

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
H02M 7/537 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910184507.6

[43] 公开日 2010年1月27日

[11] 公开号 CN 101635530A

[22] 申请日 2009.8.28

[21] 申请号 200910184507.6

[71] 申请人 南京航空航天大学

地址 210016 江苏省南京市白下区御道街29号

[72] 发明人 吴红飞 张犁 邢岩

[74] 专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司  
代理人 许方

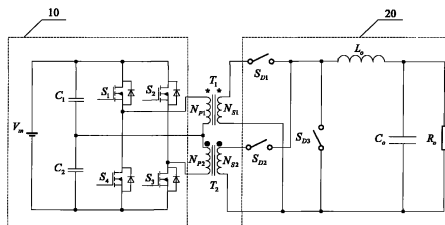
权利要求书1页 说明书4页 附图4页

## [54] 发明名称

一种单级正激式高频链逆变器

## [57] 摘要

本发明公开了一种单级正激式高频链逆变器，属电力电子变换器领域。该逆变器结构包括原边电路、第一高频变压器、第二高频变压器和副边电路，原边电路由电源、两个分压电容、四个功率开关管构成；第一和第二高频变压器均由原边绕组和副边绕组构成；副边电路由三个四象限高频功率开关、滤波电感、滤波电容和负载构成。该逆变器是由两个双向功率流正激变换器单元在输入端交错串联、输出端交错并联构成，两个正激单元始终交错工作，开关管的体二极管实现高频变压器的磁复位。本发明原副边开关管电压应力低、分压电容容量小、变换效率高、可靠性高，适用于中、高压输入场合，尤其在新能源发电领域具有广泛的应用前景。



1、一种单级正激式高频链逆变器，其特征在于：包括原边电路（10）、第一高频变压器（ $T_1$ ）、第二高频变压器（ $T_2$ ）和副边电路（20），其中：原边电路（10）包括直流电源（ $V_m$ ）、第一分压电容（ $C_1$ ）、第二分压电容（ $C_2$ ）、第一功率开关管（ $S_1$ ）、第二功率开关管（ $S_2$ ）、第三功率开关管（ $S_3$ ）和第四功率开关管（ $S_4$ ），直流电源（ $V_m$ ）的正极分别连接第一分压电容（ $C_1$ ）的一端、第一功率开关管（ $S_1$ ）的漏极和第二功率开关管（ $S_2$ ）的漏极，直流电源（ $V_m$ ）的负极分别连接第二分压电容（ $C_2$ ）的一端、第四功率开关管（ $S_4$ ）的源极和第三功率开关管（ $S_3$ ）的源极；第一高频变压器（ $T_1$ ）包括第一原边绕组（ $N_{P1}$ ）和第一副边绕组（ $N_{S1}$ ），第二高频变压器（ $T_2$ ）包括第二原边绕组（ $N_{P2}$ ）和第二副边绕组（ $N_{S2}$ ），第一原边绕组（ $N_{P1}$ ）的同名端分别连接第一功率开关管（ $S_1$ ）的源极和第四功率开关管（ $S_4$ ）的漏极，第一原边绕组（ $N_{P1}$ ）的非同名端分别连接第二原边绕组（ $N_{P2}$ ）的同名端、第一分压电容（ $C_1$ ）的另一端和第二分压电容（ $C_2$ ）的另一端，第二原边绕组（ $N_{P2}$ ）的非同名端分别连接第二功率开关管（ $S_2$ ）的源极和第三功率开关管（ $S_3$ ）的漏极；副边电路（20）包括第一四象限高频功率开关（ $S_{D1}$ ）、第二四象限高频功率开关（ $S_{D2}$ ）、第三四象限高频功率开关（ $S_{D3}$ ）、滤波电感（ $L_o$ ）、滤波电容（ $C_o$ ）和负载（ $R_o$ ），第一四象限高频功率开关（ $S_{D1}$ ）的一端连接第一副边绕组（ $N_{S1}$ ）的同名端，第一四象限高频功率开关（ $S_{D1}$ ）的另一端分别连接第二四象限高频功率开关（ $S_{D2}$ ）的一端、第三四象限高频功率开关（ $S_{D3}$ ）的一端和滤波电感（ $L_o$ ）的一端，第二四象限高频功率开关（ $S_{D2}$ ）的另一端连接第二副边绕组（ $N_{S2}$ ）的同名端，第二副边绕组（ $N_{S2}$ ）的非同名端分别连接第一副边绕组（ $N_{S1}$ ）的非同名端、第三四象限高频功率开关（ $S_{D3}$ ）的另一端、滤波电容（ $C_o$ ）的一端和负载（ $R_o$ ）的一端，滤波电感（ $L_o$ ）的另一端分别连接滤波电容（ $C_o$ ）的另一端和负载（ $R_o$ ）的另一端。

## 一种单级正激式高频链逆变器

### 技术领域

本发明涉及一种逆变器，尤其涉及一种单级正激式高频链逆变器，属于电力电子变换器领域。

### 背景技术

逆变器是应用功率半导体器件将直流电转换成交流电以供交流负载使用的功率变换装置。输出交流负载与输入直流电源间有高频电气隔离的逆变器，称为高频链逆变器，高频电气隔离元件在逆变器中主要起如下作用：（1）实现了逆变器输出与输入之间的电器隔离，提高了逆变器运行的安全性、可靠性和电磁兼容性；（2）实现了逆变器输出电压与输入电压之间的匹配，即允许输入电压在宽范围内变化时保证输出电压的质量，使其应用范围大大拓宽；（3）高频变压器的工作频率在 20kHz 以上，其体积、重量及音频噪声被大大降低，有效地克服了低频链逆变器的缺陷。因此，在以直流发电机、蓄电池、太阳能电池和燃料电池为主直流电源的逆变场合，高频链逆变器具有广泛的应用前景，特别是对体积与重量有高要求的逆变场合有更重要的应用价值。

高频链逆变器通常由高频电气隔离 DC-DC 变换器和逆变桥两级电路结构级联构成，电能经过了两级变换，其变换效率必定低于单级高频隔离 DC-DC 变换器的效率。

中国专利 CN1758521A 提出了一组单级双向降压直流变换器型高频环节逆变器，中国专利 CN101414791A 提出了一组差动降压直流斩波器型高频链逆变器，上述两个专利中提到的高频链逆变器基本思想都是由两个相同的、输出反相低频正弦脉动直流电压的高频电气隔离双向功率流直流变换器组合构成逆变器，两个直流变换器分别输出正弦波的正半周波形和负半周波形，因此在输出正弦波的任意半周，总有一个直流变换器处于闲置状态，因此器件的利用率没有达到最大化。在上述两个专利中还提到了由正激式变换器构成的高频链逆变器，由于正激变换器变压器磁复位的特殊问题存在而导致开关管的最大占空比受到限制，同时开关管的电压应力较高。

### 发明内容

本发明针对背景技术中高频链逆变器存在的缺陷而提出一种变换效率高、可靠性高的单级正激式高频链逆变器。

本发明的单级正激式高频链逆变器，其结构包括：原边电路、第一高频变压器、第二高频变压器和副边电路，其中：原边电路包括直流电源、第一分压电容、第二分压电容、第一功率开关管、第二功率开关管、第三功率开关管和第四功率开关管，直流电源的正极分别连接第一分压电容的一端、第一功率开关管的漏极和第二功率开关管的漏极，直流电源的负极分别连接第二分压电容的一端、第四功率开关管的源极和第三功率开关管的源极；第一高频变压器包括第一原边绕组和第一副边绕组，第二高频变压器包括第二原边绕组和第二副边绕组，第一原边绕组的同名端分别连接第一功率开关管的源极和第四功率开关管的漏极，第一原边绕组的非同名端分别连接第二原边绕组的同名端、第一分压电容的另一端和第二分压电容的另一端，第二原边绕组的非同名端分别连接第二功率开关管的源极和第三功率开关管的漏极；副边电路包括第一四象限高频功率开关、第二四象限高频功率开关、第三四象限高频功率开关、滤波电感、滤波电容和负载，第一四象限高频功率开关的一端连接第一副边绕组的同名端，第一四象限高频功率开关的另一端分别连接第二四象限高频功率开关的一端、第三四象限高频功率开关的一端和滤波电感的一端，第二四象限高频功率开关的另一端连接第

二副边绕组的同名端，第二副边绕组的非同名端分别连接第一副边绕组的非同名端、第三四象限高频功率开关的另一端、滤波电容的一端和负载的一端，滤波电感的另一端分别连接滤波电容的另一端和负载的另一端。

本发明是由两个双向功率流正激变换器单元在输入端交错串联、输出端交错并联构成，功率开关管的体二极管实现了两个高频变压器的磁复位，实现了开关管的复用，大大减少了开关管的数量，两个正激单元始终交错工作，输入端交错串联的结构使得输入分压电容为高频电容，大大减小了分压电容的体积和大小，输出端交错并联的结构提高了等效开关频率和等效占空比，大大减小了电感电流纹波和输出电压纹波，同时降低了开关管的电压应力。综上所述，本发明具有如下有益效果：

- (1) 输入、输出端高频电气隔离，输出与输入电压匹配能力强；
- (2) 高频变压器通过开关管的体二极管完成磁复位，不需要额外的磁复位绕组或磁复位电路，也不需要常规双管正激变换器的磁复位二极管，电路结构简单；
- (3) 变压器在高频开关周期内单向磁化，在整个输出电压周期内双向磁化，提高了磁芯利用率；
- (4) 输入分压电容为高频电容，大大减小了分压电容的体积和大小；
- (5) 副边交错并联输出，提高了等效占空比及电感电流脉动频率，有利于减小输出滤波器体积，减小输出电压纹波，提高功率密度，降低成本。

## 附图说明

图 1 是本发明单级正激式高频链逆变器的电路原理图。

图 2 (a) ~ (d) 分别是四种四象限高频功率开关的电路示意图。

图 3 是本发明采用图 2 (a) 所示的四象限高频功率开关时的实施例电路原理图。

图 4 是在空载时图 3 所示的实施例电路在四种工作模式 (A-D-C-B) 下的主要波形图，图中： $V_{GS1} \sim V_{GS10}$  分别为开关管  $S_1 \sim S_{10}$  的驱动信号； $v_c$ —控制电压； $v_T$ —三角波电压； $v_o$ —输出电压； $i_o$ —输出电流。

图 5 (a) 是在空载时图 3 所示的实施例电路在工作模式 A 和 D 下的等效电路原理图，图 5 (b) 是在空载时图 3 所示的实施例电路在工作模式 C 和 B 下的等效电路原理图。

图 6 是单级正激式半桥型高频链逆变器的电路原理图。

图 1、图 3、图 5、图 6 中的标号名称：10—原边电路；20—副边电路； $S_1 \sim S_4$  分别是第一、第二、第三、第四功率开关管； $T_1$ 、 $T_2$  分别是第一、第二高频变压器； $N_{P1}$ 、 $N_{P2}$  分别是第一、第二原边绕组； $N_{S1}$ 、 $N_{S2}$  分别是第一、第二副边绕组； $C_1$ 、 $C_2$  分别是第一、第二分压电容； $S_{D1} \sim S_{D3}$  分别是第一、第二、第三四象限高频功率开关； $S_5 \sim S_{10}$  均是构成四象限高频功率开关的 MOSFET 开关管； $V_m$ —直流电源（输入电压）； $L_o$ —滤波电感； $C_o$ —滤波电容； $R_o$ —负载。

## 具体实施方式

如图 1 所示，本发明单级正激式高频链逆变器的结构包括：原边电路 10、第一高频变压器  $T_1$ 、第二高频变压器  $T_2$  和副边电路 20，其中：原边电路 10 包括直流电源  $V_m$ 、第一分压电容  $C_1$ 、第二分压电容  $C_2$ 、第一功率开关管  $S_1$ 、第二功率开关管  $S_2$ 、第三功率开关管  $S_3$  和第四功率开关管  $S_4$ ，直流电源  $V_m$  的正极分别连接第一分压电容  $C_1$  的一端、第一功率开关管  $S_1$  的漏极和第二功率开关管  $S_2$  的漏极，直流电源  $V_m$  的负极分别连接第二分压电容  $C_2$  的一端、第四功率开关管  $S_4$  的源极和第三功率开关管  $S_3$  的源极；第一高频变压器  $T_1$  包括第一原边绕组  $N_{P1}$  和第一副边绕组  $N_{S1}$ ，第二高频变压器  $T_2$  包括第二原边绕组  $N_{P2}$  和第二副边绕组  $N_{S2}$ ，第一原边绕组  $N_{P1}$  的同名端分别连接第一功率开关管  $S_1$  的源极和第四功率开关管  $S_4$  的漏极，第一原边绕组  $N_{P1}$  的非同名端分别连接第二原边绕组  $N_{P2}$  的同名端、第一分压电容  $C_1$  的另一

端和第二分压电容  $C_2$  的另一端，第二原边绕组  $N_{P2}$  的非同名端分别连接第二功率开关管  $S_2$  的源极和第三功率开关管  $S_3$  的漏极；副边电路 20 包括第一四象限高频功率开关  $S_{D1}$ 、第二四象限高频功率开关  $S_{D2}$ 、第三四象限高频功率开关  $S_{D3}$ 、滤波电感  $L_o$ 、滤波电容  $C_o$  和负载  $R_o$ ，第一四象限高频功率开关  $S_{D1}$  的一端连接第一副边绕组  $N_{S1}$  的同名端，第一四象限高频功率开关  $S_{D1}$  的另一端分别连接第二四象限高频功率开关  $S_{D2}$  的一端、第三四象限高频功率开关  $S_{D3}$  的一端和滤波电感  $L_o$  的一端，第二四象限高频功率开关  $S_{D2}$  的另一端连接第二副边绕组  $N_{S2}$  的同名端，第二副边绕组  $N_{S2}$  的非同名端分别连接第一副边绕组  $N_{S1}$  的非同名端、第三四象限高频功率开关  $S_{D3}$  的另一端、滤波电容  $C_o$  的一端和负载  $R_o$  的一端，滤波电感  $L_o$  的另一端分别连接滤波电容  $C_o$  的另一端和负载  $R_o$  的另一端。

在具体实施过程中，根据原边电路的功率开关管及副边电路的四象限高频功率开关的实现方式不同而具有多种实施方式，其中：原边电路中功率开关管可以采用 MOSFET 或者带有体二极管的普通 IGBT，图 2 (a) ~ (d) 给出了副边电路中四象限高频功率开关的四种实现方式，其中：图 2 (a) 是由两个 MOSFET 或者普通 IGBT 采用共射极式结构构成的四象限高频功率开关；图 2 (b) 是由两个 MOSFET 或者普通 IGBT 采用共集电极式结构构成的四象限高频功率开关；图 2 (c) 是由两个逆阻式 IGBT 采用反并联结构构成的四象限高频功率开关；图 2 (d) 是由逆阻式 IGBT 与二极管桥式结构构成的四象限高频功率开关。

如图 3 所示是副边电路的四象限高频功率开关采用如图 2 (a) 所示的两个 MOSFET 共射极式结构、所有开关管均采用 MOSFET 的单级正激式高频链逆变器的实施例电路原理图。

下面以图 3 所示的电路为例来说明该单级正激式高频链逆变器的控制原理及具体工作过程：

开关管的驱动信号由控制电压与三角波电压比较得到，开关管与三角波电压比较得到的 PWM 控制信号经分频得到两路 PWM 控制信号控制交错的两个正激单元工作，通过控制，使开关管的开关状态满足如下规律：在输出电压的正半周，开关管  $S_1$  与  $S_3$  交错  $180^\circ$  高频斩波工作， $S_2$  与  $S_4$  的驱动信号保持为 0，开关管  $S_5$  作为  $S_1$  的同步整流管与  $S_1$  同时开通与关断， $S_7$  作为  $S_3$  的同步整流管与  $S_3$  同时开通与关断， $S_9$  作为同步续流管高频开关动作，当  $S_5$  与  $S_7$  同时关断时， $S_9$  导通，否则  $S_9$  关断， $S_6$ 、 $S_8$ 、 $S_{10}$  一直导通；在输出电压的负半周，开关管  $S_2$  与  $S_4$  交错  $180^\circ$  高频斩波工作， $S_1$  与  $S_3$  的驱动信号保持为 0，开关管  $S_6$  作为  $S_2$  的同步整流管与  $S_2$  同时开通与关断， $S_8$  作为  $S_4$  的同步整流管与  $S_4$  同时开通与关断， $S_{10}$  作为同步续流管高频开关动作，当  $S_6$  与  $S_8$  同时关断时， $S_{10}$  导通，否则  $S_{10}$  关断， $S_5$ 、 $S_7$ 、 $S_9$  一直导通。

在输出正弦波的正半周，变压器  $T_1$  与  $T_2$  在每个开关周期内分别通过  $S_4$  与  $S_2$  的体二极管完成磁复位；在输出正弦波的负半周，变压器  $T_1$  与  $T_2$  在每个开关周期内分别通过  $S_1$  与  $S_3$  的体二极管完成磁复位。

由于逆变器具有四象限工作能力，因此可以带感性、容性、阻性和整流性负载。在一个输出电压周期中，逆变器有四种工作模式分别对应四个象限的工作，不同的负载条件下逆变器的工作模式顺序不同。

图 4 是在空载时图 3 所示的实施例电路在四种工作模式 (A-D-C-B) 下的主要波形图。

下面结合图 4 和图 5 来说明图 3 所示的实施例电路在四种工作模式下的工作原理及工作过程：

#### 1. 能量输出模式 (A、C)

模式 A ( $v_o > 0, i_o > 0$ )

在工作模式 A，功率开关管  $S_1$ 、 $S_3$  交错  $180^\circ$  高频斩波工作， $S_5$ 、 $S_7$  同步整流， $S_9$  同步续流，功率开关管  $S_2$ 、 $S_4$  驱动信号为 0， $S_4$ 、 $S_6$ 、 $S_8$  一直导通，变压器  $T_1$  通过  $S_4$  的体二极管完成磁复位，变压器  $T_2$  通过  $S_2$  的体二极管完成磁复位。直流电源  $V_m$  向负载  $R_o$  传输能量，如图 5 (a) 所示。

模式 C ( $v_o < 0, i_o < 0$ )

在工作模式 C, 功率开关管  $S_2$ 、 $S_4$  交错  $180^\circ$  高频斩波工作,  $S_6$ 、 $S_8$  同步整流,  $S_{10}$  同步续流, 功率开关管  $S_1$ 、 $S_3$  驱动信号为 0,  $S_5$ 、 $S_7$ 、 $S_9$  一直导通, 变压器  $T_1$  通过  $S_1$  的体二极管完成磁复位, 变压器  $T_2$  通过  $S_3$  的体二极管完成磁复位。直流电源  $V_m$  向负载  $R_o$  传输能量, 如图 5 (b) 所示。

## 2. 能量回馈模式 (B、D)

模式 B ( $v_o < 0$ ,  $i_o > 0$ )

在工作模式 B, 功率开关管  $S_6$ 、 $S_8$ 、 $S_{10}$  高频斩波工作,  $S_2$ 、 $S_4$  同步整流, 功率开关管  $S_1$ 、 $S_3$  驱动信号为 0,  $S_5$ 、 $S_7$ 、 $S_9$  一直导通, 变压器  $T_1$  通过  $S_1$  的体二极管完成磁复位, 变压器  $T_2$  通过  $S_3$  的体二极管完成磁复位。负载  $R_o$  向输入电源回馈能量, 如图 5 (b) 所示。

模式 D ( $v_o > 0$ ,  $i_o < 0$ )

在工作模式 D, 功率开关管  $S_5$ 、 $S_7$ 、 $S_9$  高频斩波工作,  $S_1$ 、 $S_3$  同步整流, 功率开关管  $S_2$ 、 $S_4$  驱动信号为 0,  $S_6$ 、 $S_8$ 、 $S_{10}$  一直导通, 变压器  $T_1$  通过  $S_4$  的体二极管完成磁复位, 变压器  $T_2$  通过  $S_2$  的体二极管完成磁复位。负载  $R_o$  向输入电源回馈能量, 如图 5 (a) 所示。

当逆变器带感性负载时, 工作模式的顺序为 A-B-C-D; 当逆变器带容性负载时, 工作模式的顺序为 A-D-C-B。

对于输出电压较低, 对分压电容没有特殊要求的应用场合, 可以应用图 6 所示的单级正激式半桥型高频链逆变器。该逆变器实际使用了图 1 所示的单级正激式高频链逆变器两个双向功率流正激变换器单元中的一个, 适用于中低压输出场合, 由于仅使用了其中的一路, 开关管的数量大大减少, 极大的降低了成本。

由于仅使用了一个正激单元, 因此该逆变器的分压电容需要滤除输出电压频率的电压纹波, 相对于单级正激式高频链逆变器, 其分压电容的容量及体积要大, 此外, 在相同的输出电压下, 副边开关管的电压应力相对于单级正激式高频链逆变器的副边开关管要提高一倍, 采用相同的滤波电感及滤波电容时, 电感电流及电容电压纹波的大小也要提高一倍, 但相比于单极正激式高频链逆变器, 半桥型高频链逆变器可以减少将近一半的开关管和一个高频变压器, 因此大大减小了变换器的成本, 除此之外, 单级正激式半桥型高频链逆变器的特性与单级正激式高频链逆变器的特性完全一样。

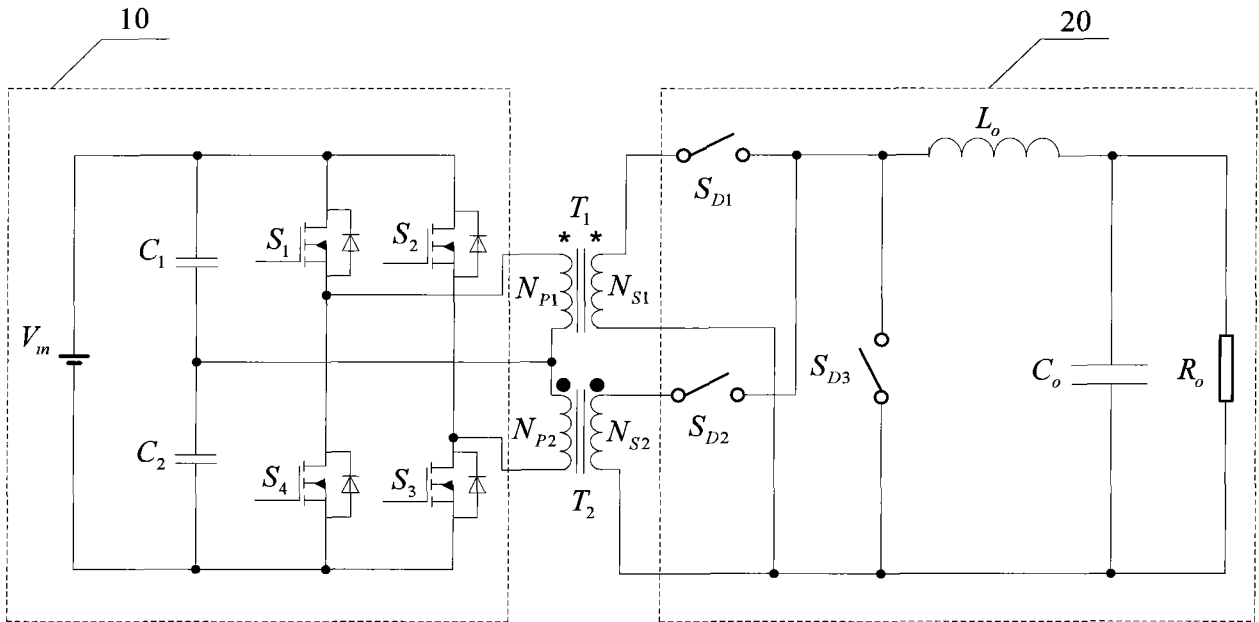


图 1

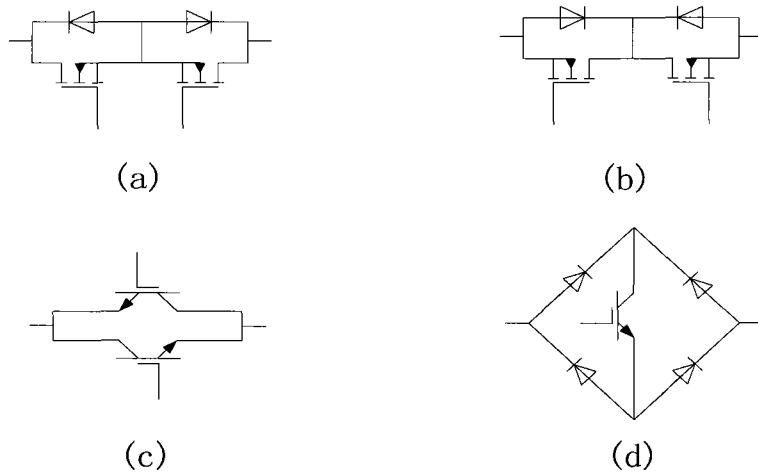


图 2

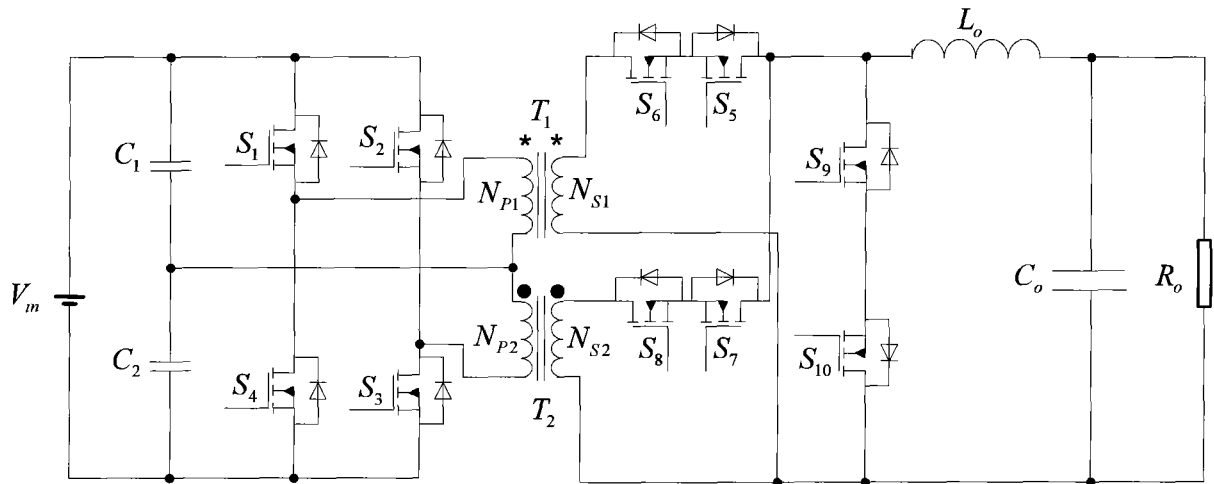


图 3

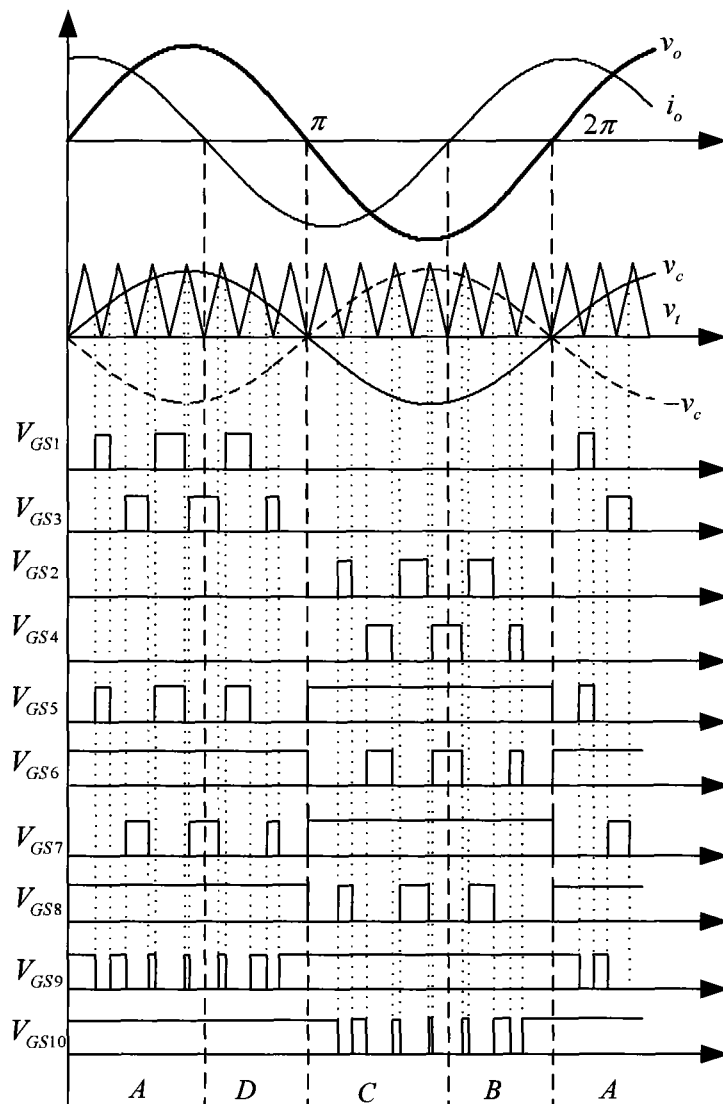


图 4



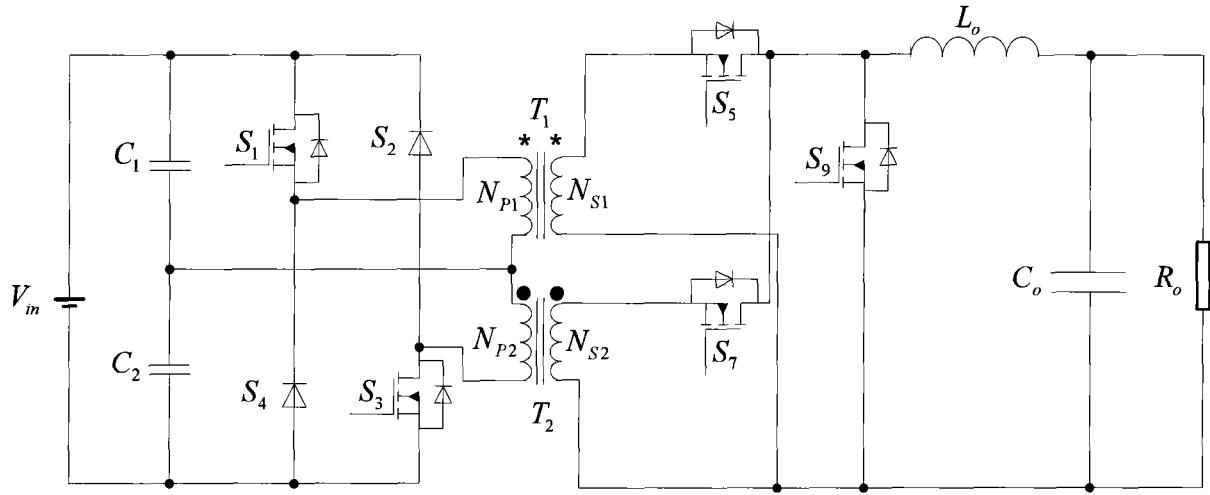


图 5 (a)

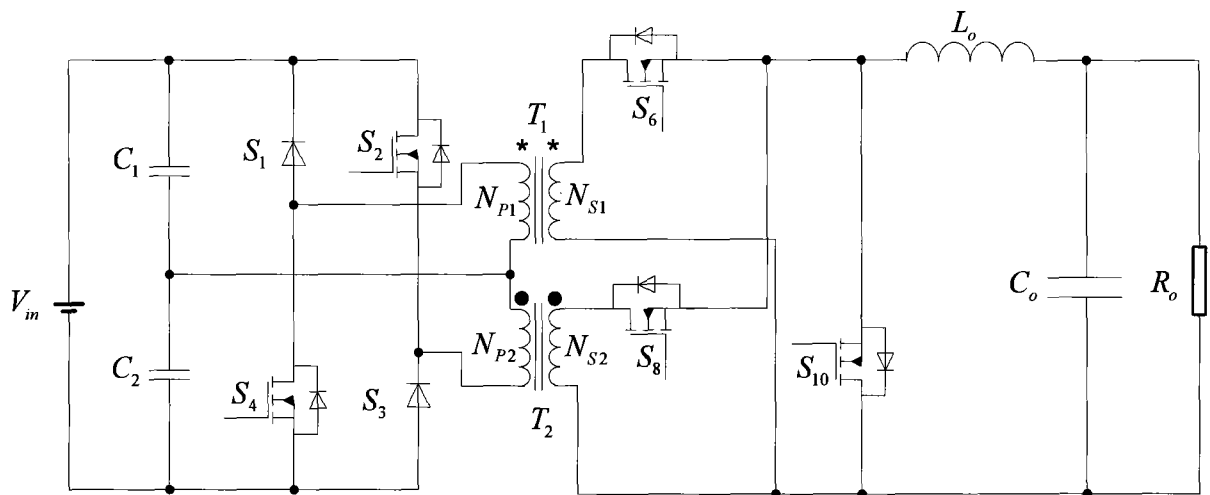


图 5 (b)

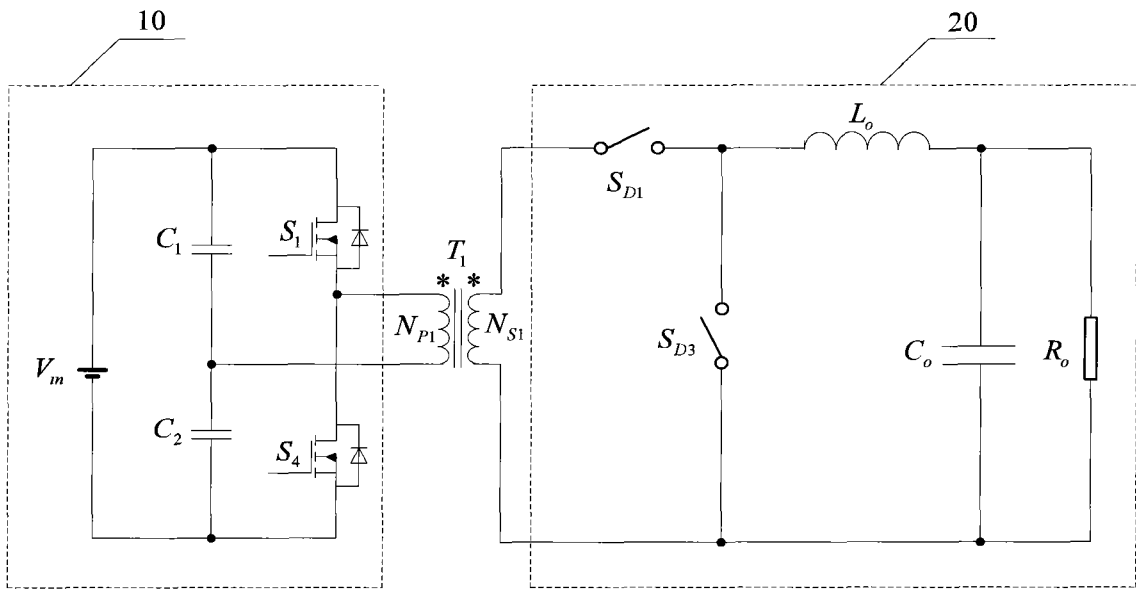


图 6