

基于 MMC 技术的高压变频器系统

李兴鹤¹, 蔡新波², 时迎亮², 孟庆旭¹, 宋吉波¹, 金辛海²

(1. 上海辛格林纳新时达电机有限公司, 上海 201802;

2. 上海新时达电气股份有限公司, 上海 201802)

摘要: 介绍了当前主流高压变频器系统的拓扑结构及原理, 重点分析了模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)技术原理; 在此基础上提出基于 MMC 技术的高压变频器系统(MMC-HVI)结构, 并对比级联型高压变频器分析了新系统功率单元数及电平数的选取; 然后以上下桥臂 12 个功率单元为例, 进行仿真, 验证了系统拓扑结构及调制算法, 并揭示本系统需要面对和解决的难题。

关键词: 高压变频器; MMC 技术; 移相调制

中图分类号: TN773

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)05-0017-06

High-voltage Inverter System Based on MMC Technology

LI Xing-he¹, CAI Xin-bo², SHI Ying-liang², MENG Qing-xu¹, SONG Ji-bo¹, JIN Xin-hai²

(1. Shanghai Sigriner STEP Electric Co., Ltd., Shanghai 201802, China; 2. Shanghai STEP Electric Co., Ltd., Shanghai 201802, China)

Abstract: This paper introduces topologies and principles of the current popular high-voltage converter system, analyzes the principles of MMC (Modular Multilevel Converter). On these foundations, the structure of high-voltage inverter is proposed based on MMC technology, and the selection of unit number and level number of the new system is analyzed through comparing cascaded high-voltage inverters. Taking 12 power units of the bridge arm as an example, the simulation is carried out, the system topology and modulation algorithm are verified, and the problems required to confront and solve are revealed.

Key words: high-voltage inverter; modular multilevel converter technology; phase-shifting modulation

0 引言

随着电气传动技术的发展, 尤其是变频调速技术的发展, 用于大容量传动的高压变频调速技术也得到了广泛的应用。高压电机利用高压变频器可以实现无级调速, 满足生产工艺过程对电机调速控制的要求, 提高产品的产量和质量, 并可平均节能 30%, 降低生产成本^[1]。近年来, 我国高压变频器技术已有突飞猛进的发展, 同时通过自主研发掌握了很多国际先进技术。高压变频器作为大功率风机、水泵的变频调速设备, 主要应用于电力、冶金、水泥、石化、矿山、市政等大功率电机使用较多的行业。目前高压变频器至少有 3 种拓扑形

式: 交-交型高压变频器、功率器件直接串联的两/三电平高压变频器以及功率单元级联型高压变频器, 其中功率单元级联多电平型变频器(CAS-HVI)已经成为市场主流^[2], 但其结构需使用移相变压器, 从而提高了成本。因此有必要研究设计一些新的拓扑结构, 使其既具有 CAS-HVI 的优点, 又不需要使用移相变压器等高成本部件, 而且还能方便实现四象限运行。

本文提出的基于模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)^[3-4]技术的高压变频器系统, 可以满足以上需求, 而且因其模块化结构, 可以方便扩展至各种电平, 而不像二极管箝位型多电平那样不宜扩展; 另外, MMC 可以方便实现变频器的四象限运行, 同时又能对有功和无功进行独立快速的控制, 因此特别适合于大型风电场(尤其是海上风电场)等可再生能源并

收稿日期: 2012-04-20

作者简介: 李兴鹤(1981-), 男, 硕士, 工程师, 主要从事电力电子技术、新能源技术、嵌入式系统及电梯控制系统的研究。

网、向无源网络供电、城市电网供电、异步交流电网互联等场合。

1 技术背景

1.1 高压变频器

以新时达公司的 AS800 系列高压变频器^[5]为例介绍级联高压变频器系统拓扑结构(图1)。

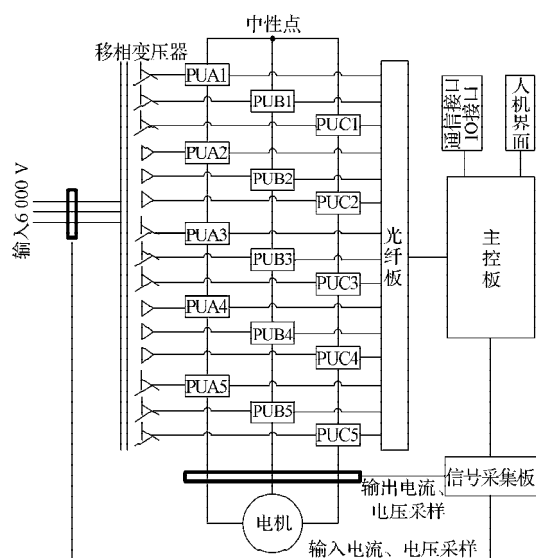


图1 五级联高压变频器系统拓扑结构图

Fig.1 Topology of five-cascaded high-voltage inverter system

系统由移相变压器、功率单元组、主控制系统、光纤通信系统、输入/输出侧电流电压采集模块以及IO、通信模块和人机界面等八大模块组成。6 000 V进线电压通过移相变压器给15个功率单元提供690 V母线电压，所有功率单元均由主控制系统通过光纤进行控制，15个功率单元中每5个串联组成一相输出，其系统拓扑结构简图如图1所示。所有功率单元都正常工作时，三相电压输出A、B、C平衡，中性点在O点，输出相电压为3 450 V，输出线电压为6 000 V(图2)。

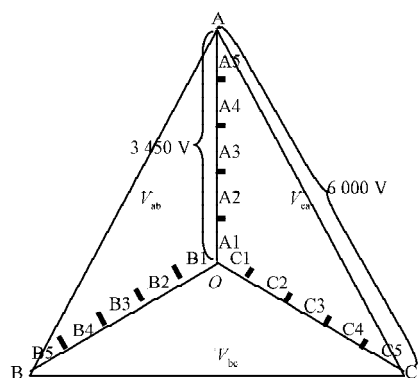


图2 正常工作时功率单元叠加电压简图

Fig.2 Diagram of power unit superimposed voltage during normally operating

但是目前基于级联式高压变频器的产品具有以下

不足：

(1) 因为移相变压器的存在，增加了系统体积及成本(占整个系统成本的30%~40%)；

(2) 系统柜体较大且笨重，增加了生产成本及运输成本；

(3) 很难实现四象限控制，且效果欠佳。

1.2 MMC 拓扑结构

MMC技术是由西门子公司首先提出来的，其核心思想是采用多个功率单元(即子模块)串联，构建出一种新型拓扑结构(图3)。

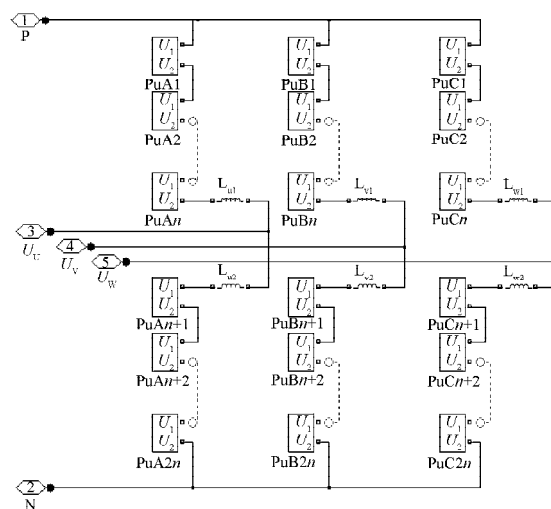


图3 系统拓扑结构

Fig.3 System topology

每个功率单元由一个IGBT的半桥和一个直流储能电容器组成，其功率单元结构如图4所示。每个功率单元都是一个两端器件，它可以同时在两种电流方向的情况下进行全模块电压和零模块电压之间的切换。

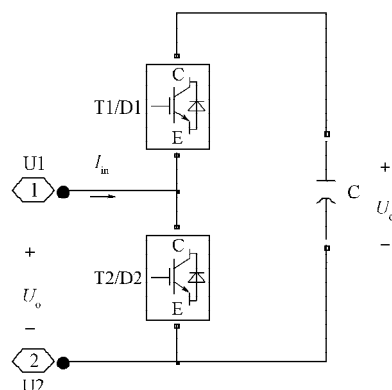


图4 功率单元结构

Fig.4 Power unit structure

1.3 MMC 工作原理

因为功率单元结构中的电容C处于悬浮状态，必须通过控制功率开关器件T1、T2的开关状态为电容C充电，其具体对应开关状态见表1。

表1 MMC功率单元开关状态表

Tab.1 Switching status table of MMC power units

T1 状态	T2 状态	I_{in}	U_o	$\frac{dU_c}{dt}$	电容状态
开	关	>0	U_c	>0	充电
开	关	<0	U_c	<0	放电
关	开	>0	0	$=0$	不充不放
关	开	<0	0	$=0$	不充不放

由系统拓扑结构图可知,每个桥臂由一个电抗器和 n 个功率单元串联而成,每个功率单元工作在投入、切除、闭锁3种开关状态。这样,可以通过触发来控制功率单元的输出电压。

每个功率单元都具有一个独立的直流源,系统可通过功率单元开关器件的开通或关断来控制功率单元输出电平,从而合成期望的输出电压。稳态运行时功率单元存在2种电平输出状态:当功率单元的T1导通时,输出 $+U_c$;当功率单元的T2导通时,输出0。从交流侧看,每相上下桥臂所有功率单元都是串联在一起的,其交流输出电压是所有功率单元输出电压的代数和。如果

MMC 每相上下桥臂有 $2n$ 个功率单元,那么其最多可以输出 $2n+1$ 个电平,通过合适的控制算法,就可将这 $2n+1$ 个电平组合成正弦波形或所需的波形。

另外,MMC要正常工作需要满足两个条件^[6]:(1)直流电压的维持,需要3个相功率单元中处于投入状态的功率单元数都相当,且不变;(2)三相交流电压的输出电压由3相上、下桥臂中处于投入状态的功率单元决定,因此,通过调整3相上、下桥臂中功率单元投入状态,便可实现对换流器输出电压的调节。

2 MMC-HVI 设计

2.1 系统拓扑结构

基于MMC技术的高压变频器系统(MMC-HVI),可分成整流与逆变两个部分。整流部分主要将网侧高压交流整流成稳定的母线电压,并可将母线能量回馈到电网中;逆变部分主要实现DC/AC转换,通过合适的算法可以变频控制输出侧 U_u 、 U_v 、 U_w 的幅值及频率。以上下桥臂各5级联为例(一般建议桥臂使用偶数个功率单元)的系统拓扑结构如图5所示。

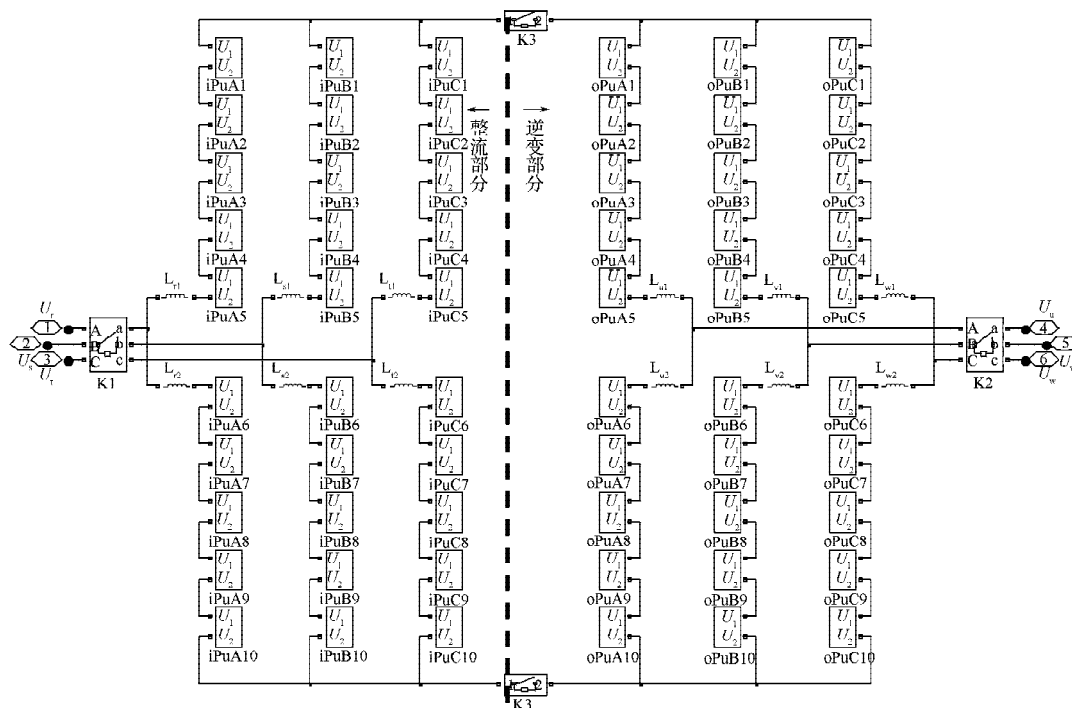


图5 系统拓扑结构

Fig.5 System topology

图5中: U_r 、 U_s 、 U_t ——高压变频器三相输入端(整流侧); U_u 、 U_v 、 U_w ——高压变频器三相输出端(逆变侧); $iPuAn$ 、 $iPuBn$ 、 $iPuCn$ ($n=1,2,\dots,10$)——整流侧功率单元; $oPuAn$ 、 $oPuBn$ 、 $oPuCn$ ($n=1,2,\dots,10$)——逆变侧功率单元; L_{r1} 、 L_{r2} 、 L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{t1} 、 L_{t2} ——分别为高压变频器三相输入端(整流侧)上下桥臂串接的电抗器; L_{u1} 、 L_{u2} ,

L_{v1} 、 L_{v2} 、 L_{w1} 、 L_{w2} ——分别为高压变频器三相输出端(逆变侧)上下桥臂串接的电抗器; K1——输入侧真空接触器,可接入充电电阻; K2——输出侧真空接触器,可接入充电电阻; K3——母线两端真空接触器。

2.2 设计思路

本系统分为整流部分与逆变部分,具体设计思路

如下:

(1) 接口1、接口2和接口3是高压变频器的三相高压交流输入端,也是整流部分的输入端,该部分可根据一定的控制策略输出平稳的直流电压(高压变频器母线电压);

(2) 高压变频器的逆变部分的输入为母线电压,由整流部分产生。接口4、接口5和接口6是逆变部分三相输出端,也是高压变频器的三相输出端,可根据一定的控制策略实现输出变频控制。

(3) 整流、逆变部分的每相均由上下两个桥臂和两个交流电抗器依次串联构成,每个桥臂由5个相同的功率单元串联在一起构成。为使系统具有非常好的可扩展性,一般要求各功率单元参数相同,且6个桥臂电抗值也相等。

(4) 3个输出端的上下两端连接的电抗器可以抑制环流电流,而且当直流母线发生短路故障时,交流电抗器能有效抑制交流冲击电流,为IGBT(或其他功率器件)可靠封锁提供充足时间,提高了系统的可靠性,而且短路电流不会对电容进行放电,所以故障能较快排除,并恢复正常。

因为系统具有模块化的特点,可通过功率单元的级联实现多电平输出,所以系统的输出电压谐波非常小,能支持更高等级电压,具有高可靠性;同时因为每个功率单元由一个两电平桥臂构成,且所有电容处于悬浮状态,所以可采用单一直流电源供电而不需要多绕组移相变压器,因此很大程度上降低了生产成本和运输成本。

2.3 功率单元数选取

本节通过对比分析级联型高压变频器与MMC-HVI,找出二者功率单元级联数之间关系。

令输入线电压有效值为 U_x (V),功率单元承受母线电压均为 U_{pu} 。

(1) CAS-HVI

相电压峰峰值 U_{pp1} :

$$U_{pp1} = \frac{U_x}{\sqrt{3}} \times 2\sqrt{2} \approx 1.633U_x$$

因为级联型功率单元能产生 U_{pu} 、 $-U_{pu}$ 、0三种电压),则所需级联数 N_{s1} :

$$N_{s1} = \frac{U_{pp1}}{2 \times U_{pu}} = \frac{1.633U_x}{2 \times U_{pu}} = \frac{0.8165U_x}{U_{pu}}$$

输出相电压电平数: $2N_{s1} + 1$

(2) MMC-HVI

输出相电压峰峰值 U_{pp2} :

$$U_{pp2} = U_x \times \sqrt{2} \approx 1.414U_x$$

因为级联型功率单元能产生 U_{pu} 、0两种电压,则所

$$\text{需级联数: } N_{s2} = \frac{U_{pp2}}{U_{pu}} = \frac{1.414U_x}{U_{pu}}$$

输出相电压电平数: $N_{s2} + 1$

根据表2,当输入电压为3 kV,选用功率单元母线电压为1 070 V时,两种结构的功率单元数相差最小,因此可以构建上下桥臂共8级联的MMC-HVI样机,应用于3 kV输入电压。

表2 3 kV、6 kV和10 kV三种高压结构所需单元数及电平数

Tab.2 The unit number and level number for three high voltage structures i.e. 3 kV, 6 kV, 10 kV

U_x/V	U_{pu}/V	CAS-HVI			MMC-HVI		
		N_{s1} (理论)	N_{s1} (实际)	电平数	N_{s2} (理论)	N_{s2} (实际)	电平数
3 000	970	2.401 5	3	7	4.373 9	5	6
	1 020	2.401 5	3	7	4.159 5	5	6
	1 070	2.289 3	3	7	3.965 1	4	5
6 000	970	5.050 5	6	13	8.747 7	9	10
	1 020	4.802 9	5	11	8.318 9	9	10
	1 070	4.578 5	5	11	7.930 2	8	9
10 000	970	8.417 5	9	19	14.579 5	15	16
	1 020	8.004 9	9	19	13.864 8	14	15
	1 070	7.630 8	8	17	13.216 8	14	15

3 MMC-HVI 系统仿真及调制

3.1 系统仿真

根据上节所述的设计思想,可通过Simulink搭建出上下桥臂共12级联,类似于图5拓扑结构的MMC-HVI系统。功率单元结构可完全按照图4进行搭建,在此基础上便可考虑调制算法的设计与仿真。

3.2 调制算法

系统可采用适合于多电平逆变器的SPWM载波移相调制(Carrier Phase Shifting SPWM, CPS-SPWM)或SAPWM载波移相调制方法(Carrier Phase Shifting SAPWM, CPS-SAPWM)。以CPS-SPWM调制方法为例,其基本原理是,对于由 n 个H桥功率单元组成的单相级联多电平逆变器,每个H桥功率单元都采用低开关频率的SPWM调制方法,各功率单元的正弦调制波相同,用 n 组三角载波分别进行调制,各三角载波具有相同的频率和幅值,但相位依次相差固定的角度,从而使每个H桥功率单元输出的SPWM脉冲也错开一

定的角度,大大增加了等效开关频率,经过叠加后,逆变器最终输出的波形是一个多电平的阶梯波,选择合适的移相角度可以使输出电压的谐波含量大幅度减少。

根据MMC结构,通过Simulink搭建出上下桥臂共12级联的MMC-HVI系统模型,进行载波移相调制仿真,不考虑电容均压、相间环流问题,理想的CPS-SPWM输出电压波形如图6所示。

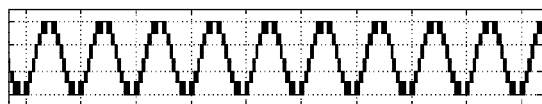


图6 CPS-SPWM的MMC-HVI理想输出电压波形

Fig. 6 Ideal output voltage waveform of MMC-HVI in CPS-SPWM

在图6基础上,将电容均压、相间环流等因素考虑进来,对系统输出电压、输出电流、单元电容电压进行了仿真,进一步验证了调制算法。

(1) 仿真系统输出电压波形

考虑电容均压以及相间环流因素,但不进行预充电,仿真0~4.5 s过程中的输出电压波形如图7所示(前期电压振荡是因为电容充电),对其中3~3.25 s以及3~3.16 s期间的输出电压波形进行放大(图8、图9),由图可见基本接近理想波形。

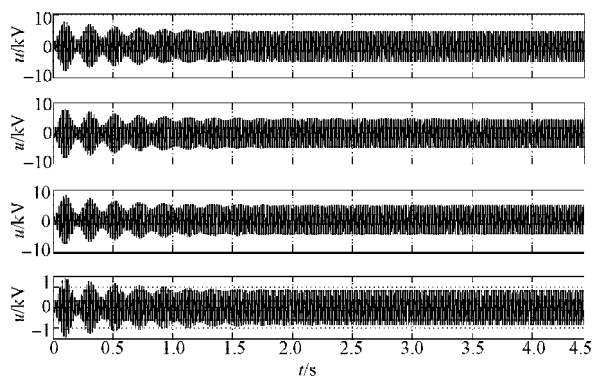


图7 0~4.5 s期间的输出电压波形

Fig. 7 The output voltage waveform in the process of 0 ~ 4.5 s

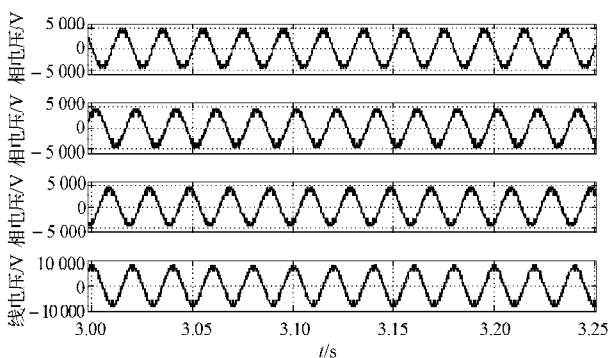


图8 3~3.25 s期间的输出电压波形

Fig. 8 The output voltage waveform in the process of 3 ~ 3.25 s

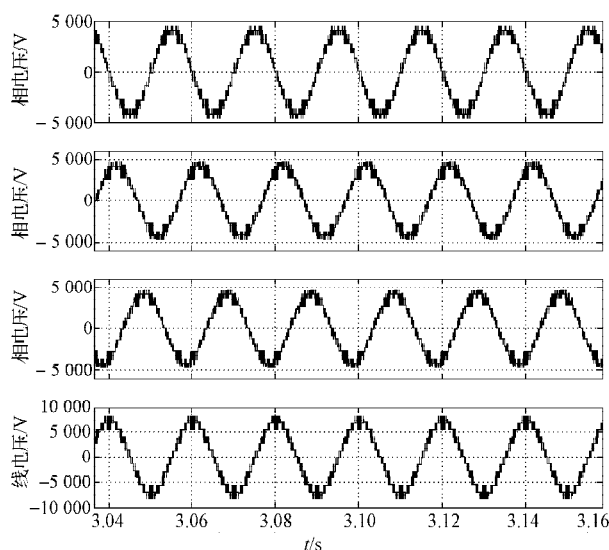


图9 3~3.16 s期间的输出电压波形

Fig. 9 The output voltage waveform in the process of 3 ~ 3.16 s

(2) 仿真系统输出的电流波形

同样条件,考虑电容均压以及相间环流因素,但不进行预充电,仿真0~5 s过程中的输出电流波形如图10所示(前期电流振荡是因为电容充电),对其中3~3.25 s期间的输出电流波形进行放大,如图11所示。可见电流波形比较理想,且谐波较小,也体现出串联拓扑结构的优越性。

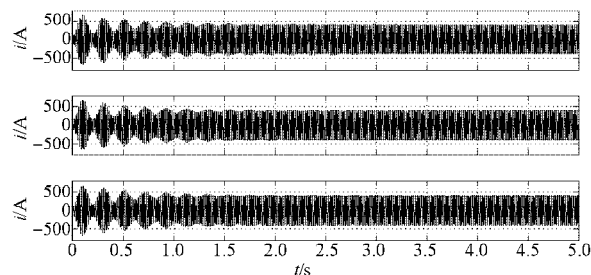


图10 0~5 s期间的输出电流波形

Fig. 10 The output current waveform in the process of 0 ~ 5 s

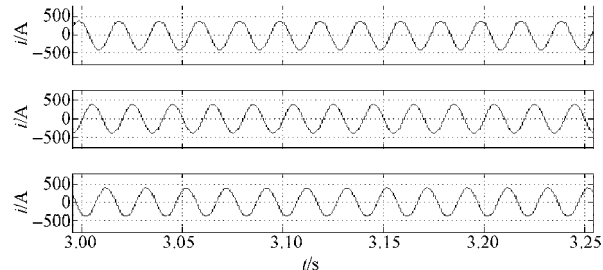


图11 3~3.25 s期间的输出电流波形

Fig. 11 The output current waveform in the process of 3 ~ 3.25 s

(3) 仿真功率单元电容电压波形

图4所示的功率单元结构中的电容电压是设计过程需要重点考虑的对象。图12的仿真因为未对电容的预充电以及电容均压问题做处理,所以在前2.5 s内有电压、电流振荡的情况。

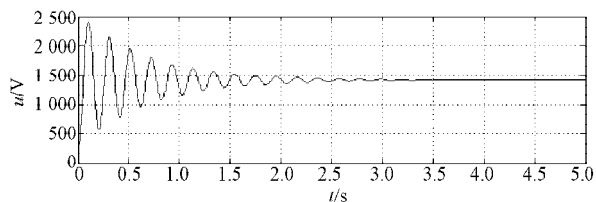


图 12 功率单元电容电压波形 (初值 0 V)

Fig.12 Capacitor voltage waveform of power unit (initial value is 0 V)

如果完成对功率单元的预充电,即可将功率单元电容电压初始值设置为稳定时的电压值,即 $U_{dc}/N_s=8500/6=1\,416\text{ V}$,其中 U_{dc} 为母线电压,则仿真电容电压波形如图 13 所示。

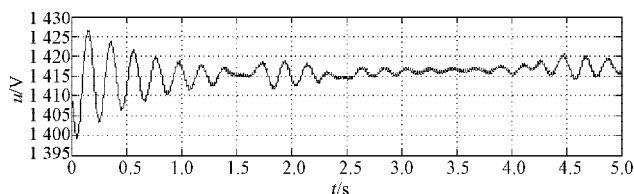


图 13 功率单元电容电压波形 (初值 1 416 V)

Fig.13 Capacitor voltage waveform of power unit (initial value is 1 416 V)

由图 13 可见,经预充电的功率单元电容电压波动较图 12 中的小了很多,因此,电容预充电以及电容均压是本系统实现过程中必须面对和解决的两个问题。

4 结语

因为高压变频器有着广泛的应用市场,并且当前基于功率单元级联结构的高压变频器已经十分成熟,

有必要考虑从系统拓扑结构上进行改进,以实现一个新的突破。本文在对当前主流级联型高压变频器系统拓扑结构、原理以及 MMC 技术原理分析的基础上,提出了基于 MMC 技术的高压变频器系统,并且通过仿真验证了其可行性以及调制算法的有效性,而且还揭示出本系统需解决的难题。因为该变频器既具有功率单元级联型高压变频器的优点,又可避免使用移相变压器,大大降低了成本;同时还可采用背靠背的方式,更便于实现四象限运行。相信随着研究的深入,本系统将会成为下一代主流的高压变频器系统。

参考文献:

- [1] 高压变频器市场将迎来高增长期[EB/OL]. [2010-01-21]. <http://china.toocle.com/cbna/item/2010-01-21/4968957.html>.
- [2] 北京中讯国际信息咨询中心. 2009-2012 年中国高压变频器行业市场分析及预测报告[R].
- [3] Lesnicar A, Marquardt R. A new modular voltage source inverter topology [C]//Proc. 10th IEEE European Conference on Power Electronics and Applications. Toulouse, 2003: 1-10.
- [4] 刘钟淇, 宋强, 刘文华. 新型模块化多电平变流器的控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(10): 5-8.
- [5] 上海辛格林纳新时达电机有限公司. 新时达 AS800 系列高压变频器说明书[M]. 上海辛格林纳新时达电机有限公司, 2009: 20-25.
- [6] Perez M, Rodriguez J, Poncy J, et al. Power distribution in hybrid multilevel converters with nearest level modulation[C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vigo: 736-741.

(上接第 9 页)

4 结语

本文探讨了可实现单位功率因数、输入电流正弦化的 PWM 整流器,并重点分析了基于 LCL 滤波的整流器特性,以及电感 L_g 和 L 、电容 C_f 与纹波抑制和谐波频率之间的变化关系。同时还需要保证 LCL 滤波器的谐振频率不能太小,以免成为制约电流控制器设计的因素。仿真验证了本文提出的 LCL 滤波器的参数设计方案的实用性和可行性。

参考文献:

- [1] 刘文苑. 基于 LCL 滤波的三相电压型 PWM 整流器的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008.
- [2] Dahono P A. A control method for DC-DC converter that has an LCL output filter based on new virtual capacitor and resistor

concepts[C]//2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen(Germany), 2004(1): 36-42.

- [3] 郭希铮, 游小杰, 张立伟, 等. 三相电压型 PWM 整流器 LCL 滤波器设计方法[J]. 应用装置, 2010(3): 33-38.
- [4] Liserre M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [5] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2003.
- [6] 黄宇淇, 姜新建, 邱阿瑞. LCL 滤波器在三相 PWM 整流器中的应用[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(12): 110-113.
- [7] 陈瑶, 金新民, 童亦斌. 三相电压型 PWM 整流器网侧 LCL 滤波器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(9): 124-129.
- [8] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [9] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.