

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
H02M 3/335 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00815448.1

[45] 授权公告日 2009 年 12 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 100566103C

[22] 申请日 2000.11.2 [21] 申请号 00815448.1

[30] 优先权

[32] 1999.11.5 [33] US [31] 09/434,777

[86] 国际申请 PCT/US2000/041958 2000.11.2

[87] 国际公布 WO2001/033709 英 2001.5.10

[85] 进入国家阶段日期 2002.5.8

[73] 专利权人 艾利森公司

地址 美国德克萨斯州

[72] 发明人 R·W·法林顿 C·斯瓦兹约

W·哈特

[56] 参考文献

US5880939A 1999.3.9

审查员 张 洁

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 杨 凯 李亚非

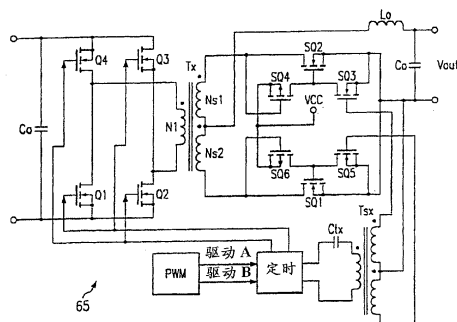
权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 7 页

[54] 发明名称

用于同步整流的外部驱动电路

[57] 摘要

一种用于直流-直流功率变换器的自驱动同步整流电路(50)。所述电路包括主变压器(16)、与主变压器(16)连接的第一同步整流器(SQ1)、与主变压器(16)连接的第二同步整流器(SQ2)、外部驱动电路(18)。电路(50)还包括多个开关(SQ3, SQ4), 这些开关可控地连接到第二同步整流器(SQ2)。外部驱动电路(18)为两个同步整流器(SQ1, SQ2)提供关断信号。第一同步整流器(SQ1)的接通信号由主变压器(16)提供, 而第二同步整流器(SQ2)的接通信号由外部驱动电路(18)提供。



65

1. 一种用于直流-直流功率变换器的外部驱动同步整流电路，所述电路包括：

具有初级绕组和次级绕组的主变压器，所述次级绕组具有第一端子和第二端子；

与所述主变压器的所述第二端子操作连接的第一同步整流器；

与所述主变压器的所述第一端子操作连接的第二同步整流器；

与所述主变压器的所述初级绕组操作连接的外部驱动电路，所述外部驱动电路还包括定时电路和定时变压器，所述定时变压器的次级绕组具有第一端子和第二端子；

与所述第二同步整流器操作连接的第一驱动电路，所述第一驱动电路还包括第一开关和第二开关，所述第一和第二开关包括具有栅极的MOSFET，其中所述第一开关的所述栅极连接到所述定时变压器的所述第一端子，以及其中所述第二开关的所述栅极连接到所述主变压器的所述第一端子；以及

与所述第一同步整流器操作连接的第二驱动电路，所述第二驱动电路还包括第三开关和第四开关，所述第三和第四开关包括具有栅极的MOSFET，其中所述第三开关的所述栅极连接到所述定时变压器的所述第二端子，以及其中所述第四开关的所述栅极连接到所述主变压器的所述第二端子。

2. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：所述第二驱动电路用于为所述第一同步整流器提供接通信号。

3. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：所述第一驱动电路用于为所述第二同步整流器提供接通信号。

4. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：所述的外部驱动电路用于为所述第一和第二同步整流器提供关断信号。

5. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：通过

将所述第一驱动电路与一个倒相第一同步整流器合并，利用所述第一和第二开关来提供简化了的整流方案。

6. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述主变压器的所述第一端子是所述主变压器的所述次级绕组的第一端子；

所述主变压器的所述第二端子连接到所述定时变压器的所述次级绕组的第二端子；以及

所述第一和第二同步整流器包括 MOSFET。

7. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，还包括：

输出电压端子和返回电压端子；

与所述主变压器的所述次级绕组的所述第一端子和所述输出电压端子串联连接的第一电感器；以及

与所述输出电压端子和所述返回电压端子并联连接的电容器。

8. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述定时变压器的所述次级绕组还包括连接到返回电压端子的中心抽头。

9. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述外部驱动电路还包括与所述定时变压器的所述初级绕组以及所述定时电路串联连接的电容器。

10. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述外部驱动电路还包括使用加权调制。

11. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述主变压器的所述次级绕组还包括中心抽头。

12. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于：

所述的外部驱动同步整流电路适用于全桥电路。

13. 如权利要求1所述的外部驱动同步整流电路，其特征在于还包括第一电阻和第二电阻，所述第一电阻与所述第二开关串联连接以及所述第二电阻与所述第四开关串联连接，从而，所述第一和第二电

阻限制所述的外部驱动同步整流电路的驱动电流。

14. 如权利要求 13 所述的外部驱动同步整流电路, 还包括:

串联连接在所述第二开关和所述第一电阻之间的第五开关; 以及

串联连接在所述第四开关和所述第二电阻之间的第六开关;

从而, 所述第五和第六开关分别限制所述第一和第二同步整流器的栅极电压。

15. 如权利要求 14 所述的外部驱动同步整流电路, 其特征在于:

所述第五和第六开关是具有栅极的 MOSFET, 所述栅极连接到电压源。

16. 如权利要求 1 所述的外部驱动同步整流电路, 其特征在于:

所述定时变压器的所述次级绕组包括第一和第二子绕组, 所述第一子绕组具有第一端子和第二端子, 以及所述第二子绕组具有第一端子和第二端子。

17. 如权利要求 16 所述的外部驱动同步整流电路, 还包括:

具有输入和输出端子的第一二极管, 所述输出端子直接连接到所述第一开关;

具有输入和输出端子的第二二极管, 所述第二二极管的输出端子直接连接到所述第三开关;

具有第一和第二端子的第一电容器, 该第一电容器的所述第一端子直接连接到所述第一二极管的所述输出端子, 所述第一电容器的所述第二端子连接到所述第一子绕组的所述第一端子; 以及

具有第一和第二端子的第二电容器, 所述第二电容器的所述第一端子直接连接到所述第二二极管的所述输出端子, 所述第二电容器的所述第二端子连接到所述第二子绕组的所述第二端子;

从而, 所述的外部驱动同步整流电路用于半波和全波整流器电路。

## 用于同步整流的外部驱动电路

### 技术领域

本发明一般涉及逻辑集成电路，更具体地说，涉及用于 DC-DC（直流-直流）功率变换器的简化的外部驱动同步整流方案，所述方案易于适应所有类型的电路布局。更具体地说，本发明提供一种简化了复杂的定时电路的同步整流方案。

### 背景技术

当今逻辑集成电路的发展趋势是工作电压越来越低，工作频率越来越高，而系统的整体尺寸不断缩小，对设计由小体积高频电源模块组成的电源的需求越来越迫切。为了提高效率，增强供电能力，对此类应用来说，同步整流是必不可少的。近十多年来，随着低压半导体器件的发展，同步整流得到广泛普及，成为一种实用技术。

同步整流指的是使用像 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）一类的有源器件来代替二极管作为电路中的整流元件。近来，在输出电压在 5 伏或以下的 DC/DC 模块中，业界广泛采用自驱动同步方案作为驱动同步整流器所需的方法。

大多数这类自驱动方案在设计时使用一套非常特别的布局，称为“D, 1-D”（互补驱动）类布局。参考文献有：

Cobos, J. A. 等人的 Several alternatives for low output voltage on board converters. IEEE APEC 98 Proceedings, pp163-169

(板上低输出电压变换器的几种可选方案, 国际电气与电子工程师协会 APEC 98 会议论文集, 163-169 页); 还可以参考

1996 年 12 月 31 日颁发给 Bowman 等人的美国专利 5 590 032 号:

Self-synchronized Drive Circuit for a Synchronous Rectifier in a Clamped-Mode Power Converter (钳位方式功率变换器中同步整流器所使用的自同步驱动电路);以及1993年12月28日颁发给Loftus的美国专利 5 274 543 号、题为 Zero-voltage Switching Power Converter with Lossless Synchronous Rectifier Gate Drive (使用无损同步整流器栅极驱动的零电压开关功率变换器)。在这些类型的变换器中,电源变压器次级绕组的信号具有规整的波形和时序,能够直接驱动同步整流器,所需的修正最小。

在如硬开关半桥(HB)和全桥(FB)整流器、推挽布局和非“D, 1-D”型布局(如带被动复位的前向钳位)中,变压器电压具有可识别的零电压间隔,使之无须实施自驱动同步整流。其结果是,这些电路布局必须使用外部驱动电路。使用变压器电压来驱动同步整流器会造成同步整流器中所使用的 MOSFET 的寄生反并联二极管在大部分空程时间中导通,对模块的效率造成负面影响,这是我們不想遇到的。已经有报道说,某些自驱动实例已经应用到共振前向复位。在这方面可参考 Murakami 等人的“ A highly efficient, low-profile 300W power pack for telecommunications systems” IEEE APEC 1995 Proceedings, pp297-302 (电信系统中使用的高效率低型 300 瓦电源, IEEE APEC 1995 会议论文集, 297-302 页)。在这些实例中,已经调整了共振复位时间间隔,可以在空程期间提供准确的栅极驱动信号。所以,外部驱动的实现许多场合下提供了同步整流的较好的解决方案。但是外部驱动同步整流的先有技术既复杂又昂贵。

用于非“D, 1-D”类型布局的外部驱动实施方案需要以下部件:定时网络,它允许相对于主驱动适当调整同步整流器的驱动脉冲;信号变压器或光耦合器,用于在初级和次级之间传递定时信息;反相级;以及驱动级。反相级是产生适合同步整流器使用的驱动脉冲来处理空程电流所必需的。上述复杂而昂贵的外部驱动方案阻碍了电子工业采纳外部驱动的同步整流器。因此,目前需要的是一个简

化了的外部驱动同步整流器实施方案。

## 发明内容

作为外部驱动同步整流方案，本发明的技术优势是，它易于适应于所有布局类型，但特别适用于推挽型变换器、双开关前向、传统前向变换器（硬开关半桥（HB）和全桥（FB）整流器），以及非“D，1-D”类型布局（如带被动复位的前向钳位），在这些领域，以前无法找到有效的外部驱动同步整流方案。

在一个实施例中公开了用于DC-DC功率变换器的外部驱动同步整流电路。所述电路包括具有初级和次级绕组的第一变压器，其次级绕组具有第一端子和第二端子。所述电路包括：第一同步整流器，它具有栅极，连接到所述第一变压器的所述第二端子，并且具有控制端子；以及第二同步整流器，它连接到所述第一变压器的所述第一端子并且具有控制端子。外部驱动电路包括具有初级绕组和次级绕组的第二变压器，其次级绕组具有第一端子和第二端子。第一开关可控地连接到第二同步整流器的控制端子，第二开关也可控地连接到第二同步整流器的控制端子。所述电路还包括与第一变压器的第一端子和电压输出端子相串联的电感器以及与所述电感器串联的电容器。由于第一同步整流器未连接到第二变压器，故只有第二同步整流器才能从外部驱动电路接收定时信息。

另一个实施例公开了用于DC-DC功率变换器的外部驱动同步整流电路。所述电路与上述实施例相类似，但还包括第三和第四开关，第三开关连接到第二同步整流器而第四开关连接到第一同步整流器。每一个开关都包括栅极、漏极和源极。第二变压器的次级绕组包括连接到所述电压输出端子的中心抽头。第一开关的栅极与第二变压器次级绕组的第一末端连接，而第二开关的栅极与第二变压器的第二末端连接，因此，两个开关都可以从外部驱动电路接收定时信息，这样，两个同步整流器都可以从外部驱动电路接收定时信息。

本发明的其它实施例包括全波整流器的实现。还有一些实施例包括：使用限流电阻来限制电路的驱动电流；附加开关来限制栅极电压；以及附加电容器来将同步整流器两端的电压过冲减至最小。

还公开一种利用外部驱动同步整流电路对 DC-DC 功率变换器的可变 DC 信号进行整流的方法，所述同步整流电路有一只具有初级绕组和次级绕组的变压器，其次级绕组具有第一和第二端子。所述方法包括以下步骤：向变压器的初级绕组提供变化的 DC 信号；第一同步整流器通过次级绕组的第二端子可控地传导电流；以及第一开关控制所述第一同步整流器。第二同步整流器通过次级绕组的第一端子可控地传导电流，而第一开关控制所述第二同步整流器，其中，当次级绕组两端的电压趋近于零时所述第一和第二同步整流器导通。

根据本发明，提供了一种用于直流-直流功率变换器的外部驱动同步整流电路，所述电路包括：具有初级绕组和次级绕组的主变压器，所述次级绕组具有第一端子和第二端子；与所述主变压器的所述第二端子操作连接的第一同步整流器；与所述主变压器的所述第一端子操作连接的第二同步整流器；与所述主变压器的所述初级绕组操作连接的外部驱动电路，所述外部驱动电路还包括定时电路和定时变压器，所述定时变压器的次级绕组具有第一端子和第二端子；与所述第二同步整流器操作连接的第一驱动电路，所述第一驱动电路还包括第一开关和第二开关，所述第一和第二开关包括具有栅极的 MOSFET，其中所述第一开关的所述栅极连接到所述定时变压器的所述第一端子，以及其中所述第二开关的所述栅极连接到所述主变压器的所述第一端子；以及与所述第一同步整流器操作连接的第二驱动电路，所述第二驱动电路还包括第三开关和第四开关，所述第三和第四开关包括具有栅极的 MOSFET，其中所述第三开关的所述栅极连接到所述定时变压器的所述第二端子，以及其中所述第四开关的所述栅极连接到所述主变压器的所述第二端子。

## 附图说明

联系附图考虑以下的描述，将更清楚地理解本发明的上述特征，附图中：

图 1A 举例说明先有技术的传统的带外部驱动同步整流的前向变换器，其中一个同步整流器被驱动；

图 1B 举例说明先有技术的传统的带外部驱动同步整流的前向变换器，其中两个同步整流器都被驱动；

图 1C 示出先有技术的外部驱动同步整流的传统的前向变换器电路的自驱动同步整流器的电压波形；

图 2A 举例说明带外部驱动同步整流的前向变换器，其中一个同步整流器使用本发明的实施例驱动；

图 2B 举例说明带外部驱动同步整流的前向变换器，其中两个同步整流器都使用本发明的实施例驱动；

图 3 举例说明使用本发明实施例的带外部驱动同步整流的全波整流器；

图 4A 和图 4B 举例说明使用本发明的实施例实现全桥布局的外部驱动同步整流器；

图 4C 示出在负电流流过输出电感器时，全桥布局外部驱动同步整流器的电压波形；

图 5 示出使用本发明的全桥实施方案同步整流器的 dc/dc 变换器的实验波形；

图 6 显示具有栅极电压限制的 MOSFET（金属氧化物场效应晶体管）的本发明的自驱动同步全波整流器的实施例；以及

图 7A 和 7B 显示使用电容器来减小同步整流器两端的电压过冲的本发明另一个实施例。

如无特别说明，不同的附图中的对应的数字和符号表示对应的部分。

## 具体实施方式

以下是对本发明的结构和方法的说明。首先讨论先有技术电路，然后介绍几个本发明的最佳实施例以及可供选择的方案，最后讨论其优点。

将同步整流方案用到传统的前向布局的一个问题是在空程阶段呈导通状态的同步整流器在空程阶段结束之前就断开了。而且，如果同步整流器使用 MOSFET（金属氧化物场效应晶体管），MOSFET 的寄生反并联二极管导通，损耗随之增加。对于这些类型的变换器来说，为了有效实施同步整流方案，有必要在整个空程阶段都让 MOSFET 保持接通和导电，由此而获得高效率。所述外部驱动电路可以产生用于同步整流器的适当的驱动脉冲。先有技术已经找到了解决空程电流问题的方法。

参阅图 1A 和图 1B，其中图解说明了用于传统的前向布局中的先有技术的外部驱动同步整流电路 10，连同图 1C 所示电压波形的相应的时序图。第一同步整流器 SQ1 的定时信号取自主变压器 16；而同

步整流器 SQ2 从外部驱动电路 18 提取其定时信号。主变压器 16 的初级和次级绕组分别是 20 和 22。

这样，通过将信息从初级绕组 20 向次级绕组 22 传递来获得同步整流电路 10 的某些定时信息。次级绕组 22 具有第一端子 24 和第二端子 26。通过将第一同步整流器 SQ1 的栅极连接到第二端子 26 而将定时信息传送到第一同步整流器 SQ1。类似地，第二同步整流器 SQ2 从外部驱动电路 18 接收其定时信息，后者包括定时电路 28 和第二变压器 30。第二变压器 30 具有次级绕组 32，后者具有第一端子 34 和第二端子 36。第二变压器初级绕组 31 接受定时信息并且将所述信息传递到次级绕组 32。第二变压器 32 的第一端子 34 与第二同步整流器 SQ2 的栅极连接。如图 1A 所示，栅极 38a 和 38b 可以用来驱动第二同步整流器 SQ2 的栅极。

先有技术的同步整流电路 12 的第二实施例如图 1B 所示，它使用了外部驱动电路 18 来向同步整流器 SQ1 和 SQ2 提供定时信息。第二同步整流电路 12 与上面所讲的同步整流电路 10 相类似，不同的是，第一同步整流器 SQ1 的栅极连接到次级绕组 32 的第一端子 34，就像第二同步整流器 SQ2 的连接一样，以便接收定时信息。图 1C 图解说明第一同步整流器 SQ1、第二同步整流器 SQ2 和开关 Q1 的栅-源电压波形，后者是主变压器 16 两端电压的函数。

虽然先有技术的整流电路 10 和 12 向第一同步整流器 SQ1 和第二同步整流器 SQ2 提供必要的定时信息以确保准确的开关转换，但实现起来既复杂又昂贵。因为复杂和昂贵，先有技术的同步整流电路 10 和 12 从来没有被工业界采纳和大规模应用。本发明为外部驱动同步整流电路提供了一个简化了的实施方案，电路的复杂性和费用大为缩减。而且，本发明还有其它优点，如消除了当电流企图从输出端向输入端流动时所引起的同步整流器 SQ1 和 SQ2 死机的现象，这种现象一般会导致同步整流电路 10 和 12 损坏。

通过加入包括两个开关 SQ3 和 SQ4 的第一驱动电路 52，与先有技

术的同步整流电路 10 和 12 相比, 本发明提供了一个复杂性和费用都较低的方案。图 2A 展示了带有被动复位布局 50 的正向变换器同步整流电路。作为开关 SQ3 和 SQ4 的 MOSFET 最好小于作为同步整流器 SQ1 和 SQ2 的 MOSFET。开关 SQ3 和 SQ4 的作用是驱动同步整流器 SQ2。如图 2A 所示, 已经利用 SQ2、SQ3 和 SQ4 将倒相级和驱动电路 52 合并。

根据本发明, 当主变压器 16 的电压转换极性时同步整流器 SQ1 和 SQ2 被断开。同步整流器 SQ2 通过反并联二极管 D1 导通。由于定时信息来自主变压器 16, 所以定时电路 18 不用于使同步整流器 SQ1 和 SQ2 导通。同步整流器 SQ2 连接到定时电路 18 以提供适当的关断时间。所以, 定时电路 18 可以比用于同步整流电路 10 和 12 中的定时电路简单得多。电感器  $L_o$  串联在第一端子 24 和输出电压端子 48 之间以平滑电流的纹波, 而跨接在输出电压端子 48 之间的电容器  $C_o$  的作用是平滑输出电压  $V_o$ 。

本发明的外部驱动同步整流电路 50 的另一个好处是, 附加的开关 SQ3 和 SQ4 对用来驱动整流器 SQ2 的栅极驱动信号来说起到有源阻尼器的作用。开关 SQ3 和 SQ4 为同步整流器 SQ2 的栅极信号提供缓冲以防止寄生振荡, 由于杂散电感和半导体器件的输出电容相互作用的缘故, 这种振荡通常出现在主变压器 16 的次级绕组 22。

图 2B 举例说明根据本发明的同步整流电路 55 的另一个实施例, 其中无论 SQ1 还是 SQ2 都不是自驱动的。倒相级和驱动级也已经合并成为第一和第二驱动级 52 和 57, 由开关 SQ3、SQ4、SQ5 和 SQ6 代表。具体地说, 开关 SQ3 和 SQ4 用来向同步整流器 SQ2 提供来自外部驱动电路 18 的关断电压。某些来自主变压器 16 的定时信息用来为同步整流器 SQ1 和 SQ2 提供关断电压。由于外部驱动电路 18 只提供整流器 SQ1 和 SQ2 的关断时间, 故定时电路 28 的复杂性就大为降低了。

本发明的用于全波整流器的实现方案与半波整流器的相类似, 如

图 3 中总的用标号 60 表示的。然而，同步整流器 SQ1 和 SQ2 的关断取决于来自外部驱动电路（图 30 中没有标出）的第二变压器 30 的信号，而导通定时取决于主变压器 16 所产生的电压。如果所述驱动方案在如推挽、半桥和全桥等布局中使用，那么，当发生传统的功率流反转的情况时，所观察到的一个有趣的现象是最终会毁坏电源模块。本发明的全波整流器 60 包括自纠正机制来防止反方向形成电流。

在本发明中，在发生功率流反转期间，流过电感器  $L_o$  的电流减小并变负，因此，流过有源开关 SQ1、SQ2、SQ3 和 SQ4 的电流也改变极性并且流过它们的反并联二极管。所以，当开关 SQ1 和 SQ3 企图关断时，由于电流继续在它们的反并联二极管中流动，结果什么都没有发生。实际上，只有当反并联二极管自然地转换成关断后，开关 SQ1 和 SQ3 才会关断。当反射负载电流与磁化电流的总和等于零或略微正时，反并联二极管才会最后关断。因此，一直到主变压器 16 的电压下降为零时第二同步整流器 SQ2 才会导通，使得不会产生冲突的情况。一般说来，这种自纠正机制只对推挽布局起作用，因为如大多数其它布局一样，开关 SQ1、SQ2、SQ3 和 SQ4 等的关断并不决定同步整流器 SQ1 和 SQ2 的关断。

图 4A 举例说明一般用标号 65 表示的全桥布局的外部驱动同步整流器的实施方案，以及图 4C 中的在全桥布局中发生功率流反转情况时相应的电压波形。这种情况可能发生在两个或多个模块并联工作、其中在模块导通阶段期间使用非常松散的电流共享方案，而另一个模块已经接通（或模块启动进入工作电压状态，热插入）的时候。对于外部驱动电路 18 既决定同步整流器 SQ1 和 SQ2 的导通时间又决定其关断时间的应用，不允许典型的同步整流器自纠正，开关一接通，两个同步整流器 SQ1 和 SQ2 都会即时导通并允许电感器中建立反向电流。最后，电感器  $L_o$  中的电流沿反方向增长到令模块不能工作的程度。即使模块没有失效，但从系统的角度来看，这不是

我们需要的工作方式。

对于 D 和 1-D 型布局，这个问题更加严重，因为小的反向电流将会造成主开关“击穿”，容易导致模块失效。一般说来，在将有同步整流功能的模块并联时，“0”型环二极管（oring diode）是必须的。更加复杂的解决方案会导致在电感器内出现负电流时令同步整流器 SQ1 和 SQ2 不工作。这表明需要有精确测量电流并迅速中止电路工作的手段。

图 5 表示使用本发明的全桥同步整流器 65 去驱动 3.3V 总线、没有“0”型环二极管和有源电流共享的 dc/dc 变换器的波形。迹线 1 表示输出电压，迹线 2 表示输出电流，迹线 3 表示同步整流器 SQ1 和 SQ2 的栅极驱动，而迹线 4 表示第二偏置电压。可以看到，dc/dc 模块的输出电流（迹线 2）在开始时轻微走负，然后增大，由此证实了所期待的全波同步整流器 65 的自纠正特征。

如果击穿电流干扰了电路 65 的正常工作，可以附加任选电阻 R1 和 R2，如图 4B 所示。通过在 SQ4 和 SQ6 开关中使用 p-FET（p 沟道场效应晶体管）和在开关 SQ3 和 SQ5 中使用 n-FET（n 沟道场效应晶体管）器件，反相级和驱动级也已经合并成为一级。由于这些器件的导通和截止特性，在导通和截止期间，击穿电流将在外部驱动电路中形成。附加与 p-FET 器件、即开关 SQ4 和 SQ6 串联的限流电阻 R1 和 R2，将把击穿电流的影响减至最小。

在大多数实际应用中，为了不超过栅极的击穿电压，需要将栅极驱动信号钳位到预先确定的值。同步整流电路 10 和 12 的电压由经过整流的峰值变压器电压产生，造成供电电压易受输入电压变化的影响。图 6 中示出本发明的一个实施例，其中将栅极电压限定到预先确定的值。在此实施例中，加入了一对电压限定开关 SQ7 和 SQ8，最好包括已经附加的、用来将同步整流器 SQ1 和 SQ2 的栅极电压限制到 VCCS2-栅极减去阈电压（1 到 2 伏特）的 N 型 MOSFET。

对传统的半波或全波整流器结构实施此驱动方案可能会造成同

步整流器 SQ1 和 SQ2 的栅极电压浮动。因此，需要对驱动开关的栅极信号作电平移动。图 7A 和图 7B 中示出驱动开关中的驱动电压电平移动。电容器 CC2 和 CC3 提供冲击吸收机制、以便将同步整流器两端的电压过冲以及同步整流器 SQ1 和 SQ2 的定时电路 18 的偏置电压减至最小。

本发明的外部驱动同步整流器方案的新颖的方法和系统提供以下优点：有效地为 DC/DC 功率变换器提供外部驱动同步整流，其中，当变压器次级绕组两端的电压趋近于零时同步整流器导通。本发明还有一个优点是可以将方案变通，使之适合于具有各种布局的变换器。本发明再一个优点是开关 SQ3 和 SQ4 起栅极驱动信号的有源减震器的作用，为同步整流器的栅极信号提供减震缓冲，防止寄生振荡，无须另加元件去抑制这种振荡。

虽然已经参照说明性的实施例描述了本发明，但是，不应该狭义地去理解以上的描述。对于本专业的技术人员来说，阅读本说明后结合以上说明性的实施例以及其它实施例可以对本发明进行各种修改将是显而易见的事情。例如，同步整流器 SQ1 和 SQ2，开关 SQ3，SQ4，SQ5 和 SQ6；以及电压驱动器 SQ7 和 SQ8 在这里表示为 MOSFET；但是，可以预期，其它类型的 FET 或开关器件都适合在本发明中使用。所以，后面所附的权利要求书中将包括任何这样的修改和具体实施。

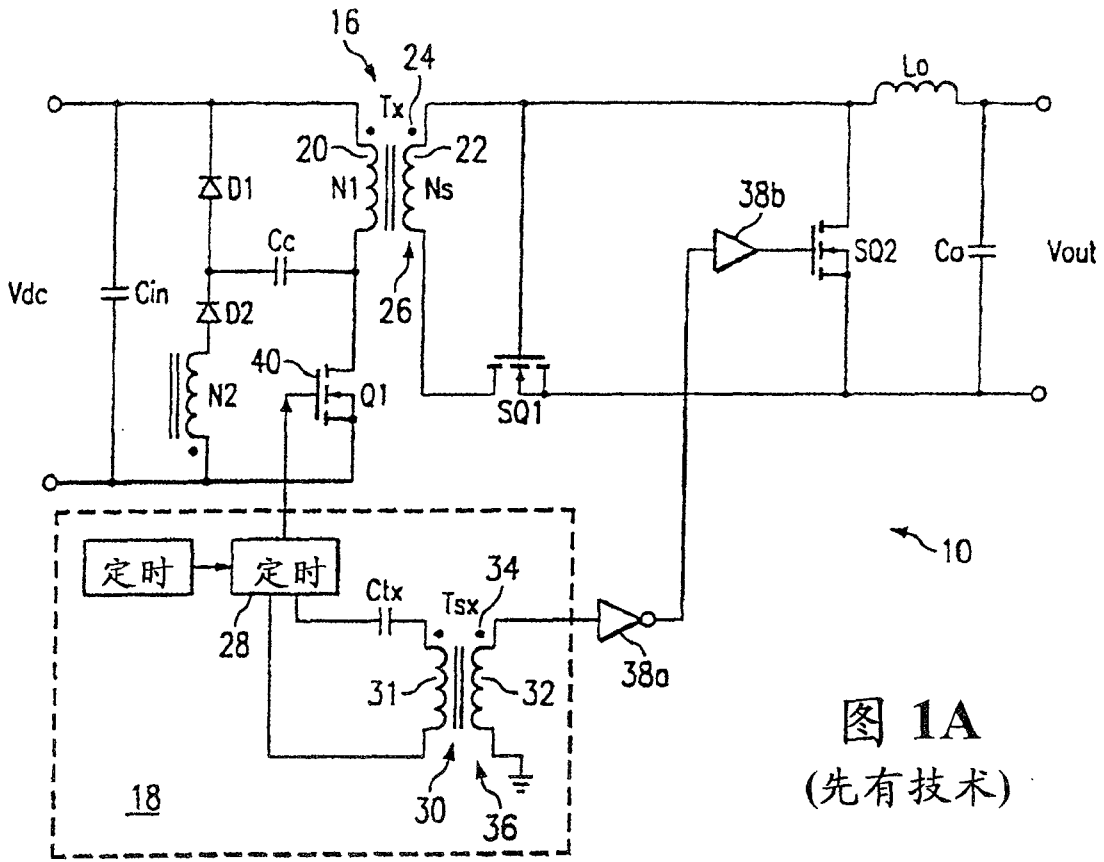


图 1A  
(先有技术)

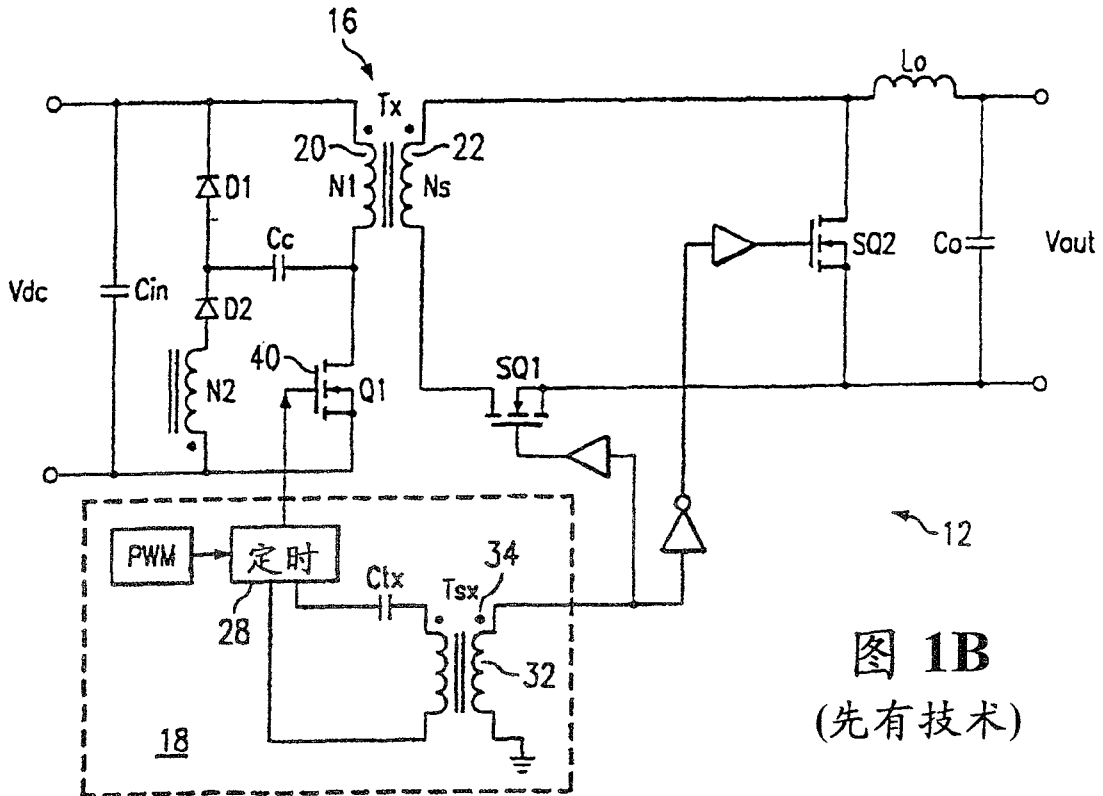


图 1B  
(先有技术)

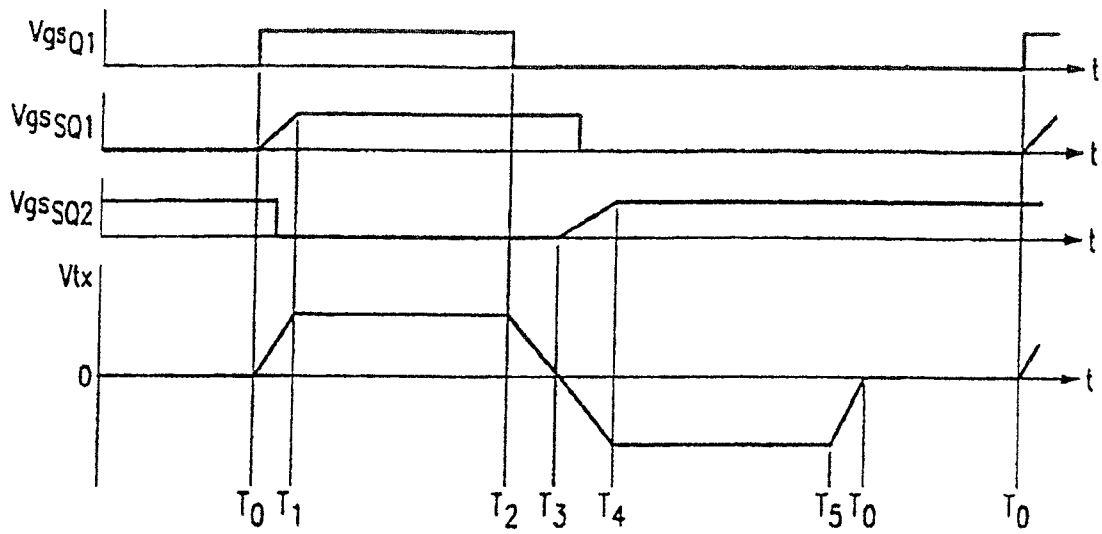


图 1C  
(现有技术)

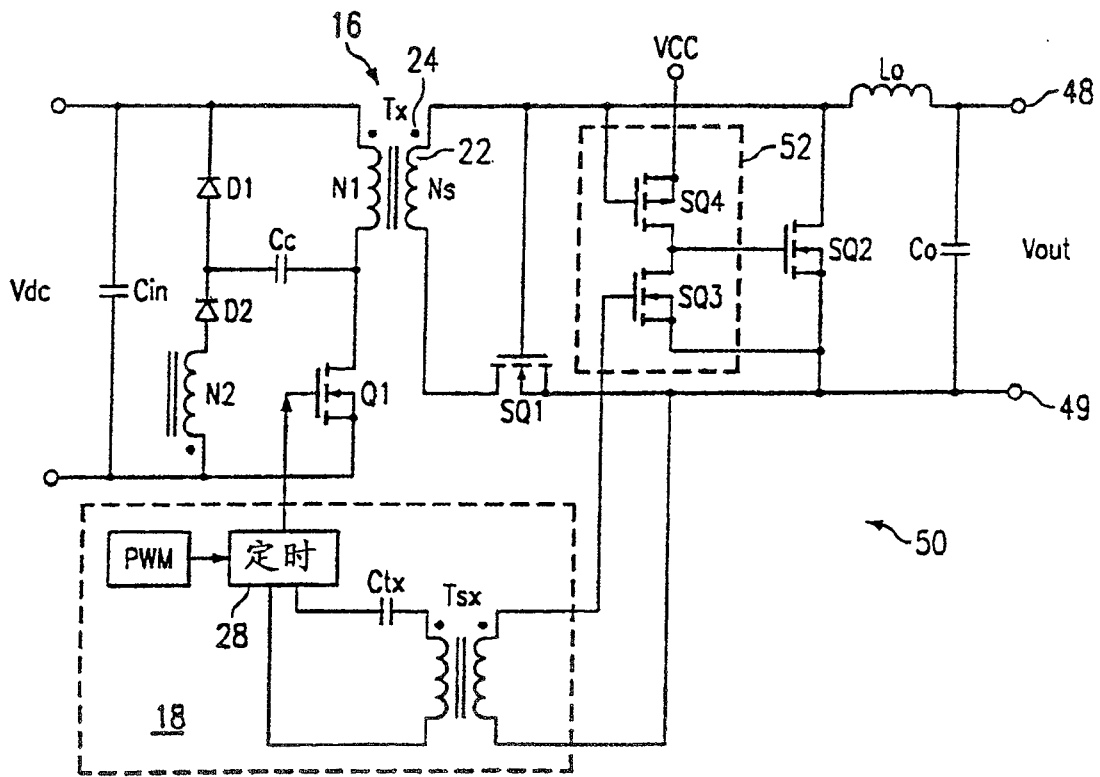
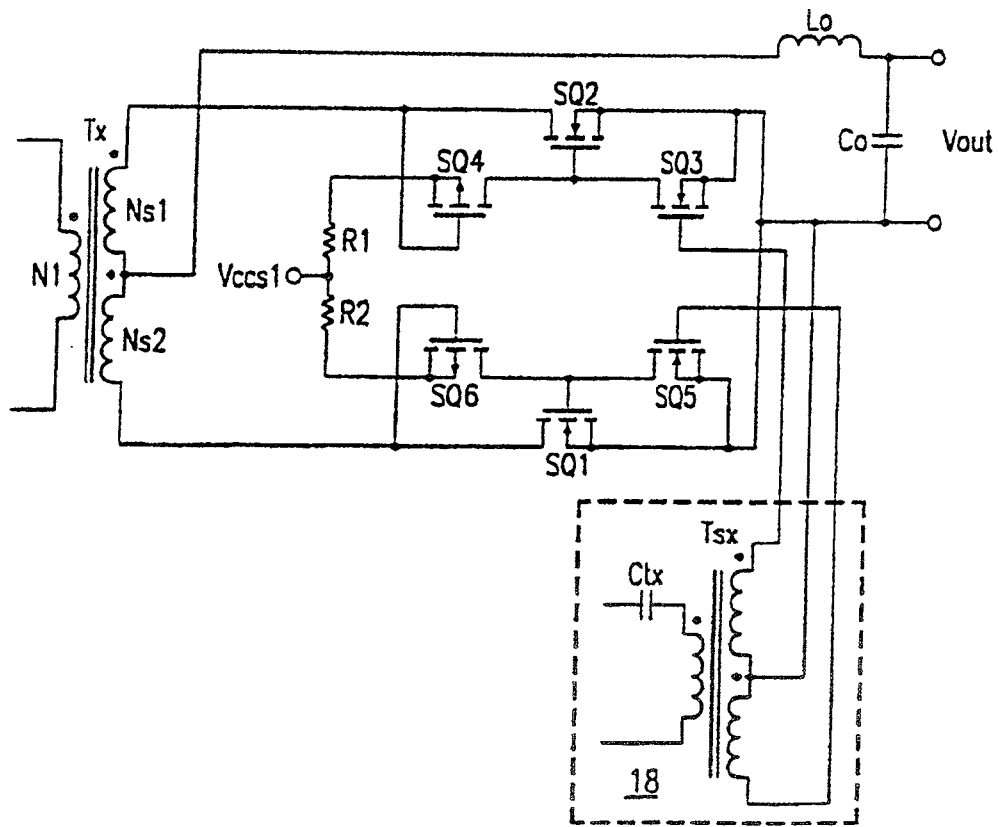
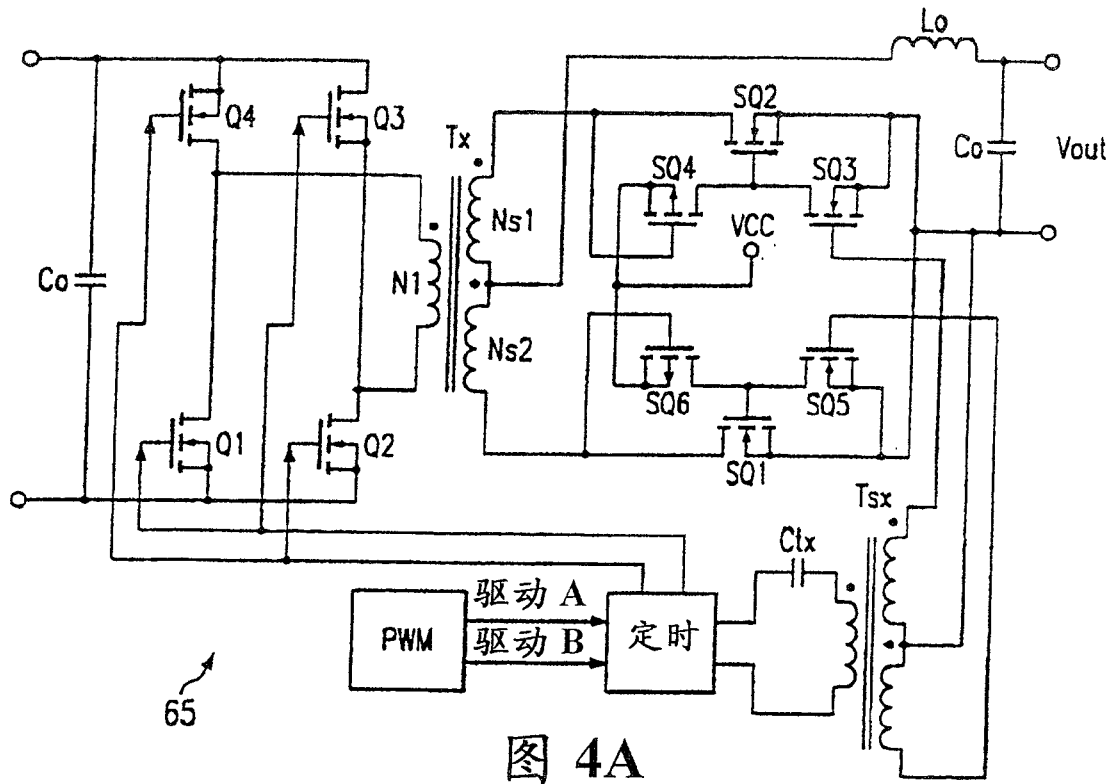


图 2A





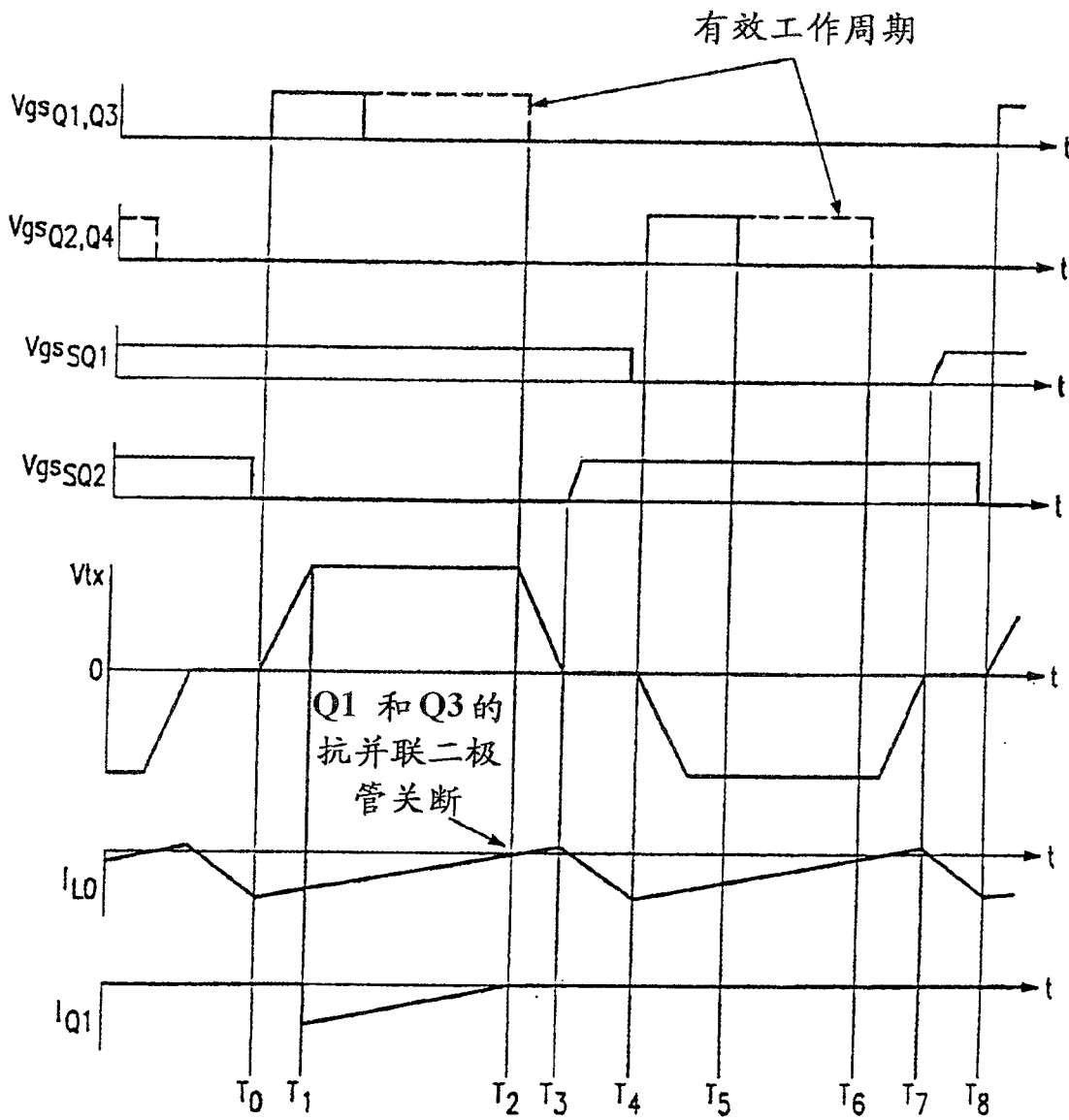
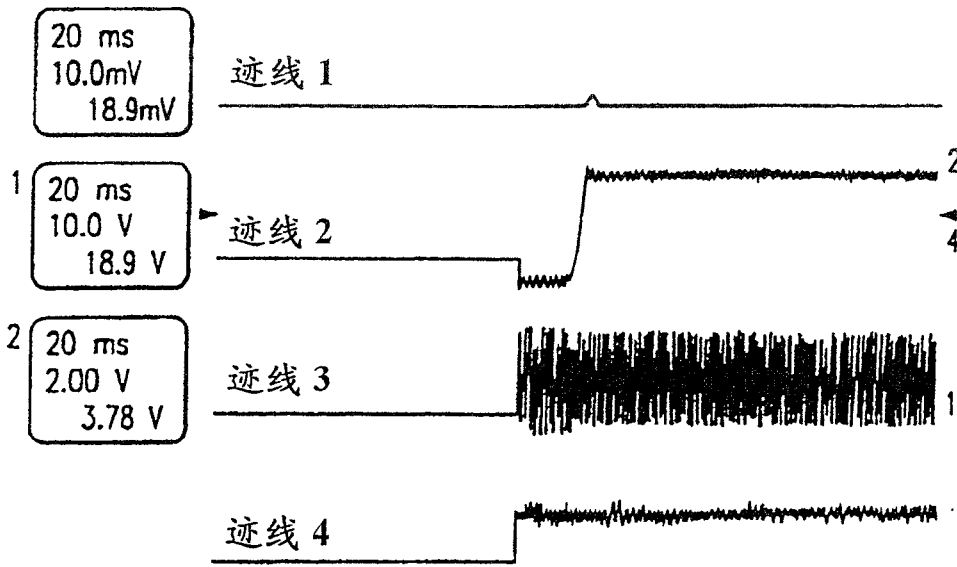


图 4C



20 ms	BWL			
1	1 V	DC	$\times 10$	
2	.2 V	DC	$\times 10$	4 0C 1.4mV
3	1 V	DC	$\times 10$	H' off 50 ns
4	10 mV	50Ω		

图 5

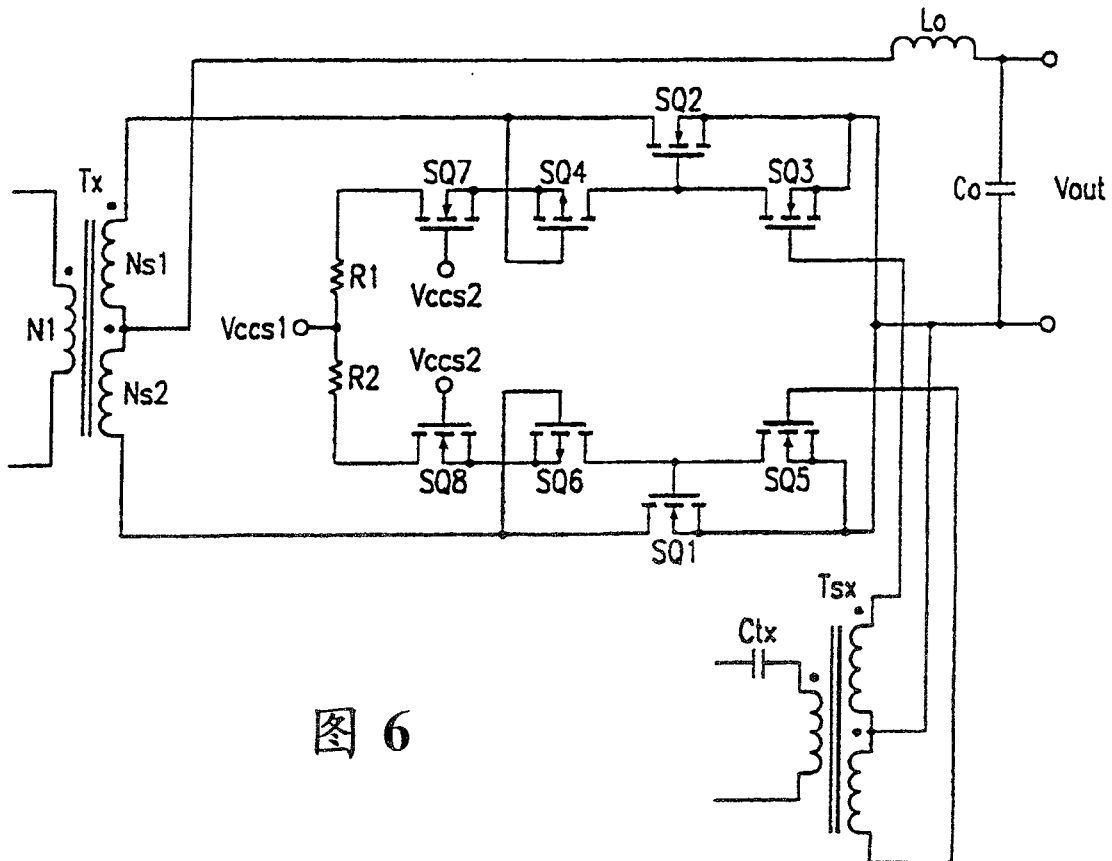


图 6

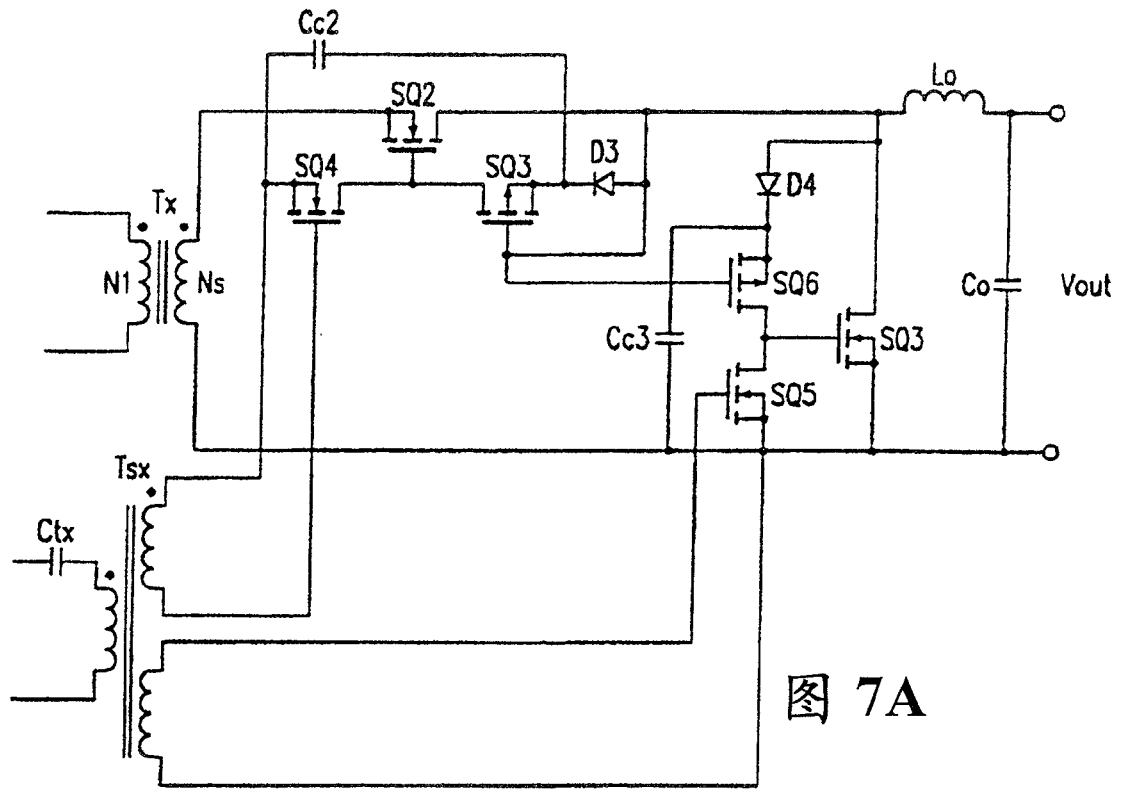


图 7A

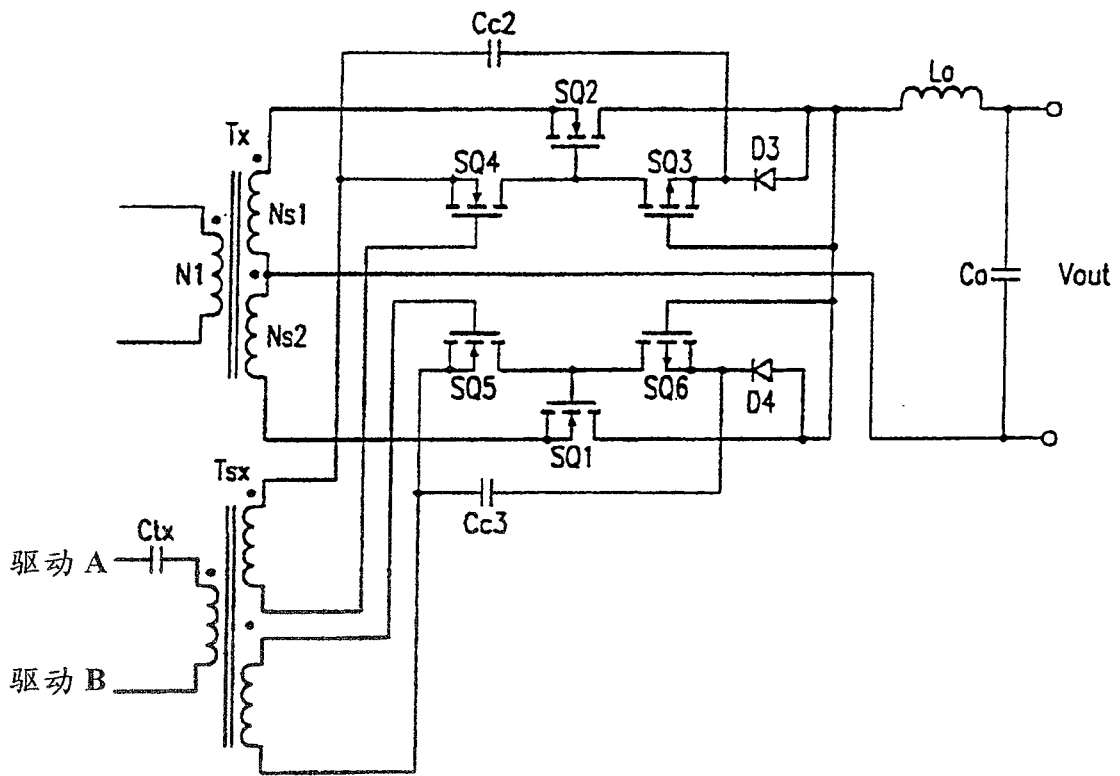


图 7B