

文章编号:0253-9993(2013)08-1503-08

基于 LCL 滤波器的中高压链式 STATCOM 参数设计

夏正龙,史丽萍,陈丽兵,杨晓冬

(中国矿业大学 信息与电气工程学院,江苏 徐州 221008)

摘要:目前 LCL 滤波器的研究主要集中于整流器、有源滤波器 APF 和新能源并网发电方面,在中高压链式 STATCOM 方面研究较少。建立基于 LCL 滤波器的中高压链式 STATCOM 的数学模型,其次研究中高压链式 STATCOM 的各级直流侧电容和纹波之间的变化关系,设计出容量 2.8 MVar 电压 6 kV 链式 STATCOM 主电路的参数值,基于 LCL 滤波器各参数变化与电流纹波抑制和装置效率之间的限制条件,在此基础上提出在满足电流纹波抑制效果、电压损耗和装置效率 3 个要求的前提下,设计出滤波效果最优的 LCL 滤波器的参数值。最后通过计算机仿真与实验装置验证 LCL 滤波器参数设计方案的正确性。

关键词: LCL 滤波器;链式 STATCOM;参数设计;谐波抑制

中图分类号:TD611 **文献标志码:**A

Parameter design of cascade multilevel STATCOM in medium voltage based on LCL filter

XIA Zheng-long, SHI Li-ping, CHEN Li-bing, YANG Xiao-dong

(School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: Current research on LCL filter is largely concentrated on rectifier and new energy incorporated electricity generation, while few researches are conducted on medium voltage cascade multilevel STATCOM. This study has developed a mathematical model of medium voltage cascade multilevel STATCOM based on LCL filter. Also, the variable relationships among capacitors voltage on DC link and ripple wave have been investigated. The main circuit parameters of cascade STATCOM (6 kV, ± 2.8 MVar) were designed. Based on the restricted conditions among parametric variation of STATCOM, wave current suppression and plant efficiency, an optimal parameter design for improving filtering effect was obtained. By analyzing the results from the emulation experiment and the actual device experiment, the design scheme is proven to be valid and feasible.

Key words: LCL filter; cascade STATCOM; parameter design; harmonic suppression

STATCOM 是通过控制注入电网的无功电流来实现无功补偿、提高功率因数、抑制电压闪变、防止电压波动等功能,由于功率器件一般采用高频 PWM 调制,必然会产生大量的高频谐波分量,如果不滤除这些分量,将会对电网带来负面影响,因此 STATCOM 交流侧输出滤波器的选择与设计尤为重要。目前中高压链式 STATCOM 主要采用单 L 结构,而 LC, LCL 结构多用于有源滤波器 APF 和低压 STATCOM 上,相

比传统的 L 型滤波器,在相同电感值的情况下, LCL 滤波器对高频谐波抑制效果更为理想,而现有文献主要是对 LCL 结构的低压 APF 进行分析,鲜有对中高压链式 STATCOM 的 LCL 滤波器及改进形式的具体设计方法,如果滤波器参数选择不合适,不仅不能抑制开关谐波,还会影响到整体 STATCOM 的稳定性和无功补偿能力^[1-3]。

目前针对 LCL 滤波器的设计方法都比较复

杂^[4-7]。文献[8]对 LCL 滤波器参数设计的限制条件和设计步骤做出了详细的介绍,但是这个方法设计过程比较繁琐,需要多次尝试、反复验算才能找到合适的参数,不利于工程应用。文献[9]以谐振频率为中间变量,得出关于滤波电容两侧电感比例的二次方程,通过对方程的求解,得到滤波器的电感参数,仅仅以谐波衰减比例为目标设计 LCL 参数值,限制条件简单。本文基于 LCL 滤波器链式 STATCOM 的电路拓扑,建立其数学模型,首先分析链式 STATCOM 的各级直流侧电容与纹波直接的关系,在此基础设计出直流侧电容值,其次分析 LCL 滤波器的总电感值与纹波电流抑制、电压损耗要求之间的关系,得出 LCL 滤波器的总电感值取值范围,基于成本、体积考虑,本文取下限值。至于两个电感的比值取值范围在文献[10]中已经进行了详尽的研究。最后根据链式 STATCOM 输出无功的效率要求,设计出 LCL 滤波电容的取值范围,考虑到谐振频率以及开关频率纹波分量的抑制要求,将设计参数进行最后验证,最终确定合适的滤波器参数。

1 系统模型

1.1 主电路拓扑结构

图 1 为基于 LCL 滤波器的链式 STATCOM 拓扑结构示意图。 L_1, R_1 代表 LCL 滤波器逆变器侧电感及附加电阻; L_2, R_2 代表 LCL 滤波器网侧电感及附加电阻; C, R_d 代表 LCL 滤波器电容和电阻; $u(t), i_1(t)$ 代表逆变器输出电压和电流; $u_s(t), i_2(t)$ 代表网侧输出

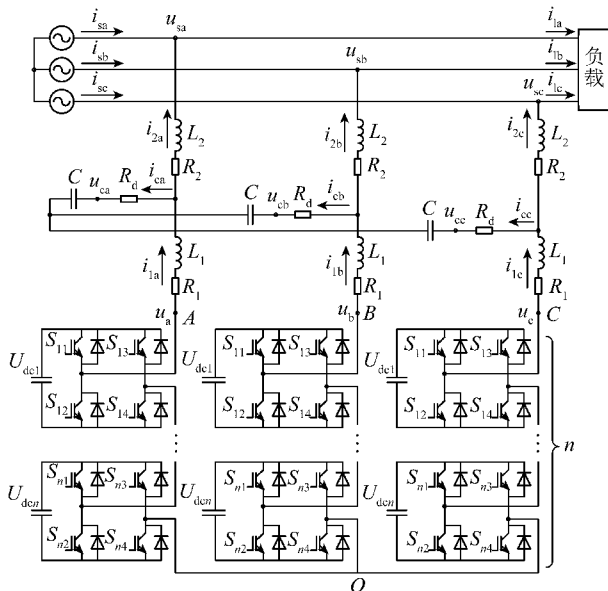


图 1 基于 LCL 滤波器的中压链式 STATCOM 结构

Fig. 1 Structure diagram of medium voltage cascade STATCOM with LCL filter

电压和电流; $u_c(t), i_c(t)$ 代表电容的电压和电流; $i_s(t)$ 代表系统电流; $i_l(t)$ 代表负载电流。

1.2 数学模型

利用开关函数建模方法来研究链式 STATCOM 的谐波特征,可以清晰地描述出装置内部开关器件的开关过程,便于研究分析装置内部结构及控制方法。在进行链式 STATCOM 建模前,先给出以下假设^[11-12]:

- (1) 电网为三相对称的无畸变正弦电压;
- (2) 三相电路对称,阻抗相等;
- (3) 装置损耗及电抗器损耗用 R_1 表示;
- (4) 每个基本 H 桥单元参数完全相同;
- (5) 直流侧电容参数相同。

由图 1 可看出,链式 STATCOM 三相互相独立,在电网对称时,中性点电位为 0,因此可以先研究单相的开关函数模型,进而推导出三相模型。对于每一个 H 桥,对应的桥臂就是单极性二值逻辑函数,因此,为了建立用开关函数描述的链式 STATCOM 模型,先定义二逻辑开关函数如下:

$$T_{kj} = \begin{cases} 1, & \text{第 } k \text{ 个桥的第 } j \text{ 个开关导通} \\ 0, & \text{第 } k \text{ 个桥的第 } j \text{ 个开关关断} \end{cases}$$

其中, $k=1 \sim n; j=1 \sim 4$ 。定义 H 桥的开关函数 $S_m(t, k)$,每个 H 桥内开关有各自的开关函数 T_{kj} 控制,可以得到 $S_m(t, k)$ 函数表达式为

$$\begin{cases} 1 & (T_{k1} = T_{k4} = 1, T_{k2} = T_{k3} = 0) \\ 0 & \\ -1 & (T_{k2} = T_{k3} = 1, T_{k1} = T_{k4} = 0) \end{cases}$$

其中, $k=1 \sim n; m=a, b, c$ 。那么 a 相的 8 级 H 桥所对应的开关函数简写为 $S_{a1} \sim S_{an}$,其向量表达式如下:

$$\mathbf{S}_a = [S_{a1}, S_{a2}, \dots, S_{a(n-1)}, S_{an}]$$

单相 8 级 H 桥级联型 STATCOM 的逆变器侧输出电压为

$$u_a(t) = \mathbf{S}_a \cdot \mathbf{u}_{dc}$$

式中, \mathbf{u}_{dc} 为直流侧电容电压向量,表示为

$$\mathbf{u}_{dc} = [u_{dc1}, u_{dc2}, \dots, u_{dc(n-1)}, u_{dcn}]$$

为了实现可用的数学模型,利用级联型 STATCOM 的特点,可以对图 1 进行化简,将每相的多个级联 H 桥等效为一个 H 桥,等效电路如图 2 所示。同样还是先建立单相的数学模型,然后再推导出三相的数学模型。

以 a 相为例,假设各 H 桥的电容电压相等,可得

$$u_a(t) = \sum_{k=1}^n (S_{ak} u_{dck}) = u_{dc}(t) \sum_{k=1}^n S_{ak} = u_{dc}(t) \mathbf{S}_a$$

由图 2,依据 KVL, KCL 电路定理得到

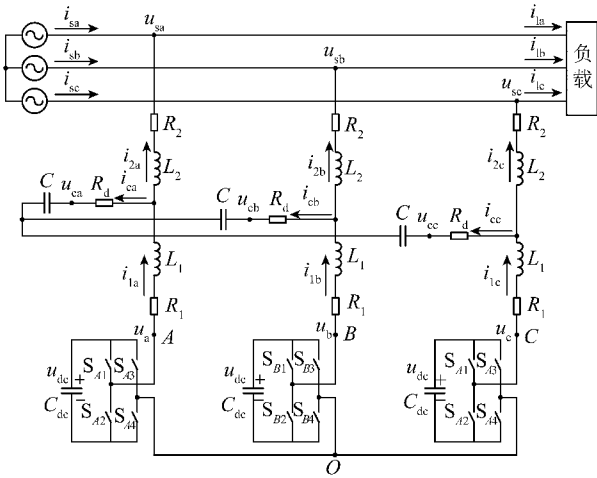


图 2 中压链式 STATCOM 等效电路

Fig. 2 Simplify equivalent circuit of medium voltage cascade STATCOM

$$\begin{aligned}
 \frac{d(i_{1a}(t))}{dt} &= -\frac{R_d + R_1}{L_1}i_{1a}(t) + \frac{R_d}{L_1}i_{2a}(t) - \\
 &\quad \frac{1}{L_1}u_{ca}(t) + \frac{S_a}{L_1}u_{dc}(t) \\
 \frac{d(i_{1b}(t))}{dt} &= -\frac{R_d + R_1}{L_1}i_{1b}(t) + \frac{R_d}{L_1}i_{2b}(t) - \\
 &\quad \frac{1}{L_1}u_{cb}(t) + \frac{S_b}{L_1}u_{dc}(t) \\
 \frac{d(i_{1c}(t))}{dt} &= -\frac{R_d + R_1}{L_1}i_{1c}(t) + \frac{R_d}{L_1}i_{2c}(t) - \\
 &\quad \frac{1}{L_1}u_{cc}(t) + \frac{S_c}{L_1}u_{dc}(t) \\
 \frac{d(u_{ca}(t))}{dt} &= \frac{1}{C}i_{1a}(t) - \frac{1}{C}i_{2a}(t) \\
 \left. \begin{aligned}
 \frac{d(u_{cb}(t))}{dt} &= \frac{1}{C}i_{1b}(t) - \frac{1}{C}i_{2b}(t) \\
 \frac{d(u_{cc}(t))}{dt} &= \frac{1}{C}i_{1c}(t) - \frac{1}{C}i_{2c}(t)
 \end{aligned} \right\} \quad (1) \\
 \frac{d(i_{2a}(t))}{dt} &= \frac{R_d}{L_2}i_{1a}(t) - \frac{R_d + R_2}{L_2}i_{2a}(t) + \\
 &\quad \frac{1}{L_2}u_{ca}(t) - \frac{1}{L_2}u_{sa}(t) \\
 \frac{d(i_{2b}(t))}{dt} &= \frac{R_d}{L_2}i_{1b}(t) - \frac{R_d + R_2}{L_2}i_{2b}(t) + \\
 &\quad \frac{1}{L_2}u_{cb}(t) - \frac{1}{L_2}u_{sb}(t) \\
 \frac{d(i_{2c}(t))}{dt} &= \frac{R_d}{L_2}i_{1c}(t) - \frac{R_d + R_2}{L_2}i_{2c}(t) + \\
 &\quad \frac{1}{L_2}u_{cc}(t) - \frac{1}{L_2}u_{sc}(t)
 \end{aligned}$$

另外,可得三相的开关函数表达式,即

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{S_a}{3C_{dc}}i_{1a}(t) + \frac{S_b}{3C_{dc}}i_{1b}(t) + \frac{S_c}{3C_{dc}}i_{1c}(t) \quad (2)$$

式(1),(2)即为级联型 STATCOM 的一般数学模型,其中 S_a, S_b, S_c 是变量,通过改变 S_a, S_b, S_c 就可实现对 STATCOM 补偿电流的大小方向控制,从而实现补偿无功功率的控制。

2 主电路参数设计

基于 LCL 滤波器的链式 STATCOM 的性能和装置的设计参数相关,主要参数包括链式 STATCOM 级联单元数、STATCOM 逆变器侧滤波电感 L_1 、电网侧电感 L_2 、滤波电容 C 、直流侧电容 C_{dc} 、直流电容电压 U_{dc} 等。

2.1 级联单元数

本文设计的链式 STATCOM 用于 6 kV 配电网,电网额定电压 $U_s = 6$ kV,电网最高电压为 6.6 kV,实际设计的基本参数为:额定电压 $U_N = 6$ kV(有效值),额定容量 $S_N = \pm 2.8$ MVar,额定相电流 $I_N = 245$ A。级联单元数的确定与所选器件、系统电压以及装成本等相关,从目前用于中低压的 IGBT 中,1 700 V 的 IGBT 性价比较高,考虑一定的裕量,因此采用 1 700 V/450 A 的 IGBT,考虑到 1.5 倍的安全裕量,直流侧电容电压最高可利用到 1 100 V 左右,因此单个模块输出电压有效值为: $V_{dc} = 1\ 100/\lambda$ (V) 取 $\lambda = 1.55$,因此每级直流电容电压 $V_{dc} = 700$ V,级联 H 桥单元数 $N = 6\ 000\sqrt{2}/(\sqrt{3}V_{dc}) = 6\ 000 \times \sqrt{2}/(\sqrt{3} \times 700) = 6.99 \approx 7$,考虑到电压波动、控制实现的影响以及装置安全等方面,装置冗余一级 H 桥,每相选取级联 H 桥单元数为 8。

2.2 直流侧电容

直流侧电容器参数的确定主要从两个方面考虑:一是电容器的容量尽量小,否则成本和体积都会增大;二是能抑制直流侧电压波动,将电压波动限制在合理的范围内。

STATCOM 的 a 相电压 $U_a = U \cos \omega t$, a 相电流 $I_a = I \cos(\omega t + \theta)$, D 为占空比, M 为调制比,以级联 H 桥第 1 级为例,计算电容值。电容上的电流为

$$\begin{aligned}
 I_c &= I_a D = IM \cos \omega t \cos(\omega t + \theta) = \\
 &\quad IM [\cos(2\omega t + \theta) + \cos \theta] / 2
 \end{aligned}$$

由上式可以看出电容电流由两部分组成:一部分是提供无功功率的 2 次谐波电流,还有一部分是提供有功的直流分量。如果假设 STATCOM 损耗为 0,则 $\theta = \pi/2$ 。

级联型 STATCOM 的指标如下:

线电压有效值 6 kV,最大容量±2.8 MVar,每级 H 桥直流侧最高电压为 1 100 V,电容电压的纹波为最高直流电压的 10%,每相级联 $N=8$ 。

$$\text{调制比为: } M = \frac{6\,000 \times \sqrt{2}}{8 \times \sqrt{3} \times 700} = 0.8748, \text{ 电流峰}$$

$$\text{值为: } I = \sqrt{2} \frac{2.8 \times 10^6}{3 \times (6\,000 / \sqrt{3})} \approx 380 \text{ A}$$

$$\Delta U = \frac{1}{C} \int_{-T/4}^0 [IM \cos(2\omega t + \pi/2)/2] dt < 110 \text{ V}$$

$$C > \frac{IM}{2\omega \Delta U} = \frac{380 \times 0.8748}{200\pi \times 110} = 4.8 \text{ mF}$$

由上式,直流电容值有多种选择,电容越大,电容上电压波动越小,但电容体积和成本增高,因此需要平衡电容大小和电压波动两方面需求。从成本和体积考虑,选择 5 mF 的电容作为装置直流侧电容。

2.3 LCL 滤波器

忽略逆变器侧附加电阻 R_1 、电网侧附加电阻 R_2 ,分别求出采用 LCL 和 L 型滤波器的链式 STATCOM 中逆变器侧输出电压 u 与输出电流 i_2 间的传递函数关系^[13-15]。

$$G_2(s) = \frac{i_2}{u} = \frac{R_d Cs + 1}{L_1 L_2 Cs^3 + (L_1 + L_2) R_d Cs^2 + (L_1 + L_2) s}$$

L 滤波器的 STATCOM 逆变器侧输出电压与输出电流间的传递函数(令 $L_T = L_1 + L_2$)为

$$G_2(s) = \frac{1}{L_T s}$$

图 3 为 LCL 型和 L 型滤波器频率特性对比。

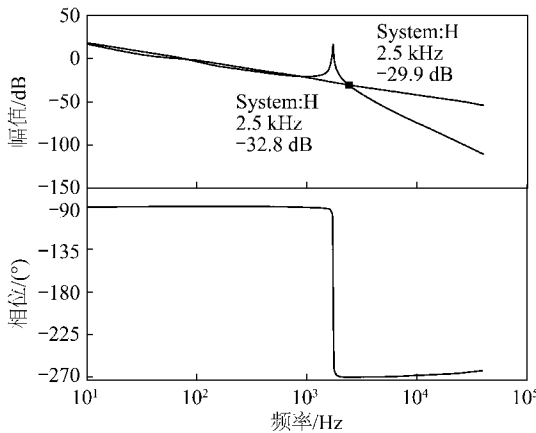


图 3 LCL 与 L 滤波器频率特性对比

Fig. 3 Comparison of frequency characteristic for LCL and L Filter

由图 3 可见,在低于谐振频率时,两者的特性基本相同,这就意味着在低频时,LCL 滤波器可以被当成电感值为 $L_1 + L_2$ 的一个等效电抗器。由于两种结构的滤波器在高频时,LCL 滤波器衰减率远大于 L 滤

波器,因此在同样的滤波效果的情况下,LCL 滤波器总的电抗值 $L_1 + L_2$ 要比纯电感滤波器中的电抗值 L_T 要小,滤波的损耗要小些,所以 LCL 滤波器在中高压链式 STATCOM 中的应用效果要好于 L 滤波器。

(1) LCL 滤波器电感。

① LCL 滤波器总电感所产生的阻抗压降小于于正常额定工作情况下电网电压的 10%^[10]。

$$\omega(L_1 + L_2) I_N < 10\% \times U_N / \sqrt{3} \Rightarrow L_1 + L_2 < 4.5 \text{ mH}$$

② LCL 滤波器总电感的最小值由设定的电感电流纹波决定,电流纹波一般取 10% ~ 20%。

由图 2 链式 STATCOM 每相电路拓扑结构可以等效为单相全桥并网逆变电路,本文采用单极性调制, T_s 为载波周期,采样频率为 10.8 kHz,开关频率为 5.4 kHz, d_i 为第 i 个载波周期里开关管的导通时间, u_{AV} 为并网逆变电路的桥臂电压基波分量在一个载波周期内的平均值。当电感基波电流为 0 时,电感 $L_1 + L_2$ 的纹波电流如图 4 所示。

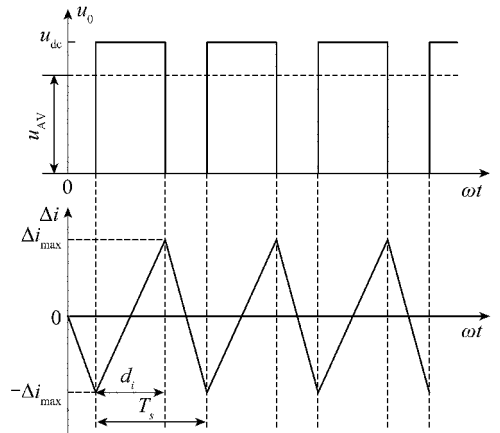


图 4 单相全桥逆变电路输出电压、电流波形
Fig. 4 The waveform of output voltage and current of the single-phase bridge inverter

可得

$$\Delta i_{pp} = 2\Delta i_{\max} = \frac{u_{dc} - u_{AV}}{L} d_1 T_s$$

在半个基波周期内即 $0 < \omega t < \pi$ 。

当逆变器桥臂电压的基波分量 u_{AV} 与 u_s 相等时,此时电感 L 上的基波电流为 0,此时在电感两端产生的电流为纹波电流,即

$$u_{AV} = d_1(\omega t) u_{dc} u_s(\omega t) = m_a u_{dc} \sin \omega t \Rightarrow d_1(\omega t) = m_a \sin \omega t$$

式中, d_1 为占空比; m_a 为调制比。

得如下结果:

$$\Delta i_{pp} = 2\Delta i_{\max} = \frac{u_{dc} T_s}{L} (1 - m_a \sin \omega t) m_a \times$$

$$\sin \omega t \Rightarrow \Delta i_{\max} = \frac{u_{\text{dc}} T_s}{8L}$$

取纹波电流不得超过额定电流的 20%, 则

$$\Delta i_{\max} = \frac{u_{\text{dc}} T_s}{8L} \leq 20\% I_N \Rightarrow L \geq$$

$$\frac{u_{\text{dc}}}{20\% \times 8 \times I_N f_{\text{sw}}} = 2.65 \text{ mH}$$

综合可知 LCL 滤波器总电感 L_1+L_2 取值范围为

$$2.65 < L_1 + L_2 < 4.5 \text{ mH}$$

在尽量节约总的电感磁芯材料的前提下, LCL 滤波器总电感取 2.7 mH。

根据文献[10]分析可以得到 LCL 滤波器中电感 L_1 与 L_2 的比值选取 4~6 之间比较合适, 本文取 4, 因此计算可得 $L_1=2.16 \text{ mH}, L_2=0.54 \text{ mH}$ 。

(2) LCL 滤波器电容。

为了保证输出无功效率, 设计滤波电容吸收的基波无功功率不大于系统额定容量 S_N 的 5%。

$$Q = 3\omega C \left(\frac{U_N}{\sqrt{3}} \right)^2 \leq 5\% S_N \Rightarrow C \leq$$

$$\frac{5\% S_N}{3\omega \left(\frac{U_N}{\sqrt{3}} \right)^2} \Rightarrow C \leq 12.4 \mu\text{F}$$

取电容值为 12 μF 。

综合文献[8-9,16]中针对 LCL 滤波器的参数设

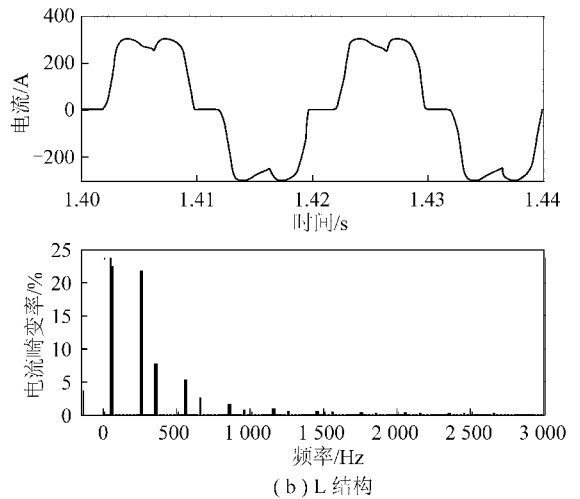
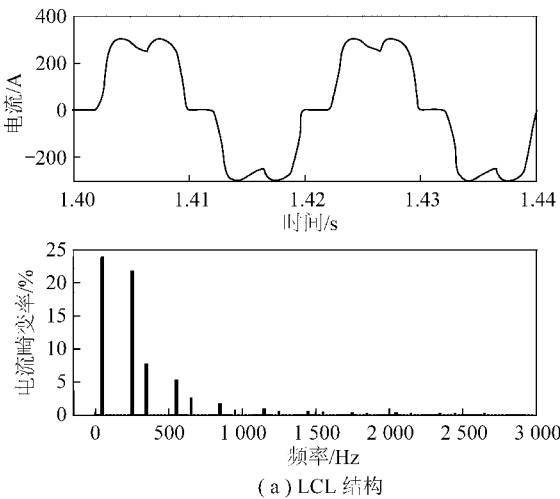


图 5 负载电流

Fig. 5 Load current

图 6 是 STATCOM 装置逆变器侧补偿输出电流, 即未经过 LCL 或者 L 滤波器滤波之前 STATCOM 发出的补偿电流, 可以看出, 由于功率器件的高频 PWM 调制, 补偿电流中包含大量的高频谐波分量, 两种方式的补偿电流畸变率分别达到 147.49% 和 146.35%, 其中 LCL 结构滤波前电流畸变率稍大于 L 结构。

计限制条件: 为了对开关频率纹波分量进行分流, 使得高频分量尽可能多地从电容支路流过, 设计时必须保证 $X_C \leq X_{L_2}$, 其中 X_C 和 X_{L_2} 是在开关频率 f_{sw} 下的阻抗值, 此外 LCL 滤波器的谐振峰值避免出现在高频或低频段, 要求

$$\textcircled{1} X_C = (0.1 \sim 0.2) X_{L_2}$$

$$\textcircled{2} 10f_1 < f_{\text{res}} < f_{\text{sw}}/2 \Rightarrow 0.5 < f_{\text{res}} < 2.7 \text{ kHz}$$

验证:

$$\frac{X_C}{X_{L_2}} = \frac{1}{\omega_{\text{sw}}^2 C L_2} = 0.1342, \text{ 满足 } \textcircled{1} \text{ 要求}$$

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} = 2.21 \text{ kHz}, \text{ 满足 } \textcircled{2} \text{ 要求}$$

3 计算机仿真分析

为了验证理论分析, 搭建链式 STATCOM 电路, 分别对基于 L 滤波器和 LCL 滤波器的链式 STATCOM 进行了仿真。系统的额定容量 $S_N=2.8 \text{ MVar}$, 开关频率 $f_{\text{sw}}=5.4 \text{ kHz}$, 电网线电压有效值 $U_N=6 \text{ kV}$, $L_1=2.16 \text{ mH}, L_2=0.54 \text{ mH}, C=12 \mu\text{F}$, L 滤波器参数为 $L=2.7 \text{ mH}$ 。

如图 5 所示, 为便于比较 LCL 与 L 滤波器的效果, 在两种滤波方式下, 对于补偿对象负载侧分别给定同样的负载电流, 可以看出, 电流畸变率达到 23.92%, 模拟现场负载的谐波污染程度。

图 7 是 STATCOM 装置经滤波器滤除了本身产生的各高次谐波后注入电网的补偿电流, 可以看出 LCL 结构电流畸变率由滤波前的 147.49% 降为 97.90%, L 结构电流畸变率由滤波前的 146.35% 降为 99.86%, 可以对比看出 LCL 结构滤波效果要强于 L 结构滤波器。

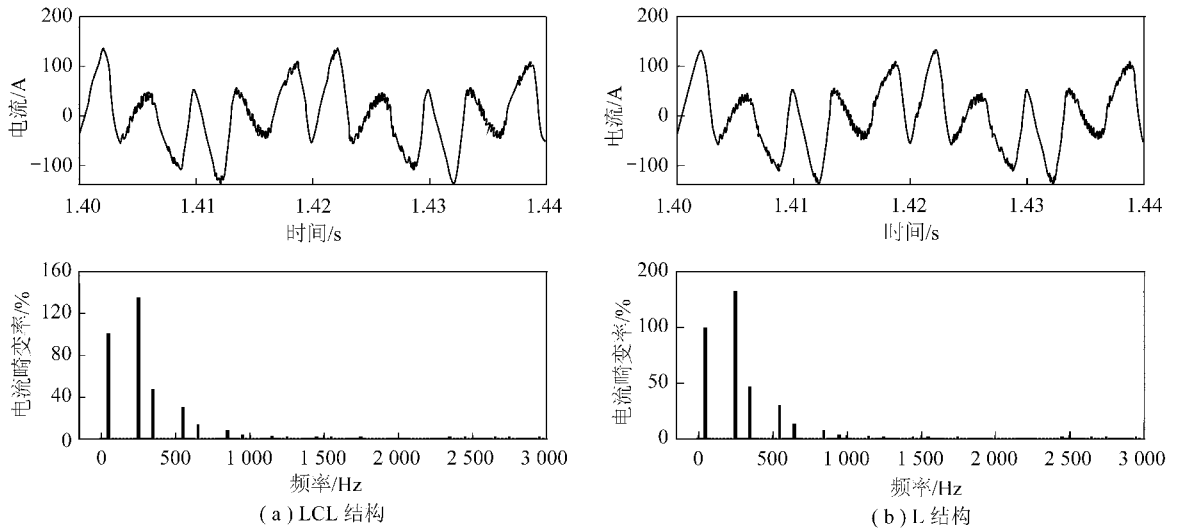


图6 滤波前补偿电流

Fig. 6 Compensation current before filtering

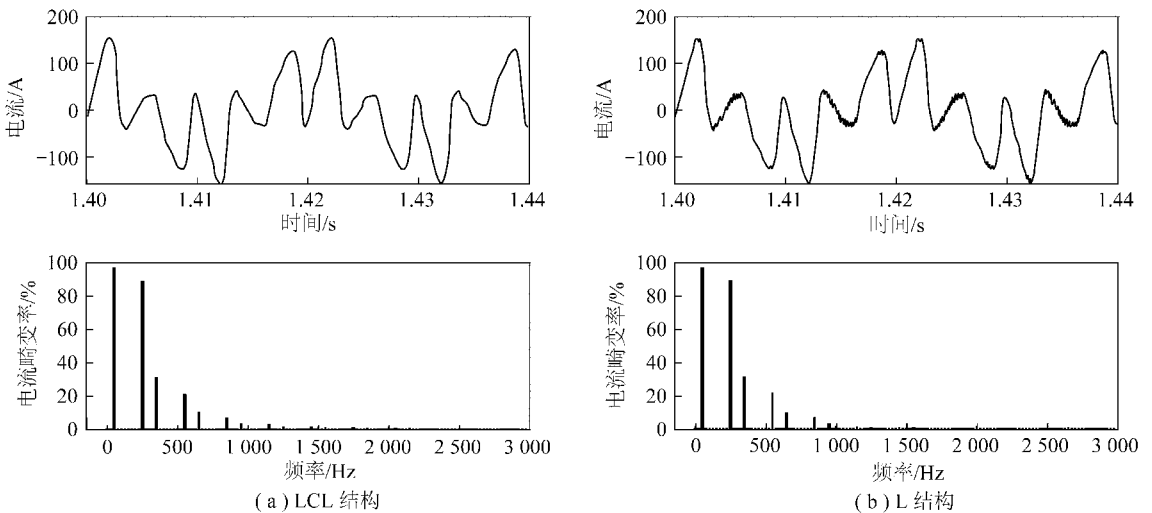


图7 滤波后补偿电流

Fig. 7 Grid current after filtering

图8是STATCOM装置经过两种结构补偿后的电网电流,可以看出经过LCL结构补偿后,STATCOM很好地补偿了原来负载电流中的高次谐波,电流畸变率由补偿前的23.92%降为1.05%。经过L结构补偿后,电流畸变率由补偿前的23.92%降为2.62%,从滤波效果来看,LCL结构整体滤波效果大大优于L结构滤波器。对于相同电路结构和控制方法的级联型STATCOM,采用LCL滤波器与L滤波器在低频时段滤波效果是一致的,但在高频谐波抑制上,LCL有较好地抑制效果。从成本上考虑,当L结构与LCL结构滤波器的电感量相同时,成本基本没有太大差别,综合成本与滤波效果考虑,采用LCL滤波器的STATCOM装置与采用L结构滤波器的STATCOM

装置具有更好的谐波治理性能。

4 装置实验分析

图9~11为实际装置在运行前后,利用HIKI 3196电能质量分析仪测量出来的数据,其中STATCOM装置采用相同电路结构和控制方法,补偿前电网电流畸变率均为11.55%。采用LCL结构时逆变器侧电感 L_1 及网侧电感 L_2 分别取2.16、0.54 mH,采用L结构时电感取2.7 mH,由实际电能质量分析仪测量得出的数据,LCL结构电流畸变率由补偿前的11.55%降低到1.70%,而L结构电流畸变率由补偿前的11.55%降低到2.55%,验证了LCL结构整体滤波效果优于L结构滤波器。

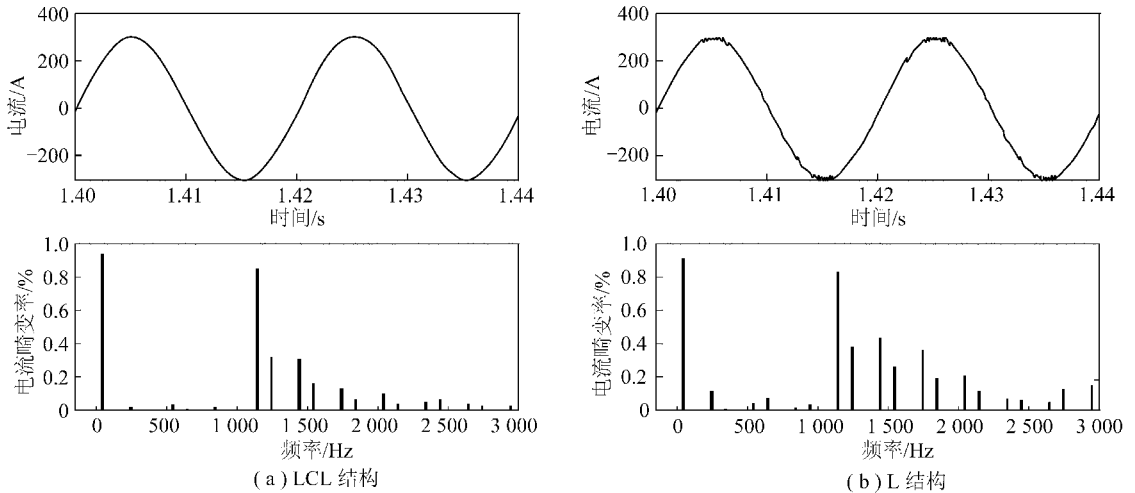


图 8 滤波后电网电流
Fig. 8 Grid current after filtering

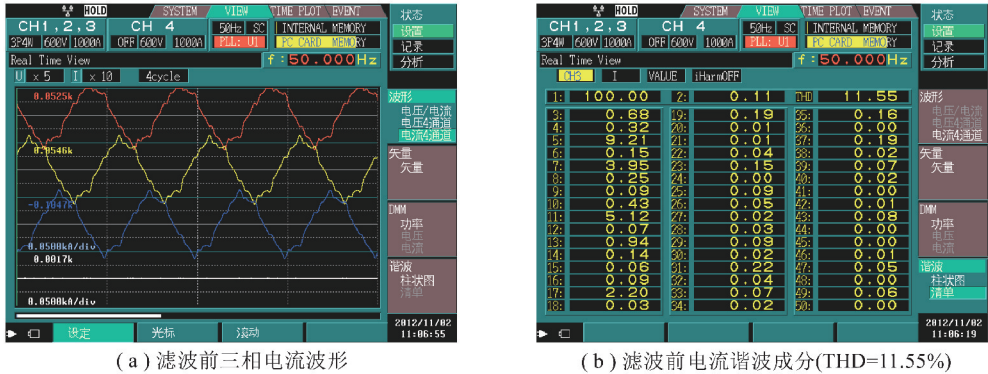


图 9 滤波前电能质量分析仪测量数据

Fig. 9 Data of power quality analyzer before filtering

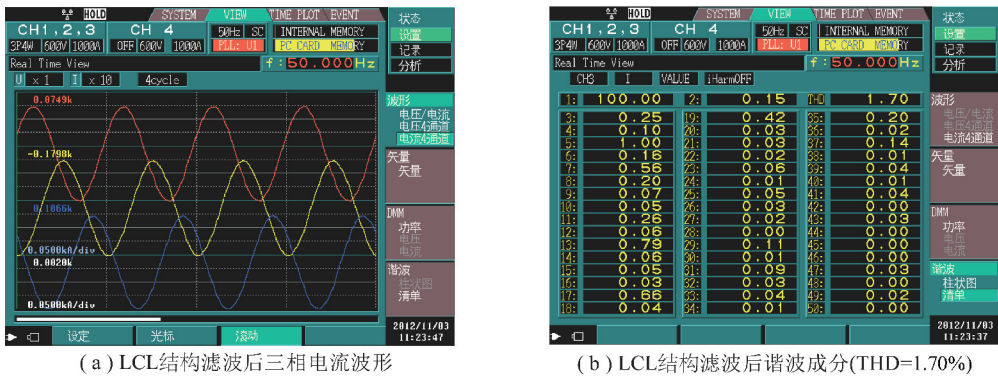


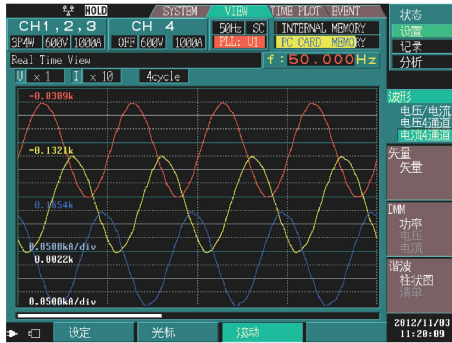
图 10 LCL 结构滤波后电能质量分析仪测量数据

Fig. 10 Data of power quality analyzer after filtering of LCL structure

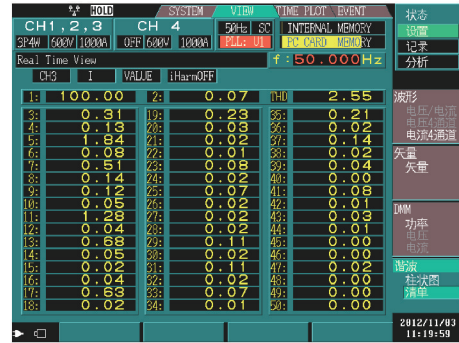
5 结 论

笔者在分析链式 STATCOM 的基础上,提出了基于 LCL 滤波器中高压链式 STATCOM 的结构,并对该结构的链式 STATCOM 进行了建模,给出了直流电容的选择方法和 LCL 滤波器的设计思路,最后通过计

算机仿真与整机实验验证了本文提出的基于 LCL 滤波器的中高压链式 STATCOM 参数设计方案的实用性和可行性,目前基于该参数设计方案的产品已经在山东能源集团下属煤矿得到成功应用,实现了矿井电网无功的快速跟踪补偿与有源谐波治理,有效地改善了工矿企业电网的电能质量,提高了电网的安全性和



(a) L结构滤波后三相电流波形



(b) L结构滤波后谐波成分(THD=2.55%)

图 11 L 结构滤波后电能质量分析仪测量数据

Fig. 11 Data of power quality analyzer after filtering of L structure

稳定性,实现了较好的节能效果。

参考文献:

- [1] Zheng Chunfang, Zhang Bo, Qiu Dongyuan. Selective harmonic elimination technique based on walsh transformation for multilevel inverters[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2006, 21(7):121-126.
- [2] 孙宜峰,阮新波. 级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4):126-133.
Sun Yifeng, Ruan Xinbo. Power balance control schemes for cascaded multilevel inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(4):126-133.
- [3] Barrenal J A, Aurtenecheal S, Canales J M, et al. Design, analysis and comparison of multilevel topologies for DSTATCOM Applications [A]. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications [C]. 2005:132-137.
- [4] Xiang Wei, Lukaszewski R A. Optimization of the main induction in a LCL filter for three phase active rectifier [A]. 42nd IAS Annual Meeting Conference Record [C]. 2007:565-571.
- [5] Eric Wu, Peter W Lehn. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance [J]. IEEE 20th Annual Volume, 2005, 3:1642-1648.
- [6] Valdivia V, Pleite J, Gonzalez C, et al. New approach to integrate an lcl filter and a transformer for grid connected conveyers following a simple design procedure [A]. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2007:1229-1303.
- [7] Liu Fei, Duan Shanxu, Xu Pengwei, et al. Design and control of three-phase PV grid connected converter with LCL Filter [A]. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2007:1656-1661.
- [8] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier [A]. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE [C]. 2001:299-306.
- [9] 张宪平,李亚西,潘 磊,等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波
- [10] 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):111-112, 114.
Liu Fei, Zha Xiaoming, Duan Shanxu. Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter [J]. Transactions of Electrotechnical Society, 2010, 25(3):111-112, 114.
- [11] 耿俊成,刘文华,俞旭峰,等. 链式 STATCOM 的数学模型 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6):66-70.
Geng Juncheng, Liu Wenhua, Yu Xufeng, et al. Modeling of cascade statcom [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6):66-70.
- [12] Steinke J K. Switching frequency optimal PWM control of athree-level inverter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 7(3):487-496.
- [13] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balances currents [A]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record [C]. 2005:573-577.
- [14] Halimi B, Dahono P A. A current control method for phase-controlled rectifier that has an LCL filter [A]. Proceedings of 4th IEEE International Conference [C]. 2001:20-30.
- [15] Twining E, Holmes D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(5):888-896.
- [16] Teodorescu R, Blaabjerg F, Borup U, et al. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation [A]. Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2004:580-581.
- [17] 苗长新. 中压级联型多电平 STATCOM 关键技术研究 [D]. 徐州:中国矿业大学, 2012.
- [18] 刘 飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略 [D]. 武汉:华中科技大学, 2008.