

并联 T 型三电平储能变流器零序环流抑制

陈刚¹, 蒋顺平², 丁勇², 李旭², 石祥建², 刘为群²

(1. 国网江苏省电力公司徐州供电公司, 江苏 徐州 221003;
2. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

摘要:针对共享交、直流母线的 T 型三电平储能变流器并联系统零序环流问题, 建立并联 T 型三电平储能系统零序环流等效模型, 并根据激励源的不同, 把零序环流分为通态零序环流、开关零序环流、混合零序环流 3 类。首先采用一种共享直流中点方案抑制通态零序环流, 其次通过一种改进型 LCL 滤波器方案抑制开关零序环流和混合零序环流中的高频分量, 然后提出一种基于比例谐振控制的零序调制波叠加控制方案抑制开关零序环流和混合零序环流中的低频分量, 最后搭建 500 kW 的 T 型三电平储能变流器并联仿真系统。仿真结果证明了文中提出的零序环流抑制策略的正确性。

关键词: T 型三电平; 并联; 储能变流器; 零序环流; 比例谐振控制

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2017)05-0052-07

0 引言

随着可再生能源发电的快速增长, 储能系统在缓解用电供需矛盾、提高电网安全、改善供电质量等方面发挥着重要作用^[1,2]。作为连接储能装置和电网的关键设备, 储能变流器 (PCS) 受到了广泛的重视和研究。T 型三电平耐压等级高、谐波含量小、电压畸变率低^[3], T 型三电平 PCS 可以在不增加功率半导体器件电流应力的情况下, 通过并联增大系统容量, 提高系统的运行效率。并联系统中 PCS 之间共享交、直流母线, 因此并联系统中存在环流问题。环流分为零序环流^[4]和非零序环流 2 种成分, 采用 LCL 滤波器拓扑^[5]且带有电流内环控制的系统环流主要为零序环流, 非零序环流可以忽略不计。零序环流会导致系统内部电流分配不均, 影响系统可靠性, 同时也会增大损耗, 引起并网电流畸变, 减小 IGBT 开关管寿命^[6,7]。因此, 对并联系统中零序环流分析和抑制的研究意义重大。

国内外学者对环流进行了广泛的研究。文献[8]通过建立带三磁柱电感及三磁柱变压器的三相逆变器瞬时零序分量模型, 分析了其对零序环流的抑制作用, 但这种结构电感和变压器增加了系统的体积、成本和损耗; 文献[9, 10]采取非线性控制的方法来抑制零序环流, 但是这种控制实现复杂, 难以投入工程应用; 文献[11, 12]提出了采用基于调

节因子法的零序环流控制器来抑制零序环流低频分量, 但零序环流低频分量主要集中在 3 倍频, 直流分量含量很小, 采用 PI 控制器对零序环流的抑制效果有限; 文献[13-15]基于空间矢量脉宽调制 (SVPWM), 通过控制中零矢量的时间来实现零序环流抑制, 但由于中零矢量作用时间少, 控制比较困难。

文中提出了一种多机 T 型三电平储能 PCS 系统, 并联 PCS 间共享交、直流母线。通过对零序环流模型的推导和分析, 把零序环流分为通态零序环流、开关零序环流和混合零序环流 3 类, 并对 3 类零序环流分别提出了相应的抑制方法, 最后对 500 kW 储能 PCS 并联系统进行仿真, 验证了抑制策略的正确性。

1 零序环流的模型和分类

1.1 零序环流模型

图 1 为 n 个共交、直流母线并联的 T 型三电平储能 PCS 系统, 采用 LCL 滤波器结构。其中 L 为桥臂滤波电感, L_g 为网侧滤波电感, C_f 为滤波电容; 忽略电感上的电阻和电容上的阻尼电阻; e_j 为 J 相电网电压, O 为电网中性点; P, N 分别为直流侧正、负母线, U_{dc} 为直流侧母线电压; U_{pk} 和 U_{Nk} 分别为储能变流器 k 直流侧正、负母线电压; O_k 为储能变流器 k 的直流中性点; 其中, $J = A, B, C; j = a, b, c; k = 1, 2, \dots, n$ 。

以储能变流器 k 为例, 根据基尔霍夫电压定律, 建立 T 型三电平 PCS 的三相并网回路方程为:

收稿日期: 2017-03-26; 修回日期: 2017-05-21

基金项目: 国网江苏省电力公司科技项目“柔直和光储混联系统在城市配网中的应用”(J2017086)

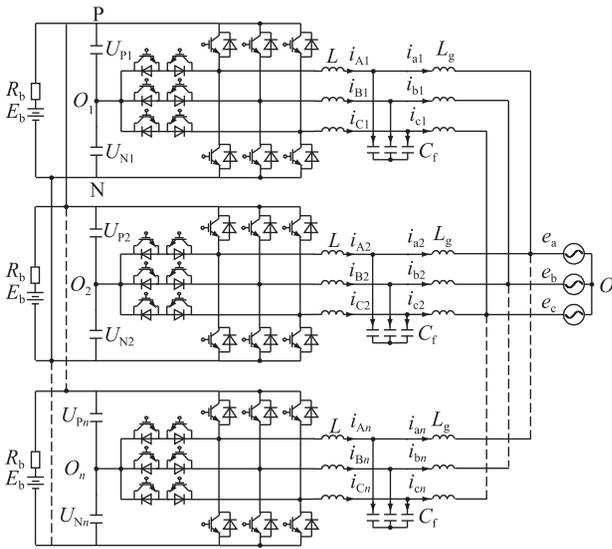


图 1 T 型三电平储能 PCS 并联系统
Fig.1 Structure of T-type three-level power converter systems

$$\begin{cases} u_{AkN} - L \frac{di_{Ak}}{dt} - L_g \frac{di_{ak}}{dt} - e_a = u_{ON} \\ u_{BkN} - L \frac{di_{Bk}}{dt} - L_g \frac{di_{bk}}{dt} - e_b = u_{ON} \\ u_{CkN} - L \frac{di_{Ck}}{dt} - L_g \frac{di_{ck}}{dt} - e_c = u_{ON} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: u_{jkN} 为变流器 k 的 J 相桥臂对负母线的输出电压; i_{jk} 为变流器 k 的 J 相桥臂电流; i_{jk} 为变流器 k 的 j 相网侧输出电流; u_{ON} 为电网中性点和负直流母线之间的电压。

由于滤波电容支路电流和为 0, 根据零序环流定义, 可以得出并联 PCS 系统中第 k 个变流器零序环流的表达式:

$$i_{zk} = \sum_{J=A,B,C} i_{Jk} = \sum_{J=A,B,C} i_{jk} \quad (2)$$

式(2)中: i_{zk} 为变流器 k 的零序环流表达式。

对于三相对称系统, $e_a + e_b + e_c = 0$, 结合式(1)和(2)可得:

$$\sum_{J=A,B,C} u_{jkN} - (L + L_g) \frac{di_{zk}}{dt} = 3u_{ON} \quad (3)$$

由式(3)可以得到多台 PCS 并联系统的零序环流等效模型, 如图 2 所示。

根据戴维南定律对图 2 模型进行简化, 得出零序环流的简化等效模型, 如图 3 所示。

图 3 中, U_{eq} 为除去变流器 k 的等效电压, 表达式为:

$$U_{eq} = \frac{\sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} u_{JmN}}{n-1} \quad (4)$$

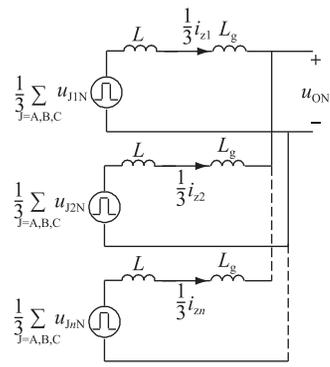


图 2 零序环流等效模型

Fig.2 Equivalent model of zero-sequence circulating current

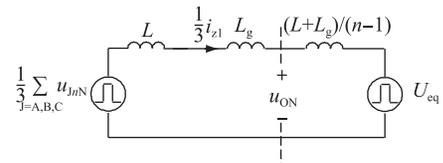


图 3 零序环流简化模型

Fig.3 Simplified model of zero-sequence circulating current

根据图 3 可以得出变流器 k 在复频域上的表达式为:

$$i_{zk}(s) = H(s) u_{zk}(s) \quad (5)$$

式(5)中: $u_{zk}(s)$ 为变流器 k 的零序环流激励源在复频域上的表达式; $H(s)$ 为其零序环流的传递函数。具体表达式为:

$$\begin{cases} H(s) = \frac{1}{n(L + L_g)s} \\ u_{zk}(s) = \sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} (u_{JkN}(s) - u_{JmN}(s)) \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 并联 PCS 系统中第 k 个变流器的零序环流传递函数为一阶系统, 桥臂滤波电感 L 和网侧滤波电感 L_g 对零序环流有影响, 但零序环流激励源的表达式比较复杂, 不适用于零序环流抑制方法的针对性设计。

1.2 零序环流分类

定义开关函数 S_{jk} 表示变流器 k 的 J 相桥臂开关状态, 可以得出其三相桥臂输出电压的开关函数表达式:

$$\begin{cases} u_{AkN} = \frac{U_{dc}}{2}(S_{Ak} + 1) + \frac{\Delta U_k}{2}(S_{AK}^2 - 1) \\ u_{BkN} = \frac{U_{dc}}{2}(S_{Bk} + 1) + \frac{\Delta U_k}{2}(S_{BK}^2 - 1) \\ u_{CkN} = \frac{U_{dc}}{2}(S_{Ck} + 1) + \frac{\Delta U_k}{2}(S_{CK}^2 - 1) \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中: $\Delta U_k = U_{Pk} - U_{Nk}$, 表示变流器 k 的正负母

线电容电压之差。

由式(7)可得:

$$\sum_{J=A,B,C} u_{JkN} = \frac{U_{dc}}{2} \sum_{J=A,B,C} S_{Jk} + \frac{3U_{dc}}{2} + \frac{\Delta U_k}{2} \sum_{J=A,B,C} S_{Jk}^2 - \frac{3\Delta U_k}{2} \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)可以得出变流器 k 零序环流激励源关于其开关函数的表达式为:

$$u_{zk} = -\frac{3}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n (\Delta U_k - \Delta U_m) + \frac{U_{dc}}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} (S_{Jk} - S_{Jm}) + \frac{1}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} (\Delta U_k S_{Jk}^2 - \Delta U_m S_{Jm}^2) \quad (9)$$

由式(9)可以看出,并联系统中变流器 k 的零序环流由 3 种不同成分组成。

(1) 通态零序环流,即:

$$u_{zkT} = -\frac{3}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n (\Delta U_k - \Delta U_m) \quad (10)$$

由式(10)得出通态零序环流激励源和并联 PCS 间的的中点电位之差有关。

(2) 开关零序环流,即:

$$u_{zkK} = \frac{U_{dc}}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} (S_{Jk} - S_{Jm}) \quad (11)$$

由式(11)得出开关零序环流激励源由并联 PCS 之间开关状态不一致导致。

(3) 混合零序环流,即:

$$u_{zkH} = \frac{1}{2} \sum_{m=1, m \neq k}^n \sum_{J=A,B,C} (\Delta U_k S_{Jk}^2 - \Delta U_m S_{Jm}^2) \quad (12)$$

由式(12)得出混合零序环流激励源由并联 PCS 之间中点电位差和开关状态不一致共同产生。

2 零序环流抑制

结合 1.2 节所述,根据零序环流激励源的不同,零序环流可以分为通态零序环流、开关零序环流和混合零序环流 3 类。不难看出,开关零序环流与混合零序环流在数学模型上和通态零序环流存在本质区别,两者都受开关函数 S_{jk} 的影响,在环流成分上均含有高频分量和低频分量。因此,本文把环流抑制分为通态零序环流抑制,开关、混合零序环流高频分量抑制和开关、混合零序环流低频分量抑制 3 个方面。

2.1 通态零序环流抑制

当并联系统中 PCS 均处于并网发电状态时,相互间调制度和功率因数非常接近,变流器中点电位差很小,此时通态环流激励源很小。但是在变流器

启机的瞬间,受电容、分压电阻等参数的影响,变流器和并网状态的变流器差异较大,此时会产生很大的瞬间通态零序环流^[17]。为了消除中点电位差,本文采用共享变流器间的直流中点方案。此时通态零序环流的通路如图 4 所示。

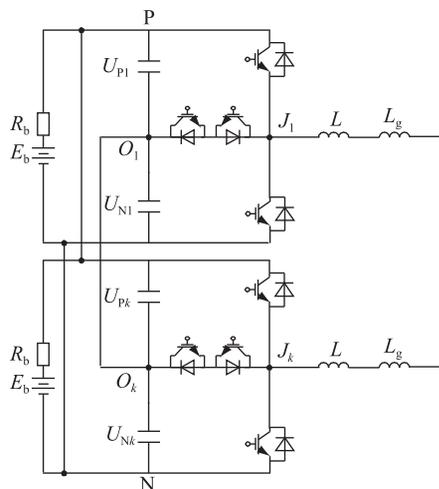


图 4 共享中点后通态零序环流通路

Fig.4 Loops of conduction zero-sequence circulating current sharing neutral buses

共享中点使得并联系统中变流器之间中点电位相等,从根本上消除了通态零序环流激励源,该方案容易实现且成本低。

2.2 开关、混合零序环流高频分量抑制

文献[11]指出载波不同步是产生零序环流高频分量的主要因素。在 $0^\circ \sim 180^\circ$,随着载波之间的相位差增大,高频分量也随着增大。由于其频率超出了系统的带宽,很难通过控制来对其进行抑制,因此,针对零序环流的高频分量,文中采用储能变流器 LCL 滤波器滤波电容中点回迁至直流母线中点的拓扑结构,使得各储能变流器滤波电容中性点到直流母线中点多出了一条共模回路,导致变流器侧和网侧电流和不再相等,此时变流器 k 的零序环流表达式为:

$$i_{zk} = \sum_{j=a,b,c} i_{jk} = \sum_{J=A,B,C} i_{Jk} - i_{0k} \quad (13)$$

式(13)中: i_{0k} 为变流器 k 滤波电容中点到直流中点回迁线上的电流。

结合式(1)、式(13)可得:

$$\sum_{J=A,B,C} u_{JkN} - L \frac{d(i_{zk} + i_{0k})}{dt} + L_g \frac{di_{zk}}{dt} = 3u_{ON} \quad (14)$$

根据基尔霍夫电压定律,对新增的共模回路有如下关系式:

$$\sum_{J=A,B,C} u_{JkN} - L \frac{d(i_{zk} + i_{0k})}{dt} - \frac{\int i_{0k} dt}{C_f} = U_{Nk} \quad (15)$$

结合式(14)、式(15)可以得出并联 PCS 系统的零序环流等效模型,如图 5 所示。

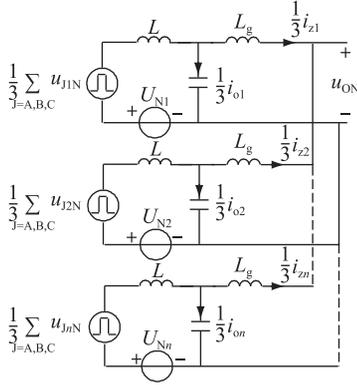


图 5 改进 LCL 后零序环流等效模型

Fig.5 Equivalent model of zero-sequence circulating current with the improved LCL filter

根据图 5 和式(15)可以得出改进型 LCL 滤波器并联系统中变流器 k 的零序环流复频域上的表达式:

$$H_c(s) = \frac{i_{zk}(s)}{u_{zk}(s)} = \frac{1}{n(LL_g C_f s^3 + (L + L_g)s)} \quad (16)$$

对比式(6)、式(16)可以看出改进后系统由一阶系统变为三阶系统,零序环流传递函数 Bode 图如图 6 所示,对比可知回迁后高频抑制能力增强。

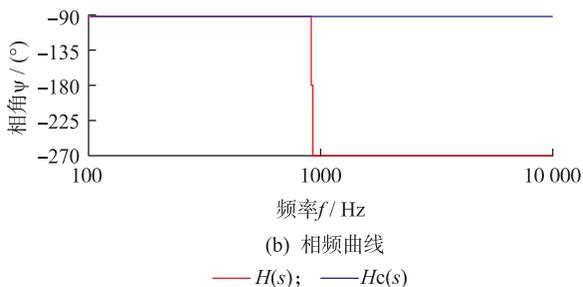
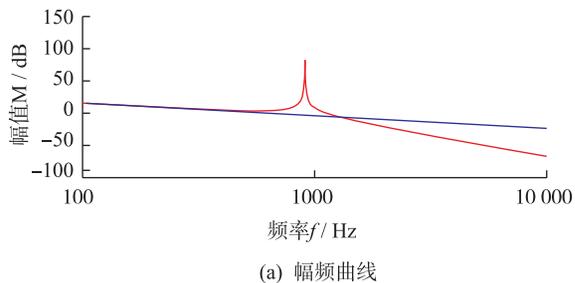


图 6 零序环流传递函数 Bode 图

Fig.6 Bode diagram of zero-sequence circulating current transfer function

2.3 开关、混合零序环流低频分量抑制

采用改进型 LCL 滤波器结构可以有效的抑制零序环流中的高频分量,但是对低频分量几乎没有抑制作用。本文提出一种准 PR 控制器对环流低频

分量进行有效抑制。准 PR 控制器的表达式为:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (17)$$

式(17)中: k_p 为比例增益系数; k_r 为指定谐波处的谐振增益系数; ω_0 为谐波处对应的角频率。

准 PR 控制器通过参数 ω_c 的引入一定程度上减小了 PR 控制器在谐振频率处的系统增益,起到了一定的阻尼作用。但是和普通 PR 控制器相比,准 PR 控制器的峰值增益(谐振处的增益)对频率的敏感性大大降低。在谐振频率附近一定的范围内(由 ω_c 决定)准 PR 控制器都具有不错的增益。为了分析方便,令 $n=2$,可以得出并联 PCS 零序环流的传递函数为:

$$G_{i_open}(s) = G_{PR}(s)H_c(s) \quad (18)$$

$$G_{i_close}(s) = H_c(s)/(1 + 2G_{PR}(s)H_c(s)) \quad (19)$$

令 $\omega_0 = 3\omega$, $\omega = 2\pi f$,可以得出增加 PR 控制器后的开环 Bode 图,如图 7 所示。

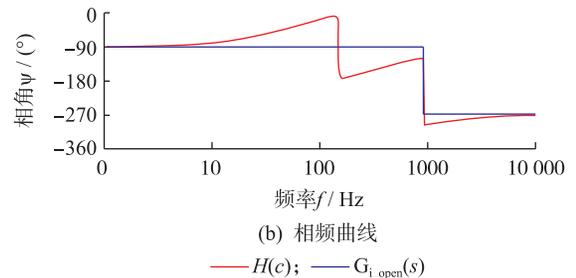
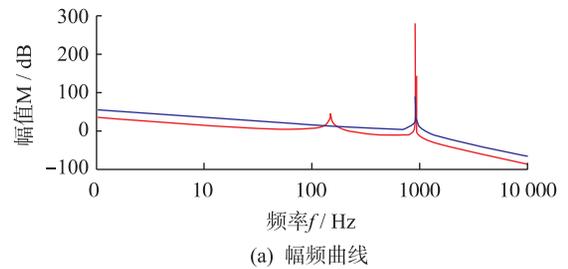


图 7 增加零序环流控制器后 Bode 图

Fig.7 Bode diagram with controller of zero-sequence circulating current

考虑到得到的零序调制波需要叠加中点电压平衡控制产生的零序调制波,故本文中设计的 PR 控制器在满足抑制效果的前提下谐振峰偏小,以保证系统能够稳定运行。

由图 7 可以看出,在 150 Hz 处存在谐振峰,很好的对 3 倍频分量进行了抑制。

3 仿真实验

为了验证文中提出的零序环流抑制方法的可行性,利用 PSCAD/EMTDC 仿真软件搭建 2 台储能变流器并联运行仿真模型。仿真参数:PCS 额定容

量为 500 kW, 开关频率 3 kHz, 交流母线电压 400 V, 直流母线电压 720 V, PCS 采用 LCL 滤波器, 参数分别为 $L=0.1$ mH, $L_g=0.05$ mH, $C_f=900$ μ F。

未采用共享中点方案, PCS1 恒功率稳定运行, PCS2 投入瞬间, 2 台 PCS 的 A 相并网电流和零序环流波形如图 8 所示。由图 8 可以看出, 并联系统瞬间产生很大的通态零序环流, 导致 PCS 的并网电流波形畸变, 影响 PCS 系统性能。采用共享中点方案的仿真波形如图 9 所示。由图 9 可见 PCS2 投入瞬间通态零序环流明显减小, 验证了通态零序环流抑制的有效性。

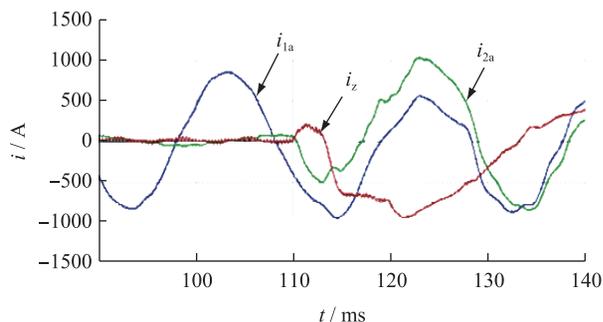


图 8 共享中点前零序环流波形

Fig.8 Waveform of zero-sequence circulating current without sharing neutral buses

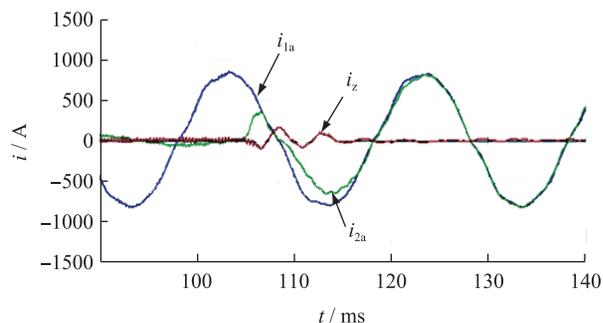


图 9 共享中点后零序环流波形

Fig.9 Waveform of zero-sequence circulating current with sharing neutral buses

为了验证 LCL 中点回迁对零序环流高频分量的抑制效果, 仿真中 2 台 PCS 的载波角差为 180° , 此时零序环流高频分量最大。图 10 给出了 LCL 中点回迁前并网电流和零序环流波形, 可见并联系统中零序环流含有很多高频分量, 开关频率处谐波含量达到 7.87% 左右, 严重影响入网电流的波形质量。

采用 LCL 滤波器中点回迁方案, 仿真结果如图 11 所示, 并联系统中零序环流高频分量得到有效抑制, 开关频率处谐波含量降低到 0.94% 左右, 很好地改善了入网电流质量。但是仍然存在低频分量, 这是由并网功率不同导致的。

仿真中 PCS1 设定为 500 kW 恒功率并网运行,

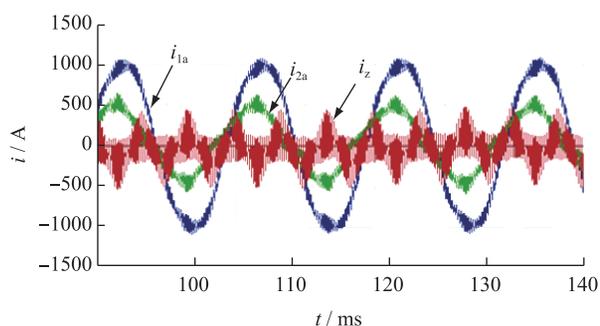


图 10 改进 LCL 前零序环流波形

Fig.10 Waveform of zero-sequence circulating current without improved LCL filter

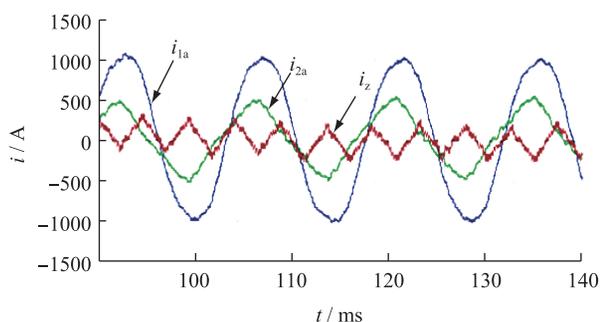


图 11 改进 LCL 后零序环流波形

Fig.11 Waveform of zero-sequence circulating current with improved LCL filter

PCS2 设定为 200 kW 恒功率并网运行。不加零序环流控制, 仿真结果如图 12 所示。并联系统中零序环流含有较大低频分量, 3 倍频处环流分量达到 5.67% 左右。采用文中提出的低频环流控制方案后, 仿真结果如图 13 所示, 低频分量明显减小, 3 倍频处环流分量降低到 0.12% 左右, 入网电流质量取到较大改善, 证明了文中提出的低频环流抑制策略的有效性。

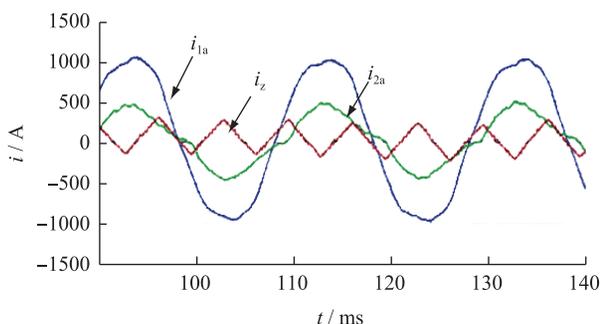


图 12 低频环流控制器投入前零序环流波形

Fig.12 Waveform without controller of zero-sequence circulating current

4 结语

T 型三电平拓扑器件少、器件损耗均匀、运行效率高, 在储能变流器中得到大量应用。文中提出了

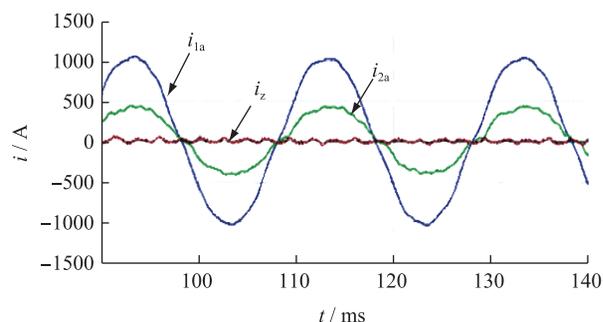


图 13 低频环流控制器投入后零序环流波形

Fig.13 Waveform with controller of zero-sequence circulating current

一种多机 T 型三电平储能变流器并联的储能系统, 共交、直流母线的并联结构存在零序环流问题, 需要妥善解决。文中通过建立零序环流等效模型, 将零序环流进行分类, 并提出零序环流的抑制策略。仿真结果表明, 采用共享直流中点方案可以有效抑制通态零序环流, 采用 LCL 滤波器中点回迁方案可以有效抑制开关零序环流和混合零序环流的高频分量, 文中提出的一种准谐振零序环流控制器可以有效抑制开关零序环流和混合零序环流的低频分量。

参考文献:

- [1] DAVID VELASCO DE LA FUENTE, CÉSAR L. TRUJILLO RODRÍGUEZ, GABRIEL GARCERÁ, EMILIO FIGUERES AND RUBÉN ORTEGA GONZÁLEZ. Photovoltaic power system with battery backup with grid-connection and islanded operation capabilities [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2013.
- [2] 金一丁, 宋强, 陈晋辉, 等. 大容量电池储能电网接入系统 [J]. 中国电力, 2010, 43(2): 16-20.
JIN Yiding, SONG Qiang, CHEN Jinhui, et al. Power conversion system of large scaled battery energy storage [J]. Electric Power, 2010, 43(2): 16-20.
- [3] 李勇, 郭勇, 皇甫星星, 等. T 型三电平逆变器的中点平衡建模与控制 [J]. 电力工程技术, 2017, 36(2): 19-23.
LI Yong, GUO Yong, HUANGFU Xingxing, et al. Analysis and control of neutral point voltage balancing for T-type three-level inverters [J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(2): 19-23.
- [4] 胡维昊, 王跃, 姚为正, 等. 直驱型变速恒频风力发电系统中零序环流的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 99-105.
HU Weihao, WANG Yue, YAO Weizheng, et al. Zero-sequence current in direct drive variable-speed constant-frequency wind energy conversion systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 99-105.
- [5] 黄志高, 刘洪德, 连建阳, 等. 地铁能量回馈系统充电回路的优化方案 [J]. 电力工程技术, 2017, 36(1): 95-98.
HUANG Zhigao, LIU Hongde, LIAN Jianyang, et al. Optimization scheme for charging circuit of the subway energy feedback system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(1): 95-98.
- [6] 张犁, 孙凯, 冯兰兰, 等. 一种模块化光伏发电并网系统 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(1): 26-31.
ZHANG Li, SUN Kai, FENG Lanlan, et al. A modular grid-connected photovoltaic generation system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(1): 26-31.
- [7] BASSIM M H, ZAHAW B, ATKINSON D. Simple control method for parallel connected three-phase PWM converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 73-79.
- [8] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(13): 62-67.
ZHANG Yu, DUAN Shanxu, KANG Yong, et al. The research of zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(13): 62-67.
- [9] MAZUMDER S K. A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(4): 1070-1083.
- [10] MAZUMDER S K, ACHARYA K, TAHIR M. Joint optimization of control performance and network resource utilization in homogeneous power networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1736-1745.
- [11] 张兴, 邵章平, 王付胜, 等. 三相三电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 17-24.
ZHANG Xing, SHAO Zhangping, WANG Fusheng, et al. Zero-sequence circulating current reduction for three phase three-level modular photovoltaic grid-connected systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 17-24.
- [12] 王付胜, 邵章平, 张兴, 等. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 40-45.
WANG Fusheng, SHAO Zhangping, ZHANG Xing, et al. Circulating current reduction for T-type three-level grid-connected photovoltaic inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 40-45.
- [13] ZHANG X G, ZHANG W J, CHEN J M, et al. Deadbeat control strategy of circulating currents in parallel connection system of three-phase PWM converter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 406-417.
- [14] ZHANG X G, CHEN J M, MA Y, et al. Bandwidth expansion method for circulating current control in parallel three-phase PWM converter connection system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6847-6856.
- [15] 邢相洋, 陈阿莲, 张子成, 等. 并联 T 型三电平逆变器环流抑制和中点平衡研究 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36

(14):3909-3915.

XING Xiangyang, CHEN Alian, ZHANG Zicheng, et al. Investigation of circulating currents suppression and neutral point balancing in parallel three-level T-type inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14):3909-3915.

- [16] 黄如海, 谢少军. 基于比例谐振调节器的逆变器双环控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2):77-81.

HUANG Ruhai, XIE Shaojun. Double-Loop digital control strategy based on proportional-resonant controller[J]. Transactions Of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2):77-81.

- [17] 范必双, 谭冠政, 樊绍胜, 等. 一种新的基于混合空间矢量调制的三电平逆变器直流侧电容电压平衡研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(27):135-141.

FAN Bishuang, TAN Guanzheng, FAN Shaosheng, et al. A new DC side capacitance voltages balancing method for three-level inverters based on hybrid space vector modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(27):135-141.

作者简介:



陈刚

陈刚(1993—),男,安徽滁州市人,高级工程师,研究方向为配网自动化与新能源发电(E-mail:19653195@qq.com);

蒋顺平(1989—),男,安徽合肥人,助理工程师,研究方向为新能源发电应用与控制(E-mail:jiangsp@nrec.com);

丁勇(1981—),男,江苏南通人,高级工程师,研究方向为电力系统无功补偿及新

源发电(E-mail:diny@nrec.com);

李旭(1986—),男,江苏徐州人,工程师,研究方向为新能源发电应用与控制(E-mail:lixu@nrec.com);

石祥建(1980—),男,江苏徐州人,高级工程师,研究方向为电力电子在电网中应用技术研究(E-mail:shixj@nrec.com);

刘为群(1966—),男,安徽滁州市人,研究员级高级工程师,研究方向为电力电子功率变换技术及应用(E-mail:liuweiqun@nrec.com)。

Zero-sequence Circulating Current Reduction for Parallel T-type Three-level Power Converter Systems

CHEN Gang¹, JIANG Shunping², DING Yong², LI Xu², SHI Xiangjian², LIU Weiqun²

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Company Xuzhou Power Supply Company, Xuzhou 221003, China;

2. NR Electric Co. Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: According to the problems about zero-sequence circulating current existed in parallel T-type three-level power converter systems, the equivalent model of zero-sequence circulating current was proposed in this paper. The zero-sequence circulating current was divided into three types according to different exciting sources, namely, conduction zero-sequence circulating current, switching zero-sequence circulating current, hybrid zero-sequence circulating current. Firstly, a scheme sharing neutral buses was proposed to reduce the conduction zero-sequence circulating current. Secondly, a parallel scheme based on improved LCL filter was proposed to reduce high frequency component of switching and hybrid zero-sequence circulating current. And a zero-sequence modulation control method based on proportion resonant controller was used to reduce low frequency component of switching and hybrid zero-sequence circulating current. Finally, parallel T-type three-level power converter systems rated 500 kW were build. Simulation results verify the correctness of reduction methods of zero-sequence circulating current.

Key words: T-type three-level; parallel; power converter system; zero-sequence circulating current; proportion resonant control

(编辑 钱悦)