

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/158 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02813811.2

[45] 授权公告日 2007 年 10 月 10 日

[11] 授权公告号 CN 100342632C

[22] 申请日 2002.5.28 [21] 申请号 02813811.2

[30] 优先权

[32] 2001. 6. 9 [33] GB [31] 0114122.5

[86] 国际申请 PCT/GB2002/002472 2002.5.28

[87] 国际公布 WO2002/101909 英 2002.12.19

[85] 进入国家阶段日期 2004.1.9

[73] 专利权人 3D 设备有限公司

地址 英国诺福克

[72] 发明人 蒂莫西·R·克罗克尔

[56] 参考文献

US4354223A 1982.10.12

US6232752B1 2001.5.15

审查员 黄 君

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

代理人 李德山

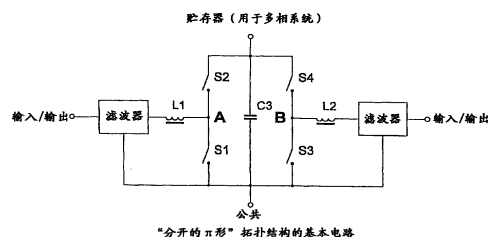
权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 10 页

[54] 发明名称

功率变换器和用于功率变换的方法

[57] 摘要

本发明涉及功率变换器和用于功率变换的方法，具体公开了一种用于控制在第一和第二电压之间的功率流动的功率变换器，其中一个公共连接联结第一和第二电压的第一极性，并且一个电容器的第一极性和所述公共连接相连。第一和第二开关串联连接在公共连接和电容器的第二电极之间。第一电压的第二极性通过第一电感和第一和第二开关之间的连接耦合。第三和第四开关也被串联连接在公共连接与电容器的第二电极之间，第二电压的第二极性通过第二电感和第三和第四开关的连接耦合。控制器以不同的方式控制这些开关，从而确定在第一和第二电压之间的比例。



1. 一种功率变换器，用于控制在第一与第二电压之间的功率流动，其特征在于，包括：

在所述第一和第二电压的第一极性之间的一个公共连接；

一个电容器，在其第一电极处与所述的公共连接相耦合；

第一和第二开关，串联连接在所述公共连接与所述电容器的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用；

第三和第四开关，串联连接在所述公共连接和所述电容器的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起半导体二极管的作用；

一个第一电感，耦合在所述第一电压的第二极性与连接所述第一和第二开关的连接点之间；

一个第二电感，耦合在所述第二电压的第二极性与连接所述第三和第四开关的连接点之间；和

一个控制器，用于控制所述开关的操作，以便控制在所述第一和第二电压之间的功率流动；

其中，当所述控制器使所述第一开关打开、使所述第二开关闭合、使所述第三和第四开关交替地切换时，所述的第二电压小于所述的第一电压，所述功率变换器具有第一操作方式，

当所述控制器使所述第一和第二开关交替地切换、使所述第三开关闭合、使所述第四开关打开时，所述的第二电压大于所述的第一电压，所述的功率变换器具有第二操作方式，和

当所述控制器使所述第二和第四开关闭合和使所述第一和第三开关打开时，所述第一和所述的第二电压相等，所述功率变换器具有第三操作方式。

2. 根据权利要求1所述的功率变换器，其特征在于，交替地切换所述第一和第二开关或者所述第三和第四开关确定所述第一电压与所

述第二电压之比值。

3. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,功率可以从所述第一电压到所述第二电压或者从所述第二电压到所述第一电压沿着任何一个方向传递。

4. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,所述的功率变换器在所述第一和第二电压之间是对称的。

5. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,还包括:一个滤波器,耦连在所述第一电压的第一和第二极性之间。

6. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,还包括:一个滤波器,耦连在所述第二电压的第一和第二极性之间。

7. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,所述的功率变换器可以作为一个电源或者以一种再生方式操作,而不改变所述开关的所述控制器的操作。

8. 根据权利要求1所述的功率变换器,其特征在于,一个或多个开关包括 MOSFET。

9. 根据权利要求8所述的功率变换器,其特征在于,所述的控制器交替地切换用以作为所述第一和第二开关或者所述第三和第四开关的一对开关,具有插入的延迟,在所述延迟期间,一对开关中的两个开关都关断,电流暂时由所述 MOSFET 的本征二极管部分通过。

10. 一种可变电​​源,包括如在前任何一项权利要求所限定的功率变换器。

11. 一种电动车辆,包括如权利要求1至9中任一项所限定的功率变换器。

12. 一种电压变换器,可以耦连在第一和第二电压之间,其特征

在于,包括:

在所述第一和第二电压的第一极性之间一个公共连接;

一个电容器,在其第一电极处与所述公共连接相耦连;

第一和第二开关,串联连接在所述公共连接与所述电容的第二电极之间,当这两个开关导通时双向传导电流,而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用;

第三和第四开关,串联连接在所述公共连接和所述电容的第二电

极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用；

一个第一电感，耦连在所述第一电压的第二极性与连接所述第一和第二开关的连接点之间；

一个第二电感，耦连在所述第二电压的第二极性与连接所述第三和第四开关的连接点之间；和

一个控制器，用于控制所述开关的操作，以便控制所述第一与所述第二电压之比值；

其中，当所述控制器使所述第一开关打开、使所述第二开关闭合、使所述第三和第四开关交替地切换时，所述的第二电压小于所述的第一电压，所述功率变换器具有第一操作方式，

当所述控制器使所述第一和第二开关交替地切换、使所述第三开关闭合、使所述第四开关打开时，所述的第二电压大于所述的第一电压，所述的功率变换器具有第二操作方式，和

当所述控制器使所述第二和第四开关闭合和使所述第一和第三开关打开时，所述的第一和所述的第二电压相等，所述功率变换器具有第三操作方式。

13.根据权利要求 12 所述的电压变换器，其特征在于，还包括：一个滤波器，耦连在所述第一电压的第一和第二极性之间。

14. 根据权利要求 12 所述的电压变换器，其特征在于，还包括：一个滤波器，耦连在所述第二电压的第一和第二极性之间。

功率变换器和用于功率变换的方法

技术领域

本发明涉及功率变换器和用来在第一和第二电压之间进行电功率变换的功率变换方法，尤其涉及开关方式功率变换器及其方法。

背景技术

美国专利第 4354223 号公开一种应用功率晶体管的上升/下降脉宽调制斩波器电路，允许输出电压从其输入值增大和减小并且跟随一个命令规定参考波形。

上述专利公开的开关是晶体管 9、11、19 和 21，能够控制电流只在一个方向上流动。虽然电路是对称性的，这意味着输入和输出是可以交换的，但是这种对称性是有限制性的。在输出电压低于电源电压时再生就不可能发生，这是因为如果右侧电压低于左侧电压则二极管 23 反向偏置和晶体管 19 不能承受反向电流的缘故。其结果是，由于输出电压低于输入电压，因此再生控制不能主动地降低输出电压。

此外，上述专利第 4 栏第 14 行公开了“该斩波器电路的两个晶体管 19 和 21 交替地被选通进入导通状态”，但是这是有条件的，它只是在基极连接的情况下才是正确的。上述专利第 4 栏第 52 行公开了“正电源电流的通路是由晶体管 11 和二极管 13 提供的”。上述专利第 4 栏第 60-64 行公开了“在时间间隔 T_1 和 T_2 期间，下降的斩波器在脉宽调制方式下不工作，但是晶体管 19 被继续选通来提供正的负载电流通路，而二极管 23 提供负的负载电流通路。”简言之，晶体管 19 和二极管 23 配对和晶体管 19 和二极管 21 配对在脉宽调制方式下被选通进入导通状态，但不是交替地被导通。而是，在重复脉宽调制脉冲的情况下，二极管 21 和 23 交替地导通，或是晶体管 19 和二极管 25 交替地导通，并且这些对的导通与电流流动方向有关。

这种电路不止的缺点是：

1. 二极管具有最小的正向电压降，这意味着总是存在与流经该器件的电流有关的、不可能减小的功耗。
2. 在负载电流或电源电流小于峰值激励电流的区域内，负载电流和电源电流的组合不能限定输入/输出电压的关系，因此必须应用闭环控制技术。

发明内容

本发明的目的是要克服上述现有技术的缺点和解除对应用功率晶体管的上升/下降脉宽调制斩波器电路的限制，以在开关导通时允许流经的电流在双

方向上流通。这就意味着本发明的电路的对称性比现有技术电路的对称性更强。其结果是，本发明的电路在车辆驱动装置中应用时具有许多优点，它允许在基本上与电压比无关的任何电流时施加制动控制。针对现有技术存在的“一旦电动机的电压降低到电源电压就无再生性的制动”的缺点，本发明则在电动机的电压降低到电源电压以下时仍然发生再生性的制动。

本发明使用的开关具有以下特点：在开关导通时能使流经开关的电流在双方向上流通，而开关关断时能够像一个二极管。通过将这些开关放置在具有一种反向偏置二极管部分的取向的半桥对中，使得双向电流开关能够奏效，其中施加在半桥对上的非重叠脉宽调制控制信号总是对于输入/输出电压比具有直接开环的关系。这表明与输入/输出电流的大小和符号无关并且没有与二极管有关的脉宽调制波形周期的一部分或其它部分相关联的功耗。

发明内容

根据本发明的一个方面，这里提供一种功率变换器，用于控制在第一与第二电压之间的功率流动，其特征在于，包括：在所述第一和第二电压的第一极性之间的一个公共连接；一个电容器，在其第一电极处与所述的公共连接相耦连；第一和第二开关，串联连接在所述公共连接与所述电容器的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用；第三和第四开关，串联连接在所述公共连接和所述电容器的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起半导体二极管的作用；一个第一电感，耦连在所述第一电压的第二极性与连接所述第一和第二开关的连接点之间；一个第二电感，耦连在所述第二电压的第二极性与连接所述第三和第四开关的连接点之间；和一个控制器，用于控制所述开关的操作，以便控制在所述第一和第二电压之间的功率流动；其中，当所述控制器使所述第一开关打开、使所述第二开关闭合、使所述第三和第四开关交替地切换时，所述的第二电压小于所述的第一电压，所述功率变换器具有第一操作方式，当所述控制器使所述第一和第二开关交替地切换、使所述第三开关闭合、使所述第四开关打开时，所述的第二电压大于所述的第一电压，所述的功率变换器具有第二操作方式，和当所述控制器使所述第二和第四开关闭合和使所述第一和第三开关打开时，所述第一和所述的第二电压相等，所述功率变换器具有第三操作方式。

根据本发明的另一方面，这里提供一种包括上述功率变换器的可变电

源。

根据本发明的再一方面，这里提供一种包括上述功率变换器的电

动车辆。根据本发明的又一方面，这里提供一种电压变换器，可以耦连在第一和第二电压之间，其特征在于，包括：在所述第一和第二电压的第一极性之间一个公共连接；一个电容器，在其第一电极处与所述公共连接相耦连；第一和第二开关，串联连接在所述公共连接与所述电容的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用；第三和第四开关，串联连接在所述公共连接和所述电容的第二电极之间，当这两个开关导通时双向传导电流，而当这两个开关关断时起一个半导体二极管的作用；一个第一电感，耦连在所述第一电压的第二极性与连接所述第一和第二开关的连接点之间；一个第二电感，耦连在所述第二电压的第二极性与连接所述第三和第四开关的连接点之间；和一个控制器，用于控制所述开关的操作，以便控制所述第一与所述第二电压之比值；其中，当所述控制器使所述第一开关打开、使所述第二开关闭合、使所述第三和第四开关交替地切换时，所述的第二电压小于所述的第一电压，所述功率变换器具有第一操作方式，当所述控制器使所述第一和第二开关交替地切换、使所述第三开关闭合、使所述第四开关打开时，所述的第二电压大于所述的第一电压，所述的功率变换器具有第二操作方式，和当所述控制器使所述第二和第四开关闭合和使所述第一和第三开关打开时，所述的第一和所述的第二电压相等，所述功率变换器具有第三操作方式。

下文将说明本发明及其操作的原理和与现有技术相比所具有的优点，并以举例方式说明本发明的各种实际应用。下文还列出附图，其中包括一些电路的例子和对这些电路的控制的说明。除非专门指出，这些附图仅供参考用于说明本发明的基本原理。

附图说明

图 1 表示按照本发明的第一“开关方式”的功率变换器的一般形式；

图 2 表示图 1 的电路的一种简单地导出的一般形式，其中滤波器简单地是电容器；

图 3 和图 4 表示使用 MOSFET 和简单的电容滤波器的概略的实际电路；（图 3 对于具有较高功率的实际电路是有利的，因为 N 沟道 MOSFET 器件一般可用于较高功率的情况下，其具有比 P 沟道器件较低的“导通电阻”。在图 4 中，使用了 N 型和 P 型两种晶体管，这具有使驱动信号电路简单的优点）；

图 5 和 5a-5e 表示图 2 的电路的控制信号，说明在不同负载条件

下的电路中的电流;

图 6 是现有技术的电路的一种简化的方式;

图 7 和 8a-8b 表示图 3 的电路的控制信号, 并说明在不同负载条件下的电路中的电流;

图 9 表示一种改变的负极性的图 4 的电路;

图 10 表示包括基于图 1 的电路的 3 个电路的三相功率变换器;
以及

图 11 表示包括输入和输出滤波器的图 1 的电路的一种一般形式。

具体实施方式

在本发明的优选的方面中的功率变换器是对称的和双向的, 这些变换器的一般特征是: 它们在右侧和左侧之间设置一个电压比, 并且功率通过变换器沿由负载特性或被连接的电源确定的任何一个方向流动。所述的电压比可以是这样的, 使得在一侧上的电压比在另一侧上的电压较高或者较低, 而与电流的方向和大小无关。具有一种特殊情况, 当两个上端开关 (如图所示) 导通时, 其将直接使两侧彼此相连, 只具有小的串联电阻损耗: 显然, 电压比是 1: 1, 因而功率效率非常高。

因为没有不可避免的电压降 (例如半导体二极管正向压降) 或者任何所需的消耗元件, 没有固有的功率损耗, 并受到实际设计的约束, 所以功率效率可以有利地接近 100%。

所述的设计尤其适用于多相系统, 其中可以实现元件尺寸和成本的大的减少。这种设计拓扑在许多方面是独特的: 在多相设计中, 其区别在于具有可以并联连接的 4 个端子。

这些特征使得这种设计尤其适用于电气车辆控制器, 其位于可充电电池和驱动电动机之间。可以选择电动机和电池的电压特性, 使得在巡航速度下匹配: 在直接连接的特殊情况下, 效率特别高, 即使在巡航速度附近的的速度下, 效率也是高的, 并且电动机的速度可以在从 0 到任何所需的上限速度 (在原理上, 其可以是和任何倍数的电源电

压成比例的速度)之间被控制。

在这个文件中,大部分根据电气车辆的应用来说明本发明的操作,不过本发明具有许多其它的应用领域,如同本领域技术人员容易理解的那样。

操作的理论

图1的基本电路的4个开关可以按照几种组合被关闭,下面的表1列出了这些组合。其中的一些是固定的切换,其中左侧和右侧被直接连接,或者其中可以实现“特殊”的连接,以便隔离电源,或者提供一个对电动机负载的短路(以便提供阻尼或“停车”制动功能)。

表1 有用的开关组合一览表

S4	S3	S2	S1	
OFF	OFF	OFF	OFF	全部截止,整个电路无电流流动
ON	ON	OFF	OFF	电动机(假定在RHS上)由于短路而停止
<切换>		ON	OFF	“下变换”RHS电压<和电流的方向 无关的LHS电压
ON	OFF	ON	OFF	短路,LHS和RHS电压相等
ON	OFF	< 切换 >		“上变换”RHS电压>LHS电压

所述设计的主要操作是作为开关方式的变换器,其中两个开关是有源的,其能够其能够在两个不同电压之间沿任何一个方向传递功率。在实际应用中,一侧可能是电源,例如可充电电池,另一侧是负载,例如电动机。按照习惯,下面的说明把电池放在图的左侧,而把电动机放在右侧。应当注意,可充电电池可以被充电或者被放电,并且直流电动机一般可以作为电动机或发电机,因此根据实际的电池和电动机电压,电流可以沿任何一个方向流动。

在实际应用中,一般的要求是,使电动机从未被驱动的状态(此时其可以是由于对其“短路”而停止)逐渐上升到一个可以改变的工作电压,然后回到0。这种平滑的进展,此时电流、电压和机械负载处于设计范围内,当假定这些特性处于限制之内时,使得能够进行简

单的说明。在实际电路中，还需要附加保护控制特征，这些将在后面说明。

大部分的开关方式变换器是“上变换器”或者是“下变换器”，并且在大多数情况下，电流可以只沿一个方向流动，即从电源流向负载。这种设计是完全对称的，并且可以看出，电流可以沿任何一个分方向流动。据此，可以看出，如果电流反向，则“下变换”成为“上变换”，在下变换时，较低的电流下的较高的电源电压将以较低的电压和较高的电流通过负载。实际上，只有一种“有源”方式的变换。

在电气车辆的例子中，所要求的第一方式是向电动机提供一个小的电压。为此，如图 5 所示，使 S2 导通（ON），S1 截止（OFF），并且使 S3 和 S4 利用具有可变的传号 - 空号定时比的控制信号被驱动，具有这样的特性，即，总是有一个开关导通，但是它们永远不同时导通。（在实际的电路中，这个条件被修改，使得适用于开关器件，并且可以看出，MOSFET 是特别合适的）。按照下述操作（参看图 2）：

在 S2 导通时，电容器 C3 处于电池电压。当 S4 导通时，电流 i_2 被驱动通过 L2，这个电流按照下式增加：

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{V_3 - V_2}{L_2} \quad \dots \text{公式 1}$$

其中：V3 = 电容器 C3 上的电压

V2 = 电容器 C2 上的电压（输出电压）

I2 = 通过 L2 的电流

假定 C2 和 C3 足够大，使得其上的电压在一个周期期间没有大的改变（但是见下面）。

当 S4 关断、S3 导通时，电流从接地轨道被汲取到负载。现在 L2 上的电压反向，并且电流按照下式下降：

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{-V_2}{L_2} \quad \dots \text{公式 2}$$

这是一种简单的同步下变换。

可以看出，对于稳定状态（此时平均电流和负载中的稳态电流一致），在一个周期内电流的上升和下降必须相等，因此可以导出下面

的公式，其表示在输入和输出之间的电压比由 S3、S4 导通的时间 t_3 、 t_4 的比来简单地确定。

$$t_4 \frac{dI_2}{dt(S4\text{导通})} + t_3 \frac{dI_2}{dt(S3\text{导通})} = 0$$

$$t_4 \left(\frac{V_3 - V_2}{L_2} \right) - t_3 \frac{V_2}{L_2} = 0$$

$$t_4 V_3 - t_4 V_2 - t_3 V_2 = 0$$

$$t_4 V_3 = (t_3 + t_4) V_2$$

$$\frac{V_2}{V_3} = \frac{t_4}{t_3 + t_4}$$

...公式 3

当没有负载连接时，净电流是 0，因而产生图 5a 所示的锯齿波形。可以看出，对于每个开关，在其导通周期的第一半周，电流“回到”其轨道，第二半周产生沿“常规”方向的电流。假定大的电容器近似，则锯齿波的幅值（振幅）只由 L_2 、电压和导通时间确定。这个电流被称为“激励的电流”。

如果加上负载，则在原理上，由式 3 的传号 - 空号定时比设置的电压被加到 C2 上，并且负载中的电流将按照外部条件即负载的阻抗和欧姆定律流动。对于电阻负载，这将是一个稳定电流，其被简单地叠加到激励电流上，从而产生图 5b 或图 5c 所示的波形。注意在激励电流和负载电流的幅值（大小）之间没有重要的关系，因此图 5b 的情况和图 5c 的情况都是可能的，图 5b 表示的情况是，仍然具有一个“负电流周期”（其中稳态电流小于激励电流的峰 - 峰值），图 5c 表示的情况是，负载电流超过激励电流。这些都是实际设计的情况。不过或许值得注意，当激励电流占负载电流的一个小的部分时，这种系统可以有利地工作。

不过如果连接一个电流源代替负载，则电流将从负载流向电源，并得到图 5d 和图 5e 的电流波形。注意这是由于负载或电源特性的改变而发生的，不是由于控制功能的任何外在的转变引起的。这种拓扑固有地是双向的，控制信号决定左、右的电压比，而外部阻抗和条件决定电流的方向和大小。

注意，如式 3 所给出的，对于低的“输出”电压，S3 比 S4 导通相当长的时间，并且随着控制信号的比被逐渐地改变以便增加输出电压，S4 的导通时间相对于 S3 的导通时间逐渐增加。当输出电压接近电源 4 的电压时，S4 将在大部分时间内导通，直到其永久导通和 S3 截止。这是一种“短路”状态，其中输出和输入通过 L1,L2,S2 和 S4 相连。这种状态将给出最高的效率，因为没有开关损耗。

不过，这种设计可以进行上变换和下变换，并且可以有利地把输出设置为大于电源电压的任何所需的电压。向这个方式的过渡从“短路”状态开始，其中 S2 和 S4 永久地导通。在这种上变换方式中，S4 保持永久导通，S1 和 S3 开始切换接通一个可变的传号 - 空号比。

如上所述，这个方式仅仅是相反的下变换方式，因此根据电流波形的操作如已经说明的那样。电压控制的公式是：

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{V_3}{V_1} = \frac{t_1 + t_2}{t_2} \quad \dots \text{公式 4}$$

当电压略大于电源电压时，S1 导通相当短的时间。随着其导通时间的增加，输出电压也增加。当 S1 和 S2 的导通时间相等时，输出电压是两倍的电源电压。注意虽然在所有的电流和电压中具有对称性，但是对于相等的传号 - 空号比，上变换的电压比是下变换的电压比的倒数。因而，如果加于负载的电压低于电源电压，则和传号空号比成线性相关，当其超过电源电压时，在原理上，其可以是任何倍数的电源电压。因而在实际设计中，上电压由元件的实际电压额定值确定。

和已知的拓扑相比这种结构具有的优点

美国专利 5734258(Esser)披露了一种开关方式功率变换器电路，其中第一和第二开关器件跨过第一电压源串联连接，第三和第四开关器件跨过第二电压源串联连接，一个电感器被连接在第一和第二开关器件的节点和第三和第四开关器件的节点之间。图 6 是上述专利的变换器电路的简图，这里利用简单的开关重新画出，并且包括和开关器件并联的电容器，如在上述专利中描述的电路的一种优选的形式那样。注意和图 1 相比，开关的标号左右颠倒了，因为这样使得能够对操作

直接进行比较。

图 6 的电路只具有一个电感器，并且没有中间电容器（例如图 1 的 C3），不过，根据开关元件的操作，在原理上是和本发明类似的，即如果随着 S2 导通和 S1 截止，S3 和 S4 间歇地转换，则所述电路是下变换器，如果随着 S4 导通和 S3 截止，S1 和 S2 间歇地转换，则该系统是上变换器。接近之处是，如果 C1 和 C2 足够大，则其上的电压改变不大，此时电路中的电压和电流类似于图 5-5e 所示的电压和电流。

如图 1-4 所示，本发明的拓扑和图 6 的电路相比具有很大的优点，所述的优点在于在总的体积和无功元件（电感器和电容器）的成本之间的折中，以便实现给定的性能。虽然本发明的电路可能需要额外的电容器和额外的电感器，但是就相同的方面进行同样的比较，其使得使用较小的元件（数值因而体积），从而减少了总的电路成本和体积。

这种分析包括两种明显的优点：这种拓扑固有的并且可以在理论和实际上说明的优点，以及在特定的和重要的应用中产生的优点，在这些应用中，这种电路被用于控制在可充电电池和再生负载之间的功率，如本文其它部分所述。

根据在相同的条件下进行比较，最容易说明固有的优点。即，在相同的电压范围（从 0V 到一个电源电压的倍数）、相同的电流、相同的频率、以及在每个电压下驱动信号的相同的定时的条件下比较两种拓扑结构的工作。当激励电流是工作电流的一个小部分时，优点是最突出的，由于许多原因，这是一个需要的比值。

以下变换为例，当激励电流（测量的峰峰值）的比例是平均操作电流的 1/10 时。假定所有的电容都是一个值 C，所有电感都是一个值 L，开始进行比较。

此时在图 6 的电路中，S3 和 S4 的电压切换、L1 中的电流和 C2 中的电压波动分别与 S3 和 S4、L2 和 C2（例如图 2）的相同。不过在图 6 的电路中，在 C1 上的电流需求或者是 0（S1 导通）或者是负载

电流(S2 导通)。因此, 必须选择 C1 足够大, 使得由于开关电流而引起的在 C1 上的电压波动不大于在特定的应用下所允许的值。比较起来, 在本发明中, 这个开关电流由 C3 实现, 并且 L1 和 C1 现在在电源和开关元件之间形成一个滤波器。在本发明中, 在 C1 上的电压波动自然地大大低于 C2 上的电压波动, 因为 C1 L1 滤波器由 C3 上的脉动激励, 而 C2 形成由在 0 和电源电压之间转换的电压信号激励的滤波器(在 L2 中的这个电流当然是“激励”电流)。

当考虑上变换的情况时, 上述的讨论也完全适用。在图 6 的电路中, 每个电容 C1 和 C2 必须足够大, 以便当直接相连的开关 S1 (或 S3) 和 S2(或 S4)正在转换, 并且激起电压波动的电流正在 0 和负载电流(下变换)或者电源电流(上变换)之间转换时, 满足电压脉动规范。

比较起来, 在本发明中, 最大的电流波动是激励电流, 为了进行这个比较, 是图 6 的电流波动的大小的 1/10。注意此处的激励电流是锯齿状的, 而不是图 6 的电路中的方波电流: 这种脉冲的形状具有大的优点, 因为其涉及较慢的电流改变。

因而, 为了实现相同的脉动形状, 在本发明中的 C1 和 C2 可以有利地小于图 6 的电路中的这些电容的值的 1/10。

注意得到构成这种优点的另一种方式是这样的: 在图 6 的电路中, 两个电容 C1 和 C2 必须足够大, 以便保持电压脉动为所需的值, 并且它们其中之一必须发出(或吸收)突然转换的(可变的传号空号比)电流波形。在本发明中, 这个功能是由 C3 实现的。因为 C3 不直接和电源或负载相连, 它们的电压波动可能较大, 因而 C3 (图 2)可以小于 C1 或 C2 (图 6)。此时 C1 和 C2 (图 2)可以大约是图 6 的电路所需的电容器的尺寸的 1/10。

这种比较仅考虑了 C1 和 C2。不过在任何的开关方式结构中, 电压脉动由 L 和 C 值的乘积确定。因而, 如果图 2 中的 L1 和 L2 的每一个被制成具有图 6 的 L1 的值的一半, 则现在具有的电感的总量是相同的, C1 和 C2 则需要加倍, 这样 C1 和 C2 的减少现在是 1/5。

这种讨论使得 C3 作为一个额外的元件。如上所述，可以看出，电流的总的改变和图 6 中的 C1 或 C2 相同。不过这个电容器不直接和电源或者负载相连，并且其不必受到具有低的脉动电压的相同的要求。在实际设计中，可以允许 10 倍或更多倍的可允许的脉动电压的变动，和电源电压相比，这仍然是一个小的电压。在直接比较中，L1 和 L2 现在是现有技术的电路中的 L1 的值的一半。C3 需要具有不大于 C1 和 C2（本发明的）的值。

因而，如果为了举例，现在使两个电路（图 2 和图 6）之间的电感器相等，但是电容器尺寸的比是 $2 \times C$ （图 6）比 $3 \times 0.2C$ （本发明），可以看出，本发明的电容器要求大约是图 6 的 $1/3$ 。

在重要的应用中，其中例如本发明用于控制可充电电池和再生负载例如电动机之间的功率，本发明的实施例也可以提供如下的优点。

大多数可充电电池技术提供非常低的输出阻抗，其中的一部分是大的并联电容器。通常电池电源很少和大的值的电容器 C1 并联。在这种电路和例如图 6 的电路中，通常可以省去大部分的 C1，（只留下相当小的高频解耦电容器）。虽然利用本发明以及图 6 所示的电路这都是可能的，但是如上所述，利用本发明，电池必须承受的电流波动低得多（ $1/10$ ）。

不过在利用图 6 所示的电路的进行上变换的方式中，不可能省去 C2。从 L1 流入 C2 的电流完全是间歇的，因而没有 C2 时，电压偏移是很大的。不过对于许多种负载，例如直流电动机，大的并联耦合电容器没有大的优点，反而确实可能成为缺点（当电动机绕组通过交变磁场运动时，流过非常大的电流）。因而，对于图 6 的电路，具有基本的值的 C2 是必须的，在本发明中，便可以省去全部的 C2 或大部分的 C2。

使用 MOSFET 的实际电路

图 1 和图 2 是一般性的电路。利用电流技术，MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）具有许多使得能够有利地进行实际设计的优点。它们具有其它种类的半导体器件没有的一些性能，适用于用上

面从理论上说明的方式控制这些电路。

MOSFET 可以粗略地比作和一个本征二极管并联的具有由栅源电压控制的导电率的半导体沟道。在施加栅源电压因而沟道导通时，这些器件沿任何方向同样程度地通过电流。在栅源电压为 0 而沟道截止时，导电性由所述二极管确定，即在一个方向被阻断，在特定的正向电压下，在另一个方向导通。

图 5 的切换图假定一对开关分别同时且瞬时导通和截止。利用实际的器件，这是不能实现的。不过，在本发明的优选实施例中，在这种结构中的 MOSFET 的有用的性能使得能够实现高度可控的开关，其可以实现接近 100% 的效率(即没有不可能被减少的固有功率损耗)。这些也是一些其它的优点，如下所述。

在下面的讨论中，使用“常规的”和“非常规的”的电流这些表述。“常规的电流”沿 MOSFET 的正常方向，即对于 N 沟道器件，从漏极到源极，本征二极管被阻断的方向。“非常规”的电流沿着和本征二极管中流通电流的方向相同的方向，但是当指出时，这个电流沿着导电的沟道，而不是通过二极管。在这里所述的应用中，假定在 MOSFET 导通时流过导通沟道的“非常规”电流具有足够低的值，在导电沟道两端产生的电压小于使本征二极管偏置而导通所需的电压。在这个意义上可以说，导通的 MOSFET 是一个短路的本征二极管。

在利用任何开关对例如 S1 和 S2，具有两个重要的考虑：

a_ 不应当存在两个开关都导通的时间。如果发生这种情况，则一个非常高的短路电流将从中间电容器(C3)直接流到地。如果在任何持续的时间内发生这种情况，则电流可能超过器件的额定值，因而 MOSFET 将损坏。如果在跨接的周期内在非常短的时间内发生这种情况，并且此时的电流可以被开关器件允许，则这个“跨接”的电流代表直接的能量损失，因而降低效率。

b_ 这些器件应当在导通和截止之间尽可能快地切换。在任何中间状态，流过的电流通过不具有其最小特征电阻的开关沟道，这通过开关器件中的热耗散再次引起系统的功率损耗。

上述的条件 b 通用于所有的开关系统，并且在实际设计中通过利用具有足够低的阻抗的驱动器驱动栅极来实现所需的开关时间。然而，在本发明的拓扑中，可以看出，被转换的电流的方向是重要的，下面的讨论将说明这个问题。

在这个电路中使用 MOSFET（或者具有类似性能的其他半导体元件）对上述的跨接问题提供了特别容易的解决方案。如果驱动信号被这样设计，使得在一个开关截止和另一个开关导通之间具有一个短的但是确定的延迟，则两个条件都被满足。这些延迟应当是足够长的，以便确保在所有可能的条件以及元件的允差下条件 a 都被满足，但是又要尽可能短。

图 7 表示满足这个条件的栅极驱动信号，具有夸大的延迟。注意这些栅极信号被表示为较大的正信号，以便导致 MOSFET 导通，这正适合于例如图 3 的电路，该电路都是利用 N 沟道 MOSFET 实现的。

考虑 S2 永久导通，S1 截止，以及 S3 和 S4 交替转换的下变换并在最初没有负载的情况。此时电流波形如图 7a 所示。每个导通周期从激励电流沿着和 MOSFET 的常规方向相反的方向流动开始。当每个 MOSFET 导通时，这个电流在导通沟道内流动，并且（因为在设计上要避免功率损耗）在二极管两端产生的 IR 电压不足以使其导通。在一对中的另一个导通之前，使每个 MOSFET 截止。并且，如上所述，现在电流沿着常规方向流动。当然，截止不是瞬时的，导通沟道的电阻随着栅极电荷的除去而增大。

当既没有硬导通也没有硬截止时，MOSFET 确切地、更精确地说是一种跨导器件，即，施加的栅源电压直接地控制漏源电流，其在很大程度上独立于漏源电压。不过，在器件中的电流由电感器控制，并且在这种应用中，电感器中的电流在 MOSFET 的转换时间期间没有大的变化。因而当栅源电压增加到相应的电导小于用于维持电流 I 所需的电导的一点时，则漏源电压开始快速增加。因为电流沿常规的方向流动，产生的电压沿本征二极管的阻断方向，因而不能导通。在图 1 的点 A（或 B）的电压向着相对的轨道移动。电压改变的速率由

过量（即电感器电流减去在器件截止时的电导电流）的对在图 1 的节点 A（或者 B）的电容充电的电流确定。因为“过量的电流”是操作电流中的一个基本的和不断增加的部分，并且节点（A 或 B）的对地电容是低的，在 A（或 B）的电压改变的速率是重要的，并且其将非常快地摆动到相对的轨道电压。如果例如 S3 截止，则在 B 点的电压增加到等于 C3 上的电压。

现在因为在栅极驱动信号中没有延迟，S4 此时不导通。因此 B 点的电压升高超过 C3 的电压，直到其足以使 S4 的本征二极管导通为止。现在随着 S3 的电导下降（注意在该点 S3 的漏极电压被箝位，因此寄生的漏栅“反向传递”电容停止，加速栅极上的电压的改变），传导电流从 S3 转移到本征二极管。在一个小的时间之后，S4 导通，但是当其完全导通时，其将仅仅短路其自身的本征二极管，并且 S4 两端的导通电压减少到由其自身的导通沟道电阻和流过的电流确定的电压。

当设计目标是最大功率效率，并且假定当导通时并且电流沿“非常规方向”流动时在 MOSFET 上产生的最大电压小于其本征二极管的正向导通电压时，上述的分析是正确的。

在这些情况下，现在可以理解，可以控制切换条件，使得对高的功率效率有利。和 S3 的转换相关的功率损耗具有等于工作电压乘以开关电流的有效部分的最大值，（这是大多数半导体开关的特性），不过在这个转换中，电感器的作用是帮助进行开关切换，因而确保损耗功率的时间最小。

S4 的导通没有类似的耗散。最大的开关损耗简单地等于工作电流乘以本征二极管的正向电压，并且切换的时间是非常短的，这是因为改变漏极电压的时间非常短。特别注意，虽然当本征二极管导通时，由于其正向电压特性而具有不可避免的功率损耗，通过控制导通定时，可以减少其导通时间，使得其对于总的效率降低的贡献任意小。

图 8a 表示这种开关转换的一些细节。

在没有负载的情况下，两种转换都具有这个特性，本领域技术人

员应当理解，这适用于上变换和下变换两种情况。

现在再次考虑下变换的情况，其中稳态负载电流大于峰峰激励电流。在这种情况下，S4 总是沿常规方向导通，而 S3 总是沿非常规方向。显然，S4 截止、S3 导通的转换和“没有负载”的情况下相同。

对于 S3 截止 S4 导通的情况则不同。电流的方向是非常规的。当 S3 截止时，S3 两端上的电压现在改变刚好足以使其本征二极管开始导通，并且在图 1 的点 B 的电压没有大的改变。

在一个小的时间之后，S4 导通。只要其导通，便开始向节点 B 提供电流，但是在点 B 的电压直到 S4 提供全部的电流以及 S3 的本征二极管被偏置而截止，不会开始改变。就功率消耗而言，这是一种最坏情况下的转换，因为最大消耗等于总电流乘以总的工作电压。在电感器中的电流的意义不帮助在点 B 的电压摆动。S3 的本征二极管的短的时间间隔的导通在波形中产生了一个小的阶跃电压 10，如图 8b 所示。和上述的情况一样，和该二极管的导通相关的功率损耗可以借助于把这个时间间隔减到最小来减到最小。

考虑具有实际负载的（此时负载电流超过峰峰激励电流）上变换情况表明，现在 S1 中的全部导通都沿常规的方向，而 S2 的全部导通都沿“非常规”的情况。因而，当 S1 截止时，借助于电感器中的电流的方向，在点 A 具有一个快速的电压转换，然后是 S2 的本征二极管导通的一个短的时间间隔，紧随其后的是在 S2 导通时通过 MOSFET 沟道的导通。然而当 S2 截止时，导通切换到其自身的本征二极管，随后是 S1 的完全导通。

因而可以看出，根据图 7 和图 8 所示的操作波形，建立了一个简单的规则。当器件中的电流沿“常规”方向并处于其截止的时间时，在电感器中的电流的方向帮助快速的电压摆动，由其它开关的本征二极管的一个短的导通时间间隔跟随着。当器件中的导通处于“非常规”方向时，则截止导致其自身的本征二极管的一个短时间的导通，被由其它导通的器件驱动的正常电压转换跟随着。

为了完整性，只需要概述再生的情况，此时电流方向和上述例子

中的方向相反。当然这由早期的观察覆盖了，即，处于下变换的再生和“常规的”上变换相同（以及处于上变换的再生是简单的常规的下变换）。因此，由上述的讨论，能够容易地确定在任何情况下的开关转换的性质。

本发明的其它特征

上述的部分概括了发明的基本内容及其利用 MOSFET 开关的重要的实施方式。下面的部分概述一些变形和特征。

关于 MOSFET 的类型的使用的说明

图 3 和图 4 表示两个特别有用的电路。如下所述，通过简单地改变符号，可以构成负极性的电路，并且可以构成全部使用 P 沟道器件的电路（不过通常不是优选的，因为一般地说其性能较差）。

不过在全部使用一种类型的开关的电路和使用两种类型的开关的电路之间，具有几点属于结构性的操作的不同，并且所有的这些考虑都可以借助于考虑图 3 和图 4 的电路导出。

首先，如其它处所述，图 1 的电路及其派生物只能在相同的输入和输出极性下操作，并且 MOSFET 只能构成其中极性是固定的一种子类的电路。对于电路操作来说有这样一种需要，即，当所有的 MOSFET 都截止时，应当没有电流流动，并且这要求在所有的本征二极管应当被偏置而截止的条件下实现。

一般地说，N 型的 MOSFET 优于 P 型的，在成本和尺寸相同时，N 型的比 P 型的具有较低的导通电阻。它们还趋于提供较好的动态性能，对于给定数量的栅极电荷，具有较低的导通电阻。因此，当需要大功率时，图 3 的电路一般是优选的。

不过，为了实现图 3，上部 MOSFET 的驱动电路比图 4 电路更加复杂。在较低功率下，可利用具有足够性能的 P 沟道 MOSFET，此时，图 4 的电路是有利的。

再生

在一个普通的实际例子中，如果（如图所示）电路的左侧和可充电电池相连，而右侧和直流电动机相连，则变换器的控制信号可以使所述电动机在可变的电压下（因而可变的速率）被驱动。当电动机代表负载时，功率将从电池流向电动机，因而流向任何机械负载。不过，如果电动机负载具有惯性，例如由飞轮提供的，则当控制信号被设置使得电动机变慢时，则电动机作为发电机。存储在飞轮中的机械能将被转换成电能，并从右方流向左方，向所述电池充电。类似地，如果使用电动机驱动电动车辆，则当车辆下坡时其速率可被控制，使得借助于电动机的发电作用对导出充电。因而这些变换器可被分类为“再生的”，并且所述再生作用不需要在驱动和再生之间转换的“转换器”。

可变的电压源

虽然直流电动机的驱动是一种主要的应用，但还有许多其它的应用。因为再生作用，如果一侧（为了方便，没有其它的原因，所示为左侧）和电压源（其能够供给和吸收电流，同时保持电压基本恒定，一般是可充电电池）相连，则右侧也具有“电压源”的特性，其中借助于控制信号把要维持的电压设置为一个对固定电压的比值，并且右侧电压的任何由所述设置值改变的趋势都将引起电流沿着使得校正所述改变的方向流动）。此时控制信号可以被这样设置，使得产生任意的电压波形。如果由这些波形驱动负载具有任何存储特性，则所述驱动是高效率的：存储的能量将被返回左侧被存储，当输出电压的改变要求这样时。因而这些变换器可被用作可变电压源，其具有极宽的使用范围。在许多情况下，它们将代替常规的功率放大器，提供高效和能量再生的优点。

极性

图 3 和图 4 的实际的 MOSFET 电路只能用作相对于“地”或“公

共点”是“正极性”的直流电源。不过，改变符号（如图 9 所示，该图是图 4 的镜像）表明“负的”电源变换器是如何构成的。不过，这种单一极性的限制来自 MOSFET 开关的特性，而并非图 1 本身的拓扑结构。利用可以在两种极性下工作的开关，在原理上，变换器的两侧都可以和交流电路相连。此时，输入和输出必须是具有相同频率的交流，基本上同时过零，但是交流信号的频率低于变换器转换的频率，此时在每侧上的波形将是独立的。

多相变换器

和其它的 DC-DC 变换器一样，具有通过使在多相驱动电路中的多个开关元件共用存储电容器(图 1-4 的 C1,C2,,C3)可以获得的优点。如果具有 N 个单独的相，则一般地说，和相同总功率的单相比较，在所述的拓扑中的每个位置的总电容减小 N 的平方倍。在所述 N 的平方倍中，一个 N 倍来自这样的事实：现在 N 个电容共用负载，另一个 N 倍是因为在电流时间间隔之间的时间现在要除以 N。

这种在多相系统中的共用能力对于几种拓扑是共同的，不过本发明的“分开的 π 形”结构和其它拓扑的区别在于，它具有 4 个必须在相的两端并联连接的端子：

输入/输出（左）

输入/输出（右）

公共（地）

存储器

这些端子在图 1-4 中被示意地示出了。

图 10 是三相“分开的 π 形”变换器的简图，其中各个元件具有从图 1 的一般形式中导出的任何形式。

基本拓扑的改型

基本设计可以具有许多改型，在所有改型中，基本元件都可从图 1 得到。最重要的改变是除 L1 和 L2 之外的滤波器，以便适合特定的

应用。作为例子，在通过这个电路由可充电电池对电动机供电的情况下，电容器 C1 和 C2 可以被完全省去，或者被大大减小它们的值。可充电电池一般具有非常大的自身的内部电容，并对变换器呈现低的电源阻抗。如果认为可充电电池位于图的左方，则电容器 C1 的值可被减小，只足以抑制由电流变化产生的作用在和电池相连的电缆的阻抗上的高频电压即可。直流电动机主要具有“电压源”（或者“电压吸收器”，当电动机按照常规方式运行时）的特性，因为其机械转动惯性维持只能缓慢变化的“反电势”。C2 也应当被选择使得足以抑制高频脉冲，不过主要由感性的电源（即 L2，C2 只具有一个小的值时）供电一般不是缺点，并且其优点在于，其可以减少高频机械应力，这种应力是当由非常紧密地控制的电压馈电的绕组遇到跨过极的宽度的必须改变的磁场时发生的。

在频谱的相对端，滤波器可以采用图 11 所示的形式，其中增加了附加的滤波器“极”。这里的目的是保持在输入端和输出端的电压“脉动”被减到最小。和所有电气滤波器一样，当把电感器和电容器分成两个或多个部分时，它们的较小的总体积或者较低的成本可以产生较大的滤波效果。因而，参看图 11，如果 C1,C4,L1,L3 的值是在单级滤波器的情况下的一半，则在点 C 的电压偏移将是在单级时的 4 倍，但是在点 D 将按照相同的比例大大降低。

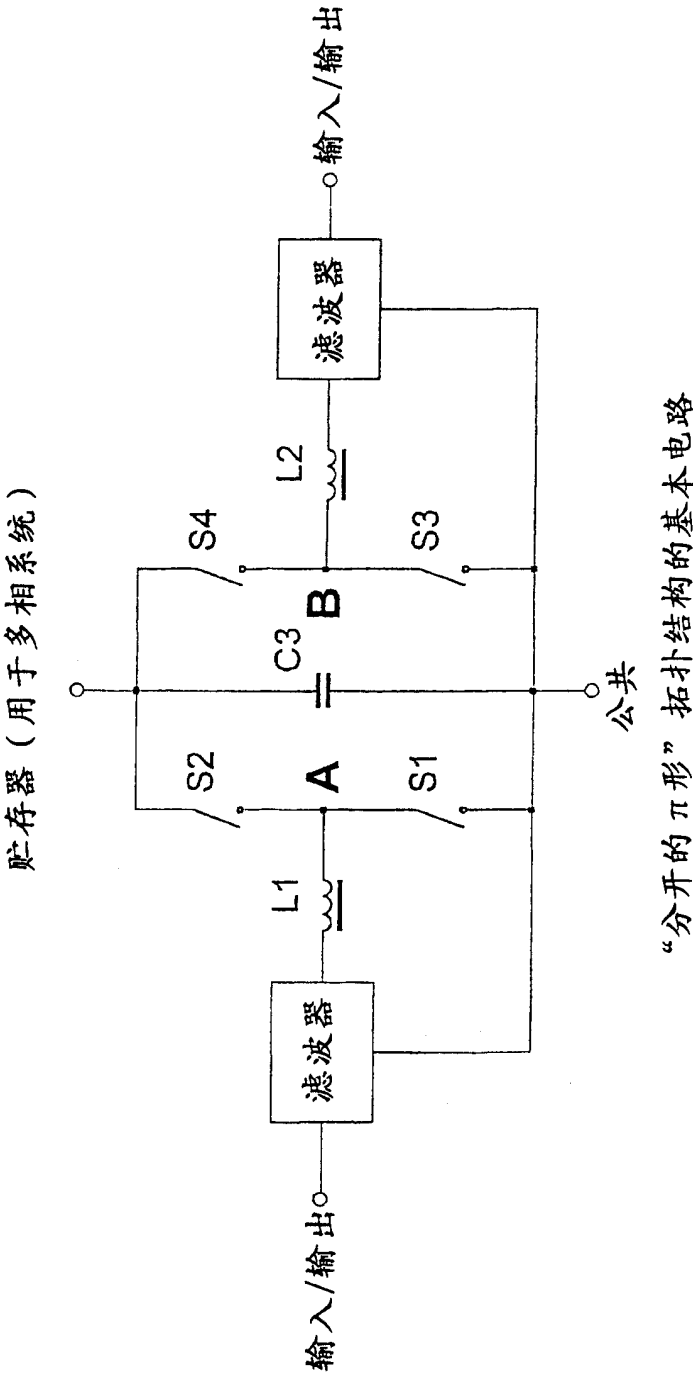
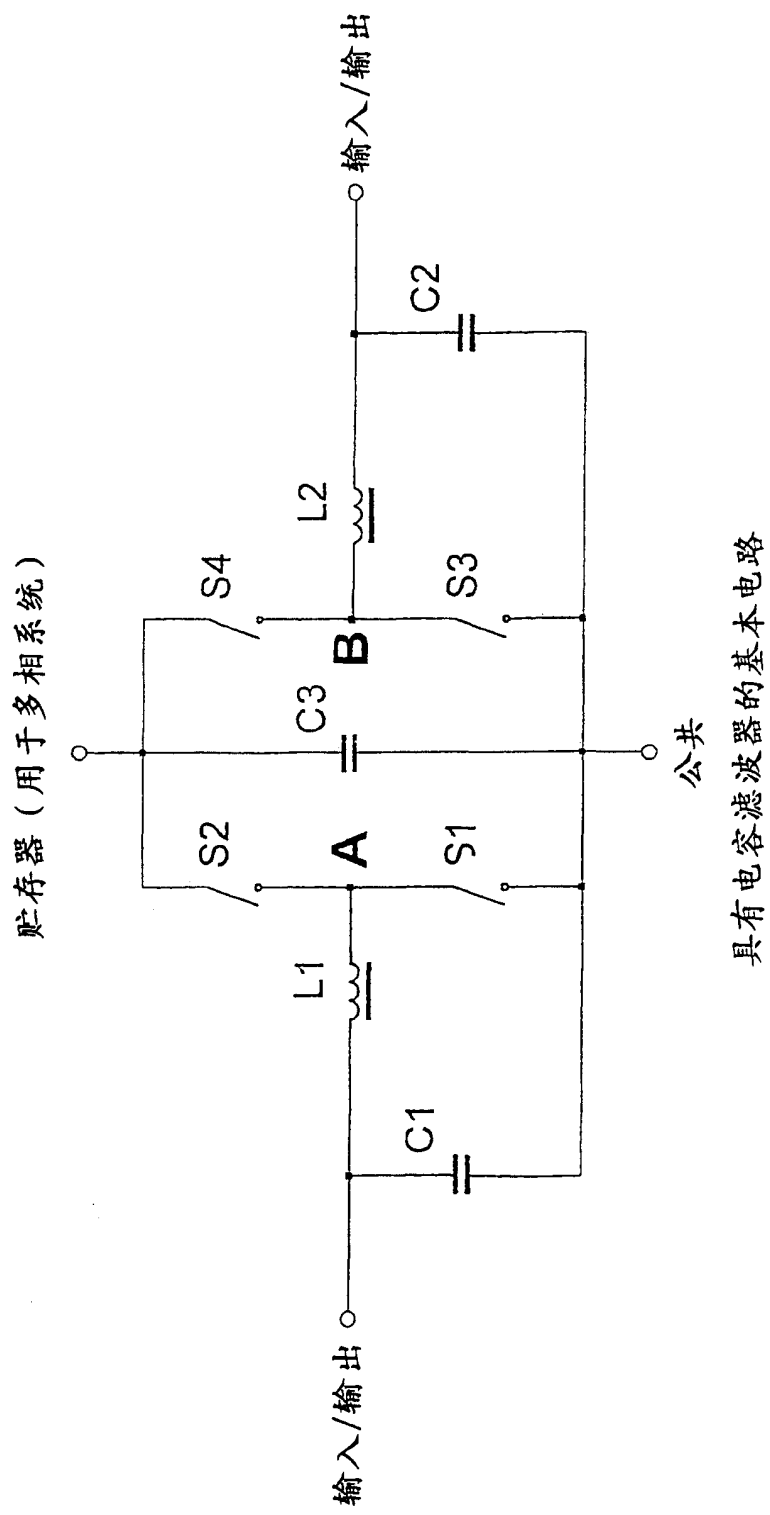


图1



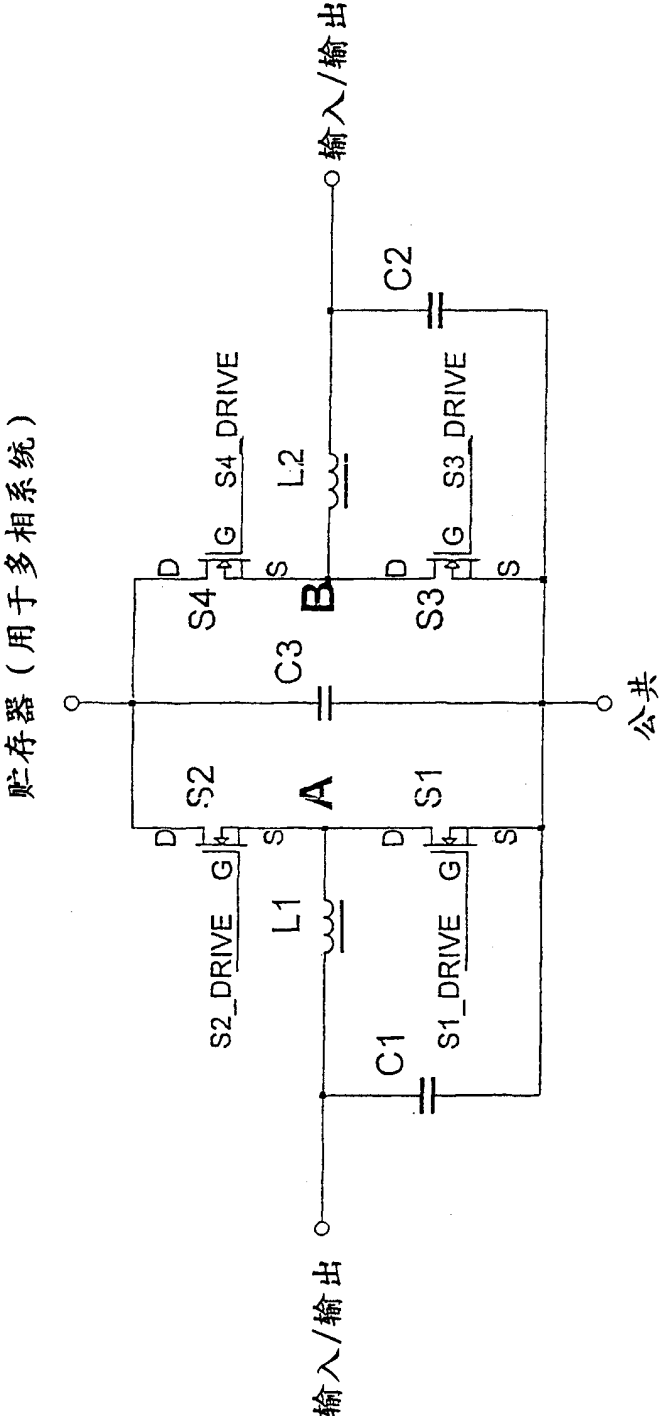


图3 具有N型沟道MOSFET开关的电容器滤波器电路

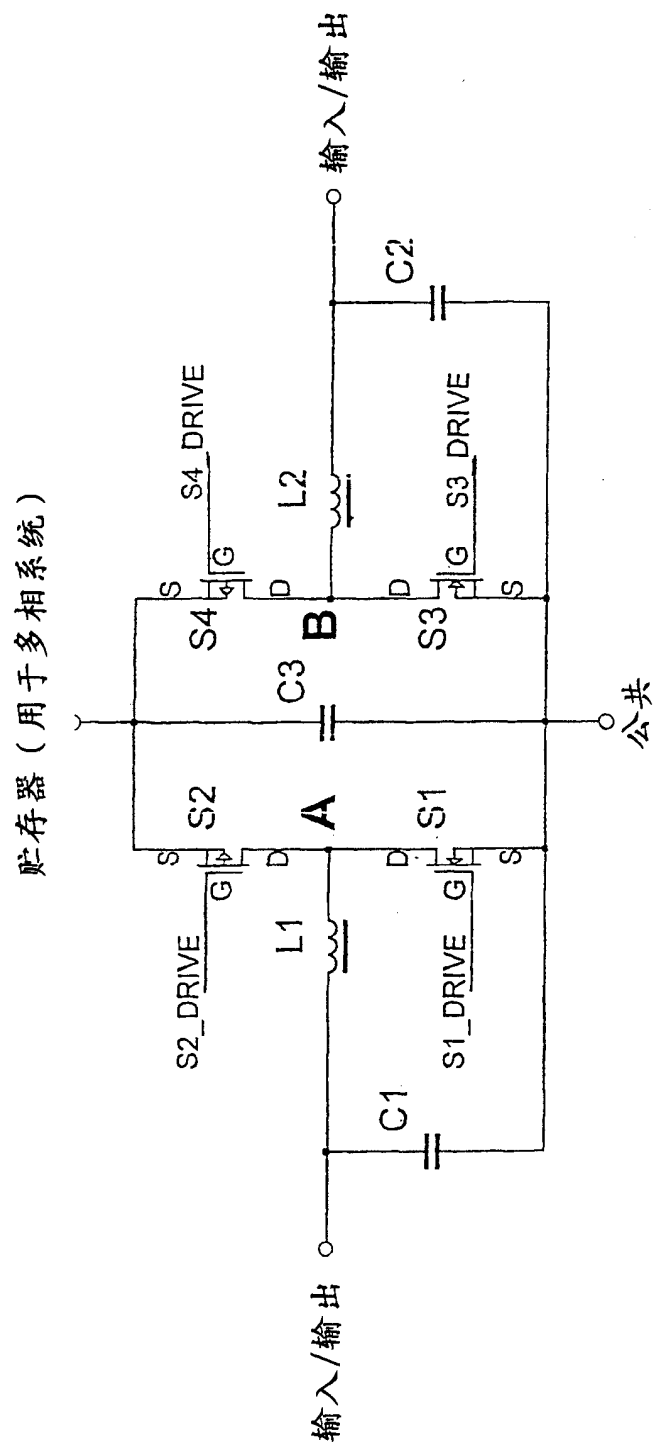


图4 具有混合型MOSFET开关的电容器滤波器电路

图5 基本电压波形

开关的控制信号

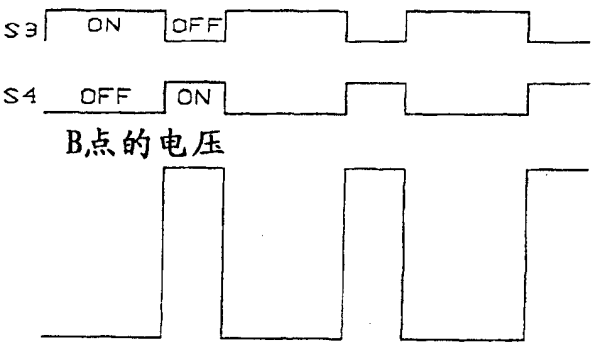


图5a 无负载电流

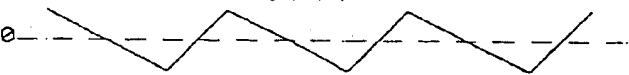


图5b 轻载电流

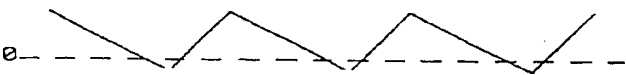


图5c 重载电流

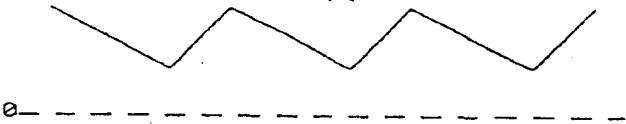
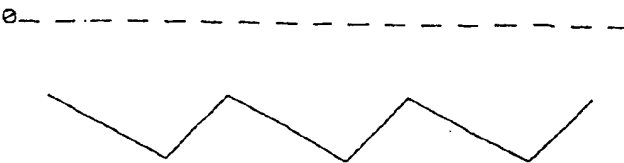


图5d 轻的再生电流



图5e 重的再生电流



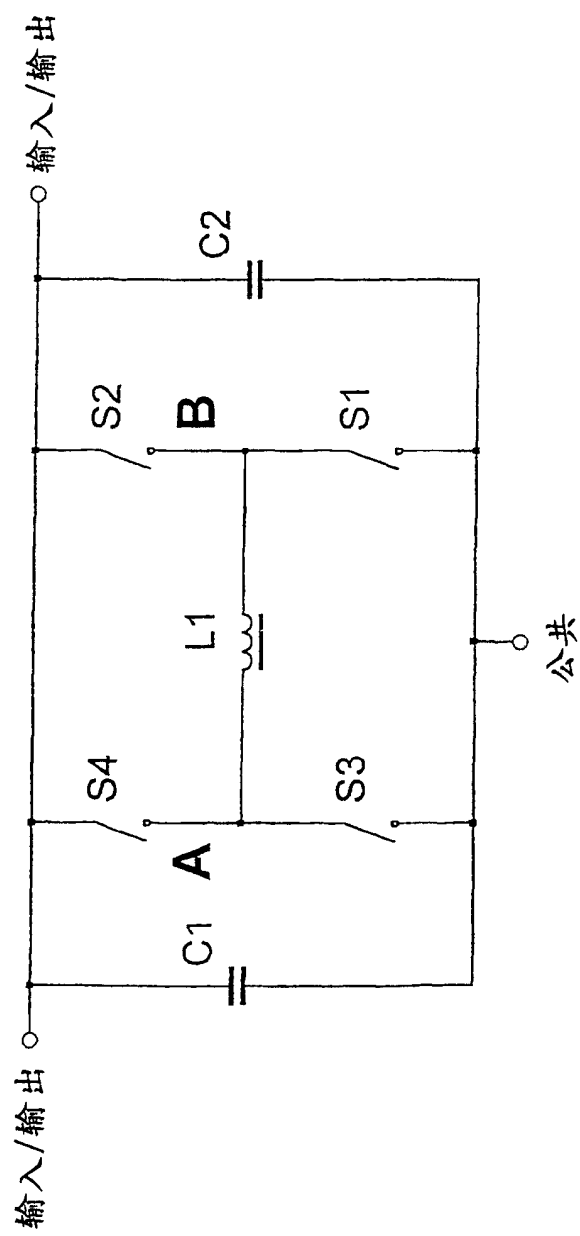


图6 现有技术的拓扑结构

图7 图3的电路的控制信号
具有夸大的延迟的切换控制信号

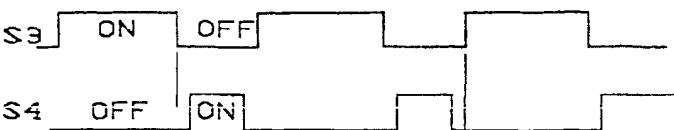


图8a 在空载时在B点的电压和L2中的电流

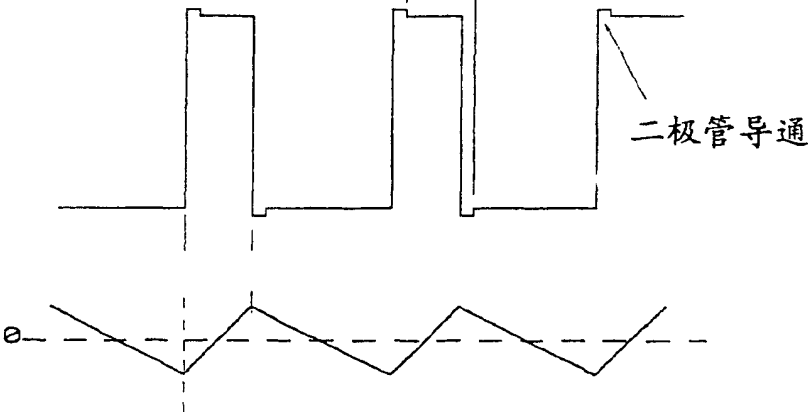
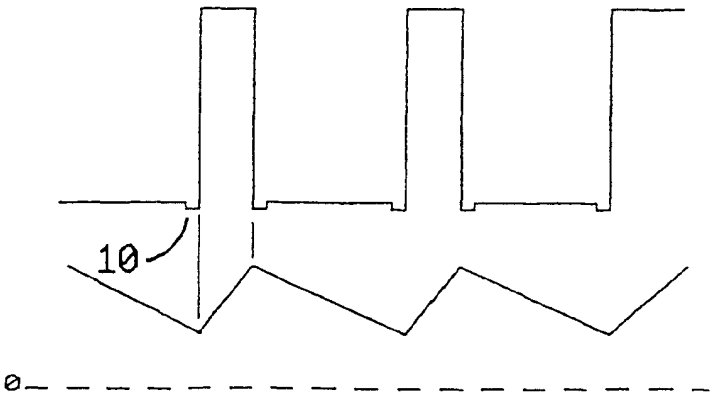


图8b 重载时在B点的电压和L2中的电流



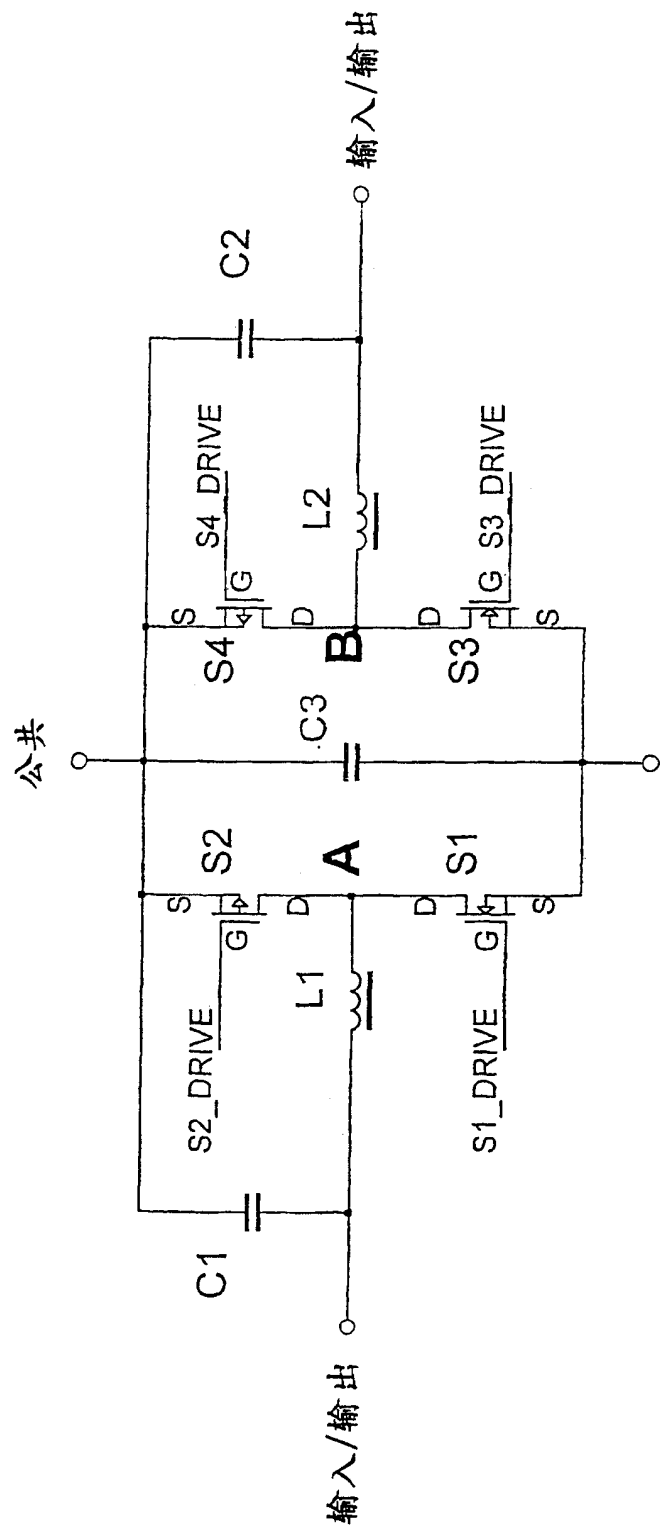
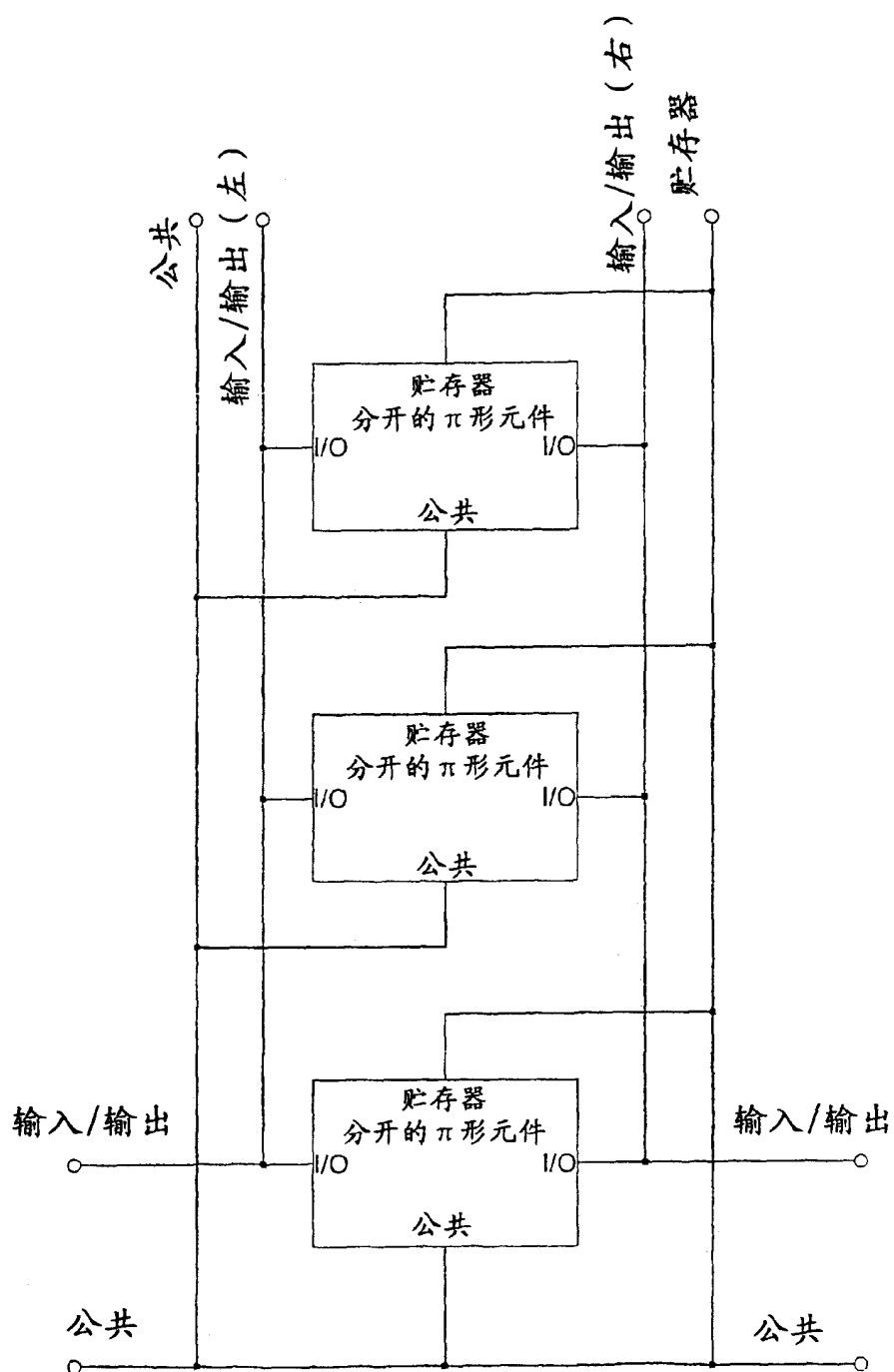


图4的负极性方式

图9



由图得到的具有3个元件的三相变换器
示出了扩展到更多的相
控制信号未示出

图10

