

应用于双馈风力发电机的  $LCL$  型滤波器许斌<sup>1</sup>, 张志强<sup>2</sup>, 李程昊<sup>2</sup>, 詹鹏<sup>2</sup>, 文劲宇<sup>2</sup>

(1. 中南电力设计院, 湖北 武汉 430071;

2. 华中科技大学 电气与电子工程学院 强电磁工程与新技术国家重点实验室, 湖北 武汉 430074)

**摘要:** 根据对  $LCL$  型滤波器元件参数的约束条件的分析, 提出在双馈风力发电机 (DFIG) 系统的网侧变换器 (GSC) 侧连接星形  $LCL$  型滤波器, 在转子侧变换器 (RSC) 侧连接三角形  $LCL$  型滤波器, 并以 2.5 MW 的 DFIG 为例, 给出了各滤波器的参数。仿真结果表明, 采用了提出的  $LCL$  型滤波器设计方法后, DFIG 系统的 GSC 侧总谐波畸变率 (THD) 下降为 1.70%, RSC 侧总谐波畸变率下降为 1.64%, 滤波效果远优于  $L$  型滤波器。

**关键词:** 风电; 风电机组; 双馈感应发电机; 变换器;  $LCL$  型滤波器; 参数设计; 谐波分析

**中图分类号:** TM 711

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.007

## 0 引言

目前, 双馈感应发电机 (DFIG) 已被广泛运用于风力发电系统。双馈式风力发电机组的电力电子变换器包括网侧变换器 (GSC) 和转子侧变换器 (RSC) 两部分, 通常采用脉冲宽度调制 (PWM) 方式, 在工作时会产生大量的高次谐波。DFIG 转子电流所包含的谐波会导致发电机输出功率和电压的波动以及转子轴系上额外的应力, 而定子电流中的谐波则会恶化电能质量。因此, 如何有效抑制谐波是 DFIG 风机并网运行必须解决的关键问题。

一般而言, 为了满足相关的并网标准<sup>[1]</sup>, 必须为变换器配置相应的低通滤波器。目前并网 DFIG 风机普遍使用  $L$  型或  $LC$  型滤波器来消除高频谐波<sup>[2]</sup>。然而, 由于应用于 DFIG 的 PWM 变换器的容量相对较大, 为了消除相对低频的谐波需要很大的电抗值, 这会导致  $L$  型滤波器体积大、重量过重。 $LC$  型滤波器虽然较  $L$  型滤波器有更强的谐波抑制能力, 但由于其低输出阻抗的限制, 并不适合用于与电网直接相连的变换器上<sup>[3-5]</sup>。

与  $L$  型滤波器相比,  $LCL$  型滤波器能提供更高的谐波衰减率, 而且总的电感值要明显低于  $L$  型滤波器, 因此在 DFIG 应用领域  $LCL$  型滤波器是更好的选择<sup>[6]</sup>。文献[7]介绍了应用于风电机组换流器的  $LCL$  型滤波器, 分析了滤波器的特性。文献[8]分析了双馈风电系统中 GSC 侧  $LCL$  型滤波器谐振的阻尼方法。文献[9]介绍了风机换流器的  $LCL$  型滤波器优化设计原则。文献[10]则分析了在 RSC 和 DFIG 转子回路间配置二阶  $LC$  型滤波器的滤波效果, 考虑到转子漏抗, 它实际上就是一个  $LCL$  型滤波器。由于  $LCL$  型滤波器本身存在自然谐振频率, 因此如果参数设计不合理有可能出现谐振现象<sup>[11]</sup>。总体而言,

虽然关于 DFIG 中的  $LCL$  型滤波器的研究已有不少, 但未见有文献全面系统地给出适用于 DFIG 风力发电机组 GSC 和 RSC 的  $LCL$  型滤波器的具体设计方法。

本文首先分析了  $LCL$  型滤波器各元件参数的约束条件, 提出了系统的设计方法, 然后以 2.5 MW 的 DFIG 为例, 给出了 GSC 侧星形连接  $LCL$  型滤波器和 RSC 侧三角形连接  $LCL$  型滤波器的设计方案和详细的参数设计过程, 最后通过电磁暂态仿真和理论分析结果验证了本文所设计的滤波器在抑制谐波方面的有效性。

1  $LCL$  型滤波器各元件参数约束条件分析1.1  $LCL$  型滤波器的基本工作原理

图 1 为安装在 PWM 变换器和电网之间的  $LCL$  型滤波器的原理图。其中,  $U_0$  为 PWM 变换器的节点电压;  $U_s$  为电网电压;  $L_1$  为变换器侧电感,  $R_1$  为变换器侧线路的等效电阻;  $L_2$  为网侧电感,  $R_2$  为网侧线路的等效电阻;  $C_3$  为电容,  $R_3$  为与  $C_3$  串联的阻尼电阻。

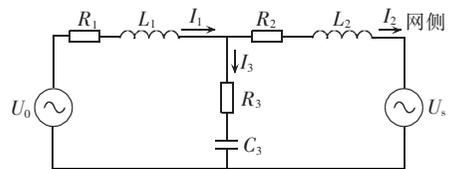


图 1  $LCL$  型滤波器等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit of  $LCL$  filter

考虑到  $R_1$  和  $R_2$  值很小, 可将其忽略, 则输入电压  $U_0$  到输出电流  $I_2$  之间的传递函数为:

$$H(s) = \frac{R_3 C_3 s + 1}{L_1 L_2 C_3 s^3 + (L_1 + L_2) R_3 C_3 s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

如果采用  $L$  型滤波器, 其传递函数为:

$$H(s) = \frac{1}{sL} \quad (2)$$

由式(1)可知,  $LCL$  型滤波器是 3 阶的, 相比于

式(2)所示的 1 阶的 L 型滤波器,LCL 型滤波器在高频段具有更高的谐波抑制能力。从式(1)可以看出, $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_3$ 、 $R_3$  的取值对 LCL 型滤波器的性能有很大影响,如果选取不当将难以达到预期的抑制效果,甚至有可能由于系统谐振进一步恶化输出电流质量<sup>[2]</sup>。这些参数同时受到多个约束条件的限制,在设计过程中必须考虑。

### 1.2 各元件参数的约束条件

由于式(1)中均是自由变量,因此 LCL 型滤波器的参数并不是唯一的,根据期望的波动衰减率等要求<sup>[11]</sup>,可以推导出关于  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_3$ 、 $R_3$  取值的约束条件。

首先,总电感应限制  $I_1$  在其额定电流的 15%~25% 范围内波动<sup>[7,12]</sup>。在图 1 中, $I_1$  的取值取决于  $L_1$  (以  $X_{L1}$  表示)和  $L_2$ 、 $C_3$  的并联阻抗的大小(以  $X_{L2C3}$  表示)。在工作开关频率下, $C_3$  的阻抗值(以  $X_{C3}$  表示)应远小于  $L_2$  的阻抗值(以  $X_{L2}$  表示)以确保大多数的高频电流流经  $C_3$  支路,因此两者的并联阻抗可近似表示为  $X_{C3}$ 。由于  $X_{C3}$  值很小, $I_1$  的取值主要取决于  $X_{L1}$ ,所以  $L_1$  应该有足够大的值以限制电流波动。PWM 开关动作阶段最大电流波动按照下式估算<sup>[13]</sup>:

$$i_{1ripmax} = \frac{U_{dc}}{8f_{PWM}L_1} \quad (3)$$

其中, $U_{dc}$  为变换器直流母线电压; $f_{PWM}$  为开关频率。为了得到想要的电流波动范围  $i_{1rip}$ , $L_1$  应按照下式设计:

$$L_1 \geq \frac{U_{dc}}{8i_{1rip}f_{PWM}} \quad (4)$$

同时,为了提高电流跟踪能力,避免较大的电压降落, $L_1$  的取值也不能太大,故有以下约束<sup>[14]</sup>:

$$L_1 \leq \frac{\sqrt{U_{dc}^2/3 - U_m^2}}{\omega_B I_m} \quad (5)$$

其中, $U_m$  为系统相电压峰值; $I_m$  为系统相电流峰值; $\omega_B$  为系统电压的角频率。

其次, $X_{C3}$  的低阻抗值意味着更大的电容  $C_3$ ,这也会导致较大的无功功率。对于直接连接到电网的变换器,考虑到功率因数限制, $C_3$  产生的无功功率一般而言应小于额定功率的 5%。因此, $C_3$  可按照下式设计<sup>[15]</sup>:

$$C_3 \leq 5\% \times \frac{P_{rated}}{3 \times 2 \pi f_B U_{rated}^2} \quad (6)$$

其中, $P_{rated}$  为变换器的额定功率; $f_B$  为系统频率; $U_{rated}$  为变换器输出相电压的有效值。

再次,结合变换器侧电流波动,选择想要的电流波动衰减率  $\sigma$  来设计  $L_2$  的电抗值。 $L_2$ 、 $C_2$  共同作用,将电流波动范围减小到一个极低的水平<sup>[16]</sup>。

$$\sigma = \frac{i_{rip}(f_{PWM})}{i_{Crip}(f_{PWM})} = \frac{1}{|L_2 C_3 \omega_{PWM}^2 - 1|} = 10\% \quad (7)$$

其中, $i_{rip}(f_{PWM})$ 、 $i_{Crip}(f_{PWM})$  分别为开关频率下系统电

流波动和变换器电流波动。

设计好  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_3$  之后,LCL 型滤波器系统的谐振角频率即可确定。对于星形连接的 LCL 型滤波器,其谐振角频率可表示为<sup>[15]</sup>:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_3}} \quad (8)$$

对于三角形连接的 LCL 型滤波器, $\omega_{res}$  可表示为:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{3L_1 L_2 C_3}} \quad (9)$$

为了避免在谐波频谱的低频段和高频段出现谐振的问题, $\omega_{res}$  应该在 10 倍于系统电压角频率至 1/2 的开关角频率范围内,即:

$$10\omega_B < \omega_{res} < \frac{1}{2}\omega_{PWM} \quad (10)$$

如果不满足约束,则应在上述参数约束范围内做适当调整以保证不会产生谐振。

最后是关于阻尼电阻  $R_3$  的约束。如果没有阻尼电阻  $R_3$ ,式(1)将变为:

$$H(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C_3 s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (11)$$

式(11)所示的传递函数有一对位于虚轴上的极点,这对虚数极点将引起系统的振荡,因此需要滤波器提供一定的阻尼来避免谐振问题。阻尼电阻因其简单可靠的特点被广泛应用于增加系统的稳定性。阻尼电阻越大,谐振抑制效果越好<sup>[7,17]</sup>。但是,更大的阻尼电阻会带来更多的电能损耗。一般而言, $R_3$  的值设置为谐振角频率下电容阻抗的 1/3<sup>[11]</sup>:

$$R_3 = \frac{1}{3\omega_{res} C_3} \quad (12)$$

## 2 DFIG 变换器的 LCL 型滤波器的设计

### 2.1 系统结构概述

图 2 所示为一个含有 2 组 LCL 型滤波器的 DFIG 系统,其中:变换器的 GSC 侧连接星形 LCL 型滤波器,RSC 侧连接三角形 LCL 型滤波器。在 RSC 侧采用 LCL 型滤波器是很有必要的。若将 RSC 侧变

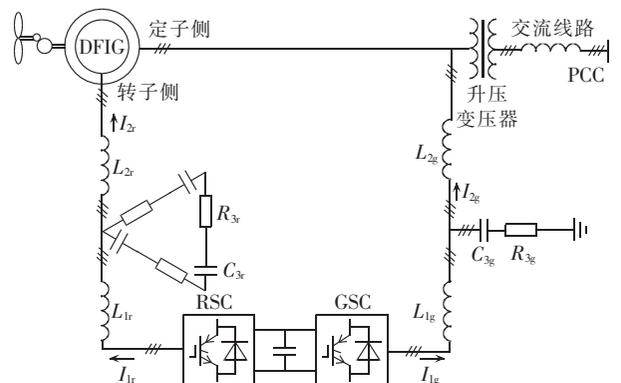


图 2 含 2 组 LCL 型滤波器的 DFIG 系统结构图  
Fig.2 Structure of DFIG system with two LCL filters

换器直接与 DFIG 的转子端相连,会存在两方面问题。一是通常情况下,变换器与转子端是通过长线电缆连接的。变换器输出的 PWM 电压波在长线电缆的分布电感和分布电容的影响下会形成行波反射,导致电机端出现高频阻尼振荡,加剧了电机绕组以及电缆线的绝缘压力,甚至造成电机或电缆的绝缘击穿。二是实验表明变换器输出的 PWM 电压波中的开关次谐波可以通过定转子之间的气隙磁场耦合到定子侧,使得定子感应电压的谐波含量变高。

考虑到 RSC 侧滤波器不易接地的问题,同时为了更好地利用转子漏感  $L_{2r}$  滤波,仅将该侧电阻  $R_{3r}$  和电容  $C_{3r}$  采用三角形接法进行连接,电感并不接入其中。这样,转子漏感  $L_{2r}$ 、电感  $L_{1r}$  和三角形接法的电阻、电容共同构成了 RSC 侧的  $LCL$  型滤波器。

DFIG 额定功率为 2.5 MW,额定线电压有效值为 690 V,频率为 50 Hz,定、转子匝数比为 0.3,定、转子电阻分别为 0.023 p.u. 和 0.0396 p.u.,定、转子漏抗分别为 0.104 p.u. 和 0.106 p.u.,励磁电抗为 2.93 p.u.,变换器直流侧电容值为 20 mF,直流侧参考电压设置为 1200 V,变换器开关频率均为 1950 Hz。

通过对变换器的控制即可实现 DFIG 的最大风功率跟踪控制和  $P$ - $Q$  解耦控制<sup>[18-19]</sup>。典型的控制器设计是利用 PI 控制策略在  $dq$  旋转坐标系下进行的,但  $LCL$  型滤波器的出现给旋转坐标系和控制器设计带来了一些改变。文献[20]利用状态反馈控制来保证含  $LCL$  型滤波器的 PWM 换流器的稳定性。然而这个方法增加了控制算法的复杂度。

事实上,PI 控制参数的设计一般仅考虑其低频段控制效果。而电容支路仅对高频成分表现出低阻抗特性,因此在确定控制参数时电容支路可以近似认为开路。即含  $LCL$  型滤波器的变换器 PI 控制器参数可以在只含  $L$  型滤波器的变换器 PI 控制器参数设计的基础上进行修改即可。

## 2.2 GSC 侧星形连接的 $LCL$ 型滤波器设计

考虑到 1.2 节中的约束条件,GSC 侧滤波器的系统设计流程如下。

**a.** 根据式(4),为了满足  $I_{1g}$  20% 的电流波动条件, $L_{1g}$  最小应为 0.65 mH。根据式(5), $L_{1g}$  应小于 2.2 mH,这里  $L_{1g}$  取 1.0 mH。

**b.** 在 5% 的功率因数条件限制下, $C_{3g}$  的最大值为 167  $\mu$ F,同时为了避免网侧电感  $L_{2g}$  取值过大, $C_{3g}$  的电容值也不宜取得太小。这里  $C_{3g}$  设为 100  $\mu$ F。如果其他约束条件不能被满足, $C_{3g}$  可一直增加到最大值。

**c.** 根据变换器侧的电流波动,选取电流波动衰减率为 10%,按照式(7)可计算得到  $L_{2g}=0.73$  mH。由此可得,在  $L_{2g}$ 、 $C_{3g}$  的共同作用下,系统电流波动下

降到 2%。

**d.** 此时谐振频率变为 775 Hz,在  $10f_B$  (500 Hz) 和  $\frac{1}{2}f_{PWM}$  (975 Hz) 的范围内。

**e.** 谐振频率下滤波器电容的阻抗值为 2.05  $\Omega$ ,因此,阻抗电阻  $R_{3g}$  取其 1/3,为 0.68  $\Omega$ 。

综上所述,GSC 侧的  $LCL$  型滤波器参数为: $L_{1g}=1.0$  mH, $L_{2g}=0.73$  mH, $R_{3g}=0.68$   $\Omega$ , $C_{3g}=100$   $\mu$ F。

将  $L_{1g}$ 、 $L_{2g}$ 、 $C_{3g}$  和  $R_{3g}$  代入式(1)中,得到此时的传递函数为:

$$H(s) = \frac{6.8 \times 10^{-5} s + 1}{7.3 \times 10^{-11} s^3 + 1.18 \times 10^{-7} s^2 + 1.73 \times 10^{-3} s} \quad (13)$$

图 3 为 GSC 侧  $LCL$  型滤波器的伯德图,可以看到,滤波器对于 1950 Hz 的信号的增益为 -37.2 dB,更高频的谐波信号有更高的衰减,表现出了令人满意的滤波效果。

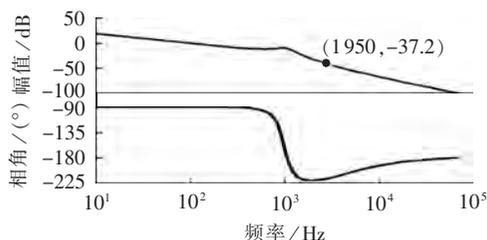


图 3 GSC 侧  $LCL$  滤波器伯德曲线

Fig.3 Bode plot of  $LCL$  filter at GSC side

## 2.3 RSC 侧三角形连接的 $LCL$ 型滤波器设计

为了保持定子电量的频率恒定,RSC 侧电流频率是随着转子速度变化的。假设 DFIG 运行在 1.2 p.u. 最大转速下,此时有 0.2 p.u. 转差频率存在,转子电流频率为 10 Hz(负序)。

图 4 为含  $LCL$  型滤波器的 DFIG 转子侧等效电路图。其中, $L_{1s}$  和  $R_r$  分别为转子漏感和转子电阻, $E_r$  为感生电动势, $C_{3r}$  为经过  $\Delta/Y$  转换后的电容。忽略  $R_r$ ,由于  $L_{1s}$  的存在,RSC 侧的  $LCL$  型滤波器设计存在一些不同。

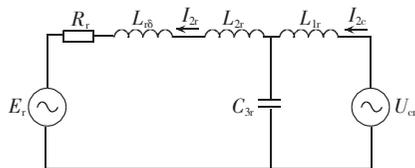


图 4 含  $LCL$  型滤波器的 DFIG 转子侧等效电路图

Fig.4 Equivalent circuit of rotor side of DFIG with  $LCL$  filter

**a.** 为了使  $I_{1r}$  的电流波动控制到 20%,按照式(4)  $L_{1r}$  的最小值为 0.36 mH。根据式(5), $L_{1r}$  的取值应不大于 4.6 mH。为确保电流跟踪能力, $L_{1r}$  取 0.5 mH。

**b.** 在 5% 的功率因数条件限制下,电容最大可取 633  $\mu$ F,这里  $C_{3r}$  取 300  $\mu$ F。为了达到转子侧的电

流波动是 RSC 侧变换器电流波动 10% 的电流衰减率的目标,通过式(7)可计算得到  $L_{2r}=0.05$  mH。转子漏感  $L_{r\sigma}$  的取值为 0.106 p.u.,变换到转子侧为 0.71 mH。由于  $L_{r\sigma}$  远大于  $L_{2r}$ ,转子漏感  $L_{r\sigma}$  代替了  $L_{2r}$  的作用,此时  $L_{2r}$  可以被忽略。在  $L_{r\sigma}$ 、 $C_{3r}$  的共同作用下,变换器电流波动的衰减率即能达到 10%。必须指出,如果  $L_{r\sigma}$  比要求值小,应在转子侧加入额外的电感。

c. 此时的谐振频率为 310 Hz,也在  $10f_B(100$  Hz) 和  $\frac{1}{2}f_{PWM}(975$  Hz) 范围内。

d. 三角形连接的阻尼电阻  $R_{3r}$  取值为  $0.57 \Omega$ ,为谐振频率下电容阻抗值  $1.71 \Omega$  的  $1/3$ 。

将三角形连接的  $C_{3r}$ 、 $R_{3r}$  变换为星形连接,并将参数取值代入到式(1)中,传递函数变为:

$$H(s) = \frac{1.7 \times 10^{-4} s + 1}{3.2 \times 10^{-10} s^3 + 2.1 \times 10^{-7} s^2 + 1.2 \times 10^{-3} s} \quad (14)$$

根据式(14),可以得到 RSC 侧 LCL 型滤波器的伯德曲线如图 5 所示。

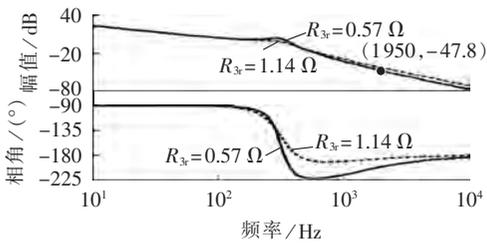


图 5 RSC 侧 LCL 型滤波器的伯德图

Fig.5 Bode plot of LCL filter at RSC side

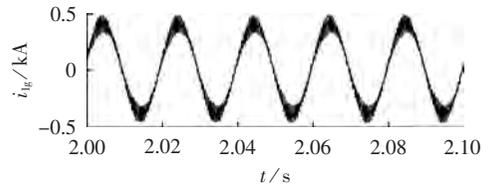
从图 5 可以看到,谐振频率 1950 Hz 下 RSC 侧的 LCL 型滤波器的增益为  $-47.8$  dB,表现出很好的高频谐波抑制效果。但同时也可以看到,这个系统是不稳定的,因为谐振峰值在 0 dB 以上。为了提高系统的稳定性,将  $R_{3r}$  的值适当增大,图 5 中虚线所示即为将  $R_{3r}$  增加到  $1.14 \Omega$  ( $0.57 \Omega$  的 2 倍)之后的伯德图。在较大阻尼电阻的作用下,谐振峰值下降到 0 dB 以下,因此,修正  $R_{3r}$  的取值为  $1.14 \Omega$ 。可以看到,阻尼电阻越大,其谐波抑制效果越好,但是也会带来更大的损耗。

### 3 仿真分析

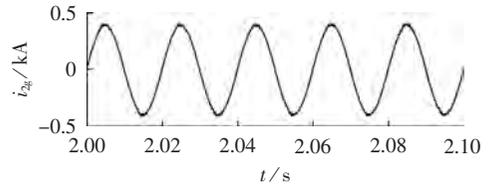
本文在 PSCAD/EMTDC 下搭建了含 2 组 LCL 型滤波器的 DFIG 模型。GSC 侧 A 相电流如图 6(a) 和 6(b) 所示,其中  $i_{1g}$  为变换器输出电流, $i_{2g}$  为注入系统的电流。

运用快速傅里叶变换分析电流成分, $i_{1g}$  和  $i_{2g}$  的频谱图分别如图 6(c) 和图 6(d) 所示。可以发现,电流的最低频分量分布在 1950 Hz、3900 Hz 和 5850 Hz 附近,且  $i_{1g}$  的谐波幅值明显大于  $i_{2g}$ 。

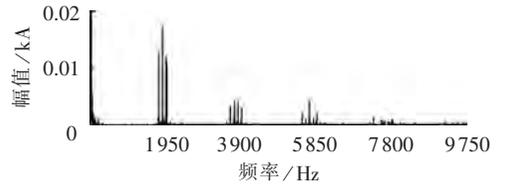
用总谐波畸变率(THD)来评估滤波效果,THD



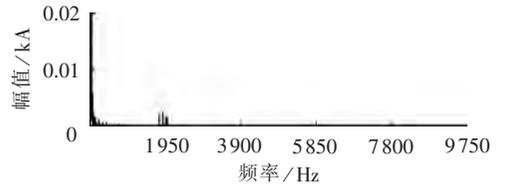
(a)  $i_{1g}$



(b)  $i_{2g}$



(c)  $i_{1g}$  频谱分析图



(d)  $i_{2g}$  频谱分析图

图 6 GSC 侧 A 相电流波形和频谱分析图

Fig.6 Phase-A currents at GSC side and corresponding spectrums

的表达式为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I^2(h)}}{I(1)} \quad (15)$$

其中, $I(1)$  为基波电流的有效值; $I(h)$  为  $h$  次谐波电流的有效值。电流的有效值 THD 列于表 1 中。

表 1 GSC 侧的 A 相电流参数

Table 1 Parameters of phase-A currents at GSC side

电流	总电流有效值/kA	基波电流有效值/kA	总谐波电流有效值/kA	THD/%
$i_{1g}$	0.2401	0.2387	0.0264	11.05
$i_{2g}$	0.2397	0.2396	0.0041	1.70

由表 1 可以看到,网侧电流的 THD 从 11.05% 显著地衰减到 1.70%,验证了 LCL 型滤波器的有效性。

考虑由阻尼电阻消耗的有功功率和由电容提供的无功功率,有功功率损失为额定功率的 0.48%,功率因数为 4.4%。

图 7 所示为 RSC 侧 A 相电流及其频谱图。 $i_{1r}$  为变换器侧电流, $i_{2r}$  为转子侧电流,两者的分析结果列于表 2 中。

由表 2 可见,转子侧电流的基频成分稍大于变换器侧电流基频分量,因为 DFIG 超同步运行,导致功率从转子侧流向变换器侧。变换器节点 THD 为

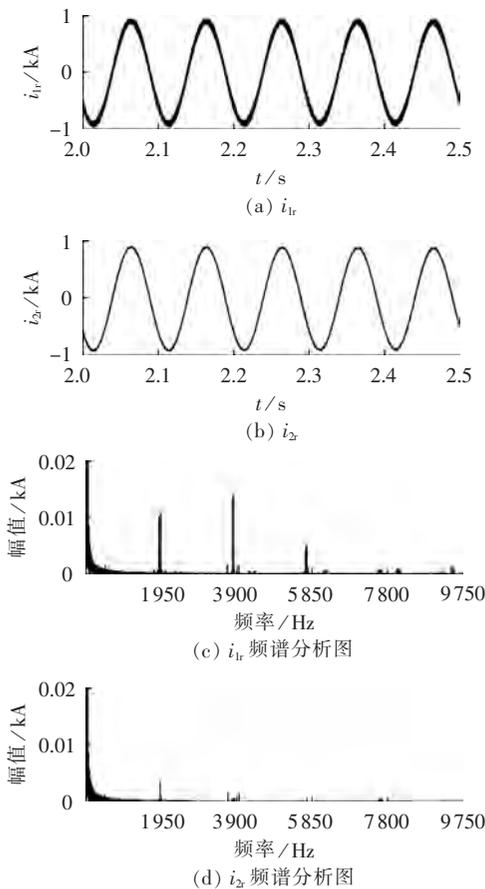


图 7 RSC 侧 A 相电流及其频谱图

Fig.7 Phase-A currents at RSC side and corresponding spectrums

表 2 RSC 侧的 A 相电流参数

电流	总电流有效值/kA	基波电流有效值/kA	总谐波电流有效值/kA	THD/%
$i_{1r}$	0.5388	0.5374	0.0386	7.19
$i_{2r}$	0.5443	0.5442	0.0089	1.64

7.19%，转子侧的 THD 也减小到 1.64%，功率损耗为 0.22%。可见，LCL 型滤波器表现出了良好的滤波特性。

#### 4 与 L 型滤波器的对比分析

为了更好地说明 LCL 型滤波器突出的滤波特性，现将其与 L 型滤波器的滤波效果进行对比分析。DFIG 模型如前文所述，不同之处仅在于改用 L 型滤波器分别对网侧变换器以及转子侧变换器输出的电流进行滤波，如图 8 所示。滤波器参数仍按照约束条件式(4)、(5)进行设计，得到一组最优的滤波器参数为： $L_r=0.51\text{ mH}$ ， $L_g=1.5\text{ mH}$ 。

图 9 所示为 GSC 侧 A 相电流波形及其频谱分析图。

用 THD 来评估 L 型滤波器滤波效果，分析结果列于表 3 中。

将表 3 与表 1 对比发现，网侧电流经 LCL 型滤

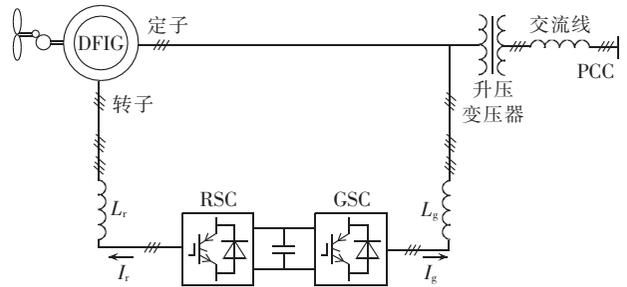


图 8 含 2 组 L 型滤波器的 DFIG 系统结构图

Fig.8 Structure of DFIG system with two L filters

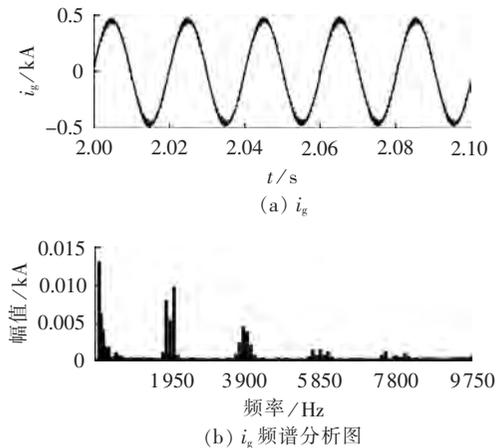


图 9 GSC 侧 A 相电流波形及其频谱分析图

Fig.9 Phase-A currents at GSC side and corresponding spectrums

表 3 GSC 的 A 相电流参数

Table 3 Parameters of phase-A currents at GSC side

总电流有效值/kA	基波电流有效值/kA	总谐波分量有效值/kA	THD/%
0.4286	0.4281	0.0215	5.02

波器滤波后的 THD 为 1.70%，经 L 型滤波器滤波后 THD 为 5.02%。说明相对于 L 型滤波器，LCL 型滤波器对网测电流有更好的谐波抑制效果。

如图 10 所示为 RSC 侧 A 相电流波形及其频谱分析图。THD 的分析结果列于表 4 中。

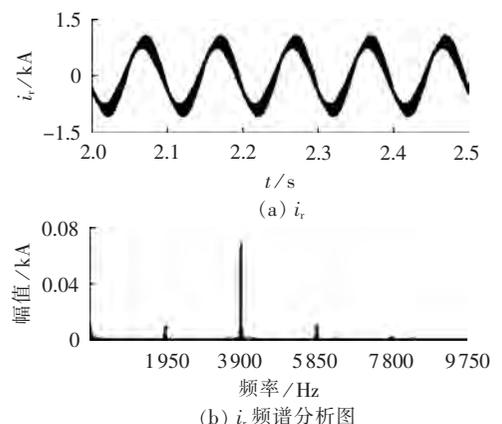


图 10 RSC 侧 A 相电流波形及其频谱分析图

Fig.10 Phase-A currents at RSC side and corresponding spectrums

表4 RSC侧的A相电流参数

Table 4 Parameters of phase-A currents at RSC side

总电流 有效值/kA	基波电流 有效值/kA	总谐波电流 有效值/kA	THD/%
0.5428	0.5334	0.1004	18.83

将表4与表2对比发现,转子侧电流经LCL型滤波器滤波后的THD为1.64%,经L型滤波器滤波后THD为18.83%。这说明相对于L型滤波器,LCL型滤波器对转子侧电流有更好的谐波抑制效果。

## 5 结论

本文详细推导了关于LCL型滤波器各元件参数的约束条件,提出了相应的参数设计方法,采用该方法设计了适用于2.5 MW的DFIG的2组LCL型滤波器,一组星形连接,一组三角形连接。数字仿真结果表明:使用LCL型滤波器后,GSC侧THD下降为1.70%,RSC侧THD下降为1.64%,远优于采用L型滤波器的滤波效果,不仅能够满足风电并网准则,而且显著降低了滤波器的电感值。

## 参考文献:

- [1] IEEE. IEEE Std 519-1992 IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems [S]. [S.l.]:IEEE,1992.
- [2] 吉同军,马齐. 基于LCL滤波的双馈风电变流器有源阻尼法[J]. 中国电力,2011,44(12):7-10.  
JI Tongjun,MA Qi. LCL filter-based active damping method for doubly-fed wind power generator's converters[J]. Electric Power, 2011,44(12):7-10.
- [3] 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(5):888-895.
- [4] 许遐,王惠仁,张章奎,等. 电压型电网高次谐波有源滤波器[J]. 中国电力,1994,27(10):7-10.  
XU Xia,WANG Huiren,ZHANG Zhangkui,et al. VSC-based active power filter for elimination of high order harmonic in power system[J]. Electric Power,1994,27(10):7-10.
- [5] 武健,徐殿国,何娜. 并联有源滤波器输出LCL滤波器研究[J]. 电力自动化设备,2007,27(1):17-20.  
WU Jian,XU Dianguo,HE Na. Research on LCL filter applied to shunt active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(1):17-20.
- [6] 孙蔚,伍小杰,戴鹏,等. 基于LCL滤波器的电压源型PWM整流器控制策略综述[J]. 电工技术学报,2008,31(1):90-96.  
SUN Wei,WU Xiaojie,DAI Peng,et al. An overview of current control strategy for three-phase voltage-source rectifier with LCL-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,31(1):90-96.
- [7] WEI Xing,XIAO Lan,YAO Zhile,et al. Design of LCL filter for wind power inverter[C]//World Non-grid-connected Wind Power and Energy Conference. Nanjing,China:IEEE,2010:1-6.
- [8] 张宪平,李亚西,许洪华. 新型拓扑滤波器的双馈风电网侧变流器阻尼策略[J]. 中国电机工程学报,2009,29(21):1-7.  
ZHANG Xianping,LI Yaxi,XU Honghua. Control strategies and simulation research of direct-drive permanent-magnet wind power system[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(21):1-7.
- [9] QIU Zhiling,CHEN Guozhu. Study and design of grid connected inverter for 2 MW wind turbine[C]//IEEE Industry Applications Conference. New Orleans,LA,USA:IEEE,2007:165-170.
- [10] HACIL M,NEMMOUR A L,KHEZZAR A,et al. Improvement generating powers quality of a doubly-fed induction generator with a second-order LC filter in the rotor circuit[C]//18th International Conference on Electrical Machines,2008. Vilamoura, Portugal:IEEE,2008:1-6.
- [11] LISERRE M,BLAABJERG F,HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[C]//Industry Applications Conference. Chicago,IL,USA:IEEE,2001:293-307.
- [12] 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.  
HUANG Yuqi,JIANG Xinjian,QIU Arui. Application of LCL-filter in three-phase PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(12):110-113.
- [13] 裴景斌,周维来,孙敬华,等. 双馈风电变流器网侧LCL滤波器设计[J]. 变频器世界,2009(6):44-46.  
PEI Jingbin,ZHOU Weilai,SUN Jinghua,et al. Design of double feed wind power converter line-side LCL filter[J]. The World of Inverters,2009(6):44-46.
- [14] DAHONO P A. A control method to damp oscillation in the input LC filter[C]//Power Electronics Specialists Conference. Cairns,Qld,Australia:IEEE,2002:1630-1635.
- [15] 邱燕,肖岚,姚志垒,等. 基于谐波频谱的LCL滤波器设计[J]. 电力电子技术,2012,46(4):7-9,17.  
QIU Yan,XIAO Lan,YAO Zhilei,et al. Research on LCL filter based on harmonic spectrum[J]. Power Electronics,2012,46(4):7-9,17.
- [16] 王盼,刘飞,查晓明. 基于有源阻尼的并联有源滤波器输出LCL滤波器设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(4):161-166.  
WANG Pan,LIU Fei,ZHA Xiaoming. Design of output LCL filter based on shunt APF with active damping[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(4):161-166.
- [17] BLASKO V,KAURA V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Jose,CA,USA:IEEE,1996:545-551.
- [18] PENA R,CLARE J C,ASHER G M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications,1996,143(3):231-241.
- [19] 陈旻,侯勇. 滑模控制在双馈风力发电机功率解耦控制中的应用[J]. 中国电力,2008,41(7):73-77.  
CHEN Min,HOU Yong. Application of slide mode control in a DFIG's power decoupled control[J]. Electric Power,2008,41(7):73-77.
- [20] GABE I J,MASSING J R,MONTAGNER V F,et al. Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with LCL-filters using partial state feedback[C]//European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg,Denmark:

IEEE, 2007: 1-10.

#### 作者简介:

许斌(1982—),男,湖北黄冈人,高级工程师,主要研究方向为直流换流站成套和工程设计(E-mail:xubin@csepi.com);

张志强(1990—),男,湖北当阳人,硕士研究生,主要



许斌

研究方向为多端直流输电技术(E-mail: zhiqiangzhang\_sgo@qq.com);

文劲宇(1970—),男,湖南常德人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统运行与控制、电能存储与电力安全、多端直流输电与直流电网、新能源并网与规划(E-mail:jinyu.wen@hust.edu.cn)。

### LCL filters applied in doubly fed induction generator

XU Bin<sup>1</sup>, ZHANG Zhiqiang<sup>2</sup>, LI Chenghao<sup>2</sup>, ZHAN Peng<sup>2</sup>, WEN Jinyu<sup>2</sup>

(1. Central Southern China Electric Power Design Institute, Wuhan 430071, China;

2. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** The constraints of *LCL* filter parameters are analyzed and it is proposed to connect a star-type *LCL* filter to the GSC(Grid-Side Converter) of DFIG(Doubly Fed Induction Generator) system while a delta-type *LCL* filter to its RSC(Rotor-Side Converter). The parameters of both filters for a 2.5 MW DFIG are given as an example. Simulative results show that, the THD(Total Harmonic Distortion) at the GSC side of DFIG system with the proposed *LCL* filters is reduced to 1.70% while that at its RSC side is reduced to 1.64%, which are much lower than those of DFIG system with *L* filters.

**Key words:** wind power; wind turbines; doubly fed induction generator; electric converters; *LCL* filter; parameter design; harmonic analysis

(上接第 28 页 continued from page 28)

### Individual phase control of cascaded DSTATCOM for unbalanced load compensation

WANG Yue, YANG Kun, CHEN Guozhu

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** According to the property of three-phase four-wire unbalanced reactive load, the positive-sequence or negative-sequence synchronous rotating transformation is employed to acquire the positive-sequence or negative-sequence reactive current respectively, while the individual phase control under stationary coordinates is adopted to flexibly select the compensation scheme of DSTATCOM(Distribution STATic synchronous COMPensator), either to only compensate the negative-sequence and zero-sequence currents for fully utilizing the capacity of DSTATCOM to ensure the grid-side current balance, or to simultaneously compensate the negative-sequence, zero-sequence and positive-sequence currents under the rated capacity of DSTATCOM to improve the grid-side power factor. In order to improve the compensation accuracy without sacrificing the dynamic performance of system, the improved FREP(Fast REPetitive) control is used in the design of double-loop current control based on the proportional integral inner loop and the FREP outer loop. The MATLAB/Simulink model of three-phase four-wire DSTATCOM is constructed and the experimental prototype is built for the verification. Both simulative and experimental results show that the accurate and selective compensation of unbalanced reactive power is achieved by the DSTATCOM under the FREP-based individual phase control.

**Key words:** cascaded; DSTATCOM; unbalanced load; compensation; synchronous rotating transform; individual phase control strategy; fast repetitive control; control