

直流高压 ISOP 型多电平逆变拓扑 控制及对比分析

薛玉峰, 苏建徽, 汪海宁, 杜燕

(合肥工业大学 光伏系统教育部工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 在输入直流电压较高的场合, 考虑到逆变器的功率开关管耐压能力有限, 采用了一种输入串联输出并联 (ISOP) 逆变器拓扑, 由两个单相全桥逆变器模块组成, 在输入均压控制下可以均分输入直流电压, 使功率开关管只承受输入直流电压的 1/2, 并在载波移相正弦脉宽调制 (SPWM) 方式下输出电平数增加, 从而可以降低输出电压的 THD。此外, 在谐波、扩展性等方面对比 ISOP 逆变器和有源中点钳位 (ANPC) 三电平逆变器, 指出 ISOP 逆变器的优越性。最后进行了仿真实验。

关键词: 输入串联输出并联; 逆变器; 输入均压; 载波移相

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23999

Control and Comparative Analysis of DC High Voltage ISOP Multilevel Inverter Topology

XUE Yufeng, SU Jianhui, WANG Haining, DU Yan

(Engineering Research Center of Ministry of Education of Photovoltaic System,
Hefei University of Technology, Hefei 230009, Anhui, China)

Abstract: When the input DC voltage is high, considering the limited voltage endurance capability of the power switch of the inverter, an input-series and output-parallel (ISOP) inverter topology was adopted, which is composed of two single-phase full-bridge inverter modules. The input DC voltage could be divided equally under the input-voltage sharing control, so that the power switch could only bear half of the input DC voltage, and the output level quantity increases under the carrier phase shift sinusoidal pulse width modulation (SPWM) mode, which can reduce THD of the output voltage. In addition, the ISOP inverter and the active neutral point clamped (ANPC) three-level inverter were compared in terms of harmonics and scalability, and pointed out the superiority of the ISOP inverter. Finally, the simulation verification was carried out.

Key words: input-series and output-parallel (ISOP); inverter; input-voltage sharing; carrier phase shift

近年来, 高压直流输电技术迅速发展, 该技术适用于远距离大容量输电和电力系统联网, 而且可以实现海底电缆输电、大型城市地下电缆输电, 是实现能源优化配置和综合利用的重要技术支撑^[1]。

由于高压直流输电的电压等级较高, 就目前的电力电子器件的制造技术水平和电力电子技术水平, 单个功率器件的耐压等级不可能做得很大, 这就需要从拓扑结构上来解决高压输入问题。目前, 在拓扑结构上的研究主要在以下几个

方面: 通过功率器件的串联来提高耐压等级; 通过多电平变换器提高装置电压等级; 通过多模块串并联组合来承受高输入电压。

桥臂中开关器件的串联均压技术难度很大, 即使是选择相同参数、相同型号的器件, 在实际运行中还是会存在一定的差异, 所以功率器件串联往往会带来功率器件之间的不均压问题^[2]。

常用的多电平变换器主要有中点钳位型 (neutral-point-clamped, NPC) 多电平变换器、模块化多电平变换器 (modular multilevel converter, MMC)。

基金项目: 国家重点研发计划 (2018YFB1500800)

作者简介: 薛玉峰 (1995—), 男, 硕士, Email: 2740503604@qq.com

通讯作者: 汪海宁 (1978—), 女, 博士, 副教授, Email: ahwhn@126.com

对于NPC多电平变换器,随着电平数的增加,拓扑复杂程度和调制难度将急剧增加,实际应用中这些变换器的输出电平数不可能很高^[3]。对于MMC,拓扑结构为子模块串联,避免开关器件的直接串联,没有串联均压的技术难题;其次,由于输出电平数较多,可以使用平均开关频率较低的调制策略,从而降低开关损耗^[4]。然而MMC存在开关管数量较多、控制较复杂的缺点,因此本文提出更加简单的方案。

输入串联输出并联(ISOP)逆变器适用于高等级直流输入电压领域^[5-6]。目前常用的ISOP逆变器采用两级式结构,前级为高频隔离的全桥直流变换器,后级为全桥逆变器^[7-12]。但是在实际工程中大功率的高频变压器设计难度较大^[13],因此两级式ISOP逆变器难以应用在大功率场合。文献[9]指出要保证ISOP逆变器处于正常工作状态,就必须保证输入电压均压和输出电流均流。文献[10]揭示了ISOP逆变器输入均压和输出均流之间的联系,指出在输出均流控制下逆变器模块呈现负阻特性,系统无法稳定工作,必须加入输入均压控制才能保证系统稳定。文献[11-12]指出ISOP逆变器输入均压控制的本质就是调节各逆变器模块的有功功率。文献[14-18]将载波移相SPWM技术应用于输出并联型逆变器,指出在该调制方式下逆变器输出电压具有多电平特性,可以使等效开关频率倍增,但未分析多电平产生的机理。

为解决上述问题,本文提出一种直接将逆变器输入侧串联、输出侧通过多绕组工频变压器实现等效并联的拓扑,该拓扑结构简单,易于扩展,适用于输入电压较高的大功率场合。同时,本文设计了一种单相旋转坐标系下的输入均压控制方法,可以有效调节各逆变器模块的有功功率,实现输入均压,减小开关管电压应力。此外,本文采用载波移相SPWM调制方式实现了ISOP逆变器输出多电平特性,减少了输出电压谐波,并根据电路模态分析了多电平产生的机理。由于三电平逆变器与两模块ISOP逆变器输出电平数相同,都具有提高拓扑耐压等级的特点,且有源中点钳位型(active NPC, ANPC)相比于其他类型三电平逆变器具有损耗平衡、扩展相对容易的优点,则以1 500 V的输入直流电压等级为例,将两模块ISOP逆变器与ANPC三电平逆变器进行优劣对比,指出ISOP逆变器在谐波、扩展性等方面

的优越性,最后进行仿真实证。

1 ISOP 逆变器

1.1 ISOP 逆变器主电路拓扑

图1为两模块组成的ISOP逆变器主电路拓扑。其中,各逆变器模块为功率开关管 $S_{j1} \sim S_{j4}$ ($j=1, 2$)组成的单相全桥逆变器; L_j 为各模块滤波电感,与滤波电容 C 构成LC滤波器; R 为负载电阻; C_{dj} 为各模块均压电容;输出侧通过多绕组工频变压器实现电压隔离、变换和等效并联的功能,变压器匝数比为 $N_1:N_2$; V_{dc} 为直流输入电压; v_o 为交流输出电压; i_{lj} 为各模块电感电流; v_{dcj} 为各模块直流侧电压; i_{dcj} 为各模块均压电容电流; i_{inj} 为各模块输入电流; i_{in} 为总输入电流。该拓扑可应用于输入电压较高的大功率场合。

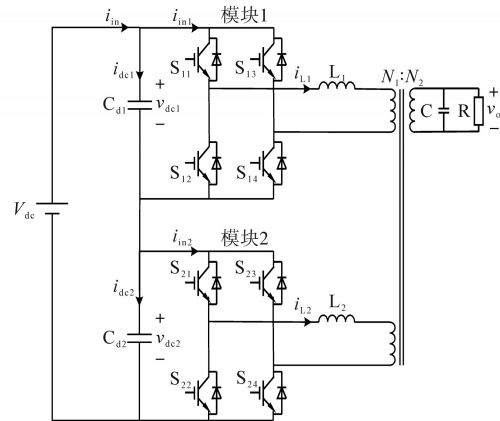


图1 ISOP 逆变器主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology of ISOP inverter

多绕组变压器等效电路如图2所示。其中, $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ 为变压器原边的漏感; L_{σ} 为变压器副边的漏感; L_m, R_m 分别为励磁电感和铁损等效电阻;变压器匝数比为 $N_1:N_2$; i_{l1}, i_{l2} 为变压器原边的电流; i_l 为变压器副边的电流。若不计励磁电流影响,根据磁势平衡,则有^[19-20]:

$$N_1 i_{l1} + N_1 i_{l2} = N_2 i_l \quad (1)$$

根据图2和式(1),多绕组变压器可以起到等效并联的作用,相比较多个变压器实现并联,极大地减小了体积和成本。

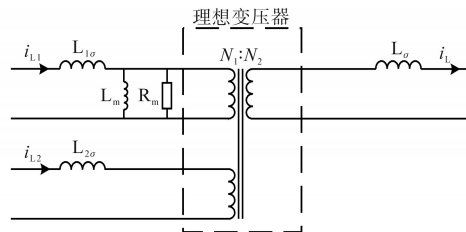


图2 多绕组变压器等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of multi-winding transformer

1.2 ISOP逆变器控制策略与调制方式

1.2.1 输入均压环设计

本文将图1所示的ISOP逆变器应用于输入直流电压等级较高的场合,由于功率开关管的耐压能力有限,因此该拓扑的关键问题在于通过实现输入均压以减小开关管的电压应力。

根据能量守恒,有:

$$\begin{aligned} P_{inj} \cdot \eta_j &= v_{inj} \cdot i_{inj} \cdot \eta_j \\ &= V_o I_{Lj} \cos \varphi_j \\ &= P_{oj} \end{aligned} \quad (2)$$

式中: P_{inj} 、 P_{oj} 、 η_j 、 V_o 、 I_{Lj} 、 φ_j 分别为各逆变器模块输入功率、输出有功功率、传输效率、输出电压有效值、电感电流有效值、电感电流与输出电压夹角。

当各模块电路参数完全相同时,各模块传输效率相等,若采用输出均流控制,则各模块电感电流有效值相等、电感电流与输出电压夹角相等,则有:

$$\begin{cases} \eta_1 = \eta_2 \\ I_{L1} = I_{L2} \\ \varphi_1 = \varphi_2 \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)得到:

$$v_{in1} i_{in1} = v_{in2} i_{in2} \quad (4)$$

电压电容电流平均值为零,即

$$i_{dc1} = i_{dc2} = 0 \quad (5)$$

则可得到:

$$i_{in1} = i_{in2} \quad (6)$$

将式(6)代入式(4)得到:

$$v_{in1} = v_{in2} \quad (7)$$

根据式(2)~式(7),在不考虑各模块参数差异和各种扰动的影响时,若实现输出均流,即可实现输入均压。

当ISOP逆变器只采用输出均流控制策略时,从输入端看,逆变器模块呈现为负阻特性。当某一模块的输入电压受到扰动上升时,该模块的输入电压和输入电流成反比,则输入电流减小,流过均压电容的电流增加并大于零,输入电压会继续上升,从而形成正反馈。由于实际电路参数具有离散性,以及考虑到各种扰动的影响,只采用输出均流控制时,输入电压是不稳定的,故必须加入输入均压控制。

输入均压控制的本质是采集各模块输入电压的误差信号来调节其有功功率,使每个模块的输入电压与输入电流成正比,从而形成负反馈。例如输

入电压高的模块通过输入均压控制提高该模块的有功功率使输入电流增加,从而流过均压电容的电流减小并小于零,则该模块的输入电压减小,实现输入均压。常用的输入均压控制策略如图3所示。

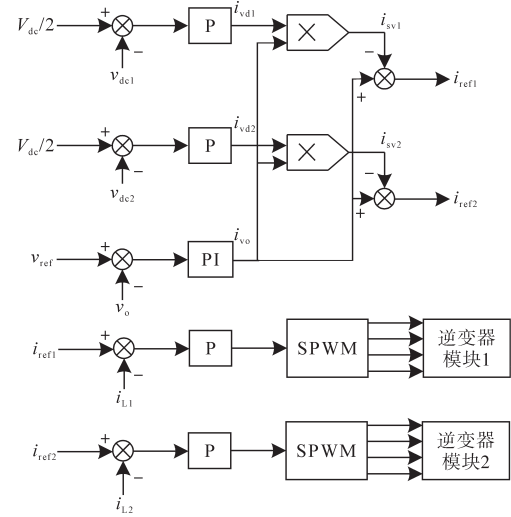


图3 常用的ISOP逆变器输入均压控制策略

Fig.3 General input-voltage sharing control strategy for ISOP inverter

该控制策略包含了输出电压环、电感电流环和均压环,均压环和电感电流环采用P控制,输出电压环采用PI控制,两个逆变器模块电流环共用一个指令电流实现输出均流,在输出均流基础上,通过均压环对各模块电感电流幅值进行微调,实现对各模块有功功率的调节,从而实现输入均压。其中,输入电压误差 i_{vdj} 为直流信号,需要引入乘法器使 i_{vdj} 与电流环指令电流 i_{vo} 相乘得到电流环指令电流幅值的校正信号 i_{svj} ,将 i_{vo} 与 i_{svj} 相减后便得到校正后的电流环指令电流 i_{refj} 。此外,考虑到功率较大时开关管的开关频率受限,在静止坐标系下输出电压会有较大的稳态误差^[21],因此本文提出了一种单相旋转坐标系下的输入均压控制策略,如图4所示。

对于单相逆变器,若要在旋转坐标系下控制,必须先构造虚拟 β 坐标,将原交流电压电流信号作为 α 坐标,并将 α 坐标延迟 90° 得到 β 坐标,再进行 dq 变换,则得到 dq 坐标信号^[22]。此外,电流环产生调制波的 d, q 分量 m_{jd}, m_{jq} ,须通过 dq 逆变换,略去 β 轴调制波分量 $m_{j\beta}$,才能得到各逆变器模块的调制波 $m_{j\alpha}$ 。图4所示的控制方法与图3相比,由于 dq 坐标系下的电压、电流都是直流量,故无需乘法器,直接可以用输入电压误差 i_{vdj} 来调节电流环 d 轴上的指令电流,从而调节各模块有功功率,实现输入均压。

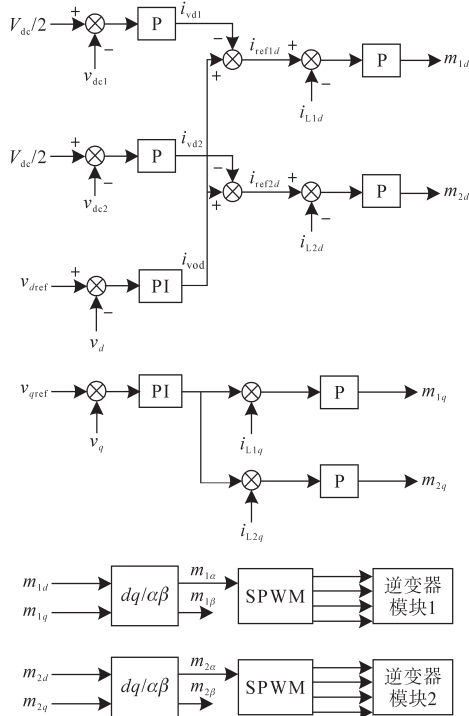


图4 旋转坐标系下ISOP逆变器输入均压控制策略
Fig.4 Input-voltage sharing control strategy for ISOP inverter in rotating coordinate system

1.2.2 载波移相SPWM技术

本文将载波移相SPWM技术应用在图1所示的ISOP逆变器中,通过使各逆变器模块的三角载波相位互差 $360^\circ/2$,最终达到减小输出电压谐波的目的。由于单相全桥逆变器在单极性调制下1对开关管工作在基波频率,1对开关管工作在开关频率,因此开关损耗较小,另外单极性调制的高次谐波少于双极性调制,故这里采用单极性调制。对于两模块的输出并联型逆变器,当输出端无变压器、滤波电容和负载电阻时,将各逆变器等效成电压源,此时输出并联型逆变器等效电路如图5所示。载波移相调制原理如图6所示。

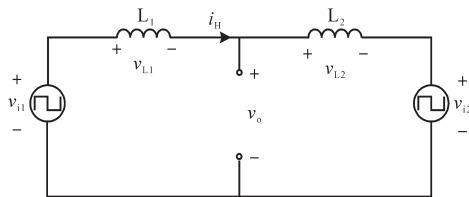


图5 输出并联型逆变器等效电路
Fig.5 Equivalent circuit of output parallel inverter

当两个逆变器的三角载波无相位差时, $v_{11}=v_{12}$ 始终成立,系统无环流,输出电压 $v_o=v_{11}=v_{12}$,此时输出电压的电平数与单个逆变器相同。当两个逆变器的三角载波存在 180° 的相位差时, v_{11} 和 v_{12}

不一定相等,系统产生环流 i_{11} ,影响电感 L_1 和 L_2 的电压值,从而影响 v_o 的输出特性。调制波和两组载波波形图如图6a所示,调制波与两组相位互差 180° 的载波相交,得到图6b和图6c中 v_{11} 和 v_{12} 的波形,分别由 $V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ 三种电平组成。在同一时刻, v_{11} 与 v_{12} 的电压值有多种排列组合,对应 v_o 有多种不同的电压值。例如,当 $v_{11}=V_{dc}/2, v_{12}=V_{dc}/2$ 时, $v_{11}=v_{12}=0$,此时 $v_o=V_{dc}/2$;当 $v_{11}=V_{dc}/2, v_{12}=0$ 时, $v_{11}=v_{12}=V_{dc}/4$,此时 $v_o=V_{dc}/4$ 。同理,可得到 v_{11} 与 v_{12} 的其他排列组合下的 v_o 的电压值。综上所述, v_o 有 $V_{dc}/2, V_{dc}/4, 0, -V_{dc}/4, -V_{dc}/2$ 五种电平,其波形如图6d所示。因此,输出并联型逆变器在载波移相调制方式下输出电压具有多电平特性,则将载波移相SPWM技术应用在ISOP逆变器可有效改善输出电压的谐波特性。

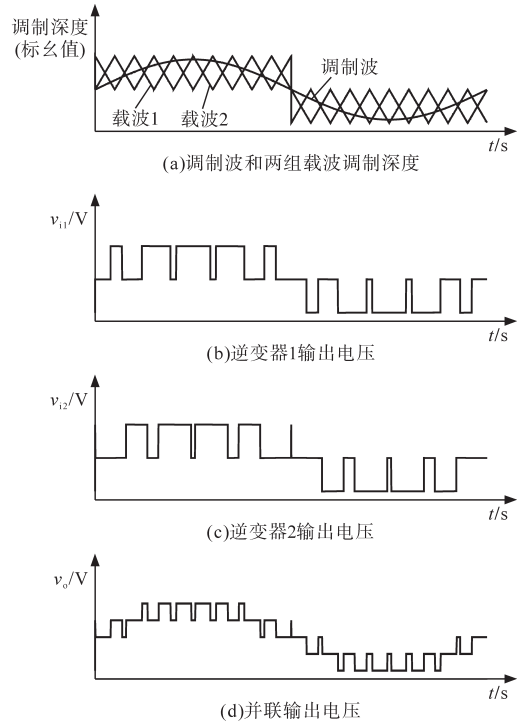


图6 输出并联型逆变器载波移相调制原理
Fig.6 Carrier phase shift modulation principle of output parallel inverter

2 ANPC 三电平逆变器

2.1 ANPC 三电平逆变器主电路拓扑

单相ANPC三电平逆变器拓扑如图7所示。每个桥臂由6个功率开关管 $S_{x1} \sim S_{x6}$ 组成($x=1, 2$);滤波电感 L 与滤波电容 C 构成LC滤波器; R 为负载电阻; C_{d1}, C_{d2} 为直流侧电容;变压器匝数比为 $N_3:N_4$; V_{dc} 为直流输入电压; v_o 为交流输出电压。该拓扑每个功率开关管只承受直流母线电

压的1/2,也可以用于输入直流电压等级较高的场合。每个桥臂输出 $V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ 三种电平,分别记作P,O和N三种状态,通过排列组合输出电压可以产生 $V_{dc}, V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2, -V_{dc}$ 五种电平,具有较好的谐波特性。

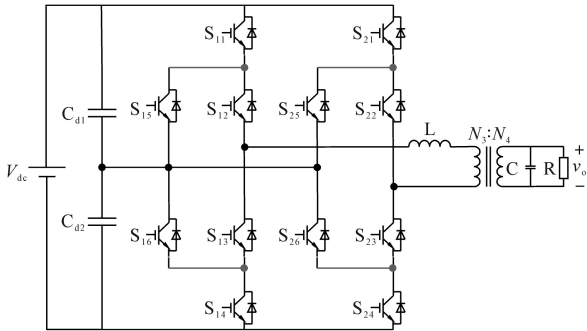


图7 单相ANPC三电平逆变器主电路拓扑

Fig.7 Main circuit topology of single-phase ANPC three-level inverter

2.2 ANPC三电平逆变器调制方式

文献[23]指出,输出状态为O时有4种冗余状态,考虑到状态之间切换时开关顺序的问题及控制方面对于开关管互补关系的要求,选择其中的两种冗余状态。单相ANPC三电平逆变器的四种开关状态如表1所示。

根据表1,开关管 S_{x1} 和 S_{x5} , S_{x2} 和 S_{x3} , S_{x4} 和 S_{x6} 分别互补,且为了减小开关损耗和实现损耗平衡,本文采用P与OL之间切换、N与OU之间切换的方式。这种切换方式下每个桥臂只有一对开关管工作在开关频率,其他开关管工作在基波频率,有利于开关损耗的降低。另外,单相ANPC三电平逆变器存在中点电位波动的固有缺陷,可以在SVPWM调制方式下调整冗余小矢量作用时间实现中点电位平衡,单相SVPWM调制方式以及中点电位平衡控制可参考文献[24]。

表1 单相ANPC三电平逆变器开关状态

Tab.1 Switching states of single-phase ANPC three-level inverter

| 开关状态 | S_{x1} | S_{x2} | S_{x3} | S_{x4} | S_{x5} | S_{x6} | 输出电压 |
|------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|-------------|
| P | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $V_{dc}/2$ |
| OU | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| OL | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| N | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | $-V_{dc}/2$ |

3 对比分析

根据第1节和第2节的分析,两模块的单相ISOP逆变器和单相ANPC三电平逆变器存在以下共同的优点:

1)两种拓扑的功率开关管承受的电压应力都只有直流母线电压的1/2,均可用于输入电压较高的大功率场合;

2)两模块的单相ISOP逆变器在载波移相调制下的输出电平数和单相ANPC三电平逆变器相同,都为5,因此两者均具有较小的电压变化率和较好的谐波特性。此外,ISOP逆变器同ANPC三电平逆变器一样不仅可以应用于单相,也可以用在三相上,只需将每个逆变器模块换成三相逆变器即可。

然而,在以下方面单相ISOP逆变器明显优于单相ANPC三电平逆变器:单相ANPC三电平逆变器开关管数量较多,因此控制较复杂,且扩展难度较大,难以应用在直流电压等级更高的场合;单相ISOP逆变器拓扑开关管数量较少,控制简单,且容易扩展成更多的模块,产生更多的输出电平,可用于等级更高的直流电压。

4 仿真验证

为验证本文提出的ISOP逆变器输入均压控制策略的正确性,以及ISOP逆变器相比于ANPC三电平逆变器的优越性,本文采用Matlab进行仿真验证。仿真参数为:直流母线电压 $V_{dc}=1500\text{V}$,输出交流电压 $35\text{kV}/50\text{Hz}$,系统容量 2MW ,开关频率 $f_s=5\text{kHz}$,直流侧电容 $C_{a1}=C_{a2}=10000\mu\text{F}$,输出滤波电容 $C=0.29\mu\text{F}$;ISOP逆变器的变压器升压比为 $N_1:N_2=1:80$,ANPC三电平逆变器的变压器升压比为 $N_3:N_4=1:40$;为了公平比较ISOP逆变器和ANPC三电平逆变器的输出电压THD值,两者的滤波电感等效到变压器副边的值应相同,则ISOP逆变器滤波电感 $L_1=L_2=109\mu\text{H}$,ANPC三电平逆变器滤波电感 $L=218\mu\text{H}$ 。

图8为ISOP逆变器两模块电路参数完全相同且未采用输入均压控制时,在0.05s处对模块1直流侧电压加入波动的仿真波形。在0.05s之前,电路参数相同且无扰动影响,此时仅由输出均流控制便可实现输入均压;在0.05s之后,在输入电压扰动的影响下,根据逆变器模块的负阻特性,输入电压高的模块,其输入电压会继续升高,反之,输入电压低的模块,其输入电压会继续降低。但模块2的输入电压不会下降到零,其输入电压降低到不能提供额定输出电压时,输出电流会减小,则该模块输入电流 i_{in2} 降低并小于总输入电流 i_{in} , i_{dc2} 大于零,使模块2的输入电压上升。因此,只

采用输出均流控制时,在输入电压扰动的影响下输入电压会呈现振荡状态,这种情况下开关管会承受很大的电压应力,所以必须采用输入均压控制。

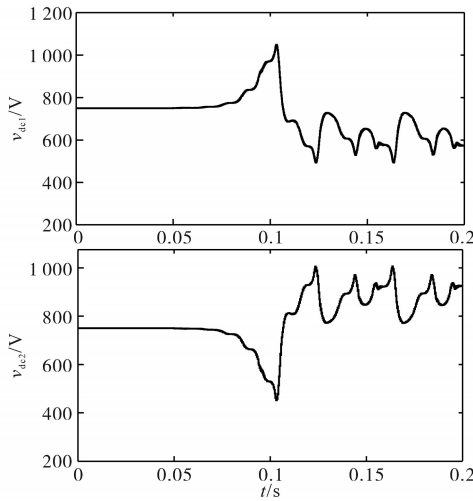


图8 未采用输入均压控制时ISOP逆变器仿真波形

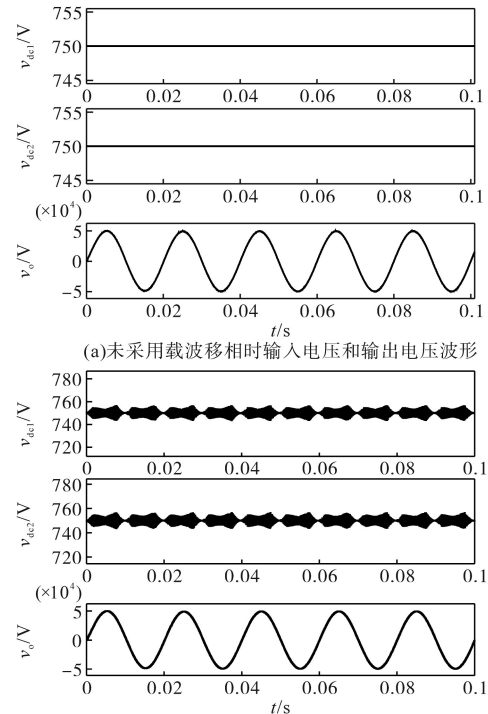
Fig.8 Simulation waveforms of ISOP inverter without input-voltage sharing control

图9为ISOP逆变器两模块电路参数完全相同并采用输入均压控制时的仿真波形。各模块输入电压、输出电压分别如图9a和图9b所示。图9a未采用载波移相,此时输入电压误差为零,而图9b采用载波移相后输入电压存在一定波动,与输入电压参考值的误差保持在10V以内。图9c为采用载波移相时两模块输入电压、电感电流局部波形,可以看出当采用载波移相时,两模块电感电流纹波交错,从而增加两模块有功功率误差,导致输入电压产生误差,但输入电压误差一直维持在较小的范围内。从图9可以看出,ISOP逆变器在载波移相的调制方式下较好地实现了输入均压。

当ISOP逆变器两模块均压电容、滤波电感、变压器升压比存在差异时,在载波移相调制方式下各模块输入电压、输出电压如图10所示。图10a为均压电容存在10%差异时的波形,图10b为滤波电感存在10%差异时的波形,图10c为变压器升压比分别为1:85,1:80时的波形。从图10可以看出,当两模块电路参数存在差异时,ISOP逆变器较好地实现了输入均压。

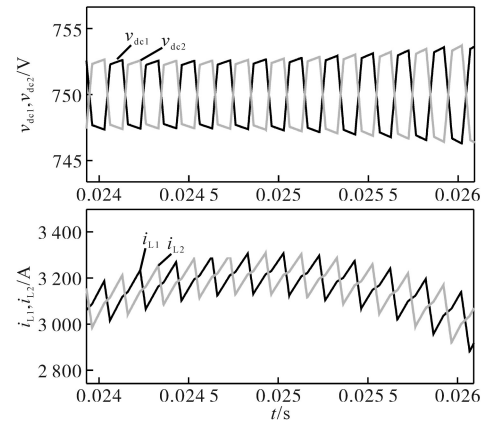
图11为ISOP逆变器输入电压突变时的仿真波形。输入电压在1500V和1600V之间跳变时,两模块的输入电压保持了较好的均分效果。

图12为ISOP逆变器负载突变时的仿真波



(a)未采用载波移相时输入电压和输出电压波形

(b)采用载波移相时输入电压和输出电压波形



(c)采用载波移相时输入电压、电感电流局部波形

图9 电路参数完全相同时ISOP逆变器仿真波形

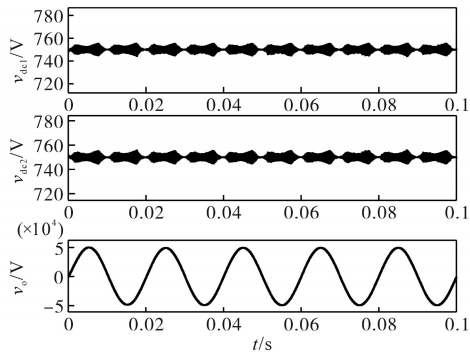
Fig.9 Simulation waveforms of ISOP inverter with completely identical circuit parameters

形。当负载在满载和半载之间跳变时,两模块的输入电压波动均稳定在较小的范围内。

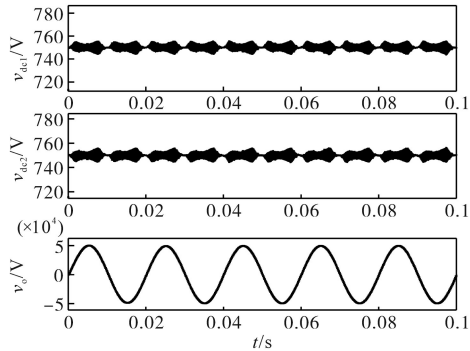
从图9~图12可以看出,在稳态和动态时,本文提出的输入均压控制均具有较好的均分直流侧电压的效果。

图13为输出端无滤波电容和负载电阻时ISOP逆变器和ANPC三电平逆变器的输出电压波形。从图13可以看出,在载波移相调制方式下,ISOP逆变器具有和ANPC三电平逆变器相同的多电平输出特性,验证了1.2.2节的分析。

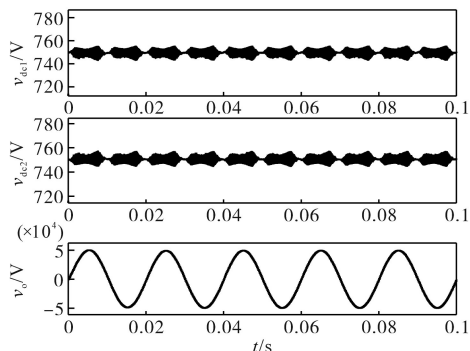
图14为ISOP逆变器和ANPC三电平逆变器输出电压频谱分布。由于两者输出电压电平数都为5,因此谐波特性比较接近,THD值几乎相同。



(a)均压电容存在差异时输入电压和输出电压波形



(b)滤波电感存在差异时输入电压和输出电压波形



(c)升压比存在差异时输入电压和输出电压波形

图10 电路参数存在差异时ISOP逆变器仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of ISOP inverter with different circuit parameters

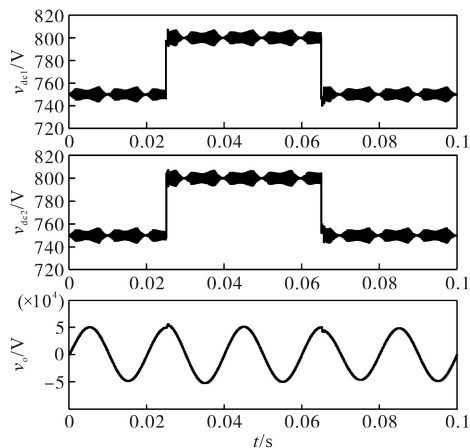


图11 输入电压突变时ISOP逆变器仿真波形
Fig.11 Simulation waveforms of ISOP inverter when the input voltage changes suddenly

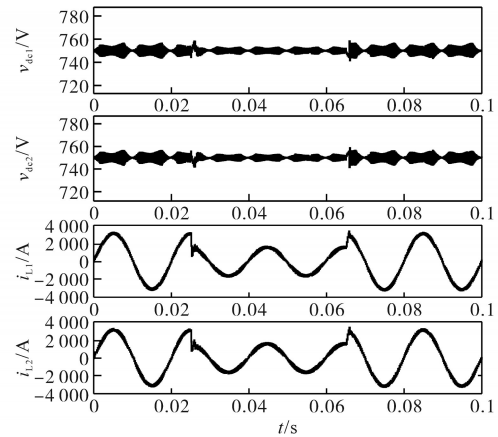
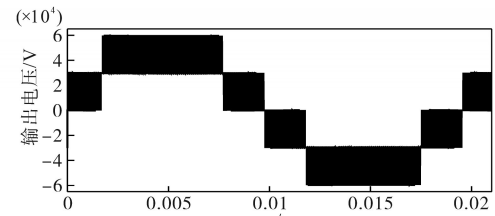
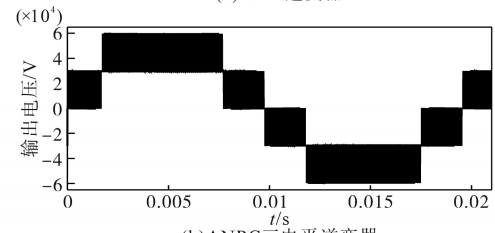


图12 负载突变时ISOP逆变器仿真波形

Fig.12 ISOP inverter simulation waveforms when the load changes suddenly



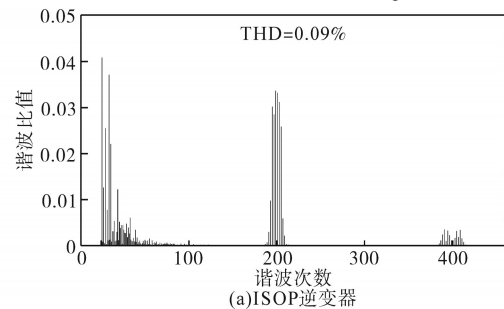
(a)ISOP逆变器



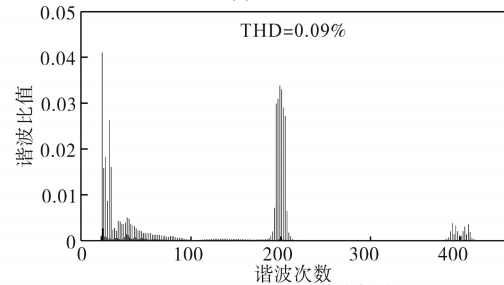
(b)ANPC三电平逆变器

图13 输出无RC时两种逆变器输出电压波形

Fig.13 Output voltage waveforms of the two inverter without RC at the output end



(a)ISOP逆变器



(b)ANPC三电平逆变器

图14 两种逆变器输出电压频谱

Fig.14 Output voltage spectrum of the two inverter

5 结论

本文以ISOP逆变器为研究对象,针对输入均压问题提出了一种单相旋转坐标系下的输入均压控制策略,可以通过调节各逆变器模块的有功功率实现输入均压,保证系统稳定工作。本文还根据电路模态分析了输出并联逆变器在载波移相SPWM调制方式下产生多电平的机理,同时在多个方面将ISOP逆变器和ANPC三电平逆变器进行对比,指出ISOP逆变器的优越性。最后通过仿真验证了输入均压控制策略的有效性以及ISOP逆变器的优越性。

参考文献

- [1] 袁小威,王金梅,苗海东,等. 基于LCC的高压直流输电换流站无功功率控制策略研究[J]. 电气传动, 2021, 51(13): 14-19.
YUAN Xiaowei, WANG Jinmei, MIAO Haidong, et al. Research on the reactive power control strategy of HVDC converter station based on LLC[J]. Electric Drive, 2021, 51(13): 14-19.
- [2] 徐政,薛英林,张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5051-5062.
- [3] 周奔. 输入串联输出并联高压直流变换器研究及装置研制[D]. 长沙: 湖南大学, 2017.
ZHOU Ben. Research and equipment development of input-series output-parallel high voltage DC/DC converter[D]. Changsha: Hunan University, 2017.
- [4] GLINKA M, MARQUARDT R. A new AC/AC multilevel converter family[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 662-669.
- [5] 王旭阳,曾凡飞,靳运莘. 输入串联输出并联高压充电机控制策略研究[J]. 电气传动, 2019, 49(9): 52-55.
WANG Xuyang, ZENG Fanfei, JIN Yunshen. Control strategy research on input-series-output-parallel connected converter for high voltage battery charger[J]. Electric Drive, 2019, 49(9): 52-55.
- [6] 刘姜涛,邓其军,陈晶,等. 输入串联输出等效并联多逆变器驱动的高压大功率无线电能传输系统研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(5): 67-75.
LIU Jiangtao, DENG Qijun, CHEN Jing, et al. Research on high voltage and high power inductive power transfer system driven by input-series output-equivalent-parallel inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(5): 67-75.
- [7] 方天治,张先云,黄淳,等. 输入串联输出并联LCL型并网逆变器系统的目标多重化控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1189-1200.
FANG Tianzhi, ZHANG Xianyun, HUANG Chun, et al. Control strategy to reach multiple objectives for input-series-output-parallel LCL-type grid-connected inverter system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 1189-1200.
- [8] SHU Liangcai, CHEN Wu, JIANG Xiaojian. Decentralized control for fully modular input-series output-parallel (ISOP) inverter system based on the active power inverse-droop method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7521-7530.
- [9] 方天治,王健,阮新波. 分布式输入串联输出并联逆变器系统的复合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 108-115, 132.
FANG Tianzhi, WANG Jian, RUAN Xinbo. Compound control strategy for distributed input-series-output-parallel inverter system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22): 108-115, 132.
- [10] 陈武,阮新波,庄凯. 输入串联输出并联DC/AC逆变器系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 16-23.
CHEN Wu, RUAN Xinbo, ZHUANG Kai. Control strategy for input-series and output-parallel connected inverter system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 16-23.
- [11] 庄凯,阮新波. 输入串联输出并联变换器的输入均压稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 15-20.
ZHUANG Kai, RUAN Xinbo. Stability analysis of input-voltage sharing for input-series output-parallel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 15-20.
- [12] CHEN Wu, JIANG Xiaojian, CAO Wu, et al. A fully modular control strategy for input-series output-parallel (ISOP) inverter system based on positive output-voltage-amplitude gradient[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2878-2887.
- [13] 薛晨扬. 适用于中压直流配电网的直流变压器研究[D]. 南京: 东南大学, 2019.
XUE Chenyang. Study on DC transformer for medium voltage DC distribution network[D]. Nanjing: Southeast University, 2019.
- [14] 王永安,周羽生,袁肖雷. 高频融冰激励电源及其控制策略的研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(10): 140-146.
WANG Yongan, ZHOU Yusheng, YUAN Xiaolei. Study on high frequency ice-melting excitation source and control strategy[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(10): 140-146.
- [15] 王海欣,黄海宏,高格,等. 载波移相在大容量并联逆变电源中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(11): 1054-1059.
WANG Haixin, HUANG Haihong, GAO Ge, et al. Application of phase-shift PWM in large capacity multi-inverters in parallel[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2010, 24(11): 1054-1059.
- [16] 刘辉,高格,傅鹏,等. 基于载波移相大功率并联逆变器输出谐波分析[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 4-6.
LIU Hui, GAO Ge, FU Peng, et al. The harmonic analysis of a