

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 7/00 (2006.01)

H02M 7/5383 (2006.01)

H02M 3/28 (2006.01)

H02M 3/338 (2006.01)



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510097590.5

[43] 公开日 2006年7月12日

[11] 公开号 CN 1801592A

[22] 申请日 2005.12.30

[21] 申请号 200510097590.5

[30] 优先权

[32] 2005. 1. 6 [33] JP [31] 2005 - 001521

[71] 申请人 索尼株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 安村昌之

[74] 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限
责任公司
代理人 董方源

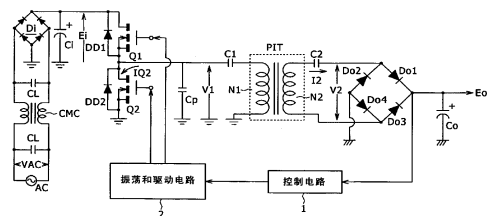
权利要求书 3 页 说明书 37 页 附图 13 页

[54] 发明名称

开关电源电路

[57] 摘要

本发明提供了适应宽范围的开关电源电路，其采用开关频率变化控制，并在使用大 AC 输入电压时，可提高其 AC 到 DC 电源变换效率。通过在初级侧和次级侧上都提供串联谐振电路，形成采用绝缘变换器变压器 PIT 电磁耦合的耦合谐振电路。为在耦合谐振电路中获得单峰输出特性，绝缘变换器变压器 PIT 的磁芯中形成的间隙 G 的间隙长度被设置为约 2.0mm，耦合系数 k 被设置为约 0.8 或更小。从而，可缩窄开关频率可变控制范围。另外，初级侧和次级侧谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 被设置为使得至少当 AC 输入电压 VAC 是 100V 且负载功率是最大负载功率时，在初级侧串联谐振电流与次级侧整流电流之间出现所需相移。因此，当 AC 输入电压 VAC 是 230V 时，可提高 AC 到 DC 电源变换效率。



1. 一种开关电源电路，包括：

5 开关单元，所述开关单元包括被提供了直流输入电压并执行开关操作的开关元件；

开关驱动单元，所述开关驱动单元对所述开关元件进行开关驱动；

10 绝缘变换器变压器，所述绝缘变换器变压器至少包括围绕所述绝缘变换器变压器缠绕的初级绕组和次级绕组，所述初级绕组被提供了从所述开关单元的开关操作产生的开关输出，所述初级绕组在所述次级绕组中感应交变电压；

初级侧串联谐振电路，所述初级侧串联谐振电路至少由所述绝缘变换器变压器的初级绕组的漏电感分量与串联连接到所述初级绕组的初级侧串联谐振电容器的电容形成，所述初级侧串联谐振电路具有第一谐振频率，并提供电流谐振操作作为所述开关单元的操作；

15 次级侧串联谐振电路，所述次级侧串联谐振电路至少由所述绝缘变换器变压器的次级绕组的漏电感分量与串联连接到所述次级绕组的次级侧串联谐振电容器的电容形成，所述次级侧串联谐振电路具有第二谐振频率；

20 次级侧整流和平滑单元，所述次级侧整流和平滑单元对在所述次级绕组中出现的所述交变电压整流，并通过次级侧平滑电容器使所述整流电压平滑，从而产生次级侧直流输出电压；以及

恒压控制单元，所述恒压控制单元通过根据所述次级侧直流输出电压的电平，控制所述开关驱动单元，从而改变所述开关单元的开关频率，来实现所述次级侧直流输出电压的恒压控制，其中：

25 在所述绝缘变换器变压器的磁芯中的特定位置形成的间隙具有这样的间隙长度：由所述初级侧串联谐振电路和所述次级侧串联谐振电路形成的电磁耦合的谐振电路具有单峰特性，作为关于具有所述开关频率的频率信号输入的输出特性；并且

所述第一谐振频率和所述第二谐振频率被设置为使得在流过所述初级侧串联谐振电路的初级侧串联谐振电流与流过所述绝缘变换器变压器的次

级侧的次级侧整流电流之间出现所需的相移。

2. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，还包括：

整流和平滑单元，所述整流和平滑单元整流并平滑交流输入电压，以获得所述直流输入电压，其中

5 所述第一谐振频率和所述第二谐振频率被设置为使得至少当所述交流输入电压是 100 V，负载功率是最大负载功率时，在所述初级侧串联谐振电流与所述次级侧整流电流之间出现所需的相移。

3. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中

所述开关单元是由通过半桥连接而彼此连接的两个开关元件形成的。

10 4. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中

所述开关单元是由通过全桥连接而彼此连接的四个开关元件形成的。

5. 根据权利要求 2 所述的开关电源电路，还包括：

切换单元，所述切换单元依赖于所述交流输入电压的电平，在全波整流操作与倍压整流操作之间切换所述整流和平滑单元的整流操作。

15 6. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中

所述次级侧整流和平滑单元包括桥式整流电路，从而实现全波整流操作。

7. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中

20 所述次级侧整流和平滑单元包括倍压器整流电路，所述倍压器整流电路在所述次级绕组中所激励的所述交变电压的每个半周期中，对所述次级侧串联谐振电容器或所述次级侧平滑电容器充电，并产生电平等于所述交变电压电平两倍的所述次级侧直流输出电压。

8. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中

25 所述次级绕组通过抽头被划分，并且所述被划分的次级绕组的每一端被耦合到所述次级侧串联谐振电容器；并且

所述次级侧整流和平滑单元包括倍压器全波整流电路，所述倍压器全波整流电路在所述被划分的次级绕组中所激励的所述交变电压的每个半周期中，对所述次级侧串联谐振电容器或所述次级侧平滑电容器充电，并产生电平等于所述交变电压电平两倍的所述次级侧直流输出电压。

9. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路，其中
- 所述次级绕组的一端被耦合到所述次级侧串联谐振电容器；并且
- 所述次级侧整流和平滑单元包括四倍压器整流电路，所述四倍压器整流电路在所述次级绕组中所激励的所述交变电压的每个半周期中，对所述
- 5 次级侧串联谐振电容器或所述次级侧平滑电容器充电，并产生电平等于所述次级绕组中所激励的所述交变电压的电平四倍的所述次级侧直流输出电压。

开关电源电路

5 技术领域

本发明涉及作为电源被包括在各种电子装置中的开关电源电路。

背景技术

10 本发明的受让人已经提出了在初级侧上包括有谐振变换器的各种电源电路。日本专利申请早期公开 No. 2003-235259 公开了所提出的电源电路的一个示例。

图 12 是图示了开关电源电路的一个示例的电路图，该开关电源电路包括谐振变换器，并且是基于本受让人已经递交的发明中的任一个来构造的。

15 图 12 所示的电源电路中的开关变换器具有这样的配置：其中由半桥连接构成的他激（separately excited）电源谐振变换器与仅在开关操作中的关断时刻执行电压谐振操作的部分电压谐振电路相结合。

在图 12 所示的电源电路中，耦合到商用交流电源 AC 的是由两个滤波电容器 CL 和一个共模扼流圈 CMC 形成的共模噪声滤波器。

20 作为用于从来自商用交流电源 AC 的 AC 输入电压 VAC 产生 DC 输入电压的整流和平滑电路，由桥式整流电路 Di 和平滑电容器 Ci 形成的全波整流电路被提供在共模噪声滤波器的下游。

来自桥式整流电路 Di 的整流输出被充电到平滑电容器 Ci 中，结果，在平滑电容器 Ci 两端获得了电平与 AC 输入电压 VAC 的电平相等的经整
25 流和平滑的电压 Ei（DC 输入电压）。

作为被馈送了 DC 输入电压并执行开关操作的电流谐振变换器，提供了开关电路系统，其中由 MOS-FET 形成的两个开关元件 Q1 和 Q2 通过半桥连接而彼此相连，如图所示。由体二极管（body diode）形成的阻尼二极管 DD1 和 DD2 分别与开关元件 Q1 和 Q2 的漏极与源极之间的沟道并联

连接，具有如图所示的阳极到阴极方向。

此外，部分谐振电容器 C_p 与开关元件 Q2 的漏极与源极之间的沟道并联连接。部分谐振电容器 C_p 的电容和初级绕组 N1 的漏电感 L1 形成并联谐振电路（部分电压谐振电路）。该部分电压谐振电路允许这样的部分电
5 压谐振操作：其中仅当开关元件 Q1 和 Q2 关断时出现电压谐振。

电源电路具有例如由通用 IC 形成的振荡和驱动电路 2，以便对开关元件 Q1 和 Q2 进行开关驱动。振荡和驱动电路 2 包括振荡电路和驱动电路，并向开关元件 Q1 和 Q2 的栅极施加具有所需频率的驱动信号（栅极电压）。从而，开关元件 Q1 和 Q2 实现开关操作，使得它们以所需的开关频率交替地导通/关断。
10

绝缘变换器变压器（isolated converter transformer）PIT（电源隔离变压器（Power Isolation Transformer））将来自开关元件 Q1 和 Q2 的开关输出传递到次级侧。

经由初级侧串联谐振电容器 C1，绝缘变换器变压器 PIT 的初级绕组 N1 的一端被耦合到开关元件 Q1 的源极与开关元件 Q2 的漏极之间的连接节点（开关输出节点），使得可以获取开关输出。
15

如图所示，初级绕组 N1 的另一端连接到初级侧的地。

串联谐振电容器 C1 与初级绕组 N1 串联连接。串联谐振电容器 C1 的电容和绝缘变换器变压器 PIT 中的初级绕组 N1（串联谐振绕组）的漏电感 L1 形成了初级侧串联谐振电路，其提供作为开关变换器操作的电流谐振操作。
20

根据上面的描述，图 12 所示的初级侧开关变换器提供了初级侧串联谐振电路（L1-C1）的电流谐振操作，以及上述部分电压谐振电路（ $C_p/L1$ ）的部分电压谐振操作。

也就是说，图中所示的电源电路采用了这样的配置：其中提供作为初级侧开关变换器的谐振变换器的谐振电路被与另一个谐振电路相结合。下文中，这样的开关变换器被称作复合谐振变换器。
25

虽然省略了对其的图示，但是绝缘变换器变压器 PIT 由 EE 磁芯（core）构成，该 EE 磁芯例如通过组合由铁氧体材料组成的 E 磁芯而形成

成。此外，初级绕组 N1 和次级绕组 N2 缠绕在 EE 磁芯的中心磁芯柱（center magnetic leg）上，其中缠绕部分被分为初级侧和次级侧。

另外，在绝缘变换器变压器 PIT 的 EE 磁芯的中心磁芯柱中提供有间隙长度为 1.0 mm 或者更小的间隙，从而在初级绕组 N1 和次级绕组 N2 之间获得了约 0.80 到 0.90 的耦合系数。

实际中，在下列条件下获得了约 0.85 的耦合系数 k：间隙 G 约 0.8 mm，初级绕组 N1 和次级绕组 N2 的匝数分别为 20 T（匝）和 50 T（25 T + 25 T）。

绝缘变换器变压器 PIT 中的次级绕组 N2 具有如图所示的被连接到次级侧地的中心抽头，该中心抽头将次级绕组 N2 分为次级绕组部分 N2A 和次级绕组部分 N2B。另外，整流二极管 Do1 和 Do2 被分别串联连接到次级绕组部分 N2A 和次级绕组部分 N2B，并且提供了用于使来自整流二极管 Do1 和 Do2 的整流输出平滑的平滑电容器 Co。这样，实现了全波中心抽头整流电路。

因此，作为平滑电容器 Co 两端的电压，获得了次级侧 DC 输出电压 Eo，其是电平与在每个次级绕组部分中所感应的交变电压的电平相同的 DC 电压。次级侧 DC 输出电压 Eo 作为主 DC 电压被提供给主负载（未示出），并且被分路并输入到控制电路 1 作为用于恒压控制的检出电压。

控制电路 1 向振荡和驱动电路 2 输出电流或电压形式的控制信号，其水平依赖于次级侧 DC 输出电压 Eo 的电平而变化。

基于从控制电路 1 输入的控制信号，振荡和驱动电路 2 改变由振荡和驱动电路 2 中的振荡电路生成的振荡信号的频率，从而改变被施加到开关元件 Q1 和 Q2 的栅极上的开关驱动信号的频率。这样，开关频率被改变。如果开关元件 Q1 和 Q2 的开关频率依赖于次级侧 DC 输出电压 Eo 的电平而这样变化，则初级侧串联谐振电路的谐振阻抗改变，从而从形成初级侧串联谐振电路的初级绕组 N1 传递到次级侧的能量也改变。相应地，次级侧 DC 输出电压 Eo 的电平也改变。从而，可以实现对于次级侧 DC 输出电压 Eo 的恒压控制。

下文中，为了稳定输出电压而改变开关频率的这种恒压控制方法被称

作开关频率控制方法。

图 13 是一个波形图，用于示出图 12 的电源电路的主要部分的操作。该图分别示出了图 12 所示的电路中，当负载功率 P_o 是 200 W 和 0 W 时的操作。应当注意，200 W 的负载功率 P_o 是图 12 中的电路的最大负载功率

5 (Pomax)，0 W 是最小负载功率 (Pomin)。

此外，在图 13 中，作为输入电压条件，AC 输入电压 V_{AC} 被恒定保持在 100 V。作为次级侧 DC 输出电压 E_o ，产生了 100 V 或更大的电压。

为了获得负载功率、输入电压和次级侧 DC 输出电压的上述条件，具有下列特性的元件被选择作为图 12 的电路中的主要部分

- 10 • 绝缘变换器变压器 PIT，具有 0.8 mm 的间隙长度和约 0.85 的耦合系数 k
- 初级绕组 N1，其匝数为 20 T
- 次级绕组 N2，其匝数为 50 T (25 T+25 T，绕在中心抽头上)
- 初级侧串联谐振电容器 C1，其电容为 0.068 μ F，以及
- 15 • 部分谐振电容器 C_p ，其电容为 1000 pF

参考图 13，矩形波电压 V_1 是开关元件 Q2 两端的电压，并且指示开关元件 Q2 的导通/关断定时。

电压 V_1 为 0 电平的时段是开关元件 Q2 处于导通状态的导通时段。在该导通时段中，具有所图示的波形的开关电流 I_{Q2} 流过由开关元件 Q2 和

20 箝位二极管 DD2 组成的开关电路系统。与此不同，电压 V_1 被箝位在经整流和平滑的电压 E_i 的电平处的时段对应于开关元件 Q2 处于关断状态的时段。在该关断时段中，开关电流 I_{Q2} 处于零水平，如图 13 所示。

另外，虽然没有图示出，但是在另一开关元件 Q1 两端的电压和另一开关电路系统 (Q1, DD1) 中流动的开关电流具有这样的波形：该波形通

25 过分别将电压 V_1 和开关电流 I_{Q2} 的波形的相位移动 180° 而得到。也就是说，如上所述，开关元件 Q1 和 Q2 实现了具有它们交替导通/关断的定时的开关操作。

初级侧串联谐振电流 I_o (未示出) 流过初级侧串联谐振电路 (C1-N1 (L1))，其波形得自这些开关电路 ((Q1, DD1) 和 (Q2, DD2))

中流动的开关电流的波形的合成。

从当负载功率 P_o 为 200 W 时与当负载功率 P_o 为 0 W 时的电压 V_1 的波形之间的比较可以清楚知道，初级侧的开关频率被控制，使得当次级侧 DC 输出电压 E_o 被提供到较大负载 ($P_o=200$ W) 时的开关频率比当次级侧 DC 输出电压 E_o 被提供到较小负载 ($P_o=0$ W) 时的开关频率低。具体地说，响应于大负载导致的次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平下降，开关频率被降低。相反，响应于小负载导致的次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平升高，开关频率被增大。这样的开关频率改变指示出这样的事实：上侧控制 (upper-side control) 的恒压控制操作被执行作为开关频率控制方法。

10 在该电源电路中，如图 13 所示，当负载功率 P_o 为 200 W 时，开关电流 I_{Q2} 的峰值水平是 5.6 安培，而当负载功率 P_o 为 0 W 时，是 0.8 安培。

上述初级侧的操作在绝缘变换器变压器 PIT 的次级绕组 N_2 中引起了具有所示波形的交变电压 V_2 。在交变电压 V_2 是正极性的半周期中，电流流过次级侧的整流二极管 Do_1 。相反，在交变电压 V_2 是负极性的半周期 (即，次级绕组部分 N_2B 中所激励的交变电压是正极性的半周期) 中，电流流过整流二极管 Do_2 。这样，在次级侧上的全波中心抽头整流电路中，在次级绕组 N_2 的中心抽头与次级侧地之间流动的整流输出电流 I_2 具有这样的波形：其峰值水平出现的周期与出现交变电压 V_2 的正和负峰值电平的周期相同，如图 13 所示。

20 交变电压 V_2 的峰值电平与次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平相等。在图 13 中，在各半周期中的整流输出电流 I_2 的峰值水平是不同的：3 安培和 2 安培。下面将描述其原因。

当采用利用开关频率控制方法来稳定次级侧 DC 输出电压的类似图 12 中的电源电路的谐振变换器配置时，存在这样的趋势：用于进行稳定的开关频率的可变控制范围是相对宽的范围。

25 该特点将参考图 14 进行描述。

图 14 示出了采用开关频率控制方法来稳定其输出电压的传统电源电路的恒压控制特性曲线。该特性曲线被表示为开关频率 f_s 与次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平之间的关系。

下面的对于该图的说明是基于这样假设：图 12 的电源电路采用所谓的上侧控制方法作为开关频率控制方法。术语上侧控制是指这样的控制方法：其中开关频率在比初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_0 高的频率范围内改变，并且由谐振频率改变引起的谐振阻抗改变被用于控制次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平。

一般，当频率在谐振频率 f_0 处，串联谐振电路的谐振阻抗变为最低。因此，在上侧控制中，次级侧 DC 输出电压 E_o 与开关频率 f_s 之间的关系如下：开关频率 f_s 越接近谐振频率 f_0 ，次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平就越高，而越远离谐振频率 f_0 ，电平就越低。

因此，在负载功率 P_o 恒定的条件下，依赖于开关频率 f_s 的次级侧 DC 输出电压 E_o 电平的函数绘出这样的二次曲线：其中其峰值出现在开关频率 f_s 与初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_0 相同的时刻，并且随着开关频率 f_s 远离谐振频率 f_0 ，电平下降。

另外，对于同一开关频率 f_s ，次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平依赖于负载功率 P_o 而不同。具体地说，当负载功率是最大负载功率 P_{max} 时的电压电平比当负载功率是最小负载功率 P_{min} 时的电压电平低了某个值。即，在开关频率 f_s 固定的条件下，较大的负载导致次级侧 DC 输出电压 E_o 的较低的电平。

如果试图在这样的特性下，通过上侧控制将次级侧 DC 输出电压 E_o 稳定在一个电压电平 t_g 处，则开关频率的必要的可变范围（必要控制范围）是由 Δf_s 指示的范围。

例如在图 12 所示的实际电源电路中，在如下条件下，通过开关频率控制方法，恒压控制被实现使得次级侧 DC 输出电压 E_o 被稳定在 135 V：作为 AC 100 V 系统输入的 AC 输入电压 V_{AC} 的输入变化范围为 85 V 到 120 V；作为主 DC 电压的次级侧 DC 输出电压 E_o 的最大和最小负载功率 P_{max} 和 P_{min} 分别是 200 W 和 0 W（无负载）。

在这些条件下，传统类型的电源电路中的恒压控制所需的开关频率 f_s 的可变范围是从约 80 kHz 到约 200 kHz，或者更大，即， Δf_s 是 120 kHz 或者更大。该范围相当宽。

作为电源电路，已知所谓的适应宽范围的电源电路能够适应例如以 85 V 到 288 V 的 AC 输入电压范围来操作，使得在采用输入电压为 AC 100 V 系统的地方，例如日本、美国，以及采用 AC 200 V 系统的地方，例如欧洲，都可以使用该电源。

- 5 下面将考虑对以图 12 中的电源电路为典型的实现开关频率控制的传统电源电路的适应宽范围的配置的规定。

如上所述，适应宽范围的电路可以例如接受 85 V 到 288 V 的 AC 输入电压范围。因此，与例如可以接收 AC 100 V 系统或者 AC 200 V 系统中的一种的适应单范围的情况相比，次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平变化范围更大。为了实现对于次级侧直流输出电压 E_o （由于这种宽的 AC 输入电压单位，其电平变化范围宽）的恒压控制，要求宽的开关频率控制范围。如果传统电源电路对于如上所述的 AC 100 V 系统的单范围具有 80 kHz 到 200 kHz 的开关频率控制范围，则为了使电源电路具有适应宽范围的配置，开关频率控制范围需要被扩大到约 80 kHz 到 500 kHz 的范围。

15 但是，在用于驱动开关元件的现有 IC（振荡和驱动电路 2）中，可能的驱动频率的上限是大约 200 kHz。即使可以形成并安装能够以上述的高频率对元件驱动的开关驱动 IC，以这样高的频率驱动开关元件也导致明显低的电源变换效率，因此，在实际的电源电路中，这样的 IC 是不可行的。

20 因此，已经认为仅通过开关频率控制方法来稳定操作，是很难在传统电源电路中实现适应宽范围的配置的。

另外，特别是如果电源电路包括全波中心抽头整流电路作为其次级侧整流电路，类似于图 12 所示的电路，则开关频率控制范围被进一步扩大。

25 在全波中心抽头整流电路中，次级绕组 N2 具有中心抽头，因此形成了两个次级绕组部分（N2A，N2B）。在这两个次级绕组部分 N2A 和 N2B 中，在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的一个极性的半周期（下文中称为一半周期）的时段中，整流电流按顺序流过次级绕组部分 N2A、整流二极管 $Do1$ 、平滑电容器 Co 和次级绕组部分 N2A。而在交变电压的另一极

性的半周期（下文中称为另一半周期）的时段中，整流电流按顺序流过次级绕组部分 N2B、整流二极管 Do2、平滑电容器 Co 和次级绕组部分 N2B。

5 即，在全波中心抽头整流中，在一半周期的时段中，电流仅流过两个次级绕组部分中的一个，而不流过另一个绕组部分。

在这样的全波中心抽头整流操作中，在各自缠绕在绝缘变换器变压器 PIT 中的线轴上的次级绕组部分 N2A 与次级绕组部分 N2B 之间存在给定的静电电容。

10 绕组间电容的存在等同于这样的状态：其中在绝缘变换器变压器 PIT 的次级侧上，电容器 Cp20 与次级绕组 N2 并联连接，如图 12 所示。

通过次级绕组 N2 的漏电感和电容器 Cp20 的电容，电容器 Cp20 与次级绕组 N2 的并联连接导致在次级侧上也形成了并联谐振电路。

15 电容器 Cp20 的电容根据对次级绕组 N2 所使用的绞合线（litz line）的股数以及次级绕组 N2 所缠绕的线轴的窗面积（window area）而确定。在涉及上述条件的图 12 的电路中，该电容是大约 100 pF 到 500 pF，这是很微小的。

由于并联谐振电路也如此形成在次级侧上，因此图 12 的实际电路具有图 15 所示的特性，作为与图 14 所示类似的关于次级侧 DC 输出电压 Eo 的恒压特性。

20 参考图 15，除了初级侧串联谐振电路的谐振频率 fo1 之外，由于如上所述，在次级侧上也形成了并联谐振电路，所以存在次级侧并联谐振电路的谐振频率 fo2p。

25 尤其当负载功率是最小负载功率 Pomin 时，两个不同的谐振点的存在导致了与所图示的含有两个峰值的曲线类似的双峰曲线作为特性曲线，其中一个峰值对应于初级侧谐振频率 fo1，一个峰值对应于次级侧谐振频率 fo2p。

在该情况中，由于如上所述，电容器 Cp20 的电容相对微小，所以当有朝向较大负载的趋势，并且次级侧 DC 输出电压 Eo 的电平从而相对低时，次级侧谐振点对于特性曲线没有影响（见负载功率为最大负载功率

P_{omax} 时的特性曲线)。但是, 当出现朝向较低负载的趋势, 并且负载状态从而接近无负载状态时, 次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平趋于陡升。随着次级侧谐振点被引发, 这种电平上升产生双峰特性曲线, 类似于当负载功率 P_o 为 0 时的特性曲线。

- 5 当负载功率 P_o 为 0 W 时, 双峰特性曲线与图 14 所示的特性曲线之间的比较使得可以理解这样的趋势: 在无负载状态中, 图 15 的双峰曲线中的开关频率高于相同输出电平的单峰曲线的开关频率。

10 另外, 根据该趋势, 图 15 中的双峰曲线导致开关频率的更宽的必要控制范围 Δf_s , 如从图 14 和图 15 中的两个 Δf_s 之间的比较可以清楚看到的。

图 16 是示出了含有全波中心抽头整流电路作为其次级侧整流电路的图 12 的电路中, 作为负载的函数的开关频率 f_s 的变化特性的示图。

15 根据该特性图, 使用全波中心抽头整流电路导致了这样的趋势: 如上所述, 当负载功率 P_o 接近 0 W 时, 由于引发了次级侧谐振点, 开关频率陡升。

根据实验, 当负载功率是最大负载功率 P_{omax} 时, 开关频率 f_s 约是 75.8 kHz。而当负载功率是最小负载功率 P_{omin} 时, 开关频率 f_s 上升到约 172.4 kHz。

20 如上所述, 如果如传统电源电路配置那样, 全波中心抽头整流电路被形成在次级侧上, 则由于初级侧和次级侧上的谐振电路所导致的两个谐振点的存在使得必要控制范围 Δf_s 被扩大, 必要控制范围 Δf_s 被进一步扩大了。

这种对必要控制范围 Δf_s 的进一步扩大使得几乎不可能实现适应宽范围的配置。

25 此外, 开关频率的宽控制范围还引起这样的问题: 使次级侧 DC 输出电压 E_o 稳定的高速响应特性被降低。

一些电子装置涉及这样的操作: 其中负载条件以例如在最大负载状态与几乎无负载状态之间瞬时转变的方式而变化。这样的负载变化也被称为开关负载。这样的装置中所结合电源电路即使响应于所谓的开关负载的

负载变化，也需要适当地稳定其次级侧 DC 输出电压。

但是，如上面参考图 14 和图 15 所描述的，当电源电路涉及开关频率的宽控制范围时，响应于类似开关负载的负载变化，电路需要相对长的时间段来将其开关频率改变到用于获得次级侧 DC 输出电压的需要电平的频率。即，作为恒压控制的响应特性，获得了不理想的结果。

具体地说，图 12 所示的电源电路对于恒压控制具有这样的开关频率特性：开关频率在负载功率范围为 0 W 到约 25 W 的范围内变化很大，如图 16 所示。这种特性作为抵抗开关负载的恒压控制响应特性是很不利的。

另外，使用全波中心抽头整流电路作为次级侧整流电路（类似图 12 中的电路）还导致另一个问题：在绝缘变换器变压器 PIT 中出现偏磁（bias magnetization）。

具体地说，在次级绕组部分 N2A 和 N2B 之中，依赖于两个中的哪一个被首先缠绕在绝缘变换器变压器 PIT 中的线轴上，一个绕组部分长，而另一个短。由于这种绕组长度的差异，初级绕组 N1 与次级绕组部分 N2A 之间的耦合系数不同于初级绕组 N1 与次级绕组部分 N2B 之间的耦合系数。

在图 12 的实际电路中，初级绕组 N1 与次级绕组部分 N2A 之间的耦合系数 k 是 0.86，而初级绕组 N1 与次级绕组部分 N2B 之间的是 0.85。因此，在各绕组部分的漏电感之间出现了差异。结果，如图 13 的波形图所示，整流输出电流 I_2 具有这样的波形：其中各个半周期中的峰值水平彼此不同。

由于整流电路在各个半周期中的峰值水平是如此不同的，在次级侧上流过整流二极管（Do1，Do2）的电流的峰值水平也是不同的。结果，与具有相同峰值水平的整流电流流过相应的二极管的情况相比，一个整流二极管的击穿电流水平需要被增大。因此，需要选择击穿电流水平高于当整流电流具有相同峰值水平时所用的部件的更昂贵部件，这使得电源电路的制造成本上升。

另外，整流电流的不同峰值水平还引起这样的问题：在整流二极管

Do1 和 Do2 中的传导损耗之间出现偏差。

对图 12 所示的电源电路的实际实验显示出，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 并且负载功率 P_o 是 200 W 时，AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 约是 90.5%。此外，实验提供了这样结果：当负载功率 P_o 为 0 W 时，AC 5 输入功率 P_{in} 约是 2.6 W。

发明内容

考虑到上述各种问题，本发明的一个方面是提供一种具有如下配置的开关电源电路。

10 具体地说，该开关电源电路包括开关单元和开关驱动单元，开关单元具有被提供了直流（DC）输入电压并实现开关操作的开关元件，开关驱动单元对开关元件进行开关驱动。

该开关电源电路还包括绝缘变换器变压器，其至少具有初级绕组和次级绕组，它们缠绕在绝缘变换器变压器上。初级绕组被提供了从开关单元的开关操作而产生的开关输出，并且在次级绕组中感应了交变电压。15

另外，该开关电源电路包括初级侧串联谐振电路，其至少由绝缘变换器变压器的初级绕组的漏电感分量和与初级绕组串联连接的初级侧串联谐振电容器的电容形成。初级侧串联谐振电路具有第一谐振频率，并提供电流谐振操作作为开关单元的操作。

20 该开关电源电路还包括次级侧串联谐振电路，其至少由绝缘变换器变压器的次级侧绕组的漏电感分量和与次级绕组串联连接的次级侧串联谐振电容器的电容形成。次级侧串联谐振电路具有第二谐振频率。

此外，该开关电源电路包括次级侧整流和平滑单元，该单元对次级绕组中出现的交变电压整流，并通过次级侧平滑电容器使整流电压平滑，从而产生次级侧 DC 输出电压。25

该开关电源电路还包括恒压控制单元，其通过根据次级侧 DC 输出电压的电平控制开关驱动单元，从而改变开关单元的开关频率，来实现次级侧 DC 输出电压的恒压控制。

在绝缘变换器变压器的磁芯中的特定位置形成的间隙具有这样的间隙

长度：由初级侧串联谐振电路和次级侧串联谐振电路形成的电磁耦合谐振电路具有单峰特性，作为相对于具有开关频率的频率信号输入的输出特性。

5 第一谐振频率和第二谐振频率被设置为使得在流过初级侧串联谐振电路的初级侧串联谐振电流与流过绝缘变换器变压器的次级侧的次级侧整流电流之间出现所需的相移。

10 根据该配置，采用了这样的开关变换器：对其提供了初级侧串联谐振电路，以提供电流谐振操作作为初级侧的开关操作。另外，还在次级侧上提供了串联谐振电路。由于这样的配置，该方面的开关电源电路包括采用绝缘变换器变压器电磁耦合的耦合谐振电路。以此为基础，在绝缘变换器变压器的磁芯的特定位置处形成的间隙的间隙长度被设置为使得获得这样的耦合系数：作为相对于被输入到耦合谐振电路的具有开关频率的频率信号（开关输出）的输出特性，获得了单峰特性。结果，与仅在初级侧上包括有串联谐振电路的电路相比，恒压控制所需的开关频率可变范围（必要控制范围）可以被缩窄。

15 另外，由于第一和第二谐振频率被如上所述地设计，所以当采用大 AC 输入电压（AC 200 V 系统）时，初级侧串联谐振电路的峰值水平可以被降低，这提高了尤其当使用大 AC 输入电压时的电源变换效率。

20 如上所述，根据本发明的该方面，可以高效地缩窄恒压控制所需的开关频率可变控制范围（必要控制范围）。因此，仅通过开关频率控制来稳定操作，就可以获得适应宽范围的电源电路。

此外，由于开关频率控制范围被缩窄，所以可以提高恒压控制的响应性，这使得可以更充分地稳定次级侧 DC 输出电压。

25 此外，第一和第二谐振频率被设计为使得在初级侧串联谐振电流与次级侧绕组电流之间出现相移。因此，当使用大 AC 输入电压时，初级侧串联谐振电流的水平被抑制，这提高了当使用大 AC 输入电压时的电源变换效率。

附图说明

图 1 是图示了根据本发明第一实施例的开关电源电路的配置的电路图；

图 2 是图示了该实施例的开关电源电路中所包括的绝缘变换器变压器的一个配置示例的截面图；

5 图 3A 和图 3B 是图示了该实施例的电源电路中的主要部分的操作波形的波形图；

图 4 是将该实施例的电源电路表示为电磁耦合谐振电路的等效电路图；

图 5 是图示了该实施例的电源电路的恒压控制特性的示图；

10 图 6 是图示了作为该实施例的电源电路的恒压控制操作，用于应对 AC 输入电压变化和负载变化的开关频率控制范围（必要控制范围）的示图；

图 7 是示出了该实施例的电源电路的作为负载的函数的 AC 到 DC 电源变换效率和开关频率特性的示图；

15 图 8 是图示了根据本发明第二实施例的开关电源电路的配置的电路图；

图 9 是图示了根据本发明第三实施例的开关电源电路的配置的电路图；

20 图 10 是图示了根据本发明第四实施例的开关电源电路的配置的电路图；

图 11 是图示了根据本发明第五实施例的开关电源电路的配置的电路图；

图 12 是图示了含有传统复合谐振变换器的开关电源电路的一个配置示例的电路图；

25 图 13 是示出了图 12 中的电源电路的主要部分的操作波形的波形图；

图 14 是示出了当初级侧和次级侧之间的耦合系数被设计为传统值时的恒压控制特性的示图；

图 15 是图示了包括全波中心抽头整流电路作为其次级侧整流电路的图 12 中的电路的恒压控制特性的示图；以及

图 16 是示出了图 12 中的电路的作为负载的函数的开关频率特性的特性图。

具体实施方式

5 下面将描述作为实现本发明的最佳实施方式（下文中也称作实施例）的开关电源电路。

图 1 是图示了作为本发明第一实施例的开关电源电路的配置示例的电路图。

10 图中所示的电源电路采用这样的配置作为其基本配置：其中通过半桥连接构成的他激电流谐振变换器与部分电压谐振电路相结合。

在该电源电路中，耦合到商用交流电源 AC 的是由滤波电容器 CL 和共模扼流圈 CMC 形成的共模噪声滤波器。

在噪声滤波器的下级，由桥式整流电路 Di 和平滑电容器 Ci 形成的全波整流和平滑电路被耦合到商用交流电源 AC。

15 全波整流和平滑电路被馈送有来自商用交流电源 AC 的 AC 电压，并执行全波整流操作，从而在平滑电容器 Ci 两端获得经整流和平滑的电压 Ei（DC 输入电压）。经整流和平滑的电压 Ei 具有与 AC 输入电压 VAC 相同的电平。

20 作为被馈送了 DC 输入电压并执行开关操作（间歇性）的电流谐振变换器，提供了开关电路，其中由 MOS-FET 形成的两个开关元件 Q1 和 Q2 通过半桥连接彼此连接，如图所示。阻尼二极管 DD1 和 DD2 分别与开关元件 Q1 和 Q2 的漏极与源极之间的沟道并联连接。阻尼二极管 DD1 的阳极和阴极分别连接到开关元件 Q1 的源极和漏极。类似地，阻尼二极管 DD2 的阳极和阴极分别连接到开关元件 Q2 的源极和漏极。阻尼二极管
25 DD1 和 DD2 分别是开关元件 Q1 和 Q2 所配备的体二极管。

另外，初级侧部分谐振电容器 Cp 与开关元件 Q2 的漏极和源极之间的沟道并联连接。至少由初级侧部分谐振电容器 Cp 的电容和初级绕组 N1 的漏电感形成了部分谐振电路（部分电压谐振电路）。从而，实现了这样的部分电压谐振操作：其中仅当开关元件 Q1 和 Q2 被关断时，才出现电压谐

振。

另外，振荡和驱动电路 2 被提供用于对开关元件 Q1 和 Q2 进行开关驱动。振荡和驱动电路 2 包括振荡电路和驱动电路，并且对其可以例如使用通用 IC。振荡和驱动电路 2 中的振荡电路生成具有所需频率的振荡信号。

- 5 驱动电路利用振荡信号来生成开关驱动信号，该开关驱动信号是用于对 MOS-FET 进行开关驱动的栅极电压，因此该开关驱动信号被施加到开关元件 Q1 和 Q2 的栅极。这样，根据基于开关驱动信号周期的开关频率，开关元件 Q1 和 Q2 实现了开关操作，使得它们以交替的定时被相继导通/关断。

- 10 绝缘变换器变压器 PIT 被提供以便将来自开关元件 Q1 和 Q2 的开关输出传递到次级侧。

绝缘变换器变压器 PIT 中的初级绕组 N1 的一端被串联连接到初级侧串联谐振电容器 C1，并经由电容器 C1 被耦合到开关元件 Q1 的源极与开关元件 Q2 的漏极之间的连接节点（开关输出节点），其允许传递开关输出。

- 15 初级绕组 N1 的另一端连接到初级侧的地。

绝缘变换器变压器 PIT 具有与图 2 的截面图所示的结构类似的结构。

如图 2 所示，绝缘变换器变压器 PIT 包括 EE 磁芯（EE 形磁芯），其通过以磁芯柱互相面对的方式组合由铁氧体材料制成的 E 磁芯 CR1 和 CR2 而形成。

- 20 此外，提供了线轴 B，其由树脂等形成，并且具有这样的被分开的形状：初级侧和次级侧的缠绕部分彼此独立。初级侧绕组（初级绕组 N1）缠绕在线轴 B 的一个缠绕部分上。次级侧绕组（次级绕组 N2）缠绕在另一个缠绕部分上。已经如此缠绕了初级侧和次级侧绕组的线轴 B 被配合到 EE 磁芯（CR1，CR2），产生了这样的状态：其中在不同缠绕区域中的初级侧和次级侧绕组围绕 EE 磁芯的中心磁芯柱而缠绕。以这种方式，完成了绝缘变换器变压器 PIT 的整个结构。

25 在 EE 磁芯的中心磁芯柱中，如图所示，形成了间隙 G。在该实施例中，间隙 G 被设计为例如具有约 2.0 mm 的间隙长度，使得获得了初级侧与次级侧之间的弱耦合状态，其中它们之间的耦合系数 k 约为 0.80 或者更

小。注意，当间隙长度被设置为大约 2.0 mm 时，实际耦合系数 k 是 0.735。可以通过将 E 磁芯 CR1 和 CR2 的中心磁芯柱设计为短于它们的两个外磁芯柱来形成间隙 G。

在以图 12 所示电源电路为典型的包含传统电流谐振变换器的电源电路中，如上所述，在绝缘变换器变压器 PIT 的磁芯中形成了大约 1.0 mm 的间隙，从而获得了约 0.8 到 0.9 的耦合系数。

也就是说，在本发明中，绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧与次级侧之间的耦合系数低于传统配置。

返回参考图 1，由于参考图 2 所描述的结构，绝缘变换器变压器 PIT 在初级绕组 N1 中产生一定的漏电感 L1。另外，如上所述，初级绕组 N1 和初级侧串联谐振电容器 C1 串联连接。因此，初级绕组 N1 的漏电感 L1 与初级侧串联谐振电容器 C1 的电容形成了串联谐振电路（初级侧串联谐振电路）。

初级侧串联谐振电路被连接到开关元件 Q1 和 Q2 的开关输出节点，因此来自开关元件 Q1 和 Q2 的开关输出被传递到初级侧串联谐振电路。初级侧串联谐振电路利用所传递的开关输出来执行谐振操作，其提供电流谐振操作作为初级侧开关变换器的操作。

根据上述说明，图 1 所示的初级侧开关变换器通过初级侧串联谐振电路（L1-C1）提供了电流谐振操作，并通过上述初级侧部分电压谐振电路（Cp//L1）提供了部分电压谐振操作。

也就是说，图中所示的电源电路的初级侧采用这样的配置：其中提供作为初级侧开关变换器的谐振变换器的谐振电路被与另一谐振电路相结合。在本说明书中，由这样结合的两个谐振电路形成的开关变换器也被称作复合谐振变换器。

在绝缘变换器变压器 PIT 的次级绕组 N2 中，激励（感应）了依赖于被传递到初级绕组 N1 的开关输出的交变电压。

假设次级绕组 N2 是由包含整流二极管 Do1 到 Do4 的桥式整流电路以及平滑电容器 Co 形成的全波桥式整流电路。

此外，在本实施例中，次级侧串联谐振电容器 C2 与次级绕组 N2 串联

连接在全波桥式整流电路中。因此，由于次级侧串联谐振电容器 C2 的电容和次级绕组 N2 的漏电感 L2，在绝缘变换器变压器 PIT 的次级侧上也形成了串联谐振电路。

次级侧的具体配置如下。次级绕组 N2 的一端串联连接到次级侧串联
5 谐振电容器 C2，并经由电容器 C2，耦合到整流二极管 Do1 的阳极与整流二极管 Do2 的阴极之间的连接节点。次级绕组 N2 的另一端耦合到整流二极管 Do3 的阳极与整流二极管 Do4 的阴极之间的连接节点。

整流二极管 Do2 的阳极与整流二极管 Do4 的阳极之间的连接节点被连接到次级侧的地。整流二极管 Do1 的阴极与整流二极管 Do3 的阴极之间的
10 连接节点被连接到平滑电容器 Co 的正电极。平滑电容器 Co 的负电极被连接到次级侧的地。

根据该连接结构，在次级绕组 N2 中出现的交变电压的一半周期的时段中，一对整流二极管 Do1 和 Do4 实现整流操作，从而对平滑电容器 Co 充电。而在次级绕组 N2 中出现的交变电压的另一半周期的时段中，一对
15 整流二极管 Do2 和 Do3 的整流操作对平滑电容器 Co 充电。

由于这些整流二极管 Do1 到 Do4 的全波整流操作，在平滑电容器 Co 两端获得了次级侧 DC 输出电压 Eo，其依赖于次级绕组 N2 中激励的交变电压的电平。次级侧 DC 输出电压 Eo 被提供给负载（未示出），并且被分路并输入到后面将描述的控制电路 1 作为检出电压。

20 在该配置中，次级侧上所形成的串联谐振电路通过整流二极管 Do1 到 Do4 提供了电流谐振操作，作为次级侧整流操作。

控制电路 1 向振荡和驱动电路 2 提供检测输出，该检测输入依赖于次级侧 DC 输出电压 Eo 的电平变化。振荡和驱动电路 2 驱动并控制开关元件 Q1 和 Q2，使得开关频率根据从控制电路 1 输入的检测输出而改变。为
25 此，振荡和驱动电路 2 改变由其中的振荡电路生成的振荡信号的频率。

由于开关元件 Q1 和 Q2 的开关频率被改变，所以初级侧串联谐振电路的谐振阻抗改变，因此从绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧传递到次级侧的功率量改变了。从而，允许用于稳定次级侧 DC 输出电压 Eo 电平的操作。

在本实施例的电源电路所使用的开关频率控制方法中，采用了比初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 高的频率范围作为开关频率的可变范围。即，采用了所谓的上侧控制方法。

5 一般，当频率是谐振频率时，串联谐振电路的谐振阻抗变为最低。因此，如果与本实施例类似地采用了基于串联谐振电路谐振频率的上侧控制方法，则越高的开关频率 f_s 导致越高的谐振阻抗。

因此，例如如果有朝向较大负载的趋势，并且次级侧 DC 输出电压 E_o 从而降低时，执行降低开关频率的控制。开关频率的降低造成谐振阻抗降低，谐振阻抗的降低增加了从初级侧传递到次级侧的功率量，从而提高了
10 次级侧 DC 输出电压 E_o 。

相反，当出现朝向较小负载的趋势，并且次级侧 DC 输出电压 E_o 从而升高时，执行增大开关频率的控制。从而，谐振阻抗被提高，因此功率传递量被降低，这降低了次级侧 DC 输出电压 E_o 。以这种方式，开关频率的变化可以稳定次级侧 DC 输出电压 E_o 。

15 图 1 的电源电路采用了适应宽范围的配置，其可以适应于利用 AC 100 V 系统和 AC 200 V 系统两者而工作。

在图 1 的电源电路中，如上所述，在初级侧和次级侧上都提供了串联谐振电路，并且绝缘变换器变压器 PIT 中的耦合系数 k 被设置为低于传统系数值。

20 这样的配置提供了适应宽范围的电路。下面将参考图 4 到图 6 来描述这一点。

图 4 的电路图在初级侧串联谐振电路和次级侧串联谐振电路之间关系的方面，示出了图 1 中的本实施例的电源电路的等效电路。该等效电路图中与图 1 所示相同的部分被赋予相同的标号。

25 图 4 图示了这样的绝缘变换器变压器 PIT：围绕其缠绕了具有某个匝数比 $1:n$ 的初级绕组 N_1 和次级绕组 N_2 。在该图中，绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧和次级侧之间的耦合程度由耦合系数 k 表示。

在绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧上， L_{1l} 和 L_{1e} 分别代表初级绕组 N_1 的漏电感和磁化电感。另外，绝缘变换器变压器 PIT 的次级侧上的 L_2

和 L_{2e} 分别代表次级绕组 N2 的漏电感和磁化电感。

在图 4 的等效电路图中，具有开关频率 f_s 的 AC 电压（频率信号）被输入到绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧。即，该输入电压是来自初级侧开关变换器（开关元件 Q1 和 Q2）的开关输出。

- 5 在绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧上，具有开关频率 f_s 的输入 AC 电压被提供到初级侧串联谐振电路。如图所示，该初级侧串联谐振电路可以被认为是这样的电路：其中初级侧串联谐振电容器 C1 与漏电感 L_{1l} 串联连接到初级绕组 N1，并且磁化电感 L_{1e} 与初级绕组 N1 并联连接。

- 10 类似地，绝缘变换器变压器 PIT 的次级侧串联谐振电路可以被认为是这样的电路：其中次级侧串联谐振电容器 C2 与漏电感 L_{2l} 串联连接到次级绕组 N2，并且磁化电感 L_{2e} 与次级绕组 N2 并联连接。另外，在该图中，来自具有上述配置的次级侧串联谐振电路的输出被提供到负载 R_L 。负载 R_L 对应于在次级侧全波整流电路之后的电路和负载。

- 15 在具有上述连接配置的图 4 的等效电路中，初级绕组 N1 的漏电感 L_{1l} 可以由公式 1 表示，其中 k 是绝缘变换器变压器 PIT 的耦合系数， L_1 是初级绕组 N1 的自感。

$$L_{1l} = (1 - k^2) L_1 \quad \dots\dots \text{公式 1}$$

初级绕组 N1 的磁化电感 L_{1e} 可以由公式 2 表示。

$$L_{1e} = k^2 \times L_1 \quad \dots\dots \text{公式 2}$$

- 20 类似地，次级绕组 N2 的漏电感 L_{2l} 和磁化电感 L_{2e} 可以分别由公式 3 和公式 4 表示，其中 L_2 是次级绕组 N2 的自感。

$$L_{2l} = (1 - k^2) L_2 \quad \dots\dots \text{公式 3}$$

$$L_{2e} = k^2 \times L_2 \quad \dots\dots \text{公式 4}$$

- 25 图 4 的等效电路包括初级侧上的初级侧串联谐振电路和次级侧上的次级侧串联谐振电路，其间具有绝缘变换器变压器 PIT 的电磁感应的媒介。因此，该图的电路可以被认为是采用电磁耦合的耦合谐振电路。因此，图 1 的电源电路的关于次级侧 DC 输出电压 E_o 的恒压控制特性依赖于绝缘变换器变压器 PIT 的耦合程度（耦合系数 k ）而不同。下面将参考图 5 描述这一点。

图 5 示出了图 4 的等效电路的相对于对其的输入（开关频率信号）的输出特性。具体地说，次级侧 DC 输出电压 E_o 的控制特性被表示为电压 E_o 与开关频率 f_s 之间的关系。

在图 5 中，开关频率绘制在横坐标上，而次级侧 DC 输出电压 E_o 的电
5 平绘制在纵坐标上。

在横坐标上，初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和次级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o2} 彼此重叠，这意味着不管谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的设定值如何，都获得了类似的特性。

当绝缘变换器变压器 PIT 采用耦合系数 k 为 1 的强耦合时，由于公式
10 1 和公式 3 中的 k 被 1 替换，初级绕组 N_1 的漏电感 L_{11} 和次级绕组 N_2 的漏电感 L_{21} 由公式 5 表示。

$$L_{11}=L_{21}=0 \quad \dots\dots \text{公式 5}$$

即，当绝缘变换器变压器 PIT 采用强耦合时，在初级绕组 N_1 和次级绕组 N_2 中不存在漏电感。

15 当绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧和次级侧这样被强耦合时，恒压控制特性绘制出如图 5 的特性曲线 1 所示的所谓的双峰曲线。在该曲线中，当开关频率分别位于与初级侧和次级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 不同的频率值 f_1 和 f_2 处时，次级侧 DC 输出电压 E_o 变为峰值。

频率 f_1 由等式 1 表示。

$$20 \quad f_1=f_o/\sqrt{1+k} \quad \dots\dots \text{等式 1}$$

频率 f_2 由等式 2 表示。

$$f_2=f_o/\sqrt{1+k} \quad \dots\dots \text{等式 2}$$

在等式 1 和等式 2 中，作为其中一项的 f_o 代表中心谐振频率，其存在于初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 与次级侧串联谐振电路的谐振频率
25 f_{o2} 之间的中心处。中心谐振频率的确定依赖于初级侧的阻抗、次级侧的阻抗以及初级侧和次级侧共有的阻抗（互耦合电感 M ）。

互耦合电感 M 由等式 3 表示。

$$M=k\sqrt{L1\times L2} \quad \dots\dots \quad \text{等式 3}$$

如果耦合系数 k 逐渐从 1 降低（例如，如果耦合状态逐渐从强耦合朝向弱耦合移动），则在图 5 的特性曲线 1 中出现这样的变化：双峰趋势逐渐减弱，并且接近中心谐振频率 f_0 的曲线变得平坦。接着，当耦合系数 k 降低到某个值时，耦合状态达到所谓的临界耦合状态。在临界耦合状态中，如特性曲线 2 所示，双峰特性趋势已经消失，并且在中心谐振频率 f_0 附近的曲线的形状是平坦的。

如果耦合系数 k 从临界耦合状态进一步降低，从而进一步向弱耦合状态发展，则获得了如图 5 的特性曲线 3 所示的单峰特性，其中仅在中心频率 f_0 处存在一个峰值。特性曲线 3 与特性曲线 1 和 2 的比较清楚显示出，虽然特性曲线 3 自身的峰值水平低于特性曲线 1 和 2 的峰值水平，但是特性曲线 3 的二次曲线形状具有比特性曲线 1 和 2 更陡的斜度。

本实施例的绝缘变换器变压器 PIT 采用弱耦合状态，其中耦合系数 k 小于约 0.8。这样的耦合系数 k 提供了基于由特性曲线 3 所示的单峰特性的操作。

当图 5 所示的单峰特性与传统复合谐振变换器的图 14 中的恒压控制特性相比较时，可以清楚看到图 14 中的特性的二次曲线示出了比图 5 的曲线缓和得多的斜度。

由于传统电源电路的特性示出了如图 14 所示的缓和曲线，所以即使当电路例如具有适应单范围的配置时，用于对次级侧 DC 输出电压 E_o 的恒压控制的开关频率 f_s 的必要控制范围也是从约 80 kHz 到约 200 kHz，因此 Δf_s 约是 100 kHz 或更大。

因此，如上所述，仅通过开关频率控制来实现恒压控制，很难提供具有适应宽范围的特性的电源电路。

相反，本实施例的恒压控制特性是图 5 的特性曲线 3 所示的单峰特性，因此其恒压控制操作由图 6 的特性曲线表述。

图 6 图示了从根据本实施例的图 1 的电源电路得到的四条特性曲线 A 到 D。特性曲线 A 和 B 分别对应于当 AC 输入电压 V_{AC} 为 100 V（AC 100 V 系统）时的最大负载功率 P_{omax} 和最小负载功率 P_{omin} 。特性曲线

C 和 D 分别对应于当 AC 输入电压 V_{AC} 为 230 V (AC 200 V 系统) 时的最大负载功率 P_{omax} 和最小负载功率 P_{omin} 。

如从图 6 清楚看到的, 当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V (对应于 AC 100 V 系统输入) 时, 将次级侧 DC 输出电压 E_o 恒定地保持在所需电平 t_g 处所需的开关频率的可变控制范围 (必要控制范围) 由 Δf_{s1} 表示。具体地说, 必要控制范围是从在特性曲线 A 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s 到在特性曲线 B 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s 的频率范围。

另外, 当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V (对应于 AC 200 V 系统输入) 时, 将次级侧 DC 输出电压 E_o 恒定地保持在所需电平 t_g 处所需的开关频率的可变控制范围 (必要控制范围) 由 Δf_{s2} 表示。具体地说, 必要控制范围是从在特性曲线 C 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s 到在特性曲线 D 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s 的频率范围。

如上所述, 与图 14 所示的控制特性相比, 本实施例作为次级侧 DC 输出电压 E_o 控制特性的单峰特性绘制出了相当陡的二次曲线。

因此, 当 AC 输入电压 V_{AC} 分别是 100 V 和 230 V 时所获得的必要控制范围 Δf_{s1} 和 Δf_{s2} 比图 14 中的范围 Δf_s 小得多。例如, 实际测量的范围 Δf_{s1} 和 Δf_{s2} 被发现是图 14 中的实际范围 Δf_s 的大约十分之一。

另外, 范围 Δf_{s1} 中的最小开关频率 (在特性曲线 A 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s) 与范围 Δf_{s2} 中的最大开关频率 (在特性曲线 D 上提供了电平 t_g 的开关频率 f_s) 之间的频率可变范围 (Δf_{sA}) 也相当小。

图 1 中本实施例的电源电路的实际频率可变范围 Δf_{sA} 充分地落入目前的开关驱动 IC (振荡和驱动电路 2) 的开关频率可变范围之内。也就是说, 图 1 的电源电路可以实际地在频率可变范围 Δf_{sA} 之内可变地控制其开关频率。该事实意味着图 1 的电源电路对于 AC 100 V 系统和 AC 200 V 系统两者的商用 AC 电压输入都可以稳定次级侧 DC 输出电压 E_o 。也就是说, 图 1 的电源电路允许仅通过开关频率控制就具有适应宽范围的配置。

注意, 作为通信技术中用于扩大由晶体管形成的放大电路的放大带宽的单元, 采用电磁耦合的耦合谐振电路是公知的。例如, 该单元的典型示例是中频变换放大器。在该技术领域, 并没有使用由弱耦合造成的单峰

特性，而是使用了由强耦合造成的双峰特性或者临界耦合造成的平坦特性。在本实施例中，关于采用电磁耦合的这种耦合谐振电路的技术，在通信技术领域还没有被使用过的由弱耦合造成的单峰特性被有利地使用在谐振开关变换器的领域中。因此，如上所述，稳定次级侧 DC 输出电压 E_o 所需的开关频率可变范围（必要控制范围）被缩窄，这使得仅通过根据开关频率控制的恒压控制，就可以允许适应宽范围的配置。

一般而言，当弱耦合的程度在绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧与次级侧之间加大时，出现了这样的趋势：绝缘变换器变压器 PIT 中的功率损耗被增大，因此电源变换效率被相应地降低。但是，如后面所描述的，本实施例可以获得对于实际使用来说足够的电源变换效率。这是由于在次级侧上也形成了串联谐振电路（次级侧串联谐振电路）的特性。

具体地说，提供次级侧串联谐振电路使得增加了其谐振操作所引起的能量，含有所增加的能量的功率可以被提供为次级侧 DC 输出电压 E_o 。因此，由于弱耦合而降低的效率被补偿了。

应当注意，需要再次确认，当与本实施例类似地提供了次级侧串联谐振电容器 C2 以在次级侧上也形成串联谐振电路时，在每个半周期时段中，绕组电流都需要流过整个次级绕组 N2，以便提供谐振操作作为次级侧整流操作。因此，次级侧上的整流电路必须具有除了半波整流电路和全波中心抽头整流电路之外的电路配置。相应地，图 1 的电源电路包括全波桥式整流电路作为其次级侧整流电路。

对于这种情形，当打算采用该实施例的适应宽范围的配置时，与图 12 所示类似的传统全波中心抽头整流电路并没有被用作次级侧整流电路。因此，不存在这样的可能：全波中心抽头整流器的使用阻止了采用开关频率控制来实现适应宽范围的配置。

图 3A 和图 3B 是用于示出图 1 的电源电路中的主要部分的操作的波形图。

图 3A 示出了当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时的操作波形。图 3B 示出了当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时的操作波形。此外，在图 3A 和图 3B 两者中，左边和右边的图分别示出了当负载功率 P_o 为 200 W 和 0 W 时

的操作波形。

在该实施例的电源电路中，200 W 和 0 W 的负载功率 P_o 分别对应于最大负载功率 ($P_{o\max}$) 和最小负载功率 ($P_{o\min}$)。

图 3A 和图 3B 中的实验结果是当具有下列特性的元件被选择作为图 1 5 的电路的主要部分时而得到的

- 绝缘变换器变压器 PIT 具有间隙长度 2.0 mm 的间隙 G 和约 0.735 的耦合系数 k ；匝数为 30 T 的初级绕组 N_1 ；匝数为 26 T 的次级绕组 N_2
- 初级侧串联谐振电容器 C_1 的电容为 $0.039 \mu\text{F}$
- 次级侧串联谐振电容器 C_2 的电容为 $0.027 \mu\text{F}$ 。

10 通过这样设置初级和次级绕组 N_1 和 N_2 的匝数以及初级侧和次级侧串联谐振电容器 C_1 和 C_2 的电容，初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和次级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o2} 被分别设置为约 60 kHz 和约 84 kHz。

另外，通过选择上述各个元件，次级绕组 N_2 每匝的感应电压电平被设置为 5 V/T。

15 参考图 3A 和图 3B，矩形波电压 V_1 是开关元件 Q_2 两端的电压，指示开关元件 Q_2 的导通/关断定时。电压 V_1 具有这样的波形：其中在开关元件 Q_2 处于导通状态的导通时段中，电压电平处于 0 电平，并且在开关元件 Q_2 处于关断状态的关断时段中，电压电平被箝位在经整流和平滑的电压 E_i 的电平。

20 在开关元件 Q_2 的导通时段期间，具有所示波形的开关电流 I_{Q2} 流经由开关元件 Q_2 和箝位二极管 DD_2 组成的开关电路系统。而在开关元件 Q_2 的关断时段期间，开关电流 I_{Q2} 处于 0 水平。

另外，虽然未被图示出，但是开关元件 Q_1 两端的电压和流过另一开关电路系统 (Q_1 , DD_1) 的开关电流具有这样的波形：该波形通过分别将电压 V_1 和开关电流 I_{Q2} 的波形的相位移动 180° 而得到。即，开关元件 Q_1 25 和 Q_2 以相同的周期实现了开关操作，使得它们被交替地导通/关断。

初级侧串联谐振电流 I_o (未示出) 流过初级侧串联谐振电路 (L_1 - C_1)，作为从流过这些开关电路 (Q_1 , DD_1) 和 (Q_2 , DD_2) 的开关电流的合成而得到的电流分量。

参考图 3A, 当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时, 开关电流 I_{Q2} 的峰值水平在负载功率是 200 W 的最大负载功率 P_{omax} 和 0 W 的最小负载功率 P_{omin} 时分别为约 6.0 安培和约 3.5 安培。

参考图 3B, 当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时, 开关电流 I_{Q2} 的峰值水平在负载功率是 200 W 的最大负载功率 P_{omax} 和 0 W 的最小负载功率 P_{omin} 时分别为约 2.6 安培和约 2.4 安培。

由上述电压 V_1 和开关电流 I_{Q2} 指示的初级侧上的操作在绝缘变换器变压器 PIT 的次级绕组 N_2 中感应了具有所示波形的交变电压 V_2 。交变电压 V_2 具有这样的波形: 其中电压电平被箝位在次级侧 DC 输出电压 E_o 的电平处。

由于获得了具有这种波形的交变电压 V_2 , 次级侧桥式整流电路执行这样的操作: 在交变电压 V_2 为正极性的半周期的时段中, 一对整流二极管 Do_1 和 Do_4 变为导通, 以将整流电流充电到平滑电容器 C_o 中。而在交变电压 V_2 为负极性的半周期的时段中, 一对整流二极管 Do_2 和 Do_3 变为导通, 以将整流电流充电到平滑电容器 C_o 中。

由于这样的操作, 流过次级侧整流电流路径的次级侧整流电流 I_2 具有这样的波形: 其中在交变电压 V_2 达到正峰值电平的时段中, 电流水平是正的, 而当交变电压 V_2 达到负峰值电平的时段中, 电流水平是负的 (参见对于最大负载功率 P_{omax} 的各图形)。而当负载功率是 0 W 的最小负载功率 P_{omin} 时, 次级侧整流电流 I_2 处于 0 水平。

图 3A 和图 3B 的之间的比较清楚地指示出如下事实。具体地说, 在与 230 V 的 AC 输入电压 V_{AC} 和 200 W 的负载功率相对应的图 3B 的波形图中, 次级侧整流电流 I_2 的导通时段落入初级侧开关电流 I_{Q2} 的导通时段之内, 并且这些波形的相位彼此相等。而在与 100 V 的 AC 输入电压 V_{AC} 和 200 W 的负载功率相对应的图 3A 的波形图中, 次级侧整流电流 I_2 的导通时段没有落入开关电流 I_{Q2} 的导通时段之内, 并且在这些波形的相位之间出现了必要的相移。

这是因为, 在本实施例中, 通过如上所述地设置各元件的常数, 初级侧和次级侧上的谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 已经被设置使得 f_{o2} 近似等

于 $f_{o1} \times 1.4$ 。

在本实施例中，获得了如下的实验结果。具体地说，当 AC 输入电压 VAC 是 230 V 时，通过使用上述的谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的设置，在至少当 AC 输入电压 VAC 是 100 V 并且负载功率是 200 W 的最大负载功率 P_{max} 时，保证在开关电流 IQ2 与次级侧整流电流 I2 的相位之间的必要移位，抑制了开关电流 IQ2 的峰值水平。

当 AC 输入电压 VAC 是 230 V 时开关电流 IQ2 的峰值水平被抑制的事实还可以从以下事实中清楚看到：图 3B 中当负载功率是 200 W 以及当其是 0 W 时的开关电流 IQ2 峰值水平之间的比率比图 3A 中的小。

10 由于开关电流 IQ2 的峰值水平被这样抑制了，流过初级侧串联谐振电路的初级侧串联谐振电流 (I_o) 的峰值水平也被抑制。另外，对初级侧串联谐振电流的峰值水平的抑制等同于对流过开关元件 Q1 和 Q2 的电流水平的抑制。因此，开关元件 Q1 和 Q2 中的开关损耗被降低。

因而，在图 1 的电源电路中，尤其是当 AC 输入电压 VAC 是 230 V 并且负载功率是 200 W 的最大负载功率 P_{max} 时，功率损耗被降低，并且相应地，当使用大 AC 输入电压 (AC 200 V 系统) 时，电源变换效率被提高。

20 当通过使用上述的谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的设置，至少在 AC 输入电压 VAC 是 100 V 并且负载功率是 200 W 时，在开关电流 IQ2 与次级侧整流电流 I2 的相位之间保证了必要的移位时，当 AC 输入电压 VAC 是 100 V 并且负载功率是 200 W 时，开关电流 IQ2 的峰值波形基本上为正弦波形，而当 AC 输入电压 VAC 是 230 V 并且负载功率是 200 W 时，基本上为 M 形波形，如图 3A 和图 3B 所示。

25 虽然本实施例将谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 设计为使得 f_{o2} 近似等于 $f_{o1} \times 1.4$ ，但是为了获得上述优点而应当设置的谐振频率 f_{o1} 与 f_{o2} 之间的关系并不限于此。实际中，依赖于相应的负载条件等，可以适当地改变该关系。

具体地说，要在如上所述使用大 AC 输入电压时获得提高电源变换效率的优点，谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的任何值都是可以的，只要至少在 AC 输

入电压 V_{AC} 是 100 V 并且负载功率是 200 W 的最大负载功率 P_{omax} 时，在初级侧串联谐振电流与次级侧整流电流的相位之间保证了必要的移位。

如从图 3A 和图 3B 所示的次级侧整流电流 I_2 的波形清楚看到的，流过图 1 的电路的次级侧的整流电流具有绝对值彼此相等的正和负峰值水平。具体地说，如图 3A 所示，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 并且负载功率是最大负载功率 P_{omax} 时，正和负峰值水平的绝对值是相等的 3.5 安培。此外，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 并且负载功率是最大负载功率 P_{omax} 时，正和负峰值水平的绝对值都是 2.5 安培。

次级侧整流电流的相同的正和负峰值水平绝对值是由于图 1 的电路配置导致的，其中提供了桥式整流电路作为次级侧整流电路，并且提供了次级侧串联谐振电容器 C_2 。

具体地说，在图 1 的电路中，与包括全波中心抽头整流电路的图 12 的电源电路不同，在绝缘变换器变压器 PIT 的次级绕组 N_2 中并不出现偏磁。因此，避免了这样情况：偏磁导致在次级绕组 N_2 中所激励的交变电压的相应半周期中的整流电流的峰值水平之间的差异。

因此，流过次级侧上的整流二极管的整流电流的峰值水平彼此没有不同，这使得可以选择具有相同击穿电流水平的部件。结果，电路制造成本可以相应地降低。

另外，由于次级侧整流电流因此在各个半周期中具有相同的峰值水平，所以还可以消除整流二极管 D_o 中的传导损耗的偏差问题。

图 7 示出了对图 1 的电源电路的实际实验结果，其中 AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 和开关频率特性作为负载的函数。

在图 7 中，实线和虚线分别表示当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时的特性。

如图所示，随着负载变大，AC 到 DC 电源变换效率具有上升的趋势。根据这些实验，当负载功率 P_o 是最大负载功率（200 W）时，发现 AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 在 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时和在 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时分别是约 89.4% 和约 94.2%。

作为与图 1 所示电路类似的在初级侧和次级侧上都包括串联谐振电路

5 的电源电路，本受让人已经提出了这样的电源电路：其中，绝缘变换器变压器 PIT 的耦合系数 k 被设置为约 0.7 或者更低。但是，与本实施例的电源电路不同，该电源电路并不采用如上所述的使得在初级侧谐振电流与次级侧整流电流之间出现相移的这种初级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o1} 和次级侧串联谐振电路的谐振频率 f_{o2} 的设置。当采用了先前所提出的电源电路的配置时，发现当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时和 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时两种情况中，对于最大负载功率的 AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 都是约 89.0%。

10 而根据上述对本实施例的电源电路的上述试验结果，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时的 AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 分别是约 89.4% 和约 94.2%。即，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 时和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时，电源变换效率都被提高了。另外，该结果显示出，尤其是当 AC 输入电压 V_{AC} 为 230 V 时，效率被提高了。

15 此外，图 7 的结果显示出，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 两种情况时，中间负载（负载功率 P_o 从 100 W 到 180 W）的 AC 到 DC 电源变换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 都是 90.0% 或者更大。

20 从图 7 所示的 AC 到 DC 电源变换效率与包括传统复合谐振变换器的图 12 中的电源电路的 AC 到 DC 电源变换效率的比较中，可以发现，当负载功率 P_o 是 100 W 或者更大时，图 1 的本实施例的电源电路的 AC 到 DC 电源变换效率比图 12 的电路提高了 10% 或者更多。

此外，还可以发现，与图 12 的电源电路相比，当负载功率 P_o 是最小负载功率（0 W）时，AC 输入功率 P_{in} 被减小到一半或者更小。

25 如图所示，当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时，开关频率 f_s 都具有随着负载变小而升高的趋势。

根据这些实验，发现当 AC 输入电压 V_{AC} 是 100 V 和当 AC 输入电压 V_{AC} 是 230 V 时，用于应对负载功率 P_o 从 200 W 到 0 W 变化的开关频率 f_s 的必要控制范围 Δf_s 分别是约 21.5 kHz 和约 11.3 kHz。

这些小的必要控制范围 Δf_s 允许本实施例实现适应宽范围的配置，其

能够适应于负载功率 P_o 从 200 W 到 0 W 以及 AC 输入电压 V_{AC} 从 85 V 到 264 V 的变化范围而工作。

另外，相比于图 12 的电源电路的必要控制范围 Δf_s ，对于每种单范围的必要控制范围 Δf_s 被大大减小。因此，在本实施例中，可以提高恒压控制
5 的响应性，这使得可以更充分地稳定次级侧 DC 输出电压 E_o 。

图 8 是图示了根据本发明第二实施例的开关电源电路配置的电路图。

图 8 中的第二实施例采用了全桥连接代替半桥连接来作为其开关变换器的配置。

图 8 中与图 1 相同的部分被赋予相同的标号，并且将省略对其的描
10 述。

参考图 8，在全桥连接配置中，被半桥连接的开关元件 Q1 和 Q2 与被半桥连接的开关元件 Q3 和 Q4 并联连接。

作为体二极管的阻尼二极管 DD3 和 DD4 分别与开关元件 Q3 和开关元件 Q4 的漏极与源极之间的沟道并联连接，类似于开关元件 Q1 和 Q2。

另外，这些被全桥连接的开关元件如下耦合到初级侧串联谐振电路，
15 该初级侧串联谐振电路是通过将绝缘变换器变压器 PIT 的初级绕组 N1 与初级侧串联谐振电容器 C1 串联连接而形成的。

同样在第二实施例中，开关元件 Q1 与开关元件 Q2 之间的连接节点被串联连接到初级侧串联谐振电容器 C1，并且经由电容器 C1，被耦合到初
20 级绕组 N1 的一端，与图 1 类似。在第二实施例中，代替图 1 中的电容器 C_p ，初级侧部分谐振电容器 C_{p1} 与开关元件 Q2 并联连接，如图所示。

如图 8 所示，初级绕组 N1 的另一端耦合到开关元件 Q3 的源极与开关元件 Q4 的漏极之间的连接节点，而不是与图 1 的电路类似被连接到初级
25 侧的地。开关元件 Q3 的源极与开关元件 Q4 的漏极之间的连接节点用作全桥连接的开关电路系统中的另一开关输出节点。

另外，初级侧部分谐振电容器 C_{p2} 与开关元件 Q4 的源极和漏极之间的沟道并联连接。初级侧部分谐振电容器 C_{p2} 的电容和初级绕组 N1 的漏电感 L1 形成了串联谐振电路（部分电压谐振电路），其提供这样部分电压谐振操作：其中仅当开关元件 Q3 和 Q4 被关断时才出现电压谐振。

振荡和驱动电路 2 驱动由四个晶体管形成的这些开关元件 Q1 到开关元件 Q4。振荡和驱动电路 2 实现开关驱动，使得一对开关元件 Q1 和 Q4 和一对开关元件 Q2 和 Q3 被交替地导通/关断。

5 随着负载变大，流过开关变换器的电流增大，电路部件上的负担加重。此外，功率损耗也增加。如果为了解决该问题，类似于第二实施例采用了全桥连接，则所需负载电流由四个开关元件负担。因此，与例如由两个开关元件形成的半桥连接配置相比，部件上的负担变得较轻，并且功率损耗降低，这有利于大负载条件。

10 应当注意，需要确认，同样在第二实施例中，在初级侧和次级侧上都形成了串联谐振电路，并且绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧与次级侧之间的耦合系数 k 被减小到获得了单峰输出特性的这样的程度。因此，用于应对负载变化和 AC 输入电压变化的开关频率的必要控制范围 Δf_s 被缩窄，因此获得了适应宽范围的配置，同时提高了恒压控制的响应性。

15 另外，同样在第二实施例中，绝缘变换器变压器 PIT 的初级侧与次级侧之间的耦合系数 k 被设置为约 0.8 或者更低，并且初级侧谐振频率 f_{o1} 和次级侧谐振频率 f_{o2} 被设计为具有上述关系。因此，尤其当采用大 AC 输入电压时，电源变换效率被提高。

20 此外，同样在第二实施例中，除了全波中心抽头整流电路（和半波整流电路）之外的整流电路被用作次级侧整流电路，以便提供谐振操作作为次级侧上的整流操作，这可以避免在绝缘变换器变压器 PIT 中出现偏磁。

也就是说，图 8 的电源电路可以提供与图 1 的电路类似的优点，以及比图 1 的电源电路更有利的用于大负载条件的优点。

图 9 是图示了根据本发明第三实施例的开关电源电路配置的电路图。

25 图 9 中与图 1 相同的部分被赋予相同的标号，并且不在下面进行描述。

第三实施例采用的配置用于依赖于商用交流电源 AC 的额定电压，在全波整流操作和倍压整流操作之间切换初级侧整流电路的操作。另外，倍压器半波整流电路被提供作为次级侧整流和平滑电路。

在初级侧上，由串联连接的平滑电容器 C_{i1} 和平滑电容器 C_{i2} 形成的

电路被提供作为平滑电容器 C_i ，其使来自为商用交流电源 AC 提供的桥式整流电路 D_i 的整流输出平滑，从而产生经整流和平滑的电压 E_i 。在共模噪声滤波器（滤波电容器 C_L 和共模扼流圈 CMC ）的下级，平滑电容器 C_{i1} 和 C_{i2} 之间的连接节点经由继电器开关 SW 被耦合到商用交流电源 AC 的一个线路上（本实施例中是负线）。

为了控制继电器开关 SW 的通/断，提供了整流电路切换模块 5。通过由整流二极管 $D-1$ 和平滑电容器 $C-1$ 形成的半波整流和平滑电路，以及分压电阻器 $R1$ 和 $R2$ ，来自商用交流电源 AC 的电压的电平被检测，并被输入到整流电路切换模块 5。

具体地说，半波整流和平滑电路从由商用交流电源 AC 生成的电压中产生经整流和平滑的电压。然后，在分压电阻器 $R1$ 与 $R2$ 之间的分压点处，依赖于该经整流和平滑的电压的 DC 电压电平被检测，其后被输入到整流电路切换模块 5。

根据这样被检和输入的来自商用交流电源 AC 的电压电平，整流电路切换模块 5 控制继电器 RL 的通/断，从而控制继电器开关 SW 的通/断。具体地说，当采用了 AC 100 V 系统输入，并且来自商用交流电源 AC 的被检和输入电压电平因此例如是 150 V 或者更低时，继电器 RL 被接通，从而继电器开关 SW 被连通。而当采用了 AC 200 V 系统输入，并且来自商用交流电源 AC 的被检和输入电压电平因此例如是 150 V 或者更大时，继电器 RL 被关断，从而继电器开关 SW 被断开。

根据整流电路切换模块 5 的操作，当使用了 AC 100 V 系统输入时，继电器开关 SW 的导通使得平滑电容器 C_{i1} 与 C_{i2} 之间的连接节点与商用交流电源 AC 的一条线路（负线）耦合。该耦合提供了这样的操作：其中，在来自商用交流电源 AC 的电压的每个半周期中，整流电流被交替地充电在平滑电容器 C_{i1} 或者 C_{i2} 中。从而，当使用 AC 100 V 系统时，获得了倍压整流操作，其中在串联连接的平滑电容器 C_{i1} 和 C_{i2} 的两端产生了电平等于来自商用交流电源 AC 的电压电平两倍的经整流和平滑的电压 E_i 。

而当使用了 AC 200 V 系统时，继电器开关 SW 的关断解除了平滑电

容器 C_{i1} 与 C_{i2} 之间的连接节点与商用交流电源 AC 的一条线路之间的耦合。该解耦提供了这样的操作：其中，在来自商用交流电源 AC 的电压的每个半周期中，整流电流被充电在串联连接的平滑电容器 C_{i1} 和 C_{i2} 的电路中。即，获得了常规的全波整流操作，其中在平滑电容器 C_{i1} 和 C_{i2} 的两端产生了电平等于来自商用交流电源 AC 的电压电平的经整流和平滑的电压 E_i 。

图 9 的电路中的整流操作的这种切换产生了这样的经整流和平滑的电压 E_i ：其在采用 AC 100 V 系统时和在采用 AC 200 V 系统时，都具有相同的电平。由于因此产生了当采用 AC 100 V 系统时和当采用 AC 200 V 系统时都具有相同电平的经整流和平滑的电压 E_i ，抑制了用于应对 AC 100 V 系统和 AC 200 V 系统两种输入的开关变换器的输入电压的变化。从而，允许进一步缩窄开关频率的必要控制范围 Δf_s

作为次级侧上的倍压器半波整流电路，图 9 的电源电路包括整流二极管 D_{o1} 和 D_{o2} 、次级侧串联谐振电容器 C_2 以及平滑电容器 C_o 。其连接配置如下。整流二极管 D_{o1} 的阳极串联连接到次级侧串联谐振电容器 C_2 ，并经由电容器 C_2 被耦合到次级绕组 N_2 的一端。整流二极管 D_{o1} 的阴极被连接到平滑电容器 C_o 的正电极。

平滑电容器 C_o 的负电极被耦合到次级绕组 N_2 的另一端与次级侧地之间的连接节点。整流二极管 D_{o2} 的阳极被耦合到次级绕组 N_2 的另一端与次级侧的地之间的连接节点。整流二极管 D_{o2} 的阴极被耦合到次级侧串联谐振电容器 C_2 与整流二极管 D_{o1} 的阳极之间的连接节点。

在该倍压器半波整流电路中，在次级绕组 N_2 中所激励的交变电压的一半周期的时段中，整流二极管 D_{o2} 变为导通，以将整流电流充电到次级侧串联谐振电容器 C_2 中。因此，在次级侧串联谐振电容器 C_2 两端生成的电压具有与次级绕组 N_2 中所激励的交变电压相同的电平。

在另一半周期的时段中，整流二极管 D_{o1} 变为导通，并且平滑电容器 C_o 被次级绕组 N_2 中出现的交变电压以及在次级侧串联谐振电容器 C_2 两端生成的电压充电。

从而，在平滑电容器 C_o 两端生成了电平等于次级绕组 N_2 中所激励的

交变电压电平两倍的次级侧 DC 输出电压 E_o 。由于平滑电容器 C_o 仅在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的一半周期的时段中被充电，所以整流操作是倍压半波整流操作。

如果如上所述，倍压器半波整流电路被用作次级侧整流电路，则用于
5 获得与图 1 的电路相同电平的次级侧 DC 输出电压 E_o 的次级绕组 N2 的匝数可以被减少到图 1 的次级绕组 N2 的匝数的一半。这种次级绕组 N2 匝数的减少可以减小绝缘变换器变压器 PIT 的尺寸。

图 9 的配置也具有耦合系数 k 和谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的与图 1 相同的设置，因此获得了相同的优点。另外，图 9 的配置还包括除了全波中心抽头整流电路之外的整流电路作为其次级侧整流电路。因此，可以避免与绝
10 缘变换器变压器 PIT 中的偏磁相关的问题。

图 10 图示了根据本发明第四实施例的开关电源电路的配置。

第四实施例包括倍压器全波整流电路作为其次级侧整流和平滑电路。

注意，图 10 仅图示了电源电路的次级侧配置，对于其初级侧配置，
15 图 1、图 8 和图 9 中的任何配置都是可以的。

参考图 10，在倍压器全波整流电路中，次级绕组 N2 的中心抽头被连接到次级侧的地，该中心抽头将次级绕组 N2 分为次级绕组部分 N2A 和次级侧绕组部分 N2B。次级绕组 N2 的一端（次级绕组部分 N2A 的这端）被串联连接到次级侧串联谐振电容器 C2A。另一端（次级绕组部分 N2B 的
20 这端）被串联连接到次级侧串联谐振电容器 C2B。这样，次级绕组部分 N2A 和次级侧串联谐振电容器 C2A 形成了一个次级侧串联谐振电路。次级绕组部分 N2B 和次级侧串联谐振电容器 C2B 形成了另一次级侧串联谐振电路。

此外，被耦合到整个次级绕组 N2 的是具有与图 1 的桥式整流电路相同连接配置的桥式整流电路。
25

具体地说，次级绕组 N2 的一端经由次级侧串联谐振电容器 C2A，被耦合到整流二极管 Do1 的阳极与整流二极管 Do2 的阴极之间的连接节点。次级绕组 N2 的另一端经由次级侧串联谐振电容器 C2B，被耦合到整流二极管 Do3 的阳极与整流二极管 Do4 的阴极之间的连接节点。

整流二极管 Do1 的阴极与整流二极管 Do3 的阴极之间的连接节点被连接到平滑电容器 Co 的正电极。平滑电容器 Co 的负电极被连接到次级侧的地。

5 整流二极管 Do2 与 Do4 之间的连接节点被耦合到次级绕组 N2 的中心抽头与次级侧的地之间的连接节点，进而连接到次级侧的地。

在具有上述连接配置的倍压器全波整流电路中，在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的一半周期的时段中，整流电流按顺序循环地流过次级绕组部分 N2A、整流二极管 Do2、次级侧串联谐振电容器 C2A 和次级绕组部分 N2A。而在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的另一半周期的时段中，整流电流按顺序循环地流过次级绕组部分 N2B、整流二极管 Do4、次级侧串联谐振电容器 C2B 和次级绕组部分 N2B。也就是说，在各自对应的半周期时段中，在次级侧串联谐振电容器 C2A 和 C2B 的两端分别获得了电平与次级绕组部分 N2A 和 N2B 中所激励的交变电压电平相同的 DC 电压。

15 另外，在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的所述一半周期的时段中，整流电流从上述循环路径被分流，并且还按顺序流过次级绕组部分 N2B、次级侧串联谐振电容器 C2B、整流二极管 Do3 和平滑电容器 Co。

20 这样，在所述一半周期的时段中，平滑电容器 Co 被这样的电压充电：该电压得自次级绕组部分 N2B 中的交变电压与在次级侧串联谐振电容器 C2B 两端生成的电压的叠加。即，平滑电容器 Co 两端的电压具有等于次级绕组部分中出现的交变电压电平两倍的电平。

此外，在次级绕组 N2 中所激励的交变电压的所述另一半周期的时段中，整流电流从上述循环路径被分流，并且还按顺序流过次级绕组部分 N2A、次级侧串联谐振电容器 C2A、整流二极管 Do1 和平滑电容器 Co。
25 因此，同样在该情况中，由于次级绕组部分 N2A 中的交变电压和次级侧串联谐振电容器 C2A 两端的电压，平滑电容器 Co 两端的电压具有等于次级绕组部分中出现的交变电压电平两倍的电平。

根据该整流操作，整流电路执行这样的操作：在次级绕组 N2 中出现的交变电压的每个半周期中，平滑电容器 Co 都被充电。平滑电容器 Co 两

端的电压具有等于次级绕组部分中所激励的交变电压电平两倍的电平，如上所述。

从而，获得了倍压全波整流操作。

5 图 10 的配置也具有耦合系数 k 和谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的与图 1 相同的设置，因此获得了相同的优点。另外，图 10 的配置还包括除了全波中心抽头整流电路之外的整流电路作为其次级侧整流电路。因此，可以避免与绝缘变换器变压器 PIT 中的偏磁相关的问题。

图 11 图示了根据本发明第五实施例的开关电源电路的配置。

10 注意，同样在该电源电路中，对于其初级侧配置，图 1、图 8 和图 9 中的任何配置都是可以的，因此图 11 省略了初级侧的图示。

第五实施例包括四倍压器整流电路作为其次级侧整流和平滑电路。

四倍压器整流电路包括四个整流二极管 $Do1$ 到 $Do4$ 、次级侧串联谐振电容器 $C2A$ 和 $C2B$ 以及平滑电容器 $Co1$ 和 $Co2$ 。

15 次级绕组 $N2$ 的一端经由次级侧串联谐振电容器 $C2A$ 和整流二极管 $Do1$ （耦合到其阳极），被串联耦合到平滑电容器 $Co1$ 的正电极。平滑电容器 $Co1$ 的负电极被耦合到次级绕组 $N2$ 的另一端。

平滑电容器 $Co2$ 的正电极被耦合到平滑电容器 $Co1$ 的负电极与次级绕组 $N2$ 的另一端之间的连接节点。平滑电容器 $Co2$ 的负电极被连接到次级侧的地。

20 在次级绕组 $N2$ 的一端与次级侧的地之间插入了由整流二极管 $Do4$ 和与整流二极管 $Do4$ 的阴极串联连接的次级侧串联谐振电容器 $C2B$ 形成的电路。

25 整流二极管 $Do3$ 的阳极被耦合到次级侧串联谐振电容器 $C2B$ 与整流二极管 $Do4$ 之间的连接节点。整流二极管 $Do3$ 的阴极被耦合到平滑电容器 $Co1$ 和 $Co2$ 的连接节点与次级绕组 $N2$ 的另一端之间的连接节点。

整流二极管 $Do2$ 的阳极被耦合到整流二极管 $Do3$ 的阴极与次级绕组 $N2$ 的另一端之间的连接节点。整流二极管 $Do2$ 的阴极被耦合到次级侧串联谐振电容器 $C2A$ 与整流二极管 $Do1$ 之间的连接节点。

在具有上述连接配置的四倍压器整流电路中，在次级绕组 $N2$ 中所激

励的交变电压的一半周期的时段中，整流电流按顺序循环地流过次级绕组 N2、整流二极管 Do2、次级侧串联谐振电容器 C2A 和次级绕组 N2。类似地，在交变电压的另一半周期的时段中，整流电流按顺序循环地流过次级绕组 N2、次级侧串联谐振电容器 C2B、整流二极管 Do3 和次级绕组 N2。

5 即，在各自相应的半周期时段中，次级侧串联谐振电容器 C2A 和 C2B 两端获得了电平与次级绕组 N2 中所激励的交变电压电平相同的 DC 电压。

同样在该情况中，在各个半周期时段中，整流电流从上述循环路径被分流，并且还流过如下路径。

10 在交变电压的所述一半周期的时段中，整流电流被分流，并且还按顺序流过平滑电容器 Co2、整流二极管 Do4、次级侧串联谐振电容器 C2B 和次级绕组 N2。在这些时段中，次级侧串联谐振电容器 C2B 已经预先被流过先前描述的循环路径的电流充电。这样，由于该分流电流路径，平滑电容器 Co2 被这样的电压充电：该电压得自次级绕组 N2 中出现的交变电压
15 与次级侧串联谐振电容器 C2B 两端的电压的叠加。

因此，在平滑电容器 Co2 两端生成了电平等于次级绕组 N2 中所激励的交变电压电平两倍的电压。

在交变电压的所述另一半周期的时段中，整流电流被分流，并且还按顺序流过次级侧串联谐振电容器 C2A、整流二极管 Do1、平滑电容器 Co1
20 和次级绕组 N2。从而，平滑电容器 Co1 被由于前述循环路径而生成的这样的电压充电：该电压得自次级绕组 N2 中出现的交变电压与次级侧串联谐振电容器 C2A 两端的电压的叠加。

因此，平滑电容器 Co1 两端的电压具有等于次级绕组 N2 中出现的交变电压电平两倍的电平。

25 以这种方式，在平滑电容器 Co1 两端和平滑电容器 Co2 两端都生成了电平等于次级绕组 N2 中所激励的交变电压电平两倍的 DC 电压。结果，在由串联连接的平滑电容器 Co1 和 Co2 形成的电路两端生成了这样的次级侧 DC 输出电压 Eo：其电平等于次级绕组 N2 中所激励的交变电压的电平的四倍。

由于第五实施例包括四倍压器整流电路作为其次级侧整流电路，因此次级绕组 N2 的匝数可以被进一步减少，这可以进一步降低绝缘变换器变压器 PIT 的尺寸。

5 另外，第五实施例也具有耦合系数 k 和谐振频率 f_{o1} 和 f_{o2} 的与图 1 相同的设置，因此获得了相同的优点。另外，由于第五实施例还包括除了全波中心抽头整流电路之外的整流电路作为其次级侧整流电路，因此，可以避免与绝缘变换器变压器 PIT 中的偏磁相关的问题。

应当理解，本发明并不限于上述实施例的配置。

10 例如，除了 MOS-FET 之外的元件，例如 IGBT（绝缘栅双极晶体管），可以被用作开关元件，只要该元件是他激的。此外，上述每部分元件的常数可以根据实际条件等而改变。

此外，根据本发明实施例的适应宽范围的配置还可以被应用到自激（self-excited）电流谐振变换器。

15 本领域的技术人员应当理解，在所附权利要求及其等同物的范围内，依赖于设计需求和其他因素，可以有各种修改、组合、子组合和替换。

本申请包括与 2005 年 1 月 6 日向日本特许厅递交的日本专利申请 JP 2005-001521 有关的主题，其全部内容通过引用结合于此。

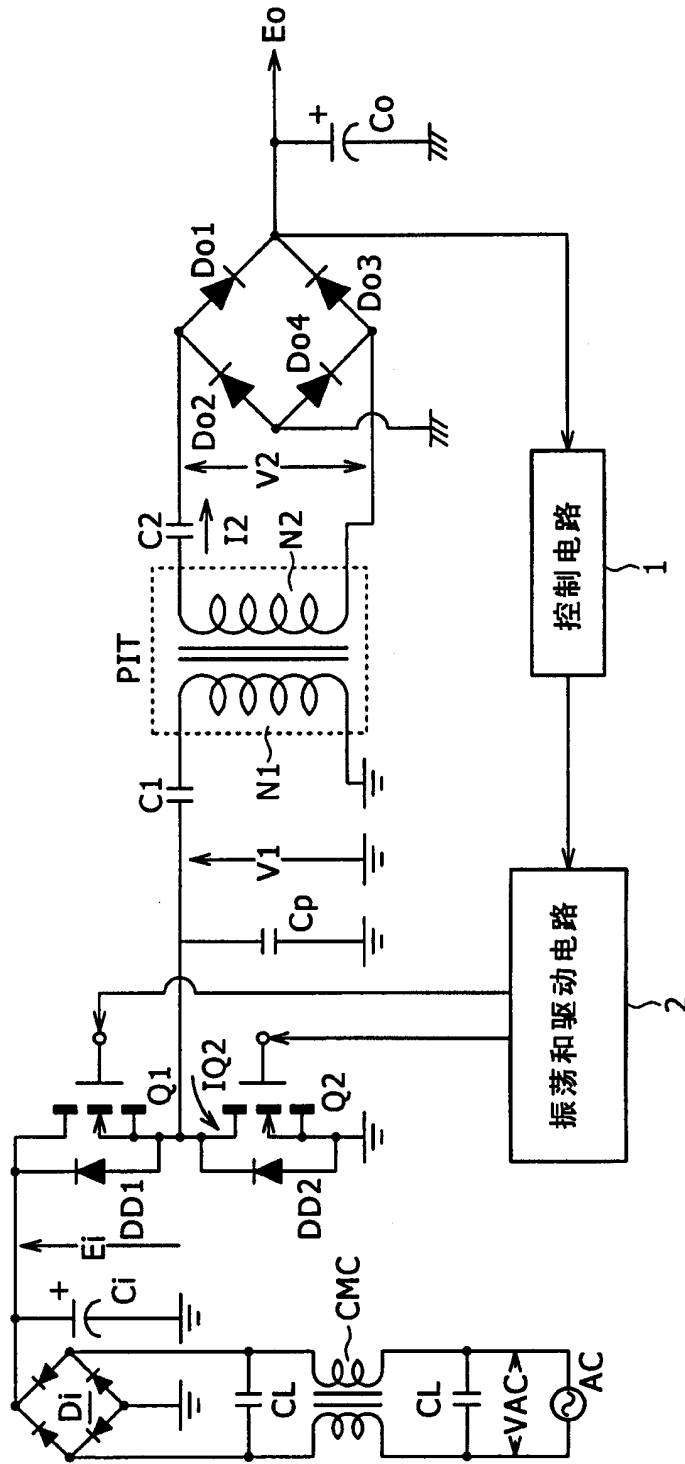


图1

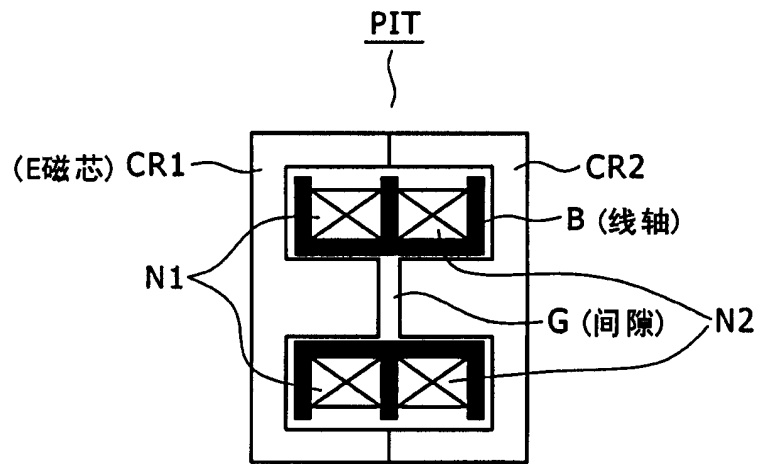


图2

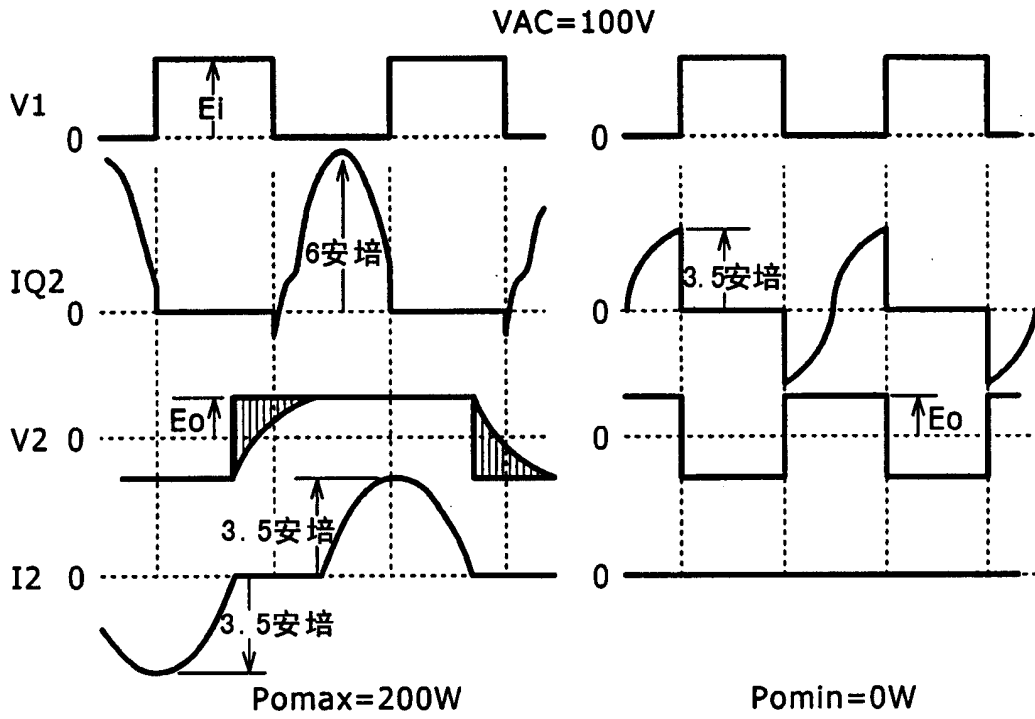


图3A

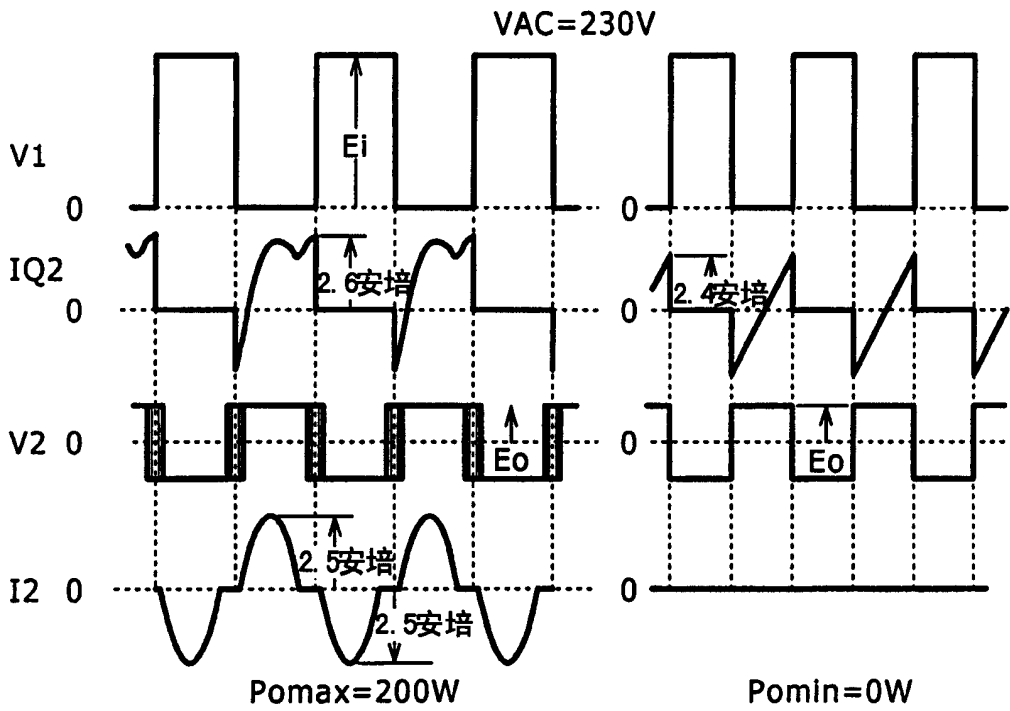


图3B

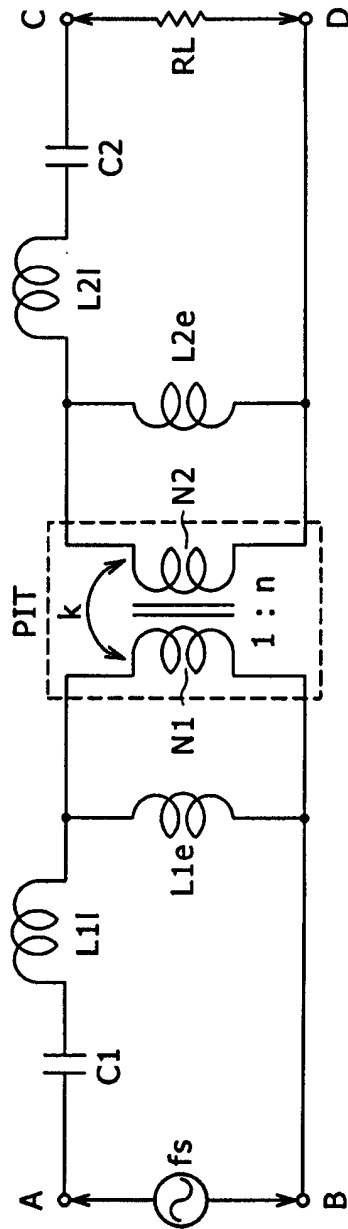


图4

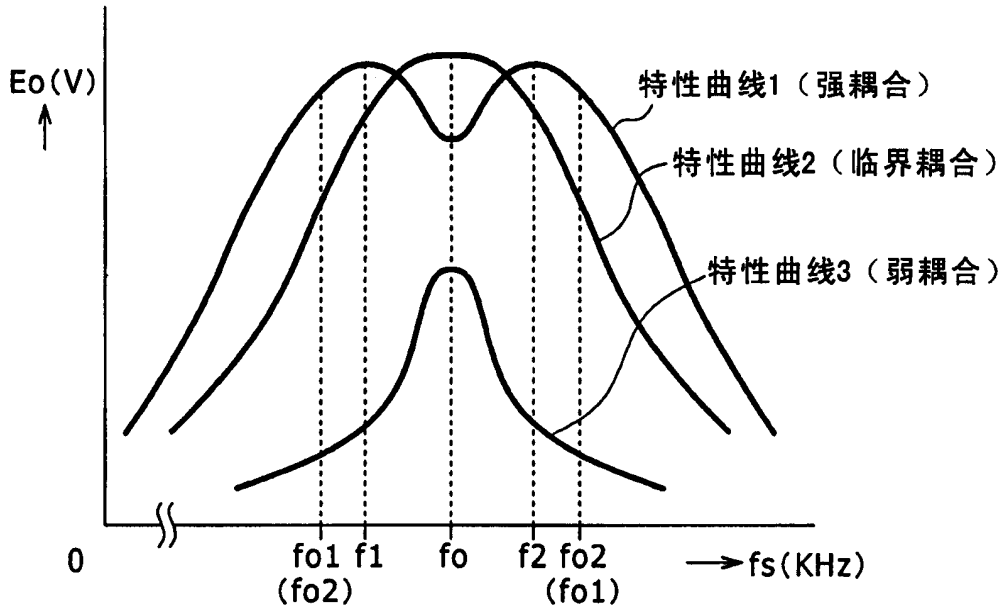


图5

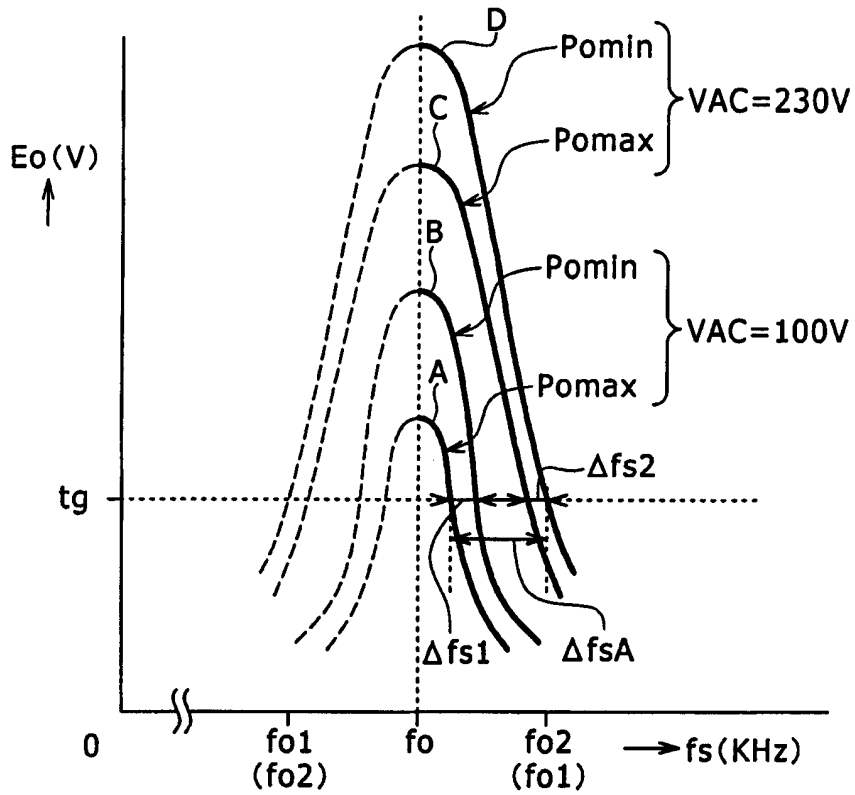


图6

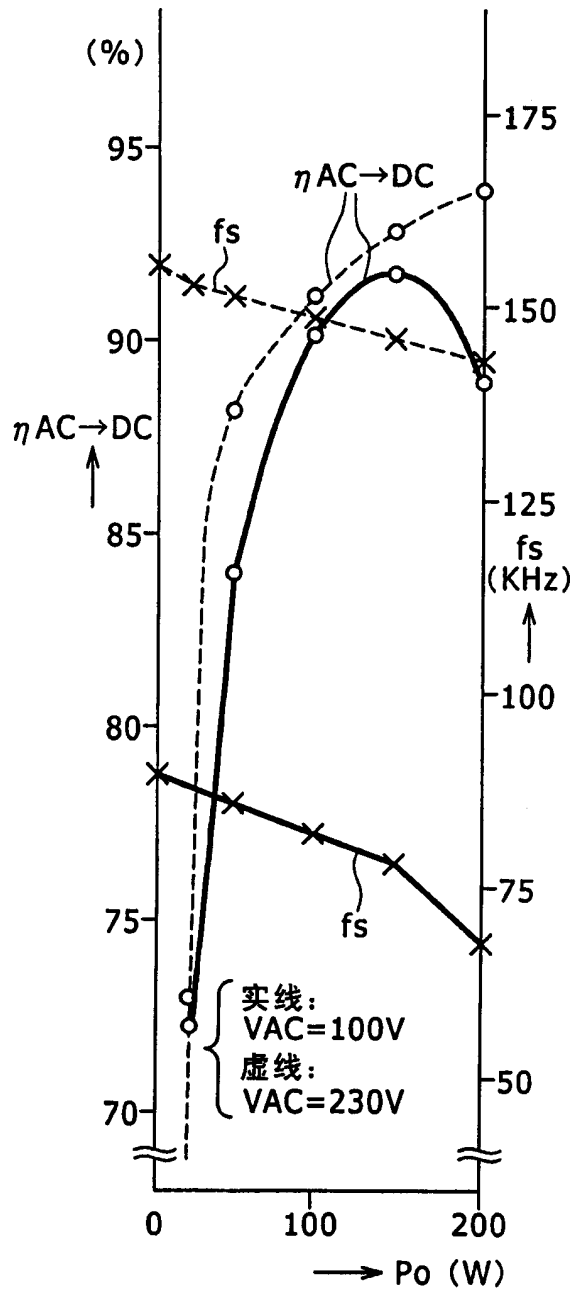


图7

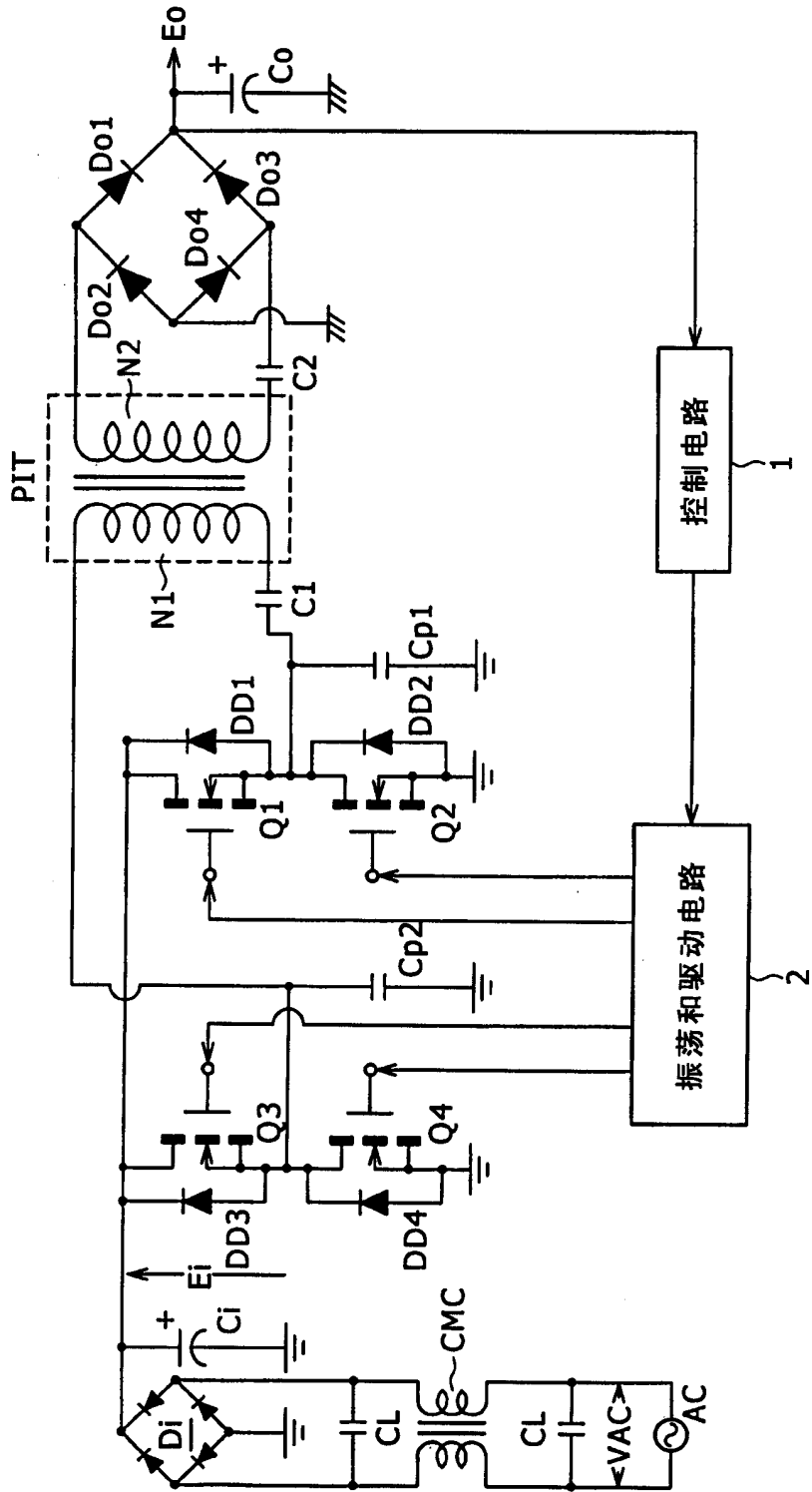


图8

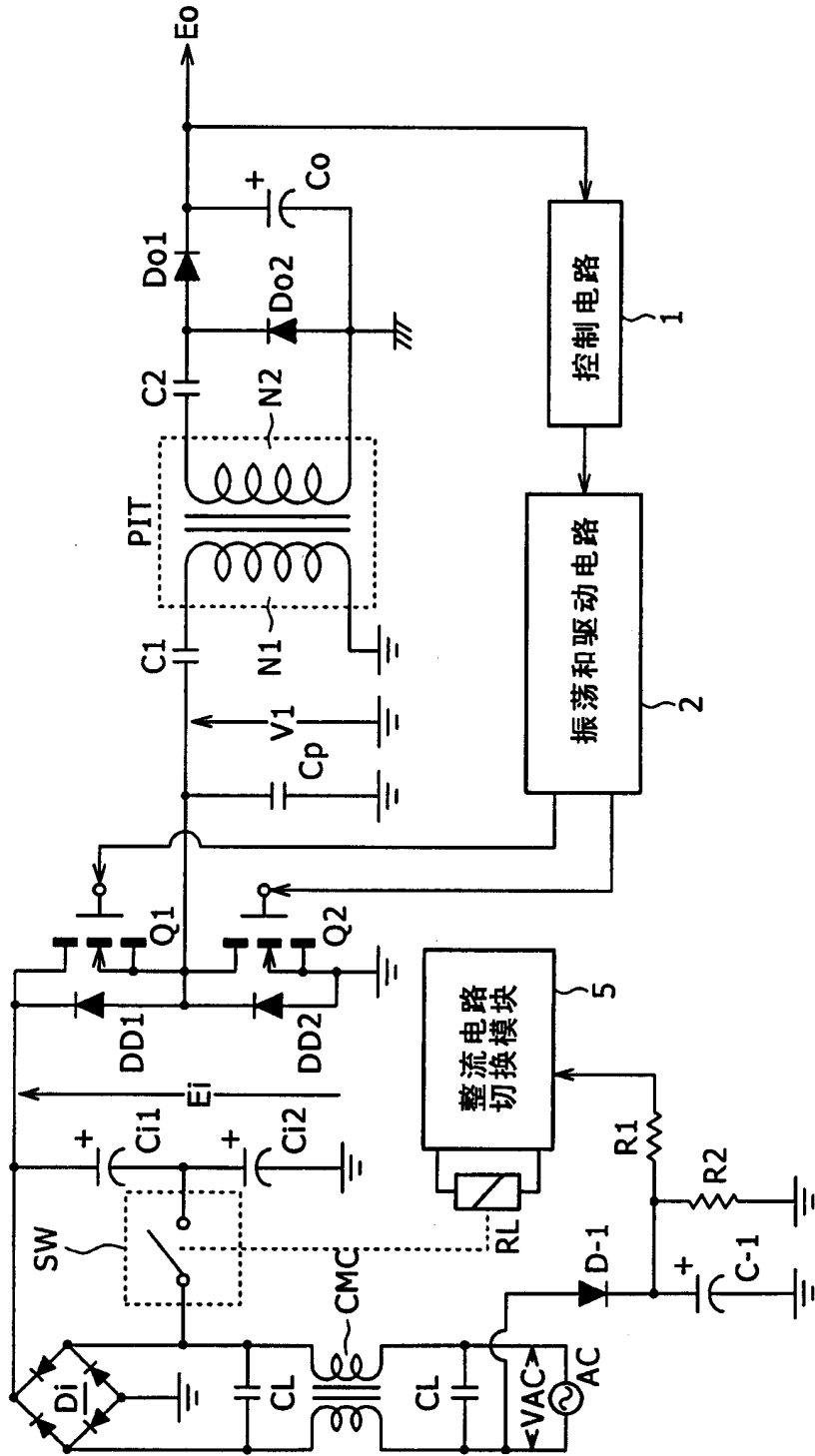


图9

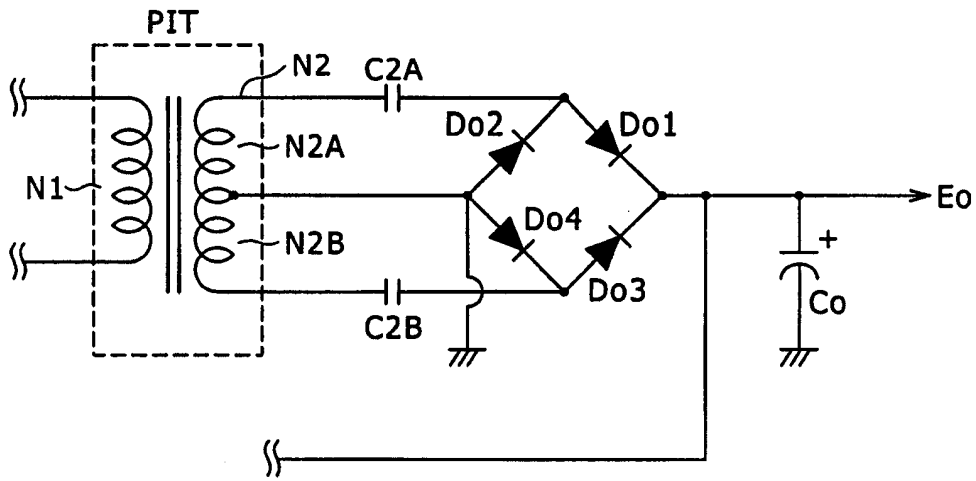


图10

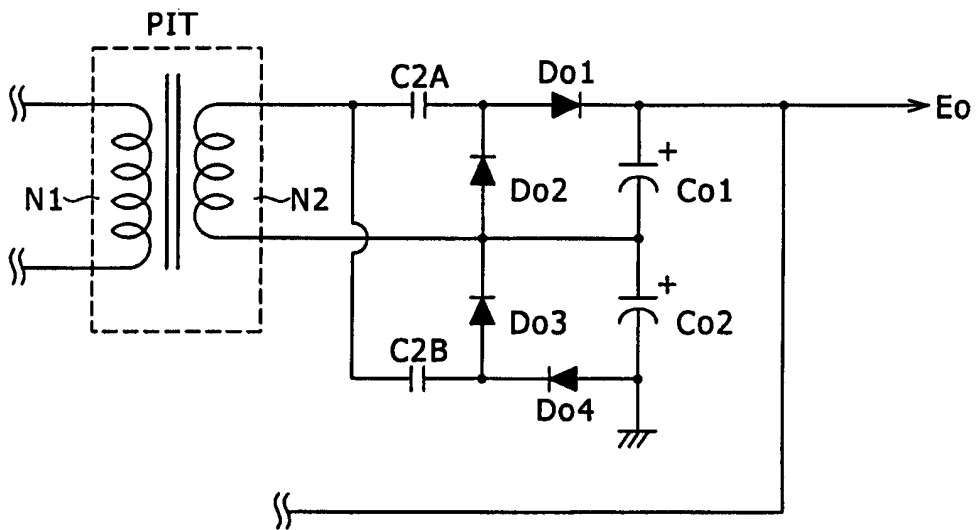


图11

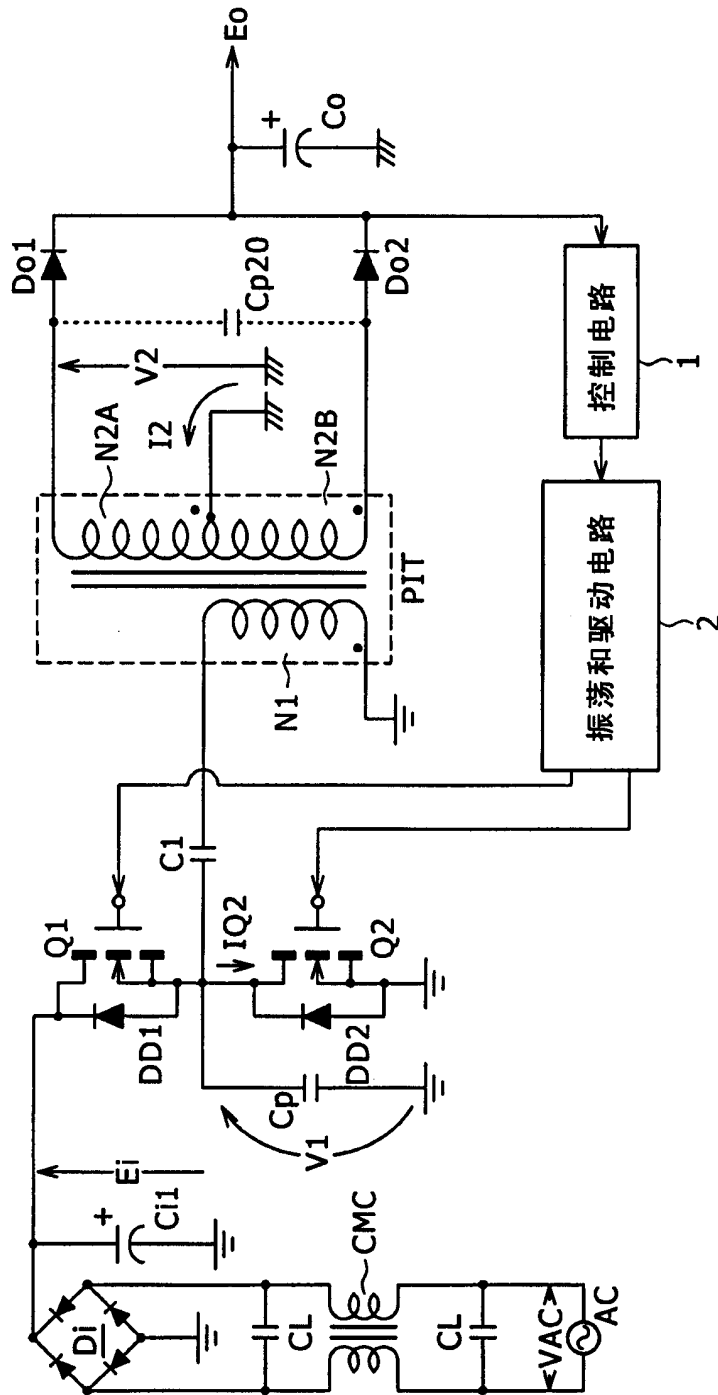


图12

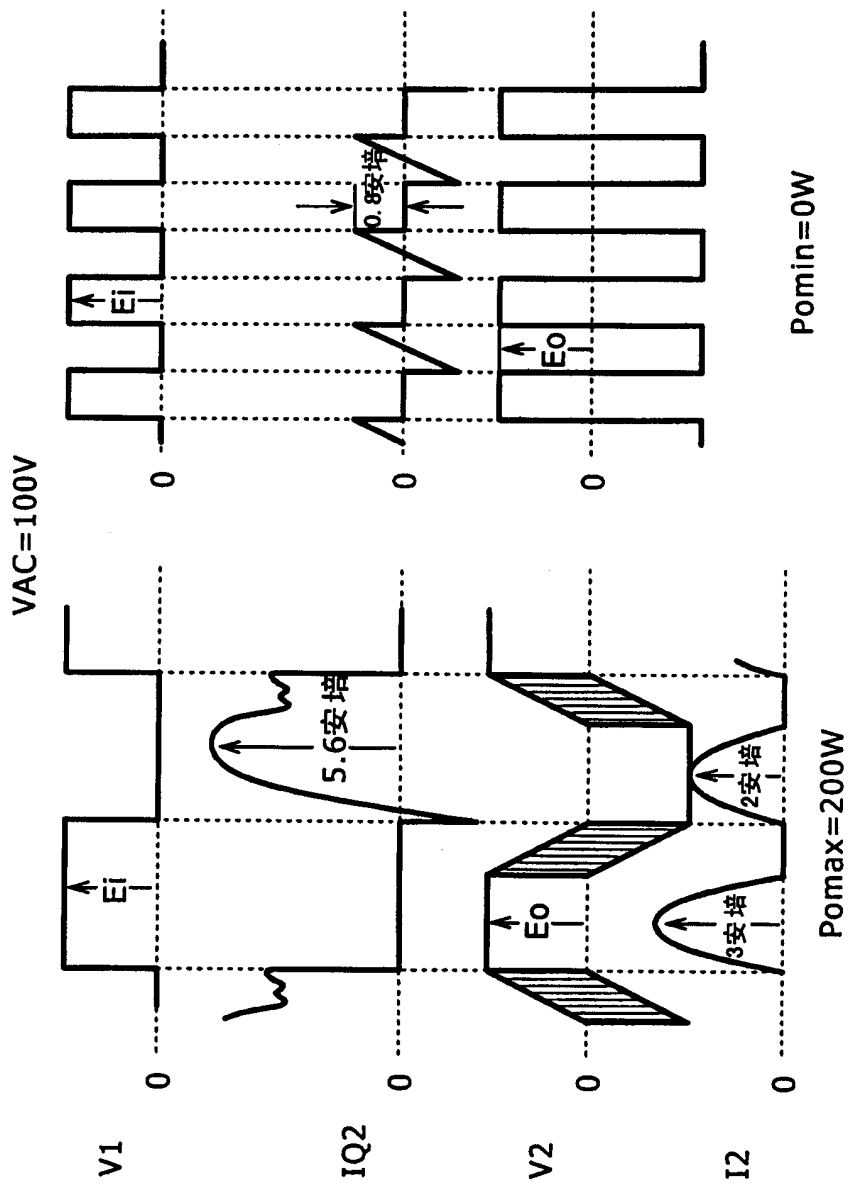


图13

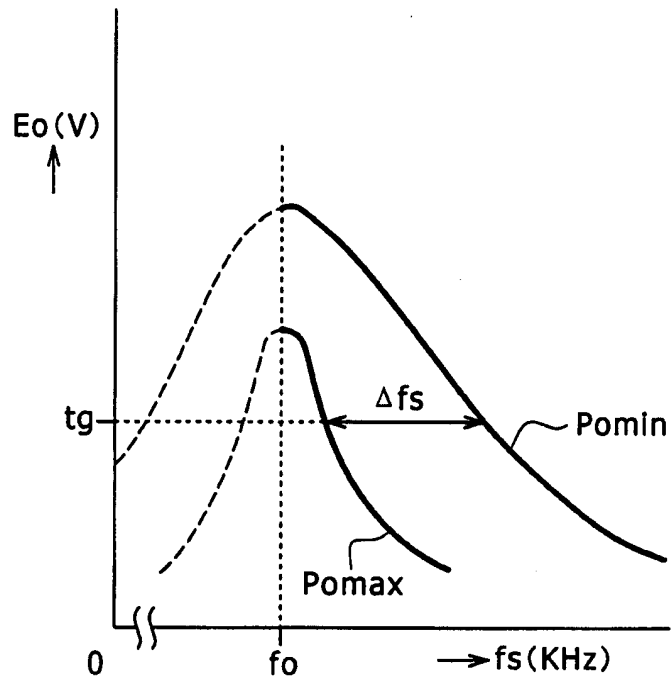


图14

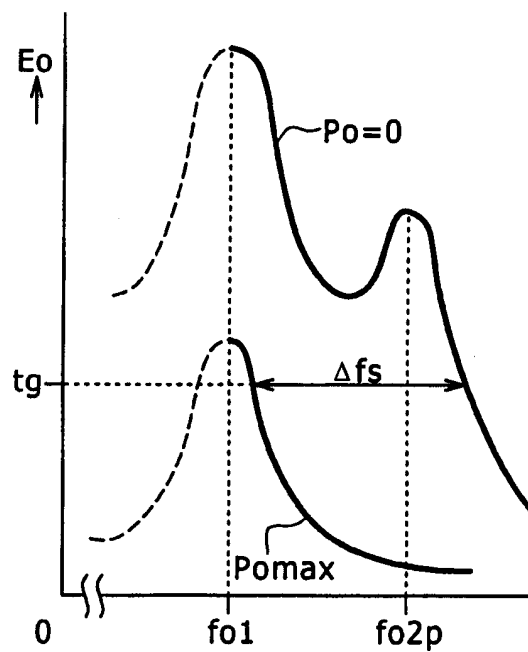


图15

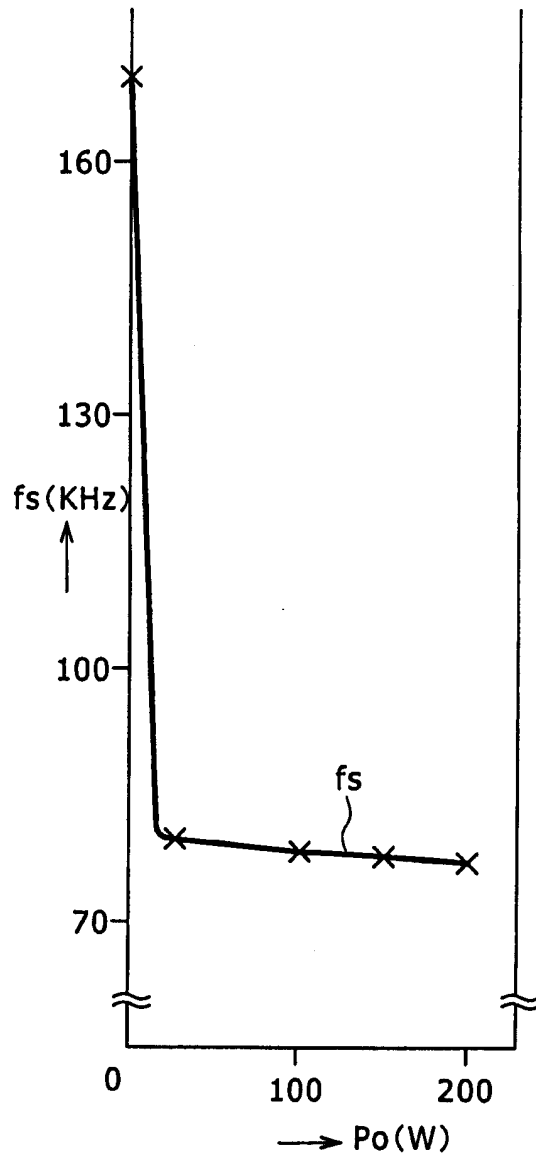


图16