



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200510001713.0

[43] 公开日 2005 年 7 月 20 日

[11] 公开号 CN 1641987A

[22] 申请日 2005.1.14

[21] 申请号 200510001713.0

[30] 优先权

[32] 2004. 1. 14 [33] JP [31] 2004 - 006688

[32] 2004. 1. 23 [33] JP [31] 2004 - 015422

[32] 2004. 2. 9 [33] JP [31] 2004 - 032399

[32] 2004. 2. 12 [33] JP [31] 2004 - 034434

[32] 2004. 9. 17 [33] JP [31] 2004 - 271922

[71] 申请人 索尼公司

地址 日本东京

[72] 发明人 安村昌之

[74] 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限公司

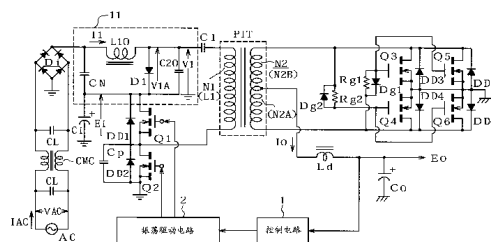
代理人 余 刚

权利要求书 6 页 说明书 93 页 附图 30 页

[54] 发明名称 开关电源电路

[57] 摘要

本发明披露了一种包括用于功率因数校正的结构的开关电源电路，它使波动最小化，并实现了高的功率转换效率。针对包括与半桥连接相对应的电流谐振转换器结合的分压谐振电路的复合谐振转换器的功率因数校正，设计了一种功率因数校正电路，使得通过初级侧串联谐振电路获得的初级侧串联谐振电流再生，并作为电功率反馈给平滑电容器。形成复合谐振转换器型的绝缘转换变压器，对其中的磁通密度进行设定，使得不管次级侧直流输出电压如何变化，次级侧整流电流都显示连续模式。



1. 一种开关电源电路, 包括:

整流平滑单元, 用于接收作为输入的交流输入电压, 以产生整流电压, 所述整流平滑单元包括用于对所述整流电压进行平滑处理而产生直流输入电压的平滑电容器;

开关单元, 所述开关单元包括用于接收来自所述平滑电容器的所述直流输入电压作为输入以进行开关操作的开关元件;

开关驱动单元, 用于驱动所述开关元件执行所述开关操作;

绝缘转换变压器, 所述绝缘转换变压器包括初级线圈和次级线圈, 通过所述开关单元的所述开关操作而获得的开关输出输送到所述初级线圈中, 并且, 在所述次级线圈中响应于所述初级线圈的所述开关输出而激发产生交流电压;

初级侧串联谐振电路, 所述初级侧串联谐振电路由所述绝缘转换变压器的所述初级线圈的漏电感分量和与所述初级线圈串联连接的初级侧串联谐振电容器的电容组成, 用于使所述开关单元的操作成为电流谐振型操作;

次级侧直流输出电压产生单元, 用于接收在所述绝缘转换变压器的所述次级线圈中激发产生的所述交流电压作为输入, 以进行整流操作来产生次级侧直流输出电压;

固定电压控制单元, 用于响应于所述次级侧直流输出电压的电平来控制所述开关驱动单元, 以改变所述开关单元的开关频率, 从而对所述次级侧直流输出电压进行固定电压控制; 以及

功率因数校正单元, 用于将通过所述开关单元的所述开关操作在所述初级侧串联谐振电路上获得的所述初级侧谐振电流作为电功率再生并反馈给所述平滑电容器, 所述功率因数校正单元包括功率因数校正开关元件, 用于响应于反馈给所述平滑电容器的电功率而对通过所述整流平滑单元的所述整流操作获得的整流电流进行开关转换, 来连通或断开所述整流电流;

绝缘转换变压器设定有一定的磁通密度, 使得不管所述次级侧直流输出电压如何变化, 所述次级侧整流电流都显示连续模式。

2. 根据权利要求 1 所述的开关电源电路, 其中, 所述功率因数校正单元包括:

串联电路, 其中, 高频电感器和作为所述功率因数校正开关元件的二极管串联连接, 所述高频电感器串联接入在用于在所述整流平滑单元中对所述交流输入电压进行整流的、全波整流电路形式的整流电路的整流输出端子和所述平滑电容器的正极端子之间;

功率因数校正串联谐振电容器, 所述功率因数校正串联谐振电容器与所述二极管元件并联连接, 并与所述高频电感器一起组成串联谐振电路; 以及

滤波电容器, 所述滤波电容器与所述串联电路并联连接;

所述初级侧串联谐振电路与所述高频电感器和所述串联电路的所述二极管元件的节点相连。

3. 根据权利要求1所述的开关电源电路,其中,所述功率因数校正电路包括:

串联电路,其中,高频电感器和作为所述功率因数校正开关元件的二极管串联连接,所述高频电感器串联接入在用于在所述整流平滑单元中对所述交流输入电压进行整流的、全波整流电路形式的整流电路的整流输出端子和所述平滑电容器的正极端子之间;

滤波电容器,所述滤波电容器与所述串联电路并联连接;

所述初级侧串联谐振电路与所述高频电感器和所述串联电路的所述二极管元件的节点相连。

4. 根据权利要求1所述的开关电源电路,其中,所述整流平滑单元形成倍压整流电路,并且包括接入到在所述交流输入电压的一个半周期中形成的整流电流通路中的第一整流元件和接入到在所述交流输入电压的另一个半周期中形成的另一个整流电流通路中的第二整流元件;

所述第一整流元件和所述第二整流元件用作所述功率因数校正单元的所述功率因数校正开关元件;

所述功率因数校正电路单元还包括:

高频电感器,所述高频电感器在所述交流输入电压的一个半周期中形成的整流电流通路中与所述第一整流元件串联连接,并且在所述交流输入电压的另一个半周期中形成的整流电流通路中与所述第二整流元件串联连接。

功率因数校正串联谐振电容器,所述功率因数校正串联谐振电容器与所述第一和第二整流元件并联连接,用于与所述高频电感器一起组成串联谐振电路;以及

滤波电容器, 所述滤波电容器与由所述第一整流元件和所述高频电感器组成的所述串联电路并联连接, 并且还与由所述第二整流元件和所述高频电感器组成的所述串联电路并联连接;

所述初级侧串联谐振电路与所述第一整流元件、第二整流元件、和所述高频电感器的节点相连。

5. 根据权利要求1所述的开关电源电路, 其中, 所述整流平滑单元形成倍压整流电路, 并且包括接入到在所述交流输入电压的一个半周期中形成的整流电流通路中的第一整流元件和接入到在所述交流输入电压的另一个半周期中形成的另一个整流电流通路中的第二整流元件;

所述功率因数校正单元还包括:

高频电感器, 所述高频电感器在所述交流输入电压的一个半周期中形成的整流电流通路中与所述第一整流元件串联连接, 并且在所述交流输入电压的另一个半周期中形成的整流电流通路中与所述第二整流元件串联连接; 以及

滤波电容器, 所述滤波电容器与由所述第一整流元件和所述高频电感器组成的所述串联电路并联连接, 并且还与由所述第二整流元件和所述高频电感器形成的所述串联电路并联连接;

所述初级侧串联谐振电路与所述第一整流元件、第二整流元件、和所述高频电感器的节点相连。

6. 根据权利要求1所述的开关电源电路, 其中, 在所述交流输入电压显示正极性和负极性的每一个半周期期间内形成在构成全波整流电路或倍压整流电路的所述整流平滑单元中的整流电流通路中, 设置所述功率因数校正单元的所述功率因数校正

开关元件，用于响应于对其反馈的电功率执行开关转换操作，以连通或断开所述整流电流，并且所述功率因数校正单元还包括：

第一电感器，所述第一电感器在所述整流电流通路中与所述功率因数校正开关元件串联；

第二电感器与所述第一电感器串联连接，并且包含在用于形成所述初级侧串联谐振电路的电感分量中；以及

滤波电容器，被连接用来抑制普通类型的噪声。

7. 根据权利要求6所述的开关电源电路，其中，所述功率因数校正单元的所述第一和第二电感器分别为第一线圈部分和第二线圈部分，所述第一线圈部分和第二线圈部分通过为所述高频电感器的线圈设置抽头而将单个高频电感器的所述线圈分开而形成。
8. 根据权利要求6所述的开关电源电路，其中，所述功率因数校正单元的所述第一电感器被设置为单个的高频电感器，并且所述功率因数校正单元的所述第二电感器为通过向所述初级线圈设置抽头而将所述绝缘转换变压器的所述初级线圈分开而形成的线圈部分中的一个。
9. 根据权利要求1所述的开关电源电路，其中，所述次级侧直流输出电压产生单元包括与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路形式的整流电路。
10. 根据权利要求1所述的开关电源电路，其中，所述绝缘转换变压器还包括上面缠绕有所述初级线圈和所述次级线圈的磁芯，所述磁芯中形成有间隙，使得所述初级线圈和所述次级线圈以疏耦合方式彼此耦合。

-
11. 根据权利要求 10 所述的开关电源电路, 其中, 进一步设定所述绝缘转换变压器的磁通密度, 使得通过对所述初级线圈和所述次级线圈的匝数进行设定, 将所述次级线圈的每一匝的感生电压电平设定为低于预定值。

开关电源电路

技术领域

本发明涉及一种包括功率因数校正电路的开关电源电路。

背景技术

本发明的受让人已经提出了各种包括位于初级侧的谐振型转换器的电源电路。并且，还提出了各种包括用于对谐振型转换器进行功率因数校正的功率因数校正电路的电源电路。

图 25 和图 26 示出了基于本发明受让人提出的、并在日本专利公开第 2003-189614 号中披露的发明而设计的开关电源电路。

首先参照图 25，所示的电源电路包括与电流谐振型自激发开关转换器结合的功率因数校正电路 20。该电源电路的开关转换器由半桥耦合型的电流谐振型转换器和分压谐振电路结合形成，该分压谐振电路的电压仅仅在半导体开关（开关元件）关闭时才会发生谐振。

该电源电路还包括对来自商用交流电源 AC 的交流输入电压 VAC 实施全波整流的桥式整流电路 Di。来自桥式整流电路 Di 的整流输出通过功率因数校正电路 20 给平滑电容器 Ci 充电。从而，在平滑电容器 Ci 上可获得与交流输入电压 VAC 的电平相等的整流平滑电压 Ei。

下文中将对功率因数校正电路 20 进行描述。

电源电路的自激发电流谐振型转换器使用整流平滑电压 E_i 作为其工作电源，该整流平滑电压为平滑电容器 C_i 上的电压。

在电流谐振型转换器中，如图 25 中所示，均具有双极晶体管形式的开关元件 Q_1 和 Q_2 以半桥连接方式相连接，并且接入到平滑电容器 C_i 的正极侧和初级侧地线之间。

起动电阻器 RS_1 和 RS_2 分别接入在开关元件 Q_1 和 Q_2 的集电极和基极之间。电阻器 RB_1 和 RB_2 与开关元件 Q_1 和 Q_2 的基极相连接，并且提供用来设定开关元件 Q_1 和 Q_2 的基极电流（驱动电流）。

箝位二极管 DD_1 和 DD_2 接入在开关元件 Q_1 和 Q_2 的基极和发射极之间。箝位二极管 DD_1 和 DD_2 分别形成电流通路，在开关元件 Q_1 和 Q_2 闭合期间，箝位电流通过该电流通路在基极和发射极之间流动。

谐振电容器 CB_1 和 CB_2 与将在后面描述的驱动变压器 PRT （功率调节变压器）的驱动线圈 NB_1 和 NB_2 一起构成用于自激发的串联谐振电路（自激发驱动电路），并用来确定开关元件 Q_1 和 Q_2 的开关频率。

本例中的驱动变压器 PRT 被提供用来驱动开关元件 Q_1 和 Q_2 ，并以可变方式控制开关频率以进行固定电压控制。本例中的驱动变压器 PRT 形成正交型的可饱和电抗器，其中，驱动线圈 NB_1 和 NB_2 进行卷绕，控制线圈 NC 以与驱动线圈 NB_1 和 NB_2 相正交的方向卷绕。

驱动变压器 PRT 的驱动线圈 NB_1 的一端通过电阻 RB_1 和谐振电容器 CB_1 的串联连接而与开关元件 Q_1 的基极相连。驱动线圈

NB1 的另一端形成为抽头点（该抽头点为与谐振电流检测线圈 **ND** 的端部相连的节点），并与开关元件 **Q1** 的发射极相连。

驱动线圈 **NB2** 的一端接地，另一端通过电阻 **RB2** 和谐振电容器 **CB2** 的串联连接而与开关元件 **Q2** 的基极相连。

驱动线圈 **NB1** 和驱动线圈 **NB2** 这样进行卷绕，使其产生彼此极性相反的电压。

绝缘转换变压器 **PIT**（功率绝缘变压器）将开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关输出传送到次级侧。

绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的一端通过谐振电流检测线圈 **ND** 与开关元件 **Q1** 的发射极和开关元件 **Q2** 的集电极的节点（开关输出点）相连，从而可以获得开关输出。

初级线圈 **N1** 的另一端通过串联谐振电容器 **C1** 连接到功率因数校正电路 **20** 中的高速恢复型二极管 **D1** 的阴极上。

在这个例子中，串联谐振电容器 **C1** 和初级线圈 **N1** 串联连接。串联谐振电容器 **C1** 的电容和包括初级线圈 **N1** 的绝缘转换变压器 **PIT** 的漏电感分量 **L1** 一起构成了用于像电流谐振型转换器一样进行开关转换器的操作的初级侧电流谐振电路。

并联谐振电容器 **Cp** 并联连接在开关元件 **Q2** 的集电极和发射极之间。

由于并联谐振电容器 **Cp** 以这种方式连接，所以只有在开关元件 **Q1** 和 **Q2** 闭合时才能通过并联谐振电容器 **Cp** 的电容和初级线圈 **N1** 的漏电感部件 **L1** 获得电压谐振操作。也就是说，形成了分压谐振电路。

在图 25 中所示的绝缘转换变压器 **PIT** 的次级侧上，次级线圈 **N2** 设置有中间抽头，并且整流二极管 **D01**、**D02**、**D03** 和 **D04** 以及平滑电容器 **C01** 和 **C02** 以图 25 所示方式相连接。因此，提供了包括一组整流二极管 **D01** 和 **D02** 及平滑电容器 **C01**，和另一组整流二极管 **D03** 和 **D04** 及平滑电容器 **C02** 的两组全波整流电路。由整流二极管 **D01** 和 **D02** 及平滑电容器 **C01** 组成的全波整流电路产生直流输出电压 **E01**，同时，由整流二极管 **D03** 和 **D04** 及平滑电容器 **C02** 组成的全波整流电路产生直流输出电压 **E02**。

应注意的是，在图 25 所示的电路中，直流输出电压 **E01** 和直流输出电压 **E02** 都被分路并输出到控制电路 1 中。控制电路 1 使用直流输出电压 **E01** 作为检测电压，并使用直流输出电压 **E02** 作为工作电源。

此外，例如，对于整流二极管 **D01** 和 **D02** 及整流二极管 **D03** 和 **D04**，可有选择地使用肖特基二极管，从而可以根据开关周期获得高速开关转换操作（整流操作）。

例如，控制电路 1 向驱动变压器 **PRT** 的控制线圈 **NC** 提供直流电流作为控制电流，以进行固定电压控制，该直流电流的电平响应于次级侧的直流输出电压 **E01** 的电平而变化。

在具有上述结构的电源电路的开关转换操作中，当首先连接商用交流电源时，起动电流分别通过起动电阻器 **RS1** 和 **RS2** 输送到开关元件 **Q1** 和 **Q2**。例如，如果假设首先打开开关元件 **Q1**，则开关元件 **Q2** 就会被控制处于断开状态。随后，谐振电流作为开关元件 **Q1** 的输出流经：谐振电流检测线圈 **ND**→初级线圈 **N1**→串联谐振电容 **C1**。当谐振电流接近 0 时，这样控制开关元件 **Q1** 和 **Q2**，使得打开开关元件 **Q2** 的同时关闭开关元件 **Q1**。然后，谐振电流将

以与上面所述方向相反的方向流过开关元件 **Q2**。因此，就可以启动自激发型的开关操作，其中，开关元件 **Q1** 和 **Q2** 交替打开。

通过这种方式，开关元件 **Q1** 和 **Q2** 通过交替使用平滑电容器 **Ci** 的端电压作为工作电源来重复打开和关闭操作，以向绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 提供波形与谐振电流波形相似的驱动电流，从而在次级线圈 **N2** 获得交流输出。

与上面所述一样，例如，控制电路 **1** 使用直流电流作为流向驱动变压器 **PRT** 的控制线圈 **NC** 的控制电流，来进行固定电压控制，该直流电流的电平响应于次级侧直流输出电压 **E01** 的电平而改变。

具体而言，控制电路 **1** 提供对应于直流输出电压 **E01** 的电平的控制电流给控制线圈 **NC**，来改变驱动线圈 **NB1** 和 **NB2** 的电感值，从而改变自激发振荡电路的电感值。当电感值以这种方式进行变化，自激发振荡电路的振荡频率也随之变化，这样，可对开关频率以可变方式进行控制。由于开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关频率用这种方式响应于直流输出电压 **E01** 的电平以可变方式进行控制，所以对提供给初级侧串联谐振电路的初级线圈 **N1** 的驱动电流进行控制，以控制传输给次级侧的能量，从而实现对次级侧直流输出电压的固定电压控制。

应该注意的是，根据上面所述的方法的固定电压控制法在下文称为“开关频率控制法”。

现在，对功率因数校正电路 **20** 的结构进行描述。

功率因数校正电路 **20** 具有与磁耦合型相对应的功率再生型功率因数校正电路的结构。

在功率因数校正电路 20 中, 滤波扼流线圈 LN、高速恢复型二极管 D1 和高频电感器 L10 串联连接, 并且接入到桥式整流电路 Di 的正极输出端子和平滑电容器 Ci 的正极端子之间。

滤波电容器 CN 接入到高速恢复型二极管 D1 的阳极侧和平滑电容 Ci 的正极端子之间, 使其与滤波扼流线圈 LN 一起构成普通型低通滤波器。

并联谐振电容器 C20 与高频电感器 L10 并联连接, 这样, 由并联谐振电容器 C20 和高频电感器 L10 构成了并联谐振电路。该并联谐振电路用来抑制当负载减少时整流平滑电压 Ei 的升高。

上文中描述的初级侧电流谐振电路 (N1、C1) 与功率因数校正电路 20 的高速恢复型二极管 D1 的阴极和高频电感器 L10 的节点相连。因此, 从电流谐振电路获得的开关输出的电流/电压可以反馈到节点上。

在具有上述结构的功率因数校正电路 20 的操作中, 响应于开关元件 Q1 和 Q2 的开关输出而流过初级侧串联谐振电路 (C1 - N1 (L1)) 的初级侧直流谐振电流被再生为功率, 并通过高频电感器 L10 和并联谐振电容器 C20 的并联连接而反馈给平滑电容器 Ci。因此, 功率因数校正电路 20 这样进行操作, 使得当用这种方式反馈的电压高于交流输入电压 VAC 的正峰值或负峰值的二分之一时, 对高速恢复型二极管 D1 进行开关转换。

因此, 在整流输出电压电平低于平滑电容器 Ci 上的电压期间内, 充电电流流入平滑电容器 Ci。

结果, 交流输入电流的平均波形接近交流输入电压的波形, 并且扩大了交流输入电流的导通角。结果, 使功率因数得到校正。

图 26 示出了基于本发明受让人所提出的发明进行设计的开关电源电路的另一结构。

图 26 所示的电源电路也包括电流谐振型转换器，其中，两个开关元件以半桥连接方式连接。然而，图 26 所示的电流谐振型转换器为他激发型。此外，该电源电路还包括用于校正功率因数的功率因数校正电路 21。

应该注意的是，在图 26 中，与图 25 中类似的元件用相同的符号表示，并且为避免重复，省去对它们的重复描述。

例如，在图 26 中所示的初级侧的电流谐振型转换器中，选择性使用 MOS-FET 作为以半桥连接方式连接的两个开关元件 **Q11** 和 **Q12**。

在这里，开关元件 **Q11** 的漏极与整流平滑电压 **Ei** 线相连，并且，开关元件 **Q11** 的源极与开关元件 **Q12** 的漏极彼此相连，同时开关元件 **Q12** 的源极与初级侧地线连接，以建立适于他激发系统的半桥式连接。

开关元件 **Q11** 和 **Q12** 通过振荡驱动电路 2 驱动进行开关转换，使得开/关操作交替地重复进行，从而周期性连接和断开整流平滑电压 **Ei** 以产生开关输出。

此外，在这个例子中，箝位二极管 **DD1** 和 **DD2** 以图 26 中所示的方向分别连接在开关元件 **Q11** 和 **Q12** 的漏极和源极之间。

而且，在这个例子中，绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的一端与开关元件 **Q11** 和 **Q12** 的漏极和源极的节点（开关输出点）相连接，使得可以将开关输出输送给初级线圈 **N1**。初级线圈 **N1** 的

另一端通过串联谐振电容器 **C1** 与功率因数校正电路 **21** 的高速恢复型二极管 **D1** 的阳极相连。

还是在这个例子中，串联谐振电容器 **C1** 的电容和包括初级线圈 **N1** 的绝缘转换变压器 **PIT** 的漏电感分量 **L1** 组成电流谐振电路，该电流谐振电路使得开关电源电路成为电流谐振型开关电源电路。

此外，以并联方式连接在开关元件 **Q12** 的漏极和源极之间的并联谐振电容器 **Cp** 与初级线圈 **N1** 的漏电感分量 **L1** 组成分压谐振电路。

本例中的控制电路 **1** 将具有与直流输出电压 **E01** 的变化相对应的电平的控制信号输出给振荡驱动电路 **2**。振荡驱动电路 **2** 基于由控制电路 **1** 向其输送的控制信号，改变由振荡驱动电路 **2** 提供给开关元件 **Q11** 和 **Q12** 的栅极的开关驱动信号的频率，进而改变开关频率。因此，固定电压控制以类似于图 25 中所示的电路的方式得以实施。

设置起动电路 **3**，用来在连通电源之后检测从整流平滑线路获得的电压或电流，从而起动振荡驱动电路 **2**。起动电路 **3** 使用借助于整流二极管 **D30** 和平滑电容器 **C30** 对通过绝缘转换变压器 **PIT** 中附加缠绕的线圈 **N4** 而得到的电流进行整流获得的低电平直流电压作为工作电源。

图 26 中所示的功率因数校正电路 **21** 具有基于静电耦合系统的功率再生型功率因数校正电路的结构。

在功率因数校正电路 **21** 中，高频电感器 **L10** 和高速恢复型二极管 **D1** 串联连接，并且接入在桥式整流电路 **Di** 的正极输出端子和平滑电容器 **Ci** 的正极端子之间。在这里，滤波电容器 **CN** 与高频电感器 **L10** 和高速恢复型二极管 **D1** 的串联电路并联连接。通过刚

刚描述的连接方式，滤波电容器 **CN** 和高频电感器 **L10** 一起组成一个普通类型的低通滤波器。

此外，并联谐振电容器 **C20** 以并联的方式与高速恢复型二极管 **D1** 连接。

此外，电流谐振电路 (**N1**、**C1**) 与功率因数校正电路 **21** 中的高频电感器 **L10** 和高速恢复型二极管 **D1** 的阳极的节点相连接。

同样，在以上述方式构成的功率因数校正电路 **21** 中，初级侧串联谐振电流作为功率再生，并通过电容器 **C20** 反馈给平滑电容器 **Ci**，使得当加在平滑电容器 **Ci** 上的电压高于交流输入电压 **VAC** 的正峰值或负峰值的二分之一时，高速恢复型二极管 **D1** 进行开关操作。

因而，当整流输出电压电平低于平滑电容器 **Ci** 上的电压时，充电电流就会流向平滑电容器 **Ci**。因此，交流输入电流的平均波形接近交流输入电压的波形，同时扩大了交流输入电流的导通角。结果，使功率因数得到校正。

众所周知，可以修改参照图 25 和图 26 在上面描述的电源电路的结构，使其在输入 100V 商用交流电源的情况下可以在比较重的负载下运行，它们分别具有如图 27 和 28 所示的结构。

图 27 示出了一种结构的电源电路，其中对图 25 中所示的结构进行了修改，使得用于根据来自商用交流电源 **AC** 的交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei** (直流输入电压) 的整流电路系统形成倍压整流电路。同时，图 28 也示出一种结构的电源电路，其中，修改了图 26 所示的结构，使得用于根据交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei** (直流输入电压) 的整流电路系统形成倍压整流平滑电路。

首先，描述在图 27 中所示的电源电路。应该注意的是，在图 27 中，与图 25 和图 26 类似的元件用相同的附图标记表示，同时为避免重复，本文中省去了它们的重复描述。

在图 27 所示的电源电路中，滤波电容器 **CL** 和普通类型的扼流线圈 **CMC** 组成用于商用交流电源 **AC** 的普通类型的噪声滤波器。

用于从整流交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei** 的倍压整流平滑电路包括两个整流二极管 **D1** 和 **D2**，以及由一个平滑电容器 **Ci1** 和另一平滑电容器 **Ci2** 组成的串联电路。在这个例子中，平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 具有相同的电容值。

在这个整流平滑电路中，整流二极管 **D1** 和 **D2** 分别接入在由交流输入电压 **VAC** 的不同半周期形成的整流电路通路中。例如，在交流输入电压 **VAC** 显示正极性的半周期内，整流二极管 **D1** 的整流输出向平滑电容器 **Ci1** 充电。另一方面，在交流输入电压 **VAC** 显示负极性的另一半周期内，整流二极管 **D2** 的整流输出向平滑电容器 **Ci2** 充电。

因此，在交流输入电压 **VAC** 的一个周期内，可在平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 上获得具有两倍于上述商用交流电源电平的整流平滑电压 **Ei**。应该注意的是，在这个例子中，可选择性地使用高速恢复型二极管作为整流二极管 **D1** 和 **D2** 使用。

此外，图 27 中示出的功率因数整流电路 22 采用了与如上所述的磁耦合系统相对应的功率再生系统，并且高频电感器 **L10** 以如图 27 所示的方式与整流二极管 **D1** 和整流二极管 **D2** 的节点相连接。在这个例子中，高频电感器 **L10** 连接在整流二极管 **D1** 与 **D2** 的节点和在商用交流电源 **AC** 的正极线上的普通类型扼流线圈 **CMC** 与滤波电容器 **CN** 的节点之间。

滤波电容器 **CN** 接入在商用交流电源 **AC** 的线路中, 使得它与整流二极管 **D1** 和 高频电感器 **L10** 组成的串联电路及整流二极管 **D2** 与 高频电感器 **L10** 组成的串联电路都为并联关系。因此, 滤波电容器 **CN** 可抑制在整流电流通路上产生的普通类型的噪声。

在上述的初级侧上的串联谐振电路 (**C1 - N1 (L1)**) 与整流二极管 **D1** 的阳极、整流二极管 **D2** 的阴极、和 高频电感器 **L10** 的一端的节点相连。因此, 通过串联谐振电路获得的开关输出电流/电压可进行反馈。

在以上述方式形成的功率因数整流电路 **22** 中, 响应于开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关输出而流过初级侧串联谐振电路 (**C1 - N1 (L1)**) 的初级侧串联谐振电流再生为功率, 并通过高频电感器 **L10** 的电感反馈给平滑电容器 **Ci**。因此, 当平滑电容器 **Ci** 的电压值高于交流输入电压 **VAC** 的正峰值或负峰值的二分之一时, 高速恢复型整流二极管 **D1** 和 **D2** 可以进行开关转换。

因此, 即使在整流输出电压值低于平滑电容器 **Ci** 上的电压值的期间, 充电电流也能流向平滑电容器 **Ci**。

结果, 交流输入电流的平均波形接近交流输入电压的波形, 并扩大了交流输入电流的导通角, 因此, 功率因数的校正得以实现。

现在, 描述在图 28 中所示的电源电路。应该注意的是, 在图 28 中, 与图 25 至图 27 类似的元件用相同的附图标记表示, 同时为避免重复, 省去对它们的重复描述。

在图 28 中示出的功率因数校正电路 **23** 具有类似于图 26 中的电源电路的、与静电耦合系统相对应的功率再生型功率因数校正电路的结构。该功率因数校正电路 **23** 具有上文中参照图 27 描述的功率因数整流电路 **22** 的结构, 但是还额外包括分别与整流二极管 **D1**

和 **D2** 并联的功率因数校正串联谐振电容器 **C20A** 和 **C20B**。同样在这个例子中，串联谐振电路（**C1** - **N1**（**L1**））与整流二极管 **D1**、整流二极管 **D2**、和高频电感器 **L10** 的节点连接。

还是在如上述方式形成的功率因数校正电路 **23** 中，初级侧串联谐振电流再生为功率，并且反馈给平滑电容器 **Ci**，使得具有高速恢复型二极管结构的整流二极管 **D1** 和整流二极管 **D2** 在平滑电容器 **Ci** 的电压高于交流输入电压 **VAC** 的正峰值或负峰值电压的二分之一时运行开关操作。因此，即使在整流输出电压电平低于平滑电容器 **Ci** 上的电压期间，充电电流也会流向平滑电容器 **Ci**。

结果，交流输入电流的平均波形接近交流输出电压的波形，并扩大了交流输入电流的导通角，因此，实现了功率因数的校正。

在图 25 至图 28 示出的电源电路中设置的绝缘转换变压器 **PIT** 具有如下所述的结构。首先，磁芯绝缘转换变压器 **PIT** 包括作为其磁芯的 EE 型磁芯，该 EE 型磁芯包括铁氧体材料制成的 E 型磁芯的组合。此外，绝缘转换变压器 **PIT** 的配线接收部分分为用于初级侧和次级侧的线圈接收部分，并且初级线圈（**N1**）和次级线圈缠绕在 EE 型磁芯的中心磁脚（magnetic leg）上。

此外，在绝缘转换变压器 **PIT** 的 EE 型磁芯的中心磁芯脚中形成有约为 1.0mm 的间隙。此外，次级线圈（**N2**）和初级线圈（**N1**）的匝数可进行设定，使得次级侧线圈（**N2**）的每一匝（1T）上产生的感应电压电平可以为 5V（5V/T）。

因此，在初级侧线圈（**N1**）和次级侧线圈（**N2**）之间可获得约为 0.80 ~ 0.85 的耦合系数，从而获得所需的漏电感值（**L1**）。在这种条件下，当交流输入电压变低或者负载过重时，由于耦合系数

变高并且次级侧电流的导通角没有变宽，因此流过次级侧全波整流电路的整流电流显示不连续操作。

除了参照图 25 至图 28 在上面描述的技术之外，在图 29 或图 30 中示出了作为实现功率因数校正的技术，其中，功率扼流线圈 **PCH** 被接入到商用交流电源线中。图 29 示出的结构适用于这样的情况，其中，用于产生整流平滑电压 **E_i**（直流输入电压）的整流电路系统为全波桥式整流电路。同时，图 30 示出的结构适用于另一种情况，其中，用于产生整流平滑电压 **E_i**（直流输入电压）的整流电路系统为倍压整流电路。当功率扼流线圈 **PCH** 以这种方式接入商用交流电源线路中时，对应于功率扼流线圈 **PCH** 的电感的阻抗抑制了交流输入电流的导通性，从而扩大了交流输入电流的导通角，因而实现了功率因数的校正。通过如上所述的功率扼流线圈进行的功率因数校正称为扼流输入系统。

图 31 和图 32 分别图解说明了如图 29 和图 30 所示将功率扼流线圈 **PCH** 接入商用交流电源线路中，电源电路的各个特性，包括交直流功率转换系数（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）、整流平滑电压 **E_i** 电平、和功率因数 **PF**。在图中，还图解说明了功率扼流线圈 **PCH** 没有被接入（没有运行功率因数校正）的其他结构的电源电路的特性。应该注意的是，在这个例子中，例如，图 29 和图 30 所示的电源电路的后段可以具有这样的结构，其中，从电源电路 25 至 28 省去了功率因数校正电路 20 至 23。

当实际中使用了图 29 或图 30 中所示的功率扼流线圈 **PCH** 时，需要设置其电感 **L_c** 的值，使得如图 31 或 32 中实线表示的功率因数特性曲线所示，当负载功率 **P_o** 显示最大负载功率（在这个例子中，**P_o** = 125Wh）时，功率因数 **PF** 高于 0.75。因此，例如，对于家用和通用的电子装置，可满足谐波失真调整等级 D 的调整值。应

该注意的是，图 29 中的电路选择 10mH 作为电感 **Lc** 的实际值，同时图 30 中的电路选择 7.2mH 作为电感 **Lc** 的实际值。

然而，以图 25 至图 28 中所示方式进行设计而包括功率因数校正电路的电源电路具有如下问题。

具体而言，当所示的电源电路采用功率因数校正电路 20 ~ 23 中的每一个作为功率反馈（再生）系统，无论磁性耦合系统或静电耦合系统，在这两种系统中，流过初级侧串联谐振电路的初级侧串联谐振电流都再生为功率，并反馈给平滑电容器 **Ci**。这意味着，为了形成反馈通路，交流输入电压 **VAC** 的整流电流通路和开关输出输送到其中的初级侧串联谐振电路应彼此连接。因此，交流周期的电流被叠加到流过绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的初级侧串联谐振电流上。

因此，次级侧直流输出电压 **E01** 或 **E02** 的商用电源周期的波纹电压相比进行功率因数校正前的波纹电压增加。例如，在图 25 和图 26 所示的电路中不包括功率因数校正电路 20 和 21 的情况下，功率因数 **PF** 约等于 0.55，而在图 27 和图 28 所示的电路中不包括功率因数校正电路 22 和 23 的情况下，功率因数 **PF** 约等于 0.54。然而，当使用图 25 至 28 的结构时，获得的功率因数 **PF** 约等于 0.8，并且波纹电压增加了 5 至 6 倍。

作为防止这种现象的对策，必须增加用于平滑直流输出电压的平滑电容器 **C01** 和 **C02** 的静电电容值。由于平滑电容器具有高耐压值，所以静电电容的增加将引起平滑电容器规模的增大。

因此，如果以参照图 29 和图 30 在上文中描述的方法而采用扼流输入系统来校正功率因数，则可以抑制波动的问题。然而，采用扼流输入系统的结构还具有下述的问题。

首先, 该结构具有这样一个问题, 即由于扼流输入系统所需的功率扼流线圈 **PCH** 涉及铁损和铜损, 并且显示较高的功率损失, 除此之外还降低了直流输出电压, 因此降低了交直流的功率转换系数 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 。

根据在图 31 中示出的特性曲线, 在最大负载功率 $P_o = 125W$ 时, 功率因数 **PF** 为 $PF = 0.76$ 。功率扼流线圈 **PCH** 接入的情况与功率扼流线圈 **PCH** 没有接入 (虚线) 的情况相比较, 交直流功率转换系数 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 显示出下降了 1.6%。随着功率转换系数的下降, 交流输入功率增加了 2.5W。此外, 当与没有接入功率扼流线圈 **PCH** 的情况相比, 整流平滑电压 **Ei** 显示下降 15.7V。

同时, 根据在图 32 中示出的特性曲线, 当负载功率 $P_o = 150W$ 时, 功率因数 **PF** 为 $PF = 0.76$ 。功率扼流线圈 **PCH** 接入的情况与功率扼流线圈 **PCH** 没有接入 (虚线) 的情况相比较, 交直流功率转换系数 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 显示下降 0.9%。随着功率转换系数的下降, 交流输入功率增加 1.4W。此外, 当与没有接入功率扼流线圈 **PCH** 的情况相比, 整流平滑电压 **Ei** 显示下降 25.0V。

在图 31 和图 32 中图解说明的交直流功率转换系数 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 的下降和交流输入功率的增加主要是由于功率扼流线圈 **PCH** 自身的功率损耗和诸如由于功率扼流线圈 **PCH** 的电阻分量产生的直流输入电压 **Ei** 的下降导致的。

应该注意的是, 在图 31 和图 31 中图解说明的特性曲线是通过将功率扼流线圈 **PCH** 像上文中描述一样分别设置为 10mH 和 7.2mH 时测量得到的。

此外, 随着负载功率的增加, 功率扼流线圈 **PCH** 在规模上增大, 同时在重量、尺寸、和成本上也都增加。

更进一步，必须选择功率扼流线圈 **PCH** 的位置，使其没有漏磁通的影响。作为选择，还需要一个防止漏磁通影响的对策。这就导致了诸如在电路板上进行电路设计的困难的增加和因为需要屏蔽元件使得电路板的尺寸和重量增加的问题。

换句话说，在现有的情况下，功率因数校正技术处于这样一种情况，即波动的增加与功率再生系统有关，同时，功率转换系数的下降与扼流输入系统有关。基于此，需要提供一种可以消除波动增加的问题、并能获得高的功率转换系数的功率因数校正结构。

发明内容

本发明的一个目的在于提供一种开关电源电路，该电路使波动最小化，并能获得高的功率转换系数。

根据本发明的一个方面，提供了一种开关电源电路，包括：

整流平滑单元，用于接收作为输入的交流输入电压，以产生整流电压，该整流平滑单元包括用于对整流电压进行平滑处理而产生直流输入电压的平滑电容器；

开关单元，包括用于接收来自平滑电容器的直流输入电压作为输入以进行开关操作的开关元件；

开关驱动单元，用来驱动开关元件进行开关操作；

绝缘转换变压器，包括初级线圈和次级线圈，通过开关单元的开关操作而获得的开关输出输送到初级线圈中，并且，在次级线圈中响应于初级线圈的开关输出而激发交流电压；

初级侧串联谐振电路，由绝缘转换变压器的初级线圈的漏电感分量和与初级线圈串联连接的初级侧串联谐振电容器的电容组成，用于使开关单元的操作作为电流谐振型操作；

次级侧直流输出电压产生单元，用于接收在绝缘转换变压器的次级线圈中激发产生的交流电压作为输入，以进行整流操作来产生次级侧直流输出电压；

固定电压控制单元，用于响应于次级侧直流输出电压的电平来控制开关驱动单元，以改变开关单元的开关频率，从而对次级侧直流输出电压进行固定电压控制；以及

功率因数校正单元，用于将通过开关单元的开关操作在初级侧串联谐振电路上获得的初级侧谐振电流作为电功率再生并反馈给平滑电容器，该功率因数校正单元包括功率因数校正开关元件，用于响应于反馈给平滑电容器的电功率而对通过整流平滑单元的整流操作获得的整流电流进行开关转换，来连通或断开整流电流；

绝缘转换变压器具有一定的磁通密度设置，使得不管次级侧直流输出电压如何变化，次级侧整流电流都显示连续模式。

因此，当开关电源电路具有与功率再生系统相对应的功率因数校正结构时，由于消除了次级侧直流输出电压的波动电压，因而可以将用于产生次级侧直流输出电压的次级侧平滑电容器的电容值限制在实际使用的范围之内。也就是说，将具有与功率再生系统相对应的功率因数校正结构的电源电路投入实际使用比以前更容易实现和提高。

因此，消除了采用扼流输入系统作为交流功率因数校正技术的必要性。这意味着具有功率因数校正功能的电源电路可以实现功率

转换系数的显著升高，并实现用于电源电路的电路板的尺寸和重量的显著减少。

通过下面的描述和所附的权利要求，并结合附图，本发明的各种目的、特征、和优点将变得显而易见，在附图中，相同的部件或元件用相同的附图标号来表示。

附图说明

图 1 示出了根据本发明第一实施例的开关电源电路的结构的电路图；

图 2 示出了设置在图 1 的开关电源电路中的绝缘转换变压器的结构的示意图；

图 3 示出了说明与图 1 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图；

图 4A 和图 4B 分别示出了说明当负载高和低时图 1 的开关电源电路的次级侧全波整流电路的整流操作的波形图；

图 5 示出了随着负载的变化，图 1 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压（直流输入电压）的特性曲线；

图 6 示出了根据本发明的第二实施例的开关电源电路的结构的电路图；

图 7 示出了与图 6 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图；

图 8 示出了随着负载的变化, 图 6 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线;

图 9 示出了根据本发明的第三实施例的开关电源电路的结构的电路图;

图 10 示出了根据本发明的第四实施例的开关电源电路的结构的电路图;

图 11 示出了与图 10 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图;

图 12 示出了随着负载的变化, 图 10 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线;

图 13 示出了根据本发明的第五实施例的开关电源电路的结构的电路图;

图 14 示出了与图 13 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图;

图 15 示出了随着负载的变化, 图 13 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线;

图 16 示出了根据本发明的第六实施例的开关电源电路的结构的电路图;

图 17 示出了与图 16 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图;

图 18 示出了随着负载的变化, 图 16 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线;

图 19 示出了根据本发明的第七实施例的开关电源电路的结构电路图;

图 20 示出了与图 19 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图;

图 21 示出了随着负载的变化, 图 19 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线;

图 22 示出了根据本发明的第八实施例的开关电源电路的结构电路图;

图 23 示出了与图 22 的开关电源电路的功率因数校正操作有关的几个元件的操作的波形图;

图 24 示出了随着负载的变化, 图 22 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压(直流输入电压)的特性曲线图;

图 25 至图 28 示出了不同的传统开关电源电路的结构电路图;

图 29 和图 30 示出了采用扼流输入系统作为功率因数校正技术的传统开关电源电路的结构的电路图；以及

图 31 和图 32 分别示出了随着负载的变化，图 29 和图 30 中的开关电源电路的交直流功率转换系数、功率因数、和整流平滑电压（直流输入电压）的特性曲线；

具体实施方式

图 1 示出了根据本发明的第一实施例的开关电源电路的结构的电路图。该电源电路具有这样的一种结构作为其初级侧的基础结构，该结构包括带有与半桥耦合系统相对应的他激发电流谐振型转换器的分压谐振电路的组合。

参照图 1，所示的电源电路包括由两个滤波电容器 **CL** 和用于商用交流电源 **AC** 线路的普通类型的扼流线圈 **CMC** 组成的噪声滤波器。

此外，全波整流平滑电路由桥式整流电路 **Di** 和平滑电容器 **Ci** 组成，并在噪声滤波器的后段连接到商用交流电源 **AC** 线路中。然而，应该注意的是，在本实施例中，功率因数校正电路 **11** 接入到桥式整流电路 **Di** 的正极输出线与平滑电容器 **Ci** 的正极端子之间。在下文中将描述功率因数校正电路 **11** 的结构和操作。

由于全波整流平滑电路从商用交流电源 **AC** 接收交流输入电压 **VAC**，并对该交流输入电压 **VAC** 实施全波整流操作，所以在平滑电容器 **Ci** 上可以获得整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）。本例中的整流平滑电压 **Ei** 具有与交流输入电压 **VAC** 相等的电平。此外，在这个例子中，选择性使用低速恢复型整流二极管作为组成桥式整流电路 **Di** 的四个整流二极管。

接收上述的直流输入电压以进行开关（连通/断开）操作的电流谐振型转换器包括由两个开关元件 **Q1** 和 **Q2** 组成的开关电路，它们均为 MOS-FET 型，并以如图 1 所示的半桥连接方式相连。阻尼二极管 **DD1** 和 **DD2** 分别并联连接在开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的漏极和源极之间。阻尼二极管 **DD1** 的阳极和阴极分别与开关元件 **Q1** 的源极和漏极连接。与此类似，阻尼二极管 **DD2** 的阳极和阴极分别与开关元件 **Q2** 的源极和漏极连接。阻尼二极管 **DD1** 和 **DD2** 分别用作开关元件 **Q1** 和 **Q2** 设置的体二极管（body diode）。

分压（partial）谐振电容器 **Cp** 并联在开关元件 **Q2** 的漏极和源极之间。分压谐振电容器 **Cp** 的电容和初级线圈 **N1** 的漏电感 **L1** 组成并联谐振电路（分压谐振电路），该并联谐振电路显示分压谐振操作，其中，仅仅当开关元件 **Q1** 或 **Q2** 关闭时，并联谐振电路才会进行电压谐振。

在该电源电路中，设置了振荡驱动电路 2 对开关元件 **Q1** 和 **Q2** 进行开关驱动。该振荡驱动电路 2 具有振荡电路和驱动电路，并且可以由通用的 IC 形成。振荡驱动电路 2 中的振荡电路和驱动电路提供所需频率的驱动信号（栅极电压）给开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的栅极。这样，开关元件 **Q1** 和 **Q2** 可进行开关转换操作，使得开关元件 **Q1** 和 **Q2** 利用所需的开关频率交替地打开/关闭。

绝缘转换变压器 **PIT** 被设置用来将开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关输出输送到次级侧。

绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的一个端部通过初级侧串联谐振电容器 **C1** 的串联连接，与功率因数校正电路 11 的高频电感器 **L10**、高速型（高速恢复型）开关二极管 **D1** 的阳极、和电容器 **C20** 的节点相连。初级线圈 **N1** 的相对的端部与开关元件 **Q1** 的源

极和开关元件 **Q2** 的漏极的节点（开关输出点）相连，这样它们的开关输出就可以输送到初级线圈。

绝缘转换变压器 **PIT** 具有在如下文中描述的结构，这样，可以为绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 提供所需的漏电感 **L1**。初级侧串联谐振电容器 **C1** 的电容和漏电感 **L1** 组成初级侧串联谐振电路。根据上面所述的连接方式，开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关输出输送给初级侧串联谐振电路。初级侧串联谐振电路通过使用输送到其中的开关输出进行谐振操作，使得初级侧开关转换器的操作成为电流谐振型操作。

根据上面的描述，图 1 中所示的初级侧开关转换器既可以通过初级侧串联谐振电路（**L1 - C1**）实现电流谐振操作，也可以通过上文中描述的分压谐振电路（**C_p/L1**）实现分压谐振操作。

换句话说，图 1 中所示的电源电路采用了复合谐振转换器的结构，该复合谐振转换器包括使初级侧开关转换器的操作成为谐振型操作的谐振电路与另一谐振电路的结合。

在绝缘转换变压器 **PIT** 的次级线圈中，激发出与输送给初级线圈 **N1** 的开关输出相对应的交流电压。本例中的次级线圈 **N2** 在为其设置的中间抽头处进行分隔，从而形成两个分开的次级线圈 **N2A** 和 **N2B**。本例中的次级线圈 **N2A** 和 **N2B** 具有相同的匝数。

为次级线圈 **N2A** 和 **N2B** 提供用于全波整流的同步整流电路，该同步整流电路包括图 1 中所示的 N 沟道 MOS-FET **Q3**、**Q4**、**Q5** 和 **Q6**。

例如，对于 MOS-FET **Q3** 和 **Q6**，选择性使用具有低耐压性能的沟道结构的 MOS-FET，这样可获得低的导通电阻。

如图 1 所示，绝缘转换变压器 **PIT** 的次级线圈 **N2** 的中间抽头输出通过电感器 **Ld** 的串联连接与平滑电容器 **Co** 的正极端子连接。

次级线圈 **N2** 的端部（位于次级线圈 **N2B** 侧的端部）与 MOS-FET **Q3** 的漏极和 MOS-FET **Q5** 的漏极的节点相连接。MOS-FET **Q3** 和 **Q5** 的源极的节点与次级侧地线相连。

类似地，次级线圈 **N2** 的另一端部（位于次级线圈 **N2A** 侧的端部）与 MOS-FET **Q4** 的漏极和 MOS-FET **Q6** 的漏极的节点相连。MOS-FET **Q4** 和 **Q6** 的源极的节点与次级侧地线连接。

应该注意的是，体二极管 **DD3**、**DD4**、**DD5**、和 **DD6** 分别并联连接在 MOS-FET **Q3**、**Q4**、**Q5**、和 **Q6** 的漏极和源极之间。

根据上面描述的这样一种连接方式，在包括次级线圈 **N2B** 的整流电流通路中，作为整流元件的 MOS-FET **Q3** 和 **Q5** 的并联电路被串联接入。在另一个包括次级线圈 **N2A** 的整流电流通路中，类似地，作为整流元件的 MOS-FET **Q4** 和 **Q6** 的并联电路也被串联接入。

在图 1 所示的同步整流电路中，用于驱动 MOS-FET **Q3** 和 MOS-FET **Q5** 的驱动电路包括栅极电阻器 **Rg1**，它连接在次级线圈 **N2A** 远离中间抽头的端部和 MOS-FET **Q3** 与 **Q5** 的栅极之间。

类似地，用于驱动 MOS-FET **Q4** 和 MOS-FET **Q6** 的驱动电路包括栅极电阻器 **Rg2**，它连接在次级线圈 **N2B** 远离中间抽头的端部和 MOS-FET **Q4** 与 **Q6** 的栅极之间。

简而言之，在这个例子中，当通过栅极电阻 **Rg1** 检测到在次级线圈 **N2A** 中激发产生的交流电压时，此时打开/关闭（使得导通/不导通）MOS-FET **Q3** 与 **Q5**。同样，当通过栅极电阻 **Rg2** 检测到在

次级线圈 **N2B** 中激发产生的交流电压时，同时打开/关闭（使得导通/不导通）MOS-FET **Q4** 与 **Q6**。

此外，MOS-FET 组 **Q3** 和 **Q5** 响应于次级线圈 **N2A** 远离中间抽头的端部的电压而打开/关闭，以及，MOS-FET 组 **Q4** 和 **Q6** 响应于次级线圈 **N2B** 远离中间抽头的端部的电压而打开/关闭，这意味着 MOS-FET 组响应于极性彼此相反的交流电压而打开/关闭。简而言之，MOS-FET 组 **Q3** 和 **Q5** 和 MOS-FET 组 **Q4** 和 **Q6** 进行整流操作（开关操作），使得它们响应于次级线圈 **N2** 中激发的交流电压反向时交替地打开/关闭。

这里，如果向 MOS-FET 的栅极施加导通电压，则由于 MOS-FET 的漏极 - 源极等价于一个纯电阻，因此电流可以双向流动。如果试图使 MOS-FET 作为次级侧上的整流元件进行操作，则电流只能在电流输送给次级侧平滑电容器（平滑电容器 **C_o**）的正极端子的方向上流动。这是因为，如果电流流向相反方向，则放电电流将从次级侧平滑电容器流向绝缘转换变压器 **PIT** 侧，因此功率无法有效地传输给负载侧。此外，反向电流导致 MOS-FET 产生热量并产生噪声，这就造成次级侧上的开关损耗增加。

上面描述的驱动电路是用于开关驱动 MOS-FET **Q3 ~ Q6** 的电路，这样，电流就能基于次级线圈的电压的检测，可以仅在电流向次级侧平滑电容器的正极端子充电的方向上流动（即，在该情况中，在从源极到漏极的方向上）。简而言之，本例中的同步整流电路具有与线圈电压检测系统相对应而与整流电流同步地开/关驱动 MOS-FET 的电路结构。

应该注意的是，在这个例子中，肖特基二极管 **Dg1** 和另一个肖特基二极管 **Dg2** 以图 1 所示方向分别以并联方式接入在栅极电阻器 **Rg1** 和栅极电阻器 **Rg2** 上，其中，栅极电阻器 **Rg1** 形成用于

MOS-FET 组 **Q3** 和 **Q5** 的驱动电路系统, 栅极电阻器 **Rg2** 形成用于 MOS-FET 组 **Q4** 和 **Q6** 的驱动电路系统。在肖特基二极管 **Dg1** 和 **Dg2** 以这种方式接入的情况下, 形成了这样的放电通路, 当关闭 MOS-FET 组 **Q3**、**Q4**、**Q5**、和 **Q6** 时, 在 MOS-FET **Q3**、**Q4**、**Q5**、和 **Q6** 的栅极输入电容中积累的电荷通过肖特基二极管 **Dg1** 和 **Dg2** 进行放电。因此, 关闭 MOS-FET **Q3** ~ **Q6** 必然获得好的开关特性。

像上文中描述的一样, 在图 1 所示的电源电路中, 电感器 **Ld** 串联接入在次级线圈 **N2** 的中间抽头和次级侧平滑电容器之间。具体来说, 电容器 **Ld** 接入在次级侧整流电流通路的线路中, 该通路为在次级侧交流电压显示正值或负值的所有期间内整流电流共同流过的通路。

在电感器 **Ld** 以这种方式接入的情况下, 可以抑制在次级侧直流输出电压 **Eo** 上产生的噪声。

在设置由 MOS-FET 组成的同步整流电路作为在次级侧上的整流电路的情况下, 由于 MOS-FET 引起的开关噪声等等的影响, 高频噪声趋向于与次级侧直流输出电压 **Eo** 叠加。因此, 将电感器 **Ld** 接入到如上所述的整流电流通路中, 可以通过电感器 **Ld** 的阻抗分量使高频噪声成分得到平滑, 从而可抑制这种高频噪声成分。

此外, 根据以这种方式接入到整流电流通路中的电感器 **Ld**, 还可以对次级侧整流电流中出现的反向电流进行抑制。

根据具有上面描述的电路结构的同步整流电路, 能够实现通过次级侧平滑电容器的全波整流获得的充电整流电流的操作。

具体而言, 在由次级侧激发的交流电压的两个半周期中的一个中, 从次级线圈 **N2B** 流出的电流通过 MOS-FET **Q3** 和 **Q5** 的并联电路, 以从源极到漏极的方向流动, 并向平滑电容器 **Co** 充电。另

一方面，在交流电压的另一个半周期内，从次级线圈 **N2A** 流出的电流通过 MOS-FET **Q3** 和 **Q5** 的并联电路，以从源极到漏极的方向流动，并向平滑电容器 **Co** 充电。因此，可获得全波整流操作，其中，在交流电压为正和负的两个半周期内，都对平滑电容器 **Co** 进行充电。

因此，可获得如图 1 所示的次级侧直流输出电压 **Eo** 作为平滑电容器上的电压。次级侧直流输出电压 **Eo** 被输送给图中没有示出的负载侧，同时该电压被分路并被输入将在下面描述的控制电路 1 而用作检测电压。

应该注意的是，由于下面的原因，在本实施例的同步整流电路中用作整流元件的 MOS-FET 以上面描述的方式进行并联连接。

本实施例的电源电路这样进行设计，使其可以实际处理负载电流相应于次级侧直流输出电压 $E_o = 5V$ 而在从 30A 至 0A 的范围内变化的这样一种负载条件。该负载条件实质上是具有相当宽的变化范围的低电压/高电流的情况。因此，在负载很重的情况下，在次级侧整流电路中同样将流过相当高的电流。因此，并联多个作为整流元件的 MOS-FET，以便可以减小其中流过高电流的各个元件的负担，从而确保高度的可靠性。

控制电路 1 响应于次级侧直流输出电压 **Eo** 的电平变化将检测输出输送给振荡驱动电路 2。振荡驱动电路 2 驱动开关元件 **Q1** 和 **Q2**，并且响应于控制电路 1 向其输入的检测输出来改变开关频率。随着开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关频率发生改变，初级侧串联谐振电路的谐振阻抗也发生改变，并且从绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 传输到绝缘转换变压器 **PIT** 的次级线圈 **N2** (**N2A** 和 **N2B**) 的电能也发生改变，使得次级侧直流输出电压 **Eo** 值得以保持稳定。

举例来说，当负载倾向于加重，并且次级侧直流输出电压 E_o 下降时，控制电路 1 控制开关频率，使其降低。开关频率的降低减小了谐振阻抗，从而升高了次级侧直流输出电压 E_o 。另一方面，当负载趋向于变轻同时次级侧直流输出电压 E_o 升高时，控制电路 1 进行控制，使得开关频率升高，谐振阻抗增大，因此降低了次级侧直流输出电压 E_o 。

现在，描述功率因数校正电路 11 的结构。

如上文所述，功率因数校正电路 11 接入在整流平滑电路的整流电路通路中，用来从交流输入电压 V_{AC} 获得直流输入电压 E_i ，同时该电路具有与作为功率再生系统的静电耦合系统相对应的功率因数校正电路的结构。

在功率因数校正电路 11 中，高频电感器 L_{10} 的一端与桥式整流电路 D_i 的正极输出端子连接。高频电感器 L_{10} 的另一端与高速恢复型开关二极管 D_1 的阳极连接。开关二极管 D_1 的阴极与平滑电容器 C_i 的正极端子相连。也就是说，高频电感器 L_{10} 和开关二极管 D_1 （阳极至阴极）的串联电路接入在桥式整流电路 D_i 的正极输出端子和平滑电容器 C_i 的正极端子之间。

同时，滤波电容器 C_N 与高频电感器 L_{10} 和开关二极管 D_1 的串联电路并联连接。滤波电容器 C_N 用来抑制普通类型的噪声。

此外，功率因数校正串联谐振电容器 C_{20} 与开关二极管 D_1 并联。在这个例子中，功率因数校正串联谐振电容器 C_{20} 与高频电感器 L_{10} 串联。因此，功率因数校正串联谐振电容器 C_{20} 的电容和高频电感器 L_{10} 的电感在功率因数校正电路 11 中组成一个串联谐振电路。

像在上文中描述的一样，初级侧串联谐振电路（**L1 - C1**）与高频电感器 **L10**、开关二极管 **D1** 的阳极、和功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的节点连接。

根据刚刚描述的功率因数校正电路 **11** 的电路结构，可以实现将初级侧串联谐振电路获得的开关输出（初级侧串联谐振电流）再生为电功率的操作，并通过开关二极管 **D1** 和功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的并联电路将该电功率反馈给平滑电容器 **Ci**。在这个例子中，由于将功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的电容器接入到平滑电容器 **Ci** 和初级侧串联谐振电路之间，所以可以认为，通过静电耦合可以进行电功率的再生。

图 3 的波形图图解说明了在一个交流周期内功率因数校正电路 **11** 的操作。

假设输入如图 3 所示的交流 200V 系统的交流输入电压 **VAC**，该电压的频率为 50Hz，峰值电压为 325V (V_p)，电功率的再生从初级侧串联谐振电路到功率因数校正电路 **11** 以上面描述的方式进行。相应于电功率的再生，可以获得在初级侧串联谐振电容器 **C1** 与功率因数校正电路 **11** 的节点和初级侧地线之间的电压 **V1**，它具有这样的波形，其中，如图 3 所示，对应于开关周期的交流电压分量 (**V1A**) 叠加在整流平滑电压 **Ei** 上，同时交流周期的波动分量也叠加在整流平滑电压 **Ei** 上。

在这个例子中，整流平滑电压 **Ei** 的峰值电平在波动最大的时间点时为 325V，与交流输入电压 **VAC** 的峰值电平相等。此外，电压 **V1** 的交流电压分量叠加在该整流输出电压上，如图 3 所示，其峰值电平为固定值 400V。当向开关二极管 **D1** 施加电压 **V1** 的交流电压分量时，高速恢复型开关二极管 **D1** 进行开关转换操作，例如，

当电压 **V1** 高于交流输入电压 **VAC** 的正峰值或负峰值的二分之一时，它进行开关转换而连通或断开整流电流。

在开关二极管 **D1** 用这种方式运行开关操作以连通或断开整流电流的情况下，可以获得具有交流波形电流的整流输出电流 **I1**，如图 3 所示，该交流波形在接近峰值处显示出基本为 M 形的包络线，并且，该整流输出电流 **I1** 趋向于通过开关二极管 **D1** 和功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的并联电路从高频电感器 **L10** 流向平滑电容器 **Ci**。在这个例子中，与交流输入电压 **VAC** 显示峰值的时间点相对应的整流输出电流 **I1** 的值为 4A。

在以上面描述的波形流动的整流输出电流 **I1** 的导通期间，整流输出电流 **I1** 还在桥式整流电路 **Di** 输出的整流输出电压值低于平滑电容器 **Ci** 上的电压值的期间内流动，并且在图 3 中所示的、与整流输出电流 **I1** 的导通期间基本一致的交流输入电流 **IAC** 的导通期间内流动。换句话说，与在没有提供功率因数校正电路的情况下相比，交流输入电流 **IAC** 的导通角扩大，并且交流输入电流 **IAC** 的波形接近交流输入电压 **VAC** 的波形。简而言之，实现了功率因数的校正。应该注意的是，在这个例子中的交流输入电流 **IAC** 的峰值为 2A。

顺便提一句，在参照图 25 至图 28 描述电源电路中的开关转换器的结构中，通过可变地控制位于初级侧的开关元件的开关频率，可使次级侧直流输出电压保持稳定。例如，在采用刚刚描述的结构的情况下，当负载变轻时，对开关频率进行控制，使其增加，从而实现稳定。在这种情况下，次级侧的整流电路运行连续模式的操作，在这个连续模式中，在次级侧整流电路连续流动期间内不出现插入其间的无效期间。

另一方面，如果当负载增加，且次级侧直流输出电压下降时，控制初级侧的开关频率使其变低，则进入不连续模式，在这个不连续模式中，次级侧整流电流不能连续地流向次级侧平滑电容，并且出现了电流不连续期间。换句话说，次级侧的全波整流操作包括这样一种状态，在这个状态中，相应于负载的变化会建立一个不连续模式。

应该注意的是，次级侧直流输出电压也会相应于交流输入电压 V_{AC} 改变，并且也会运行相应于这种变化的固定电压控制操作，因此，相应于交流输入电压 V_{AC} 的电平也会出现建立不连续模式的状态。

在上文中描述到，根据如图 25 至 28 所示的电源电路中的、通过使用诸如磁耦合系统或静电耦合系统的功率再生系统进行功率因数校正的结构，由于将交流周期的波动叠加到了初级侧串联谐振电流中，所以叠加在次级侧直流输出电压的交流周期的波动电压比不包含功率因数校正电路的结构的情况显著增加。

这个增加的主要原因为：由于如上所述的负载的改变或交流输入电压 V_{AC} 的改变，次级侧整流操作进入到了不连续模式中。换句话说，这就表明：如果不管负载的变化或交流输入电压 V_{AC} 的变化，采取措施使次级侧整流操作维持连续模式，那么，由于这个原因不复存在，因此可以有效抑制上文中描述的叠加在次级侧直流输出电压上的交流周期的波动电压的增加。

为此，根据本实施例，图 1 中所示的电源电路具有如下的结构。

图 2 示出了设置在图 1 的开关电源电路中的绝缘转换变压器 PIT 的结构截面图

参照图 2, 该绝缘转换变压器 **PIT** 包括 EE 型磁芯 (EE 形状的磁芯), 该磁芯包括由铁氧体材料制成的、且磁脚彼此相对结合的 E 型磁芯 **CR1** 和 **CR2**。

该绝缘转换变压器 **PIT** 还包括由树脂材料制成并且分隔成形的线圈架 **B**, 使得初级侧线圈部分和次级侧线圈部分彼此独立。初级线圈 **N1** 缠绕在线圈架 **B** 的线圈部分中的一个上, 同时次级线圈 **N2** (**N2A**、**N2B**) 缠绕在另一个线圈部分上。由于在其上用这种方式缠绕有初级侧线圈和次级侧线圈的线圈架 **B** 与 EE 型磁芯 (**CR1**、**CR2**) 相连, 因此, 初级侧线圈和次级侧线圈在 EE 型磁芯的中心磁脚上彼此不同的缠绕区域中进行缠绕。整个绝缘转换变压器 **PIT** 的结构就是用这种方式获得的。假设本例中的 EE 型磁芯准备用于将在下文描述的负载条件下, 以及用于交流输入电压的额定值条件下, 则本例中的 EE 型磁芯由 EER-40 制成。

间隙长度 L 约为 1.4mm 的间隙 G 以图 2 所示方式形成在 EE 型磁芯的中心磁脚中。通过间隙 G , 可设定耦合系数 k , 使得在疏耦合状态下得到 $k = 0.8$ 或更小。简而言之, 图 1 的电源电路中的绝缘转换变压器 **PIT** 具有比与图 25 至图 28 中所示的传统电源电路一样的电源电路的绝缘转换变压器 **PIT** 更弱的耦合状态。应该注意的是, 实际中设定耦合系数为 $k = 0.75$ 。通过将每一个 E 型磁芯 **CR1** 和 **CR2** 的中心磁脚做得比其他两个外部磁脚短, 就可以形成间隙 G 。

此外, 对初级线圈 **N1** 和次级线圈 **N2A** 和 **N2B** 的匝数进行设定, 使得次级侧线圈的每 1T (匝) 的感生电压电平低于参照图 25 至图 28 在上文中描述的电源电路的每 1T (匝) 的感生电压。例如, 设置初级线圈 **N1** 的匝数为 $N1 = 60T$, 次级线圈 **N2A** 和 **N2B** 的匝数为 $N2A = N2B = 2T$, 使得次级线圈的每 1T (匝) 的感生电压电平为 2.5V/T 或更小。

在用上面所述的方式设置绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 和次级线圈 (**N2A** 和 **N2B**) 的匝数的情况下, 当与参照图 25 至图 28 在上文中描述电源电路中的绝缘转换变压器 **PIT** 相比, 该绝缘转换变压器 **PIT** 的磁芯的磁通密度降低, 同时该绝缘转换变压器 **PIT** 的漏电感增加。从而, 流过次级线圈的整流电流的峰值减小, 因此导通角增加。

参照图 4A 和图 4B 的波形图, 对图 1 中所示的、包括具有上面描述的结构绝缘转换变压器的操作进行描述。

图 4A 和图 4B 的波形图示出了在初级侧地线和功率因数校正电路 11 中的开关二极管 **D1** 与功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的并联电路的端部、高频电感器 **L10**、和初级侧串联谐振电容器 **C1** 的节点之间的交流电压分量 (**V1A**)。该波形图还示出了通过次级侧的电感器 **Ld** 从次级线圈 **N2** 的中间抽头流向平滑电容器 **Co** 的整流电流 **Io**。显示整流电流 **Io** 的线路就是次级侧整流电流通路上的线路, 在次级线圈 **N2** 激发的交流电压显示正极和负极的所有期间内, 整流电流都流过该线路。

这里进行假设, 图 1 所示的电源电路所准备的负载条件为次级侧直流输出电压 **Eo** 为 $E_o = 5V$, 并且流向负载的电流在 30A 到 0A 的范围内变化。换句话说, 该负载条件为, 电源电路可以在最大负载功率 ($P_o = 150W$) 到最小负载功率 ($P_o = 0W$) 的范围内运行。此外, 假设交流 200V 系统的交流输入电压 **VAC** 在从 180V ~ 288V 的范围内改变。

像在上文中描述的一样, 当在图 1 中所示的电源电路使用开关频率控制系统来实现稳定作用时, 当进入重负载条件, 并且当次级侧直流输出电压 **Eo** 下降时, 其对开关频率进行控制使其降低。图 4A 的波形图示出了当负载条件 **Po** 为 $P_o = 150Wh$ 时的操作, 该负

载条件实际上是最大负载功率条件。换句话说，开关频率在控制范围内具有一个实际上的最小频率值。相反，图 4B 示出了当负载较低时的操作。当与图 4A 进行比较的时候，开关频率显示更高的值。

图 4A 和图 4B 中所示的电压 **V1** 具有矩形波形。该矩形波由从初级侧串联谐振电路产生的开关输出而获得，并且该矩形波与开关二极管 **D1** 的开关转换（开/关）时间相对应。因此，电压 **V1** 的周期还与开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关周期相对应。电压 **V1** 的周期与开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关周期相对应，这表明电压 **V1** 的周期也与在次级线圈 **N2** 中激发的交流电压的周期相对应。应该注意的是，在图 4A 中，半周期为 $8\mu\text{s}$ ，并且可以知道在控制范围内的最小开关频率约为 62.5KHz。

次级侧的整流电流 **I_o** 具有这样一个波形，即正弦波的正极侧的半波相应于在图 4A 和图 4B 所示的、在上文中描述的电压 **V1** 的周期中连续地出现。在次级线圈 **N2** 激发的交流电压的半周期内，通过 MOS-FET **Q3** 和 **Q5** 的并联电路进行整流的整流电流以正极性流动，然后，在下一个半周期内，通过 MOS-FET **Q4** 和 **Q6** 的并联电路进行整流的整流电流以正极性流动，通过重复上述的操作即可获得刚刚描述的这种波形。

可以知道，在这个例子中，以上述方式流动的整流电流 **I_o** 不存在零电平电流在正弦波的相邻半波内连续的电流不连续周期。换句话说，整流电流 **I_o** 连续流动。

这样的话，在本实施例中，不仅在负载低的时候，而且在负载重的时候，或者当因为次级侧直流输出电压 **E_o** 响应于交流输入电压 **V_{AC}** 的降低而降低，因而控制降低开关频率时，均可获得连续模式的次级侧整流电流。

即使在重的负载条件下或在低的交流输入电压条件下，仍能以这种方式实现连续模式的理由在于：从前面的描述可知，间隙长度可进行设置，使得绝缘转换变压器 **PIT** 的耦合系数可降低到所需的值，从而建立疏耦合状态，并且可以设定初级线圈 **N1** 和次级线圈 **N2A** 与 **N2B** 的匝数，使得次级线圈的每匝的感生电压电平设置低于预定电平，从而将绝缘转换变压器 **PIT** 的磁芯中产生的磁通密度降低至一个低于所需值的值。

在重的负载条件下或在低的交流输入电压的条件下能以这种方式获得连续模式表明，无论由负载变化、交流输入电压的变化等等引起次级侧直流输出电压 **E_o** 如何变化，次级侧的整流操作总是以连续模式进行。因此，在电源电路与本实施例的情形一样具有包括与功率再生系统相对应的功率因数校正电路的结构的情况下，将要叠加在初级侧串联谐振电流上的交流周期的波动的增加可得到显著地抑制。结果，同样地，将要叠加在次级侧直流输出电压上的交流周期的波动电压的电平得以降低，并且这也消除了将次级侧的平滑电容器的电容增加到传统电源电路的水平的可能性。也就是说，可以很容易地将包括与功率再生系统相对应的功率因数校正电路的开关电源电路投入实际使用。例如，在图 25 至图 28 所示的电源电路中，当波动电压显示增加为不包括功率因数校正电路的电源电路的 5~6 倍时，在本实施例中的波动电压可以抑制到大约两倍。

在用这种方式将采用与功率再生系统相对应的功率因数校正电路的电源电路投入实际使用的情况下，无需在商用交流电源线之间接入功率扼流线圈用于对功率因数的校正，并且使得功率转换效率下降的问题得到解决。此外，由于功率扼流线圈对于电源电路部件来说具有相当大的尺寸，而且无法忽略漏磁通的影响，所以用于电源电路的电路板的大型化和重量增加的问题、以及电路板上电路设计的问题等都得到消除。

作为一个具体实例,例如,对如图 25 或图 26 所示的开关转换器的结构进行修改,接入功率扼流线圈 **PCH** 来代替功率因数校正电路 20 或 21 (即,将功率扼流线圈 **PCH** 以图 29 中所示方式接入到全波谐振电路 (**Di**、**Ci**) 的整流通路中),此时功率扼流线圈 **PCH** 的重量大约为 153g。

相比之下,在本实施例中,例如,作为组成功率因数校正电路的一部分的具体例子,使用小尺寸的铁氧体磁芯 EER-19 作为高频电感器 **L10**。此外,可使用耐压 200V 的电容器作为滤波电容器 **CN** 和功率因数校正串联谐振电容器 **C20**。在这个例子中的高频电感器 **L10** 和开关二极管 **D1** 的总重量约为 20g。这样的话,对于图 1 中所示的电源电路,功率因数校正电路 11 的元件全部都是小尺寸、小重量的,并且整个功率因数校正电路的重量远低于上文中描述的功率扼流线圈 **PCH** 的重量。

此外,用作上文所述的高频电感器 **L10** 的铁氧体磁芯 EER-19 提供了闭合的磁通路。因此,没有必要考虑使用功率扼流线圈 **PCH** 的情况下漏磁通的影响来进行电路板的电路设计,同时也没有必要采用磁屏蔽或类似的措施。并且,这还可以促进电源电路板在尺寸和重量上的减小。

虽然本实施例的电源电路包括其中使用具有低导通电阻的 MOS-FET 作为整流元件的同步整流电路,来作为次级侧整流电路,但这是因为希望获得如上所述的低电压和高电流。因此,次级侧整流电路可以是任意的电路,只要它能使全波整流操作成为连续模式,而不论交流输入电压 **VAC** 的负载或电平如何变化,例如,可以替代使用桥式整流电路或图 25 中所示的全波整流电路。

如上文所述,在采用基于参考图 25 至图 28 而在上文中描述的任何结构的开关频率控制系统的电源电路中,例如,当负载趋向

于加大或当交流输入电压 **VAC** 有下降的趋势的时候，将会进入到不连续模式中，在这个不连续模式中，在次级侧的全波整流电路中流动的次级侧整流电流不会连续地流动。

在刚刚描述的不连续模式中，次级侧整流电流在比初级侧串联谐振电流流动期间短的期间内流动。在整流电流用这种方式以较短的期间内流动的情况下，整流电流的峰值会显示出相对较高的电平，这就使得在次级侧的整流二极管的导通损耗相对变高。

在图 25 至图 28 所示的电路中，由于上述的不连续模式所导致的整流二极管的导通损耗，在次级侧会引起相应的功率损耗。

因此，作为用于减少由于如上所述的整流二极管的导通损耗所引起的次级侧功率损耗的技术之一，形成使用具有低导通电阻的 MOS-FET 作为整流元件的次级侧全波整流电路作为同步整流电路为人们所共知。虽然选择性使用肖特基二极管作为在图 25 和图 26 中所示的电源电路的次级侧整流二极管，但是具有沟道结构的 MOS-FET 等等元件具有更低的导通电阻。因此，通过建立次级侧整流电路作为同步整流电路，可以减小整流元件的导通损耗，进而减小次级侧的功率损耗。

例如，设计这样一个同步整流电路，提供用于检测从绝缘转换变压器 **PIT** 的次级线圈 **N2**（次级线圈 **N2A** 和 **N2B**）获得的交流电压的电阻元件等等，使得作为整流元件的 MOS-FET 可利用由电阻元件等等检测到的检测电压进行开/关驱动。这称为线圈电压检测系统。

然而，在不连续模式中，在平滑电容器的充电电流降到零电平之后，相同极性的初级侧串联谐振电流在任何不连续期间内连续地流过初级线圈 **N1**。因此，次级线圈 **N2** 中的感生电压的极性不会显

示反向，并且在该期间内，MOS-FET 不会进入全关闭状态，而是维持在导通状态。

那么，在这种情况下，由于在平滑电容器的充电电流减小到零电平之后，MOS-FET 保持导通状态，所以整流电流在该期间内仅仅沿相反方向流动，并且由该反向电流产生了无功功率。

由此可知，尽管采用线圈电压检测系统的同步整流电路降低了由整流元件引起的导通损耗，但因为如上所述的反向电流产生的无功功率的出现，该同步整流电路也很难从总体上实现对功率转换效率的有效校正。

因此，作为用于解决由于相反方向的整流电流产生的无功功率的出现的问题的技术，与整流电流检测系统相对应的同步整流电路为人们所知。整流电流检测系统是这样的一项技术，它在向次级侧的平滑电容器 C_o 充电的整流电流降到零电平之前关闭 MOS-FET。

作为用于这种系统的电路结构，可利用变流器等对流过次级线圈 N_2 的电流（整流电流）进行检测。通过变流器检测的电流作为电压（检测电压）输出，并且通过比较器对该检测电压与预定的基准电压进行比较。

在这里，如果整流电流开始流动，并给平滑电容器 C_o 充电，则随后通过变流器对整流电流进行检测，并且将相应于该整流电流电平的检测电压输入给比较器。比较器将检测电压与基准电压进行比较，例如，如果检测电压超过基准电压，则输出 H 电平。该 H 电平输出作为导通电压加到作为整流元件的 MOS-FET 的栅极上，用来打开 MOS-FET。因此，整流电流沿从 MOS-FET 的源极到漏极的方向流动。

随后，如果整流电流的电平随着时间的流逝下降，直到变流器输出的检测电压低于基准电压，则比较器反向输出。经过反向的输出通过缓冲器输出，使得作为整流元件的 MOS-FET 的栅极电容放电，从而关闭 MOS-FET。

通过如上面描述的操作，整流元件 MOS-FET 在整流电流减小到零电平之前关闭。因此，消除了反向电流在不连续期间内流过 MOS-FET 的这种情况，在该不连续期间内，整流电流不会像在与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路中那样流动，同时不会产生无功功率。因而，功率转换效率同样得到提高。

然而，上面描述的整流电流检测系统的同步整流电路需要至少一个变流器和一个用于通过变流器的输出驱动 MOS-FET 的相对复杂的驱动电路。这将产生电路结构复杂化的缺点，这会导致生产效率降低、成本增加、电路板尺寸的扩大等等问题。

特别地，在使用电流谐振型开关转换器的结构作为基础结构的情况下，例如，用作在图 25 和图 26 中所示的电源电路的基础结构，同步整流电路也需要形成全波整流电路。因此，相应于两个半波周期，分别需要两组如上所述的变压器和驱动电路系统，这样如上所述的问题将变得更加严重。

在假设次级侧整流操作包括不连续模式而采用同步整流电路的情况下，线圈电压检测系统和整流电流检测系统的优点无法通过彼此折衷而避免。具体来说，尽管线圈电压检测系统在功率转换效率方面是不利的，但是其电路结构简单。相反，尽管整流电流检测系统由于不会产生无功功率而在功率转换效率方面具有优势，但是电路结构复杂。换句话说，例如，就次级侧整流操作涉及不连续模式的情况而言，如果考虑到功率转换效率而试图采用同步整流电

路，则必须采用整流电流检测系统。因此，无法避免电路结构复杂的问题。

然而，在本实施例中，以上述方式设计绝缘转换变压器 **PIT**，使得不管负载、交流输入电压等如何变化，都可以实现次级侧全波整流操作的连续模式。

当设置在图 1 所示的电源电路中的同步整流电路采用如上所述的线圈电压检测系统时，由于如上所述总能获得连续模式，所以不会在电流不连续期间内产生无功功率。换句话说，根据本实施例，当设置线圈电压检测系统的同步整流电路来实现简单的电路结构，以抑制电路规模的扩大和避免成本的增加时，由在电流不连续期间的无功功率引起的功率转换效率降低的问题得到了有效的解决。

总之，根据本实施例的电源电路，通过使次级侧全波整流操作成为连续模式的操作，有效地解决了在设置与功率再生系统相对应的功率因数校正电路的情况下的波动增加的问题。因此，与扼流输入系统进行比较，可以认为实现了高的功率转换效率。

此外，注意到这样的事实，即由于使次级侧全波整流操作成为连续模式操作，因而在电流不连续期间的无功功率不会再在次级侧整流电路中产生，于是在次级侧设置与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路。因此，通过附加很少的部件就可以有效地减少在次级侧整流电路中的功率损耗，并且进一步提高整个电源电路的功率转换效率。

应该注意的是，在本实施例中，当在次级侧的整流电流通路中接入电感器 **Ld** 时，如果适当地设置了电感器 **Ld** 的电感值，则可以实现通过电感器 **Ld** 的阻抗分量消除整流电流中产生的反向电流

成分的操作。换句话说，通过电感器 L_d 的接入，进一步加强了反向电流的消除。

作为参考，图 5 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 PF 、和整流平滑电压 E_i （直流输入电压）相对于负载变化的变化特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 1 所示的电源电路实际进行实验得出的结果。应该注意的是，在图 5 中，图 1 中所示的、具有包括功率因数校正器的电路结构（带 PFC：功率因数校正器）的电源电路，和另一个具有与图 1 中所示的电路结构等价、只是将功率因数校正电路移去的电路结构的电源电路的特性曲线允许在这两个特性曲线之间进行比较。带 PFC 的电源电路的特性曲线用实线表示，而不带 PFC 的电源电路的特性曲线用虚线表示。

为了获得图 5 中示出的实验结果，将交流输入电压 V_{AC} 设为 230V，将负载功率 P_o 调节在从 150W（ $E_o = 5V \times 30A$ ）到 0W 的范围内改变。此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 1 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 PIT: EER-40 铁氧体磁芯、间隙 $G = 1.4mm$ ，初级线圈 $N_1 = 60T$ ，次级线圈 N_{2A} 和 $N_{2B} = 2T$ ，耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C_1 = 0.027\mu F$
- 功率因数校正串联谐振电容器 $C_{20} = 0.082\mu F$
- 高频电感器 $L_{10} = 120\mu H$
- 开关二极管 $D_1 = 3A/600V$
- 滤波电容器 $C_N = 1\mu F/200V$

另一方面，对于不带 PFC 的电源电路，常数选择如下：

- 初级线圈 $N1 = 70T$
- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.015\mu F$

对于带 PFC 的电源电路的特性曲线，首先能够表明，当与不带 PFC 的电源电路的功率因数相比较时，该电路的功率因数显示出非常高的值。考虑到负载的变化，当负载变重时，带 PFC 的电源电路的特性曲线中，功率因数 **PF** 值增加。当负载功率为最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，功率因数 **PF** 校正至 $PF = 0.84$ 。应该注意的是，不带 PFC 的电源电路显示功率因数为 $PF = 0.42$ 。

此外，对于带 PFC 的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.7\%$ 。另一方面，用不带 PFC 的电源电路测量出的交直流功率转换效率为 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.6\%$ 。此外，参照图 5 可以看出，本实施例的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 与不带 PFC 的电源电路的转换效率相比，没有显示出任何的下降，而是保持基本相同的特性曲线。

此外，关于整流平滑电压 **Ei**，不带 PFC 的电源电路显示的特性曲线中，随着负载的增加，整流平滑电压 **Ei** 显示稍微下降的趋势。同时，带 PFC 的电源电路显示另一个特性曲线，随着负载的增加，整流平滑电压 **Ei** 显示增加的趋势。然而，对应于负载的变化，变化幅度基本相等。将这个结果与图 25 和图 26 中的、包括与本实施例近似的全波整流电路 (**Di**、**Ci**) 的电源电路的结果相比较，整流平滑电压 **Ei** 相应于负载变化的变化幅度显示显著的下降。这也起因于这样的事实，即相应于负载的变化，通过功率因数校正电路 11 再生的能量是可变的。此外，将上面描述的结果与图 31 中示出的将扼流输入接入到全波整流电路 (**Di**、**Ci**) 的整流电流通路中

的结构的整流平滑电压 E_i 的变化特性曲线相比较, 可以看到变化幅度明显减少。

应该注意的是, 在带 PFC 的电源电路中, 对于整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i), 在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时, 测得 $\Delta E_i = 1.5\text{V}$ 。此外, 对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o), 同样在最大负载功率为 $P_o = 150\text{Wh}$ 时, 测得 $\Delta E_o = 40\text{mV}$ 。相比之下, 在不带 PFC 的电源电路中, 对于整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i), 在最大负载功率为 $P_o = 150\text{Wh}$ 时, 测得 $\Delta E_i = 6\text{V}$ 。此外, 对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o), 测得 $\Delta E_o = 20\text{mV}$ 。通过比较带 PFC 的电源电路和不带 PFC 的电源电路的波动电压电平 ΔE_o , 可以认为, 对本实施例中的次级侧直流输出电压的波动的增加量被抑制到不包括如上所述的功率因数校正电路的电源电路的大约两倍。

图 6 示出了根据本发明的第二实施例的开关电源电路的结构。

参照图 6, 所示的电源电路包括用磁耦合型功率因数校正电路 12, 以替换静电耦合型, 作为功率再生系统的功率因数校正电路。

同样, 磁性耦合型的功率因数校正电路 12 接入在用于从交流输入电压 V_{AC} 产生整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 的桥式整流电路 D_i 和平滑电容器 C_i 之间。功率因数校正电路 12 包括滤波电容器 C_N 、高频电感器 L_{10} 、和高速恢复型的开关二极管 D_1 。将刚刚描述的结构与在上文中参照图 1 描述的功率因数校正电路的结构相比较, 省掉了功率因数校正串联谐振电容器 C_{20} , 并且部件的数目也同样的减少了。

在功率因数校正电路 12 中, 开关二极管 D_1 的阳极与桥式整流电路 D_i 的正极输出端子相连接, 并且, 开关二极管 D_1 的阴极通过

高频电容器 **L10** 的串联连接与平滑电容器 **Ci** 的正极端子相连。因此，在这个例子中，开关二极管 **D1**（阳极至阴极）和高频电感器 **L10** 的串联电路接入在桥式整流电路 **Di** 的正极输出端子和平滑电容器 **Ci** 的正极输出端子之间。滤波电容器 **CN** 与开关二极管 **D1** 和高频电感器 **L10** 的串连电路并联连接。在这个例子中，滤波电容器 **CN** 同样被用来消除普通类型的噪声。

此外，在这个例子中，初级侧串联谐振电路（**L1 - C1**）与开关二极管 **D1** 的阴极和高频电感器 **L10** 的节点相连。因此，通过初级侧串联谐振电路获得的开关输出（初级侧串联谐振电流）作为功率再生，并且通过磁耦合（即，高频电感器 **L10**）反馈给平滑电容器 **Ci**。

图 6 的电源电路的功率因数校正操作的波形如图 7 所示。并且在图 7，中交流输入电压 **VAC**、交流输入电流 **IAC**、整流输出电流 **I1**、和整流输出电压 **V1** 以与图 3 相似的方式示出。在图 6 所示的电路的情况下，整流输出电流 **I1** 为试图从桥式整流电路 **Di** 的正极输出端子流向开关二极管 **D1** 的阳极的电流。同时，电压 **V1** 为开关二极管 **D1**、高频电感器 **L10** 和初级侧串联谐振电容器 **C1** 的节点与初级侧地线之间的电压。交流输入电压 **VAC** 具有频率为 50Hz 的峰值电压 325V (V_p) (交流 200V 系统)，该电压与在图 3 中的情况具有相同的条件。

在功率因数校正电路 12 中，同样如上文所述一样，从初级侧串联谐振电路进行功率再生。因此，电压 **V1** 具有这样的波形，如图 7 所示，其中，在叠加了交流周期的波动分量的整流平滑电压 **Ei** 上叠加有开关周期的交流电压分量 (**V1A**)。然而，根据在图 6 中所示的功率因数校正电路 12 的结构，在接近峰的位置的 M 形包络线没有出现在整流输出电流 **I1** 上，而是出现在了整流输出电压 **V1** 上。

应该注意的是，根据在图 7 中示出的电压 V_1 ，当波动最大时，图 6 中所示的电源电路中的整流平滑电压 E_i 显示峰值为 325V。此外，在没有出现基本上为 M 形的波峰的期间内，包括叠加了交流电压分量的整流输出电压的电压 V_1 的包络线电平为固定的 400V，并且 M 形波形部分的峰值为 500V。

而且，在这个例子中，当向高速恢复型开关二极管 D_1 施加电压 V_1 的交流电压成分时，它执行开关操作，例如，当电压 V_1 高于交流输入电压 V_{AC} 的正/负峰值的大约二分之一时，它运行开关操作以连通或断开整流电流。

在这种情况下，由于整流电流的连通或断开，在这个例子中，整流输出电流 I_1 也显示出如图 7 中所示的交流波形。应该注意的是，在这个例子中，整流输出电流 I_1 不会出现基本上为 M 形的包络线，但是整流输出电流 I_1 具有基本上为半波的正弦波形。应该注意的是，在这个例子中，与交流输入电压 V_{AC} 显示峰值的时间点相对应的整流输出电流 I_1 的值为 4A。

在以上面描述的波形流动的整流输出电流 I_1 的导通期间内，整流输出电流 I_1 还在桥式整流电路 D_i 输出的整流输出电压值低于平滑电容器 C_i 上的电压值的期间内流动，并且在与整流输出电流 I_1 的导通期间基本一致的交流输入电流 I_{AC} 的导通期间内流动。换句话说，同样在这个例子中，与在没有提供功率因数校正电路的情况下相比，交流输入电流 I_{AC} 的导通角扩大。因此，实现了功率因数的校正。应该注意的是，这个例子中的交流输入电流 I_{AC} 的峰值为 2A。

此外，在具有上述电路结构的第二实施例的电源电路中，绝缘转换变压器 PIT 的结构与上文描述的第一实施例中的变压器相似。因此，例如，耦合系数 k 降低至 k 约等于 0.75。因此，不管负载、

交流输入电压等如何变化，总是实现作为次级侧整流操作的连续模式。

因此，将要叠加到次级侧直流输出电压 E_o 上的波动电压的增加以与上述第一实施例的开关电源电路中类似的方式得到抑制，并且当功率再生系统采用磁耦合型结构时，可以很容易地将其投入实际使用。此外，与扼流输入系统的转换效率相比，可以类似地获得高的转换效率。

此外，还是在图 6 中所示的电源电路中，由于在假定总能实现次级侧整流操作的连续模式的条件下，次级侧全波整流电路被形成成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路，因此可以通过最小的电路结构有效地实现次级侧功率损耗的降低。

图 8 示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 PF、和整流平滑电压 E_i （直流输入电压）相对于负载变化的变化特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 6 所示的电源电路实际进行实验得出的结果。

应该注意的是，在图 8 中，示出了图 6 中所示的、具有包括功率因数校正器 12 的电路结构（带 PFC：功率因数校正器）的电源电路，和另一个具有与图 6 中所示的电路结构等价、只是将功率因数校正电路移去的电路结构的电源电路的特性曲线。带 PFC 的电源电路的特性曲线用实线表示，而不带 PFC 的电源电路的特性曲线用虚线表示。应该注意的是，基于图 6 中的结构但不包括 PFC 的电源电路与基于图 1 中的电路结构但不包括 PFC 的电源电路具有相同的结构。

同样，为了获得图 8 中示出的实验结果，交流输入电压 V_{AC} 设为 230V，将负载功率 P_o 调节在从 150W ($E_o = 5V \times 30A$) 到 0W

的范围内改变。此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 6 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 **PIT**: EER-40 铁氧体磁芯、间隙 $G = 1.4\text{mm}$ ，初级线圈 $N1 = 60\text{T}$ ，次级线圈 $N2A$ 和 $N2B = 2\text{T}$ ，耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.018\mu\text{F}/800\text{V}$
- 高频电感器 $L10 = 120\mu\text{H}$
- 开关二极管 $D1 = 3\text{A}/600\text{V}$
- 滤波电容器 $CN = 1\mu\text{F}/200\text{V}$

同样在这个例子中，对于带 PFC 的电源电路的特性曲线，当与不带 PFC 的电源电路的功率因数相比较时，该电路的功率因数 **PF** 相对于负载变化具有这样的趋势，即随着负载变重，其值增加，并显示相当高的数值。当负载功率为最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时，功率因数 **PF** 的值为 $\text{PF} = 0.84$ 。

此外，对于带 PFC 的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{\text{AC} \rightarrow \text{DC}}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时，获得 $\eta_{\text{AC} \rightarrow \text{DC}} = 90.5\%$ 。因此，该特性曲线与第一实施例中的特性曲线基本相似。此外，可以知道，在本例中，交直流功率转换效率 $\eta_{\text{AC} \rightarrow \text{DC}}$ 的特性曲线与不带 PFC 的电源电路也基本相同。

虽然相应于负载的改变，整流平滑电压 **E_i**（直流输入电压）的电平通常高于不带 PFC 的电源电路的电平，但是，在负载功率 **P_o** 超过 25W 之后，可以获得电平的改变相应于负载变化的特性曲线，其中电平的改变基本恒定。具体而言，在这个范围内，可以认为，

相应于本发明的电源电路内的负载的变化，直流输入电压的改变减少了。

在图 6 中示出的带 PFC 的电源电路中，应该注意的是，对于整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i)，在最大负载功率 $P_o = 150W$ 时，测得 $\Delta E_i = 14V$ 。此外，对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，测得 $\Delta E_o = 40mV$ 。因此，获得了类似的结果。

图 9 示出了根据本发明的第三实施例的开关电源电路的结构例子。

参照图 9，所示的电源电路使用在上文中参照图 6 描述的第二实施例的电源电路的结构作为其基础结构，并且包括功率因数校正电路 13，用来取代图 6 中所示的功率因数校正电路 12。功率因数校正电路 13 是对功率因数校正电路 12 的修改，但与其不同的地方在于开关二极管 D1 和高频电感器 L10 的串联电路的连接形式不同。

具体而言，功率因数校正电路 13 也包括滤波电容器 CN、高频电感器 L10、和高速恢复型开关二极管 D1。

高频电感器 L10 的一端与桥式整流电路 Di 的正极输出端子相连，另一端与开关二极管 D1 的阳极相连。开关二极管 D1 的阴极与平滑电容器 Ci 的正极端子相连。用于消除普通模式噪声的滤波电容器 CN 与高频电感器 L10 和开关二极管 D1 的串联电路并联连接。

初级侧串联谐振电路 (C1、L1) 与高频电感器 L10 和开关二极管 D1 的节点相连。

具有刚刚描述的结构电源电路执行功率再生操作，将作为由初级侧串联谐振电路获得的开关输出的初级侧串联谐振电流通过

开关二极管反馈给平滑电容器 C_i 。这样的功率再生操作在下文中称为二极管耦合型操作。

在功率因数校正电路 13 形成为如上所述的二极管耦合型的情况下，开关二极管 **D1** 使用再生功率对整流电流进行开关切换，从而连通或断开整流电流。结果，交流输入电流 I_{AC} 的导通角扩大，并以与静电耦合型和磁耦合型的功率因数校正电路 11 和 12 相类似的方式实现功率因数的校正。

同样，在第三实施例中，绝缘转换变压器 **PIT** 等的结构与在第一和第二实施例中使用的类似，这样，不管负载等如何变化，都能保持次级侧全波整流电路的操作为连续模式，并且实现与第一和第二实施例相似的操作和效果。由于次级侧整流电路形成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路所引起的功率损耗同样得到了降低。

图 10 示出根据本发明的第四实施例的开关电源电路的结构例子。

参照图 10，与上文中描述的实施例的电源电路类似，所示的电源电路使用带有包括与半桥耦合系统相对应的他激电流谐振型转换器的分压谐振电路结合的结构，作为其初级侧的基本结构。此外，绝缘转换变压器 **PIT** 具有与先前的实施例相似的结构，因此得到耦合系数 k 约等于 0.75。因此，不管负载、交流输入电压等如何变化，总能获得作为次级侧整流操作的连续模式。此外，类似与前述实施例，次级侧整流电路也形成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路。

第四实施例的电源电路还包括功率因数校正电路 14。该功率因数校正电路 14 包括倍压整流电路和与静电耦合型相对应的功率再

生系统的功率因数校正电路结构的组合，其中，倍压整流电路用作从交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）的整流平滑电路系统。

在图 10 中所示的电源电路包括由滤波电容器 **CL** 和普通类型扼流线圈 **CMC** 组成的、用于商用交流电源 **AC** 的线路的噪声滤波器。

此外，用于从交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **Ei** 的倍压整流电路包括两个整流二极管 **D1** 与 **D2**，还包括两个平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 组成的串联电路。平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 具有彼此相等的电容值。

整流二极管 **D1** 的阳极通过将在下文中描述的功率因数校正电路 14 中的高频电感器 **L10** 的串联连接与商用交流电源 **AC** 的正极线路侧相连。整流二极管 **D1** 的阴极与平滑电容器 **Ci1** 的正极端子相连。

整流二极管 **D2** 的阴极通过高频电感器 **L10** 的串联连接与商用交流电源 **AC** 的正极线路侧相连，同时整流二极管 **D2** 的正极与初级侧地线相连。

平滑电容器 **Ci1** 的负极端子与平滑电容器 **Ci2** 的正极端子相连，同时平滑电容器 **Ci2** 的负极端子与初级侧地线相连。此外，平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 的节点与商用交流电源 **AC** 的负极线路侧相连。

在具有上面所述结构的电源电路中，在交流输入电压 **VAC** 具有正极性的半周期内，基于前进方向的交流输入电流 **IAC** 的整流电流流过整流电流通路，该整流电流通路为：商用交流电源 **AC** 线→普通型扼流线圈 **CMC** 的正极线路侧的线圈→高频电感器 **L10**→整流二极管 **D1**→平滑电容器 **Ci1**→普通型扼流线圈 **CMC** 的线圈→商

用交流电源 **AC** 线（负极）。简而言之，实现了用整流二极管 **D1** 的整流输出向平滑电容器 **Ci1** 充电的操作。

在交流输入电压 **VAC** 具有负极性的另外半周期内，基于负方向交流输入电流 **IAC** 的整流电流流过另一个整流电流通路，该整流电流通路为：商用交流电源 **AC** 线（负极）→普通型扼流线圈 **CMC** 的负极线路侧的线圈→平滑电容器 **Ci2**→整流二极管 **D2**→高频电感器 **L10**→普通型扼流线圈 **CMC** 的正极线路侧的线圈→商用交流电源 **AC** 线（正极）。因此，可以实现用整流二极管 **D2** 的整流输出向平滑电容器 **Ci2** 充电的操作。

因此，在交流输入电压 **VAC** 的一个周期内，在平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 上可获得基本等于交流输入电压 **VAC** 的两倍的整流平滑电压 **Ei**。换句话说，可实现产生与交流输入电压 **VAC** 的电平的两倍相对应的整流平滑电压（直流输入电压 **Ei**）的倍压整流平滑操作。

应该注意的是，在本实施例的功率因数校正电路 **14** 的操作中，整流二极管 **D1** 和 **D2** 作为功率因数校正开关元件运行，并且在开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关周期内运行开关操作，来连通和断开上述的整流电流。为此目的，选择性使用高速恢复型二极管元件作为整流二极管 **D1** 和 **D2**。

在本实施例中，功率因数校正电路 **14** 形成为与静电耦合型功率再生系统相对应的功率因数校正电路，其中，倍压整流电路的整流二极管 **D1** 和 **D2** 也作为功率因数校正开关元件使用。可以认为，功率因数校正电路 **14** 被接入到整流平滑电路（倍压整流电路）的整流电路通路中，用来从交流输入电压 **VAC** 获得直流输入电压 **Ei**。

在功率因数校正电路 14 中，高频电感器 L10 的一端与上文中描述的整流二极管 D1 与整流二极管 D2 的节点相连。高频电感器 L10 的另一端与商用交流电源 AC 的正极线路侧相连。

因此，整流二极管 D1 与高频电感器 L10 串联连接在倍压整流电路的整流电流通路中，该整流电路通路相应于交流输入电压 VAC 具有正极性的半波周期而形成。同时，整流二极管 D2 与高频电感器 L10 串联连接在倍压整流电路的另一条整流通路中，这个整流电流通路是相应于交流输入电压 VAC 具有负极性的半波周期而形成的。因此，整流二极管 D1 和 D2 与商用交流电源 AC 相互并联连接。

此外，在功率因数校正电路 14 中，滤波电容器 CN 接入在商用交流电源 AC 的线路中。具体而言，滤波电容器 CN 连接在高频电感器 L10 与位于商用交流电源 AC 的正极线路侧的普通型扼流线圈 CMC 的节点和平滑电容器 Ci1 与 Ci2 的节点之间。根据刚刚描述的连接方式，在认为平滑电容器 Ci1 具有可以在高频条件下忽略的电容值的情况下，可以认为，滤波电容器 CN 形成为与由整流二极管 D1 和高频电感器 L10 组成的串联电路，以及与由整流二极管 D2 和高频电感器 L10 组成的另一串联电路并联。用这种方式设置的滤波电容器 CN 消除了交流输入电压 VAC 具有正极性和负极性的期间内形成的整流电流通路中产生的普通类型的噪声。

此外，在功率因数校正电路 14 中，如图 10 所示，功率因数校正串联谐振电容器 C20A 和另一个功率因数校正串联谐振电容器 C20B 分别与整流二极管 D1 和整流二极管 D2 并联连接。在这个例子中，功率因数校正串联谐振电容器 C20A 和 C20B 中的每一个都与高频电感器 L10 具有串联关系，并且功率因数校正串联谐振电容器 C20A 与 C20B 的电容和高频电感器 L10 在功率因数校正电路 14（在倍压整流电路的整流电流通路中）中形成了串联谐振电路。

此外，绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的一端通过初级侧串联谐振电感器 **C1** 的串联连接与整流二极管 **D1** 的阳极、整流二极管 **D2** 的阴极、和高频电感器 **L10** 的节点相连。换句话说，将初级侧串联谐振电路 (**L1 - C1**) 连接起来。

根据上述的功率因数校正电路 **14** 的这种结构，分别通过整流二极管 **D1** 与功率因数校正串联谐振电容器 **C20A** 的并联电路和整流二极管 **D1** 与功率因数校正串联谐振电容器 **C20B** 的并联电路，而将在初级侧串联谐振电路中获得的开关输出（初级侧串连谐振电流）反馈给平滑电容器 **Ci** (**Ci1** 和 **Ci2**) 的操作，使得该开关输出被再生为功率。在这个例子中，由于功率因数校正串联谐振电容器 **C20** 的电容（静电容量）被接入在平滑电容器 **Ci** 和初级侧串联谐振电路之间，所以可以认为功率再生通过静电耦合而进行。

图 11 的波形图示出了具有上述结构的功率因数校正电路 **14** 在一个交流周期内的操作。

在这里，假设如图 10 所示，输入频率为 50Hz 的交流输入电压 **VAC**，功率再生从初级侧串联谐振电路向如上所述的功率因数校正电路 **14** 侧进行。应该注意的是，例如，在这个例子中，输入的交流 100V 系统的交流输入电压 $VAC = 100V$ 。

相应于功率的再生，在整流二极管 **D2** 上获得整流输出电压 **V2**，它具有这样的波形，其中，初级侧开关转换器的开关周期的交流电压分量叠加在图 11 所示的交流周期的交流输入电压分量上。如图 11 所示，本例中所获得的整流输出电压 **V2** 的峰值电平为 300V。

尽管没有示出，但是整流二极管 **D1** 的整流输出电压同样具有与整流输出电压 **V2** 相比具有 180° 相位偏移的波形。换句话说，

每一个高速恢复型整流二极管 **D1** 和 **D2** 响应于包括叠加了上述交流电压分量的交流输入电压分量的电压进行开关操作。

在这个例子中，当向整流二极管 **D1** 和 **D2** 中的每一个施加包括上述叠加交流电压分量的电压时，它们执行开关操作，当该电压高于交流输入电压 **VAC** 的正/负峰值的大约二分之一时，它们执行开关操作，以接通或断开整流电流。

响应于用来连通或断开整流电流的整流二极管 **D1** 和 **D2** 的这种开关切换，整流输出电流 **I1** 流动。如图 11 所示，获得的整流输出电流 **I1** 具有这样的交流波形，该交流波形在峰的附近基本上为 W 形。在这个例子中，相应于交流输入电压 **VAC** 显示峰的时间点，整流输出电流 **I1** 的电平为 5A。

以上述波形流动的整流输出电流 **I1** 的导通时间比仅仅施加交流输入电压分量的整流二极管 **D1** 和 **D2** 的导通时间长。具体而言，由于当施加的电压高于交流输入电压 **VAC** 的正或负峰值的大约二分之一时，整流二极管 **D1** 和 **D2** 响应于交流电压分量执行开关操作，所以，整流二极管 **D1** 和 **D2** 在整流输出电压的电平起初低于平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 上的电压的阶段内也显示导通状态，因而实现了整流输出电流 **I1** 的导通角的扩大。

并且，图 11 示出的交流输入电流 **IAC** 的导通期间与整流输出电流 **I1** 的导通期间基本一致。因此，与未设置功率因数校正器相比，扩大了交流输入电流 **IAC** 的导通角。因此，交流输入电流 **IAC** 的波形与交流输入电压 **VAC** 的波形进一步接近，并且实现了功率因数的校正。应该注意的是，在这个例子中，交流输入电流 **IAC** 的峰值为 5A。

就负载功率而言，上述第一至第三实施例的电源电路用于从最大负载功率 $P_o = 150W$ ($E_o = 5V \times 30A$) 到最小负载功率 $P_{min} = 0W$ 的条件。刚刚所述的条件是一种低电压/高电流的较重负载的条件。此外，商用交流输入电压是交流 200V 系统的电压。

基于上述的负载条件和交流输入电压条件，第一至第三实施例的电源电路包括在用于从交流输入电压 V_{AC} 产生整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 的整流电路系统中的全波谐振电路 (D_i 、 C_i)，从而生成具有与交流输入电压电平相等的整流平滑电压 E_i 。

然而，如果商用交流输入电压从交流 200V 系统的电压变为另一个交流 100V 系统的电压，同时保持如上所述的较重负载条件，则流过电源电路的电流电平依照商用交流输入电压的下降量而升高。因而，包括开关元件的开关转换损耗等的电路中的功率损耗增加，造成总的功率转换效率降低。

在第四实施例中，用于从交流输入电压 V_{AC} 产生整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 的整流电路系统形成为倍压整流电路的原因：当负载条件与上面所述近似时，在使用交流 100V 系统的电压作为输入的情况下，希望消除功率转换效率下降的问题。

具体而言，通过倍压整流电路产生的整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 具有两倍于交流 100V 系统的交流输入电压 V_{AC} 的电平。换句话说，获得的电平与由输入交流 200V 系统的交流输入电压 V_{AC} 的全波整流电路获得的整流平滑电压 E_i 相等。因此，流过电源电路的电流电平也基本上与通过第一至第三实施例的、包括用于交流 200V 系统的电压的全波整流电路的电源电路所获得的电流相等。例如，在最大负载功率为 $P_{max} = 150Wh$ 的情况下获得的整流输入电流 I_1 的峰值，在第一实施例中为 4A，在第四实施例中为 5A，

并且可以认为获得了基本相等的电流值。结果，消除了在上文中所述的功率转换效率降低的问题。

并且，在该第四实施例中，消除了商用交流电源线中接入作为用于校正功率因数的装置的功率扼流线圈的必要性，并且可以预见产生诸如功率转换效率的校正、电源电路板尺寸和重量减小、和电路板电路设计自由度的校正等效果。

例如，使用图 27 和图 28 中所示的包括倍压增流电路的开关转换器的结构作为基础结构，并且将功率扼流线圈 **PCH** 接入，来替代功率因数校正电路 **22** 或 **23**，此时功率扼流线圈 **PCH** 的重量大约为 153g。

与此对照，例如，在本实施例中的功率因数校正电路 **14** 中，使用小尺寸铁氧体磁芯 EER-19 作为高频电感器 **L10**，来形成一个闭合的磁通路。此外，滤波电容器 **CN** 和功率因数校正串联谐振电容器 **C20A** 和 **C20B** 可以为具有 200V 耐压性能的电容器。此外，高频电感器 **L10** 和整流二极管 **D1** 和 **D2** 的总重量大约为 20g。在这种情况下，同样在图 10 中所示的第四实施例的电源电路中，功率因数校正电路 **14** 的部件全都是小尺寸、轻重量的，功率因数校正电路 **14** 的全部重量远低于上述的功率扼流线圈 **PCH** 的重量。

作为参考，图 12 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 **PF**、和整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）相对于负载改变的变化特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 10 所示的电源电路实际进行实验得出的结果。

应该注意的是，在图 12 中示出了图 10 所示的、具有包括功率因数校正器的电路结构（带 PFC：功率因数校正器）的电源电路，和另一个具有与图 10 中所示的电路结构等价、只是将功率因数校

正电路移去、并且在次级侧上包括取代了同步整流电路的由二极管元件形成的整流电路的电路结构的电源电路的特性曲线。在这个例子中，在不包括 PFC 的电路中设置的绝缘转换变压器 PIT 不具有与在本实施例情况中一样的疏耦合，并且具有被设置为诸如 2.5V/T 或更大的感生电压。

在图 12 中，带 PFC 的电源电路的特性曲线用实线表示，而不带 PFC 的电源电路的特性曲线用虚线表示。

此外，为了获得图 12 中示出的实验结果，将交流输入电压 VAC 设为 100V，将负载功率 P_o 调节在最大负载功率 $P_{\text{max}} = 150\text{W}$ ($E_o = 5\text{V} \times 30\text{A}$) 和最小负载功率 $P_{\text{min}} = 0\text{W}$ 之间改变。此外，交流输入电压可以在 100V 系统的大约从 85V 到 144V 的范围内变化。

此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 10 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 PIT: EER-40 铁氧体磁芯、间隙 $G = 1.4\text{mm}$ ，初级线圈 $N_1 = 60\text{T}$ ，次级线圈 N_{2A} 和 $N_{2B} = 2\text{T}$ ，耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C_1 = 0.022\mu\text{F}$
- 高频电感器 $L_{10} = 56\mu\text{H}$
- 开关二极管 $D_1 = 3\text{A}/600\text{V}$
- 滤波电容器 $C_N = 1\mu\text{F}/200\text{V}$

另一方面，对于基于图 10 中所示的不带 PFC 的结构电源电路，常数选择如下：

- 初级线圈 $N1 = 65T$

- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.018\mu F$

对于图 10 中所示的带 PFC 的电源电路的特性曲线，它首先表明，当与不带 PFC 的电源电路的功率因数相比较时，该电路的功率因数显示出非常高的值。考虑到负载的改变，当负载变重时，带 PFC 的电源电路的特性曲线中，功率因数 **PF** 值增加。当负载功率为最大负载功率 $P_o = 150W$ 时，功率因数 **PF** 校正至 $PF = 0.80$ 。应该注意的是，不带 PFC 的电源电路显示功率因数为 $PF = 0.54$ 。

此外，对于如图 10 所示的带 PFC 的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150W$ 时，获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.2\%$ 。另一方面，用不带 PFC 的电源电路测量出的交直流功率转换效率为 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.1\%$ 。此外，参照图 12 可以看出，本实施例的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 与不带 PFC 的电源电路的转换效率相比，转换效率较高。

此外，关于整流平滑电压 E_i ，在负载功率 P_o 大约从 $P_o = 150W$ 到 $P_o = 50W$ 变化的情况下，不带 PFC 的电源电路显示的特性曲线与带 PFC 的电源电路的特性曲线彼此基本相同。此外，将该整流平滑电压 E_i 的变化特性曲线与将图 32 所示的倍压整流电路和扼流输入系统结合采用的情况下整流平滑电压 E_i 的变化特性曲线相比，可以认为，带 PFC 的电源电路的变化幅度明显减少。根据实验，获得下面的结果，由不带 PFC 的电源电路产生的整流平滑电压 E_i 的变化幅度 (ΔE_i) 为 $\Delta E_i = 14V$ ，同时，由带 PFC 的电源电路产生的整流平滑电压的变化幅度为 $\Delta E_i = 33V$ 。

应该注意的是，在图 10 所示的带 PFC 的电源电路中，对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，在最大负载功率

$P_o = 150\text{Wh}$ 时, 测得 $\Delta E_o = 40\text{mV}$ 。相比之下, 对于不带 PFC 的电源电路, 对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o), 在最大负载功率为 $P_o = 150\text{Wh}$ 时, 测得 $\Delta E_o = 20\text{mV}$ 。通过比较带 PFC 的电源电路和不带 PFC 的电源电路的波动电压电平 ΔE_o , 可以认为, 本实施例中的次级侧直流输出电压的波动的增加量被抑制到不包括如上所述的功率因数校正电路的电源电路的大约两倍。

图 13 示出根据本发明的第五实施例的开关电源电路的结构例子。

参照图 13, 该电源电路包括作为功率再生系统的功率因数校正电路的磁耦合型功率因数校正电路 15, 它代替了静电耦合型的功率因数校正电路 14。

此外, 磁耦合型的功率因数校正电路 15 接入用于从交流输入电压 V_{AC} 产生整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 的整流平滑电路的的整流电流通路中。功率因数校正电路 15 包括滤波电容器 C_N 、高频电感器 L_{10} 、和高速恢复型的整流二极管 D_1 和另一个整流二极管 D_2 。

简而言之, 功率因数校正电路 15 具有将在图 1 中所示的功率因数校正电路 14 的电路结构中省去功率因数校正串联谐振电容器 C_{20A} 和 C_{20B} 的电路结构。在这一点上, 在图 13 中所示的功率因数校正电路 15 实现了部件数目的减少。

在图 14 中示出了图 13 中所示的包括如上所述的功率因数校正电路 15 的电源电路的功率因数校正操作。同样在图 14 中, 还示出了交流输入电压 V_{AC} 、交流输入电流 I_{AC} 、整流输出电流 I_1 、和电压 V 。此外, 在这个例子中, 交流输入电压 V_{AC} 为交流 100V 系统的 $V_{AC} = 100\text{V}$, 并且频率为 50Hz。

此外，在图 13 所示的功率因数校正电路 15 中，从初级侧串联谐振电路进行功率再生。因此，在整流二极管 **D2** 上的电压 **V2** 具有图 14 中所示的叠加有开关周期交流电压分量的波形。根据在图 14 中示出的电压 **V2**，在图 13 中所示的电源电路的峰值电平为 300V。

从获得了刚刚描述的电压 **V2** 的波形这样的事实，可以认为，在图 13 的电路中，高速恢复型的整流二极管 **D2** 和整流二极管 **D1** 响应于向它们施加的基于所反馈的初级侧串连谐振电流的交流电压分量而执行开关转换。此外，同样在这个例子中，整流二极管 **D1** 和 **D2** 中的每一个都响应于如上所述的交流电压分量来执行开关操作，例如，当交流电压分量高于交流输入电压 **VAC** 的正/负峰值的大约二分之一的时候，它们运行开关操作以连通或断开整流电流。

由于是用这样的方式连通并断开整流电流，所以在这个例子中的整流输出电流 **I1** 同样具有在图 14 中所示的交流波形。应该注意的是，在这个例子中的整流输出电流 **I1** 在正和负的峰值附近不具有基本上为 W 形状的波形，而是基本上为正弦波形的半波。此外，在这个例子中，相应于交流输出电压 **VAC** 显示峰值的时间点的整流输出电流 **I1** 的电平为 5A。

同样，由于与图 10 中的电路情况类似，整流二极管 **D1** 和 **D2** 也在整流输出电压电平开始低于平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 上的电压电平的时间内导通，因此以上述波形流动的整流输出电流 **I1** 的导通期间也得以扩大，并且，交流输入电流 **IAC** 的导通期间也扩大而与整流输出电流 **I1** 的导通期间基本一致。简而言之，同样在这个例子中，交流输入电流 **IAC** 的导通角与没有设置功率因数校正电路的情况相比扩大了，因此，实现了功率因数的校正。应该注意的是，在这个例子中的交流输入电流 **IAC** 的峰值电平为 5A。

同样在具有如上所述电路结构的第五实施例的电源电路中，由于绝缘转换变压器 **PIT** 具有与先前的实施例类似的结构，例如，耦合系数 k 具有一个诸如 k 约等于 0.75 的降低值，因此，不管负载、交流输入电压等如何变化，总是可以获得次级侧整流操作的连续模式。

结果，以与上文所述的实施例的电源电路类似的方式抑制了叠加在次级侧直流输出电压 E_o 上的波动电压的增加，并且在采用磁耦合型结构用于功率再生系统的情况下，可以很容易地将其实现。此外，与扼流输入系统的电源电路相比，同样地实现了较高的功率转换效率。

此外，在图 13 中所示的电源电路中，假设总可以获得连续模式作为次级侧整流操作，则次级侧全波整流电路形成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路。因此，通过最小的电路结构有效地实现了次级侧功率损耗的减小。

图 15 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 **PF**、和整流平滑电压 E_i （直流输入电压）相对于负载改变的变化特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 13 所示的第五实施例的电源电路实际进行实验得出的结果。

应该注意的是，在图 15 中示出了图 13 所示的、具有包括图 13 中所示的功率因数校正电路 **11** 的电路结构（带 **PFC**：功率因数校正器）的电源电路，和另一个具有与图 13 中所示的电路结构等价、只是将功率因数校正电路移去、并且在次级侧上包括取代了同步整流电路的由二极管元件形成的整流电路的电路结构的电源电路的特性曲线。同样在这个例子中，在不包括 **PFC** 的电路中设置的绝缘转换变压器 **PIT** 不具有与在以上实施例情况中一样的疏耦合，并且具有被设置为诸如 2.5V/T 或更大的感生电压。

在图 15 中，带 PFC 的电源电路的特性曲线用实线表示，而不带 PFC 的电源电路的特性曲线用虚线表示。

在这里进行描述来确认，该电源电路基于图 13 所示但不包括 PFC 的结构，它与基于图 10 的电路结构的电源电路的结构相同，但不包括 PFC。

当获得在图 15 中示出的实验结果的时候，交流输入电压 V_{AC} 为 100V，调节负载功率 P_o 在 150W ($E_o = 5V \times 30A$) 和 0W 的范围内变化。此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 13 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 **PIT**: EER-40 铁氧体磁芯、间隙 $G = 1.4mm$ ，初级线圈 $N1 = 65T$ ，次级线圈 $N2A$ 和 $N2B = 2T$ ，耦合系数 $k = 0.75$
- 高频电感器 $L10 = 120\mu H$
- 整流二极管 $D1 = D2 = 3A/600V$
- 滤波电容器 $CN = 1\mu F/200V$

此外，在这个例子中，对于在图 13 中所示的带 PFC 的电源电路的功率因数 **PF** 的特性曲线，该特性曲线显示出这样的趋势，即随着负载的加重，其功率因数值增加，并且当与不带 PFC 的电源电路的功率因数相比，该功率因数值显示出非常高的数值。于是，作为在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时的功率因数 **PF**，获得 $PF = 0.84$ 。

此外，关于在图 13 中所示的带 PFC 的电源电路的交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.4\%$ 。这个特性与第四实施例基本相同。在这个例子中，

可以从图 15 中看出,保持了比不带 PFC 的电源电路的效率更高的效率。

此外,关于整流平滑电压 E_i (直流输入电压),带 PFC 的电源电路通常显示出比不带 PFC 的电源电路更高的电压电平。然而,关于相应于负载改变的电平变化,其特征在于,在负载功率 P_o 从 150W 到近似 50W 的范围内,该电平变化基本固定。简而言之,在第五实施例中,可以认为直流输入电压的变化相应于负载改变很小。

应该注意的是,根据用于对图 13 中所示的带 PFC 的电源电路所进行的实验,获得这样的结果,即相应于负载功率在 $P_o = 150$ 到 0W 内的变化,整流平滑电压 E_i 的变化幅度 (ΔE_i) 为 $\Delta E_i = 48V$ 。同时,对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o),获得 $\Delta E_o = 40mV$ 这样相似的结果。

图 16 示出了根据本发明的第六实施例的电源电路的结构例子。

参照图 16,所示的电源电路的基本结构中,初级侧的结构包括功率再生系统的功率因数校正电路 16 与类似于上文所述的第四和第五实施例中的倍压整流电路的结合,还包括另一个分压谐振电路与与半桥耦合系统相对应的他激发电流谐振型转换器的结合。此外,该功率因数校正电路 16 的功率再生系统为与在第五实施例中所用系统类似的磁耦合型。

此外,绝缘转换变压器 PIT 具有与先前实施例类似的结构,这样,其耦合系数 k 约等于 0.75。因此,不管负载、交流输入电压等如何变化,总可以获得连续模式作为次级侧整流操作。此外,与先前的实施例一样,次级侧整流电路同样形成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路。

同样，图 16 中所示的功率因数校正电路 16 接入到用于从交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）的整流平滑电路的整流电流通路中。如图 16 中所示，功率因数校正电路 16 包括高频电感器 **L10**、两个作为功率因数校正开关元件并组成倍压整流电路的整流二极管 **D1** 和 **D2**、和滤波电容器 **CN**。

在这个例子中，高频电感器 **L10** 的线圈的线圈起始端与商用交流电源 **AC** 的正极线路侧和滤波电容器 **CN** 的节点相连。高频电感器 **L10** 的末端通过初级侧串联谐振电容器 **C1** 与初级线圈 **N1** 的尾部相连。

此外，本例中的高频电感器 **L10** 在其预置的线圈位置设置有一个抽头，从而将高频电感器 **L10** 分成高频线圈部分 **L10A**（第一电感器、第一线圈部分）和另一个高频线圈部分 **L10B**（第二电感器、第二线圈部分）。高频线圈部分 **L10A** 接入在商用交流电源 **AC** 的正极线路和抽头之间。简而言之，高频线圈部分 **L10A** 连接在商用交流电源 **AC** 的正极线路上。高频线圈部分 **L10B** 接入在抽头和初级侧串联谐振电容器 **C1** 之间，并与初级侧串联谐振电路相连。

高频电感器 **L10** 的抽头与组成倍压整流电路系统的整流二极管（整流单元）**D1** 的阳极和整流二极管（整流单元）**D2** 的阴极的节点相连。

因此，用来从交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **Ei** 的倍压整流电路具有这样的电路结构，即在交流输入电压 **VAC** 显示正极性的整流电流通路中，高频线圈部分 **L10A** 与整流二极管 **D1** 串联连接，而在交流输入电压 **VAC** 显示负极性的另一个整流电路通路中，高频线圈部分 **L10A** 与整流二极管 **D2** 串联连接。

构成初级侧串连谐振电路的初级侧串联谐振电容器 **C1** 和初级线圈 **N1** 组成的串联电路通过高频线圈部分 **L10B** 的串联连接与倍压整流电路的整流二极管 **D1** 和 **D2** 的节点相连。功率因数校正电路 **16** 接收向其反馈的开关输出，由此可以看出，除了初级侧串联谐振电容器 **C1** 的电容和初级线圈 **N1** 的漏电感，初级侧串联谐振电路还包括高频线圈部分 **L10B** 的电感。

此外，在功率因数校正电路 **16** 中，滤波电容器 **CN** 接入在商用交流电源 **AC** 的正极线和负极线之间。滤波电容器 **CN** 以与先前实施例中类似的方式来抑制出现在整流电路通路中的普通类型噪声。

根据如上所述的功率因数校正电路 **16** 的电路结构，实现了将初级侧串连谐振电路获得的开关输出（初级侧串连谐振电流）通过整流二极管 **D1** 和 **D2** 再生并反馈到平滑电容器 **Ci**（**Ci1** 和 **Ci2**）的操作。在这个例子中，可以认为，初级侧串连谐振电流的功率再生和反馈中，以上述方式介入的高频电感器 **L10** 产生干涉。换句话说，功率的再生通过高频电感器 **L10** 的磁耦合而进行。

在整流二极管 **D1** 和 **D2** 利用以上述方式反馈的开关输出实现切换（连通和断开）整流电流的操作的同时，通过该开关操作实现了功率因数的校正。通过这一点，可以认为，在图 16 的电路中，构成倍压整流电路的整流二极管 **D1** 和 **D2** 也被用作用于为功率因数校正而对整流电流进行切换的开关元件。因此，与用于整流的元件和用于功率因数校正的开关元件在其中彼此独立设置的交流电路相比，该电路的部件的数目得以减少。

应该注意的是，在本实施例中，高频电感器 **L10** 设置有抽头，它与上述整流二极管 **D1** 和 **D2** 的节点相连。根据该电路结构，初

级侧串连谐振电流通过高频电感器 **L10** 的高频线圈部分 **L10B** 而反馈到倍压整流电路系统（整流二极管 **D1** 和 **D2** 的节点）。

例如，在结合第五实施例在上文中描述的磁耦合型的功率因数校正电路的结构中，高频电感器 **L10** 没有如图 13 中所示的抽头，但从线圈的起始端到线圈的结束端的高频电感器 **L10** 的整个线圈被包括在整流电路通路中，并且没有将高频电感器 **L10** 的任何部分接入到初级侧串联谐振电路和整流二极管 **D1** 与 **D2** 的节点之间。

图 17 示出了具有上面描述的结构功率因数校正电路 **16** 在商用交流电源的一个周期内的操作。

这里，假设输入在图 17 中所示的具有频率为 50Hz（一个周期 = 20ms）的交流 100V 系统（例如， $V_{AC} = 100V$ ）的交流输入电压 **VAC**，则以如上所述的方式执行从初级侧串联谐振电路到功率因数校正电路 **16** 侧的功率再生操作。

响应于功率的再生，整流二极管 **D2** 上的电压 **V2** 具有这样的波形，其中，如图 17 所示，初级侧开关转换器的开关周期的交流电压分量叠加在具有交流周期的交流输入电压分量上。在这个例子中，电压 **V2** 具有这样的波形，其中，它在整流二极管 **D2** 进行开关转换来允许整流电流通过的期间内为零电平，但是在整流二极管 **D1** 处于导通的另一期间内箝位保持在 280Vp。该 280Vp 的箝位电平等于平滑电容器 **Ci1** 和 **Ci2** 的串联电路上的电压电平（**Ei**）。

根据所描述的电压 **V2** 的波形，可以认为，开关周期的交流电压叠加在整流电压上，并与整流电压一起施加给整流二极管 **D1** 和 **D2**。结果，当电压 **V2** 高于交流输入电压 **VAC** 的正/负峰值的二分之一的时候，整流二极管 **D1** 和 **D2** 以相当高的速度执行开关操作，来连通和断开整流电流。

整流输出电流 I_1 响应于整流二极管 D_1 和 D_2 以这种方式连通和断开整流电流而进行的开关切换而获得, 它沿高频电感器 L_{10} 和整流二极管 D_1 与 D_2 的节点之间的线路流动, 如图 17 所示, 它在整流二极管 D_1 和 D_2 执行开关切换的期间内具有正弦波形的半波波形。在这个例子中, 相应于在交流输入电压 V_{AC} 显示峰值的时间点的整流输入电流 I_1 的峰值为 $9A_p$ 。

顺便提及, 以这种方式产生的整流输出电流 I_1 的具有交流波形的高频分量流到接入功率因数校正电路 16 中的滤波电容器 C_N 中。具体而言, 在功率因数校正电路 16 具有正极性的期间内, 高频分量流过的通路为: 滤波电容器 $C_N \rightarrow$ 高频线圈部分 $L_{10A} \rightarrow$ 整流二极管 $D_1 \rightarrow$ 平滑电容器 $C_{i1} \rightarrow$ 滤波电容器 C_N 。另一方面, 在功率因数校正电路 16 具有负极性的期间内, 高频分量流过另一条通路为: 滤波电容器 $C_N \rightarrow$ 平滑电容器 $C_{i2} \rightarrow$ 整流二极管 $D_2 \rightarrow$ 高频线圈部分 $L_{10A} \rightarrow$ 滤波电容器 C_N 。

这里, 当电压 V_2 高于交流输入电压 V_{AC} 的正/负峰值的大于二分之一的时候, 从整流二极管 D_1 和 D_2 响应于交流电压分量执行开关操作这样的事实, 也可以看出, 整流输出电流 I_1 的导通期间比只有在向整流二极管 D_1 和 D_2 施加交流输入电压分量时执行开关操作的交流情况下的整流二极管 D_1 和 D_2 的导通期间长。这表明, 同样在交流输入电压电平低于平滑电容器 C_{i1} 和 C_{i2} 上的电压电平的期间内, 整流二极管 D_1 和 D_2 连通, 并且执行整流操作, 使得整流输出点流 I_1 流过, 从而扩大了导通角。同样, 在图 17 中示出的交流输入电流 I_{AC} 的导通期间与整流输出电流 I_1 的导通期间基本一致, 因此, 交流输入电流 I_{AC} 的导通角比没有设置功率因数校正电路的情况扩大了。因此, 交流输入电流 I_{AC} 的波形与交流输入电压 V_{AC} 的波形进一步接近, 并且实现了功率因数的校正。应该注意的是, 在这个例子中的交流输入电流 I_{AC} 的峰值为 $5A_p$ 。

如上所述，在图 16 中所示的电源电路的功率因数校正电路 16 中，高频电感器 **L10** 设置有一个抽头，从而将高频电感器 **L10** 分隔为高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B**。高频线圈部分 **L10A** 的一端与商用交流电源 **AC** 的正极线路相连，高频线圈部分 **L10A** 的另一端与整流二极管 **D1** 和 **D2** 相连。高频线圈部分 **L10B** 的一端与初级侧串联谐振电路 (**C1** - **L1**) 相连，高频线圈部分 **L10B** 的另一端与整流二极管 **D1** 和 **D2** 的节点相连。

根据像上面所述的一样的连接方式，同时获得了将初级侧串联谐振电路的开关输出输入到高频线圈部分 **L10B** 侧的操作和将交流输入电压 **VAC** 叠加在经过功率再生的开关输出上的操作。由于高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 是在同一个原始电感器上通过形成抽头而产生的，所以他们彼此紧密地耦合。因此，上面描述的高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 的操作在高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 处于紧密耦合的状态下执行。

由于获得这样的操作，所以通过实验已经证明，应该在包括高频电感器 **L10** 的功率因数校正电路 16 中流动的整流输出电流 **I1** 具有参照图 17 所述的基本上完整的正弦波形的半波。由于在这种情况下，整流输出电流 **I1** 具有正弦波形，所以交流输入电流 **IAC** 也获得了相似的基本上完整的正弦波形。

通过与第四和第五实施例的电源电路作比较，可以认为，流过整流二极管 **D1** 或 **D2** 的整流电流具有基本上为 **M** 形的包络线的波形，其中，第四和第五实施例中的电源电路在整流电流通路上包括与本实施例相同的、作为用于产生整流平滑电压 **Ei** 的倍压整流电路，该电路中接入的是没有设置抽头的高频电感器 **L10**。因此，交流输入电流 **IAC** 的波形近似具有基本的 **M** 形状（参考图 11 和图 14）。

在这种情况下，具有基本为 M 形波形的交流输入电流 **IAC** 实际上包括具有较高的高次和奇数次谐波失真，例如，第 9、第 11、和第 13 次谐波失真。刚刚提及的这种失真尤其可能产生这样的缺点，例如，电源谐波失真规则所规定的规定值容限变小。

与此相反，根据本实施例，由于交流输入电流 **IAC** 具有正弦波形，因此可以抑制高次和奇数次谐波失真值，并且可以获得足够的电源谐波失真规则所规定的规定值容限。此外，为了获得刚刚描述的效果，使用一种结构来实现功率因数的校正，在该结构中，高频电感器 **L10** 设置有一个抽头，且没有另外设置部件或元件，并且高频电感器 **L10** 的两端和抽头以参照图 16 在上文中描述的方式连接。

此外在第六实施例中，还实现了这样的优点，即消除了将功率扼流线圈接入商用交流电源线中内的必要。

对于这一点上的比较，在使用如图 27 或图 28 中所示的包括倍压整流电路的开关转换器的结构作为基础结构，并且将功率扼流线圈 **PCH** 接入到基础结构中来代替功率因数校正电路 22 或 23 的情况下，功率扼流线圈 **PCH** 的重量约为 153g。

与此相比，根据本实施例，对于作为功率因数校正电路 16 中的一个元件的具体例子高频电感器 **L10** 来说，例如，使用了小尺寸的铁氧体磁芯 EER-19。此外，滤波电容器 **CN** 可以是一个具有 250V 耐压性能的电容器。在这个例子中，高频电感器 **L10** 和滤波电容器 **CN** 的总重量大约为 20g。这样，在使用图 16 的电源电路的情况下，功率因数校正电路 16 的所有部件都是小尺寸、轻重量的，并且功率因数校正电路 16 的全部重量远低于上面描述的功率扼流线圈 **PCH** 的重量。

高频电感器 **L10** 中使用的 EER-19 铁氧体磁芯形成一个封闭的磁通路, 因此, 没有必要像在功率扼流线圈 **PCH** 的配置设计时考虑漏磁通的影响那样来对电路板进行电路设计。此外, 也没有必要实施磁屏蔽。这还可以促进用于电源电路的电路板在尺寸和重量上的减小。

此外, 如上文所述, 为了与交流周期对应, 功率扼流线圈 **PCH** 所需的电感值约为 7.2mH。相反, 由于使用高频电感器 **L10** 用于开关周期的高频电流, 例如, 在高频线圈部分 **L10A** 的电感值为 45 μ H, 在高频线圈部分 **L10B** 的电感值为 10 μ H。在这种情况下, 可以设置相当低的电感值。因此, 当相互比较高频电感器 **L10** 和功率扼流线圈 **PCH** 所需的匝数时, 高频电感器 **L10** 的匝数可以远小于功率扼流线圈 **PCH** 的匝数, 并且这种在匝数上的减少降低了由线圈元件产生的功率损耗。这也获得了比使用功率扼流线圈 **PCH** 用于功率因数校正更高的功率转换效率的因数。

作为参考, 图 18 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 **PF**、和整流平滑电压 **Ei** (直流输入电压) 相对于负载改变的变化特性曲线, 这些变化特性曲线是利用图 16 所示的电源电路实际进行实验得出的结果。

应该注意的是, 在图 18 中示出了图 16 所示的、具有包括功率因数校正电路的电路结构 (带 PFC: 功率因数校正器) 的电源电路, 和另一个具有与图 16 中所示的电路结构等价、只是将功率因数校正电路移去、并且在次级侧上包括取代了同步整流电路的由二极管元件形成的整流电路的电路结构的电源电路的特性曲线。在这个例子中, 在不包括 PFC 的电路中设置的绝缘转换变压器 **PIT** 的耦合系数比本实施例的高, 并且具有被设置为诸如 2.5V/T 或更大的感生电压。

在图 18 中，带 PFC 的电源电路的特性曲线用实线表示，而不带 PFC 的电源电路的特性曲线用虚线表示。

为了获得图 18 中示出的实验结果，交流输入电压 V_{AC} 为 100V，调节负载功率 P_o 在 150W ($E_o = 5V \times 30A$) 和 0W 的范围内变化。此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 16 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 PIT: EER-40 铁氧体磁芯、间隙 $G = 1.4mm$ ，初级线圈 $N1 = 65T$ ，次级线圈 $N2A$ 和 $N2B = 2T$ ，耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.018\mu F$
- 高频电感器 L10: $L10A = 45\mu H$ ， $L10B = 10\mu H$
- 整流二极管 $D1 = D2 = 3A/600V$
- 滤波电容器 $CN = 1\mu F/250V$

对于图 16 中所示的带 PFC 的电源电路的特性曲线，首先能够表明，当与不带 PFC 的电源电路的功率因数相比较时，该电路的功率因数 PF 显示出非常高的值。考虑到负载的变化，当负载变重时，带 PFC 的电源电路的特性曲线中，功率因数 PF 值增加。当负载功率为最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，功率因数 PF 校正至 $PF = 0.84$ 。应该注意的是，不带 PFC 的电源电路显示功率因数为 $PF = 0.54$ 。

此外，对于图 16 中所示的带 PFC 的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.4\%$ 。另一方面，用不带 PFC 的电源电路测量出的交直流功率转换效率为 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.1\%$ ，因此，根据本发明，实现了 1.3%

的校正。与此同时，交流输入功率减少 1.5W。此外，参照图 18 可以看出，本实施例的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 与不带 PFC 的结果的转换效率相比，在负载改变时，显示出较高的效率。

此外，关于整流平滑电压 E_i 相对于负载改变的特性曲线，带 PFC 的电源电路稳定地显示出比不带 PFC 的电源电路更高的电压电平。特别在负载功率 P_o 为大约 0W 到 50W 的轻负载的情况下，带 PFC 的电源电路显示非常高的变化率，而不带 PFC 的电源电路显示一个稳定的具有基本固定的变化率的变化。

此外，如果将该整流平滑电压 E_i 的变化特性曲线与将扼流输入系统和图 32 所示的倍压整流电路结合采用的整流平滑电压 E_i 进行比较，则可以看出，带 PFC 的电源电路的改变幅度显著减少。

根据实验，获得这样的结果，即由不带 PFC 的电源电路得到的整流平滑电压 E_i 的变化幅度 (ΔE_i) 为 $\Delta E_i = 14V$ ，而使用带 PFC 的电源电路的 $\Delta E_i = 33V$ 。

应该注意的是，在图 16 中所示的带 PFC 的电源电路中，对于当最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时的次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，测得 $\Delta E_o = 20mV$ 。与此相比，对于不带 PFC 的电源电路，对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，在最大负载功率为 $P_o = 150Wh$ 时，测得 $\Delta E_o = 20mV$ 。通过比较带 PFC 的电源电路和不带 PFC 的电源电路的波动电压电平 ΔE_o ，可以认为，获得了一个好的结果，即本实施例中的次级侧直流输出电压的波动的增加量被抑制到与不包括功率因数校正电路的电源电路相等。

可以认为,在用于从交流输入电压 VAC 生成整流平滑电压 Ei 的整流电路形成为倍压整流电路的情况下,第六实施例中的电源电路具有用于对功率再生系统的功率因数校正电路的交流输入电流 IAC 的基本为 M 形波形进行校正的结构,以获得更好的功率因数校正特性。

然而,刚刚描述的这种用于对 IAC 的基本为 M 形波形进行校正的结构不仅可以在整流电路形成为倍压整流电路的情况下使用,还可以在整流电路形成为诸如普通全波整流电路的情况下使用。因此,在功率再生系统的功率因数校正电路被设置为全波整流电路的结构中,减小了交流输入电流 IAC 的 M 形波形的趋势,并且交流输入电流 IAC 的波形更接近一个理想的正弦波。因此,与上文中描述的第六实施例一样,交流输入电流 IAC 的波形的高次/奇数次的谐波失真同样地减小。

因此,在下面描述的本发明的第七和第八实施例包括功率再生系统的功率因数校正电路的结构,在用于从交流输入电压 VAC 生成整流平滑电压 Ei 的整流电路为普通的全波整流电路的情况下,该功率因数校正电路对交流输入电流 IAC 的基本为 M 形的波形进行校正。

图 19 示出了根据第七实施例的电源电路的结构。

参照图 19,与上文所述的实施例的电源电路一样,所示的电源电路使用包括分压谐振电路和与半桥耦合系统相对应的他激发电流谐振型转换器的组合的结构作为初级侧的基本结构。此外,用于产生整流平滑电压 Ei 的整流电路形成为与上文中描述的第一至第三实施例中类似的全波整流电路 (Di 、 Ci)。此外,绝缘转换变压器 PIT 具有与先前实施例类似的结构,例如,得到耦合系数 k 约等于 0.75。因此,不管负载、交流输入电压等如何变化,始终得到连

续模式作为次级侧整流操作。此外，与先前的实施例一样，次级侧整流电路同样形成为与线圈电压检测系统相对应的同步整流电路。

图 19 中所示的功率因数校正电路 17 接入在用于从交流输入电压 V_{AC} 产生整流平滑电压 E_i （直流输入电压）的整流平滑电路的整流电路通路中。功率因数校正电路 17 采用与磁耦合型相对应的电源电路结构作为其功率因数校正系统。

功率因数校正电路 17 包括高频电感器 L_{10} 、整流二极管 D_1 （功率因数校正开关元件）、和滤波电容器 C_N 。

在这个例子中的高频电感器 L_{10} 在其预定的线圈位置设置有抽头，使得将高频电感器 L_{10} 分成高频电感器 L_{10A} （第一电感器，第一线圈部分）和高频电感器 L_{10B} （第二电感器，第二线圈部分）。在这个例子中，高频电感器 L_{10} 的整个线圈的线圈起始端部为高频线圈部分 L_{10A} 侧的线圈起始端部。因此，高频线圈部分 L_{10A} 的线圈末端端部和高频线圈部分 L_{10B} 的线圈起始端部形成了抽头的位置。高频线圈部分 L_{10B} 侧的线圈末端端部构成高频电感器 L_{10} 的整个线圈的线圈末端端部。

在高频电感器 L_{10} 中，高频线圈部分 L_{10A} 在线圈起始端侧的端部与整流二极管 D_1 的阴极相连接。整流二极管 D_1 的阳极与桥式整流电路 D_i 的正极输出端子连接。此外，在高频电感器 L_{10} 中，高频线圈部分 L_{10B} 在线圈末端侧的端部通过初级侧串联谐振电容器 C_1 的串联连接与初级线圈 N_1 的端部相连。此外，高频电感器 L_{10} 的抽头与平滑电容器 C_i 的正极端子连接。

根据上面描述的连接方式，获得这样的电路结构，其中，在交流输入电压 V_{AC} 具有正极性和负极性的每一个半周期内在用于从

交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **E_i** 的整流电路系统中形成的整流电流通路中，高频线圈部分 **L10A** 与整流二极管 **D1** 串联连接。

此外，组成初级侧串联谐振电路的初级侧串联谐振电容器 **C1** 和初级线圈 **N1** 的串联电路通过高频线圈部分 **L10B** 的串联连接，与高频线圈部分 **L10A** 和平滑电容器 **C_i** 的正极端子的节点相连。换句话说，该串联电路与用于从交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **E_i** 的全波整流电路的整流电流通路相连接。从通过初级侧串联谐振电路接收向其反馈的开关输出的功率因数校正电路 17 观察到，初级侧串联谐振电路除了包括初级侧串联谐振电容器 **C1** 的电感和初级线圈 **N1** 的漏电感之外，还包括高频线圈部分 **L10B** 的电感。

本例中的滤波电容器 **CN** 接入在桥式整流电路 **D_i** 的正极输出端子和平滑电容器 **C_i** 的正极端子之间。在刚刚描述的接入形式中，滤波电容器 **CN** 与整流二极管 **D1** 和高频线圈部分 **L10A** 的串联电路并联连接。滤波电容器 **CN** 对在整流电路通路中产生的普通类型的噪声进行抑制。

根据如上面所述的功率因数校正电路 17 的电路结构，高频线圈部分 **L10A** 的电感分量和用于开关转换（连通和断开）电流的整流二极管 **D1** 形式的元件串联，并接入到整流电流通路中。然后，随着由初级侧串联谐振电路获得的开关输出（初级侧串联谐振电流）被施加给上面描述的串联电路（通过高频线圈部分 **L10B**），通过串联电路获得交流电压。整流二极管 **D1** 运行开关操作，从而响应于交流电压连通和断开整流输入电流 **I₁**，使得可以将整流输出电流 **I₁** 适当地施加给平滑电容器 **C_i**。简而言之，根据功率因数校正电路 17，实现了将初级侧串联谐振电路获得的初级侧串联谐振电流再生为功率以及通过整流电流通路将该功率反馈给平滑电容器的操作。

在这个例子中，也可以认为，在初级侧串联谐振电流的功率再生和反馈中，将以上述方式接入的高频电感器 **L10** 接入。

应该注意的是，第七实施例的电源电路也具有这样一个结构，即高频电感器 **L10** 设置有抽头，并采用了在图 19 中所示的连接方式，使得初级侧串联谐振电路可通过高频电感器 **L10** 的高频线圈部分 **L10B** 进行功率的再生。

例如，如果采用与上文所述的第二实施例一样的磁耦合型的功率因数校正电路的结构，则高频电感器 **L10** 上与图 6 所示一样没有设置抽头，从线圈起始端到线圈末尾端的高频电感器 **L10** 的整个线圈都包括在整流电流通路中。因此，高频电感器 **L10** 的任何线圈部分都没有接入到初级侧串联谐振电路和整流电流通路之间。

图 20 示出了在一个交流周期内的功率因数校正电路的操作。这里假设，从商用交流电源 **AC** 输入交流 200V 系统的交流输入电压 $V_{AC} = 230V$ 。

当像上面所述的一样输入交流输入电压 **VAC** 时，如果进行开关操作，则响应于该开关操作，开关输出作为功率再生操作从初级侧串联谐振电路反馈给功率因数校正电路 17。因此，接入在初级侧串联谐振电容器 **C1** 和在初级侧串联谐振电路中的高频线圈部分 **L10A** 与平滑电容器 **Ci** 的正极端子的节点（整流电流通路）之间的高频线圈部分 **L10B** 上的电压 **V2** 具有与开关周期相对应的交流波形，并且具有如图 20 中所示的在正极或负极峰处出现的包络线。在高频线圈部分 **L10B** 上的电压 **V2** 的波形中，相应于零电平的正极峰值近似为 200V。同时，除了整流输出电流 **I1** 的导通期间之外，在负极性侧的包络线具有近似为 200V 的固定电压，并且相应于整流输入电流 **I1** 的连通期间显示一个突起。突出的包络线波形的电平约为 300V。

同时，接入在整流电路通路侧的高频线圈部分 **L10A** 上的电压 **V1** 具有与在图 20 中所示的电压 **V2** 基本相反的波形。除了整流输出电流 **I1** 的导通期间之外，在正极性侧的电压 **V1** 的包络线具有约为 120V 基本固定的电压，并且相应于整流输入电流 **I1** 的导通期间显示一个突起。突起的包络线波形的电平约为 200V。负极性的包络线波形与整流平滑电压 **Ei** 的波形一致，并且参照零电平，该包络线波形的峰值电平约为 120V。

从上文所述的高频线圈部分 **L10A** 上的电压 **V1** 具有交流波形这样的事实可以认为，开关周期的交流电压叠加在用于从通过初级侧串联谐振电路的功率再生而反馈的开关输出（初级侧串联谐振电流）产生整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）的整流电流通路上。当提供电压 **V1** 的交流电压分量给开关二极管 **D1** 时，它进行开关操作，例如，当该交流电压分量高于交流输入电压 **VAC** 的正/负峰值的大约二分之一时，它执行开关操作，以连通或断开从桥式整流电路 **Di** 的正极输出端子流向它的整流输出电流 **I1**。

由于用这种方式连通和断开整流输出电流 **I1**，所以流过开关二极管 **D1** 的整流输出电流 **I1** 具有这样交流波形，如图 20 所示，该交流波形在导通期间内具有正弦波形的正极半波包络线。应该注意的是，在这个例子中，相应于交流输入电压 **VAC** 显示峰值的时间点的整流输出电流 **I1** 的电平为 10Ap。

同时，在高频线圈部分 **L10A** 和平滑电容器 **Ci** 的正极电极之间的线路上流过的电流，即倾向于从高频线圈部分 **L10A** 流入平滑电容器 **Ci** 的整流电流 **I2** 具有这样形成的波形，即如图 20 所示，上文所述的整流电流 **I1** 叠加在正/负峰值为大约 5A 的初级侧串联谐振电流上。

对于以上所述的波形流动的整流电流 **I1** 的导通期间，整流电流 **I1** 还在由桥式整流电路 **Di** 输出的输出电压值低于平滑电容器 **Ci** 上的电压的期间内流动。因此，图 20 中示出的交流输入电流 **IAC** 的导通期间与整流电流 **I1** 的导通期间基本一致。简言之，交流输入电流 **IAC** 的导通角比没有提供功率校正电路情况下的导通角增大了，并且交流输入电流 **IAC** 的波形接近交流输入电压 **VAC** 的波形。换句话说，实现了功率因数的校正。应该注意的是，本例中的交流输入电流 **IAC** 的峰值电平为 $5A_p$ 。

如上文所述，在图 19 中所示的电源电路的功率因数校正电路 17 中，高频电感器 **L10** 设置有抽头，用来将高频电感器 **L10** 分成高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B**。高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 具有相互串联的关系。高频线圈部分 **L10A** 作为执行全波整流的整流电路的整流输出线路，接入在整流电路通路中它与开关二极管 **D1** 串接的位置中。同时，高频线圈部分 **L10B** 与初级侧串联谐振电路 (**C1** - **L1**) 串联连接，使得它作为初级侧串联谐振电路的电感分量的一部分，并且还与高频线圈部分 **L10A** 和平滑电容器 **Ci** 的正极输出端子之间的上述整流电路通路的线路相连。

根据像刚刚描述的这种连接方式，通过高频电感器 **L10** 同时实现了将初级侧串联谐振电路的开关输出输入高频线圈部分 **L10B** 侧的操作和将交流输入电压 **VAC** 叠加在高频线圈部分 **L10A** 侧的功率再生开关输出上的操作。由于通过在最初的同一个电感上设置抽头而将高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 分开，所以它们彼此紧密地耦合。因此，上述的高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 的操作在高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 处于紧密耦合的状态下执行。

由于获得了这样的操作，所以已经证明，应该在包括高频电感器 **L10** 的功率因数校正电路 17 中流动的整流电流 **I1** 具有参照图 20 如上文所述的基本理想的正弦波形。由于整流电流 **I1** 具有这样的正

弦波形，所以获得了具有近似的基本理想的正弦波形的整流电流 **IAC**。

例如，当用于从交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei** 的整流电路为全波整流电路时，采用这样的结构，即将没有分开的、作为功率再生系统（磁耦合型或静电耦合型）的功率因数校正电路的高频电感器 **L10** 接入到商用交流电源 **AC** 侧的线路中，则实际流过整流二极管 **D1** 和 **D2** 的整流电流具有其包络线具有基本为 **M** 形的波形的趋势。因此，交流输入电流 **IAC** 的波形也具有近似为 **M** 形的趋势。

与此相反，根据本实施例，由于交流输入电流 **IAC** 实际具有正弦波形，因此可以获得足够的电源谐波失真规则所规定的规定值容限。此外，为了获得刚刚描述的效果，使用一种结构来实现功率因数的校正，在该结构中，高频电感器 **L10** 设置有一个抽头，且没有另外设置部件或元件，并且高频电感器 **L10** 的两端和抽头以参照图 19 在上文中描述的方式连接。

在这一点上与本实施例进行比较，在使用在图 25 或图 26 中所示的开关转换器的结构作为基础结构，并且将功率扼流线圈 **PCH** 接入来代替在基础结构中的功率因数校正电路 **20** 或 **21** 的情况下，功率扼流线圈 **PCH** 的重量约为 153g。

与此相比，根据本实施例，对于作为功率因数校正电路 **17** 中的一个元件的具体例子高频电感器 **L10** 来说，例如，使用了小尺寸的铁氧体磁芯 EER-19。此外，滤波电容器 **CN** 可以为一个具有 200V 耐压性能的电容器。在这个例子中，高频电感器 **L10** 和滤波电容器 **CN** 的总重量约为 20g。此外，对于开关二极管 **D1**，选择性使用了 3A/600V 的二极管。这样，在图 19 的电源电路的情况下，功率因数校正电路 **17** 的所有元件都是小尺寸、轻重量的，并且功率因数

校正电路 17 的总重量远低于上面描述的功率扼流线圈 **PCH** 的重量。

在这个例子中，高频电感器 **L10** 中使用的 EER-19 铁氧体磁芯形成一个封闭的磁通路，因此，没有必要像在功率扼流线圈 **PCH** 的配置设计时考虑漏磁通的影响那样来对电路板进行电路设计。此外，也没有必要应用磁屏蔽。这还可以促进用于电源电路的电路板在尺寸和重量上的减小。

此外，为了与交流周期对应，功率扼流线圈 **PCH** 所需的电感值约为 7.2mH。相反，由于使用高频电感器 **L10** 用于开关周期的高频电流，其电感可设置为相当低的值，例如，在高频线圈部分 **L10A** 的电感值为 45 μ H，在高频线圈部分 **L10B** 的电感值为 85 μ H。因此，当相互比较高频电感器 **L10** 和功率扼流线圈 **PCH** 所需的匝数时，高频电感器 **L10** 的匝数可以远小于功率扼流线圈 **PCH** 的匝数，并且这种在匝数上的减少降低了由线圈元件产生的功率损耗。这也获得了比使用功率扼流线圈 **PCH** 用于功率因数校正更高的功率转换效率的因数。

图 21 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 **PF**、和整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）相对于负载改变的变化特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 19 所示的电源电路实际进行实验得出的结果。应该注意的是，在图 21 中，示出了图 19 所示的、具有包括功率因数校正电路 17 的电路结构（带 **L10B**）的电源电路，和另一个具有与图 19 中所示的功率因数校正电路 17 的电路结构等价、只是将高频线圈部分 **L10B** 省去的电路结构的电源电路的特性曲线。在图 21 中，包括功率因数校正电路 17（带 **L10B**）的电源电路的特性曲线用实线表示，而省去高频线圈部分 **L10B** 的电源电路的特性曲线用虚线表示。

此外,为了获得在图 21 中示出的实验结果,交流输入电压 V_{AC} 为 230V, 并且调节负载功率 P_o 在 150W ($E_o = 5V \times 30A$) 到 0W 的范围内改变。应该注意的是,作为交流输入电压 V_{AC} 的输入条件,确保交流 200V 系统从 120V 到 280V 的范围变化。此外,选择性使用具有下面参数的部件作为在图 19 中所示的带 PFC 的电源电路的元件:

- 绝缘转换变压器 **PIT**: EER-40 铁氧体磁芯, 间隙 $G = 1.4mm$, 初级线圈 $N1 = 60T$, 次级线圈 $N2A$ 和 $N2B = 2T$, 耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.018\mu F$
- 高频电感器 **L10**: $L10A = 45\mu H$, $L10B = 85\mu H$
- 整流二极管 $D1 = 3A/600V$
- 滤波电容器 $CN = 1\mu F/200V$

此外,当设计功率因数校正电路而省去高频线圈部分 **L10B** 时,将高频线圈部分 **L10A** 的电感值设为 $120\mu H$ 。此外,在下面的描述中,虽然与省去了图 19 中所示的自身功率因数校正电路 17 的电源电路的特性进行了比较,但是在不包括功率因数校正电路的电源电路中,选择性设置初级线圈 **N1** 为 $N1 = 65T$, 并且选择性设置初级侧串联谐振电容器 **C1** 为 $C1 = 0.018\mu H$ 。

就图 19 中所示的包括功率因数校正电路 17 的电源电路的特性曲线(实线)而言,首先将功率因数与包括省去了高频线圈部分 **L10B** 的功率因数校正电路的电源电路的功率因数的特性曲线(虚线)进行比较。因此,尽管功率因数 **PF** 在整个负载变化范围内都稍微低一些,但是其特性曲线表示的值足够用于实际使用,并且可

以认为基本相同。要注意的是,在这个例子中,相应于负载的变化,功率因数 **PF** 的变化显示出这样的恶性,即在包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路和省去了高频线圈部分 **L10B** 的电源电路的两个电路中,随着负载的加重,功率因数都会增加。在包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路中,在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时,获得功率因数 $PF = 0.80$ 。

应该注意的是,对于不包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路的结构,功率因数 **PF** 为 $PF = 0.54$ 。

此外,尽管没有在图 20 中作为特性曲线示出,但是在包括省去了高频线圈部分 **L10B** 的功率因数校正电路的电源电路中,交流输入电流 **IAC** 的波形倾向大致为 M 形,但在包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路中,该电流显示正弦波形。因此,包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路显示出更有优势、更综合的功率因数校正结果,包括对诸如第 9、第 11、和第 13 次谐波的高次和奇数次谐波的失真电平的抑制。

此外,对于包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$,在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时,获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 92.0\%$ 。从图 21 可以看出,在从负载功率 $P_o = 50\text{W}$ 到 150W 的宽负载功率范围内,包括功率因数校正电路 **17** 的电源电路比包括省去了高频线圈部分 **L10B** 的功率因数校正电路的电源电路获得了更高的功率转换效率。换句话说,当采用在图 19 中所示的连接方式时,其中,高频电感器 **L10** 设置有抽头而将高频电感器 **L10** 分成高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 两部分,可以获得较高的功率因数效率。

顺便提及,对于不包括功率因数校正电路的电源电路,测得交流转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.1\%$ 。与此相比,图 19 中所示的电源电路显示出 1.9%的校正。与此同时,交流输入功率降低了 3.5W。

此外,对于整流平滑电压 E_i (直流输入电压),尽管当负载功率 P_o 趋向于变为大负载功率时,包括功率因数校正电路 17 的电源电路的整流平滑电压 E_i 显示增大的趋势,但可以认为,相应于负载变化的整流平滑电压 E_i 的变化通常基本固定。若将该特性曲线与在图 9 或图 10 中示出的电源电路的特性曲线相比较,则相应于负载变化的整流平滑电压 E_i 的变化幅度显著减小。这一结果源自于由功率因数校正电路 17 再生的能量相应于负载的变化是可变的这一事实。同样,当与采用了图 12 中所示的扼流输入系统的电源电路中的整流平滑电压 E_i 的变化特性曲线进行比较,整流平滑电压 E_i 的变化幅度显著减小。

此外,比较包括功率因数校正电路 17 的电源电路的整流平滑电压 E_i 的特性曲线与包括省去了高频线圈部分 L10B 的电源电路的整流平滑电压 E_i 的特性曲线,可以看到,从低于 50W 的负载功率 P_o 到 150W 的负载功率的宽范围内得到一个更高的电平。以这种方式增加的整流平滑电压 E_i 的电平使得在图 19 所示的实施例的电路的功率转换效率中的因数得到校正。

应该注意的是,对于包括功率因数校正电路 17 的电源电路,作为在最大负载功率 $P_o = 150W$ 时的整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i),测得 $\Delta E_i = 5.5V$ 。此外,对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压值 (ΔE_o),测得 $\Delta E_o = 20mV$ 。

通过包括省去了高频线圈部分 L10B 的功率因数校正电路的电源电路,对于在最大负载功率 $P_o = 150W$ 时的整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i),测得 $\Delta E_i = 22.5V$ 。

此外，对于不包括功率因数校正电路的电源电路，作为在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时的整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i)，测得 $\Delta E_i = 14\text{V}$ 。此外，作为次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，测得 $\Delta E_o = 10\text{mV}$ 。

根据上面所述，如果包括功率因数校正电路 17 的电源电路首先与包括省去了高频线圈部分 L10B 的功率因数校正电路的电源电路相比较，则可以看到，由于整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i) 为 $\Delta E_i = 5.5\text{V}$ ，同时后一电源电路为 $\Delta E_i = 22.5\text{V}$ ，所以将波动电压电平 (ΔE_i) 显著地抑制到大约四分之一。用这种方式抑制整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i) 的事实表明，叠加在次级侧直流输出电压 E_o 上的商用交流电源周期的波动也被显著地抑制了。换句话说，与波动电压电平 ΔE_i 有关的结果表明，当与包括传统功率再生系统的功率因数校正电路的电源电路相比较时，图 10 中所示的实施例的电源电路大大抑制了次级侧直流输出电压的波动。

此外，如果执行关于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o) 的比较，则当包括功率因数校正电路 17 的电源电路显示 $\Delta E_o = 20\text{mV}$ 时，不包括功率因数校正电路的电源电路显示 $\Delta E_{io} = 10\text{mV}$ 。简言之，像上面所述一样，本实施例中的次级侧直流输出电压的波动的增加值被抑制到大约为不包括功率因数校正电路的电源电路的两倍。

图 22 示出了根据本发明第八实施例的开关电源电路的结构例子。

参照图 22，所示的电源电路包括功率因数校正电路 18，来代替设置在第七实施例的电源电路的结构中的功率因数校正电路 17。该功率因数校正电路 18 也采用了磁耦合型的功率再生系统。

功率因数校正电路 **18** 也接入在桥式整流电路 **Di** 和平滑电容器 **Ci** 之间的整流电流通路中，用来从交流输入电压 **VAC** 产生整流平滑电压 **Ei** (直流输入电压)。该功率因数校正电路 **18** 包括滤波电容器 **CN**、高频电感器 **L10** (第一电感器)、和高速恢复型的开关二极管 **D1**。

然而，在这个例子中，高频电感器 **L10** 上没有设置抽头。相反，在图 22 所示的电路中，在绝缘转换变压器 **PIT** 的初级线圈 **N1** 的预置的线圈位置上设置有抽头，从而将初级线圈 **N1** 分成两个初级线圈部分 **N1A** 和 **N1B**。对于初级线圈部分 **N1A** 和 **N1B**，初级线圈部分 **N1B** 包含在组成下文所述的功率因数校正电路 **18** 的电感器 (第二电感器) 中。

应该注意的是，在这个例子中的初级线圈 **N1** 中，初级线圈部分 **N1A** 的端部为线圈的起始端，并且该线圈起始端通过初级侧串联谐振电容器 **C1** 的串联连接与开关元件 **Q1** 的源极与开关元件 **Q2** 的漏极的节点 (开关输出点) 相连。在这个例子中，尽管将初级侧串联谐振电容器 **C1** 接入到开关输出点侧的一个位置上，但由于初级线圈 **N1** 和初级侧串联谐振电容器 **C1** 是彼此串联连接的，所以通过初级侧串联谐振电容器 **C1** 的电容和初级线圈 **N1** (**N1A** + **N1B**) 的 **L1** 形成了用于开关转换器的操作成为电流共振型的操作的初级侧串联谐振电路。此外，开关元件 **Q1** 和 **Q2** 的开关输出输送给初级侧串联谐振电路。

此外，由于整个初级线圈 **N1** 的线圈起始端部就是上文中描述的初级线圈部分 **N1A** 侧的端部，所以初级线圈部分 **N1A** 的线圈起始端部与初级线圈 **N1** 的线圈起始端部相同，同时，初级线圈部分 **N1A** 的线圈末端端部就是初级线圈 **N1** 的抽头位置。此外，初级线圈部分 **N1B** 的线圈起始端部为抽头位置，并且初级线圈部分 **N1B** 的末端端部与初级线圈 **N1** 的线圈末端端部相同。

包括滤波电容器 **CN**、高频电感器 **L10**、开关二极管 **D1**、和如上所述的初级线圈部分 **N1B** 的功率因数校正电路 **18** 以下面的连接方式形成。

开关二极管 **D1** 的阳极与桥式整流电路 **Di** 的正极输出端子连接。开关二极管 **D1** 的阴极与初级线圈 **N1** 的抽头相连接。这就表示，在功率因数校正电路 **18** 中，开关二极管 **D1** 的阴极与初级线圈部分 **N1B** 的线圈起始端部相连接。

初级线圈部分 **N1B** 的线圈末端端部（初级线圈 **N1** 的线圈末端端部）通过高频电感器 **L10** 与平滑电容器 **Ci** 的正极端子连接到。因此，在功率因数校正电路 **18** 中，高频电感器 **L10** 和初级线圈部分 **N1B** 是彼此串联连接的。

用于抑制普通类型噪声的滤波电容器 **CN** 接入在开关二极管 **D1** 的阳极和平滑电容器 **Ci** 的正极端子之间。可以认为，以这种方式接入的滤波电容器 **CN** 与开关二极管 **D1**、初级线圈部分 **N1B**、和 高频电感器 **L10** 组成的串联电路是并联连接的。

当功率因数校正电路 **18** 以上述连接方式接入时，由桥式整流电路 **Di** 的正极端子输出的整流电流通过下面的线路流入平滑电容器 **Ci**：开关二极管 **D1** → 初级线圈部分 **N1B** → 高频电感器 **L10**。换句话说，开关二极管 **D1** → 初级线圈部分 **N1B** → 高频电感器 **L10** 的串联电路被接入在用于从交流输入电压 **VAC** 生成整流平滑电压 **Ei**（直流输入电压）的全波整流电路的整流电流通路中。

此外，在这个例子中，由于初级线圈 **N1** 的初级线圈部分 **N1B** 包括在如上所述的整流电流通路中，所以从初级侧串联谐振电路获得的开关输出（初级侧串联谐振电流）被再生为功率，并且通过磁

耦合（高频电感器 **L10** 和初级线圈部分 **N1B**）反馈给平滑电容器 **Ci**。

例如，在图 19 中所示的功率因数校正电路 17 中，来自通过给高频电感器 **L10** 设置的抽头而形成的高频线圈部分 **L10A** 和 **L10B** 之间的高频线圈部分 **L10B** 没有被接入到整流电路通路中，而是通过初级侧串联谐振电容器 **C1** 与初级线圈 **N1** 串联。因此，高频线圈部分 **L10B** 起到形成初级侧串联谐振电路的电感分量的作用。此外，高频线圈部分 **L10B** 将初级侧串联谐振电路的开关输出传输给与其有紧密耦合关系的高频线圈部分 **L10A**，因而在功率因数校正电路 17 中获得了将交流电压分量叠加在开关输出上的功率再生操作。

在图 22 中所示的功率因数校正电路 18 中，初级线圈部分 **N1B** 具有组成初级侧串联谐振电路的电感分量，并且与高频电感器 **L10** 串联连接。因此，初级线圈部分 **N1B** 可以与高频电感器 **L10** 基本紧密地耦合。由于建立了这样的关系，所以通过将开关输出从初级线圈部分 **N1B** 传输给高频电感器 **L10**，获得了与图 19 的功率因数校正电路 17 相似的功率再生操作。

通过像上面描述的这样的操作，可以认为，图 19 中所示的功率因数校正电路 17 中的高频线圈部分 **L10A** 和高频线圈部分 **L10B** 之间的关系等价于图 22 中所示的功率因数校正电路 18 中的高频电感器 **L10**（第一电感器）和初级线圈部分 **N1B**（第二电感器）之间的关系。

在图 23 中示出了在图 22 中的包括具有上述结构的功率因数校正电路 18 的电源电路的功率因数校正操作。在图 23 中，与图 20 中类似，示出了交流输入电压 **VAC**、交流输入电流 **IAC**、整流电流 **I1** 与 **I2**、以及电压 **V1** 与 **V2**。

在图 22 的电路中，整流电流 I_1 通过整流二极管 D_1 从桥式整流电路 D_i 的正极输出端子流出，同时整流电流 I_2 沿着高频电感器 L_{10} 和平滑电容器 C_i 的正极端子之间的线路流动。此外，电压 V_1 为在开关二极管 D_1 的阳极与初级线圈 N_1 的抽头的节点和初级侧地线之间的电压。电压 V_2 为在高频电感器 L_{10} 与初级线圈部分 N_{1B} 的端部的节点和初级侧地线之间的电压。交流输入电压 V_{AC} 为 230V，并且具有 50Hz 的频率，它们与图 20 中条件相同。

在功率因数校正电路 18 中，通过功率再生操作将开关输出像在上文中描述的一样从初级侧串联谐振电路反馈。在这个例子中，作为在高频电感器 L_{10} 的端部和初级线圈部分 N_{1B} 处的电压 V_2 具有这样的波形，其中，如图 23 所示样，开关周期的交流电压分量叠加在叠加了交流周期的波动分量的整流平滑电压 E_i 上。电压 V_2 的波形包括相应于整流电流 I_1 的导通期间突起的包络线。在这个例子中，在相应于交流输入电压 V_{AC} （整流电流 I_1 ）峰值的时间点的电压 V_2 的包络线波形的最大值为 570V，而最小值为 320V。

同时，作为在开关二极管 D_1 的阳极与初级线圈 N_1 的抽头的节点和初级侧地线之间电压的电压 V_1 ，具有与电压 V_2 基本近似的波形。然而，由于没有接入初级线圈部分 N_{1B} ，所以整体来看，从相应于整流电流 I_1 峰值的时间点的电压最大值为 550V 和最小值为 300V 的事实可以看出，电压 V_1 减小了 20V。

从电压 V_1 和 V_2 具有交流波形的事实可以认为，在图 22 所示的功率因数校正电路 18 中，开关周期的交流电压叠加在用与从通过功率再生从初级侧串联谐振电路反馈的开关输出（初级侧串联谐振电流）生成整流平滑电压 E_i （直流输入电压）的整流电流通路上。在这个例子中，当向开关二极管 D_1 施加电压 V_1 的交流电压分量时，该开关二极管执行开关操作，例如，当施加的交流电压分量高于交流输入电压 V_{AC} 的正/负峰值的大约二分之一时，该开关二极

管执行开关转换操作，用来连通或断开从桥式整流电路 **Di** 的整流输出端子流入的整流电流 **I1**。因此，在这个例子中，整流电流 **I1** 在开关二极管 **D1** 导通的期间具有正弦波形的正极性半波的包络线的交流波形。应该注意的是，在这个例子中，相应于交流输入电压 **VAC** 显示峰值的时间点的整流电流 **I1** 的值为 $10A_p$ 。

同时，趋向于从初级线圈部分 **N1B** 流入平滑电容器 **Ci** 的整流电流 **I2** 具有这样的波形，其中，整流电流 **I1** 叠加在初级侧串联谐振电流上，如图 23 所示，在这个例子中，该初级侧串联谐振电流的正/负峰值约为 $5A$ 。

以上述波形流动的整流电流 **I1** 也在由桥式整流电路 **Di** 输出的整流输出电压的值低于平滑电容器 **Ci** 上的电压的期间内流动，并且交流输入电流 **IAC** 的导通期间与整流电流 **I1** 的导通期间基本一致。换句话说，在这个例子中，交流输入电流 **IAC** 的连续角相应于不包括功率因数校正电路的电源电路扩大，并且因此，实现了功率因数的校正。应该注意的是，在这个例子中的交流输入电流 **IAC** 的峰值为 $5A_p$ 。

参照图 22，如上文所述，在功率因数校正电路 **18** 中的高频电感器 **L10** 和初级线圈部分 **N1B** 的操作和功能分别等价于在图 19 中所示的第七实施例的电源电路的功率因数校正电路 **17** 中的高频线圈部分 **L10A** 和高频线圈部分 **L10B** 的操作和功能。如上文所述，整流电流 **I1** 根据功率因数校正电路 **17** 的高频线圈部分 **L10A** 和高频线圈部分 **L10B** 的操作显示正弦波形，结果，交流输入电流 **IAC** 也具有正弦波形。因此，作为图 22 中所示的功率因数校正电路 **18** 的功率因数校正的结果，整流电流 **I1** 和交流输入电流 **IAC** 具有与在图 23 中所示的一样的正弦波形。

简言之，在图 22 中所示的第八实施例的电源电路同样可对高次和奇数次谐波失真进行抑制，并且可以充分获得由电源谐波失真规则规定的规定值容限。此外，在第八实施例中，为了获得像刚刚描述的效果，仅仅需要为绝缘转换变压器 PIT 的初级线圈 N1 设置一个抽头，并进行连接而形成图 22 中所示的电路，并且尤其没有必要另外设置额外的部件或元件。

在具有如上所述的电路结构的第八实施例的电源电路中，绝缘转换变压器 PIT 具有与在上文中描述的第七实施例相似的结构，例如，耦合系数 k 变低，例如 k 约等于 0.75。因此，不管负载、交流输入电压等如何变化，总是可以获得连续模式作为次级侧整流操作。

因此，用以在上文中描述的第七实施例的电源电路中类似的方式抑制了叠加在次级侧直流输出电压 E_o 上的波动电压的增加，并且，当采用磁耦合型结构用于功率再生系统时，可以很容易地实现该操作。此外，当与扼流输入系统的电源电路的转换功率进行比较时，同样实现了高的功率转换效率。

此外，在图 22 中所示的电源电路中，由于假设可以始终获得连续模式作为次级侧整流操作，同步整流电路形成为与次级侧线圈电压检测系统相对应的全波整流电路，所以可以通过最小的电路结构有效地实现次级侧功率损耗的减少。

此外，在这个例子中，高频电感器 L10 具有远低于用于与扼流输入系统相对应的功率因数校正的扼流线圈 PCH 的电感值，并且也可以获得同样的功率损耗的降低作用。

图 24 中示出了交直流的功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、功率因数 PF、和整流平滑电压 E_i （直流输入电压）相对于负载改变的变化

特性曲线，这些变化特性曲线是利用图 19 所示的第八实施例的电源电路实际进行实验得出的结果。

此外，为了获得在图 24 中示出的实验结果，交流输入电压 V_{AC} 为 230V，并且调节负载功率 P_o 在 150W ($E_o = 5V \times 30A$) 到 0W 的范围内改变。此外，选择性使用具有下面参数的部件作为在图 22 中所示的带 PFC 的电源电路的元件：

- 绝缘转换变压器 PIT: EER-40 铁氧体磁芯, 间隙 $G = 1.4mm$, 初级线圈 (初级线圈部分 $N1A = 60T$, 次级线圈部分 $N1B = 4T$), 次级线圈 $N2A = N2B = 2T$, 耦合系数 $k = 0.75$
- 初级侧串联谐振电容器 $C1 = 0.018\mu F/800V$
- 高频电感器 $L10 = 75\mu H$ (EER-19 型磁芯)
- 开关二极管 $D1 = 3A/600V$
- 滤波电容器 $CN = 1\mu F/200V$

图 22 中所示的电源电路的功率因数 PF 关于负载变化具有这样的特性曲线，它具有随负载增加而增加的趋势。对于在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时的功率因数 PF ，获得 $PF = 0.81$ 。

此外，对于在图 22 中所示的电源电路的交直流功率转换效率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ，在最大负载功率 $P_o = 150Wh$ 时，获得 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 92.0\%$ ，并且该特性曲线与在第七实施例中的特性曲线基本一致。

此外，关于整流平滑电压 E_i (直流输入电压) 的特性曲线，本实施例的电源电路显示出比不带功率因数校正电路的电源电路更高的电平。相对于负载改变的电平变化特性曲线是这样的，尽管具

有类似与在第七实施例中的随负载功率 P_o 的加重而增加的趋势，但通常认为相对于负载改变的变化值基本固定。简言之，在第八实施例的电源电路中，相对于负载改变的直流输入电压的变化减小。

此外，在图 22 所示的电源电路中，对于次级侧直流输出电压 E_o 的波动电压电平 (ΔE_o)，测得 $\Delta E_o = 20\text{mV}$ ，因此，获得了与第七实施例的电源电路所得结果类似的结果。此外，对于在最大负载功率 $P_o = 150\text{Wh}$ 时的整流平滑电压 E_i 的波动电压电平 (ΔE_i)，测得波动电压电平被抑制到接近于零电平。

应该注意的是，本实施例不限于上面所述的电源电路的结构。

首先，可以适当地改变绝缘转换变压器 **PIT**，例如，变为磁芯型，只要所设计的绝缘转换变压器 **PIT** 中的磁通密度低于所需值。

此外，例如，虽然上文中描述的实施例的开关转换器是基于他激发电流谐振型的转换器，但是本发明的电源电路也可以另外包括一个自激发电流谐振型的转换器。在这个例子中，例如，可以选择性使用双极晶体管用作开关元件。此外，可以应用四个开关元件以全桥耦合方式连接的电流谐振型转换器。此外，对于开关转换器的初级侧的开关元件 (**Q1** 和 **Q2**)，除了 MOS-FET，也可以采用 IGBT (绝缘栅极双极晶体管)，只要它们能够以他激发形式应用。此外，依照实际情况等等，可以改变在上文中描述的部件和元件的常数和其他参数。

更进一步，也可以适当地改变用作次级侧全波整流电路的线圈电压检测系统的同步整流电路的具体结构。此外，当不需要低电压/高电流条件时，可以使用具有桥式结构的全波整流电路或使用基于双二极管的结构来替代同步整流电路。

此外，功率因数校正电路也不限于上文所述的实施例的结构，但可以具有由本发明的受让人先前提出的、基于与各种功率再生（反馈）系统相对应的电路结构的各种结构中的任何一个结构。

虽然已经通过使用特殊的术语描述了本发明的优选实施例，但这种描述仅仅是为了说明的目的，在不违背随后的权利要求的精神和原则的前提下，可以对本发明进行各种更改和变化。

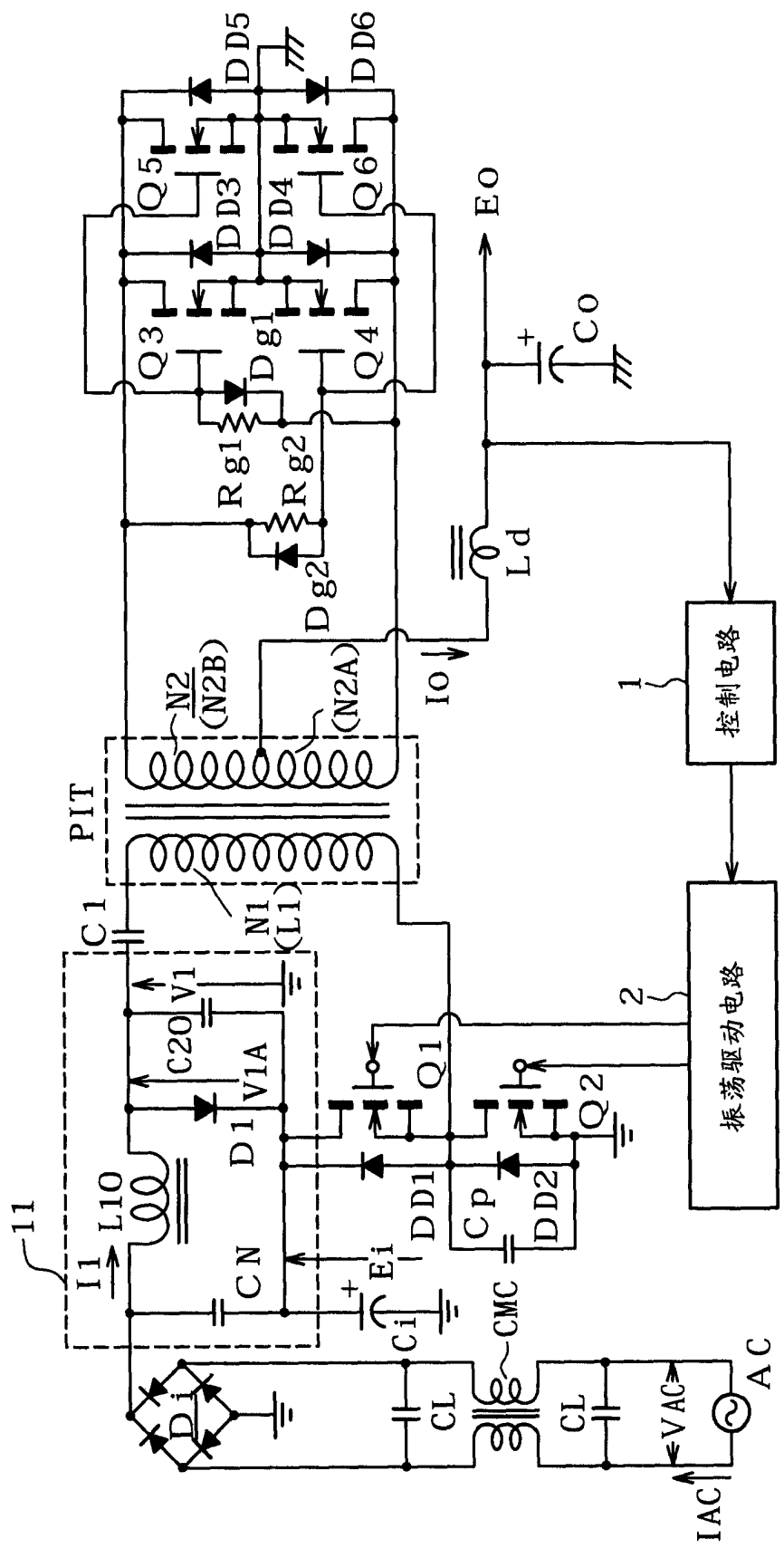


图 1

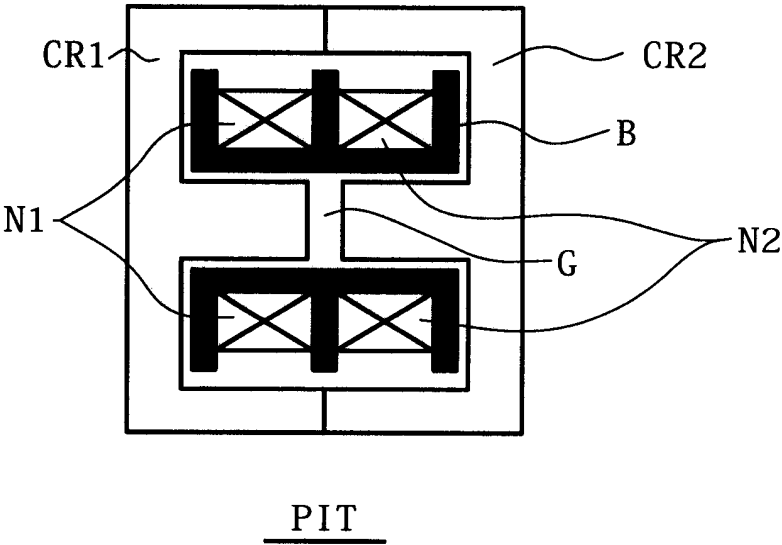


图 2

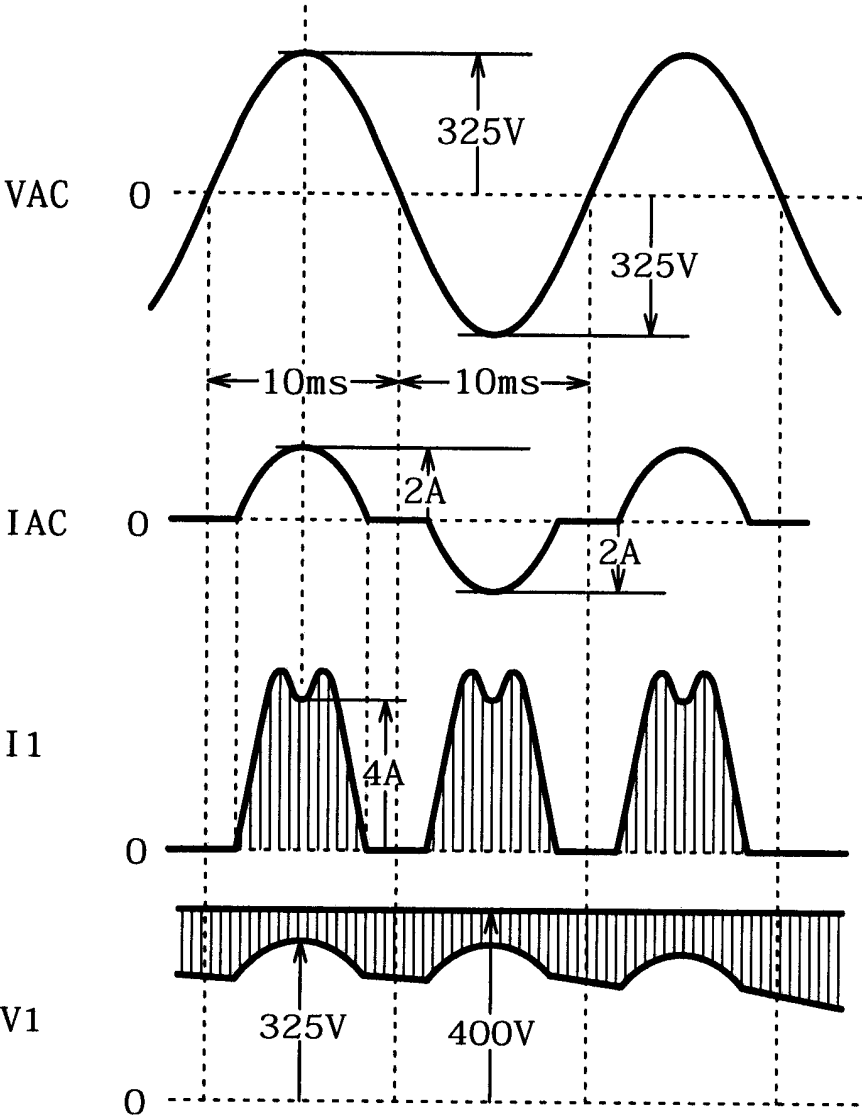


图 3

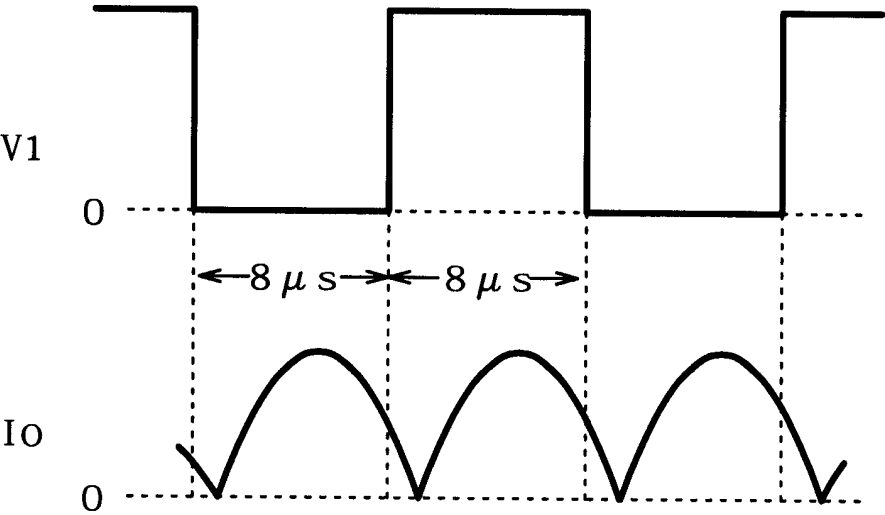


图 4A

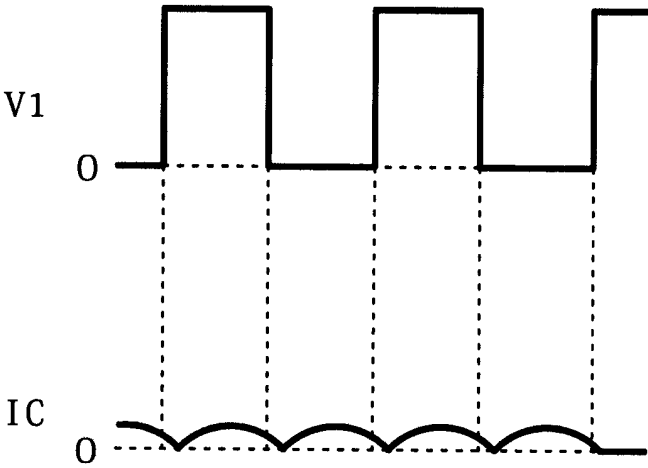


图 4B

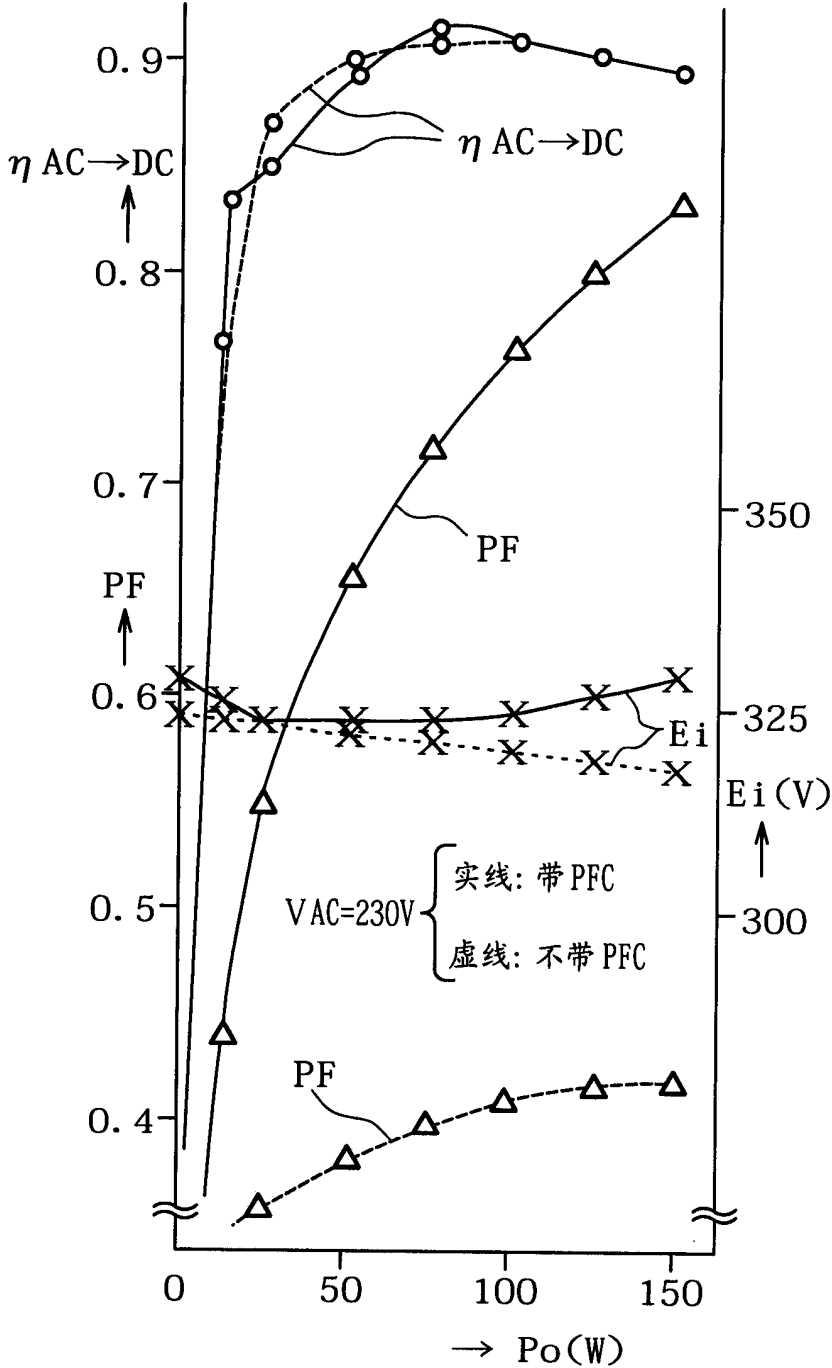


图 5

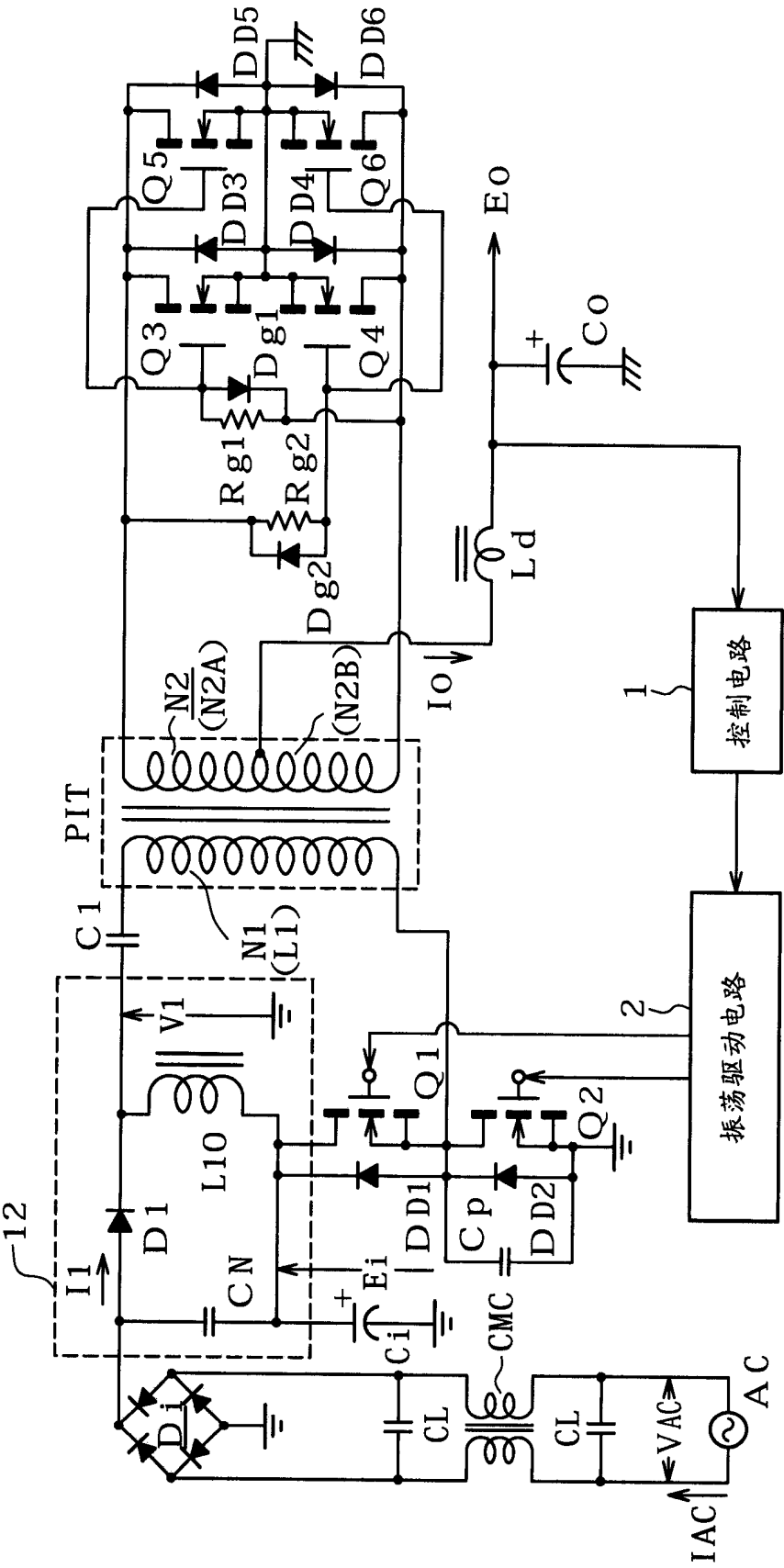


图 6

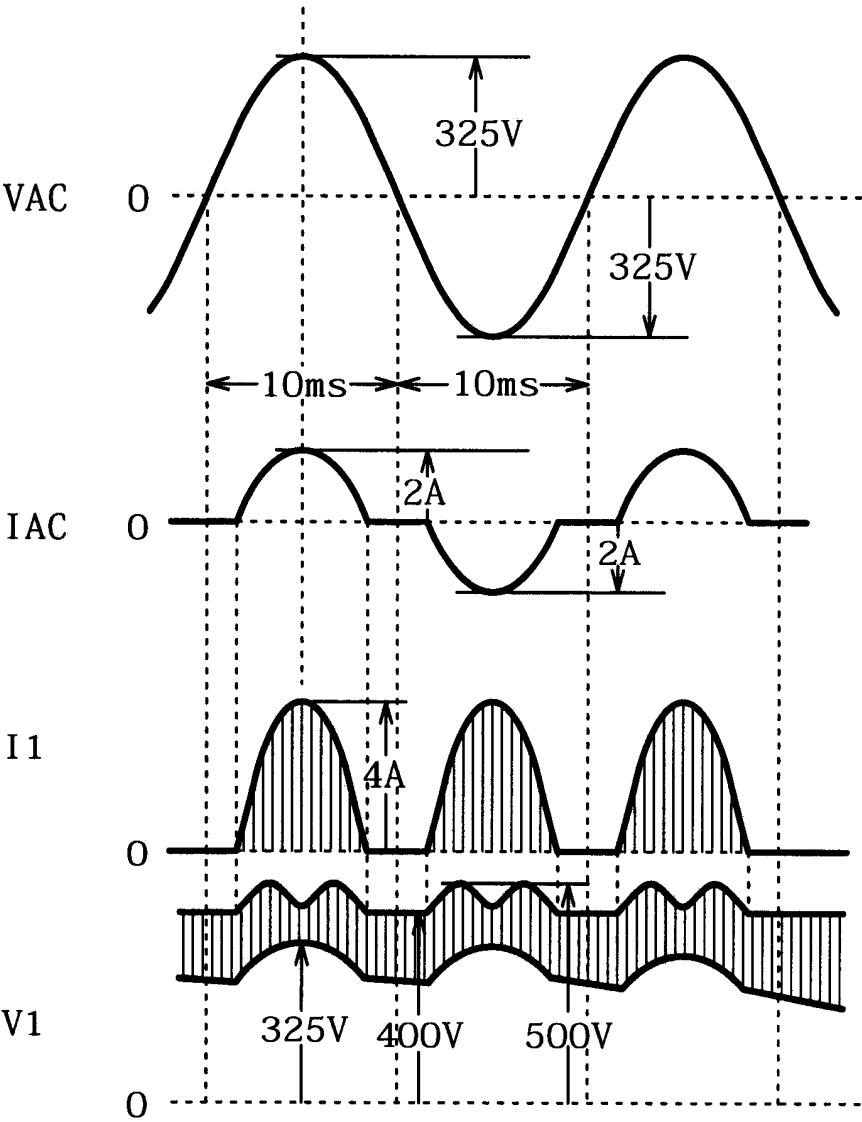


图 7

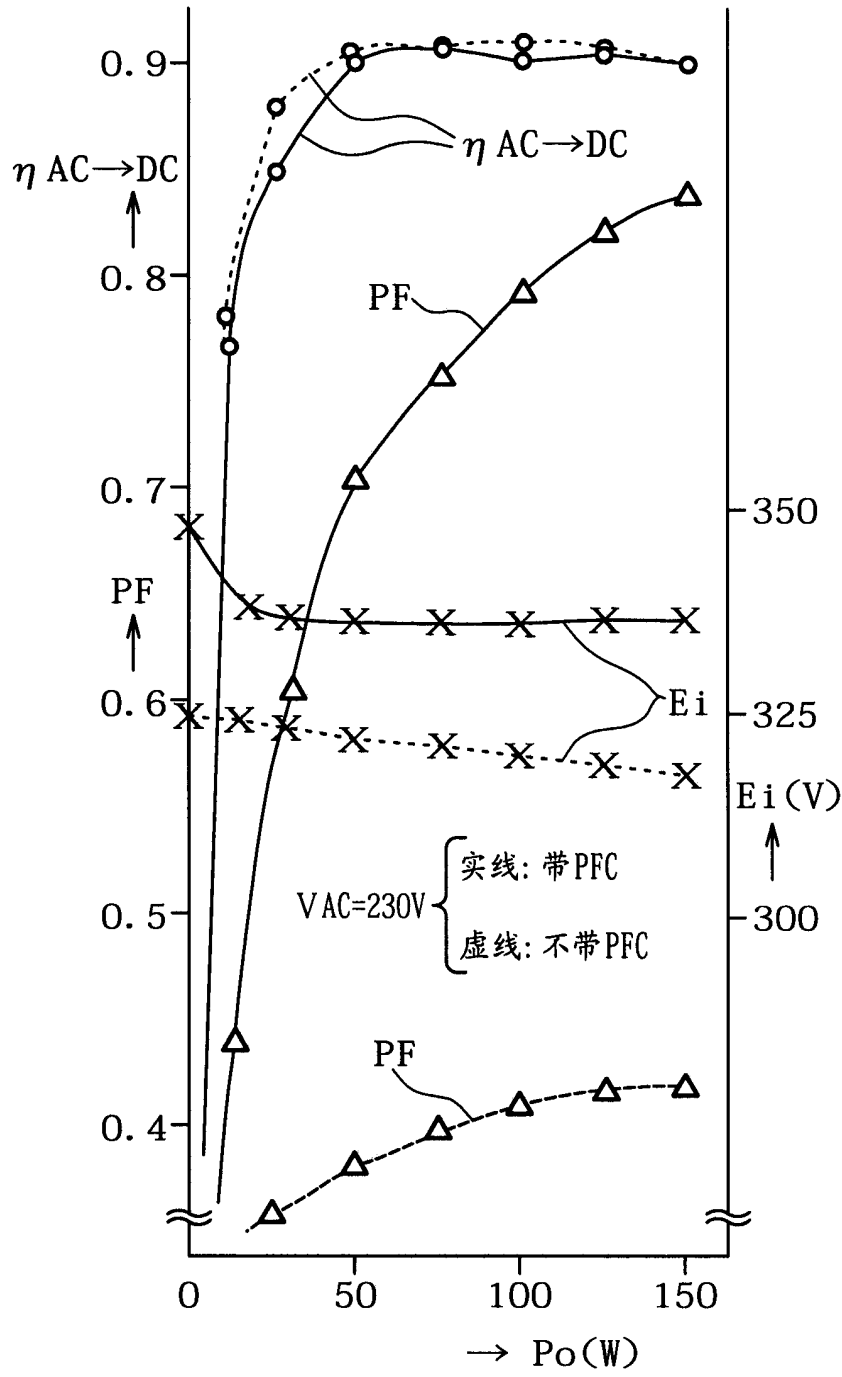


图 8

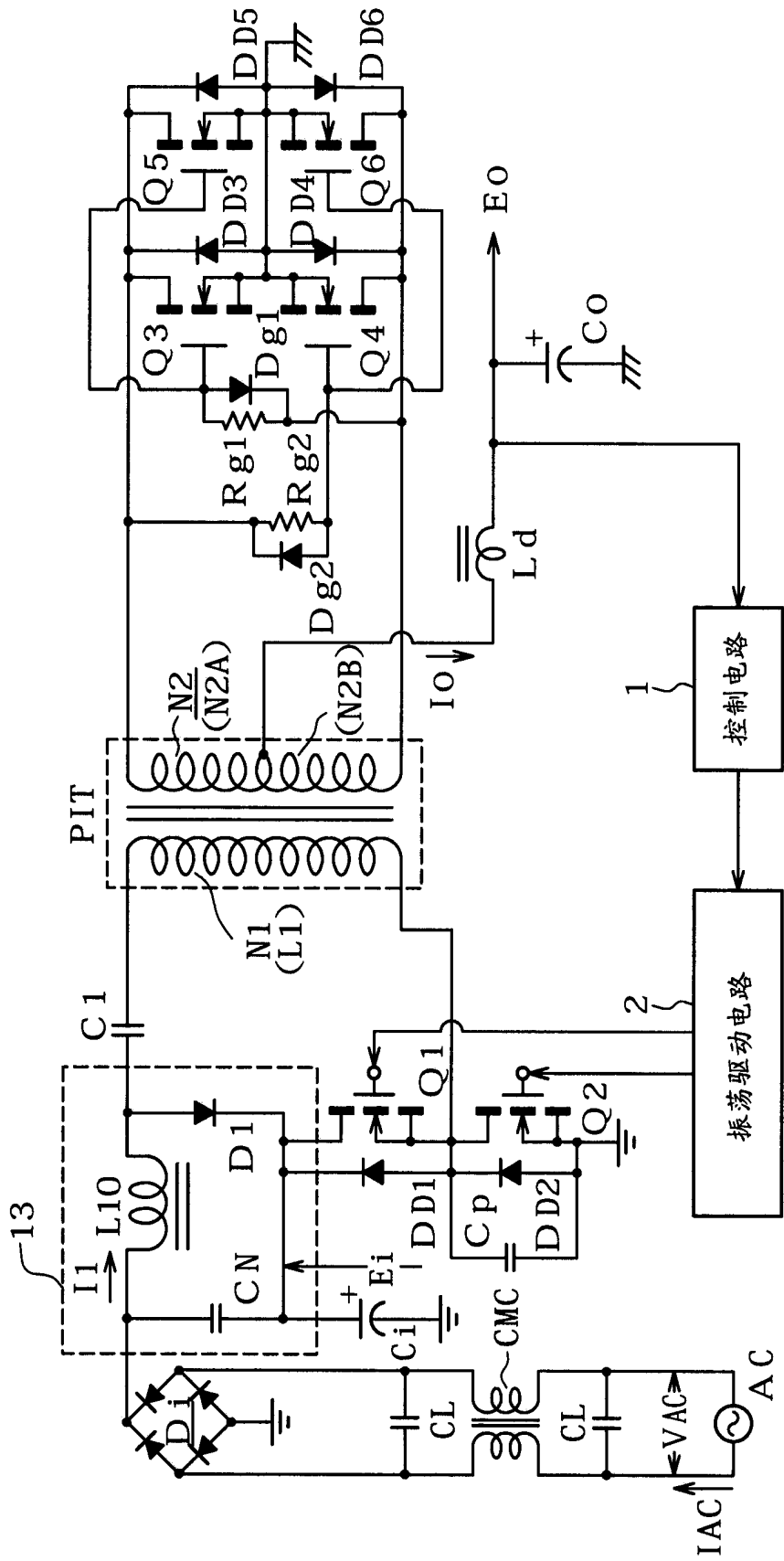


图 9

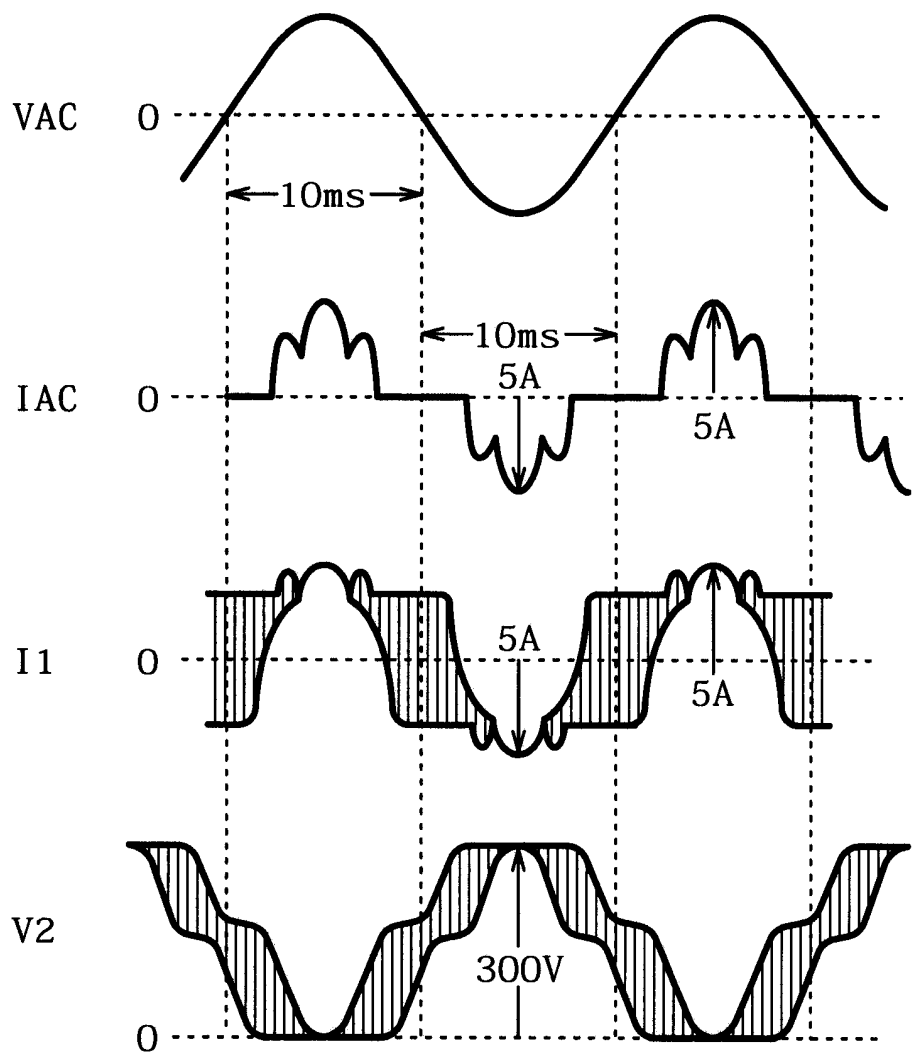


图 11

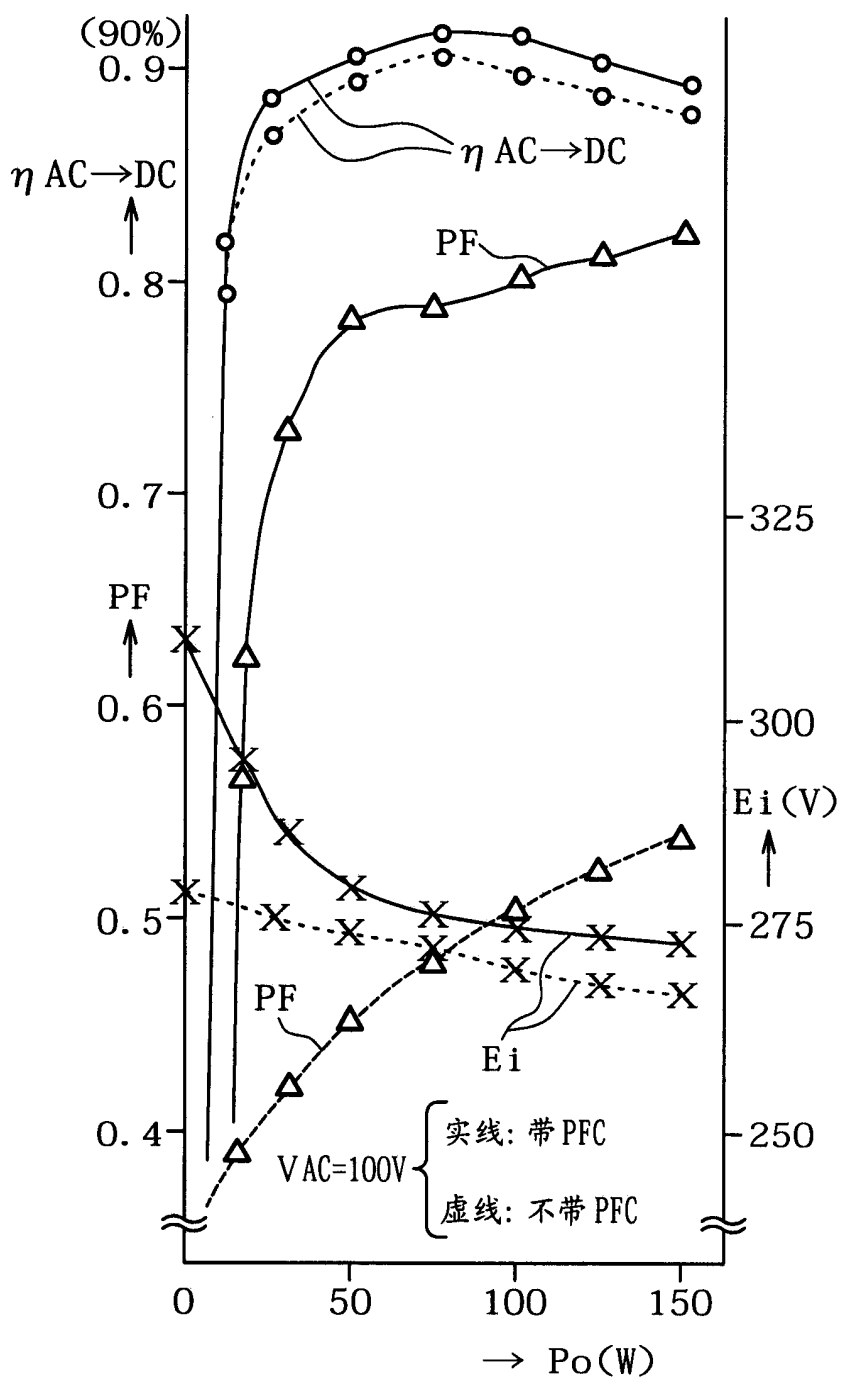


图 12

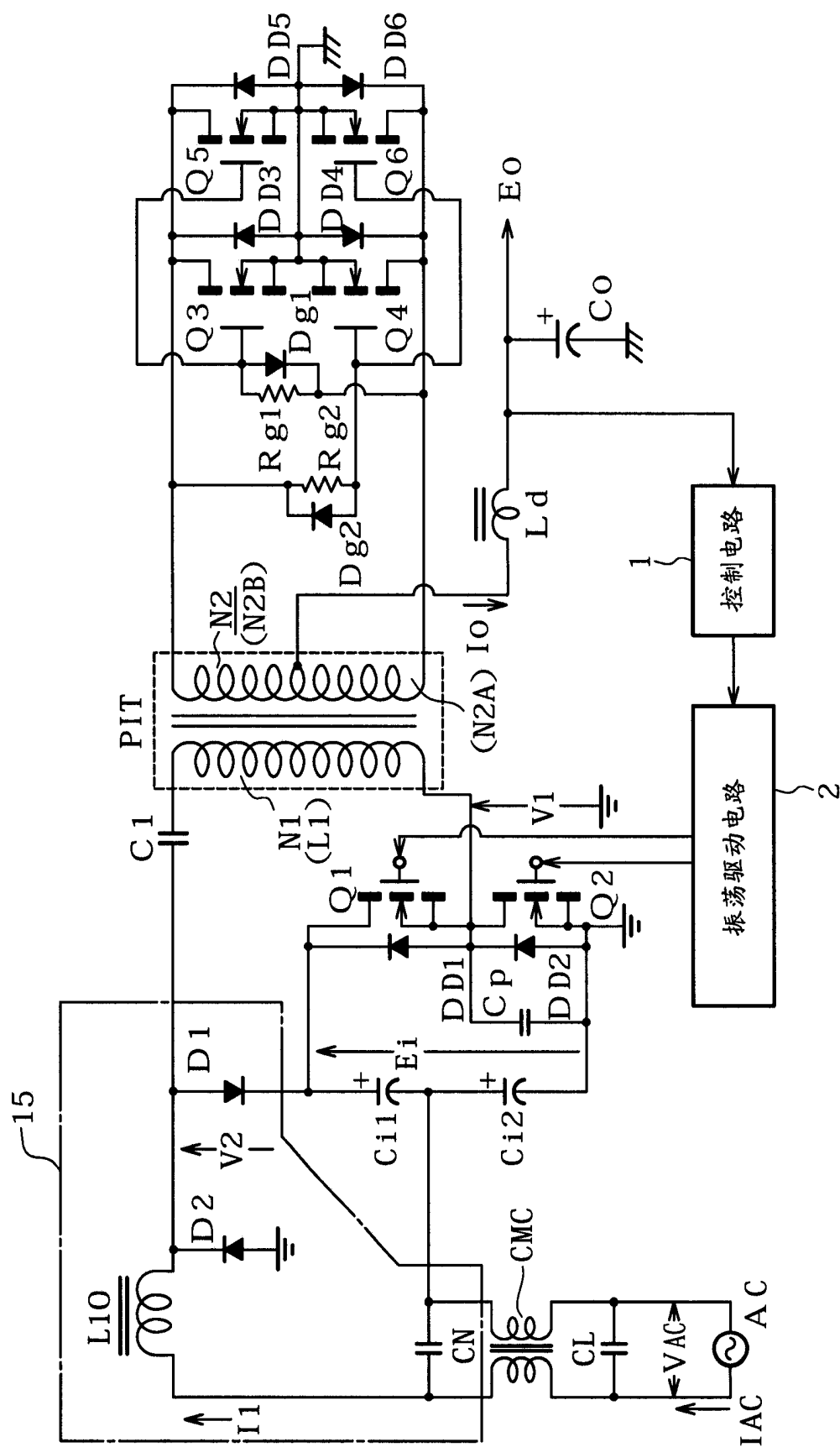


图 13

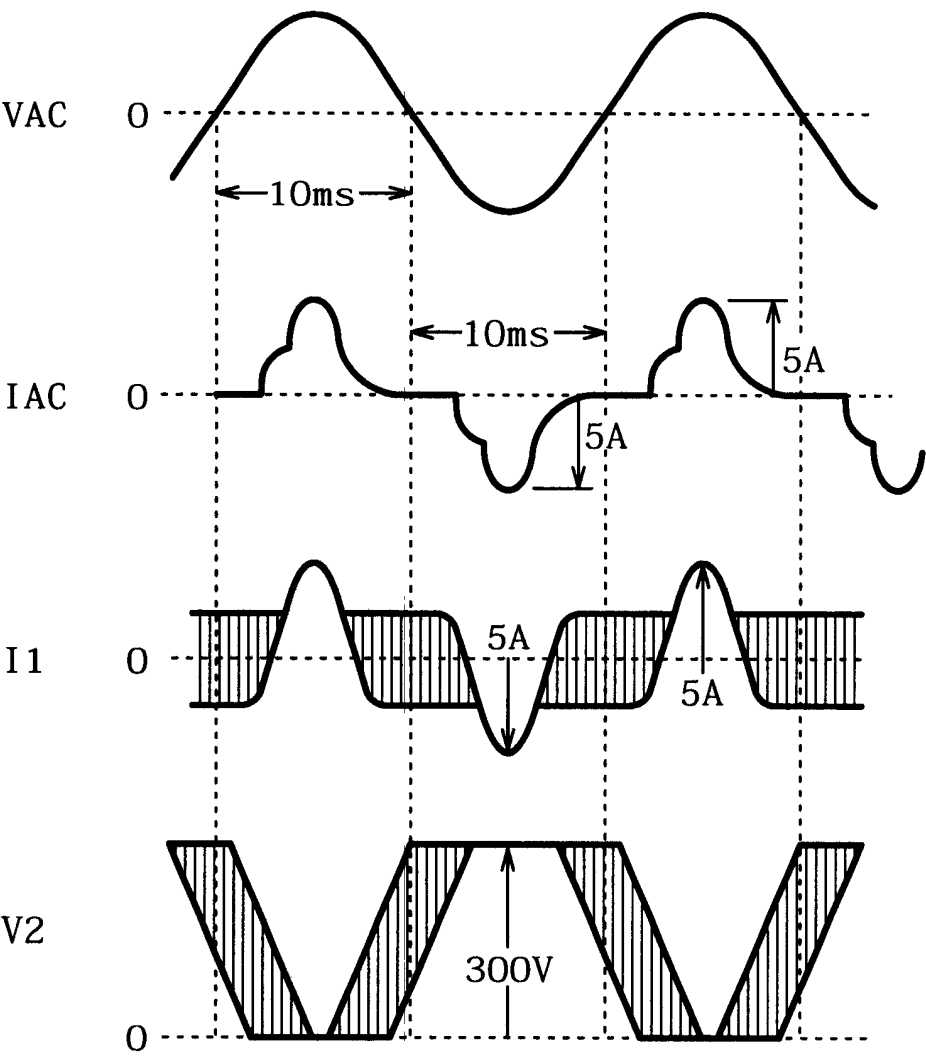


图 14

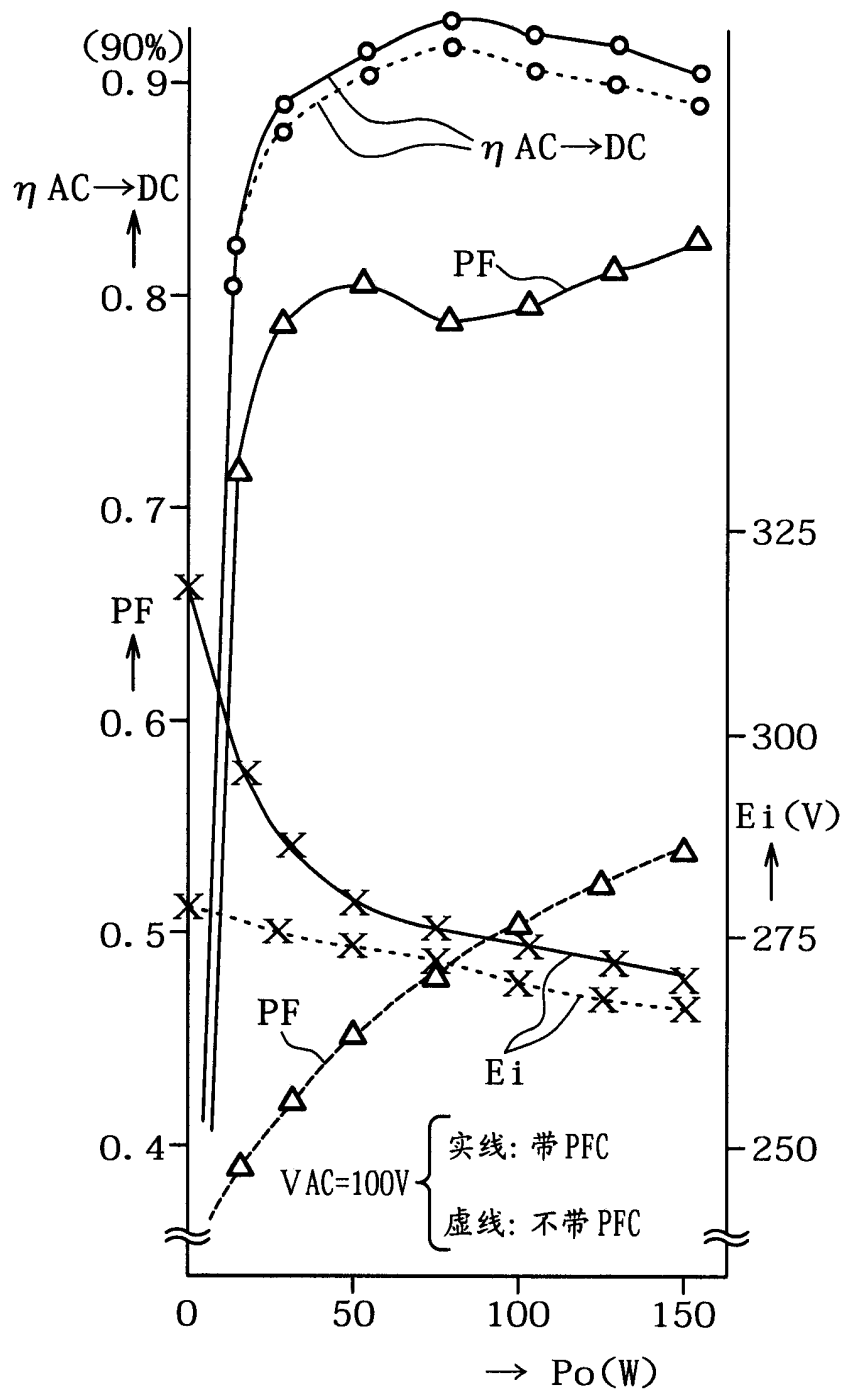


图 15

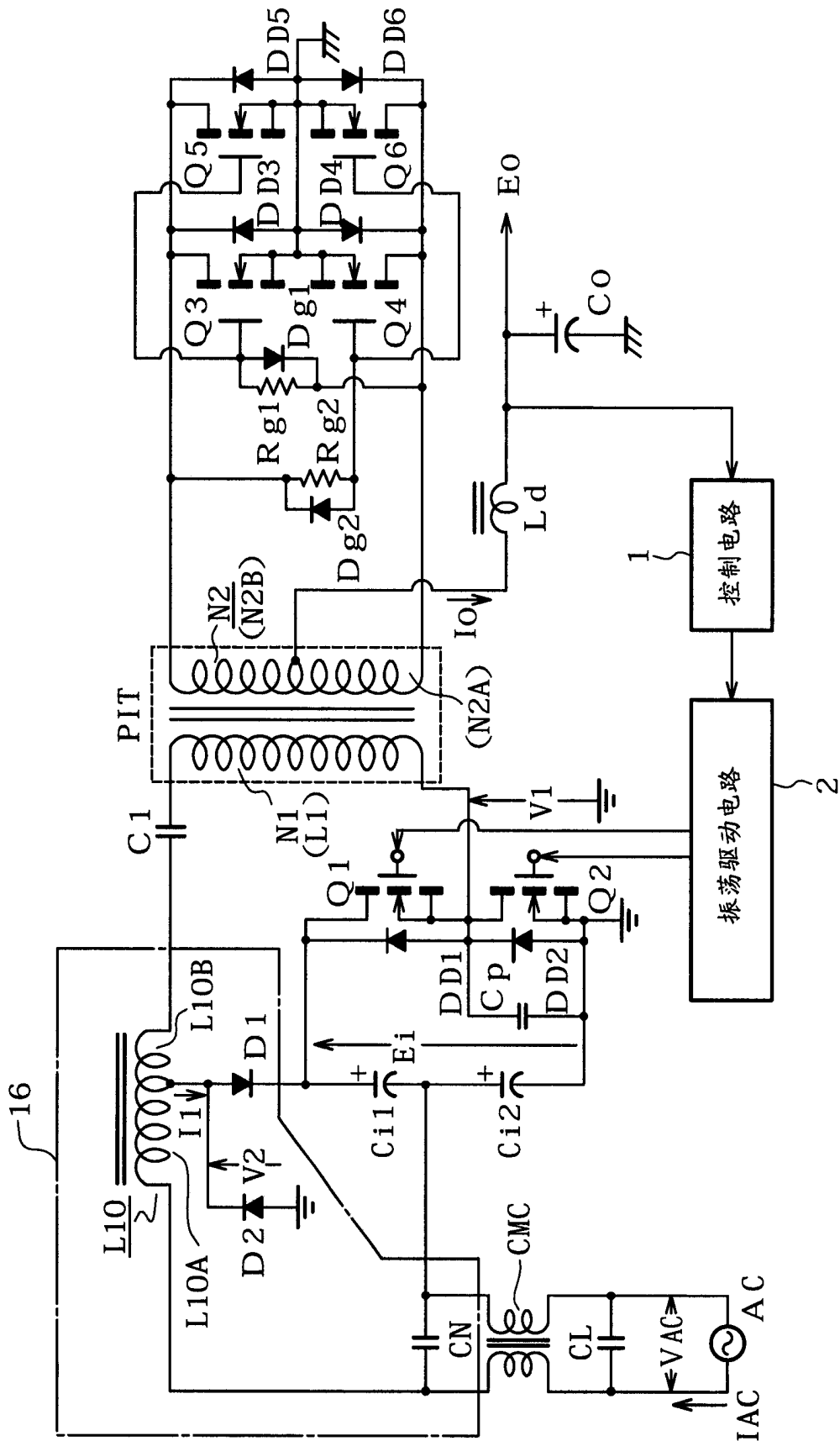


图 16

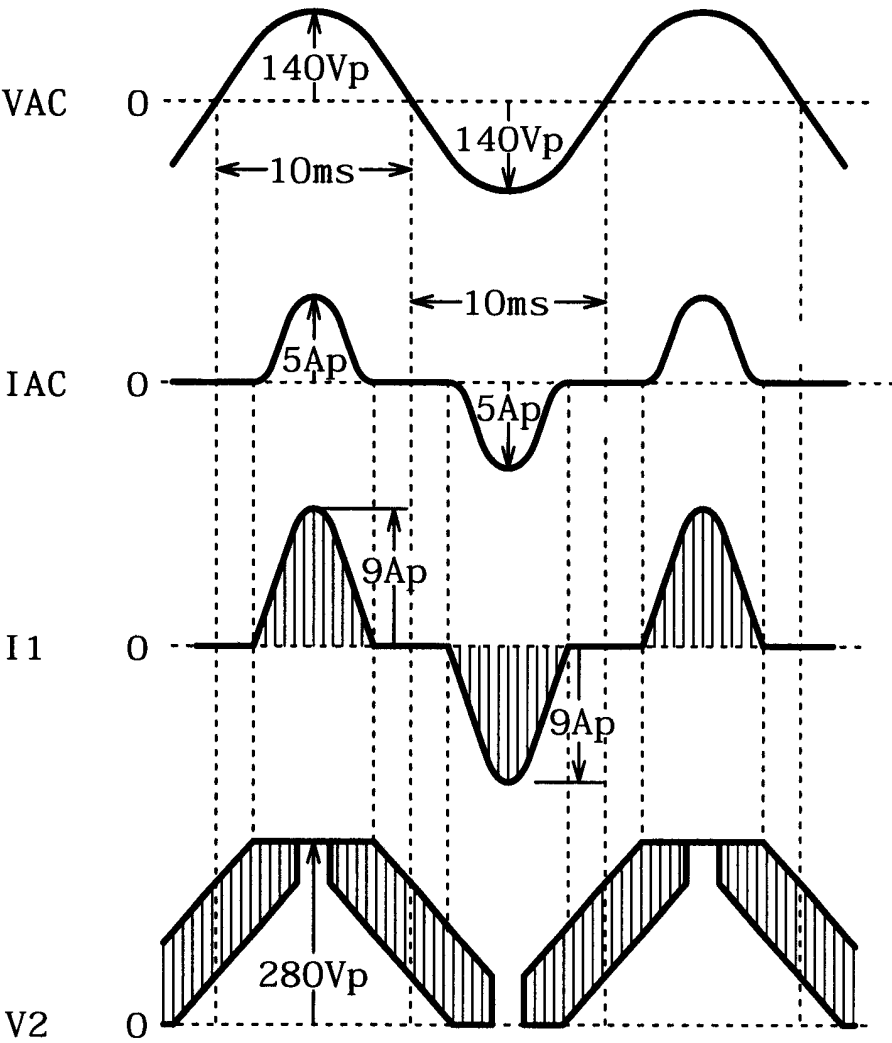


图 17

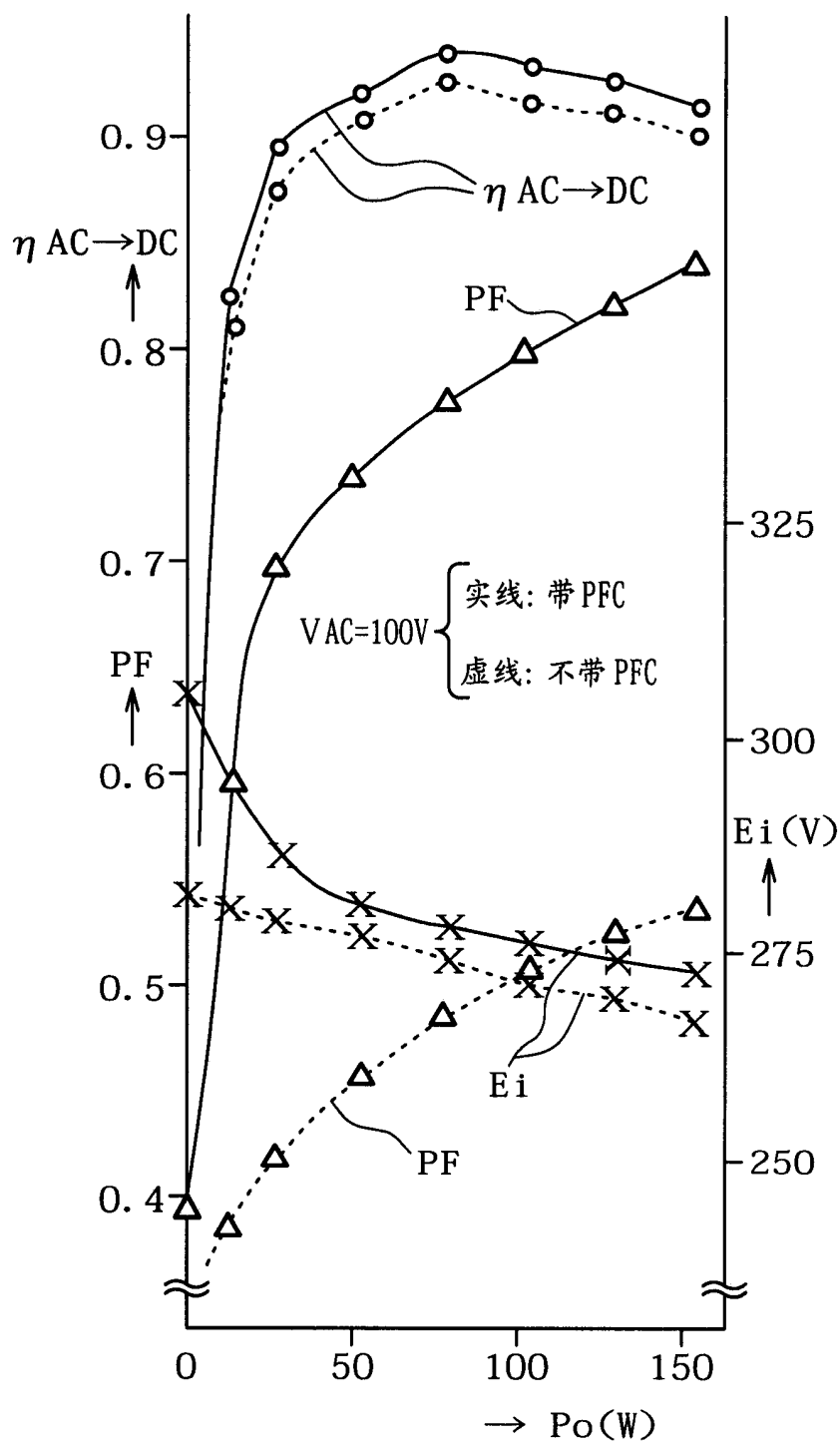


图 18

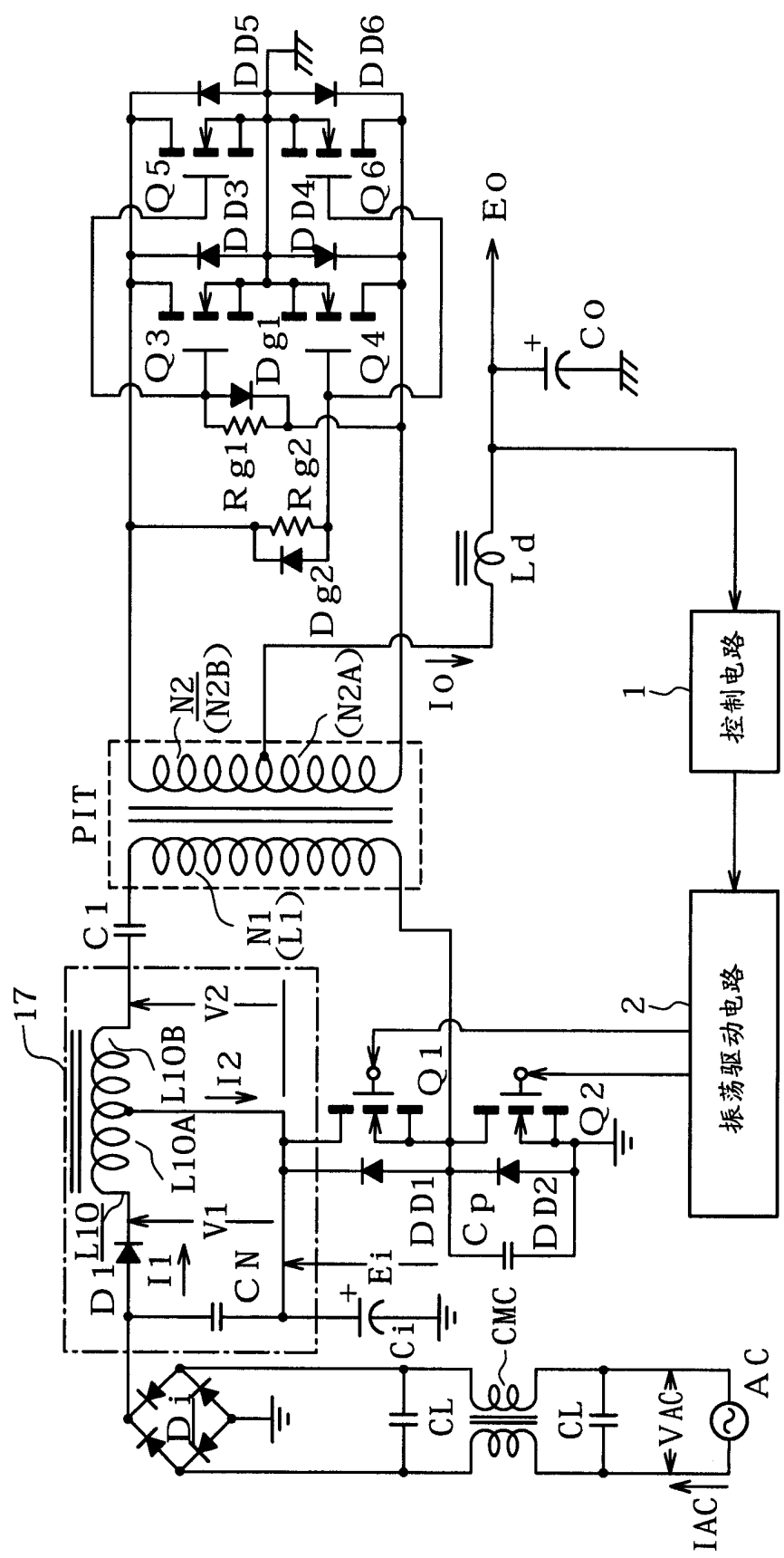


图 19

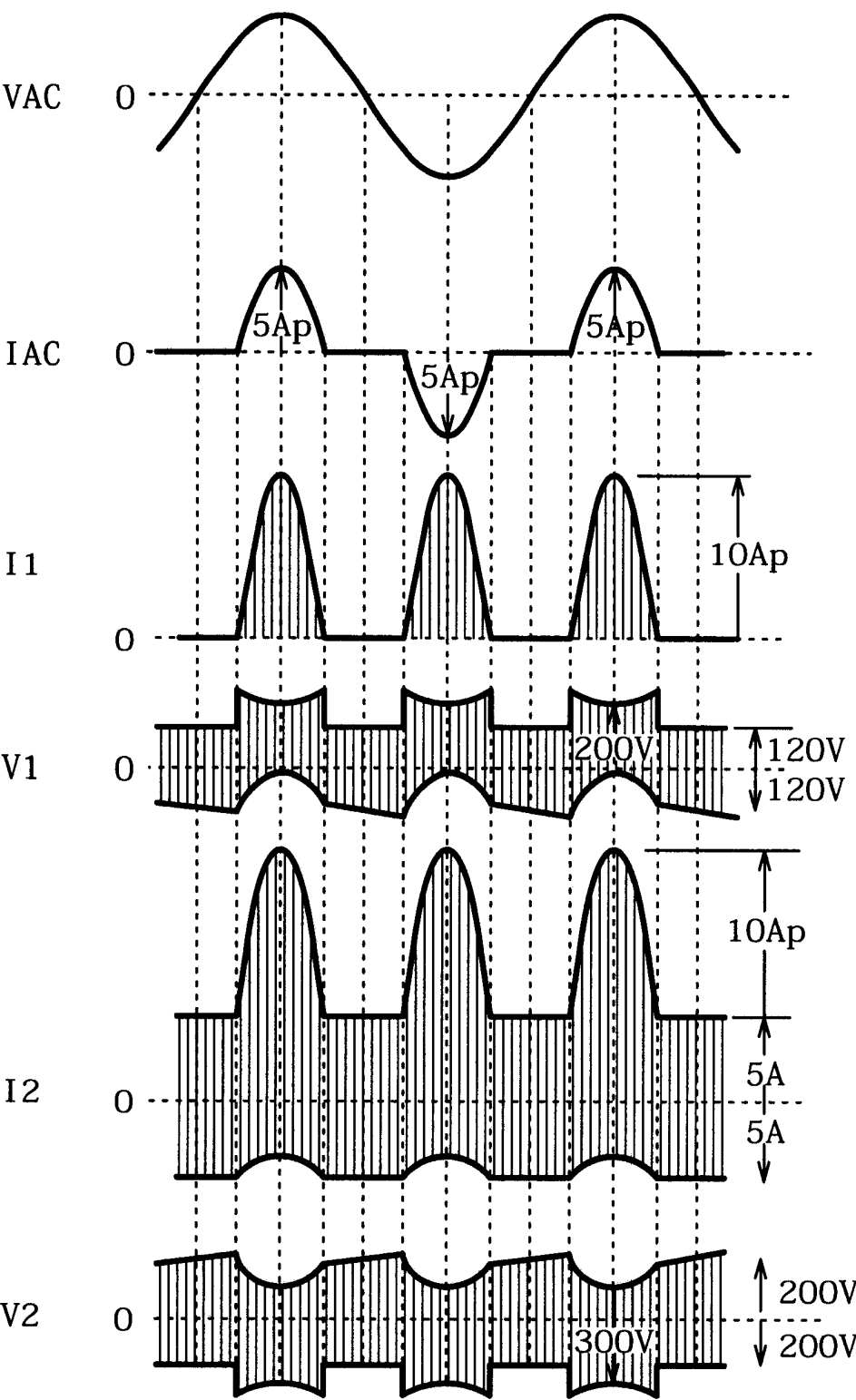


图 20

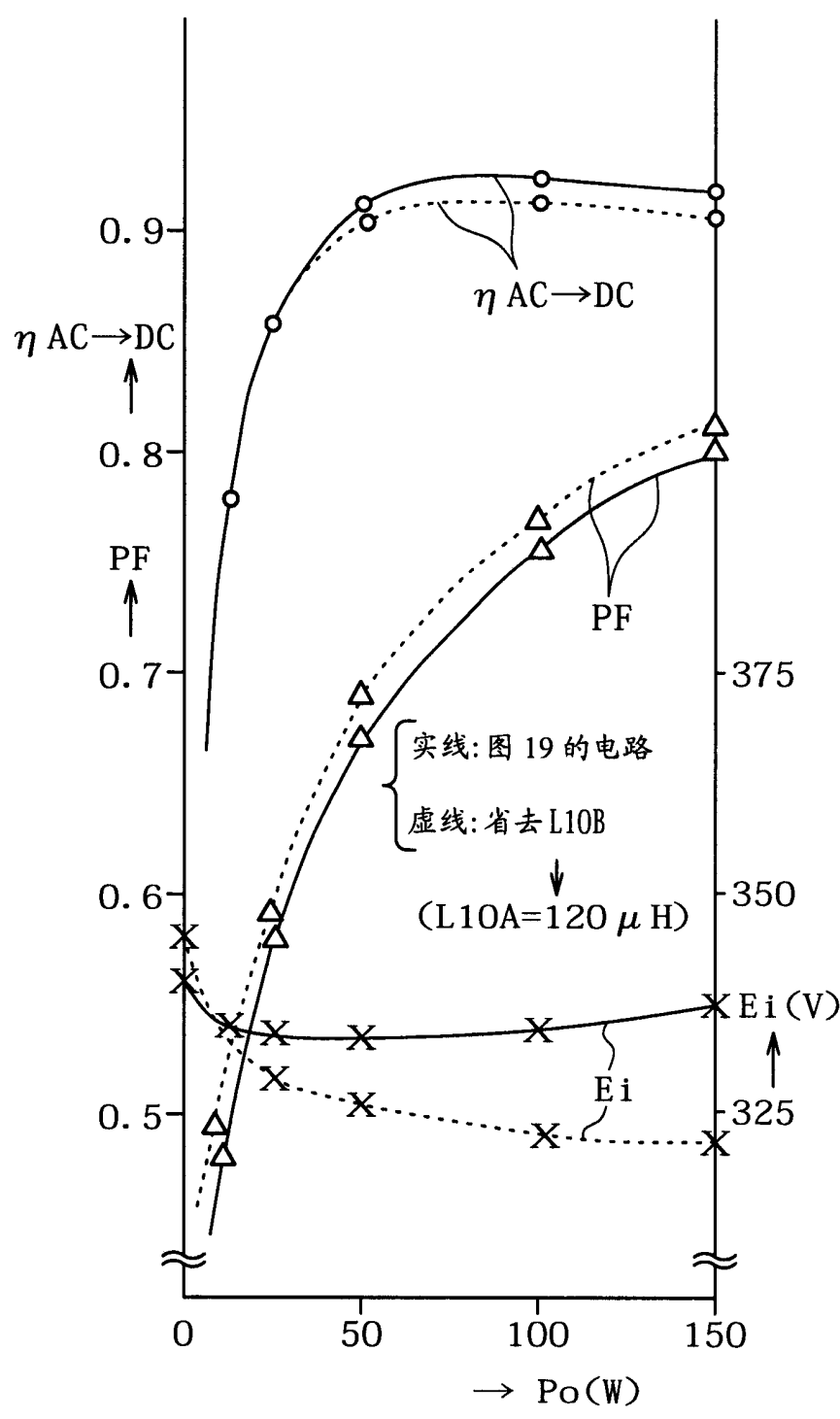


图 21

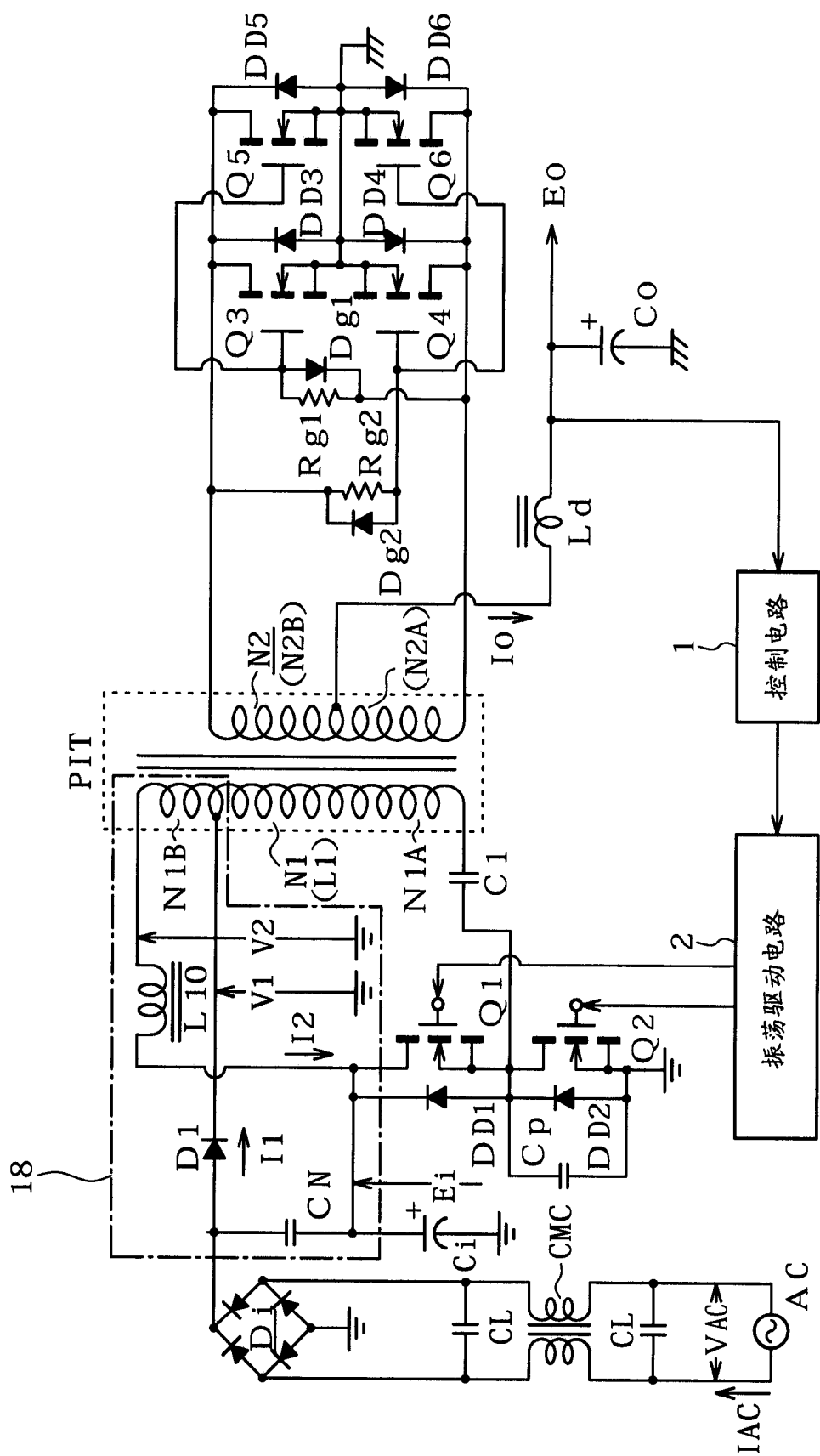


图 22

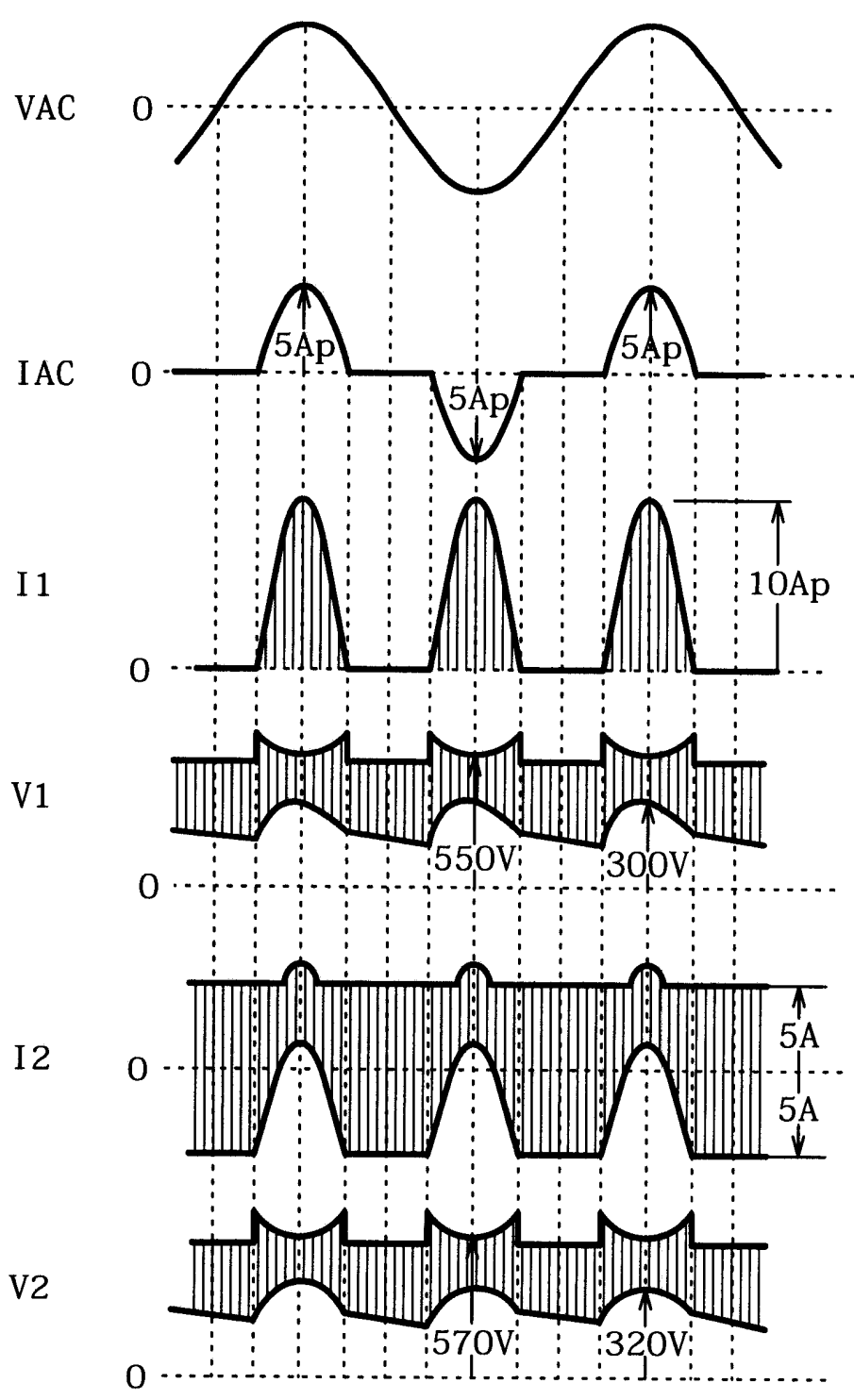


图 23

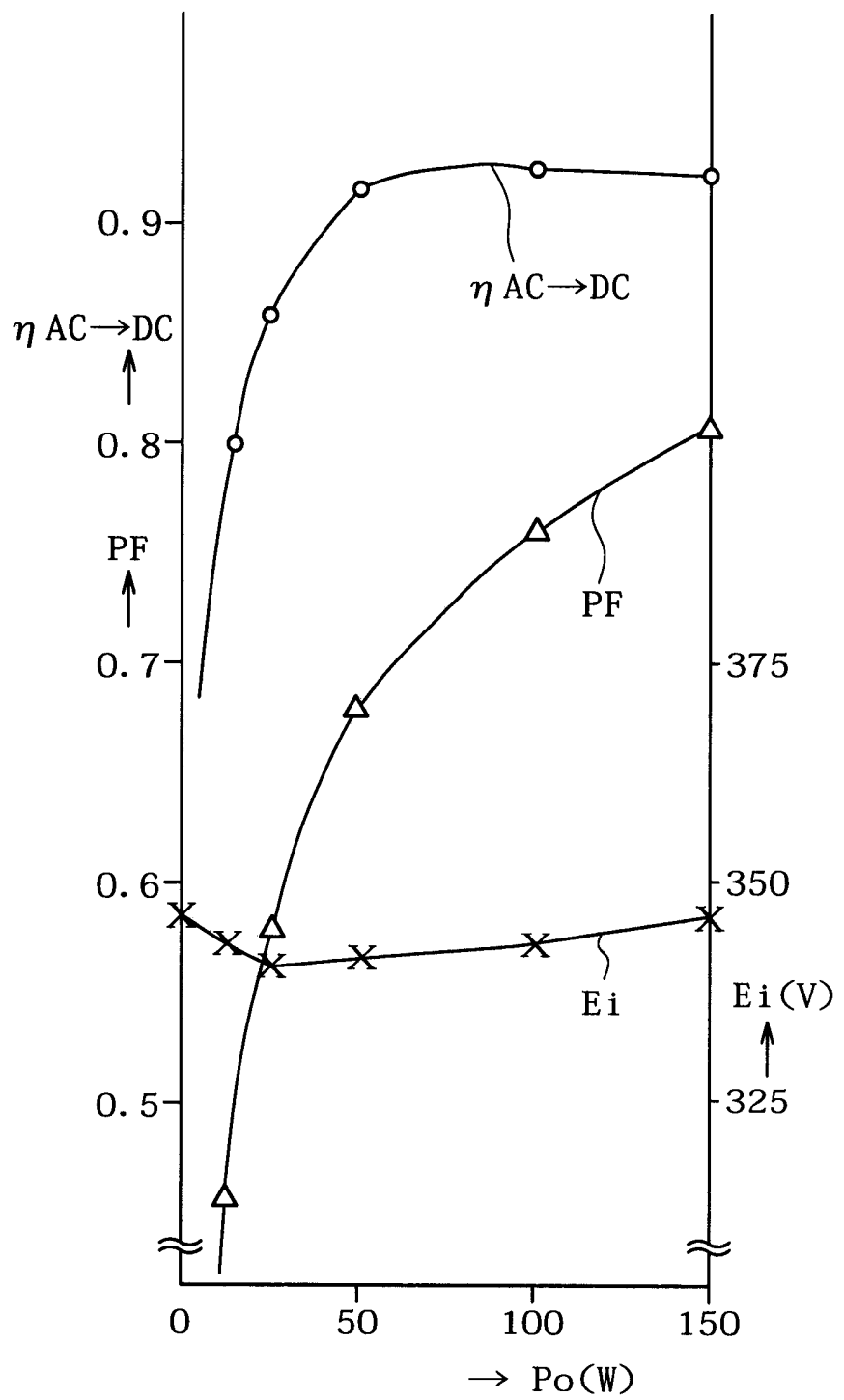
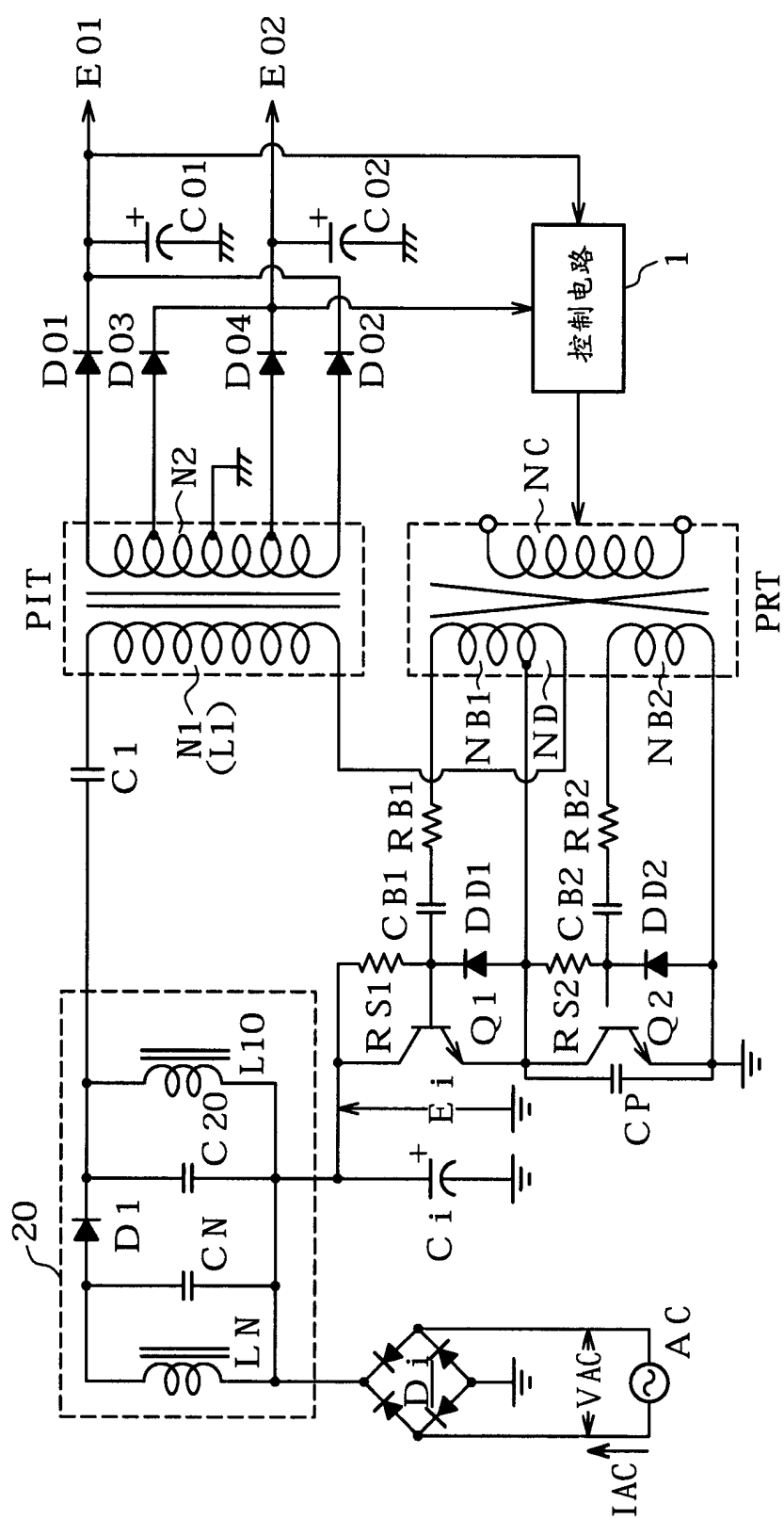


图 24



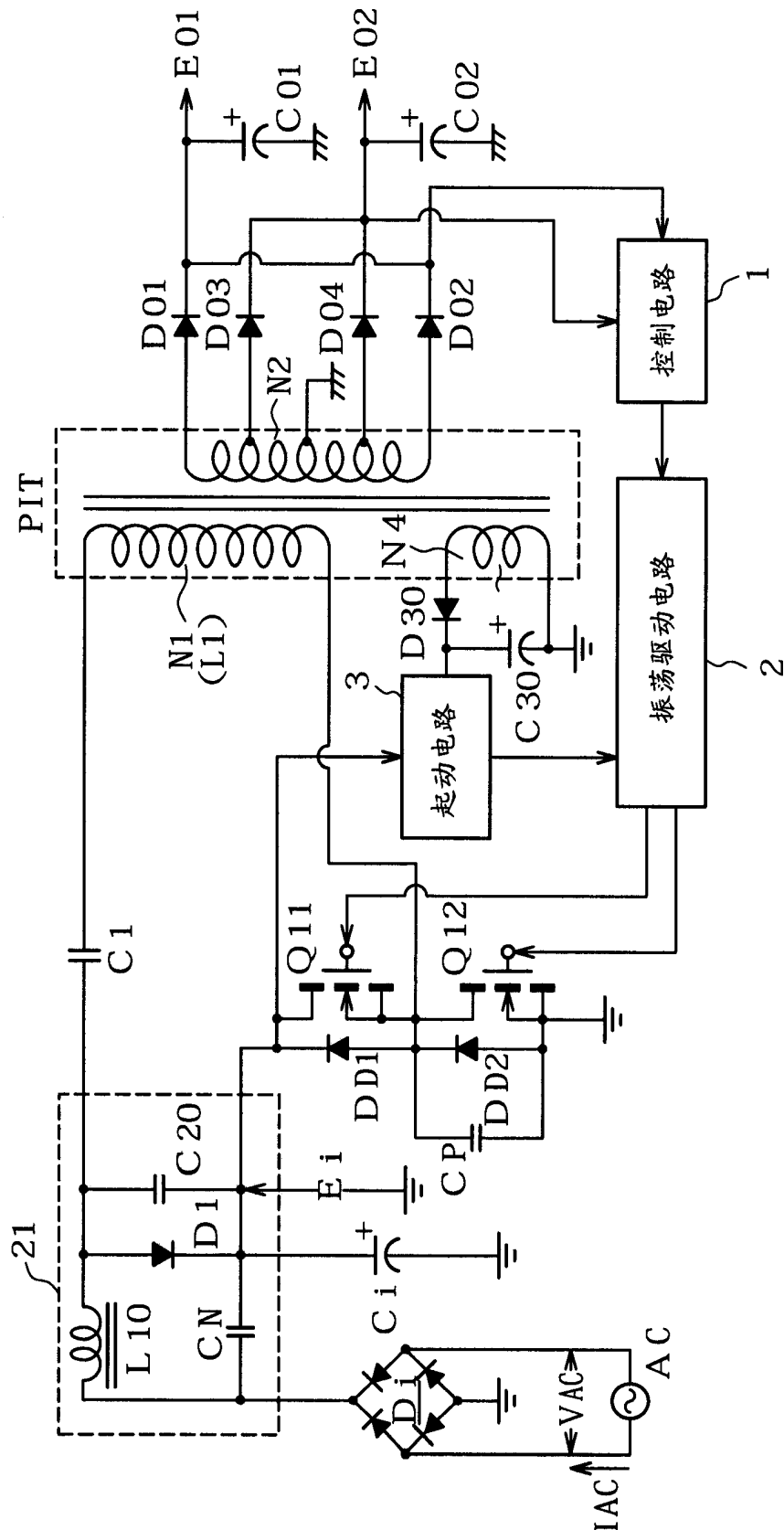
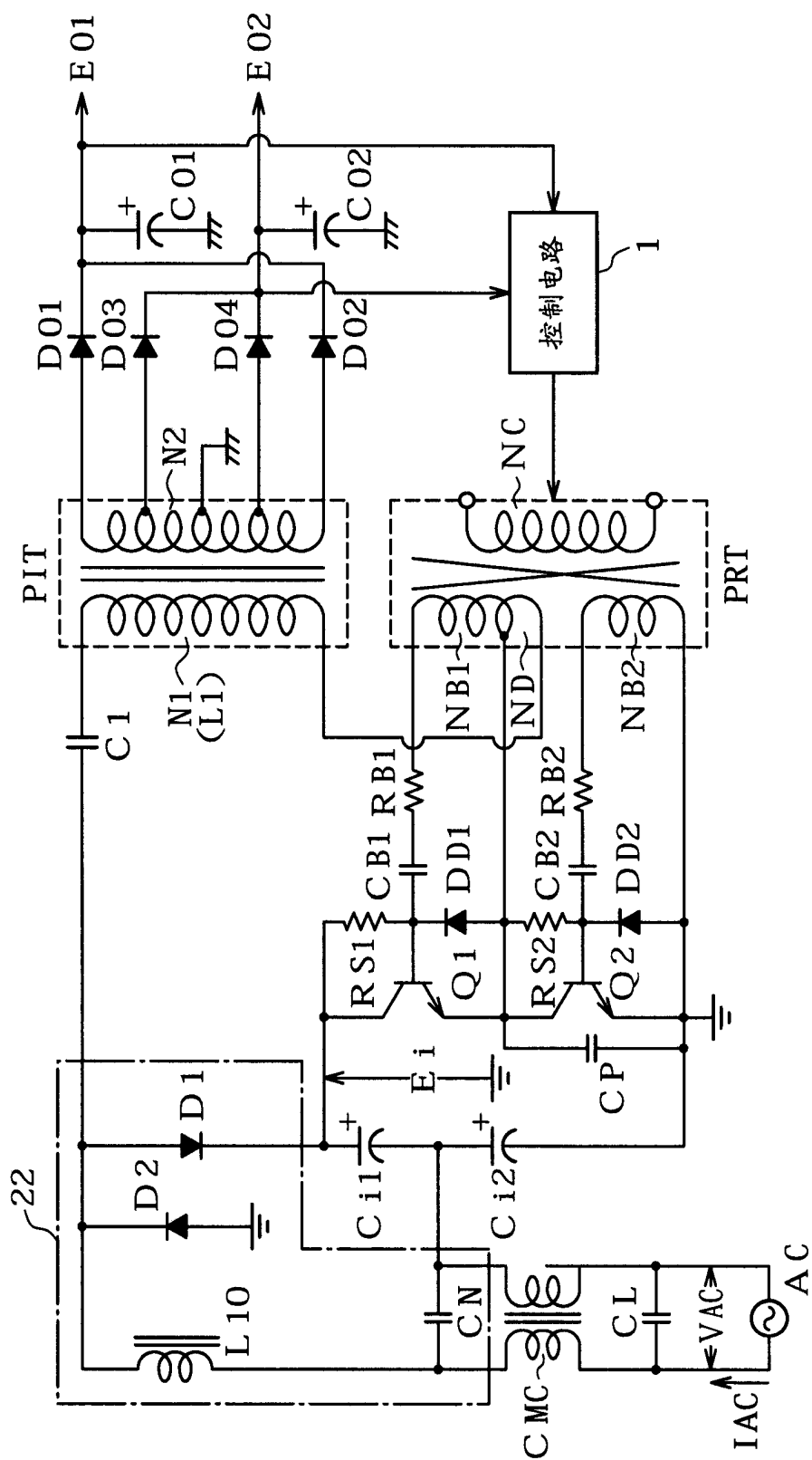


图 26



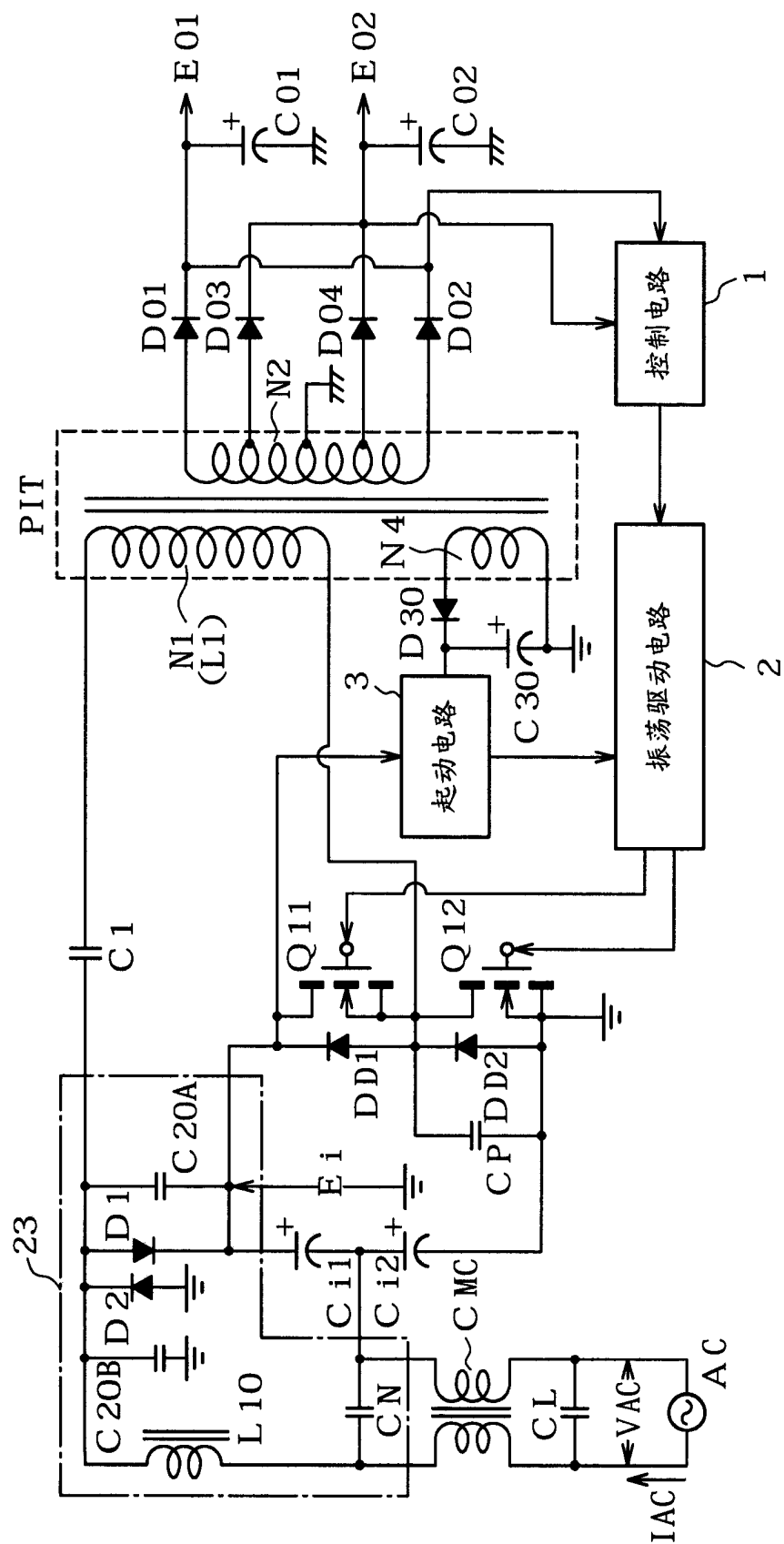


图 28

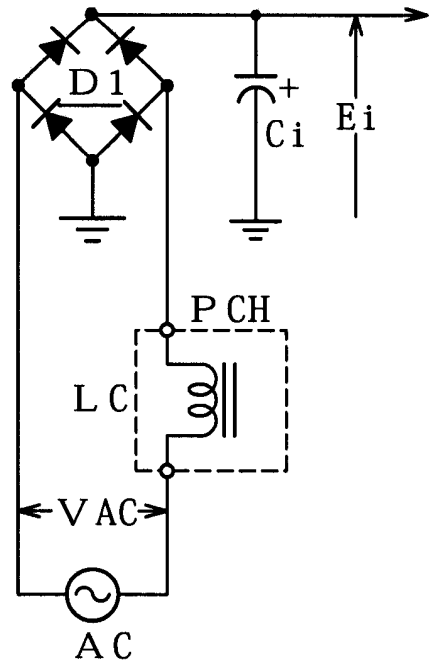


图 29

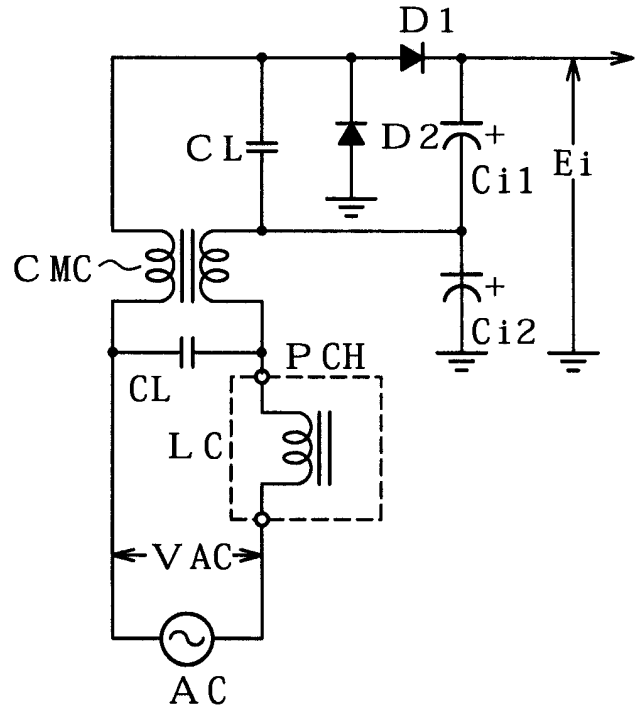


图 30

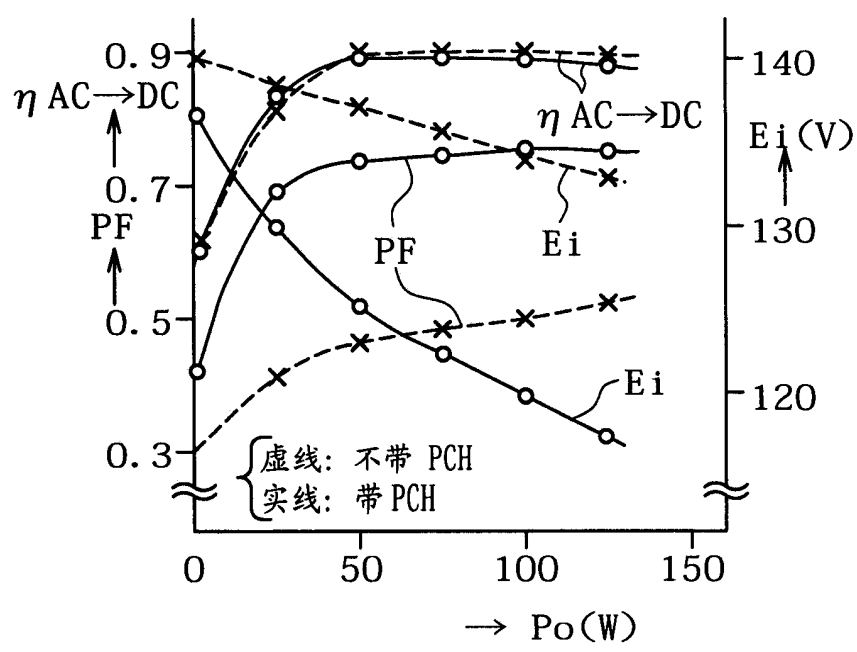


图 31

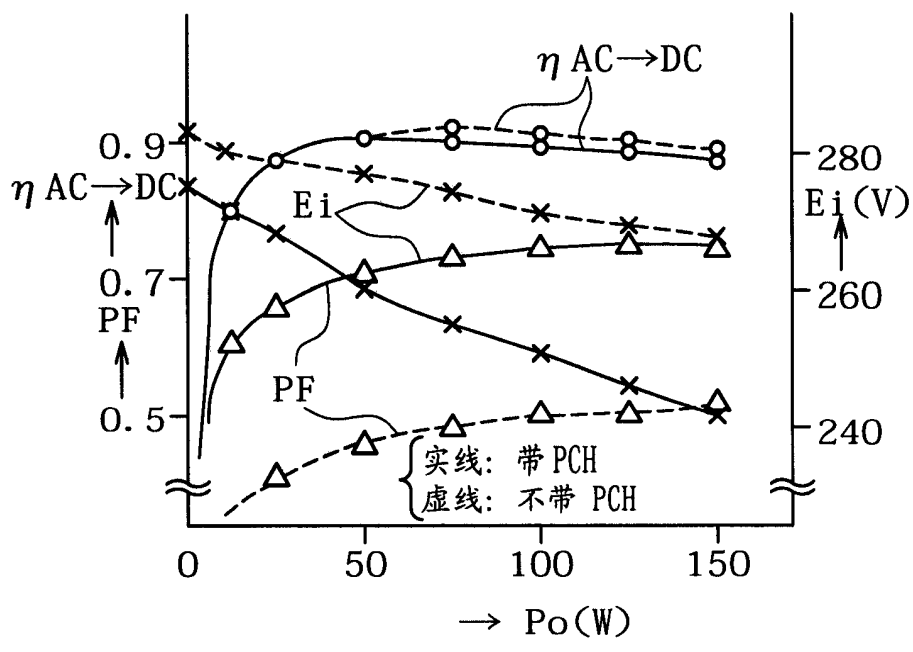


图 32