

不对称调制下双级矩阵变换器的谐波分析

秦显慧 周 波 黄海涛 刘晓宇 雷家兴

(南京航空航天大学江苏省新能源发电与电能变换重点实验室 南京 210016)

摘要 将双级矩阵变换器应用于360~800Hz航空变速恒频发电系统中，较高的输入频率是对变换器控制性能的重大挑战。仿真和实验表明，采用传统的不对称双空间矢量调制方法虽然具有控制简单、开关损耗低等优点，但在高频输入时，输出电压和输入电流将出现低频谐波和畸变。通过简化的Buck电路模型，引入脉冲重心的概念，推导了脉冲重心偏移对实际输出电压的影响规律。基于此，分析了双级矩阵变换器的谐波分布规律，发现不对称调制在输出电压中引起频率为 $3n\omega_{in}\pm(3m\pm1)\omega_0$ 的低频谐波，而在输入电流中引起 $3n\pm1$ 次谐波。仿真和实验证明了结论的正确性，为进一步提高双级矩阵变换器性能提供了理论依据。

关键词： 双级矩阵变换器 变速恒频发电系统 双空间矢量调制 脉冲重心 谐波分析

中图分类号： TM46

Harmonic Analysis of Two-Stage Matrix Converter Using Asymmetric Modulation

Qin Xianhui Zhou Bo Huang Haitao Liu Xiaoyu Lei Jiaxing

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract High input frequency will be a great challenge to the two-stage matrix converter (TSMC) when it is applied to 360~800Hz aero variable-speed constant-frequency generation system. Low order harmonics are observed in both output voltages and input currents of TSMC if the conventional asymmetric dual space vector modulation is used. In this paper, the conception of pulse orthocenter is introduced via a simplified Buck circuit model, and the influence of pulse orthocenter drifting on actual output voltage is demonstrated. The harmonic spectrum of TSMC is then analyzed, indicating that asymmetric modulation causes $3n\omega_{in}\pm(3m\pm1)\omega_0$ low order harmonics in output voltages and $(3n\pm1)$ th order harmonics in input currents. Analysis results are verified by simulation and experiment, providing theoretical basis for further performance optimization of TSMC.

Keywords: Two-stage matrix converter, variable speed constant frequency generation, dual space vector modulation, pulse orthocenter drifting, harmonic analysis

0 引言

基于矩阵变换器(Matrix Converter, MC)的发电系统以其功率密度大、效率高等显著优点，在分布式发电^[1,2]、航空发电系统^[3,4]中的应用研究已经引起了国内外学者的广泛关注。双级矩阵变换器

(Two Stage Matrix Converter, TSMC)不仅继承了传统MC无需直流储能环节、体积重量小、开关损耗低和恶劣自然环境下适应性强等优点，而且具有换流方便、钳位电路简单和整流级可实现零电流开关等优势^[5]，在航空变速恒频发电系统中具有更为广阔的应用前景^[6]。随着现代航空技术的发展，360~800Hz交流母线已经在波音787等大型客机中获得应用^[7]，因此TSMC应用于航空电源系统中时，首先要面对较高输入频率的挑战，研究高频输入对

国家自然科学基金(51177069)和江苏省高校优秀科技创新团队资助项目。

收稿日期 2013-12-31 改稿日期 2014-02-11

变换器控制性能的影响具有重要意义。

双空间矢量调制 (Dual Space Vector Modulation, DSVM) 是 TSMC 或 MC 的一种常用控制方法^[8,9], 由于开关死区、窄脉冲和开关管压降等诸多非线性因素的存在, 常规调制方法往往引起波形畸变、性能下降等问题。已有大量文献研究这些非线性因素及其抑制措施, 其中文献[10]研究了低调制比下窄脉冲造成 MC 输出电压畸变的现象, 提出了零矢量的优化配置方法; 文献[11]进一步研究了换流延迟和管压降影响 MC 输出电压畸变的规律, 提出了相应的补偿策略; 文献[12]分析了采样延迟、电容电压波动和窄脉冲限制等实际因素对 TSMC 输出电压的不利影响, 并从实际工程约束的角度, 提出了非线性补偿策略。然而, 上述文献对非线性因素的分析并不全面。

根据每个调制周期内的开关管驱动信号是否关于调制周期的中间时刻对称, 可将 DSVM 的调制方法分为对称^[10,12]和不对称^[11]两种, 图 1 显示了两种调制方式下直流母线电压和逆变级驱动信号的典型波形。一方面, 不对称调制不仅控制简单, 而且开关次数少、损耗低和效率高^[13,14], 在对效率和功率密度要求高的航空场合更具优势; 另一方面, 不对称调制本身存在非线性^[12,15], 尤其在航空变速恒频发电这种频率较高的应用场合, 将引起波形的畸变。在现有 TSMC 研究中, 输入频率较低时不对称调制引起的畸变程度不明显而常被忽视, 但在航空电源应用场合, 输入频率可达地面工频电源的数十倍, 而开关频率受器件工艺技术的限制, 并不能无限增大, 如 IGBT 的开关频率一般不超过 20kHz, 在这种载频比较低的情况下, 不对称调制对波形质量的影响较大, 因此一般必须采用对称调制。目前尚无文献系统深入地分析不对称调制引起谐波畸变的机理。

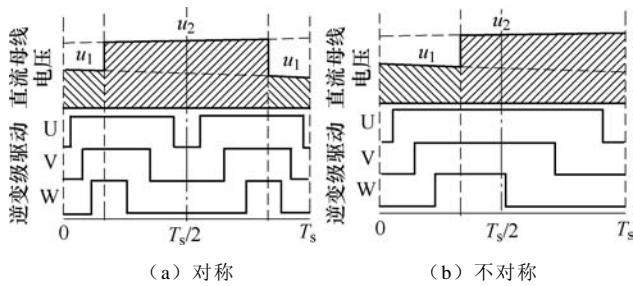


图 1 不同调制方式的驱动示意图

Fig.1 Modulation process with different pulse distribution

为了弥补现有文献对 TSMC 不对称调制本身非线性因素研究的不足, 本文针对脉冲分布形式对

TSMC 输出电压和输入电流的影响规律展开研究。

首先, 为简化分析, 基于 Buck 电路模型引入“脉冲重心”的概念以表征脉冲波形的分布特征, 阐述了脉冲重心变化对实际输出电压产生影响的规律, 并推导了其数学表达式; 随后将这种影响机理作为分析工具应用于 TSMC 的谐波分析, 得到了输出电压和输入电流对应低频分量的近似表达式, 从而推导出不对称调制在输出电压中产生频率为 $3n\omega_m \pm (3m \pm 1)\omega_0$ 的低频谐波和在输入电流中形成 $3n \pm 1$ 次谐波的结论; 最后通过仿真和实验, 验证了有关结论的正确性。

1 基于 Buck 电路模型的脉冲重心理论

1.1 理想 Buck 电路模型

矩阵变换器本质上类似于 Buck 电路^[16], 可先通过简单的 Buck 电路模型来分析脉冲位置变化对输出电压的影响规律, 然后将其应用于 TSMC。设理想 Buck 电路如图 2 所示, 输入恒定直流电压 V_{in} , 输出电压为 V_o , 调制周期恒定为 T_s , 每个调制周期内通过开关管斩波, 输出电压脉冲, 假定电感电流连续, 记斩波电压的瞬时值时间函数为 $v_p(t)$ 。

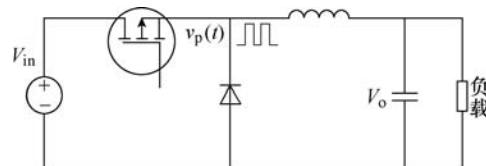


图 2 Buck 电路模型

Fig.2 Buck circuit model

1.2 单周期平均值和脉冲重心概念

设第 k 个调制周期的起始和终止时刻分别为 kT_s 和 $(k+1)T_s$, 称 $v_p(t)$ 在时间区间 $[T_s, (k+1)T_s]$ 内的平均值为第 k 周期的单周期平均值, 记为

$$U^{(k)} = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} v_p(t) dt \quad (1)$$

式中, 上标 (k) 表示该变量在第 k 个调制周期的值, 下文中若无特殊说明, 均表此意。

图 3 显示了两种不同的输出电压脉冲波形, 其中 v_{p1} 采用常规调制方式, 第 k 个调制周期内, 电压脉冲关于调制周期的中线 ($t=kT_s+0.5T_s$) 对称; 而 v_{p2} 的调制过程中, 人为调整脉冲上升沿与下降沿的位置, 使得电压脉冲发生漂移。因此, 称脉冲波形几何重心对应的时刻 t_p 与调制周期开始时刻 kT_s 之间的时间差为“脉冲重心”, 其数值计算式为

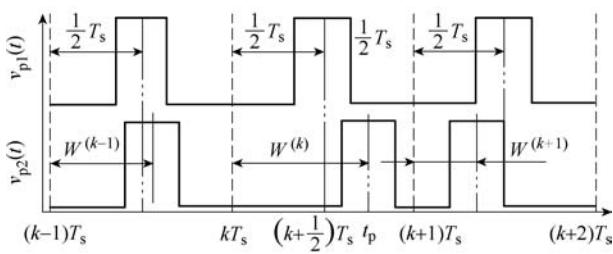


图 3 Buck 电路输出电压波形

Fig.3 Modulation pulse of Buck circuit

$$W^{(k)} = \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} [v_p(t)(t - kT_s)] dt}{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} v_p(t) dt} \quad (2)$$

由图 3 可以看出, 脉冲重心 W 的物理意义在于描述脉冲波形在调制周期内的整体分布特征。 $W=T_s/2$ 表示对称调制, $W < T_s/2$ 和 $W > T_s/2$ 分别表示脉冲波形超前和滞后于调制周期中线。

若通过理想低通滤波器滤除斩波电压中的开关频率附近及以上的高频谐波, 称剩余低频分量为斩波电压的“等效输出电压”, 则等效输出电压通过 LC 滤波器时, 具有与原斩波电压几乎一致的动态和稳态响应效果。显然等效输出电压不仅与单周期平均值有关, 而且受脉冲重心变化的影响。由于这种影响所产生的谐波成分很复杂, 简单采用傅里叶级数无法分析出可能存在的分数次谐波。因此, 本文采用傅里叶变换来推导数学表达式, 从而阐释脉冲重心变化对输出电压影响的机理。

1.3 脉冲重心变化产生谐波的机理

设时间函数 $u(t)$ 和 $w(t)$ 连续可微, 且其变化频率远低于 Buck 电路的开关调制频率, 在单个调制周期内, $u(t)$ 和 $w(t)$ 的值可视为不变。调整斩波电压的上升沿和下降沿, 使得第 k 周期的单周期平均值和脉冲重心与 $u(t)$ 和 $w(t)$ 在 $t=kT_s$ 时刻的值相等, 即

$$\begin{cases} U^{(k)} = u(kT_s) \\ W^{(k)} = w(kT_s) \end{cases} \quad (3)$$

根据脉冲等效原理, 第 k 周期输出电压可用幅值等于伏秒积 $T_s u(kT_s)$ 、延迟时间为 $kT_s + w(kT_s)$ 的理想脉冲来近似, 因此 $v_p(t)$ 近似为

$$v_p(t) \approx \sum_{k=0}^{\infty} T_s u(kT_s) \delta(t - kT_s - w(kT_s)) \quad (4)$$

此处, 对式 (4) 两边做拉普拉斯变换, 并简化后可得

$$V_p(s) \approx \sum_{k=1}^{\infty} [u(kT_s) T_s e^{-s(kT_s + w(kT_s))}] \quad (5)$$

由于 $u(t)$ 和 $w(t)$ 在单个调制周期内视为不变, 因此可对式 (5) 作进一步近似

$$V_p(s) \approx \int_0^{\infty} u(t) e^{-s(t+w(t))} dt \quad (6)$$

定义新的时间变量 τ 为 t 的函数, 即

$$\tau = f(t) = t + w(t) \quad (7)$$

结合式 (6) 和式 (7), 可得

$$V_p(s) \approx \int_0^{\infty} \frac{df^{-1}(\tau)}{d\tau} u(f^{-1}(\tau)) e^{-s\tau} d\tau \quad (8)$$

不难看出, 式 (8) 就是拉普拉斯变换的定义式, 只不过这里的时间变量是 τ , 因此将式中的时间变量 τ 再替换为 t , 可得

$$V_p(s) \approx \int_0^{\infty} v(t) e^{-st} dt \quad (9)$$

式中, $v(t)$ 就是 $v_p(t)$ 的等效输出电压, 且有

$$v(t) \approx \frac{df^{-1}(t)}{dt} u(f^{-1}(t)) \quad (10)$$

由于 $w(t)$ 并不一定有固定的形式, f^{-1} 的表达式难以直接求取, 考虑到 τ 与 t 在低频段的差异可忽略不计, 可有

$$w(t) \approx w(\tau) \quad (11)$$

将式 (11) 代入 (7), 可得

$$f^{-1}(t) = t - w(t) \quad (12)$$

将式 (12) 代入式 (10), 通过数学计算, 并忽略高阶微小量后, 可得

$$v(t) \approx u(t) - \frac{d}{dt} (w(t) u(t)) \quad (13)$$

上述所有近似的条件为“忽略高频段分量”, 仅考虑低频段信号时, 均可直接取等号。式 (13) 说明, 忽略高频纹波后, 等效输出电压与单周期平均值的偏差等于单周期平均值与脉冲重心乘积的微分。当 $w(t)$ 恒为 $T_s/2$ 时, 相当于 $v(t)$ 仅滞后于 $u(t)$ 半个调制周期, 这与一般意义上的变换器等效传递函数是一致的; 而当 $w(t)$ 为非恒定值时, 则将对 $v(t)$ 产生干扰, 产生谐波和波形畸变等问题。

1.4 脉冲重心理论的仿真验证

通过仿真验证上述结论的正确性, 图 4 为 Buck 电路仿真模型的结构框图。图中 v_{bp} 为 Buck 电路滤波器之前输出的斩波电压, 其单周期平均值和脉冲重心满足式 (3) 的条件, v_{be} 为根据式 (13) 计算所得 Buck 电路的等效电压。

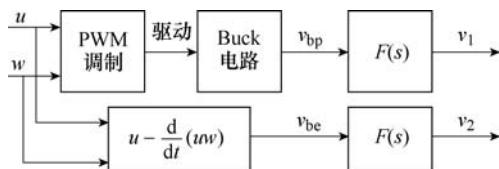


图4 Buck电路仿真模型的结构框图

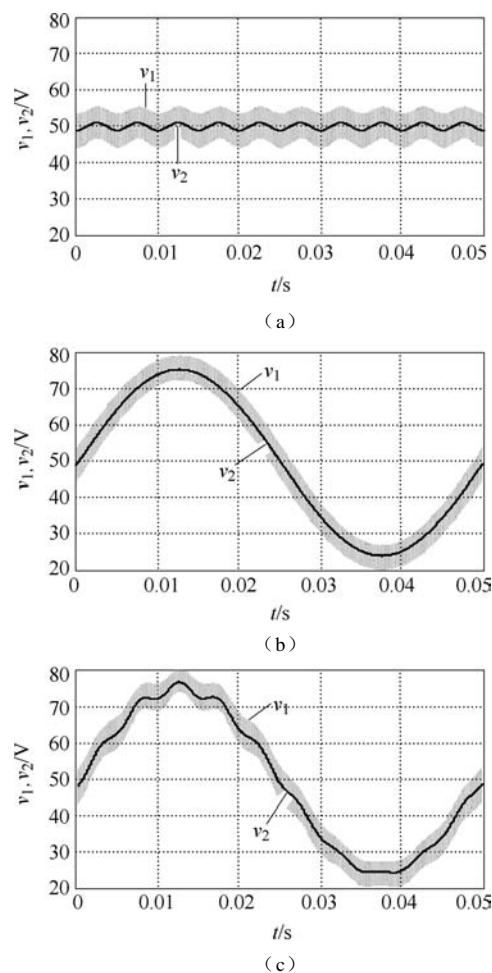
Fig.4 The diagram of Buck-circuit simulation model

由于斩波电压具有较大的高频谐波含量， v_{bp} 、 v_{be} 难以直接进行波形对比。为此，令 v_{bp} 、 v_{be} 通过相同的滤波环节 $F(s)$ ，滤波后的电压波形为 v_1 、 v_2 。不难理解， v_{bp} 、 v_{be} 在低频段的等效性，可通过 v_1 、 v_2 的一致性来验证。 $F(s)$ 的表达式为

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (14)$$

式中， $\zeta=0.707$ ； $\omega_n=(2500 \times 2\pi)\text{rad/s}$ 。

调制频率设定为15kHz，输入电压 $V_{in}=100\text{V}$ 。对 u 和 w 赋以不同的表达式，可得到不同的 v_1 和 v_2 对比波形，如图5所示。其中图5a为 $u=50\text{V}$ 恒定不变、 $w=[0.5+0.125\sin(800\pi t)]T_s$ 的情况；图5b

图5 不同 u 和 w 条件下， v_1 和 v_2 的对比波形Fig.5 The comparison of v_1 and v_2 with different u and w

为 $w=0.5T_s$ 恒定不变、 $u=[0.5+0.25\sin(80\pi t)]T_s$ 的情况；图5c为单周期平均值和脉冲重心分别按照 $u=0.5+0.25\sin(80\pi t)$ 和 $w=[0.5+0.125\sin(800\pi t)]T_s$ 的规律同时变化的情况。从三组波形可以看出， v_1 和 v_2 的吻合程度很高，从而间接验证了式(13)计算结果的准确性，也验证了脉冲重心理论在低频谐波分析中的有效性。

对于任何形式的调制波形，只要计算出其波形的单周期平均值和脉冲重心变化的规律，就能推导出其等效值的表达式，从而分析其低频谐波的分布规律。值得注意的是，在上述分析中，斩波电压的脉冲重心变化是人为施加的，而在TSMC的不对称调制过程中，输出电压和输入电流的脉冲重心变化则是“自然”形成的。

2 TSMC 输出电压的谐波分析

图6为基于TSMC的航空变速恒频交流发电系统的拓扑结构，输入为三相正弦交流电源，其频率范围为360~800Hz，TSMC输入端和输出端均接入LC滤波器以滤除高频纹波，并在滤波电感上并联电阻以抑制LC滤波器的欠阻尼振荡。

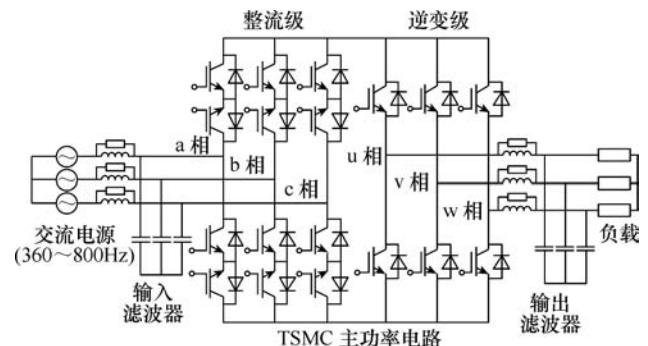


图6 基于TSMC的航空变速恒频发电系统

Fig.6 The aero variable speed constant frequency (VSCF) generation system based on TSMC

设调制过程中输入电流空间矢量所在扇区编号为 N_r ，扇区角为 θ_{sr} ；输出电压空间矢量所在扇区编号为 N_i ，扇区角为 θ_{si} （其中 N_r 、 $N_i=I \sim VI$ ， $0 < \theta_{sr} < \pi/3$ ， $0 < \theta_{si} < \pi/3$ ）。则根据传统的DSVM原理，整流级空间矢量占空比 σ_1 、 σ_2 和逆变级空间矢量占空比 δ_1 、 δ_2 的计算式为^[17]

$$\begin{cases} \sigma_1 = m_r \sin \theta_{sr} & \delta_1 = m_i \sin \theta_{si} \\ \sigma_2 = m_r \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_{sr} \right) & \delta_2 = m_i \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_{si} \right) \end{cases} \quad (15)$$

式中， m_r 、 m_i 分别为整流级和逆变级的调制比。

在不对称调制方式下，整流级和逆变级的脉冲分布及逆变级脉冲波形如图 7 所示，非零矢量分为四段，占空比分别为 $\sigma_1\delta_2$ 、 $\sigma_1\delta_1$ 、 $\sigma_2\delta_1$ 和 $\sigma_2\delta_2$ ，零矢量的总占空比为 $d_0=1-(\sigma_1+\sigma_2)(\delta_1+\delta_2)$ ，为了避免出现窄脉冲，将零矢量平均分配在整流级换流时刻两侧。 u_1 、 u_2 为调制过程中先后连接至直流母线的输入线电压； v_1 、 v_2 为直接合成的两个输出线电压。根据 TSMC 的调制特点，其波形为分段的非理想直流电压脉冲，与前述 Buck 电路的电压脉冲波形不同，但这种波形差异并不影响在低频段的谐波分析。

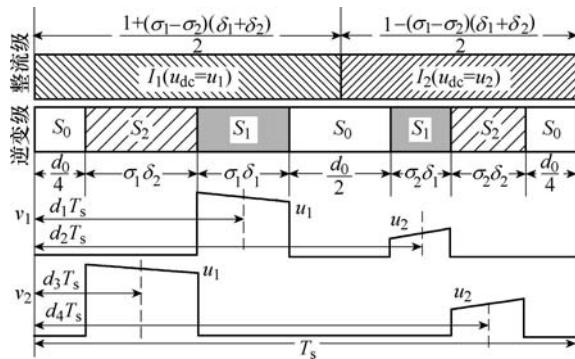


图 7 不对称调制的输出电压脉冲示意图

Fig.7 Output voltage pulse under asymmetric modulation

2.1 输出电压单周期平均值和脉冲重心

根据输入电压与 θ_{sr} 的对应关系，可将 u_1 、 u_2 在调制周期内的时间函数 ($0 \leq t < T_s$) 表示为

$$\begin{cases} u_1(t) = \sqrt{3}U_{im} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{sr} - \omega_{in}t\right) \\ u_2(t) = \sqrt{3}U_{im} \cos(\theta_{sr} + \omega_{in}t) \end{cases} \quad (16)$$

式中， U_{im} 为输入相电压幅值； ω_{in} 为输入角频率。

记图 5 中四段非零矢量的脉冲中心（此处为计算简便，以中心点近似重心）时刻与调制周期初始时刻的时间差为 d_3T_s 、 d_1T_s 、 d_2T_s 和 d_4T_s ，则

$$\begin{cases} d_1 = \frac{1}{4} + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)\delta_1 + \frac{1}{4}(3\sigma_1 - \sigma_2)\delta_2 \\ d_2 = \frac{3}{4} + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)\delta_1 + \frac{1}{4}(\sigma_1 - 3\sigma_2)\delta_2 \\ d_3 = \frac{1}{4} - \frac{1}{4}(\sigma_1 + \sigma_2)\delta_1 + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)\delta_2 \\ d_4 = \frac{3}{4} + \frac{1}{4}(\sigma_1 + \sigma_2)\delta_1 + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)\delta_2 \end{cases} \quad (17)$$

根据式 (1)，易求得 v_1 、 v_2 的单周期平均值为

$$\begin{cases} U_1 = h_1\delta_1 u_d \\ U_2 = h_2\delta_2 u_d \end{cases} \quad (18)$$

式中， u_d 为等效直流母线电压； h_1 、 h_2 为偏差系数。

$$\begin{cases} u_d = \frac{\sqrt{3}}{2}m_r U_{im} \\ h_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}[\sigma_1 u_1(d_1 T_s) + \sigma_2 u_2(d_2 T_s)] \\ h_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}[\sigma_1 u_1(d_3 T_s) + \sigma_2 u_2(d_4 T_s)] \end{cases}$$

根据电压脉冲的分布特点和式 (2)，可计算 v_1 、 v_2 的脉冲重心位置为

$$\begin{cases} W_1 = \frac{g_1 T_s}{h_1} \\ W_2 = \frac{g_2 T_s}{h_2} \end{cases} \quad (19)$$

式中，系数 g_1 、 g_2 为

$$\begin{cases} g_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}[\sigma_1 d_1 u_1(d_1 T_s) + \sigma_2 d_2 u_2(d_2 T_s)] \\ g_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}[\sigma_1 d_3 u_1(d_3 T_s) + \sigma_2 d_4 u_2(d_4 T_s)] \end{cases}$$

2.2 等效输出电压及其谐波分布规律

由式 (13) 可知， v_1 、 v_2 的等效值为

$$\begin{cases} v_1 = \left[h_1\delta_1 - \frac{d}{dt}(g_1\delta_1) \right] u_d \\ v_2 = \left[h_2\delta_2 - \frac{d}{dt}(g_2\delta_2) \right] u_d \end{cases} \quad (20)$$

在 TSMC 逆变级的调制过程中，输出电压空间矢量在不同的扇区内， v_1 、 v_2 与三个输出线电压对应关系有所不同。以 UV 线电压为例，设其期望值为 u_{uv}^* ，采用传统不对称调制方式时，等效输出电压为

$$\bar{u}_{uv} = Hu_{uv}^* + \frac{d}{dt}(Gu_{uv}^*) \quad (21)$$

式中

$$H = \begin{cases} h_1 & N_i = V, VI \\ h_2 & N_i = II, III \\ \frac{h_1\delta_1 + h_2\delta_2}{\delta_1 + \delta_2} & N_i = I, IV \end{cases}$$

$$g = \begin{cases} g_1 & N_i = V, VI \\ g_2 & N_i = II, III \\ \frac{g_1\delta_1 + g_2\delta_2}{\delta_1 + \delta_2} & N_i = I, IV \end{cases}$$

易知， σ_1 、 σ_2 为含有输入频率 ω_{in} 的 $3n$ 次谐波 (n 为整数)； δ_1 、 δ_2 为含有输出频率 ω_o 的 $3m$ 次谐波 (m 为整数)； u_{uv}^* 则为仅含 ω_o 的基频分量。式 (20) 中系数 H 、 G 由 σ_1 、 σ_2 和 δ_1 、 δ_2 的相关运算所得，其频率成分包含 $3n\omega_{in} \pm 3m\omega_o$ 。因此，TSMC 输出线电

压在低频段的谐波分布在 $3n\omega_{in} \pm (3m \pm 1)\omega_0$ 等频率处。

3 TSMC 输入电流的谐波分析

输入电流的脉冲波形由输出电流合成，如图 8 所示， i_1 、 i_2 为单个调制周期内参与调制的两相电流，另一相电流 $i_3 = -(i_1 + i_2)$ ，其脉冲波形为 i_1 和 i_2 的叠加。电流脉冲的平均值由输出有功分量 I_d 决定，受滤波器和负载参数影响，电流脉冲形状复杂多变，如粗实线所示；忽略高频的局部波动，近似认为电流脉冲均为幅值等于 I_d 的矩形波，如虚线所示。

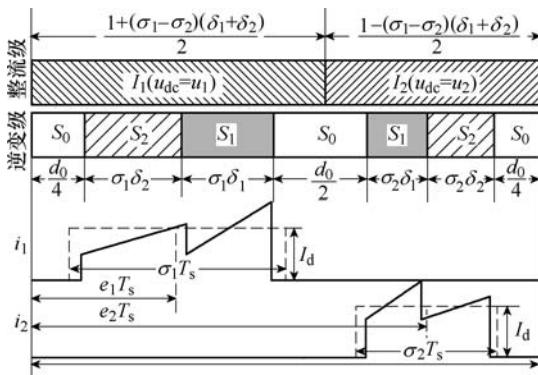


图 8 不对称调制的输入电流脉冲示意图

Fig.8 Input current pulse under asymmetric modulation

3.1 输入电流单周期平均值及脉冲重心

设 i_1 、 i_2 的单周期平均值为 F_1 、 F_2 ，脉冲重心为 E_1 、 E_2 ，根据图 8 所示的近似波形，可知

$$\begin{cases} F_1 = \sigma_1 I_d & E_1 = e_1 T_s \\ F_2 = \sigma_2 I_d & E_2 = e_2 T_s \end{cases} \quad (22)$$

式中，系数 e_1 、 e_2 表达式为

$$\begin{cases} e_1 = \frac{1}{4} + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)(\delta_1 + \delta_2) \\ e_2 = \frac{3}{4} + \frac{1}{4}(\sigma_1 - \sigma_2)(\delta_1 + \delta_2) \end{cases}$$

3.2 等效输入电流及其谐波分布规律

根据式 (13)， i_1 、 i_2 的等效值为

$$\begin{cases} i_1 = \left[\sigma_1 - \frac{d(e_1 \sigma_1)}{dt} \right] I_d \\ i_2 = \left[\sigma_2 - \frac{d(e_2 \sigma_2)}{dt} \right] I_d \end{cases} \quad (23)$$

输入电流空间矢量在不同的扇区内，三相输入电流 i_a 、 i_b 和 i_c 与 i_1 、 i_2 的对应关系有所不同。以 a 相电流为例，设其期望值为 i_a^* ，采用传统不对称调制方式时，等效输入电流的近似表达式为

$$\bar{i}_a = i_a^* + \frac{d}{dt}(Ei_a^*) \quad (24)$$

式中

$$E = \begin{cases} e_1 & N_r = V, VI \\ e_2 & N_r = II, III \\ \frac{e_1 \sigma_1 + e_2 \sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2} & N_r = I, IV \end{cases}$$

与 G 、 H 类似， E 主要含有 $3n\omega_{in} \pm 3m\omega_0$ 次谐波，因此实际输入电流中将产生频率为 $(3n \pm 1)\omega_{in} \pm 3m\omega_0$ 的谐波，但与 ω_0 相关的频率成分含量较低，故以 ω_{in} 的 2 次、4 次和 5 次谐波为主。

4 仿真验证

采用 Matlab/SimPowerSystem 软件，建立基于 TSMC 的 VSCF 发电系统的仿真模型，系统输入频率为 360~800Hz，输出频率为 400Hz，开关频率为 15kHz，输入滤波电容 $C_s = 10\mu F$ ，滤波电感 $L_s = 0.56mH$ ，并联阻尼电阻 $R_s = 30\Omega$ ，输出滤波电容 $C_o = 20\mu F$ ，滤波电感 $L_o = 1.2mH$ ，并联阻尼电阻 $R_o = 330\Omega$ ，阻性负载：电感 $L_l = 1.5mH$ ，电阻 $R_l = 10\Omega$ ，输入电压有效值为 90V。

由于 TSMC 的输出线电压为斩波模式，基于脉冲重心理论计算的结果与实际电压的一致性并不能直观验证。实际上，仿真模型中 TSMC 输出侧的斩波电压通过 LC 滤波器和负载滤除了高频分量。为模拟输出滤波器和负载效应，在仿真模型中引入等效传递函数 $G_{fv}(s)$ ，如图 9 所示。 $G_{fv}(s)$ 的表达式为

$$G_{fv}(s) = \frac{s^3 L_l L R C + s^2 (R_l L R C + L_l R C) + s L R + R r}{s^2 L_l L + s [R_l L + L_l (R + r)] + R_l (R + r)} + 1 \quad (25)$$

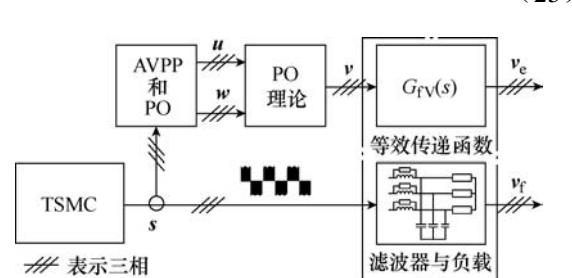


图 9 双级矩阵变换器的实际输出线电压与基于脉冲重心理论计算结果的对比框图

Fig.9 The comparison diagram of TSMC's actual output voltages and its theoretical calculation results based on pulse orthocenter theory

图 9 中， s 表示三相斩波线电压， $u = (u_{uv}, u_{vw}, u_{wu})^T$ 为 s 的单周期平均值， $w = (w_{uv}, w_{vw}, w_{wu})^T$ 为脉冲重心值， $v = (v_{uv}, v_{vw}, v_{wu})^T$ 为等效值。 s 通过由

SimPowerSystem 模块构造的滤波器和负载模型后, 所获输出电压为 $\mathbf{v}_f = (v_{uvf}, v_{vwf}, v_{wuf})^T$, \mathbf{v} 通过 $G_{fv}(s)$, 所获输出电压为 $\mathbf{v}_e = (v_{uve}, v_{vwe}, v_{wue})^T$ 。换言之, s 、 \mathbf{v}_f 表示实际输出电压的仿真波形, 而 \mathbf{u} 、 \mathbf{w} 和 \mathbf{v} 分别表示基于式(18)、式(19)和式(21)的理论计算结果。 \mathbf{v}_e 和 \mathbf{v}_f 的一致性便可间接验证脉冲重心理论在 TSMC 输出电压谐波分析中的适用性。

以 $\omega_{in}=600\text{Hz}$ 、 $m_r=0.9$ 和 $m_i=0.7$ 时为例, 采用传统的不对称调制方式时, 相关理论计算结果如图 10 所示。可以看出, \mathbf{u} 本身与三相输出电压的期望值之间存在偏差, 同时 \mathbf{w} 在 $T_s/2$ 附近快速波动, 在 \mathbf{u} 和 \mathbf{w} 的共同作用下, \mathbf{v} 存在明显畸变。图 10 则显示了 \mathbf{v}_e 和 \mathbf{v}_f 各自的波形, 可以看出两者高度吻合。

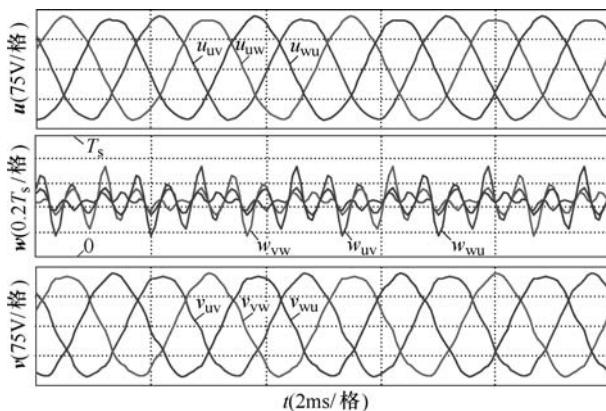


图 10 输出线电压的理论计算结果: 单周期平均值 \mathbf{u} 、脉冲重心 \mathbf{w} 和等效值 \mathbf{v}

Fig.10 The theoretical calculation results of TSMC's output line voltages of \mathbf{u} , \mathbf{w} and \mathbf{v}

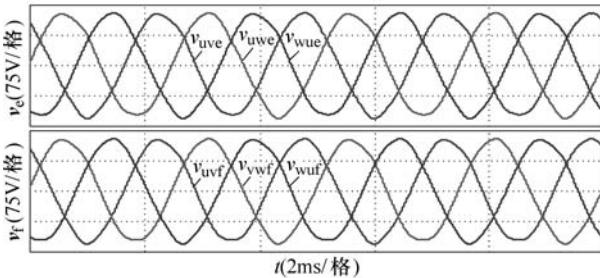


图 11 输出线电压的实际值 \mathbf{v}_f 与理论计算值 \mathbf{v}_e 的对比波形

Fig.11 The comparison of theoretical calculation \mathbf{v}_e and actual voltages \mathbf{v}_f

对于同样处于斩波模式的输入相电流, 需要采用与上述相似的仿真验证方式。如图 12 所示, 在仿真模型中引入式(26)的传递函数, 模拟输入滤波器的作用。

$$\begin{cases} G_{fl}(s) = \frac{sL_s + (R_s + r_s)}{s^2 L_s R_s C_s + s(R_s r_s C_s + L_s) + (R_s + r_s)} \\ G_{fs}(s) = \frac{s^2 L_s C_s + s(R_s + r_s)C_s}{s^2 L_s R_s C_s + s(R_s r_s C_s + L_s) + (R_s + r_s)} \end{cases} \quad (26)$$

图 12 中, \mathbf{v}_s 表示输入三相电压; i_s 为 TSMC 输入端的斩波相电流; $\mathbf{f}=(f_a, f_b, f_c)^T$ 为 i_s 的 AVPP 值; $\mathbf{e}=(e_a, e_b, e_c)^T$ 为 PO 值; $\mathbf{i}=(i_a, i_b, i_c)^T$ 为 EV 值。 \mathbf{v}_s 、 i_s 同时作用于输入滤波器仿真模型, 所得滤波后电流为 $\mathbf{i}_f=(i_{af}, i_{bf}, i_{cf})^T$; \mathbf{i} 通过 $G_{fl}(s)$, 同时 \mathbf{v}_s 的检测信号通过 $G_{fs}(s)$, 所得电流信号为 $\mathbf{i}_e=(i_{ae}, i_{be}, i_{ce})^T$ 。

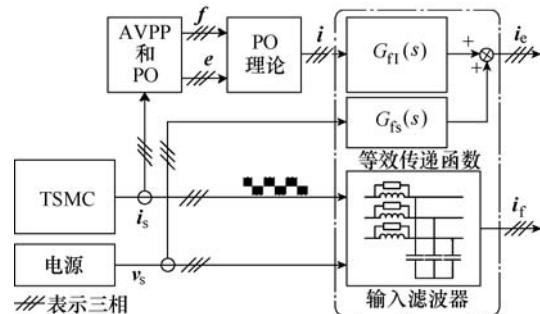


图 12 双级矩阵变换器的实际输入相电流与基于脉冲重心理论计算结果的对比框图

Fig.12 The comparison diagram of TSMC's actual input currents and their equivalent values based on pulse orthocenter theory

前述仿真条件不变, 理论计算结果 \mathbf{f} 、 \mathbf{e} 和 \mathbf{i} 的波形如图 13 所示, i_e 和 i_f 的对比波形如图 14 所示。从图中可以看出, 尽管由于对输入电流分析过程的近似条件较宽, 忽略了电感电流纹波等因素, 计算结果可能存在一些误差, 但 i_e 与 i_f 仍然有较高的吻合度。

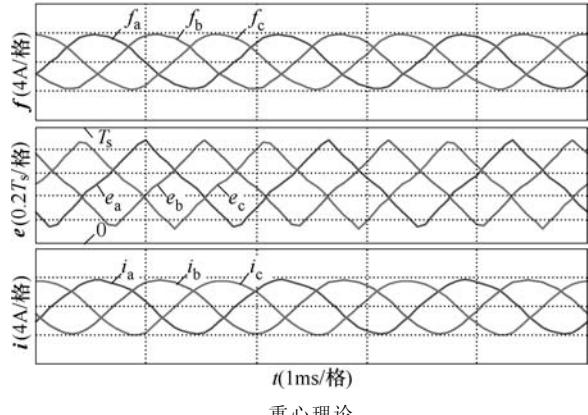


图 13 输入相电流的理论计算结果: 单周期平均值 \mathbf{f} 、脉冲重心 \mathbf{e} 和等效值 \mathbf{i}

Fig.13 The theoretical calculation results of TSMC's input phase currents of \mathbf{f} , \mathbf{e} and \mathbf{i}

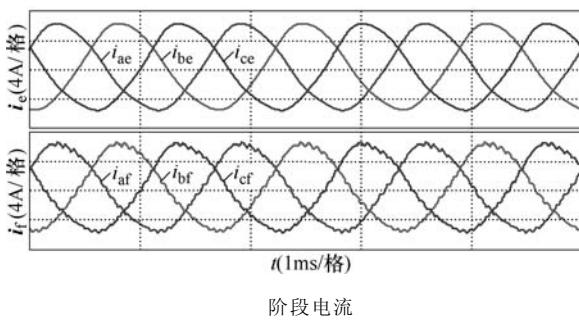


图 14 输入相电流的实际值 i_f 与理论计算值 i_e 的对比波形

Fig.14 The comparison of theoretical calculation and actual currents

仿真结果表明, 基于本文提出的脉冲重心理论, 计算所得 TSMC 输出电压和输入电流的等效值与实际波形的低频分量具有很高的一致性, 验证了脉冲重心理论在 TSMC 低频谐波分析中的适用性。当输入频率在 360~800Hz 内任意取值, 或者输出电压调整为其他频率, 上述结论依然成立。

5 实验

建立硬件实验平台, 其滤波电感等元件参数与仿真模型一致, 开关频率 15kHz。采用 Chroma 61511 可编程交流电源提供 360~800Hz 三相交流电压。由于实验时难以象仿真研究一样构造虚拟滤波和负载环节, 因此给出 360Hz 和 800Hz 输入频率下的实验波形, 并分别作频谱分析, 以验证本文分析的谐波分布规律。

图 15 显示了输入频率 360Hz 时, 输入相电压 u_a 、电流 i_a 和输出相电压 u_u 、电流 i_u 的实验波形。可以看出, 其中 u_u 和 i_a 均存在不同程度的低频谐波。

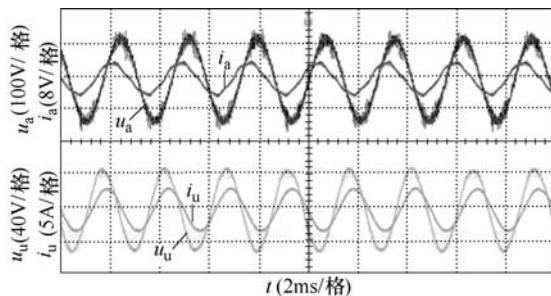


图 15 输入频率 360Hz 时的实验波形

Fig.15 Experiment waveforms with 360Hz input frequency

对输入电流 i_a 和输出电压 u_u 分别作频谱分析, 其结果如图 16 所示。与理论分析一致, i_a 的谐波主要包含 ω_{in} 的 2 次、4 次和 5 次谐波。 u_u 的谐波除了与理论分析相符的 $3n\omega_{in}\pm(3m\pm 1)\omega_0$ 频次谐波, 同时

由于调制死区和负载不完全对称等原因, 还出现了 ω_0 的 3 次、5 次和 7 次等次谐波^[18,19]。对比两种不同原因引起的谐波幅值可知, 后者对波形质量的影响作用明显低于前者。

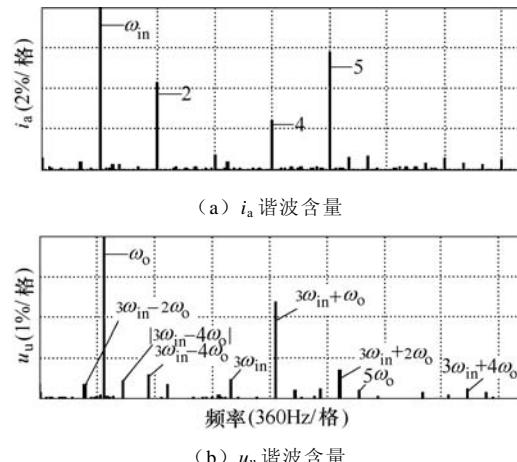


图 16 输入频率为 360Hz 时, i_a 和 u_u 的频谱分析

Fig.16 The spectrum of i_a and u_u with input frequency of 360Hz

提高输入频率至 800Hz, 则 u_a 、 i_a 和 u_u 、 i_u 波形如图 17 所示。对输入电流 i_a 和输出电压 u_u 分别作频谱分析, 如图 18 所示。可以看出 i_a 有很高的 2 次、4 次和 5 次谐波含量, 其中 2 次谐波 (1.6kHz) 因与输入滤波器谐振频率相近而被放大。 u_u 在 $3n\omega_{in}\pm(3m\pm 1)\omega_0$ 频次同样存在谐波, 但由于这些谐波频率较高, 超过了输出滤波器的截止频率而有所衰减, 对输出电压波形的影响略弱于调制死区造成的 3 次、5 次和 7 次谐波。

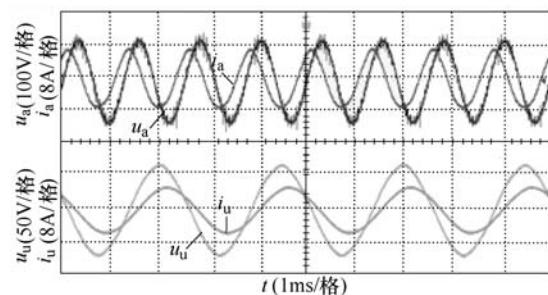
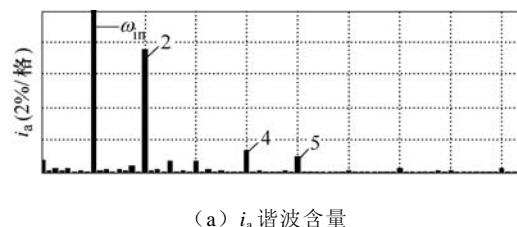


图 17 输入频率 800Hz 时的实验波形

Fig.17 Experiment waveforms with 800Hz input frequency



(a) i_a 谐波含量

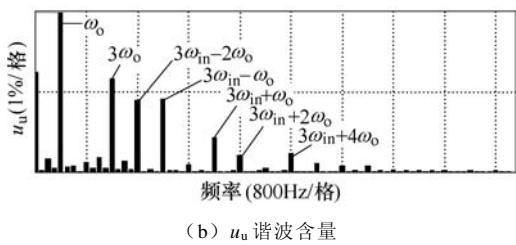


图 18 输入频率为 800Hz 时, i_a 和 u_u 的频谱分析

Fig.18 The spectrum of i_a and u_u with input frequency of 800Hz

从上述实验结果可以看出: ①输入频率越高, 输出电压的低频谐波频率越高, 而输入电流的谐波仍然主要为 2 次、4 次和 5 次谐波; ②输出电压和输入电流的低频谐波含量并不一定随着输入频率的升高而增大, 原因在于 LC 滤波器对其谐振频率附近的谐波有增益作用, 而对超过其截至频率的谐波则有衰减作用。

6 结论

本文将双级矩阵变换器应用于航空变速恒频发电系统中, 对 360~800Hz 输入条件下, TSMC 因不对称调制而引起的谐波问题展开了深入的分析和研究。主要得到了以下结论:

(1) 基于 Buck 电路模型, 提出了“脉冲重心”的概念, 通过理论分析, 论证了脉冲重心变化对输出电压产生影响的机理, 指出脉冲波形的等效值与单周期平均值的偏差等于单周期平均值与脉冲乘积的微分; 将脉冲重心的影响机理应用于 TSMC 的输出电压和输入电流脉冲波形的分析中, 发现不对称调制将导致输出电压中产生频率为 $3n\omega_{in}\pm(3m\pm1)\omega_0$ 的谐波, 而输入电流中产生频率为 $(3n\pm1)\omega_{in}$ 的谐波; 仿真和实验验证了谐波分析的正确性, 同时也验证了脉冲重心理论在 TSMC 谐波分析中的适用性。

(2) 根据本文理论分析和实验结果推论可知, 滤波器参数对低频谐波有较大影响。TSMC 在不对称调制下, 若输出滤波器的谐振频率接近 $3n\omega_{in}\pm(3m\pm1)\omega_0$ 等频率时, 输出电压中的相应谐波幅值将被放大, 波形畸变程度更为严重; 同样地, 若输入滤波器的谐振频率接近 $(3n\pm1)\omega_{in}$ 等频率时, 其谐波幅值也较大。因此, 这些特殊的低频谐波也应成为 TSMC 输入/输出滤波器参数设计过程中重要的影响因素之一, 即 LC 滤波器的谐振频率需尽量避开相关的谐波频率。不过, 完整的滤波器设计过程还需考虑工程费用、基频压降等因素^[20], 限于篇幅, 本文未对这方面展开讨论。

本文的研究成果为进一步提高基于 TSMC 的变速恒频发电系统的控制性能, 提供了理论依据。事实上, 在本文完成之际, 作者已经提出了一种基于本文脉冲重心理论的占空比校正算法, 并获得了实验验证, 该算法将在后续论文中进一步研究。

参考文献

- [1] Marei I M. Unified control strategy based on phase angle estimation for matrix converter interface system[J]. IEEE Systems Journal, 2012, 6(2): 278-286.
- [2] 史明明, 周波, 魏佳丹. HESG-MC 发电系统恒调制比电压闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 101-106.
Shi Mingming, Zhou Bo, Wei Jiadan. HESG-MC generation system voltage close loop control strategy with constant modulation ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(15): 101-106.
- [3] Kobravi K, Iravani R, Kojori H A. A review and implementation of matrix-converter for aerospace application[C]//Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Raleigh, USA, 2012: 698-705.
- [4] Arevalo S L, Zanchetta P, Wheeler P, et al. Control and implementation of a matrix-converter-based AC ground power-supply unit for aircraft servicing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2076-2084.
- [5] Trentin A, Zanchetta P, Wheeler P, et al. Performance assessment of matrix converter and two stage matrix converter for EMA in aircraft application[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008: 2692-2697.
- [6] Friedli T, Kolar J W, Rodriguez J, et al. Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4487-4510.
- [7] 杨善水, 张卓然, 杨春源, 等. 基于多环调压控制的混合励磁航空变频交流发电系统[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 176-180.
Yang Shanshui, Zhang Zhuoran, Yang Chunyuan, et al. Aeronautic variable frequency AC generation system based on multi-loop controlled voltage regulator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012,

- 27(3): 176-180.
- [8] Rodriguez J, Rivera M, Kolar J W, et al. A review of control and modulation for matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 58-70.
- [9] 张兴, 童诚, 杨淑英, 等. 基于双空间矢量调制的双级式矩阵变换器共模电压抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 33-38.
Zhang Xing, Tong Cheng, Yang Shuying, et al. Restraining common-mode voltage for two-stage matrix converter based on double space vector modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 33-38.
- [10] 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]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 42-47.
- [11] 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 of matrix converter and compensation method[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(12): 28-35.
- [12] 孙尧, 粟梅, 王辉, 等. 双级矩阵变换器的非线性分析及其补偿策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(12): 20-27.
Sun Yao, Su Mei, Wang Hui, et al. Nonlinearity analysis and compensation strategies for two-stage matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(12): 20-27.
- [13] Pena R, Cardenas R, Reyes E, et al. A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4181-4193.
- [14] Xiao Kun, Wang Lina, Wheeler P. Improved modulation of two-stage matrix converter for EMA in aircraft applications[C]. Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications,
- 2011: 1-9.
- [15] Helle L, Larsen K B, Jorgensen A H, et al. Valuation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 158-171.
- [16] 孙尧. 矩阵变换器若干关键问题研究[D]. 长沙: 中南大学, 2010.
- [17] 张绍, 周波, 葛红娟. 基于双空间矢量调制的矩阵变换器-永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 47-52.
Zhang Shao, Zhou Bo, Ge Hongjuan. Vector control system of permanent magnet synchronous motor based on double space vector modulated matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(4): 47-52.
- [18] 王高林, 于泳, 杨荣峰, 等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79-83.
Wang Gaolin, Yu Yong, Yang Rongfeng, et al. Dead-time compensation of space vector PWM inverter for induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 79-83.
- [19] 章建峰. 逆变器死区时间对输出电压的影响分析[J]. 电力电子技术, 2007, 41(7): 31-33.
Zhang Jianfeng. Analysis of the impact of dead-time in inverters on output voltage[J]. Power Electronics, 2007, 41(7): 31-33.
- [20] 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, Qin Hengsi, et al. A multi-objective optimized design of input filter of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 70-75.

作者简介

秦显慧 男, 1988 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: shayslm@aliyun.com (通信作者)

周 波 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事风力发电、航空电源系统、电机及其控制技术研究。

E-mail: zhoub@nuaa.edu.cn