

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.07.016

考虑电感寄生参数的有源前端 LCL 滤波器的设计*

黄羽西¹, 姚文熙^{1*}, 吕征宇¹, 吉宇²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 国网南通供电公司, 江苏 南通 226000)

摘要:针对作为变换器和电网的接口的 LCL 滤波器的谐振问题, 对 LCL 滤波器的设计方法、网侧谐波的国际标准要求以及电感的寄生现象进行了研究, 对电感的实际模型进行了建模及影响因素推导, 提出了一种考虑电感寄生参数的 5 kW 有源前端的 LCL 滤波器设计方案, 利用 Matlab/Simulink 软件对提出的 LCL 设计方案进行了仿真分析, 将设计的模型与理想模型进行了波特图对比, 从频域的角度论证了方案的有效性, 并在软件上进行了电路仿真, 从系统的角度验证了方案的可行性, 最后搭建了基于 Dspace 的 5 kW 有源前端的实验平台, 对方案进行了进一步的验证, 依据实验及仿真估算结果提出了减小损耗的改进方案。研究表明, 该方案能充分利用 LCL 滤波器电感的寄生电阻, 实现较好的谐振抑制性能, 同时将损耗控制在可接受的范围之内。

关键词: LCL 滤波器; 电感实际模型; 谐振抑制

中图分类号: TM531.5

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2017)07-0772-06

Design of active front end LCL filter considering inductance parasitics

HUANG Yu-xi¹, YAO Wen-xi¹, LV Zheng-yu¹, JI Yu²

(1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. State Grid Nantong Power Supply Company, Nantong 226000, China)

Abstract: In order to solve the resonance problem of LCL filter, the design method of LCL filter and the parasitic phenomenon of inductance are studied. The actual model of inductor was modeled and the influencing factors were deduced. A design scheme of LCL filter with 5 kW active front-end was proposed. The proposed LCL design scheme was simulated by Matlab / Simulink, and the designed model was compared with the ideal model. Finally, the experimental platform of 5kW active front-end based on Dspace was built up, proving the feasibility of the scheme. The results show that this scheme can make full use of LCL filter inductor parasitic resistance to achieve better resonance suppression performance, while the loss control in the acceptable range.

Key words: LCL filter; actual model of inductance; resonant depression

0 引言

相比于传统的采用二极管整流或可控硅整流技术从交流电网获取直流母线电压的硬件方案来说, 有源前端 (active front end, AFE) 具有较低的网侧电流谐波污染、较高的功率因数, 在电网不稳定情况下仍然能够

保持恒定的直流母线电压、可实现能量回馈的并网功能等优势^[1]。

一个典型的有源前端电路包括了一个三相逆变桥和一个连接逆变桥和电网的交流侧滤波器。在有源前端中使用电流闭环控制及 PWM 调制技术可以实现较高的功率因数, 然而功率器件的开关动作会引入开关

收稿日期: 2017-01-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51677168)

作者简介: 黄羽西 (1990-), 女, 辽宁朝阳人, 硕士研究生, 主要从事基于 LCL 滤波器的有源前端方面的研究。E-mail: 21410042@zju.edu.cn

通信联系人: 姚文熙, 男, 博士, 副教授。E-mail: ywxi@zju.edu.cn

次及其整数倍次谐波电流分量。为了抑制这些电流谐波,要在变换器侧和电网之间加入滤波器。LCL 结构的滤波器由于其较好的高频衰减特性及相同的衰减特性下体积更小等优势,替代了单个 L 电感作为网侧接口而备受关注。文献[2-3]等都从不同角度给出了有源前端 LCL 滤波器的设计方案。然而,LCL 型滤波器属于三阶系统,其幅频特性在谐振频率处存在谐振尖峰,同时相位会发生 -180° 跳变,这容易造成变换器振荡甚至不稳定,因此近年来关于探究从拓扑及算法上抑制 LCL 滤波器谐振尖峰的方法成为了研究热点。文献[4-6]给出了近年来对 LCL 谐振抑制的研究成果。但在实际应用上,LCL 的谐振问题并没有理论上那么尖锐。其原因在于实际的电感磁芯存在涡流和磁滞等寄生效应,在电路分析时可等效为串联或并联的电阻,同时电容及电感线圈的非理想性也引入了寄生的串联电阻,这些在实际电路中构成了固有的阻尼。

笔者研究这些寄生效应的成因及影响因素,并利用这一特性构成损耗较小且谐振抑制效果较好的 LCL 滤波器,既能保持系统的稳定运行,也可避免有源或无源阻尼方式带来的额外的损耗和控制运算复杂度。

1 实际电感模型

考虑线圈内阻和磁芯损耗,一个实际的电感模型如图 1 所示^[7]。

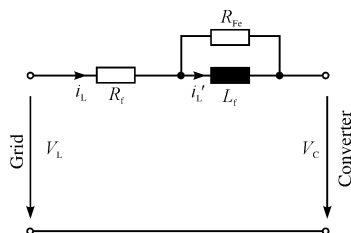


图1 电感的实际等效模型

R_L —铜耗等效电阻,即线圈的直流和交流电阻,该损耗的等效电阻在一般情况下(趋肤深度大于导线半径)可以认为是不随频率等因素变化的定值; R_{Fe} —磁芯损耗电阻,即磁滞损耗、涡流损耗及剩余损耗的共同作用

文献[8]中给出了磁芯损耗的 Bertotti 公式,其后的文献[9]等文章都是根据这个公式进行的实测及拟合工作,Bertotti 公式见下式:

$$P = k_h f B_m^a + k_e f^2 B_m^2 + k_a f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (1)$$

式(1)中,三项分别对应磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗,第一项中, B_m 的幂指数 α 是一个与磁芯材料有关的变量,不同的磁芯材料磁滞回线的形状不同,这个指数也不相同; k 为每项的系数,一定范围内可认为

是定值,可根据实测拟合。这里可以看出磁芯损耗与磁通频率及磁通摆幅有关。将每一种损耗分别等效为一个与电感并联的电阻,则其阻值可以表示下式所示:

$$R = \frac{U_{rms}^2}{P} = \frac{U_m^2}{2P} \quad (2)$$

式中: U_m —该电阻两端电压幅值, U_{rms} —其有效值。

由傅里叶分析可知,其两端电压可以分解成一系列的正弦分量,因此可以把系统的输入电压分解为多个不同单一频率正弦信号之和,本研究只需要逐一讨论某一频率 f 下的正弦励磁电压即可。令 $u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) = U_m \cdot \sin(2\pi f t)$,以式(1)中某一项损耗为例:

$$P = k_\lambda f^a B_m^b, \quad B_m = \int_0^T \frac{U_m \sin(\omega t)}{A_e N} dt = \frac{U_m}{\pi f A_e N} \quad (3)$$

式中: k_λ —各项损耗的比例系数; a, b —不同类型损耗的幂次系数,如涡流损耗中有 $k_\lambda = k_e, a = b = 2$; N —线圈匝数; A_e —磁芯截面积; B_m —磁摆幅,即磁通密度 B 的峰峰值(它与励磁电压的关系如图 2 所示)。

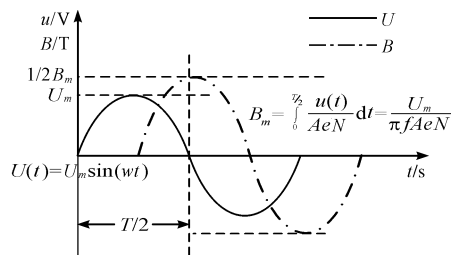


图2 激磁电压与磁通密度变化关系

联立式(2,3)可得等效的并联电阻值为:

$$R = \frac{U_m^{2-b}}{n f^{a-b}}, n = \frac{2k_\lambda}{(\pi A_e N)^b} \quad (4)$$

其中:若磁芯材料、绕线匝数确定且不考虑磁芯内部趋肤效应, n 为一常数,因而决定电感并联等效电阻的参数仅刺激磁频率 f 和电感两端电压 U_m ,由式(1),对于磁滞损耗, $a = 1, b = \alpha$,则磁滞损耗等效电阻随两端电压及励磁频率的变化而变化;对于涡流损耗, $a = b = 2$,该等效电阻为一个常数 $1/n$;对于剩余损耗, $a = b = 1.5$,该等效电阻仅与两端电压大小有关而与频率无关。需要指出的是,在实际测量拟合中,如文献[9]所提到的,实际的测量值总与式(1)有极小的偏差,这是由于在频率变化时,系数 k_λ 也存在一些微小的变化,一般可忽略。将一定厚度可忽略趋肤效应的若干硅钢片相叠形成的磁芯看做一个导体,当考虑谐振频率附近时,其涡流损耗占绝对主导,因而它的并联等效电阻可认为与频率无关。

2 考虑寄生参数的 LCL 方案设计及验证

2.1 5 kW 有源前端的 LCL 滤波器设计方案

本研究以一个 5 kW 的有源前端为例,其结构如图 3 所示。

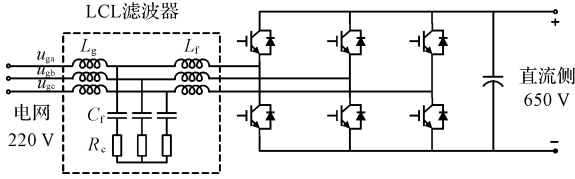


图 3 有源前端结构示意图

本研究具体论述考虑电感寄生参数的 LCL 滤波器设计,系统参数要求如表 1 所示。

表 1 5 kW 有源前端参数要求

参数名称	额定值
输出电压 /V _{DC}	650
满载有功功率 /kW	5
输入电流基波峰值 /A	11
输入线电压 /V _{AC}	三相 380
网侧电流总谐波畸变	≤ 3% (满载)
开关频率 /kHz	3.6

在三相对称的情况下,单独考虑某一相的 LCL 滤波器设计即可。

2.1.1 变换器侧电感设计

由满载功率 P 及输入相电压有效值 U_g ,可以得出额定基波电流有效值 I_g :

$$I_g = \frac{P}{3U_g} = \frac{5\,000\text{ W}}{3 \times 220\text{ V}} = 7.6\text{ A} \quad (5)$$

整流器侧的电感大小主要取决于所需电流纹波占基波电流的百分比,取最大电流纹波峰值 ΔI_{pp} 为额定基波电流峰值 I_{L-1} 的 20%:

$$\Delta I_{pp} = 0.2 \times I_g \times 2\sqrt{2} = 4.3\text{ A} \quad (6)$$

变换器侧电流及纹波比例定义如图 4 所示。

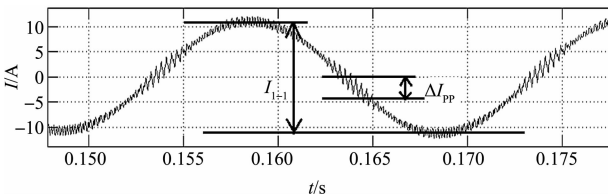


图 4 变换器侧电流及纹波比例定义

本研究按照最大电流纹波幅值(电压过零或峰值

时刻)^[10]设计相应的电感值:

$$L_f \geq \frac{V_{dc}T}{4\sqrt{3}\Delta I_{pp}} = 6.1\text{ mH} \quad (7)$$

式中: V_{dc} —直流电压 650 V, T —开关周期。考虑近似计算的偏差,实际取值应留有一定的裕量,取 $L_f = 7\text{ mH}$ 。

2.1.2 滤波电容设计

电容的大小影响电容上的无功功率,一般要求其无功功率小于额定输出有功功率 P 的 5%,可计算电容值的限制如下式:

$$C_f \leq \frac{\lambda P}{3 \times 2\pi f_g U_g^2} = 5.5\text{ }\mu\text{F} \quad (8)$$

式中: U_g —相电压, f_g —基波频率 50 Hz。因此电容的实际取值需小于 5.5 μF 。

2.1.3 网侧电感设计

LCL 滤波器的传递函数(整流器侧电压 U_f 到网侧电流 i_g):

$$\frac{i_g(s)}{u_f(s)} = \frac{C_f R_c s + 1}{C_f L_g L_f s^3 + C_f (L_g + L_f) R_c s^2 + (L_f + L_g) s} \quad (9)$$

式中: R_c —电容支路串联电阻,由于 R_c 相对很小,高频段的衰减主要起决于分母的 s^3 项系数,也就是 $L_f L_g C_f$ 的乘积,在 C_f 确定的情况下, L_f 和 L_g 的乘积决定高频衰减系数。

因此当 $L_f = L_g$ 的时候可以获得相同总电感下的最大衰减。电感的选择原则包括:

(1) 尽可能选择接近的 L_f 和 L_g ;

(2) L_f 的开关纹波比较大,因此损耗较大一些,可适当选择 L_f 偏大一些;

(3) L_g 实际还串联了电网的电感,所以 L_g 可适当小一些;

(4) 为使系统控制容易稳定, L_f 可取稍大。这是因为取较大滤波电感时,在低频段几乎重合的情况下,幅值裕度明显下降。

这里还需要考虑转折频率的限制条件,一般需要滤波器的谐振频率 f_{res} 设计在 10 倍基频和 0.5 倍开关频率之间,且需要小于二分之一采样频率,见下式:

$$10 \times 50\text{ Hz} \leq f_{res} \leq 0.5 \times 3\,600\text{ Hz}$$

$$f_{res} = \frac{w_{res}}{2\pi} = \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f L_g C_f}} \div 2\pi \quad (10)$$

权衡后,选择 LCL 参数:电容 $C_f = 3\text{ }\mu\text{F}$, $L_f = 7\text{ mH}$, $L_g = 6.7\text{ mH}$,此时谐振频率 1.57 kHz,满足谐波衰减要求,LCL 滤波器的幅频特性如图 5 所示。

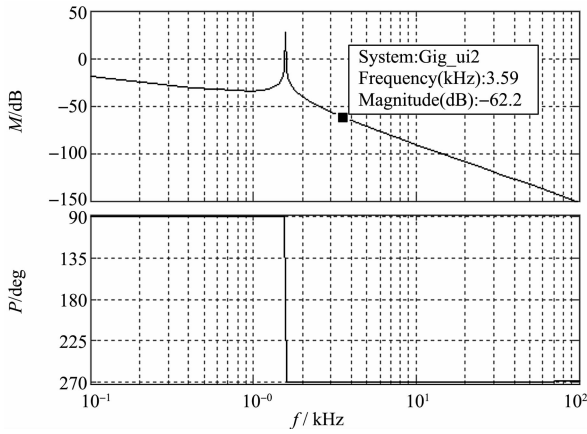


图 5 LCL 滤波器的幅频特性

2.1.4 基于电感寄生参数的无源阻尼的设计

由上一章分析可知,在实际的实验装置中,不可避免地存在寄生参数。对于有源前端的 LCL 场合,对系统影响比较大的是电感的寄生参数,这是研究者在设计中不可忽略的,具体需要从以下方面来考虑:网侧和变换器侧的电流谐波含量有着较大的差别,一般来说,由于大部分的开关次及其谐波成分经过变换器侧的 LC 结构滤除,网侧的电流纹波中,95% 以上为基波分量,而对于变换器侧来说,开关频率及其整数倍频及以上边带谐波、谐振频率处的谐波含量都比较大,因而可能造成比较大的损耗;与此同时,寄生电阻的存在可以作为阻尼的一部分抑制 LCL 滤波器的谐振,对系统的稳定性及网侧的电流质量有着积极的作用。综上所述,笔者提出一种网侧和变换器侧电感采用不同的磁芯材料来构造 LCL 滤波器的方案,该方案主要宗旨是选择合适的整流器侧的电感磁芯(铁硅铝磁环),使之并联等效电阻尽可能大,以减小由于整流器侧电流谐波含量大造成的损耗问题;同时可配合成本、体积等限制,在网侧选择相对经济的电感材料(硅钢片),使之等效串联电阻尽可能小,且并联电阻相对较小,由于低频下电感阻抗远小于并联电阻阻抗,网侧电流的 50 Hz 分量大部分从电感流过,高频部分流过并联等效电阻,而网侧高频部分含量极少,如此造成的损耗可忽略不计,且较小的并联电阻可以参与系统阻尼,起到抑制 LCL 滤波器的谐振的作用。

加入网侧寄生并联电阻的变换器侧电压到整流器侧电流的传递函数(忽略线圈电阻)如下式所示:

$$\frac{i_f(s)}{u_f(s)} = \frac{R_{Fe}L_g s^2 + L_g s + R_{Fe}}{C_f L_g L_f R_{Fe} s^3 + L_g L_f s^2 + R_{Fe}(L_f + L_g)s} = \frac{1}{C_f L_g L_f R_{Fe}} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{R_{Fe}L_g s^2 + L_g s + R_{Fe}}{s^2 + \frac{L_g L_f}{C_f L_g L_f R_{Fe}}s + \frac{R_{Fe}(L_f + L_g)}{C_f L_g L_f R_{Fe}}} \quad (11)$$

观察传递函数(11)可知,增大系统阻尼即增大分母 s^2 项系数(阻尼系数),即减小等效并联电阻阻值,根据实验室实测,一般的铁硅铝磁环等效并联电阻在几千欧及以上,而硅钢片在几十到几百欧姆不等,因而若增大网侧阻尼,需尽量选用较小寄生电阻材质的磁芯材料(硅钢片等)。这里以 $R_{Fe} = 55 \Omega$ 的硅钢片材料为例,将实际模型与理想模型(极小阻尼状态下)的波特图对比,如图 6 所示。

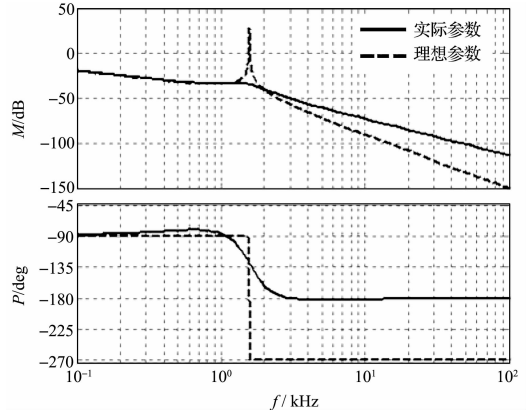


图 6 实际模型与理想模型极小阻尼状态下的频率特性对比

由图 6 可看出,含有网侧寄生涡流电阻的 LCL 滤波器对谐振有着很强的抑制作用,且保证了系统的稳定(谐振频率处幅频特性降到 0 以下),代入电感实际模型进行 Matlab/Simulink 仿真,得到网侧电流及其 FFT 分析如图 7 所示。

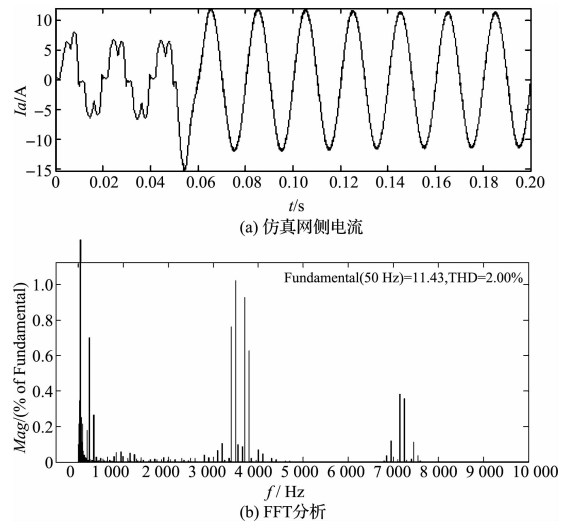


图 7 仿真网侧电流及其 FFT 分析

其中,3.6 kHz 和 7.2 kHz 附近为开关频率和二倍开关频率谐波及其边频分量。可见,谐振频率处(约 1.57 kHz)谐振分量小于 0.2%,整体 THD 在 3% 以下,阻尼效果好。

2.2 5 kW 有源前端的 LCL 滤波器的实验验证

本研究使用硅钢片牌号为 DW470 的硅钢片电抗

器作为网侧电感,铁硅铝磁环美磁公司的 77339A7 3 个叠加绕制变换器侧电感,制作了一套基于 LCL 滤波器的 5 kW 有源前端实验样机,实测硅钢片电抗器每相的引线电阻 0.05Ω ,利用电桥测量不同频率下电流-电压响应的方式求得等效并联寄生电阻 55Ω 左右,变换器侧并联电阻近似无穷大。

本研究使用与仿真相同的控制参数在基于 DSpace 控制平台的实验样机上进行实验,加电阻负载 100Ω ,接近满载,将示波器上的网侧电流波形按数据点存储,并在 Matlab 中进行复现及 FFT 分析,如图 8 所示。

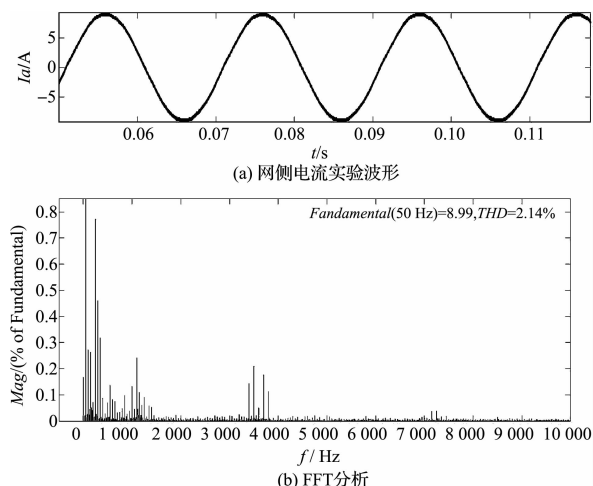


图 8 网侧电流实验波形及 FFT 分析

其中,3.6 kHz 和 7.2 kHz 附近为开关频率和二倍开关频率谐波及其边频分量。可见网侧电流总的 THD 含量控制在 3% 以下,对谐振抑制效果较好(0.2%)。

2.3 损耗计算

基于实测网侧寄生参数,本研究将实际模型用 Matlab 仿真得出各点的电压、电流,用于估算寄生参数的损耗。对于网侧并联电阻,根据电感两端电压 U_{fe} 及其 FFT 成分分析(基波幅值 26.67 V,在一倍和二倍开关频率附近的电压谐波分别占基波的 50% 和 20%),估算满载时的损耗如下式所示:

$$P_{fe} = \frac{U_{fe}^2}{R_{fe}} = \frac{\left(\frac{26.67 \text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{26.67 \text{ V} \times 0.5}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{26.67 \text{ V} \times 0.2}{\sqrt{2}}\right)^2}{55 \text{ W}} = 10 \text{ W} \quad (12)$$

对于网侧串联等效电阻损耗,利用网侧电流基波幅值进行估算如下式所示:

$$P_f = I_g^2 R_f = \left(\frac{12.66 \text{ A}}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 0.05 \Omega = 4 \text{ W} \quad (13)$$

由计算结果可知,单相网侧损耗为 14 W,约占总

功率的 0.3%,可以进一步通过优化设计参数降低这一损耗,在系统参数确定的情况下(频率 f 和磁摆幅 B_m 确定),笔者可以通过改变网侧的硅钢片的厚度来改变寄生电阻大小。若等效并联电阻提升为原来的 10 倍,即 $R_{fe} = 550 \Omega$,则损耗降低 10 倍(1 W),此时根据传递函数式(11)绘制出 LCL 幅频特性(改进的 LCL 波特图如图 9 所示),仍有较好的谐振抑制效果,同时对高频谐波的衰减增加。这种方法把 LCL 滤波器电感总损耗大大降低。

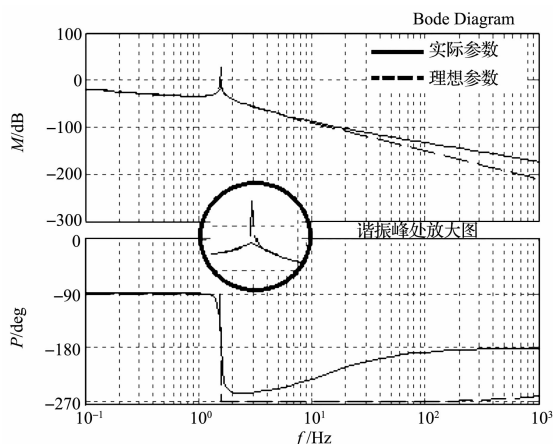


图 9 改进的 LCL 波特图

3 结束语

本研究分析了电感寄生参数,在理论分析的基础上给出了电感的实际等效模型,基于此研究结果,给出了 5 kW 有源前端的 LCL 滤波器设计方案,实测了电抗器的等效参数,仿真验证后给出了寄生参数的损耗计算结果,最后通过实验验证了此 LCL 滤波器具有良好的滤波器效果并同时具备谐振抑制及维持系统稳定的能力。

需要指出,由于磁芯材料的限制,笔者所用的电抗器材料仍存在数量可观的高频损耗,可以通过选择更优的材料,在仍取得明显阻尼效果的同时,进一步减小损耗。

参考文献 (References):

- [1] RODRIGUEZ J R. PWM regenerative rectifiers; state of the art[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005,52(1):5-22.
- [2] WANG T. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[J]. *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, 2003,2(2):779-784.
- [3] TANG Y. Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the nyquist frequency for grid-connected converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016.4(1):3-14.
- [4] RICCHIUTO D, LISERRE M, DE SANTIS D. Low-switching-frequency active damping methods of medium-voltage

- multilevel inverters[C]. 2012 IEEE International Symposium On Industrial Electronics (ISIE), Hangzhou: IEEE, 2012.
- [5] LORZADEH I. Active damping techniques for LCL-filtered inverters-based microgrids[C]. 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Guarda: IEEE, 2015.
- [6] 鲍陈磊. LCL 型并网逆变器的并网电流调节器和电容电流反馈有源阻尼设计[D]. 武汉:华中科技大学自动化学院, 2013.
- [7] FRANKE W T. Characterization of differential-mode filter for grid-side converters[C]. IEEE Industrial Electronics Society, Porto: IEEE, 2009.
- [8] BERTITTI G. General-properties of power losses in soft ferromagnetic materials[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24(1): 621-630.
- [9] POPESCU M. A general model for estimating the laminated steel losses under PWM voltage supply[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4): 1389-1396.
- [10] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.

[编辑:李辉]

本文引用格式:

黄羽西, 姚文熙, 吕征宇, 等. 考虑电感寄生参数的有源前端 LCL 滤波器的设计[J]. 机电工程, 2017, 34(7): 772-777.

HUANG Yu-xi, YAO Wen-xi, LV Zheng-yu, et al. Design of active front end LCL filter considering inductance parasitics[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017, 34(7): 772-777.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>

(上接第 771 页)

软件作为一款常用的软件,易于学习,ansoft 软件作为专业的电磁场仿真计算软件,学习起来较为困难。在电机建模中,笔者忽略了三次谐波的影响,仅考虑了基波的作用,同时也忽略了定子槽对圆形磁场的影响,所以得到的波形更加的平滑。总的说来,在 Matlab 软件中建立电流源激励的电机模型,是验证容错策略的一种有效且方便的方法。

4 结束语

本研究从磁动势不变的原则出发,推导了五相电机一相发生断路时,其余相电流的容错调整方案,并在 Matlab 中建立了一种电流源激励的仿真模型,对推导的容错电流策略进行了验证,证明了推导过程和容错策略的正确性。由于推导过程是利用了最基本的三角函数变换,因此原理容易理解,但是推导过程计算量大,当计算量太大的时候,可以借助 Matlab 的数学功能辅助计算,因此这种方法具有普遍的适用性,也具有较大的参考价值。

利用该推导方法,结合定子铜耗相等或者定子铜耗最小的原则,对多相永磁同步电机定子绕组多相开路的电流容错策略进行推导。对短路故障而言,在测得短路电流的基础上,该推导方法同样适用;同时,在 Matlab 中建立电流源激励的多相电机模型,给验证电流容错策略的正确性提供了一种新的思路。

参考文献(References):

- [1] 骆海燕. 多相感应电机缺相运行及其控制策略的研究[D]. 成都:西南交通大学电气工程学院, 2015.
- [2] 潘再平, 章玮, 陈敏祥. 电机学[M]. 杭州:浙江大学出版社, 2008.
- [3] 印玲, 赵长军. 五相永磁同步电机与三相永磁同步电机容错控制性能对比分析[J]. 微电机, 2016, 49(7): 53-57.
- [4] 彭芳彪, 严东超, 王光明, 等. 六相永磁容错电机不对称运行研究[J]. 空军工程大学学报:自然科学版, 2009, 110(3): 73-76.
- [5] 高宏伟, 杨贵杰, 刘剑. 五相永磁同步电机容错控制策略[J]. 电机与电机控制学报, 2011, 18(6): 61-65.
- [6] 孟凡胜. 五相永磁同步电机缺相运行分析及容错研究[D]. 焦作:河南理工大学电气工程自动化学院, 2012.
- [7] 贺鑫. 五相永磁同步电机容错控制研究[D]. 天津:天津大学电气与自动化工程学院, 2010.
- [8] 张静. 五相永磁同步电机驱动及容错控制的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 2015.
- [9] 赵品志, 杨贵杰, 李勇. 五相永磁同步电动机单相开路故障的容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 68-76.
- [10] 黄永安, 马路, 刘慧敏. Matlab 建模仿真与高级工程应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.
- [11] 王成刚, 晏芙蓉, 何凡, 等. 永磁同步电机的振动控制分析[J]. 机械, 2016, 44(11): 1-3, 9.
- [12] 袁雷, 胡冰新, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 Matlab 仿真[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2016.

[编辑:周昱晨]