



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03155681.7

[43] 公开日 2005年3月9日

[11] 公开号 CN 1592061A

[22] 申请日 2003.9.1 [21] 申请号 03155681.7

[71] 申请人 台达电子工业股份有限公司

地址 台湾省桃园县

[72] 发明人 应建平 林 桦 朱秋花 蔡文荫

[74] 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

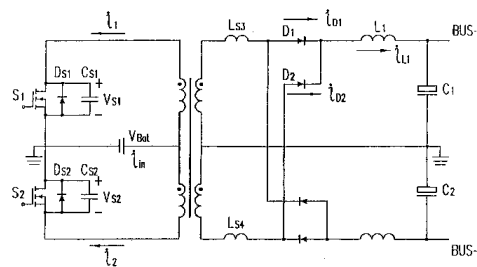
代理人 潘培坤 楼仙英

权利要求书2页 说明书8页 附图9页

[54] 发明名称 推挽式变换器及用于电源供应器、不断电供电系统的方法

[57] 摘要

本发明提供了一种零电压切换推挽式变换器及用于电源供应器、不断电供电系统的方法，其中该零电压切换推挽式变换器包含：一变压器，包含一具有中心抽头的一次侧绕组以及一二次侧绕组；一电能储存供应装置，其一端与该一次侧绕组的中心抽头电连接，另一端接地；一第一主开关元件，其第一端电连接该一次侧绕组的一第一端，其第二端接地；一第二主开关元件，其第一端接地，其第二端电连接该一次侧绕组的一第二端；以及一整流电路单元，与该二次侧绕组电连接，将该二次侧绕组提供的一交流电转换输出为一直流电，使得该一次侧电路的开关元件于零电压切换。



1. 一种零电压切换推挽式变换器，其特征在于包含：
 - 一变压器，包含一具有中心抽头的一次侧绕组以及一二次侧绕组；
 - 一电能储存供应装置，其一端与该一次侧绕组的中心抽头电连接，另一
- 5 端接地；
 - 一第一主开关元件，其第一端电连接该一次侧绕组的一第一端，其第二端接地；
 - 一第二主开关元件，其第一端接地，其第二端电连接该一次侧绕组的一第二端；以及
- 10 一整流电路单元，与该二次侧绕组电连接，将该二次侧绕组提供的一交流电转换输出为一直流电，使得该一次侧电路的开关元件于零电压切换。
2. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中该电能储存供应装置为一电瓶。
3. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中
- 15 该第一主开关元件以及该第二主开关元件分别包含一寄生电容与一反并二极管。
4. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中该具有中心抽头的一次侧绕组包含匝数相同的两个绕组。
5. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中
- 20 该变压器的二次侧更包含一中心抽头，该具有中心抽头的二次侧绕组包含匝数相同的两个绕组。
6. 如权利要求 5 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中该整流电路单元：
 - 为一桥式整流电路，与该变压器的二次侧的中心抽头，形成一正、负直
- 25 流母线电压输出，而该桥式整流电路是由两个双半波整流电路组成；或
 - 为一半波整流电路，将该交流电转换输出为该直流电。
7. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器，其特征在于，其中该变压器的一次侧与二次侧之间更包含一磁路以增加该一次侧与二次侧间的漏感，而两个一次侧绕组则采用并绕的方式组成以提高耦合度。

8. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器, 其特征在于, 其中该整流电路单元为一单相桥式整流电路或一倍流整流电路。

9. 如权利要求 1 所述的零电压切换推挽式变换器, 其特征在于, 其中利用该变压器的激磁电流来实现推挽式变换器的一次侧电路零电压切换。

5 10. 一种电源供应器的零电压切换方法, 其特征在于, 该电源供应器包含一变压器, 其包含具有中心抽头的一次侧绕组以及一二次侧绕组; 一电瓶, 其一端与该一次侧绕组的中心抽头电连接; 两个主开关元件, 电连接该一次侧绕组; 以及一整流电路单元, 与该二次侧绕组电连接, 将该二次侧绕组提供的一交流电转换输出为一直流电, 该方法是利用该变压器的一激磁电流来
10 实现该电源供应器的一次侧电路零电压切换。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 其中该电源供应器为一推挽式变换器。

12. 一种不断电供电系统的控制方法, 其特征在于, 用以控制一零电压切换推挽式变换器, 该零电压切换推挽式变换器应用在一以电能储存供应装置
15 供电且有后续的功率变换的系统中, 该控制方法包含下列步骤:

于重载时, 该推挽式变换器操作在一固定工作周期比值;

于轻载时且该电能储存供应装置处于放电后期时, 该推挽式变换器操作在一固定工作周期比值; 以及

于轻载时且该电能储存供应装置于放电前期, 该推挽式变换器操作在脉
20 冲宽度调制模式。

推挽式变换器及用于电源供应器、不断电供电系统的方法

技术领域

- 5 本发明为一种零电压切换推挽式(Push-Pull)变换器及用于电源供应器、不断电供电系统的方法，尤指一种推挽式(Push-Pull)变换器使其一次侧电路于零电压时切换。

背景技术

- 10 对在线式不断电供电系统(UPS)来说，一般有三种工作模式：在线模式、备份模式和旁路模式。备份供电模式时由电池通过一直流-直流变换器和一逆变器向负载供电。通常由直流-直流变换器将电池电压转换升压至直流母线所需的电压值；而逆变器将直流母线的直流电压转换成交流电压输出。

- 受单一电池的电压值所限，UPS 系统中电池组一般采用串联供电的模式。为了提高系统的可靠性，所串电池的数量一般都较少，导致电池组输出电压值较低。与半桥及全桥架构的变换器相比，Push-Pull 变换器具有相对较低的导通损耗，因而常被用在一些中小功率的 UPS 系统中。

- 为了提高 UPS 系统的功率密度，提高电源系统的工作频率是必然的选择。为了使电源系统能以较高的开关频率工作，必须降低开关损耗。此外，
20 由于蓄电池本身提供电能的能力非常有限，因此对所供电系统的效率要求相对较高。基于以上原因，对各种软开关电路的研究变得十分重要。

- 本发明在充分研究电池放电特性的基础上，首先阐明了一种非常适用于 UPS 系统中直流-直流变换器的特殊工作模式。根据该工作模式，提出了一种 UPS 系统重载时、或轻载且电池处于放电后期时，利用变压器激磁电流来实现
25 现 Push-Pull 变换器一次侧电路零电压切换的方法，降低了电路的开关损耗，有助于 UPS 系统效率的提高。

现有技术中实现 Push-Pull 直流-直流变换器软开关的方法如下：

(1) 零电压切换 Push-Pull 变换器

图 1 是变压器二次侧为同步整流的零电压切换 Push-Pull 变换器电路示

意图。该电路利用变压器激磁电流及适当配置一次侧主开关元件和二次侧同步整流器的驱动信号来实现所有开关元件的零电压导通。

该零电压电路的显著优点是对工作周期比值 (duty ratio) 没有特殊要求, 能用于脉冲宽度调制模式 (PWM); 但该电路增加了开关元件的数量, 并且控制相对较为复杂, 不适用于对成本要求较高的场合。

(2) ZVS LCL 谐振式 Push-Pull 变换器

图 2 是 LCL 谐振式 Push-Pull 变换器电路示意图。其中第一个 L (电路上为 L_1) 指的是变压器折算到二次侧的漏感, 这种电路的独特之处在于谐振 CL 单元位于整流二极管的后面, LCL 谐振电路的谐振角频率为:

10

$$\omega = \sqrt{\frac{L_1 + L}{L_1 LC}}$$

受变压器激磁电流和开关元件漏源电容缓冲效应的作用, 一次侧的主开关元件可工作在零电压切换状态; 而谐振电容对整流二极管的反向恢复也可产生一定的抑制作用。

这种 Push-Pull 变换器虽然能实现主开关元件的 ZVS 导通, 但它对工作周期比值的严格要求, 需要工作周期比值比较大的定频开回路控制; 而且其谐振频率的设定值最好为两倍的切换频率。如果不满足上述两个条件, 其谐振效果会大受影响。此外, 对于给定的切换频率和变压器漏感, 其 CL 元件的选择也存在着折衷。如果 C 值选择过大, 虽然谐振电容上的电压涟波及整流二极管的电压应力会较小, 但必然导致 C 及 L 上电流涟波的增大; 若 L 值较大就会导致相反的结果。此外谐振深度的选择也非常重要, 否则即使开关损耗减小了, 导通损耗却增加了。而且由于谐振电流直接流过负载, 因此输出电压的涟波比较难以控制。

(3) ZVCS LC 谐振式 Push-Pull 变换器

图 3 是 ZVCS LC 谐振式 Push-Pull 变换器电路示意图。谐振电路中 L 为变压器折算到二次侧的漏感。主开关元件的驱动为工作周期比值略小于 0.5 的定频脉冲。LC 谐振电路的品质因素要足够低以使谐振电流 i_r 工作在断续工作模式。

该电路利用变压器的激磁电流和开关元件的漏源电容实现变压器一次

侧主开关元件的零电压导通,利用变压器二次侧 LC 谐振电路的谐振电流(i_r)为零来实现主开关元件的零电流截止。

与 ZVS LCL 谐振式 Push-Pull 变换器不同,由于绝大部分的谐振电流都流过输出电容,因此比较容易控制输出电压的涟波。但是该电路谐振深度的选择非常重要,否则会导致较高的导通损耗。

发明内容

本发明的目的在于提供一种 UPS 系统重载时、或轻载且电池处于放电后期时,利用变压器激磁电流来实现 Push-Pull 变换器一次侧电路零电压切换的方法,降低了电路的切换损耗,有助于 UPS 系统效率的提高。

根据本案的第一构想提供了一种零电压切换推挽式变换器,其特征在于包含:一变压器,包含一具有中心抽头的一次侧绕组以及一二次侧绕组;一电能储存供应装置,其一端与该一次侧绕组的中心抽头电连接,另一端接地;一第一主开关元件,其第一端电连接该一次侧绕组的一第一端,其第二端接地;一第二主开关元件,其第一端接地,其第二端电连接该一次侧绕组的一第二端;以及一整流电路单元,与该二次侧绕组电连接,将该二次侧绕组提供的一交流电转换输出为一直流电,使得该一次侧电路的开关元件于零电压切换。

根据上述构想,其中该电能储存供应装置为一电瓶。

根据上述构想,其中该第一主开关元件以及该第二主开关元件分别包含一寄生电容与一反并二极管。

根据上述构想,其中该具有中心抽头的一次侧绕组包含具有相同匝数的两个绕组。

根据上述构想,其中该变压器的二次侧更包含一中心抽头,该具有中心抽头的二次侧绕组包含具有相同匝数的两个绕组。

根据上述构想,其中该变压器的一次侧与二次侧之间更包含一磁路以增加该一次侧与二次侧间的漏感,而两个一次侧绕组则采用并绕的方式组成以提高耦合度。

根据上述构想,其中该整流电路单元为一桥式整流电路,与该变压器的二次侧的中心抽头,形成一正、负直流母线电压输出。

根据上述构想，其中该桥式整流电路由两个双半波整流电路组成。

根据上述构想，其中该整流电路单元为一双半波整流电路，将该交流电转换输出为该直流电。

根据上述构想，其中该整流电路单元为一单相桥式整流电路。

5 根据上述构想，其中该整流电路单元为一倍流整流电路。

根据上述构想，其中利用该变压器的激磁电流来实现推挽式变换器的一次侧电路零电压切换。

10 根据本案的第二构想提供了一种电源供应器的零电压切换方法，其特征在于，该电源供应器包含一变压器，其包括具有中心抽头的一次侧绕组以及一二次侧绕组；一电瓶，其一端与该一次侧绕组的中心抽头电连接；两个主开关元件，电连接该一次侧绕组；以及一整流电路单元，与该二次侧绕组电连接，将该二次侧绕组提供的一交流电转换输出为一直流电，该方法是利用该变压器的一激磁电流来实现该电源供应器的一次侧电路零电压切换。

根据上述构想，其中该电源供应器为一推挽式变换器。

15 根据本案的第三构想提供了一种不断电供电系统的控制方法，其特征在于，用以控制一零电压切换推挽式变换器，该零电压切换推挽式变换器应用在一以电能储存供应装置供电且有后续的功率变换的系统中，该控制方法包含下列步骤：于重载时，该推挽式变换器操作在一固定工作周期比值；于轻载时且该电能储存供应装置处于放电后期时，该推挽式变换器操作在一固定工作周期比值；以及于轻载时且该电能储存供应装置于放电前期，该推挽式变换器操作在脉冲宽度调制（PWM）模式。

20

附图说明

25 图 1 为现有变压器二次侧采用同步整流的零电压切换 Push-Pull 变换器的
主电路架构示意图

图 2 为现有 ZVS LCL 谐振式 Push-Pull 变换器的
主电路架构示意图

图 3 为现有 ZVCS LC 谐振式 Push-Pull 变换器的
主电路架构示意图

图 4 为本案第四构想的直流-直流变换器输出
电压的工作模式示意图

30 图 5 为本案第一较佳实施例的零电压切换 Push-Pull 变换器的
主电路架构示意图

图 6 为本案第一较佳实施例的零电压切换的工作时序示意图

图 7 为本案第二较佳实施例的零电压切换 Push-Pull 变换器的主电路架构示意图

图 8 为本案第三较佳实施例的零电压切换 Push-Pull 变换器的主电路架构示意图

图 9 为本案第四较佳实施例的零电压切换 Push-Pull 变换器的主电路架构示意图

具体实施方式

10 本发明在充分研究电池放电特性的基础上，首先阐明了一种非常适用于 UPS 系统中直流-直流变换器的特殊工作模式。根据该工作模式，提出了一种 UPS 系统重载时、或轻载且电池处于放电后期时，利用变压器激磁电流来实现 Push-Pull 变换器一次侧电路零电压切换的方法，降低了电路的切换损耗，有助于 UPS 系统效率的提高。

15 UPS 系统中直流-直流变换器的特殊工作模式：

对 UPS 系统中的直流-直流变换器来说，其输出在一定范围内都不需要稳压，UPS 输出电压的稳定可由后级逆变器来保证。根据这样的概念，UPS 系统中直流-直流变换器的一种特殊工作模式是：输入电压小于一定值(V_{SET})时，工作周期比值恒定并保持为相对较高值（接近 0.5），输出电压随电池
20 电压的增加而增加；当电池电压高于一定值(V_{SET})时，系统进入 PWM 调制模式，直流-直流变换器输出电压稳定在某一设定值(V_{ST})。其工作模式如图 4 所示，其中 A 段为恒定工作周期比值模式，B 段为 PWM 稳压模式。

由密封免维护蓄电池的放电曲线可知：若电池的放电速率较低，则放电前期电池电压在很长时间内都能维持在较高值，至放电后期电池电压迅速降
25 低；若电池的放电速率较高，即使放电前期电池电压值也不是很高，且只能维持较短时间，至放电后期电池电压迅速下降。这样，在电池放电前期，若 UPS 输出重载，则电池放电速率相对较大，电池电压保持在相对较低电位；若 UPS 输出轻载，电池放电速率则相对较小，电池电压会维持在较高电位。而在电池放电后期，不管 UPS 系统是轻载还是重载，
30 电池电压值都较低。结合 UPS 系统中直流-直流变换器的特殊工作模式，则

有如下的对应关系：UPS 重载，或 UPS 轻载且电池已处于放电后期，电路工作在恒定工作周期比值模式（工作周期比值接近 0.5），对应于图 4 中的 A 段；UPS 轻载且电池处于放电前期，电路工作在 PWM 稳压模式，对应于图 4 中的 B 段。

5 (2) 零电压切换 Push-Pull 变换器

图 5 是零电压切换 Push-Pull 变换器的主电路架构，其中 C_{S1} 、 C_{S2} 、 D_{S1} 和 D_{S2} 可以是开关元件的寄生参数，也可以是外加分立元件或是两者的组合；而 L_{S3} 和 L_{S4} 要求具有一定的数值，可由外加电感及变压器一次侧绕组与二次侧绕组之间的漏感两部分组成。为了减小实际系统中磁性元件的数量，只需将变压器一次侧绕组与二次侧绕组之间的漏感设置得足够大，外加电感即可省略。这可通过变压器的优化设计来实现。实际绕制变压器时，通过并绕两个一次侧绕组来优化两者之间的耦合；同时在变压器中人为增加一分磁路来使一次侧绕组与二次侧绕组之间的耦合变差，从而达到增加漏感的目的。

图 6 为零电压切换的工作时序图，图中所示各物理量所代表的含义及参考方向如图 5 所示。假定电路负载较重，则电路工作在恒定工作周期比值模式，且工作周期比值接近 0.5。在一个切换周期内电路可分为 12 个工作阶段，其中后六个阶段与前六个阶段完全对称。由于篇幅所限，仅就前六个阶段作简单的分析。

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)：主开关元件 S_1 处于导通状态，电源向负载提供能量。二次侧整流二极管 D_2 、 D_3 处于导通状态， $i_1 = i_{in}$ ， $i_{L1} = i_{L2} = i_{D2} = i_{D3} = -i_T$ 。

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$)： t_1 时刻， S_1 开始截止。由于两个一次侧绕组之间耦合良好，变压器一次侧的电流由流过一个绕组改为同时流过两个一次侧绕组， $i_2 = -i_1$ ， $i_{in} = 0$ 。受变压器激磁电流和负载电流的共同作用，电容 C_{S1} 开始充电， v_{S1} 由零开始上升；而电容 C_{S2} 开始放电， v_{S2} 由 2 倍的电池电压值 ($2V_{Bat}$) 开始下降。由于该过程时间常数很大且时间很短，假设 i_{L1} 、 i_{D2} 及 i_T 基本保持不变。至 t_2 时刻 $v_{S1} = v_{S2} = V_{Bat}$ ，变压器绕组压降为零。此时 D_1 与 D_4 开始导通，若 L_{S3} 和 L_{S4} 值很小以至于可忽略不计，则变压器二次侧被短路，其绕组压降被钳位在零伏特， v_{S1} 及 v_{S2} 一直维持在 V_{Bat} 的数值直至 S_2 的触发脉冲到来，这样开关元件就不具备零电压导通条件。若变压器漏感足够大，电路则进入阶段 3。

阶段3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻 $v_{S1}=v_{S2}=V_{Bat}$ 时, 变压器绕组压降为0, 此时 D_1 与 D_4 开始导通, i_{D2} 、 i_{D3} 开始慢慢下降, i_{D1} 、 i_{D4} 开始慢慢上升, $i_{L1}=i_{D1}+i_{D2}$, 而 $i_T=i_{D1}-i_{D3}$ ($=i_{D1}-i_{D2}$) 仍小于零。由于电感 L_{S3} 和 L_{S4} 具有一定的数值, 使得变压器二次侧不会被两个二极管的同时导通所短路, 电容 C_{S1} 继续充电、 C_{S2} 继续放电, 因为折算到一次侧的负载电流有下降的趋势, 故电容 C_{S1} 与 C_{S2} 5 的电压变化率有所下降; 直到 t_3 时刻 $v_{S1}=2V_{Bat}$, $v_{S2}=0$ 。

阶段4 ($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻 $v_{S2}=0$, 二极管 D_{S2} 开始导通, 从而为 S_2 的导通创造了零电压条件。在这期间 i_{D2} 、 i_{D3} 继续下降, i_{D1} 、 i_{D4} 继续上升直至 t_4 时刻 $i_{D1}=i_{D2}=i_{D3}=i_{D4}$, $i_T=0$ 。

10 阶段5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻二次侧所有的整流二极管电流都相等, 此后 $i_T=i_{D1}-i_{D2}$ 大于零, 变压器二次侧电流改变方向。至 t_5 时刻, 二极管 D_{S2} 零电流关断。

阶段6 ($t_5 \sim t_6$): 主开关元件 S_2 零电压导通。在这期间 i_{D2} 、 i_{D3} 继续下降, i_{D1} 、 i_{D4} 继续上升直至 t_6 时刻 $i_{L1}=i_{L2}=i_{D1}=i_{D4}=i_T$, $i_{D2}=i_{D3}=0$ 。

15 t_6 时刻以后, 电源向负载传送能量, 开始另半个切换周期的工作过程。具体的工作过程与上述的6个阶段完全对称。

以上工作过程是在电路工作在较重的负载情况下获得的。如果UPS轻载且处于电池放电后期, 则电池电压较低, 直流-直流变换器也将工作在恒定工作周期比值模式, 且工作周期比值接近0.5, 同样可实现Push-Pull变换器一次侧电路的零电压切换。如果UPS轻载且处于电池放电前期, 则电池电压较高, 直流-直流变换器进入PWM工作模式, 电路工作周期比值明显减小。当 20 电路工作到 t_5 时刻时, 由于电路工作周期比值较小, 此时 S_2 的驱动脉冲还没有发出, 导致电流重新流经 C_{S2} 而使 S_2 两端电压由零开始上升; 同理电流重新流经 C_{S1} 而使 S_1 两端电压由 $2V_{Bat}$ 开始下降; 从而在回路中产生振荡, 这样 S_2 就不再具备零电压导通条件。但由于轻载情况下电路的损耗本来就小, 而且由于电池是处于放电前期电路的运行时间还较短, 因此不会对系统的热 25 设计产生太大的压力。

由以上的分析可知, 在备份供电模式, 基于特殊的工作模式, 当UPS系统负载较重时, 或负载较轻但已处于电池放电后期, 利用变压器激磁电流即可实现Push-Pull变换器一次侧电路的零电压切换。该零电压Push-Pull变换器非常适用于电池供电且输出在一定范围内不需要稳压的电路中。 30

本发明在充分研究电池放电特性的基础上，根据一特殊工作模式，提出了一种 UPS 系统重载时、或轻载且电池处于放电后期时，利用变压器激磁电流实现 Push-Pull 变换器一次侧电路零电压切换的方法，降低了电路的切换损耗，有助于 UPS 系统效率的提高。

5 图 5 所示的零电压切换 Push-Pull 变换器适用于 UPS 系统的直流-直流变换器部分，该零电压切换 Push-Pull 变换器的输出为正负母线形式。Push-Pull 变换器内部变压器的一次侧为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组，二次侧也为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组。二次侧电路为一单相桥式整流电路单元（可分解为两个双半波整流单元），它与变压器二次侧
10 的中心抽头一起，形成正负母线电压输出。

图 7 所示的电路为本发明的另一个较佳实施例，也用于 UPS 的直流-直流变换器中，该零电压切换 Push-Pull 变换器的输出为一组直流母线形式。Push-Pull 变换器内部变压器的一次侧为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组，二次侧也为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组。二次侧电路为一
15 双半波整流电路单元，形成一组直流电压输出。

图 8 所示的电路也是本发明的另一个较佳实施例，也可用于 UPS 的直流-直流变换器中，该零电压切换 Push-Pull 变换器的输出为一组直流母线形式。Push-Pull 变换器内部变压器的一次侧为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组，二次侧只有一个绕组。二次侧电路为一单相桥式整流电路单元，形成
20 一组直流电压输出。

图 9 所示的电路也是本发明的一个较佳实施例，可用于 UPS 的直流-直流变换器中，该零电压切换 Push-Pull 变换器的输出为一组直流母线形式。Push-Pull 变换器内部变压器的一次侧为带中心抽头的具有相同匝数的两个绕组，二次侧只有一个绕组。二次侧整流电路采用倍流方式，形成一组直流
25 电压输出。

综合上述，本发明提出了一种 UPS 系统重载时、或轻载且电池处于放电后期时，利用变压器激磁电流来实现 Push-Pull 变换器一次侧电路零电压切换的方法，降低了电路的切换损耗，有助于 UPS 系统效率的提高。凡本领域的技术人员根据前述实施方式所做的等效变化，皆应属于本发明的权利要求
30 保护范围之内。

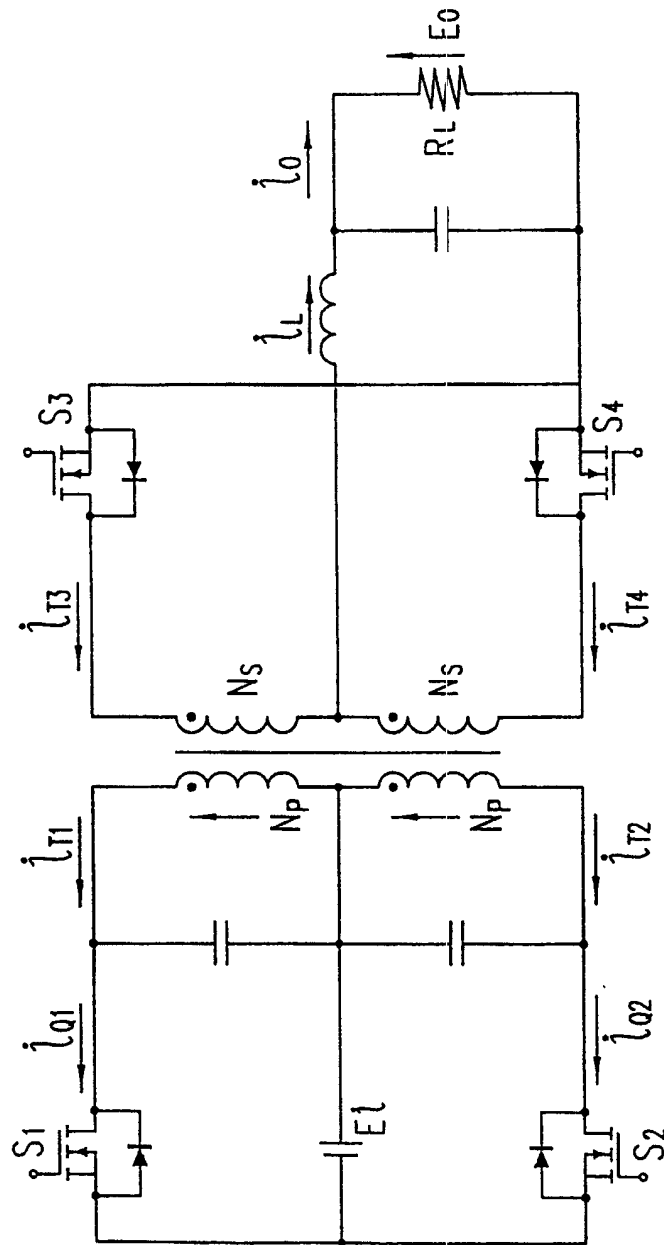


图 1

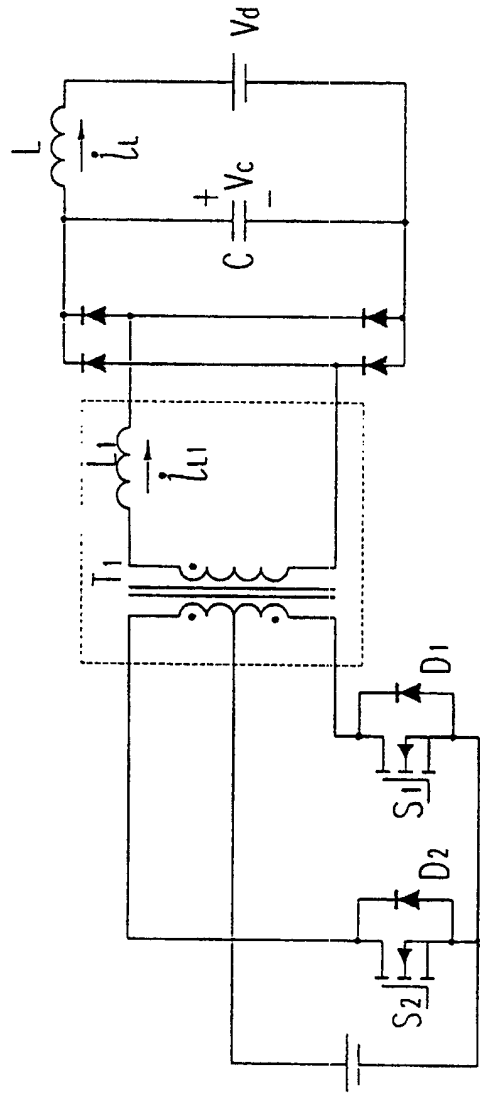


图 2

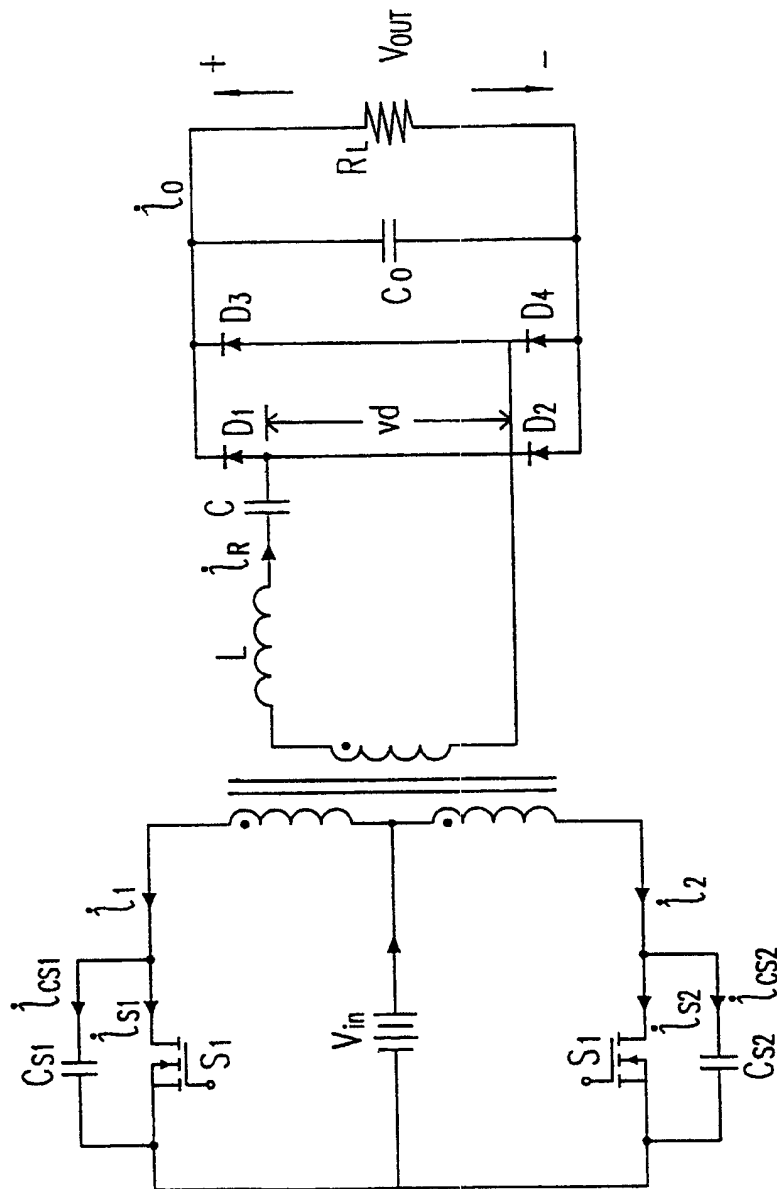


图 3

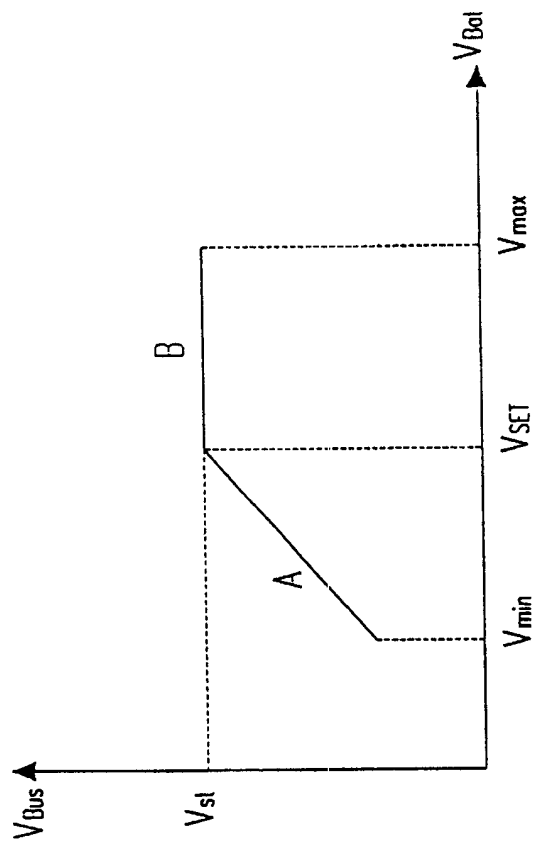


图 4

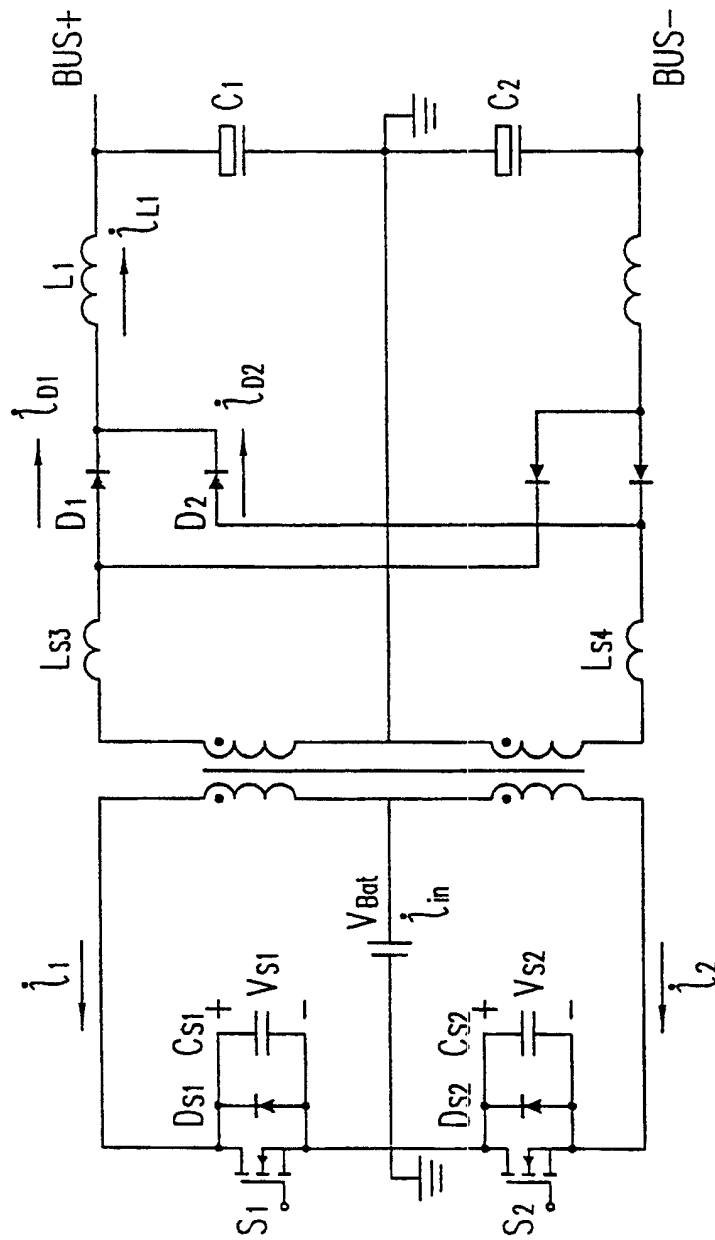


图 5

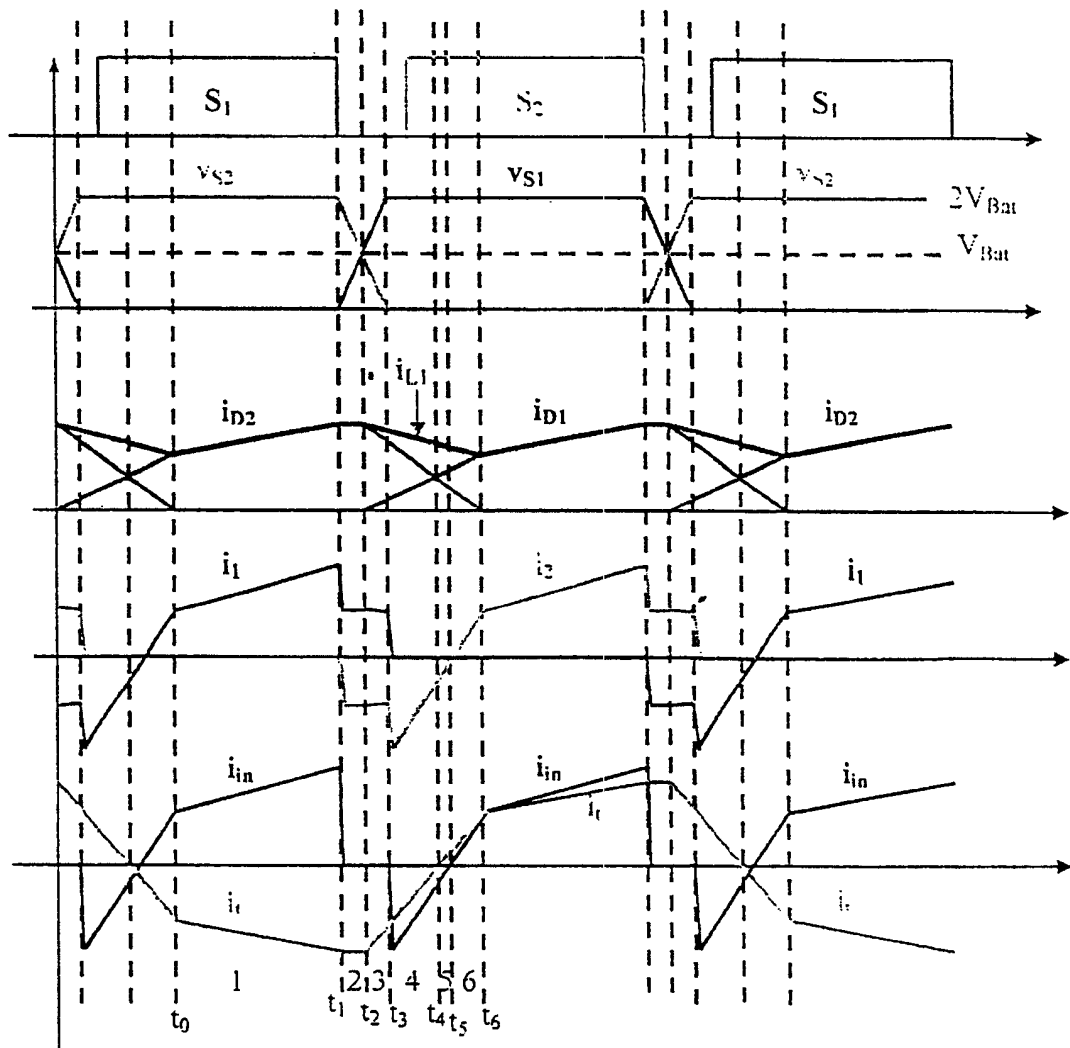


图 6

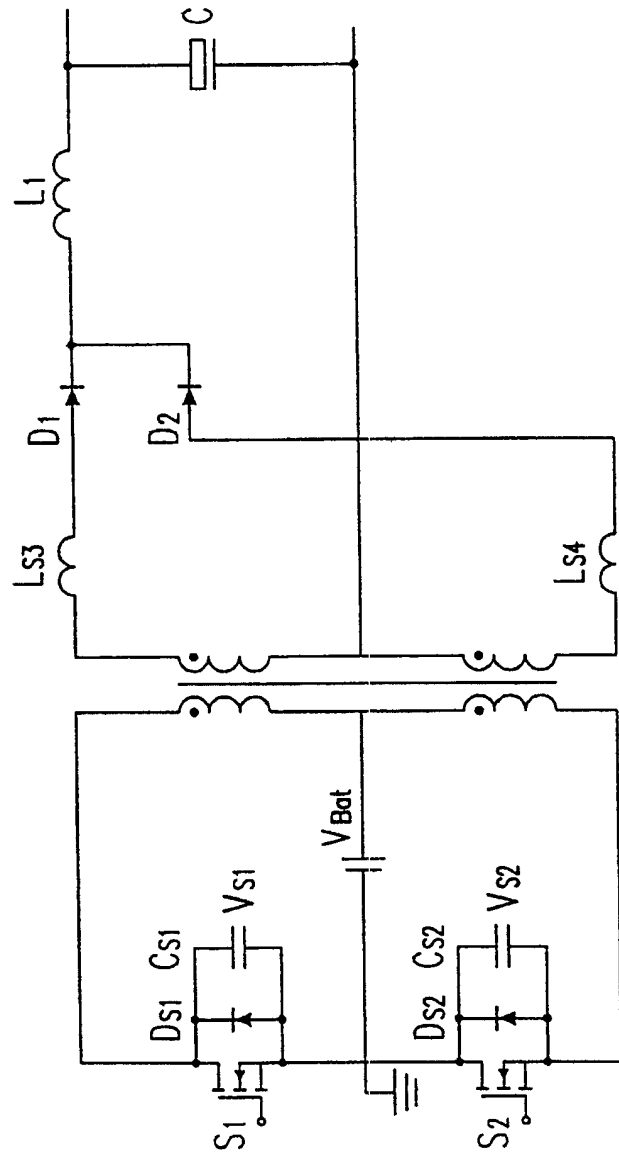


图 7

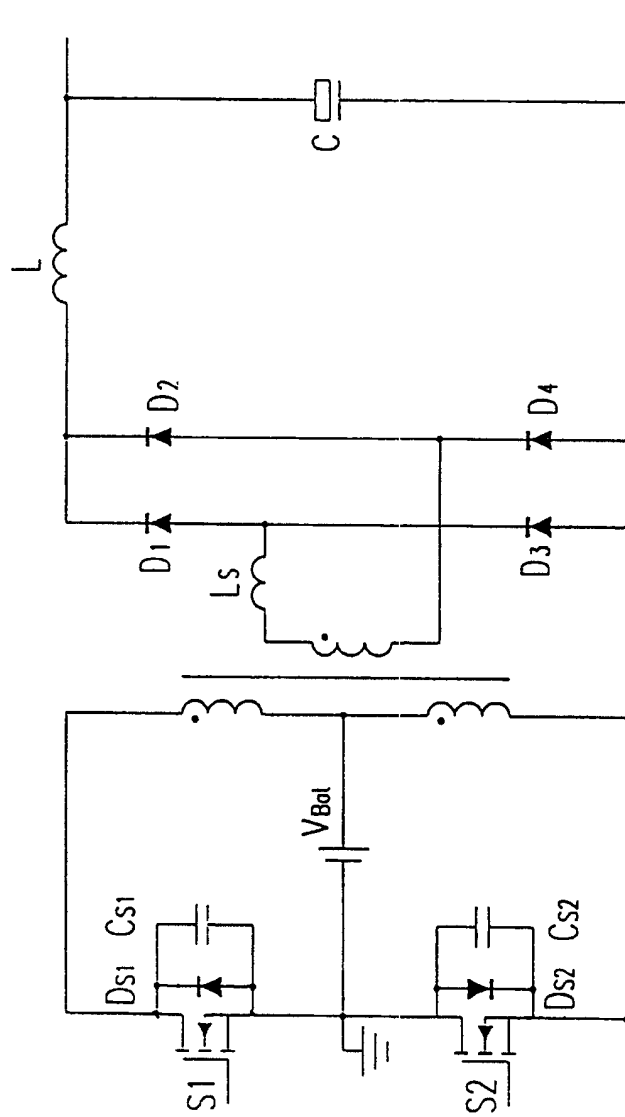


图 8

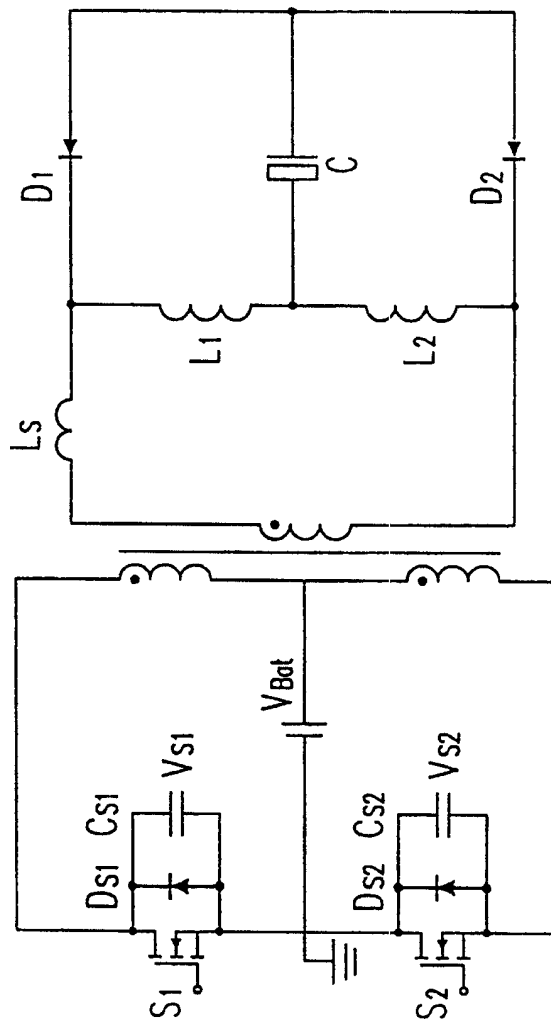


图 9