

文章编号: 1001-0920(2006)08-0908-05

改进矩阵变换器在输入电压非正常情况下的调制策略

邓文浪^{1,2}, 杨欣荣², 朱建林¹, 易灵芝¹

(1. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105; 2 中南大学 信息科学与工程学院, 长沙 410083)

摘 要: 针对常规空间矢量调制法不能抑制非对称、畸变等非正常输入电压对矩阵变换器输出所产生的影响, 对矩阵变换器空间矢量调制策略进行改进, 提出了一种非正常输入电压表示方法以及抗扰分量的概念, 通过在整流调制矢量中引入抗扰分量来提高矩阵变换器的输出波形质量。该方法不仅能够对各种非正常输入电压引起的输出谐波进行有效抑制, 而且简单, 易实现。仿真结果验证了所提出方法的正确性。

关键词: 矩阵变换器; 整流调制矢量; 参考输入基波电压; 抗扰分量

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

Improvement of Modulation Strategy for Matrix Converter under Abnormal Input Voltages

DENG Wen-lang^{1,2}, YANG Xin-rong², ZHU Jian-lin¹, YI Ling-zhi¹

(1. Institute of Information and Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China; 2 Institute of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China Correspondent: DENG Wen-lang, E-mail: dengwenlang@sohu.com)

Abstract: The conventional space vector modulation can not reduce the influence imposed on the output of matrix converter by abnormal input voltages. To overcome this shortcoming, a new method is proposed to describe the abnormal input voltages. A concept of anti-disturbance vector is introduced and added to the rectifier modulation vector to improve the output waveforms. The proposed strategy is easy to implement and can effectively reduce the output harmonic components under all types of abnormal input voltages. The numerical simulation shows the validity of the modified strategy.

Key words: Matrix converter; Rectifier modulation vector; Reference input fundamental voltage; Antidisturbance vector

1 引 言

与传统电力变换器相比, 矩阵变换器(MC)由于其简单的拓扑结构和诸多的理想特性^[1-2], 正越来越引起从事电气传动和电力变换研究者的重视。MC具有优良的输入输出性能, 以及能量双向流通、输入功率因数可调、结构紧凑、能量密度大等一系列优点。

矩阵变换器是一种无中间储能元件的功率变换器。输入电压的不对称和畸变等非正常因素都会对其输出产生直接影响, 在输出电压电流中产生大量谐波成分, 致使输出电压电流波形质量下降。因此,

对这些影响进行研究, 并找出消除影响的办法, 是矩阵变换器迈向工业应用所必须解决的关键问题之一。

很多文献分析了在输入电压非正常情况下降低矩阵变换器输出谐波的方法。文献[3~5]等分别提出了负序谐波注入法, 采用时变调制比和引入消谐波分量来改善输出波形, 但这些方法只针对特定的非正常输入(输入电压不对称)情况; 文献[6,7]提出了针对非对称、畸变输入电压情况, 修改开关函数, 提高输出波形质量的控制算法。文献[6]基于Venturini调制策略, 方法复杂, 难以实现; 文献[7]

收稿日期: 2005-06-15; 修回日期: 2005-09-13

作者简介: 邓文浪(1970—), 女, 长沙人, 副教授, 博士生, 从事电力电子与电力传动、计算机控制技术的研究;
杨欣荣(1939—), 男, 长沙人, 教授, 博士生导师, 从事电力电子与电力传动、智能仪表的研究

的开关函数的修改方案需要实时计算输入电压的基波分量, 增加了算法的复杂性

本文基于矩阵变换器双空间矢量调制策略, 首先提出一种适用于各种非正常情况的输入电压的一般表示方法; 然后对整流调制矢量进行改进, 提出了抗扰分量的概念, 以及通过在整流调制矢量中引入抗扰分量来抑制变换器输出谐波的方法。该方法能对各种非正常输入电压对输出产生的影响进行有效抑制, 而且算法简单, 易实现。最后通过仿真验证了该方法的合理性和有效性

2 基于双空间矢量调制技术的矩阵变换器的变换关系

2.1 矩阵变换器的基本变换关系^[2,3]

三相到三相矩阵变换器的简化拓扑结构如图 1 所示。在矩阵变换器的双空间矢量调制策略中, 矩阵变换器被人为地等效为虚拟的交-直-交式变换器, 其拓扑结构如图 2 所示。将空间矢量调制技术用于虚拟整流器, 可获得对称正弦的输入电流和可调的功率因数; 将空间矢量调制技术用于虚拟逆变器, 可获得频率幅值可调的对称正弦输出电压

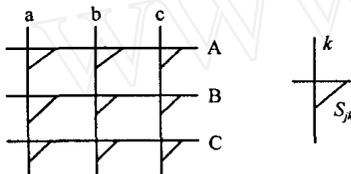


图 1 矩阵变换器的拓扑结构

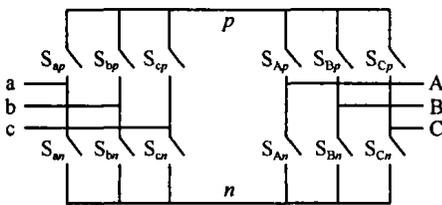


图 2 矩阵变换器的虚拟交-直-交拓扑结构
设矩阵变换器三相输入电压为

$$U_i = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中: ω 为输入电压角频率, V_{in} 为输入电压幅值。设矩阵变换器三相输出电流为

$$I_o = \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \phi - \varphi + 30^\circ) \\ \cos(\omega t - \phi - \varphi - 90^\circ) \\ \cos(\omega t - \phi - \varphi + 150^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中: ϕ 为输出线电压初始相位角, φ 为负载阻抗

角, I_{om} 为输出电流幅值, ω 为输出电压角频率

MC 的输入输出变换关系为

$$U_o = T \cdot U_i, \quad (3)$$

$$I_i = T^T \cdot I_o \quad (4)$$

式中: U_o 为 MC 三相输出线电压, I_i 为 MC 三相输入电流, T 为矩阵变换器的调制变换矩阵^[3]。

$$T = T_{inv} \cdot T_{rec}^T, \quad (5)$$

其中 T_{inv} 为虚拟逆变器调制变换矩阵

$$T_{inv} = m_v \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \phi + 30^\circ) \\ \cos(\omega t - \phi + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega t - \phi + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中 m_v ($0 < m_v < 1$) 为逆变器调制系数。虚拟逆变器的变换关系为

$$U_o = T_{inv} \cdot U_{dc}, \quad (7)$$

$$I_{dc} = T_{inv}^T \cdot I_o \quad (8)$$

式中: I_{dc} 为虚拟直流侧电流, U_{dc} 为虚拟直流侧电压, T_{rec} 为虚拟整流器调制变换矩阵

$$T_{rec} = m_c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ \cos(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ \cos(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: φ 为输入功率因数控制角, m_c ($0 < m_c < 1$) 为整流器调制系数, 虚拟整流器变换关系为

$$U_{dc} = T_{rec}^T \cdot U_i, \quad (10)$$

$$I_i = T_{rec} \cdot I_{dc}, \quad (11)$$

式中 I_i 为虚拟整流器输入电流。将式 (1), (9) 代入 (10), 得虚拟直流电压

$$U_{dc} = \frac{3}{2} m_c V_{in} \cos(\varphi) = \text{常数} \quad (12)$$

将式 (2), (6) 代入 (8), 得虚拟直流电流

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v I_{om} \cos(\varphi) = \text{常数} \quad (13)$$

2.2 矩阵变换器的矢量关系式

为便于分析, 将三相系统参数通过派克变换转化为空间矢量的表示形式。派克变换公式为^[8]

$$\begin{aligned} \bar{x} &= x_\alpha + j x_\beta = \\ &= \frac{2}{3} (x_u + x_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_w e^{j\frac{4\pi}{3}}) \end{aligned} \quad (14)$$

式 (7) ~ (11) 相应的矢量关系式为

$$\bar{U}_o = U_{dc} \cdot \bar{T}_{inv}, \quad (15)$$

$$I_{dc} = \bar{I}_o \cdot \bar{T}_{inv}, \quad (16)$$

$$U_{dc} = \bar{U}_i \cdot \bar{T}_{rec}, \quad (17)$$

$$\bar{I}_i = I_{dc} \cdot \bar{T}_{rec} \quad (18)$$

其中: \bar{U}_i 为输入电压矢量, \bar{U}_o 为输出线电压矢量, \bar{I}_i 为输入电流矢量, \bar{I}_o 为输出电流矢量; \bar{T}_{rec} 为整流调制矢量, \bar{T}_{inv} 为逆变调制矢量

注 1 式 (16) 和 (17) 中“ \cdot ”表示矢量的数积

(内积).

由式(10)和(12)可知,当输入电压矢量和整流调制矢量均为对称正弦量时,虚拟直流电压为常量;由式(8)和(13)可知,当输出电流矢量和逆变调制矢量为对称正弦量时,虚拟直流电流为常量

当输入电压出现非对称、畸变等非正常情况时,如果整流调制矢量仍保持为对称正弦量,整流输出电压将不再是直流量,其中会含有大量的谐波.同时对逆变输出产生影响,引起输出电压的不对称和畸变^[3~6].

由式(15)可知,如果整流输出直流平均电压为常量,逆变调制矢量为对称正弦量时,可获得理想(三相对称正弦)的输出电压.因此,如果在输入电压非正常情况下,根据输入电压扰动实时修改整流调制矢量,使整流输出的平均直流电压为常量,则无需修改逆变调制矢量就可输出对称正弦的三相电压.

3 在非正常输入电压情况下整流调制矢量的改进算法

3.1 矩阵变换器非正常输入电压的一般矢量表达式

在实际应用中,由于受不同类型负载的影响,电网电压会呈现各种类型的非正常情况(如非对称、非正弦、非对称非正弦等).因此,有必要采用一种通用的输入电压表达式,使之适合于在各种非正常输入电压情况下对变换器输入输出性能进行分析.

可将输入电压的不对称性和畸变等非正常因素视为输入扰动,并将输入扰动表示为相对输入电压正序基波分量的线性偏离.文献[8]根据傅立叶变换原理,将输入电压分解为基波分量和谐波分量两部分.采用这种表示方法,在确定矩阵变换器的整流调制矢量时,必须对输入电压基波分量进行实时计算,同时要根据基波分量变化来修改逆变调制矢量,从而增加了算法的复杂性.为了简化控制算法,本文在文献[8]的基础上提出一种新的输入电压表示方法,即

$$\bar{U}_i = \bar{U}_p^* + \Delta\bar{e}_i, |\Delta\bar{e}_i| \ll |\bar{U}_p^*| \quad (19)$$

其中: \bar{U}_p^* 为参考输入基波正序电压矢量,为一设置量,无需计算,一般设置为理想情况下(对称正弦)

的输入电压矢量. $\Delta\bar{e}_i = \sum_k \Delta U_{ik} e^{jk\omega_1 t}$ 为扰动分量,可看成实际输入电压与参考输入基波正序电压之间的偏差分量,由一系列谐波组成,可代表各种类型的电压扰动^[8].如 $k = -1$ 时, $\Delta\bar{e}_i = \Delta U_{i-1} e^{-j\omega_1 t}$,输入电压为非对称正弦电压;当 $k = 3j + 1, j = \pm 1, \pm 2, \dots$ 时,输入电压为对称非正弦电压.与文献[8]不同的

是,当实际输入电压基波与参考输入电压基波不相等时, $\Delta\bar{e}_i$ 中含+1次谐波.

3.2 整流调制矢量的改进算法

忽略传导损耗,则矩阵变换器输入功率 P_i ,虚拟直流侧功率 P_{dc} ,输出功率 P_o 应相等.其中

$$P_i = \frac{3}{2} \bar{U}_i \cdot \bar{I}_i, P_{dc} = U_{dc} \cdot I_{dc}, P_o = \frac{3}{2} \bar{U}_o \cdot \bar{I}_o$$

如果要获得无谐波的输出功率,则直流功率和输入功率也应不含谐波.在不修改逆变调制矢量的情况下,为了保障输出电压三相对称正弦, U_{dc} 应该保持为一常量.如果直流功率不含谐波,则 I_{dc} 也为一常量.当输入电压矢量含谐波分量时,要实现无谐波的输入功率,输入电流矢量应含谐波分量.由式(18)可知,当 I_{dc} 为一常量时,整流调制矢量与输入电流矢量变化一致.因此,输入电流矢量含谐波分量时,整流调制矢量也相应会含有谐波分量,故将整流调制矢量表示为

$$\bar{T}_{rec} = \bar{T}_p - \Delta\bar{T}_{rec} \quad (20)$$

其中: \bar{T}_p 为整流调制矢量对称正弦的基波分量, $\Delta\bar{T}_{rec}$ 为整流调制矢量的谐波分量.

将式(19)和(20)代入(17)得

$$\begin{aligned} U_{dc} &= \bar{T}_{rec} \cdot \bar{U}_i = \\ & \bar{T}_p \cdot \bar{U}_p^* + \bar{T}_p \cdot \Delta\bar{e}_i - \\ & \Delta\bar{T}_{rec} \cdot \bar{U}_p^* - \Delta\bar{T}_{rec} \cdot \Delta\bar{e}_i \end{aligned} \quad (21)$$

等式右边的 $\Delta\bar{T}_{rec} \cdot \Delta\bar{e}_i$ 远远小于前面3项,忽略其影响,则式(21)化为

$$U_{dc} = \bar{T}_p \cdot \bar{U}_p^* + \bar{T}_p \cdot \Delta\bar{e}_i - \Delta\bar{T}_{rec} \cdot \bar{U}_p^* \quad (22)$$

两个对称正弦矢量的数积为一常数,式(22)中第1项代表了整流输出电压中的直流量;第2和第3项代表了整流输出电压中的谐波分量.要消除这些谐波,应令

$$\bar{T}_p \cdot \Delta\bar{e}_i - \Delta\bar{T}_{rec} \cdot \bar{U}_p^* = 0, \quad (23)$$

则

$$\Delta\bar{T}_{rec} = \frac{\bar{T}_p \cdot \Delta\bar{e}_i}{\bar{U}_p^*} \quad (24)$$

此时 $U_{dc} = \bar{T}_p \cdot \bar{U}_p^*$,整流输出直流平均电压近似为一常量. $\Delta\bar{T}_{rec}$ 按式(24)随输入电压扰动分量的变化而变化,可达到显著降低直流侧低次谐波的目的.因此, $\Delta\bar{T}_{rec}$ 具有抗输入电压扰动的作用,称为抗扰分量.

将式(24)代入(20)得

$$\bar{T}_{rec} = \frac{\bar{T}_p}{\bar{U}_p^*} (\bar{U}_p^* - \Delta\bar{e}_i) \quad (25)$$

由式(19)知, $\Delta\bar{e}_i = \bar{U}_i - \bar{U}_p^*$,将其代入式(25)得

$$\bar{T}_{rec} = \frac{\bar{T}_p}{\bar{U}_p^*} (2\bar{U}_p^* - \bar{U}_i) \quad (26)$$

将 \bar{T}_p 设为

$$\bar{T}_p = k\bar{U}_p^* e^{-j\varphi} \quad (27)$$

将式(27)代入(26), 经整理得到如下整流调制矢量的计算公式:

$$\bar{T}_{rec} = k_i(2\bar{U}_p^* - \bar{U}_i) e^{-j\varphi} \quad (28)$$

\bar{T}_p 是一基波分量, 其幅值和相位分别由 φ 和 k_i 设定。由式(9)可知, \bar{T}_p 幅值为 m_c , 即 $|k_i\bar{U}_p^*| = m_c$, 则

$$k_i = m_c / |\bar{U}_p^*| \quad (29)$$

其中: \bar{U}_p^* 为参考设置量; 根据所需要的 U_{dc} , 结合式(12)可求得 m_c ; 在已知 m_c 的情况下, 由式(29)计算得到 k_i

当MC输出电压为对称正弦时, 如果负载三相对称, 输出电流也为对称正弦量, 则根据式(16), 此时直流平均电流为一常量。综合式(18), (20), (24)和(27)可推导出输入电流矢量表达式

$$\bar{I}_i = k_i I_{dc} \bar{U}_p^* e^{-j\varphi} - k_i I_{dc} \Delta \bar{e}_i e^{-j\varphi} \quad (30)$$

式中: 第1项为输入电流矢量的基波分量, 第2项为其谐波分量。基波分量与 \bar{U}_p^* 的相位差为 φ , 在实际系统中 \bar{U}_p^* 设置为与实际输入基波电压同步的参考量。因此, 通过对 φ 设置, 可以控制MC输入侧基波分量的输入功率因数角

在实际系统中, φ 和 k_i 根据输入功率因数和直流电压大小的要求计算和设定, \bar{U}_i 通过检测环节获得。式(28)中整流调制矢量算法简单, 易实现

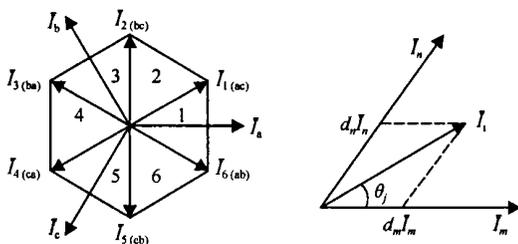
4 改进整流调制矢量的实现

改进的 \bar{T}_{rec} 通过开关占空比实现, 当输入电流矢量位于不同的扇区时, \bar{T}_{rec} 与开关占空比具有不同的对应关系^[3]。

虚拟整流器的6个开关可以组合成6个有效空间矢量和2个零矢量, 6个有效空间矢量将平面分成6个扇区(见图3(a))。设输入电流矢量 \bar{I}_i 所处扇区相邻的两个有效空间矢量为 \bar{I}_m 和 \bar{I}_n (见图3(b)), 则

$$\bar{I}_i = d_m \bar{I}_m + d_n \bar{I}_n + d_0 \bar{I}_0$$

其中: d_m, d_n 为合成 \bar{I}_i 的两个有效空间矢量 \bar{I}_m, \bar{I}_n 对应的占空比; d_0 为零矢量对应的占空比



(a) SVM 的 6 个扇区间 (b) 空间矢量的合成
图 3 虚拟整流器 SVM 调制

设输入电流矢量处于第1扇区, 根据 \bar{I}_6 和 \bar{I}_1 对应的开关状态, 求得直流电压为

$$U_{dc} = \begin{bmatrix} d_m + d_n \\ -d_m \\ -d_n \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (31)$$

设计算所得整流调制矢量 \bar{T}_{rec} 的3个分量分别为 $T_{rec-a}, T_{rec-b}, T_{rec-c}$, 将式(29)与式(10)比较, 可得 \bar{T}_{rec} 与开关占空比的对应关系为

$$\bar{T}_{rec} = \begin{bmatrix} T_{rec-a} \\ T_{rec-b} \\ T_{rec-c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_m + d_n \\ -d_m \\ -d_n \end{bmatrix}$$

由此可求得

$$d_m = |T_{rec-b}|, d_n = |T_{rec-c}|$$

类似地, 可求出输入电流矢量处于其他扇区时对应 \bar{T}_{rec} 的开关占空比

虚拟逆变器采用常规的空间矢量调制技术(详见文献[1~3])。设 d_α, d_β 分别为合成输出电压矢量的两个基本有效空间矢量对应的占空比, 将虚拟整流器和虚拟逆变器进行综合, 并消去中间直流环节, 得到实际的单级式的AC/AC矩阵变换器的控制规律。其综合后的合成占空比为

$$\begin{aligned} d_1 &= d_m \cdot d_\alpha, d_2 = d_m \cdot d_\beta, \\ d_3 &= d_n \cdot d_\alpha, d_4 = d_n \cdot d_\beta, \\ d_0 &= 1 - d_1 - d_2 - d_3 - d_4 \end{aligned}$$

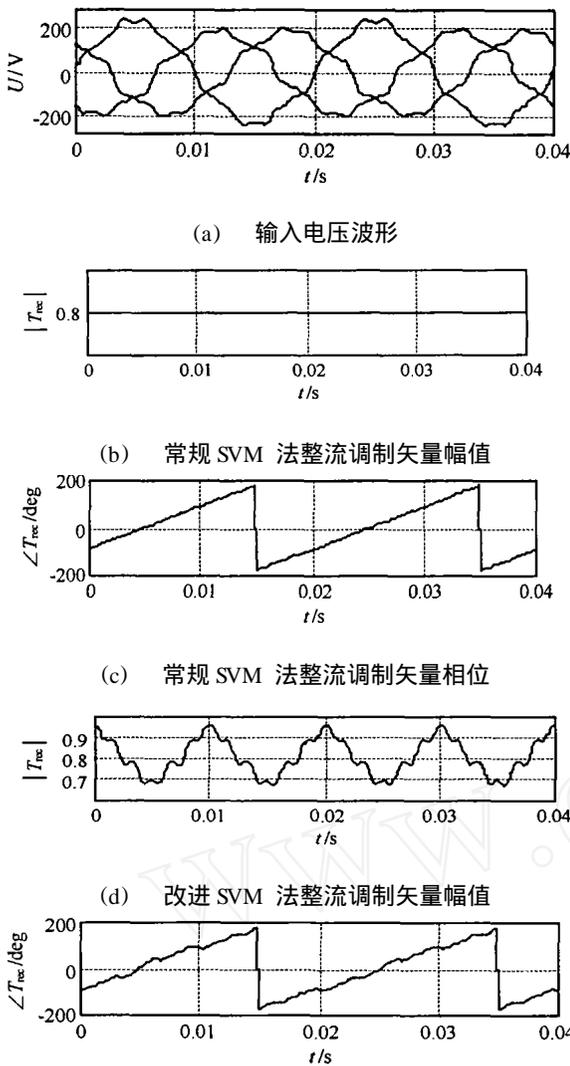
5 仿真验证

基于Matlab/Simulink, 对上述调制策略进行仿真。仿真参数如下: 输入频率为50Hz; 输出频率为90Hz; 对称阻感负载, 负载电阻为5Ω, 负载电感为5mH; 开关频率为10kHz; $k_i = 0.004$; $\varphi = 0$; 输入电压非对称且畸变, 各谐波分量幅值分别为: 基波200V, 负序1次谐波30V, 负序5次谐波15V, 正序7次谐波12V, 负序11次谐波8V, 正序13次谐波1V。

图4和图5为非对称畸变输入电压情况下的仿真波形。图4(a)为非对称畸变的输入电压波形, 图4(b)和图4(c)分别为采用常规空间矢量调制法时整流调制矢量幅值和相位变化波形。由图可以观察到, 整流调制矢量为一对称正弦量

图4(d)和图4(e)分别为采用改进调制策略时, 整流调制矢量幅值和相位变化波形

图5(a)是在非对称畸变输入电压情况下, 采用常规空间矢量调制法得到的三相输出电流波形。其波形呈明显不对称和畸变, 含一定的低次谐波分量。图5(b)和图5(c)分别为采用改进调制策略所得到的三相输出电流和一相输出线电压波形。其电流波



(e) 改进 SVM 法整流调制矢量相位
图4 输入电压非对称畸变情况下
整流调制矢量幅值及相位

形三相对称正弦, 低次谐波得到明显抑制

输出一相线电压 U_{AB} 分别在常规调制法和改进调制法下的总谐波扰动 THD 值如表 1 所示。由表 1 可以看出, 常规调制法对应的输出电压低次谐波含量高, 其 THD 值为 12.59%; 采用改进调制策略后, 由于受整流输出电压中 $\Delta \bar{T}_{rec} \cdot \Delta \bar{e}_i$ 的影响(见式(21)), 变换器输出电压中仍存在低次谐波, 但其 THD 值大大降低, 仅为 1.03%。

表1 调制策略改进前后输出线电压 U_{AB} THD 值比较

调制策略	常规调制法	改进调制法
THD 值 / %	12.59	1.03

由仿真结果可知, 输入电压的非对称、畸变等非正常因素, 会在矩阵变换器输出波形中产生一定的低次谐波, 引起输出电压电流波形不对称畸变, 采用常规双空间矢量调制法不能对这些谐波进行抑制。采用改进调制策略后, 整流调制矢量为畸变

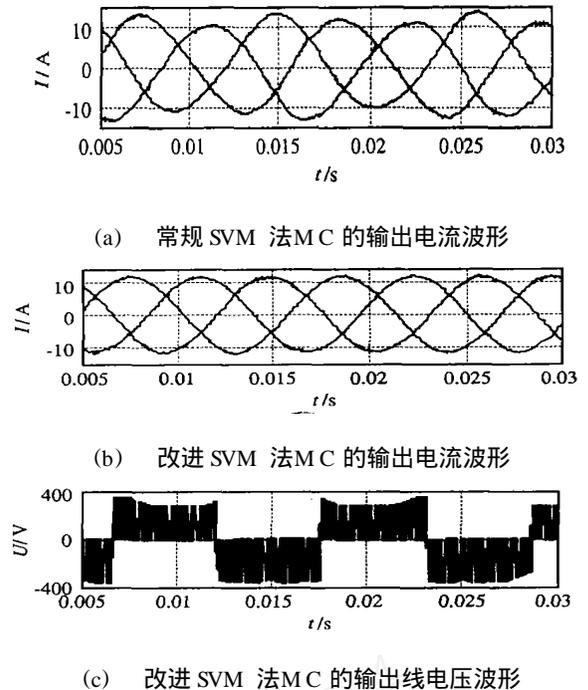


图5 输出电流电压波形

量, 随输入扰动变化而变化, 矩阵变换器输出电压电流中低次谐波得到有效抑制, 波形质量得到明显改善。

6 结论

本文将输入电压的不对称、畸变等非正常因素看成相对于参考基波正序电压的一种偏离扰动, 在矩阵变换器整流调制矢量中引入抗扰分量, 可以对非对称、畸变等各种非正常输入电压所引起的输出谐波进行有效抑制。本文方法只需实时检测输入电压便可确定整流调制矢量, 无需改动逆变调制矢量, 方法简单, 易实现。

参考文献 (References)

- [1] Huber L, Borojovic 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
- [2] Nielsen P, Blaabjerg F, Pedersen J K. Space Vector Modulated Matrix Converter with Minimized Number of Switches and Feedforward Compensation of Input Voltage Unbalance[J]. *Proceeding of PED ES*, 1996, 2(1): 833-839
- [3] 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*, 2004, 15(2): 77-82
(Chen X Y, Chen X Y, Wei Q. The Improvement of Space Vector Modulation Strategy for Matrix Converter under Unbalanced Input Voltages[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 15(2): 77-82)

(下转第 917 页)

- Assignment Problem [J]. *Computer Engineering and Applications*, 2003, 39(3): 78-79.)
- [3] Lee Z-J, Lee C-Y, Su S-F. An Immunity-based Ant Colony Optimization Algorithm for Solving Weapon-target Assignment Problem [J]. *Applied Soft Computing J*, 2002, 2(1): 39-47.
- [4] Lee Z-J, Lee W-L. A Hybrid Search Algorithm of Ant Colony Optimization and Genetic Algorithm Applied to Weapon-target Assignment Problems [J]. *Computer Science*, 2003, 2690(9): 278-285.
- [5] 周林, 娄寿春, 赵杰. 基于遗传算法的目标优化分配模型[J]. *系统仿真学报*, 2001, 13(3): 311-313
(Zhou L, Lou S C, Zhao J. An Optimization Apportion Model of Target Based on Genetic Algorithm s[J]. *J of System Simulation*, 2001, 13(3): 311-313.)
- [6] 曹奇英, 何张兵. WTA 问题的遗传算法研究[J]. *控制理论与应用*, 2001, 18(1): 76-79.
(Cao Q Y, He Z B. A Genetic Algorithm of Solving WTA Problem [J]. *Control Theory and Application*, 2001, 18(1): 76-79.)
- [7] Lee Z-J, Su S-F, Lee C-Y. Efficiently Solving General Weapon-target Assignment Problem by Genetic Algorithms with Greedy Eugenics[J]. *IEEE Trans on*, 2003, 33(1): 113-121.
- [8] 陈绍顺, 王颖龙, 王君. 多武器系统的火力分配模型[J]. *光电与控制*, 2004, 11(3): 5-7.
(Chen S S, Wang Y L, Wang J. Firepower Assignment Model for Multi-weapon System [J]. *Electronics Optics & Control*, 2004, 11(3): 5-7.)
- [9] 康英军, 李为民, 李续武. Hopfield 神经网络的防空火力最优分配问题[J]. *火力与指挥控制*, 2003, 28(6): 35-37.
(Kang Y J, Li W M, Li X W. A Study of The Optimal Aerial Defense Firepower Distribution Based on HNN [J]. *Fire Control & Command Control*, 2003, 28(6): 35-37.)
- [10] 郑泽席. 使用多种防空武器时目标分配的数学模型[J]. *系统工程与电子技术*, 2000, 22(5): 15-16
(Zheng Z X. A Mathematical Model of Target Assignment in Air Defense Fighting Many Kinds of Antiaircraft Weapon [J]. *System Engineering and Electronics*, 2000, 22(5): 15-16.)
- [11] 薛兵, 单甘霖, 黄允华. C³I 系统中基于多目标决策理论的对空攻击任务分配决策问题研究[J]. *火力与指挥控制*, 1997, (2): 17-20.
(Xue B, Shan G L, Huang Y H. On Decision making of Air Defense Attack Task Assignment in C³I System Based on Multiobjective Decision Theory [J]. *Fire Control & Command Control*, 1997, (2): 17-20.)
- [12] Eberthart R C, Shi Y. Particle Swarm Optimization: Developments, Applications and Resources[A]. *Proc of the IEEE Congress on Evolutionary Computation* [C]. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 2001: 81-86.

(上接第 912 页)

- [4] 陈希有, 陈学允. 矩阵变换器在非对称输入情况下输出电压波形的改善[J]. *电气传动*, 2000, 30(6): 16-20
(Chen X Y, Chen X Y. The Improvement of Output Voltage Waveforms for Matrix Converter Under the Unbalanced Input Voltages[J]. *Electric Drive*, 2000, 30(6): 16-20.)
- [5] 陈希有, 陈学允. 直接实现式矩阵变换器在非对称输入条件下的谐波分析与改进[J]. *电机与控制学报*, 1999, 3(2): 103-107.
(Chen X Y, Chen X Y. Analysis and Improvement of Harmonics on Directly Realizing Matrix Converter under Unbalanced Input Voltages[J]. *Electric Machines and Control*, 1999, 3(2): 103-107.)
- [6] Zhang L, Wathanasaran C, Shepherd W. Control of AC-AC Matrix Converter for Unbalanced and/or Distorted Supply Voltage [A]. *Proc of IEEE Electronics Specialist Conf* [C]. Chicago, 2001, 32: 1108-1113.
- [7] Lixiang Wei, Yoichi Matushita, Thomas A Lipo. A Compensation Method for Dual-bridge Matrix Converters Operating under Distorted Source Voltages [A]. *Proc Industrial Electronics Conf* [C]. Virginia, 2003: 2078-2084.
- [8] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani. A General Approach for the Analysis of the Input Power Quality in Matrix Converters [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 1998, 13(5): 882-891.