五相双级矩阵变换器共模电压的抑制策略

王汝田,赵艳锋,母兴军,王 雪,刘 (东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012)

摘要:分析了五相双级矩阵变换器共模电压的产生机理,提出了一种抑制五相双级矩阵变换器共模电压的调 制方法。整流级采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)方法,在每个输入电压区间内,选择2个最大且极性为正 的线电压和零电压来合成输出直流电压;逆变级采用四矢量 SVPWM 方法,在每个输出电压扇区内,仅选择 相邻的2个大矢量和2个中矢量以一定比例来合成参考输出电压矢量,且使得输出不含零电压矢量,并通过 调整整流级的调制系数来改变调制比。所提方法在减小共模电压的同时,也减少了开关损耗。

关键词:五相双级矩阵变换器:SVPWM:零电压矢量:共模电压

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.08.007

0 引言

近十几年来,多相电机得到了广泛应用[1-3],而 驱动多相电机的多相矩阵变换器也得到了广大学者 的关注和研究。五相矩阵变换器作为最具代表性的 一种,逐渐得到了国外学者的广泛关注,而国内对五 相矩阵变换器的研究相对较晚。五相双级矩阵变换 器是由三相整流器(整流级)和五相逆变器(逆变 级)级联而成的一种新型交交变换器,它与五相矩阵 变换器具有相似的特点,如输入和输出为正弦对称 波形、能量可双向流通、无中间直流环节以及最大电 压传输比为 0.788 6 等[47],其优良的特性符合风力 发电系统等应用的要求[8]。此外,五相双级矩阵变 换器还具有一些其他特点,如整流级可实现零电流 换流、功率开关总数目较少、可在非正常状态下运 行等[6,9]。

矩阵变换器中含有电力电子功率器件, 当采用 空间矢量调制时,由于其功率开关通常工作在高频 状态,故输出电压波形均为高频状态下的脉冲波。 共模电压为矩阵变换器输出电压的共模成分,作用 在感应电机的中性点处。因此,共模电压波形也为 高频的脉冲波[10]。当功率开关在高频状态下切换 时,共模电压会出现较高的电压变化率(dv/dt),会 对感应电机的驱动系统产生强烈的冲击,并激励系 统的杂散和耦合电容产生共模漏电流,该电流通过 大地流入电网时,便会产生较大的共模电磁干扰 (EMI)[11-13]。此外,共模电压还会通过电机的定子、 转子、气隙及大地之间的分布电容,在转轴和定子之 间形成轴电压, 当轴电压通过轴承油膜时, 便会形成 轴电流,从而引起电机轴承的损坏[14-15]。因此,减小

收稿日期:2017-05-31:修回日期:2018-05-14 基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2017YFB09-

Project supported by the National Key R&D Program of China (2017YFB0903300)

共模电压引起的负面影响显得尤为重要。

目前,从共模电压产生的机理出发,对于三相 矩阵变换器而言,已经成熟的共模电压抑制方法主 要包括以下3种:根据共模电压幅频特性,采用截 止频率远小于开关频率的低通滤波器,从而达到降 低甚至消除共模电压的目的[16-17];利用软开关技 术改善矩阵变换器的拓扑结构,即用零电压开关的 方法抑制高 dv/dt,输出电压不存在突变[18-19];从控 制策略出发,通过尽量避免使用产生较大共模电压 的零矢量组合、改变调制信号、优化开关状态转换 次序等达到减小共模电压的目的[13-14,20-22]。然而, 对多相矩阵变换器的共模电压的抑制研究相对 较少。

双级矩阵变换器的调制可分为整流级和逆变级 的调制并对两级进行协调,整流级调制方法有多种, 如文献[14]的无零矢量调制及文献[19]中的有零 矢量调制,为与逆变级协调,本文整流级采用了有零 矢量的空间矢量调制策略:五相逆变通常采用最近 四矢量调制策略,如文献[23-24]中所述,但直接应 用此策略将产生较大的共模电压,为减少开关次数, 文献[24]提出了一种无零矢量的调制策略,此调制 策略适用于较高的调制系数。本文通过对五相双级 矩阵变换器调制策略及共模电压产生机理的分析, 在逆变级采用了新的无零矢量的调制策略,各矢量 占空比计算简单方便,通过与整流级协调,达到了减 小共模电压的目的,且在不同调制比下均能得到良 好的输出波形。

1 共模电压产生机理分析

五相双级矩阵变换器产生共模电压的原理如图 1 所示,图中 Z_{N_0} 为负载中性点和大地之间的漏阻 抗,虚线表示漏电流的路径。则产生的共模电压 v_{No} 满足:

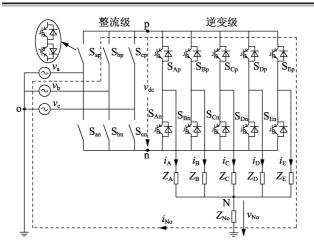


图 1 五相双级矩阵变换器共模电压产生原理

Fig.1 Generation principle of common-mode voltage in five-phase two-stage matrix converter

$$\begin{cases} v_{\rm Ao} - v_{\rm No} = Ri_{\rm A} + L \mathrm{d}i_{\rm A} / \mathrm{d}t \\ v_{\rm Bo} - v_{\rm No} = Ri_{\rm B} + L \mathrm{d}i_{\rm B} / \mathrm{d}t \\ v_{\rm Co} - v_{\rm No} = Ri_{\rm C} + L \mathrm{d}i_{\rm C} / \mathrm{d}t \\ v_{\rm Do} - v_{\rm No} = Ri_{\rm D} + L \mathrm{d}i_{\rm D} / \mathrm{d}t \\ v_{\rm Eo} - v_{\rm No} = Ri_{\rm E} + L \mathrm{d}i_{\rm E} / \mathrm{d}t \end{cases} \tag{1}$$

其中, v_{Ao} 、 v_{Bo} 、 v_{Co} 、 v_{Do} 和 v_{Eo} 为每一输出相对于大地的输出相电压;R 和 L 分别为感应电机的等效电阻与等效电感。在输出五相正弦对称的条件下有 $i_A+i_B+i_C+i_D+i_E=0$,则负载中性点对地电流为 0,由式 (1) 可得五相双级矩阵变换器的共模电压为:

$$v_{\text{No}} = (v_{\text{Ao}} + v_{\text{Bo}} + v_{\text{Co}} + v_{\text{Do}} + v_{\text{Eo}})/5$$
 (2)

当五相电机由五相矩阵变换器供电时,电机中性点处便会产生不可避免的共模电压。当采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)时,不同的矢量组合会产生不同的共模电压幅值。根据文献[4]中整流级的电流矢量六边形的划分原则和附录中图 A1 所示的逆变级的电压矢量(基波空间)分布,以整流级参考输入电流矢量位于第1扇区、逆变级参考输出电压矢量位于第1扇区为例,在不同的矢量组合下,根据式(2)中共模电压表达式及扇区角度范围即可求出不

同状态下共模电压取值范围,各开关状态与共模电压的关系如表 1 所示。表中, v_a 、 v_b 和 v_c 为三相输入电压, V_{im} 为输入相电压幅值。同理,可以分析得到参考电流和电压矢量位于其他各扇区时的开关状态与共模电压之间的关系。

由表 1 可知,当逆变级为零矢量 V_{31} 时,共模电压的瞬时值出现最大值,且最大值为输入相电压的幅值 V_{im} ;当逆变级为中等矢量 V_{29} 时,共模电压的幅值为输入相电压幅值的 $\sqrt{13}/5$;当逆变级为大矢量 V_{25} 时,共模电压的幅值为输入相电压幅值的 $3\sqrt{3}/10$ 。因此,零矢量的使用仍是引起较大共模电压的主要因素。

2 五相双级矩阵变换器共模电压的抑制策略

2.1 整流级调制

假设三相输入电压为:

$$\begin{cases} v_{\rm a} = V_{\rm im} \cos(\omega_{\rm i} t) \\ v_{\rm b} = V_{\rm im} \cos(\omega_{\rm i} t - 2\pi/3) \\ v_{\rm c} = V_{\rm im} \cos(\omega_{\rm i} t + 2\pi/3) \end{cases}$$
(3)

其中, V_{im} 和 ω_i 分别为输入相电压的幅值和角频率。按照附录中图 A2 将输入相电压的一个周期划分成6个电压区间。每个电压区间都具有相同的特点:其中某一相的电压绝对值为最大值,而另外两相电压的极性与之相反。整流级采用空间矢量调制策略,在每个电压区间内选择2个最大且极性为正的线电压及零电压来合成输出的直流电压,输入电流空间矢量分布与参考电流矢量合成图如图2所示,图中 I_1 一 I_6 为非零矢量, I_7 一 I_6 为零矢量。

假定 I_{μ} 、 I_{ν} 、 I_{0} (从 I_{7} — I_{9} 中选择) 所对应的占空比分别为 d_{μ} 、 d_{ν} 、 d_{0} ,通过正弦定理计算可得:

$$\begin{cases} d_{\mu} = m_{c} \sin(\pi/3 - \theta_{sc}) \\ d_{v} = m_{c} \sin \theta_{sc} \\ d_{0} = 1 - d_{\mu} - d_{v} \end{cases}$$

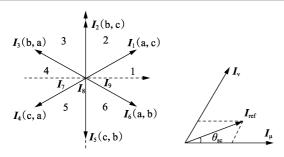
$$(4)$$

表 1 不同矢量组合下产生的共模电压

Table 1 Common-mode voltage for different vector combinations

电流矢量	电压矢量	$v_{ m No}$	取值范围	最大值
I ₆ (ab)	$V_0(00000)$	$v_{ m b}$	$\left[-\sqrt{3}V_{\rm im}/2,0\right]$	$\sqrt{3}V_{\rm im}/2$
	$V_{16}(10000)$	$(v_{\rm a} + 4v_{\rm b})/5$	$[-3\sqrt{3}V_{\rm im}/10,\sqrt{3}V_{\rm im}/10]$	$3\sqrt{3}V_{\rm im}/10$
	$V_{24}(11000)$	$(2v_{\rm a} + 3v_{\rm b})/5$	$[-\sqrt{3}V_{\rm im}/10,\sqrt{3}V_{\rm im}/5]$	$\sqrt{3} V_{\rm im} / 5$
26(415)	$V_{25}(11001)$	$(3v_{\rm a} + 2v_{\rm b})/5$	$[\sqrt{3}V_{\rm im}/10,3\sqrt{3}V_{\rm im}/10]$	$3\sqrt{3}V_{\rm im}/10$
	$V_{29}(11101)$	$(4v_{\rm a} + v_{\rm b})/5$	$[3\sqrt{3}V_{\rm im}/10, \sqrt{13}V_{\rm im}/5]$	$\sqrt{13} V_{\rm im} / 5$
	$V_{31}(11111)$	$v_{\rm a}$	$\left[\sqrt{3}V_{\rm im}/2,V_{\rm im}\right]$	$V_{ m im}$
	$V_0(00000)$	$v_{ m c}$	$\left[-\sqrt{3}V_{\rm im}/2,0\right]$	$\sqrt{3} V_{\rm im}/2$
	$V_{16}(10000)$	$(v_a + 4v_c)/5$	$[-3\sqrt{3}V_{\rm im}/10,\sqrt{3}V_{\rm im}/10]$	$3\sqrt{3}V_{\rm im}/10$
$I_1(ac)$	$V_{24}(11000)$	$(2v_a + 3v_c)/5$	$[-\sqrt{3}V_{\rm im}/10,\sqrt{3}V_{\rm im}/5]$	$\sqrt{3} V_{\rm im} / 5$
1 ₁ (ac)	$V_{25}(11001)$	$(3v_a + 2v_c)/5$	$[\sqrt{3}V_{\rm im}/10,3\sqrt{3}V_{\rm im}/10]$	$3\sqrt{3}V_{\rm im}/10$
	$V_{29}(11101)$	$(4v_{\rm a} + v_{\rm c})/5$	$[3\sqrt{3}V_{\rm im}/10, \sqrt{13}V_{\rm im}/5]$	$\sqrt{13} V_{\rm im} / 5$
	$V_{31}(11111)$	$v_{ m a}$	$\left[\sqrt{3}V_{\rm im}/2,V_{\rm im}\right]$	$V_{ m im}$





(a)输入电流空间矢量分布 (b)参考电流矢量合成

图 2 输入电流空间矢量分布及参考电流矢量合成

Fig.2 Space vector distribution of input current and synthesis of reference current vector

其中, m_e 为输入电流空间矢量调制系数且 $0 \le m_e \le 1$ 。此时直流电压值为:

$$V_{\rm dc} = 3V_{\rm im}m_{\rm c}\cos\varphi_{\rm i}/2\tag{5}$$

其中, φ_i 为输入功率因数角。

2.2 逆变级调制

假设整流级输出侧的直流电压 V_{dc} 为恒定值,设期望得到的输出五相电压为:

$$\begin{cases} v_{\rm A} = V_{\rm om} \cos(\omega_{\rm o} t) \\ v_{\rm B} = V_{\rm om} \cos(\omega_{\rm o} t - 2\pi/5) \\ v_{\rm C} = V_{\rm om} \cos(\omega_{\rm o} t - 4\pi/5) \\ v_{\rm D} = V_{\rm om} \cos(\omega_{\rm o} t - 6\pi/5) \\ v_{\rm E} = V_{\rm om} \cos(\omega_{\rm o} t - 8\pi/5) \end{cases}$$

$$(6)$$

其中, V_{om} 和 ω_{o} 分别为输出相电压的幅值和角频率。 附录中图 A1 给出了逆变级的电压矢量分布,图 3 给出了某一扇区内的基波参考电压合成原理图。图中, V_{α} 和 V_{β} 为参考电压矢量 V_{ref} 的分量; θ_{sv} 为扇区角; $V_{\alpha L}$ 和 $V_{\beta L}$ 为该扇区内相邻的 2 个大矢量; $V_{\alpha M}$ 和 $V_{\beta M}$ 为 2 个中矢量。则 $V_{\alpha L}$ 、 $V_{\beta L}$ 、 $V_{\alpha M}$ 和 $V_{\beta M}$ 的长度关系为;

$$\begin{cases}
|V_{\alpha L}| = |V_{\beta L}| = 0.647 \ 2V_{dc} \\
|V_{\alpha M}| = |V_{\beta M}| = 0.4V_{dc}
\end{cases}$$
(7)

由正弦定理可得:

$$\begin{cases} |V_{\alpha}| = \frac{|V_{\text{ref}}|}{\sin(4\pi/5)} \sin\left(\frac{\pi}{5} - \theta_{\text{sv}}\right) \\ |V_{\beta}| = \frac{|V_{\text{ref}}|}{\sin(4\pi/5)} \sin\theta_{\text{sv}} \end{cases}$$
(8)

在逆变级的调制过程中,为达到减小共模电压的目的,提出了一种逆变级无零电压矢量的调制策略,即仅选择 2 个相邻的大矢量和 2 个中矢量来合成参考输出电压矢量,并且使得输出不含电压零矢量。因此,根据图 3, V_{α} 和 V_{β} 的模可表示为:

$$\begin{cases} |V_{\alpha}| = d_{\alpha L} |V_{\alpha L}| + d_{\alpha M} |V_{\alpha M}| \\ |V_{\beta}| = d_{\beta L} |V_{\beta L}| + d_{\beta M} |V_{\beta M}| \end{cases}$$
(9)

其中, $d_{\alpha L}$ 、 $d_{\beta L}$ 、 $d_{\alpha M}$ 和 $d_{\beta M}$ 分别为 $V_{\alpha L}$ 、 $V_{\beta L}$ 、 $V_{\alpha M}$ 和 $V_{\beta M}$

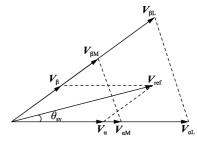


图 3 基波输出参考电压合成原理

Fig.3 Synthetic principle of fundamental output reference voltage

的占空比。

与附录中图 A1 类似,3 次谐波的空间电压矢量分布示意图如附录中图 A3 所示。图 A3 中各矢量下标与附录中图 A1 相对应,如 V_1^3 为 V_1 所对应的 3 次谐波空间电压矢量,由图 A3 可知,基波矢量中的大矢量、中矢量分别与 3 次谐波矢量中的小矢量、中矢量相对应,且其长度关系为:

$$|V_{\rm L}|/|V_{\rm M}| = |V_{\rm M}^3|/|V_{\rm S}^3| = 1.618$$
 (10)

其中, V_L 、 V_M 和 V_M^3 、 V_S^3 分别为基波矢量中的大矢量、中矢量和 3 次谐波矢量中的中矢量、小矢量。

以基波输出参考电压位于第 1 扇区为例,此时基波输出参考电压 V_{ref} 由 V_{25} 、 V_{24} 、 V_{16} 、 V_{29} 这 4 个矢量合成,合成原理图如图 3 所示,同时这 4 个矢量所对应的 3 次谐波矢量合成了 3 次谐波,3 次谐波矢量合成示意图如图 4 所示。

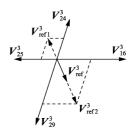


图 4 3 次谐波矢量合成

Fig.4 Synthesis of third harmonic vector

如图 4 所示, V_{refl}^3 由 V_{24}^3 、 V_{25}^3 合成, V_{ref2}^3 由 V_{16}^3 、 V_{29}^3 合成,则最终合成的 3 次谐波电压矢量长度为:

$$|\mathbf{V}_{\text{ref}}^{3}| = ||\mathbf{V}_{\text{ref1}}^{3}| - |\mathbf{V}_{\text{ref2}}^{3}|| \qquad (11)$$

由图 4 及式(10)、(11)可知,当基波空间大矢量与中矢量的作用时间比值为 1.618 时, $|V_{refl}^3|$ = $|V_{refl}^3|$,此时 3 次谐波矢量长度 $|V_{refl}^3|$ = 0,因此为了消除 3 次谐波,大矢量与中矢量的占空比应保持一定比例,则有以下的约束条件。

$$\begin{cases} d_{\alpha L} + d_{\alpha M} + d_{\beta L} + d_{\beta M} = 1 \\ d_{\alpha L} / d_{\alpha M} = d_{\beta L} / d_{\beta M} = 1.618 \\ 0 \leq d_{\alpha L} \leq 1, \ 0 \leq d_{\alpha M} \leq 1 \\ 0 \leq d_{\beta L} \leq 1, \ 0 \leq d_{\beta M} \leq 1 \end{cases}$$
(12)

设 V_{α} 和 V_{B} 的占空比分别为 d_{α} 和 d_{B} ,则 $d_{\alpha L}$ 、

 $d_{\rm BL}$ 、 $d_{\rm \alpha M}$ 、 $d_{\rm BM}$ 与 $d_{\rm \alpha}$ 、 $d_{\rm B}$ 之间的关系为:

$$\begin{cases} d_{\alpha L} + d_{\alpha M} = d_{\alpha} \\ d_{\beta L} + d_{\beta M} = d_{\beta} \end{cases}$$
 (13)

对于占空比 d_{α} 和 d_{β} 的求取,本文按照矢量 V_{α} 和 V_{β} 的作用时间比例进行分配,根据矢量 V_{α} 和 V_{β} 的长度的比值,占空比 d_{α} 和 d_{β} 的表达式为:

$$\begin{cases}
d_{\alpha} = \frac{|V_{\alpha}|}{|V_{\alpha}| + |V_{\beta}|} \\
d_{\beta} = \frac{|V_{\beta}|}{|V_{\alpha}| + |V_{\alpha}|}
\end{cases} (14)$$

由式(8)—(14)可以求得, $V_{\alpha L}$ 、 $V_{\beta L}$ 、 $V_{\alpha M}$ 和 $V_{\beta M}$ 的占空比为:

$$\begin{cases} d_{\alpha L} = \frac{\sin(\pi/5 - \theta_{sv})}{\cos(\pi/10 - \theta_{sv})} \\ d_{\beta L} = \frac{\sin\theta_{sv}}{\cos(\pi/10 - \theta_{sv})} \\ d_{\alpha M} = 0.618d_{\alpha L} \\ d_{\beta M} = 0.618d_{\beta L} \end{cases}$$

$$(15)$$

由上式可知,在此调制方法下,各矢量所对应的占空比为与 $|V_{ref}|$ 无关的量,则当长矢量与中矢量长度一定时,输出电压值也可视为定值。因此,若要改变输出电压值,则需改变直流电压 V_{de} 的值。根据式(5)可得 V_{de} 最大值为 $1.5V_{im}$,此时输出相电压达到最大值,计算可得其峰值为0.7886 V_{im} ~0.8292 V_{im} ,可取其平均值0.8089 V_{im} 作为输出相电压最大峰值,则 m_e 可由式(16)确定。

$$m_c = V_{\rm om} / (0.808 \ 9V_{\rm im})$$
 (16)

由上述分析可知,在该调制策略下,矩阵变换器最大调制比约为0.8089,由于随着扇区角的变化输出电压幅值出现波动,因此输出波形会产生轻微畸变。

2.3 两级协同调制

为使得五相双级矩阵变换器能获得较良好的输入和输出特性,整流级和逆变级功率开关的调制需协调进行。以整流级输入电压在第 1 扇区和逆变级输出电压在第 1 扇区为例,在一个调制周期 T_s 内,由式(4)和式(15)可以得到两级协同调制后的各矢量组合的占空比,如式(17)所示。

$$\begin{cases} d_{\alpha L(ab)} = d_{\alpha L} d_{\mu}, & d_{\beta L(ab)} = d_{\beta L} d_{\mu} \\ d_{\alpha M(ab)} = d_{\alpha M} d_{\mu}, & d_{\beta M(ab)} = d_{\beta M} d_{\mu} \\ d_{\alpha L(ac)} = d_{\alpha L} d_{\nu}, & d_{\beta L(ac)} = d_{\beta L} d_{\nu} \\ d_{\alpha M(ac)} = d_{\alpha M} d_{\nu}, & d_{\beta M(ac)} = d_{\beta M} d_{\nu} \\ d_{\alpha} = d_{\alpha} \end{cases}$$
(17)

其中, do 为整流级零矢量所对应的占空比。当整流

级零矢量作用时,逆变级开关可为任意矢量所对应的状态,为减少开关次数,可保持逆变级开关状态不变,对于整流级零矢量的选取应以共模电压最小为原则,此时共模电压值为三相输入中某一相的电压值,则可选取绝对值最小的一相所对应桥臂的2个开关导通。

当整流级输出直流电压为 v_{ab} ,即开关 S_{ap} 以及 S_{bn} 闭合时,逆变级的 4 个矢量的作用顺序为 $V_{\beta M}$ \rightarrow $V_{\alpha L} \rightarrow V_{\beta L} \rightarrow V_{\alpha M}$;当整流级输出直流电压为 v_{ac} ,即开关 S_{ap} 和 S_{cn} 闭合时,逆变级的 4 个矢量的作用顺序为 $V_{\alpha M} \rightarrow V_{\beta L} \rightarrow V_{\alpha L} \rightarrow V_{\beta M}$ 。这样保证了在一个调制周期内的开关切换次数为最少,从而降低了开关损耗。整个过程采用双边对称脉冲序列进行调制,此时整流级和逆变级协同调制后的开关动作顺序如图 5 所示,图中 v_{aa} 为零电压,其也可根据不同情况以 v_{bb} 、 v_{cc} 替换。根据图 5,对于共模电压的变化频率而言,在一个调制周期内,所提调制策略中的共模电压共变化了 16 次,而在传统调制策略中,一个调制周期内的共模电压变化了 22 次。

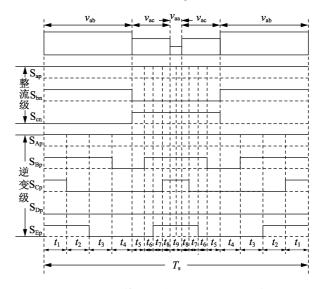


图 5 采用所提策略时的双边脉冲调制示意图

Fig.5 Double-side pulse modulation diagram of proposed strategy

根据式(17)可以得到图 5 中各矢量组合的作用时间分别为 $t_1=0.5d_{\beta M(ab)}$ T_s 、 $t_2=0.5d_{\alpha L(ab)}$ T_s 、 $t_3=0.5d_{\beta L(ab)}$ T_s 、 $t_4=0.5d_{\alpha M(ab)}$ T_s 、 $t_5=0.5d_{\alpha M(ac)}$ T_s 、 $t_6=0.5d_{\beta L(ac)}$ T_s 、 $t_7=0.5d_{\alpha L(ac)}$ T_s 、 $t_8=0.5d_{\beta M(ac)}$ T_s 、 $t_9=d_0T_s$ 。 当整流级开关在切换时,功率开关必须采用适当的换流方式以保证整流级的安全换流。

由于在逆变级进行调制时无零矢量参与,由表 1 可知,共模电压的最大值不会超过 $\sqrt{13}\,V_{\rm im}/5$,而整流级零矢量作用时共模电压最大值不超过 $0.5V_{\rm im}$, 因此,共模电压的瞬时最大值可减小为输入相电压幅值的 $\sqrt{13}/5$ 。

49

3 仿真和实验

3.1 仿真分析

为了验证所提调制方法的有效性和可行性,本文基于 MATLAB/Simulink 及其 S 函数建立了三相-五相双级矩阵变换器的仿真模型。仿真参数如附录中表 B1 所示,仿真结果如图 6—12 所示。

图 6 为 a 相输入电压和输入电流波形,由图可知,输入电流为正弦波,其相位略超前于输入电压,这是由于输入滤波器引起的。图 7 为直流电压 V_{de}

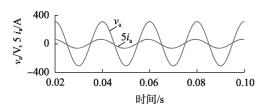


图 6 输入相电压和电流波形

Fig.6 Waveforms of input phase voltage and current

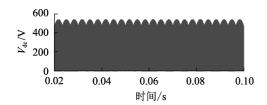


图 7 直流电压 V_{dc} 波形

Fig.7 Waveform of $V_{\rm dc}$

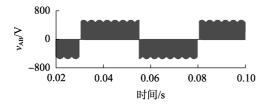


图 8 输出负载线电压 v_{AB}的波形

Fig. 8 Waveform of v_{AB}

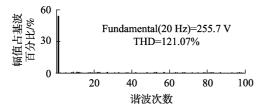


图 9 输出线电压 v_{AB}的频谱

Fig.9 Spectrum of output line voltage v_{AB}

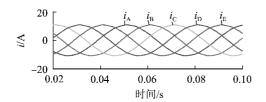


图 10 输出五相负载电流波形

Fig. 10 Waveforms of output five-phase current

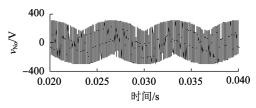


图 11 传统调制策略下的共模电压波形

Fig.11 Waveform of common-mode voltage with conventional strategy

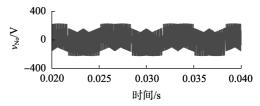


图 12 所提调制策略下的共模电压波形

Fig.12 Waveform of common-mode voltage waveform with proposed strategy

波形,直流电压由 2 个线电压及零电压组成,其最大值为输入线电压峰值。图 8 为输出负载线电压 v_{AB} , 其波形为脉冲波。图 9 为输出负载线电压 v_{AB} 的快速傅里叶变换(FFT)频谱分析图,可见其低次谐波含量较少,高次谐波的存在引起了较大的畸变率。图 10 为五相负载电流,其波形为五相对称正弦波,波形畸变很小。由上可知,该调制策略下输出波形质量较好。

图 11 为采用传统调制策略下输出的共模电压 波形。由图可以看出,共模电压的瞬时最大值为输入相电压幅值,即 $220\sqrt{2}$ V。图 12 为采用本文提出调制策略时输出的共模电压波形。由图可以看出,共模电压瞬时最大值约为 224 V,为输入相电压幅值的 72%(约 $\sqrt{13}/5$)。通过比较图 11 和图 12 的共模电压幅值,可以看出所提调制策略能够有效地抑制五相双级矩阵变换器输出的共模电压,这与理论分析一致。

3.2 实验分析

在仿真分析的基础上,搭建了双级矩阵变换器实验平台进行实验验证和分析。实验平台如附录中图 A4 所示,主电路由 MOSFET(2SK1940)和快恢复二极管(RHR15120)组成,控制电路核心由 DSP(F28335)和 FPGA(XC6SLX9)组成,其中 DSP 完成调制策略的实施,FPGA 主要实现整流级双向开关的安全换流。实验参数如附录中表 B2 所示。

调制比 *m* 为 0.4、0.8 时的实验结果分别如图 13、附录中图 A5 所示。

图 13 为所提调制策略下 m = 0.4 时的实验结果,其中图 13(a)为输出线电压波形,其为高频脉冲波, v_{AB} 与 v_{BC} 间的相位差为 2 π /5;图 13(b)为负载电流波形,由于示波器的限制,采集了四相电流,由图可知,输出电流波形良好,为对称的正弦波形,也反

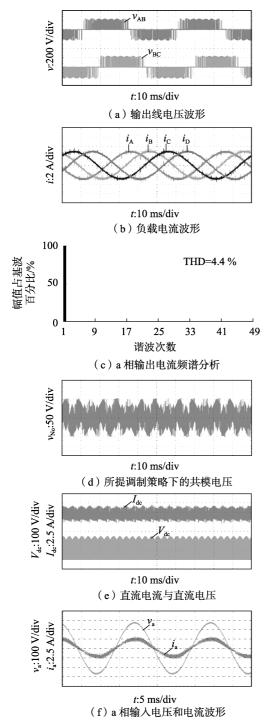


图 13 所提调制策略下 m=0.4 时的实验结果

Fig.13 Experimental results of proposed strategy when m=0.4 映了输出电压基波为对称的正弦波;图 13(c)为 a 相输出电流频谱分析,由图可知输出电流含有较少的低次谐波,畸变率较小;图 13(d)为本文所提调制策略下的共模电压波形,其最大幅值约 $100\ V$,为输入相电压幅值的 70%;图 13(e)为直流电流电压波形,二者均为脉冲波,直流电压最大值为输入线电压峰值;图 13(f)为 a 相输入电压电流波形,输入电流基本为正弦波形,波形畸变较小,且由于输入滤波器的作用,电流略超前电压一定相位。图 14 为传统调

制策略下共模电压波形,其峰值约为 142 V,与输入相电压幅值基本相等,与图 13(d)对比可以发现,本文所提调制策略有效减小了共模电压。

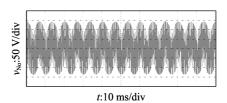


图 14 传统调制策略下的共模电压

Fig.14 Waveform of common-mode voltage with conventional strategy

附录中图 A5 为 m=0.8 时的实验结果,对比可以发现,不同调制比下的输出线电压、共模电压、直流电压以及输入电压的形状和幅值基本相同,但实际上三者的输出线电压的基波幅值和直流电压平均值并不相同。电流波形更好地反映了调制比变化所带来的影响,由图可知,随着调制比的增大,负载电流、直流电流以及输入电流的幅值均有不同程度的提高。由负载电流频谱分析可知,不同调制比下的电流谐波含量基本相同,低次谐波含量较少,THD值基本相等,观察可知,在低调制比时,会有少量的11 次谐波出现。附录中图 A6 为 m=0.6 时的实验结果,所得结果与图 13、A5 基本相同。

综上,实验结果与理论计算、仿真分析的结果基本吻合,验证了本文所提调制策略能够在保证良好的输入输出波形的前提下有效地减小共模电压。

4 结论

本文在传统空间矢量调制策略的基础上,提出了一种逆变级无零矢量的调制方法,该方法能有效降低五相双级矩阵变换器的共模电压,其瞬时最大值减小到输入相电压幅值的√13/5。由于逆变级的调制无零矢量参与,故也减少了五相双级矩阵变换器的开关损耗,且该调制策略适用于0~0.8089范围内的所有调制比。仿真和实验结果验证了所提调制策略的有效性和可行性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] LEVI E, BOJOI R, PROFUMO F, et al. Multiphase induction motor drives—a technology status review [J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(4):489-516.
- [2] SINGH G K. Multi-phase induction machine drive research a survey [J]. Electric Power Systems Research, 2002, 61 (2): 139-147.
- [3] 葛蔷,田兵,孙力,等. 考虑开路运行模式时的五相永磁同步电机 FOC[J]. 电力自动化设备,2018,38(2):192-200. GE Qiang, TIAN Bing, SUN Li, et al. Unified FOC of five-phase permanent magnet motor under open-circuit conditions[J]. Electric



- Power Automation Equipment, 2018, 38(2):192-200.
- [4] 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): 12341246
- [5] DABOUR S M, HASSAN E W, RASHAD E M. Analysis and implementation of space vector modulated five-phase matrix converter [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014,63(8):740-746.
- [6] 金爱娟,刘志嘉,李少龙. 五相双级矩阵变换器[J]. 电力系统及其自动化学报,2009,21(1);59-63.

 JIN Aijuan, LIU Zhijia, LI Shaolong. Five phase two-stage matrix converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2009,21(1);59-63.
- [7] 陈修锋,金爱娟,李少龙. —种新颖的五相矩阵变换器的调制策略及仿真[J]. 电气传动,2009,39(6);23-25. CHEN Xiufeng,JIN Aijuan,LI Shaolong. Novel method of modulation for five-phase matrix converter and simulation[J]. Electric Drive, 2009,39(6);23-25.
- [8] 刘波,贺志佳,金昊. 风电系统双 PWM 变换器直流母线电压控制技术[J]. 东北电力大学学报,2015(2):41-47.

 LIU Bo, HE Zhijia, JIN Hao. DC bus voltage constant control technology in wind power system with dual PWM converter[J]. Journal of Northeast Dianli University,2015(2):41-47.
- [9] NGUYEN T D, LEE H. Development of a three-to-five-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM based on space-vector modulation analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016,63(1):13-24.
- [10] 宋卫章,李希,李敏远,等. 矩阵变换器改进型共模电压抑制方法仿真研究[J]. 系统仿真学报,2015,27(2):255-261. SONG Weizhang,LI Xi,LI Minyuan,et al. Improved strategy to reduce common-mode voltage for matrix converter[J]. Journal of System Simulation,2015,27(2):255-261.
- [11] 张华强,王新生,徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器共模电压的抑制[J]. 电机与控制学报,2006,10(3):242-246.

 ZHANG Huaqiang, WANG Xinsheng, XU Dianguo. Suppression of common-mode voltage for matrix converter based on SVPWM[J]. Electric Machines and Control,2006,10(3):242-246.
- [12] NGUYEN T D, LEE H H. Modulation strategies to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1):129-140.
- [13] FAN Y, WHEELER P W, CLARE J C. Common-mode voltage in matrix converters [C] // 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008 (PEMD 2008). York, UK; IET, 2008: 500-504.
- [14] 张兴,童诚,杨淑英,等. 基于双空间矢量调制的双级矩阵变换 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.
- [15] 李萌. 矩阵变换器共模电压的研究与控制信号窄脉冲的抑制 [D]. 天津:天津大学,2010.
 LI Meng. Common mode voltage and suppression of control signal's
 - LI Meng. Common mode voltage and suppression of control signal's narrow pulse for matrix converter [D]. Tianjin: Tianjin University, 2010.
- [16] 姜艳姝,马洪飞,陈希有,等. 一种新颖的用于减小电机终端共

- 模 dv/dt 的逆变输出滤波器[J]. 电机与控制学报,2002,6(2): 123-127.
- JIANG Yanshu, MA Hongfei, CHEN Xiyou, et al. A novel inverter output filter for reducing motor terminal common-mode dv/dt[J]. Electric Machines and Control, 2002, 6(2):123-127.
- [17] KUME T, YAMADA K, HIGUCHI T, et al. Integrated filters and their combined effects in matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(2):571-581.
- [18] MOHAPATRA K K, MOHAN N. Open-end winding induction motor driven with matrix converter for common-mode elimination [C] // International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems. New Delhi, India; IEEE, 2007; 106-111.
- [19] 粟梅,张关关,孙尧,等. 减少间接矩阵变换器共模电压的改进空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报,2014,34(24):4015-4021.
 - SU Mei, ZHANG Guanguan, SUN Yao, et al. Improved space vector modulation to reduce the common mode voltage for indirect matrix converters $[\ J\]$. Proceedings of the CSEE, 2014, 34 (24): 4015-4021.
- [20] 周娟,魏琛,杨宇,等. 逆变器简化 PWM 算法及抑制共模电压策略[J]. 电工技术学报,2014,29(8):158-165.

 ZHOU Juan,WEI Chen, YANG Yu, et al. Inverter simplified algorithm of PWM and inhibit common-mode voltage strategy [J].

 Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(8):158-165.
- [21] 张瑾. 一种抑制 Z 源逆变器共模电压的 PWM 方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):81-86.

 ZHANG Jin. Common-mode voltage suppression by PWM for Z-source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(6):81-86.
- [22] 颜湘武,肖志恒. 基于空间矢量调制的非隔离型 V2G 系统共模电流抑制[J]. 电力自动化设备,2017,37(9):46-55.
 YAN Xiangwu, XIAO Zhiheng. Common-mode current suppression based on space vector modulation for transformer-less V2G system [J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(9):46-55.
- [23] 唐俊,王铁成,崔淑梅. 五相逆变系统的 SVPWM 实现方法[J]. 电工技术学报,2013,28(7):64-72. TANG Jun, WANG Tiecheng, CUI Shumei. Implementation method of SVPWM for five-phase inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013,28(7):64-72.
- [24] 于飞,张晓锋,李槐树,等. 五相逆变器的空间矢量 PWM 控制 [J]. 中国电机工程学报,2005,25(9):40-46. YU Fei, ZHANG Xiaofeng, LI Huaishu, et al. Space vector PWM contol of five-phase inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25 (9):40-46.

作者简介:



王汝田(1979—),男,山东潍坊人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail:wrtmail@163.com);

赵艳锋(1991—),男,河北承德人,硕士研究生,主要研究方向为矩阵变换器的控制理论与应用(E-mail:zyf_xn@163.com);

母兴军(1987—),男,河南商丘人,硕士研究生,主要研究方向为矩阵变换器的控制理论与应用(E-mail:muxj915@163.com)。

(下转第67页 continued on page 67)



An improved two-phase stationary frame EPLL

ZHANG Guoqing¹, WANG Guizhong², WU Zhiqi³, YU Tongwei³, LI Ziliang³

- (1. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;
- 2. Industrial and Technological Research Institute of HIT(Zhangjiakou), Zhangjiakou 075400, China;
- 3. Electric Power Research Institute of State Grid Liaoning Electric Power Supply Co., Ltd., Shenyang 110006, China)

Abstract: The harmonics, unbalance and DC offsets in grid voltage may cause the periodic ripples in the amplitude, frequency and phase angle estimated by the standard $\alpha\beta$ -EPLL(two-phase stationary frame Enhanced Phase Locked Loop). Especially, the DC offsets may generate the periodic ripples at the fundamental frequency, which is hard to be filtered by the low-pass filter. An improved $\alpha\beta$ -EPLL is proposed, in which two DC offsets detection integrators are introduced in the two-phase inputs side to eliminate the DC offsets and the cascaded delay signal cancellation filters are respectively introduced in the amplitude estimation loop and frequency estimation loop to eliminate the effect of input harmonics and unbalance. The detailed theoretical analysis and experimental results validate the validity and feasibility of the proposed improved $\alpha\beta$ -EPLL.

Key words: non-ideal grid; fundamental information detection; two-phase stationary frame enhanced phase locked loop; DC offset integrator

(上接第51页 continued from page 51)

Modulation strategy of common-mode voltage for five-phase two-stage matrix converter

WANG Rutian, ZHAO Yanfeng, MU Xingjun, WANG Xue, LIU Chuang

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: The mechanism of common-mode voltage of five-phase two-stage matrix converter is analyzed. An approach is proposed to reduce the common-mode voltage of five-phase two-stage matrix converter. The SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) method is adopted at the rectifier stage, and two maximum positive input line voltages and zero voltage are selected to synthetize the DC-link voltage in each input segment. The four-vector SVPWM method is adopted at the inverter stage, and only two maximum and two medium adjacent vectors are selected to synthetize the output reference voltage vector with a certain proportion in each output sector. At the same time, there is no zero voltage vector in the output, and the voltage modulation ratio is regulated by adjusting the modulation factor of rectifier stage. The proposed method not only reduces the common-mode voltage, but also reduces the switching loss.

Key words: five-phase two-stage matrix converter; SVPWM; zero vector; common-mode voltage

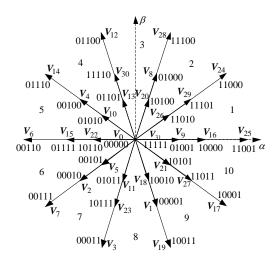


图 A1 五相逆变级基波空间电压矢量分布

Fig. A1 Fundamental space voltage vectors distribution of five-phase inverter stage

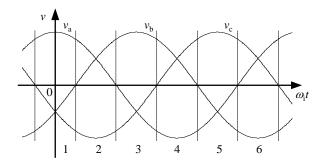


图 A2 输入相电压区间划分图 Fig.A2 Segments of input three-phase voltages.

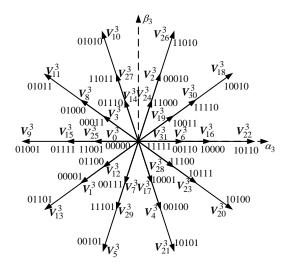


图 A3 五相逆变级三次谐波空间电压矢量分布

Fig. A3 Third harmonic space voltage vectors distribution of five-phase inverter stage

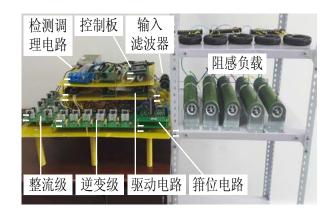


图 A4 五相双级矩阵变换器实验平台 Fig. A4 Experimental platform of five-phase two-stage matrix converter

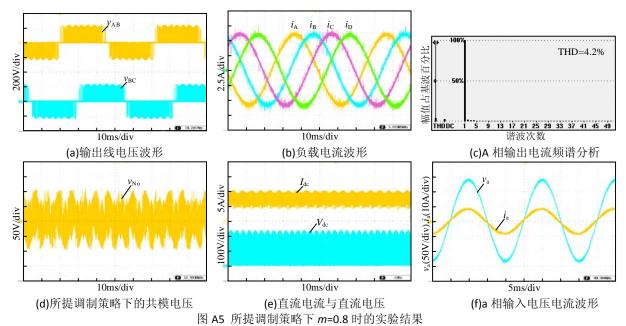


Fig.A5 Experimental results of proposed method when m=0.8

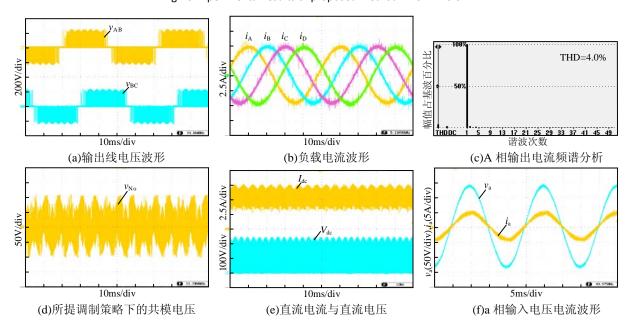


图 A6 所提调制策略下 m=0.6 时的实验结果 Fig. A6 Experimental results of proposed method when m=0.6

表 B1 仿真参数

TableB1 Simulation parameters

rable B1 Simulation parameters				
参数名	参数值			
输入相电压有效值	220V			
输入频率	50Hz			
输出相电压有效值	154V			
输出频率	20Hz			
输入滤波电感	0.2mH			
输入滤波电容	30μF			
负载电阻	20Ω			
负载电感	25mH			

表 B2 实验参数

Table B2 Experimental parameters

Table B2 Experimental parameters				
实验参数名	参数值			
输入相电压有效值	100V			
输入频率	50Hz			
输出频率	20Hz			
输入滤波电感	1mH			
输入滤波电容	20μF			
负载电阻	18Ω			
负载电感	15mH			