[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 3/338 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03103014.9

[45] 授权公告日 2006 年 3 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 1244976C

[22] 申请日 2003.1.27 [21] 申请号 03103014.9

[30] 优先权

[32] 2002.1.25 [33] JP [31] 2002-017398

[71] 专利权人 株式会社村田制作所

地址 日本京都府

[72] 发明人 细谷达也 竹村博

审查员 唐向阳

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 汪惠民

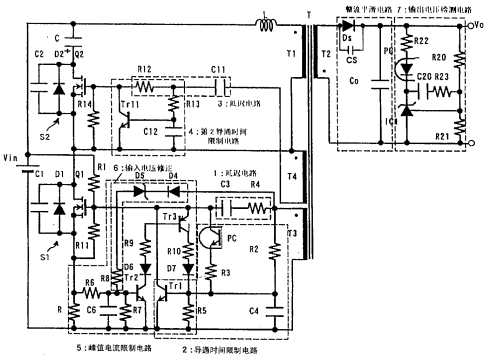
权利要求书 4 页 说明书 23 页 附图 12 页

[54] 发明名称

开关电源装置

[57] 摘要

本发明提供一种开关电源装置。是具有可以限制过电流时初级电流的增加、防止变压器的磁饱和、即使输出电压降低也可以抑制输出电流的增加、在输出短路时可以大幅度地降低输出功率从而可以减小短路电流的可靠性高的过电流保护电路的自激振荡式的开关电源装置。该装置设置了检测流过第 1 开关元件(Q1)的峰值电流并在电流值达到指定的值时 Tr2、Tr3 相继导通而增大电信号从而迅速使第 1 开关元件(Q1)截止的峰值电流限制电路和随着输出电压的降低而缩短导通时间的导通时间限制电路，在输出短路时利用导通延迟电路，以反复进行起动和停止的动作降低短路电流。



1．一种开关电源装置，是具有开关控制电路的自激振荡的开关电源装置，其变压器（T）的初级绕组（T1）、第1开关元件（Q1）、电流检测单元（R）和输入电源（Vin）串联连接，整流平滑电路设置在所述变压器（T）的次级绕组（T2）上，所述开关控制电路与设置在所述变压器（T）上的第1驱动绕组（T3）连接，切换所述第1开关元件（Q1）的通/断，控制该开关元件Q1的导通时间，从而控制输出电压，其特征在于：

所述开关控制电路具有由导通时间限制电路和峰值电流限制电路构成的过电流保护电路，所述导通时间限制电路在利用在所述第1驱动绕组（T3）中发生的电压使所述第1开关元件（Q1）导通之后，经过了由时间常数电路决定的指定的时间后使与所述第1开关元件（Q1）的控制端子连接的第1开关单元导通，从而控制为使所述第1开关元件（Q1）截止，

并由所述时间常数电路设定第1开关元件（Q1）的最大的导通时间；

峰值电流限制电路包括第2开关单元和第3开关单元，由所述电流检测单元R检测流过所述第1开关元件（Q1）的峰值电流，在该电流达到指定的峰值电流时，所述第2开关单元导通，通过该第2开关单元导通，所述第3开关单元也导通，该第3开关单元与所述第1开关单元的控制端子或所述第1开关元件（Q1）的控制端子连接，通过该第3开关单元放大电信号并导通，使所述第1开关元件迅速（Q1）截止。

2．一种开关电源装置，是具有开关控制电路的自激振荡的开关电源装置，其第1开关电路（S1）、电流检测单元（R）和输入电源（Vin）与变压器（T）的初级绕组（T1）和电感器（L）的串联电路串联连接，第2开关电路（S2）和电容器（C）的串联电路的一端与所述变压器（T）的初级绕组（T1）和电感器（L）的串联电路同第1开关电路（S1）的连接点连接，整流平滑电路设置在所述变压器（T）

的次级绕组（Ｔ２）上，由第１开关元件（Ｑ１）、第１二极管（Ｄ１）和第１电容器（Ｃ１）的并联连接电路构成第１开关电路 （Ｓ１），由第２开关元件（Ｑ２）、第２二极管（Ｄ２）和第２电容器（Ｃ２）的并联连接电路构成第２开关电路Ｓ２，所述变压器（Ｔ）具有发生使所述第１开关元件（Ｑ１）导通的电压的第１驱动绕组 （Ｔ３）和发生使所述第２开关元件（Ｑ２）导通的电压的第２驱动绕组（Ｔ４），所述开关控制电路控制第１、第２开关元件（Ｑ１）及 （Ｑ２）将两开关元件都截止的期间夹在中间而交替地进行通／断，该开关电源装置的特征在于：

所述开关控制电路具有由导通时间限制电路和峰值电流限制电路构成的过电流保护电路，所述导通时间限制电路在利用在所述第１驱动绕组（Ｔ３）中发生的电压使所述第１开关元件（Ｑ１）导通之后，经过了由时间常数电路决定的指定的时间后使与所述第１开关元件（Ｑ１）的控制端子连接的第１开关单元导通，从而控制为使所述第１开关元件（Ｑ１）截止，并由所述时间常数电路设定第１开关元件（Ｑ１）的最大的导通时间；

峰值电流限制电路包括第２开关单元和第３开关单元，由所述电流检测单元Ｒ检测流过所述第１开关元件（Ｑ１）的峰值电流，在该电流达到指定的峰值电流时，所述第２开关单元导通，通过该第２开关单元导通，所述第３开关单元也导通，该第３开关单元与所述第１开关单元的控制端子或所述第１开关元件（Ｑ１）的控制端子连接，通过该第３开关单元放大电信号并导通，使所述第１开关元件（Ｑ１）迅速截止。

３．根据权利要求１或２所述的开关电源装置，其特征在于：

由晶体管构成所述第１开关单元，构成所述时间常数电路的阻抗电路和进行充放电的电容器与该晶体管的控制端子连接。

４．根据权利要求３所述的开关电源装置，其特征在于：

在所述阻抗电路中使用使阻抗发生变化的光电耦合器，控制所述第１开关元件（Ｑ１）的导通时间，从而控制输出电压。

５．根据权利要求３所述的开关电源装置，其特征在于：

所述阻抗电路设定了所述充放电电容器的充电时的阻抗和放电时的

阻抗，用以伴随输出电压的降低而缩短所述第1开关元件（Q1）的所述最大的导通时间。

6．根据权利要求5所述的开关电源装置，其特征在于：

所述开关控制电路在所述第1驱动绕组（T3）与所述第1开关元件（Q1）的控制端子间具有由电阻或由电阻和电容器的串联电路构成的延迟电路，

将所述延迟电路的阻抗设定为在所述输出电压降低到指定的电压以下时，可由所述延迟电路的阻抗防止所述第1开关元件（Q1）由于在第1驱动绕组中发生的电压而导通，从而成为反复进行起动和停止的动作模式。

7．根据权利要求3所述的开关电源装置，其特征在于：

所述第3开关单元与所述阻抗电路并联连接，在所述峰值电流达到指定的峰值电流时，第2开关单元导通，接着，所述第3开关单元导通，从而所述阻抗电路的阻抗减小，使所述第1开关单元导通，而使所述第1开关元件（Q1）截止。

8．根据权利要求1或2所述的开关电源装置，其特征在于：

所述峰值电流限制电路通过电阻和二极管将所述第1开关元件（Q1）导通的期间在第1驱动绕组（T3）中发生的与输入电压成正比的电压输入到所述第2开关单元的控制端子上。

9．根据权利要求1或2所述的开关电源装置，其特征在于：

所述峰值电流限制电路将伴随流过第1开关元件（Q1）的电流增加而增加的第1电信号与伴随输出电压降低而增加的第2电信号之和输入到所述第2开关单元的控制端子上，伴随第1电信号与第2电信号之和的增加而缩短所述第1开关元件（Q1）的导通时间。

10．根据权利要求9所述的开关电源装置，其特征在于：

所述第2电信号是由二极管和电容器将所述第1开关元件（Q1）的截止期间在第1驱动绕组（T3）中发生的回扫电压进行整流平滑处理而得到的，由电阻或电阻和齐纳二极管将该电容器的负电压和所述第1驱动绕组（T3）的正电压进行分压，通过二极管将分压电压输入到所述第2开关单元的控制端子上。

１１．根据权利要求２所述的开关电源装置，其特征在于：

所述开关控制电路具有第２导通时间控制电路，该第２导通时间控制电路从所述第２开关元件（Ｑ２）由于在所述第２驱动绕组（Ｔ４）中发生的电压而导通开始到经过由时间常数电路决定的指定的时间后控制使与所述第２开关元件（Ｑ２）的控制端子连接的第４开关单元导通而使所述第２开关元件（Ｑ２）截止。

１２．根据权利要求１１所述的开关电源装置，其特征在于：

由晶体管构成所述第４开关单元，构成时间常数电路的阻抗电路和进行充放电的电容器与该晶体管的控制端子连接。

１３．根据权利要求１或２所述的开关电源装置，其特征在于：

将在所述第１开关元件(Ｑ１)的导通时间贮存到所述初级绕组（Ｔ１）中的能量在截止期间从所述次级绕组（Ｔ２）释放而得到输出。

１４．根据权利要求１３所述的开关电源装置，其特征在于：

将所述第２导通时间控制电路的时间常数设定为在将所述第１开关元件（Ｑ１）的导通时间贮存到所述初级绕组（Ｔ１）中的能量在截止期间从所述次级绕组（Ｔ２）释放完之前使所述第１开关元件（Ｑ１）导通，从而以流过第１开关元件（Ｑ１）的电流波形成为梯形波的电流连续模式动作。

１５．根据权利要求１３所述的开关电源装置，其特征在于：

所述开关控制电路将所述第２导通时间控制电路的时间常数设定为在所述输出电压降低时使所述第２开关元件（Ｑ２）的导通时间延长，在将所述初级绕组(Ｔ１)贮存的能量在截止期间从所述次级绕组 （Ｔ２）释放完之后使所述第１开关元件（Ｑ１）导通，发生自激振荡，从而使流过所述第１开关元件（Ｑ１）的电流波形成为三角波。

１６．根据权利要求１或２所述的开关电源装置，其特征在于：

所述第１和第２开关元件中的至少某一方由场效应晶体管构成。

１７．根据权利要求２所述的开关电源装置，其特征在于：

利用所述变压器（Ｔ）所具有的漏电感构成所述电感器（Ｌ）。

开关电源装置

技术领域

本发明涉及开关电源装置，特别是具有过电流保护电路的自激振荡式的开关电源装置。

背景技术

作为现有的具有过电流保护电路的开关电源装置，有以下所示的装置。

（现有例１）特愿２００１—２７３９１５号（开关电源装置）

图１４是该专利的开关电源装置的电路图。

第１开关电路Ｓ１和输入电源Ｖｉｎ与变压器Ｔ的初级绕组Ｔ１和电感器Ｌ的串联电路串联连接。

第２开关电路Ｓ２和电容器Ｃ的串联电路与所述变压器Ｔ的初级绕组Ｔ１和所述电感器Ｌ的串联电路并联连接。

在所述变压器Ｔ的次级绕组Ｔ２中，设置了包含整流元件Ｄｓ的整流平滑电路。

第１开关电路Ｓ１由第１开关元件Ｑ１、第１二极管Ｄ１和第１电容器Ｃ１的并联连接电路构成，第２开关电路Ｓ２由第２开关元件Ｑ２、第２二极管Ｄ２和第２电容器Ｃ２的并联连接电路构成。

开关控制电路连接在所述变压器Ｔ中设置的第１驱动绕组Ｔ３与第１开关元件Ｑ１的控制端子间和所述变压器Ｔ中设置的第２驱动绕组Ｔ４与第２开关元件Ｑ２的控制端子间。

该开关控制电路控制第１和第２开关元件Ｑ１、Ｑ２将都截止的期间夹在中间交替地进行通断，在第１开关元件Ｑ１的导通期间，将能量贮存到所述初级绕组Ｔ１和电感器Ｌ中，在第１开关元件Ｑ１的截止期间，从所述次级绕组Ｔ２释放能量，使第１开关元件Ｑ１和第２开关元

件Q 2发生自激振荡。

在上述结构中，所述电感器L和所述电容器C构成在上述第1开关元件Q 1的截止期间发生共振的共振电路，上述开关控制电路具有在上述第1开关元件Q 1导通之后设定经过指定时间后使该第1开关元件Q 1截止的时间常数的第1导通时间控制电路和在上述第2开关元件Q 2导通之后及上述次级绕组的能量释放结束之前设定使该第2开关元件Q 2截止而用以切断流过该第2开关元件Q 2与上述电感器L的串联电路的共振电流的时间常数的第2导通时间控制电路。这样，就以电流连续模式动作。

另外，具有作为与上述第1开关元件Q 1串联连接的电流检测单元的电阻R，并且，设置了在由该电阻R检测的流过上述第1开关元件Q 1的值达到阈值时限制该第1开关元件Q 1的导通时间的过电流保护电路1405。

上述过电流保护电路将上述晶体管T r 2与第1开关元件Q 1的控制端子连接，将上述电流检测单元发生的电压通过电阻供给晶体管T r 2的控制端子，在流过上述第1开关元件Q 1的电流达到指定的值时，晶体管T r 2的控制端子电压达到阈值，该晶体管导通，使上述第1开关元件Q 1截止，从而限制流过该第1开关元件Q 1的峰值电流值。图16表示伴随输出电压的降低流过第1开关元件Q 1的电流I d 1的波形。如图所示，即使输出电压降低，第1开关元件Q 1的截止时间也基本上一定，导通时间变短，所以，开关频率升高，开关损失增加，同时输出电流增大。

（现有例2）

图15是现有的在冲击线圈换流器中设置峰值电流限制电路的例子。流过第1开关元件Q 1的峰值电流达到指定的电流时，晶体管T r 4导通，第1开关元件Q 1截止。

图17表示伴随输出电压的降低流过第1开关元件Q 1的电流I d 1的波形。如图所示，第1开关元件Q 1的截止时间随输出电压的降低而延长，开关频率降低，所以，可以抑制开关损失的增加，但是，输出

电流增大。

发明内容

在上述现有例1、现有例2的开关电源装置中，存在以下的缺点。即，

①检测流过第1开关元件Q1的电流，在检测电压达到晶体管Tr2的基极发射极间阈值电压后，到使晶体管Tr2导通为止的延迟时间增大。因此，不能将导通时间缩小为短的时间，次级电流增大，从而有可能损坏次级侧整流二极管等。

其主要原因在于，即使检测电压达到了晶体管Tr2的基极发射极间阈值电压，也不能使晶体管Tr2立即导通。为了使晶体管Tr2导通，需要充分的基极电流，到确保该基极电流为止的时间就是延迟时间，不能将导通时间缩小为短的时间，从而输出功率增大。此外，若要利用晶体管Tr2使第1开关元件Q1截止，就要减小流过第1开关元件Q1的电流，降低电阻R的两端电压。在该电压降低到小于晶体管Tr2的基极发射极间阈值电压时，晶体管Tr2就不能导通，所以，导通速度迅速减小。在晶体管Tr2的导通速度降低、延迟时间增大时，第1开关元件Q1的截止速度降低，不仅开关损失增加，而且在过电流时不能缩小导通时间，随着输出电压的降低，输出电流增大。在输出电流增大时，将发生次级侧二极管损坏的情况等。因此，必须迅速使第1开关元件Q1截止。

②冲击峰值电流限制为指定的值时，输出功率基本上限制为一定，在输出电压降低的同时，输出电流增加，从而有可能损坏次级侧整流二极管等。

③在输出短路时，短路电流增大，从而有可能损坏次级侧整流二极管等。

本发明的目的旨在提供具有过电流保护电路的自激振荡式的开关电源装置，该开关电源装置改进了控制第1开关元件Q1的晶体管电路的结构，使其在冲击峰值电流达到指定的电流时迅速地使第1开关元件Q

1截止、抑制峰值电流、限制输出功率，而在输出电流增加、输出电压降低时可以减小输出功率、即使在输出短路时，也可以抑制短路电流的增加。

为了解决上述问题，本发明采用了以下结构。即，

（1）一种具有开关控制电路的自激振荡的开关电源装置，变压器T的初级绕组T1、第1开关元件Q1、电流检测单元R和输入电源Vin串联连接，整流平滑电路设置在上述变压器T的次级绕组T2上，上述开关控制电路与设置在上述变压器T上的第1驱动绕组T3连接，切换上述第1开关元件Q1的通/断，控制该开关元件Q1的导通时间，从而控制输出电压，其特征在于：上述开关控制电路具有由导通时间限制电路和峰值电流限制电路构成的过电流保护电路；上述导通时间限制电路在利用在上述第1驱动绕组T3中发生的电压使上述第1开关元件Q1导通之后，经过了由时间常数电路决定的指定的时间后使与上述第1开关元件Q1的控制端子连接的第1开关单元导通，从而控制为使上述第1开关元件Q1截止，并由上述时间常数电路设定第1开关元件Q1的最大的导通时间；峰值电流限制电路包括第2开关单元和第3开关单元，由上述电流检测单元R检测流过上述第1开关元件Q1的峰值电流，在该电流达到指定的峰值电流时，上述第2开关单元导通，通过该第2开关单元导通，上述第3开关单元也导通，该第3开关单元与上述第1开关单元的控制端子或上述第1开关元件Q1的控制端子连接，通过该第3开关单元放大电信号并导通，使上述第1开关元件Q1迅速截止。

本发明是以自激振荡式的开关电源装置为前提的。

按照本发明的结构，在峰值电流限制电路中，检测到指定大小的峰值电流时，第2开关单元导通，进而通过第2开关单元的导通，第3开关单元也导通。通过第3开关单元的导通，使第1开关单元导通，从而使第1开关元件Q1截止。或者，不通过第1开关单元，而通过第3开关单元的导通而直接使第1开关元件Q1截止。

通过采用这样的结构，在检测到指定大小的峰值电流时，通过第2开关单元导通→第3开关单元导通，实现电信号的增大，从而第1开关单元导通或第1开关元件Q1截止。因此，在检测到指定大小的峰值电

流时，便可迅速地使第1开关元件Q1截止。

（2）一种具有开关控制电路的自激振荡的开关电源装置，第1开关电路S1、电流检测单元R和输入电源Vin与变压器T的初级绕组T1和电感器L的串联电路串联连接，第2开关电路S2和电容器C的串联电路的一端与上述变压器T的初级绕组T1和电感器L的串联电路同第1开关电路S1的连接点连接，整流平滑电路设置在上述变压器T的次级绕组T2上，由第1开关元件Q1、第1二极管D1和第1电容器C1的并联连接电路构成第1开关电路S1，由第2开关元件Q2、第2二极管D2和第2电容器C2的并联连接电路构成第2开关电路S2，上述变压器T具有发生使上述第1开关元件Q1导通的电压的第1驱动绕组T3和发生使上述第2开关元件Q2导通的电压的第2驱动绕组T4，上述开关控制电路控制第1、第2开关元件Q1及Q2将两开关元件都截止的期间夹在中间而交替地进行通/断，该开关电源装置的特征在于：具有和上述（1）相同的结构。

即，在双管的自激振荡式的开关电源装置中，上述开关控制电路具有由导通时间限制电路和峰值电流限制电路构成的过电流保护电路；上述导通时间限制电路在利用在上述第1驱动绕组T3中发生的电压使上述第1开关元件Q1导通之后，经过了由时间常数电路决定的指定的时间后使与上述第1开关元件Q1的控制端子连接的第1开关单元导通，从而控制为使上述第1开关元件Q1截止，并由上述时间常数电路设定第1开关元件Q1的最大的导通时间；峰值电流限制电路包括第2开关单元和第3开关单元，由上述电流检测单元R检测流过上述第1开关元件Q1的峰值电流，在该电流达到指定的峰值电流时，上述第2开关单元导通，通过该第2开关单元导通，上述第3开关单元也导通，该第3开关单元与上述第1开关单元的控制端子或上述第1开关元件Q1的控制端子连接，通过该第3开关单元放大电信号并导通，使上述第1开关元件Q1迅速截止。

通过采用这样的结构，在检测到指定大小的峰值电流时，通过第2开关单元导通→第3开关单元导通，实现电信号的增大，从而第1开关单元导通或第1开关元件Q1截止。因此，在检测到指定大小的峰值电

流时，便可迅速地使第1开关元件Q1截止。在双管的自激振荡式的开关电源装置中，限制峰值电流值从而限制输出功率时，在输出电压降低的同时，第1开关元件Q1的导通时间缩短而截止时间基本上一定，于是，开关频率升高、输出功率增加、输出电流增大，所以，检测到峰值电流时就迅速使第1开关元件Q1截止，特重要的是为了抑制输出电流的增大和开关损失的增加。

（3）开关电源装置的特征在于：由晶体管构成上述第1开关单元，构成上述时间常数电路的阻抗电路和进行充放电的电容器与该晶体管的控制端子连接。

在本发明中，通过由晶体管构成第1开关单元，可以将电容器的充电电压与晶体管的阈值（基极发射极间电压：约0．6V）进行比较。这样，可以利用简单的结构减少部件数，从而可以实现开关电源装置的低成本化和小型轻量化。

（4）开关电源装置的特征在于：在上述阻抗电路中使用使阻抗发生变化的光电耦合器，控制上述第1开关元件Q1的导通时间，从而控制输出电压。

（5）开关电源装置的特征在于：上述阻抗电路设定了上述充放电电容器的充电时的阻抗和放电时的阻抗，用以伴随输出电压的降低而缩短上述第1开关元件Q1的上述最大的导通时间。

由于反复进行充电和放电的循环，所以，充放电电容器的充电时间在输入输出电压和负载电流不变化的稳定状态下是一定的。但是，在输出电压降低时，不能将电容器的充电电荷完全放完，从而充电时间缩短。结果，第1开关单元的导通时刻就提前，从而就缩短了第1开关元件Q1的最大导通时间。这样，输出功率就降低，从而可以减小输出电流。

（6）开关电源装置的特征在于：上述开关控制电路在上述第1驱动绕组T3与上述第1开关元件Q1的控制端子间具有由电阻或由电阻和电容器的串联电路构成的延迟电路，将上述延迟电路的阻抗设定为在上述输出电压降低到指定的电压以下时，可由上述延迟电路的阻抗防止上述第1开关元件Q1由于在第1驱动绕组中发生的电压而导通，从而成为反复进行起动和停止的动作模式。

延迟电路从在第1驱动绕组T 3中发生电压时开始延迟一定时间后将该电压加到第1开关元件Q 1的控制端子上，而在输出电压降低到指定的电压以下时，则在第1驱动绕组T 3中发生的回扫电压降低，从而可以防止第1开关元件Q 1导通。即，由延迟电路的阻抗和第1开关元件Q 1的控制端子间的阻抗将回扫电压分压，所以，由于回扫电压的降低，第1开关元件Q 1的控制端子间的电压就不会达到阈值，第1开关元件Q 1就不会由于第1驱动绕组T 3而导通，从而成为振荡停止状态。然后，第1开关元件Q 1利用起动电阻而导通起动，或者成为停止状态。这样，就成为反复进行起动和停止的振荡模式，与连续振荡时的周期比较，起动时间非常长，所以，输出功率很小，从而在过电流时和输出短路时可以将输出电流降低到非常小的值。

（7）开关电源装置的特征在于：上述第3开关单元与上述阻抗电路并联连接，在上述峰值电流达到指定的峰值电流时，第2开关单元导通，接着，上述第3开关单元导通，从而上述阻抗电路的阻抗减小，使上述第1开关单元导通，而使上述第1开关元件Q 1截止。

在本发明中，峰值电流达到指定的峰值电流时，则形成第2开关单元导通→第3开关单元导通→第1开关单元导通→第1开关元件Q 1截止。这时，第3开关单元由第2开关单元的导通而流过的电信号所驱动。因此，第3开关单元导通的时间提前，从而可以迅速地使第1开关元件Q 1截止。另外，可以连续地而不是跳跃地切换导通时间限制电路的动作和峰值电流限制电路的动作。

（8）开关电源装置的特征在于：上述峰值电流限制电路通过电阻和二极管将上述第1开关元件Q 1导通的期间在第1驱动绕组T 3中发生的与输入电压大致成正比的电压输入到上述第2开关单元的控制端子上。

在输入电压变化时，如果峰值电流值相同，则输入电压越高，过电流点将越大。因此，由于通过电阻和二极管将在第1驱动绕组中发生的与输入电压成正比的电压输入到第3开关单元的控制端子上，所以，仅在输入电压高时减小过电流点，从而可以抑制输入变化引起的过电流点的变化。即，输入电压高时，第3开关单元就更提前导通。这样，就可

以实现开关电源装置的小型轻量化。

（9）开关电源装置的特征在于：上述峰值电流限制电路将伴随流过第1开关元件Q1的电流增加而增加的第1电信号与伴随输出电压降低而增加的第2电信号之和输入到上述第2开关单元的控制端子上，伴随该电信号的增加而缩短上述第1开关元件Q1的导通时间。

在输出电压降低时，输入到第2开关单元的控制端子上的电信号之和增加，所以，第1开关元件Q1的导通时间进一步缩短，输出电压降低，从而可以减小输出电流。

（10）开关电源装置的特征在于：上述第2电信号是由二极管和电容器在上述第1开关元件Q1的截止期间将所述第1驱动绕组T3中发生的回扫电压进行整流平滑处理而得到的，由电阻或电阻和齐纳二极管将该电容器的负电压和上述第1驱动绕组T3的正电压进行分压、通过二极管将分压电压输入到上述第2开关单元的控制端子上。

在这样的结构中，通过将齐纳二极管和分压电阻设定为指定的值，可以使表示输出电压随输出电流的变化的过电流特性曲线成为任意的形式。即，设定输出电压由于过电流而降低时使第2电信号开始增加的输出电压，调整电信号量。第2电信号的增加量随输出电压的变化而增大时，则成为输出电压降低同时输出功率减小的「ㄱ字」特性，第2电信号的增加量减小时，则成为即使输出电压降低而输出功率也基本上一定的「へ字」特性，通过采用其中间的值，即使输出电压降低，也可以成为输出电流不变化的下降特性。

（11）开关电源装置的特征在于：上述开关控制电路具有第2导通时间控制电路，该第2导通时间控制电路从上述第2开关元件Q2由于在上述第2驱动绕组T4中发生的电压而导通开始到经过由时间常数电路决定的指定的时间后控制使与上述第2开关元件Q2的控制端子连接的第4开关单元导通而使上述第2开关元件Q2截止。

本发明在上述（2）的双管式的自激振荡开关电源装置中限定了使第2开关元件Q2截止的控制电路。在本发明中，由时间常数电路决定第2开关元件Q2的截止时刻，所以，不使用IC等进行控制而用简单的结构就可以控制第2开关元件Q2的导通时间。

（12）开关电源装置的特征在于：由晶体管构成上述第4开关单元，构成时间常数电路的阻抗电路和进行充放电的电容器与该晶体管的控制端子连接。

本发明用部件数少的简单的结构就可以控制第2开关元件Q2的导通时间。

（13）开关电源装置的特征在于：将在上述第1开关元件Q1的导通时间贮存到上述初级绕组T1中的能量在截止期间从上述次级绕组T2释放而得到输出。

本发明限定是回扫型的开关电源装置。

（14）开关电源装置的特征在于：将上述第2导通时间控制电路的时间常数设定为在将上述第1开关元件Q1的导通时间贮存到上述初级绕组T1中的能量在截止期间从上述次级绕组T2释放完之前使上述第1开关元件Q1导通，从而以流过第1开关元件Q1的电流波形成为梯形波的电流连续模式动作。

在本发明中，第2导通时间控制电路在第2开关元件Q2导通之后、次级绕组的能量释放结束之前，将流过该第2开关元件Q2与电感器L的串联电路的共振电流强制地切断。即，第2导通时间控制电路设定为进行这样的动作的指定的时间常数。

按照这样的第2导通时间控制电路，在次级绕组的能量释放结束之前，使第2开关元件Q2截止，切断流过电感器L的电流，所以，初级绕组的电压由于该电流的变化而反相，这样，就在第1驱动绕组T3中发生电压，从而第1开关元件Q1导通。这样，就成为在进行自激振荡动作的同时在变压器T的次级侧流过电流之后没有休止期间而电流连续地流过初级侧的连续动作模式，从而可以使流过上述初级侧的第1开关元件Q1的电流波形成为梯形波。即，在重负载时以流过第1开关元件Q1的电流波形成为梯形波的电流连续模式而动作，所以，可以降低流过变压器T和第1开关元件Q1的电流峰值和有效电流，从而可以降低变压器的铜损和开关元件Q1的导通损失，这样，就可以实现开关电源装置的小型轻量化和高效率化。

（15）开关电源装置的特征在于：上述开关控制电路将上述第2

导通时间控制电路的时间常数设定为在上述输出电压降低时使上述第2开关元件Q 2的导通时间延长，在将上述初级绕组T 1贮存的能量在截止期间从上述次级绕组T 2释放完之后使上述第1开关元件Q 1导通，发生自激振荡，从而使流过上述第1开关元件Q 1的电流波形成为三角波。

本发明的峰值电流限制电路也可以应用于电流波形不是梯形波而是三角波的情况。电流波形为三角波时，根据由能量释放期间决定截止时间，所以，从峰值电流限制电路开始动作的时刻开始输出电压降低，同时开关频率降低。这样，开关频率降低的情况与开关频率上升的情况相比，输出功率不增加而减小，所以，输出电流的增加难于发生，通过使第1开关元件Q 1更快的截止，可以降低开关损失，从而可以可靠地缩短导通时间。

（1 6）开关电源装置的特征在于：上述第1和第2开关元件中的至少某一方由场效应晶体管构成。

在本发明中，可以就场效应晶体管的寄生电容作为电容器C 1或电容器C 2使用，另外，可以就场效应晶体管的寄生二极管作为二极管D 1或二极管D 2使用。这样，便可减少部件数而实现开关电源装置的低成本化和小型轻量化。

（1 7）开关电源装置的特征在于：利用上述变压器T所具有的漏电感构成上述电感器L。

在本发明中，使用变压器T具有的漏电感作为电感器L，所以，可以减少部件数而实现开关电源装置的低成本化和小型轻量化。

附图说明

图1是表示本发明实施例1的开关电源装置的电路图。

图2是表示在额定值时的动作波形图。

图3是表示输出电压电流特性图。

图4是表示输出电压降低时的电流Ｉｄ１的波形图。

图5时表示输出电压降低时的电流Ｉｄ１的波形图。

图6是输出电压降低时的Ｔｒ１的基极发射极间电压波形图。

图 7 是表示本发明实施例 2 的开关电源装置的电路图。

图 8 是表示本发明实施例 3 的开关电源装置的电路图。

图 9 是表示本发明实施例 4 的开关电源装置的电路图。

图 1 0 是表示本发明实施例 5 的开关电源装置的电路图。

图 1 1 是表示本发明实施例 6 的开关电源装置的电路图。

图 1 2 是表示本发明实施例 7 的开关电源装置的电路图。

图 1 3 是表示本发明实施例 8 的开关电源装置的电路图。

图 1 4 是表示现有例 1 的开关电源装置的电路图。

图 1 5 是表示现有例 2 的开关电源装置的电路图。

图 1 6 是表示现有例 1 的输出电压降低时的电流 I d 1 的波形图。

图 1 7 是表示现有例 2 的输出电压降低时的电流 I d 1 的波形图。

图 1 8 是表示现有例 1 、 2 的输出电压电流特性图。

具体实施方式

实施例 1

图 1 是表示本发明实施例 1 的开关电源装置的电路图。

在变压器 T 的初级侧，第 1 开关电路 S 1 和输入电源 V i n 与其初级绕组 T 1 和电感器 L 的串联电路串联连接，同时，第 2 开关电路 S 2 和电容器 C 的串联电路与上述初级绕组 T 1 和电感器 L 的串联电路并联连接。另外，包含整流元件 D s 的整流平滑电路与变压器 T 的次级绕组 T 2 连接。

第 1 开关电路 S 1 由第 1 开关元件 Q 1 、第 1 二极管 D 1 和第 1 电容器 C 1 的并联连接电路构成。第 2 开关电路 S 2 由第 2 开关元件 Q 2 、第 2 二极管 D 2 和第 2 电容器 C 2 的并联连接电路构成。

在变压器 T 上设置了第 1 驱动绕组 T 3 和第 2 驱动绕组 T 4 ，第 1 开关控制电路连接在第 1 驱动绕组 T 3 与第 1 开关元件 Q 1 的控制端子之间，第 2 开关控制电路设置在第 2 驱动绕组 T 4 与第 2 开关元件 Q 2 的控制端子之间。由该第 1 和第 2 开关控制电路构成本发明的开关控制电路。第 1 和第 2 开关控制电路控制第 1 和第 2 开关元件 Q 1 、 Q 2 使该开关元件将它们都截止的期间夹在中间而交替地进行通 / 断，在第 1

开关元件Q 1的导通期间将能量贮存到初级绕组T 1和电感器L中，在第1开关元件Q 1的截止期间从次级绕组T 2释放能量，使第1开关元件Q 1和第2开关元件Q 2发生自激振荡。

上述第1开关控制电路由延迟电路1和导通时间控制电路2构成。如后面所述，导通时间控制电路2也构成过电流保护电路的一部分。

延迟电路1由电阻R 4和电容器C 3的串联电路构成，将第1驱动绕组T 3中发生的电压延迟后加到第1开关元件Q 1的控制端子上。对该延迟电路1设定的延迟时间是从第1驱动绕组T 3中发生电压开始到加在处于截止状态的第1开关元件Q 1的两端的电压随着电容器C 1的充电电荷放电而降低到零电压为止的时间，或者设定为降低到零电压附近的时间。这样，第1开关元件Q 1就在加到其两端的电压降低到零电压或零电压附近后开始导通。

上述导通时间控制电路2具有连接在第1开关元件Q 1的控制端子与输入电源Ｖｉｎ的基准电位（负极）端子之间的作为第1开关单元的晶体管Ｔｒ1和由与该晶体管Ｔｒ1的控制端子连接的电阻R 2及电阻R 3和光电耦合ＰＣ的光电晶体管的串联电路与电容器C 4构成的时间常数电路，晶体管Ｔｒ1与第1开关元件Q 1的控制端子连接。电阻R 2和电容器C 4的串联电路与第1驱动绕组T 3连接，在发生过电流时由流过电阻R 2的电流向电容器C 4充电，从在第1驱动绕组T 3中发生电压开始经过指定的时间后使晶体管Ｔｒ1导通，使第1开关元件Q 1截止。另外，上述光电晶体管与电阻R 3的串联电路根据后面所述的输出电压检测电路的信号控制晶体管Ｔｒ1的导通时间，实现输出电压Ｖｏ的稳定化。

上述第2开关控制电路由延迟电路3和第2导通时间控制电路4构成。

延迟电路3将在第2驱动绕组T 4中发生的电压延迟后加到第2开关元件Q 2的控制端子上。该延迟电路3的延迟时间和上述延迟电路1一样，设定为从在第2驱动绕组T 4中发生电压开始到加在第2开关元件Q 2的两端的电压降低到零电压或零电压附近为止的时间。这样，第2开关元件Q 2也进行零电压开关。另外，第2导通时间控制电路4具

有与第2开关元件Q2的控制端子连接的作为第2开关单元的晶体管Tr11和由与该晶体管Tr11的控制端子连接的电阻R13与电容器C12构成的时间常数电路。电阻R13和电容器C12的时间常数电路从第2驱动绕组T4中发生电压开始经过指定的时间之后使晶体管Tr11导通，使第2开关元件Q2截止。另外，如前所述，由电阻R13和电容器C12的串联电路构成的时间常数电路的时间常数设定为在第2驱动绕组T4中发生电压而第2开关元件Q2导通之后，在次级绕组T2的能量释放结束之前将流过该第2开关元件Q2和电感器L的串联电路的电流强制地切断，使第2开关元件Q2截止。这样，在第2开关元件Q2截止时，接着第1开关元件Q1就可以导通，从而流过第1开关元件Q1的电流Id1就成为梯形波形。

包含作为检测流过上述第1开关元件Q1的电流Id1的大小的电流检测单元的电阻R的峰值电流限制电路5与该第1开关元件Q1连接。峰值电流限制电路5具有检测上述电流Id1的大小的电阻R、该电阻R的两端电压通过电阻R6输入到基极端子在作为第2开关单元的晶体管Tr2、晶体管Tr2的集电极电流作为基极电流而供给的作为第3开关单元的晶体管Tr3和晶体管Tr3的集电极电流作为基极电流而供给的作为第1开关单元的晶体管Tr1。

该峰值电流限制电路5利用电阻R6和电阻R7将与流过电阻R的电流Id1的大小对应的电压分压后供给晶体管Tr2的基极发射极间，该电压超过阈值Vbe（约0.6V）时，晶体管Tr2导通后，晶体管Tr3导通，然后晶体管Tr1导通，而第1开关元件Q1截止。这样，就将流过初级绕组T1和第1开关元件Q1的电流峰值Idp限制为指定的值，从而可以防止过电流引起变压器的磁饱和。

这里，设使连接在作为第1开关元件Q1的FET Q1的栅极源极间的晶体管Tr1导通并在将电压放电后使FET Q1截止所需要的晶体管Tr1的集电极电流为Ic、晶体管Tr1、Tr2、Tr3的放大系数分别为α1、α2、α3时，不计漏电流等时，则使晶体管Tr2导通所需要的基极电流Ib可以用下式表示。即，

$$Ib = Ic / (\alpha 1 \times \alpha 2 \times \alpha 3) \quad \cdots ①$$

与此相反，在图14所示的现有电路中，则用以下的公式表示。即，

$$Ib = Ic / \alpha 2 \quad \cdots ②$$

比较式①和式②，式①以小的基极电流Ｉｂ就可以使晶体管Ｔｒ1导通、而使ＦＥＴ　Ｑ1截止，所以，检测峰值电流并在晶体管Ｔｒ2的基极发射极间电压达到阈值电压后到ＦＥＴ　Ｑ1截止的延迟时间缩短，从而可以迅速使ＦＥＴ　Ｑ1截止。

在发生过电流时，也由包含具有电阻Ｒ2和电容器Ｃ4的时间常数电路的导通时间限制电路2进行过电流保护。如后面所述，从输出电压稳定的动作模式开始，在次级绕组Ｔ2的输出电流Ｉｏ增大而流过第1开关元件Ｑ1的电流Ｉｄ1的电流峰值大于一定值时，峰值电流限制电路5就动作，限制电流峰值的值，此外，输出电流Ｉｏ要增加时，就成为将输出功率保持为一定而输出电压降低的动作。这时，导通时间限制电路2的上述时间常数电路就控制为随着输出电压的降低而使晶体管Ｔｒ1的电泳时刻提前，这样，就缩短了第1开关元件Ｑ1的最大导通时间。

此外，在输出电压降低时，在第1驱动绕组Ｔ3中发生的回扫电压降低，回扫电压由延迟电路的阻抗和第1开关元件Ｑ1的控制端子间的阻抗进行分压，第1开关元件Ｑ1的控制端子间的电压不会达到阈值，从而第1开关元件Ｑ1就不会由于第1驱动绕组Ｔ3而导通，从而成为振荡停止状态。然后，第1开关元件Ｑ1由起动电阻再次导通而起动，然后成为停止状态。这样，就成为反复进行起动和停止的振荡模式，与连续振荡时的周期相比，由于起动时间非常长，所以，输出功率降低到非常小，在输出短路时也可以将短路电流降低到非常小。

因此，在发生过电流时，第1，由峰值电流限制电路5限制电流峰值，从而限制输出功率而防止变压器的磁饱和；第2，由导通时间限制电路2缩短第1开关元件Ｑ1的最大导通时间，降低输出功率，从而抑

制输出电流的增加；第３，由导通延迟电路形成反复进行起动和停止的动作模式，可以大幅度地降低输出功率，从而可以降低短路电流。

此外，过电流保护时的输入电压修正电路６与峰值电流限制电路５连接。在本发明中，输入修正电路６也成为过电流保护电路的一部分。输入修正电路６连接在第１驱动绕组Ｔ３与峰值电流限制电路５的晶体管Ｔｒ２的基极端子之间，由二极管Ｄ４、齐纳二极管Ｄ５和电阻Ｒ８的串联电路构成。该电路用于在输入电压变化时修正峰值电流限制电路５动作的输出电流。即，在输入电压高时，在第１驱动绕组Ｔ３中发生的电压也升高，所以，在该修正电路６的线路中通过使电流流过晶体管Ｔｒ２的基极端子，使过电流保护电路的工作点降低。这样，对于输入电压的变化可以使过电流保护电路的工作点基本上保持一定。

在变压器Ｔ的次级绕组Ｔ２的输出侧，设置了检测输出电压Ｖｏ的输出电压检测电路７。

输出电压检测电路７具有将输出电压Ｖｏ分压的分压电阻Ｒ２０及Ｒ２１、将该电阻的连接点（基准点）与基准电压Ｖｒ的输入端子连接的分路调整器ＩＣ１和与该分路调整器ＩＣ１串联连接的光电耦合器ＰＣ的光电二极管。分路调整器ＩＣ１将基准电压Ｖｒ与分压电阻Ｒ２０、Ｒ２１的分压电压Ｖａ进行比较，根据其差值控制阴极阳极间的电流。光电耦合器ＰＣ将电流的变化变换光的强弱。即，输出电压Ｖｏ升高时，导通时间控制电路２的光电晶体管的集电极发射极间的阻抗就减小，这样，在第１开关元件Ｑ１的导通期间电容器Ｃ４的充电时间就提前，晶体管Ｔｒ１就更快地导通，于是，第１开关元件Ｑ１的截止时刻提前，从而导通时间缩短。在第１开关元件Ｑ１的导通时间缩短时，输出电流减小，从而输出电压Ｖｏ降低。在输出电压Ｖｏ降低到低于指定的电压（设定电压）时，通过与上述相反的动作，输出功率增大，从而输出电压上升。就这样进行输出电压的稳定化控制，这时的输出电压Ｖｏ可以表为下式。即，

$$Vo = Vr \times (R20 + R21) / R21$$

下面，说明上述开关电源装置在额定值时的动作。

图2是表示图1所示的电路在额定值时的波形图。下面，参照图1和图2详细说明该电路的动作。

在图2中，S1、S2分别是表示第1开关元件Q1和第2开关元件Q2的通/断的信号，Vds1、Vds2、Vs分别是电容器C1、C2、Cs的两端电压波形，Id1、Id2、Is分别是开关电路S1、S2、整流元件Ds的电流波形。

本电路在最佳的稳定状态的开关动作，在1个开关周期中，可以分为时间t1～t5的4个动作状态。下面，说明各状态的动作。

（状态1）t1～t2

第1开关元件Q1导通，通过输入电压加到变压器T的初级绕组T1上，初级绕组电流线性地增加。这时，励磁能量贮存到变压器T中。另外，这时电容器C4通过光电耦合器PC而充电，在该电容器C4的电压达到晶体管Tr1的阈值电压（约0．6V）时，该晶体管Tr1导通，在时间t2，第1开关元件Q1截止，转移为状态2。

（状态2）t2～t3

第1开关元件Q1截止时，变压器T的次级绕组T1和电感器L与电容器C1和C2发生共振，电容器C1充电，电容器C2放电。另外，在次级侧，变压器T的次级绕组T2和电容器Cs发生共振，电容器Cs放电。电压Vs1的前沿和电压Vds1的后沿部分的曲线是初级绕组T1和电感器L与电容器C1和电容器C2发生共振的正弦波的一部分。在电容器C2的两端电压Vds2降低到零电压时，二极管D2导通，从而转移为状态3。

这时，在次级侧，电容器Cs的两端电压Vs降低到零电压，整流元件Ds导通，从而成为零电压导通动作。其两端电压Vs的后沿部分的曲线是电容器Cs和次级绕组T2发生共振的正弦波的一部分。

（状态3）t3～t4

在二极管Ｄ２导通的状态，在第２驱动绕组Ｔ４中发生的电压由电容器Ｃ１１和电阻Ｒ１２构成的延迟电路３延迟后供给第２开关元件Ｑ２的控制端子，于是，第２开关元件Ｑ２导通。这样，第２开关元件Ｑ２就进行零电压开关动作。在状态３，在初级侧二极管Ｄ２和第２开关元件Ｑ２导通，电感器Ｌ和电容器Ｃ开始发生共振，电容器Ｃ放电。这时，在次级侧，整流元件Ｄｓ导通，变压器Ｔ贮存的励磁能量从次级绕组Ｔ２释放，通过整流平滑电路而输出。在该状态下，流过整流元件Ｄｓ的电流Ｉｓ相对于初级侧的电感器Ｌ和电容器Ｃ的共振电流Ｉｄ２，与所加的线性地减小的励磁电流Ｉｍ的值成为相似形，所以，从零电流开始急剧地上升，成为具有正弦波状的曲线的波形。

在初级侧，由于在第２驱动绕组Ｔ４中发生的电压的作用，电容器Ｃ１２通过电阻Ｒ１２进行充电，该充电电压达到晶体管Ｔｒ２的阈值电压（约０．６Ｖ）时，该晶体管Ｔｒ２导通，从而将流过第２开关元件Ｑ２的共振电流强制地切断。并且，这时切断的上述共振电流的大小是在峰值附近的值，该时刻就是时间ｔ４。由导通时间控制电路４的电阻Ｒ１２和电容器Ｃ１２构成的时间常数电路设定为在上述时间ｔ４使第２开关元件Ｑ２截止的时间常数。

（状态４）ｔ４～ｔ５

第２开关元件Ｑ２截止时，共振电流Ｉｄ２急剧地切断，由于该急剧的电流变化，在电感器Ｌ中发生电压，从而变压器Ｔ的初级绕组Ｔ１的电压反相。电感器Ｌ与电容器Ｃ１和Ｃ２发生共振，由于电感器Ｌ的励磁能量使电容器Ｃ１放电，对电容器Ｃ２充电。电容器Ｃ１的两端电压Ｖｄｓ１降低，在时间ｔ５降低到零电压时，二极管Ｄ１导通，状态４即告结束。在二极管Ｄ１导通的状态下，在第１驱动绕组Ｔ３中发生的电压由电阻Ｒ３和电容器Ｃ３构成的延迟电路１延迟后供给第１开关元件Ｑ１的控制端子。这样，第１开关元件Ｑ１就导通，进行零电压开关动作。

在次级侧，开关元件Ｑ２截止时，整流元件Ｄｓ截止，电容器Ｃｓ的两端电压Ｖｓ从零电压开始上升，箝位为次级绕组电压与输出电压之

和的电压。

每1开关周期，进行以上的动作，以后，反复进行该动作。

（过电流保护电路的动作）

下面，使用表示输出电压电流特性的图3说明过电流时的过电流保护电路和输入电压修正电路6的动作。过电流保护电路由导通时间限制电路2、峰值电流限制电路6和延迟电路1构成。

在输出电流增加从而流过第1开关元件Q1（FET Q1）的电流峰值增大时，为了防止变压器饱和，过电流保护电路动作。在图1中，由电阻R检测电流峰值，电阻R的两端电压由电阻R6和电阻R7进行分压，电压供给晶体管Tr2的基极发射极间。在晶体管Tr2的基极发射极间电压超过阈值电压（约0.6V）时，晶体管Tr2导通后，晶体管Tr3导通，在晶体管Tr1的基极发射极间电压达到阈值电压（约0.6V）时，晶体管Tr1导通，第1开关元件Q1截止。因此，流过初级绕组T1的电流峰值受到限制，从而输出功率受到限制，防止变压器的饱和。

从图3的0到A点，控制输出电压实现稳定化。在点A，电流峰值开始受到限制后，进而输出电流增加时，输出功率基本上一定，而输出电压降低。这里，电容器C4以与在第1驱动绕组T3中发生的输入电压成正比的正电压经过电阻R2进行充电，而以与输出电压成正比的负电压经过电阻R2放电，所以，输出电压降低时，电容器C4的放电电流减小，从而时间常数电路的最大导通时间缩短。图6表示晶体管Tr1的基极发射极间的电压波形和输出电压波形。在输出电压降低的同时，晶体管Tr1的基极发射极间电压向负电位方向减小，从而导通时间缩短。

随着输出电压降低，时间常数电路的最大导通时间缩短，在图3的点B，在流过第1开关元件Q1的峰值电流达到设定值之前，第1开关元件Q1截止。从点B到点C，输出电压降低时，输出功率减小，从而输出电流减小。

其次，在时间常数电路的最大导通时间缩短的点C，在第1驱动绕

组Ｔ３中发生的回扫电压降低，从而妨碍第１开关元件Ｑ１导通。即，回扫电压由延迟电路的阻抗和第１开关元件Ｑ１的控制端子间的阻抗进行分压，所以，由于回扫电压的降低，第１开关元件Ｑ１的控制端子间的电压达不到阈值，从而第１驱动绕组Ｔ３不能使第１开关元件Ｑ１导通，成为振荡停止状态。然后，第１开关元件Ｑ１由起动电阻引起导通而起动，然后成为停止状态。这样，就成为反复进行起动和停止的振荡模式，与连续振荡时的周期相比，起动时间非常长，所以，输出功率非常小，从而在过电流时和输出短路时可以将输出电流降低到很小。在图３的点Ｃ，成为起动停止振荡模式时，就跳跃到图３的点Ｄ。

另外，由二极管Ｄ４、齐纳二极管Ｄ５和电阻Ｒ８所示的电路在输入电压变化时用于修正峰值电流限制电路５动作的指定的峰值电流，在输入电压高时，在第１驱动绕组Ｔ３中发生的电压也升高，所以，齐纳二极管Ｄ５导通，电流流过二极管Ｄ４、齐纳二极管Ｄ５和电阻Ｒ８构成的路径，从而可以将过电流保护电路的工作点降低。这样，对于输入电压的变化，可以使过电流保护电路的工作点基本上保持一定。

图４表示峰值电流值受到限制的电流Ｉｄ１的波形。在图１的电路中，第１开关元件Ｑ１的截止时间由第２开关元件Ｑ２（ＦＥＴ Ｑ２）的导通时间决定。第２开关元件Ｑ２的导通时间基本上一定时，如图４所示，第１开关元件Ｑ１的导通的幅度减小，而第１开关元件Ｑ１的截止时间基本上一定，在输出电压降低的同时，开关频率上升。开关频率上升时，与开关频率一定的情况相比，输出功率增加了，所以，输出电流进一步增大。因此，在流过电阻Ｒ的峰值电流必须尽可能缩短从达到指定的电压开始到使第１开关元件Ｑ１截止的延迟时间，可以迅速地使第１开关元件Ｑ１截止是非常重要的，通过可靠地缩短导通时间，在输出电流增大之前，就转移为起动停止振荡模式，从而大幅度地降低输出功率。

与此相反，在电流Ｉｄ１的波形为三角波时，在能量释放期间决定第１开关元件Ｑ１的截止时间。作为进行这样的动作的电路，有冲击线圈变换器。在该电路中，从图３的Ａ点开始，在输出电压降低的同时，开关频率降低，比较容易转移为起动停止振荡模式，从而可以大幅度地

降低输出功率（参见图５）。

另外，在图１的电路中，可以设定为随着输出电压降低而第２开关元件Ｑ２的导通时间延长，这可以通过将第２导通时间控制电路中的时间常数电路的充放电电容器充电时的阻抗和放电时的阻抗设定为指定的值而实现。在图１中，将电阻Ｒ１３的两端的阻抗设定在充电时和放电时成为指定的阻抗。在图１所示的实施例中，充放电电容器由与在第２驱动绕组中发生的与输出电压大致成正比的电压进行充电，而由与输入电压大致成正比的电压进行放电。因此，在输入输出电压无变化时，充放电电容器的充电时间在为了反复进行充电和放电的循环而输入输出电压和负载电流不变化的稳定状态下基本上一定，从而第２开关元件Ｑ２的导通时间也基本上一定。但是，在输出电压降低时，在第２驱动绕组中发生的与输出电压大致成正比的电压降低，所以，充电时间延长，结果，作为第４开关单元的晶体管Ｔｒ１１的导通时刻延迟，从而第２开关元件Ｑ２的导通时间延长。

在第２开关元件Ｑ２的导通时间延长而流过第２开关元件Ｑ２的共振电流超过峰值并在零电流附近第２开关元件Ｑ２截止时，共振电流Ｉｄ２并不急剧地切断，用于没有急剧的电流的变化，所以，在电感器Ｌ中不发生电压，从而变压器Ｔ的冲击绕组Ｔ１的电压不发生反相。因此，在能量释放结束而次级侧的整流二极管成为非导通的时刻，变压器Ｔ的初级绕组Ｔ１的电压反相，第１开关元件Ｑ１导通，从而流过第１开关元件Ｑ１的电流Ｉｄ１的波形成为三角波。即，随着输出电压降低，从在第２开关元件Ｑ２截止的时刻第１开关元件Ｑ１导通的电流连续模式开始到第２开关元件Ｑ２截止后的能量释放期间成为决定截止时间的电流临界模式动作，电流Ｉｄ１的波形成为三角波。这时，从图３的Ａ点开始，在输出电压降低的同时，开关频率也降低。

这里，将在输出电压降低的同时开关频率升高的情况与降低的情况比较时，开关频率升高的情况即使是相同的导通时间，输出功率也增大，所以，必须大大压缩导通时间，将晶体管Ｔｒ２的基极发射极间电压达到阈值电压后到使第１开关元件Ｑ１截止的延迟时间进一步缩短，需要更迅速地使第１开关元件Ｑ１截止。总之，为了降低开关损失，抑制输

出电流的增大，必须缩短从检测峰值电流到使第1开关元件Q1截止的延迟时间从而迅速地使第1开关元件Q1截止，本发明可以解决这些问题。

图7是本发明实施例2的开关电源装置的电路图。

对于实施例1，晶体管Tr3的集电极发射极间与第1开关元件Q1的栅极源极间连接。利用电阻R检测第1开关元件Q1的峰值电流，由电阻R6、R7进行分压，电阻R7的两端电压超过晶体管Tr2的基极发射极间的阈值电压时，在晶体管Tr2导通和晶体管Tr3导通之后，第1开关元件Q1截止。

这里，设使连接在第1开关元件Q1的栅极源极间的晶体管Tr1导通将电压放电后使第1开关元件Q1截止所需要的晶体管Tr1的集电极电流为Ic、晶体管Tr2、Tr3的放大系数分别为α2、α3时，不计漏电流时，则使晶体管Tr2导通的所需要的电流Ib可以表为下式。即，

$$Ib = Ic / (\alpha 2 \times \alpha 3) \qquad \cdots\cdots③$$

将式③与上述式①、式②比较可知，式③比根据式②改善后的式①需要更多的基极电流。因此，从晶体管Tr2的基极发射极间电压达到阈值电压到使第1开关元件Q1截止的延迟时间比实施例1的电路长。但是，比图14的现有电路的延迟时间短，可以获得与实施例1相同的效果。

图8是本发明实施例3的开关电源装置的电路图。该开关电源装置也是以电流连续模式动作的双管式的自激振荡开关电源装置。

在第1开关元件Q1截止的期间，在第1驱动绕组T3中发生的回扫电压由二极管D20和电容器20进行整流平滑处理，电容器C20的负电压和连接了二极管D22的第1驱动绕组T3的电位由电阻R20、R21和齐纳二极管D21进行分压，分压电压通过二极管D23输入到晶体管Tr2的基极。输出电压降低时，二极管D23的阳极的分压电压上升，向晶体管Tr2的基极输入的电流增加，所以，可以缩

短导通时间、降低输出功率，从而可以减小输出电流。

在该电路中，通过增大输入晶体管Ｔｒ２的基极的电流，可以比实施例１的电路更加缩短导通时间，从而可以降低输出功率而减小输出电流。

图９是本发明实施例４的开关电源装置的电路图。

通常，利用称为冲击线圈的电路方式在第１开关元件Ｑ１的导通期间贮存能量，在截止期间从次级绕组释放能量。导通期间的初级绕组电流成为三角波，具有和实施例１的电路相同的效果。与该电路比较，流过第１开关元件Ｑ１的电流波形为三角波，导通时间随着输出电压的降低而缩短，截止时间延长。总体上，开关频率降低。与此相反，在实施例１中，以连续模式动作时，流过第１开关元件Ｑ１的电流波形为梯形波，即使输出电压降低，其截止时间也不变化，由于导通时间缩短，所以，开关频率上升。由于开关频率降低时输出减小，所以，与实施例１比较，进一步抑制了输出电流的增大。

图１０是本发明实施例５的开关电源装置的电路图。

本电路是将图９的电路中晶体管Ｔｒ１和晶体管Ｔｒ２共用晶体管Ｔｒ４的电路。在流过第１开关元件Ｑ１的峰值电流成为指定的电流时，晶体管按晶体管Ｔｒ４→Ｔｒ３的顺序导通，第１开关元件Ｑ１截止，具有和实施例１相同的效果，并且具有可以比实施例１减少１个晶体管的优点。

图１１是本发明实施例６的开关电源装置的电路图。

在以电流连续模式动作的双管式的自激振荡的开关电源装置中，以将商用电源进行整流平滑处理后的电压作为输入电源。另外，作为电流检测单元，使用电流变换器，具有和实施例１相同的效果，使用电流变换器可以减小输出电压检测电路７的损失。

图１２是本发明实施例７的开关电源装置的电路图。在以电流连续模式动作的双管式的自激振荡的开关电源装置中，第２开关元件Ｑ２和电容器Ｃ的串联电路与第１开关元件Ｑ１并联连接。

加到电容器Ｃ上的电压增大，但是，可以降低使ＬＣ共振周期相同的电容。

图１３是本发明实施例８的开关电源装置的电路图。在以电流连续模式动作的双管式的自激振荡的开关电源装置中，第１开关元件Ｑ１和第２开关元件Ｑ２串联连接，电容器Ｃ和电感器Ｌ串联连接。

由于输入电压只加到第１开关元件Ｑ１和第２开关元件Ｑ２上，所以，可以应用耐压低的开关元件ＦＥＴ。通常，耐压低的ＦＥＴ的导通电阻小，所以，可以降低导通损失，从而可以实现高效率化。

按照本发明，具有以下的效果。

①初级绕组的电流峰值达到指定的值时，通过第２开关单元导通→第３开关单元导通，可以增大电信号，使第１开关元件Ｑ１迅速地截止，从而可以降低截止的开关损失，抑制输出电流的增大。

②限制峰值电流的峰值电流限制电路５可以将初级绕组的电流峰值限制为指定的值，防止变压器的磁饱和，从而可以得到开关电源装置的高可靠性。

③缩短最大的导通时间的导通时间限制电路２随着输出电压的降低可以降低输出功率，从而可以减小输出电流。

④通过适当地设定导通延迟电路的阻抗，作为反复进行起动和振荡停止的动作，可以大幅度地降低输出功率，从而可以降低短路电流。与此相反，在现有例１、２中，输出电压电流特性如图１８所示，不能向起动停止振荡模式转移，在短路时有时次级侧电流增大，引起整流二极管等破坏。

⑤在由利用时间常数电路限制导通时间的导通时间限制电路２和限制流过第１开关元件Ｑ１的峰值电流的峰值电流限制电路构成的过电流保护电路中，可以将作为第１开关单元的晶体管Ｔｒ１兼作第１开关元件Ｑ１的截止控制用，所以，可以减少零部件数。另外，可以连续地切换峰值电流限制电路５的动作和导通时间限制电路２的动作，从而可以实现动作的稳定化。此外，晶体管Ｔｒ２、Ｔｒ３与晶体管Ｔｒ１相比，可以使用电流容量小的晶体管，所以，可以降低成本。

⑥输入电压变化时，也可以使开始进行峰值电流限制的输出电流（过电流点）一定，所以，可以抑制变压器的磁饱和，从而可以实现变压器的小型化。

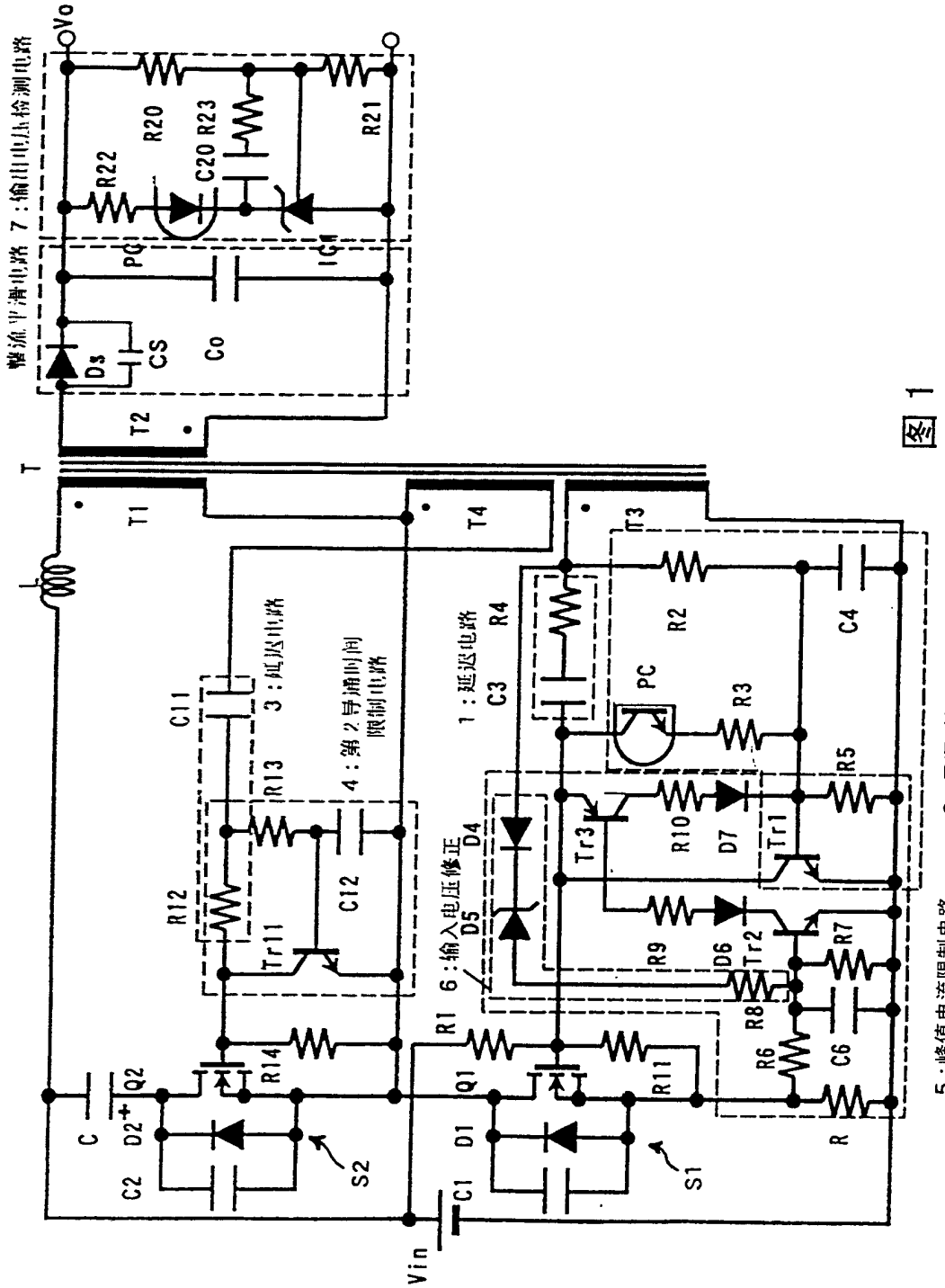

Vo
R20
R22
C20
R23
R21
PC
IC1
D3
CS
Co
T2
T
T1
T4
T3
C11
R13
C12
R12
Tr11
R14
R1
Q1
Q2
C
D2
C2
S2
S1
D1
C1
Vin
R4
C3
R2
C4
PC
R3
R5
R10
D7
Tr1
Tr3
D4
D5
R9
D6
Tr2
R7
R8
R6
C6
R
3：延迟电路
4：第2导通时间限制电路
6：输入电压修正
1：延迟电路
2：导通时间限制电路
5：峰值电流限制电路

图 1

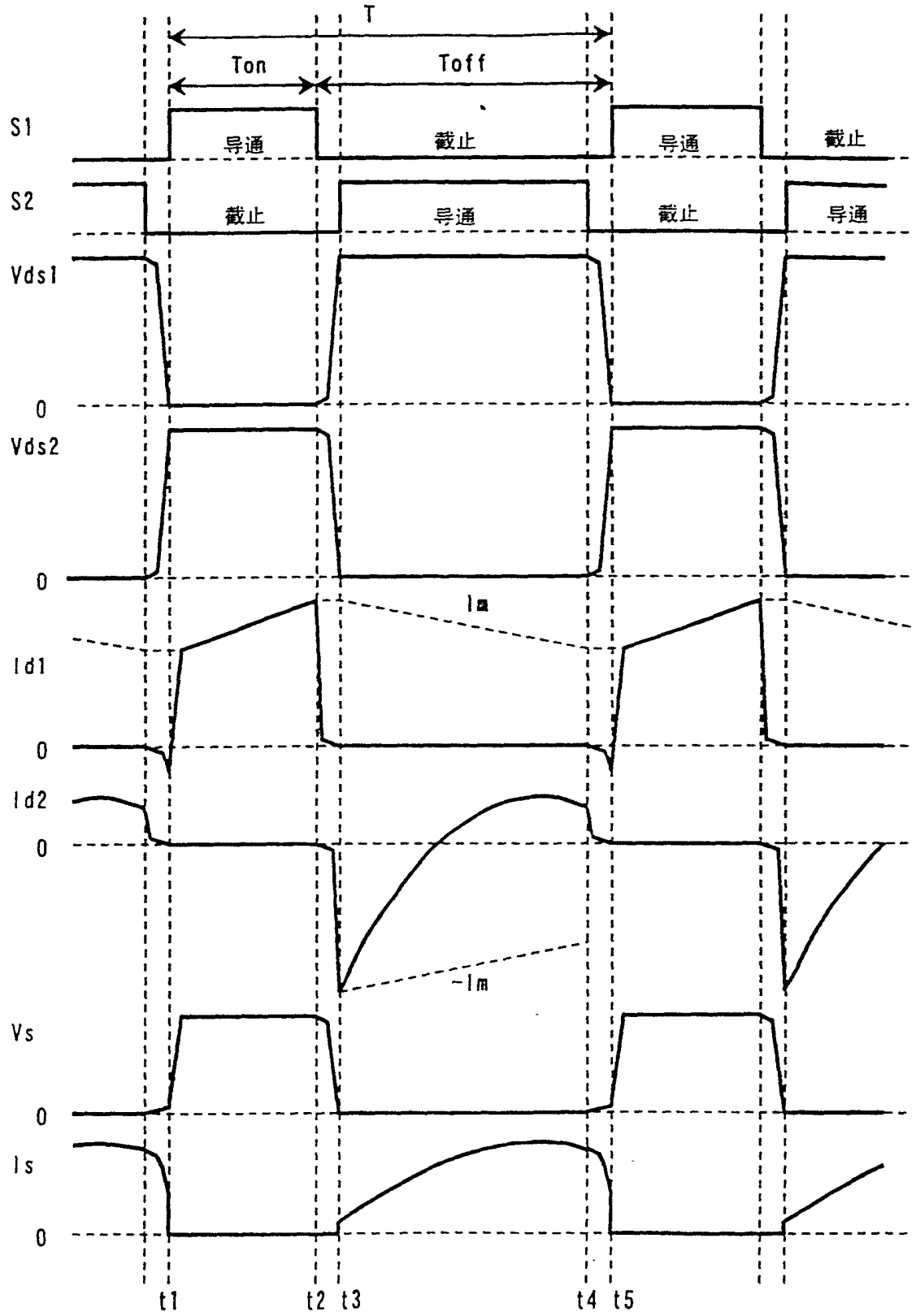

T
Ton
Toff
S1
导通
截止
导通
截止
S2
截止
导通
截止
导通
Vds1
0
Vds2
0
Im
Id1
0
Id2
0
-Im
Vs
0
Is
0
t1
t2
t3
t4
t5

图 2

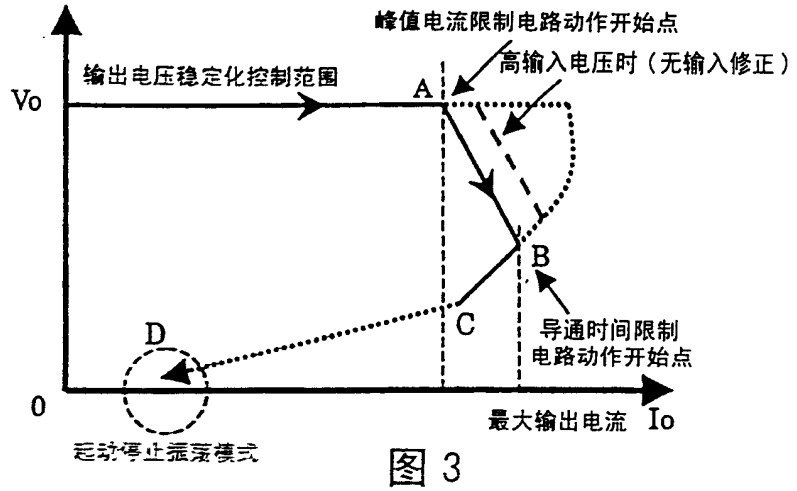

峰值电流限制电路动作开始点
输出电压稳定化控制范围
高输入电压时（无输入修正）
Vo
A
B
C
D
0
导通时间限制
电路动作开始点
最大输出电流 Io
起动停止振荡模式

图 3

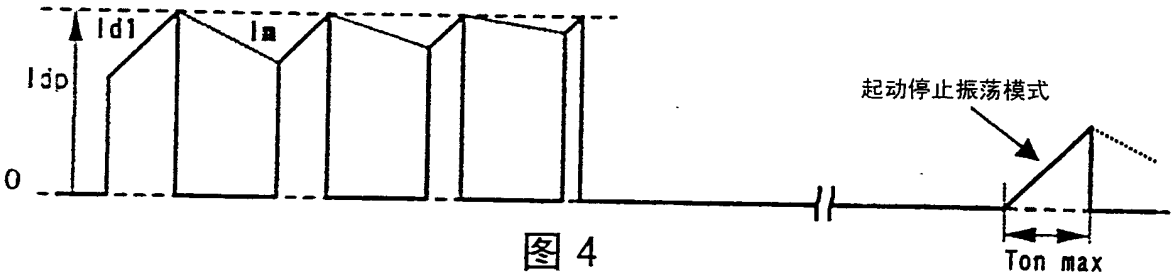

Id1
Idp
0
起动停止振荡模式
Ton max

图 4

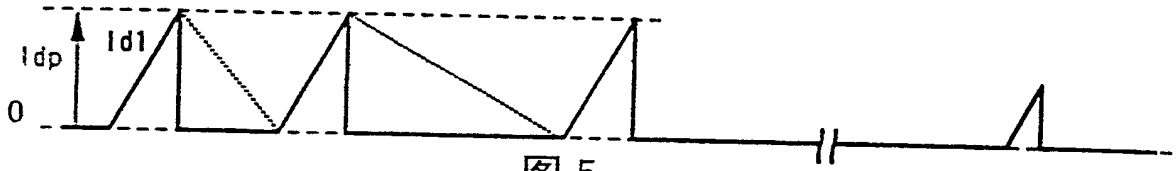
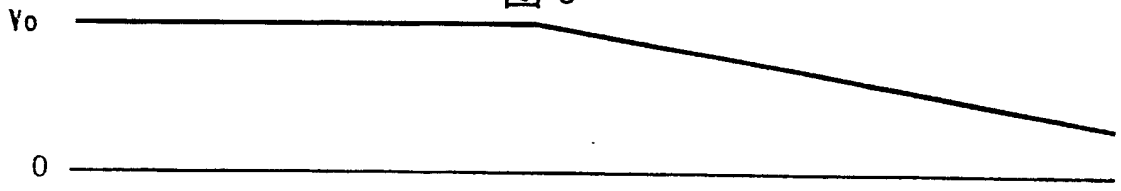

Idp
Id1
0

图 5


Vo
0

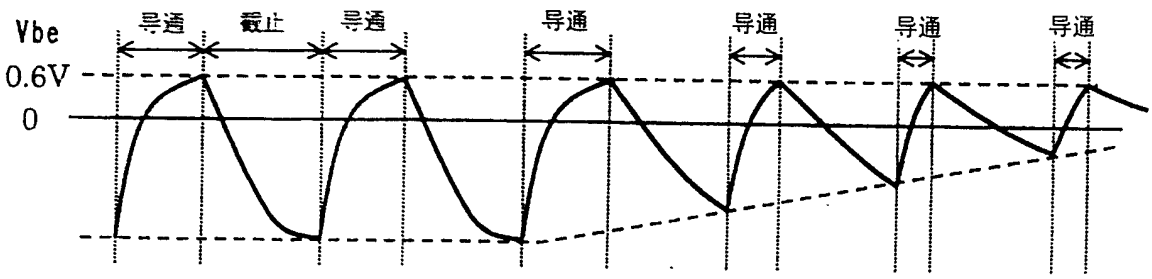

Vbe
0.6V
0
导通
截止
导通
导通
导通
导通
导通

图 6

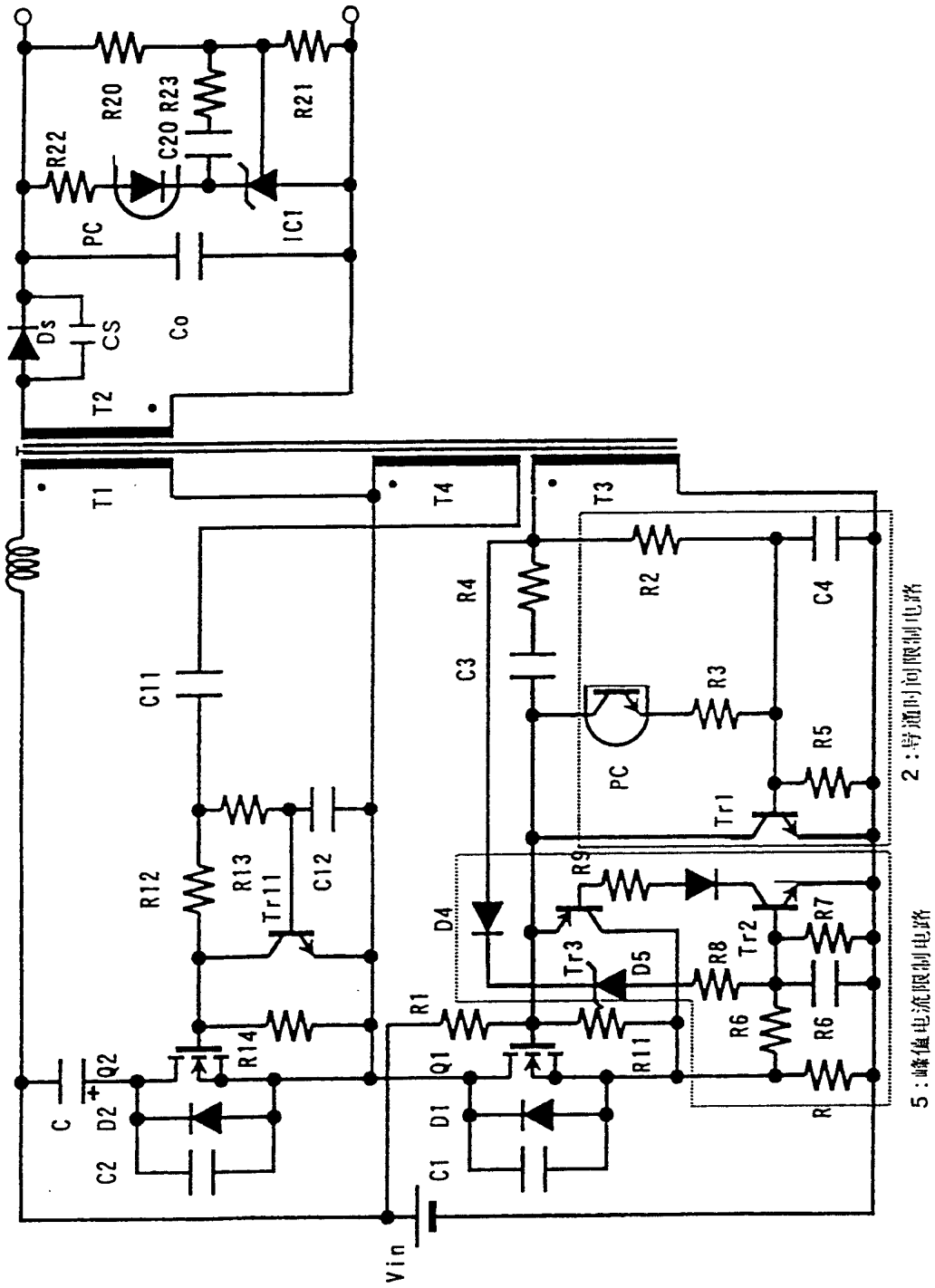

R20
C20
R23
R21
R22
PC
IC1
Ds
CS
Co
T2
T1
T4
T3
C11
R4
C3
R2
C4
R3
R5
PC
Tr1
R12
R13
Tr11
C12
R9
D4
Tr3
D5
R8
Tr2
R7
R1
R14
Q1
R11
R6
R6
Q2
C
D2
D1
C2
C1
Vin
2：导通时间限制电路
5：峰值电流限制电路

图 7

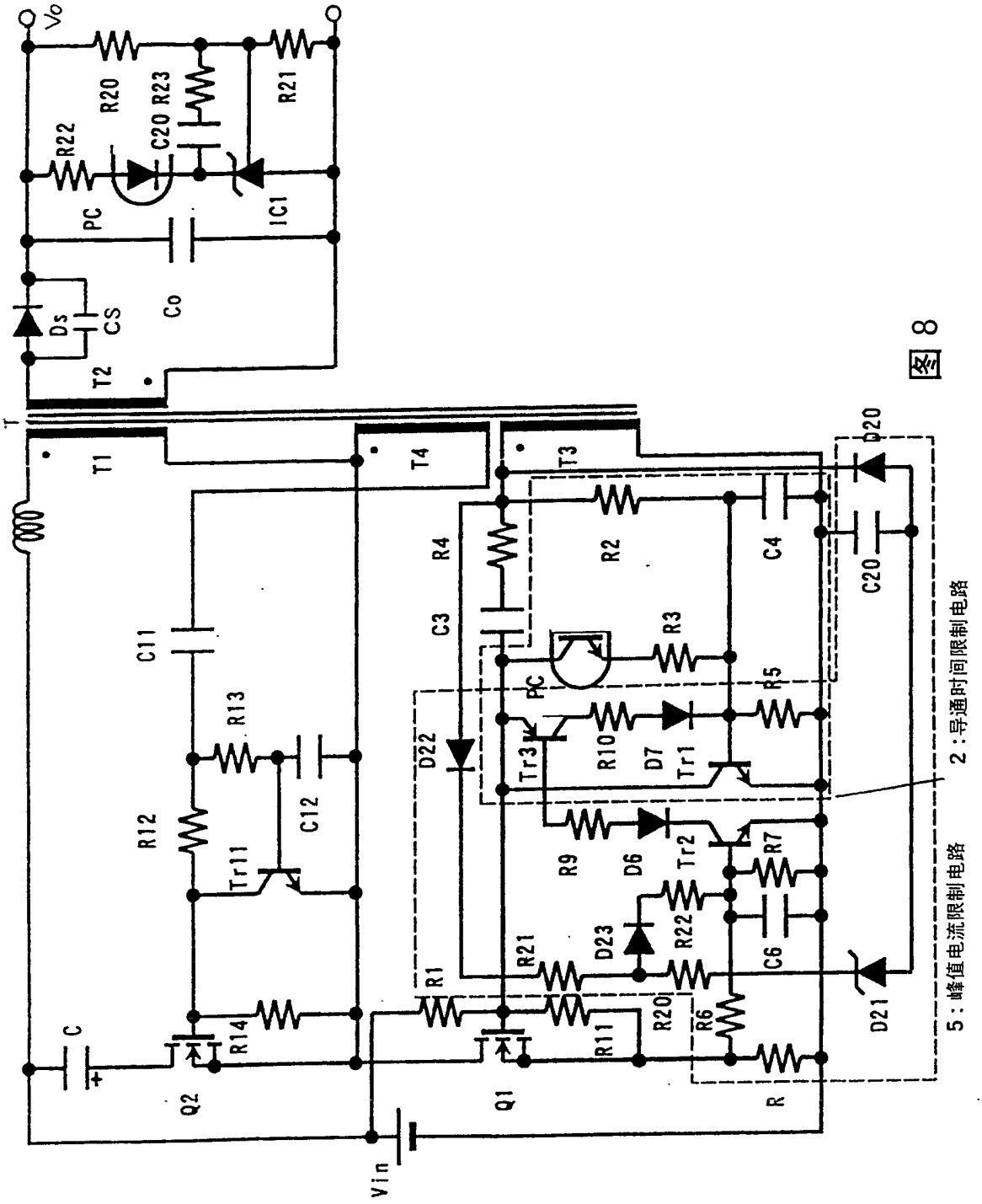

Vo
R20
C20
R23
R21
R22
PC
IC1
Ds
CS
Co
T2
T
T1
T4
T3
D20
C20
C4
R2
R4
C3
R3
C11
R5
R13
PC
D22
Tr3
R10
D7
Tr1
R12
C12
Tr11
R9
D6
Tr2
R7
C6
D23
R22
R21
R1
R20
R6
D21
R14
R11
C
Q2
Q1
R
Vin
2：导通时间限制电路
5：峰值电流限制电路

图 8

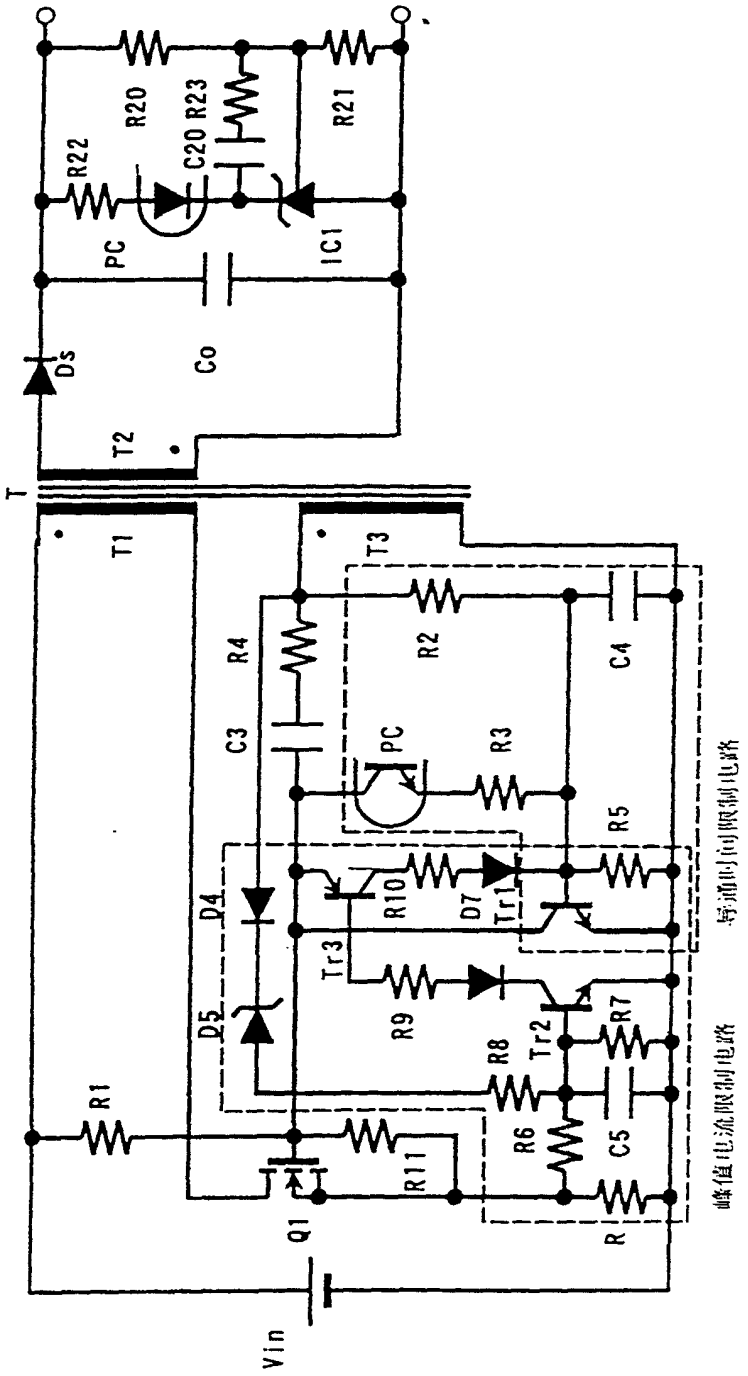

R20
C20
R23
R21
R22
PC
IC1
Co
Ds
T2
T
T1
T3
R4
R2
C4
C3
PC
R3
R5
D4
R10
D7
Tr1
Tr3
R9
D5
R8
Tr2
R7
R1
R6
C5
R11
Q1
R
Vin
导通时间限制电路
峰值电流限制电路

图 9

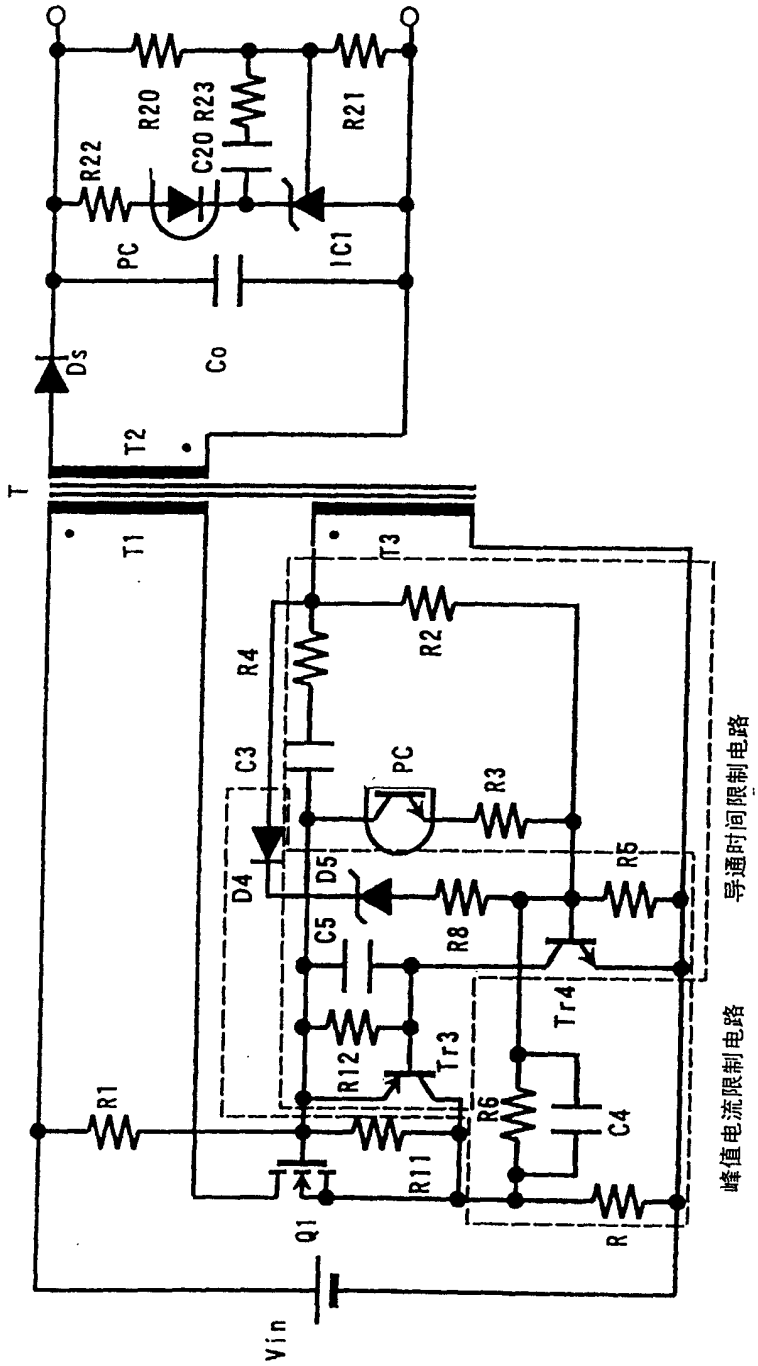

R20
C20
R23
R21
R22
PC
IC1
Ds
Co
T2
T
T1
T3
R2
R4
C3
PC
R3
D4
D5
R5
C5
R8
Tr4
R12
Tr3
R6
C4
R1
R11
Q1
R
Vin
峰值电流限制电路
导通时间限制电路

图 10

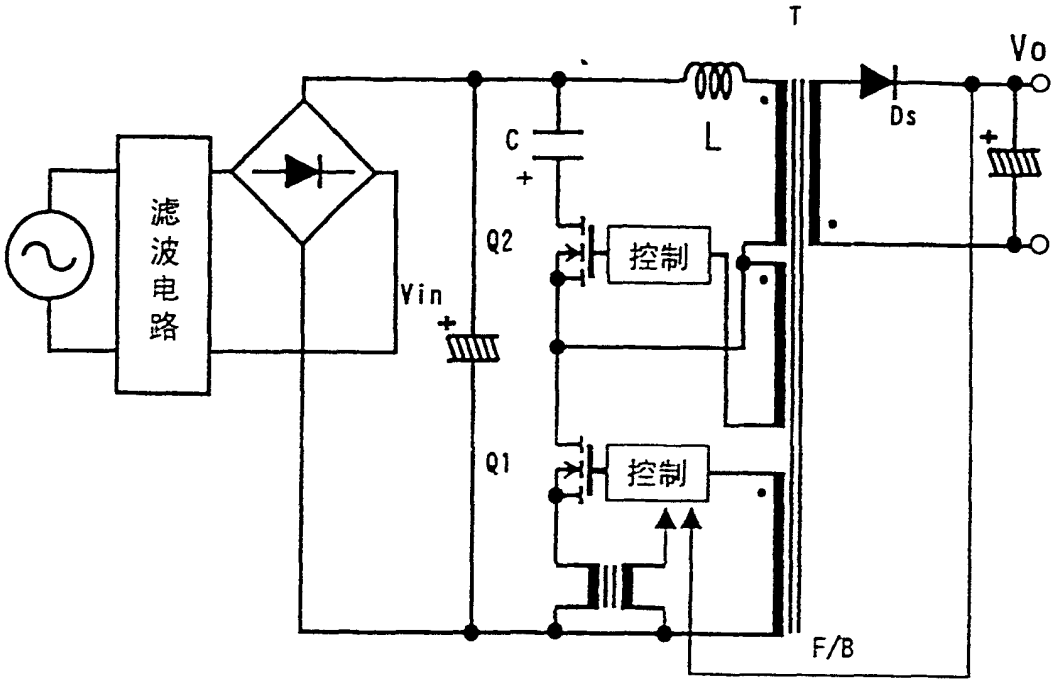


图 11

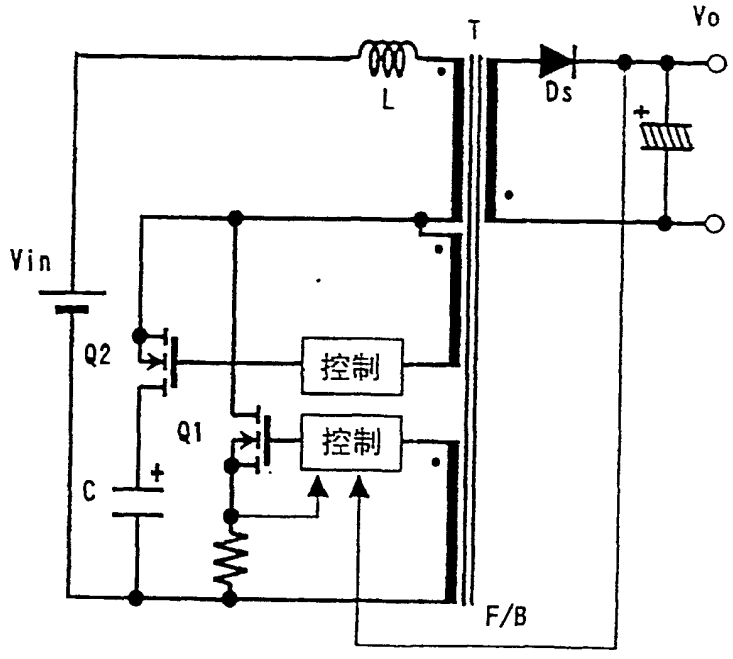


图 12

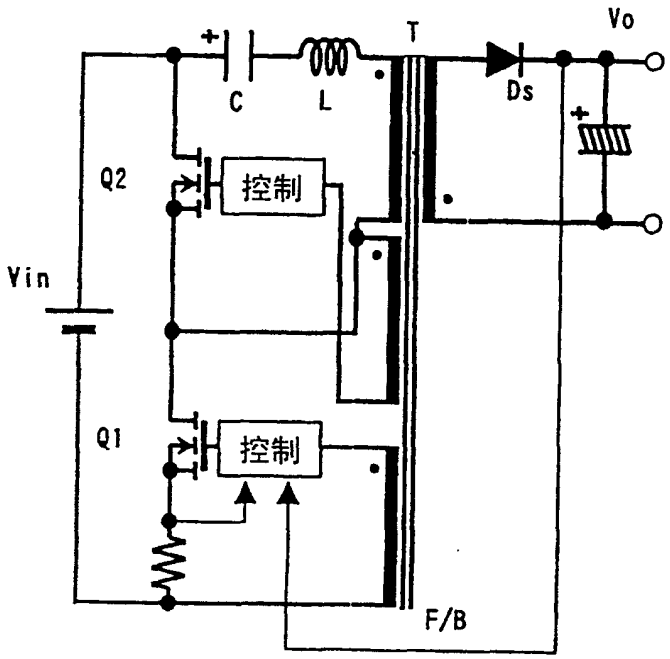


图 13

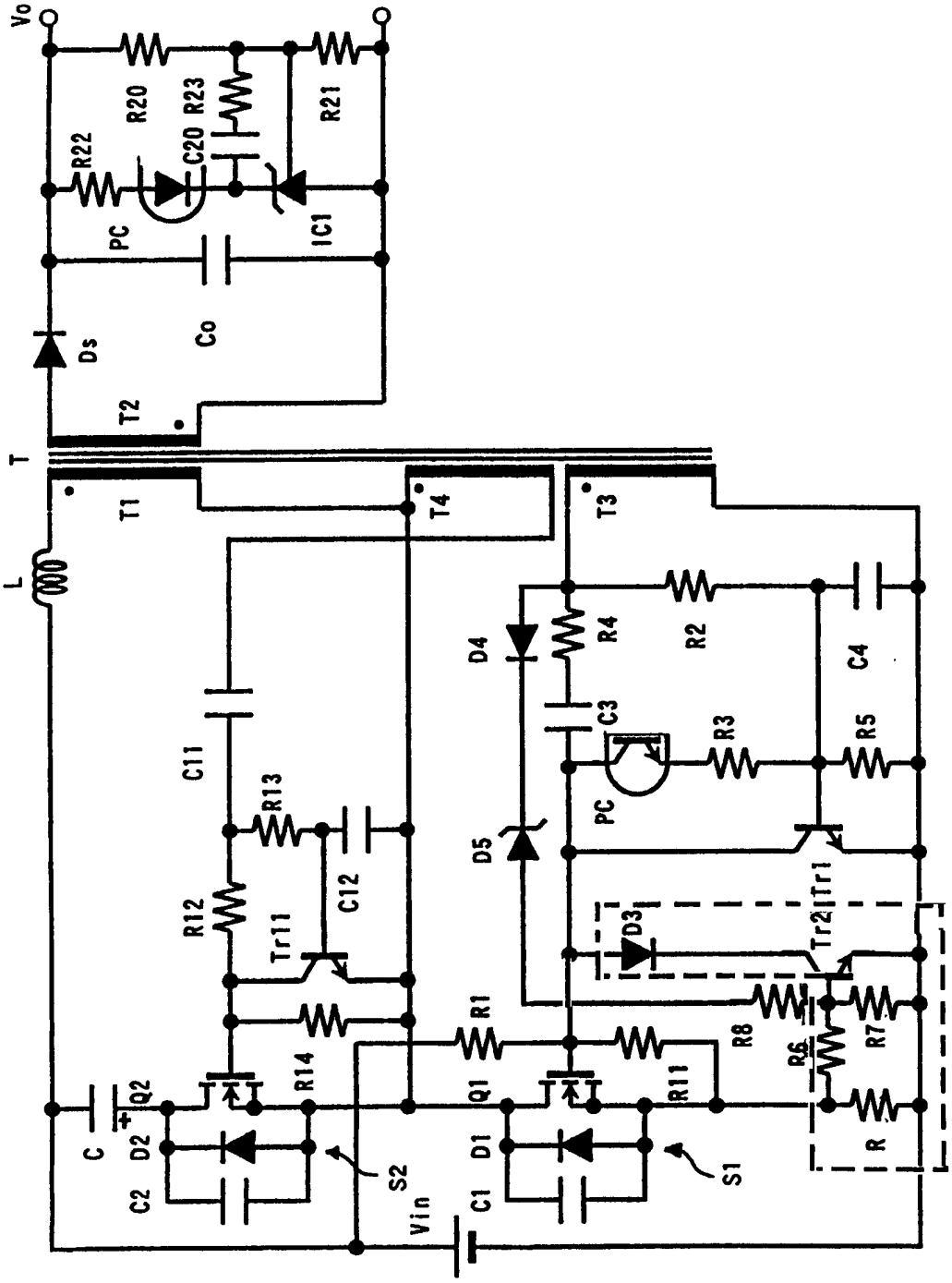

Vo
R20
R23
R21
R22
C20
PC
IC1
Co
Ds
T2
T
T1
T4
T3
L
D4
R4
R2
C4
C3
R3
R5
C11
R13
PC
D5
C12
R12
Tr11
D3
Tr2
Tr1
R1
R8
R6
R7
R14
Q2
Q1
R11
C
D2
D1
R
C2
S2
Vin
C1
S1
1405:过电流保护电路

图 14

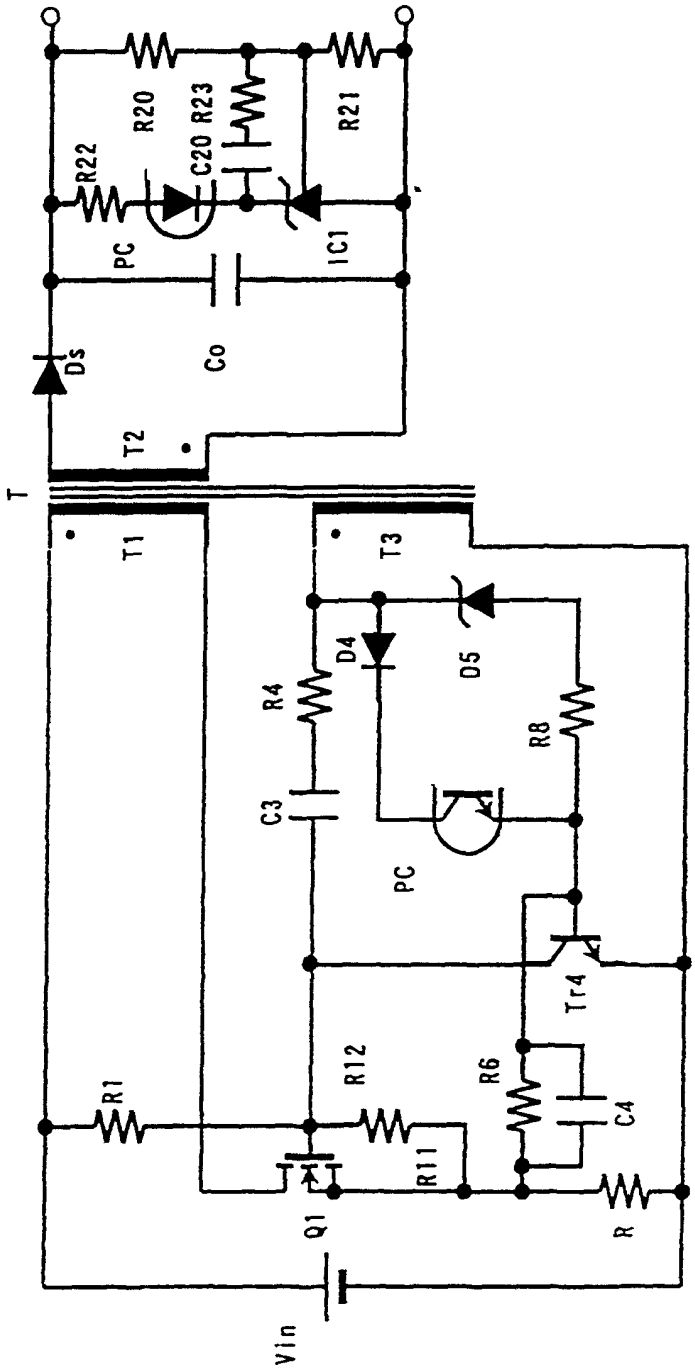

R20
R23
R21
R22
C20
PC
IC1
Co
Ds
T2
T
T1
T3
D4
D5
R4
R8
C3
PC
Tr4
R12
R6
C4
R1
R11
Q1
R
Vin

图 15

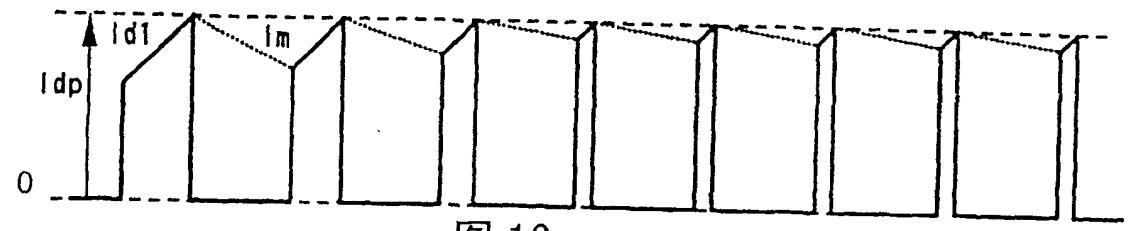

Id1
Im
Idp
0

图 16

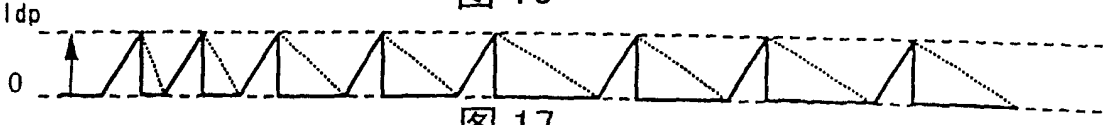

Idp
0

图 17

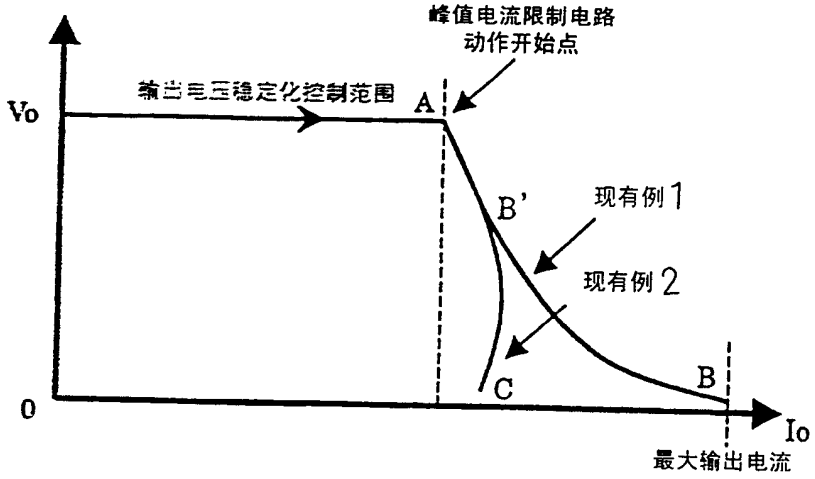


图 18