

3 × 4 矩阵变换器的双电压控制策略

王汝田¹, 崔永恒¹, 陈首峰¹, 伏祥运²

(1. 东北电力大学 电气工程学院, 吉林 吉林 132012; 2. 国网连云港供电公司, 江苏 连云港 222004)

摘要: 针对 3×3 矩阵变换器(MC)不能带不平衡负载问题,应用 3×4 MC 拓扑结构,其增加的中线桥臂连接到负载中性点。继承 3×3 MC 的双电压控制方法,并根据其调制过程的分析、推导,得出在不平衡负载情况下,三相桥臂的输出电压中含有零序分量。对中线桥臂单独采用脉宽调制方法,控制负载中性点的电压为相应的零序电压,从而使输出负载电压为三相对称电压。最后应用 MATLAB/Simulink 进行了仿真,仿真结果表明,应用所提出的控制策略,3×4 MC 可以为不平衡负载提供三相对称的电压,验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词: 3×3 矩阵变换器; 3×4 矩阵变换器; 不平衡负载; 双电压控制策略; 脉宽调制; 变换器; 电压控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.12.016

0 引言

矩阵变换器 MC(Matrix Converter)与传统变换器相比具有许多优良的性能和优点,已经成为近年来研究的一个热点^[1-12]。在这些研究文献中,大多数是针对三相输入三相输出的矩阵变换器(3×3 MC)拓扑结构带三相平衡负载进行研究。

随着电力电子技术的快速发展,各种非线性负载的应用越来越普遍,同时在实际中接于三相电源的负载也不一定是平衡负载,所以常要求变换器电源具有对不平衡和非线性负载供电的能力。对于 3×3 MC,当三相负载不平衡时,相电流的不平衡使得负载的中性点电位发生偏移,输出不对称的三相电压,从而影响负载的正常工作。三桥臂的变换器带不平衡负载时,负载电压不对称,有负序和零序电压,对于负序电压可以通过闭环控制来消除,但是对于零序电压却无能为力,这是三桥臂变换器自身拓扑不能克服的^[13-14]。

为了对不平衡负载供电,常用的方法是在 3×3 MC 和负载之间加一个 Δ/Y 接线的变压器,但是其工作在基波频率,体积、重量较大,成本较高,使得 MC 体积小、功率密度高的优点荡然无存,这也使得 MC 的“全硅”概念失去了意义。文献[15-16]采用 3×4 MC 拓扑结构,将其中的一相桥臂(N 相桥臂)直接连接到负载的中性点。文献[15]在双空间矢量调制的基础上,通过 N 相桥臂对负载的中性点电位进行控制,从而可以在不平衡负载的情况下输出三相对称的负载电压。文献[16]把双空间矢量调制方法中逆变级的调制改进为三维空间矢量调制,从而可以对零序电压进行控制,为不平衡负载提供三相对称的电压。

MC 的双电压控制是一种典型的直接控制策

略,与其他控制方法相比,具有如下突出优点:当三相输入电压不对称或含有谐波时,占空比的计算可以自动修正而不需额外的计算量,使输出电压仍然保持为所期望的参考正弦电压。这使得双电压控制策略在实际应用中具有一定的优越性。本文基于 3×3 MC 的双电压控制策略提出了 3×4 MC 的双电压控制策略。

1 3×4 MC 的拓扑结构

3×4 MC 和 3×3 MC 相比多出一相输出桥臂 N,相应地多出了 3 个双向开关,其拓扑结构如图 1 所示。12 个双向开关按照 3×4 的矩阵进行排列,通过双向开关的导通与关断,三相交流输入中的任意一相可以连接至四相交流输出中的任意一相。N 相桥臂可以带负载 Z_N 和 A、B、C 三相构成一个四相系统;也可以直接连接到三相负载的中性点(令 $Z_N=0$),用于控制中性点的电压,使得 A、B、C 三相输出电压波形为任意波形,或者是当三相负载为不平衡或非线性负载时,使得三相负载电压为三相对称电压。本文针对后者情况进行研究。为了分析 3×4 MC 中 N 相桥臂的控制方法,下面先对 3×3 MC 的双电压控制策略作简要介

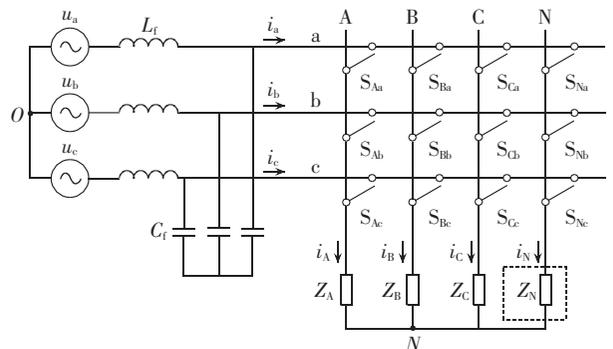


图 1 3×4 MC 的拓扑结构
Fig.1 Topology of 3×4 MC

绍、推导。

2 3×3 MC 的双电压控制策略

图 1 中 N 相桥臂的 3 个开关始终断开,令其负载 $Z_N=0$,则变为 3×3 MC。

假设电网三相输入相电压的表达式为:

$$\begin{cases} u_{a0} = U_{im} \sin(\omega_i t) \\ u_{b0} = U_{im} \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ u_{c0} = U_{im} \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

其中, U_{im} 、 ω_i 分别为输入相电压的幅值和角频率。

由图 1 可知,三相负载的中性点即为 N 点。假设参考三相输出相电压的表达式为:

$$\begin{cases} u_{rAN} = U_{om} \sin(\omega_o t) \\ u_{rBN} = U_{om} \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ u_{rCN} = U_{om} \sin(\omega_o t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

其中, U_{om} 、 ω_o 分别为参考输出相电压的幅值和角频率。

为了对 MC 进行调制,双电压控制策略将 1 个周期 T_s 内的输入、输出电压各分成 6 个区间,分别如图 2 和图 3 所示。

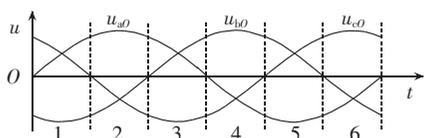


图 2 输入电压区间划分

Fig.2 Partition of input voltage

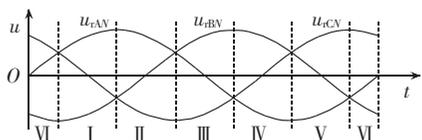


图 3 输出电压区间划分

Fig.3 Partition of output voltage

双电压控制策略^[3]的原理是:在每个输入、输出电压扇区组合内,输出线电压由 2 个具有较大值的输入线电压和零电压采样合成,开关占空比与输入电压的瞬时值成正比,所得到的输出电压局部平均值为所期望的正弦参考电压。

例如输入电压在区间 2、参考输出电压在区间 I 时,2 个具有较大值的输入线电压为 u_{ab} 和 u_{ac} 。参考输出线电压 u_{rAB} 、 u_{rAC} 、 u_{rCB} 均为正值,这里选择被合成的输出线电压为 u_{rAB} 和 u_{rAC} ,因为这样选择可以使 MC 工作过程中具有原点开关^[7],降低开关损耗。根据双电压合成方法的原理,可以得到输出的线电压为:

$$\begin{cases} u_{AB} = d_2 u_{ab} + d_3 u_{ac} + d_1 u_{aa} \\ u_{AC} = e_2 u_{ab} + e_3 u_{ac} + e_1 u_{aa} \end{cases} \quad (3)$$

其中, d_2 、 d_3 、 d_1 和 e_2 、 e_3 、 e_1 分别为输入线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{aa} 在合成输出线电压 u_{AB} 、 u_{AC} 中被利用的占空比,并且有如式(4)所示的关系。

$$\begin{cases} 1 = d_1 + d_2 + d_3 \\ 1 = e_1 + e_2 + e_3 \end{cases} \quad (4)$$

式中的各个占空比根据双电压合成调制策略的原理可以求出,如下所示:

$$\begin{cases} d_2 = -k u_b u_{rAB} \\ d_3 = -k u_c u_{rAB} \\ e_2 = -k u_b u_{rAC} \\ e_3 = -k u_c u_{rAC} \end{cases} \quad (5)$$

$$k = \frac{3}{u_{ab}^2 + u_{bc}^2 + u_{ca}^2} \quad (6)$$

结合 MC 的拓扑结构,由合成公式知道,输出的 A 相始终连接在输入的 a 相上,开关 S_{Aa} 称为原点开关^[7]。在合成输出线电压 u_{AB} 时,只需要在 $d_2 T_s$ 时间段内让输出的 B 相连接到输入的 b 相上,在 $d_3 T_s$ 时间段内让输出的 B 相连接到输入的 c 相上,在 $d_1 T_s$ 时间段内让输出的 B 相连接到输入的 a 相上即可。同样,在合成输出线电压 u_{AC} 时,只需要在 $e_2 T_s$ 时间段内让输出的 C 相连接到输入的 b 相上,在 $e_3 T_s$ 时间段内让输出的 C 相连接到输入的 c 相上,在 $e_1 T_s$ 时间段内让输出的 C 相连接到输入的 a 相上即可。

3 3×4 MC 的双电压控制策略

上述的双电压控制策略可以输出三相对称的线电压,当 3×3 MC 带平衡负载时,三相负载相电压也是对称的。但是当所带负载为非平衡负载时,负载中性点电位偏移,三相负载相电压不再是对称的。这时可以合理控制 3×4 MC 的 N 相桥臂,从而控制负载中性点的电位,使得三相负载相电压为三相对称电压。

为便于从现有的 3×3 MC 往 3×4 MC 扩展,本文继承 3×3 MC 的双电压控制策略,而对中线桥臂进行单独控制。

下面首先分析在双电压控制策略下,输出 A、B、C 三相桥臂对电源中点 O 点的电压情况。

仍然假设输入电压在区间 2,参考输出电压在区间 I,根据上面的原理分析知道,A 相桥臂一直连接在输入 a 相上,由此可以得到:

$$u_{AO} = u_{a0} \quad (7)$$

同样根据调制过程,可以得到 B 相桥臂对 O 点的平均电压为:

$$u_{BO} = d_3 u_{c0} + d_2 u_{b0} + d_1 u_{a0} = d_3 u_{c0} + d_2 u_{b0} + (1 - d_2 - d_3) u_{a0} \quad (8)$$

将式(5)代入化简可得:

$$u_{BO} = u_{a0} - u_{rAB} \quad (9)$$

同样经过分析可以得到 C 相桥臂对 O 点的平均电压为:

$$u_{CO} = e_3 u_{c0} + e_2 u_{b0} + e_1 u_{a0} = u_{a0} - u_{rAC} \quad (10)$$

三相桥臂对 O 点的电压与参考三相负载相电压之差为:

$$\begin{cases} u_{AO} - u_{rAN} = u_{aO} - u_{rAN} \\ u_{BO} - u_{rBN} = u_{aO} - u_{rAB} - u_{rBN} = u_{aO} - u_{rAN} \\ u_{CO} - u_{rCN} = u_{aO} - u_{rAC} - u_{rCN} = u_{aO} - u_{rAN} \end{cases} \quad (11)$$

由上式可以看出,这个差值三相是相等的,即三相桥臂对 O 点的电压中含有零序分量。对于 3×4 MC,只需控制 N 相桥臂,使得负载中性点 N 对 O 点电压等于此零序分量,即:

$$u_{NO} = u_{aO} - u_{rAN} \quad (12)$$

那么实际输出的三相负载相电压即为所希望得到的三相对称电压:

$$\begin{cases} u_{AO} - u_{NO} = u_{AN} = u_{rAN} \\ u_{BO} - u_{NO} = u_{BN} = u_{rBN} \\ u_{CO} - u_{NO} = u_{CN} = u_{rCN} \end{cases} \quad (13)$$

由于电压增益最大为 0.866,即 $U_{om} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} U_{im}$,通过输入、输出电压图(图 2 和图 3),并经过简单的计算可以得到,当输入电压在区间 2、参考输出电压在区间 I 时,有 $u_{NO} = u_{aO} - u_{rAN} \geq 0$ 成立。

用三相输入相电压来合成 N 相桥臂输出电压 u_{NO} :

$$u_{aO} - u_{rAN} = f_3 u_{cO} + f_2 u_{bO} + f_1 u_{aO} \quad (14)$$

其中, f_1 、 f_2 、 f_3 分别为输入相电压 u_{aO} 、 u_{bO} 、 u_{cO} 在合成输出电压 u_{NO} 中被利用的占空比,并且有如下的关系:

$$1 = f_1 + f_2 + f_3 \quad (15)$$

式(14)和(15)可以整理为:

$$u_{rAN} = f_3 u_{ac} + f_2 u_{ab} \quad (16)$$

参照文献[17],令:

$$\begin{cases} f_2 = \alpha(u_{ab} + u_{cb}) \\ f_3 = \alpha(u_{ac} - u_{cb}) \end{cases} \quad (17)$$

代入式(16)得:

$$u_{rAN} = \alpha(u_{ac} - u_{cb})u_{ab} + \alpha(u_{ab} + u_{cb})u_{ac} \quad (18)$$

整理、求解可得:

$$\alpha = \frac{u_{rAN}}{u_{ac}^2 + u_{ab}^2 + u_{cb}^2} \quad (19)$$

代入式(17)并化简整理可得:

$$\begin{cases} f_2 = -k u_{bO} u_{rAN} \\ f_3 = -k u_{cO} u_{rAN} \end{cases} \quad (20)$$

根据上面的推导,在合成输出电压 u_{NO} 时,只需要在 $f_2 T_s$ 时间段内,让输出的 N 相连接到输入的 b 相上(即 S_{Nb} 导通),在 $f_3 T_s$ 时间段内,让输出的 N 相连接到输入的 c 相上(即 S_{Nc} 导通),在 $f_1 T_s$ 时间段内,让输出的 N 相连接到输入的 a 相上(即 S_{Na} 导通)即可。

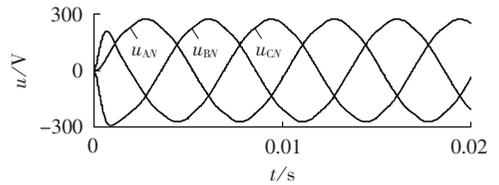
同理,可以推导出在其他输入、输出电压区间时的情况。

4 仿真分析

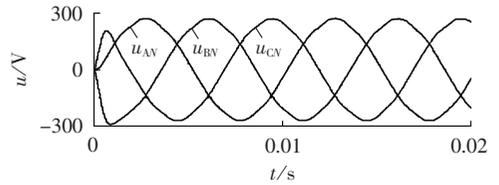
本文基于 MATLAB/Simulink 和 S 函数建立了仿真模型,对 3×4 MC 带不平衡负载和平衡负载情况进行了仿真。仿真参数如下:三相对称输入电压,其相电压峰值为 311 V,频率为 50 Hz,输出三相电压峰值为 269 V(最大输出电压),输出电压频率为 100 Hz;负载 1 为平衡负载,三相电阻负载,阻值为 6 Ω ;负载 2 为不平衡负载,三相电阻负载分别为 12、6、8 Ω ;输出滤波电感、电容分别为 2 mH、24 μ F,开关频率为 20 kHz。仿真结果如图 4—6 所示。

图 4 为平衡负载情况下, 3×3 MC 和 3×4 MC 的输出电压,两波形形状几乎一样,为三相对称正弦波。这说明在平衡负载情况下, 3×4 MC 和 3×3 MC 具有相同的性能。

图 5 为 3×3 MC 带不平衡负载时的输出电压和输出电流。三相输出电压波形是不对称的,其中 A、B 相的电压峰值分别为 324、235 V,都远远偏离了参考输出电压,随着负载不平衡的加剧,其电压不对称程度也会加剧,非常不利于负载的运行。



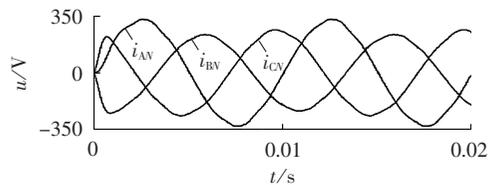
(a) 3×3 MC 三相输出电压



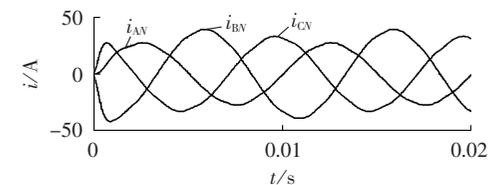
(b) 3×4 MC 三相输出电压

图 4 带平衡负载时的仿真结果

Fig.4 Simulative result with balance load



(a) 三相输出电压



(b) 三相输出电流

图 5 3×3 MC 带不平衡负载时的仿真结果

Fig.5 Simulative result of 3×3 MC with unbalance load

图 6 为 3×4 MC 带不平衡负载时的输出电压和输出电流。经过中线桥臂对负载中性点电压的控制,其三相输出电压基本对称,且幅值接近参考电压幅值,三相幅值分别为 271、269、270 V。这说明在不平衡负载情况下, 3×4 MC 仍然能够为负载提供三相对称的电压,保证各相负载的正常运行。

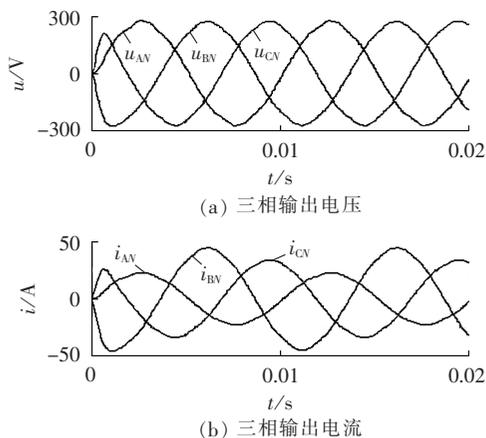


图 6 3×4 MC 带不平衡负载时的仿真结果
Fig.6 Simulative result of 3×4 MC with unbalance load

5 结论

MC 具有优越的性能,但是 3×3 MC 不能带不平衡负载,这限制了 MC 在实际中的应用。本文应用 3×4 MC 拓扑结构,对 3×4 MC 带不平衡负载的情况进行了分析、推导,在此基础上对原 3×3 MC 部分采用双电压控制,对中线桥臂应用脉宽调制进行单独控制,使在调制方法上对 3×3 MC 具有很好的继承性,便于对现有设备的改造。应用 MATLAB/Simulink 进行了仿真,仿真结果验证了本文理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] ALESINA A, VENTURINI M G B. Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Transactions on Circuits and System, 1981, 28(4): 319-330.
- [2] 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): 1234-1246.
- [3] AKIO I, TAKESHI F. A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 38(3): 166-172.
- [4] 王兴伟, 林桦, 余宏武, 等. 矩阵变换器在非正常输入电压下的调制方法 [J]. 电力自动化设备, 2011, 31(1): 19-22.
WANG Xingwei, LIN Hua, SHE Hongwu, et al. Matrix converter modulation with abnormal input voltage [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(1): 19-22.
- [5] 马星河, 赵军营, 汪旭东, 等. 矩阵变换器电流控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2009, 29(2): 56-59.
MA Xinghe, ZHAO Junying, WANG Xudong, et al. Current control strategy of matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 56-59.
- [6] 余宏武, 林桦, 王兴伟, 等. 矩阵变换器的输入电流控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2010, 30(6): 45-49.
SHE Hongwu, LIN Hua, WANG Xingwei, et al. Input current control strategy of matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 45-49.
- [7] 穆新华, 庄心复. 交-交型矩阵变换器的双电压控制原理及波形合成 [J]. 南京航空航天大学学报, 1997, 29(2): 151-157.
MU Xinhua, ZHUANG Xinfu. Two-voltage control principle and waveform synthesis of AC-AC matrix converter [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 1997, 29(2): 151-157.
- [8] 蔡斌军, 刘国荣. 一种带 LCL 滤波器的新型矩阵变换器控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2010, 30(5): 57-62.
CAI Binjun, LIU Guorong. Control strategy of matrix converter with LCL filter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(5): 57-62.
- [9] 杨兴华, 姜建国. 矩阵变换器直接空间矢量调制策略的优化 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(11): 77-82.
YANG Xinghua, JIANG Jianguo. Optimization of direct space vector modulation for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 77-82.
- [10] 王汝田, 严干贵. 矩阵变换器改进的双电压控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 39-43.
WANG Rutian, YAN Gangui. Improved control strategy of double line-to-line voltages for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 39-43.
- [11] 王汝田, 王秀云, 崔永恒. 矩阵变换器的谐波注入 PWM 控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 77-82.
WANG Rutian, WANG Xiuyun, CUI Yongheng. Harmonic injected PWM control strategy for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 77-82.
- [12] 王汝田, 王建勋, 纪延超, 等. 基于补偿函数的 SPWM 矩阵变换器控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2008, 28(4): 37-41.
WANG Rutian, WANG Jianze, JI Yanchao, et al. SPWM control based on compensation function for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(4): 37-41.
- [13] 孙驰, 马伟明, 鲁军勇. 三相逆变器输出电压不平衡的产生机理分析及矫正 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(21): 57-63.
SUN Chi, MA Weiming, LU Junyong. Analysis of the unsymmetrical output voltages distortion mechanism of three-phase inverter and its corrections [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(21): 57-63.
- [14] 彭力, 白丹, 康勇, 等. 三相逆变器不平衡抑制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 174-178.
PENG Li, BAI Dan, KANG Yong, et al. Research on three-phase inverter with unbalanced load [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 174-178.
- [15] 王汝田, 王建勋, 谭光慧, 等. 不平衡负载情况下矩阵变换器的拓扑改进及控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(36): 33-39.
WANG Rutian, WANG Jianze, TAN Guanghui, et al. Improvement of matrix converter's topology and study on its control strategy

under unbalance load [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28 (36):33-39.

[16] 王汝田,王建勋,纪延超,等. 3×4 矩阵变换器[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(4):96-101.

WANG Rutian, WANG Jianze, JI Yanchao, et al. 3×4 matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(4): 96-101.

[17] 陈希有,丛树久,陈学允. 双电压合成矩阵变换器特性与电压扇区的关系分析 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9):63-67.

CHEN Xiyou, CONG Shujiu, CHEN Xueyun. The analysis of the relationship between the voltage sectors and the performances

of matrix converter based on two-voltage synthesis[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9):63-67.

作者简介:



王汝田

王汝田(1979—),男,山东潍坊人,副教授,博士,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);

伏祥运(1977—),男,江苏赣榆人,高级工程师,博士,研究方向为电力系统分析与控制、电力系统电能质量分析与控制。

Strategy of double line-to-line voltages control for 3×4 matrix converter

WANG Rutian¹, CUI Yongheng¹, CHEN Qiufeng¹, FU Xiangyun²

(1. Electrical Engineering College, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China;

2. State Grid Lianyungang Power Supply Company, Lianyungang 222004, China)

Abstract: As the 3×3 MC(Matrix Converter) can't carry unbalance load, the topological structure of 3×4 MC is applied, which connects the neutral point of load to the added midline bridge. The strategy of double line-to-line voltages control for 3×3 MC is inherited and the analysis and deduction of its modulation process show that, the output voltages of three-phase bridges with unbalance load have the zero-sequence components. The pulse width modulation is applied to the midline bridge alone to control the neutral point voltage of load as the corresponding zero-sequence voltage, which makes the outputs of three-phase load voltage symmetric. Simulation model is built with MATLAB/Simulink and the simulative results show that, the 3×4 MC with the proposed control strategy provides symmetric three-phase voltage for the unbalance load, verifying its correctness and effectiveness.

Key words: 3×3 matrix converter; 3×4 matrix converter; unbalance load; double line-to-line voltages control strategy; pulse width modulation; electric converters; voltage control

(上接第 75 页 continued from page 75)

Fault identification scheme for wide-area backup protection

WANG Yan, JIN Jing, JIAO Yanjun

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: Based on the wide-area information, a fault identification scheme with centralized structure is proposed for the backup protection, which detects the faulty zone according to the component ranks of three sequences and identifies the faulty element based on the directional and longitudinal differential principle. Its startup mode ensures the protection sensitivity of short circuit fault with high transition resistance, its fault zone partition method reduces the fault search range while covers all fault elements properly, and its fault identification algorithm detects both simple and complex faults of line and bus quickly and precisely. The fault identification strategy is proposed for the refuse-to-act of breakers and the information loss of one line or one station. Simulations are carried out based on the parameters and operational section of Southern Hebei Power Network and the simulative results verify the rationality and validity of the proposed scheme.

Key words: electric power systems; wide-area backup protection; relay protection; centralized structure; sequence component; information loss; failure analysis