

基于数学构造的矩阵变换器输入功率因数补偿算法

但汉兵, 粟梅, 熊文静, 李幸, 孙尧, 韩华

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省长沙市 410083)

An Input Power Factor Compensation Algorithm Based on the Mathematical Construction for Matrix Converters

DAN Hanbing, SU Mei, XIONG Wenjing, LI Xing, SUN Yao, HAN Hua

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The input filter is necessary for matrix converters to eliminate the high-frequency harmonic components of input currents. However, the implementation of the input filter will also reduce the input power factor, especially under the condition of light load operation. To realize the unity power factor in a wider range, a power factor compensation algorithm based on the mathematical construction was proposed. This algorithm adopts prediction-correction idea to realize unity power factor in a wider range and is independent of the specific parameters of input filter. Experimental results validate the correctness and effectiveness of the proposed compensation algorithm.

KEY WORDS: matrix converter; input filter; mathematical construction; unity power factor; compensation ability

摘要: 为了滤除矩阵变换器的输入电流高频谐波成分, 需要安装输入滤波器。然而, 输入滤波器会影响矩阵变换器输入功率因数, 尤其在轻载运行情况下影响较大。为了在更宽范围内实现单位功率因数运行, 提出一种基于数学构造的输入功率因数补偿算法, 算法采用预估-校正思想, 实现了更宽范围的精确单位功率因数运行, 同时也不依赖输入滤波器的具体参数。实验结果验证了所提算法的正确性与可行性。

关键词: 矩阵变换器; 输入滤波器; 数学构造; 单位功率因数; 补偿能力

0 引言

矩阵变换器(matrix converter, MC)具有正弦输入输出电流、能量双向流通、输入功率因数可控、输入输出频率范围广、中间无储能环节和功率密度高等优点, 受到人们的广泛关注^[1-4]。因为上述特点, 矩阵变换器在电机驱动, 电能质量改善和风力发电^[5-8]等许多领域具有良好的应用前景。

为保证输入电流为正弦, 矩阵变换器必须安装输入滤波器^[9-10]。一般将其设计为二阶 LC 滤波器,

也就意味着输入滤波器有两个参数: 滤波电感和滤波电容。通常 LC 滤波器的谐振频率应高于输入电压基波频率的 20 倍, 并小于 1/2 的开关频率^[11]。在谐振频率一定的情况下, 增大滤波电感值、减少滤波电容值, 可以减轻轻载时滤波器对输入功率因数的影响, 然而, 它将导致系统稳定性变差、滤波电容电压纹波和输入滤波器的体积变大等^[12-13]。因此, 难以仅凭滤波器的设计来解决单位功率因数运行问题。

在大多数应用中, 要求矩阵变换器单位功率因数运行。为了减小滤波器对输入功率因数的不利影响, 研究人员提出了一些输入功率因数补偿方法。从补偿方法分类, 主要可分为开环补偿和闭环补偿两类。针对双级矩阵变换器, 文献[14]提出一种基于电网电压、滤波器参数和输入电流信息的开环补偿策略, 但是该算法对参数依赖性强, 难以实现动态精确补偿; 文献[15]提出一种基于无功电流检测的闭环反馈单位功率因数控制, 通过调节参考电流位移角以达到控制无功电流为零的目的; 文献[16]提出一种基于锁相环技术来反馈输入功率因数角的闭环补偿方法, 同时还分析了滤波器以及负载参数对输入功率因数角的影响规律。针对单级矩阵变换器, 文献[17]提出了基于直接空间矢量调制 (new direct space vector modulation, New DSVM) 的两种补偿算法, 即开环补偿和闭环补偿。其中开环补偿的思路和文献[14]类似, 而闭环补偿的核心在于设计一个 PI 控制器调节输入电流矢量角以达到单位功率因数的目的。

不难发现, 上述所有文献均采用调节输入电流参考矢量角的办法来达到单位功率因数运行的目的。然而, 单位功率因数的实现与否还和矩阵变换

器无功补偿能力有关,而补偿能力又与调制策略相关。文献[18]提出一种基于数学构造的扩大输入无功功率的调制策略,相对于开关函数调制策略和间接空间矢量调制策略而言,在大多数情况下,该方法产生的输入无功功率最大。

在文献[18]的基础上,本文提出一种基于数学构造^[19]的矩阵变换器输入功率因数补偿算法,相对于大多数补偿算法,它提高了输入功率因数的补偿能力。该补偿算法采用PI控制器进行闭环控制,其补偿效果不受系统硬件参数影响。本文阐述矩阵变换器输入功率因数补偿的原理和实现方案,从理论上证明数学构造补偿算法的最大补偿角大于 New DSVM 补偿算法。对无补偿算法(传统空间矢量调制)、New DSVM 补偿算法和数学构造补偿算法在不同负载情况下进行系列对比实验,实验结果验证了数学构造补偿算法的优越性。

1 矩阵变换器输入滤波器分析

矩阵变换器的拓扑结构如图1所示,图中: u_{vs} 和 $i_{vs}(v=a,b,c)$ 分别为电网电压和电网电流; u_{vi} 和 i_{vi} 分别为矩阵变换器输入电压和输入电流; $i_w(w=A,B,C)$ 为输出电流; $S_{ij}(i,j=1,2,3)$ 为双向开关; L 和 C 分别为输入滤波器的电感和电容。假设三相输入相电压和输入相电流分别为

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} u_{ai} \\ u_{bi} \\ u_{ci} \end{bmatrix} = U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} = I_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \\ \cos(\omega_1 t - \varphi_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t - \varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: U_{im} 和 ω_1 分别为输入相电压幅值和角频率; I_{im} 为输入相电流幅值; φ_1 为 u_i 与 i_i 的相位差。

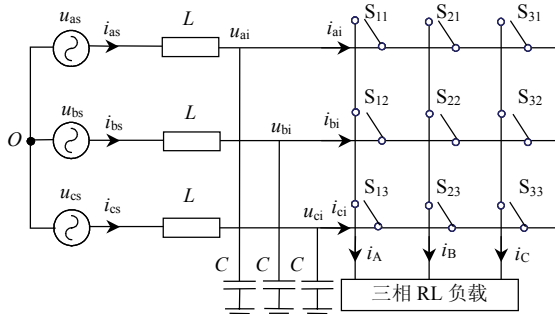


图1 矩阵变换器的拓扑结构图

Fig. 1 Topology of MC

期望的输出相电压可表示为

$$\mathbf{u}_o = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = U_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{com} \\ u_{com} \\ u_{com} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: U_{om} 、 ω_0 和 φ_0 分别为输出相电压幅值、角频率和初始相位角; u_{com} 为共模电压。

对于对称线性阻感负载,输出电流可表示为

$$\mathbf{i}_o = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \varphi_L) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \varphi_L - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_0 - \varphi_L + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: I_{om} 为输出电流幅值; φ_L 为负载阻抗角。

图2为矩阵变换器单相等效电路,由图可知

$$\begin{cases} \mathbf{u}_i = \mathbf{u}_s - L(d\mathbf{i}_s/dt) \\ \mathbf{i}_{fc} = C(d\mathbf{u}_i/dt) \\ \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{fc} + \mathbf{i}_i \end{cases} \quad (5)$$

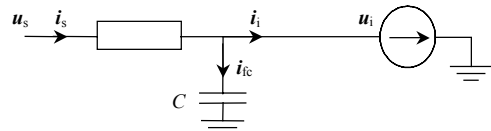


图2 矩阵变换器单相等效电路

Fig. 2 Single-phase equivalent circuit of MC

假设矩阵变换器单位功率因数运行,且输入有功功率为 P 。根据式(5)得到 u_i 与 i_i 的偏移角为

$$\delta = \arctan\left(\frac{3\omega[CU_s^2 + (CL^2\omega_1^2 - L)(\frac{P}{3U_s})^2]}{P}\right) \quad (6)$$

式中 U_s 为电网电压有效值。图3为偏移角与输入功率的关系图,图中 LC 为一常数,即3种滤波器具有相同截止频率。由图可知,轻载时偏移角较大,随着输入功率增大,偏移角将逐步变小直至为零,而当输入功率继续增大时偏移角往相反的方向增大。降低滤波电容值有利于轻载时的容性无功补偿,但不利于重载时的感性无功补偿。增大滤波电容值,情况正好相反。通常,滤波器设计时,需要保证矩阵变换器在额定功率时的偏移角在零附近。

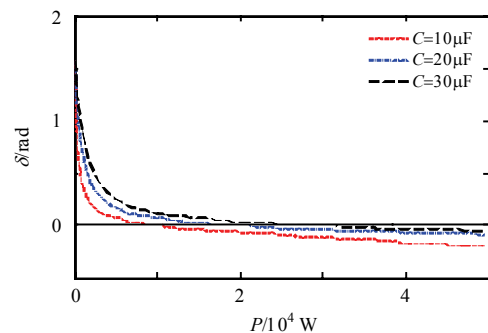


图3 偏移角与输入功率的关系图

Fig. 3 Diagram of offset angle and input power

2 数学构造补偿算法

2.1 数学构造原理^[19]

根据图 1，矩阵变换器的输入和输出关系可表示为

$$\mathbf{u}_o = \mathbf{M}\mathbf{u}_i \quad (7)$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o \quad (8)$$

式中 \mathbf{M} 为占空比调制矩阵，其表达式为

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 $m_{ij}(i,j=1,2,3)$ 表示相应双向开关 S_{ij} 的占空比。所以 m_{ij} 满足下面的约束条件：

$$0 \leq m_{ij} \quad (10)$$

$$\begin{cases} m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1 \\ m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1 \\ m_{31} + m_{32} + m_{33} = 1 \end{cases} \quad (11)$$

通常，直接通过式(1)–(4)和(7)–(11)很难求得调制矩阵 \mathbf{M} ，因此本文采用了一个简单的基于数学构造的方法来求解该调制矩阵。

矩阵变换器的调制可以等效为虚拟整流和虚拟逆变两个过程^[20]，为

$$\mathbf{u}_{dc} = \mathbf{R}(\omega_1)^T \mathbf{u}_i \quad (12)$$

$$\mathbf{u}_o = \mathbf{I}(\omega_o) \mathbf{u}_{dc} \quad (13)$$

式中 \mathbf{u}_{dc} 为虚拟中间直流电压，所构造的整流和逆变调制矩阵分别为

$$\mathbf{R}(\omega_1) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \\ \cos(\omega_1 t - \varphi_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t - \varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{I}(\omega_o) = K \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中 K 为调制系数。由式(1)–(4)和(12)–(15)可知，电压传输比 q 为

$$q = \frac{U_{om}}{U_{im}} = \frac{3}{2} K \cos(\varphi_1) \quad (16)$$

按照式(17)可以构造过渡调制矩阵 \mathbf{M}'' 。

$$\mathbf{M}'' = \mathbf{I}(\omega_o) \mathbf{R}(\omega_1)^T \quad (17)$$

观察过渡调制矩阵 \mathbf{M}'' 可知各行元素之和等于零，为满足约束条件(10)，可将 \mathbf{M}'' 的各列分别叠加一个偏置 x 、 y 、 z ，可构成另外一个过渡调制矩

阵 \mathbf{M}' ，如式(18)所示。从数学的角度看，在 \mathbf{M}'' 的各列叠加同样的偏置，虽然它改变了各输出相电压，但并未改变输出线电压，相当于仅仅改变了矩阵变换器的共模电压。

$$\mathbf{M}' = \begin{bmatrix} m'_{11} & m'_{12} & m'_{13} \\ m'_{21} & m'_{22} & m'_{23} \\ m'_{31} & m'_{32} & m'_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m''_{11} + x & m''_{12} + y & m''_{13} + z \\ m''_{21} + x & m''_{22} + y & m''_{23} + z \\ m''_{31} + x & m''_{32} + y & m''_{33} + z \end{bmatrix} \quad (18)$$

首先以第 1 列为例，为了满足式(10)的约束条件，只需满足

$$\begin{cases} m'_{11} = m''_{11} + x \geq 0 \\ m'_{21} = m''_{21} + x \geq 0 \\ m'_{31} = m''_{31} + x \geq 0 \end{cases} \quad (19)$$

显然， $x \geq -\min(m''_{11}, m''_{21}, m''_{31})$ 满足约束的要求。再对第 2、3 列作同样处理可得到如下不等式组：

$$\begin{cases} x \geq -\min(m''_{11}, m''_{21}, m''_{31}) \\ y \geq -\min(m''_{12}, m''_{22}, m''_{32}) \\ z \geq -\min(m''_{13}, m''_{23}, m''_{33}) \end{cases} \quad (20)$$

即若偏置信号 x 、 y 、 z 满足式(20)，则所构造的调制矩阵 \mathbf{M}' 满足了各元素大于零的约束，但式(11)的约束还未满足，构造还需继续。

为了满足式(11)的约束条件，可对过渡调制矩阵 \mathbf{M}' 的各个元素叠加偏置 D ， D 满足：

$$D = [1 - (x + y + z)] / 3, \quad D \geq 0 \quad (21)$$

令

$$m_{ij} = m'_{ij} + D \quad (22)$$

至此，已完成了调制矩阵 \mathbf{M} 的全部构造。

该调制算法可以归纳为，首先根据检测的输入三相电压和期望的三相输出电压按式(17)计算出 \mathbf{M}'' ，其次，依据式(20)选择一组 x 、 y 、 z 的值，最后按式(21)和(22)逐步构造出如式(23)的调制矩阵 \mathbf{M} 。

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}'' + \mathbf{M}_0 \quad (23)$$

$$\text{其中 } \mathbf{M}_0 = \begin{bmatrix} x+D & y+D & z+D \\ x+D & y+D & z+D \\ x+D & y+D & z+D \end{bmatrix}。$$

从不等式组式(20)可知， x 、 y 、 z 存在一个选择范围，不同的选取方法，可以生成不同性能的调制策略^[21]。一种简单的选择方法就是取边界极值，即按式(24)取值。

$$\begin{cases} x = -\min(m''_{11}, m''_{21}, m''_{31}) \\ y = -\min(m''_{12}, m''_{22}, m''_{32}) \\ z = -\min(m''_{13}, m''_{23}, m''_{33}) \end{cases} \quad (24)$$

2.2 输入功率因数补偿原理

由于过渡调制矩阵 M'' 的第 1 行第 1 列元素可分解为

$$K \cos(\omega_0 t - \varphi_o) \cos(\omega_1 t - \varphi_i) = K \cos(\omega_0 t - \varphi_o) \cos(\varphi_i) \cos(\omega_1 t) + K \cos(\omega_0 t - \varphi_o) \sin(\varphi_i) \sin(\omega_1 t) \quad (25)$$

因此, 过渡调制矩阵 M'' 可以表示成两个矩阵之和, 补偿算法的调制矩阵为 $M = M'' + M_0$, M'' 可表示^[18]为

$$M'' = M_1 + M_2 \quad (26)$$

$$M_1 = m_p I_p(\omega_o) R_p(\omega_i)^T \quad (27)$$

$$M_2 = m_q I_q(\omega_o) R_q(\omega_i)^T \quad (28)$$

式中:

$$R_p(\omega_i) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}; I_p(\omega_o) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix};$$

$$R_q(\omega_i) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t \pm \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \pm \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} \pm \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}; I_q(\omega_o) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}。$$

在式(26)中, 矩阵 M_1 用于合成期望的输出电压, M_2 用于合成输入无功功率。矩阵 M_1 中的参数 m_p 可控制输出电压大小; 矩阵 M_2 中的参数 m_q 与 ϕ 用于控制输入无功功率的大小。 $R_q(\omega_i)$ 中 $\pm\pi/2$ 的符号决定了输入无功功率的类型, “+”表示容性无功, “-”表示感性无功。

将 M_2 分解为两个部分, 表达式为

$$M_2 = [m_{q1} I_p(\omega_o) + m_{q2} I'_q(\omega_o)] R_q(\omega_i)^T \quad (29)$$

式中 $I'_q(\omega_o) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi') \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi' - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t - \varphi_o + \phi' + 2\pi/3) \end{bmatrix}。$

通过数学变换后可以得到输入有功电流 I_d 和输入无功电流 I_q 的表达式为

$$I_d = \frac{3}{2} I_{om} m_p \cos(\varphi_L) \quad (30)$$

$$I_q = \frac{3}{2} I_{om} [m_{q1} \cos(\varphi_L) + m_{q2} \cos(\varphi_L + \phi')] \quad (31)$$

由式(30)、(31)可知, 矩阵变换器输入无功电流 I_q 的大小主要由参数 m_{q1} 、 m_{q2} 和 ϕ' 决定。通过控制这 3 个参数, 可实现输入功率因数补偿的目的。

2.3 最大补偿角比较

由于物理限制, 参数 m_p 、 m_{q1} 和 m_{q2} 满足的约束条件为

$$\sqrt{(m_p^2 + m_{q1}^2)} + m_{q2} \leq \sqrt{3} / 3 \quad (32)$$

为了得到最大无功电流, 取 $m_{q2} = 1/\sqrt{3} - \sqrt{m_p^2 + m_{q1}^2}$, $\phi' = -\varphi_L$ 代入式(31)得

$$I_q = \frac{3}{2} I_{om} [m_{q1} \cos(\varphi_L) + \sqrt{3}/3 - \sqrt{(m_p^2 + m_{q1}^2)}] \quad (33)$$

由式(33)可知, 输入无功电流 I_q 对参数 m_{q1} 的导数为

$$\frac{\partial I_q}{\partial m_{q1}} = \frac{3}{2} I_{om} [\cos(\varphi_L) - \frac{m_{q1}}{\sqrt{(m_p^2 + m_{q1}^2)}}] \quad (34)$$

令 $\partial I_q / \partial m_{q1} = 0$, 微分方程的解为 $m_{q1} = m_p / \tan(\varphi_L)$ 。考虑约束条件 $m_{q2} \geq 0$, 得到最优解为

$$m_{q1} = \begin{cases} m_p / \tan(\varphi_L), & q \leq q_r \\ \sqrt{1/3 - m_p^2}, & q > q_r \end{cases} \quad (35)$$

式中 $q_r = \sqrt{3} \sin(\varphi_L) / 2$ 。

基于以上对矩阵变换器输入无功电流的分析可知, 当 $q > q_r$ 时, 为了获得最大补偿角, 取 $m_{q1} = \sqrt{1/3 - m_p^2}$, $m_{q2} = 0$, 可以求得输入有功电

流 I_d 和输入无功电流 I_q 的表达式为

$$I_d = \frac{3}{2} I_{om} m_p \cos(\varphi_L) \quad (36)$$

$$I_q = \frac{3}{2} I_{om} \sqrt{1/3 - m_p^2} \cos(\varphi_L) \quad (37)$$

由式(36)和(37)可得最大补偿角为

$$\delta_{max} = \cos^{-1}(2q/\sqrt{3}), \quad q_r < q \leq \sqrt{3}/2 \quad (38)$$

当 $q \leq q_r$ 时, 为了获得最大补偿角, 取 $m_{q1} = m_p / \tan(\varphi_L)$, $m_{q2} = 1/\sqrt{3} - \sqrt{m_p^2 + m_{q1}^2}$, $\phi' = -\varphi_L$ 可以求得输入有功电流 I_d 和输入无功电流 I_q 的表达式为

$$I_d = \frac{3}{2} I_{om} m_p \cos(\varphi_L) \quad (39)$$

$$I_q = \frac{3}{2} I_{om} [\frac{\sqrt{3}}{3} - m_p \sin(\varphi_L)] \quad (40)$$

由式(39)和(40)可得最大补偿角为

$$\delta_{max} = \tan^{-1}[\frac{\sqrt{3} - 2q \sin(\varphi_L)}{2q \cos(\varphi_L)}] \geq \cos^{-1}(\frac{2q}{\sqrt{3}}) \quad (41)$$

综合式(38)和(41)可知, 数学构造补偿算法的最大补偿角为

$$\delta_{\max} = \begin{cases} \cos^{-1}\left(\frac{2q}{\sqrt{3}}\right), & q_r < q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \tan^{-1}\left[\frac{\sqrt{3}-2q\sin(\varphi_L)}{2q\cos(\varphi_L)}\right], & 0 \leq q \leq q_r \end{cases} \quad (42)$$

根据文献[17]可知, New DSVM 补偿算法的最大补偿角为

$$\delta_{\max} = \begin{cases} \cos^{-1}\left(\frac{2q}{\sqrt{3}}\right), & \frac{\sqrt{3}}{4} \leq q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\pi}{3}, & 0 \leq q \leq \frac{\sqrt{3}}{4} \end{cases} \quad (43)$$

根据式(42)和(43), 对比数学构造补偿算法和 New DSVM 补偿算法的最大补偿角可知, 当 $\varphi_L > \pi/6$ 时, 若 $0 < q < q_r$, 则数学构造补偿算法的最大补偿角大于 New DSVM 补偿算法的最大补偿角; 若 $q_r \leq q \leq \sqrt{3}/2$, 则两种补偿算法的最大补偿角一致。当 $\varphi_L \leq \pi/6$ 时, 若 $0 < q < \sqrt{3}/4$, 则数学构造补偿算法的最大补偿角大于 New DSVM 补偿算法的最大补偿角; 若 $\sqrt{3}/4 \leq q \leq \sqrt{3}/2$, 则两种补偿算法的最大补偿角一致。因此, 数学构造补偿算法的补偿能力优于 New DSVM 补偿算法。

2.4 实现方案

本文在上述调制算法的基础上采用闭环补偿方法实现单位功率因数补偿。图 4 为所提数学构造补偿算法的框图, 其包括输入功率和偏移角计算单元、负载功率因数角检测单元、功率因数控制单元和数学构造法调制单元。其中, 输入功率和偏移角计算单元根据输入电压与输入电流信息计算有功功率、无功功率和偏移角。负载功率因数角检测单元采用三相锁相环检测输出电流相位角, 结合输出电压相位信息即可获得负载功率因数角。功率因数控制单元是系统的核心单元, 其设计思想采用预估-校正法, 即预先估算所需功率补偿角, 指导补偿方法的选择, 然后采用 PI 控制器实现精确控制。数学构造法调制单元负责合成调制矩阵。

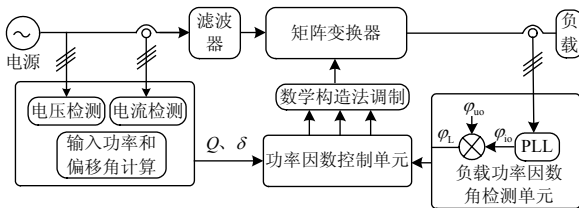


图 4 数学构造补偿算法框图

Fig. 4 Block diagram of compensation algorithm based on mathematical construction

整个补偿算法执行过程如下:

- 1) 根据检测信号计算输入功率和负载功率因数角。
- 2) 比较电压传输比与 q_r 的大小。
- 3) 根据已知信息计算 δ_{\max} 、 δ_m 和 δ , 其中 δ_{\max} 按式(42)取值; $\delta_m = \pi/2 - \varphi_L$, 该补偿角表示当 $q < q_r$, $m_{q1} = m_p / \tan(\varphi_L)$, $m_{q2} = 0$ 时矩阵变换器的补偿角。
- 4) 若 $\delta_{\max} < \delta$, 按式(35)取值。否则, 如果 $q > q_r$ || ($q < q_r$ & $\delta_m > \delta$), 取 $m_{q2} = PI(Q)$, $m_{q1} = 0$; 如果 $q < q_r$ & $\delta_m < \delta$, 取 $m_{q1} = m_p / \tan(\varphi_L)$, $m_{q2} = PI(Q)$, 其中表达式 $PI(Q) = (K_p + K_i/s)Q$, Q 为输入无功功率。
- 5) 根据所得 m_p 、 m_{q1} 和 m_{q2} , 结合式(26)~(28)合成调制矩阵。

3 实验结果

为了验证数学构造补偿算法的正确性, 在矩阵变换器样机上进行实验验证。实验样机如图 5 所示, 实验配置参数如表 1 所示。

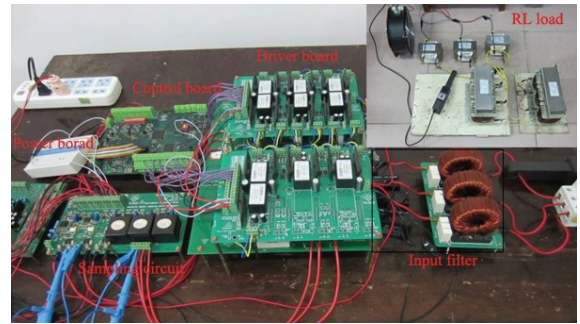


图 5 矩阵变换器样机

Fig. 5 Prototype of MC

表 1 矩阵变换器实验配置参数

Tab. 1 Experimental configuration parameters of MC

配置参数	取值
输入相电压幅值/V	85
输入电压频率/Hz	50
输入滤波器电感/mH	1.2
输入滤波器电容/ μ F	30
输出负载 1 电阻/ Ω	20
输出负载 1 电感/mH	7.5
输出负载 2 电阻/ Ω	8.4
输出负载 2 电感/mH	58
采样频率/kHz	5
开关频率/kHz	5
主电路开关器件	1MBH25D-120
控制芯片	TMS320F28335
逻辑芯片	FPGA EP2C8T144C8N

图 6(a)、(b)、(c)分别为在输出相电压 $U_{om} = 34$ V, $f = 40$ Hz, 负载 1 条件下, 采用无补偿算法、New DSVM 补偿算法和数学构造补偿算法的输入输出

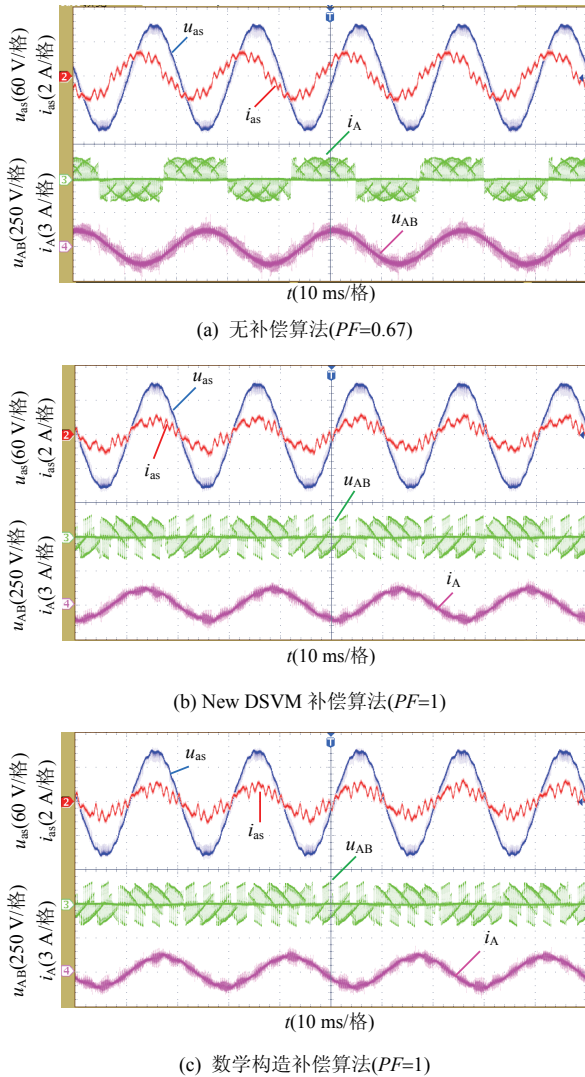


图6 在 $U_{om}=34\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$, 输出负载 1 条件下, 矩阵变换器的输入和输出波形

Fig. 6 Input/output waveforms of the MC at reference output voltage $U_{om}=34\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$ with load 1

波形。在无补偿算法下, 由于输入滤波器的影响, 输入电流 i_{sa} 明显超前输入电压 u_{sa} 。输入功率因数 (power factor, PF) 仅为 0.67。而在两种补偿算法下的输入相电流 i_{sa} 与输入相电压 u_{sa} 同相位, 输入功率因数基本为 1。

同样在负载 1 条件下, 当输出参考电压由 $U_{om}=34\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$ 突变为 $U_{om}=60\text{V}$, $f_0=70\text{Hz}$ 时, 矩阵变换器的输入输出波形如图 7 所示。实验结果表明, 即使在变化的负载情况下, 数学构造补偿算法依然能实时的保证输入单位功率因数。

图 8(a)、(b)、(c) 分别为在输出参考电压 $U_{om}=25\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$, 负载 2 条件下, 采用无补偿算法、New DSVM 补偿算法和数学构造补偿算法的输入输出实验波形。在无补偿算法的情况下, 输入功率因数仅为 0.54。相对负载 1 条件, 输入功率因

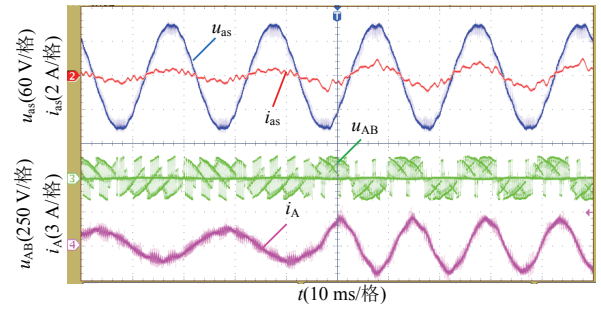
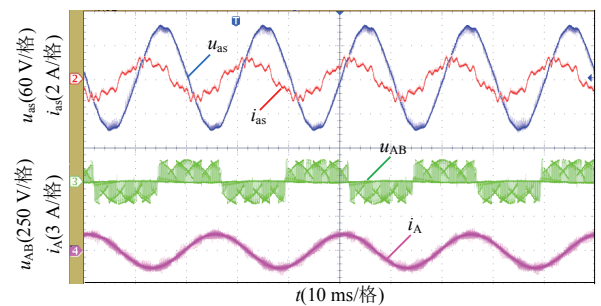
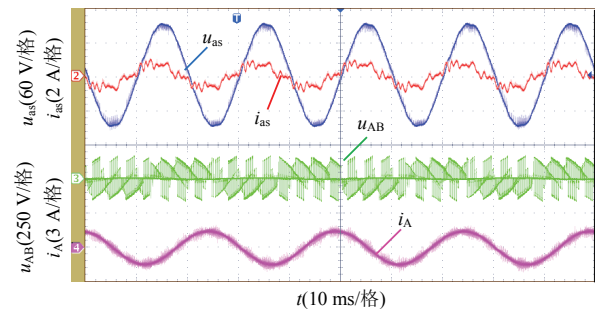


图7 输出负载 1 下, 输出参考电压由 $U_{om}=34\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$ 变换到 $U_{om}=60\text{V}$, $f_0=70\text{Hz}$ 时的输入输出波形

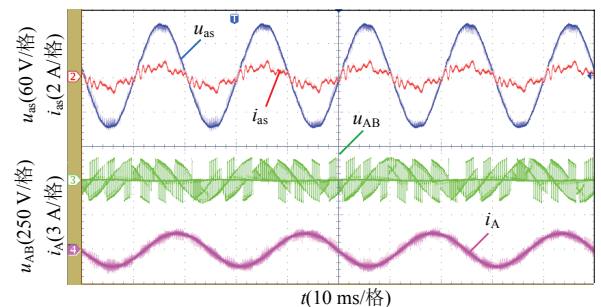
Fig. 7 Input/output waveforms of the MC as the reference output voltage changes from $U_{om}=34\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$ to $U_{om}=60\text{V}$, $f_0=70\text{Hz}$ with load 1



(a) 无补偿算法 (PF=0.54)



(b) New DSVM 补偿算法 (PF=0.77)



(c) 数学构造补偿算法 (PF=0.95)

图8 在 $U_{om}=25\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$, 输出负载 2 条件下, 矩阵变换器的输入和输出波形

Fig. 8 Input/output waveforms of the MC at reference output voltage $U_{om}=25\text{V}$, $f_0=40\text{Hz}$ with load 2

数有所下降, 这主要是输出功率降低的结果。而在 New DSVM 补偿算法下, 其输入功率因数提高为 0.77。补偿后功率因数依然较低, 其原因是该补偿

算法补偿能力有限。而在数学构造补偿算法下, 矩阵变换器的输入功率因数上升至 0.95。

在多数工况下, New DSVM 补偿算法和数学构造补偿算法均能较好的补偿输入功率因数, 然而, 在一些负载功率因数低且输出功率较小(轻载)的情况, 所提数学构造补偿算法的补偿性能明显优于 New DSVM 补偿算法。

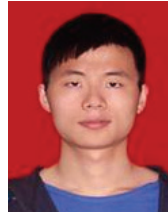
4 结论

本文提出了一种基于数学构造的矩阵变换器输入功率因数补偿算法, 通过理论分析, 数学构造补偿算法比 New DSVM 补偿算法的补偿能力更强, 尤其在负载功率因数低且输出功率较小(轻载)的情况下, 数学构造补偿算法的优势更加明显, 能够在更宽的范围内实现单位功率因数运行。通过实验对上述理论进行了验证, 结果证明了数学构造补偿算法的有效性。

参考文献

- [1] Wheeler P W, Rodriguez J, Clare J C, et al. Matrix converters: a technology review[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 276-288.
- [2] Kolar J W, Schafmeister F, Round S D, et al. Novel three-phase AC-AC sparse matrix converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(5): 1649-1661.
- [3] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.
- [4] Hojabri H, Mokhtari H, Chang L. A generalized technique of modeling, analysis, and control of a matrix converter using SVD[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2011, 58(3): 949-959.
- [5] Podlesak T F, Katsis D C, Wheeler P W, et al. A 150-kVA vector-controlled matrix converter induction motor drive [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(3): 841-847.
- [6] 张绍, 周波, 仇红奎. 永磁同步电机-矩阵变换器新型电流调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 90-95.
Zhang Shao, Zhou Bo, Qiu Hongkui. Novel current modulation strategy of permanent magnet synchronous machine and matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 90-95(in Chinese).
- [7] Pena R, Cardenas R, Reyes E, et al. Control of a doubly fed induction generator via an indirect matrix converter with changing DC voltage[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4664-4674.
- [8] Monteiro J, Silva J F, Pinto S F, et al. Matrix converter based unified power-flow controllers: Advanced direct power control method[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2011, 26(1): 420-430.
- [9] Wheeler P W, Zhang H, Grant D A. A theoretical and practical consideration of optimized input filters design for a low loss matrix converter[C]//Proceedings of IET Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. London: IET, 1994: 363-367.
- [10] Wheeler P, Grant D. Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter[J]. IEE Proceedings on Electric Power Applications, 1997, 144(1): 53-60.
- [11] Kume T, Yamada K, Higuchi T, et al. Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 2007, 43(2): 571-581.
- [12] 蔡灏, 林桦, 尹迎春. 矩阵变换器输入滤波器和箝位电路设计[J]. 电力电子技术, 2007(1): 23-25.
Cao Hao, Lin Hua, Yin Yingchun. Design of matrix converter input filter and the clamp circuit[J]. Power Electronics, 2007(1): 23-25(in Chinese).
- [13] 粟梅, 孙尧, 覃恒思, 等. 矩阵变换器输入滤波器的多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 70-75.
Su Mei, Sun Yao, Tan Hengsi, et al. Multi-objective optimization design of matrix converter input filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 70-75(in Chinese).
- [14] 陆晓楠, 孙凯, 李刚, 等. 双级矩阵变换器网侧功率因数的控制方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 108-114.
Lu Xiaonan, Sun Kai, Li Gang, et al. Control method of Two-stage matrix converter web side power factor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(10): 108-114(in Chinese).
- [15] Kwak S. Indirect matrix converter drives for unity displacement factor and minimum switching losses [J]. Electric power systems research, 2007, 77(5): 447-454.
- [16] 刘晓宇, 周波, 秦显慧, 等. 双级矩阵变换器的网侧功率因数[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 71-78.

- Liu Xiaoyu, Zhou Bo, Qin Xianhui, et al. The network side power factor of the two-stage matrix converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 71-78(in Chinese).
- [17] Nguyen H M, Lee H H, Chun T W. Input power factor compensation algorithms using a new direct-SVM method for matrix converter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 232-243.
- [18] Li Xing, Sun Yao, Su Mei, et al. Modulation strategy based on mathematical construction for matrix converter extending the input reactive power range[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2014, 29(2): 654-644.
- [19] Gui Weihua, Sun Yao, Qin Hengsi, et al. A matrix converter modulation based on mathematical construction [C]//International Conference on Industrial Technology. Chengdu, China: IEEE, 2008: 1-5.
- [20] Itoh J, Sato I, Odaka A, et al. A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking IGBT[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(6): 1356-1363.
- [21] Li Xing, Sun Yao, Su Mei, et al. Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter under unbalanced input voltages[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(3): 434-445.



收稿日期: 2013-07-08。

作者简介:

但汉兵(1991), 男, 硕士研究生, 研究方向为矩阵变换器及其应用, daniel698@sina.cn;

但汉兵

粟梅(1967), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事矩阵变换器、微电网、光伏逆变器等方面的研究。

(责任编辑 吕鲜艳)