

层叠式多单元逆变器浮动电容器 电压平衡控制方法

王丽娟¹, 吴双惠², R. W. Menzies³

(1. 国家开发银行湖南省分行, 湖南 长沙 410005; 2. 西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049; 3. University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, Canada R3T 2N2)

摘要: 层叠式多单元逆变器是近年来提出的一种新的多重拓扑结构的逆变器, 非常适用于高性能、高电压系统中。但其存在浮动电容器的电压失配问题, 尤其在低开关频率时尤为显著。基于层叠式多单元逆变器(SMC)电路, 提出了一种平衡浮动电容器电压的控制方法, 以保证开关电压的均匀分布, 同时改进输出电压和电流频谱。采用正弦脉冲模拟技术被用于证实了控制方法的可行性。

关键词: 层叠式多单元逆变器; 浮动电容器; 平衡控制; 脉冲模拟

Balancing floating capacitance voltages in the stacked multicell converter

WANG Li-juan¹, WU Shuang-hui², R. W. Menzies³

(1. Hunan Branch of China Development Bank, Changsha 410005, China; 2. Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 3. University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, Canada R3T 2N2)

Abstract: The stacked multicell converter is a new multilevel topology developed in recent years, which is suitable for high-voltage and high-power applications. But the unbalance of the floating capacitor voltage can be a problem, especially at low switching frequencies. This paper addresses a control strategy to balance the voltage across the floating capacitors to ensure the even sharing of the voltage stresses in the switching devices and improve the output voltage and current spectrum. Sinusoidal pulse width modulation technique is used to confirm the feasibility of the control methods.

Key words: stacked multicell converter (SMC); floating capacitor; balance control; pulse width modulation

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)09-0030-05

0 引言

SMC 拓扑结构是多重逆变器中一个非常新的结构, 它能增加电压电平, 同时减少交换器中的能量储存。它最早起源于 Meynard 在 2001 年提出的五级 2x2 SMC^[1]。在原理上, SMC 是一种交换单元的混合组合, 它使得在几个开关上共享电压限制成为可能, 并且 SMC 通过电压水平及转换频率可以改进逆变器的输出信号波形。迄今, 研究显示电压失衡是多重拓扑结构逆变器存在的主要问题^[2], 尤其在低开关频率时尤为显著。电压失衡会导致开关承受较高的电压, 从而限制在高性能、高电压方面的应用。本文的目的是提出一种新的控制方法, 即等量控制浮动电容器的充电和放电, 从而得到恒定的电压。这也是开关电压均匀分布的必要条件。

本文通过数字仿真显示, 在电压源型逆变器(VSI)应用中, 5 电平 SMC 的集成门极换流晶闸管

(IGCT)平衡控制对于调控和平衡浮动电容器电压是可行的; 这不仅体现在稳态过程中, 而且也适用于暂态过程中。本文研究是基于以下假设: 相等的电容泄露电流、理想的 IGCT 开关时间即零闭锁时间、零延迟时间和开关时间。

选择 5 电平逆变器的原因是它代表了 SMC 交换器的完整结构。由于已经有论文在理论上提出了电压失衡^[1,2]的研究结果, 因此本文主要研究在正弦脉冲模拟技术下调控和平衡浮动电容电压的方法。

1 五电平 2x2 SMC

1.1 拓扑结构

图 1 显示了连接到交流系统和直流电阻负荷上的 3 相 (A、B、C) 5 级 SMC 的详细概要图。假设直流端的电压是 $2E$, 那么浮动电容器两端的电压是 $E/2$ 。作为理想的电压来源, 直流端电容器电压应该保持恒定。这就要求逆变器中所有单元共用一个相

似的开关函数, 这将在 1.3 中介绍。主控制参数是直流电压、输入交流电流的电阻部分及输入电流的电抗部分。该控制结构在原理上与应用在现有电压源型逆变器上的矢量控制方法相同^[3]。但是, SMC

需要另外的平衡所有浮动电容器的电压。图中 S11T 和 S11B 为互补开关, 不能同时开通, 同样其他开关也有类似的互补开关对。

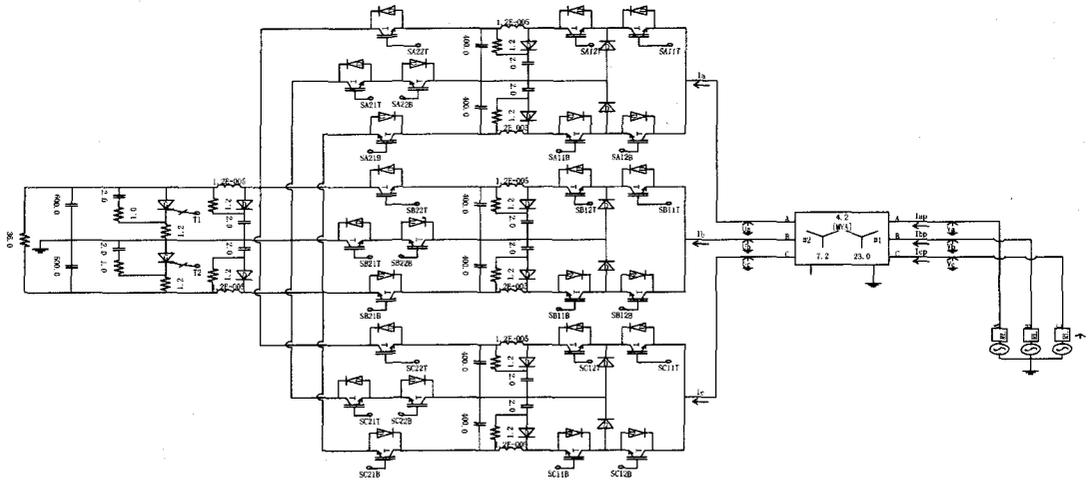


图 1 三相五电平 SMC

Fig.1 3-phase, 5-level stacked multicell converter

1.2 逆变器的启动

由于电容器没有被充电, 所以逆变器的启动通常是困难的。传统方法是用充电电路将每个电容器充电到指定电压, 从而激活与其连接的变压器。但是, 这不仅增加系统费用, 并且过程缓慢复杂。因为逆变器中的 IGCT 的反向传导二极管将形成一个理想的六脉冲桥式整流器, 一种经济和方便的方法是直接利用 AC 交流系统启动换流器系统。如果换流器连接到 AC 交流系统, 当 IGCT 可控硅整流器闭锁时, 逆变器的 DC 直流端电容器将通过连接到 AC 交流系统充电的 IGCT 可控硅整流器的反向传导的二极管进行充电。实际上, 如果钳位保护电路未被激活, DC 直流端电容器将被过量充电。但浮动电容器不可能仅仅通过反向传导的二极管充电。一种解决方法是可以在每相一开始就启动可控硅整流器的开关 S22T 和 S21B, 这使得浮动电容器与 DC 直流端电容器平行并联。一旦电容器电压达到 $E/2$, 就可关掉这些可控硅整流器开关。所以, 在启动初始阶段, 当电容器充电到电压为 $E/2$ 时, 直流电压监控电路就会关掉这些设备。DC 直流端电容器将继续通过二极管充电到指定的电压 E 。

1.3 开关技术

如图 2 所示, 使用四个三角载波, 其中两个在 -1 和 0 之间振荡, 相移为 180° , 分别作用于级 1 中 (开关标识中第 2 个数字为 1) 的单元 1 (开关标识中首位数字为 1) 和单元 2 (开关标识中首位数字

为 2), 另两个在 0 和 1 之间振荡, 相移 180° 的两个载波分别作用于级 2 (开关标识中第 2 个数字为 2) 中的单元 1 和单元 2。在 0 和 1 之间振荡的两个三角载波与调制波的交叉点分别为 S22T 和 S12T 提供开关信号。同样, 在 -1 和 0 之间振荡的两个三角载波与调制波的交叉点分别为 S21B 和 S11B 提供开关信号。与上述开关互补的开关接受相反的开关信号。终端五电平 SMC 终端输出电压及与其相对应的门开关逻辑见表 1。

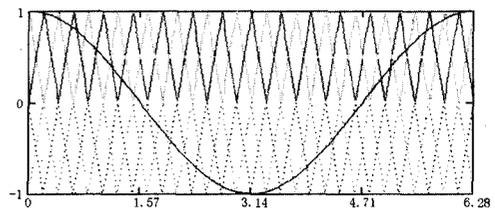


图 2 五电平 SMC 的载波和调制波

Fig.2 Carrier and modulation waveforms for a 5-level

表 1 5 电平 SMC 的开关逻辑

Tab.1 Switching logic for 5-level 2x2 SMC

IGCT 状态				输出电压
S11T	S12T	S22T	S21T	
1	1	1	1	E
1	0	1	1	$E/2$ (模式 1)
1	1	0	1	$E/2$ (模式 2)
1	0	0	1	0
1	0	0	0	$-E/2$ (模式 2)
0	0	0	1	$-E/2$ (模式 1)
0	0	0	0	$-E$

2 电容器电压控制

2.1 PWM 技术的不平衡电压

通常逆变器中的各单元在换向时应该提供恒定的全电压，中间电压和零电压。然而一个典型的单元换流器产生的电压不是恒定的，因为浮动电容器电压在一个换向周期中随着充电和放电的时差而波动。以下我们将使用图 3 所示的电路作为讨论的依据。

为了分析图 3，我们定义开关函数 s_1 和 s_2 如下：

$$s_1 = \begin{cases} 1 & \text{当 S1T 开} \\ 0 & \text{当 S1B 开} \end{cases} \quad (1)$$

$$s_2 = \begin{cases} 1 & \text{当 S2T 开} \\ 0 & \text{当 S2B 开} \end{cases} \quad (2)$$

流入浮动电容器的电流如下：

$$I_c = (S_2 - S_1) \cdot I_o \quad (3)$$

其中： I_o 是换流器的输出电流。

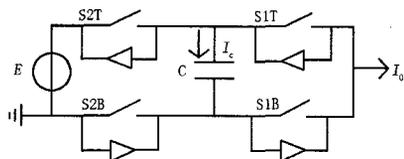


图 3 两单元逆变器简单的模型

Fig.3 Simple model of 2-cell multicell converter

值得注意的是，当 s_1 和 s_2 的状态相同时，即 s_1 和 s_2 同时开或关，电容器既不充电也不放电。当 s_1 和 s_2 是在相反状态，有电流流经浮动电容器充电或放电。如果 s_1 打开，并且 s_2 关闭，电容器放电；如果 s_2 打开， s_1 关闭，电容器充电。这也就意味着 $(s_1 - s_2)$ 的正负决定了流经浮动电容器的电流方向。我们定义电容器电流的开关函数为 $S_c = s_2 - s_1$ 。在低频时使用 PWM 技术，开关函数 S_c 平均不为零，这就是导致电容器电压漂移的原因，将在后面做详细介绍。

为了简化对电容器电压不平衡状态的分析，我们用基频部分近似的表示输出的相电流。这种简化是合理的，因为开关函数的选择可减小低次谐波成分，AC 波形可以接近于正弦波。 I_a 是和基准输出电压相匹配的基准电流，因此所有在相位电流中的谐波可以忽略，输出电流的积分函数不影响结果的分析。

s_1 和 s_2 开关波形图如图 4 所示，频率数为 9。

S_c 转换波形图如图 5 所示。

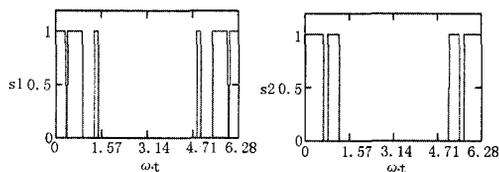


图 4 PWM 频率数为 9 时的开关波形

Fig.4 Switching waveform using PWM with $k=9$

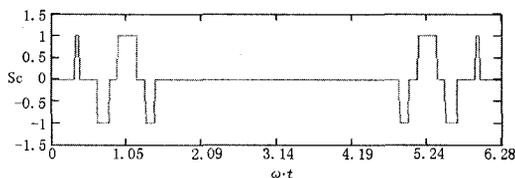


图 5 浮动电容器电流的转换波形图

Fig.5 Switching waveform for the floating capacitor current

当 $I_a \approx I \cdot \cos(\omega t)$ ，在一个周期的充电过程的浮动电容器电压 V_{c1} 为：

$$V_{c1} = \frac{2}{C} \left(\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_5}^{\alpha_6} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t \right) = \frac{2I}{C} [\sin(\alpha_2) + \sin(\alpha_6) - \sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_5)] \quad (4)$$

同样的，在一个周期的放电过程的浮动电容器电压 V_{c2} 为：

$$V_{c2} = \frac{2}{C} \left(\int_{\alpha_3}^{\alpha_4} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_7}^{\alpha_8} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t \right) = \frac{2I}{C} [\sin(\alpha_4) + \sin(\alpha_8) - \sin(\alpha_3) - \sin(\alpha_7)] \quad (5)$$

则浮动电容器电压变化 ΔV_c 为：

$$\Delta V_c = V_{c2} - V_{c1}$$

当 V_{c1} 小于 V_{c2} ， ΔV_c 为正，表明电容器电压有增加趋势。当 V_{c1} 大于 V_{c2} ， ΔV_c 为负，表明电容器电压有减小趋势。举例来说，在开关频率数为 9 情况下，用 MATHAD 可计算出各触发角为： $\alpha_1 = 18.984^\circ$ ， $\alpha_2 = 21.797^\circ$ ， $\alpha_3 = 36.563^\circ$ ， $\alpha_4 = 46.406^\circ$ ， $\alpha_5 = 52.734^\circ$ ， $\alpha_6 = 68.205^\circ$ ， $\alpha_7 = 75.235^\circ$ ， $\alpha_8 = 82.97^\circ$ 。将上述触发角代入公式 (4) 和公式 (5)，可计算出一个周期内浮动电容器电压变化为：

$\Delta V_c = -0.063 \cdot \frac{2I}{C}$ 。这表明在稳态情况下，浮动电容器电压将逐渐减小。

上面的分析表明，即使忽略相位电流的谐波影响，浮动电容器的电压仍然有明显的波动，并且波

动幅度取决于相位电流。

显然, 这种电压波动应该通过中间电压和负载电流的变化来进行补偿。如图 3 所示, 如果浮动电容器电压高于预期值, 在 s2 开启、s1 关闭时, 输出电压将减小, 这将导致较小的输出电流对浮动电容器充电。另外在 s1 开启和 s2 关闭的情况下, 输出电压将增加, 这将导致浮动电容器以较大的电流放电。相同的分析可同样应用于中间电压小于预期值的情况。这一特性可以对电压波动进行一定补偿, 这会使不平衡浮动电容器趋于稳定。

2.2 电压平衡控制

从图 4 我们可以看出, s1 和 s2 的转换波形是以 π 对称的。如果我们每半周或者每一周变化转换信号, 根据转换逻辑, 输出电压波形不变。以每半周变化转换信号进行举例分析, 在变化开关信号后的后半周的 s1 和 s2 的转换状态如图 6 所示, 对应的 S_c 转换波形如图 7 所示。

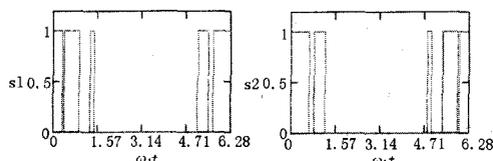


图 6 采用电压平衡控制的开关波形图

Fig.6 Switching waveform with balanced voltage control

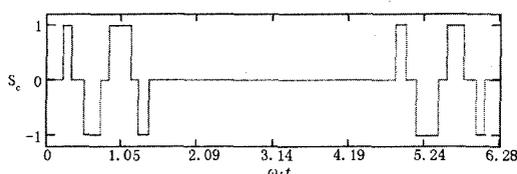


图 7 采用平衡电压控制的浮动电容器电流波形图

Fig.7 Switching waveform for the capacitor with balanced voltage control

此时, 在一个周期的放电过程中浮动电容器电压可表示为:

$$V_{c1} = \frac{1}{C} \left(\int_{\alpha 1}^{\alpha 2} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\alpha 5}^{\alpha 6} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{2\pi-\alpha 3}^{2\pi-\alpha 4} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{2\pi-\alpha 7}^{2\pi-\alpha 8} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t \right) = \frac{I}{C} [\sin(\alpha 2) + \sin(\alpha 6) - \sin(\alpha 1) - \sin(\alpha 5) + \sin(\alpha 4) + \sin(\alpha 8) - \sin(\alpha 3) - \sin(\alpha 7)]$$

同样, 此时在一个周期的充电过程中浮动电容器电压可表示为:

$$V_{c2} = \frac{1}{C} \left(\int_{\alpha 3}^{\alpha 4} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\alpha 7}^{\alpha 8} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{2\pi-\alpha 1}^{2\pi-\alpha 2} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t + \int_{2\pi-\alpha 5}^{2\pi-\alpha 6} I \cdot \cos(\omega t) d\omega t \right) = \frac{I}{C} [\sin(\alpha 4) + \sin(\alpha 8) - \sin(\alpha 3) - \sin(\alpha 7) + \sin(\alpha 2) + \sin(\alpha 6) - \sin(\alpha 1) - \sin(\alpha 5)]$$

从以上可以明显看出, V_{c1} 和 V_{c2} 有相同表达式, 这表明浮动电容器电压变动在充电和放电期间是一样的, 因此一个周期内浮动电容器电压的变化为 0, 这就可以解决浮动电容器电压不平衡的问题。

3 试验模拟结果

采用 PSCAD/EMTDC 进行两种模拟试验, 将两种情况进行对比, 以表明浮动电容器平衡控制的结果。试验采用的是 4.2 MW、12 kV 直流转换器。

图 8 显示了不采用平衡控制技术的浮动电容器电压。前面讨论的结果和试验的结果十分吻合, 在我们的模拟实验中, 两个浮动电容器的电压都随时间从标么值逐渐衰减。而结果不同的是, 如图 9 所示的是采用了平衡控制技术的浮动电容器电压, 在刚启动的很短时间内, 浮动电容器电压有微小的波动, 但由于采取平衡转换技术, 浮动电容器电压可以保持在 3 kV 左右, 与图 8 相比, 电压衰减明显减小。

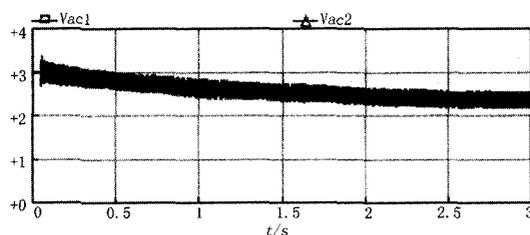


图 8 不采用电压平衡控制的浮动电容电压波形图

Fig.8 Floating capacitor voltage without balance control

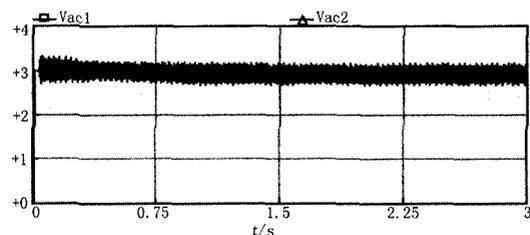


图 9 采用电压平衡控制的浮动电容电压波形图

Fig.9 Floating capacitor voltage with balance control

不采用平衡控制技术和采用了平衡控制技术下的输出电压和电流如表 2 所示。结果表明采用平衡转换技术后, 输出电压和电流频谱都有明显改善, 特别是在 $nk \pm 1$ ($n=1, 2, \dots, k$ 为 PWM 频率数) 附近的较低奇次谐波 (7、11、13、17、19) 的情况下效果尤为明显。

为了验证控制系统的动态运行效果, 我们将抗性电流信号从 0 瞬间变化为 0.8 pu。图 10 表明了暂态过程中浮动电容器的电压水平。图 10 很明显地表明浮动电容器平均电压水平可以保持在 3 kV, 但由于输入交流电流幅值的变化, 浮动电容器电压有较大的波动。

表 2 不采用平衡控制和采用了平衡控制的输出电压和电流频谱

Tab.2 Voltage and current spectrum without and with balance control

控制类型	不采用平衡控制		采用平衡控制	
	电压	电流	电压	电流
5	1.2	1.3	1.2	0.9
7	0.8	0.9	0.3	0.4
11	2	1.6	0.3	0.1
13	1.9	1	0.2	0.1
17	1.4	0.7	0.3	0.1
19	2.4	1	0.3	0
23	4.7	1.8	4.6	1.6
25	12.3	4.1	12.1	4

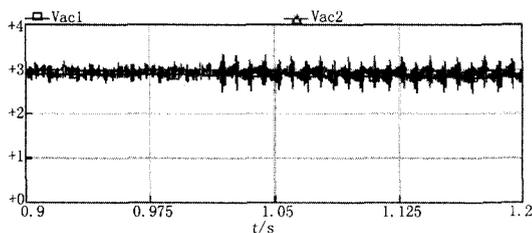


图 10 暂态过程中浮动电容电压变化

Fig.10 Voltage variations on the floating capacitors during transient operation

4 结论

层叠式多单元多电平电路拓扑结构属于多电平

电路拓扑技术领域, 其特点在于能增加电压电平, 同时减少逆变器中的能量储存, 提高了各层电路的耐压能力, 从而使各开关器件的成本下降。本文采用物理概念和数学分析相结合的方法, 详细介绍了三相五电平 SMC 的电路构成、工作原理和控制方法。通过采用正弦脉冲模拟技术, 分析了浮动电容器电压不平衡状态的原因和进行补偿的方法, 使不平衡浮动电容器的电压趋于稳定。

文章最后进行了不采用平衡转换技术和采用了平衡转换技术两种模拟试验, 结果表明在稳态和暂态的情况下, 浮动电容器和平衡转换控制技术可以有效地补偿浮动电容器电压水平至预期的电压水平。

参考文献

- [1] Gateau G G, Meynard T A, Foch H. Stacked Multicell Converter (SMC): Properties and Design[A]. In: Power Electronics Specialists Conference, 2001 PESC, 2001 IEEE 32nd Annual[C].2001.1583-1588.
- [2] Ilkinson R H W, Meynard T A, Mouton H du T.Voltage Unbalance in the Multicell Converter Topology[A]. In: IEEE Africon[C]. 2002.759-764.
- [3] PENG Fang-zheng, LAI Jin-sheng. Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Converters[J]. IEEE Trans Ind APP, 1997,33.

收稿日期: 2009-02-23; 修回日期: 2009-03-20

作者简介:

王丽娟(1976-) 女, 硕士, 工程师, 主要从事高性能、大容量逆变器控制系统的理论和应用研究及电力投融资方法的研究;

吴双惠(1975-), 男, 汉族, 硕士研究生, 工程师, 主要从事电力系统继电保护的研究; E-mail:wushuanghui@xjgc.com

R.W.Menzies(1947-), 男, 教授, IEEE 高级会员, University of Manitoba, 主要从事高性能、大容量逆变器控制系统的理论和应用研究及电力市场研究。