

单相模块化多电平矩阵式变流器 AC/AC 同频变换桥臂能量控制方法研究

雷 鸣^{1,2}, 李耀华^{1,2}, 李子欣^{1,2}, 徐 飞¹, 王 平¹

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:在电气化铁路牵引供电领域,单相 AC/AC 变换具有广泛的需求。模块化多电平变流器由于其模块化的结构、优良的输出电压波形、无需变压器等优点,在中高压大容量电能变换领域得到了广泛应用。采用 AC/DC/AC 变换方式的模块化多电平背靠背式变流器需要的功率模块数多、成本高;采用 AC/AC 变换方式的模块化多电平矩阵式变流器在输入输出电压同频时各桥臂能量容易发散,应用场合受限。本文针对单相模块化多电平矩阵式变流器,对其同频变换时的运行特性进行了理论分析。通过理论分析,得到了桥臂能量稳定条件,并进一步提出了一种桥臂能量均衡控制方法。通过 MATLAB/Simulink 的仿真实验,验证了桥臂能量稳定条件的正确性和所提出控制方法的有效性。

关键词:模块化多电平变流器;模块化多电平矩阵式变流器;单相 AC/AC 变换;同频变换;桥臂能量控制

DOI: 10.12067/ATEEE1702034 文章编号: 1003-3076(2018)02-0001-08 中图分类号: TM72

1 引言

目前电气化铁路牵引供电系统多采用异相分段供电方式。异相分段供电方式所导致的机车过分相问题制约着高速、重载铁路运输的发展^[1]。同时,异相分段供电方式所引起的牵引变电所网侧电能质量问题,尤其是负序问题,也越来越突出^[2]。近些年相关学者提出了同相供电技术^[3-5],为解决以上问题提供了新的思路。

同相供电的实现依赖于可进行交交变换的变流器。作为近些年发展起来的新型变流器,模块化多电平变流器(Modular Multilevel Converter, MMC)因其模块化的结构、电压等级/容量的易扩展性、优良的输出电压波形质量、无需变压器等优点,在中高压大容量电能变换领域得到了广泛应用^[6-11]。根据变换过程是否存在直流环节,进行交交变换的 MMC 总体可分为采用 AC/DC/AC 变换方式的背靠背式

MMC 和采用 AC/AC 变换方式的模块化多电平矩阵式变流器(Modular Multilevel Matrix Converter, MMMC)。和背靠背式 MMC 相比,MMMC 直接进行交交变换,具有更高的效率和更低的成本,因此获得了越来越多的关注。根据不同的变换需求,MMMC 有三相 MMMC^[12,13]、单相 MMMC^[14]、三相-单相 MMMC^[15]三种基本的拓扑。相关文献的研究表明,三相 MMMC 在同频变换时,各桥臂能量容易发散^[16,17]。单相 MMMC 在同频变换时是否也存在类似问题,现有文献鲜有研究。

为此,本文首先针对单相 MMMC 在同频变换时的运行特性进行了理论分析,并推导得到了同频变换时每个桥臂能量稳定的条件。本文进一步提出了一种桥臂能量控制方法,以使变流器同频变换时各桥臂能量稳定且桥臂间能量均衡。计算机仿真结果验证了理论分析结果的正确性和所提出控制方法的有效性。

收稿日期: 2017-02-21
基金项目: 国家自然科学基金项目(51507167)
作者简介: 雷 鸣 (1990-), 男, 陕西籍, 博士研究生, 研究方向为模块化多电平变流器、柔性直流输电技术等;
李耀华 (1966-), 男, 河南籍, 研究员, 博导, 博士, 研究方向为电力电子变流技术、电机分析与控制技术。

2 单相 MMC 拓扑及工作原理

2.1 变流器拓扑

单相 MMC 拓扑如图 1 所示。单相 MMC 包含四个桥臂,每个桥臂由若干功率子模块和一个电感串联构成。功率子模块采用全桥拓扑,包含四个 IGBT、四个反并联二极管和一个电容。功率子模块根据各 IGBT 的导通关断信号,可以输出正电容电压、零、负电容电压三种电平。每个桥臂所有功率子模块输出电压之和即为该桥臂输出电压。

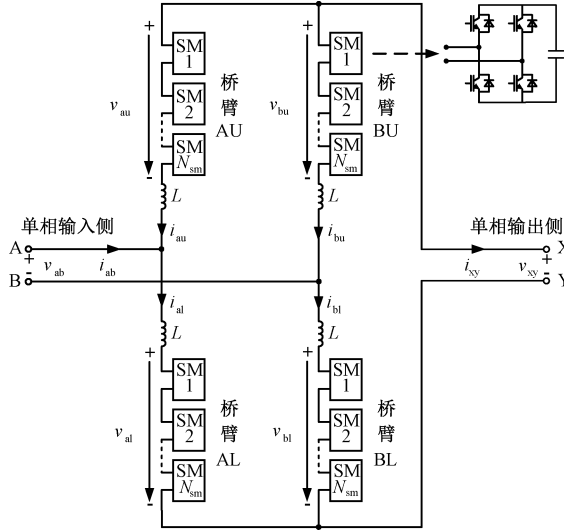


图 1 单相 MMC 电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of single-phase MMC

2.2 工作原理

图 1 中,A、B 为单相 MMC 的输入端,X、Y 为单相 MMC 的输出端,各电压、电流正方向如图 1 所示。由文献 [15] 可知,忽略桥臂电阻,单相 MMC 输入侧、输出侧电路方程为:

$$L \frac{di_{ab}}{dt} = v_{ab} - \frac{v_{al} - v_{au} + v_{bu} - v_{bl}}{2} \quad (1)$$

$$L \frac{di_{xy}}{dt} = \frac{v_{au} + v_{al} + v_{bu} + v_{bl}}{2} - v_{xy} \quad (2)$$

式中, v_{ab} 为输入侧电压; i_{ab} 为输入侧电流; v_{xy} 为输出侧电压; i_{xy} 为输出侧电流; v_{au} 、 v_{al} 、 v_{bu} 、 v_{bl} 分别为桥臂 AU、AL、BU、BL 输出电压; L 为桥臂电感。

为保证相间无环流,要求

$$v_{au} + v_{al} = v_{bu} + v_{bl} \quad (3)$$

为使每相桥臂输入侧等效电动势幅值相等,要求

$$v_{al} - v_{au} = v_{bu} - v_{bl} \quad (4)$$

因此,桥臂 AU、AL、BU、BL 参考电压 v_{au_ref} 、

v_{al_ref} 、 v_{bu_ref} 、 v_{bl_ref} 取为:

$$v_{au_ref} = v_{bl_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} - \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (5)$$

$$v_{al_ref} = v_{bu_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} + \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (6)$$

式中, e_{ab_ref} 为输入侧电动势参考值; e_{xy_ref} 为输出侧电动势参考值。忽略调制误差,桥臂输出电压等于桥臂参考电压,即

$$v_{au} = v_{au_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} - \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (7)$$

$$v_{al} = v_{al_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} + \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (8)$$

$$v_{bu} = v_{bu_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} + \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (9)$$

$$v_{bl} = v_{bl_ref} = \frac{e_{xy_ref}}{2} - \frac{e_{ab_ref}}{2} \quad (10)$$

将式(7)~式(10)代入式(1)、式(2),得

$$L \frac{di_{ab}}{dt} = v_{ab} - e_{ab_ref} \quad (11)$$

$$L \frac{di_{xy}}{dt} = e_{xy_ref} - v_{xy} \quad (12)$$

由式(11)、式(12)可知,通过调节 e_{ab_ref} 即可控制输入侧电流 i_{ab} ,通过调节 e_{xy_ref} 即可控制输出侧电流 i_{xy} 。在相间无环流的情况下,桥臂 AU、AL、BU、BL 电流 i_{au} 、 i_{al} 、 i_{bu} 、 i_{bl} 为:

$$i_{au} = i_{bl} = -\frac{i_{xy}}{2} - \frac{i_{ab}}{2} \quad (13)$$

$$i_{al} = i_{bu} = -\frac{i_{xy}}{2} + \frac{i_{ab}}{2} \quad (14)$$

3 单相 MMC 同频变换运行特性

为了便于分析和理解单相 MMC 在 AC/AC 同频变换时的稳态运行特性,假设

$$e_{ab_ref} = \sqrt{2}V_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (15)$$

$$i_{ab} = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \theta_1 + \varphi_1) \quad (16)$$

$$e_{xy_ref} = \sqrt{2}V_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (17)$$

$$i_{xy} = \sqrt{2}I_2 \cos(\omega t + \theta_2 + \varphi_2) \quad (18)$$

由式(7)、式(13)、式(15)~式(18)得桥臂 AU 输出电压 v_{au} 和电流 i_{au} 为:

$$v_{au} = \frac{\sqrt{2}V_2 \cos(\omega t + \theta_2)}{2} - \frac{\sqrt{2}V_1 \cos(\omega t + \theta_1)}{2} \quad (19)$$

$$i_{au} = -\frac{\sqrt{2}I_2 \cos(\omega t + \theta_2 + \varphi_2)}{2} - \frac{\sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \theta_1 + \varphi_1)}{2} \quad (20)$$

由于桥臂 AU 输出电压 v_{au} 和电流 i_{au} 均为同频交流量,可得桥臂 AU 吸收有功 P_{au} 为:

$$P_{au} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{4} - \frac{V_2 I_2 \cos \varphi_2}{4} + \frac{V_1 I_2 \cos(\varphi_2 + \delta_\theta)}{4} - \frac{V_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \delta_\theta)}{4} \quad (21)$$

式中, $\delta_\theta = \theta_2 - \theta_1$, 为输出侧电动势参考值与输入侧电动势参考值相位差。同理可得桥臂 AL、BU、BL 吸收有功 P_{al} 、 P_{bu} 、 P_{bl} 为:

$$P_{al} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{4} - \frac{V_2 I_2 \cos \varphi_2}{4} - \frac{V_1 I_2 \cos(\varphi_2 + \delta_\theta)}{4} + \frac{V_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \delta_\theta)}{4} \quad (22)$$

$$P_{bu} = P_{al} \quad (23)$$

$$P_{bl} = P_{au} \quad (24)$$

桥臂 BU 吸收有功与桥臂 AL 相同,桥臂 BL 吸收有功与桥臂 AU 相同。

为使桥臂能量稳定,要求各桥臂吸收有功功率均为零,由式(21)~式(24)即得单相 MMC 桥臂能量稳定条件为:

$$V_1 I_1 \cos \varphi_1 - V_2 I_2 \cos \varphi_2 = 0 \quad (25)$$

$$V_1 I_2 \cos(\varphi_2 + \delta_\theta) - V_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \delta_\theta) = 0 \quad (26)$$

稳定条件式(25)要求输入侧吸收有功功率等于输出侧发出有功功率,稳定条件式(26)要求输入侧电动势和电流的幅值、相位与输出侧电动势和电流的幅值、相位满足特定数量关系。

为更好地理解稳定条件式(25)、式(26),定义 MMC 输入侧吸收有功为 P_1 、吸收感性无功为 Q_1 ,系统输出侧发出有功为 P_2 、发出感性无功为 Q_2 ,忽略调制误差和桥臂电感上压降,则

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (27)$$

$$Q_1 = -V_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (28)$$

$$P_2 = V_2 I_2 \cos \varphi_2 \quad (29)$$

$$Q_2 = -V_2 I_2 \sin \varphi_2 \quad (30)$$

由式(27)~式(30),稳定条件式(25)、式(26)可表示为:

$$P_1 = P_2 \quad (31)$$

$$(P_2 - \eta^2 P_1) \cos \delta_\theta + (Q_2 + \eta^2 Q_1) \sin \delta_\theta = 0 \quad (32)$$

式中, $\eta = V_2/V_1$ 。

式(31)、式(32)表明,为使桥臂能量稳定,系统输入有功需等于输出有功,同时系统输入、输出的有

功、无功存在耦合,需满足特定数量关系。

以下考虑几种特殊运行工况对稳定条件式(25)、式(26)、式(31)、式(32)进行阐释。

(1) 输出侧电动势参考值与输入侧电动势参考值幅值相等、相位滞后 $-\pi/4$, 输出侧接纯阻性负载,输入侧功率因数为 1 时,可知 $V_1 = V_2 \neq 0$, $\delta_\theta = \theta_2 - \theta_1 = -\pi/4$, $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, 由稳定条件式(25)可得 $I_1 = I_2 \neq 0$, 此时稳定条件式(26)也同时得到满足。另一方面,由于 $\eta = V_2/V_1 = 1$, $\delta_\theta = -\pi/4$, $Q_1 = Q_2 = 0$, 从式(31)、式(32)也可以得到一致的结论,即当单相 MMC 运行于这种工况时,各桥臂不吸收、也不发出有功,桥臂能量将保持稳定。

(2) 输出侧电动势参考值与输入侧电动势参考值幅值相等、相位超前 $\pi/2$, 输出侧接纯感性负载,输入侧功率因数为 1 时,可知 $V_1 = V_2 \neq 0$, $\delta_\theta = \theta_2 - \theta_1 = \pi/2$, $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = -\pi/2$, 由稳定条件式(25)可得 $I_1 = 0$, $I_2 \neq 0$, 此时稳定条件式(26)将无法得到满足。另一方面,由于 $\eta = V_2/V_1 = 1$, $\delta_\theta = \pi/2$, $Q_1 = 0$, $Q_2 \neq 0$, 从式(31)、式(32)也可以得到一致的结论,即当单相 MMC 运行于这种工况时,各桥臂将持续吸收或发出有功,导致各桥臂能量发散。实际上,在大多数运行工况下稳定条件式(26)或式(32)均难以达到。

总结以上分析可知,单相 MMC 进行 AC/AC 同频变换时各桥臂电压和电流均为同频交流量,若不采取任何控制措施,在大多数运行工况下,桥臂能量将自发地发散,表现为桥臂子模块电容电压将持续升高或降低。

4 桥臂能量控制方法

桥臂子模块电容电压稳定是变流器正常工作的前提。为使单相 MMC 在 AC/AC 同频变换时桥臂子模块电容电压稳定,需要进行桥臂能量控制。本文提出一种桥臂能量控制方法,通过分别控制网侧电流的有功分量和无功分量使各桥臂能量保持稳定、桥臂间能量保持均衡。提出的方法采用双闭环控制,其中外环控制器对变流器所有子模块电容电压平均值、各桥臂子模块电容电压平均值之差进行控制,内环控制器对输入侧电流进行闭环控制。桥臂稳定条件式(25)、式(26)、式(31)、式(32)在负反馈控制的过程中将自动满足。

控制系统框图如图 2 所示。通过锁相环获得输入侧电压同步相角 θ_u , 由四个桥臂子模块电容电压

平均值 $u_{sm_ave_au}$ 、 $u_{sm_ave_al}$ 、 $u_{sm_ave_bu}$ 、 $u_{sm_ave_bl}$ 得到所有子模块电容电压平均值 $u_{sm_ave_comm}$ 和各相上下桥臂子模块电容电压平均值之差 $u_{sm_ave_diff}$ 。 $u_{sm_ave_comm}$ 相对于子模块电容电压参考值的误差经过 PI 控制器生成输入侧电流有功分量参考值 $i_{ab_d_ref}$ ， $u_{sm_ave_diff}$ 相对于参考值零的误差经过 PI 控制器生成输入侧电流无功分量参考值 $i_{ab_q_ref}$ ，由 $i_{ab_d_ref}$ 、 $i_{ab_q_ref}$ 和 θ_v 生成输入侧电流参考值 i_{ab_ref} 。输入侧电流相对于参考值 i_{ab_ref} 的误差经过 PR 控制器后与前馈项 v_{ab} 相加，生成输入侧电动势参考值 e_{ab_ref} ， e_{ab_ref} 再和给定的输出侧电动势参考值 e_{xy_ref} 一起生成四个桥臂的参考电压。此外，为了消除电容电压二倍频波动对控制系统性能的影响，在外环控制器中加入了中心频率为 100Hz 的带阻滤波器。

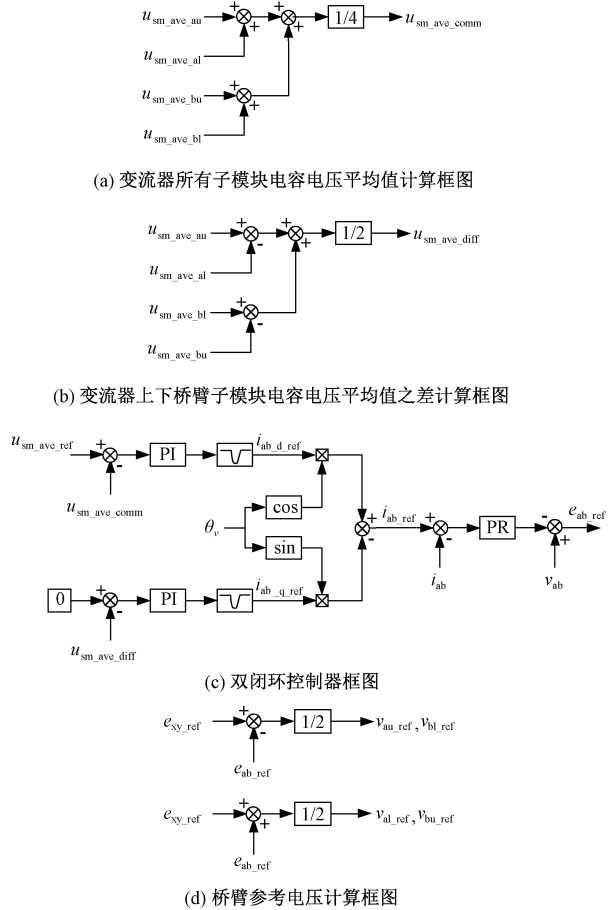


图 2 控制系统框图

Fig. 2 Control-system block diagram

变流器桥臂子模块采用脉宽调制方式和基于电容电压排序的均压方式。当桥臂电压参考值与桥臂电流同号时，将桥臂子模块按照电容电压由低到高的顺序投入；当桥臂电压参考值与桥臂电流异号时，

将桥臂子模块按照电容电压由高到低的顺序投入。

5 仿真验证

为了验证理论分析得到的桥臂能量稳定条件的正确性，以及本文桥臂能量控制方法的有效性，利用 MATLAB/Simulink 搭建了单相 MMC 仿真电路，如图 3 所示。仿真参数如表 1 所示。

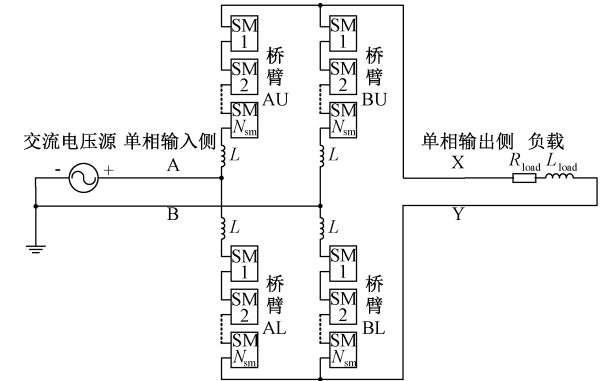


图 3 仿真电路图

Fig. 3 Simulation circuit diagram

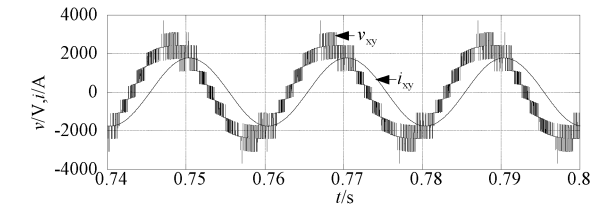
表 1 单相模块化多电平矩阵式变流器仿真参数

| Tab. 1 Single-phase MMC simulation parameters | |
|---|-----------|
| 参数 | 数值 |
| 交流电压源电压有效值/V | 2000 |
| 变流器额定输出电压有效值/V | 2000 |
| 变流器额定容量/(MV·A) | 3 |
| 每个桥臂子模块数 | 4 |
| 子模块电容电压额定值(参考值)/V | 900 |
| 子模块电容容值/mF | 25 |
| 桥臂电阻值/mΩ | 10 |
| 桥臂电感值/mH | 1 |
| 负载阻抗/Ω | 1 + j0.94 |
| 载波频率/kHz | 5 |

5.1 稳态仿真结果

采用第 4 节所述桥臂能量控制方法，单相 MMC 进入稳态后的仿真结果如图 4 所示。

由图 4(a) 可以看出，稳态时单相 MMC 输出侧电压为带脉宽调制的多电平波形。由于输出侧接阻感性负载，输出侧电流相位滞后于输出侧电压。



(a) 输出侧电压、电流稳态波形

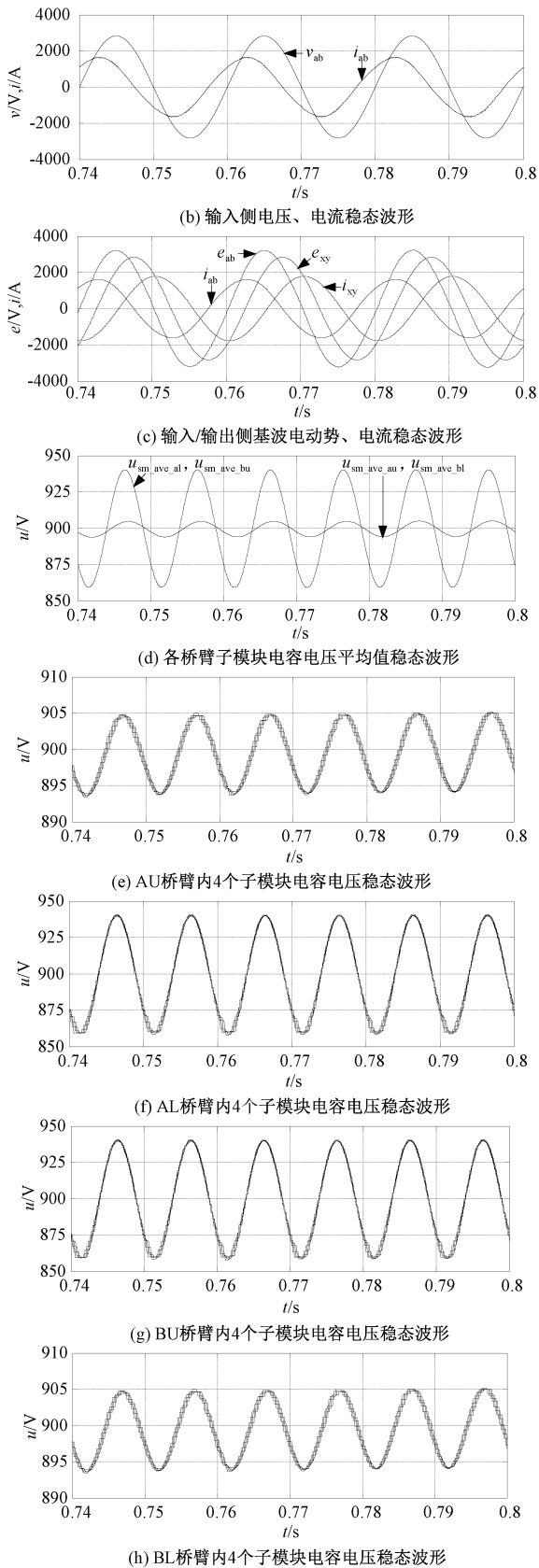


图4 稳态仿真结果

Fig. 4 Simulation steady state results

由图4(b)可以看出,由于桥臂能量控制方法的作用,稳态时单相 MMC 输入侧电流相位超前于输入侧电压。

图4(c)为利用锁相环提取的单相 MMC 输入/输出侧电动势和电流的基波波形。为了验证在稳态时,单相 MMC 桥臂稳定条件式(25)、式(26)是否满足,特将输入/输出侧电动势和电流基波波形的有效值、功率因数角等列于表2。表2的计算结果表明,稳态时桥臂能量稳定条件表达式(25)、式(26)的值在参数提取所允许的误差范围内与理论符合得较好。

表2 稳态仿真结果相关电气量的计算值

Tab.2 Simulation steady state results

| 电气量 | 计算值 |
|---|--------|
| 输入侧电动势有效值 V_1/V | 2244.4 |
| 输入侧电流有效值 I_1/A | 1113.7 |
| 输入侧功率因数角 $\varphi_1/(^\circ)$ | 50.4 |
| 输出侧电动势有效值 V_2/V | 2000.0 |
| 输出侧电流有效值 I_2/A | 1254.4 |
| 输出侧功率因数角 $\varphi_2/(^\circ)$ | -51.0 |
| 电动势相位差 $\delta_\theta (= \theta_2 - \theta_1)/(^\circ)$ | -34.2 |
| $V_1 I_1 \cos \varphi_1 / \text{MW}$ | 1.59 |
| $V_2 I_2 \cos \varphi_2 / \text{MW}$ | 1.58 |
| $V_1 I_2 \cos(\varphi_2 + \delta_\theta) / \text{MW}$ | 0.24 |
| $V_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \delta_\theta) / \text{MW}$ | 0.21 |
| $V_1 I_1 \cos \varphi_1 - V_2 I_2 \cos \varphi_2 / \text{MW}$ | 0.01 |
| $V_1 I_2 \cos(\varphi_2 + \delta_\theta) - V_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \delta_\theta) / \text{MW}$ | 0.03 |

由图4(d)可知,稳态时单相 MMC 所有桥臂的子模块电容电压平均值均稳定在参考值900V附近,上下波动不超过 $\pm 5\%$ 。该波动频率为100Hz,由变流器交换无功导致,属于正常波动。且子模块电容电压平均值的变化存在如下规律,即桥臂BU的子模块电容电压平均值与桥臂AL的相同,桥臂BL的子模块电容电压平均值与桥臂AU的相同。

图4(e)~图4(h)分别为单相 MMC 各桥臂子模块电容电压的稳态波形。可见单相 MMC 同频运行时各桥臂子模块电容电压的平均值均为900V,子模块之间电容均压情况良好且电容电压波动保持在合理范围。

5.2 动态仿真结果

为了进一步验证桥臂能量稳定条件的正确性,在单相 MMC 进入稳态运行后,仿真时间为0.8s时停止桥臂能量均衡控制功能,将外环控制器中桥臂子模块电容电压平均值之差所经过的PI控制器

输出清零,从而输入侧电流无功分量参考值 $i_{ab,q,ref}$ 给定为0,即控制输入侧电流与输入侧电压同相位。忽略桥臂电感压降,认为输入侧电压与输入侧电动势近似相等,可得 $\varphi_1 = 0$ 。通过分析可知,此时稳定条件式(25)、式(26)将不再满足,桥臂能量将发散。动态仿真结果如图5所示。可以看出,从0.8s开始,随着输入侧电流与输入侧电压同相位,单相MMC各桥臂子模块电容电压自发地逐渐升高或降低,与由桥臂能量稳定条件得出的结论相符。

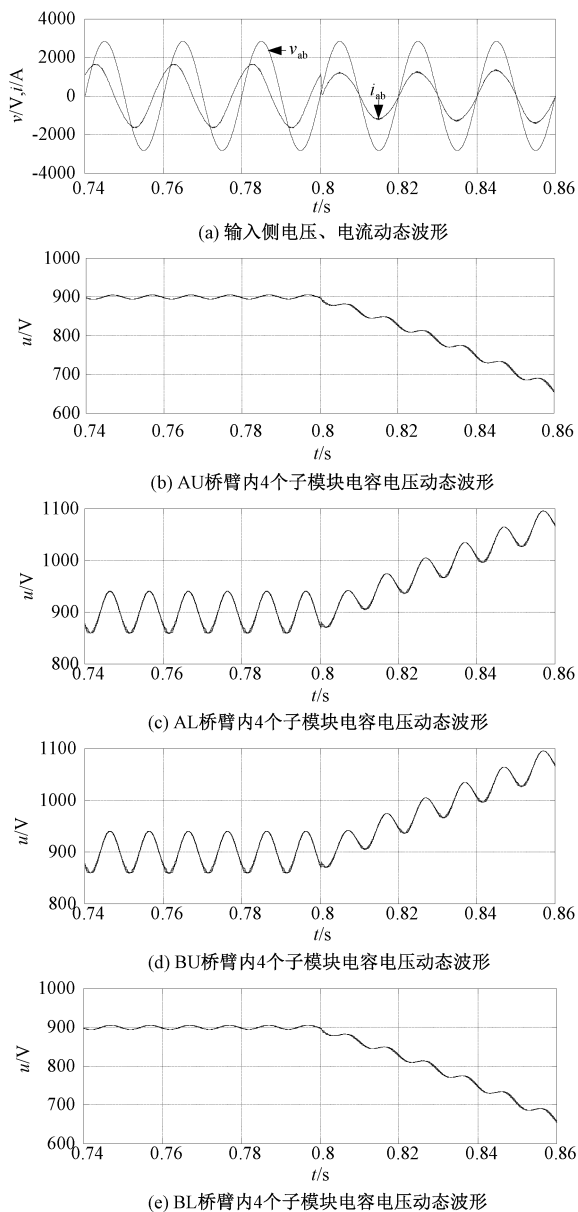


图5 动态仿真结果1

Fig. 5 Simulation dynamic results 1

为了进一步验证桥臂能量控制方法的有效性,在仿真时间为0.86s时重新恢复桥臂能量均衡控制功能,外环控制器中桥臂子模块电容电压平均值之

差所经过的PI控制器重新正常输出控制信号,仿真结果如图6所示。可以看出,从0.86s开始,随着桥臂能量均衡控制功能的重新投入,各桥臂子模块电容电压的平均值又逐渐恢复到参考值900V。

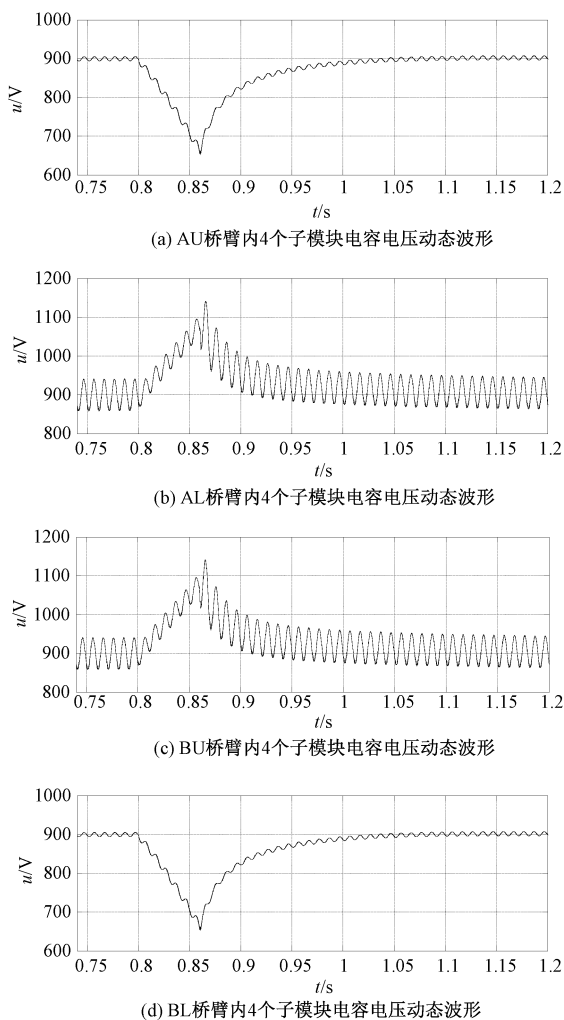


图6 动态仿真结果2

Fig. 6 Simulation dynamic results 2

5.3 RT-LAB 实时仿真实验

利用 RT-LAB 仿真实验平台对单相 MMC 仿真电路模型进行实时仿真实验验证。RT-LAB 仿真实验平台如图7所示。仿真电路参数与表1相同。

实时仿真实验波形如图8所示。初始阶段,MMC吸收容性无功以保持桥臂电容电压稳定。之后某个时刻,MMC停止桥臂能量均衡控制功能而将网侧功率因数控制为一,各桥臂电容电压因而发散。经过一段时间后,MMC重新恢复桥臂能量均衡控制功能并吸收容性无功,使得桥臂电容电压重新回到参考值。通过对比可知,实时仿真结果与离线仿真结果符合得较好。

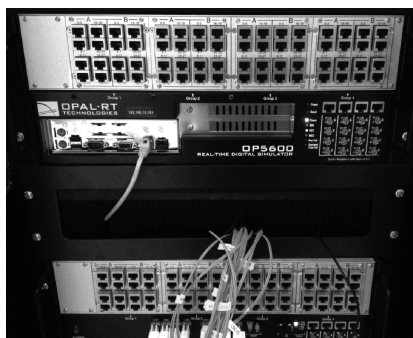


图7 RT-LAB 实时仿真实验平台

Fig.7 RT-LAB real-time simulation platform

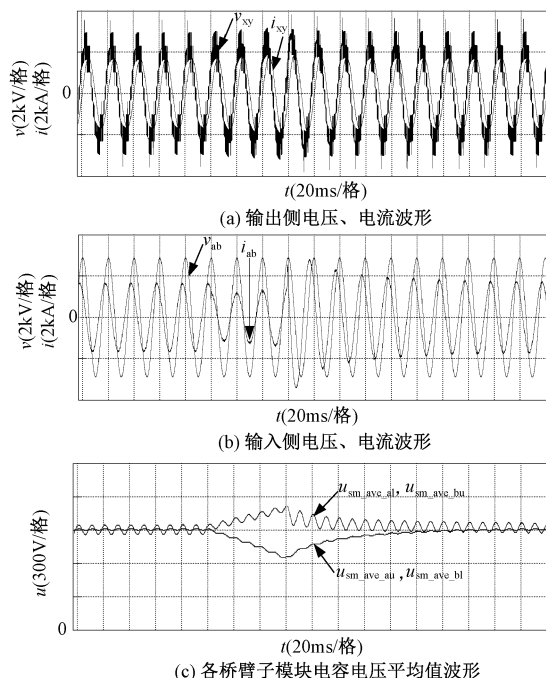


图8 RT-LAB 实时仿真实验结果

Fig.8 Real-time simulation results from RT-LAB platform

6 结论

本文对单相 MMC 同频变换时的运行特性进行了理论分析。分析结果表明,要使单相 MMC 在同频变换时各桥臂能量保持稳定,单相 MMC 输入侧与输出侧电动势、电流的幅值、相位需满足特定数量关系,即桥臂能量稳定条件。在大多数运行工况下,该特殊数量关系均难以满足,致使单相 MMC 在这些工况下进行同频变换时各桥臂能量发散。本文进一步提出了一种桥臂能量控制方法。该方法可使单相 MMC 同频运行时各桥臂能量保持稳定,桥臂间能量保持均衡。利用 MATLAB/Simulink 进行了稳态、动态仿真实验,实验结果验证了桥臂能量稳

定条件的正确性和本文控制方法的有效性。

需要说明的是,不同工况下由桥臂能量稳定条件所要求的输入侧电流无功分量将会不同。在某些要求输入侧功率因数为特定数值(比如要求单位功率因数)的工况下,本文所提方法存在局限性。在单相 MMC 同频变换时,如何在满足任意输入侧功率因数要求的情况下,仍使各桥臂能量保持稳定和均衡,需要进一步研究。

参考文献 (References):

- [1] 李群湛, 贺建闽 (Li Qunzhan, He Jianmin). 电气化铁路的同相供电系统与对称补偿技术 (Electrified railway feeding system without phase exchange and symmetrical compensation technology) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 1996, 20 (4): 9-11.
- [2] 李群湛 (Li Qunzhan). 我国高速铁路牵引供电发展的若干关键技术问题 (On some technical key problems in the development of traction power supply system for high-speed railway in China) [J]. 铁道学报 (Journal of the China Railway Society), 2010, 32 (4): 119-124.
- [3] 张刚毅, 李群湛 (Zhang Gangyi, Li Qunzhan). 电气化铁道异相供电方式向同相供电方式的转换 (Transfer from out-phase power supply to in-phase power supply) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2012, 32 (11): 142-145.
- [4] 胡景瑜 (Hu Jingyu). 贯通同相供电系统潮流控制策略研究 (A study on power flow control strategy of co-phase connected power supply system) [D]. 成都: 西南交通大学 (Chengdu: Southwest Jiaotong University), 2013.
- [5] 何晓琼 (He Xiaoqiong). 基于多电平三相-单相变换器的贯通式同相牵引供电系统研究 (The advanced co-phase traction power supply system based on multilevel three-phase to single-phase converter) [D]. 成都: 西南交通大学 (Chengdu: Southwest Jiaotong University), 2014.
- [6] Glinka M, Marquardt R. A new AC/AC multilevel converter family [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (3): 662-669.
- [7] Allebrod S, Hamerski R, Marquardt R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission [A]. IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. 2008. 174-179.
- [8] Saeedifard M, Iravani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25 (4): 2903-

- 2912.
- [9] Akagi H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26 (11): 508-515.
- [10] Hagiwara M, Maeda R, Akagi H. Theoretical analysis and control of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC) [A]. 2010 International Power Electronics Conference (IPEC) [C]. 2010. 2029-2036.
- [11] Winkelnkemper M, Korn A, Steimer P. A modular direct converter for transformerless rail interties [A]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics [C]. 2010. 562-567.
- [12] Erickson R W, Al-Naseem O A. A new family of matrix converters [A]. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01 [C]. 2001. 2: 1515-1520.
- [13] Kammerer F, Kolb J, Braun M. A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter [A]. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2011. 1097-1102.
- [14] Perez M A, Rodriguez J, Fuentes E J, et al. Predictive control of AC-AC modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (7): 2832-2839.
- [15] Vasiladiotis M, Cherix N, Rufer A. Single-to-three-phase direct AC/AC modular multilevel converters with integrated split battery energy storage for railway interties [A]. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe) [C]. 2015. 1-7.
- [16] Kawamura W, Hagiwara M, Akagi H. A broad range of frequency control for the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) [A]. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. 2013. 4014-4021.
- [17] Ilves K, Bessegato L, Norrga S. Comparison of cascaded multilevel converter topologies for AC/AC conversion [A]. 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA) [C]. 2014. 1087-1094.

A novel branch energy balancing method for single-phase modular multilevel matrix converters performing direct AC/AC conversion at equal frequency

LEI Ming^{1,2}, LI Yao-hua^{1,2}, LI Zi-xin^{1,2}, XU Fei¹, WANG Ping¹

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electrical Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Single-phase AC/AC conversion is widely used in railway electrification. To perform AC/AC conversion for high power applications, the modular multilevel converter (MMC) appears as a promising solution. The AC/DC/AC conversion scheme adopting the back-to-back MMC configuration is costly due to the large number of power modules. The AC/AC direct conversion scheme adopting the modular multilevel matrix converter (MMMC) configuration can lower the system cost and improve efficiency. However, the MMMC suffers branch energy stability problem when performing AC/AC direct conversion at equal input and output frequency. This paper presents a theoretical analysis on the branch energy stability problem of the MMMC performing direct AC/AC equal frequency conversion. Through the theoretical analysis, the branch energy stability criterion is found and a branch energy balancing method is purposed. The branch energy stability criterion and the branch energy balancing method are verified by MATLAB/Simulink simulations.

Key words: modular multilevel converter; modular multilevel matrix converter; single phase AC/AC conversion; equal frequency conversion; branch energy control