

五电平双降压式全桥逆变器

洪峰 单任仲 王慧贞 严仰光

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

摘要 该逆变器是在两电平双降压半桥逆变器基础上改进得到的,它保留了双 Buck 逆变器无桥臂直通、无体二极管反向恢复问题的优点和半周期工作模式,是一种和传统的飞跨电容型、二极管钳位型或级联型都不相同的多电平逆变器。同传统多电平逆变器相比,电路复杂性和器件数量降低,控制简单易实现,无桥臂直通隐患。理论分析和实验结果均表明了该逆变器的优异性能,同时实现了高效率和小滤波器的体积重量。

关键词: 逆变器 级联控制 降压 半桥

中图分类号: TM464

A Novel Dual Buck Full Bridge Five-Level Inverter

Hong Feng Shan Renzhong Wang Huizhen Yan Yangguang

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract A novel dual buck full bridge five-level inverter (DBFBFLI) is presented. This inverter is derived from the dual buck half bridge inverter (DBHBI) which has the characteristics of no shoot-through problem, concise circuit configuration and high frequency and efficiency operation. Those merits are remained in proposed inverter. At the same time, this inverter is a new multilevel inverter which is different from the traditional multilevel inverters such as diode-clamp multilevel inverter, flying-capacitor multilevel inverter and cascade multilevel inverter. Compared with traditional multilevel inverter, the proposed inverter has less components, and its control method is much more easy to be realized. The static and dynamic performance are both good. The proposed inverter reach a high efficiency and its filter is much small at the same time. Experiment verifies those analysis.

Keywords: Inverter, multilevel, buck, half bridge

1 引言

近年来,多电平变换器^[1-11]越来越受到关注,主要是因为多电平变换器具有很多优点^[1-8]:①更适合大容量、高电压的场合;②滤波前的输出电压为多电平合成阶梯波,谐波含量很小,极大降低所需滤波器容量和体积;③相对传统两电平变换器而言,器件开关频率低,开关损耗小,器件应力小;④开关元件一次动作的 dv/dt 远小于传统两电平变换器,电磁干扰(EMI)大为减轻。

归纳起来,多电平变换器主要包括二极管钳位型、飞跨电容型和级联型这三种。而它们存在一些

共有的和独自的问题^[1-3]:①多电平变换器普遍存在电路结构复杂,使用器件过多的问题:需要大量的钳位二极管或钳位电容;级联型随着电平数的增加,需要很多路独立直流电源;电平数越高,多电平变换器输出电压谐波含量越低,但其复杂性和开销也成倍数增加;正因为这个原因,目前的研究多集中在 3~5 个电平;②基于其电路的复杂性,造成多电平变换器在控制上也十分复杂困难,人们对此同样进行了大量的研究,提出各种 PWM 控制策略^[5-11];③飞跨电容型和二极管钳位型存在直流侧分压电容电压不均衡的难点;级联型不存在均压问题,但产生其必需的多路独立直流电源同样是复杂的;④级联型多电平变换器的单个模块几乎都采用 H 桥电路,电路中有大量直接串联在电源两端的开关管,

桥臂直通的隐患严重。需另加控制死区，造成输出电压波形畸变失真。同时开关管体二极管参与工作。对 MOS 型器件而言，提高 MOSFET 性能的措施往往会导致体二极管性能变差，很难兼顾两者的优化。研究表明随着开关频率的提高，开关器件体二极管的反向恢复问题趋于严重，反向恢复损耗在变换器总损耗中所占比例大幅增长^[1-14]。

如何在保留多电平变换器优点的同时，克服以上全部或部分缺点，是目前多电平变换器研究的重要方向。本文将提出一种新颖的五电平双降压式全桥逆变器，在达到相同电平数情况下，很好地解决了以上问题。

2 五电平双降压式全桥逆变器简介

本文提出的五电平双降压式全桥逆变器从电路结构上讲不属于二极管钳位型、飞跨电容型或级联型中的任一种，而是源自近年来出现的双降压式半桥逆变器^[12-14] (Dual Buck Half Bridge Inverter, DBHBI)。DBHBI 电路如图 1 所示 (为清晰说明原理，图 1、图 2 中均标出了功率器件的寄生参数如体二极管)。下面先对 DBHBI 做个简单的回顾。DBHBI 是针对航空航天、UPS 等对电源可靠性及效率要求很高的场合提出的一种逆变器拓扑。工作于半周模式^[12-14]下的 DBHBI 无环流存在，为同时实现逆变器的高频化和高效率提供了一种简洁的途径。DBHBI 的半周期工作模式是指：输出电流正半周，开关管 VT₁、续流二极管 VD₁、滤波电感 L₁ 和滤波电容 C_f 构成的 Buck 电路 1 调理工作；在输出电流负半周，开关管 VT₂、续流二极管 VD₂、滤波电感 L₂ 和滤波电容 C_f 构成的 Buck 电路 2 调理工作，Buck 电路 1 不工作。可见整个电路无桥臂直通的可能，开关管 VT₁ 和 VT₂ 的体二极管并不参与工作过程。这种工作模式将在五电平双降压式全桥逆变器中保留。DBHBI 在滤波前的输入电平有 +U_d 和 -U_d 两种，器件电压应力为 2U_d，从这两点上讲 DBHBI 和半桥逆变器有所类似，而和全桥逆变器差异更大。

对图 1 DBHBI 电路作如下修改：记开关管 VT₅₁ 和 VT₅₂ 背靠背串联的组合为双向阻断开关 VT₅，将滤波电容 C_f 的原接“地” (直流侧输入电压中点) 处通过新增的开关管 VT₃、VT₄ 和 VT₅ 分别接直流母线电压的正极、负极和中点，且外接的直流母线电压由原来的 ±U_d 降为 ±U_d/2，即得到本文提出的五电平双降压式全桥逆变器电路，如图 2 所示。

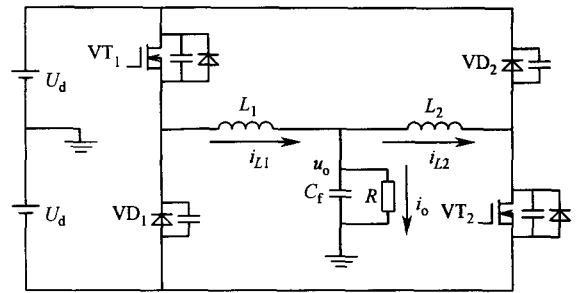


图 1 双降压式半桥逆变器

Fig.1 Dual Buck half bridge inverter

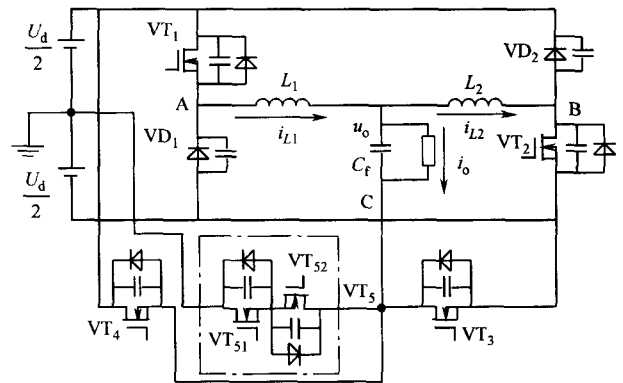


图 2 五电平双降压式全桥逆变器

Fig.2 Dual Buck full bridge five-level inverter

五电平双降压式全桥逆变器中，称 VT₃、VT₄ 和 VT₅ 的组合为工频开关电路，这三个开关管在整个输出周期内各自仅开关一次，用以在 C 点得到一个正负半周对称的三态方波信号：当 VT₃ 开通，VT₄、VT₅ 关断，C 点电位为 -U_d/2；当 VT₄ 开通，VT₃、VT₅ 关断，C 点电位为 +U_d/2；当 VT₅ 开通，VT₃、VT₄ 关断，C 点电位为 0。桥臂中点的输出电平 u_A、u_B 为 U_d/2 或 -U_d/2。记 A、C 两点间的电压为 u_{AC}，B、C 两点间的电压为 u_{BC}，则逆变器滤波前的输出为 u_{AC} (或 u_{BC})，有 +U_d、+U_d/2、0、-U_d/2、-U_d 五个可能的电平。

在输出电压大于零的正半周，VT₃ (或 VT₅) 常开，VT₄ 常闭，C 点电位为 -U_d/2 (或 0)，此时加在滤波器上的电压为 +U_d 和 0 (或 +U_d/2 和 -U_d/2)；在输出电压小于 0 的负半周，开关管 VT₃ 常闭，VT₄ (或 VT₅) 常开，C 点的电位为 +U_d/2 (或 0)，此时加在滤波器上的电压为 -U_d 和 0 (或 +U_d/2 和 -U_d/2)。电路其他部分的工作模式和 DBHBI 的半周工作模式完全相同，即输出电流大于 0 的正半周，Buck 电路 1 调理工作，Buck 电路 2 不工作；输出电流小于 0 的正半周，Buck 电路 2 调理工作，Buck 电路 1 不工作。

下面结合图 3 电路关键波形来叙述五电平双降压式全桥逆变器的具体工作原理和工作模式。记单向开关 $VT_1 \sim VT_5$ 的驱动分别为 $u_{g1} \sim u_{g5}$; 电感 L_1 和 L_2 的电流分别 i_{L1} 和 i_{L2} , i_{L1} 和 i_{L2} 之和为电感电流 i_L ; 工频开关电路输出即 C 点电压为 u_C ; A、C 间电压为 u_{AC} ; B、C 间电压为 u_{BC} ; 逆变桥输出为 u_{AC} 或 u_{BC} , 记为 $u_{A(B)C}$ 。模式分析以阻性负载为例进行, 即假定电感电流 i_L 相位超前输出电压 u_o 。

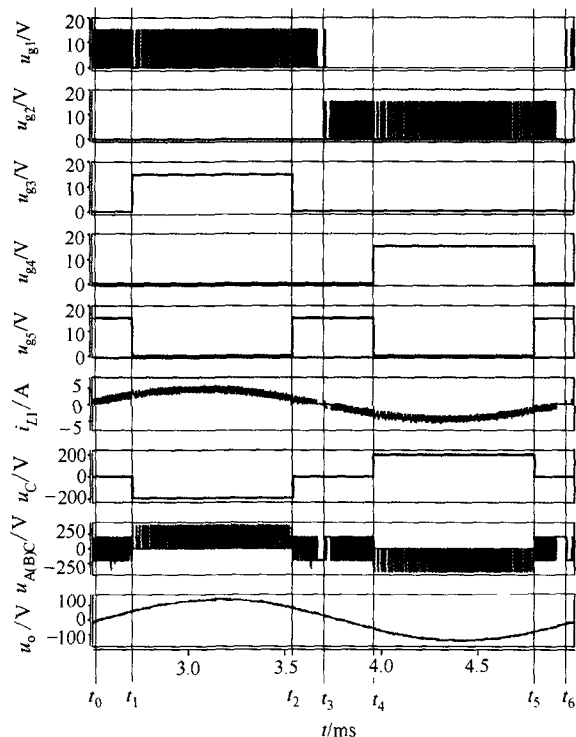


图 3 五电平双降压式全桥逆变器关键波形

Fig.3 Key waveforms of dual buck full bridge five-level inverter

五电平双降压式全桥逆变器八个工作模式如图 4 所示。

(1) $[t_0, t_1]$ 时段 本阶段电感电流 $i_{L1} > 0$, $i_{L2} = 0$; 功率开关管 VT_5 保持导通, VT_3 、 VT_4 保持截止, $u_C = 0$; Buck 电路 1 工作, Buck 电路 2 不工作; 单向开关 VT_1 PWM 调制, VT_2 保持截止。此阶段电路在以下两个工作模式间切换:

工作模式 1: 如图 4a 所示, VT_1 导通, i_{L1} 线性上升, 逆变桥输出为 $u_{AC} = +U_d/2$ 。

工作模式 2: 如图 4b 所示, VT_1 关断, i_{L1} 从二极管 VD_1 续流, 线性下降, 逆变桥输出为 $u_{AC} = -U_d/2$ 。

(2) $[t_1, t_2]$ 时段 t_1 时刻 VT_5 关断截止, VT_3 导通, $u_C = -U_d/2$; 本阶段电感电流保持 $i_{L1} > 0$, $i_{L2} = 0$, 输出电压保持 $u_o > 0$; Buck 电路 1 保持工作, Buck

电路 2 保持不工作; 单向开关 VT_1 PWM 调制, VT_2 保持截止。此阶段电路在以下两个工作模式间切换:

工作模式 3: 如图 4c 所示, VT_1 导通, i_{L1} 线性上升, 逆变桥输出为 $u_{AC} = +U_d$ 。

工作模式 4: 如图 4d 所示, VT_1 关断, i_{L1} 从二极管 VD_1 续流, 线性下降, 逆变桥输出为 $u_{AC} = 0$ 。

(3) $[t_2, t_3]$ 时段 t_2 时刻 VT_3 关断截止, VT_5 导通, $u_C = 0$, 电路工作状态同 $[t_0, t_1]$ 时段, 在工作模式 1 和工作模式 2 间切换, 逆变桥输出为 $\pm U_d/2$ 。

(4) $[t_3, t_4]$ 时段 VT_5 保持导通, VT_3 、 VT_4 保持截止。 t_3 时刻电感电流 i_L 由正变负, $i_{L1} = 0$, $i_{L2} > 0$, Buck 电路 1 停止工作, Buck 电路 2 工作: 单向开关 VT_2 PWM 调制, VT_1 保持截止。逆变桥输出仍然为 $\pm U_d/2$ 。此阶段电路在以下两个工作模式间切换:

工作模式 5: 如图 4e 所示, VT_2 导通, i_{L2} 线性上升, 逆变桥输出为 $u_{AC} = -U_d/2$ 。

工作模式 6: 如图 4f 所示, VT_2 关断, i_{L2} 从二极管 VD_2 续流, 线性下降, 逆变桥输出为 $u_{AC} = +U_d/2$ 。

在 $[t_3, t_4]$ 段内某一时刻输出电压 u_o 由正变负。

(5) $[t_4, t_5]$ 时段 t_4 时刻 VT_5 关断截止, VT_4 导通, $u_C = +U_d/2$; 本阶段电感电流保持 $i_{L2} > 0$, $i_{L1} = 0$, 输出电压保持 $u_o < 0$; Buck 电路 2 保持工作, Buck 电路 1 保持不工作: 单向开关 VT_2 PWM 调制, VT_1 保持截止。此阶段电路在以下两个工作模式间切换:

工作模式 7: 如图 4g 所示, VT_2 导通, i_{L2} 线性上升, 逆变桥输出为 $u_{AC} = -U_d$ 。

工作模式 8: 如图 4h 所示, VT_2 关断, i_{L2} 从二极管 VD_2 续流, 线性下降, 逆变桥输出为 $u_{AC} = 0$ 。

(6) $[t_5, t_6]$ 时段 t_5 时刻 VT_4 关断截止, VT_5 导通, $u_C = 0$, 电路工作状态同 $[t_3, t_4]$ 时段, 在工作模式 5 和工作模式 6 间切换, 逆变桥输出为 $\pm U_d/2$ 。

t_6 时刻电感电流 i_L 由负变正, $i_{L1} > 0$, $i_{L2} = 0$, 电路一个完整工作周期结束, 电路工作模式重新回到 $[t_0, t_1]$ 时段, 输出电压 u_o 在 $[t_0, t_1]$ 时段由负变正。

3 五电平双降压式全桥逆变器简析

图 5 为五电平双降压式全桥逆变器的控制框图。图中 U_r 为电压环基准, i_r 为电压环输出即电流基准, U_m 为三态滞环比较器的门坎电压。双 Buck 电路单元沿用 DBHBI 的滞环电流控制方案, Buck 电路 1、2 分别在输出电流的正负半周调理工作。滞环电流控制方案在双 Buck 电路中得到了成功的应用^[12-14], 具有内在的限流保护能力、系统输出电压

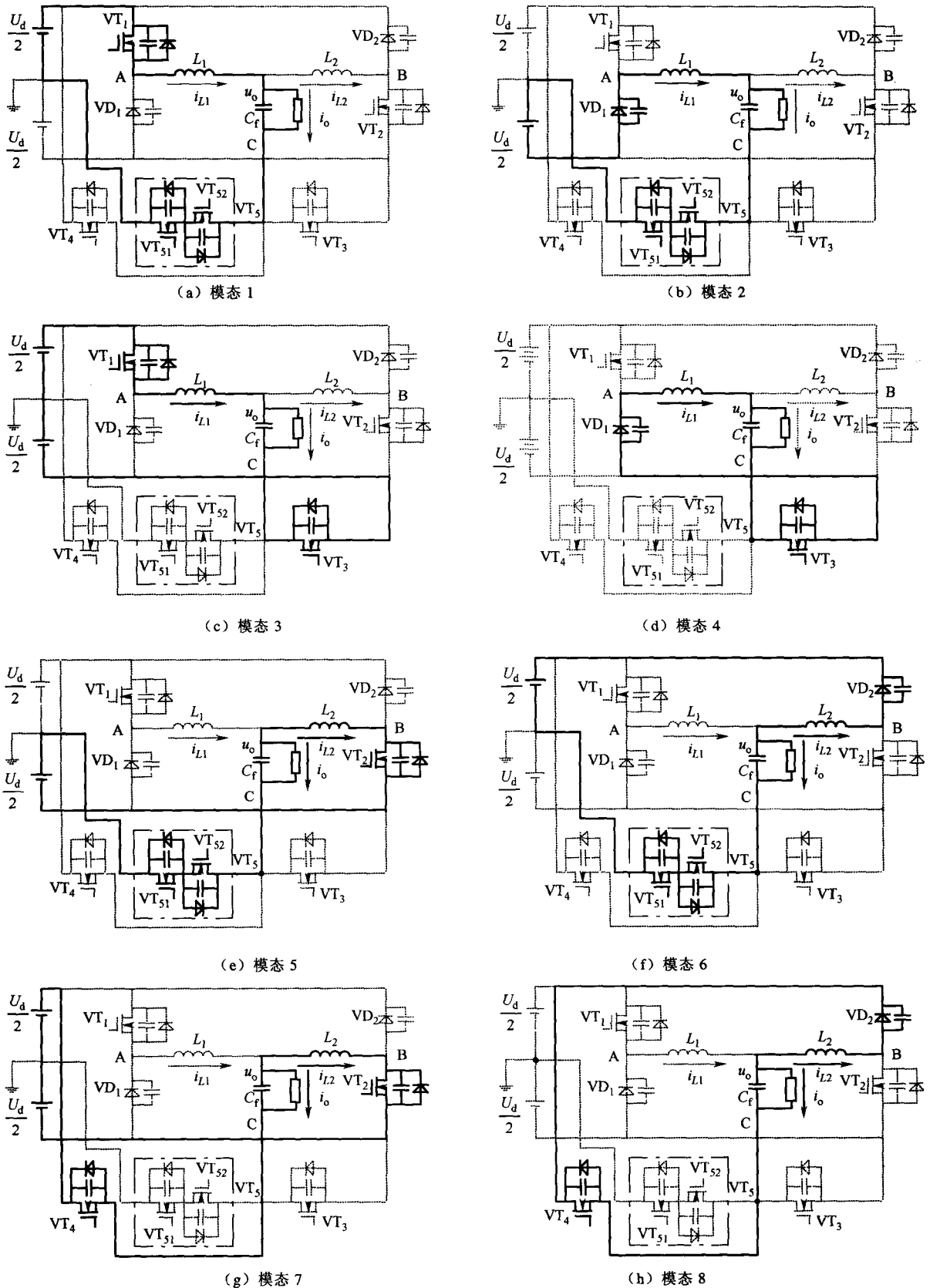


图 4 五电平双降压式全桥逆变器工作模式

Fig.4 Working models of dual Buck full bridge five-level inverter

精度高、动态性能好的优点。对双 Buck 电路而言，滞环电流控制方案可保证电路在正常工作时不需任何偏置电流，同时克服电感电流断续造成的电压失真，保证逆变器在较高效率和频率下运行^[12-14]。

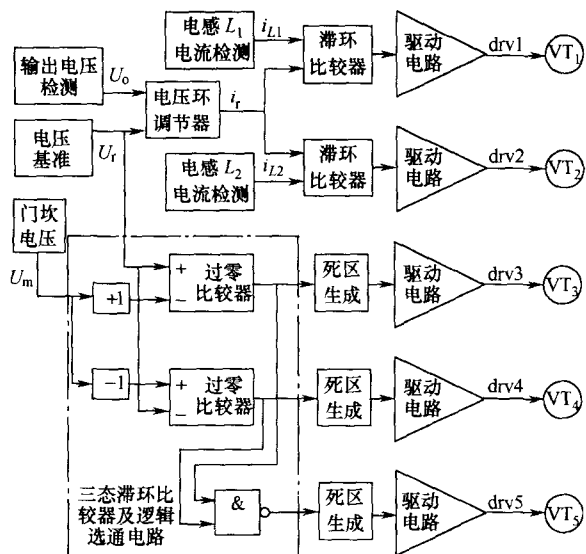


图 5 五电平双降压式全桥逆变器控制框图

Fig.5 Control method of dual Buck full bridge five-level inverter

VT₁、VT₂工作于高频 PWM 方式，其开关频率分析参照参考文献[13]；而工频开关电路各开关管（即 VT₃、VT₄、VT₅）一个周期内均仅开关一次，作用是在 C 点产生一个正负对称的工频脉宽电压，提供输出电压的大部分基波分量（见图 4 的电压 u_C），双 Buck 电路单元的调理输出在此基础上叠加，从而降低了所需滤波器大小和双 Buck 电路单元的开关频率。工频开关电路采用电压三态滞环控制，来优选电压矢量拟合输出电压。对应 VT₃、VT₄、VT₅之一的开通，有三组电压矢量可选择，见表。

表 VT₃、VT₄、VT₅的开关组合状态对应矢量组

Tab. Switching models of VT₃, VT₄, VT₅ and voltage vectors can be selected

矢量组名	VT ₃	VT ₄	VT ₅	V _C	V _{A(B)C}	工作模式
正长矢量组	1	0	0	U _d	U _d , 0	3、4
短矢量组	0	0	1	0	±U _d /2	1、2、5、6
负长矢量组	1	0	0	-U _d	-U _d , 0	7、8

VT₃、VT₄、VT₅的选取原则：输出电压大于 0 时选取正长矢量组和短矢量组；输出电压小于 0 时选取负长矢量组和短矢量组；输出电压幅值大时选取长矢量组，幅值小时选取短矢量组。具体按下式进行：

$$\text{矢量选取} = \begin{cases} \text{正长}(\text{VT}_3 \text{ 开通}) & u_o \geq U_m \\ \text{短}(\text{VT}_5 \text{ 开通}) & -U_m < u_o < U_m \\ \text{负长}(\text{VT}_4 \text{ 开通}) & u_o \leq -U_m \end{cases}$$

门坎电压 U_m 的大小决定了长、短矢量如何选择，即 V_C 的正负脉宽的宽度。U_m 的设置是五电平双降压式全桥逆变器设计的关键问题之一，下面进行一些讨论。

记输出电压峰值为 U_{omax}，定义 $M=U_m/U_{omax}$ ，称为工频脉宽调制系数，则 M 的取值范围为

$$0 \leq M < U_d/2U_{omax} \quad (1)$$

要保证逆变器正常工作，有 U_d > U_{omax}。可认为 M 的近似取值范围为

$$0 \leq M \leq 0.5 \quad (2)$$

当 M=0 时，短矢量组不再被选取，VT₅ 一直关断，电路中只存在三态电平，V_C 正负脉宽各 180°；当 M=0.5 时，V_C 正负脉宽各 90°。记 V_C 基波分量幅值为 U_{C1}，图 6 给出了不同工频脉宽调制系数下 V_C 电压的 THD 和 U_{C1}/U_{omax} 曲线。随着 M 的增大，V_C 的 THD 下降，同时基波含量幅值也更接近输出电压。从这个角度出发，M 的取值应取最大值。

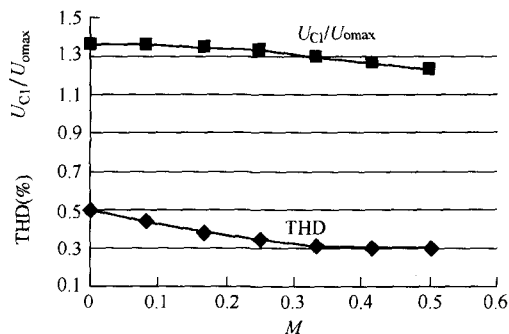


图 6 THD 和 U_{C1}/U_{omax} 曲线

Fig.6 THD and U_{C1}/U_{omax} versus M

五电平双降压式全桥逆变器中 VT₅ 电压应力为 U_d/2；VT₁~VT₄ 和 VD₁、VD₂ 的电压应力均为 U_d，而双降压式半桥逆变器各功率器件电压应力为 2U_d。记输出电流最大值为 i_{omax}，VT₅ 导通时间对应图 4 中 t₄~t₅ 时段，结合上文分析知 VT₅ 电流应力小于 i_{omax}/2；VT₁~VT₄ 和 VD₁、VD₂ 的电流应力均为 i_{omax}。以上电压电流应力为功率器件选取主要考虑因素，此外，高频工作的 VT₁、VT₂ 应选取 MOSFET 或高速 IGBT，而 VT₃、VT₄、VT₅ 可选取低频开关器件。

4 实验结果

五电平双降压式全桥逆变器的原理样机参数如下：功率开关管采用 irfp460、功率二极管采用 DSEI60-06A、输出滤波电容 C_f=10μF、输出滤波电感 L₁=L₂=180μH、输入母线电压均为 U_d=±90VDC、输出电压为 u_o=110VAC/400Hz、额定输出功率为 1 000W。为分析比较，同一台两电平双降压式半桥

逆变器 (DBHBI) 的实验结果进行对比, DBHBI 样机参数如下: 开关管采用 irfp460、功率二极管采用 DSEI60-06A、输出滤波电容 $C_f=22\mu\text{F}$ 、输出滤波电感 $L_1=L_2=400\mu\text{H}$ 、母线电压 $U_d=\pm 180\text{VDC}$ 、输出电压 $u_o=110\text{VAC}/400\text{Hz}$ 、额定输出功率为 1000W 。两台原理样机的差异在于滤波器参数和输入电压的不同。

图 7 为五电平双降压式全桥逆变器空载和满载时的关键实验波形 (ch1~ch4 分别为输出电压 u_o 、C 点电压 u_c 、电感电流 i_L 和桥臂中点 B 电压 u_b)。可见同前文分析的工作原理完全吻合。

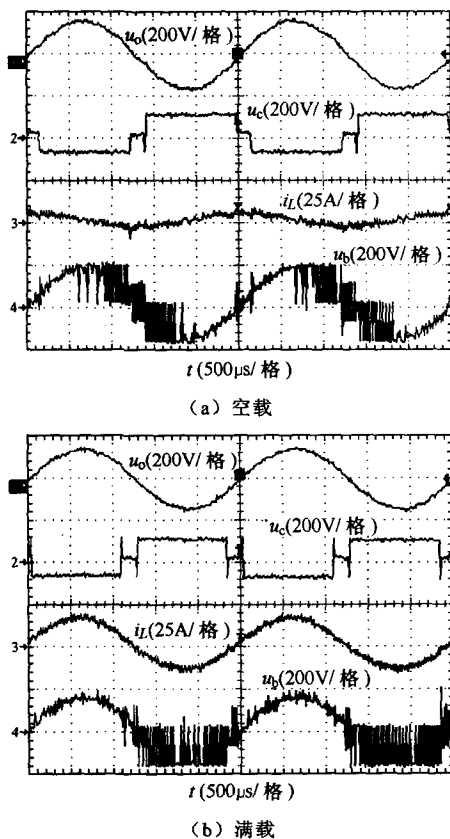


图 7 五电平双降压式全桥逆变器的实验波形

Fig.7 Experiment waveforms of dual Buck full bridge five-level inverter

图 8 为五电平双降压式全桥逆变器和 DBHBI 的效率比较, 可见五电平双降压式全桥逆变器保持了 DBHBI 高效率的特点。(而这是在两台原理样机选用相同功率器件下得到的, 一个合理的预计是: 五电平双降压式全桥逆变器可以选用耐压定额减半的功率器件, 器件导通电阻更小、开关速度更快, 进一步减小导通损耗和开关损耗。)图 9 为五电平双降压式全桥逆变器和 DBHBI 的输出电压 THD 比较, 两者在这一项上达到的指标大致相当。而由前

文的原理样机参数可知, 五电平双降压式全桥逆变器输出滤波器要小得多。

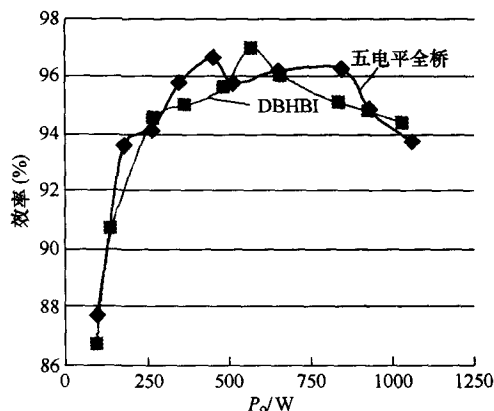


图 8 效率曲线对比

Fig.8 Comparison of efficiency

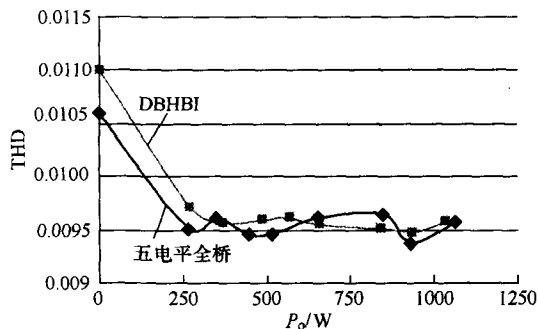


图 9 THD 对比

Fig.9 Comparison of THD

5 结论

本文提出的五电平双降压式全桥逆变器是在双 Buck 逆变器基础上提出的一种新颖的多电平逆变器电路拓扑, 在综合了多电平变换器和双 Buck 电路的一些特色的同时也具有自己的特点:

(1) 保留了多电平变换器本身输出电压谐波含量小的优点, 有助于减小滤波器, 同时可以降低 PWM 调制部分的开关频率, 降低开关损耗, 提高效率。

(2) 使用较少的功率器件实现了逆变桥五态电平输出; 功率器件电压应力低, 使得中小功率的开关器件可适用于高压、大功率的场合。

(3) 继承了双 Buck 电路无桥臂直通、无开关管体二极管反向恢复问题的优点。

(4) 整个电路结构和控制方案相对传统多电平逆变而言很简单, 易于实现, 电路开销小。

(5) 双 Buck 电路部分 PWM 调制采用简单可

靠动态性能佳的滞环电流控制方案;增加的工频开关电路各器件一个工频周期仅开关一次,且仅需根据输入电压极性和大小开环控制,既降低开关损耗也极易实现。

(6)直流侧仍然需要外部供应正负两态电源输入,或电容均压控制。

(7)输入输出不共地,不能构建三相系统,适用于单相逆变的场合。

参考文献

- [1] 李永东. 高性能大容量交流电机调速技术的现状及展望[J]. 电工技术学报, 2005, 20(2): 1-10.
Li Yongdong. High performance and high power AC motor variable speed drives-status drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(2): 1-10.
- [2] Lai Jisheng, Peng Fangzheng. Multilevel converter-a new breed of power converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 509-517.
- [3] Fujii K. Comparison of hard-switched multi-level inverter topologies for STATCOM by loss-implemented simulation and cost estimation[C]. IEEE PESC, 2005, 340-346.
- [4] Gao Liliang. Improvement in capacitor voltage balancing using multi-phase diode-clamped multi-level inverters[C]. 3rd IET International Conference on Power Electronics, 2006: 378-382.
- [5] 周京华, 苏彦民, 沈传文, 等. 基于多电平逆变器通用组合拓扑结构的调制策略研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 39-47.
Zhou Jinghua, Su Yanmin, Shen Chuanwen, et al. Research on modulation strategies based on multi-level inverter universal hybrid structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(8): 39-47.
- [6] 陈阿莲, 何湘宁, 吴洪洋, 等. 基于基本单元串-并(并-串)思想生成多电平变换器拓扑的方法[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 41-46.
Chen Alian, He Xiangning, Wu Hongyang, et al. Multilevel converter topologies based on series-parallel and parallel-series connections of basic cells[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 41-46.
- [7] Aghdam M G H. Analysis of conduction and switching losses in three-phase asymmetric multi-level cascaded inverter[C]. WSEAS Transactions on Circuits and Systems, 2005, 4(7): 340-346.
- [8] 丘东元, 张波, 潘虹. 级联型多电平变换器一般构成方式及原则研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(3): 24-35.
Qiu Dongyuan, Zhang Bo, Pan Hong. Study on composing methods of cascade multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(3): 24-35.
- [9] Bhuvaneswari G. Multi-level inverters-a comparative study[J]. IETE Journal of Research, 2005, 51(2): 141-153.
- [10] 宋文祥, 陈国呈, 丁肖宇, 等. 基于两类脉宽调制方式本质联系的三电平逆变器中点电压平衡控制的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 53-58.
Song Wenxiang, Chen Guocheng, Ding Xiaoyu, et al. Research on neutral-point balancing control for three-level NPC inverter based on correlation between PWM and SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 53-58.
- [11] 张艳莉, 费万民, 吕征宇, 等. 三电平逆变器 SHEPWM 方法及其应用研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 16-20.
Zhang Yanli, Fei Wanmin, Lu Zhengyu, et al. Research of selected harmonic elimination PWM techniques applicable to three-level voltage inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 16-20.
- [12] Liu Jun, Yan Yangguang. Reliable hysteresis current controlled dual buck half bridge inverter[J]. Transaction of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2003, 1(1): 67-72.
- [13] 洪峰, 刘军, 严仰光. 滞环电流控制型双 buck 逆变器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(8): 73-77.
Hong Feng, Liu Jun, Yan Yangguang. Hysteresis current controlled dual buck half bridge inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(8): 73-77.
- [14] Zhu Chenhua, Yan Yangguang. A novel series/parallel output dual buck inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 12-15.

作者简介

洪 峰 男, 1979 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子功率变换器、航空电源。

单任仲 男, 1982 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子功率变换器、航空电源。