

不对称规则采样法 SPWM 矩阵式变换器

范 岩

(潍坊学院 机械工程学院, 山东 潍坊 261041)

摘要: 通过对三相矩阵式 AC-AC 拓扑结构变换电路的分析, 把 AC-AC 九开关式矩阵式变换器等效为虚拟“整流”和“逆变”2 部分; 分析了不对称规则采样法正弦脉冲宽度调制 SPWM(Sine Pulse Width Modulation)波生成原理, 并把不对称规则采样法 SPWM 调制应用于三相 AC-AC 矩阵式变换器。在理论上对这种变换电路推导出了各种条件下的开关组合、各开关组合的通断时序和通断时间计算公式。使用 Matlab/Simulink 对结论进行了仿真, 证明了把不对称规则采样法 SPWM 调制应用于三相 AC-AC 矩阵式变换器是可行的, 应用推导结论可根据需要在矩阵式变换器上生成相位、幅值、频率均可调的三相 SPWM 调制波。

关键词: 不对称规则采样法; SPWM; 矩阵式变换器

中图分类号: TM 921

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)08-0030-03

矩阵式电力变换器(简称矩阵变换器)由于其简单的拓扑结构和诸多的理想特性, 逐渐成为电力变换器研究的热点^[1]。这些特性包括^[1-4]:

- 提供正弦输出电压和产生正弦输入电流;
- 无中间直流环节, 无需较大的滤波电容, 动态响应快;
- 能量可以双向传输;
- 设计适当的调制算法可实现输出电压幅值、频率和输入功率因数的独立控制;
- 采用不同的控制算法, 可分别实现整流器、逆变器、变频器、斩波器等的功能。

因此, 它还有“广义变换器”的别称。本文介绍的三相输入、三相输出矩阵式 AC-AC 变换电路具有简洁的拓扑结构, 各开关均工作于高频 PWM 斩控方式, 可调整输出电压幅值、相位和频率。

1 变换电路工作原理

三相输入、三相输出的交-交矩阵变换器电路拓扑结构如图 1 所示, 其中 $S_{ij}(i, j=1, 2, 3)$ 为 9 个双向开关, 通过对 9 个双向开关的通断状态控制, 可实现对电源电压幅值、相位和频率的变换, 以向负载提供幅值和频率可调的电压和电流。该电路的斩控对象为三相输入中某两相输入相电压的电压差。为获取最大的输入电压利用率及最为平滑的等效输入, 应使三相电压中电压最高和最低两相对应的桥臂工作^[5]。

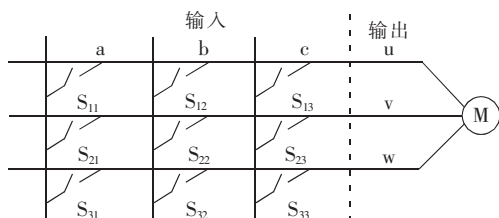


图 1 矩阵式变换器的主电路拓扑

Fig.1 Topology of main circuit of matrix converter

三相输入、三相输出交-交矩阵变换器可等效为如图 2 所示的虚拟“交-直-交”结构^[5-9], 图 2 左半部分为虚拟“整流”部分, 右半部分为虚拟“逆变”部分。

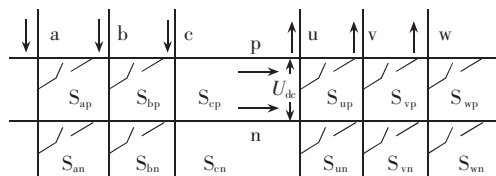


图 2 等效交-直-交电路

Fig.2 The equivalent AC-DC-AC circuit

1.1 虚拟“整流”工作原理

通过图 2 左半部分虚拟“整流”部分的 6 个开关状态的不同组合使虚拟“整流”的输出 U_{dc} 始终为三相电压中最高和最低两相对应桥臂电压差, 6 个开关的不同组合可生成 6 种“整流”状态, 如图 3 所示。相对应的“整流”输出电压和开关状态关系如表 1 所示。表中所列开关为闭状态, 其余开关为开状态。

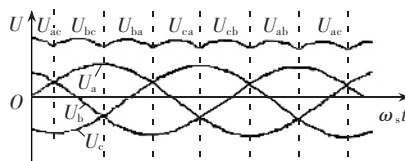


图 3 虚拟直流电压 U_{dc} 和三相输入电压的关系

Fig.3 Relationship between U_{dc} and input voltages

表 1 “整流”开关状态与 U_{dc} 关系

Tab.1 Relationship between switch state of rectifier and U_{dc}

U_{dc}	开关	U_{dc}	开关
U_{ab}	S_{ap}, S_{bn}	U_{ca}	S_{cp}, S_{an}
U_{bc}	S_{bp}, S_{cn}	U_{cb}	S_{cp}, S_{bn}
U_{ba}	S_{bp}, S_{an}	U_{ac}	S_{ap}, S_{cn}

1.2 SPWM 虚拟“逆变”工作原理

虚拟的“逆变”部分可等效为如图 2 右半部分的 6 个开关对直流电压进行调制, 可采用 SVPWM、

SPWM 等调制方式。通过“逆变”部分 6 个开关的不同开关状态的组合可实现输出幅值、相位和频率的可调。双极性 SPWM 调制是指载波三角波 U_c 和正弦参考信号 U_M 是具有正负极性变化的信号,如图 4 所示。

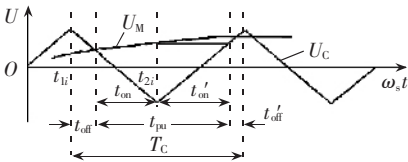


图 4 不对称采样法生成 SPWM 波
Fig.4 SPMW wave generated by asymmetric regular sampling method

调制时,逆变器同一桥臂上下 2 个开关器件交替通断,处于互补的工作状态。当 $U_M > U_c$ 时, S_{jp} 导通, S_{jn} 关断, $U_{jo} = U_{dc} / 2$; $U_M < U_c$ 时, S_{jp} 关断, S_{jn} 导通, $U_{jo} = -U_{dc} / 2$ 。故 $U_{jo} = f_1(t)$ 是在 $+U_{dc} / 2$ 和 $-U_{dc} / 2$ 之间跳变的脉冲波形,其中 $j = u, v, w$ 。对于相位差 $2\pi / 3$ 的三相正弦参考信号与 3 的整数倍频于正弦参考信号的三角形载波调制时可生成 8 种组合的逻辑控制信号^[10-11]。8 种组合的逻辑控制信号相对应的“逆变”部分 6 个开关的不同组合如表 2 所示。其中,控制逻辑信号为 101 代表三相正弦调制参考信号 $U_{MA} > U_c$ 、 $U_{MB} < U_c$ 、 $U_{MC} > U_c$, U_{MA} 、 U_{MB} 、 U_{MC} 为三相相位差 $2\pi / 3$ 正弦调制参考信号,其他组合类推。

表 2 8 种组合的逻辑控制信号与 6 个开关的不同开关状态的组合

Tab.2 Combination of eight logic control signals and six switch states

控制逻辑	开关状态	控制逻辑	开关状态
101	S_{up}, S_{vn}, S_{wp}	010	S_{un}, S_{m}, S_{wn}
110	S_{up}, S_{sp}, S_{mn}	001	S_{un}, S_{m}, S_{wp}
100	S_{up}, S_{vn}, S_{mn}	000	S_{un}, S_{m}, S_{wn}
011	S_{un}, S_{sp}, S_{wp}	111	S_{up}, S_{sp}, S_{wp}

采用不对称规则采样法 SPWM 调制如图 4 所示,由图 4 的几何关系可得:

$$t_{off} = T_c / 4 (1 - m \sin \omega_s t_{1i}) \tag{1}$$

$$t_{on} = T_c / 4 (1 + m \sin \omega_s t_{1i}) \tag{2}$$

$$t'_{off} = T_c / 4 (1 - \sin \omega_s t_{2i}) \tag{3}$$

$$t'_{on} = T_c / 4 (1 + \sin \omega_s t_{2i}) \tag{4}$$

这样,1 周期 (2π) 内第 i 个脉冲的宽度即导通时间为

$$t_{pui} = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{m}{2} (\sin \omega_s t_{1i} + \sin \omega_s t_{2i}) \right] \tag{5}$$

1 周期内第 i 个脉冲的关断时间为

$$t_{offi} = \frac{T_c}{2} \left[1 - \frac{m}{2} (\sin \omega_s t_{1i} + \sin \omega_s t_{2i}) \right] \tag{6}$$

式中 T_c 为三角波的周期; ω_s 为参考信号的角速度; $m = U_{Mm} / U_{cm}$ 为调制系数, U_{Mm} 为参考正弦波幅值, U_{cm} 为载波三角形信号的幅值; $t_{1i} = T_c / 4 + (i - 1) T_c$; $t_{2i} = 3 T_c / 4 + (i - 1) T_c$ ($i = 1, 2, \dots, N_{CM}$); $N_{CM} = f_c / f_M$ 称为调制比, f_c 为载波频率, f_M 为调制波频率。

在本调制中,“逆变”部分的虚拟由 6 段“直流”电压供电,为使调制波严格地对称,本文取 N_{CM} 为 6 的整数倍。

1.3 虚拟“整流”和虚拟“逆变”的合成

根据前面的分析可知,虚拟“整流”有 6 种开关逻辑组合状态可生成最大的“直流”电压,同理虚拟“逆变”有 8 种开关控制逻辑组合。合并虚拟“整流”和虚拟“逆变”,消去中间环节,三相正弦脉冲宽度调制 (SPWM) 调制矩阵式变换器的 9 个双向开关可组合成 48 种开关组。按三相 SPWM 调制规则和输入电压的相位调整 48 种开关组的组合和通断时间可生成频率、相位、幅值任意可调的三相斩波信号。48 种开关组的状态组合如表 3 所示。例如,当输入三相正弦电压 $U_a > U_b, U_b > U_c$ 时,三相线电压中 U_{ac} 的电压差最大,取“整流”电压 $U_{dc} = U_{ac}$,对应“整流”开关 S_{ap}, S_{cn} 导通,当“逆变”部分控制逻辑组合为 101 时,“逆变”部分 S_{up}, S_{vn}, S_{wp} 3 开关导通,合并中间环节,在九开关的矩阵式开关结构中相对应的开关组合为 (S_{11}, S_{23}, S_{31})。其他组合类推。

表 3 48 种开关状态
Tab.3 48 switch states

控制逻辑	“直流”电压					
	U_{ab}	U_{bc}	U_{ba}	U_{ca}	U_{cb}	U_{ac}
101	S_{11}, S_{22}, S_{31}	S_{12}, S_{23}, S_{32}	S_{12}, S_{21}, S_{32}	S_{13}, S_{21}, S_{33}	S_{13}, S_{22}, S_{33}	S_{11}, S_{23}, S_{31}
110	S_{11}, S_{21}, S_{32}	S_{12}, S_{22}, S_{33}	S_{12}, S_{22}, S_{31}	S_{13}, S_{23}, S_{31}	S_{13}, S_{22}, S_{32}	S_{11}, S_{21}, S_{23}
100	S_{11}, S_{22}, S_{32}	S_{12}, S_{23}, S_{33}	S_{12}, S_{21}, S_{31}	S_{13}, S_{21}, S_{31}	S_{13}, S_{22}, S_{32}	S_{11}, S_{23}, S_{33}
011	S_{12}, S_{21}, S_{31}	S_{13}, S_{22}, S_{32}	S_{11}, S_{22}, S_{32}	S_{11}, S_{23}, S_{33}	S_{12}, S_{23}, S_{33}	S_{13}, S_{21}, S_{31}
010	S_{12}, S_{21}, S_{32}	S_{13}, S_{22}, S_{33}	S_{11}, S_{22}, S_{31}	S_{11}, S_{23}, S_{31}	S_{12}, S_{23}, S_{32}	S_{13}, S_{21}, S_{23}
001	S_{12}, S_{22}, S_{31}	S_{13}, S_{23}, S_{32}	S_{11}, S_{21}, S_{32}	S_{11}, S_{21}, S_{33}	S_{12}, S_{22}, S_{33}	S_{13}, S_{23}, S_{31}
000	S_{12}, S_{22}, S_{32}	S_{13}, S_{23}, S_{33}	S_{11}, S_{21}, S_{31}	S_{11}, S_{21}, S_{31}	S_{12}, S_{22}, S_{32}	S_{13}, S_{23}, S_{33}
111	S_{11}, S_{21}, S_{31}	S_{12}, S_{22}, S_{32}	S_{12}, S_{22}, S_{32}	S_{13}, S_{23}, S_{33}	S_{13}, S_{23}, S_{33}	S_{11}, S_{21}, S_{31}

在 1 个 PWM 周期 T_c 内,载波三角波 U_c 和三相正弦参考信号 U_{MA}, U_{MB}, U_{MC} 的关系如图 5 所示。每个 PWM 周期都可按开关控制逻辑组合状态和时序分为 7 段。每段对应的开关组可由开关控制逻辑和最大输入线电压查表 3 得到。

每 T_c 周期开关组合时序及导通时间如图 5 所示。

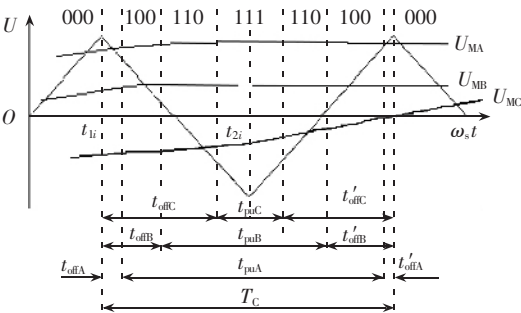


图 5 每 T_c 周期开关组合时序及导通时间
Fig.5 Switch combination sequence and switch on time in T_c period

在图 5 所示的条件下, $U_{MA} > U_{MB} > U_{MC}$,按时序和开关控制逻辑可把这个 PWM 周期分为 7 段,7 段的开关控制逻辑为 $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$,当 U_{ab} 为最大输入线电压时,查表 3 可得相应的开关组及开关组在此 PWM 周期 T_c 内的组合为: (S_{12}, S_{22}, S_{32}) $\rightarrow$ (S_{11}, S_{22}, S_{32}) $\rightarrow$ (S_{11}, S_{21}, S_{32}) $\rightarrow$ (S_{11}, S_{21}, S_{31}) $\rightarrow$ (S_{11}, S_{21}, S_{32}) $\rightarrow$ (S_{11}, S_{22}, S_{32}) $\rightarrow$ (S_{12}, S_{22}, S_{32})。如图 5 所示,可求得每个开关组的导通时间

为: $(t_{\text{offA}}) \rightarrow (t_{\text{offB}} - t_{\text{offA}}) \rightarrow (t_{\text{offC}} - t_{\text{offB}}) \rightarrow (t_{\text{puC}}) \rightarrow (t'_{\text{offC}} - t'_{\text{offB}}) \rightarrow (t'_{\text{offB}} - t'_{\text{offA}}) \rightarrow (t'_{\text{offA}})$ 。由公式(1)~(6),可求出 $t_{\text{offA}}, t_{\text{offB}}, t_{\text{offC}}, t_{\text{puC}}, t'_{\text{offC}}, t'_{\text{offB}}, t'_{\text{offA}}$ 的值。由 1 个 PWM 周期内 7 个开关组的切换情况,可得出在 1 个 PWM 周期内开关的总开关次数为 6 次,每个开关的开关次数为 2 次。其他每个 PWM 周期开关组及其组合可按上述方法推导。

2 系统仿真

本文在 Matlab/Simulink 中采用不对称规则采样法 SPWM 调制建立了仿真模型,仿真模型的主要模块包括电源、SPWM 产生、三相输入电压检测、开关组选通、18 个 IGBT 采用共阴极法组成的 9 个双向开关、调制比计算等模块,仿真时间为 3.0 s,采用固定步长 5×10^{-6} ,ode 4 算法。当输入频率为 40 Hz,输出频率为 60 Hz,调制系数为 1.0,调制比为 60 时,矩阵变换器的输出线电压 U_{uv} 如图 6 所示。输入频率为 100 Hz,输出频率为 50 Hz,调制系数为 0.5,调制比为 42 时,矩阵变换器的输出线电压 U_{uv} 如图 7 所示。

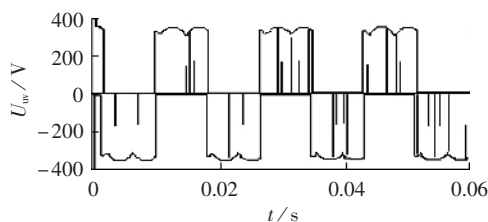


图 6 40Hz、200V 输入,60Hz 输出时线电压 U_{uv}

Fig.6 Waveform of U_{uv} with 40Hz, 200V input and 60Hz output

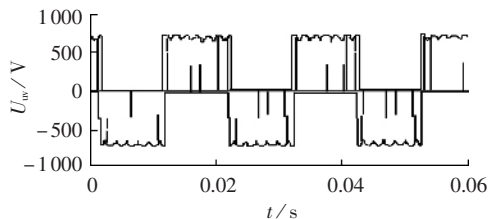


图 7 100Hz、400V 输入,50Hz 输出时线电压 U_{uv}

Fig.7 Waveform of U_{uv} with 100Hz, 400V input and 50Hz output

当带电机模型为异步电机,电机参数为 $N_p=3$, $R_s=4.24 \Omega$, $L_s=4.0 \times 10^{-3} \text{H}$, $R_r=3.25 \Omega$, $L_r=2.0 \times 10^{-3} \text{H}$, $L_m=69.31 \times 10^{-3} \text{H}$, $J=0.02 \text{N} \cdot \text{m}^2$, $P_n=3 \times 746 \text{V} \cdot \text{A}$ 时三相电流仿真分别如图 8、9 所示。

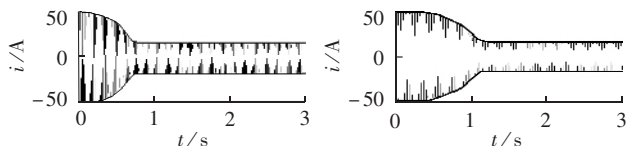


图 8 40Hz、200V 输入,60Hz 输出时三相电流仿真图

Fig.8 Waveforms of three-phase currents with 40Hz, 200V input and 60Hz output

图 9 100Hz、400V 输入,50Hz 输出时三相电流仿真图

Fig.9 Waveforms of three-phase currents with 100Hz, 400V input and 50Hz output

3 结语

从以上仿真中可以看出,通过采用不对称规则采样法 SPWM 调制方法可以实现矩阵变换器的控制,输出频率可以降低也可以升高。与普通逆变器相比,矩阵变换器其线电压波形顶端有明显的正弦交交调制痕迹,带电机负载以后工作正常,波形良好,而且响应快、无超调,稳态性能良好。仿真结果证明了采用不对称规则采样法 SPWM 调制实现矩阵变换器的控制是可行的。

参考文献:

- [1] BLAND M, EMPRINGHARN L, WHEELER P W, et al. Comparison of calculated and measured switching losses in direct AC-AC converters [C] // Power Electronics Specialists Conference. Vancouver: [s.n.], 2001: 1096 - 1101.
- [2] ALESINA A, VENTURINI M GB. Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct AC-AC converters [J]. IEEE Trans on P E, 1989(4): 101 - 112.
- [3] ALESINA A, VENTURINI M GB. Solid state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Trans on Circuit and System, 1981, 28(4): 319 - 330.
- [4] HUBER L, BORJOJEVIC 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.
- [5] HELLE L, LARSEN K B, JORGENSEN A H, et al. Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 158 - 171.
- [6] 庄心复. 交-交型矩阵变换器的控制原理与试验研究 [J]. 电力电子技术, 1994(2): 1 - 6.
- [7] ZHUANG Xin-fu. The control principle and implementation of an AC to AC matrix converter [J]. Power Electronics, 1994(2): 1 - 6.
- [8] NIELSEN P, BLAABJERG F, PEDERSEN J K. Space vector modulated matrix converter with minimized number of switching and a feed-forward compensation of input voltage unbalance [C] // Proceedings of PEDES'96. [S.l.]: IEEE, 1996: 833 - 839.
- [9] 邓文浪, 朱建林, 张林亭. 矩阵变换器空间矢量调制法的优化策略 [J]. 电气传动自动化, 2003, 25(2): 25 - 27.
- [10] DENG Wen-lang, ZHU Jian-lin, ZHENG Lin-ting. Optimization algorithm of space vector modulation on matrix converter [J]. Electric Drive Automation, 2003, 25(2): 25 - 27.
- [11] 陈希有, 陈学允, 韦奇. 改进矩阵变换器在非对称情况下的空间矢量调制策略 [J]. 电工技术学报, 2000, 15(4): 78 - 82.
- [12] CHEN Xi-you, CHEN Xue-yun, WEI Qi. The improvement of space vector modulation strategy for matrix converter under unbalance input voltages [J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2000, 15(4): 78 - 82.
- [13] 李华德. 交流调速系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [14] 吴安顺. 最新实用交流调速系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1991.

(责任编辑: 李 玲)

作者简介:

范 岩 (1969-), 男, 山东潍坊人, 讲师, 硕士研究生, 主要研究方向为变频驱动系统、同步运动控制等 (E-mail: fyan68@mail.dhu.edu.cn)。

Asymmetric regular sampling method SPWM control strategy for matrix converter

FAN Yan

(College of Mechanical Engineering, Weifang University, Weifang 261041, China)

Abstract: Based on the topological analysis of three-phase matrix AC to AC conversion circuit, an AC to AC nine-switch matrix converter is equivalent to virtual rectification part and conversion part. The asymmetric regular sampling method SPWM (Sine Pulse Width Modulation) is studied and then applied in the three-phase matrix AC to AC converter. Switch combinations under different conditions as well as their on-off sequence and on-off time calculation are deduced in theory. Simulation with Matlab/Simulink verifies its feasibility. The deduced strategy can be used to generate three-phase SPWM for matrix converter with tunable phase, amplitude and frequency.

Key words: asymmetric regular sampling method; SPWM; matrix converter