

Z 源三相四桥臂逆变器的三维空间矢量脉宽调制策略

杜 强¹, 陈阳琦¹, 徐建委²

(1. 西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710000;

2. 国网甘肃省电力公司经济技术研究院, 甘肃 兰州 730070)

摘 要: 对 Z 源三相四桥臂逆变器的稳态工作原理进行了深入分析, 并提出一种改进的三维空间矢量脉宽调制策略, 通过合理地选择直通桥臂, 将直通状态插入到传统零矢量状态中, 保证不影响有效开关状态和输出电压。同时, 分析了直通占空比和调制比的耦合关系, 得出直通占空比的最大取值, 进而提出相应的最大恒定升压控制策略。在 MATLAB/Simulink 中搭建 Z 源三相四桥臂逆变器仿真模型, 并在平衡及不平衡负载工况下进行仿真。仿真结果表明: Z 源三相四桥臂逆变器在所提三维空间矢量脉宽调制策略下, 不仅可以实现升压控制, 而且相较传统 Z 源三相三桥臂逆变器, 在不平衡负载条件下也能取得良好的控制效果。

关键词: Z 源逆变器; 三相四桥臂逆变器; 三维空间矢量脉宽调制; 直通

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0112-07

Three-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation Strategy for Z-Source Three-Phase Four-Leg Inverter

DU Qiang¹, CHEN Yangqi¹, XU Jianwei²

(1. CRRC Xi'an YongeJietong Electric Co., Ltd., Xi'an 710000, China;

2. State Grid Gansu Electric Power Company Economic Research Institute, Lanzhou 730070, China)

Abstract: The steady-state operation principle of Z-source three-phase four-leg inverter was analyzed, and an improved three-dimensional space vector pulse width modulation (3D-SVPWM) strategy was proposed. By properly selecting the shoot-through leg, the shoot-through states were inserted into the traditional zero-vector state on the premise that the active switching state and output voltage were not affected. At the same time, the coupling relationship between the shoot-through duty ratio and the modulation ratio was analyzed, and the maximum value of the shoot-through duty ratio was obtained. Then the corresponding maximum constant boost strategy was proposed. A simulation model of the Z-source three-phase four-leg inverter was built in MATLAB/Simulink and simulated under balanced and unbalanced load conditions. The simulation results showed that the Z-source three-phase four-leg inverter could not only achieve boost control under the proposed 3D-SVPWM strategy, but also achieve good control results under unbalanced load conditions compared with the traditional Z-source three-phase three-leg inverter.

Key words: Z-source inverter; three-phase four-leg inverter; three-dimensional space vector pulse width modulation; shoot-through

作者简介: 杜 强(1993—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子变换器及电机与控制技术。

陈阳琦(1993—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子变换器及电机与控制技术。

徐建委(1987—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子变换器建模与控制。

0 引言

Z 源逆变器作为单级电路在实现类似于两级电路的升压与逆变功能的同时,因其特有的桥臂直通工作状态,避免了死区时间的加入^[1]。因此,其具有成本低、转换效率高、可靠性好及输出电能品质高等优点,适用于光伏发电、燃料电池等输出电压变化范围较大的场合^[2-5]。但对于处于孤岛运行的 Z 源三相三桥臂光伏逆变器,三相负载因其随机性而存在不对称现象,此时若仍给定对称的三相电压参考信号,会因电路中含有零序电流通路而导致中性点电位发生偏移,进而使得负载电压发生变化,不再输出对称的三相交流电压^[6-7]。为此,引入三相四桥臂逆变器,零序电流分量便可流入由负载中性点与第四桥臂连接的中性线,为逆变器带不平衡负载运行提供了可行性^[8-9]。将三相四桥臂逆变器与 Z 源网络相结合,在保留传统 Z 源三相三桥臂逆变器优点的同时,通过第四桥臂可实现中性点电位的调节以及三相输出电压的独立控制^[10-11]。

当拓扑结构一定时,为了保证系统能够按照期望的输出,且能安全、可靠地运行,控制策略显得尤为重要。传统三桥臂 Z 源逆变器的调制策略主要有:简单升压控制^[1]、最大升压控制^[12]、最大恒定升压控制^[13]等脉冲宽度调制(PWM)策略以及能够进一步提升直流电压利用率、减小开关频率的空间矢量脉宽调制(SVPWM)升压控制^[14-15]。但三相四桥臂逆变器比三相三桥臂逆变器多一个桥臂,控制自由度由原来的 2 个变为 3 个,因此原有的升压调制策略不再适用。有学者对三相四桥臂逆变器进行了研究,提出了基于载波的 PWM^[16]、特定谐波消除 PWM^[17]、 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的 3D-SVPWM^[18] 以及进一步简化的 abc 坐标系下的 3D-SVPWM^[19] 等控制策略,但传统 3D-SVPWM 因为没有插入直通状态,所以不能实现 Z 源四桥臂逆变器的升压控制。

为此,本文在 abc 坐标系下提出了一种适用于 Z 源三相四桥臂逆变器的 3D-SVPWM 策略。在一个开关周期内,通过 3 个有效空间电压矢量、2 个零矢量及 2 个直通矢量来合成参考电压矢量,并将部分零矢量的开关状态转换为直通状态,以实现 Z 源三相四桥臂逆变器的升压和逆变控

制;而当输入电压和输出参考电压一定时,通过最大化地利用零矢量作用时间,可保证电容及有源器件的电压应力最小。最后通过 MATLAB/Simulink 验证所提调制策略的有效性。

1 Z 源三相四桥臂逆变器工作原理

Z 源三相四桥臂逆变器的主电路结构如图 1 所示。在直流电源与传统三相四桥臂逆变器之间耦合了一个由二极管 VD、电感(L_1 、 L_2)及电容(C_1 、 C_2)构成的 Z 源网络。同时,在逆变器输出侧连接一个由电感 L 、电容 C 构成的 LC 滤波器,以滤除高次谐波,为负载提供高品质的正弦电压。

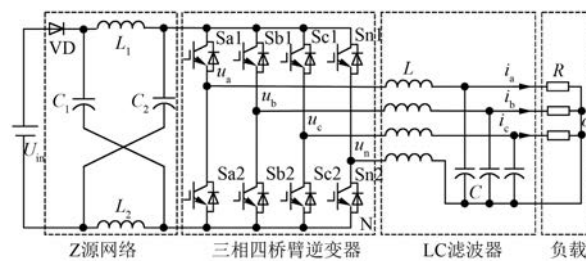


图 1 Z 源三相四桥臂逆变器拓扑

三相四桥臂 Z 源逆变器工作原理与传统 Z 源逆变器类似。因第四桥臂的引入实现了三相输出电压的相对独立控制,为此以 a 相为例进行说明。直通状态下的等效电路如图 2(a) 所示, a 相或者 n 相某一桥臂开关同时导通,直流链母线被短路,阻抗源网络二极管 VD 关断,电感 L_1 、 L_2 储存能量,电容 C_1 、 C_2 释放能量。通过直通状态的引入便可实现 Z 源三相四桥臂逆变器的升压控制。

在非直通状态下,阻抗源网络二极管 VD 导通,电感 L_1 、 L_2 释放能量,电容 C_1 、 C_2 储存能量,逆变桥可等效为一个电流源。此时,交流侧的工作模态如图 2(b) 所示,可分为 3 个状态,即:(1) 2 个主管导通,电源给负载提供能量;(2) 1 个主管和 1 个续流二极管导通,无能量交换;(3) 2 个续流二极管导通,回馈能量。开关 Sa、Sn 有 1(上桥臂导通)、0(下桥臂导通)及 s(桥臂直通)3 种状态。对应 San(Sa-Sn)有 1、0、-1 等 3 种, a 相对 n 相(第四桥臂)之间的电压值分别为 $u_{an} = u_{dc}$ 、 $u_{an} = 0$ 、 $u_{an} = -u_{dc}$ 。同理,可得到其他桥臂工作时的开关状态及对应电压值。进而可得 14 个非零开关状

态、2个零开关状态和8个直通开关状态,以及相应的14个有效矢量和2个零矢量、8个直通矢量。

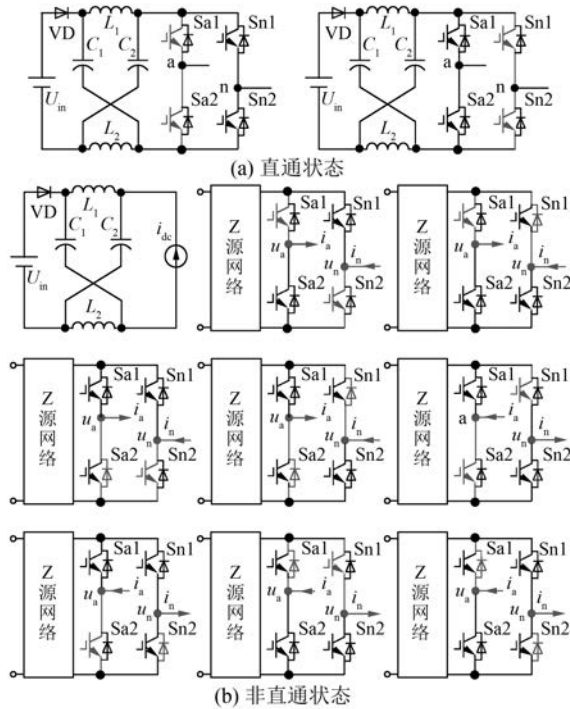


图2 三相四桥臂Z源逆变器等效电路

通过直通与非直通状态下的阻抗源网络状态方程,并根据伏秒平衡原理,可得到稳态时阻抗源网络的电容电压 U_{C1} 、 U_{C2} 和直流链电压幅值 U_{dc} 分别与直通占空比 D 及输入电压 U_{in} 的关系为

$$\begin{cases} U_{C1} = U_{C2} = \frac{1-D}{1-2D} U_{in} \\ U_{dc} = \frac{1}{1-2D} U_{in} = B U_{in} \end{cases} \quad (1)$$

2 改进三维空间矢量脉宽调制策略

针对静止 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下的3D-SVPWM策略物理概念不清楚、判断参考电压矢量位置时计算量大等缺点,采用在三相静止 abc 坐标系下实现改进的3D-SVPWM策略。

2.1 占空比计算

根据第1节的分析可知, abc 坐标系下三相四桥臂逆变器的输出电压 u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 合成矢量如图3所示。其中, $U_2 \sim U_{14}$ 为有效矢量, U_1 、 U_{16} 为零矢量, U_{sh} 为直通矢量(将所有直通矢量用 U_{sh} 表示)。将各矢量的端点连接,可得一个空间12面

体,其中有6个面和坐标面相互平行,剩余的6个面与坐标面的夹角为 45° 。

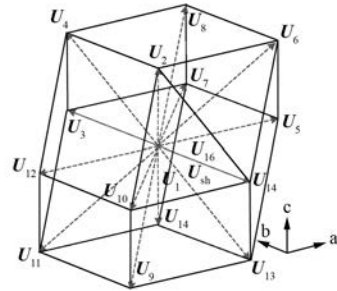


图3 三相四桥臂Z源逆变器电压矢量分布

根据三相交流指令电压矢量的三维空间轨迹,通过拟合相应的开关矢量可得到各矢量的作用时间。同时,引入直通时间以实现Z源网络的升压控制,即将部分零矢量转换为直通矢量,从而得到4个开关信号。为了确定参与合成的矢量,用平面 $u_a=0$ 、 $u_b=0$ 、 $u_c=0$ 、 $u_a=u_b$ 、 $u_b=u_c$ 及 $u_a=u_c$ 将上述矢量空间分为24个空间小四面体,每个四面体由3个非零电压矢量、2个零矢量及 n 个直通矢量构成。其中,直通矢量的个数 n 与插入直通的方案相关。参考文献[19]引入指针变量 RP ,可得 RP 与空间四面体的对应关系,进而可得第1个($RP=1$)及第24个($RP=64$)空间四面体,分别如图4(a)、图4(b)所示。

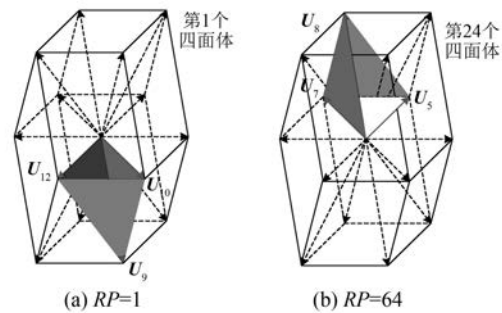


图4 第1和第24空间四面体

当参考电压 $u_{aref} \geq u_{bref} \geq u_{cref} \geq 0$ 时,参考电压矢量 U_{ref} 位于第24个小四面体中,此时参与计算的非零电压矢量为 U_5 、 U_7 、 U_8 。根据伏秒平衡原理可知:

$$U_{ref} T_s = U_5 T_1 + U_7 T_2 + U_8 T_3 + (U_1/U_{16}/U_{sh}) T_0 \quad (2)$$

式中: T_s ——开关周期;

T_1, T_2, T_3 ——非零矢量作用的时间;
 T_0 ——零矢量与直通矢量作用时间总和。

求解式(2),可得各矢量作用时间分别为

$$\begin{cases} T_1 = (u_{\text{aref}} - u_{\text{bref}}) T_s / U_{\text{dc}} \\ T_2 = (u_{\text{bref}} - u_{\text{cref}}) T_s / U_{\text{dc}} \\ T_3 = u_{\text{cref}} T_s / U_{\text{dc}} \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (3)$$

由式(1)和式(3)可知,当参考电压、直流链电压及开关周期一定时,可确定直通占空比、各矢量的作用时间。同理可得,参考矢量位于其他四面体时各空间矢量所对应的占空比值。

2.2 直通状态插入

当各矢量的作用时间明确之后,便可确定各桥臂的开关状态。在每次开关状态转换时刻,只改变其中一相的开关状态,且在时间上对零矢量进行平均分配,使其形成一种中心对称的形式。同时,将直通矢量(假设直通时间为 $T_{\text{sh}} = DT_s$)平均分为 4 段插入到各开关转换时刻,以免增加开关损耗。如在第 24 个正四面体内,将传统 3D-SVPWM 的 Sa1 的作用时间分别向两边移动 $T_{\text{sh}}/4$,使原来的部分[0000]零矢量转化为[s000]直通矢量;同时,将 Sn2 的作用时间分别向中间移动 $T_{\text{sh}}/4$,使原来的部分[1111]零矢量转化为[111s]直通矢量,进而得到 4 个直通开关状态。所对应的开关序列如图 5 所示。参与矢量合成的直通矢量有 2 个,即第 2.1 节中所述的 $n=2$ 。

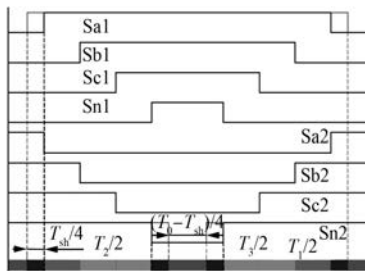


图 5 $RP=64$ 时的开关状态

根据图 5,可得上桥臂各开关管的导通时间与下桥臂各开关管的关断时间,分别为

$$\begin{cases} T_{a1} = T_{b1} + T_1 + T_{\text{sh}}/2 \\ T_{b1} = T_{c1} + T_2 \\ T_{c1} = T_1 + T_0/2 \\ T_{n1} = T_0/2 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} T_{a2} = T_{b1} + T_1 \\ T_{b2} = T_{c1} + T_2 \\ T_{c2} = T_3 + T_0/2 \\ T_{n2} = T_0/2 - T_{\text{sh}}/2 \end{cases} \quad (5)$$

假设载波幅值为 $T_s/2$,由式(4)、式(5)可得各开关管对应矢量切换点的值为

$$\begin{cases} T_{\text{cm1}} = (T_0 - T_{\text{sh}})/4 \\ T_{\text{cm2}} = (T_0 + 2T_1)/4 \\ T_{\text{cm3}} = (T_0 + 2T_1 + 2T_2)/4 \\ T_{\text{cm4}} = (T_0 + 2T_1 + 2T_2 + 2T_3)/4 \\ T'_{\text{cm1}} = T_{\text{sh}}/4 \\ T'_{\text{cm2}} = (T_0 + 2T_1)/4 \\ T'_{\text{cm3}} = (T_0 + 2T_1 + 2T_2)/4 \\ T'_{\text{cm4}} = (T_0 + 2T_1 + 2T_2 + 2T_3 + T_{\text{sh}})/4 \end{cases} \quad (6)$$

对上桥臂开关管而言,当 $T_{\text{cm1}}, T_{\text{cm2}}, T_{\text{cm3}}, T_{\text{cm4}}$ 大于或等于载波值时,开关管导通,反之关断;而下桥臂则相反,即当 $T'_{\text{cm1}}, T'_{\text{cm2}}, T'_{\text{cm3}}, T'_{\text{cm4}}$ 小于载波时,开关管导通,反之关断。同理,可得其他四面体所对应的矢量切换点的值,进而得到相应的开关状态。

由图 5 可知,半个开关周期内两端剩余的零矢量作用时间均为 $T_0/4 - T_{\text{sh}}/4$ 。当 $T_{\text{sh}} = T_0$,即将零矢量作用时间全部转化为直通矢量作用时间时,可实现最大升压控制。为此,需要讨论 T_0 的最大取值范围,以保证直通占空比的取值不超过阈值,确保系统的正常运行。

2.3 最大恒定升压调制

假设参考电压三相对称,且其有效值为 110 V、频率为 50 Hz。根据第 2.1 节可得指针变量 RP 与参考电压的关系,如图 6 所示。可以看到,此时参考电压横跨 12 个正四面体。

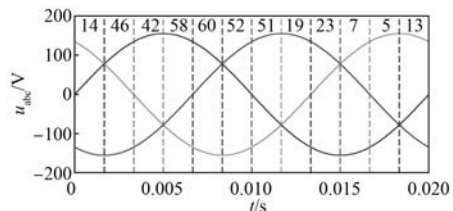


图 6 指针变量和参考电压关系

根据各空间四面体下的有效矢量作用时间,可求得零矢量和直通矢量所对应的占空比值:

$$D_0 = 1 - \sqrt{3} U_m / [U_{dc} \cos(\omega t)], \quad 0 \leq \omega t \leq 30^\circ \quad (7)$$

进而求得直通占空比 D 的最大表达式:

$$D = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_m}{U_{dc}/2} = 1 - \sqrt{3} M/2 \quad (8)$$

式中: U_m ——逆变器输出电压幅值;

M ——调制比。

可以看到,直通占空比 D 和调制比 M 存在一定的耦合关系,因此在实际实施调制策略时需特别注意。为实现直通占空比值最大且恒定,文献[20]将最小的零矢量作用时间完全转换为直通时间,并结合式(4)、式(5)与式(1),可求得所对应的直通占空比 D 、电容电压及直流链电压幅值表达式:

$$D = \frac{\sqrt{3} U_m - U_{in}}{2\sqrt{3} U_m - U_{in}} \quad (9)$$

$$\begin{cases} U_{C1} = U_{C2} = \sqrt{3} U_m \\ U_{dc} = 2\sqrt{3} U_m - U_{in} \end{cases} \quad (10)$$

当输入电压和输出参考电压一定时,设置直通占空比和直流链电压幅值分别如式(9)、式(10),即可实现最大恒定升压控制。

3 仿真与分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建系统仿真模型。设置阻抗源网络电感 $L_1 = L_2 = 1.5 \text{ mH}$; 阻抗源网络电容 $C_1 = C_2 = 3\,000 \text{ }\mu\text{F}$; 逆变器侧滤波电感 $L = 4 \text{ mH}$; 逆变器侧滤波电容 $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$; 开关频率为 10 kHz ; 输入电压为 240 V ; 输出参考电压为频率 50 Hz 、有效值 110 V 的三相对称电压; 直通占空比 $D = 1/6$ 。

图 7 所示为三相负载对称 ($R_a = R_b = R_c = 10 \text{ }\Omega$) 工况下的仿真结果。图 7(a) 为直通分段 3D-SVPWM 下的波形图, 可以看到, a、b、c 3 个桥臂对应的调制波形类似于马鞍波, 而第四桥臂对应的调制波为锯齿波。图 7(b)、图 7(c) 分别为 a 相对负载中性点 o 的相电压波形 u_{ao} 及对第四桥臂的线电压波形 u_{an} , 此时相电压波形为 7 电平, 且波形形状与第四桥臂的滤波电感有很大关系。图 7(d)~图 7(f) 分别为三相负载电压 u_{abc} 、负载电流波形 i_{abc} 及中性线电流 i_o , 对负载电压波形进行傅里叶分解可知, 各相幅值均为 155 V , 总谐波

畸变率均为 0.24% 。其中, 三相负载电压、电流对称, 且中性线电流几乎为零。图 7(g)~图 7(i) 分别为阻抗源网络电容电压 u_c 、电感电流 i_L 及直流链电压 u_{dc} , 可以看到电容电压为 300 V 、直流链电压幅值 U_{dc} 为 360 V , 满足式(1)。直通矢量作用时间被平均分为 4 段插入到有效矢量和零矢量中, 实现了阻抗源网络升压控制。

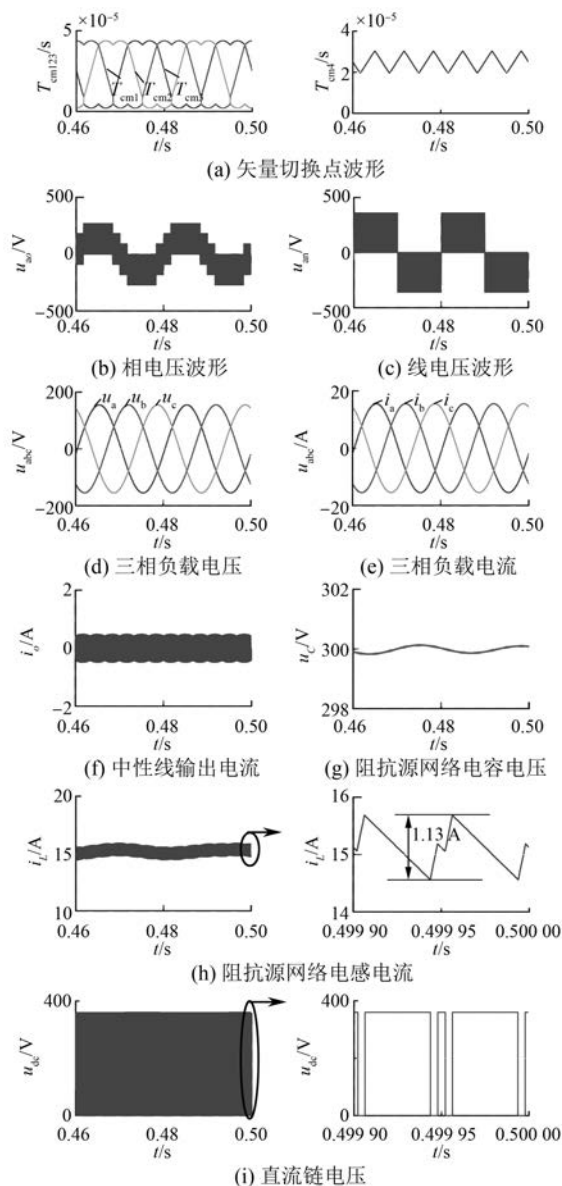


图 7 平衡负载下的稳态仿真结果

设置三相负载不平衡: $R_a = 10 \text{ }\Omega$, $R_b = 8 \text{ }\Omega$, $R_c = 6 \text{ }\Omega$ 。分别对 Z 源三相四桥臂逆变器和传统 Z 源三相三桥臂逆变器进行仿真, 结果如图 8、图 9 所示。

由图 8 可以看出, 各相的输出电压分别为

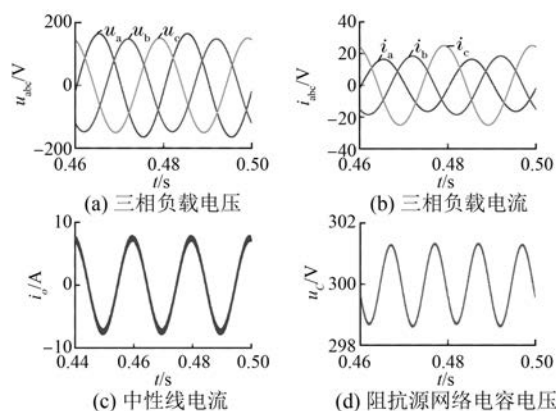


图8 不平衡负载下Z源三相四桥臂逆变器仿真结果

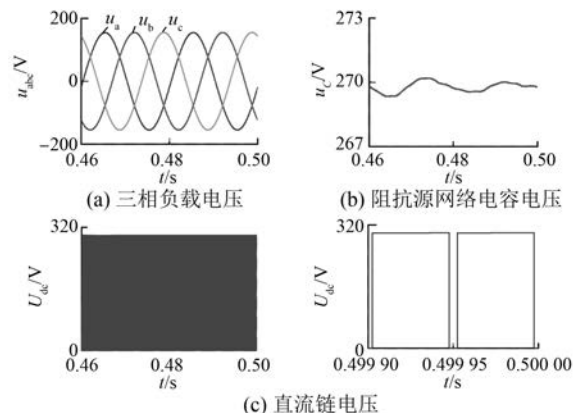


图10 平衡负载下最大恒定升压控制的稳态仿真结果

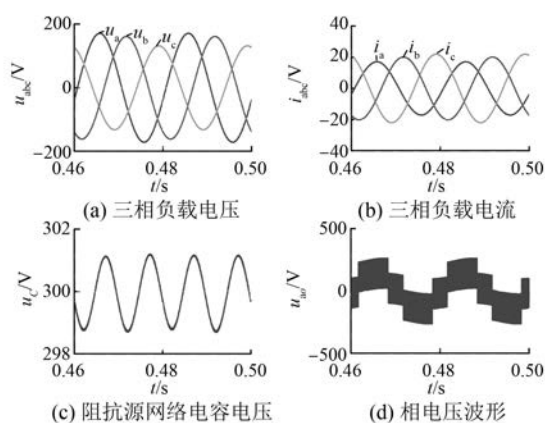


图9 不平衡负载下Z源三相三桥臂逆变器仿真结果

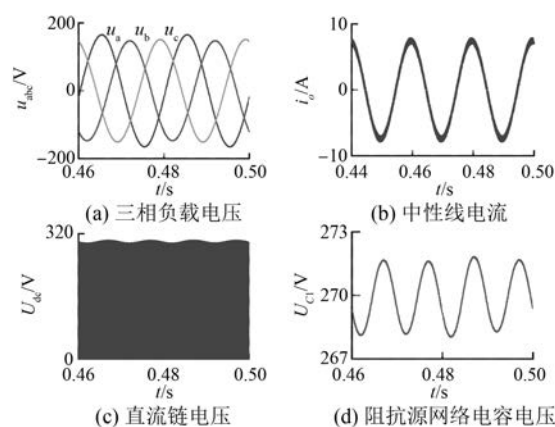


图11 不平衡负载下最大恒定升压控制的稳态仿真结果

164.3、148.1、150.0 V,对应的总谐波畸变率分别为0.42%、0.45%、0.39%,各相输出电压相较于正常工作电压155.0 V分别相差9.3、-6.9、-5.0 V;由于负载电流不平衡,使得中性线流过二倍频零序电流,如图8(c)所示;图8(d)表明负载功率的二倍频脉动使阻抗源网络电容电压也含有二倍频脉动。图9(a)中传统三相三桥臂Z源逆变器的负载电压分别为171.0、161.8、131.1 V,所对应的谐波畸变率为0.40%、0.40%、0.39%。各相输出电压与正常工作电压155.0 V分别相差16.0、6.8、23.9 V,不平衡度明显增加。同时,由于中点电位发生偏移,输出相电压明显发生畸变,如图9(d)所示。

保持输入电压、输出参考电压不变,设置直通占空比 $D=0.0985$,直流链电压幅值 $U_{dc}=298.9$ V,分别在平衡及不平衡负载工况下采用最大恒定升压3D-SVPWM策略,结果如图10、图11所示。

由图10、图11可以看出,当采用最大恒定升压调制策略时,直流链电压约为298.0 V,相较于未采用最大恒定升压3D-SVPWM策略下的直流链电压360.0 V减小了60.0 V,电容电压为270.0 V,减小了30.0 V。在负载对称时,三相负载电压基波幅值为155.3 V;当负载不对称时,其三相输出负载电压分别为164.8、148.2、150.7 V,与未采用最大恒定升压3D-SVPWM策略下的结果基本一致。以上分析结果表明:最大恒定升压策略可实现将传统3D-SVPWM中最小零矢量作用时间完全转换为直通时间,进而降低阻抗源网络电容与有源器件的电压应力。

4 结 语

本文分析了Z源三相四桥臂逆变器的工作原理,并在abc坐标系下提出一种改进的3D-SVPWM策略。该策略实现了Z源三相四桥臂逆

变器的升压和逆变控制,且在插入直通零矢量时,不会增加开关器件的开关次数,进而确保了器件开关损耗最小;在改进 3D-SVPWM 中,通过设置恰当的直通占空比,可实现最大恒定升压控制,进一步降低了阻抗源网络电容及有源器件的电压应力;且进一步提升了 Z 源三相四桥臂逆变器的直流电压利用率、系统可靠性及带不平衡负载的能力。本文仅对开环状态下的调制策略进行了研究,而当负载不平衡度增加时,采用闭环控制策略以实现输出稳定的电压控制,将是下一步的研究重点。

【参考文献】

- [1] PENG F Z. Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504.
- [2] 杨水涛, 丁新平, 张帆, 等. Z-源逆变器在光伏发电系统中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(17): 112.
- [3] LI Y, JIANG S, CINTRON-RIVERA J G, et al. Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1532.
- [4] 杜强, 高峰阳, 乔垚, 等. 功率前馈的准 Z 源光伏并网逆变器 Quasi-PR 控制 [J]. 高电压技术, 2017, 43(10): 3322.
- [5] ZHANG Y, SHI J, ZHOU L, et al. Wide input-voltage range boost three-level DC-DC converter with quasi-Z source for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6728.
- [6] ZHANG R, BOROEYEVICH D, PRASAD V H, et al. A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation [C] // Proceedings of APEC 97- Applied Power Electronics Conference, 1997, 2: 857.
- [7] 周啸, 金新民, 唐芬, 等. 不平衡负载条件下三相四桥臂变流器的改进分序控制 [J]. 高电压技术, 2014, 40(8): 2504.
- [8] LIU Z, LIU J, LI J. Modeling, analysis, and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 2010.
- [9] 韦微, 陈凯, 陈轶涵, 等. 一种新颖的三相四桥臂逆变器 SAPWM 控制实现方法 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 199.
- [10] BAYHAN S, TRABELSI M, ABU-RUB H, et al. Finite control set model predictive control for a quasi-Z-source four-leg inverter under unbalanced load condition [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2560.
- [11] BAYHAN S, ABU-RUB H, BALOG R S. Model predictive control of quasi-Z source four-leg inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4506.
- [12] PENG F Z, SHEN M, QIAN Z. Maximum boost control of the Z source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 833.
- [13] SHEN M S, WANG J, JOSEPH A, et al. Maximum constant boost control of the Z-source inverter [C] // Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004.
- [14] LIU Y, GE B, ABU-RUB H, et al. Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2098.
- [15] 杨旭红, 杨峰峰, 郭凯, 等. 基于 SVPWM 和模糊 PI 参数自整定的 Z 源逆变器并网研究 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 59.
- [16] KIM J H, SUL S K. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 66.
- [17] ZHANG F, YAN Y. Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1682.
- [18] 胡慧慧, 马文忠, 董磊. 抑制三相四桥臂逆变器共模电压的三维 SVPWM 控制策略 [J]. 电力系统自动化, 2018, 42(12): 122.
- [19] PERALES M A, PRATS M M, PORTILLO R, et al. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(4): 104.
- [20] 蔡春伟, 曲延滨, 盛况. Z 源逆变器的改进型最大恒定升压调制策略 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(12): 14.

收稿日期: 2019-02-15