

# 三开关三相逆变器及其模型预测控制器设计

李海<sup>1</sup>, 吴楠<sup>2</sup>, 徐平凡<sup>1</sup>, 欧冰<sup>1</sup>

(1. 中山职业技术学院 机电工程学院, 广东 中山 528404; 2. 贵州师范学院 机械与电气工程学院, 贵州 贵阳 550025)

**摘要:** 为了开发低成本小功率的高频化三相逆变器, 设计了一种新颖的三开关三相逆变器及其模型预测控制器。较之传统的三相两电平逆变器, 新型三开关三相逆变器可显著降低功率开关器件的使用数量, 系统集成度更高且无需专门进行输出滤波器设计。同时新逆变器拓扑可提高直流电压利用率, 即通过占空比调节可实现宽范围的直流电压接入。进一步设计了新型三开关三相逆变器的模型预测控制器, 可在稳态性能和动态性能间取得较好的折衷。基于小功率三开关三相逆变器样机开展了实验研究, 实验结果验证了所设计的新三相逆变器拓扑具有直流利用率高的优点, 同时控制器具有较好的控制性能。

**关键词:** 三相逆变器; 三开关; 模型预测控制; 拓扑

**中图分类号:** TM46    **文献标识码:** A    **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21440

## Design of Three-switch Three-phase Inverter with Model Predictive Controller

LI Hai<sup>1</sup>, WU Nan<sup>2</sup>, XU Pingfan<sup>1</sup>, OU Bing<sup>1</sup>

(1. Mechanical and Electrical Engineering Institute, Zhongshan Polytechnic, Zhongshan 528404, Guangdong, China; 2. School of Mechanical and Electrical engineering, Guizhou Normal University, Guiyang 550025, Guizhou, China)

**Abstract:** In order to develop the low-cost, low-power, high-frequency three-phase inverter, a novel three-switch three-phase inverter and its model predictive controller were designed. Compared with the traditional three-phase two-level inverter, the new three-switch three-phase inverter could significantly reduce the number of power switching devices, and the system integration was higher and no special output filter design was required. It had significantly improved DC voltage utilization, that is, a wide range of DC voltage access could be achieved through duty cycle adjustment. At the same time, the model predictive controller of the new three-switch three-phase inverter was further designed, which could achieve a good compromise between steady-state performance and dynamic performance. An experimental study was carried out based on a small-power three-switch three-phase inverter prototype. The experimental results verify that the designed new three-phase inverter topology has the advantages of high DC utilization and the controller has good control performance.

**Key words:** three-phase inverter; three-switch; model predictive control; topology

近年来,少功率开关器件的微逆变器由于具有优化集成、效率提高和可靠性增强的优点,成为了一个研究热点<sup>[1-3]</sup>。传统的两电平三相逆变器,包含有6个功率开关器件,以及输出滤波器<sup>[4-5]</sup>等。文献[6]首次提出了四开关的三相逆变器,旨在通过连接直流母线中点来减少功率开关器件数量。此后众多学者广泛开展了四开关三相逆变器的研究,包括调制策略<sup>[7-8]</sup>、容错控制<sup>[9]</sup>及其可

靠性提高<sup>[10-11]</sup>等。

然而,四开关三相逆变器仍存在几个问题。首先,与传统六开关三相逆变器相比,其电压利用率降低50%,当输入电压低于电机额定电压时(逆变器用于电机驱动),会限制负载和转速范围。其次,存在直流侧中点电位波动问题。对此,有较多文献开展了这方面的研究以改善四开关三相逆变器的性能<sup>[12-14]</sup>,文献[15-16]通过将空

**基金项目:** 广东省青年创新人才项目(2017GKQNCX086)

**作者简介:** 李海(1982—),男,硕士,讲师,Email: lihaili2020@126.com

间矢量调制中两个大幅值矢量进行零矢量等效来抑制中点电位波动,而文献[17]则通过两个小幅值矢量进行零矢量等效来抑制中点电位波动,这些方案确实可抑制中点电位波动,但仍无法处理电压利用率低的难点。

基于此,本文设计了一种新型的三开关拓扑结构三相逆变器,其只需要三个功率开关器件即可实现通用逆变器功能,同时与四开关三相逆变器和标准六开关三相逆变器相比,该拓扑结构具有更好的直流电压利用率,且不存在中点电位波动问题。进一步,设计了三开关三相逆变器的模型预测控制器(model predictive controller, MPC)。MPC是一种随着数字芯片计算能力、功率半导体器件性能和数字控制技术快速发展而产生的新型控制策略, MPC在时间和控制动作上的离散性与开关器件特性存在内在联系,同时其具备处理各类约束和复杂控制目标的能力,故广泛应用于电力电子装置<sup>[18-20]</sup>。在三开关三相逆变器中使用MPC,可实现对动静态控制性能的灵活调节。最后,通过实验验证了新型拓扑的可行性。

### 1 三开关三相逆变器及其运行模式

图1为三开关三相逆变器的电路拓扑。图中所示,逆变器包含一个直流源,两个中间电容器 $C_1$ 和 $C_2$ ,两个输出电容 $C_3$ 和 $C_4$ ,三个电感 $L_1, L_2$ 和 $L_x$ ,三个功率开关器件 $Q_x, Q_1$ 和 $Q_2$ 。

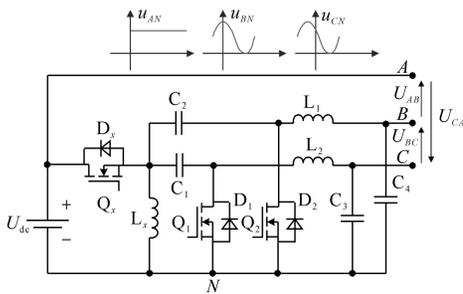


图1 三开关三相逆变器的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of three-switch three-phase inverter

如图1所示,图中所示电路拓扑的运行原理主要是产生一组相位差为 $60^\circ$ 的直流偏置正弦电压,并将另外一相连接至输入直流源以输出三相平衡的交流线电压。图2为新型逆变器的电压矢量图,为了对比,将标准六开关三相逆变器的电压矢量图也绘制在图2中。

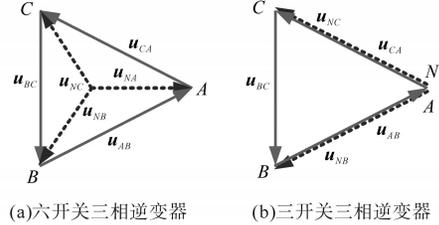


图2 电压矢量图

Fig.2 Picture of the voltage vectors

三开关三相逆变器的参考电压定义如下:

$$u_{AN} = U_{dc} \quad (1)$$

$$u_{BN} = U_{dc} + U_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$u_{CN} = U_{dc} + U_m \sin(\omega t - \pi/3) \quad (3)$$

式中: $U_m$ 为参考电压幅值; $\omega$ 为角频率; $U_{dc}$ 为直流电压, $u_{AN}, u_{BN}$ 和 $u_{CN}$ 为三相对N点的电压。

由参考电压定义,可得一组三相平衡的线电压如下:

$$u_{AB} = U_m \sin(\omega t + \pi) \quad (4)$$

$$u_{BC} = U_m \sin(\omega t + \pi/3) \quad (5)$$

$$u_{CA} = U_m \sin(\omega t - \pi/3) \quad (6)$$

值得注意的是, $U_m$ 的下限和上限需符合逆变器平衡模式运行,约束式如下:

$$0 \leq U_m \leq U_{dc} \quad (7)$$

实际设置时,将 $U_m$ 的下限选择略大于0,负载电流可计算如下:

$$i_A = i_m \sin(\omega t + 5\pi/6 - \varphi) \quad (8)$$

$$i_B = i_m \sin(\omega t + \pi/6 - \varphi) \quad (9)$$

$$i_C = i_m \sin(\omega t - \pi/2 - \varphi) \quad (10)$$

式中: $i_m$ 为负载电流幅值; $\varphi$ 为负载电流与线电压的相位差。

三开关三相逆变器包含 $2^3=8$ 个开关状态,每种开关状态都是有效的,不存在直通情况,故无需设置死区。图3给出了三开关逆变器的所有可能开关状态,其中“1”和“0”分别表示相应的开关处于导通或关闭状态, $Q_x, Q_1$ 和 $Q_2$ 为三个开关的开关状态。

不同模式下的逆变器运行规律如下:

模式1:  $(Q_x, Q_1, Q_2)=(1, 0, 0)$ , 输入直流电源为两相负载(B相和C相)以及电感( $L_x, L_1$ 和 $L_2$ )提供能量,此时 $u_{BN}$ 和 $u_{CN}$ 将增加。下面对模式1下的系统运行进行详细建模,设 $u_{C1}, u_{C2}, u_{CN}$ 和 $u_{BN}$ 分别为电容 $C_1, C_2, C_3$ 至 $C_4$ 上的电压; $r_{C1}, r_{C2}, r_{C3}$ 和 $r_{C4}$ 分别为电容 $C_1, C_2, C_3$ 至 $C_4$ 上的寄生电阻; $i_{L1}, i_{L2}$ 和 $i_{Lx}$ 分别为电感 $L_1, L_2$ 和 $L_x$ 上的电流; $r_{L1}, r_{L2}$ 和 $r_{Lx}$ 分别为电感 $L_1, L_2$ 和 $L_x$ 上的电阻。在对系统建

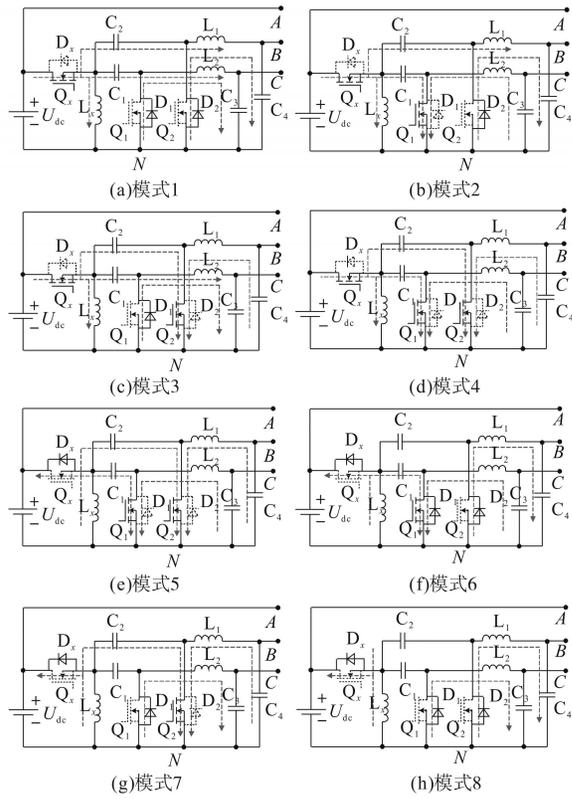


图3 三开关三相逆变器的工作模式

Fig.3 Operating mode of three-switch three-phase inverter

立状态空间模型时,选择  $u_{BN}, u_{CN}, i_{L1}, i_{L2}$  和  $i_{Lx}$  作为系统状态变量,即系统为五阶动态系统,这是因为考虑到两个中间电容器  $C_1$  和  $C_2$  上的电压动态在任意开关状态组合下均有  $du_{C1}/dt = i_{L2}, du_{C2}/dt = i_{L1}$ , 即与开关状态无关,故只考虑  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  即可。首先,分析电压  $u_{BN}$  动态,在图 3a 中 B 点应用基尔霍夫电流定律,并引入开关状态  $Q_2$ , 有:

$$C_4 \frac{du_{BN}}{dt} + \frac{u_{BN}}{r_{C4} + R} = \frac{Ri_{L1}}{r_{C4} + R} (1 - 2Q_2) \quad (11)$$

式(11)表明  $u_{BN}$  动态与  $Q_2$  状态相关,当  $Q_2=0$  时,即为模式 1 中电容  $C_4$  动态,进一步将式(11)写为状态空间形式为

$$\frac{du_{BN}}{dt} = \frac{-u_{BN}}{C_4(r_{C4} + R)} + \frac{(1 - 2Q_2)Ri_{L1}}{C_4(r_{C4} + R)} \quad (12)$$

同理,在图 3a 中 C 点应用基尔霍夫电流定律,并引入开关状态  $Q_1$ , 有:

$$C_3 \frac{du_{CN}}{dt} + \frac{u_{CN}}{r_{C3} + R} = \frac{Ri_{L2}}{r_{C3} + R} (1 - 2Q_1) \quad (13)$$

式(13)表明  $u_{CN}$  动态与  $Q_1$  状态相关,当  $Q_1=0$  时,即为模式 1 中电容  $C_3$  动态,进一步将式(13)写为状态空间形式为

$$\frac{du_{CN}}{dt} = \frac{-u_{CN}}{C_3(r_{C3} + R)} + \frac{(1 - 2Q_1)Ri_{L2}}{C_3(r_{C3} + R)} \quad (14)$$

对电感  $L_x$  动态建模时需引入开关状态  $Q_x, Q_1$  和  $Q_2$ , 当  $Q_x=1$  时,即模式 1 至模式 4 下有:

$$L_x \frac{di_{Lx}}{dt} + r_{Lx}i_{Lx} = U_{dc} \quad (15)$$

而模式 5 至模式 8 下有:

$$L_x \frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{r_{C1}r_{C2}i_{Lx}}{r_{C1} + r_{C2}} (2Q_1 - 1) + \frac{(r_{C1} - r_{C2})i_{Lx}}{r_{C1} + r_{C2}} (Q_2 - Q_1) + r_{Lx}i_{Lx} (Q_2 + Q_1 - 1) \quad (16)$$

联立式(15)和式(16)并代入  $Q_x$  的状态,即可得到电感  $L_x$  动态为

$$\frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{r_{Lx}Q_x}{L_x} i_{Lx} + \frac{(1 - Q_x)i_{Lx}}{L_x} \left[ \frac{r_{C1}r_{C2}(2Q_1 - 1)}{r_{C1} + r_{C2}} + \frac{(r_{C1} - r_{C2})(Q_2 - Q_1)}{r_{C1} + r_{C2}} + r_{Lx}(Q_2 + Q_1 - 1) \right] + \frac{Q_x}{L_x} U_{dc} \quad (17)$$

$i_{L1}$  的动态与开关状态  $Q_x$  和  $Q_2$  相关,模式 1 至模式 4 下有  $Q_x=1$ , 此时有:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{R}{r_{C4} + R} u_{BN} = \frac{r_{C4}R(2Q_2 - 1)}{C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} - \frac{(r_{L1}r_{C4} + r_{L1}R)}{C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} + (u_{C1} + U_{dc})(1 - Q_2) \quad (18)$$

而模式 5 至模式 8 下有:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{R}{r_{C4} + R} u_{BN} = \frac{r_{C4}R(2Q_2 - 1)}{C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} - \frac{(r_{L1}r_{C4} + r_{L1}R)(2Q_2 - 1)}{C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} \quad (19)$$

联立式(15)和式(16)并代入  $Q_x$  的状态,即可得到电感  $L_1$  动态为

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-R}{L_1(r_{C4} + R)} u_{BN} + \frac{r_{C4}R(2Q_2 - 1)}{L_1C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} - \frac{(r_{L1}r_{C4} + r_{L1}R)(1 + 2Q_xQ_2 - 2Q_x - 2Q_2)}{L_1C_4(r_{C4} + R)} i_{L1} + \frac{Q_x(1 - Q_2)}{L_1} (u_{C1} + U_{dc}) \quad (20)$$

同理,可得电感  $L_2$  动态为

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(r_{L2}r_{C3} + r_{L2}R)(1 + 2Q_xQ_1 - 2Q_x - 2Q_1)}{L_2C_3(r_{C3} + R)}i_{L2} + \frac{r_{C3}R(2Q_2 - 1)}{L_2C_3(r_{C3} + R)}i_{L2} + \frac{Q_x(1 - Q_1)}{L_2}(u_{C2} + U_{dc}) \quad (21)$$

模式2:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (1, 1, 0)$ , 输入直流电源为B相、电感  $L_1$  和  $L_x$  提供能量, 电容  $C_3$  的能量转移至  $L_2$ , 此时  $u_{BN}$  增加,  $u_{CN}$  将减小。

模式3:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (1, 0, 1)$ , 输入直流电源为C相、电感  $L_1$  和  $L_x$  提供能量, 电容  $C_4$  的能量转移至  $L_1$ , 此时  $u_{BN}$  减小,  $u_{CN}$  将增加。

模式4:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (1, 1, 1)$ , 输出电容  $C_3$  和  $C_4$  放电, 而输入直流电源为  $L_x$  提供能量, 此时  $u_{BN}$  和  $u_{CN}$  将减小。

模式5:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (0, 1, 1)$ , 输出电容  $C_3$  和  $C_4$  放电给负载供电,  $L_x$  放电, 此时  $u_{BN}$  和  $u_{CN}$  将减小。

模式6:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (0, 1, 0)$ , 存储在输出电感  $L_1$  中的能量为C相负载供电, 电感  $L_1$  中的能量转移至电容  $C_4$ ,  $L_x$  放电, 此时  $u_{BN}$  和  $u_{CN}$  将减小。

模式7:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (0, 0, 1)$ , 存储在输出电感  $L_2$  中的能量为B相负载供电, 电感  $L_2$  中的能量转移至电容  $C_3$ ,  $L_x$  放电, 此时  $u_{BN}$  和  $u_{CN}$  将减小。

模式8:  $(Q_x, Q_1, Q_2) = (0, 0, 0)$ , 存储在输出电感  $L_1$  和  $L_2$  中的能量为B相和C相负载供电, 电感  $L_1$  和  $L_2$  中的能量转移至电容  $C_3$  和  $C_4$ ,  $L_x$  放电, 此时  $u_{BN}$  和  $u_{CN}$  将减小。

## 2 模型预测控制器设计

为了实现对三开关三相逆变器的较好控制, 采用了有限集MPC, 其可处理系统非线性和时域约束, 且无需使用常规的调制器, 而是将开关状态直接应用于三开关三相逆变器系统。

根据前述模式分析和状态变量动态推导, 可联立式(12)、式(14)、式(17)、式(20)和式(21)得到状态空间形式的三开关三相逆变器数学模型如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{BN} \\ u_{CN} \\ i_{Lx} \\ i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} u_{BN} \\ u_{CN} \\ i_{Lx} \\ i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \mathbf{H} \begin{bmatrix} u_{C1} \\ u_{C2} \\ U_{dc} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_{11} & 0 & 0 & G_{14} & 0 \\ 0 & G_{22} & 0 & 0 & G_{25} \\ 0 & 0 & G_{33} & 0 & 0 \\ G_{41} & 0 & 0 & G_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G_{55} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_x/L_x \\ Q_x(1-Q_2)/L_1 & 0 & Q_x(1-Q_2)/L_1 \\ 0 & Q_x(1-Q_1)/L_2 & Q_x(1-Q_1)/L_2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中:  $\mathbf{G}$  和  $\mathbf{H}$  为系数矩阵。

采用零阶保持器对三开关三相逆变器的状态空间模型进行离散化以设计有限集MPC, 如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_{BN}(k+h) \\ u_{CN}(k+h) \\ i_{Lx}(k+h) \\ i_{L1}(k+h) \\ i_{L2}(k+h) \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} u_{BN}(k+h-1) \\ u_{CN}(k+h-1) \\ i_{Lx}(k+h-1) \\ i_{L1}(k+h-1) \\ i_{L2}(k+h-1) \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} u_{C1}(k+h-1) \\ u_{C2}(k+h-1) \\ U_g(k+h-1) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\Phi = e^{\mathbf{G}T_s} \quad \Gamma = \mathbf{G}^{-1}(\Phi - \mathbf{I}_{5 \times 5})\mathbf{H} \quad (26)$$

式中:  $\Phi$  和  $\Gamma$  为离散模型中的系数矩阵;  $\mathbf{I}_{5 \times 5}$  为5阶单位矩阵;  $k$  为第  $k$  个采样步长;  $h$  为预测步长;  $U_g$  为离散化后的输入电压。

为了适当提高预测精度和补偿数字延迟, 本文采用两步预测法<sup>[21-23]</sup>, 基于两步预测法的有限集MPC离散时间域状态空间模型推导如下:

$$\begin{bmatrix} u_{BN}(k+h+2) \\ u_{CN}(k+h+2) \\ i_{Lx}(k+h+2) \\ i_{L1}(k+h+2) \\ i_{L2}(k+h+2) \end{bmatrix} = \Phi [Q_x(k), Q_1(k), Q_2(k)] \cdot \begin{bmatrix} u_{BN}(k+h+1) \\ u_{CN}(k+h+1) \\ i_{Lx}(k+h+1) \\ i_{L1}(k+h+1) \\ i_{L2}(k+h+1) \end{bmatrix} + \Gamma [Q_x(k), Q_1(k), Q_2(k)] \cdot \begin{bmatrix} u_{C1}(k+h+1) \\ u_{C2}(k+h+1) \\ U_g(k+h+1) \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中:  $u_{BN}(k+h+1), u_{CN}(k+h+1), i_{L1}(k+h+1), i_{L2}(k+h+1)$  和  $i_{Lx}(k+h+1)$  为在第  $k+1$  个采样周期预测的交流电压和电感电流。

可计算如下:

$$\begin{bmatrix} u_{BN}(k+h+1) \\ u_{CN}(k+h+1) \\ i_{Lx}(k+h+1) \\ i_{L1}(k+h+1) \\ i_{L2}(k+h+1) \end{bmatrix} = \Phi [Q_x(k), Q_1(k), Q_2(k)] \cdot \begin{bmatrix} u_{BN}(k+h) \\ u_{CN}(k+h) \\ i_{Lx}(k+h) \\ i_{L1}(k+h) \\ i_{L2}(k+h) \end{bmatrix} + \Gamma [Q_x(k), Q_1(k), Q_2(k)] \cdot \begin{bmatrix} u_{C1}(k+h) \\ u_{C2}(k+h) \\ U_g(k+h) \end{bmatrix} \quad (28)$$

进一步,以交流电压和电感电流参考值跟踪为目标设计了成本函数如下:

$$J = \sum_{i \in \{B,C\}} \left\{ \sum_{j=1}^{N_p} [u_{iN}(k+j) - U_{iNref}(k+j)]^2 \right\} + \sum_{p \in \{x,1,2\}} \lambda [i_{Lp}(k) - \beta_p I_{Lpsat}]^2 \quad (29)$$

式中:  $N_p, \lambda$  分别为预测范围和拉格朗日乘数;  $I_{Lpsat}$  为电感饱和电流值;  $\beta_p$  为各个电感电流的上限。

本文采用两步预测法,故预测范围设置  $N_p=2$ ,拉格朗日乘数也即权重系数,根据不同控制目标重要性进行分配,本文采用实际实验测试后取  $\lambda=0.1$ 。式(29)包含有两项,第1项计算输出电压误差的平方和,第2项为控制电感饱和度,即加入该项后可保证电感器的电感量不会在下降的情况下工作,调节  $\beta_p$  可在适当的变化范围内调节电感电流。同样,拉格朗日乘数  $\lambda$  决定了电压参考值跟踪控制和输出纹波间的平衡。通过成本函数可计算出最优开关动作进行输出,并在下一个周期作用于逆变器。图4给出了应用于三开关三相逆变器的有限集MPC算法的流程图。

### 3 三开关三相逆变器的主要参数设计

#### 3.1 中间电容器参数设计

首先,根据输入直流电压  $U_{dc}$ 、输出电压  $u_{BN}$  和

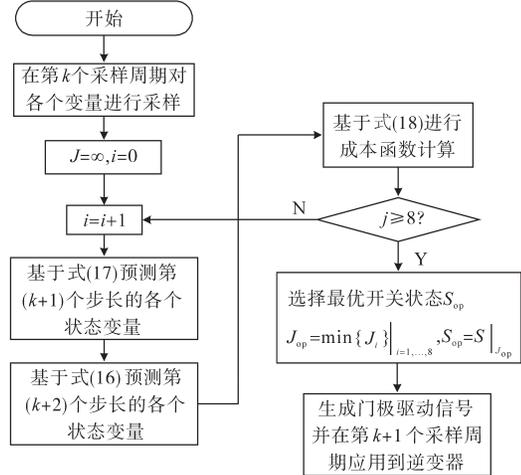


图4 有限集MPC算法流程图

Fig.4 Flowchart of the finite control set control algorithm

$u_{CN}$  可获得B相和C相的瞬时占空比如下:

$$\begin{cases} D_B(t) = \frac{u_{BN}}{U_{dc} + u_{BN}} \\ D_C(t) = \frac{u_{CN}}{U_{dc} + u_{CN}} \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $D_B, D_C$  分别为B相和C相瞬时占空比。

将式(3)代入  $D_C$  表达式,可得:

$$D_C(t) = \frac{U_{dc} + U_m \sin(\omega t - \pi/3)}{2U_{dc} + U_m \sin(\omega t - \pi/3)} \quad (31)$$

$D_C$  将在C相电流达到峰值时取最大值,根据式(10),C相电流最大值时的对应的相角为

$$\omega t = \varphi + \pi \quad (32)$$

从而推导得:

$$D_C(t) \Big|_{i_c(t)=I_m} = \frac{U_{dc} + U_m \sin(\varphi + 2\pi/3)}{2U_{dc} + U_m \sin(\varphi + 2\pi/3)} \quad (33)$$

对于  $0 \leq \varphi \leq 90^\circ$ , 瞬时占空比将在  $\varphi=0^\circ$  时达到最大值,其中C相最大瞬时占空比可表示为

$$D_{max,C} = \frac{U_{dc} + 0.866U_m}{2U_{dc} + 0.866U_m} \quad (34)$$

类似地,计算B相最大瞬时占空比可表示为

$$D_{max,B} = \frac{U_{dc} + U_m}{2U_{dc} + U_m} \quad (35)$$

中间电容器  $C_1$  和  $C_2$  用于将能量从输入转移到输出的受控过程。中间电容器上的电压纹波可计算如下:

$$\Delta u_{Ccouple(1,2)} = \frac{D_{max(C,B)} I_m}{C_{couple(1,2)} f_{SWmin}} \quad (36)$$

考虑正常运行工况下可接受的最大纹波电压为直流电压的5%,则可通过下式计算出中间电容值:

$$C_{\text{coup}(1,2)} = \frac{D_{\max(C,B)} i_m}{\Delta u_{\text{Ccoup}(1,2)} f_{\text{SWmin}}} = \frac{D_{\max(C,B)} i_m}{0.05 \times U_{\text{dc}} f_{\text{SWmin}}} \quad (37)$$

MPC的开关频率可变,但最大开关频率可根据采样周期得到:

$$f_{\text{SWmax}} = 1/(2T_s) \quad (38)$$

式中: $T_s$ 为采样周期; $f_{\text{SWmax}}$ 为最大开关频率。

为了满足动态响应要求,将开关频率的最小值 $f_{\text{SWmin}}$ 设置为 $0.2f_{\text{SWmax}}$ ,这是由实际实测得到的。

### 3.2 输出电容器参数设计

输出电容器参数设计应考虑实现远低于工作频率,即等效开关频率的截止频率,以完成对高次谐波的滤波,输出电容器上的电压纹波可计算如下:

$$\Delta u_{\text{Cout}(3,4)} = \frac{\Delta i_{L(2,1)}}{8C_{\text{out}(3,4)} f_{\text{SWmin}}} \quad (39)$$

式中: $\Delta i_{L(2,1)}$ 为输出电感上允许的最大纹波电流。

$\Delta i_{L(2,1)}$ 设置为额定电流最大值的30%,同时设置输出电容器上允许的最大纹波电压为10%,可计算出输出电容器的参数如下:

$$C_{\text{out}(3,4)} = \frac{0.3i_m}{0.8(U_{\text{dc}} + U_m) f_{\text{SWmin}}} \quad (40)$$

### 3.3 输出电感器参数设计

设置输出电感器 $L_1$ 和 $L_2$ 的主要目的是平滑输出电流波形,故可以根据电感器允许最大纹波电流为额定电流最大值的30%来确定输出电感器参数:

$$\Delta i_{L(1,2)} = \frac{U_{\text{dc}} D_{\max(B,C)}}{L_{1,2} f_{\text{SWmin}}} = 0.3i_m \quad (41)$$

### 3.4 输入电感器参数设计

设置输入电感器 $L_x$ 上的允许最大纹波电流为额定输入电流最大值 $i_{\text{INmax}}$ 的10%来确定输入电感器参数如下:

$$L_x = \frac{U_{\text{dc}} D_{\max}}{\Delta i_{Lx} f_{\text{SWmin}}} = \frac{U_{\text{dc}} D_{\max}}{0.1i_{\text{INmax}} f_{\text{SWmin}}} \quad (42)$$

## 4 与六开关和四开关三相逆变器对比分析

进一步,将所设计的三开关三相逆变器与标准六开关三相逆变器,以及和四开关三相逆变器进行对比,结果如表1所示。

从表1中可看出,三开关三相逆变器相对于标准六开关三相逆变器可减小50%的开关器件

表1 三开关三相逆变器与其他拓扑三相逆变器的对比  
Tab.1 Comparison of the three-switch three-phase inverter with other topological three-phase inverters

对比项	标准六开关三相逆变器	四开关三相逆变器	三开关三相逆变器
负载功率开关器件及其驱动数量	6	4	3
直流电压利用率	SPWM: 1/2 SVPWM: 1/√3	1/2√3	1/√3
直流电容中点电位波动	不存在	存在	不存在
死区设置	需要	需要	不需要
三相滤波器设置	LC滤波器	LC滤波器	不需要
电路复杂度	低	较高	较高
适用功率等级	大功率	中小功率	中小功率

数量,比四开关三相逆变器也减少一个开关器件的使用,从而开关器件的驱动电路和缓冲电路的数量也是最少的。与采用SPWM的标准六开关三相逆变器,以及采用PWM的四开关三相逆变器相比,新型三开关三相逆变器的直流利用率分别提高了15.47%和100%。与其他拓扑逆变器不同,新型的三开关三相逆变器能直接输出正弦电压,无需专门的三相输出滤波器设计,故有效降低了电路复杂度,同时无死区设置问题,故也不需要进行死区补偿。同时,与标准六开关三相逆变器和四开关三相逆变器相比,新型逆变器需要更多的无源器件来辅助,但由于不需要设置滤波器、以及开关器件显著较小,故电路复杂度只是稍微增加。故综合对比结果,所提出的三相三开关逆变器在中低功率等级内非常有优势。

## 5 实验验证

为了验证三开关三相逆变器及其MPC的设计,构建了小功率三开关三相逆变器原理样机并进行了相关实验,其中MPC由基于Cortex-M4内核的ARM芯片STM32F429IGT6实现,芯片工作频率180 MHz,最大AD采样频率为7.2 MHz,电流采样由电流传感器ACS712完成,其响应时间为5 μs。三个功率开关器件选型为MOSFET(IRF740)及其驱动器TLP250,负载采用星形电阻负载并保持中性点引出接地,其他主要实验系统参数为:中间电容器 $C_1=C_2=15 \mu\text{F}$ ,输出电容器 $C_3=C_4=1 \mu\text{F}$ ,输入电感器 $L_x=9.9 \text{ mH}$ ,输出电感器 $L_1=L_2=1.2 \text{ mH}$ ,输出电压峰值 $U_m=100 \text{ V}$ ,额定频率 $f_s=50 \text{ Hz}$ ,负载电阻 $R_L=50 \Omega$ ,MPC预测范围参数 $N_p=2$ ,MPC拉格朗日乘数 $\lambda=0.1$ 。

如前所述,控制策略的基本原理是产生一组相位差为 $60^\circ$ 的直流偏置正弦电压,即B相和C相,并将A相连接至输入直流电源,以保持产生三相平衡的线电压,实验波形如图5所示。图6为B相和C相相对于对地公共点的输出电容电压实验波形。图7和图8分别为中间电容器 $C_1$ 上的电容电压和流过输出电感器 $L_1$ 上的电感电流实验波形。

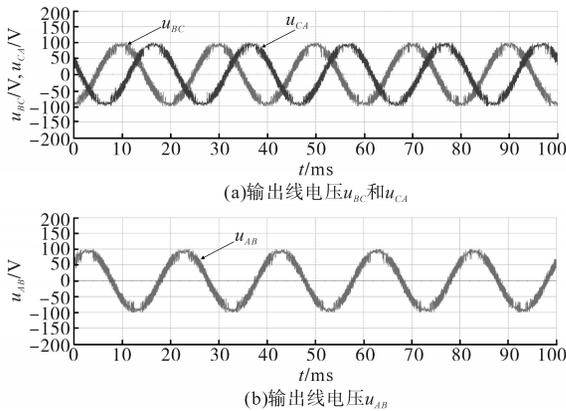


图5 逆变器稳态输出电压波形

Fig.5 Steady-state output voltage waves of the inverter

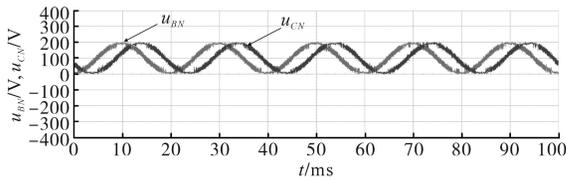


图6 输出电容电压 $u_{BN}$ 和 $u_{CN}$ 的波形

Fig.6 Waves of output capacitor voltages  $u_{BN}$  and  $u_{CN}$

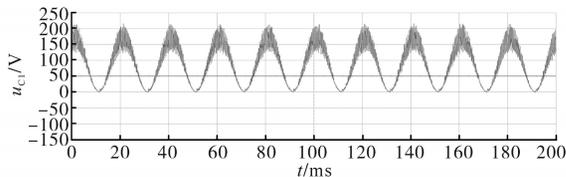


图7 中间电容电压 $u_{C1}$ 的波形

Fig.7 Waves of intermediate capacitor voltage  $u_{C1}$

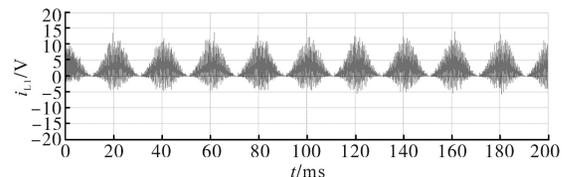


图8 输出电感上电流 $i_{L1}$ 的波形

Fig.8 Waves of output inductor current  $i_{L1}$

图9所示为在 $t=38\text{ms}$ 时,设置参考频率和电压动态变化时的输出电压动态响应波形,其中电压参考从 $50\text{V}$ 阶跃至 $150\text{V}$ ,频率参考从 $50\text{Hz}$ 阶跃至 $100\text{Hz}$ ,从图9可以看出逆变器输出电压有效地跟踪了参考值。综合稳态和动态实验结果表明,仅使用三个开关器件,新型拓扑三相逆

变器仍可按预期工作并具有良好的输出特性。

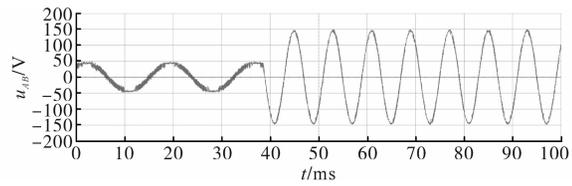


图9 逆变器动态实验波形

Fig.9 Dynamic experimental wave of the inverter

## 6 结论

围绕中小功率三相逆变器的低成本开发,设计了一种新型的三开关三相逆变器,以及其配套的MPC控制器。经过主电路参数和MPC控制器设计,以及实验验证,现总结全文如下:

1)新型三开关三相逆变器与标准六开关三相逆变器和四开关三相逆变器相比,新逆变器将输入直流电压利用率提高了1.15倍和2倍,同时其无死区设置问题,也不需要死区补偿。

2)所设计的有限集MPC可直接实现对所提出的三开关三相逆变器的控制,不同于四开关三相逆变器,三开关三相逆变器不存在直流侧中点电位波动问题。

3)稳态和动态实验结果显示,新型三开关三相逆变器可输出三相平衡的交流正弦线电压,在经济性敏感的中小功率三相逆变器应用场景具有较大的潜力。

4)进一步的研究方向是设计新型三相逆变器对应故障检测机制和容错控制策略。

## 参考文献

- [1] Zeng Z, Zheng W, Zhao R. Performance Analysis of the Zero-voltage Vector Distribution in Three-phase Four-switch Converter Using a Space Vector Approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 260-273.
- [2] 阚加荣,吴云亚,谢少军,等. 宽功率范围内采用电流临界连续状态+恒频控制的光伏微逆变器[J]. 电网技术, 2017, 41(12): 3926-3933.
- [3] 李泽,郭源博,张铭,等. 考虑输出电压平衡的三相四开关逆变器 SVPWM 过调制策略[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 53-62.
- [4] 张红洁,董祖晨,何晓明,等. 适用于不同类型滤波器的光伏逆变器控制策略研究[J]. 陕西电力, 2018, 46(2): 20-27, 82.
- [5] 黄亚申,汪海宁,马志保,等. 并网逆变器系统的谐振抑制研究综述[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 143-156.
- [6] Broeck H W V D, Wyk J D V. A Comparative Investigation of a Three-phase Induction Machine Drive with a Component

- Minimized Voltage-fed Inverter Under Different Control Options[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, IA-20(2):309-320.
- [7] 李国华,孟庆达,王春伟,等.同步旋转坐标系下的APF滞环SVPWM容错控制方法[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(12):93-98,117.
- [8] 李伟,高强.一种计及母线电容电压不平衡的四开关SPWM算法[J].微电机,2018,51(2):56-60.
- [9] 朱翀,曾志勇,赵荣祥.电流品质优化的容错型三相四开关逆变器载波调制算法[J].电力自动化设备,2017,37(5):40-47.
- [10] Zhou D, Zhao J, Liu Y. Predictive Torque Control Scheme for Three-phase Four-switch Inverter-fed Induction Motor Drives With DC-link Voltages Offset Suppression[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6):3309-3318.
- [11] 滕青芳,李国飞,朱建国,等.三相四开关容错逆变器的PMSM驱动系统FCS-MPC策略[J].电机与控制学报,2016,20(10):15-22.
- [12] Kim J, Hong J, Nam K. A Current Distortion Compensation Scheme for Four-switch Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4):1032-1040.
- [13] Wang R, Zhao J, Liu Y. A Comprehensive Investigation of Four-switch Three-phase Voltage Source Inverter Based on Double Fourier Integral Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10):2774-2787.
- [14] 袁庆伟,赵荣祥.三相四开关逆变器供电的IPMSM直接转矩控制系统建模与分析[J].电工技术学报,2017,32(15):76-88.
- [15] Zhu C, Zeng Z, Zhao R. Comprehensive Analysis and Reduction of Torque Ripples in Three-phase Four-switch Inverter-fed PMSM Drives Using Space Vector Pulse-width modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7):5411-5424.
- [16] 刘勇超,葛兴来,蒲俊楷,等.四开关三相逆变器全调制度范围内两种等效PWM算法[J].电工技术学报,2017,32(2):206-215.
- [17] Zeng Z, Zheng W, Zhao R. Space-vector-based Hybrid PWM Strategy for Reduced DC-link Capacitor Current Stress in the Post-fault Grid-connected Three-phase Rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8):4989-5000.
- [18] 赵争鸣,施博辰,朱义诚.高压大容量电力电子混杂系统控制技术综述[J].高电压技术,2019,45(7):2017-2027.
- [19] 郭楚佳,燕天,张爱民,等.离散集模型预测控制在电力电子装置中的应用[J].电力电容器与无功补偿,2018,39(5):167-171.
- [20] 吴靖南,吴奕镔,康文.逆变器模型预测采样时间与误差关系仿真分析[J].电测与仪表,2017,54(2):105-108.
- [21] 王小辉,刘向辰,寇水潮,等.基于两步模型预测控制的ACIM电流控制方法[J].电力电子技术,2019,53(8):52-55.
- [22] 周科,刘伯鸿,李茂青.光伏并网逆变器的改进模型预测控制研究[J].电气传动,2018,48(11):67-70.
- [23] 李国飞,滕青芳,王传鲁,等.应用滑模控制的四开关逆变器PMSM系统FCS-MPC策略[J].浙江大学学报(工学版),2017,51(3):620-627.

收稿日期:2020-02-04

修改稿日期:2020-03-16