

三相并网逆变器 LCL 滤波器的 参数设计与研究

刘 飞¹ 查晓明¹ 段善旭²

(1. 武汉大学电气工程学院 武汉 430072

2. 华中科技大学电气与电子工程学院 武汉 430074)

摘要 在满足相同的高频滤波效果的情况下, LCL 滤波器所需的总电感值比 L 滤波器小, 因此更适于在大功率、开关频率较低的电流源控制型并网设备上应用。然而针对该类型滤波器的参数设计不仅关系到开关频率处纹波抑制效果, 同时也会影响并网电流控制器的性能。本文首先建立 LCL 滤波器在并网模式下的谐波模型, 其次研究滤波器各参数变化与纹波抑制和谐振频率之间的变化关系, 在此基础上提出在尽量节约总的电感磁心材料的前提下, 设计出滤波效果最优的 LCL 滤波器的参数值, 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时的因素。最后通过三相并网逆变器的实验装置给出 LCL 滤波器设计方案的实验效果。

关键词: 并网逆变器 LCL 滤波器 谐振频率 谐波抑制 磁心

中图分类号: TM48

Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three-Phase Grid-Connected Inverter

Liu Fei¹ Zha Xiaoming¹ Duan Shanxu²

(1. WuHan University Wuhan 430072 China

2. Huazhong University of Science and Technology Wuhan 430074 China)

Abstract Because LCL filter needs smaller inductance value comparing to L type filter at the same performance in harmonic suppression, it is gradually used in high-power and low-frequency current-source-controlled grid-connected converters. However design work of LCL filter parameter not only relates to switch frequency ripple attenuation, but also impacts on performance of grid-connected current controller. First of all, this paper introduces a harmonic model of LCL filter in grid-connected operation, secondly researches the variable relationship among LCL filter's parameter and resonance frequency and high-frequency ripple attenuation. In order to achieve optimal effect under the precondition of saving inductance magnetic core of LCL filter, a reasonable design method is brought out based on above analysis. Furthermore the method can guarantee that the resonance frequency of LCL filter is not too small to impact current controller design. Finally this design method is verified by the experimental results.

Keywords: Grid-connected inverter, LCL filter, resonance frequency, harmonic suppression, magnetic core

1 引言

作为电力系统能源的一种补充, 新能源并网发

电将会成为未来主要的发展趋势^[1-4]。然而并网逆变器一般采用高频 PWM 调制, 导致大量的高次谐波电流进入电网, 这样会对电网中其他 EMI 敏感设备产生干扰, 因此并网变换器交流侧输出滤波器的选择与设计尤为重要。相比传统的 L 型滤波器, 在相

中国博士后科学基金资助项目 (20090451063)。

收稿日期 2009-01-11 改稿日期 2009-03-10

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，并逐渐应用于大功率、低开关频率的并网变换器设备，同时基于 LCL 滤波器参数设计方法也成为新的研究点^[5-7]。

尽管 LCL 滤波器滤除高次谐波效果明显，但是 LCL 滤波器的设计比较复杂。文献[5]中对 LCL 滤波器参数的设计步骤以及限制条件做了详细的介绍，但是这个方法设计过程比较繁琐，同时需要多次尝试、反复验算才能找到合适的参数，在实际的工程应用时很不方便。文献[6]在文献[5]的基础上提出利用谐振频率作为中间参数，推导出关于电流谐波的衰减比例为变量的二次方程，通过对方程的求解，可以很方便地求出滤波器的其他参数。但是首先需要设定衰减比例系数、滤波电容以及总电感值判断方程是否有正解，如果没有正解则需要改变以上 3 个参数值，直到方程有正解。因此该设计方法也是一个反复试凑求解的过程，此外如何改变设定的 3 个参数值求解还需要进一步探讨。文献[7]中提出的设计思路是认为变换器侧电感的主要功能是对变换器输出电流纹波起衰减作用，因此按照纹波要求设计变换器侧电感；而电网侧的滤波电感与滤波电容组成一个二阶滤波器针对并网电流的开关频率处谐波进行滤除以满足并网的要求，并没有详细地阐明电网侧滤波电感与滤波电容如何独立设计。所以本文基于三相并网逆变器电路拓扑首先分析 LCL 滤波器的总电感值、两个电感的比值、滤波电容值、谐振频率以及谐波电流幅值作为参变量之间的影响关系。在此基础上设计 LCL 滤波器的总电感值，然后根据滤波电容与电网侧电感对高频谐波分流能力选取合适的滤波电容值，最后通过 LCL 滤波器两个滤波电感值的比例与谐波电流幅值的关系确定每个电感值的大小。该方法设计原理清晰，很方便设计出 LCL 滤波器的电感值，在充分考虑谐振频率、电感总的阻抗压降以及系统电流闭环控制器带宽等限制条件情况下，最终确定合适的滤波器参数。

2 并网逆变器的电路分析

2.1 主电路拓扑

图 1 所示为三相并网逆变器拓扑结构图。图中 i_d 代表新能源输出直流电流， C_1 代表输入直流母线滤波电容、 $VT_1 \sim VT_6$ 代表三相逆变桥的 6 个 IGBT 开关管， R_1 代表滤波电感 L_1 的内阻和由每相桥臂上、下管互锁死区所引起的电压损失， R_2 代表滤波电感 L_2 的内阻， L_1 、 C_2 、 L_2 组成三阶 LCL

滤波器。

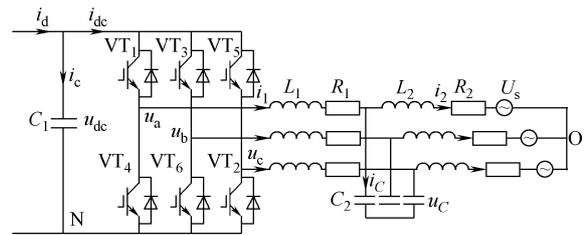


图 1 三相并网逆变器拓扑结构图

Fig.1 Topology of three-phase grid-connected converter

2.2 LCL 滤波器高频滤波性能

忽略电阻 R_1 、 R_2 ，分别求出采用 LCL 和 L 型滤波器的并网逆变器中并网电流 i_{grid} 与输出电压 u_{inv} 的函数关系式如式 (1) 和式 (2) 所示^[8-11]

$$G_1(s) = \frac{i_{grid}(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_2 + s(L_1 + L_2)} \quad (1)$$

$$G_T(s) = \frac{i_{grid}(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{sL_T} \quad (2)$$

令 $L_T = L_1 + L_2$ ，利用 Matlab 绘出 L 型和 LCL 型滤波器博德图，如图 2 所示。

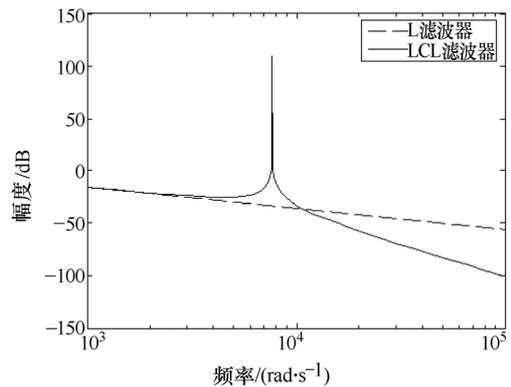


图 2 相同电感值下 L 型与 LCL 型滤波器的博德图

Fig.2 Bode diagram of L and LCL filter with same inductance value

由图 2 可见，LCL 滤波器高于谐振频率时是以 -60dB/dec 衰减，而 L_T 滤波器是以 -20dB/dec 衰减。因此，LCL 滤波器对高次电流谐波具有更好的衰减效果。在低频时，两者频率响应的斜率都是 -20dB/dec 。这就意味着在低频时，LCL 滤波器可以被当作电感值为 $L_1 + L_2$ 的一个等效电抗器。由于两种结构的滤波器在高频时对谐波衰减不同，因此在同样的滤波效果的情况下，LCL 滤波器总的电抗器值 $L_1 + L_2$ 要比纯电感滤波器中的电抗器值 L_T 小，滤波器的损耗也小些，正是因为这些优点，可以在大功率设备上应用，所以 LCL 滤波器在高频 PWM 整流、电流源型并网逆变以及并联型有源滤波的场合

应用也越来越广泛^[5-6,12-15]。此外在设计 LCL 滤波器之前,先对 LCL 滤波器的性能进行详细地分析,其次 LCL 滤波器中 L_1 、 C_2 、 L_2 参数的变化对 LCL 滤波器滤波效果、谐振频率的影响等问题进行研究。

3 LCL 滤波器的原理分析

基于图 3 的谐波模型,得到并网电流 i_2 与并网逆变器的桥臂输出电压 u_k 之间的传递函数以 $j\omega$ 的形式表达

$$\frac{i_{grid}(j\omega)}{u_k(j\omega)} = \frac{-j}{h\omega(-h^2\omega^2L_1L_2C_2 + L_1 + L_2)} \quad (3)$$

因此,由式(3)可得 $|H_{LCL}(j\omega)|$ 的表达

$$|H_{LCL}(j\omega)| = \left| \frac{i_{grid}(j\omega)}{u_k(j\omega)} \right| = \frac{1}{h\omega(-h^2\omega^2L_1L_2C_2 + L_1 + L_2)} \quad (4)$$

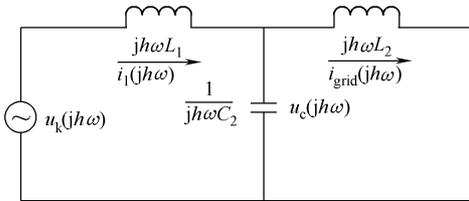


图 3 LCL 滤波器在并网模式下的谐波模型
Fig.3 Harmonic model of LCL filter under grid-connected operation

由图 3 分析可得, L_1 上的电流 i_1 是由其阻抗 X_{L1} 和电容 C_2 支路与电网侧电感 L_2 支路的并联阻抗 $X_{C2//L2}$ 共同决定的。 C_2 和 L_2 并联支路的引入会增大串联阻抗,但是 $X_{C2//L2}$ 并联阻抗值是有限的,所以对 i_1 的影响不大。根据电路阻抗并联原理,在开关频率处 $X_{C2//L2}$ 的阻抗值主要是由 X_{C2} 决定,因此 $X_{C2//L2}$ 不会太大, i_1 也不会随着并联阻抗 $X_{C2//L2}$ 的串入而减小太多,所以逆变器输出纹波的大小主要取决于 L_1 的大小。

假设并网逆变器的开关频率为 10.5kHz,因此电压 u_k 在开关频率 ω_s 处产生 $h=10500/50=210$ 次的谐波电流。另外希望 LCL 滤波器在开关频率处的衰减为 -20dB,即 1 个单位的 210 次谐波电压在并网逆变器的输出端向电网注入 0.1 个单位的谐波电流。

LCL 滤波器中电感的磁心部分通常是占整个滤波器的大部分重量、体积和成本。因此设计滤波器时在能够达到滤波要求的情况下尽量减少滤波器的磁心材料。另一方面,电容的工艺比较成熟,同时滤波电容的体积比较小、成本低。因此设计 LCL 滤波器时,在相同的滤波效果的前提下, L_1 和 L_2 总的

电感值和 L_1+L_2 以及它们之间的比例关系 L_1/L_2 以及与电容器 C_2 之间的关系值得研究。下面根据式(4),假设 $h=210$, $|H_{LCL}(j\omega)|=0.1$ 的条件下, L_1+L_2 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的关系如图 4 所示。

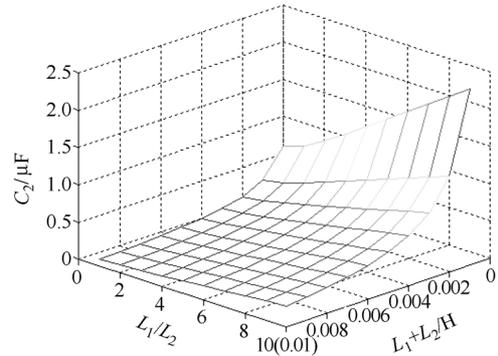


图 4 L_1+L_2 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的三维关系图
Fig.4 Variation of L_1+L_2 vs. L_1/L_2 and C_2

进一步分析图 4 可得,在 $|H_{LCL}(j\omega)|=0.1$ 即滤波效果一定的情况下,如果滤波电容 C_2 的取值大,则导致 L_1+L_2 的电感取值小,从而节省磁心材料,进而导致 L_1/L_2 的比值很大,反之亦然。此外还可以通过图 4 看出,当电容 C_2 的取值很小时, L_1/L_2 的变化对 L_1+L_2 的取值影响不大;而电容 C_2 的取值比较大时, L_1/L_2 的变化对 L_1+L_2 的取值影响比较明显。

当 L_1+L_2 的取值一定时,根据 LCL 滤波器的谐振角频率的计算公式 $\omega_{res} = \sqrt{(L_1+L_2)/L_1L_2C_2}$ 可以得出 ω_{res} 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的三维关系如图 5 所示。

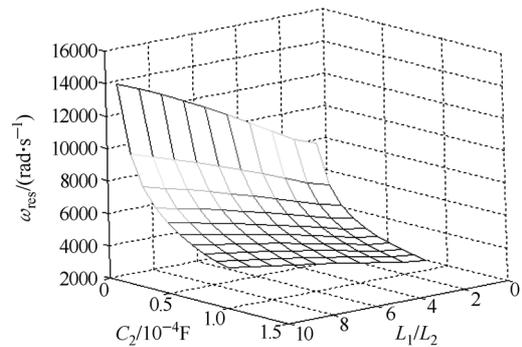


图 5 ω_{res} 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的三维关系图
Fig.5 Resonant frequency ω_{res} vs. L_1/L_2 and C_2

由图 5 可以看出,当 L_1/L_2 取值一定时,电容 C_2 的取值越大, LCL 滤波器的谐振频率 ω_{res} 越小;同理当 C_2 取值一定时, L_1/L_2 取值越小, LCL 滤波器的谐振频率 ω_{res} 越小。当 LCL 滤波器的谐振频率 ω_{res} 很小时,谐振峰会导致中低频电流谐波幅值增大,为了达到国际和国内相关并网谐波电流抑制标准,必然会对控制器的设计提出更高的要求。

进一步分析,当 L_1+L_2 的取值一定时,假如开

关频率处 $h=210$ 时的谐波电压 $u_{h=210}=1$ 时, 根据式 (3) 以及 i_1 和 i_{grid} 之间的传递函数为 $i_1=(1+L_2C_2s^2)i_{\text{grid}}$, 可以作出流过电感 L_1 的谐波电流幅值 $|i_1(jh\omega)|$ 与 L_1/L_2 和 C_2 之间的三维关系图, 如图 6 所示。

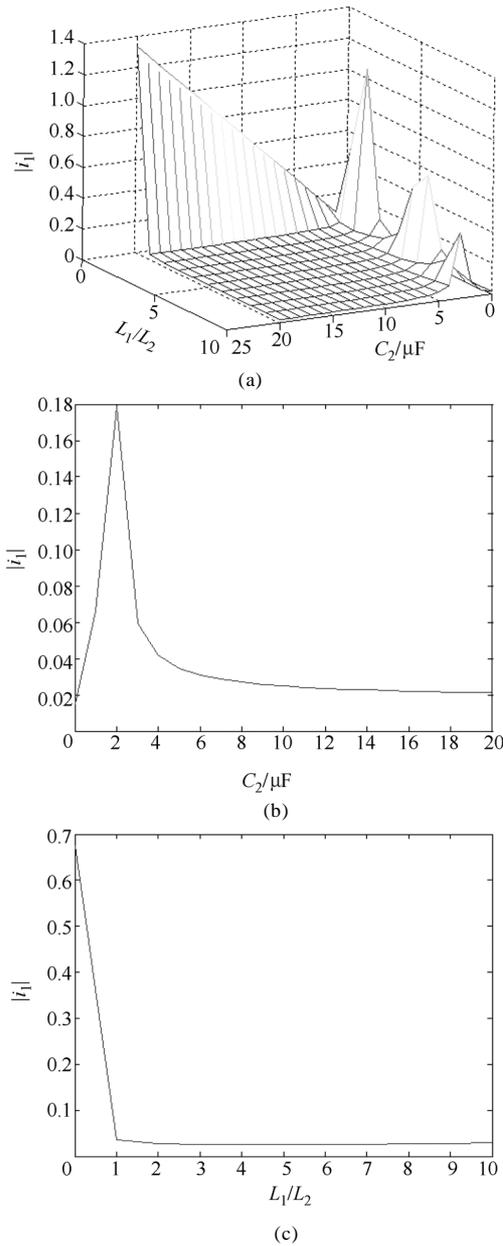


图 6 $|i_1(jh\omega)|$ 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的关系图

Fig.6 $|i_1(jh\omega)|$ in L_1 vs. L_1/L_2 and C_2 with $V_{h=210}=1$

从图 6b 可以看出, 当 L_1/L_2 比值一定时, 滤波电容 C_2 取值逐渐变大到 $2\mu\text{F}$ 时, $|i_1(jh\omega)|$ 达到最大值, 这是因为此时 LCL 滤波器的取值, 其谐振频率恰好在开关频率处即 10.5kHz , 但随着滤波电容 C_2 继续增大, 电感 L_1 的谐波电流幅值 $|i_1(jh\omega)|$ 越小, 这说明 L_1 、 L_2 取值一定时, 电容 C_2 取值越大, 电感 L_1 对谐波抑制效果越好。如图 6c 所示当电容 C_2 取值一定时, L_1/L_2 比值越大, 电感 L_1 的谐波电流幅值 $|i_1(jh\omega)|$ 越

小, L_1/L_2 比值在 $0\sim 1$ 之间这种趋势最明显; L_1/L_2 比值越大此时 LCL 滤波器中电感 L_1 对开关频率处的谐波抑制作用最明显, 滤波性能更加接近单 L 滤波器; 但是 L_1/L_2 比值越大, 电感 L_1 的磁心也越大, 对节约磁心材料不利, 而且 L_1/L_2 比值在大于 7.5 以后, 谐波电流幅值 $|i_1(jh\omega)|$ 又开始有变大的趋势, 因此由图 6b 和图 6c 分析可得, 当电容 C_2 和 L_1+L_2 的取值一定时, 为了使电感 L_1 的谐波电流幅值 $|i_1(jh\omega)|$ 最小, L_1/L_2 的比值取 $3\sim 7$ 之间比较合适。

图 7 描述的是当 L_1+L_2 的取值一定, 同时开关频率处的谐波电压 $V_{h=210}=1$ 时, $h=210$ 次的谐波电流幅值 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 与 L_1/L_2 和 C_2 之间的三维关系图。

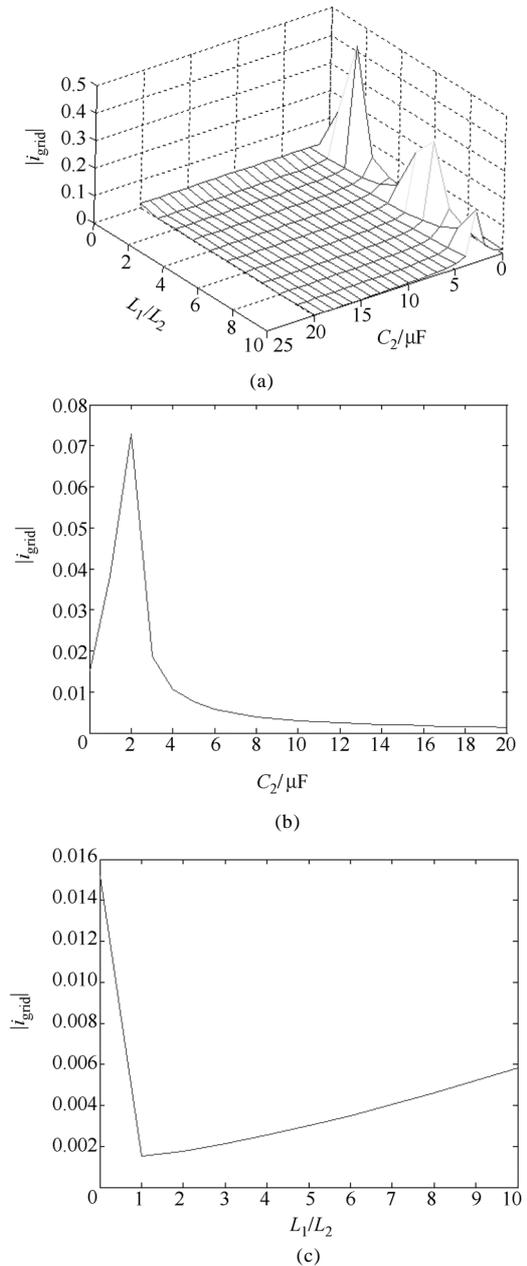


图 7 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 、 L_1/L_2 与 C_2 之间的三维关系图

Fig.7 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ in L_2 vs. L_1/L_2 and C_2 with $V_{h=210}=1$

由图 7b 可以看出, 当 L_1/L_2 比值一定时, 滤波电容 C_2 取值逐渐变大到 $2\mu\text{F}$ 时, $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 达到最大值, 与图 6b 同理, 因为此时 LCL 滤波器的取值其谐振频率恰好在开关频率处, 即 10.5kHz , 但随着滤波电容 C_2 继续增大, 电感 L_2 的谐波电流幅值 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 越小, 这说明 L_1 、 L_2 取值一定时, 电容 C_2 取值越大, 电感 L_2 对并网电流谐波抑制效果越好。

由图 7c 可以看出, 当滤波电容 C_2 取值一定时, $L_1/L_2=1$ 时谐波电流幅值 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 最小; 而随着 L_1/L_2 变大, 谐波电流幅值 $|i_{\text{grid}}(jh\omega)|$ 逐渐增大, 单从这一点看, 当电容 C_2 和 L_1+L_2 的取值一定以及 $L_1=L_2$ 时, LCL 滤波器对并网电流谐波抑制效果最好。但是如图 5 分析可得, 电容 C_2 和 L_1+L_2 的取值一定, 当 $L_1/L_2=1$ 时 LCL 滤波器的谐振频率 ω_{res} 也是最小, 对电流控制器的设计要求更高, 这样也成为制约电流控制器设计的一个因素。

综上所述, 根据图 4~图 7 的分析可以得出 LCL 滤波器中电感 L_1 与电感 L_2 的比值选取 4~6 之间比较合适, 同时滤波电容 C_2 的值可以考虑适当取大一点以节约电感磁心材料。

4 滤波器的设计要求

基于第 3 节的分析, 在尽量节约总的电感磁心材料的前提下, 设计出滤波效果最优的 LCL 滤波器的参数值, 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时的因素。综合文献[5-7]中针对 LCL 滤波器的参数设计时限制条件介绍如下:

(1) LCL 滤波器总的电感所产生的阻抗压降小于正常额定工作情况下电网电压的 10%。

(2) 为了不使 LCL 滤波器的谐振峰出现在低频或高频段, 所以设计 LCL 滤波器的谐振频率

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C_2}} \text{ 时, 应该大于电网频率的 10 倍,}$$

小于开关频率的 1/2, 即 $10f_1 < f_{\text{res}} < f_{\text{sw}}/2$ 。

(3) 为了对开关频率纹波分量进行分流, 以使高频分量尽可能多地从电容支路流过, 设计时必须保证 $X_{C_2} \ll X_{L_2}$, 其中 X_{C_2} 和 X_{L_2} 是开关频率下的阻抗值, 在这里可以取

$$X_{C_2} = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{5} \right) X_{L_2} \quad (5)$$

X_{C_2} 取值太大, 开关频率纹波高频分量从电容

支路分流不够, 使更多的高频谐波电流进入电网; X_{C_2} 取值太小, 滤波电容的取值就会变大, 这样会导致更多的无功电流流入滤波电容, 进而使逆变器输出电流增大影响系统的损耗。此外, 为了避免并网逆变器的功率因数的过度降低, 一般滤波电容吸收的基波无功功率不能大于系统额定有功功率的 5%^[6]。因此可得

$$C_2 \leq \frac{\lambda P}{3 \times 2\pi f_1 E_m^2} \quad (6)$$

式中 P ——并网逆变器输出的额定有功功率;

E_m ——电网相电压有效值;

f_1 ——电网基波频率;

λ ——滤波电容吸收的基波无功功率所占 P 的比例。

5 实验结果分析

为了验证理论分析, 搭建三相并网逆变器实验采用三相全桥逆变器, 额定有功功率 $P=5\text{kW}$, 开关频率 $f_{\text{sw}}=10.5\text{kHz}$, 电网线电压有效值为 380V , 直流电压为 700V , 相电流的峰值 $I_{\text{mp}}=10.7\text{A}$ 。允许的纹波电流最大值为相电流峰值的 20%, 根据纹波限制条件计算逆变器侧电感 L_1 的参数值^[7,15], 本文参数选取为: $L_1=5.5\text{mH}$, $L_1/L_2=5$, $L_2=1.0\text{mH}$, $C_2=20\mu\text{F}$ 。

如图 8 所示的 ABC 三相并网电流与电网电压实验波形, 可以看出由于采用 LCL 滤波器, 抑制并网逆变器开关频率处的纹波效果明显, 电流波形正弦度很好。这一点可以通过图 9 所示的 A 相并网电流的谐波频谱分析图加以证明, 从 22 次谐波电流开始, 高频谐波电流几乎完全被滤除, 且并网电流总 THD 仅为 1.012%。

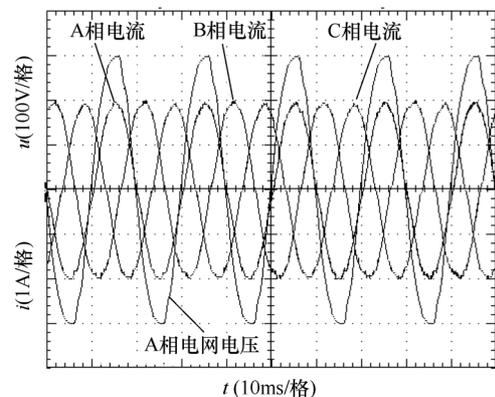


图 8 三相并网电流实验波形
Fig.8 Experimental waveforms of grid-connected current

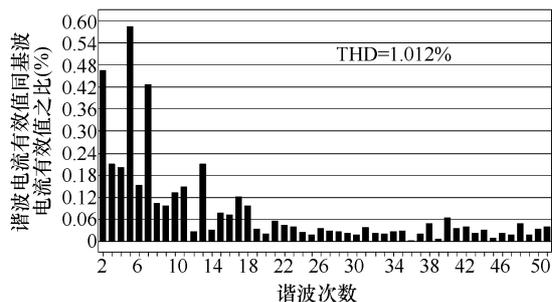


图 9 A 相的并网电流谐波分析

Fig.9 Harmonic analysis of grid-connected current

6 结论

本文基于 LCL 滤波器并网模式下的谐波数学模型分析滤波器各参数以及 L_1+L_2 、 L_1/L_2 与纹波抑制和谐振频率之间的变化关系, 得出在尽量节约总的电感磁心材料的条件下 L_1/L_2 的合适取值以及滤波电容的取值范围, 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时的因素。最后通过三相并网逆变器的实验平台实现电流源控制的并网运行, 并验证了本文提出的 LCL 滤波器的参数设计方案的实用性和可行性。

参考文献

- [1] 张强, 刘建政, 李国杰. 单相光伏并网逆变器瞬时电流检测与补偿控制[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(10): 50-54.
Zhang Qiang, Liu Jianzheng, Li Guojie. Instantaneous current detection and compensation of single-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power System, 2007, 31(10): 50-54.
- [2] 董密, 罗安. 光伏并网发电系统中逆变器的设计与控制方法[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(20): 97-102.
Dong Mi, Luo An. Design and control strategies of inverter for a grid-connected photovoltaic power system[J]. Automation of Electric Power System, 2006, 30(20): 97-102.
- [3] 王正仕, 陈辉明. 具有无功和谐波补偿功能的并网逆变器设计[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(13): 67-71.
Wang Zhengshi, Chen Huiming. Design of grid-tied inverters with the functions of reactive and harmonic compensation[J]. Automation of Electric Power System, 2007, 31(13): 67-71.
- [4] 张国荣, 张铁良, 丁明, 等. 具有光伏并网发电功
- [5] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier[C]. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE, 2001, 1: 299-307.
- [6] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用, 2007, 26(5): 65-67.
Zhang Xianping, Li Yaxi, Pan Lei, et al. Analysis and design of LCL type filter for three-phase voltage source rectifier[J]. Electrotechnical Application, 2007, 26(5): 65-67.
- [7] 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[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04, 19th Annual IEEE, 2004, 1: 580-581.
- [8] 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): 888-895.
- [9] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 572-578.
- [10] Shen Guoqiao, Xu Dehong, Xi Danji, et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with a LCL filter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'06, 21th Annual IEEE, 2006: 1067-1073.
- [11] Halimi B, Dahono P A. A current control method for phase-controlled rectifier that has an LCL filter[C]. Proceedings of 4th IEEE International Conference, 2001, 1: 20-25.
- [12] Serpa L A, Kolar J W, Ponnaluri S, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through LCL filters[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference

能的统一电能质量调节器仿真[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(14): 82-86.

Zhang Guorong, Zhang Tieliang, Ding Ming, et al. Simulation research on unified quality conditioner with PV grid connected generation[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(14): 82-86.

[5] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier[C]. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE, 2001, 1: 299-307.

[6] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用, 2007, 26(5): 65-67.

Zhang Xianping, Li Yaxi, Pan Lei, et al. Analysis and design of LCL type filter for three-phase voltage source rectifier[J]. Electrotechnical Application, 2007, 26(5): 65-67.

[7] 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[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04, 19th Annual IEEE, 2004, 1: 580-581.

[8] 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): 888-895.

[9] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 572-578.

[10] Shen Guoqiao, Xu Dehong, Xi Danji, et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with a LCL filter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'06, 21th Annual IEEE, 2006: 1067-1073.

[11] Halimi B, Dahono P A. A current control method for phase-controlled rectifier that has an LCL filter[C]. Proceedings of 4th IEEE International Conference, 2001, 1: 20-25.

[12] Serpa L A, Kolar J W, Ponnaluri S, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through LCL filters[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference

- Record, 2005, 1: 565-571.
- [13] Michael Lindgren, Jan Svensson. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering[C]. Power Electronics Specialists Conference, PESC'98, 29th Annual IEEE, 1998, 1: 229-235.
- [14] Magueed F A, Svensson J. Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents[C]. Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record, 2005, 1: 572-578.
- [15] 武健, 何娜, 徐殿国. 三相并联有源滤波器输出滤波器设计方法研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(6): 16-19.
- Wu Jian, He Na, Xu Dianguo. Study on output filter in parallel active power filter[J]. Power Electronics, 2004, 38(6): 16-19.

作者简介

刘 飞 男, 1977 年生, 博士后, 主要研究方向为电力电子装置及其电力电能质量控制、光伏并网发电系统综合控制技术。

查晓明 男, 1967 年生, 教授, 主要研究方向为电力电子装置及其电力电能质量控制、高压电动机驱动、新能源及微电网技术。

《电气制造》风电设备专刊征稿启事

《电气制造》杂志是国家正式出版物, 由机械工业信息研究院(即机械工业出版社)主办, 国内外正式公开出版发行的科技期刊。杂志以“关注制造过程, 传播制造技术”为宗旨, 全面关注电气制造业的市场动态、设计研发、生产制造、检验检测、安全认证等方面的实用技术和成功经验。

风力发电设备及相关技术是《电气制造》杂志重点关注的另外一个重要领域。《电气制造》杂志特向研究所、高等院校和企业的专家和技术人员征集以下内容稿件:

- (1) 国际风电利用的现状与发展前景、中国风电利用的现状与规划、风电发展建议和思路。
- (2) 风电设备的布局技术和新技术。
- (3) 并网型风力发电与电网比例的发展趋势及相关技术, 风电场接入系统技术研究, 风电场电气设备使用维护方法和经验, 风电场运行中发电设备常见故障分析。
- (4) 风电设备的材料选用、结构设计、工艺要求及控制系统等方面的先进理念、产品、技术和经验。
- (5) 风力发电设备各部件(如风轮、机舱、塔架、传动系统、偏航系统、液压系统与制动系统、发电机、控制与安全系统等)在设计制造过程中的优化方法、关键技术和方案设计。
- (6) 信息化软件产品、监测系统等在风力发电机组设计、制造、安装过程中的应用。
- (7) 上游供应商的产品、技术在风力发电设备制造企业的成功应用案例。

征稿要求如下:

- (1) 所投稿件未在全国公开出版发行的刊物上发表过。
- (2) 稿件要求论点鲜明, 内容新颖实用、技术先进、实用性强、数据可靠, 文字简洁、结构严谨、通俗易懂, 并且提供与文章内容相关的照片和图片。
- (3) 稿件字数在 2000~5000 字(包括插图和表格等), 特殊稿件另议。
- (4) 文章末尾处须注明: 作者的真实姓名、工作单位、详细通信地址、邮政编码、联系电话、E-mail 等联系方式。

联系方式

联系人: 《电气制造》编辑部 朱 历

E-mail: welcomebj@126.com

地 址: 北京市百万庄大街 22 号电气时代杂志社《电气制造》编辑部(100037)

电 话: 010-88379056

传 真: 010-68994786