

基于 MMC 拓扑 STATCOM 综合控制策略研究

赵海伟, 秦海鸿, 马策宇, 朱梓悦

(南京航空航天大学 自动化学院电气工程系, 江苏 南京 210016)

摘要: 针对基于模块化多电平变换器 (Modular Multilevel Converter, 简称 MMC) 的静止同步补偿器 (Static Synchronous Compensator, 简称 STATCOM) 提出了一种综合控制策略。根据 MMC-STATCOM 在不同工作状态下的性能要求以及最近电平逼近调制 (Nearest Level Modulation, 简称 NLM) 和载波移相 SPWM (Carrier Phase Shifted SPWM, 简称 CPS-SPWM) 两种控制策略的不同特点, 在不同工作阶段分别选择合适的控制策略。基于瞬时无功功率理论, 通过在 d 轴和 q 轴上分别叠加有功分量和无功分量的方法, 在恒频启动阶段采用最近电平逼近调制并在电压外环采用斜坡控制, 实现子模块电容电压快速稳定上升, 在稳态阶段采用载波移相 SPWM 的分级控制, 实现稳态时系统具有较好的输出性能。最后, 综合控制策略进行了实验验证。

关键词: MMC-STATCOM; 最近电平逼近调制; 载波移相 SPWM; 预充电; 综合控制策略

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3886.2016.01.018

[中图分类号] TM761 [文献标志码] A [文章编号] 1000-3886(2016)01-0055-04

A Study on the Integrated Control Scheme for the STATCOM Based on MMC Topology

ZHAO Hai-wei, QIN Hai-hong, MA Ce-yu, ZHU Zi-yue

(Department of Electrical Engineering, College of Automation,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China)

Abstract : Perspective to the Static Synchronous Compensator (STATCOM) based on Modular Multilevel Converter (MMC), this paper presents an integrated control scheme. Based on performance requirements on MMC-STATCOM under different working conditions as well as different characteristics of two control strategies, namely the Nearest Level Modulation (NLM) and Carrier Phase Shifting SPWM (CPS-SPWM), this paper selects appropriate control strategies for different working stages respectively. Based on the theory of instantaneous reactive power, by superimposing active component and reactive component on the d -axis and q -axis respectively, we use NLM in the constant-frequency startup phase and slope control in the outer voltage loop to realize rapid and stable rise of capacitor voltage in the sub-module. Moreover, we adopt CPS SPWM hierarchical control in the steady-state phase to ensure good output performance of the system in the steady state. Finally, experimental verification is completed for the proposed integrated control scheme.

Keywords: MMC-STATCOM, NLM, CPS-SPWM, pre-charging, integrated control scheme

0 引言

模块化多电平变换器 (MMC) 作为一种具有应用前景的拓扑结构, 目前广泛应用于新能源系统、柔性交流输电系统 (FACTS) 和柔性直流输电系统 (HVDC) 等高压大功率场合^[1]。MMC 拓扑结构具有高度模块化的特点, 通过增加子模块的数量, 便可实现主电路电压、功率等级的扩展^[2]。将 MMC 拓扑应用于静止同步补偿器 (STATCOM) 中, 高度模块化的特性使其易于实现高压大功率, 是一种具有应用前景的补偿装置。2009 年底, 世界上首个采用 MMC 技术的 STATCOM 装置在英格兰塔奈特岛风力发电站投入运行, 其输出无功功率为 ± 35 Mvar^[3]。

MMC 一经提出便受到了广泛关注, 学者们对 MMC 的建

模^[4]、内部环流机制^[5]、谐波分析与抑制技术^[6]、直流电压控制^[7]等进行了大量研究, 然而对 MMC-STATCOM 的整个工作过程的综合控制策略研究不多。采用子模块逐一充电的预充电策略^[8], 其预充电过程中的瞬态处理能量等级低, 预充电时间较长。采用 CPSM 调制的预充电策略^[9], 能较快地实现对子模块的预充电, 但较难保证启动过程中子模块电容电压的动态均衡。采用载波移相技术的电容电压平衡控制, 该控制策略能在较低的器件开关频率下实现较高的等效开关频率效果, 具有良好的谐波特性^[10]。

现有文献对模块化多电平变换器常用的最近电平逼近和载波移相调制策略进行了分析和对比^[11]。通过仿真结果可知, 最近电平逼近调制策略下开关次数较多, 开关频率不一致, 输出相电压 THD 高, 但是子模块电容电压均压效果好, 对电容电压的调节速度快; 载波移相 SPWM 调制策略下对电容电压的调节速度慢, 但是子模块开关频率恒定且等于载波频率, 输出相电压 THD 低, 电容电压均压效果更好。

MMC-STATCOM 的工作过程可以分为启动阶段、稳态阶段,

定稿日期: 2015-03-27

基金项目: 教育部博士点基金资助项目 (20123218120017)、南京航空航天大学研究生创新基地 (实验室) 开放基金资助项目 (kfjj201466)、南京航空航天大学青年科技创新基金 (理工类) (NS2015039)、江苏高校优势学科建设工程资助项目

目前大多数学者都将研究重点放在启动预充电阶段或者稳态工作阶段的控制策略上,而对整个过程的综合控制策略少有提起。针对此类研究的不足,本文根据 MMC-STATCOM 的两个阶段所侧重的性能要求不同,提出了综合控制策略,即在启动阶段采用最近电平逼近的排序算法,在稳态工作阶段采用载波移相 SPWM 的分级控制。

最后,制作了实验样机,由实验结果可知此综合控制策略具有可靠性和实用性。

1 MMC 拓扑和工作原理

1.1 MMC 拓扑

图 1 为模块化多电平变换器主电路拓扑示意图, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 为电网侧三相交流电压, R 为预充电电阻, k_1 、 k_2 为断路器, i_{pj} 、 i_{Nj} ($j=a,b,c$) 分别为为上桥臂、下桥臂电流, P 、 N 分别为正、负直流母线, 直流母线电压为 V_{dc} , o 为假想直流母线电压的中点, 即 $V_{Po} = -V_{No} = 1/2 V_{dc}$ 。MMC 共有 6 个桥臂, 每个桥臂由 n 个子单元模块和一个桥臂电抗 L 串联而成, 每个子模块包含两个开关器件和一个直流侧储能电容。当子模块投入时, 输出电压 V_{out} 为电容电压 V_c ; 当子模块切除时, 输出电压 V_{out} 为 0, 通过控制子模块的投入与切出可拟合出期望的交流输出电压。为了维持直流母线电压恒定, 任意时刻每个相单元上下桥臂投入的子模块总数固定为 n 。

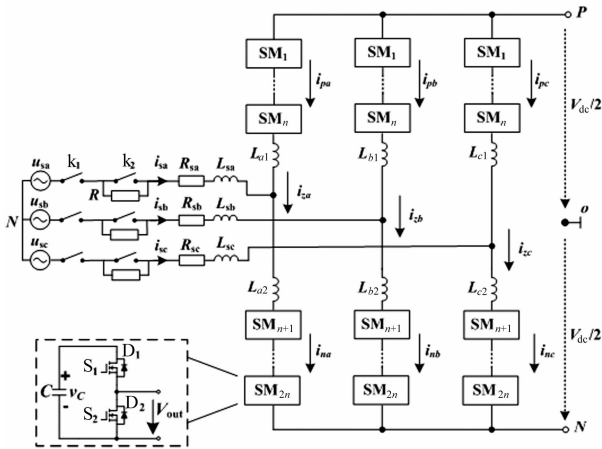


图 1 MMC-STATCOM 主电路拓扑

1.2 MMC 工作原理

由于 MMC 变换器各相相互独立且工作原理相同, 因此以 A 相为例进行分析。MMC 上下桥臂均可看作受控的电压源, 图 2 为 MMC 变换器单相电路示意图。

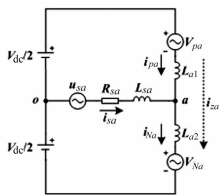
根据图 2 中所示上下桥臂的两个环路, 应用基尔霍夫电压定律可得:

$$\frac{V_{dc}}{2} = V_{pa} + L_{a1} \frac{di_{pa}}{dt} + u_{ao} \quad (1)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = V_{na} + L_{a2} \frac{di_{na}}{dt} - u_{ao} \quad (2)$$

式中 V_{pa} 、 V_{na} 分别为 A 相上桥臂和下桥臂子模块输出电压之和,

图 2 MMC-STATCOM 单相等效电路图



L_{a1} 、 L_{a2} 为 A 相上、下桥臂电感, 且感值 $L_{a1} = L_{a2} = L$ 。忽略相间环流分量, 则上桥臂和下桥臂平均承担输出电流, 即 $-i_{pa} = i_{na} = 1/2 \cdot i_{sa}$ 。根据式(1)、(2), 可得相输出电压为:

$$u_{ao} = \frac{1}{2}(V_{na} - V_{pa}) + \frac{1}{2}L \frac{di_{sa}}{dt} \quad (3)$$

由式(1)、(2)和(3)可得:

$$u_{ao}^* = \frac{1}{2}(V_{na} - V_{pa}) = u_{ao} - \frac{1}{2}L \frac{di_{sa}}{dt} = \frac{1}{2}V_{dc} - V_{pa} = V_{na} - \frac{1}{2}V_{dc} \quad (4)$$

由式(4)可知, 可将上、下桥臂电感转移到输出交流侧, 其值变为 $L/2$, 则单相等效电路的总电感 $L_m = L_{sa} + L/2$, 则 MMC 的单相等效电路可以简化为图 3 所示的形式。通过改变 u_{ao}^* 的幅值和相位就可实现

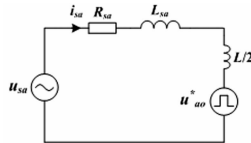


图 3 MMC-STATCOM 四象限工作等效电路

MMC 四象限运行以及控制 MMC 与交流系统交换的功率。

2 MMC-STATCOM 综合控制策略

本文针对 MMC-STATCOM 装置不同工作阶段的不同性能要求, 在启动阶段采用最近电平逼近的排序算法, 在稳态工作阶段采用载波移相 SPWM 的分级控制算法的综合控制策略, 实现了 MMC-STATCOM 的综合优化控制。

2.1 启动阶段

为了简化装置, 一般控制器从子模块储能电容器上取电, 初始时刻电容电压较低, 控制器无法完成驱动控制。因此, 将启动过程分为不控阶段和可控阶段。不控阶段闭锁 MMC-STATCOM, 由反并二极管向子模块电容进行不控整流充电; 待电容电压上升至满足子模块控制器所需电压之后, 解锁 MMC-STATCOM, 对子模块电容电压进行可控充电。

2.1.1 不控预充电阶段

MMC-STATCOM 在不控预充电阶段, 合上断路器 k_1 并将限流电阻 R 接入电路, 电网交流侧通过不控整流对子模块直流侧电容进行充电。当电容电压稳定后, 合上断路器 k_2 将限流电阻 R 短路, 子模块电容电压进一步上升后稳定。

以 A、C 相为例对不控阶段 MMC 交流侧预充电回路进行分析, MMC 充电电路等效为二阶 RLC 电路, 如图 4 所示(忽略交流侧线路电阻和电感)。图 4 中 A 相电压最高, C 相电压最低, A 相下桥臂子模块电容和 C 相上桥臂子模块电容被充电, 其中 i 为交流侧预充电电流, i_p 、 i_n 分别为上桥臂和下桥臂充电电流。当线电压 u_{ab} 在第一个周期中充电电流 i 最大, 其值 I_{max} 为:

$$I_{max} = \frac{\sqrt{6}V_s}{\sqrt{(2R)^2 + (\omega L - \frac{n}{2\omega C})^2}} \quad (5)$$

式中 V_s 为交流系统相电压有效值, R 为交流侧预充电限流电阻, L 为桥臂串联电感, C 为子模块储能电容, n 为桥臂的串联子模块数。

根据图 4, 可以得出在交流侧预充电的不控阶段, 子模块电

容 C 能够达到的最大电容电压为:

$$V_{C1} = \frac{\sqrt{6}V_s}{n} \quad (6)$$

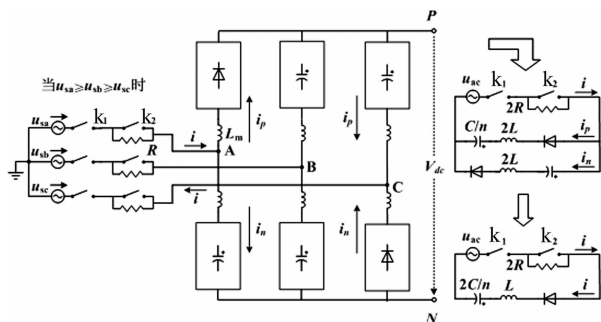


图 4 MMC AC 相间不控预充电回路

2.1.2 恒频启动阶段

在恒频启动阶段采用最近电平逼近调制策略, MMC-STATCOM 解锁后对子模块电容控制充电直到其充至额定工作电压。为了提高直接电流控制的相应速度和控制精度, 控制器采用了双闭环反馈解耦控制, 如图 5 所示: 内环采用直接电流型反馈解耦控制, 实现对系统输出电流 i_{sd} 、 i_{sq} 的快速直接控制; 电压外环采用斜坡电压的子模块直流电压控制和无功功率控制。

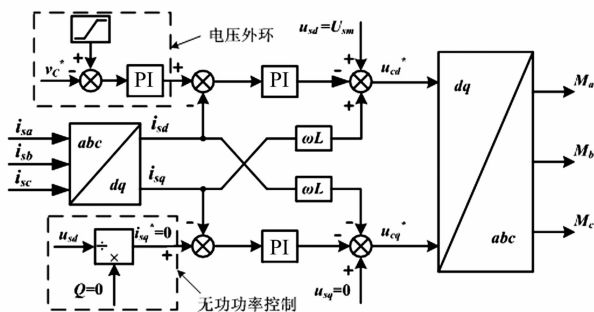


图 5 直流斜坡电压反馈解耦控制框图

在启动阶段, 由于对电容器进行的是有功功率充电, 可将无功功率的电流分量 i_{sq} 置为零, 以减少充电电流的无功成分。为控制对 MMC-STATCOM 充电的有功功率, 采用斜坡电压控制的直流电压控制器。

在恒频启动阶段子模块电容电压满足:

$$V_C(t) = V_{C1} + k(t - t_0) \quad (7)$$

式中 V_{C1} 为不控充电结束时子模块电容电压, k 为子模块电容电压上升斜率值。

则电容充电的功率为:

$$P_{\text{prec}}(t) \approx \frac{dW}{dt} = \frac{d[3nC(V_C^2(t) - V_{C1}^2)]}{dt} = 3nkC(2V_{C1} + k(t - t_0)) \quad (8)$$

则恒频启动阶段交流侧基波电流有效值为关于时间的函数

$$i_s(t) = \frac{nkC(2V_{C1} + k(t - t_0))}{V_s} \quad (9)$$

2.2 稳态工作阶段

在稳态工作阶段采用载波移相分级控制策略, 将子模块电容均压的方法分为相单元平均电压控制、子模块电容电压均衡控制

以及桥臂电压均衡控制三部分^[12], 通过在调制信号上分别叠加电压均衡控制信号, 保证各能量在三相之间、各相上、下桥臂之间以及各桥臂内部子模块之间平均分配。

2.2.1 相单元平均电压控制

如图 6 所示为三相 MMC-STATCOM 的相单元平均电压控制框图, 每相子模块电容电压的平均值 V_C^{avg} 自动跟踪其控制指令 V_C^* 。

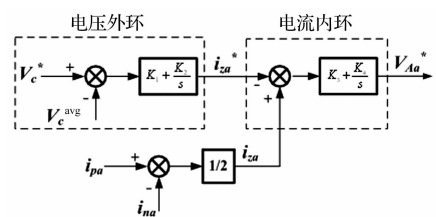


图 6 相单元平均电压控制

由于相间不平衡, 会有环流在各模块间流通, 因此可以设计一个独立的电流内环实现对环流的调节。电压外环采用 PI 调节器, 输出环流抑制指令 i_{za}^* ; 电流内环亦采用 PI 调节器, 控制环流 i_{za} 跟随环流抑制指令 i_{za}^* 。其输出作为电容电压平衡控制调节量。

2.2.2 桥臂内部子模块电容电压均衡控制

桥臂内部子模块电容电压均衡控制的目的是维持桥臂内 n 个子模块电容电压波形一致, 图 7 为三相 MMC-STATCOM 桥臂内部子模块电容电压均衡控制框图。

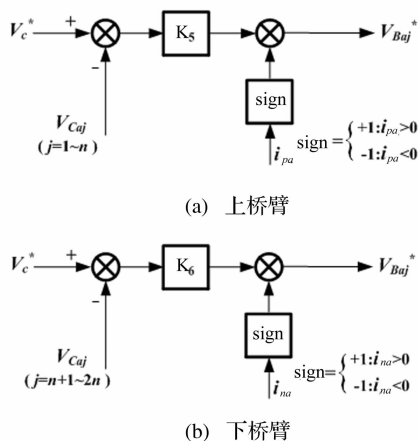
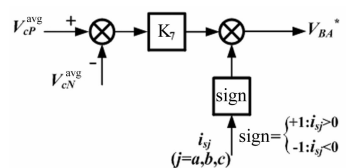


图 7 桥臂内部子模块电容电压均衡控制框图

子模块电容电压 V_{Caj} ($j = 1 \sim 2n$) 自动跟踪其控制指令 V_C^* , 输出的桥臂内子模块电容电压均衡控制指令 V_{Baj}^* 与调制波叠加, 改变桥臂内各子模块在调制过程中的充放电时间, 实现子模块的电容电压均衡控制。

2.2.3 桥臂电压均衡控制

如图 8 所示为上、下桥臂电压均衡控制框图, 其目的为消除 A 相上、下桥臂电容电压的平均值 V_{CP}^{avg} 、 V_{CN}^{avg} 之差。



2.2.4 子模块指令信号生成

为了维持直流母线电压恒定, 在 MMC 变换器脉冲宽度调制时, 同一相上、下桥臂的调制相位相差 180° , 保证任意时刻每相投入的子模块数恒定为 n , 考

考虑到子模块电容电压均衡控制之后,相应子模块的调制波为:

$$v_{aj}^* = v_{Aa}^* + v_{Baj}^* + v_{BA}^* - \frac{v_a^*}{n} + \frac{V_{dc}}{2n}, (j = 1 \sim n) \tag{10}$$

$$v_{aj}^* = v_{Aa}^* + v_{Baj}^* + v_{BA}^* + \frac{v_a^*}{n} + \frac{V_{dc}}{2n}, (j = n + 1 \sim 2n) \tag{11}$$

式中 V_a^* 为 a 相输出电压参考指令。由式(10)、(11)得到的电压调节指令 v_{aj}^* 需再除以单个电容电压 V_{Caj} 以得到归一化标准调制信号,与单位三角载波交截生成子模块驱动信号。

3 实验验证

为验证所述综合控制策略的有效性,制作了三相五电平 MMC-STATCOM 实验样机,其主要参数如表 1 所示。

表 1 三相 MMC-STATCOM 参数

参数	符号	值
三相电网电压/50 Hz	V_s	220 V
额定功率 kVar	Q	± 3
桥臂串联电感/mH	L	8
子模块直流侧电容/ μ F	C	470
三角载波频率/kHz	f_c	5
直流母线电压/V	V_{dc}	700
子模块电容电压/V	V_c	350
预充电电阻/ Ω	R	100

3.1 启动阶段

在启动阶段,将控制频率设定为 20 kHz。图 9 为 MMC-STATCOM 综合控制策略下的启动过程中 A 相四路子模块电容电压波形。在 $t_0 \sim t_1$ 阶段三相电网通过限流电阻 R 对子模块进行不控整流充电;在 $t_1 \sim t_2$ 阶段短路限流电阻继续对子模块进行不控整流充电;在 $t_1 \sim t_2$ 阶段通过基于 NLM 排序法加斜坡电压控制的恒频启动控制策略,对子模块电容进行充电直至额定电压值,完成启动过程。

从图 9 可以看出,在启动过程中 A 相子模块电容电压时刻保持均衡状态。在恒频启动阶段,电容电压以 100 V/s 的速度充电至额定值,且无明显电压过冲,电压波动较小。在恒频启动阶段 A 相电流波形如图 10 所示,电流的幅值不超过 3 A,没有明显的冲击电流,满足换流器对电流的要求。

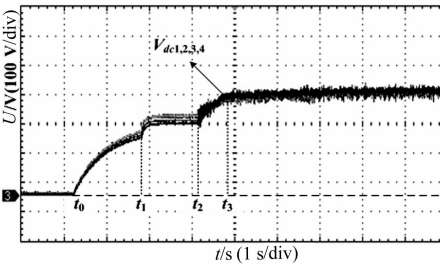


图 9 MMC 启动过程 A 相电容电压

为了验证基于 NLM 排序+斜坡电压的恒频启动均压控制策略的有效性,在恒频启动前对 A 相 4 个子模块分别给以不同的初始电压,其中 $V_{dc1} = 148$ V, $V_{dc2} = 382$ V, $V_{dc3} = 214$ V, $V_{dc4} = 316$ V, 图 11 为恒频启动过程中 A 相电容电压波形。从图 11 可知,各

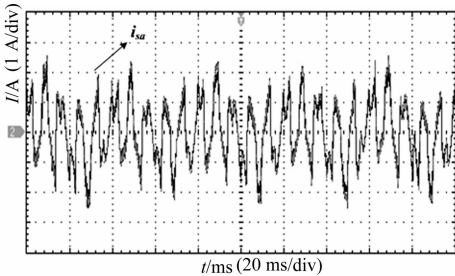


图 10 恒频启动过程中 A 相电流波形

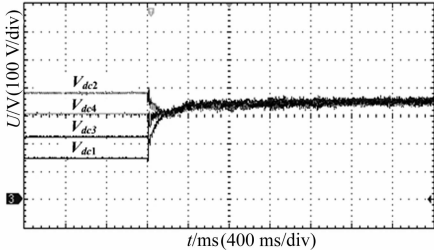


图 11 恒频启动过程中 A 相电容电压

子模块电容电压均能在 0.5 s 内快速稳定到系统正常工作额定值,从而验证了前述恒频启动阶段均压控制策略的有效性与可行性。

3.2 稳态工作阶段

图 12 为稳态时 MMC 工作在容性无功补偿时的电容电压波形,通道 2 和通道 3 分别为 SM₁ 和 SM₃ 的电容电压波形,通道 1 和通道 4 分别为 A 相电网电压和 A 相输出电流。可知,在稳态时电容电压波动范围为 +35 V ~ -20 V,脉动频率 50 Hz,满足满载时样机 $\pm 10\%$ 的电压波动范围要求。从电流波形可以看出,输出相电流正弦度较高。

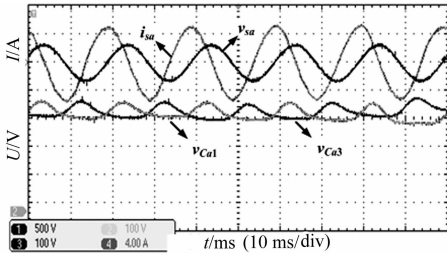


图 12 A 相 SM1 和 SM3 电容电压波形

4 结束语

实验结果表明,文中所提出的综合控制策略,既能满足启动阶段电容电压快速充至额定值的要求,也满足稳态阶段良好谐波性能和电容电压波动要求。

参考文献:

[1] E SOLAS, G ABAD, J A BARRENA, et al, Modular multilevel converter with different submodule concepts—Part I: capacitor voltage balancing method [J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2013, 60 (10) : 4525 – 4535.

[2] H AKAGI. Classification, Terminology, and Application of the modular multilevel cascade converter (MMCC) [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2011, 26(11) : 3119 – 3130.

(下转第 61 页)

为额定负载条件下系统稳定运行波形,输入电压为 750 V,输出电压为 640 V,输出功率为 30 kW,由图 8 知,进行变压器偏磁补偿后,变压器原边电流正负对称,变压器没有发生偏磁。

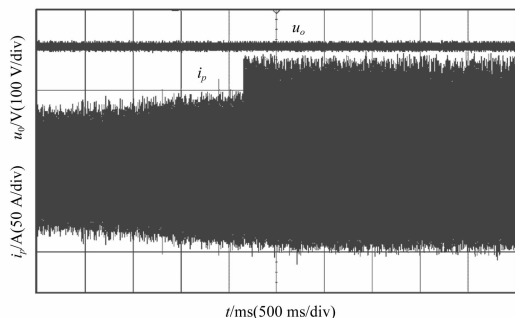


图 5 输出功率为 22.5 kW 时无偏磁补偿波形图

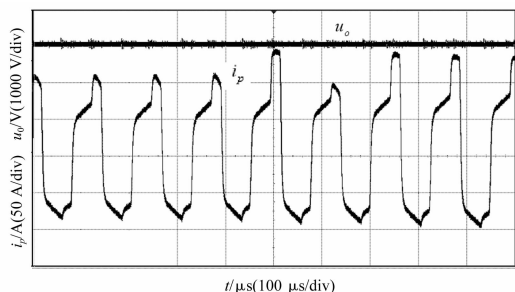


图 6 输出功率为 22.5 kW 时无偏磁补偿局部波形图

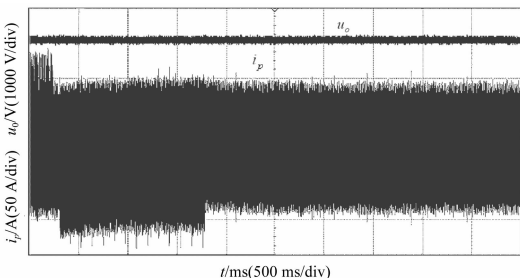


图 7 输出功率为 22.5 kW 时偏磁补偿波形图

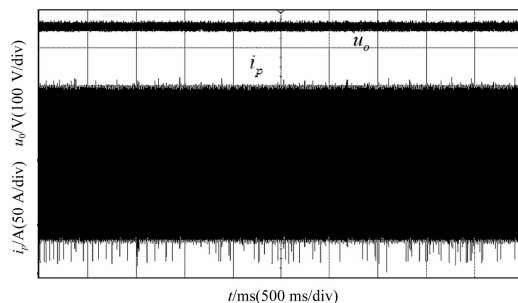


图 8 输出功率为 30 kW 时系统稳定运行波形图

4 结束语

本文通过对偏磁现象的分析,采用峰值电流检测的方案检测偏磁,并通过 PI 控制器进行闭环补偿,由试验验证了这种方案的可行性。这种偏磁补偿方案具有闭环控制器的特点,能快速稳定补偿变压器的偏磁。

参考文献:

- [1] 罗明. 移相全桥 DC/DC 变换器的研究[D]. 广州:华南理工大学,2010.
- [2] 沈燕群,姚刚,何湘宁. 带隔直电容的移相全桥 DC/DC 变换器特性分析[J]. 电力电子技术,2005,39(3):11-13.
- [3] 杜贵平,陈立军,张波,等. 全桥逆变器高频功率变压器偏磁问题研究[J]. 电力电子技术,2006,40(3):74-76.
- [4] 张小倩,史旺旺,胡舒阳. 移相全桥变换器偏磁抑制的不对称移相方法[J]. 电源学报,2013,46(2):88-92.
- [5] HSIEH Y C, HUANG C S. Battery charger based on digitally controlled phase-shifted full-bridge converter[J]. IET on Power Electronics, 2011, 4(2):242-247.
- [6] CHUNPENG LI, HONGQI BEN, DAQING WANG, et al. Effect of digital control on phase-shifted full-bridge system stability and dynamic performance[C]. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012, (3):1883-1887.

【作者简介】孙得金(1977-),男,湖北武汉人,工程师,主要从事电力电子与电气传动的研究。洪捷(1984-),男,湖北武汉人,工程师,主要从事电力电子与电气传动的研究。李武杰(1989-),男,湖北孝感人,硕士生,主要从事电力电子与电气传动的研究。

(上接第 58 页)

- [3] PEREIRA M, RETZMANN D V, LOTTES J C, et al. SVC PLUS: an MMC STATCOM for network and grid access applications[C]. IEEE Power Tech, IEEE, Trondheim, Norway, 2011.
- [4] 曹春刚,赵成勇,陈晓芳. MMC-HVDC 系统数学模型及其控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报,2012,24(4):13-18.
- [5] 杨晓峰,郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):59-65.
- [6] 管敏渊,徐政,潘伟勇,等. 最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J]. 高电压技术,2010,36(5):1327-1331.
- [7] 赵昕,赵成勇,李广凯,等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(21):48-55.
- [8] 任涛,张杰,唐剑钊,等. MMC-HVDC 模块电容器预充电策略及仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报,2013,25(5):144-148.

- [9] 姜燕,胡敬伟,王辉,等. 一种 MMC 型 VSC-HVDC 系统预充电的控制策略[J]. 控制工程,2014,21(1):41-45.
- [10] 王晓鹏,杨晓峰,范文宝,等. 模块组合多电平变换器的脉冲调制方案对比[J]. 电工技术学报,2011,26(5):28-33.
- [11] 武晓望,王奎,万磊,等. 模块化多电平变换器三种调制策略及电压平衡控制仿真与对比研究[J]. 电工电能新技术,2014,33(12):4-9.
- [12] 许炜,杨志,秦海鸿,等. MMC 型 STATCOM 子模块电容电压的自适应优化平衡控制[C]. 第三届全国电能质量学术会议暨电能质量行业发展论坛论文集,2013.

【作者简介】赵海伟(1990-),男,河南周口人,硕士生,研究方向为电能质量治理。秦海鸿(1977-),男,江苏泰州人,副教授,博士,研究方向为功率变换技术、电机控制、新器件应用。