

非正常工况下矩阵整流器的前馈模糊补偿控制

王志平^{1,2,3}, 谢运祥¹, 杨 坤², 罗 敏⁴

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641; 2. 广东省自动化研究所, 广东 广州 510070;

3. 中国科学院 云计算产业技术创新与育成中心, 广东 东莞 523808;

4. 广东电网公司 电力科学研究院, 广东 广州 510600)

摘要: 在分析了三相输入电压正常工况下矩阵整流器的输入电流空间矢量调制算法后, 针对输入电压在非正常工况下将会对输出直流电压波形产生影响的问题, 提出一种带前馈模糊补偿控制策略的输入电流空间矢量调制算法, 通过检测和实时计算电压矢量的模并与正常值进行比较, 采用模糊控制动态调整当前控制周期的调制系数, 保证输出电压的稳定。详细介绍了该补偿策略的工作原理, 建立仿真模型和研制试验样机, 仿真和实验结果验证了补偿控制策略的可行性和有效性。

关键词: 矩阵整流器; 电流空间矢量调制; 前馈控制; 模糊控制; 非正常工况; 补偿

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.05.015

0 引言

矩阵整流器是一种由三相-三相矩阵变换器演化而来的降压型三相 AC-DC 变换器, 具有矩阵变换器的能量双向流动、正弦输入电流、高功率因数、不需要直流储能元件、体积小等优点^[1-3]。矩阵整流器可以单独应用于大功率直流电源用于直流传动领域, 也可以作为间接矩阵整流器用于风力发电系统^[4]。

在三相输入电压平衡的条件下, 矩阵变换器的控制策略主要有直接变换法、间接变换法和滞环电流跟踪法等, 但是实际电网电压常常会出现不平衡状态, 上述部分算法的约束条件受到破坏, 导致输出直流电压出现高次谐波电压^[5-8], 因此需要进行相应改进。针对三相输入电压不平衡和瞬时跌落情况, 很多文献做了大量的研究并提出降低矩阵变换器输出谐波的方法。文献[9]提出了一种适用于三相输入电压不平衡条件下的基于扇区可变和瞬时值计算的通用电流空间矢量调制(SVM)算法。文献[10]提出一种新的非正常输入电压表示方法及抗扰分量概念, 通过在整流调制矢量中引入抗扰分量来提高双级矩阵变换器的输出波形质量。文献[11]针对矩阵整流器在输入电源畸变的情况, 提出一种滑模变结构控制策略, 对网侧和负载侧干扰表现出较强的不敏感性和鲁棒性。

目前针对三相输入电压不平衡或跌落情况所采用的控制策略主要集中在反馈控制, 但有些情况不

可能或不容易获得直流输出电压值形成反馈(如矩阵变换器采用间接传递函数法, 其中的虚拟整流就不能检测其直流输出电压; 双级矩阵变换器的整流级只需要保证输出直流电压基本稳定提供逆变级即可), 就不能或不需要采用上述方法。文献[12-13]针对电网电压三相不平衡和瞬时跌落 2 种情况, 提出一种前馈补偿策略, 通过计算实测输入三相电压的模与给定值进行比较, 动态调整调制系数保证输出电压稳定。文献[14-15]提出基于正弦脉宽调制(SPWM)的前馈补偿方案, 通过检测线电压包络, 对三角波载波进行预调制, 在 SPWM 输出脉冲的宽度上给予补偿。

在对上述文献研究的基础上, 文章提出一种采用前馈模糊补偿方法, 它利用输入电压实测值的模与正常情况下三相输入电压的模进行比较得到偏差及偏差变化率, 通过模糊控制得到调制系数的增量, 使开关状态的占空比能根据输入电压的畸变情况及时得到调整, 减少非正常工况对直流输出电压的影响。最后通过仿真和实验验证该方法的可行性和有效性。

1 矩阵整流器电流空间矢量调制

三相 AC-DC 矩阵整流器拓扑结构如图 1 所示。其中, u_a 、 u_b 和 u_c 为矩阵整流器输入电压; u_o 为输出直流电压。

在输入电压正相序时, 满足输出线路不开路和输入相间不短路的安全换流条件下, 矩阵整流器有 9 种开关状态, 对应 6 个有效矢量 $I_1—I_6$ 和 3 个零矢量 $I_7—I_9$, 其输入电流矢量如图 2 所示。图中, 电流空间矢量旁的括号表示开关状态, 如 $I_1(ac)$, 开关状态“ac”表示输出正端 P 与输入 a 相联接, 输出负端 N 与输入 c 相联接。

矩阵整流器输入电流空间目标矢量 I_{ref} 由输入电流矢量合成, 在复平面内以输入电压的频率逆时针

收稿日期: 2013-12-11; 修回日期: 2014-04-02

基金项目: 广东省科技计划项目(2012B010400007); 广州市珠江科技新星专项资助项目(2012J2200042)

Project supported by the Science and Technology Planning Project of Guangdong Province(2012B010400007) and the Pearl River New Star Science and Technology Foundation of Guangzhou City(2012J2200042)

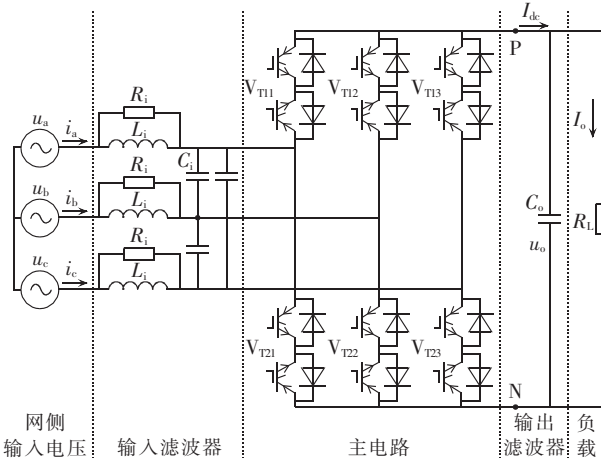


图 1 矩阵整流器拓扑图

Fig.1 Topology of matrix rectifier

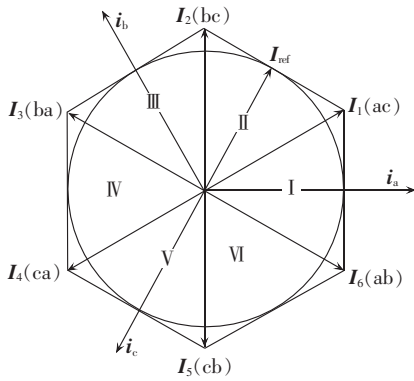


图 2 输入相电流空间矢量图

Fig.2 Space vector diagram of input current

匀速转动。其在不同扇区内由相邻的 2 个矢量合成。假设在某一时刻需要合成电流矢量 I_{ref} , 它由 I_α 和 I_β 合成, 其中 I_{ref} 与 I_α 的夹角为 θ , 且 $\theta \in [0^\circ, 60^\circ]$, 如图 3 所示。波形合成公式为:

$$I_{ref} = \frac{T_\alpha(\theta)}{T_s} I_\alpha + \frac{T_\beta(\theta)}{T_s} I_\beta + \frac{T_0(\theta)}{T_s} I_0 \quad (1)$$

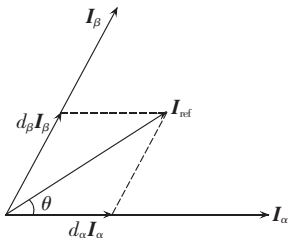


图 3 目标电流矢量的合成

Fig.3 Synthesis of target input current vector

由伏秒平衡原理和三角形边长计算公式可知:

$$\frac{d_\alpha(\theta)}{\sin(60^\circ - \theta)} I_\alpha = \frac{d_\beta(\theta)}{\sin \theta} I_\beta = \frac{T_s}{\sin 120^\circ} I_{ref} \quad (2)$$

由式(1)和式(2)联立, 可得:

$$d_\alpha(\theta) = \frac{T_\alpha(\theta)}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|I_{ref}|}{|I_\alpha|} \sin(60^\circ - \theta) = m \sin(60^\circ - \theta) \quad (3)$$

$$d_\beta(\theta) = \frac{T_\beta(\theta)}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|I_{ref}|}{|I_\beta|} \sin \theta = m \sin \theta \quad (4)$$

$$d_0(\theta) = \frac{T_0(\theta)}{T_s} = 1 - d_\alpha(\theta) - d_\beta(\theta) \quad (5)$$

式(1)~(5)中, T_s 、 $T_\alpha(\theta)$ 、 $T_\beta(\theta)$ 和 $T_0(\theta)$ 分别为一个 PWM 调节周期的时间、 I_α 在一个 PWM 周期内的作用时间、 I_β 在一个 PWM 周期内的作用时间和零矢量的作用时间; $d_\alpha(\theta)$ 、 $d_\beta(\theta)$ 和 $d_0(\theta)$ 分别为 I_α 、 I_β 和 I_0 矢量在一个 PWM 周期内的占空比; m 为调制系数。

文献[16]指出在一个开关周期内输出直流电压的平均值为:

$$U_{PN} = \frac{3}{2} m U_{im} \cos \varphi_i \quad (6)$$

其中, U_{im} 为输入相电压的幅值; φ_i 为输入电流相对输入电压的相位差。

2 三相输入电压非正常工况分析

矩阵整流器的输入电压非正常工况主要包括: 输入三相电压不平衡、输入电压幅值瞬时跌落、输入电压波形非正弦和输入电压瞬时断电[16]。本文主要针对输入三相电压不平衡和瞬时跌落进行分析。

2.1 三相输入电压不平衡

三相输入电压不平衡是指矩阵整流器输入侧三相电网电压的幅值不相等。根据对称分量法原理, 三相输入电压不平衡可以分解为正序分量 U_P 和负序分量 U_N 之和:

$$U_{iPh} = U_P + U_N = \begin{bmatrix} U_{pm} \cos(\omega_i t + \alpha) \\ U_{pm} \cos(\omega_i t - 120^\circ + \alpha) \\ U_{pm} \cos(\omega_i t + 120^\circ + \alpha) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{nm} \cos(\omega_i t + \beta) \\ U_{nm} \cos(\omega_i t + 120^\circ + \beta) \\ U_{nm} \cos(\omega_i t - 120^\circ + \beta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, ω_i 为输入电压的角速度; U_{pm} 和 α 分别为正序分量 U_P 的幅值和电流与电压的相位差; U_{nm} 和 β 分别为负序分量 U_N 的幅值和电流与电压的相位差。

文献[10]对 TSMC 整流级的空间矢量调制进行分析, 推导出三相 AC-DC 矩阵整流器的整流调制变换矩阵为:

$$\Psi_{ref} = m \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, φ_i 为输入电流相对输入电压的相位差; m 为调制系数。将式(7)和式(8)代入式(6)得:

$$U_{PN} = \Psi_{ref}^T U_{iPh} = \frac{3}{2} m U_{pm} \cos(\varphi_i + \alpha) + \frac{3}{2} m U_{nm} \cos(2\omega_i t - \varphi_i + \beta) \quad (9)$$

由式(9)可知,当输入三相电压不平衡时,矩阵整流器输出的电压除了有期望的直流输出电压外,还有一个 2 倍于输入电压频率的纹波。

2.2 三相输入电压跌落

电压跌落也称电压暂降、电压骤降或电压凹陷,是指供电电压在短时间突然下降又回升恢复的现象,其持续时间大多为 $\frac{1}{2}$ 周期至数秒。设电网电压跌落时,每相幅值均降低到正常值乘以 k ($0 \leq k \leq 1$),则三相输入电压可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = k U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据式(6)可知一个开关周期内输出电压的平均值为:

$$U_{PN} = \frac{3}{2} m k U_{im} \cos \varphi_i \quad (11)$$

从式(11)可知,当输入侧电压幅值跌落时,矩阵整流器输出电压幅值也同比例下降。相应地,在负载不变的情况下,矩阵变换器输出电流的幅值也会随之跌落。

3 矩阵整流器前馈模糊补偿控制策略

3.1 前馈补偿原理

根据式(6)以及第 2 节分析,在输入三相电压不平衡或幅值瞬时跌落时,矩阵整流器的输出直流电压随之变化,不再保持为恒定值。由式(6)和式(8)可知,通过调节输入电流空间矢量的调制系数 m ,可以对输出直流电压加以补偿,使矩阵整流器的输出直流电压恒定。本文所研究的矩阵整流器本质上与矩阵变换器虚拟直流一致,根据文献[16],将三相输入电压从三相静止坐标系通过 Clark 变换转换到两相静止坐标系。

$$\begin{bmatrix} u_{i\alpha} \\ u_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$U_{PN} = \sqrt{u_{i\alpha}^2 + u_{i\beta}^2} \quad (13)$$

其中, $u_{i\alpha}$ 和 $u_{i\beta}$ 为经过 Clark 变换后两相静止坐标系下的输入电压。

当输入三相电压不平衡或幅值瞬时跌落时, U_{PN} 不恒定(三相平衡下输入电压的模 U_{PN}^* 为恒定值),可以通过补偿控制算法实时调节空间矢量调制系数,以保证输出直流电压的恒定(如图 4 所示),补偿公式为:

$$m_{cp} = m + \Delta m \quad (14)$$

其中, m 为初始设定未经补偿的调制系数; m_{cp} 为补偿后的空间矢量调制系数; Δm 为动态调整的调制系

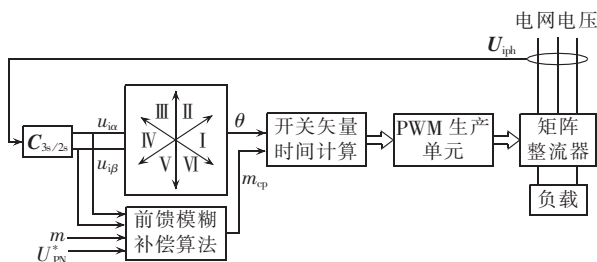


图 4 矩阵整流器前馈模糊补偿控制策略

Fig.4 Feedforward fuzzy compensation control of matrix rectifier

数增量,它根据输入电压的模的偏差及偏差变化率通过模糊推理得到。

将式(14)中的 m_{cp} 代替式(6)中的 m ,得:

$$U_{PN} = \frac{3}{2} m U_{im} \cos \varphi_i + \frac{3}{2} \Delta m U_{im} \cos \varphi_i \quad (15)$$

如图 5 所示, u_a, u_b 和 u_c 是三相输入平衡电压, u_{ar} 为 a 相电压跌落后的电压。在三相平衡情况下,根据式(3)计算出 a 相调制的瞬时占空比为 $d_a(\theta)$,其作用时间 $T_a(\theta) = d_a(\theta) T_s$ 。 T_a 作用时间内, u_a 与 u_c 波形所围成的面积的平均值就是作用电压输出的平均值(如图 5 中 d_a 所示)。当电压跌落为 u_{ar} 时, T_a 作用时间内, u_{ar} 与 u_c 波形所围成的面积比正常值少,因此其平均输出电压也就比正常情况少。通过计算得到实测电压作用的平均值与理论计算的平均值,采用前馈模糊控制策略调整当前 PWM 控制周期的调制系数,从而调整作用时间使实测电压和作用时间所围成的面积接近理论值,保证输出电压的基本稳定性。同时由式(6)可得,输出电压的最大平均值是输入电压幅值的 1.5 倍。当实测电压的最大平均值 U_{PNR} 大于或等于要求电压的平均值时,该控制策略才能够发挥作用。

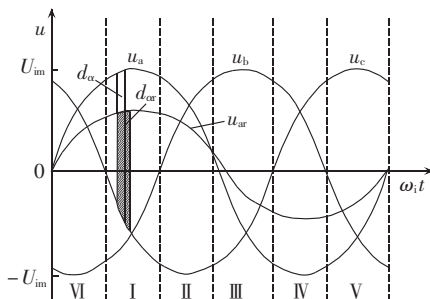


图 5 三相输入电压不平衡示意图

Fig.5 Sketch diagram of imbalanced three-phase input voltage

3.2 模糊控制器设计

无论是经典控制理论还是现代控制理论都需要建立系统的精确数学模型,而模糊控制无需精确的数学模型即可由微处理器执行控制功能,可高效地综合专家的经验知识,具有较好的动态性能和鲁棒性,可对非正常工况下的矩阵整流器实现令人满意的

控制效果^[17-18]。

根据第 2 节三相输入电压非正常工况分析可知,当输入电压瞬时跌落时其输出直流电压按比例下降;而三相输入不平衡时其输出直流电压有 2 倍于输入电压频率的纹波。由于其产生的机理及效果不同,初始设计时采用统一的模糊控制规则,结果发现难以取得平衡,主要问题在于三相不平衡的误差在 10% 以内,但是瞬时电压跌落所产生的误差为 10%~90%。经过多次仿真获得经验后,在控制器的设计时采用多模态设计,通过偏差 e 的大小来判断所采用的模态。其原理框图如图 6 所示,图中 k_e 、 $k_{\Delta e}$ 、 $k_{\Delta m}$ 分别表示偏差 e 量化因子、偏差变化率 Δe 量化因子和调制系数增量 Δm 的比例因子。通过实时检测三相输入相电压的实测值,进行 Clark 变换然后求取其空间矢量的模 U_{PN} 与正常情况下由三相输入电压所计算的 U_{PN}^* 进行比较得到偏差 e 。三相输入不平衡模态时,采用模糊控制其输入量为偏差 e 和偏差变化率 Δe ,输出量为调制系数补偿增量 Δm ,然后计算出最后补偿后的调制系数为 m_{cp} 。输入电压瞬时跌落模态时,只需要将偏差 e 与正常情况下由三相输入电压所计算的 U_{PN}^* 相除,然后与初始值 m 相加后乘以一个修正系数后可得到补偿后的调制系数为 m_{cp} 。

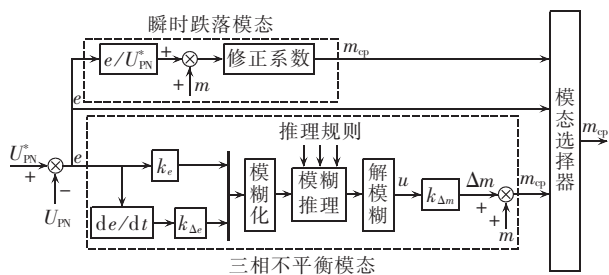


图 6 模糊控制原理框图

Fig.6 Schematic diagram of fuzzy control

根据《电能质量三相电压允许不平衡度》(GB/T 15543—1995)不平衡度不超过 4%,假设平衡度在 10% 以内;瞬时电压跌落的范围为原来的 10%~90%,设初始的调制系数为 0.5,所以电压跌落的范围为原来的 50%~90%。以上述要求为目标设计模糊控制器,如图 6 所示。从图 6 可以看出,该模糊控制器与常规模糊控制器的区别主要在于它工作在 2 种模态:三相不平衡模态和瞬时跌落模态。通过模态选择器来选通输出的通道,其中以 U_{PN}^* 和 U_{PN} 的差在 10% 以内选通三相不平衡模态,否则选通电压瞬时跌落模态。控制器的输入和输出的模糊论域均为 $\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$,模糊语言集为 $\{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$ 。由于该模糊控制为前馈控制,没有将控制的结果进行反馈,所以在模糊规则的设计方面有别于传统的设计。本文所设计的模糊规则以偏差 e 为主、偏差变化率 de/dt 为辅,模糊

控制器隶属度采用三角形隶属度函数。在瞬时跌落模态,由式(11)可知有较强的线性,采用 e/U_{PN}^* 后与初值相加然后乘以一个修正系数即可得到 m_{cp} 。

模糊控制规则实质上是将实际控制过程中的经验加以总结而得出的模糊条件语句的集合。对于二维模糊控制系统的模糊推理语句一般采用“If A and B then C”来描述,通过绘制一个三维坐标图来表现模糊补偿控制器的输出与输入之间的关系,如图 7 所示,横坐标 e 和 e_c 分别表示误差和误差变化率,纵坐标表示模糊控制器输出控制量 u 的曲面。由图 7 可以看出随着信号的加大,控制面呈现波动形状,表现为电网三相不平衡扰动时模糊控制器的非线性特性。

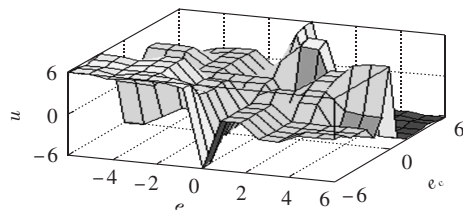


图 7 模糊控制器控制面

Fig.7 Surface of fuzzy controller

通过模糊推理得到的结果是一个模糊集合,但实际模糊控制系统所需要的控制信号必须是精确量。本文采用重心法(也称力矩法)作为解模糊方法,它具有比较平滑的推理控制,即对应输入信号的微小变化,其推理结果也会发生一定变化。其输出变量的隶属函数为离散单点集时,则为:

$$\Delta m = \frac{\sum x_i \mu_N(x_i)}{\sum \mu_N(x_i)} \quad (16)$$

其中, x_i 为输出模糊集元素; $\mu_N(x_i)$ 为元素 x_i 在模糊集合上的隶属度。

4 仿真与实验分析

为了验证本控制策略的可行性和有效性,设计并制作了矩阵整流器仿真和实验平台,控制系统框图如图 4 所示。

4.1 仿真分析

仿真条件如下:三相正常工况下;三相非正常工况下无前馈模糊补偿;三相非正常工况下采用前馈模糊控制。对这 3 种条件下的仿真和实验进行对比分析。

仿真参数为:正常工况下交流电源 60 V/50 Hz,非正常工况时各相串联负相序幅值为 6 V(不平衡度为 10%),功率管开关频率 10 kHz,输入滤波器电感 $L_1 = 0.3$ mH,电容 $C_1 = 10$ μ F,输出滤波器电容 $C_2 = 100$ μ F,实验平台的负载电阻 100 Ω 。在仿真中设定调制系数 m 的初始值为 0.5,负载输出电压期望值为 63.64 V。仿真结果如图 8 所示。

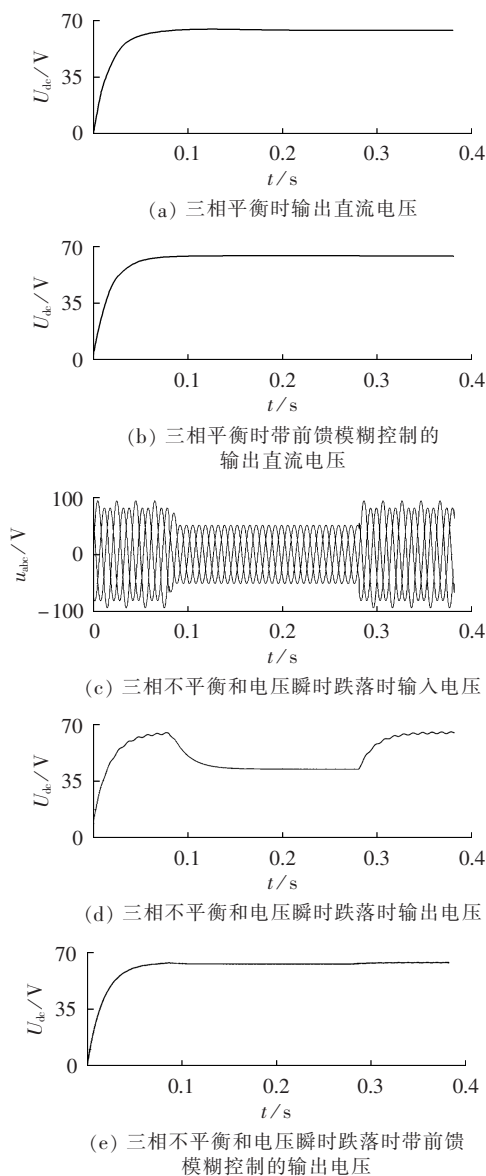


图 8 矩阵整流器仿真波形

Fig.8 Simulative waveforms of matrix rectifier

a. 三相平衡时,输出电压的理论值为 63.64 V。图 8(a)为三相输入平衡时采用输入电流空间矢量调制算法得到的仿真输出直流电压为 63.5 V,仿真结果与理论值基本相符。启动 0.08 s 后达到稳定状态,输出电压稳定。

b. 三相输入平衡时采用以输入电流空间矢量调制算法为基础外加前馈模糊控制得到的仿真输出如图 8(b)所示,其直流电压为 63.5 V。通过图 8 的(a)和(b)对比可知,在三相输入电压平衡情况下,是否外加前馈模糊控制对输出的直流电压没有太大影响。

c. 图 8(c)为三相不平衡和电压瞬时跌落输入电压,其中 0~0.08 s 和 0.28~0.38 s 区间为正相序交流电源 60 V/50 Hz 串联负相序交流电源 6 V/50 Hz; 0.08~0.28 s 为交流电源 36 V/50 Hz(电压跌落为原来的 60%)。图 8(d)为采用输入电流空间矢量调制

算法得到的输出波形图。从图 8(d)可以看出:在三相输入不平衡时有明显 2 倍于输入电压频率的纹波,其峰峰值为 1.3 V;在输入电压瞬时跌落为 36 V 时输出直流电压降为 38 V 左右,与理论值相符(理论值为 38.2 V),下降了 40.29%。

d. 图 8(e)为在图 8(c)的输入条件下,采用以输入电流空间矢量调制算法为基础外加前馈模糊控制得到的仿真输出直流电压波形图。从图 8(e)可以看出:在三相输入不平衡时输出直流电压为 63.3 V,纹波峰峰值为 0.15 V,与图 8(d)相比纹波明显减少;在输入电压瞬时跌落为 36 V 时输出直流电压 62 V,下降了 2.58%。

从仿真的结果可以看出,在三相输入平衡时,是否外加前馈模糊补偿对输出直流电压基本没有影响;在三相输入不平衡或电压瞬时跌落时,采用前馈模糊补偿后输出电压的动静态性能明显优于不外加该控制策略。

4.2 样机实验分析

与仿真参数一致,建立了一台矩阵整流器实验样机,矩阵整流器实验平台由主电路、输入输出滤波电路、驱动电路及其保护电路、控制系统电路、输入输出采样电路组成,根据电气强弱电分开和电气工程设计原则,实验样机设计为层式结构,驱动电路及其保护电路为功率开关器件提供驱动控制信号和过流短路保护;输入输出采样电路采用差分电路设计,并进行信号调理;所有电路的直流电源均采用隔离电源供电;控制系统电路为美国 TI 公司的 TMS320F28335 型 DSP 和 Altera 公司的 EP4CE6 型 FPGA,前者实现电流空间矢量调制算法和各种智能控制算法,后者执行一步换流策略和各种保护策略,包括输入输出过流、过压欠压等保护设计。网侧采用三相调压器串联单相调压器模拟网侧电压不平衡,通过串联 2 个三相调压器模拟电压跌落等非正常工况。实验结果如图 9 所示。当三相输入平衡时,调制系数为 0.8,输出波形如图 9(c)所示,输出电压平均值为 70 V,与理论值 72 V 接近,纹波较少。当三相输入不平衡时,输出波形如图 9(d)所示,纹波较大而且输出的平均电压约为 80 V,大于理论值。在固定的调制系数情况下,各电流空间矢量的占空比固定,由于输入电压 a 相电压增加导致输出电压的平均值大于预期的电压,针对三相输入不平衡采用前馈模糊控制策略后输出电压波形如图 9(e)所示,输出电压与理论值基本相同,而且纹波相对较少。输入电压瞬时跌落时,只采用输入电流空间矢量调制算法,其调制系数为 0.5,其输出波形如图 9(f)所示,输出直流电压将按比例跌落。采用图 6 所示的控制原理之后,输出电压波形如图 9(g)所示,输出直流电压没有明显变化。由于硬件实验条件有限,不能进行一些复杂的实验,但基本的实验结果与仿真结果大体一致。

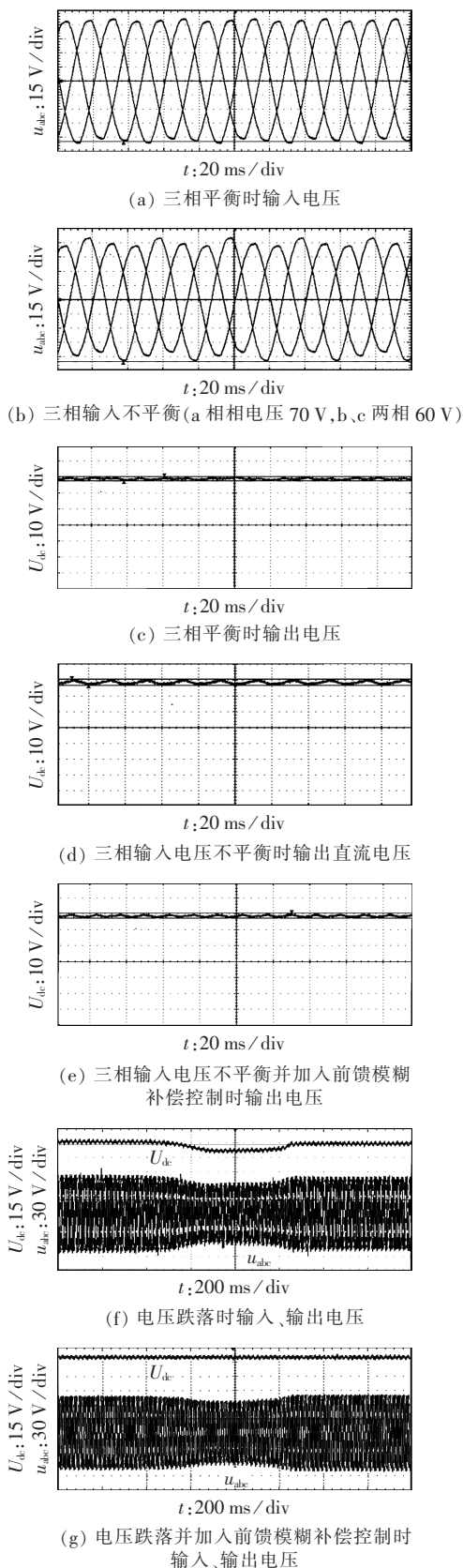


图 9 矩阵整流器实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of matrix rectifier

5 结论

在矩阵整流器电流空间矢量调制中增加前馈模

糊补偿的控制策略,能够得到接近期望值的输出波形。在网侧三相输入电压不平衡和电压跌落时,采用带前馈模糊补偿的控制策略能够抑制输出直流电压的脉动,保持直流输出电压的稳定,使负载能正常工作。仿真和实验结果验证了控制策略的可行性和有效性。

参考文献:

- [1] DONAL G,HOLME S,THOMA S A. Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1992,7(1):240-249.
- [2] WHEELER P W,RODRIGUEZ J,CLARE J C,et al. Matrix converters:a technology review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2002,4(2):276-288.
- [3] RODRIGUEZ J,RIVERA M,KOLAR J W,et al. A review of control and modulation methods for matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(1):58-70.
- [4] 杨喜军,叶芃生,蔡文,等. 矩阵整流器开关函数算法与电流空间矢量调制算法的研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(24):43-49.
- [5] YANG Xijun,YE Pengsheng,CAI Wen,et al. Investigation on switching function algorithm and current SVM algorithm of matrix rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(24):43-49.
- [6] 杨喜军,龚幼民,叶芃生. 矩阵变换器的理论与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2010:124-154.
- [7] 王汝田,王秀云,崔永恒. 矩阵变化器的谐波注入 PWM 控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):77-82.
- [8] WANG Rutian,WANG Xiuyun,CUI Yongheng. Harmonic injected PWM control strategy for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(8):77-82.
- [9] 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.
- [10] 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] 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.
- [12] YANG Xinghua,JIANG Jianguo. Optimization of direct space vector modulation for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):77-82.
- [13] 杨喜军,王建全,张彦国,等. 矩阵整流器电流 SVM 算法的仿真分析[J]. 系统仿真学报,2007,19(5):1072-1077.
- [14] YANG Xijun,WANG Jianquan,ZHANG Luanguo,et al. Simulation analysis on current SVM algorithm of matrix rectifier[J]. Journal of System Simulation,2007,19(5):1072-1077.
- [15] 邓文浪,杨欣荣,朱建林,等. 非正常输入情况下双级矩阵变换器调制策略的改进[J]. 电工技术学报,2007,22(1):96-107.
- [16] DENG Wenlang,YANG Xinrong,ZHU Jianlin,et al. Improvement of modulation strategy for two-stage matrix converter under abnormal input voltages[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(1):96-107.
- [17] 刘晓,张庆范,侯典立. 矩阵式整流器的滑模变结构控制[J]. 电工技术学报,2013,28(4):149-164.
- [18] LIU Xiao,ZHANG Qingfan,HOU Dianli. Sliding mode variable structure control of matrix rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(4):149-164.
- [19] 孙凯,黄立培,松瀚贡规. 矩阵式变换器在非正常工况的补偿控

- 制[J]. 清华大学学报:自然科学版,2007,47(7):1093-1096.
- SUN Kai,HUANG Lipei,MATSURE Kouki. Compensation control of matrix converter for abnormal working conditions [J]. Journal of Tsinghua University:Science and Technology,2007,47(7):1093-1096.
- [13] 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.
- [14] 吴保芳,权建洲,吴胜华,等. 非正常输入条件下 SPWM 矩阵变换器的前馈补偿控制[J]. 电工技术学报,2005,20(12):24-29.
- WU Baofang,QUAN Jianzhou,WU Shenghua,et al. Control strategy and implementation of matrix converter with current control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(12):24-29.
- [15] 权建洲,吴保芳,孙容磊,等. 基于前馈补偿的 SPWM 矩阵变换器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(5):88-94.
- QUAN Jianzhou,WU Baofang,SUN Ronglei,et al. A compensation method for SPWM matrix converter based on feed-forward control[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(5):88-94.
- [16] 孙凯,周大宁,梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007:79-102.
- [17] 高峰,徐大平,吕跃刚. 大型风力发电机组的前馈模糊-PI 变桨距控制[J]. 动力工程,2008,28(4):537-542,588.
- GAO Feng,XU Daping,LÜ Yuegang. Feedforward fuzzy-PI pitch-control for large-scale wind turbines[J]. Journal of Power Engineering,2008,28(4):537-542,588.
- [18] 诸静. 模糊控制理论与系统原理[M]. 北京:机械工业出版社,2005:208-288.

作者简介:



王志平

王志平(1978-),男,广东东莞人,副研究员,博士研究生,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:wzping.email@gmail.com);

谢运祥(1965-),男,湖南邵阳人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力电子及电力传动。

Feedforward fuzzy compensation control of matrix rectifier in abnormal conditions

WANG Zhiping^{1,2,3}, XIE Yunxiang¹, YANG Kun², LUO Min⁴

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. Guangdong Institute of Automation, Guangzhou 510070, China;

3. Cloud Computing Industrial Technology Innovation and Incubation Center, Chinese Academy of Sciences, Dongguan 523808, China;

4. Power Science Research Institute, Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510600, China)

Abstract: The input current SVM(Space Vector Modulation) algorithm of matrix rectifier in normal conditions is analyzed and its affect on the output DC voltage waveform in abnormal conditions is studied, aiming at which, an input current SVM algorithm with feedforward fuzzy compensation control is proposed. The modulus of voltage vector is measured, calculated and compared with the normal value in real time, according to which, the modulation coefficient of present control cycle is dynamically adjusted by the fuzzy control to keep the output voltage stable. The operating principle of the proposed compensation strategy is analyzed in detail, and the simulation model and experimental prototype of matrix rectifier are established. Simulative and experimental results verify the feasibility and effectiveness of the proposed compensation control strategy.

Key words: matrix rectifier; current space vector modulation; feedforward control; fuzzy control; abnormal condition; compensation