

实际应用中的矩阵变换器 空间矢量调制算法及优化调制模式

王兴伟, 林桦, 邓建, 余宏武

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

Optimization Modulation Pattern for Space Vector Modulation Method of Matrix Converter in Practical Application

WANG Xingwei, LIN Hua, DENG Jian, SHE Hongwu

(College of Electric and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: The traditional space vector modulation (SVM) method will cause the output voltage distortion of the matrix converter when it works under non-ideal conditions with considering the problems for practical use. Considering abnormal supply conditions and commutation time, an improved SVM algorithm and optimized modulation pattern for a practical matrix converter were presented to achieve the wide regulation range of the output voltages with few harmonics. First, a novel modulation method was presented by using the instantaneous vector magnitude of output voltage and input voltages to calculate voltage modulation index. The matrix converter could produce three-phase sinusoidal symmetrical voltage under normal and abnormal input voltage conditions with this method. Second, the probability of narrow pulses in seven modulation patterns was analyzed considering commutation time. Then an optimized modulation pattern was proposed to solve the problem of distorted the output voltages caused by the narrow pulses. Finally, a matrix converter prototype based on digital signal processor (DSP) and field programmable gate array (FPGA) had been built. Experimental results prove the validity of the practical strategy proposed in the paper.

KEY WORDS: matrix converter; space vector modulation (SVM); abnormal input voltages; voltage modulation index; narrow pulse; modulation pattern

摘要: 矩阵变换器在实际应用中会出现非理想状况, 空间矢量调制策略算法不恰当会引起输出波形畸变。考虑输入非正常工况和换流时间问题, 提出空间矢量调制策略的实现算法和优化的调制模式, 以获得宽调节范围、低谐波的输出性能。首先提出一种采用矢量幅值之比实时计算电压调制比的方法, 实现矩阵变换器在输入电压正常和非正常工况下均能输出三相正弦对称电压的目的; 然后分析7种调制模式在考虑换流时间情况下窄脉冲出现的几率, 在此基础上提出优化的调制模式, 以解决窄脉冲引起的输出波形畸变问题; 最后, 设计一套基于数字信号处理器和现场可编程门阵列的控制系統, 实现所提算法。实验结果验证了该实用算法的正确性。

关键词: 矩阵变换器; 空间矢量调制; 非正常输入电压; 电压调制比; 窄脉冲; 调制模式

0 引言

空间矢量调制(space vector modulation, SVM)策略由于其原理简单、控制特性好等优点^[1-3], 是目前矩阵变换器最常用的调制算法之一。关于空间矢量调制策略的研究工作有很多, 如减少换流次数, 降低共模电压和开关损耗, 不同空间矢量调制模式与矩阵变换器的输出、输入性能的关系等^[4-7]。实际上, 很多关于空间矢量调制策略的研究和算法是基于理想状况的, 没有考虑在应用实现时的具体问题, 因而往往在应用中达不到理论分析的结果, 甚至严重影响矩阵变换器的性能。

矩阵变换器的输入与输出直接相连, 这使得矩阵变换器的输出性能直接受到输入工况的影响。当输入电压出现某些非正常工况时, 如输入三相电压不平衡(幅值或相位的不对称)、输入波形非正弦以

基金项目: 国家重点基础研究发展计划项目(973 项目)(2010CB227206); 湖北省自然科学基金项目(2009CDB413)。

The National Basic Research Program of China (973 Program) (2010CB227206); Project Supported by Natural Science Foundation of Hubei Province (2009CDB413).

及电网的浪涌(突升和突降)等,若仍然采用传统的空间矢量调制算法,输出电压中将产生一定的低次谐波分量,并造成输出电流波形畸变^[8]。文献[9]介绍了矩阵变换器在不对称输入电压下改进的间接空间矢量调制策略,提出通过注入低次谐波来补偿虚拟直流母线电压波动的方法,从而消除不对称输入电压对输出的影响,该方法虽能改善输出电压特性,但计算复杂。文献[10-13]提出了基于间接空间矢量调制的前馈补偿控制策略,通过检测电网电压,实时调节电压调制比,以保证输出电压维持在输入电压正常时的运行值,但由于算法中输入电流矢量角没有实时地同步修正,因此补偿措施并不完整。

矩阵变换器由双向开关组成,必须采用多步换流的电压型或电流型换流策略。无论采用哪种换流策略,其换流时间是不能忽略的。如果空间矢量调制模式不合理,容易形成大量的窄脉冲^[14-17],使输出电压中谐波大量增加,波形严重畸变。文献[14]针对双电压调制法提出了避免窄脉冲的方法,在保证输出电压不变的情况下,通过适当拆分输出矢量,延长矢量的作用时间,从而避免矢量丢失,达到减小输出波形畸变的目的,而对常用的空间矢量调制方法,则没有给出相应的解决方案。

本文对矩阵变换器在实际应用中,考虑输入非正常工况及换流时间因素时,如何正确、恰当地实现空间矢量调制算法进行研究。首先分析在输入非正常工况下,空间矢量调制策略中占空比算法对矩阵变换器输出性能的影响,指出输出性能受输入工况影响的原因在于采用了固定幅值之比的电压调制比计算方法,提出一种采用矢量幅值之比实时计算电压调制比的方法,可避免输出性能受输入非正常工况的影响而不需要增加额外的控制和计算。然后,分析在考虑换流时间情况下,各种调制模式出现窄脉冲的条件和几率,从而提出优化的调制模式以减小窄脉冲现象,提高了低调制比时输出波形质量。最后,根据优化的调制模式和算法研制了一台5 kW 矩阵变换器原理样机,并给出了数字信号处理器(digital signal processor, DSP)和现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)的控制流程图。实验结果表明,本文提出的优化的占空比算法不需要增加额外的控制电路,即可实现矩阵变换器在输入电压正常和非正常工况下均能输出三相正弦对称电压;优化的调制模式解决了由于窄脉冲引

起的输出波形畸变问题,使低调制比时输出电压的谐波大为减少,改善了矩阵变换器的输出性能,且方法简单易行。

1 空间矢量调制算法

1.1 占空比计算

本文以三相/三相直接型矩阵变换器为研究对象,其简化拓扑结构如图1所示。

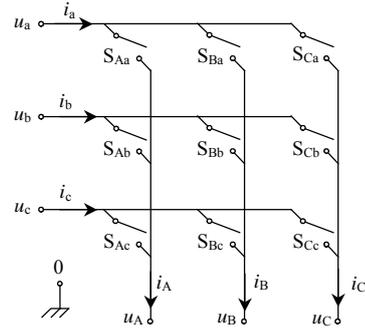


图1 矩阵变换器拓扑

Fig. 1 Basic scheme of matrix converters

设输入相电压正弦对称,可表示为

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: \$\omega_1\$ 为输入电压基波角频率; \$U_{im}\$ 为三相对称输入相电压的幅值。

设期望输出的线电压为

$$\mathbf{u}_o = \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + \pi/6) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \pi/2) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + 5\pi/6) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: \$U_{om}\$ 为设定的输出相电压的幅值; \$\omega_0\$ 为设定的输出电压频率; \$\varphi_0\$ 为负载角。

根据空间矢量调制策略,矩阵变换器的4个有效矢量和1个零矢量的占空比(即持续时间与调制周期时间的比值)由下式^[1,18]计算:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{2}{\sqrt{3} \cos \varphi_1} m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_1) \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_0) = \frac{T_1}{T_s} \\ d_2 = \frac{2}{\sqrt{3} \cos \varphi_1} m \sin \theta_1 \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_0) = \frac{T_2}{T_s} \\ d_3 = \frac{2}{\sqrt{3} \cos \varphi_1} m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_1) \sin \theta_0 = \frac{T_3}{T_s} \\ d_4 = 2 / (\sqrt{3} \cos \varphi_1) m \sin \theta_1 \sin \theta_0 = T_4 / T_s \\ d_0 = 1 - \frac{2}{\sqrt{3} \cos \varphi_1} m \sin(\frac{\pi}{3} + \theta_1) \sin(\frac{\pi}{3} + \theta_0) = \frac{T_0}{T_s} \end{cases} \quad (3)$$

式中： φ_1 为输入功率因数角； T_s 为调制周期； θ_1 为输入相电流空间矢量扇区角，计算方法为

$$\theta_1 = f_{\text{mod}}(\omega_1 t - \varphi_1 + \pi/3, \pi/3) \quad (4)$$

θ_0 为输出线电压空间矢量扇区角，计算方法为

$$\theta_0 = f_{\text{mod}}(\omega_0 t - \varphi_0 + \pi/3, \pi/3) \quad (5)$$

m 为电压调制比，通常定义^[1]如下：

$$m = U_{\text{om}} / U_{\text{im}} \quad (6)$$

式中 $f_{\text{mod}}(x, y)$ 为 x 除以 y 后的余数。

因此，当输入电压在正常工况时(三相对称且幅值 U_{im} 恒定)下，根据期望的输出电压幅值 U_{om} 可以计算调制比 m ，或者根据调制比 m 可以确定输出电压 u_o 。如果输出电压幅值恒定，则电压调制比 m 固定不变。当输入电压处于非正常工况时，如三相电压幅值不对称，如果仍按照设定好的固定调制比计算占空比控制矩阵变换器的开关状态，则输出电压受输入波形的影响不再是期望值而是含有 $(2\omega_1 \pm \omega_0)$ 次谐波频率^[8]。因此，为了保证输出电压不受输入电压工况的影响，许多文献采用了较为复杂的控制或补偿方式^[9-13]。

1.2 电压调制比 m 的计算

实际上，根据矩阵变换器空间矢量合成原理(无论是直接空间矢量调制还是间接空间矢量调制)^[19-20]，推导式(3)时，其中的电压调制比 m 应为输出相电压与输入相电压矢量幅值的之比，即

$$m = |u_o| / |u_i| \quad (7)$$

式中： $|u_o|$ 为输出电压矢量的幅值； $|u_i|$ 为输入电压矢量的幅值。

如果采用克拉克变换：

$$C_{\alpha\beta}^{\text{abc}} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

则有

$$|u_o| = \sqrt{u_{o\alpha}^2 + u_{o\beta}^2} = \frac{3}{2} U_{\text{om}}$$

$$|u_i| = \sqrt{u_{i\alpha}^2 + u_{i\beta}^2}$$

$$u_{i\alpha\beta} = C_{\alpha\beta}^{\text{abc}} u_i$$

当输入电压为正常工况时， $|u_i|=3U_{\text{im}}/2$ ，矢量幅值之比即为相(线)电压幅值之比，与式(6)相同，在

给定的输出电压下电压调制比 m 恒定不变。当输入电压为非常工况时，电压调制比 m 不再是恒定值，而是随输入电压空间矢量幅值 $|u_i|$ 的变化而变化：当 $|u_i|$ 增大时， m 减小；当 $|u_i|$ 减小时， m 增加。从而保证实际输出电压空间矢量恒定不变，不受输入的影响。其对应的输入相电流空间矢量扇区角按下式计算：

$$\theta_1 = f_{\text{mod}}(\theta_u - \varphi_1 + \pi/6, \pi/3) \quad (9)$$

式中 $\theta_u = \arctan \frac{u_{i\beta}}{u_{i\alpha}}$ 为输入相电压空间矢量相角。

以输入电流、输出线电压均位于第1扇区为例，根据调制策略，输出线电压^[1]可写成：

$$\begin{bmatrix} u_{\text{AB}} \\ u_{\text{BC}} \\ u_{\text{CA}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-d_0 & -d_1-d_3 & -d_2-d_4 \\ -d_1-d_2 & d_1 & d_2 \\ -d_3-d_4 & d_3 & d_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

设输入三相电压幅值不对称且含有谐波，即

$$u_i = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty} U_{ak} \cos(k\omega_1 t) \\ \sum_{k=1}^{\infty} U_{bk} \cos(k\omega_1 t - k\frac{2\pi}{3}) \\ \sum_{k=1}^{\infty} U_{ck} \cos(k\omega_1 t + k\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

将 $u_i = [C_{\alpha\beta}^{\text{abc}}]^{-1} u_{i\alpha\beta}$ 代入式(10)，得

$$\begin{bmatrix} u_{\text{AB}} \\ u_{\text{BC}} \\ u_{\text{CA}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-d_0)u_{i\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{3}(-d_1-d_3+d_2+d_4)u_{i\beta} \\ -(d_1+d_2)u_{i\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{3}(d_1-d_2)u_{i\beta} \\ -(d_3+d_4)u_{i\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{3}(d_3-d_4)u_{i\beta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式(3)代入式(12)，其中， θ_1 采用式(9)计算， $\theta_1 = \theta_u - \varphi_1 + \pi/6$ ，整理得

$$\begin{bmatrix} u_{\text{AB}} \\ u_{\text{BC}} \\ u_{\text{CA}} \end{bmatrix} = \frac{2m}{\sqrt{3} \cos \varphi_1} [u_{i\alpha} (\cos \theta_1 \cos \varphi_1 + \sin \theta_1 \sin \varphi_1) + u_{i\beta} (\sin \theta_1 \cos \varphi_1 - \cos \theta_1 \sin \varphi_1)] \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + \pi/6) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \pi/2) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + 5\pi/6) \end{bmatrix} \quad (13)$$

将 $\sin \theta_1 = \frac{u_{i\beta}}{|u_i|}$ ， $\cos \theta_1 = \frac{u_{i\alpha}}{|u_i|}$ 及式(7)代入式(13)，得输出线电压表达式：

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + \pi/6) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \pi/2) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + 5\pi/6) \end{bmatrix} \quad (14)$$

显然,采用式(7)和(9)计算占空比对输入的扰动具有抑制作用,输出线电压可保持为期望的值不变,不受输入电压非正常工况的影响。

2 考虑换流时间的调制模式优化分析

2.1 窄脉冲现象

空间矢量调制策略计算出开关状态的占空比之后,还必须确定相应的开关状态调制模式。仍以

输出线电压空间矢量和输入电流空间矢量均在1扇区为例,产生4个有效空间矢量的双向功率开关状态,分别为abb、aab、aac、acc。其中,abb表示矩阵变换器的输出相A通过双向开关 S_{Aa} (其开关状态为 $S_{Aa}=0$ 或1,下同)与输入相a相连接,输出相B通过双向开关 S_{Bb} 与输入相b相连接,输出相C通过双向开关 S_{Cb} 与输入相b相连接。可选的零矢量状态为aaa、bbb、ccc。根据零矢量状态的配置位置不同,空间矢量调制策略可分为7种开关状态调制模式P1、P2、P3、P4、P5、P6及P7,采用双边调制顺序如图2所示。

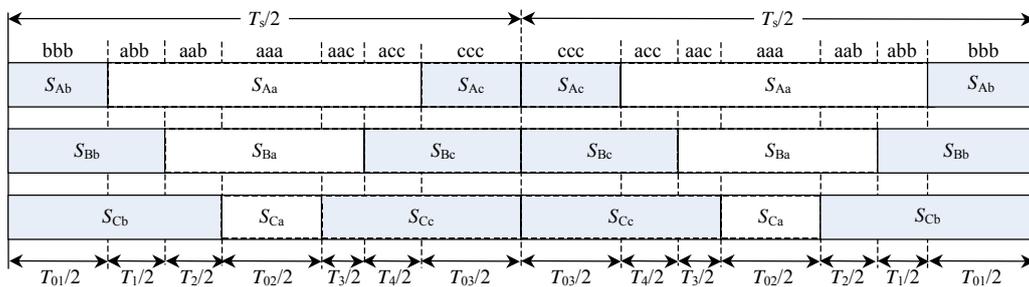


图2 扇区1双边调制开关状态配置图

Fig. 2 Double-sided switching pattern with the reference sector 1

图2中, T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为产生有效空间矢量的持续时间, T_{01} 、 T_{02} 、 T_{03} 为零矢量持续时间。7种模式与零矢量的对应关系如表1所示。

表1 开关状态调制模式

Tab. 1 Switching modulation strategies

调制模式	名称	零矢量接续时间
P1	单零矢量前置	$T_{01}=T_0, T_{02}=T_{03}=0$
P2	单零矢量中置	$T_{02}=T_0, T_{01}=T_{03}=0$
P3	单零矢量后置	$T_{03}=T_0, T_{01}=T_{02}=0$
P4	双零矢量前、中置	$T_{01} \neq 0, T_{02} \neq 0, T_{03}=0$
P5	双零矢量前、后置	$T_{01} \neq 0, T_{03} \neq 0, T_{02}=0$
P6	双零矢量中、后置	$T_{02} \neq 0, T_{03} \neq 0, T_{01}=0$
P7	三零矢量配置	$T_{01} \neq 0, T_{02} \neq 0, T_{03} \neq 0$

调制模式不同除了引起换流次数、开关损耗不同外,理论上其输出电压的基波应该相同。但是由于矩阵变换器完成开关状态切换时,均需要一定的换流时间 T_h 才能保证整个换流过程的完成。当某个双向开关状态的持续时间小于换流时间 T_h 时,该双向开关形成脉宽调制(pulse width modulation, PWM)窄脉冲。图3为P3模式时9个双向功率开关的PWM调制图。

图3中,当 $T_1 < 2T_h$ 时,双向功率开关 S_{Ba} 和 S_{Bb} 的调制脉冲为窄脉冲(图中椭圆所示),同理。当 $T_2+T_3 < 2T_h$ 或 $T_0 < T_h$ 时,也会出现窄脉冲。

当出现窄脉冲时,若不进行适当的处理,就会

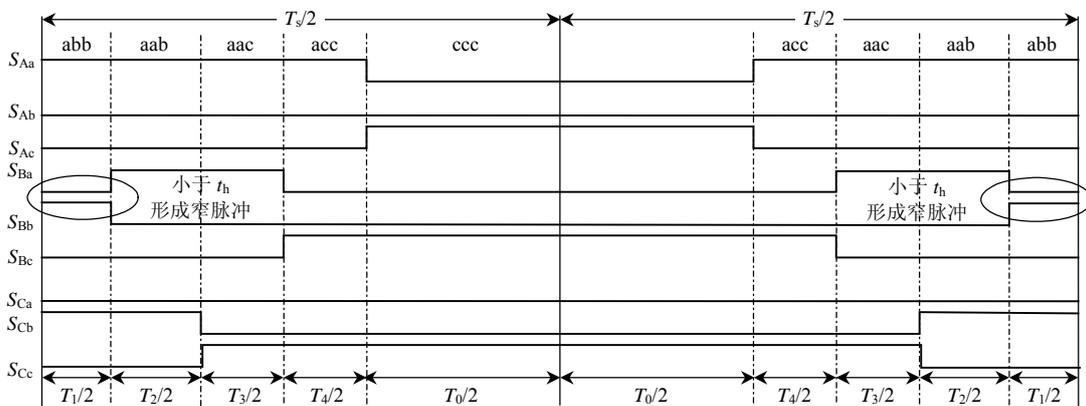


图3 P3开关状态模式的PWM图

Fig. 3 PWM switching patterns using single zero vector

出现当前换流过程未结束又开始下一个换流过程的混乱局面，导致矩阵变换器输入侧短路或输出侧开路。通常对窄脉冲的处理采用丢弃窄脉冲开关状态或延长脉冲宽度为换流时间 T_h 的方法。这两种方法虽然避免了换流故障，但丢弃或增加脉冲宽度会导致输出误差，并引起输出电压畸变，当窄脉冲出现的几率较大时，严重的输出波形畸变影响系统的正常运行。

2.2 7 种调制模式的窄脉冲几率分析

根据图 2 可以分析得到 7 种调制模式出现窄脉冲的条件，如表 2 所示。

表 2 7 种调制模式出现窄脉冲条件
Tab. 2 Narrow pulses conditions of seven switching strategies

调制模式	名称	窄脉冲产生条件
P1	单零矢量前置	$(T_2+T_3)<2T_h, T_4<T_h, T_0<2T_h$
P2	单零矢量中置	$T_1<2T_h, T_4<T_h, T_0<2T_h$
P3	单零矢量后置	$T_1<2T_h, (T_2+T_3)<2T_h, T_0<T_h$
P4	双零矢量前、中置	$T_4<T_h, T_{01}<2T_h, T_{02}<2T_h$
P5	双零矢量前、后置	$(T_2+T_3)<2T_h, T_{01}<2T_h, T_{03}<T_h$
P6	双零矢量中、后置	$T_1<2T_h, T_{02}<2T_h, T_{03}<T_h$
P7	三零矢量	$T_{01}<2T_h, T_{02}<2T_h, T_{03}<T_h$

由于 7 种模式产生窄脉冲的条件不同，因而出现窄脉冲的几率是不相同的。

P1—P6 模式窄脉冲的产生条件既取决于有效矢量的时间也取决于零矢量时间。在低调制比时，窄脉冲几率主要由有效矢量时间决定，调制比越低，有效矢量时间低于换流时间的几率越高，窄脉冲的几率越大，当调制比接近零时，P1—P6 模式出现窄脉冲的几率可达 100%。随着调制比的增加，有效矢量时间增长，窄脉冲出现的几率减小。在高调制比时，窄脉冲几率主要由零矢量时间决定，当调制比趋于极值 0.866 时，窄脉冲的几率又会随零矢量时间的减小而增加。可见在整个调制比范围内都存在有效矢量时间或者零矢量时间小于换流时间的情况，因此得出：

1) P1—P6 模式出现窄脉冲的几率始终大于零。

在 P1—P6 这 6 个模式中，由于产生窄脉冲的总体条件不完全相同，因此 6 个模式产生窄脉冲的几率不完全一样。将 6 个模式窄脉冲产生条件进行归纳简化可知，P2、P3、P6 模式对有效矢量的要求是不小于 $2T_h$ ，而 P1、P4、P5 模式对有效矢量的要求是不小于 T_h 。显然，低调制比时，P1、P4、P5

模式窄脉冲的几率要少于 P2、P3、P6 模式。

2) 在大多数情况下，此 6 个调制模式的窄脉冲几率高低顺序为 P2>P3>P6>P1>P4>P5。

P7 模式窄脉冲产生条件仅只取决于零矢量的时间，即当 $T_0 \geq 5T_h$ ，P7 模式出现窄脉冲的几率为 0。在低调制比时，零矢量时间长且通常满足 $T_0 \geq 5T_h$ ，P7 模式不会出现窄脉冲。调制比越低，P7 模式越不可能出现窄脉冲。当调制比增大到零矢量时间小于 $5T_h$ 时，会产生窄脉冲。

将 $T_0 < 5T_h$ 代入式(3)，可求得出现窄脉冲现象时的调制比：

$$m > \frac{\sqrt{3}}{2} \left(1 - \frac{5T_h}{T_s}\right) \quad (15)$$

定义 T_h/T_s 为换流时间占空比。上式表明，P7 模式出现窄脉冲时的调制比 m 与换流时间、占空比有关。换流时间占空比越小，P7 模式无窄脉冲的调制比越高。

3) 当调制比小于 $\sqrt{3}/2(1-5T_h/T_s)$ 时，P7 调制模式无窄脉冲。

显然，在调制比小于 $\sqrt{3}/2(1-5T_h/T_s)$ 时，P7 模式优于 P1—P6 模式。从图 2 可以看出，此原因在于 P7 模式在每个有效矢量之间均插入了零矢量，延长了对应开关状态切换的间隔时间，因而调制脉冲的宽度只取决于零矢量时间，与有效矢量时间无关，所以调制比不满足式(15)时不会出现窄脉冲。但在调制比很高的情况时，零矢量时间 T_0 很短，此时各种模式出现窄脉冲的条件主要依赖于零矢量时间 T_0 是否满足表 2 的要求，而 P7 模式要求对零矢量时间的要求高于其他模式，故此时出现窄脉冲几率反而比 P1—P6 模式高。

选择调制周期 $T_s=200\mu\text{s}$ ，换流时间 T_h 分别为 2、4 μs ，对 7 种调制模式在不同调制比下出现窄脉冲的几率 P 进行仿真计算，结果如图 4 所示。

从图 4 可以看出，尽管窄脉冲几率随换流时间的增长而增加，但窄脉冲几率随调制比 m 变化的规律以及 7 种模式窄脉冲几率的相互关系是不变的且与理论分析相同。图 4(a)中，当 $m < 0.82$ 时，P7 模式出现窄脉冲的几率为 0；图 4(b)中，当 $m < 0.78$ 时，P7 模式出现窄脉冲的几率为 0，均与式(15)的计算结果相同。

图 5 为调制比 0.0866 时，P2 模式和 P7 模式的

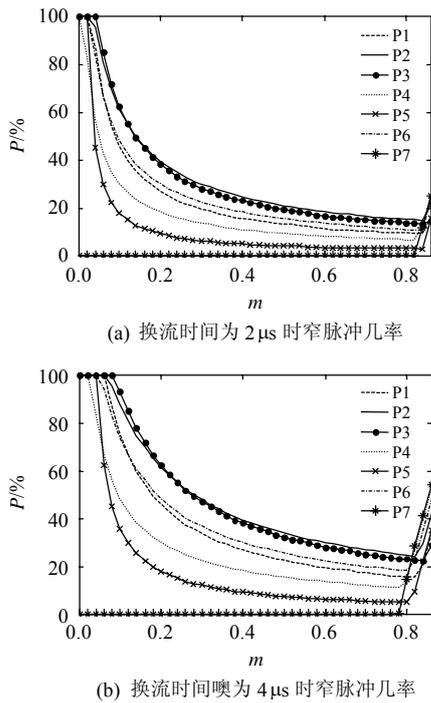


图4 7种调制模式窄脉冲几率图
Fig. 4 Probability of narrow pulses of seven switching strategies

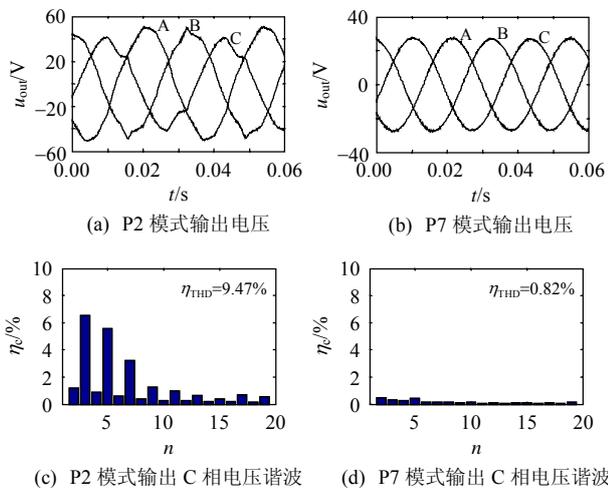


图5 低调制比时两种调制模式仿真波形
Fig. 5 Simulation waveforms of two switching strategies

输出电压仿真波形。仿真中出现窄脉冲时，采用延长脉冲宽度为换流时间的方法避免换流故障。系统输入相电压为 220 V，调制周期为 200 μs，换流时间为 4 μs。由图 5 可知，在低调制比时，P2 模式下的输出电压波形已严重畸变，其中 C 相输出电压的总谐波含量达到了 9.47%；而 P7 模式下的电压输出波形质量好，谐波含量小。

当调制比极高(如 $T_h=4\mu s$, $m>0.78$)时，采用任

何一种调制模式均有可能产生窄脉冲。但 P1—P6 模式出现窄脉冲的几率相对较低，且由于输出电压高，因此采用传统方法丢弃或增加个别窄脉冲的宽度对输出波形影响很小。此外本文建议丢弃或延长的时间从该采样周期内脉宽最大的开关状态时间中减掉，可以最大限度地减少输出波形畸变。

因此，如果要在整个调制比范围都获得优良的性能，可以采用两种调制模式切换的方式。优先采用 P7 调制模式，当 $T_0<5T_h$ ，则采用 P1、P2 或者 P3 窄脉冲几率相对较低的模式。

3 优化空间矢量调制策略的实现

本文以 DSP 和 FPGA 为控制核心，以 IGBT 为功率器件研制了一台 5 kW 矩阵变换器原理样机，硬件结构如图 6 所示。其中，原理样机主电路由 18 个 IKW40N120T2 型 IGBT 采用共发射极连接组成。原理样机采用空间矢量调制策略和电压型两步换流策略^[21]，其控制电路采用 TI 公司 C2000 系列的 TMS320LF2407A 型 DSP 和 Altera 公司 Cyclone II 系列 EP2C8T144C8 型 FPGA。

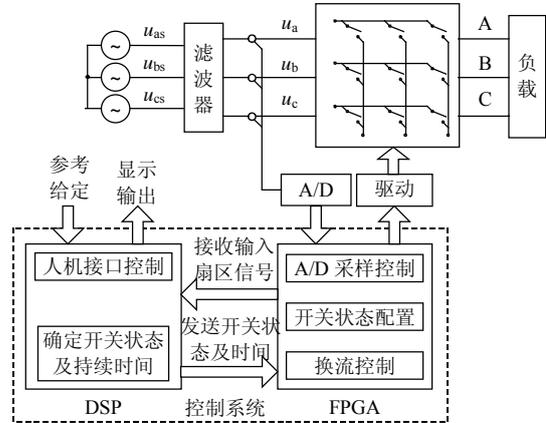


图6 矩阵变换器结构框图

Fig. 6 Hardware diagram of matrix converter

控制系统结构中，DSP 和 FPGA 之间通过数据总线、地址总线和控制线进行信息传递。DSP 主要负责空间矢量调制策略中有效矢量持续时间的计算，开关状态的选择以及人机接口的控制，其空间矢量开关状态占空比计算流程如图 7 所示。FPGA 的任务分为 3 部分：1) 控制 A/D 采样电路实时采集输入电压瞬时值用于空间矢量调制策略计算以及电压型换流控制；2) 根据 DSP 发送的开关状态持续时间确定调制模式进行换流控制；3) 由开关状态和输入电压扇区实时查表得到 18 个 IGBT 的

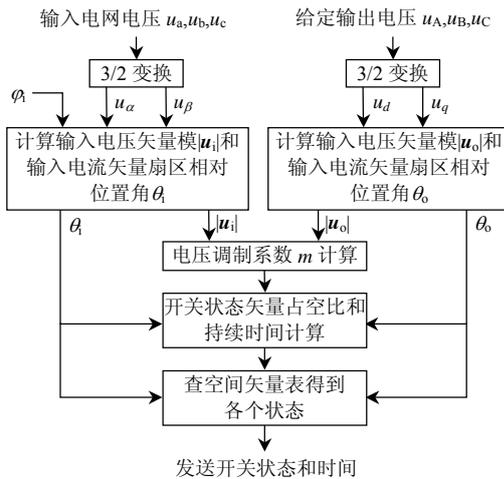


图 7 DSP 空间矢量开关状态计算流程

Fig. 7 Duty cycles calculation of DSP

PWM 驱动信号控制输出。

空间矢量调制模式的 FPGA 处理逻辑如图 8 所示。

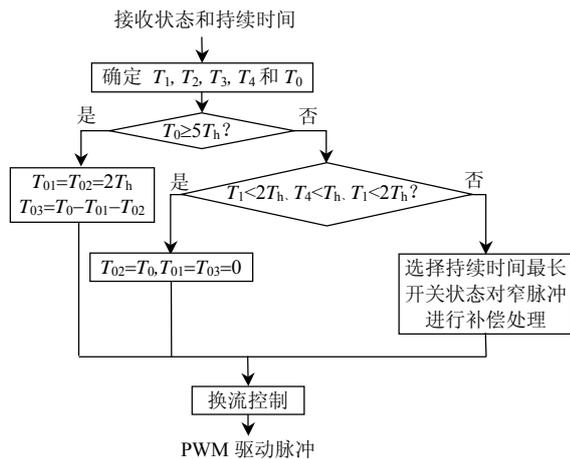


图 8 FPGA 开关状态配置处理流程

Fig. 8 Switching patterns manage logic of FPGA

仍以输出电压空间矢量和输入电流空间矢量均在 1 扇区为例，FPGA 顺序接收到 DSP 计算出的该调制周期内 4 个有效矢量开关状态 abb、aab、aac、acc，对应的持续时间 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 以及零矢量持续时间 T_0 。为了获得优良的输出性能，原理样机采用 P7 调制模式和 P2 调制模式相结合的混合调制：当 $T_0 \geq 5T_h$ 时，采用 P7 调制模式，调制顺序为 bbb-abb-aab-aaa-aac-acc-ccc-acc-aac-aaa-aab-abb-bbb；如果调制比很高， $T_0 < 5T_h$ ，则采用窄脉冲几率相对较低的 P2 模式，调制顺序为 abb-aab-aaa-aac-acc-aac-aaa-aab-abb。在高调制比时选择 P2 调制模式是基于电压型两步换流策略安全运行的原因，避免输入相电压的相对大小判断错误而导致输入相短路故

障^[21]。在采用 P2 调制模式时，若出现窄脉冲则采用传统的丢弃或延长脉冲宽度为换流时间 T_h 的方法，丢弃或延长的时间从持续时间最长的开关状态中减去，可以最大限度地减少输出波形畸变。

4 实验分析

实验条件：电网线电压有效值为 380 V，频率为 50 Hz；输出通过三相 LC 滤波器($L=1 \text{ mH}$ ， $C=10 \mu\text{F}$)接三相 Y 型阻感负载， $R=37 \Omega$ 、 $L=50 \text{ mH}$ 。

实验中矩阵变换器输入 c 相电压叠加一个 3 次谐波，以此形成非正弦的三相输入电压。设定输出相电压为 75V，实验结果如图 9 所示。图 9(a)为输入非正常电压波形，图 9(c)为采用固定电压调制比的空间矢量调制方法得到的输出电压波形，此时三相输出电压波形发生畸变，由图 9(e)可知输出 C 相电压的总谐波含量达到了 3.47%。图 9(b)、(d)为采用本文提出的计算方法得到的实时调制比和输出电压波形，此时调制比能随输入电压变化实时调整，从而使输出波形三相正弦对称且符合给定值。

图 10 为正常输入时不同调制比下采用传统配置方法和优化配置后的实验输出波形。可以看出：由于在低调制比时采用传统的 P2 模式小于换流时

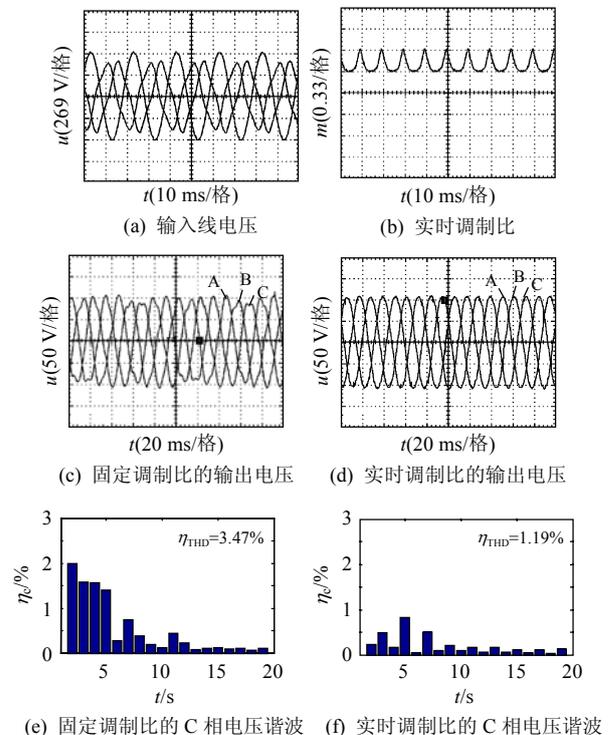
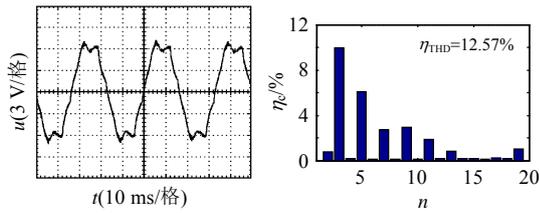
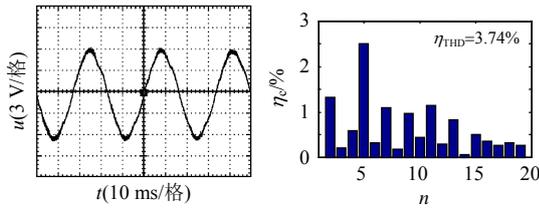


图 9 输入电压非正常时的实验波形

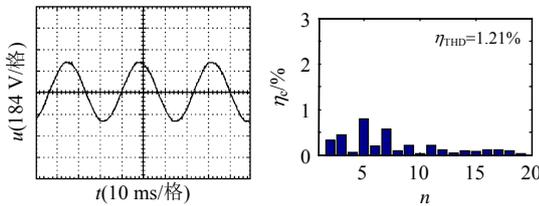
Fig. 9 Experimental waveforms under abnormal input voltage conditions



(a) 设定调制比 0.086 6 时, P2 模式输出波形与谐波图



(b) 设定调制比 0.086 6 时, P7 模式输出波形与谐波图



(c) 给定调制比 0.83 时, P2 模式输出波形与谐波图

图 10 传统配置与优化配置下的输出波形

Fig. 10 Output waveforms with the traditional and improved method

间 T_h 的窄脉冲较多,通过延长窄脉冲宽度为换流时间 T_h 虽然避免了换流故障,但输出波形产生了严重的畸变,总谐波含量达到了 12.57%;而采用本文分析的 P7 模式的配置方法,输出波形失真度小,提高了矩阵变换器的运行性能;并且,在高调制比时优化的配置模式也能保证矩阵变换器具有良好的输出性能。

5 结论

本文针对矩阵变换器调制策略的具体实现,考虑输入非正常工况以及换流因素,提出了空间矢量调制策略的实现算法以及优化的调制模式。为避免输出性能受输入工况的影响,首先提出了一种采用矢量幅值之比实时计算电压调制比的方法;然后分析了各种调制模式引起窄脉冲的条件,提出了优化的调制模式以减小窄脉冲现象,提高低调制比时输出波形质量;最后,采用 DSP 和 FPGA 的控制结构实现了优化的调制策略。实验结果表明,该调制策略简单,易于实现,降低了输出电压的谐波畸变率,提高了输出波形质量,有效地改善了矩阵变换器的

运行性能。

参考文献

- [1] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.
- [2] Huber L, Borojevic D. Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters [C]//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. New York: IEEE, 1991: 1032-1041.
- [3] Jayamala V, Kalaiarasi B. Performance evaluation of matrix converter using direct space vector modulation technique[C]//International Conference on Control Automation, Communication and Energy Conservation. Perundurai: IEEE, 2009: 1-6.
- [4] Nielsen P, Blaabjerg F, Pedersen J K. Space vector modulated matrix converter with minimized number of switchings and a feedforward compensation of input voltage unbalance[C]//International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth. New Delhi: IEEE, 1996: 833-839.
- [5] Cha H, Enjeti P. An approach to reduce common-mode voltage in matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1151-1159.
- [6] Bradaschia F, Cavalcanti M. A modulation technique to reduce switching losses in matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2009, 56(4): 1186-1195.
- [7] Casadei D, Serra G, Tani A, et al. Optimal use of zero vectors for minimizing the output current distortion in matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 326-336.
- [8] Zhou D, Sun K, Huang L. Evaluation of matrix converter operation in abnormal conditions[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing: IEEE, 2003: 402-406.
- [9] 陈希有, 陈学允, 韦奇. 改进矩阵变换器在非对称输入情况下的空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2000, 15(2): 79-82.
- [10] Chen Xiyu, Chen Xueyun, Wei Qi. The improvement of space vector modulation strategy for matrix converter under unbalanced input voltages[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(2): 79-82(in Chinese).
- [10] Jussila M, Tuusa H. Comparison of simple control strategies of space-vector modulated indirect matrix converter under distorted supply voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 139-148.

- [11] Sun K, Zhou D, Huang L, et al. Compensation control of matrix converter fed induction motor drive under abnormal input voltage conditions[C]//IEEE Industry Applications Conference, Seattle: IEEE, 2004: 623-630.
- [12] 余宏武, 林桦, 王兴伟, 等. 矩阵变换器在非正常输入电压下的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(33): 28-33.
She Hongwu, Lin Hua, Wang Xingwei, et al. Matrix converter control strategy under abnormal input voltage [J]. Proceeding of the CSEE, 2009, 29(33): 28-33(in Chinese).
- [13] 陈玉东, 刘玉兵, 朱武标, 等. 一种矩阵变换器空间矢量调制改进方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 21-25.
Chen Yudong, Liu Yubing, Zhu Wubiao, et al. An improvement method for space vector modulation of matrix converters[J]. Proceeding of the CSEE, 2010, 30(18): 21-25(in Chinese).
- [14] Hidenori H, Eiji Y. Improvement of output voltage control performance for low-speed operation of matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1372-1378.
- [15] Antoni A, Wheeler P W. Elimination of waveform distortions in matrix converters using a new dual compensation method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2079-2087.
- [16] 何必, 林桦, 余宏武, 等. 矩阵变换器在窄脉冲作用下的性能改善[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 42-47.
He Bi, Lin Hua, She Hongwu, et al. Improvement in output voltage for matrix converter under narrow pulses[J]. Proceeding of the CSEE, 2009, 29(27): 42-47(in Chinese).
- [17] 何必, 林桦, 余宏武, 等. 矩阵变换器输出波形畸变分析及改善方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(12): 28-35.
He Bi, Lin Hua, She Hongwu, et al. Analysis of output waveform distortions matrix converter and compensation method[J]. Proceeding of the CSEE, 2010, 30(12): 28-35(in Chinese).
- [18] Casadei D, Giovanni Serra. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2002, 49(2): 370-381.
- [19] Helle L, Larsen K B, Jorgensen A H, et al. Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters[J]. IEEE Transactions Industry Electronics, 2004, 51(1): 158-171.
- [20] Casadei D, Serra G, Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input output unbalance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(3): 401-410.
- [21] Wang X, Lin H, She H, et al. Implementation of two-step voltage commutation matrix converter[C]//International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan: IEEE, 2009: 1728-1733.



王兴伟

收稿日期: 2011-01-10。

作者简介:

王兴伟(1980), 男, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电力电子装置与自动控制系统, wxw@mail.hust.edu.cn;

林桦(1963), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 从事电力电子与电力传动、自动控制理论方面的教学与研究;

邓建(1986), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变换装置与交流调速系统;

余宏武(1983), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变换装置, 交流调速系统。

(责任编辑 张玉荣)