



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02141682.6

[43] 公开日 2003 年 3 月 26 日

[11] 公开号 CN 1405959A

[22] 申请日 2002.9.10 [21] 申请号 02141682.6

[30] 优先权

[32] 2001.9.10 [33] JP [31] 2001-273915

[71] 申请人 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

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公

司

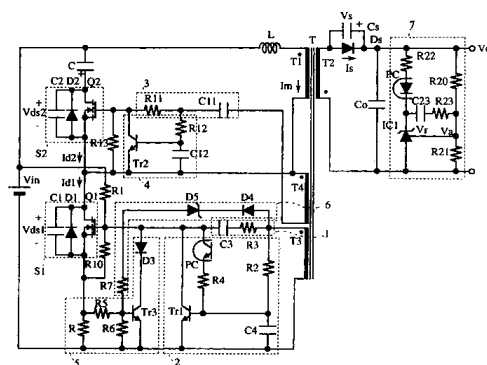
代理人 汪惠民

权利要求书 4 页 说明书 22 页 附图 9 页

[54] 发明名称 开关电源装置

[57] 摘要

一种开关电源装置，具有第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2，两者交替导通/断开而自激振荡，其中，具有导通时间控制电路 4，通过设置它的时间常数，在所述第一开关元件 Q1 的断开期间使所述电感 L 和所述电容器 C 共振，在第二开关元件 Q2 导通后次级线圈 T2 释放能量结束前切断流向该第二开关元件 Q2 和电感 L 的串联电路的共振电流，由此，在电感 L 产生电压，使变压器电压反向，使第二开关元件 Q2 断开。可以实现开关电源的高效率化和小型轻量化以及低成本化。



1. 一种开关电源装置，具有与变压器 T 的初级线圈关联连接的输入  
5 电源、电感 L、电容器 C、第一开关电路和第二开关电路；

具有与所述变压器 T 的次级线圈相连的整流元件 D<sub>s</sub>；

由第一开关元件 Q1、第一二极管 D1 和第一电容器 C1 的并联电路  
构成第一开关电路；

由第二开关元件 Q2、第二二极管 D2 和第二电容器 C2 的并联电路  
10 构成第二开关电路；

设有连接在所述变压器 T 上设置的第一驱动线圈和第一开关元件 Q1  
的控制端间、以及所述变压器 T 上设置的第二驱动线圈和第二开关元件  
Q2 之间并且夹着该第一与第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间使之交替  
导通/断开的开关控制电路，在第一开关元件 Q1 导通期间在所述初级线  
15 圈和电感 L 中积蓄能量，在第一开关元件 Q1 断开期间从所述次级线圈  
释放能量，从而使第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 自激振荡；

其特征在于：所述电感 L 和所述电容器 C 构成在所述第一开关元件  
Q1 断开期间共振的共振电路；

所述开关控制电路具有第一导通时间控制电路和第二导通时间控制  
20 电路，前者的时间常数设置满足条件是：在所述第一开关元件 Q1 导通  
经过给定时间后使该第一开关元件 Q1 断开，后者的时间常数设置满足  
条件是：在所述第二开关元件 Q2 导通后在所述次级线圈能量释放结束  
前使该第二开关元件 Q2 断开，从而切断流向该第二开关元件 Q2 和所述  
电感 L 的串联电路的共振电流；

25 在电流连续模式下工作。

2. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：在所述变压  
器 T 的初级线圈和所述电感 L 的串联电路上串联了所述第一开关电路和  
所述输入电源，并且，所述第二开关电路和所述电容器 C 的串联电路并  
联在所述变压器 T 的初级线圈和所述电感 L 的串联电路上。

30 3. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述变压器

T 的初级线圈、所述电感 L、所述第一开关电路和所述输入电源串联在一起，并且，所述第二开关电路和所述电容器 C 的串联电路与所述所述第一开关电路并联。

4. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述变压器 T 的初级线圈、所述电感 L、所述电容器 C、所述第一开关电路和所述输入电源串联在一起，并且，所述第二开关电路并联在所述所述变压器 T 的初级线圈、所述电感 L 和所述电容器 C 的串联电路上。

5. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：设置有过电流保护电路，该电路具有串联在所述第一开关元件 Q1 上的电流检测单元，并且当用该电流检测单元检测的流入所述第一开关元件的值达到阈值时限制该第一开关元件导通时间。

6. 根据权利要求 5 所述的开关电源装置，其特征在于：所述过电流保护电路具有使所述第一开关元件断开的第三开关单元，该第三开关单元连接在所述第一开关元件的控制端上，当流向所述电流检测单元的峰值电流值达到所述阈值时所述第三开关单元导通，使所述第一开关元件断开。

7. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述开关控制电路具有连接在所述第一驱动线圈和所述第一开关元件 Q1 的控制端之间以及所述第二驱动线圈和所述第二开关元件 Q2 的控制端之间的由电阻或电阻与电容器的串联电路构成的延迟电路，在所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件 Q1 导通的电压产生后被延迟，或在所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件 Q1 导通的电压产生后被延迟，然后该第一开关元件 Q1 或第二开关元件 Q2 才被导通。

8. 根据权利要求 7 所述的开关电源装置，其特征在于：所述延迟电路设置了延迟时间，使外加在所述第一开关元件 Q1 或所述第二开关元件 Q2 的两端的电压下降到零电压或零电压附近后导通。

9. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述第一导通时间控制电路具有使所述第一开关元件 Q1 断开的第一开关单元，所述第一导通时间控制电路从所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件 Q1 导通的电压产生经过给定时间后，使该第一开关单元导通，以让所述第

一开关元件 Q1 断开。

10. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述第二导通时间控制电路具有使所述第二开关元件 Q2 断开的第二开关单元，所述第二导通时间控制电路从所述第二驱动线圈中使所述第二开关元件  
5 Q2 导通的电压产生后在所述次级线圈能量释放结束前，该第二开关单元导通，以让所述第二开关元件 Q2 断开，切断流向该第二开关元件 Q2 和所述电感 L 的串联电路的电流。

11. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述电感 L 和所述电容器 C 的各值设置满足这一条件：当通过所述开关控制电路  
10 断开所述第二开关元件 Q2 从而切断流向所述电感 L 的电流时，流向该电感 L 和电容器 C 的共振电流接近峰值电流。

12. 根据权利要求 9 所述的开关电源装置，其特征在于：所述第一导通时间控制电路具有响应与输出电压对应的信号而改变所述第一开关元件 Q1 变成断开的时间的电路。

13. 根据权利要求 6 所述的开关电源装置，其特征在于：所述过电流保护电路的所述第三开关单元由晶体管构成，该晶体管连接在第一开关元件 Q1 的控制端上，所述电流检测单元中产生的电压通过电阻提供  
15 给所述晶体的控制端，当流向所述第一开关元件 Q1 的电流达到给定值时，所述晶体的控制端电压达到阈值，该晶体管导通，使所述第一开关元件 Q1 断开，限制流向该第一开关元件 Q1 的峰值电流值。

14. 根据权利要求 13 所述的开关电源装置，其特征在于：所述过电流保护电路把在所述第一开关元件 Q1 导通期间第一驱动线圈中产生的电压通过电阻和二极管，输入到所述晶体的控制端上。

15. 根据权利要求 13 所述的开关电源装置，其特征在于所述过电流  
25 保护电路具有：规定所述第一开关元件 Q1 最大导通时间的第一导通时间限制单元、和当流向所述第一开关元件 Q1 的电流达到给定值时断开所述第一开关元件 Q1 的第二导通时间限制单元这样一来两个独立的导通时间限制单元。

16. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置，其特征在于：所述第一  
30 开关元件 Q1 或所述第二开关元件 Q2 由场效应晶体管构成。

---

17. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置, 其特征在于: 通过所述变压器 T 具有的漏电感构成了所述电感 L。

18. 根据权利要求 1 所述的开关电源装置, 其特征在于: 在所述整流元件 D<sub>s</sub> 的两端连接了电容性阻抗。

## 开关电源装置

5

## 技术领域

本发明涉及一种提供直流稳定化电源的开关装置，特别是使两个开关元件交替导通/断开、自激振荡、以电流连续模式工作的开关电源装置。

## 10 背景技术

例如在特开平 11-187664 号公报中记载了这样的开关电源装置：在变压器的初级，连接第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2，设置了夹着第一和第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间，交替导通/断开的开关控制电路，并且在第一开关元件 Q1 的导通期间中，在初级线圈和电感 L 中积蓄能量，在第一开关元件 Q1 的断开期间中，从次级线圈释放能量，使第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 自激振荡。把具有这种结构的开关电源装置称作使用了两个开关元件的回扫型自激振荡式开关电源装。

另外，例如，在特开平 4-87560 号公报、实开平 6-36392 号公报、特表平 10-500834 号公报中描述了其它的使用了两个开关元件的回扫型的开关电源装置。这些公报中描述的回扫型开关电源装置在变压器 T 的初级使用两个开关元件这一点上与特开平 11-187664 号公报中描述的开关电源装置具有同样的结构，但是没有进行自激振荡的结构。另外，在这些开关电源装置中，动作特性变为电流连续模式。并且，在开关电源装置中，电流连续模式是指在变压器 T 的次级电流流动后不设置停止期间而是连续在初级有电流流动、并且流向主开关元件的电流的电流波形变为梯形波的动作模式。另外，电流不连续模式是指在所述初级和次级都有电流不流动的停止期间、流向主开关元件的电流的电流波形为三角波的动作模式。

可是，在所述的以往的开关电源装置中，有以下的缺点。

(1) 特开平 11-187664 号公报中描述的回扫型自激振荡式开关电源装置的缺点：

在该开关电源装置中，如振铃阻尼线圈变换器所示，流向初级线圈的电流波形总是三角波。因此，在重负载时，初级的电流峰值变大，有效电流增加。如果有效电流增加，变压器的铜损及开关元件的导通损失就会增加，效率下降。这妨碍开关电源装置的小型轻量化。

另外，因为流向初级线圈的电流波形变为三角波，所以在重负载时开关元件的导通时间变长。另外，伴随着导通时间的延长，断开时间也变长。因此，开关周期变长，开关频率变为低频，所以需要大型变压器和次级平滑电容器，从而妨碍开关电源装置的小型轻量化。

(2) 特开平 4-87560 号公报中描述的以电流连续模式工作的双掷式回扫型开关电源装置的缺点：

因为流向初级线圈的电流波形为梯形波，能降低变压器的铜损及开关元件的导通损失。可是，因为不是自激振荡型，作为用于使两个开关元件交替导通/断开的驱动控制电路，就需要振荡电路以及驱动用的“图腾柱”电路 (totem pole circuit)、接地电位不同的用于驱动高端的开关元件的高耐压驱动 IC、或者脉冲变压器等，结果，无法充分实现开关电源装置的小型轻量化、低成本化。

本发明目的就在于提供一种改进的开关电源装置，其可以克服所述回扫型的自激振荡式开关电源装置和特开平 4-87560 号公报中描述的以电流连续模式工作的双掷式回扫型开关电源装置的缺点，以实现开关电源装置的高效率化、和小型轻量化、低成本化。

## 发明内容

本发明是用自激振荡方式实现已有技术的电流连续模式工作的双掷式回扫型开关电源装置的动作特性的新技术。本发明实现如下。

(1) 一种开关电源装置，变压器 T 的初级线圈和电感 L 的串联电路上串联了第一开关电路和输入电源，并且、第二开关电路和电容器 C 的串联电路并联在所述变压器 T 的初级线圈和所述电感 L 的串联电路上，在所述变压器 T 的次级线圈一侧设置了包含整流元件 Ds 的整流平

滑电路；

由第一开关元件 Q1、第一二极管 D1 和第一电容器 C1 的并联电路构成第一开关电路；

5 由第二开关元件 Q2、第二二极管 D2 和第二电容器 C2 的并联电路构成第二开关电路；

设有连接在所述变压器 T 上设置的第一驱动线圈和第一开关元件 Q1 的控制端间、以及所述变压器 T 上设置的第二驱动线圈和第二开关元件 Q2 之间并且夹着该第一与第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间使之交替导通/断开的开关控制电路，在第一开关元件 Q1 导通期间在所述初级线圈和电感 L 中积蓄能量，在第一开关元件 Q1 断开期间从所述次级线圈释放能量，从而使第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 自激振荡；

其特征在于：所述电感 L 和所述电容器 C 构成在所述第一开关元件 Q1 断开期间共振的共振电路；

所述开关控制电路具有第一导通时间控制电路和第二导通时间控制电路，前者的时间常数设置满足条件是：在所述第一开关元件 Q1 导通经过给定时间后使该第一开关元件 Q1 断开，后者的时间常数设置满足条件是：在所述第二开关元件 Q2 导通后在所述次级线圈能量释放结束前使该第二开关元件 Q2 断开，从而切断流向该第二开关元件 Q2 和所述电感 L 的串联电路的共振电流；

20 在电流连续模式下工作。

在本发明中，构成开关控制电路的第一导通时间控制电路和第二导通时间控制电路分别进行不同的动作。在特开平 11-187664 号公报中描述的回扫型自激振荡式开关电源装置中，在变压器 T 的初级，控制第二开关元件 Q2 的第二导通时间控制电路，是在从次级线圈能量释放结束阶段断开第二开关元件 Q2 的。但是，在本发明中，第二导通时间控制电路是在第二开关元件 Q2 导通后在次级线圈能量释放结束之前，强制地切断流向第二开关元件 Q2 和电感 L 的串联电路的共振电流。即第二导通时间控制电路所设置的给定时间常数可以让这样的动作实现。

根据这样的第二导通时间控制电路，因为在从次级线圈的能量释放结束之前断开第二开关元件 Q2、切断流向电感 L 的电流，所以因该电流

的变化而使得初级线圈的电压反向，据此，在第一驱动线圈中产生电压，第一开关元件 Q1 导通。故此，变为这样的连续工作模式：在进行自激振荡的动作的同时，在变压器 T 的次级电流流动后不间隔停止期间，电流在初级连续流动。这样，能使流向所述初级的第一开关元件 Q1 的电流波形为梯形波。即，在重负载时以流向第一开关元件 Q1 的电流波形为梯形波的电流连续模式工作。因此能降低流向变压器 T 和第一开关元件 Q1 的电流峰值和有效电流，降低变压器的铜损和开关元件 Q1 的导通损失，实现开关电源装置的小型轻量化、高效率化。

(2) 一种开关电源装置，变压器 T 的初级线圈和电感 L、第一开关电路和输入电源串联在一起，并且，第二开关电路和电容器 C 的串联电路并联在所述第一开关电路上，在所述变压器 T 的次级线圈一侧设置了包含整流元件 Ds 的整流平滑电路；

由第一开关元件 Q1、第一二极管 D1 和第一电容器 C1 的并联电路构成第一开关电路；

由第二开关元件 Q2、第二二极管 D2 和第二电容器 C2 的并联电路构成第二开关电路；

设有连接在所述变压器 T 上设置的第一驱动线圈和第一开关元件 Q1 的控制端间、以及所述变压器 T 上设置的第二驱动线圈和第二开关元件 Q2 之间并且夹着该第一与第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间使之交替导通/断开的开关控制电路，在第一开关元件 Q1 导通期间在所述初级线圈和电感 L 中积蓄能量，在第一开关元件 Q1 断开期间从所述次级线圈释放能量，从而使第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 自激振荡；

其特征在于：所述电感 L 和所述电容器 C 构成在所述第一开关元件 Q1 断开期间共振的共振电路；

所述开关控制电路具有第一导通时间控制电路和第二导通时间控制电路，前者的时间常数设置满足条件是：在所述第一开关元件 Q1 导通经过给定时间后使该第一开关元件 Q1 断开，后者的时间常数设置满足条件是：在所述第二开关元件 Q2 导通后在所述次级线圈能量释放结束前使该第二开关元件 Q2 断开，从而切断流向该第二开关元件 Q2 和所述电感 L 的串联电路的共振电流；

在电流连续模式下工作。

在本发明中，同上述（1）的结构相比，电容器 C 的连接位置不同。在本发明中，也象上述（1）那样动作，能实现开关电源装置的小型轻量化和高效化。外加在电容器 C 上的电压变得比上述（1）的大，但是在积蓄相同的电荷量时，能使电容值变小，所以能实现电容器 C 的小型化。

（3）一种开关电源装置，变压器 T 的初级线圈、电感 L、电容器 C、第一开关电路和输入电源串联在一起，并且，第二开关电路并联在所述变压器 T 的初级线圈、电感 L 和电容器 C 的串联电路上，在所述变压器 T 的次级线圈一侧设置了包含整流元件 Ds 的整流平滑电路；

由第一开关元件 Q1、第一二极管 D1 和第一电容器 C1 的并联电路构成第一开关电路；

由第二开关元件 Q2、第二二极管 D2 和第二电容器 C2 的并联电路构成第二开关电路；

设有连接在所述变压器 T 上设置的第一驱动线圈和第一开关元件 Q1 的控制端间、以及所述变压器 T 上设置的第二驱动线圈和第二开关元件 Q2 之间并且夹着该第一与第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间使之交替导通/断开的开关控制电路，在第一开关元件 Q1 导通期间在所述初级线圈和电感 L 中积蓄能量，在第一开关元件 Q1 断开期间从所述次级线圈释放能量，从而使第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 自激振荡；

其特征在于：所述电感 L 和所述电容器 C 构成在所述第一开关元件 Q1 断开期间共振的共振电路；

所述开关控制电路具有第一导通时间控制电路和第二导通时间控制电路，前者的时间常数设置满足条件是：在所述第一开关元件 Q1 导通经过给定时间后使该第一开关元件 Q1 断开，后者的时间常数设置满足条件是：在所述第二开关元件 Q2 导通后在所述次级线圈能量释放结束前使该第二开关元件 Q2 断开，从而切断流向该第二开关元件 Q2 和所述电感 L 的串联电路的共振电流；

在电流连续模式下工作。

本发明同上述（1）的结构相比，改变了电容器 C 的连接位置。因

为在本发明中也实行上述（1）那样的动作，所以能实现开关电源装置的小型轻量化、高效率化。另外，在本发明中，因为变压器 T 的初级变为所谓的半桥结构，所以外加在第一开关元件 Q1 和第二开关元件 Q2 上的电压与输入电压相等，同上述（1）相比，外加电压下降。一般，耐压低的开关元件因为导通电阻小，所以能降低导通电阻导致的导通损失，有助于高效率化。另外，因为外加在变压器 T 上的电压也变为约一半，所以减少了绕线数，有助于变压器的小型化。

另外，不仅是第一开关元件 Q1 的导通期间中积蓄在变压器 T 中的励磁能量释放，而且积蓄在电容器 C 中的静电能量也在第一开关元件 Q1 的断开期间释放，所以能降低流向变压器 T 和开关元件的电流峰值、有效电流，降低导通损失。

（4）本发明特征还在于：设置有过电流保护电路，该电路具有串联在所述第一开关元件 Q1 上的电流检测单元，并且当用该电流检测单元检测的流入所述第一开关元件的值达到阈值时限制该第一开关元件导通时间。

在本发明中，因为具有检测流向第一开关元件 Q1 的电流的峰值，并且限制该电流的过电流保护电路，所以在过电流时或起动时，能防止峰值电流值的增加导致的变压器饱和、开关元件破坏。

（5）本发明特征还在于：所述过电流保护电路具有使所述第一开关元件断开的第三开关单元，该第三开关单元连接在所述第一开关元件的控制端上，当流向所述电流检测单元的峰值电流值达到所述阈值时所述第三开关单元导通，使所述第一开关元件断开。

在本发明中，因为能用第三开关单元限制第一开关元件 Q1 的峰值电流值，所以过电流保护电路的结构变得简单。

（6）本发明特征还在于：所述开关控制电路具有连接在所述第一驱动线圈和所述第一开关元件 Q1 的控制端之间以及所述第二驱动线圈和所述第二开关元件 Q2 的控制端之间的由电阻或电阻与电容器的串联电路构成的延迟电路，在所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件 Q1 导通的电压产生后被延迟，或在所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件

Q1 导通的电压产生后被延迟，然后该第一开关元件 Q1 或第二开关元件 Q2 才被导通。

在本发明中，通过设置延迟电路，使开关元件的导通时刻延迟，能使该开关元件的外加电压下降到零电压后导通。因此，能实现零电压开关动作，能降低开关损失。

另外，在流向开关元件 Q1 的电流波形为三角波的已有技术中，次级的整流元件 Ds 一断开，这就变为触发点，变压器 T 的初级线圈以及电感 L、电容器 C1 和 C2 共振，第一开关元件 Q1 导通。而在本发明中，正在释放积蓄在电感 L 中的能量当中第二开关元件 Q2 断开而构成触发点，在第一驱动线圈产生电压，第一开关元件 Q1 导通。因为这样的动作，所以电压反向时的共振周期比已有技术电路的短，第一开关元件 Q1 的导通延迟时间变短。

另外，构成延迟电路的电阻使驱动线圈中产生的电涌衰减，使控制电压上升时间变缓，延迟了导通。电容器被用开关元件的输入电容分压，能调整对控制端的外加电压。

(7) 本发明特征还在于：所述延迟电路设置了延迟时间，使外加在所述第一开关元件 Q1 或所述第二开关元件 Q2 的两端的电压下降到零电压或零电压附近后导通。

在本发明中，通过延迟电路的动作，第一开关元件 Q1 或第二开关元件 Q2 进行零电压开关，所以能降低开关损失。

(8) 本发明特征还在于：所述第一导通时间控制电路具有使所述第一开关元件 Q1 断开的第一开关单元，所述第一导通时间控制电路从所述第一驱动线圈中使所述第一开关元件 Q1 导通的电压产生经过给定时间后，使该第一开关单元导通，以让所述第一开关元件 Q1 断开。

在本发明中，通过设置了时间常数电路的第一开关元件 Q1 的第一导通时间控制电路，能使输出电压稳定化。

(9) 本发明特征还在于：所述第二导通时间控制电路具有使所述第二开关元件 Q2 断开的第二开关单元，所述第二导通时间控制电路从所述第二驱动线圈中使所述第二开关元件 Q2 导通的电压产生后在所述次级线圈能量释放结束前，该第二开关单元导通，以让所述第二开关元件

Q2 断开，切断流向该第二开关元件 Q2 和所述电感 L 的串联电路的电流。

在本发明中，通过设置了时间常数电路的第二开关元件 Q2 的第二导通时间控制电路，在从变压器 T 的次级线圈的能量释放结束前，断开第二开关元件 Q2，所以能以此为触发点使变压器 T 产生的电压反向，在第一驱动线圈中产生电压，通过该电压，使第一开关元件 Q1 导通，进行自激振荡。由此，如上所述，能使流向第一开关元件 Q1 的电流波形为梯形波，动作模式成为电流连续模式。

(10) 本发明特征还在于：所述电感 L 和所述电容器 C 的各值设置满足这一条件：当通过所述开关控制电路断开所述第二开关元件 Q2 从而切断流向所述电感 L 的电流时，流向该电感 L 和电容器 C 的共振电流接近峰值电流。

在本发明中，在共振电流的峰值电流附近，通过断开第二开关元件 Q2，能减小电容器 C 的电容值，从而能实现电容器 C 的小型化。

另外，通过流向电感 L 和电容器 C 的共振电流，能使次级整流元件 Ds 的电流波形成为如正弦波状上升的波形，能降低峰值电流，降低有效电流。

另外，所述共振电流达到峰值电流值后，通过断开第二开关元件 Q2，能降低次级整流元件 Ds 的断开电流。由此，能降低该二极管的反向恢复功耗。

(11) 本发明特征还在于：所述第一导通时间控制电路具有响应与输出电压对应的信号而改变所述第一开关元件 Q1 变成断开的的时间的电路。

在本发明中，通过响应与输出电压对应的信号，在轻负载时缩短第一开关元件 Q1 变成断开的的时间，在重负载时增加第一开关元件 Q1 变成断开的的时间，能稳定输出电压。

(12) 本发明特征还在于：所述过电流保护电路的所述第三开关单元由晶体管构成，该晶体管连接在第一开关元件 Q1 的控制端上，所述电流检测单元中产生的电压通过电阻提供给所述晶体管的控制端，当流向所述第一开关元件 Q1 的电流达到给定值时，所述晶体管的控制端电压达到阈值，该晶体管导通，使所述第一开关元件 Q1 断开，限制流向

该第一开关元件 Q1 的峰值电流值。

在本发明中，通过用晶体管构成第三开关单元，能把电流检测单元中产生的电压的分压电阻与晶体管的阈值（基极-发射极间电压：约 0.6V）比较。由此，能限制第一开关元件 Q1 的峰值电流值，能用简单的结构  
5 削减零件数量，有助于开关电源装置的低成本化、小型轻量化。

（13）本发明特征还在于：所述过电流保护电路把在所述第一开关元件 Q1 导通期间第一驱动线圈中产生的电压通过电阻和二极管，输入到所述晶体管的控制端上。

当输入电压变动时，如果峰值电流值相同，则输入电压越高，过电  
10 流点越大。这里，通过把在第一驱动线圈中产生的与输入电压成比例的电压通过电阻和二极管输入到第三开关单元的控制端上，可以做到：只当输入电压高时降低过电流点，抑制输入变动中过电流点的变动。即，当输入电压高时，使第三开关单元提前导通。由此，有助于开关电源装置的小型轻量化。

（14）本发明特征还在于，所述过电流保护电路具有：规定所述第一开关元件 Q1 最大导通时间的第一导通时间限制单元、和当流向所述  
15 第一开关元件 Q1 的电流达到给定值时断开所述第一开关元件 Q1 的第二导通时间限制单元这样一来两个独立的导通时间限制单元。

过电流时，通过第二导通时间限制单元限制峰值电流值，当输出电  
20 压下降时，就通过第一导通时间限制单元缩短第一开关元件 Q1 的最大导通时间。由此，能抑制次级输出电流的增大，或降低短路电流。

（15）本发明特征在于：所述第一开关元件 Q1 或所述第二开关元件 Q2 由场效应晶体管构成。

在本发明中，能把场效应晶体管的寄生电容作为电容器 C1 或电容  
25 器 C2 使用，另外，能把场效应晶体管的寄生二极管作为二极管 D1 或二极管 D2 使用。由此，能减少零件数量，实现开关电源装置的低成本化和小型轻量化。

（16）本发明特征在于：通过所述变压器 T 具有的漏电感构成了所述电感 L。

30 在本发明中，因为使用变压器 T 具有的漏电感作为电感，所以能减

少零件数量，实现开关电源装置的低成本化和小型轻量化。

(17) 本发明特征还在于：在所述整流元件  $D_s$  的两端连接了电容性阻抗。

在本发明中，通过在次级整流元件  $D_s$  的两端连接电容性阻抗，能降低整流元件  $D_s$  的反向恢复功耗，实现高效率化和低 EMI 噪声化。

#### 附图说明

下面简要说明附图。

图 1 是本发明的实施形态 1 的开关电源装置的电路图。

10 图 2 是图 1 的开关电源装置的动作波形图。

图 3 是以往的开关电源装置的动作波形图。

图 4 是表示以往的开关电源装置和所述实施形态 1 的开关电源装置的开关元件的导通/断开的时序图。

图 5 是表示过电流时的电流  $I_{d1}$  以及励磁电流  $I_m$  的变化的图。

15 图 6 是表示过电流保护电流特性的图。

图 7 是表示电流  $I_{d1}$  和励磁电流  $I_m$  相对于负载变动而变化的图。

图 8 是表示对于图 7 的各模式下输出功率的开关频率变化的图。

图 9 是本发明的实施形态 2 的开关电源装置的简要结构图。

图 10 是本发明的实施形态 3 的开关电源装置的简要结构图。

20 图 11 是本发明的实施形态 4 的开关电源装置的简要结构图。

图 12 是第一开关元件  $Q1$  的驱动控制电路的实施例。

图 13 是第二开关元件  $Q2$  的驱动控制电路的实施例。

下面简要说明附图符号。

25 1、3—延迟电路；2、4—导通时间控制电路；5—过电流保护电路；  
6—过电流保护输入构成电路； $Q1$ —第一开关元件； $Q2$ —第二开关元件；  
T—变压器；L—电感。

#### 具体实施方式

30 图 1 是本发明的实施形态 1 的开关电源装置的电路图。

在变压器 T 的初级，在它的初级线圈 T1 和电感 L 的串联电路上，串联了第一开关电路 S1 和输入电源  $V_{in}$ ，并且第二开关电路 S2 和电容器 C 的串联电路并联在所述初级线圈 T1 和电感 L 的串联电路上。另外，包含整流元件  $D_s$  的整流平滑电路连接在变压器 T 的次级线圈 T2 上。

5 第一开关电路 S1 由并联的第一开关元件 Q1、第一二极管 D1、第一电容器 C1 构成。第二开关电路 S2 由并联的第二开关元件 Q2、第二二极管 D2、第二电容器 C2 构成。

在变压器 T 上，设置了第一驱动线圈 T3 和第二驱动线圈 T4，第一驱动线圈 T3 和第一开关元件 Q1 的控制端之间连接了第一开关控制电  
10 路，第二驱动线圈 T4 和第二开关元件 Q2 的控制端之间设置了第二开关控制电路。该第一和第二开关控制电路控制该开关元件，使其夹着第一、第二开关元件 Q1、Q2 都断开的期间交替地导通/断开，于第一开关元件 Q1 导通的期间在初级线圈 T1 和电感 L 中积蓄能量，于第一开关元件 Q1 的断开期间从次级线圈 T2 释放能量，使第一开关元件 Q1 和第二开关元  
15 件 Q2 自激振荡。

所述第一开关控制电路由延迟电路 1 和导通时间控制电路 2 构成。

延迟电路 1 由电阻 R3 和电容 C3 的串联电路构成，并且把第一驱动线圈 T3 中发生的电压延迟后外加到第一开关元件 Q1 的控制端上。该延迟电路 1 中设置的延迟时间被设置为从第一驱动线圈 T3 中发生电压开始  
20 到外加在处于断开状态的第一开关元件 Q1 两端上的电容器 C1 的充电电荷下降到零电压的时间，或者下降到零电压附近的时间。由此，第一开关元件 Q1 在外加在其两端的电压下降到零电压或零电压附近以后导通。

所述导通时间控制电路 2 具有：连接在第一开关元件 Q1 的控制端和输入电源  $V_{in}$  的基准电位（负极）端之间的第一开关单元即晶体管 Tr1、  
25 连接在晶体管 Tr1 的控制端上的由电阻 R2 和电容器 C4 构成的时间常数电路、连接在该晶体管 Tr1 的控制端和第一开关元件 Q1 的控制端之间的电阻 R4 和光耦合器 PC 的光电晶体管的串联电路。电阻 R2 和电容器 C4 的时间常数电路连接在第一驱动线圈 T3 上，在第一驱动线圈 T3 中产生电压后，在给定时间后，晶体管 Tr1 导通，使第一开关元件 Q1 断开。另  
30 外，所述光电晶体管和电阻 R4 的串联电路根据来自后述的输出电压检

测电路的信号，控制晶体管 Tr1 的导通时间，以实现输出电压  $V_o$  的稳定化。

所述第二开关控制电路由延迟电路 3 和导通时间控制电路 4 构成。

延迟电路 3 将第二驱动线圈 T4 中产生的电压延迟后外加到第二开关元件 Q2 的控制端上。与所述延迟电路 1 同样，该延迟电路 3 的延迟时间被设置为从第二驱动线圈 T4 中产生电压开始到外加在第二开关元件 Q2 两端的电压下降到零电压或零电压附近的时间。由此，第二开关元件 Q2 也进行零电压开关。另外，导通时间控制电路 4 具有：连接在第二开关元件 Q2 控制端上的第二开关单元即晶体管 Tr2、和连接在该晶体管 Tr2 控制端上的由电阻 R12 和电容器 C12 构成的时间常数电路。电阻 R12 和电容器 C12 的时间常数电路在第二驱动线圈 T4 的电压产生后，在给定时间后，使晶体管 Tr2 导通，使第二开关元件 Q2 断开。另外，如上所述，由电阻 R12 和电容器 C12 串联构成的时间常数电路所设置的时间常数要满足这一条件：在第二驱动线圈 T4 中产生电压、第二开关元件 Q2 导通后到次级线圈 T2 能量释放结束前，强制地切断流向第二开关元件 Q2 和电感 L 的串联电路电流，使第二开关元件 Q2 断开。

在所述第一开关元件 Q1 上连接了包含检测流向该开关元件 Q1 的电流  $I_{d1}$  大小的电阻 R 的过电流保护电路 5。过电流保护电路 5 包含：检测所述电流  $I_{d1}$  大小的电阻 R、其基极通过电阻 R5 和电阻 R6 输入电阻 R 两端电压的晶体管 Tr3、连接在晶体管 Tr3 的集电极端和第一开关元件 Q1 的控制端之间的二极管 D3。该过电流保护电路 5 用电阻 R5 和电阻 R6 把对应于流向电阻 R 的电流  $I_{d1}$  的大小的电压分压，提供给晶体管 Tr3 的基极-集电极之间，当该电压超过阈值  $V_{be}$ （约 0.6V）时，晶体管 Tr3 导通，断开第一开关元件 Q1。由此，把流向初级线圈 T1 和第一开关元件 Q1 电流峰值限制为给定值，能防止过电流导致的变压器饱和。

并且，在过电流时，也通过包含由导通时间控制电路 2 的电阻 R2 和电容器 C4 构成的时间常数电路的第二导通时间控制电路进行过电流保护。如后所述，从输出电压稳定化的动作模式，如果来自次级线圈 T2 的输出电流  $I_o$  增大、流向第一开关元件 Q1 的电流  $I_{d1}$  的电流峰值增大到一定值以上，则过电流保护电路 5 工作，电流峰值被抑制，但是，如

果要进一步增加输出电流  $I_o$ ，就变为把输出功率保持为一定而降低输出电压的下降特性模式。这时，如后面详细描述，导通时间控制电路 2 的所述时间常数电路提前晶体管  $Tr1$  的导通定时，由此，进行控制，使第一开关元件  $Q1$  的最大导通时间变短。因此，在过电流时，第一，通  
5 通过过电流保护电路 5 限制了电流峰值，第二，通过导通时间控制电路 2 规定了第一开关元件  $Q1$  的最大导通时间。由此，不但防止了变压器的饱和，还能抑制次级输出电流的增大，或降低短路电流。在本实施形态中，所述过电流保护电路 5 是本发明的第二导通时间限制单元，导通时间控制电路 2 构成本发明的第一导通时间限制单元。

10 过电流保护输入修正电路 6 连接在过电流保护电路 5 上。在本发明中，该过电流保护输入修正电路 6 也被视为过电流保护电路的一部分。

过电流保护输入修正电路 6 连接在第一驱动线圈  $T3$  和过电流保护电路 5 的晶体管  $Tr3$  的基极端之间，由二极管  $D4$ 、齐纳二极管  $D5$  和电阻  $R7$  的串联电路构成。该电路是当输入电压变动时用于修正过电流保护电  
15 路 5 动作时的输出电流的。即，当输入电压高时，第一驱动线圈  $T3$  中产生的电压也升高，所以通过用该修正电路 6 的线路，使电流流向晶体管  $Tr3$  的基极端，降低过电流保护电路的动作点。通过这样，对于输入电压的变动，能使过电流保护电路的动作点几乎一定。

20 检测输出电压  $V_o$  的输出电压检测电路 7 设置在变压器  $T$  的次级线圈  $T2$  的输出侧。

该输出电压检测电路 7 包含：把输出电压  $V_o$  分压的分压电阻  $R20$  与  $R21$ ；该两电阻的连接点（基准点）连接到其参考电压  $V_r$  的输入端上的分路调节器  $IC1$ 、与该分路调节器  $IC1$  串联的光耦合器  $PC$  的光电二极管。分路调节器  $IC1$  把参考电压  $V_r$  与基于分压电阻  $R20$ 、 $R21$  的分压电  
25 压  $V_a$  进行比较，按照其差值来控制阴极-阳极之间的电流。光耦合器  $PC$  把该电流的变化变换为光强弱变化。即如果输出电压  $V_o$  升高，则导通时间控制电路 2 的光电晶体管的集电极-发射极间的阻抗变小，由此，第一开关元件  $Q1$  的导通期间中的电容器  $C4$  的充电时间提前，第一开关元件  $Q1$  更早地导通，晶体管  $Tr$  的断开定时提前，导通时间变短。如果第一  
30 开关元件  $Q1$  的导通时间变短，输出电流就减少，输出电压  $V_o$  下降。如

Q2 的控制端，该第二开关元件 Q2 导通。由此，第二开关元件 Q2 进行零电压开关动作。在状态 3 下，在初级，二极管 D2 和第二开关元件 Q2 导通，电感 L 和电容器 C 开始共振，电容器 C 放电。

这时，在次级，整流元件 D<sub>s</sub> 导通，变压器 T 中积蓄的励磁能量从次级线圈 T2 释放出来，通过整流平滑电路输出。在该状态下，流向整流元件 D<sub>s</sub> 的电流 I<sub>s</sub> 呈类似于在 I<sub>d2</sub>（基于初级的电感 L 和电容器 C 的共振电流）上加上了直线减少的励磁电流 I<sub>m</sub> 后的形状，所以变为从零电流比较急剧地上升、并具有正弦波形曲线的波形。

在初级，因在第二驱动线圈 T4 中产生的电压，电容器 C12 通过电阻 R1 充电，该充电电压一到达晶体管 Tr2 的阈值电压（约 0.6V），该晶体管 Tr2 就导通，强制切断流向第二开关元件 Q2 的共振电流。而且，这时切断的所述共振电流的大小接近峰值，它的定时是时刻 t<sub>4</sub>。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的时间常数被设定为在所述时刻 t<sub>4</sub> 把第二开关元件 Q2 断开的时间常数。

（状态 4）t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub>

当第二开关元件 Q2 断开时，共振电流被急速切断，通过该急速的电流变化，在电感 L 中产生电压，变压器 T 的初级线圈 T1 的电压反向。电感 L 与电容器 C1 以及 C2 共振，通过电感 L 的励磁能量，电容器 C1 放电，电容器 C2 充电。当电容器 C1 的两端电压 V<sub>ds1</sub> 下降而在时刻 t<sub>5</sub> 变为零电压时，二极管 D1 导通，状态 4 结束。在二极管 D1 导通的状态下，通过由电阻 R3、电容器 C3 构成的延迟电路 1，在第一驱动线圈 T3 中产生的电压被延迟，而后提供给第一开关元件 Q1 的控制端。由此，第一开关元件 Q1 导通，进行了零电压开关动作。

在次级，开关元件 Q2 一导通，整流元件 D<sub>s</sub> 就断开，电容器 C<sub>s</sub> 的两端电压 V<sub>s</sub> 从零电压开始上升，被箝位在次级线圈电压和输出电压之和的电压上。

在一个开关周期中，进行以上的动作，以后重复该动作。

（与以往的电路的比较）

图 3 是特开平 11-187664 号公报中描述的以往的开关电源装置的动作波形图。

果输出电压  $V_o$  下降到低于给定电压（设置电压），则通过与上述相反的动作，输出功率增大，输出电压上升。这样就进行了输出电压的稳定化控制。

下面，说明所述的开关电源装置的动作。

5 图 2 是图 1 所示电路的波形图。下面，参照图 1 和图 2，详细说明该电路的动作。

在图 2 中， $S_1$ 、 $S_2$  是表示第一开关元件  $Q_1$ 、第二开关元件  $Q_2$  的导通/断开的信号， $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 、 $V_s$  分别是电容器  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_s$  的两端电压波形， $I_{d1}$ 、 $I_{d2}$ 、 $I_s$  分别是开关电路  $S_1$ 、 $S_2$ 、整流元件  $D_s$  的电流波形。

10 本电路的最佳稳定状态下的开关动作在一个开关周期  $T$  中能分为时间  $t_1 \sim t_5$  的四个动作状态。下面，说明各状态的动作。

（状态 1） $t_1 \sim t_2$

第一开关元件  $Q_1$  导通，通过把输入电压外加到变压器  $T$  的初级线圈  $T_1$  上使初级线圈电流直线增加。这时，在变压器  $T$  中积蓄励磁能量。  
15 另外，这时，通过光耦合器  $PC$  给电容器  $C_4$  充了电，如果该电容器  $C_4$  的电压到达晶体管  $Tr_1$  的阈值电压（约  $0.6V$ ），该晶体管  $Tr_1$  就导通，在时刻  $t_2$  第一开关元件  $Q_1$  断开，转变为状态 2。

（状态 2） $t_2 \sim t_3$

当第一开关元件  $Q_1$  断开时，变压器  $T$  的初级线圈  $T_1$  和电感  $L$  与电  
20 容器  $C_1$  以及  $C_2$  共振，电容器  $C_1$  充电，电容器  $C_2$  放电。另外，在次级，变压器  $T$  的次级线圈  $T_2$  和电容器  $C_s$  共振，电容器  $C_s$  放电。电压  $V_{ds1}$  的上升和  $V_{ds2}$  的下降部分的曲线是基于初级线圈  $T_1$  以及电感  $L$  与电容器  $C_1$  以及电容器  $C_2$  的共振的正弦波的一部分。如果电容器  $C_2$  的两端电压  $V_{ds2}$  下降到零电压，二极管  $D_2$  就导通，变为状态 3。

25 这时，在次级，电容器  $C_s$  两端电压  $V_s$  下降到零电压，整流元件  $D_s$  导通，变为零电压导通动作。该两端电压  $V_s$  的下降部分的曲线是基于电容器  $C_s$  和次级线圈  $T_2$  的共振的正弦波的一部分。

（状态 3） $t_3 \sim t_4$

30 在二极管  $D_2$  导通的状态下，通过由电容器  $C_3$  以及电阻  $R_{11}$  构成的延迟电路 3，第二驱动线圈  $T_4$  中产生的电压延迟后提供给第二开关元件

在以往的开关电源装置中，第二开关元件 Q2 断开的时刻  $t_4$  是共振电流  $I_{d2}$  下降到零电流附近之时。而在本实施形态中，断开第二开关元件 Q2 的时刻  $t_4$  是共振电流  $I_{d2}$  处于峰值电流值附近时。即，在以往的开关电源装置中，在第一开关元件 Q1 的导通期间积蓄的励磁能量释放完后，第二开关元件 Q2 断开，接着整流元件  $D_s$  断开，在该二极管两端产生逆电压，于是变压器 T 的电压反向，在第一驱动线圈 T3 中产生正极性电压，由此，第一开关元件 Q1 进行导通动作。而在本实施形态的开关电源装置中，在次级，在释放完第一开关元件 Q1 导通期间积蓄的励磁能量之前，第二开关元件 Q2 断开，由此，通过在第一驱动线圈 T3 中产生的电压第一开关元件 Q1 导通。然后，通过第一开关元件 Q1 导通，在次级的整流元件  $D_s$  的两端产生逆电压，断开。

可见，在以往的开关电源装置中，释放完励磁能量后次级的整流元件  $D_s$  断开成为第一开关元件 Q1 导通的触发点，而在本实施形态的开关电源装置中，正在释放励磁能量时通过导通时间控制电路 4 使第二开关元件 Q2 断开成为接着导通第一开关元件 Q1 的触发点。而且，在本发明的实施形态的开关电源装置中，设置了导通时间控制电路 4 的时间常数时要满足这一条件：正在释放所述励磁能量时第二开关元件 Q2 断开。因此，以往的开关电源装置与本实施形态的开关电源装置的基本的不同点在于导通时间控制电路 4 中设置的时间常数的大小不同。

图 4 示出了开关元件 Q1 与 Q2、整流元件  $D_s$  的导通/断开时序，该图的 (A) 表示以往的装置，该图的 (B) 表示本实施形态的装置。

如图所示，在以往的装置中，在整流元件  $D_s$  中产生逆电压、断开成为变压器发生电压反向，第一开关元件 Q1 导通的触发点，而在本实施形态的装置中，通过导通时间控制电路 4 使第二开关元件 Q2 断开本身成为变压器发生电压反向、第一开关元件 Q1 导通的触发点。如图所示，在以往的装置和本实施形态的装置中，各开关元件 Q1、Q2 的导通/断开动作模式不同。

(输出电压稳定化的动作)

关于输出电压  $V_o$  的稳定化的动作，与以往的装置一样。

在正常动作中，把用电阻 R20 与电阻 R21 将输出电压  $V_o$  分压后得

到的电压  $V_a$  与分路调节器 IC1 的参考电压  $V_r$  作比较。在该状态下，当输出电压  $V_o$  上升到高于设置电压时，通过使分压电压  $V_a$  高于参考电压  $V_r$ ，分路调节器 IC1 的阴极电位下降，光耦合器 PC 的光电二极管导通。由此，设置在导通时间控制电路 2 上的光电晶体管的集电极-发射极间的

5 阻抗变小。这样，第一开关元件 Q1 的导通期间电容器 C4 充电时间提前，晶体管 Tr1 的导通时刻提前。因此，第一开关元件 Q1 的断开时刻也提前。由此，第一开关元件 Q1 的导通时间变短，输出功率减少，输出电压下降。

另外，当输出电压  $V_o$  下降到低于设置电压时，成为与所述相反的动作。即通过光电晶体管的集电极-发射极间的阻抗变大，晶体管 Tr12 导通时刻推迟，第一开关元件 Q1 的导通时间变长，输出功率增加，输出电压上升。

根据以上的动作，用设置电压稳定了输出电压  $V_o$ 。这时的输出电压  $V_o$  由以下表达式表示。

$$15 \quad V_o = V_r \times (R_{20} + R_{21}) / R_{21}$$

（过电流保护电路的动作）

过电流时和启动时的过电流保护电路 5 以及过电流保护输入修正电路 6 的动作如下所述。

当输出功率增加、流向初级线圈 T1 的电流峰值增大时，为了防止变

20 压器 T 饱和，过电流保护电路 5 工作。在图 1 中，电流一流向电阻 R，该电阻 R 两端电压就由电阻 R5 和电阻 R6 分压，提供到晶体管 Tr3 的基极-发射极间。这时，当流过电阻 R 的电流增加、该电阻 R 两端电压增大、晶体管 Tr3 的基极-发射极间电压超过阈值  $V_{be}$ （约 0.6V）时，晶体管 Tr3 导通，第一驱动线圈 T3 断开。由此，限制了流向初级线圈 T1 的

25 电流峰值，防止变压器 T 饱和。

当电流峰值开始被抑制、输出电流进一步增加时，就使输出电压下降，把输出功率  $P_o$  保持在最大输出功率。而且，当输出电流达到最大输出电流时，这回则由导通时间控制电路 2 进行控制，使开关元件 Q1 的最大导通时间变短。导通时间控制电路 2 的电容器 C4 在初级线圈 T1 和

30 电感 L 中积蓄能量的期间中，产生与初级线圈 T1 电压成比例的电压的

第一驱动线圈 T3 的电压而被充电，在从次级线圈 T2 释放所述能量的期间，则靠产生与该次级线圈 T2 的电压成比例的逆电压的第一驱动线圈 T3 的逆电压而放电。通过重复该充电和放电，电容器 C4 的充电电荷在稳定状态下不会增加。可是，当输出电压  $V_o$  下降时，在某一时刻，就会无法通过第一驱动线圈 T3 中产生的逆电压将电容器 C4 的充电电荷完全放  
5 电，导致电容器 C4 的充电电荷增加。由此，晶体管 Tr1 的导通时间提前，结果，第一开关元件 Q1 的最大导通时间变短。该最大导通时间随着输出电压  $V_o$  下降而变短。通过该动作，输出电流不会增加到最大输出电流以上，变为输出电流和输出电压都下降的动作模式。另外，如果该动作模式进一步进展，则这回就无法靠第一驱动线圈 T3 中产生的电压使第一  
10 开关元件 Q1 导通，变为限制了导通时间的重复起动和停止的振荡模式，输出功率大幅度下降。

图 5 表示了所述的过电流时，导通时间控制电路 2 为了限制第一开关元件 Q1 的最大导通时间而开始工作时的电流  $I_{d1}$  和励磁电流  $I_m$  的  
15 变化。流向初级线圈 T1 的电流峰值  $I_{dp}$  被过电流保护电路 5 限制，并且，通过导通时间控制电路 2 的控制，第一开关元件 Q1 的导通时间渐渐变短，最后达到起动停止振荡模式。

图 6 表示了过电流保护电路 5 的电流峰值限制动作和导通时间控制电路 2 的最大导通时间限制动作下的过电流保护电路特性图。在图 6 中，  
20 当输出电流  $I_o$  达到过电流保护电路动作开始点 A，如图 5 所示，通过过电流保护电路 5 的动作，一边将输出功率  $P_o$  保持在最大输出功率一边随着输出电流  $I_o$  的增加而降低输出电压。当输出电流  $I_o$  达到最大输出电流地点 B 点时，则导通时间控制电路 2 的动作变为支配性的，如图 5 所示，第一开关元件 Q1 的最大导通时间 ( $T_{on\ max}$ ) 变短。在该模式下，  
25 输出电流  $I_o$  与输出电压  $V_o$  一同下降。用 X 表示的特性表示了以往的开关电源装置中的过电流保护电路的特性（下降特性）。在本实施形态的过电流保护电路特性中，因为当输出电流  $I_o$  达到最大输出电流时可通过控制使此后的电流与电压都下降，所以能控制次级的输出电流  $I_o$  的增大，或者能减少短路时的短路电流。

30 须指出的是，能用以下的表达式表示流向初级线圈 T1 的电流峰值

$I_{dp}$ 。

$$I_{dp} = V_{be} \cdot (R_5 + R_6) / R_6 / R。$$

过电流保护输入修正电路 6 在输入电压变动时，修正过电流保护电路 5 工作的输出电流。即当输入电压高时，因为第一驱动线圈 T3 中产生的电压升高，所以把该电压通过二极管 D4、齐纳二极管 D5、电阻 R7 的线路外加到晶体管 Tr3 的基极端上，使晶体管 Tr3 提前导通。即降低过电流保护电路的动作点。由此，对于输入电压的变动，能使过电流保护电路的动作点几乎一定。

如图 2 所示，第二开关元件 Q2 在共振电流  $I_{d2}$  的峰值附近即励磁电流  $I_m$  变为零附近之前断开，接着，第一开关元件 Q1 导通，所以电流  $I_{d1}$  的波形变为梯形波。而且，在正常状态下，第二开关元件 Q2 的导通时间被控制为几乎一定，第一开关元件 Q1 的导通时间也被控制为几乎一定，由此，开关频率也变为几乎一定。另外，通过使电流  $I_{d1}$  的波形变为梯形，同该波形为三角波的以往的装置相比，在得到同样的输出功率的情况下，电流峰值变小。因此，能使变压器 T 小型化，能实现装置的小型轻量化和高效化。

图 7 是表示相对于负载变化的第一开关元件 Q1 的电流  $I_{d1}$  和励磁电流  $I_m$  的变化的图。

图 7 (A) 表示了相对于负载的变化开关频率只稍稍变化的动作模式。在该动作模式下，在重负载时电流  $I_{d1}$  变为梯形波。另外，在轻负载时积蓄在电感 L 和初级线圈 T1 中的一部分能量在输入一侧产生再生的循环电流。

图 7 (B) 表示开关频率一定时的电流波形。另外，图 7 (C) 表示轻负载下降低了循环电流时的电流波形。图 7 (A)、(B)、(C) 中，在重负载时电流  $I_{d1}$  都为梯形波形。并且，这些动作模式的设置能调整延迟电路 1、3 和导通时间控制电路 2、4 的时间常数值。

图 7 (D) 表示以往技术中的电流  $I_{d1}$  的波形。在以往技术的动作模式中，即使在重负载时，电流  $I_{d1}$  的波形还是三角波。图 8 表示了所述图 7 的各模式下输出功率和开关频率的关系。图 8 (A) ~ (D) 分别对应于图 7 (A) ~ (D)。并且，图 8 (C) 给出了在如图 7 (C) 所示的输

出电流小的轻负载时在切换点处缩短第二开关元件 Q2 的导通时间、减少循环电流的例子。

图 7 (A) ~ (C) 所示的本实施形态的各动作模式中, 输出功率  $P_o$  在中间负载和重负载时, 开关频率几乎一定。而以往的振铃阻尼线圈变换器和以往的自激双掷回扫式变换器中, 在中间负载和重负载时, 开关频率都不一定, 输出功率  $P_o$  越大越下降。由图 8 可知, 在本实施例中, 能抑制开关频率的下降, 结果, 能使变压器 T 和平滑电路小型化, 能实现开关电源装置整体上小型轻量化。

下面, 就本发明的其它实施形态加以说明。

图 9 表示了本发明的实施形态 2 的开关电源装置的简要结构图。

在实施形态 2 中, 变压器 T 的初级线圈 T1、电感 L、第一开关电路 S1、输入电源  $V_{in}$  串联在一起, 第二开关电路 S2 和电容器 C 的串联电路与上述第一开关电路 S1 并联。

在该电路结构上, 与实施形态 1 相比, 外加在电容器 C 上的电压增大, 但是, 因为积蓄相同的电荷量时能减小电容值, 所以能实现电容器 C 的小型轻量化。

图 10 表示了本发明的实施形态 3 的开关电源装置的简要结构图。

在本实施形态中, 变压器 T 的初级线圈 T1、电感 L、电容器 C、第一开关电路 S1、输入电源  $V_{in}$  串联在一起。另外, 第二开关电路 S2 与变压器 T 的初级线圈 T1、电感 L、电容器 C 的串联电路并联。

本实施形态的开关控制电路在初级为半桥式结构。因此, 外加在第一开关电路 S1 和第二开关电路 S2 上的电压变得与输入电压相等, 比实施形态 1 的下降。一般耐压低的开关元件因为导通电阻小, 所以能降低导通电阻造成的导通损失、实现高效率化。另外, 因为外加在变压器 T 上的电压也变为约一半, 所以可减少绕线数, 实现变压器 T 的小型高效率化。另外, 不只是在第一开关电路 S1 的导通时间积蓄在变压器 T 中的励磁能量, 积蓄在电容器 C 中的静电能量也在断开期间释放, 所以能减小流向变压器 T 和开关电路的电流峰值、有效电流, 降低导通损失, 有助于高效率化。

图 11 表示了本发明的实施形态 4 的开关电源装置的简要结构图。

在本实施形态中，把整流平滑了商用交流电压的电压作为输入电压。另外，使用变流器 CT 作为输出电压检测电路。通过使用变流器 CT，能降低输出电压检测电路的损失。

图 12 表示了第一开关元件 Q1 的驱动控制电路的实施例。

5 该实施例是在图 1 中，把晶体管 Tr1 和晶体管 Tr3 用一个晶体管 Tr1 置换。

图 13 是表示第二开关元件 Q2 的驱动控制电路的实施例。该实施例响应输出和信号而改变第二开关元件 Q2 导通时间。光耦合器 PC2 的光电晶体管例如与图 1 的光耦合器 PC 的光电二极管串联，如图所示，该  
10 光耦合器 PC2 的光电晶体管与电阻 R14 串联，连接在晶体管 Tr2 的控制端上。由此，在轻负载时，能缩短第二开关元件 Q2 的导通时间。通过在轻负载时缩短第二开关元件 Q2 的导通时间，能降低循环电流，改善效率。

并且，在以上的实施形态中，能用场效应晶体管构成第一开关元件  
15 Q1 和第二开关元件 Q2。通过使用场效应晶体管，能把它的寄生电容作为电容器 C1 或电容器 C2 使用，还能把寄生二极管作为二极管 D1 或二极管 D2 使用。由此，能削减零件数量，能实现开关电源装置的低成本化、小型轻量化。

另外，能使用变压器 T 具有的漏电感作为电感 L。由此，能削减零  
20 件数量，能实现开关电源装置的低成本化、小型轻量化。

另外，通过把电容性阻抗 Cs 连接在次级整流元件 Ds 的两端，能降低整流元件 Ds 的反向恢复功耗，实现高效率化，并且能实现低 EMI 噪声化。

根据本发明，特别是在中负载时，通过在流向第一开关元件 Q1 的  
25 电流波形为梯形波的电流连续模式下工作，能降低流向变压器 T 和第一开关电路的电流峰值和有效电流。由此，能降低变压器的铜损、第一开关元件 Q1 的导通损失，能实现开关电源装置的小型轻量化，能实现高效率化。

另外，因为用自激振荡方式构成电路，所以不需要振荡器和"图腾柱  
30 "电路等驱动电路，从而能实现因零件数量的削减而带来的小型轻量化、

低成本化。

另外，因为能用第二驱动线圈驱动与第一开关元件 Q1 的接地电平不同的高端的第二开关元件 Q2，所以不需要脉冲变压器和高耐压的驱动 IC 等，能减少零件数量，实现开关电源装置的高效率化小型轻量化、低成本化。

另外，在本发明中，因为具有检测并抑制流过第一开关元件 Q1 的电流的峰值的过电流保护电路，所以在过电流时和起动时，能防止峰值电流值增加导致的变压器 T 饱和、开关元件破坏。

另外，通过第二导通时间控制电路，能使第二开关元件 Q2 的导通时间几乎一定，由此，能把第一开关元件 Q1 的导通时间也控制为几乎一定，使开关频率几乎一定。故此，能抑制开关频率下降，使变压器和平滑电路小型化，能实现开关电源装置的小型轻量化。

另外，在本发明中，作为过电流保护电路，具有第一导通时间限制单元和第二导通时间限制单元这样两个独立的导通时间限制单元。因此，在过电流时，用第二导通时间限制单元限制峰值电流值，如果过电流状态进一步进展，通过第一导通时间限制单元进行控制，使第一开关元件 Q1 的最大导通时间缩短。由此，能抑制次级输出电流的增大，能降低短路电流。



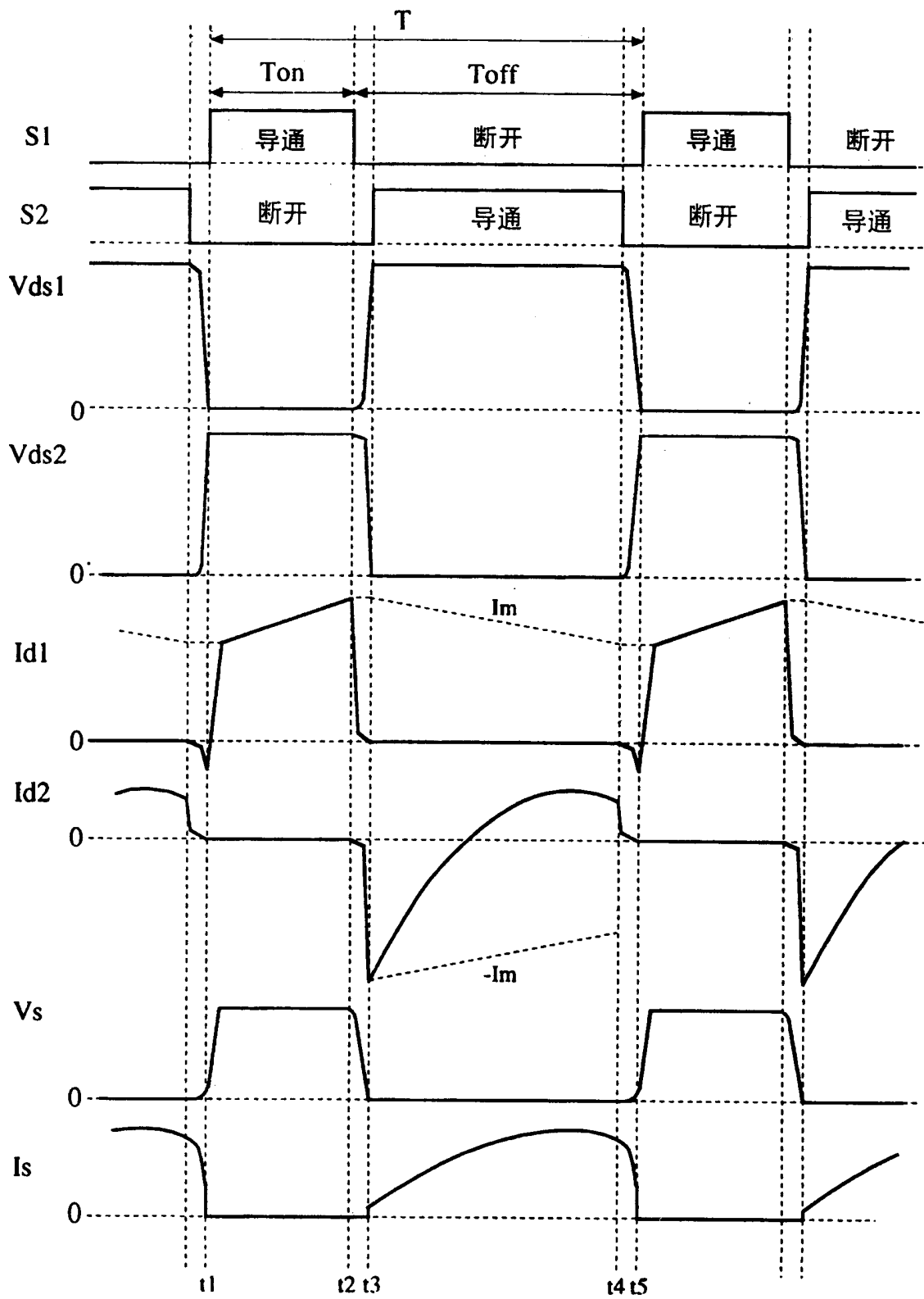


图 2

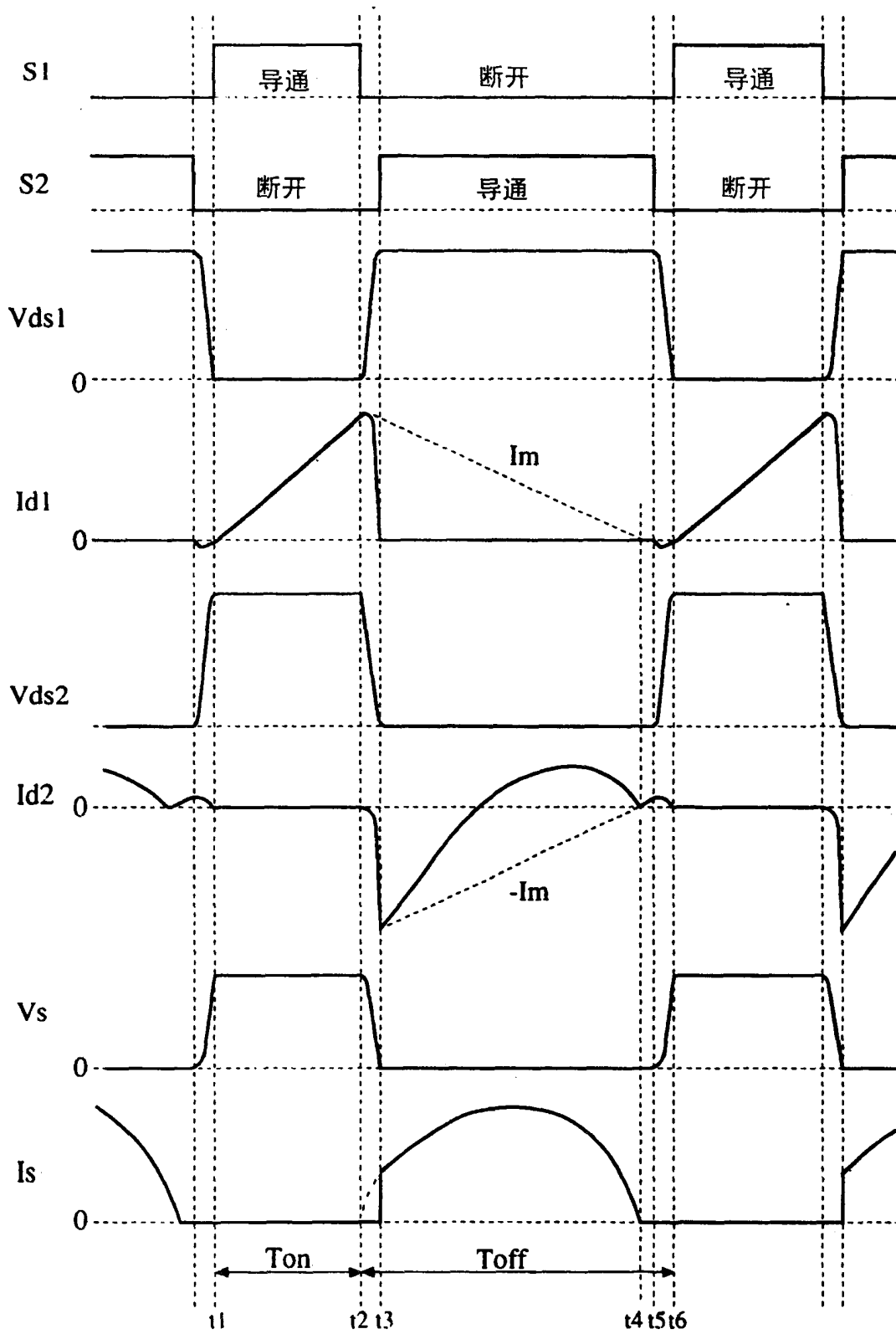


图 3

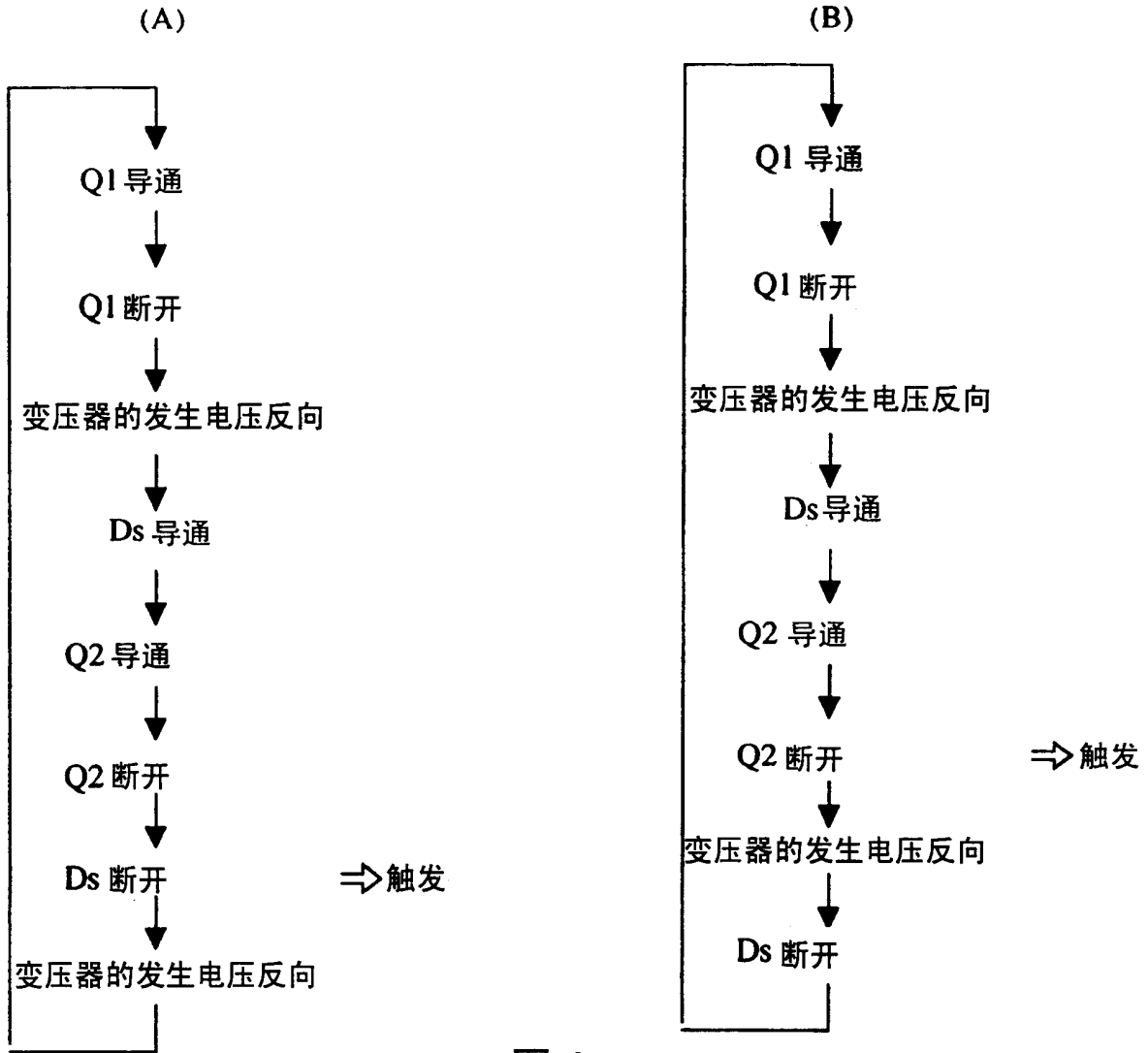


图 4

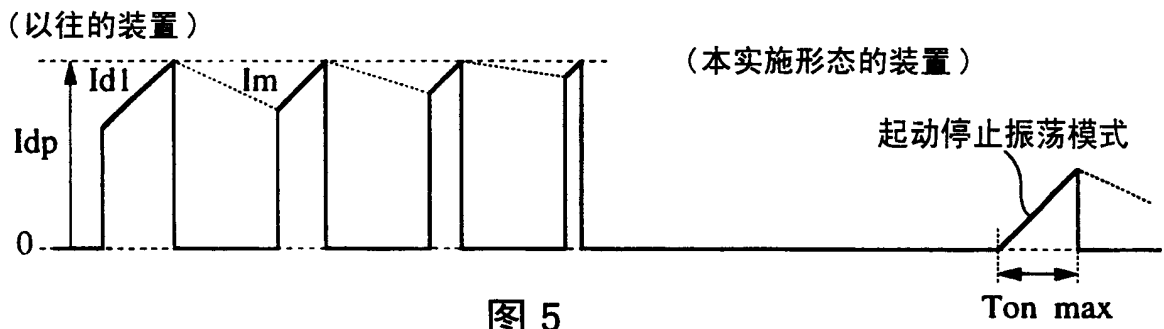


图 5

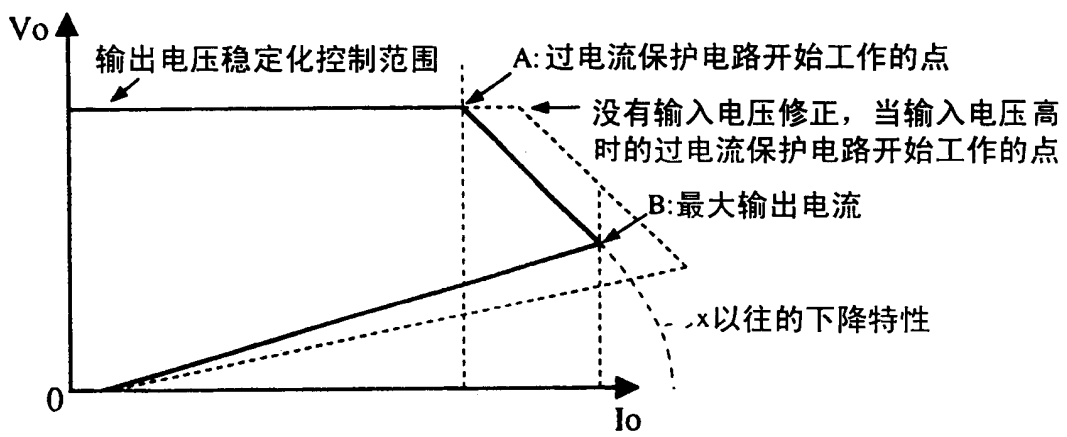
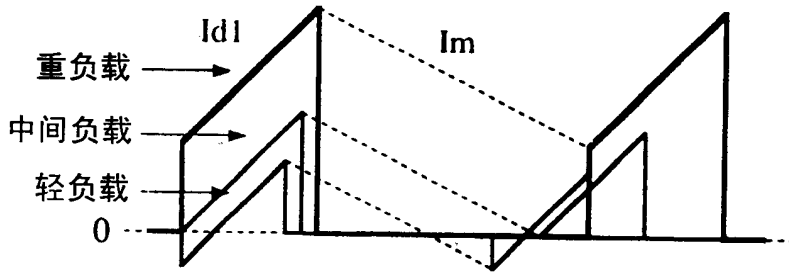
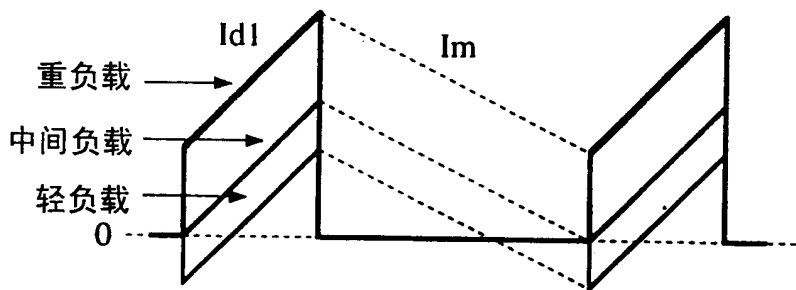


图 6

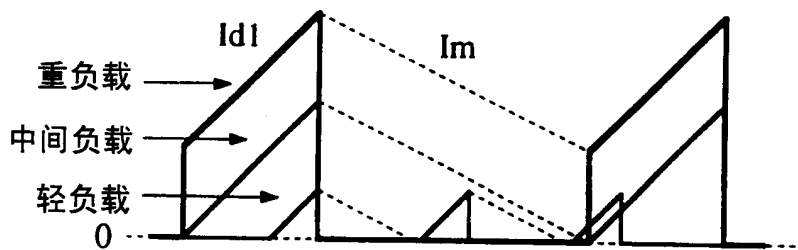
(A) 电流波形  $I_{d1}$



(B) 当开关频率为一定时的电流  $I_{d1}$



(C) 轻负载时，降低了循环电流时的电流  $I_{d1}$



(D) 以往技术中的电流  $I_{d1}$

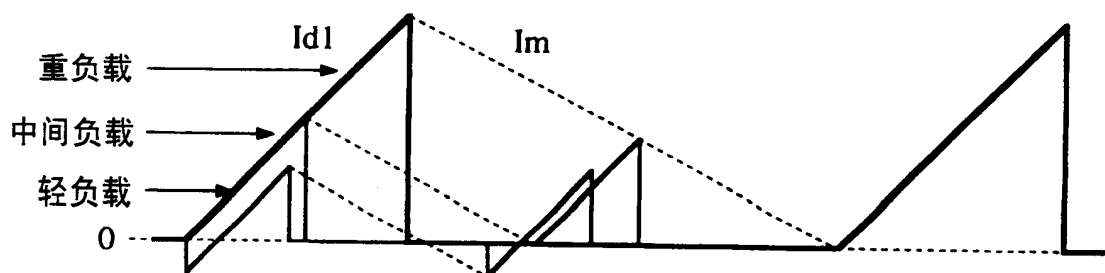


图 7

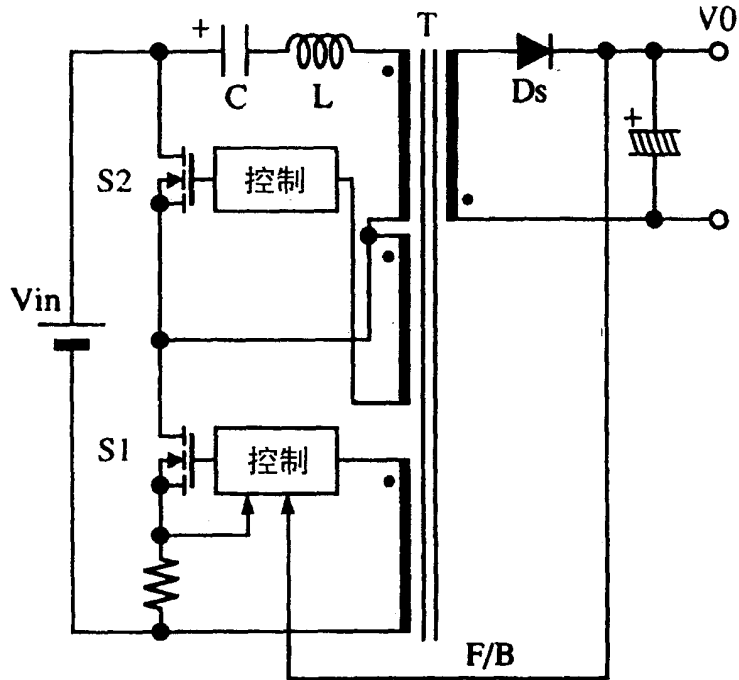


图 10

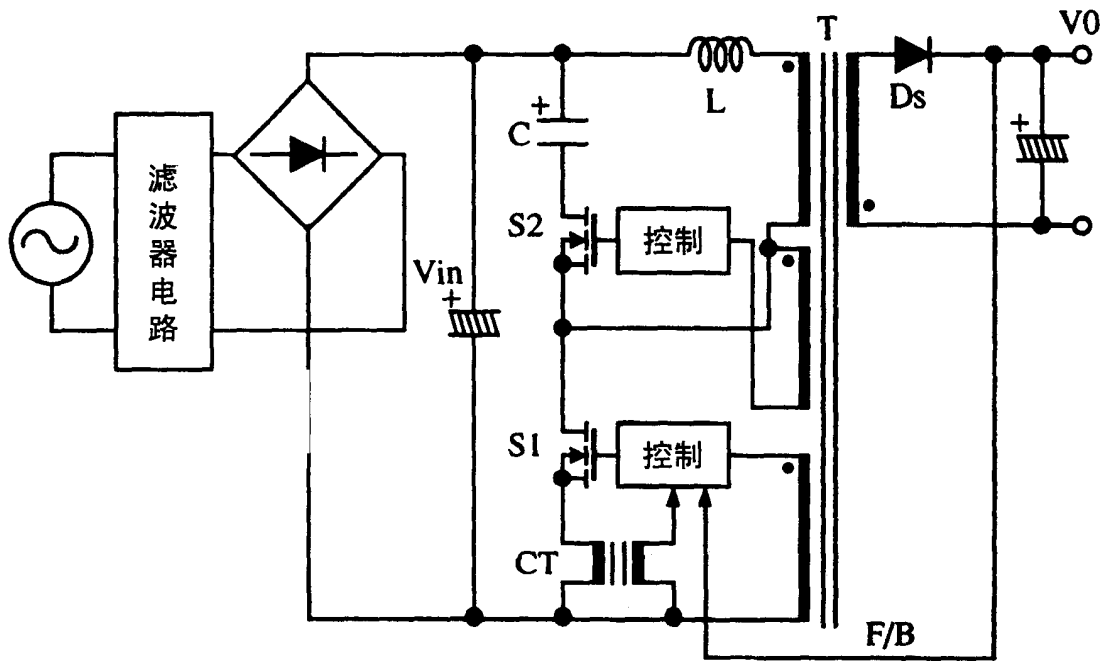


图 11

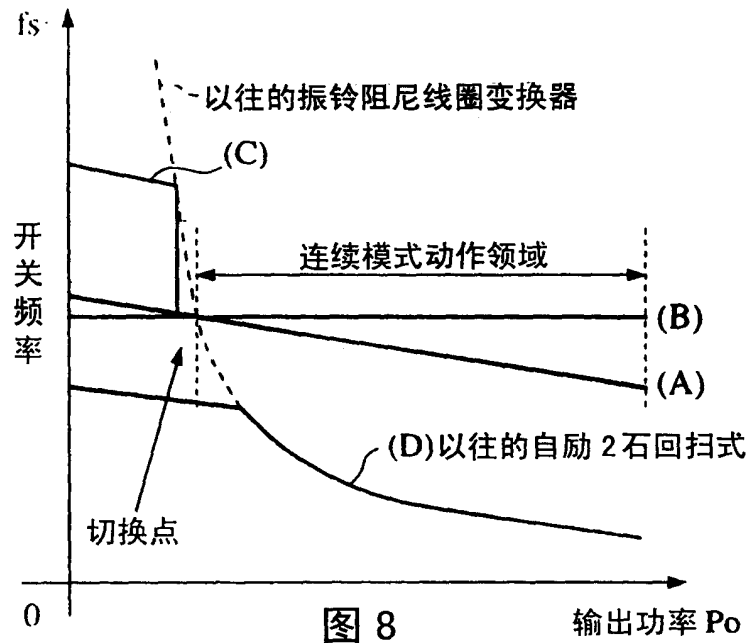


图 8

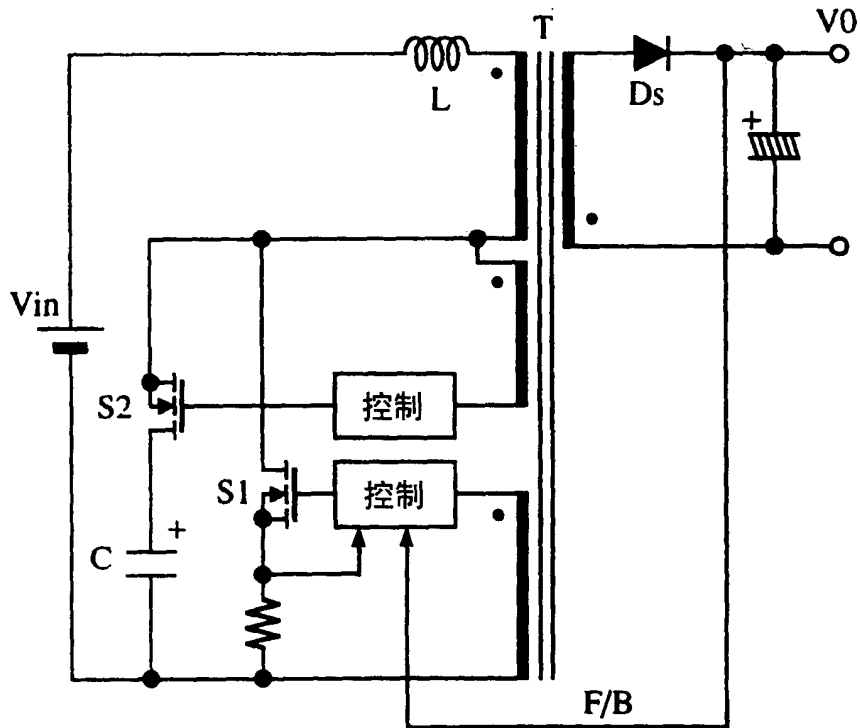


图 9

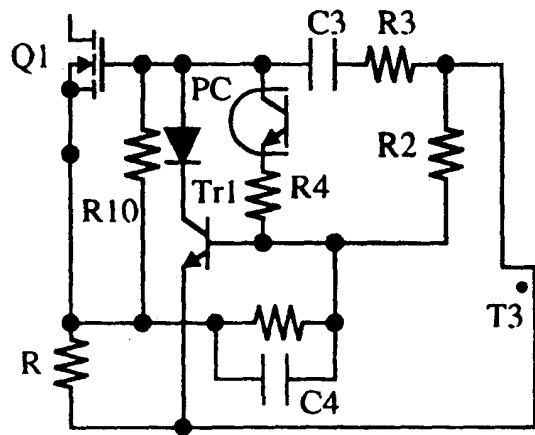


图 12

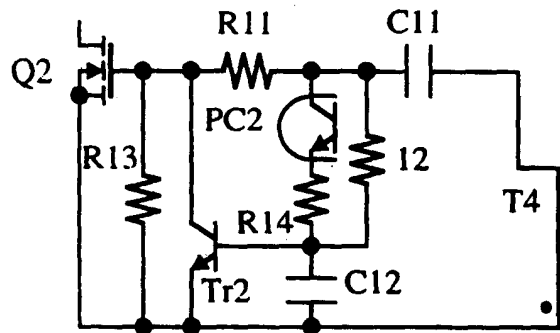


图 13