止的期间中,在二次绕组 S 感应的电压通过整流用的二极管 D1 和输出电容器 C2 被整流平滑,并作为二次侧输出电压从 Vout 输出给负载。

[0008] 并且,控制部 3b 如图 6 所示,由启动器 StartUp、内部电源 Reg、逻辑电路 NOR1、OR1、比较器 BD、F、OCP、触发器 FF1、电阻 R4、R5、R6、二极管 D3、基准电压 Vz、Voc、驱动电路 BF 构成。

[0009] 内部电源 Reg 根据由 Vcc 端子供给的电力使控制部 3b 启动,同时向控制部 3b 整体供给其进行动作所需要的电力。并且,启动器 StartUp 在电源接通时向内部电源 Vcc 端子供给预定的电压,在控制部 3b 的振荡开始后停止供给,由此被切换为从变压器 T 的辅助绕组 D 进行整流得到的辅助电源。

[0010] 内部电源 Reg 的电压  $V_{reg}$  通过在外部分与 FB 端子连接的光耦合器 PCb 和电容器 C9, 在 FB 端子生成来自二次侧的反馈电压。

[0011] 内部电源 Reg 的电压  $V_{reg}$  通过电阻 R4 和二极管 D3 和电阻 R5 和电阻 R6 与 GND 连接, FB 端子与电阻 R4 和二极管 D3 的阳极连接。并且, 电阻 R5 和电阻 R6 与比较器 F 的反转端子连接, 并被提供与 FB 端子电压成正比的电压。

[0012] OC 端子与开关元件 Q1 的源极端子和电阻 R1 连接, 并被施加与流过开关元件 Q1 的电流对应的电压, 向比较器 F 的非反转端子及比较器 OCP 的非反转端子输出电压信号。

[0013] 在从控制电路 3 的 OC 端子输出的与流过开关元件 Q1 的电流对应的电压信号, 超过反转输入端子的电压  $V_{fb}$  的情况下, 比较器 F 输出 H 信号。由此, 在 OC 端子电压信号的电压值超过 FB 端子示出的与来自二次侧的反馈量对应的电压值  $v_{fb}$  时, 比较器 F 将 H 电平的信号通过 OR 电路 OR1 输入触发器 FF1 的 S 端子, 通过逻辑电路 NOR1 和驱动电路 BF 使开关元件 Q1 截止, 并能够将二次侧的输出电压值控制为一定值。

[0014] 在从 OC 端子输出的电压信号超过基准电压值  $v_{oc}$  的情况下, 比较器 OCP 把流过开关元件 Q1 的电流视为过电流, 并输出 H 信号。

[0015] 在通过比较器 OCP、比较器 F 中的任一个比较器输入了 H 信号的情况下, 逻辑电路 OR1 将 H 信号输出给触发器 FF1 的 S 端子。

[0016] 比较器 BD 的非反转端子与 ZC 端子连接, ZC 端子通过电阻 R3 与变压器 T 的辅助绕组 D 连接。比较器 BD 的反转端子与基准电压  $V_z$  连接, 比较器 BD 的输出端子与触发器 FF1 的 R 端子及逻辑电路 NOR1 的一个输入端子连接。

[0017] 比较器 BD 将辅助绕组 D 的反馈电压与基准电压  $V_z$  进行比较, 将变压器 T 的储存能量通过二次绕组 S 向二次侧释放能量后, 检测出绕组电压的极性已反转。在辅助绕组 D 的绕组电压低于基准电压  $V_z$  的时间点, 比较器 BD 的输出端子向触发器 FF1 的 R 端子和逻辑电路 NOR1 输出 L 信号, 并通过反馈电路 BF 使开关元件 Q1 从截止变为导通。

[0018] 触发器 FF1 根据输入 S 端子的信号和输入 R 端子的信号, 从 Q 端子输出控制信号。触发器 FF1 的 Q 端子与逻辑电路 NOR1 的另一个输入端子连接。并且, 逻辑电路 NOR1 的输出与驱动电路 BF 连接。开关元件 Q1 根据逻辑电路 NOR1 的输出被控制导通 / 截止。

[0019] 下面, 说明以往的开关电源装置的动作。首先, 通过交流电源 1 输出的正弦波电压在电桥整流器 DB 被实施整流, 通过平滑电容器 C1、再通过变压器 T 的一次绕组 P 输出给开关元件 Q1 的漏极端子。开关元件 Q1 由控制部 3b 控制导通 / 截止, 使电流流过二次绕组 S 及辅助绕组 D, 以便向变压器 T 的各个绕组供给能量。

[0020] 流过二次绕组 S 的电流通过二极管 D1 和输出电容器 C2 被实施整流平滑, 成为直流电力, 并从  $V_{out}$  输出给外部的负载。

[0021] 通过反复进行开关元件 Q1 的导通 / 截止动作,  $V_{out}$  的输出电压缓慢上升, 在达到利用误差放大器 4 设定的基准电压时, 流过光耦合器 PCa 的光电二极管的电流增加。此时, 由于流过光耦合器 PCb 的光电二极管的电流增加, 所以电容器 C9 放电, FB 端子的电压下降。由此, 控制部 3b 按照上面所述通过比较器 F、逻辑电路 OR1、触发器 FF1、逻辑电路 NOR1、缓存电路 BF, 控制开关元件 Q1, 使  $V_{out}$  的输出电压变稳定。

[0022] 流过辅助绕组 D 的电流通过二极管 D10 和电容器 C10 被实施整流平滑, 并被用作控制部 3b 的辅助电源, 向  $V_{cc}$  端子供给电力。如上面所述, 在  $V_{cc}$  端子一次达到启动电压

时,来自启动器 StartUp 的电力供给停止,所以针对启动后的 Vcc 端子的电力供给由包括辅助绕组 D 和二极管 D10 和电容器 C10 的辅助电源电路进行。辅助绕组 D 的极性与二次绕组 S 相同,所以 Vcc 的电压与 Vout 的输出电压成正比。

[0023] 这里,开关元件 Q1 由截止变为导通的动作,利用了变压器 T 的二次绕组 S 释放电力后产生的变压器的振荡波形。即,对应于变压器的辅助绕组 D 的振荡波形的波谷,使开关元件 Q1 导通。

[0024] 并且,为了防止错误动作,使具有由于刚刚截止后的振荡而不能再导通的时间,另外为了降低较小负载时的开关损耗,延长截止时间并形成低开关频率,采取这种手段等的技术例如已在日本特开 2002-315330 号公报中公开。

[0025] 【先行技术文献】

[0026] 【专利文献】

[0027] 【专利文献 1】日本特开 2002-315330 号公报

[0028] 前面叙述的模拟谐振型振荡扼流转换器是自激式振荡,所以根据输入电压及负载条件而变动,但是考虑到效率提高和可听频率提高,往往在所述条件的范围内将振荡频率设定为 20[kHz] 附近。

[0029] 图 7 表示现有技术的疑似谐振型振荡扼流转换器的动作波形的一部分。

[0030] 图 7(a) 表示流过开关元件 Q1 的电流波形,图 7(b) 表示流过二次侧二极管 D1 的电流波形,图 7(c) 表示开关元件 Q1 的漏极—源极间电压波形。

[0031] 时刻  $t_1 \sim t_2$  表示开关元件 Q1 导通的状态,时刻  $t_2 \sim t_4$  表示开关元件 Q1 截止的状态,其中,时刻  $t_2 \sim t_3$  是从二次绕组 S 释放变压器 T 的储存能量的期间,是电流流过二次侧二极管 D1 的期间,时刻  $t_3 \sim t_4$  是变压器 T 振荡的 1/2 周期。

[0032] 这里,疑似谐振型振荡扼流转换器的自激式振荡的周期利用下式 (4) 表示。

[0033]  $T_{on}$  = 开关导通时间

[0034]  $T_{off}$  = 开关截止时间

[0035]  $L_p$  = 一次绕组 P 的电感值

[0036]  $V_{in}$  = 输入电压

[0037]  $V_o$  = 输出电压

[0038]  $I_{ppk}$  = 一次绕组电流的峰值

[0039]  $I_{spk}$  = 二次绕组电流的峰值

[0040]  $V_f$  = 二次侧整流二极管的顺时针电压

[0041]  $C_{qr}$  = 电压谐振电容器电容

[0042]  $C_{mos}$  = 开关元件的主端子间电容

[0043]  $T_{on} = (L_p/V_{in}) \times I_{ppk} \dots (1)$

[0044]  $T_{off} = (L_s \times I_{spk}) / (V_o \times V_f) \dots (2)$

[0045]  $T_{lc} = 2 \times \pi \times \sqrt{L_p \times (C_{qr} + C_{mos})} \dots (3)$

[0046] 振荡扼流转换器的周期 =  $T_{on} + T_{off} + T_{lc} / 2 \dots (4)$

[0047] 根据式 (1) 得知输入电压越低  $T_{on}$  时间越长的趋势,根据式 (2) 得知输出电压越低  $T_{off}$  时间越长的趋势。

[0048] 因此,在电源启动时是从输入电压较低的状态开始,而且输出电压是从 0V 开始,

所以周期是较长的时间,存在自激式振荡的模拟谐振型振荡扼流转换器的电源启动时的开关频率降低到可听频带的问题。这个问题是如先行技术文献那样利用设定截止时间、延长截止时间的办法不能解决的本质内容。

[0049] 并且,在民用设备中,存在在电源启动时产生刺耳声音的不良问题。

### 发明内容

[0050] 鉴于上述问题,本发明的目的在于,提供一种能够实现稳定的电源启动动作的开关电源装置。

[0051] 为了解决上述问题,本发明的开关电源装置具有与变压器的一次绕组连接的开关元件,当在所述变压器的一次侧输入了电压时,控制电路对所述开关元件进行导通/截止控制,由此对在所述变压器的二次绕组感应的电压进行整流平滑而输出给负载,所述开关电源装置的特征在于,在启动时的期间,进行基于 PWM(Pulse Width Modulation,脉冲宽度调制)控制的导通/截止控制,在启动后切换为频率控制,稳定地控制输出给负载的电压。

[0052] 并且,本发明的特征在于,从 PWM 控制到频率控制的切换兼作软启动期间。

[0053] 并且,本发明的特征在于,在所述 PWM 控制中,将导通时间固定或者将截止时间固定。

[0054] 并且,本发明的特征在于,在所述软启动期间,阶段地增加流过开关元件的电流来进行限制。

[0055] 根据本发明,能够提供一种实现稳定的电源启动动作的开关电源装置,而不会降低电源效率。

### 附图说明

[0056] 图 1 是本发明的实施方式的开关电源装置的结构概况。

[0057] 图 2 是说明本发明的第 1 实施方式的开关电源装置的启动时的动作的图。

[0058] 图 3 是说明本发明的第 1 实施方式的开关电源装置的一次侧控制电路的图。

[0059] 图 4 是说明本发明的第 1 实施方式的开关电源装置的动作的时序图。

[0060] 图 5 是本发明的第 2 实施方式的开关电源装置的一次侧控制电路的结构图。

[0061] 图 6 是现有技术的开关电源装置的电路结构图。

[0062] 图 7 是表示现有技术的开关电源装置的动作波形的一部分的图。

[0063] 标号说明

[0064] 1 交流电源;2 开关电源装置;DB 电桥整流器;3、3a、3b 一次侧控制电路;4 误差放大器;T 变压器;P 变压器 T 的一次绕组;S 变压器 T 的二次绕组;D 变压器 T 的辅助绕组;R1~R6、R6a 电阻;C1~C3、C9、C10 电容器;D1、D3、D10 二极管;Q1 开关元件;PCa、PCb 光耦合器;OCP、F、BD 比较器;FF1 触发器;BF 缓存电路;NOR1、OR1、OR2、NOT1 逻辑电路;Voc、Vz 基准电压。

### 具体实施方式

[0065] 下面,参照附图说明用于实施本发明的方式。

[0066] 【实施例 1】

[0067] 图 1 是本发明的开关电源装置的结构图的概况。

[0068] 图 1 所示的开关电源装置 2 的电力转换电路是模拟谐振型振荡扼流转换器。

[0069] 交流电源 1 的交流电压通过电桥整流器 DB 和电容器 C1 被整流平滑成为直流电压,直流电压经由变压器 T 的一次绕组 P,并通过开关元件 Q1 的导通动作来储存电磁能量,在开关元件 Q1 截止时,通过二极管 D1 和电容器 C2 对在变压器 T 的二次绕组 S 感应的电压进行整流平滑,向输出 Vout 供给电力。

[0070] 这里,本发明的控制电路 3 由启动器 10、控制部 16、转换来自二次侧输出电压的误差信号的反馈 11、进行电源启动时的软启动的软启动器 14、开关 SW、频率控制 12、PWM 控制 13、负载短路检测 15 构成。

[0071] 图 2 是说明本发明的开关电源装置的启动时的动作的图。

[0072] 在电源启动时,从启动器 10 向控制电路 3 供给电源电压,然后在时刻  $t_0 \sim t_1$ ,利用软启动功能,通过 PWM 控制来控制开关电源装置(振荡扼流转换器),开始向负载供给电力。在时刻  $t_1$  之后,在控制电路的软启动期间结束后,通过开关 SW 快速切换为频率控制。

[0073] 并且,具有负载短路检测 15,流过开关元件 Q1 的漏极电流作为信号通过电阻 R3 输入负载短路检测 15,负载短路检测 15 根据漏极电流的值检测是否是过负载,在检测到过负载时,在检测到的时间点,开关元件 Q1 从导通变为截止。

[0074] 下面,参照附图说明用于实施本发明的方式。

[0075] 图 3 是表示本发明的第 1 实施方式的开关电源装置的一次侧控制电路的结构图。另外,本发明的开关电源装置的整体结构与使用图 6 说明的现有的开关电源装置相同,只是把图 6 中的控制电路 3b 替换为图 2 中记述的控制电路 3。

[0076] 另外,在表示图 3 和图 5 的各个实施方式的图中,对于和图 6 中的构成要素相同及等同的部分,利用与前述要素相同的标号进行表示,并省略重复的说明。

[0077] 该开关电源装置 2 如图 3 所示,具有交流电源 1、电桥整流器 DB、平滑电容器 C1、变压器 T、开关元件 Q1、开关元件 Q1 的漏极电流检测用电阻 R1、电压谐振电容器 C3、二次侧整流用二极管 D1、输出平滑电容器 C2、误差放大器 4、光耦合器 PCa、PCb、电容器 C9、构成辅助电源的二极管 D10 和电解电容器 C10、用于控制开关元件 Q1 的控制部 3。

[0078] 交流电源 1 与电桥整流器 DB 连接,交流电源 1 的交流电压通过电桥整流器 DB 被转换为直流电压。电桥整流器 DB 的直流输出电压中包含的脉动电流成分,通过连接在电桥整流器 DB 的正极和负极两个输出端子之间的电容器 C1 变平滑,成为脉动电流少的直流电压。

[0079] 在开关电源装置 2 设置具有一次绕组 P、二次绕组 S、辅助绕组 D 的变压器 T。电桥整流器 DB 的正极输出端子与变压器 T 的一次绕组 P 的一个端子连接,一次绕组 P 的另一个端子与开关元件即 MOSFET Q1 的漏极端子连接。并且, MOSFET Q1 的源极端子通过电阻 R1 与电桥整流器 DB 的负极输出端子(以下,把与电桥整流器 DB 的负极输出端子连接的线设为接地电位 GND1)连接。

[0080] 电容器 C10 将二极管 D10 的阴极端子和控制电路 3 的 Vcc 端子连接,二极管 D10 的阳极端子与变压器 T 的辅助绕组 D 的一个端子及电阻 R3 的一个端子连接,电阻 R3 的另一个端子与控制电路 3 的 ZC 端子连接。电容器 C9 的一个端子和光耦合器 PCb 的光电晶体管的集电极及控制电路 3 的 FB 端子被连接,电容器 C9 的另一个端子、光耦合器 PCb 的光电

晶体管的发射极端子、辅助绕组 D 的另一个端子、控制电路 3 的 GND 端子及接地电位 GND 被连接。并且,在开关元件即 MOSFET Q1 的漏极端子上连接有电压谐振电容器 C3 的一个端子和控制电路 3 的 DV 端子,在 MOSFET Q1 的源极端子上连接有电压谐振电容器 C3 的另一个端子,再连接由控制电路 3 的 OC 端子。

[0081] 二极管 D1 的阳极端子与变压器 T 的二次绕组 S 的一个端子连接,二极管 D1 的阴极端子、电容器 C2 的正极端子、光耦合器 PCa 的光电二极管的阳极端子、误差放大器 4 的电压检测端子及对负载的输出端子  $V_{out}$  被连接,光耦合器 PCa 的光电二极管的阴极端子和误差放大器 4 的控制端子被连接,变压器 T 的二次绕组 S 的另一个端子、电容器 C2 的负极端子、误差放大器 4 的负极端子及对负载的输出的 SG 端子被连接。

[0082] 下面,具体说明控制电路 3 的内部结构。

[0083] 图 3 中的控制电路 3 由启动器 StartUp、内部电源 Reg、逻辑电路 NOR1、OR1、OR2、NOT1、比较器 BD、F、OCP、触发器 FF1、电阻 R4、R5、R6、二极管 D3、基准电压  $V_z$ 、 $V_{oc}$ 、驱动电路 BF、软启动器 SoftStart、振荡器 MaxON、开关 SW 构成。

[0084] 振荡器 MaxON 与逻辑电路 NOR1 的第 2 输入端子及逻辑电路 OR1 的第 1 输入端子连接。

[0085] 逻辑电路 NOR1 的第 1 输入端子、逻辑电路 OR1 的第 2 输入端子及开关 SW1 的一个端子被连接。逻辑电路 NOR1 的第 3 输入端子和触发器 FF1 的输出 Q 相连接,触发器 FF1 的重设端子 R 与逻辑电路 OR2 的输出连接,触发器 FF1 的设定端子 S 与逻辑电路 OR1 的输出连接。逻辑电路 NOR1 的输出与缓存电路 BF 的输入端子及软启动 SoftStart 的输入端子连接,软启动 SoftStart 的输出与逻辑电路 NOT1 的输入端子及振荡器 MaxON 的导通截止端子连接。逻辑电路 NOT1 的输出与开关 SW1 的导通截止控制端子连接。

[0086] 在逻辑电路 OR1 的第 1 输入端子上连接有比较器 F 的输出,在第 2 输入端子上连接有比较器 OCP 的输出。比较器 OCP 和 F 的非反转端子彼此连接,通过控制电路端子 OC 与开关元件 Q1 的源极端子、电阻 R1 的一个端子及电压谐振电容器 C3 的另一个端子连接。在比较器 OCP 的反转端子上连接有基准电压  $V_{oc}$ ,在比较器 F 的反转端子上连接有电阻 R5 的另一端及电阻 R6 的一个端子。

[0087] 在电阻 R5 的一个端子上连接有二极管 D3 的阴极,在二极管 D3 的阳极连接有电阻 R4 的另一个端子及控制电路 3 的 FB 端子。内部电源 Reg 的电源电压  $V_{reg}$  与电阻 R4 的一个端子连接。与现有技术相同,光耦合器 PCb 的集电极端子及电容器 C9 的一个端子与控制电路 3 的 FB 端子连接。

[0088] 比较器 BD 的输出与开关 SW 的另一个端子连接,在比较器 BD 的反转输入端子上连接有基准电压  $V_z$ ,在非反转输入端子上通过控制电路 3 的 ZC 端子连接有电阻 R3 的另一个端子。电阻 R3 的一个端子与变压器 T 的辅助绕组 D 的点极性的端子连接。这里,辅助绕组 D 的点极性与变压器 T 的二次绕组 S 的电力供给侧的极性为同极。

[0089] 各个基准电压  $V_{oc}$ 、 $V_z$  的负极端子及电阻 R6 的另一个端子与控制电路 3 的 GND 端子连接,电阻 R1 的另一个端子及电容器 C9、光耦合器 PCb 的晶体管的发射极端子、平滑电容器 C1 的负极端子及电桥整流器 DB 的负极端子被连接。

[0090] 缓存电路 BF 的输出通过控制电路 3 的 DR 端子,与开关元件 Q1 的栅极端子连接。

[0091] 这里,说明图 3 中的一次侧控制电路 3 的新的内部结构。



[0092] 软启动电路 SoftStart 从电源启动时起计测时间,在到达预定的时间时,发送 L 电平的输出信号,通过逻辑电路 NOT1 使开关 SW 导通,而且使振荡器 MaxOn 的振荡停止。例如,软启动电路 SoftStart 的结构由定时器电路、或者在对逻辑电路 NOR1 的输出信号脉冲计数预定次数后输出的计数器电路构成。

[0093] 振荡器 MaxOn 确定 PWM 控制时的振荡频率,而且限制开关元件的最大导通幅度。振荡器 MaxOn 的输出通过所述软启动电路 SoftStart 进行导通截止控制,在截止状态下保持 L 电平。

[0094] 开关 SW 是选择基于振荡器 MaxOn 的 PWM 控制、或者基于比较器 BD 输出信号的频率控制中的任一种控制来控制电路 3 的控制的开关,通过所述软启动电路 SoftStart 进行导通截止控制。

[0095] 图 4 是说明本发明的第 1 实施方式的开关电源装置的动作的时序图。

[0096] 下面,参照图 3 所示的控制电路 3 的内部结构、图 4 所示的时序图,说明从启动时的 PWM 控制向频率控制切换的动作。

[0097] 在截止到图 4 的时刻  $t_6$  的软启动期间中,软启动电路 SoftStart 的输出信号  $v_{so}$  为 H 电平,在该期间,开关 SW 是截止状态,且是 PWM 控制,所以逻辑电路 NOR1 的第 1 输入端子电压  $r_1$  成为 L 电平。并且,振荡器 MaxOn 的输出信号输出如时刻  $t_1 \sim t_3$  那样的周期  $t_{max}$  的脉冲波形。

[0098] 这里,在时刻  $t_1$ ,振荡器 MaxOn 的 H 电平的输出信号被输入逻辑电路 OR2 的一个输入端子,逻辑电路 OR2 的输出为 H 电平,并输入触发电路的重设端子,触发电路成为重设状态。信号  $r_1 \sim r_3$  全部为 L 电平,所以逻辑电路 NOR1 的输出信号  $V_d$  反转成为 H 电平。信号  $v_d$  通过缓存电路 BF 使开关元件 Q1 成为导通状态,使变压器 T 的一次绕组 P 的激励电流流过电阻 R1,在电阻 R1 产生电压  $v_r$ 。电压  $V_r$  在时刻  $t_2$  达到基准电压  $V_{oc}$  的电平时,比较器 OCP 的输出信号从 L 电平反转为 H 电平,通过逻辑电路 OR1 将触发电路 FF1 设定为设定状态。通过使触发电路 FF1 成为设定状态,Q 输出反转,信号  $r_3$  成为 H 电平,通过逻辑电路 NOR1 及缓存电路 BF 使开关元件 Q1 成为截止状态。

[0099] 然后,在时刻  $t_3$ ,振荡器 MaxOn 的 H 电平的输出信号被输入逻辑电路 OR2 的一个输入端子,并反复与上述相同的动作。

[0100] 这里,通过反复上述动作,从变压器 T 向未图示的二次侧负载供给电力,输出电压  $V_{out}$  上升并接近额定电压时,在时刻  $t_3 \sim t_8$ ,从二次侧的误差放大器 4 通过光耦合器 PCa、PCb 流过电流,使 FB 端子电压  $f_b$  缓慢下降。因此,比较器 F 的反转端子电压  $v_{fb}$  也成正比地下降,在时刻  $t_4$ ,在比电阻 R1 的电压  $v_r$  低的时间点,比较器 F 的输出反转成为 H 电平,通过逻辑电路 OR1 将触发电路 FF1 设定为设定状态。通过使触发电路 FF1 成为设定状态,Q 输出反转,信号  $r_3$  成为 H 电平,通过逻辑电路 NOR1 及缓存电路 BF 使开关元件 Q1 成为截止状态。此时,由于电压  $v_r$  没有达到基准电压  $V_{oc}$  的电平,所以比较器 OCP 的输出信号  $v_{cp}$  保持 L 电平的狀態。

[0101] 在时刻  $t_5$ ,振荡器 MaxOn 的 H 电平的输出信号被输入逻辑电路 OR2 的一个输入端子,并反复与上述相同的动作。

[0102] 当软启动期间在时刻  $t_6$  结束时,软启动 SoftStart 的输出信号  $v_{so}$  成为 L 电平,通过逻辑电路 NOT1 使开关 SW 成为导通状态,而且振荡器 MaxOn 切换为截止状态,信号  $r_2$

保持 L 电平状态。信号 r1 上连接比较器 BD 的输出信号,比较器 BD 的非反转输入端子被输入比基准电压 Vz 低的电压,所以比较器 BD 的输出是 L 电平,信号 r1 保持 L 电平不变,信号 r4 及信号 r3 也同样不变。因此,在时刻 t7 的开关元件 Q1 的导通状态不会变化。

[0103] 然后,在比较器 F 的反转端子电压 vfb 低于电阻 R1 的电压 vr 的时刻 t8,比较器 F 的输出反转成为 H 电平,通过逻辑电路 OR1 将触发电路 FF1 设定为设定状态。通过使触发电路 FF1 成为设定状态, Q 输出反转,信号 r3 成为 H 电平,通过逻辑电路 NOR1 及缓存电路 BF 使开关元件 Q1 成为截止状态。此时,由于电压 vr 没有达到基准电压 Voc 的电平,所以比较器 OCP 的输出信号 vcp 保持 L 电平的狀態。

[0104] 并且,在时刻 t8,比较器 BD 的非反转输入端子被输入比基准电压 Vz 高的电压,所以信号 r1 反转成为 H 电平,使逻辑电路 NOR1 的输出信号 vd 保持 L 电平,而且通过逻辑电路 OR2 向触发电路 FF1 的重设端子输入 H 电平,使之成为重设状态。这里,触发电路 FF1 的 Q 输出反转成为 L 电平,但由于逻辑电路 NOR1 的第 1 输入信号 r1 是 H 电平,所以逻辑电路 NOR1 的输出信号 vd 保持 L 电平。

[0105] 在时刻 t5 ~ t8,激励电流流过变压器 T 的一次绕组 P,由此储存的电力在时刻 t8 ~ t9 结束对二次侧负载的电力释放,在时刻 t9,变压器 T 的各个绕组电压产生振荡,辅助绕组 D 的电压的极性瞬时反转,成为比基准电压 vz 低的电压。这里,比较器 BD 的输出反转成为 L 电平,所以信号 r1 成为 L 电平,通过逻辑电路 NOR1、缓存电路 BF 使开关元件 Q1 从截止状态成为导通状态。

[0106] 在时刻 t10,比较器 F 的反转端子电压 vfb 比电阻 R1 的电压 vr 低,所以与时刻 t8 相同,开关元件 Q1 从导通状态切换为截止状态,并反复与从上述时刻 t8 起相同的动作。

#### [0107] 【实施例 2】

[0108] 图 5 表示本发明的第 2 实施方式。图 5 所示的本发明的第 2 实施方式的电路结构,相对于图 3 所示的本发明的第 1 实施方式,将一次侧控制电路 3 的软启动 SoftStart 及电阻 R6 替换为输出两输出信号的软启动 SoftStart1 及电阻 R6a,从软启动 SoftStart1 的输出端子 vsr 连接到可以改变电阻 R6a 的电阻值的端子,除此之外的结构完全相同。

[0109] 在二次侧的输出电压达到恒定电压的期间、而且是在软启动期间中,通过将电阻 R6a 的电阻值从较小的值缓慢改变为较大的值,限制流过开关元件 Q1 的电流并使其进行开关,能够防止在电源启动时过大的电流流过开关元件 Q1。

[0110] 本发明的实施方式不限于前述实施例,能够实现各种变更。虽然控制方式被设为 PWM 控制,但也可以使截止期间固定、导通期间固定、或者阶段地改变实施例 2 的电阻 R6a 的电阻值,并阶段地改变流过开关元件的电流值来进行控制。关于软启动期间的预定的时间设定,除了计数开关元件 Q1 的栅极信号 vd 的计数电路之外,也可以采用基于电容器的充电电压和基于预定的基准电压的时间常数电路。

[0111] 以上,根据本实施方式能够提供一种开关电源装置,与现行的频率控制的启动动作不同,通过在启动时进行 PWM 控制,能够抑制开关元件的应力并消除可听振荡频率,而且电力转换效率良好。

[0112] 以上通过具体的实施方式说明了本发明,但这些实施方式只是示例,本发明当然不能限定于这些实施方式。

[0113] 产业上的可利用性

[0114] 本发明能够用作实现稳定的电源启动动作的控制方式,而不会降低电源效率。

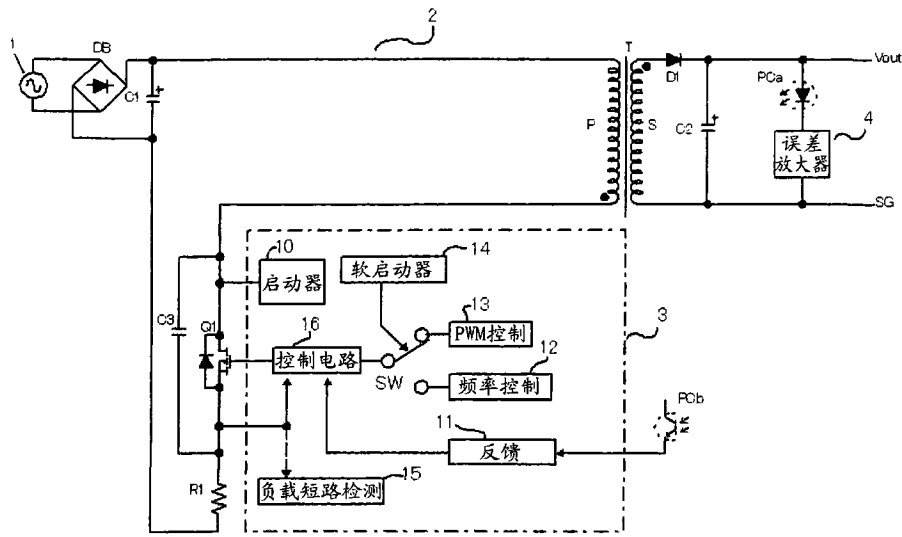


图 1

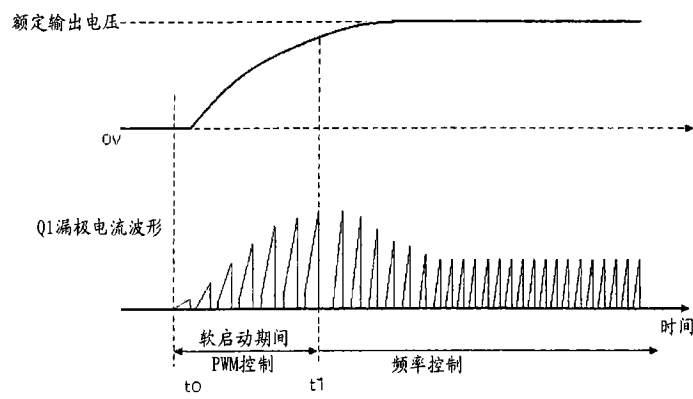


图 2



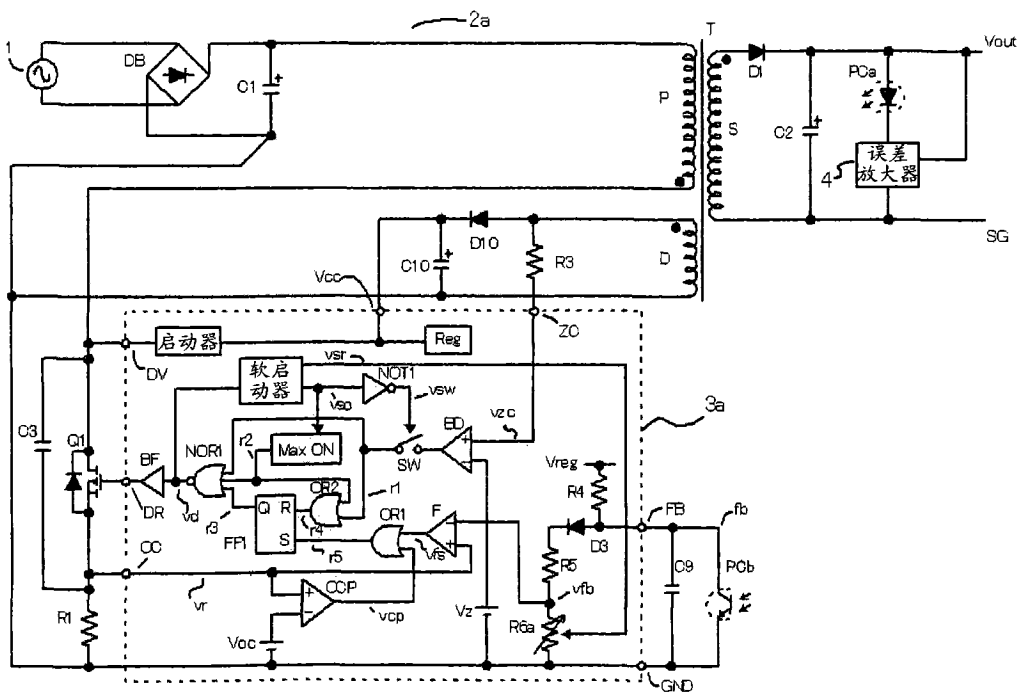


图 5

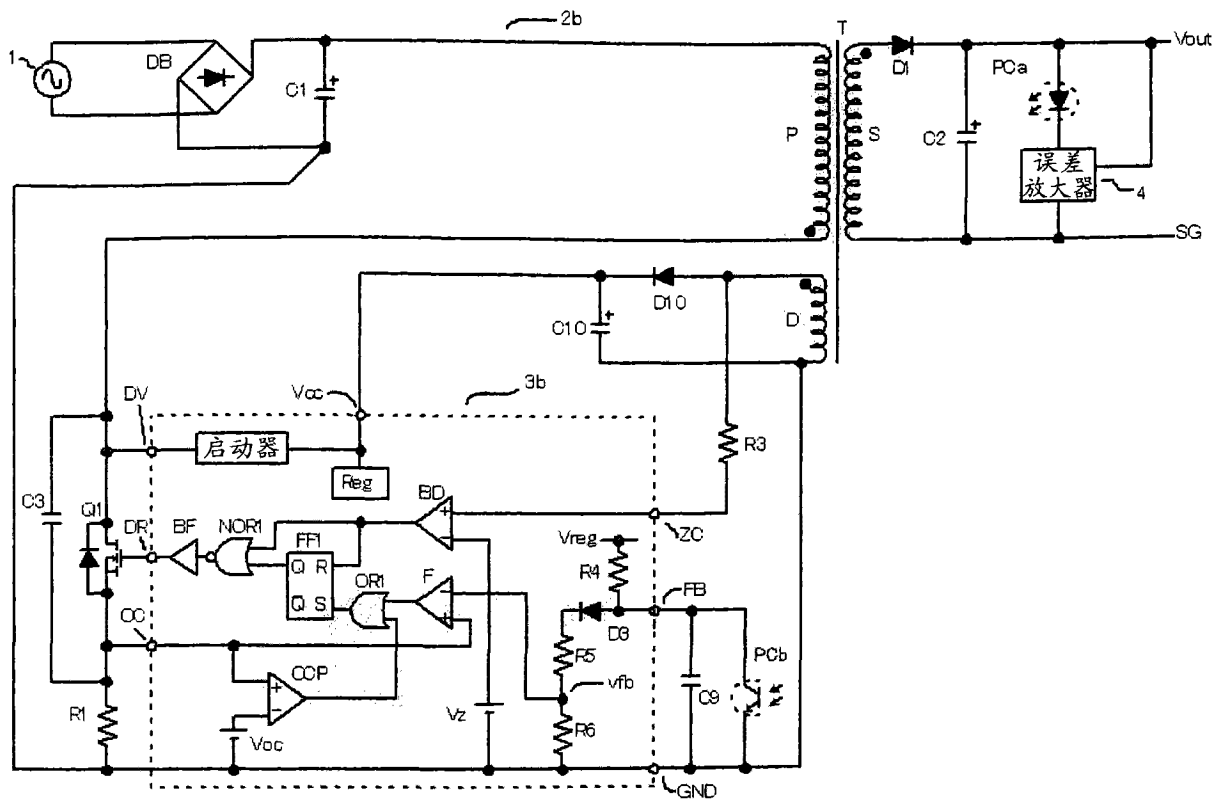


图 6

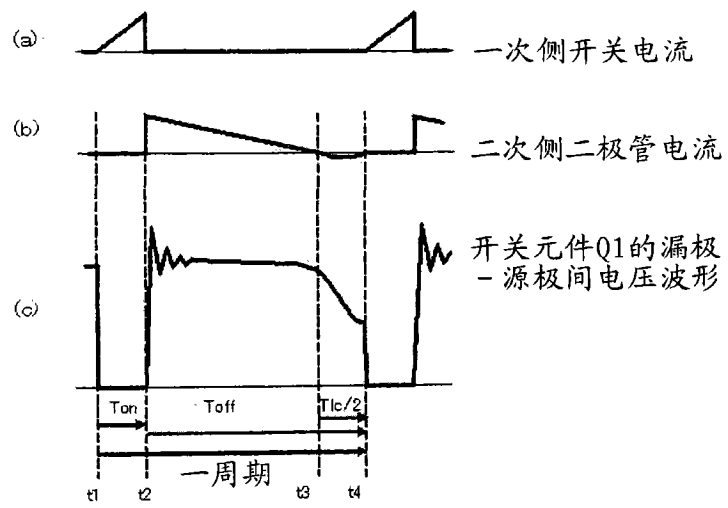


图 7