

一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法

技术领域

本发明属于光伏逆变器技术领域，更具体地说，尤其涉及一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法。

背景技术

随着化石能源的枯竭和环境污染的加重，分布式发电作为未来能源的重要形式，越发受到国内外学者的重视。体积小、成本低的非隔离型光伏逆变器成为研究热点。H 桥逆变器因其结构简单、控制灵活、电压利用率高等特点，得到广泛应用。但其存在桥臂功率管直通问题，需要设置死区时间，影响输出的电压波形质量，且增加后期滤波器设计难度。自从 SlobodanCuk 和 R. W. Erickson 提出新型 Cuk 组合式逆变器。近年来 DC/DC 组合式逆变器因其高精度和优良的瞬态响应受到了研究人员的热捧。R. D. Middlebrook 总结该逆变器由双向流动的 DC/DC 变换器组成，负载跨接在两组直流变换器的输出端，且具有直流变换器较高稳态精度、动态响应迅速、纹波电流低等优点。吴婷，肖岚，姚志垒等在《双降压式全桥逆变器》一文中提出了无桥臂直通、输入直流电压利用率高的双降压式逆变器，但存在四个滤波电感，且器件利用率较低，磁件体积偏大，功率密度低等缺陷。朱成花和严仰光等在《一种新颖的串/并联输出双 BUCK 逆变器》一文中提出了串/并联输出的双降压逆变器，可提供多种规格的输出电压，但需要四只 MOS 管、四只续流二极管和四只滤波电感，器件利用率和功率密度低等问题依然存在。韩思亮等在《基于直流变换器的逆变器拓扑和滑模控制技术研究》一文中研究了基于直流变换的逆变器拓扑，由两组对称的 Buck 变换器组成，相比于文献《双降压式全桥逆变器》和《一种新颖的串/并联输出双 BUCK 逆变器》，具有器件少、体积小等特点，但并未对系统损耗及效率进行分析。徐飞，汤雨，何耀华等在《双 Boost 逆变器半周期调制策略研究》一文中研究了双 Boost 逆变器在全周期和半周

期运行状态，发现半周期运行时系统损耗更低、效率更高。

文献《基于直流变换器的逆变器拓扑和滑模控制技术研究》提出的基于双 Buck 变换器的逆变器。采用了两组对称的 Buck 电路，负载跨接在两组双向 Buck 变换器的输出端，分别跟踪和放大两个具有相同直流偏置，相位互差 180° 的正弦参考电压，差动输出得到交流波形。采用该调制方式，两个 Buck 电路的功率开关在整个周期内始终处于高频状态，且器件损耗和电压、电流应力较大，效率难以提升。

针对现有的 Buck 电路逆变器技术中存在整个周期内始终处于高频状态，且器件损耗和电压、电流应力较大，效率难以提升的缺陷，我们提出一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法及装置。

发明内容

本发明的目的是为了解决现有技术中存在的缺点，而提出的一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法及装置。

为实现上述目的，本发明提供如下技术方案：一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法，包括如下步骤：

S1、设计方案，采用两组 Buck 电路采用分时控制的方式，使得在任意半个周期内只有一组 Buck 处于高频工作状态，另一组 Buck 不工作。处于高频工作的 Buck 变换器输出带有直流偏置的半波，与直流辅助电源提供直流电压差动输出得到正弦半波，即直流偏置电压应等于辅助电源电压；

S2、添加辅助电源及其辅助开关， S_5 、 S_6 为正负半周期交替导通的辅助开关， U_b 为辅助电源， S_5 、 S_6 分别连接在滤波器 C_1 、 C_2 的两端；

S3、正弦输出计算，两组 Buck 变换器输出电压表达式：

$$\begin{cases} U'_{o1}(t) = (U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \frac{\pi}{0} + U_b \right| \frac{2\pi}{\pi} \\ U'_{o2}(t) = U_b \left| \frac{\pi}{0} + (U_m \sin(\omega t) + U_b) \right| \frac{2\pi}{\pi} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $U'_{o1}(t)$ 和 $U'_{o2}(t)$ 分别表示两组 Buck 变换器的输出, 其占空比表达式:

$$\begin{cases} D'_1(t) = \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \frac{\pi}{0} + 0 \right| \frac{2\pi}{\pi}}{U_{in}} \\ D'_2(t) = 0 \left| \frac{\pi}{0} + \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \frac{2\pi}{\pi} \right|}{U_{in}} \right| \end{cases} \quad (2)$$

通过调制使两组 Buck 变换器跟随 $D'_1(t)$ 和 $D'_2(t)$ 变化, 通过辅助电源差动输出, 得到正弦输出:

$$U'_{o1}(t) - U'_{o2}(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (3) ;$$

S4、工作模态分析;

当工频正半周期内, S_1 、 S_2 高频率通断, 且其工作状态相反, S_5 处于保持导通, S_2 、 S_3 、 S_6 均处于关断状态;

当工频负半周期内, S_3 、 S_4 高频率通断, 且其工作状态相反, S_6 处于保持导通, S_1 、 S_2 、 S_5 均处于关断状态, 且具有四种模态。

优选的, 所述步骤 S1 中双 Buck 逆变器选择电解电容, 两组 Buck 变换器在工频正负半周交替工作, 产生互差 180° 的带直流偏置的交流半波, 与辅助电源差动输出正弦交流电压。

优选的, 所述步骤 S2 中其中 S_1 、 S_2 、 C_1 、 L_1 组成 Buck1, S_3 、 S_4 、 C_2 、 L_2 组成 Buck2。该拓扑通过采用两组相同的双向 Buck 电路差动输出, 实现直交

变换的同时，能量也可双向流动。

优选的，所述步骤 S3 中两组 Buck 电路采用分时控制的方式，使得在任意半个周期内只有一组 Buck 处于高频工作状态，另一组 Buck 不工作。处于高频工作的 Buck 变换器输出带有直流偏置的半波，与直流辅助电源提供直流电压差动输出得到正弦半波。

优选的，所述步骤 S4 中的四种模态包括有模态 I、模态 II、模态 III 和模态 IV 四种情况。

优选的，所述模态 I 工频正半周时，开关 S_1 、 S_6 导通， U_{in} 经过 S_1 、 L_1 给 C_1 充电， L_1 电流线性上升，Buck1 处于充电状态 Buck2 处于静止状态， U_b 经过 S_6 给 C_2 充电。

优选的，所述模态 II 工频正半周时，开关 S_6 导通，电流经过 S_2 反并联二极管与 L_1 、 C_1 形成续流回路， L_1 电流线性下降，Buck1 处于续流状态，Buck2 仍处于静止状态、 U_b 经过 S_6 给 C_2 充电，所述续流阶段是电流经 S_4 和 S_2 的反并联二极管形成续流回路，整个工频器件 S_4 和 S_2 并未导通，故不存在直通风险，可不必设置死区。

优选的，所述模态 III 工频负半周时，开关 S_3 、 S_5 导通， U_{in} 经过 S_3 、 L_2 给 C_2 充电， L_2 电流线性上升，Buck2 处于充电状态，Buck1 处于静止状态， U_b 经过 S_5 给 C_1 充电。

优选的，所述模态 IV 工频正半周时，开关 S_5 导通，电流经过 S_4 反并联二极管与 L_2 、 C_2 形成续流回路， L_2 电流线性下降，Buck2 处于续流状态，Buck1 仍处于静止状态、 U_b 经过 S_5 给 C_1 充电。

优选的，所述步骤 S2 内的电源采用带寄生电阻的差动输出电路。

本发明的技术效果和优点：

1、本发明提出的改进调制策略可有效降低开关管导通损耗，开关管的电压应力、电流应力较传统方法均有明显降低；

2、本发明改进调制策略后，电感电流基波、纹波和电感电压均有改善，相比于传统方式降低了磁性元件的铜耗和铁耗；

3、本发明基于电路特点，电容采用成本更低的电解电容，可有效降低电路成本与体积；

4、本发明有效提高了电路的整体效率、减小电路体积；对提高逆变器功率密度、逆变器性能优化、微型化有一定的参考价值；

5、本发明的调制方式，只需要控制一组Buck变换器与辅助电源进行差动输出，保证可靠性和误差。

附图说明

图 1 为本发明的辅助电路的双 Buck 拓扑结构；

图 2 为本发明的调试前后对比示意图；

图 3 为本发明的调试策略示意图；

图 4 为本发明的逆变器工作模态示意图；

图 5 为本发明的带寄生电阻的差动输出电路；

图 6 为本发明的开关管电压应力示意图；

图 7 为本发明的开关管电流输入电压变化趋势图；

图 8 为本发明的电感电流基波示意图；

图 9 为本发明的电感电流纹波示意图；

图 10 为本发明的电感电压示意图；

图 11 为本发明的改进后仿真波形示意图；

图 12 为本发明的改进前仿真波形示意图。

具体实施方式

为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合具体实施例，对本发明进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明，并不用于限定本发明。基于本发明中的实施例，本领域

域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

一种基于辅助电源的双 Buck 逆变器改进调制方法，包括如下步骤：

S1、设计方案，采用两组 Buck 电路采用分时控制的方式，使得在任意半个周期内只有一组 Buck 处于高频工作状态，另一组 Buck 不工作。处于高频工作的 Buck 变换器输出带有直流偏置的半波，与直流辅助电源提供直流电压差动输出得到正弦半波，即直流偏置电压应等于辅助电源电压；

S2、添加辅助电源及其辅助开关， S_5 、 S_6 为正负半周期交替导通的辅助开关， U_b 为辅助电源， S_5 、 S_6 分别连接在滤波器 C_1 、 C_2 的两端；

S3、正弦输出计算，两组 Buck 变换器输出电压表达式：

$$\begin{cases} U'_{o1}(t) = (U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right| + U_b \left| \begin{matrix} 2\pi \\ \pi \end{matrix} \right. \\ U'_{o2}(t) = U_b \left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right| + (U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \begin{matrix} 2\pi \\ \pi \end{matrix} \right. \end{cases} \quad (1)$$

其中 $U'_{o1}(t)$ 和 $U'_{o2}(t)$ 分别表示两组 Buck 变换器的输出，其占空比表达式：

$$\begin{cases} D'_1(t) = \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right|}{U_{in}} + 0 \left| \begin{matrix} 2\pi \\ \pi \end{matrix} \right. \\ D'_2(t) = 0 \left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right| + \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \left| \begin{matrix} 2\pi \\ \pi \end{matrix} \right|}{U_{in}} \end{cases} \quad (2)$$

通过调制使两组 Buck 变换器跟随 $D'_1(t)$ 和 $D'_2(t)$ 变化，通过辅助电源差动输出，得到正弦输出：

$$U'_{o1}(t) - U'_{o2}(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (3) ;$$

S4、工作模态分析；

当工频正半周期内， S_1 、 S_2 高频率通断，且其工作状态相反， S_5 处于保持导通， S_2 、 S_3 、 S_6 均处于关断状态；

当工频负半周期内， S_3 、 S_4 高频率通断，且其工作状态相反， S_6 处于保持导通， S_1 、 S_2 、 S_5 均处于关断状态，且具有四种模态。

步骤 S1 中双 Buck 逆变器选择电解电容，通过增加辅助电源获得直流偏置，两组 Buck 变换器在工频正负半周交替工作，产生互差 180° 的带直流偏置的交流半波，与辅助电源差动输出正弦交流电压，该处的点解电容的设定使得电路的成本降低，且对于电路损耗较小，且两组 Buck 变换器工频正负半周交替工作的方式能有效降低功率管电压及电流应力，可有效降低系统损耗，提高能量传输效率。

根据图 1 和图 2 所示，传统调制方法是将 Buck1 和 Buck2 同时跟踪和放大两个具有相同直流偏置、相位互差 180° 的交流参考信号，差动输出得到交流。图 2(a)所示为传统调制方式，Buck1 和 Buck2 均处于降压状态，整个工频周期，开关管均保持高频通断，步骤 S2 中对两组 Buck 电路采用分时控制的方式，使得在任意半个周期内只有一组 Buck 处于高频工作状态，另一组 Buck 不工作。处于高频工作的 Buck 变换器输出带有直流偏置的半波，与直流辅助电源提供直流电压差动输出得到正弦半波，即直流偏置电压应等于辅助电源电压，图 2(b)所示为改进后的调制示意图，两组 Buck 变换器输出电压表达式：

$$\begin{cases} U'_{o1}(t) = (U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_0^{\pi} + U_b \Big|_{\pi}^{2\pi} \\ U'_{o2}(t) = U_b \Big|_0^{\pi} + (U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_{\pi}^{2\pi} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $U'_{01}(t)$ 和 $U'_{02}(t)$ 分别表示两组 Buck 变换器的输出,其占空比表达式:

$$\begin{cases} D'_1(t) = \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_0^\pi}{U_{in}} + 0 \Big|_\pi^{2\pi} \\ D'_2(t) = 0 \Big|_0^\pi + \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_\pi^{2\pi}}{U_{in}} \end{cases} \quad (2)$$

通过调制使两组 Buck 变换器跟随 $D'_1(t)$ 和 $D'_2(t)$ 变化,通过辅助电源差动输出,得到正弦输出:

$$U'_{01}(t) - U'_{02}(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (3)$$

如表所示为改进前后的开关信号表,其中 H 代表高频通断,从表中可以看出改进后的两组 Buck 变换器在正负半周内交替工作。

| 调试方法 | 极性 | S ₁ | S ₂ | S ₃ | S ₄ | S ₅ | S ₆ |
|------|----|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 传统 | 工频 | H | H | H | H | | |
| 改进 | 正半 | H | H | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 负半 | 0 | 0 | H | H | 1 | 0 |

根据图 3 和图 4 所示,为便于研究,假设开关管、二极管、电感电容均为理想元件。现结和图 3,对电路工作模态进行分析,步骤 S3 中的工作模态包括有模态 I、模态 II、模态 III 和模态 IV 四种情况。模态 I 工频正半周时,开关 S_1 、 S_6 导通, U_{in} 经过 S_1 、 L_1 给 C_1 充电, L_1 电流线性上升,Buck1 处于充电状态 Buck2 处于静止状态, U_b 经过 S_6 给 C_2 充电。模态 II 工频正半周时,开关 S_6 导通,电流经过 S_2 反并联二极管与 L_1 、 C_1 形成续流回路, L_1 电流线性下降,Buck1 处于续流状态,Buck2 仍处于静止状态、 U_b 经过 S_6 给 C_2 充电,续流阶段

是电流经 S_4 和 S_2 的反并联二极管形成续流回路，整个工频器件 S_4 和 S_2 并未导通，故不存在直通风险，可不必设置死区。模态 III 工频负半周时，开关 S_3 、 S_5 导通， U_{in} 经过 S_3 、 L_2 给 C_2 充电， L_2 电流线性上升，Buck2 处于充电状态，Buck1 处于静止状态， U_b 经过 S_5 给 C_1 充电。模态 IV 工频正半周时，开关 S_5 导通，电流经过 S_4 反并联二极管与 L_2 、 C_2 形成续流回路， L_2 电流线性下降，Buck2 处于续流状态，Buck1 仍处于静止状态、 U_b 经过 S_5 给 C_1 充电。

根据图 5 所示，当 Buck1 处于工作状态时，Buck2 处于静止状态，此时 C_2 ， R 串联与 C_1 并联， U_{o1} 跟踪放大的正弦半波电压会被 C_2 、 R 、 $RESR2$ 分压，使得 R 上的电压(输出电压 U_0)幅值小于跟踪的正弦半波，故需要增加辅助电源以保证输出波形的稳定；

工程中由于工艺与成本的约束，在滤波器相同的截止频率下，往往电容值取小，而电感值取大，这就牺牲了电流动态响应和设备体积优势。从控制而言，传统调制需要分别跟踪放大两组信号，更易受到外界干扰，而差动输出则会将两组误差叠加，影响输出精度；改进后的调制方式，只需要控制一组 Buck 变换器与辅助电源进行差动输出，保证可靠性和误差。

器件应力分析

两组 Buck 变换器在工频正负半周交替工作，下文器件应力分析主要对开关管的 S_1 、 S_2 的电压电流应力， L_1 电感基波、电感纹波以及电感电压等在两种调制方式下的对比分析。 S_3 、 S_4 和 L_2 的相应分析同理可得，文中不再赘述。电路参数为输入电压 $U_{in}=400V$ ，输出交流电压 U_o 的幅值为 $U_m=220V$ ，跨接电阻 $R=10\Omega$ 。整个工频期间，两组 Buck 变换器均工作在连续模式下，开关管工作在理想状态下，导通压降为 $0V$ 。

根据图 6-10 所示，步骤 S5 器件应力分析中需要对开关管电压应力、开关管电流应力、电感电流基波、电感电流纹波和电感电压进行分析；开关管电压应力是在其工作期间承受的电压，令传统调制策略下 S_1 和 S_2 的电压应力为

U_{s1} 、 U_{s2} ；改进后调制策略下，电压应力为 U_{s1} 、 U_{s2} ，由电路分析可得，在 $[0, \pi]$

$$\begin{cases} U_{s1} = U_{s2} = u_{in} \\ U'_{s1} = U'_{s2} = u_{in} \end{cases} \quad (4)$$

在 $[\pi, 2\pi]$

$$\begin{cases} U_{s1} = U_{s2} = u_{in} \\ U'_{s1} = u_{in} - U_b \\ U'_{s2} = U_b \end{cases} \quad (5)$$

在两种调制方式下， S_1 和 S_2 电压应力如图 6 所示。两种调制下，开关管在正半周均处于高频通断，承受电压应力在 U_{in} 和 0 之间变化。负半周时，Buck1 处于静止状态， S_1 承受电压应力为 U_{in} 和 U_b 之差，此处为 390V， S_2 承受电压应力为辅助电源 U_b ，此处为 10V。且在负半周 S_1 和 S_2 不导通。由图 6 可知，改进后的调制有效降低 S_1 和 S_2 在负半周的电压应力；

开关管电流应力是在其工作期间流经电流的有效值，令传统调制策略下 S_1 和 S_2 的电流应力为 I_{S1RMS} 、 I_{S2RMS} ；改进后调制策略下，电压应力为 I'_{S1RMS} 、 I'_{S2RMS} ，由电路分析可得，整个工频周期

$$\begin{cases} I_{S1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_L D_1(t))^2 dt} \\ I_{S2RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_L (1 - D_1(t)))^2 dt} \\ I'_{S1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i'_L D'_1(t))^2 dt} \\ I'_{S2RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i'_L (1 - D'_1(t)))^2 dt} \end{cases} \quad (6)$$

内，

图 7 所示为开关管电流随输入电压变化趋势。由图可知， I_{S1RMS} 和 I'_{S1RMS} ， I_{S2RMS} 和 I'_{S2RMS} 趋近平行，变化趋势相同。随着 U_{in} 增大，通过 S_2 的电流有效

值会逐渐增大，而通过 S_1 的电流有效值会逐渐减小。结合式(1, 2)，随着 U_{in} 增大，占空比 D_{S1} 会逐渐减小，使得 S_1 上的电流应力减小，由于 $D_{S2}=1-D_{S1}$ ， S_2 上的电流应力逐渐增大。如图示， I'_{S1RMS} 比 I_{S1RMS} 小 1.27A， I'_{S2RMS} 比 I_{S2RMS} 小 1.51A，改进后的调制方式能有效降低开关管电流应力。

令传统调制策略电感电流基波电流为 i_L ，改进后调制策略电感基波电流 i'_L ，由电路分析可得，在 $[0, \pi]$ ，

$$\begin{cases} i_L = \int \frac{U_{in} - (U_{dc} + \frac{1}{2}U_m \sin(\omega t))}{L} dt \\ i'_L = \int \frac{U_{in} - (U_b + U_m \sin(\omega t))}{L} dt \end{cases} \quad (7)$$

在 $[\pi, 2\pi]$ ：

$$\begin{cases} i_L = \int \frac{U_{in} - (U_{dc} + \frac{1}{2}U_m \sin(\omega t))}{L} dt \\ \Delta i'_L = 0 \end{cases} \quad (8)$$

图 8 所示为两种调制方式下电感 L_1 电流基波的对比图。结合图 6 和式 (7) (8) 可知，正半周时， i_L 和 i'_L 电流峰值为 23A，其他点时 i'_L 均低于 i_L ；负半周时， i_L 为带有 12A 直流偏置的幅值为 11A 的工频交流电流负半周，而改进调制的 Buck1 此时处于静止状态，故 $i'_L=0$ 。综合比较，改进后的调制方式可有效降低电感基波电流。

电流纹波作为电流中的高次谐波成分，对电流幅值会有较大的影响；令传统调制策略电感电流纹波为 Δi_L ，改进后调制策略电感电流纹波 $\Delta i'_L$ ；由电路分析可得，在 $[0, \pi]$ ：

$$\begin{cases} \Delta i_L = \frac{U_{in} - (U_{dc} + \frac{1}{2} U_m \sin(\omega t))}{L} \frac{U_{dc} + \frac{1}{2} U_m \sin(\omega t)}{U_{in}} T_s \\ \Delta i'_L = \frac{U_{in} - (U_b + U_m \sin(\omega t))}{L} \frac{U_b + U_m \sin(\omega t)}{U_{in}} T_s \end{cases} \quad (9)$$

在 $[\pi, 2\pi]$:

$$\begin{cases} \Delta i_L = \frac{U_{in} - (U_{dc} + \frac{1}{2} U_m \sin(\omega t))}{L} \frac{U_{dc} + \frac{1}{2} U_m \sin(\omega t)}{U_{in}} T_s \\ \Delta i'_L = 0 \end{cases} \quad (10)$$

图 9 所示为两种调制方式下电感 L1 电流纹波的对比图。结合图 9 和 (9) (10)，正半周时， Δi_L 和 $\Delta i'_L$ 在 $\pi/2$ 前后有一部分重叠， $\pi/2$ 为该区间内的极小值点，其他点时 Δi_L 幅值均大于 $\Delta i'_L$ ；负半周时， Δi_L 最小值为 1A，而改进调制的 Buck1 变换器此时处于静止状态， $\Delta i'_L = 0$ 。波形对比和公式推导可以得出，改进的调制方式有效降低了电感电流纹波。

电感上承受的电压会直接影响磁性元件的损耗的性能。令传统调制策略电感电压为 U_L ，改进后调制策略电感电压 U'_L ，改进后的调制在负半周时 Buck1 处于静止状态，故 $U'_L = 0$ ，图 10 为改进前后电感电压对比图，由图可知改进后的调制方式能有效降低电感损耗。

$$\begin{cases} U_L \Big|_0^{2\pi} = u_{in} - U_{o1} \\ U'_L \Big|_0^{2\pi} = (u_{in} - U'_{o1}) \Big|_0^{\pi} + 0 \Big|_{\pi}^{2\pi} \end{cases} \quad (11)$$

根据图 11 和图 12 所示，为验证本文提出调制方式的正确性，在 MATLAB/Simulink 环境下分别搭建了两种调制方式下的双 Buck 逆变器，仿真参数如表所示；

说明书

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|---------------------|-----|--------------------|-----|
| U _{in} /V | 400 | U _{dc} /V | 120 |
| f/HZ | 50 | U _m /V | 220 |
| f _s /KHZ | 20 | L ₁ /mH | 2 |
| U _b /V | 10 | C/uF | 15 |

为改进调制后和前的开关驱动、单个变换器输出电压、差动输出低压、电感电流的仿真波形。对比图 12 和图 13 可得，传统调制下S₁–S₄在工频周期内始终处于高频通断，而改进后的S₁–S₄交替以工频处于高频通断，有效减少了开关动作，降低开关损耗。

操作步骤：第一步、选取逆变器电路，采用了两组对称的 Buck 电路，负载跨接在两组双向 Buck 变换器的输出端；

第二步、添加辅助电源及其辅助开关，其中S₁、S₂、S₃、S₄、S₅、S₆为绝缘栅双极型晶体管，D₁、D₂、D₃、D₄为反并联二极管，U_{in} 逆变器光伏直流输入电压；L₁、L₂为滤波电感，C₁、C₂为滤波电容；

第三步、正弦输出计算，两组 Buck 变换器输出电压表达式：

$$\begin{cases} U'_{o1}(t)=(U_m \sin(\omega t)+U_b)\left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right|_{\pi}^{2\pi}+U_b\left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right|_{\pi}^{2\pi} \\ U'_{o2}(t)=U_b\left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right|_{\pi}^{2\pi}+(U_m \sin(\omega t)+U_b)\left| \begin{matrix} \pi \\ 0 \end{matrix} \right|_{\pi}^{2\pi} \end{cases} \quad (1)$$

其中U' ₀₁ (t) 和U' ₀₂ (t) 分别表示两组 Buck 变换器的输出,其占空比表达式:

$$\begin{cases} D'_1(t) = \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_0^\pi}{U_{in}} + 0 \Big|_\pi^{2\pi} \\ D'_2(t) = 0 \Big|_0^\pi + \frac{(U_m \sin(\omega t) + U_b) \Big|_\pi^{2\pi}}{U_{in}} \end{cases} \quad (2)$$

通过调制使两组 Buck 变换器跟随 $D'_1(t)$ 和 $D'_2(t)$ 变化，通过辅助电源差动输出，得到正弦输出：

$$U'_{o1}(t) - U'_{o2}(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (3)$$

第四步、工作模态分析，工频正半周期内， S_1 、 S_2 高频率通断，且其工作状态相反， S_5 处于保持导通， S_2 、 S_3 、 S_6 均处于关断状态；工频负半周期内， S_3 、 S_4 高频率通断，且其工作状态相反， S_6 处于保持导通， S_1 、 S_2 、 S_5 均处于关断状态；

第五步、仿真与实验，在 MATLAB/Simulink 环境下分别搭建了两种调制方式下的双 Buck 逆变器；对比改进前后的开关驱动、单个变换器输出电压、差动输出低压、电感电流的仿真波形可得，传统调制下 S_1 – S_4 在工频周期内始终处于高频通断，而改进后的 S_1 – S_4 交替以工频处于高频通断，有效减少了开关动作，降低开关损耗。

最后应说明的是：以上所述仅为本发明的优选实施例而已，并不用于限制本发明，尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明，对于本领域的技术人员来说，其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改，或者对其中部分技术特征进行等同替换，凡在本发明的精神和原则之内，所作的任何修改、等同替换、改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。