具有谐波抑制功能的充放电机的研究

王大为1 徐洋波1 臧云峰1 杨柳琼2 陈佐华3

(1. 上海追日电气有限公司,上海 200331; 2. 广西柳州化工股份有限公司,广西 柳州 545002;
3. 柳州钢铁股份有限公司,广西 柳州 545002)

摘要 为满足动力电池测试需求,设计了一种可实现电网与电池能量双向交换功能的充放电机。采用三重化形式的双向 DC/DC 变换器与基于 SVPWM 算法的四象限整流器的两级结构。对输出电流进行基于时域变换的谐波分析,输出谐波抵消死区与电网电压畸变等带来的谐波电流危害。 实验结果表明该充放电机的网侧电流谐波与直流侧纹波电流均得到有效的抑制。

关键词:充放电机;谐波抑制;三重化

Study of Charging-discharging Device With the Function of Harmonic Suppression

Wang Dawei¹ Xu Yangbo¹ Zang Yunfeng¹ Yang Liuqiong² Chen Zuohua³ (1. Shanghai Surpass Sun Electric Co., Ltd, Shanghai 200331;

2. Liuzhou Chemical Industry Co., Ltd, Liuzhou, Guangxi 545002;

3. Liuzhou Iron & Steel Company, Ltd, Liuzhou, Guangxi 545002)

Abstract To meet the need of power battery testing, we design a charging discharging device can be realized the bidirectional energy exchange of grid and battery. It have three interleaving bidirectional DC/DC converter and four quadrant rectifier based on SVPWM algorithm. Based on the output current harmonic analysis of time domain transformation, output harmonic offset the harmonic current harm from dead zone and grid voltage distortion, Experimental results show that the grid current harmonics and DC ripple of the charging-discharging device effectively restrain.

Key words: harmonic suppression; three interleaving; charging-discharging device

一系列的政策相继出台,极大地刺激了我国电动汽车市场。电动汽车产量大涨带动动力锂电池产量迅猛上涨。动力锂电池组在出厂前必须得经过测试平台对其性能进行测试,而充放电机是测试平台的核心设备,对电池组进行充放电循环测试^[1]。

目前常见的充放电机仅含一级 DC/AC 变换,如 果电池组电压低于 600V,必须得通过变压器进行升 压,这使得电池组的测试缺乏灵活性。无法实现全 电压等级覆盖。本文所研究的充放电机是 DC/AC, DC/DC 两级变化,直流输出电压可以从 20~700V 全电压等级覆盖。通过对输出电流进行谐波分析, 将谐波分量加入控制中,使之输出谐波电流以抑制 死区与电网电压畸变带来的谐波电流。直流侧采用 三重化形式的双向 DC/DC 变换器,比传统的 DC/DC 变化^[2-3]减小了直流纹波。

1 主电路拓扑分析

如图 1 所示为含 DC/AC, DC/DC 两级变化的充 放电机主电路拓扑。DC/AC 环节为四象限 PWM 整 流器^[4-5]。四象限 PWM 整流器既可工作在整流模式, 也可工作在逆变模式,可以稳定直流侧电压,网侧 电流接近正弦波,功率因素可调。当充放电机工作 在充电模式,DC/AC 环节工作在整流模式,当充放 电机工作在放电模式,DC/AC 环节工作在逆变模 式。DC/DC 环节主要是起到升压与降压的作用。当 充放电机工作在充电模式时,DC/DC 环节的上管工 作,下管关闭,工作在降压 BUCK 模式,当充放电 机工作在放电模式时,DC/DC 环节的下管工作,上 管关闭,工作在升压 BOOST 模式。由于有 AC/DC, DC/DC 两个环节变换,可以实现 20~700V 的全电 压等级充放电,可以灵活配置被测试电池的串联与 并联数量。充电时,三相电网电压经过 LCL 滤波, 经过 SVPWM 整流将直流电压稳定为 750V,然后再 经过 BUCK 降压,可对被测试电池组进行恒流限压 充电,恒压限流充电,恒功率充电。放电时,被测 试电池组经过 BOOST 升压电路进行升压,然后再 经过 SVPWM 逆变将直流电压稳定在 750V,可以进 行恒流限压放电,恒阻放电,恒功率放电。



图1 充放电机拓扑

2 三重化 DC/DC 侧控制

DC/DC 侧主要起到升压与降压的作用。充电时,将三对 IGBT 的下管关断,通过控制三对 IGBT 的下管关断,通过控制三对 IGBT 的上管导通的占空比来实现 BUCK 降压工作,工作状态如图 2 所示。放电时,将三对 IGBT 的上管关断,通过控制三对 IGBT 的下管导通的占空比来实现 BOOST 升压工作,工作状态如图 3 所示。



图 3 DC/DC 侧放电工作状态

DC/DC 侧的升降压控制采用双闭环控制,外环 为直流电压控制环,内环为直流侧电流控制环。直 流侧 DC/DC 环节采用三重化控制三对 IGBT 的导通 时间,可以显著降低直流侧的纹波电流。如图 4 所 示, V_{gs1} 、 V_{gs2} 、 V_{gs3} 分别对应三对 IGBT 的驱动电压, 各相差 120°。 I_{11} 、 I_{12} 、 I_{13} 分别对应三对 IGBT 流过 的电流, I_L 为总的电流,由图可见,三重化控制的 DC/DC 侧极大的减小了直流侧纹波电流。





3 AC/DC 侧谐波抑制

AC/DC 侧是基于 SVPWM 控制的四象限整流器^[5-7]。为了防止 IGBT 的上下桥臂直通,需要在上下桥臂的驱动波形中插入死区时间,在该时间内,上下桥臂 IGBT 都处于关断状态,从而导致了输出的 PWM 波形与理想的 PWM 波形有差异,使输出波形中不仅含有基波成分,还含有大量的谐波成分。一般电网电压总是存在着畸变,含有一定的谐波成分,这也会导致输出电流中含有谐波电流成分^[6-7]。

首先对输出电流进行分析,将输出电流分解为 正序电流分量、负序电流分量、零序电流分量

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[I_{1n} \sin(n\omega t + \varphi_{1n} - 2m\pi/3) + I_{2n} \sin(n\omega t + \varphi_{2n} + 2m\pi/3) + I_{0n} \sin(n\omega t + \varphi_{0n}) \right]$$

式中,下标 0 对应零序分量,1 对应正序分量,2 对 应负序分量,n 对应谐波次数,m=0 时代表A相, m=1 时代表B相,m=2 时代表C相。

将上式 i(t)乘以 sin(ωt - 2mπ / 3可以得到

$$i(t)*\sin(\omega t - 2m\pi/3) = \{i_{h} + I_{11}\cos\psi_{11}[1 - \cos(2\omega t - 4m\pi/3)] + I_{11}\sin\psi_{11}(2\omega t - 4m\pi/3) + I_{21}\cos(\psi_{21} + 4m\pi/3)[1 - \cos(2\omega t - 4m\pi/3)] + I_{21}\sin(\psi_{21} + 4m\pi/3)\sin\psi_{21}(2\omega t - 4m\pi/3)] + I_{01}\cos(\psi_{01} + 2m\pi/3)[1 - \cos(2\omega t - 4m\pi/3)] + I_{01}\sin(\psi_{01} + 2m\pi/3)\sin\psi_{21}(2\omega t - 4m\pi/3)] + I_{01}\sin\psi_{01}\cos$$

式中, i_h为 2 次以上谐波电流所得乘积项总和,下标 11 对应基波正序分量,下标 21 对应基波负序分量,下标 01 对应基波零序分量。

将上式经过低通滤波器(截至频率低于两倍的 基波频率)可以得到直流分量

 $B_1 = i(t) * 2\sin(\omega t - 2m\pi/3) = I_{11}\cos\psi_{11} + I_{12}\cos\psi_{12} + I_{13}\cos\psi_{13} + I_{13}\cos\psi_{13}$

 $I_{21}\cos(\psi_{11} + 4m\pi/3) + I_{01}\cos(\psi_{01} + 2m\pi/3)$

将 A、B、C 三相的直流分量相加可得到基波的 正序 d 轴分量

$$i_{\rm 1d} = \frac{1}{3}(B_{\rm A1} + B_{\rm B1} + B_{\rm C1}) = I_{11}\cos\psi_{11}$$

将输出电流的 d 轴分量与基波电流的正序 d 轴 分量相减得到谐波电流的 d 轴分量

 $i_{\rm nd} = i_{\rm d} - i_{\rm 1d}$

如上式所得, *i*_{nd} 就是需要补偿的谐波电流,将 此谐波电流加入电流控制环,能有效减小网侧的谐 波电流。如图 5 所示, *U*^{*}_{dc}为直流侧电压给定指令, 本充放电机设置为 750V, *U*_{dc} 为直流侧采样电压。 比较后的差值经 PI 调节后输出为电流内环的指令电 流 *i*^{*}_d,因为需要保证输出电流的功率因素接近 1, 所以电流内环指令 *i*^{*}_q等于零。三相电网电流经坐标 变换得到输出电流 *i*_d, *i*_q。将指令电流减去输出电流 得出电流误差值,在此处减去需要补偿的谐波电流 *i*_{nd} 能够有效的减小输出电流的谐波含量,提高输出 电流的 *THD*。*e*_d, *e*_q 为电网电压的前馈补偿,加入 前馈补偿能够有效的提高系统对电网电压扰动的抗 干扰能力。



图 5 具有谐波抑制的 SVPWM 控制策略

4 仿真与实验结论

基于以上理论分析,在 PSIM 平台上对充放电 机进行了仿真验证。如图 6 所示,分别为三相交流 电流波形与直流侧电流波形,充放电机工作在 100A 恒流充电模式。交流侧电流接近于正弦波,*THD* 较 小,直流侧电流无明显纹波。



图 6 100A 恒流充电仿真波形

根据本文研究内容,设计了一台 700 V/100A 充 放电一体机,并在该台充电机上验证了谐波抑制算 法的效果。如表 1 与表 2 所示,谐波抑制的算法有 效的减小了网侧电流的谐波电流,降低了 THD 值, 尤其在电流较小时,效果较为明显。

表1 恒流3	充电,直流电压 700V,直流电流 100A)0A		
电网电流	各相电流有效值				各相电流 THD					
参数 测试项目	A 相	B 相	C t	相	A 🕸	1	B 相	C 相		
未加入谐波抑 制算法	128.3	127.5	5 128	3.2	2.99	% 2	2.8%	2.8%		
加入谐波抑制 算法	126.5	125.7	124	1.8	1.89	% 1	1.9%	1.7%		
表 2 恒流充电,直流电压 700V,直流电流 30A										
电网电流	^訖 各相	,各相电流有效值			各相电流 THD					
测试项目	∽ A相	B 相	C 相	А	相	B 相		C 相		
未加入谐波抑制 算法	训 39.3	40.1	40.6	18	.9%	17.1%		20.8%		
加入谐波抑制第 法	章 37.2	37.4	36.8	3.	6%	3.9	9%	3.8%		

5 结论

介绍了充放电机的拓扑结构,分析了其控制原 理。创新的三重化 DC/DC 环节有效的降低了直流侧 纹波电流,在 AC/DC 侧加入了谐波抑制功能,可以 有效的减小网侧谐波电流,减小 THD。样机长时间可 靠运行,验证了该拓扑与控制算法的有效性与稳定性。 (下转第51页) 频率 90MHz) 上来验证。为了测试谐波分析时间, 使用 DSP 的 I/O 口来实现,即当进入计算时,设置 该 I/O 口状态为 1,而当计算结束时设置该 I/O 口状态 为 0。这样就可以通过测试高电平的脉冲宽度(使用 示波器),来实测算法的执行时间。如表 3 所示为施加 谐波信号源,进行 20 次实测的最大时间和平均时间。

类 型		最大时间/ms	平均时间/ms		
其 2 FFT	64 点	1.60	1.51		
坐 2 11 1	128 点	3.55	3.34		
移动 FFT	64 点	0.15	0.12		
	128 点	0.29	0.23		

表 3 移动 FFT 和基 2 FFT 的谐波处理时间

由表 3 可知,移动 FFT 的最大计算时间和平均 计算时间远小于传统的基 2 FFT。这是因为传统的 基 2 FFT 在采集到一个周波数据时,需要集中计算 三相电压和三相电流的 DFT (还包括序列倒序);而 移动 FFT 是在采集到 1 个数据时,进行一次递推计 算,避免集中计算带来的长时间延时。

4 结论

框架断路器的智能控制器大都是基于嵌入式微处理器,而传统的谐波分析方法计算量大,会造成较长的计算延时,会对断路器的快速保护造成影响(比如短路瞬时保护)。本文针对这一问题,引入移动 FFT 算法来代替传统的基 2-FFT 算法,以减少进行 DFT 的计算量,能够在框架断路器的智能控制器中实现对谐波的在线监测、保护与报警等,而不会

(上接第 47 页)

参考文献

- [1] 裴晓泽,姜久春,冯韬. 电动汽车蓄电池充放电系 统的实现[J]. 电力电子技术, 2008(3): 18-19.
- [2] 张方华, 严仰光. 一族正反激组合式双向 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 157-162.
- [3] 董亦斌, 吴峂, 金新民. 等腰三角形双向 DC/DC 变 换器的拓扑研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 81-86.
- [4] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机

造成对保护实时性的影响。

参考文献

- Pei-Chen Lo, Yu-Yun Lee. Real-time implementation of the moving FFT algorithm[J]. Signal Processing, 1999, 47(79): 251-259.
- [2] Pei-Chen Lo, Yu-Yun Lee. Real-time implementation of the split-radix FFT-An algorithm to efficiently construct local butterfly modules[J]. Signal Processing, 1998, 46(71): 251-259.
- [3] Sherlock B G. Windowed discrete Fourier transform for shifting data[J]. Signal Processing, 1999, 74: 169-177.
- [4] 谷萩隆嗣著. 薛培鼎, 徐国鼐译. 快速算法与并行 信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [5] 肖湘宁. 电能质量分析与控制[M]. 北京: 中国电力 出版社, 2004.
- [6] GB/T 14549-1993, 电能质量公用电网谐波[S].
- [7] IEEE Std 519-1992, IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems[S].
- [8] IEC 61000-4-7-2002, General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto[S].

作者简介

黄蓉蓉 (1972-), 女, 大学本科, 工程师, 主要从事研发管理和低 压电器产品的设计与开发。

械工业出版社, 2005.

- [5] 赵振波,李和明. 单位功率因数 PWM 整流器双闭环PI 调节器设计[J]. 电工技术杂志, 2003(5): 68-71.
- [6] 魏凯,尚敬,廖长鑫. SVPWM 逆变器死区补偿的研 究与实现[J]. 大功率变流技术, 2009(6): 18-23.
- [7] 张超,于岩,张义君. SVPWM 逆变器输出电压谐波 分析[J]. 煤矿机械, 2011(6): 115-117.

作者简介

エ大为(1980-),男,硕士研究生,研究方向为电动汽车充电设施、 大功率充(放)电机设计与开发。