



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103715901 B

(45) 授权公告日 2016. 02. 10

(21) 申请号 201310170814. 5

(22) 申请日 2013. 05. 10

(30) 优先权数据

12187537. 1 2012. 10. 05 EP

(73) 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 杰罗恩·克莱彭宁

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 王波波

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

(56) 对比文件

US 5949659 A, 1999. 09. 07,

EP 0538624 A1, 1993. 04. 28,

US 5636107 A, 1997. 06. 03,

CN 101119071 A, 2008. 02. 06,

US 5956240 A, 1999. 09. 21,

CN 1223751 A, 1999. 07. 21,

审查员 刘侠

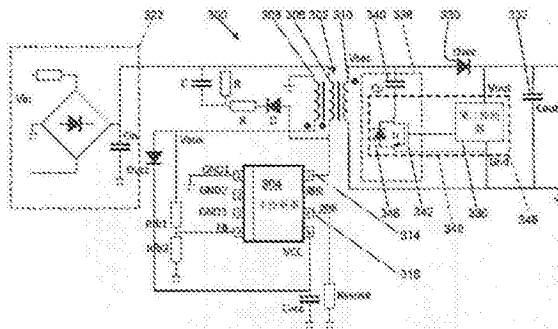
权利要求书2页 说明书14页 附图6页

(54) 发明名称

开关电源

(57) 摘要

本申请涉及一种开关电源,包括:具有初级绕组和次级绕组的变压器,次级绕组有第一端和第二端;具有输入和输出的整流器,输入被耦合到次级绕组的第一端;具有被耦合到整流器的输出的第一极板和被耦合到次级绕组的第二端的第二极板的输出电容器;与初级绕组串联耦合的电源开关,被配置成被耦合在整流器的输出和地之间;与次级绕组并联的信号单元,包括信号电容器和与信号电容器串联的信号开关;第二控制器,被配置为检测次级绕组处的次级变量,根据次级变量控制信号开关,闭合信号开关被配置为通过将信号电容器连接到次级绕组产生变压器信号;主控制器,被配置为从变压器的初级绕组或初级侧辅助绕组接收变压器信号,和根据变压器信号控制电源开关。



1. 一种开关电源 (300), 其特征在于, 包括:

变压器 (302), 所述变压器 (302) 具有初级绕组 (306), 初级侧辅助绕组 (308) 和次级绕组 (310), 所述次级绕组 (310) 具有第一端和第二端;

整流器 (330), 所述整流器 (330) 具有输入和输出, 所述输入被耦合到所述次级绕组 (310) 的所述第一端;

输出电容器 (332), 所述输出电容器 (332) 具有第一极板和第二极板, 所述第一极板被耦合到所述整流器 (330) 的所述输出以及所述第二极板被耦合到所述次级绕组 (310) 的所述第二端;

与所述初级绕组 (306) 串联耦合的电源开关, 所述电源开关被配置成被耦合在输入电源的整流器 (322) 的输出和地之间;

与所述次级绕组 (310) 并联的信号单元 (338), 所述信号单元 (310) 包括信号电容器 (340) 和信号开关 (342), 所述信号电容器 (340) 和所述信号开关 (342) 彼此串联耦合;

第二控制器 (336), 被配置为:

检测所述次级绕组 (310) 处的次级侧变量,

根据所述次级变量控制所述信号开关 (342), 其中闭合信号开关 (342) 被配置为在开关电源 (300) 的第一周期的次级冲程和下一个周期的初级冲程之间的振铃冲程期间的一个或多个脉冲中, 通过将所述信号电容器 (340) 连接到所述次级绕组 (310) 来产生变压器信号;

主控制器 (304), 被配置为:

从所述变压器 (302) 的所述初级绕组 (306) 或初级侧辅助绕组 (308) 接收所述变压器信号, 和

根据所述变压器信号控制所述电源开关。

2. 根据权利要求 1 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述闭合信号开关 (342) 被配置为通过所述信号电容器 (340) 放电到所述次级绕组 (310) 来产生所述变压器信号。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述次级侧变量表示在所述变压器 (302) 的所述次级侧的以下一个或多个: 电压, 功率, 或电流。

4. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述主控制器 (304) 被配置为根据所述变压器信号设置所述电源开关的开关频率, 初级冲程电流的峰值或所述电源开关的接通持续时间。

5. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述变压器信号包括以下至少一个: 比阈值大或小的所述变压器 (302) 的绕组 (304, 306, 308) 两端的电压的变化率, 比所述变压器 (302) 的绕组 (304, 306, 308) 的阈值低或高的电压的变化, 和振铃频率的变化。

6. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 还包括二极管 (346), 所述二极管 (346) 跨接在所述信号开关 (342) 的两端。

7. 根据权利要求 1 或 2 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述信号电容器 (340b) 被配置为在所述开关电源周期的次级冲程期间被充电。

8. 根据权利要求 7 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述信号开关 (342) 为第一信号开关 (342) 和所述信号电容器 (340) 为第一信号电容器 (340), 所述开关电源 (300) 还包

括第二信号单元 (338b), 所述第二信号单元 (338b) 具有第二信号电容器 (340b) 和第二信号开关 (342b), 其中所述第二信号电容器 (340) 的一端被直接耦合到所述整流器 (330) 的所述输入, 所述第一信号开关 (342) 的一端被直接耦合到所述整流器 (330) 的所述输入, 其中, 所述第二控制器 (336) 被进一步配置为根据所述次级侧变量来控制所述第二信号开关 (342b)。

9. 根据权利要求 8 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 通过使所述第一信号电容器 (340) 连接到所述次级绕组 (310) 产生的第一极性变压器信号的极性与通过使所述第二信号电容器 (340b) 连接到所述次级绕组 (310) 产生的第二极性变压器信号的极性相反, 其中, 所述主控制器 (304) 被配置为, 如果接收到所述第一极性变压器信号, 则增加传送到所述初级绕组 (306) 的功率, 而如果接收到所述第二极性变压器信号, 则减少传送到所述初级绕组的功率。

10. 根据权利要求 8 或 9 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述主控制器 (304) 被配置为在电源的周期内, 以步进大小改变功率水平, 其中, 所述步进大小是以下其中之一: 恒定的步进大小; 对于恒定的纹波电压, 与绝对功率成比例的步进; 如果接收到持续的功率升高或功率下降的变压器信号, 由扩大步进的算法确定的步进大小。

11. 根据权利要求 8 或 9 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述第二控制器 (348c) 被配置为, 通过提供各自的脉冲信号开关控制信号, 使所述第一信号电容器 (340) 部分放电和使所述第二信号电容器 (340b) 部分放电, 以提供多个变压器信号。

12. 根据权利要求 8 或 9 所述的开关电源 (300), 其特征在于, 所述第二控制器 (348, 348b) 被配置为通过提供脉冲信号开关控制信号, 使所述信号电容器 (340, 340b) 部分放电, 以提供多个变压器信号。

13. 根据权利要求 1 所述的开关电源, 其特征在于, 所述信号电容器 (340) 具有被耦合到所述次级绕组 (310) 的所述第一端的第一极板和被耦合到所述信号开关 (342) 的第二极板, 所述开关电源还包括:

充电开关 (343), 所述充电开关 (343) 具有被耦合到所述输出电容器 (332) 的所述第一极板的第一端和被耦合到所述信号电容器 (340) 的所述第二极板的第二端;

其中, 所述第二控制器 (348d) 被配置为根据所述次级变量操作所述充电开关 (343)。

## 开关电源

### 技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源。具体地,本发明涉及具有用于跨越电源的变压器传输信息的信号电容器的电源,但并非仅仅如此。

### 背景技术

[0002] 开关电源 (SMPS) 转换器用于适配器和电池充电器的低功率转换器。在某些应用中,使这类电源的成本和尺寸最小化是非常重要的。现在,有一种需求是减少无负载的功耗以及改进低成本、小尺寸的 SMPS 转换器的瞬态响应。

[0003] 美国专利 US5, 949, 659 公开了一种将辅助功率和信息电隔离传送到具有开关电源的电子单元的装置。该装置在开关电源的次级侧提供发射器,当评估模块检测到次级信息被连接到初级绕组的一端时,该发射器根据将被传送到开关电源的初级侧的信息将次级绕组上的负载切换为低阻抗。

### 发明内容

[0004] 根据本发明的第一方面,提供了一种开关电源,包括:

[0005] 变压器,该变压器具有初级绕组和次级绕组,次级绕组具有第一端和第二端;

[0006] 整流器,该整流器具有输入和输出,输入被耦合到次级绕组的第一端;

[0007] 输出电容器,该输出电容器具有第一极板和第二极板,第一极板被耦合到整流器的输出以及第二极板被耦合到次级绕组的第二端;

[0008] 与初级绕组串联耦合的电源开关,该电源开关被配置成被耦合在整流器的输出和地之间;

[0009] 与次级绕组并联的信号单元,该信号单元包括信号电容器和信号开关,信号电容器和信号开关彼此串联耦合;

[0010] 第二控制器,被配置为:

[0011] 检测次级绕组处的次级侧变量,

[0012] 根据次级变量控制信号开关,其中闭合信号开关被配置为通过将信号电容器连接到次级绕组来产生变压器信号;

[0013] 主控制器,被配置为:

[0014] 从变压器的初级绕组或初级侧辅助绕组接收变压器信号,和

[0015] 根据变压器信号控制电源开关。

[0016] 上述实施例可避免为了提供通信信号从输出电容器抽出功率,所以当发信号到初级侧时不会导致输出电压下降。

[0017] 此外,开关电源 (SMPS) 可以通过变压器本身从变压器的次级侧发送信号到初级侧,所以可以不需要结合光电耦合器。这样的实施方式可以降低 SMPS 的生产成本,PCB 封装和无负载功耗。

[0018] 信号电容器可以与输出电容器分离。整流器可以是二极管或其他类型的整流器,

例如有源整流器 / 同步整流器。

[0019] 闭合信号开关可以被配置为通过信号电容器放电到次级绕组来产生变压器信号。

[0020] SMPS 可以被配置为使用次级侧感应, 所以可以不断监控次级侧变量。与此相反, 初级侧的感应实现存在不能确定输出条件的盲段。

[0021] 第二控制器可以被配置为通过只关闭信号开关一次来根据次级变量控制信号开关, 以便产生变压器信号。这可能会导致信号电容器完全放电到次级绕组。这种实施例可能不需要精确的定时电路来确保从输出电容器中仅抽出精确数量的能量。去除这种电路较大幅简化设计和节省成本。因此, 这样的实施方案可能能够运行在无负载功率低于 10mW 并保留对快速负载步进作出反应的能力。这样的实施例可以提供 100  $\mu$ F 的输出电容。

[0022] 第二控制器可以被配置为通过可选地在振铃冲程期间多次闭合信号开关, 来根据次级变量控制信号开关, 以产生变压器信号。这可能会导致对于每个开关闭合 (脉冲), 信号电容器部分放电到次级绕组。这样的实施例还可以包括定时电路, 以确保在第一开关闭合 (脉冲) 后, 对于随后的开关闭合在初级侧接收到足够的信号, 并在信号电容器中保留足够的能量。

[0023] 次级侧变量表示在变压器的次级侧的以下一个或多个: 电压, 功率, 或电流。

[0024] 主控制器可以被配置为根据变压器信号来设定电源开关的开关频率和 / 或初级冲程电流的峰值或电源开关的接通持续时间。电源开关的开关频率和初级冲程电流的峰值与转换后的功率有关。

[0025] 第二控制器可以被配置为在振铃冲程期间的一个或多个脉冲中, 将信号电容器连接到次级绕组。振铃冲程可以是在开关电源的第一周期的次级冲程和下一个周期的初级冲程之间的期间。

[0026] 第二控制器可以被配置为在振铃冲程期间释放单个脉冲或多个脉冲到次级绕组。

[0027] 第二控制器可以被配置为在振铃冲程稍后的一个时刻释放一个或多个脉冲到次级绕组, 例如, 在 5 个或 10 个振铃周期后振铃随着时间衰减具有较低的振幅。这是有利的, 因为衰减降低了振铃在振铃冲程期间的振幅, 从而允许较小能量的脉冲, 因此需要较少可检测到的电容放电作为初级侧的变压器信号。

[0028] 变压器信号可以包括以下至少一个量: 变压器的绕组两端的电压的快速变化, 比变压器的绕组的阈值的低或高的电压的变化, 和振铃频率的变化。这些量中的每一个都可以被认为是变压器信号的电压和频率的变化。“快速”变化可以被认为是时间 ( $d/dt$ ) 大于阈值的变化率。

[0029] 开关电源还可以包括耦合在信号开关两端的二极管。信号开关可以是晶体管。变压器可以是 nmos 或 pmos 场效应晶体管。该二极管可以是晶体管的结合二极管, 背栅二极管或体二极管。

[0030] 信号电容器可以被配置为在开关电源周期的初级冲程期间被充电, 并且可选择地仅在初级冲程期间被充电。

[0031] 信号电容器可以被配置为在开关电源周期的次级冲程期间被充电, 并且可选择地仅在次级冲程期间被充电。

[0032] 信号开关可以是第一信号开关。信号电容器可以是第一信号电容器。开关电源还可以包括具有第二信号电容器和第二信号开关的第二信号单元。第二信号电容器的一端可

以被直接耦合到整流器的输入。第一信号开关的一端可以被直接耦合到整流器的输入。第二控制器还可以被配置为根据次级变量来控制第二信号开关。

[0033] 第二信号单元的设置允许第二控制器提供与初级侧电路的 2 位通信。也就是说,在单个周期内,第二控制器可以提供表示次级变量是过低或过高(或可选地,是增大还是减小)的信号。如果次级侧变量是在所期望的范围内,则第二控制器可以不提供信号。

[0034] 通过第一信号电容器的放电产生的第一极性变压器信号的极性可能与通过第二信号电容器的放电产生的第二极性变压器信号的极性相反。主控制器被配置为,如果接收到第一极性变压器信号,则增加传送到初级绕组的功率,而如果接收到第二极性变压器信号,则减少传送到初级绕组的功率。

[0035] 主控制器被配置为电源的周期内,以步进大小改变功率水平,其中,是以下其中之一:恒定的步进大小;对于恒定的纹波电压,与绝对功率成比例的步进;如果接收到持续的功率升高或功率下降的变压器信号,由扩大步进的算法确定的步进大小。

[0036] 第二控制器可以被配置为,通过提供脉冲信号开关控制信号,使信号电容器部分放电,以提供多个变压器信号。脉冲信号开关控制信号可以有确定数量的脉冲,已确定的接通持续时间和已确定的频率,和/或可以有已确定的峰值放电电流和已确定的频率。

[0037] 第二控制器通过提供各自的脉冲信号的开关控制信号对第一信号电容器部分放电和对第二信号电容器部分放电,以提供多个变压器信号。

[0038] 信号电容器可以具有被耦合到次级绕组的第一端的第一极板。信号电容器可以具有被耦合到信号开关的第二极板。开关电源还可以包括充电开关。充电开关可以具有被耦合到输出电容器的第一极板的第一端。充电开关可以具有被耦合到信号电容器的第二极板的第二端。第二控制器可以被配置为根据次级变量来操作充电开关。

[0039] 可以提供一种电池充电器,该电池充电器包括本申请所披露的任何开关电源。

[0040] 可以提供一种计算机程序,当该程序在计算机上运行时,使得计算机配置任何装置,包括开关电源,电路,控制器,转换器,或本申请所披露的移动设备,或执行本申请所披露的任何方法。该计算机程序可以由软件实现,并且计算机可以被认为是任何适当的硬件,包括数字信号处理器,微控制器,在只读存储器(ROM)中的实施,可擦除可编程只读存储器(EPROM)或电子可擦除可编程只读存储器(EEPROM),作为非限制性实例。该软件可以是汇编程序。

[0041] 该计算机程序可以被设置在计算机可读介质中,该计算机可读介质可以是物理的计算机可读介质,如光盘或存储设备,或可体现为瞬态信号。这样的瞬态信号可以是网络下载,包括互联网下载。

## 附图说明

[0042] 以下将通过实例参照相应的附图进一步描述本发明,在附图中:

[0043] 图 1a 示出了使用初级侧感应的开关电源的电路图;

[0044] 图 1b 示出了使用次级侧感应和使用光电耦合器从次级侧发送信号到初级侧的开关电源的电路图;

[0045] 图 2 示出了在开关电源中发现的信号;

[0046] 图 3a 示出了使用初级侧感应,并具有额外的第二控制器的开关电源的电路图,当

输出电压降到参考水平以下时,第二控制器通过使电容器放电到变压器将 1 位信号从次级侧传送到初级侧;

[0047] 图 3b 示出了图 3a 中的开关电源的次级侧的替代布置,其中电容器的极性是相反的;

[0048] 图 3c 示出了图 3a 中的开关电源的次级侧的布置,其中提供具有相反极性的第二电容器,通过两个电容器的放电,控制电容器功率升高和功率下降来传送 2 位信号;

[0049] 图 3d 示出了图 3a 中的开关电源的次级侧的布置,其中电容器可以从输出电容器被充电;

[0050] 图 4 示出了适用于图 3a 中的开关电源的第二控制器封装的电路图;

[0051] 图 5 示出了图 3a 的电源工作在输入电压为 90V 交流电和使用 10nF 信号电容器时的信号图;

[0052] 图 6 示出了图 3a 的电源工作在输入电压为 265V 交流电和使用 10nF 信号电容器的信号图;

[0053] 图 7 示出了图 3a 的电源工作在输入电压为 90V 交流电和使用 100nF 信号电容器的信号图;

[0054] 图 8 示出了图 3a 的电源工作在输入电压为 265V 交流电和使用 100nF 信号电容值的信号图。

## 具体实施方式

[0055] 有必要检测在开关电源 (SMPS) 中要被调整的输出变量,以确保该电源在可变负载条件下传送所需的输出电压。本发明的一些实施例涉及开关电源,该电源使用次级侧感应,并通过变压器将反馈信息提供至初级侧。

[0056] 图 1 示出了 SMPS 电路的两个实例。在图 1a 的实例中,电源转换器是通过监控在变压器的初级侧 (电源侧) 获得的信号来控制的。图 1b 示出了另一个实例,在该实施例中,电源是通过监控在变压器的次级侧 (隔离电压侧) 获得的信号来控制的。

[0057] 图 1a 中的开关电源 100a 包括变压器 102a 和主控制器 104a。

[0058] 主控制器 104a 具有反馈输入 112a,漏极 114a 和源极 116a,以及在初级侧上的接地连接 118a 和电源连接 120a。

[0059] 变压器具有初级绕组 106a,辅助绕组 108a 和次级绕组 110a。每个绕组 106a、108a、110a 具有第一端和第二端。

[0060] 初级绕组 106a 的第一端被耦合到整流的电源 122a,初级绕组 106a 的第二端被耦合到主控制器 104a 的漏极 114a。初级绕组 106a 的第二端也被耦合到箝位电路 107a,箝位电路 107a 可以用来抑制变压器中的寄生振荡和限制主控制器 104a 中的电源开关的漏极 114a 上的峰值电压。可以理解的是,可以根据所需的性能提供箝位电路 107 的多种布置,这是本领域技术人员的公知技术。

[0061] 辅助绕组 108a 的第一端被耦合到地,辅助绕组 108a 的第二端通过分压器 124a 被耦合到主控制器 104a 的反馈输入 112a。辅助绕组 108a 的第二端还通过整流二极管 126a 被耦合到主控制器 104a 的电源电压连接 120a,从而从辅助绕组 108a 提供功率。主控制器 104a 的电源电压连接 120a 被缓冲电容器 128a 缓冲。主控制器 104a 可以容忍一些从辅助

绕组 108a 中抽出的电源中的变化。

[0062] 主控制器 104a 的源极 116a 通过感应电阻器 130a 被耦合到地。

[0063] 主控制器 104a 操作晶体管开关,也被称为电源开关,晶体管开关根据分压器 124a 上检测到的电压将源极 116a 耦合至漏极 114a,而这又取决于在辅助绕组 108a 中感应到的信号。主控制器 104a 被配置为根据在反馈输入 112a 检测到的电压,设定电源开关的开关频率和 / 或初级冲程电流的大小。电源开关的开关频率和初级冲程电流的大小与传送给初级绕组的功率有关。如果在反馈输入 112a 检测到的电压低于要求,主控制器 104 增加传送给初级绕组 108 的功率。同样地,如果检测到的电压高于要求,主控制器 104 减少传送给初级绕组 108a 的功率。

[0064] 在变压器 102a 的次级侧上,次级绕组 110a 与整流器串联耦合,在本实例中该整流器是二极管 130a。在本实例中,二极管 130a 的阳极直接连接到次级绕组 110a。输出电容器 132a 和预加载电阻器 134a 设置为与串联连接的次级绕组 110a 和二极管 130a 并联。

[0065] 输出电容器 132a 存储电荷使输出电压平稳。选择输出电容器 132a 的值使其具有适当大的电容,以提供低于系统所允许的最大电压的纹波电压。

[0066] 初级侧感应能够满足低成本的要求。但是,同时使用初级感应 SMPS 提供所需的瞬时响应可能是困难的。为了给从无负载条件到 0.5A (USB 电流水平) 负载条件的负载步进提供良好的瞬时响应,电源应当提供下降不太多的输出电压。然而,当电源开关不切换时,使用初级感应的控制器可能无法确定输出电压。当电源转换器在无负载条件下工作并且符合功耗低于 10mW 的要求,电源开关必须在最低频率下工作,通常低于 500Hz。在这种情况下,主控制器 104a 在 2ms 或更长的时间段内为“盲”(不接收信息)。由于盲段原因,0.5A 负载步进使输出电压下降,直到在无负载状态下的主控制器进入下一个周期,该 0.5A 负载步进是在不切换期间,通过将诸如带有电量耗尽的电池的移动电话的设备连接到引入电源转换器引起的。如果输出电压下降到低于充电水平的损失 (USB 标准指定的电压为 4.1V),则电话停止请求加载电流。接着,电源的输出电压恢复到 5V,因为电源输出上无负载。接着,电话检测到 5V 电源并尝试吸引负载。这样的周期重复而不对电池充电,因此可以是不可接受的。

[0067] 为了提供所需的性能,输出电容器 134a 需要是大的:通常大于 1mF。大的输出电容器可能尺寸太大不能满足电源应用的小尺寸要求。在一些应用中,优于 5W/inch<sup>3</sup> 的功率密度是可取的。增加电源 100a 的最小开关频率可以实现使用较小的输出电容器,但不利的后果是无负载的功耗增加。因此,在提供低无负载功耗和良好的瞬态响应之间,特别是对小型、低成本的初级感应转换器,存在妥协。

[0068] 初级侧感应的一种替代方法是使用次级侧感应调节 SMPS。调节可以通过感应输出变量,在变压器的次级侧将输出变量与参考值进行比较以确定差分 / 误差信号,并通过光电耦合器将误差信号从次级侧发送到初级侧。在图 1b 中给出了这种转换器 100b 的实例。

[0069] 在图 1b 中,提供交流电源信号 101b 到电源滤波器 102b,电源滤波器 102b 从到达的电源信号 101b 中过滤出由转换器内部的开关动作产生的高频率噪声。转换器功率信号 103b 被提供给桥式整流器 104b,在本实例中,桥式整流器 104b 提供转换器功率信号 103b 的全波整流。整流信号 105b 由桥式整流器 104b 提供给变压器 106b 的初级绕组 107b 的第一端。变压器 106b 的初级绕组 107b 的第二端通过开关的导电沟道被耦合到地。在本实例



中,开关被设置为场效应晶体管 110b,导电沟道为场效应晶体管 110b 的源极 - 漏极路径。晶体管开关 110b 可以被称为电源开关。初级绕组 107b 的第一端也通过电容器 112b 被耦合到地。电容 112b 的作用是使由交流电源提供的整流信号 105b 平稳。

[0070] 电源开关 110b 的栅极由反激式控制器 114b 控制,反激式控制器 114b 根据从光电耦合器 116b 接收的规定输入信号 115b 改变栅极电位。可以理解的是,光电耦合器 116 可以用于维持变压器 106b 的初级侧和次级侧之间的电隔离。

[0071] 光电耦合器 116b 具有初级侧感应器 117b,该初级侧感应器 117b 将规定输入信号 115b 提供给控制器 114b。光电耦合器 116b 具有次级侧发射器 118,该次级侧发射器 118 接收误差信号 119b。误差信号 119b 是由次级侧控制器 120b 确定的,次级侧控制器 120b 从次级绕组 108b 接收反激式转换器的输出信号 122b。误差信号 119 可以是提供必要的信息以控制初级绕组 107 的信号或纯粹是表示输出信号 122 与所需值的不同的信号。

[0072] 次级绕组 108b 的第一端被耦合到输出二极管 124b 的一端,其被配置为允许常规的电流从次级绕组 108b 的第一端流走。输出二极管 124b 的第二端被耦合到输出电容 126b(此输出电容也可以被称为 ELCAP)的第一极板。输出电容 126b 的第二极板被耦合到次级绕组 108b 的第二端和地。在输出二极管 124b 和输出电容 126b 的接合点提供输出信号 122b。

[0073] 在一些应用中,根据消耗的功率,光电耦合器 116b 和次级侧控制器 120b 的成本和元件数量可能是过于昂贵。在低功率适配器和 LED 驱动器市场更是如此。因此,需要提供一种不需要光电耦合器的开关电路。

[0074] 图 2 示出在不连续导通模式 (DCM) 中的反激式转换器内的多个信号的配置图。在 DCM 或临界导通模式 (BCM) 中,次级电路中的电流在次级冲程开始时为高,到次级冲程结束时逐渐减小到零。

[0075] 提供次级感应电源减轻与提供更小的输出电容 126a 有关的一些问题,并且消除或减少“盲”的期间。然而,从初级感应实施改变成使用光电耦合器提供反馈到初级侧的次级感应实施是不可取的,原因是光电耦合器通信的实施成本以及由于光电耦合器导致的无负载功耗的增加。

[0076] 为了进一步解释开关电源的操作,图 2 示出了完整的开关周期,包括三个阶段;在初级冲程 260 之后是次级冲程 262 和振铃时间 264,振铃时间也可以被称为振铃期间、死冲程或死亡期间。振铃时间 264 在次级冲程 262 结束时开始,在下一个初级冲程 260 开始时结束。

[0077] 开关电路的初级冲程 260(其也可称为磁化期间,或“接通”期间)可以被认为是电源开关被闭合的瞬间和变压器中最大磁化电流的瞬间之间的时间段。或者,初级冲程 260 可以被认为是电源开关被闭合的瞬间和电源开关被打开(断开)的时间之间的时间段。图 2 示出了初级冲程 260 结束和次级冲程 262 开始之间的时间段的示意图。在许多实际应用中,因为该时间段相对较短,所以可以被忽略。或者,在一些示例性实例中,该时间段可能会被认为是初级冲程 260 的一部分。

[0078] 次级冲程 262(也可称为退磁期间,或“断开”期间)可以被认为是磁能流入反激式转换器的输出直到变压器中的磁化电流下降到零的时间段。

[0079] 图 2 中的顶部信号 251 是开关晶体管(电源开关)的栅极处的电压。栅极信号

251 在初级冲程（根据定义）期间为高电平。栅极信号 251 在开关周期的所有其他期间为低电平。在栅极信号 251 从低电平转为高电平时，电流开始流过初级绕组与开关晶体管的导电沟道。

[0080] 图 2 中的第二个图形示出了初级电流 252。经过由于主开关的漏极节点的放电导致的初级电流 252 的初始加压后，初级电流 252 从低位线性倾斜上升，直到达到峰值，在图 2 中被标识为  $I_{pk-prim}$ 。

[0081] 图 2 中的第三个图形示出了通过次级绕组侧上的输出二极管的电流的曲线 253。可以看出，电流 253 是在初级冲程 260 期间为零。在初级冲程 260 结束时，初级绕组 206 在磁场中存储的能量开始被转移到次级绕组。在初级冲程结束和次级冲程开始之间的间隔内，输出电流 253 从零上升到峰值，简称为  $I_{pk-sec}$ 。传送到次级绕组的电流（通过输出二极管测量）在次级冲程 262 中从峰值  $I_{pk-sec}$  减到零。

[0082] 图 2 中的第四个图形示出了与初级绕组串联连接的开关晶体管的漏极处的电压。该电压被称为  $V_{漏极}$  254。当栅极信号 251 在初级冲程 260 中是高电平时， $V_{漏极}$  254 接近于零。

[0083] 当栅极信号 251 降低时， $V_{漏极}$  254 开始上升。当  $V_{漏极}$  254 经过转换器输入电压（在图 2 中标识为 256）时，次级冲程 262 开始。 $V_{漏极}$  254 从零上升到输入电压电平的时间段，表示初级冲程 260 和次级冲程 262 之间的间隔。

[0084]  $V_{漏极}$  254 在次级冲程 262 开始时继续上升。 $V_{漏极}$  254 达到峰值后开始振荡，振荡的幅度逐渐减小。最终，振荡衰减到幅度可以忽略不计， $V_{漏极}$  254 则有相对恒定的值直到次级冲程 262 结束。

[0085] 次级冲程 262 一结束，直到下一个初级冲程 260，在  $V_{漏极}$  振荡期间发生振铃时间 264。

[0086] 对于反激式转换器，输出电流由下式给出：

$$[0087] \quad I_{out} = \frac{I_{pk}}{2} * N * \frac{T_{sec}}{T_{prim} + T_{sec} + T_{ring}}$$

[0088] 其中：

[0089] N 是变压器的匝数比，

[0090]  $I_{out}$  是输出电流，

[0091]  $I_{pk}$  是初级绕组中的峰值电流，

[0092]  $T_{prim}$  是初级冲程的持续时间，也被称为磁化期间，

[0093]  $T_{sec}$  被称为次级冲程的持续时间，也被称为退磁期间，和

[0094]  $T_{ring}$  是振铃期间的持续时间（在次级冲程的结束和下一个初级冲程开始之间的期间）。

[0095] 开关周期的总期间 ( $T_{prim} + T_{sec} + T_{ring}$ ) 等于所选择的开关期间， $T_s$ 。所选择的开关频率  $F_s = \frac{1}{T_s}$ 。

[0096] 在连续导通模式下操作的理想的反激式转换器（无损失）的输出功率  $P_{out}$  为：

$$[0097] \quad P_{out} = \frac{(I_{pk})^2}{2} * L_p * F_{sw}$$

[0098] 其中：

[0099]  $L_p$  为初级绕组的电感，

[0100]  $I_{pk}$  是初级绕组中的峰值电流，

[0101]  $F_{sw}$  为电源开关的开关频率。

[0102] 图 3a, 3b, 3c 和 3d 示出了根据本发明的实施例的四个电路。

[0103] 图 3a 示出了开关电源 (SMPS) 300, 包括变压器 302, 主控制器 304, 第二控制器 336, 整流器 330, 输出电容 332 和信号单元 338。

[0104] 变压器 302 具有初级绕组 306, 在初级侧的辅助绕组 308, 和次级绕组 310。次级绕组 310 具有第一端和第二端。

[0105] 整流器 330 具有输入和输出。整流器 330 可以是二极管或其他类型的整流器, 如有源整流器。整流器 330 的输入被耦合到次级绕组 310 的第一端。

[0106] 输出电容 332 具有第一极板和第二极板。输出电容 332 的第一极板被耦合到整流器的输出。输出电容 332 的第二极板被耦合到次级绕组 310 的第二端。次级绕组 310 的第二端被耦合到地。

[0107] 开关电源的许多特征与图 1a 中的电源相似, 不在这里详细讨论。总之, 对应的特征在图 1a 和图 3 中使用对应的附图标记进行标记。

[0108] 信号单元 338 与变压器 302 的次级绕组 310 并联设置, 也与输出电容 332 和整流器 330 并联。信号单元 338 包括信号电容器 340 和与信号电容器 340 串联耦合的信号开关 342。信号开关 342 可以是 nmos 晶体管。信号电容器 340 与输出电容器 332 分开。在本实例中, 信号二极管 346 被设置为跨越信号开关 342。

[0109] 在所示的本实例中, 信号二极管 346 的阳极与电容器直接连接, 信号电容器 340 在 SMPS 周期的初级冲程期间被充电, 这是因为二极管 346 正向偏置并且信号开关 342 短路。除非信号开关 342 闭合, 否则在其它冲程期间信号电容器 340 不放电, 这是因为信号二极管 346 反向偏置并且信号开关 342 断开。如果信号二极管 346 的极性反转, 信号电容器 340 在电源周期的次级冲程期间将被充电而在其他冲程期间不放电。或者, 信号开关 342 可以使用同步 (有源) 整流技术操作, 在这种情况下, 可以完全不需要信号二极管 346。

[0110] 第二控制器 336 被配置为检测在次级绕组 310 处的次级侧变量以及根据次级变量控制信号开关 342。信号开关 342 的操作可以被第二控制器 336 产生的信号开关控制信号控制。次级侧变量可以表示一个或多个在次级绕组 310 处的电压, 功率, 或电流。例如, 第二控制器 336 可以使用比较器来监控输出电压, 如果输出电压下降到低于预定水平, 则关闭信号开关 342。实际上, 第二控制器 336 被配置为通过变压器 302 将输出的变化触发 (变压器信号) 传输到主控制器 304。

[0111] 关闭信号开关 342, 通过使信号电容器 340 放电到次级绕组 310 来产生变压器信号。通常情况下, 第二控制器 336 在周期的振铃期间操作信号开关 342, 以便修改次级绕组 310 的振铃波形。下面讨论图 5 至图 8 中变压器信号在振铃期间波形上的作用。为了在电源周期的所需部分期间提供变压器信号, 第二控制器 336 可以包括定时器, 只允许信号开关 342 在所希望的冲程期间工作。参照图 4 对这样的定时器的设置进行讨论。

[0112] 信号电容器 340 作为能源储存器被用于提供变压器信号, 在本实例中, 可以被认为是“1 位”通信, 可以提供该信号或不提供该信号。SMPS 的次级侧能够在变压器信号发出

的瞬间提供变压器信号,而不需要从输出电容 332 抽出负载。通过不需要为了提供变压器信号从输出电容 332 抽出负载,SMPS300 不会导致发送信号时输出电压下降。SMPS300 也不需要任何当从输出电容 332 提取小的能量脉冲以提供变压器信号时所需要的精确的定时电路。除去这种电路从实质上简化设计和节省成本。信号电容器 340 的最小值可能是转移到次级侧上的开关节点的寄生电容的值。作为非限制性的例子,对于 5W 的电源转换器,信号电容器 340 的低值为约 10nF 是合适的。

[0113] 第二控制器 336,信号开关 342 和信号二极管 346(如果有的话),可以被设置在单 3 引脚集成封装 348 上。下面参照图 4 讨论这样的封装的内部布局。

[0114] 主控制器 304 被配置为从变压器 302 的初级侧辅助绕组 308 接收变压器信号,虽然在其他实施例中,主控制器 304 也可以被配置为从变压器 302 的初级绕组 306 接收变压器信号。可以理解的是,信号电容器 340 放电到次级绕组 310 影响跨越初级绕组 306 和初级侧辅助绕组 308 的电压,这可以被解释为变压器信号。

[0115] 在本实例中,电源开关被设置在主控制器 304 内部,尽管应当理解的是,这些组件组合在其他实例中被认为是分开的功能单元。主控制器 304 的源极 314 和漏极 316 与电源开关的导电沟道有关。电源开关与初级绕组 306 彼此串联,并一起被配置为耦合在电源的整流器 322 的输出端和地之间。

[0116] 应该指出的是,由于主控制器 300 可以执行附加的功能,所以主控制器 300 的内部结构与图 1 中是不一样的。在图 3 中示出的主控制器 304 的连接也仅仅是在主控制器 304 的一些可能的配置中的一个例子。

[0117] 主控制器 304 可以被配置为在次级冲程的结束和下一个初级冲程的开始之间的时间段:振铃时间或振铃期间,检测瞬态(变压器信号)。这一瞬态可能包括正的  $dV/dt$ ,负的  $dV/dt$ ,暂时低的  $V_{fb}$ (初级侧线圈电压被提供给主控制器 304 的反馈端),暂时高的  $V_{fb}$ ,或较低的振铃频率。也就是说,变压器信号包括至少一个:变压器绕组两端的电压的迅速变化,低于或高于变压器绕组的阈值的电压的变化,以及振铃频率中的变化。暂时高或低的值可以是对较大的时间段内足够高或低。

[0118]  $dV/dt$  的检测可在振铃时间的任意时刻使用。低  $V_{fb}$  或高  $V_{fb}$  检测在振铃衰减时可能是特别有用的,如在具有低开关频率的低功率模式中。频率的监测可能需要更多的控制电路以及可能需要更大的振铃期间,这在某些应用中会降低效率。

[0119] 在图 5 至图 8 中提供了由主控制器 304 检测到的信号的实例。

[0120] 主控制器 304 可以将接收到的信号与振铃期间期望的值进行比较,以便确定变压器信号是否已被接收到。主控制器被配置为根据变压器信号控制电源开关。例如,如果接收到变压器信号,主控制器 304 可以从低功率模式转变为高功率模式操作。

[0121] 图 3b,3c 和 3d 示出了图 3a 的 SMPS300 的次级侧的替代设置。图 3b,3c 和 3d 中的次级绕组 310,整流器 330,输出电容 332 和地与图 3a 中描述的一样。

[0122] 在图 3b 中,信号单元 338b 包括串联连接的信号电容 340b 和信号开关 342b。此串联配置与变压器 302 的次级绕组 310 并联耦合。信号开关 342b 可以为 pmos 晶体管。信号开关 342b 的第一端直接耦合到输出二极管 330 的输入端和次级绕组 310 的第一端。信号开关 342b 的第二端被耦合到信号电容 340b 的第一极板。信号电容 340b 的第二极板被直接耦合到次级绕组 310 的第二端。

[0123] 信号二极管 346b 还被设置为跨越信号开关 342b, 可以理解的是, 这在信号开关 342b 作为有源整流器的一些实施例中可以是不需要的。

[0124] 由于信号二极管 346B 正向偏置并且在此操作阶段信号开关 342b 断开, 信号电容器 340b 在开关电源周期的次级冲程期间被充电。可以理解的是, 图 3b 中通过信号电容器 340b 提供给次级绕组 310 的脉冲 (变压器信号) 的极性与图 3a 中信号电容器所产生的极性是相反的。

[0125] 图 3b 中的第二控制器 336b 也可以是与图 3a 相似的。然而, 一旦输出电压降低至低于规定水平, 第二控制器 336b 通过使栅极下降到 0V, 将 pmos 晶体管 342b 改变为通路状态 (闭合)。或者, 第二控制器 336 可以被配置为提供与 SMPS300 的输出电流或功率的变化相应的变压器信号。与图 3a 相比, 图 3b 所示的配置的缺点是需要额外的引脚,  $V_{sec}$ , 该引脚被连接到次级绕组的第一端。

[0126] 图 3c 示出了开关电源 300 的另一种配置。在这种配置中, 提供第一信号单元 338 和第二信号单元 338b。第一信号单元 338 与图 3a 中相似。第二信号单元 338b 与图 3b 中相似。第二控制器 336c 被配置为提供触发信号给第一信号单元 338 和第二信号单元 338b。由于两个信号单元每个单元提供极性相反的变压器的信号, 它们可以被用来表示多于一位的信息。这可以用来表示主控制器采取的不同的事件或行动。提供两个不同的信号可以被称为“2 位”技术。

[0127] 第二控制器 336c 可以对输出电压 (或电流或功率) 的下降或上升作出反应, 通过, 例如, 如果输出电压过高或者正在增大, 使用第一信号单元 338 提供变压器信号给主控制器。另外, 如果输出电压过低或正在减小, 第二信号单元 338b 可以被用来提供不同的变压器信号。如果输出电压是在可接受的阈值范围内, 可能不需要变压器信号。

[0128] 第二控制器 336c 可以被配置为提供由第一信号电容器 340 放电产生的第一极性变压器信号和 / 或提供由第二信号电容器 340b 放电产生的第二极性变压器信号。第一极性变压器信号与第二极性变压器信号的极性相反, 因此这两个变压器信号可彼此区分。根据检测到的次级侧变量, 第二控制器 336c 被配置为提供一个或两个变压器信号。

[0129] 第一信号单元 338 的信号电容器 340 的放电引起的变压器信号包含在主控制器的反馈端接收到的陡峭的负电压 ( $dV/dt$ )。第二信号单元 338b 的信号电容器 340b 的放电引起的变压器信号包含在主控制器的反馈端接收到的陡峭的正电压 ( $dV/dt$ )。因此, 主控制器接收变压器信号, 并且被配置为根据接收到的变压器信号增加或减少传送到初级绕组的功率。即, 当接收到的是第一极性的变压器信号时, 主控制器被配置为增加传送到初级绕组的功率, 和当接收到的是第二极性的变压器信号时, 主控制器被配置为减少传送到初级绕组的功率。可以理解的是, 在其他实施方式中, 变压器信号的极性可以是相反的。

[0130] 该 2 位通信给出了四种可能性。例如: 00 = 没有功率变化, 01 = 功率增加, 10 = 功率降低, 11 = 其它可能性。其它可能性可以代表大或小的功率变化 / 步进。2 位通信可以允许两个极性相反的变压器信号在相同的振铃期间 (但不是在同一时刻) 被发送。此信息可用于额外的通信功能: 例如触发开关的停止并使主控制器进入保护状态的保护功能。

[0131] 一旦接收到“2 位”通信的变压器信号, 在一些实例中的主控制器能够确定所需要的功率的变化幅度。例如, 在功率变化中可以使用的步进大小的实例是: 恒定的步进; 对于恒定的纹波电压, 与绝对功率成比例的步进; 如果接收到持续的功率升高或功率下降位

(不同极性的变压器信号),由扩大步进的算法确定的步进大小。开关电源可以在循环周期的基础上使用滞环控制来运作。

[0132] 图 3d 示出了图 3a 中的电容器可从输出电容充电的开关电源的次级侧的布置。在这种布置中,信号单元 338d 与图 3a 中在以下程度是相似的,它包括信号电容器 340 和与次级绕组 310 串联设置的信号开关 342。信号电容器具有耦合到次级绕组 310 的第一端的第一极板和耦合到信号开关 342 的第二极板。

[0133] 如在图 3a 中,信号二极管 346 被设置为跨越信号开关 342,虽然可以理解的是,这在信号开关 342 被作为有源整流器工作的实施例中可以是不需要的。信号二极管 346 的阴极被耦合到信号电容器 340 的第二极板。

[0134] 信号单元 338d 还包括充电开关 343。充电开关的导电沟道将信号电容器 340 的第二端耦合到输出电容器 332 的  $V_{out}$  极板。

[0135] 充电二极管 346d 也被设置为跨越充电开关 343,虽然可以理解的是,这在信号开关 342 被作为有源整流器工作的实施例中可以是不需要的。充电二极管 346d 的阳极被耦合到信号电容器 340 的第二极板。

[0136] 在本实例中,在充电开关 343 是 pmos 晶体管,信号电容器 342 是 nmos 晶体管。

[0137] 第二控制器 336d 被配置为根据第二变量控制信号开关 342 和充电开关 343。充电开关 343 的设置允许第二控制器提供与初级侧电路的 2 位和多位通信。

[0138] 第二控制器 336d 可以被配置为以多种方式操作信号开关 342 和充电开关 343。第二控制器 336d 可以在振铃期间提供变压器信号。例如,第二控制器 336d 可以通过以下方式提供第一极性的变压器信号:信号开关 342 断开,同时闭合充电开关 343,从而使用输出电容器 332 和次级绕组 310 的第一端之间的电势给信号电容器 340 充电。然后可以打开充电开关 343,隔离信号电容器 340。相反地,可以通过闭合信号开关 342,将信号电容器 340 放电到次级绕组 310 来提供第二极性的变压器信号。

[0139] 信号电容器 340 的电容可以小于输出电容 332 的电容。在这样的实例中,输出电容器 332 上只有一个子集的电荷可通过闭合充电开关 343 被提供到信号电容器 340 上,而与充电开关 343 闭合的持续时间无关。因此,图 3d 中所示的实例提供输出电容 332 上的小部分电荷被用于提供变压器中继信号,而不需要在第二控制器 336d 中设置精确的定时电路。从而提供了一种更简单的或更有效的开关电源。

[0140] 在相同的振铃期间可重复使用上述配置的信号电容器 340 进行通信,提供多位或多符号通信。多个符号可以一起代表第二变量或控制变量。多个符号一起而不是个别的,可以传达与第二变量相关的离散信息。该信息可以表示应采取的第二变量或可控变量的值。多个符号可以被认为单独的符号的排列或组合。可以选择在相同的振铃期间内,用于提供第一和第二极性的变压器信号的步骤可以重复,以便提供多符号通信,也就是多个变压器中继信号。

[0141] 在这个实例中,第二控制器封装 348d 只需要三个引脚,与图 3a 中所示的实施例一样。

[0142] 在另一个实例中(图 3 中未示出),开关电源包括多个信号单元。每个信号单元具有信号电容器。多个信号电容器中的每一个的第一极板耦合到次级绕组的一端。多个信号电容器中的每一个都具有不同的电容。第二控制器被配置为连接多个电容器中的不同的一

个,以根据第二变量提供不同频率的变压器信号。在这样的实例中,主控制器被配置为确定变压器信号的频率,并根据变压器信号控制电源开关。以这种方式,更复杂的信息可以被编码成变压器信号。例如,误差信号的幅度可以被从变压器的次级侧传递到从变压器的初级侧。

[0143] 图 4 示出了适用于图 3a 中的开关电源的第二控制器封装 400 的电路图。第二控制器封装 400 包括第二控制器电路 436,晶体管信号开关 442 和信号二极管 446,以上每一个都等效于图 3 的相应组件。

[0144] 第二控制器封装 400 具有电容器端 450,输出电压端 452 和次级绕组端(地)454。

[0145] 第二控制器电路 436 除了触发端 461 之外,还具有电容端 456,输出电压端 458 和次级绕组端(地)460。

[0146] 第二控制器电路 436 包括电压比较器 462,和包含第一比较器 464 和第二比较器 466 的冲程期间检查电路。

[0147] 电压比较器 462 将在输出电压端 452 上的电源转换器的输出电压与主参考电压进行比较。在这个例子中,主电压比较器 462 将主参考电压与两端具有电源转换器的输出电压的分压器 463 的输出进行比较。当主参考电压大于 SMPS 的输出电压时,电压比较器 462 提供高输出信号。

[0148] 冲程期间检查电路确保在电源周期的振铃期间,触发信号仅被应用于晶体管信号开关 442。

[0149] 第一比较器 464 将电容器端 456 的电压与第一参考电压进行比较。在信号二极管 446 导通用于对信号电容器充电时,第一比较器 464 提供高输出信号。

[0150] 第二比较器 466 通过高通滤波电容器 468 被耦合到电容器终端 456。高通滤波电容器 468 通过电阻器 470 被耦合到地。第二比较器 466 将电阻器 470 两端的电压降与第二基准电压源进行比较。如果信号电容器充满,第二比较器 466 在次级冲程或初级冲程的初始阶段提供高输出信号。

[0151] 第一比较器 464 和第二比较器 466 的输出被提供给“或”门 472。“或”门 472 的输出被作为单稳电路 474 的输入。单稳电路 474 在初级冲程和次级冲程期间提供高的输出脉冲,用于禁用触发。触发禁用时间的典型值是:

[0152] 对于发射机通过滞环控制 2 位通信的连续操作为  $7\ \mu\text{s}$ ,对于开关频率高达 70kHz,次级冲程达到  $1/70\text{kHz}$  的  $1/2$  或  $7\ \mu\text{s}$ ,触发可以发生在每个振铃期间;

[0153] 对于  $1/20\text{kHz}$  的开关期间及衰减期的电压降和电压提升的 2 位通信的无负载的中断操作为  $100\ \mu\text{s}$ ;

[0154] 对于  $1/20\text{kHz}$  的开关期间及衰减期的电压降和电压提升的 1 位通信的无负载的中断操作为  $100\ \mu\text{s}$ 。

[0155] 单稳电路 474 的输出被提供给逻辑装置 476,当电压比较器 462 指示输出电压不足和冲程期间检查电路指示功率周期不在初级冲程或次级冲程时,逻辑装置 476 提供触发给触发端 462。

[0156] 图 5 至图 8 示出了在图 3a 中的电路中,对于两个不同的输入电位和两个不同的信号电容测量的波形。在图 5 至 8 的每一个中,示出三个图形:

[0157] ● 信号电容器两端(图 4 中的节点 450Cp 相对于节点 454GND)的  $V_{cp}$  电压信号,

[0158] ●次级绕组两端的  $V_{sec}$  电压信号,以及

[0159] ●主控制器的反馈端的  $V_{fb}$  电压信号。

[0160] 在图 5 至 8 的每一个中,纵轴上的每个间隔 10V,横轴上的每个间隔为 5 微秒。在图 5 至 8 的每一个中,电源周期次级冲程之后是振铃时间,如前面所述,参照图 2。

[0161] 在图 5 中,电源转换器的输入电压为 90V 交流电,信号电容器的值为 10nF。在次级冲程 502 期间,  $V_{cp501}$ 、 $V_{sec503}$  和  $V_{fb505}$  中的每一个在大约恒定的各自的电位。在振铃时间 504 期间,寄生电感和电容引起振铃振荡,该振铃振荡在  $V_{cp501}$ 、 $V_{sec503}$  和  $V_{fb505}$  中被观察到。由于振荡是衰减的,所以信号 501,503,505 随着时间衰减。 $V_{cp501}$  和  $V_{sec503}$  在振幅上的差异与存储在信号电容器中的用于通信的电荷成比例。

[0162] 在触发瞬间 508,第二控制器触发信号开关闭合,使信号电容器放电到变压器的次级绕组中。在触发瞬间 508,电容器放电,所以  $V_{cp501}$  下降到静态低水平,表明没有电荷存储在信号电容器中。 $V_{sec503}$  和  $V_{fb505}$  也在触发瞬间 508 渐进下降。然而,在触发瞬间 508 后,  $V_{sec503}$  和  $V_{fb505}$  振荡的振幅增加,因为信号电容器已经与变压器并联连接。

[0163] 主控制器可以通过监控反馈电压来确定是否已经提供变压器信号。触发瞬间 508 过后不久,接收到的  $dV_{fb}/dt$  是比预期从之前的  $V_{fb505}$  衰减振荡信号得到的大得多的负值。可替换地,主控制器通过监控  $V_{fb505}$  的幅度来确定是否已经提供了变压器信号;在发送触发之后,  $V_{fb505}$  的第一部分降到大大低于地水平,并且在紧随触发瞬间 508 的振荡周期具有比触发瞬间 508 更高的幅度。除非额外的能量被添加到变压器,否则不会发生  $V_{fb505}$  振幅的变化。作为更进一步的选择,主控制器通过监测  $V_{fb505}$  的频率可确定是否已经提供了变压器信号,将在图 7 进一步详细描述。

[0164] 在图 6 中,电源转换器的输入电压是 265V 交流电,信号电容器的值为 10nF。虽然信号  $V_{cp601}$ 、 $V_{sec603}$  和  $V_{fb605}$  的振幅大于图 5 中的幅度,但是图 6 具有与图 5 相似的功能。

[0165] 在图 7 中,电源转换器的输入电压为 90V 交流电,信号电容器的值为 100nF。虽然次级冲程 702 比图 5 中的长,但是图 7 具有与图 5 相似的功能。在图 7 中可以更清楚地看到,在信号电容器放电到变压器后,  $V_{sec703}$  和  $V_{fb705}$  的振铃振荡的频率变低。在这个实例中,信号电容器的电容为图 5 中所示的 10 倍。主控制器可以监控频率/每个振铃振荡的周期来确定是否发生频率幅度的变化,这种幅度的变化表示变压器信号。通过检测到较低的振铃频率来确定变压器是否存在的优点是在次级冲程的整个 mos 开关通路期间可以检测到变化;而变压器两端电压的迅速变化只能在变化时检测到。增加信号电容器的值,可以通过寻找初级绕组的电压幅度的变化或寻找振铃频率的变化更容易检测变压器的信号。通过寻找电压分布的边缘,也就是电压的快速变化来检测变压器信号一直是可能的。

[0166] 另一种方法是通过提供脉冲信号开关控制信号使电容器部分放电,以提供多个变压器的通信信号。脉冲的栅极信号可以根据确定数目的脉冲有一个或多个:确定的接通时间和确定的频率,或者可以是有确定频率的确定的峰值放电电流。通信信号的重复可以使通信更强大;如果由于一些未知的原因为错过某个触发,那么,随后的触发可以被检测到。脉冲的系列也可以允许多符号信号,包括多位信号,的通信。

[0167] 在图 8 中,电源转换器的输入电压是 265V 交流电,信号电容器的值是 100nF。图 8 的特征与图 7 类似。然而,在图 8 中,第二控制器在振铃期间的移除瞬间 812 也打开了开关。



在移除瞬间后,振铃的频率返回到在触发瞬间 808 之前观察到的值。在较高的输入电压处,电容器的能量增加,变压器信号的出现与能量通过变压器从通信电容器传送到箝位电容器和输出电容器的初级冲程的初始阶段相似。

[0168] 可以理解的是,这里所使用的短语如“陡峭”,“快”,“大”,“小”等,可以被认为是大于阈值,小于阈值,或在两个阈值之间,这取决于上下文的内容。

[0169] 可以理解的是,本文中描述为“耦合”或“连接”的任何组件可以直接或间接耦合或连接。即,一个或多个组件可以位于所述要被耦合或连接的两个组件之间以实现所需要的功能。

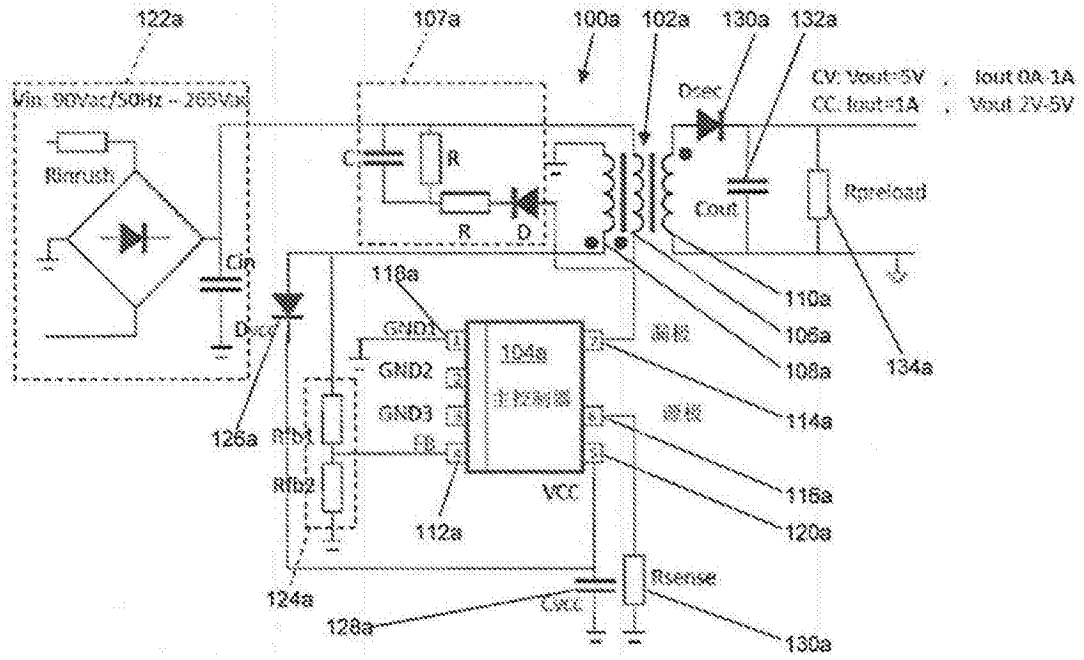


图 1a

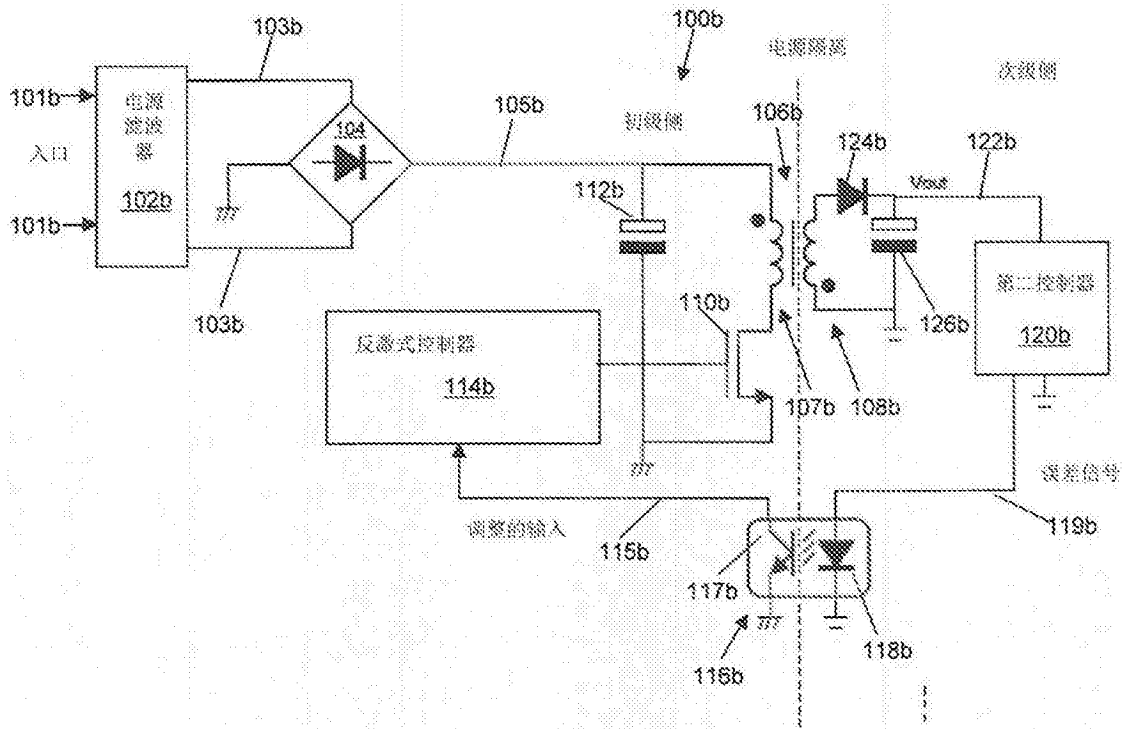


图 1b



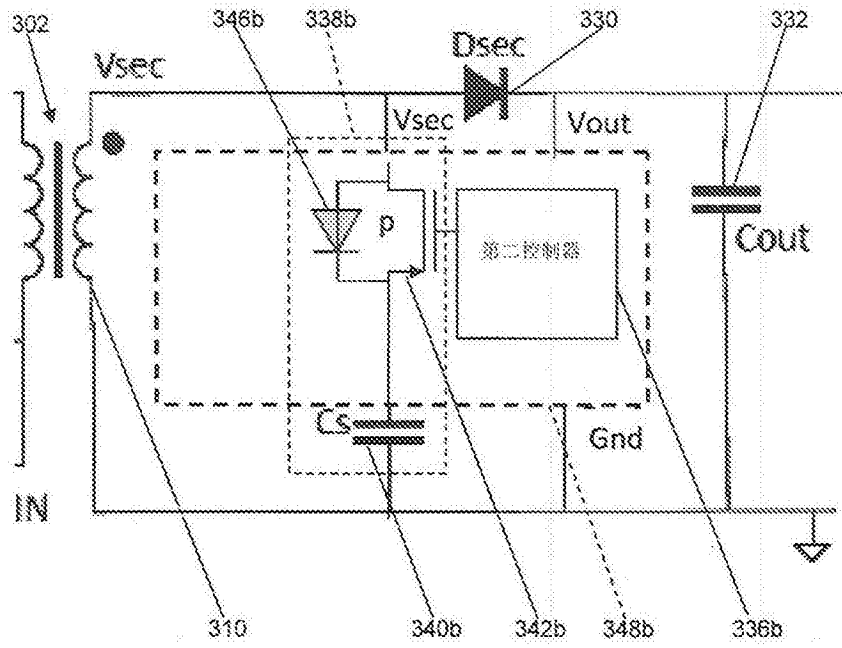


图 3b

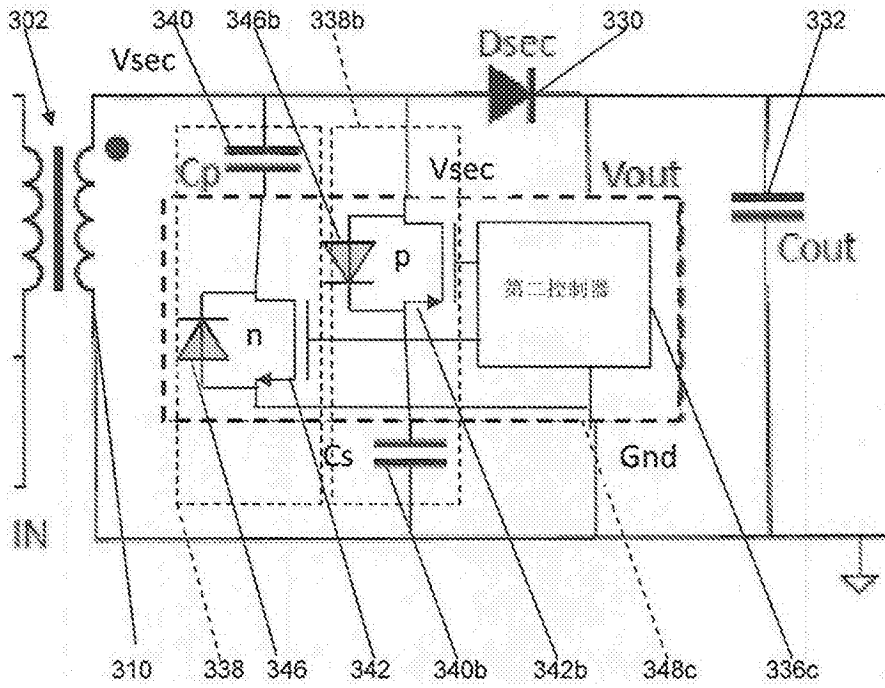


图 3c

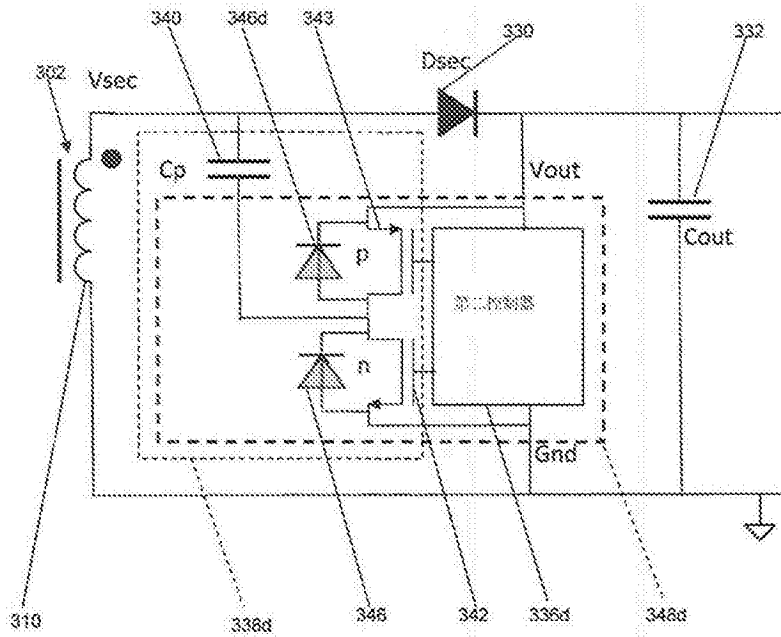


图 3d

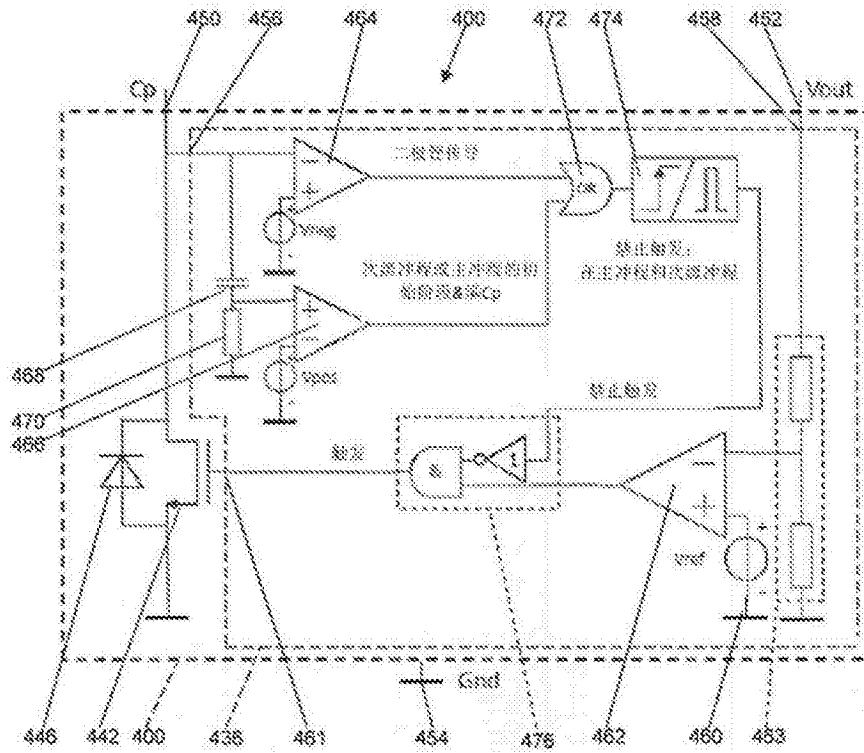


图 4

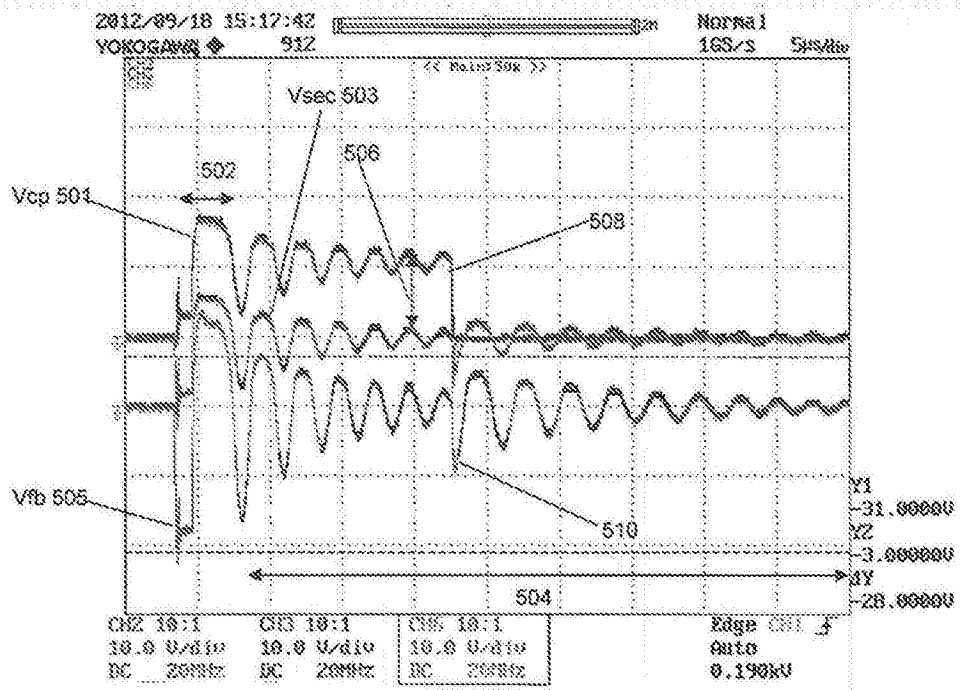


图 5

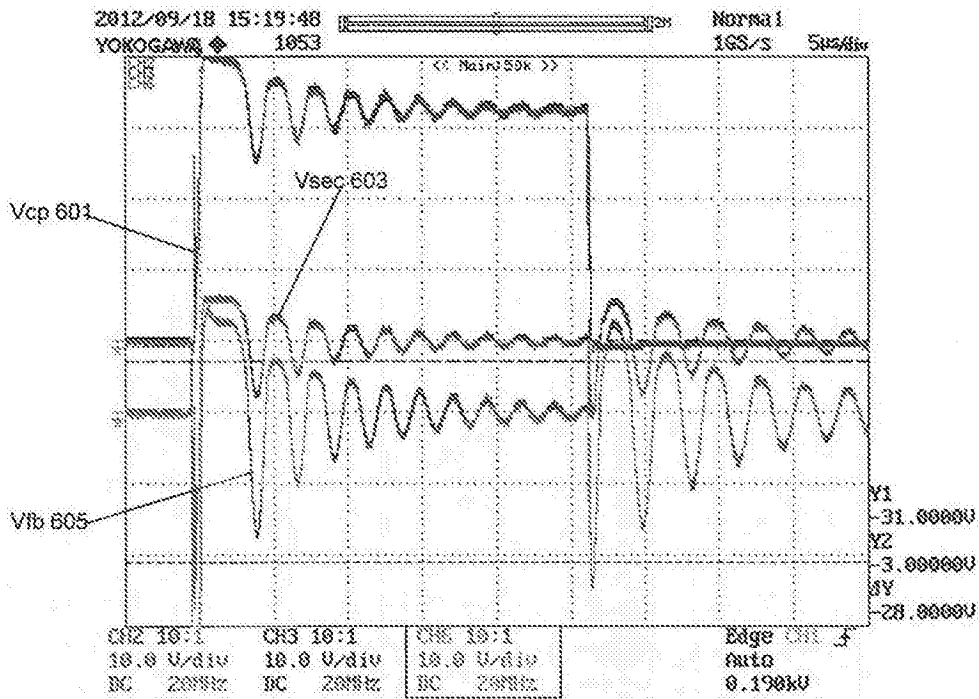


图 6

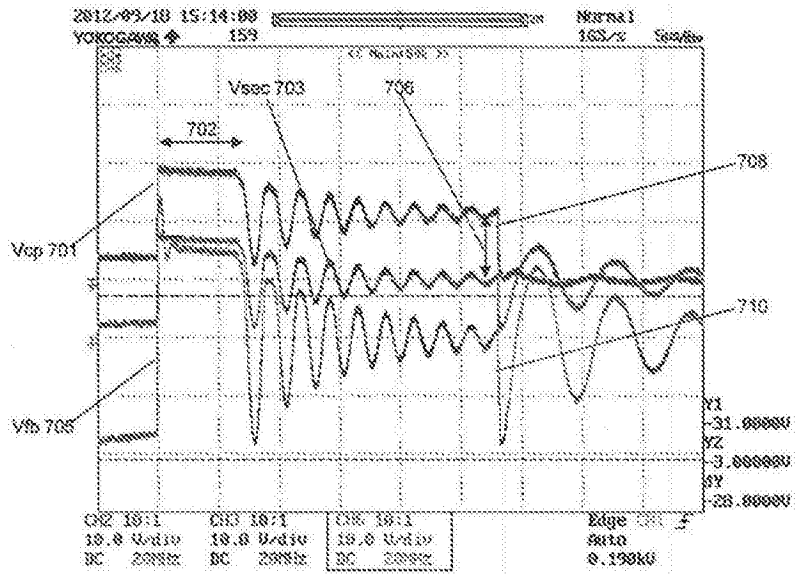


图 7

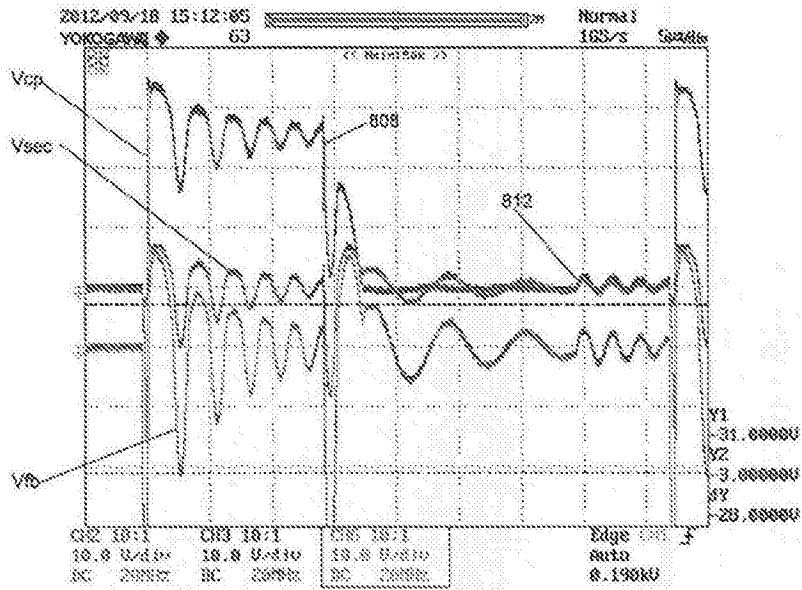


图 8