

磁集成式 LCL 滤波器在牵引网高次谐波抑制中的应用

许加柱, 柏滋艺

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要:为抑制机车牵引变流器流入牵引网的高次谐波,减少滤波器占用机车的空间,提出一种磁集成式 LCL 滤波器新方案。为抑制 LCL 滤波器固有谐振尖峰,提出一种基于无电容电流传感器的有源阻尼瞬态直接电流控制方法;针对 LCL 滤波器占用空间过大的问题,将牵引绕组端口电感用作第一电感,通过磁集成技术将第二电感集成到牵引主变压器中以减少空心电抗器占用空间;通过 Ansoft 和 MATLAB 软件对采用磁集成式 LCL 滤波器的牵引传动系统进行场路耦合仿真。仿真与实验结果表明,磁集成式 LCL 滤波器不仅能够有效抑制机车注入牵引网的高次谐波,而且克服了传统 LCL 滤波器占用空间大的缺点。

关键词:磁集成式 LCL 滤波器;牵引网;高次谐波抑制;有源阻尼

中图分类号:TN 713;U 223.5

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.05.031

0 引言

随着高速铁路的快速发展,新型交-直-交电力机车和动车组已逐渐成为铁路运输的主力车型^[1]。由于采用脉宽调制(PWM)整流技术,故而减少了机车注入牵引网的低次谐波电流,功率因数高,但使得网侧电流频谱变宽,不可忽视分布在整流器开关频率偶数倍附近的高次谐波^[2]。高次谐波电流不仅会影响电力机车牵引传动性能,对牵引变压器也会造成一定程度的损坏,还易成为牵引网谐振激励源,引发牵引网谐波谐振,造成谐振过电压,进而损坏车载设备^[3]。

目前,国内外相关学者针对交流电力机车和动车组牵引变压器网侧电流谐波特性以及车-网耦合下谐波谐振机理进行了大量的研究^[4]。牵引网谐波谐振是在牵引网高次谐波电流激励下,牵引变电所电感和牵引网传输分布电容发生谐振匹配的现象^[5]。因此抑制或消除注入牵引网的高次谐波电流是减少谐波谐振发生的主要途径之一。交流电力机车和动车组普遍采用 L 滤波器(即变压器牵引绕组端口电感)作为整流器的输入滤波器。因为牵引传动系统整流器开关频率相对较低,所以采用 L 滤波器滤波时变压器网侧电流高次谐波含量仍较高。若通过增大变压器端口电感降低高次谐波含量,势必会增加变压器体积,同时还可能降低电流内环的响应速度。一般地,在相同滤波要求下三阶 LCL 滤波器比一阶 L 滤波器在体积、重量、成本和谐波衰减方面具有更大的优越性^[6-7]。但是,LCL 滤波器存在固有谐振尖峰和不适用于安装空间有限的问题。抑制 LCL 滤波器谐振尖峰广泛采用滤波电容支路串联电

阻的无源阻尼方案或电容电流反馈的有源阻尼控制方案^[8-9]。采用无源阻尼方案能够有效抑制谐振尖峰,但是会引入损耗,在大功率场合还有可能降低 LCL 滤波器的低频增益和高次谐波衰减能力;采用有源阻尼控制方案需要增加电容传感器,可能会引入网侧噪音,影响系统鲁棒性^[10-12]。为了避免这些缺点,本文对基于无电容电流传感器的有源阻尼瞬态直接电流控制方法进行了研究。针对 LCL 滤波器所需安装空间过大的问题,采用磁集成技术将第二电感集成于变压器中以减小电抗器的占用空间。

本文以 CRH3 型动车组为例,首先给出单相 LCL 滤波的整流器数学模型与滤波器参数设计原则,其次分析基于无电容电流传感器的有源阻尼控制策略,然后研究应用磁集成技术与解耦机理将第二电感无耦合地集成于变压器中,最后搭建系统仿真与实验平台对磁集成式 LCL 滤波器的高次谐波抑制效果进行分析与验证。

1 LCL 滤波的整流器数学模型与参数设计

1.1 LCL 滤波的四象限整流器数学模型

基于 LCL 滤波的四象限整流器主电路如图 1 所示。图中, L_g 为主变压器牵引绕组端口电感; C_f 为滤波电容; L 为整流器交流侧滤波电感,集成于牵引

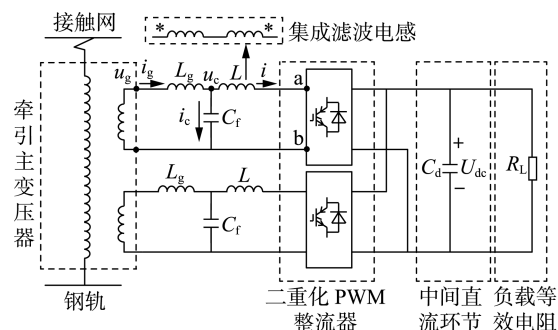


图 1 基于 LCL 滤波的四象限整流器主电路

Fig.1 Four-quadrant rectifier main circuit based on LCL filter

收稿日期:2018-06-09;修回日期:2019-02-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477044)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477044)

主变压器中; C_d 为直流侧支撑电容; R_L 为负载等效电阻; u_g 为主变压器牵引绕组侧电压, 即网侧电压; U_{dc} 为直流侧电压; u_c 为滤波电容电压; i_g 为主变压器牵引绕组侧电流, 即网侧电流; i 为四象限整流器交流侧电流; i_c 为滤波电容支路电流。

根据基尔霍夫电压和电流定律, 基于 LCL 滤波的四象限整流器主电路数学模型为:

$$\begin{cases} u_g(t) = L_g \frac{di_g(t)}{dt} + u_c(t) \\ i_g(t) = i(t) + C_f \frac{du_c(t)}{dt} \\ u_c(t) = L \frac{di(t)}{dt} + u_{ab}(t) \\ S_{ab} i(t) = C_d \frac{dU_{dc}(t)}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_L} \\ u_{ab}(t) = S_{ab} U_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

其中, S_{ab} 为整流器开关函数, 且 $S_{ab} \in [-1, 1]$ 。

由式(1)可推导出变压器牵引绕组侧电流到整流器交流侧电压的传递函数为:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{u_{ab}(s)} = \frac{1}{s^3 L_g L C_f + s(L_g + L)} = \frac{1}{s L_g L C_f} \frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \quad (2)$$

其中, ω_r 为 LCL 滤波器谐振角频率, 其表达式如式(3)所示。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_g + L}{L_g L C_f}} \quad (3)$$

由式(2)可得以变压器牵引绕组侧电流为输出量、整流器交流侧电压为输入量的 L 和 LCL 滤波器幅频特性曲线, 见图 2。由图 2 可知, LCL 滤波器幅值特性曲线在低频段以 20 dB/10 倍频程衰减, 在高频段却以 60 dB/10 倍频程衰减。因此, 相较于 L 滤波器, LCL 滤波器对高频谐波的抑制效果更明显。

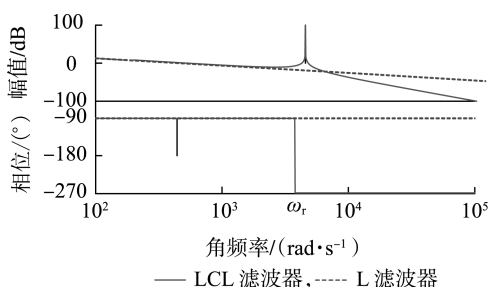


图 2 L 和 LCL 滤波器幅频特性曲线

Fig.2 Amplitude-frequency characteristic curve of L and LCL filters

1.2 LCL 滤波器的参数设计

设计合理的 LCL 滤波器参数十分重要, 它关系到网侧电流纹波、无功功率输出以及系统安全稳定

运行等问题^[13]。本文根据三相并网逆变器的 LCL 滤波器设计方案^[14], 给出单相 LCL 滤波器参数设计限制原则, 详见附录 A。在滤波器参数限制范围内进行调试从而确定具体参数值。

由附录 A-1 可知滤波电容 C_f 设计原则如下:

$$C_f \leq \frac{5\% P_n}{2\pi f u_g^2} \quad (4)$$

其中, f 为电网基波频率 (50 Hz); P_n 为整流装置额定功率。

由附录 A-2 可知整流器交流侧滤波电感 L 设计原则如下:

$$L \geq \frac{U_{dc}}{8 f_k \Delta i_{max}} \quad (5)$$

其中, f_k 为开关频率 f_s 的 2 倍; Δi_{max} 为允许最大纹波电流。

由附录 A-3 可知牵引绕组端口电感 L_g 设计原则如下:

$$L_g \geq \frac{11}{\omega_s^2 C_f} \quad (6)$$

其中, ω_s 为整流器开关角频率。

LCL 滤波器谐振频率 f_{res} 通常设计在 10 倍基波频率 f 和开关频率 f_s 之间, 即:

$$10 f \leq f_{res} \leq f_s \quad (7)$$

2 基于有源阻尼的控制策略

根据图 2 可知, LCL 滤波器频率响应在谐振角频率 ω_r 处存在谐振尖峰, 同时相位也会发生 -180° 跳变, 容易导致系统不稳定, 因此需要对该谐振尖峰进行抑制^[15]。基于无电容电流传感器的有源阻尼控制方案是通过估算电容电流从控制角度出发虚拟出一个阻尼电阻, 获得与在滤波电容支路上串联电阻相同的阻尼效果。图 3 为滤波电容支路串联电阻 R_c 的结构框图, 在控制中可估算电容支路电流并通过比例环节引入到电压给定中。引入电容电流有源阻尼反馈后, 变压器二次侧电流到整流器交流侧电压的传递函数为:

$$G_{LCL-R}(s) = \frac{i_g(s)}{u_{ab}(s)} = \frac{s C_f R_c + 1}{s^3 L_g L C_f + s^2 (L_g + L) C_f R_c + s (L_g + L)} \quad (8)$$

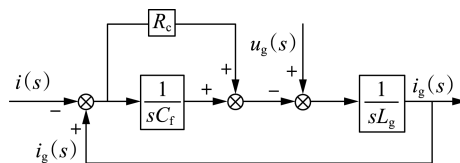


图 3 滤波电容串联电阻的结构框图

Fig.3 Structure block diagram of filter capacitor series resistance

根据式(8)可得选择不同阻尼电阻 R_c 时 LCL

滤波器的幅频特性曲线,见图4。可见引入电容电流有源阻尼反馈后,LCL滤波器的谐振尖峰得到大幅衰减,使系统在该点增益小于0,保证系统稳定运行。当阻尼电阻较小时,谐振尖峰不能完全被抑制,系统不稳定;当阻尼电阻太大时,滤波器对高频谐波的抑制作用会减弱。因此,选择阻尼电阻 R_c 时要综合考虑谐振抑制效果和高次谐波衰减度,一般可根据 $R_c = 1/(3\omega_c C_f)$ 对 R_c 进行确定。

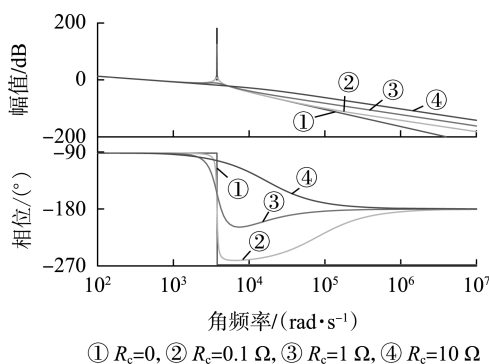


图 4 不同阻尼电阻值下的 LCL 滤波器幅频特性曲线

Fig.4 Amplitude-frequency characteristic curves of LCL filter with different values of damping resistance

根据基尔霍夫定律对图 1 主电路进行分析可得:

$$u_g = j \left(\omega L_g - \frac{1}{\omega C_f} \right) i_g - \frac{j}{j \omega C_f} \quad (9)$$

其中, ω 为电网基波角频率。

由于控制系统保证网侧功率因数接近于 1, 因此可设 $u_g/i=R$, 代入式(9)可得:

$$i_g = u_g \left[\frac{1}{R(1 - \omega^2 C_f L_g)} + \frac{j\omega C_f}{1 - \omega^2 C_f L_g} \right] \quad (10)$$

式(10)中,因 $\omega L_g \ll 1/(\omega C_f)$,可推导出 $\omega^2 C_f L_g \ll 1$,因此式(10)可简化为:

$$\frac{\dot{i}_g}{u_g} = \frac{1}{R} + j\omega C_f \quad (11)$$

因此,基于 LCL 滤波的牵引整流器系统可等效为图 5。由图 5 可知,只要通过式(10)求出网侧电流 i_w ,

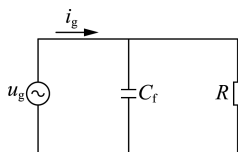


图 5 系统等效电路图

电容电流,从而实现无电容
电流传感器的电容电流反
馈控制。基于无电容电流的有源阻尼瞬态直接电流
控制框图如图 6 所示。

3 LCL 滤波器磁集成技术

由于空心电抗器存在单体体积较大、电磁发散等缺点,且不同电抗器需要垂直或错位布置以避免相互之间的磁场干扰,因而用其组成滤波器时需预

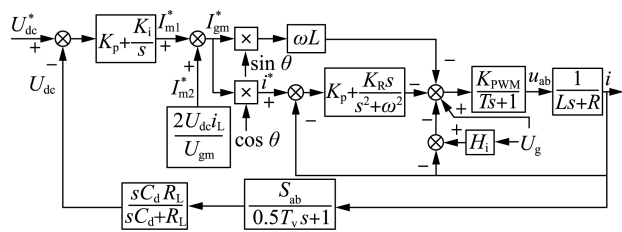


图 6 系统控制框图

Fig.6 Control block diagram of system

留较多放置空间^[16]。为解决 LCL 滤波器中滤波电抗器需要机车提供过大安装空间的问题,本文提出一种将 LCL 滤波器第二滤波电感和变压器进行集成的设计方案。同时为了保证滤波电抗器与变压器绕组以及不同滤波电抗器之间相互解耦,理论分析了解耦机理,并对集成滤波电感变压器进行三维有限元建模以及电感矩阵和耦合度系数的计算。在耦合度系数满足工程要求的前提下,将变压器电感矩阵导入电路模型构成变压器模型,从而实现机车牵引系统的场路耦合仿真。

3.1 解耦分析

由于变压器的磁路关系会使集成滤波绕组与变压器绕组以及集成滤波绕组之间发生电磁耦合^[17-18],为使集成滤波电感与变压器绕组之间实现电磁解耦,集成滤波绕组 W_A 由匝数相同绕向相反的两绕组 W_{A1} 和 W_{A2} 串联而成,即集成滤波绕组 W_A 上下两端为异名端;为使集成滤波绕组之间实现解耦,将 W_A 和 W_B 以变压器高低压侧绕组为中心对称布置在两端,并隔开一定距离。集成滤波电感牵引变压器绕组排布方式如图 7 所示。

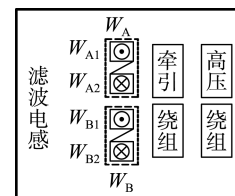


图 7 变压器绕组结构图
Fig.7 Structure diagram
of transformer windings

解耦机理分析详见附录 B, 可知采用该磁集成方案可对变压器绕组与集成滤波绕组耦合情况和集成滤波绕组间耦合情况实现工程上的解耦。

3.2 耦合度和电感矩阵的计算

本文参考 CRH3 车型供电系统,在 Ansoft 中建立集成滤波电感牵引变压器的三维有限元仿真模型,如图 8 所示。通过对牵引变压器各绕组施加电

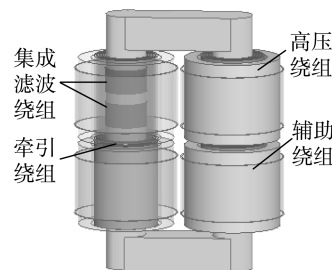


图 8 三维有限元仿真模型

Fig.8 Three-dimensional finite element simulation model

流激励求得一个单元变压器绕组电感矩阵 M^4 和绕组间耦合度 K^4 , 分别如式 (12) 和 (13) 所示。

$$M^4 = \begin{bmatrix} L_h & M_{ht} & M_{hf} & M_{hj} \\ M_{th} & L_t & M_{tf} & M_{tj} \\ M_{fh} & M_{ft} & L_f & M_{fj} \\ M_{jh} & M_{jt} & M_{jf} & L_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.28 \times 10^6 & -49\ 857 & -24\ 124 & -4.4 \\ -49\ 857 & 1\ 937.3 & 936 & 0.16 \\ -24\ 124 & 936 & 453.6 & 0.085 \\ -4.4 & 0.16 & 0.085 & 1.46 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$K^4 = \begin{bmatrix} K_h & K_{ht} & K_{hf} & K_{hj} \\ K_{th} & K_t & K_{tf} & K_{tj} \\ K_{fh} & K_{ft} & K_f & K_{fj} \\ K_{jh} & K_{jt} & K_{jf} & K_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0.999\ 81 & -0.999\ 76 & -0.003\ 22 \\ -0.999\ 81 & 1 & 0.999\ 49 & 0.002\ 951 \\ -0.999\ 76 & 0.999\ 49 & 1 & 0.003\ 313 \\ -0.003\ 22 & 0.002\ 951 & 0.003\ 313 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, 下标 h 表示高压绕组, t 表示牵引绕组, f 表示辅助绕组, j 表示集成滤波绕组; L 为自感, M 为互感, M^4 中各元素单位为 mH。由 M^4 可看出牵引变压器集成滤波电感 $L_j = 1.46$ mH, 做变压器短路试验计算得出牵引变压器二次侧漏感为 0.87 mH, 符合 1.2 节电感设计要求。由绕组间耦合度 K^4 可知集成滤波电感与变压器各绕组间的耦合度均小于 5%, 满足工程设计要求。

由于变压器集成滤波电抗器实现了对主磁通的完全解耦, 其流过的电流不会对主磁通产生影响, 所以集成滤波电抗器的变压器铁芯结构及尺寸的设计与普通配电变压器基本相同。若采用传统的空心电抗器, 则必须考虑每台变压器需配置 4 台空心电抗器的占地空间, 而本文所提的滤波电感集成式设计只使得变压器的辐向尺寸有所增加, 但与采用 4 台空心电抗器相比, 集成滤波电感变压器具有明显的减小体积的优势。

4 仿真与实验分析

4.1 仿真分析

在 Maxwell/Ansoft 与 MATLAB/Simulink 仿真平台上搭建了基于磁集成 LCL 滤波器的牵引四象限整流器场路耦合仿真模型, 如图 9 所示。附录中表 C1 为系统仿真参数, 其中 LCL 滤波器参数由 1.2 节计算得出, 牵引传动系统仿真参数参考 CRH3 车型。

图 10 和图 11 分别给出在 100% 额定功率下, 基于相同电感量的 L 滤波和 LCL 滤波的整流器仿真

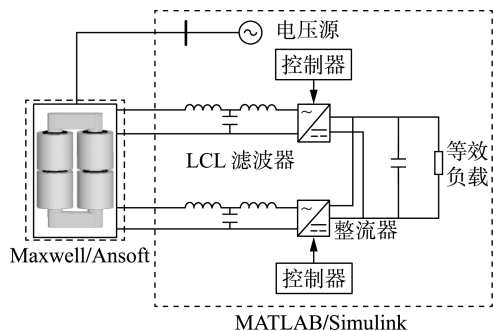


图 9 系统场路耦合仿真模型

Fig.9 Field-circuit coupling simulation model of system

结果。表 1 为在 2 种滤波器下网侧电流谐波含量对比。由图 10 可看出, 网侧电压和电流同相位, 实现了单位功率因数, 由于采用二重化整流, 网侧电流谐波主要分布在 2 200 Hz (4 倍开关频率) 和 4 400 Hz (8 倍开关频率) 附近, 总谐波畸变率 (THD) 为 5.99%。由图 11 可看出, 网侧电压和电流几乎同相位, 功率因数达到 98.54%。网侧电流谐波主要分布在 2 200 Hz 附近, THD = 1.60%。对比图 10、11 和表

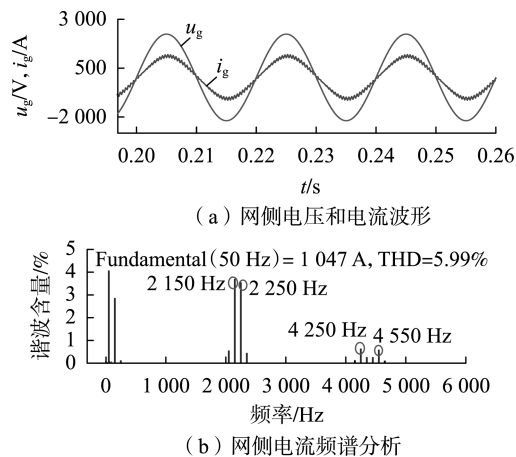


图 10 基于 L 滤波的整流器仿真结果

Fig.10 Simulative results of rectifier with L filter

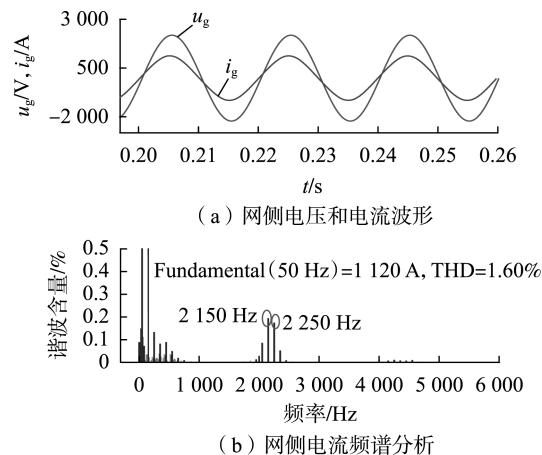


图 11 基于磁集成 LCL 滤波的整流器仿真结果

Fig.11 Simulative results of rectifier with magnetic integrated LCL filter

1 可知,在总电感值相同的情况下,基于 LCL 滤波牵引整流器的变压器二次侧电流更加正弦化,高次谐波含量大幅降低。

表 1 不同滤波器下网侧电流谐波含量
Table 1 Harmonic content of grid-side current under different filters

谐波次数	谐波含量/%	
	L 滤波器	LCL 滤波器
43	3.68	0.19
45	3.53	0.17
47	0.43	0.05
83	0.10	0.01
85	0.62	0.01
87	0.24	0.01
89	0.20	0.01

图 12(a)–(c)分别为网侧电流 i_g 、整流器交流侧电流 i 和滤波电容支路电流 i_c 的仿真波形。由图可看出,电容支路抑制了大部分高次谐波电流,经过 LCL 滤波器后,变压器二次侧电流畸变程度和纹波已经很小。

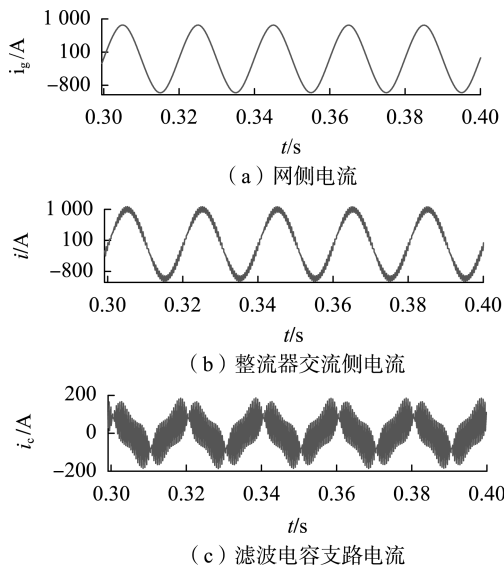


图 12 电流仿真波形

Fig.12 Simulative waveforms of current

图 13 为负载在 $t=1$ s 从 $5\ \Omega$ 变为 $10\ \Omega$ 时的直流侧电压 U_{dc} 和网侧电流 i_g 的仿真波形。由图可看出,系统调节时间约为 0.1 s,调节时间短,稳定后电压和电流波动都较小,由此验证了该控制方案的可行性。

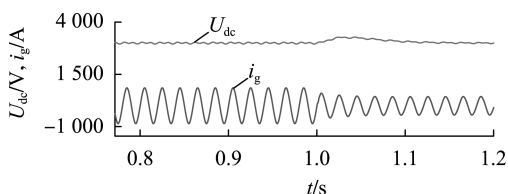


图 13 负荷变化时的仿真波形

Fig.13 Simulative waveforms when load changes

4.2 实验分析

在实验平台上搭建了小型测试系统,结构如附录中图 C1 所示。容量为 $30\text{ kV}\cdot\text{A}$ 的集成滤波电感单相变压器电压有效值为 $220\text{ V}/55\text{ V}$,集成滤波电感为 1.3 mH ,变压器端口电感为 1 mH ,滤波电容为 $55\ \mu\text{F}$,整流器开关频率为 550 Hz ,直流侧电压为 80 V 。由示波器测得的网侧电压电流波形如图 14 所示,其功率因数达到 0.98 。网侧电流 i_g 、整流器交流侧电流 i 和滤波电容支路电流 i_c 的实验波形如图 15 所示。对比图 15 中电流波形可看出,相较于整流器交流侧电流 i ,网侧电流 i_g 高次谐波含量更少,原因是高次谐波大量流入电容支路,网侧电流中高次谐波被大量抑制。

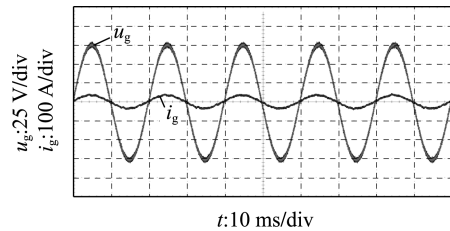


图 14 网侧电压和电流实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of grid-side voltage and current

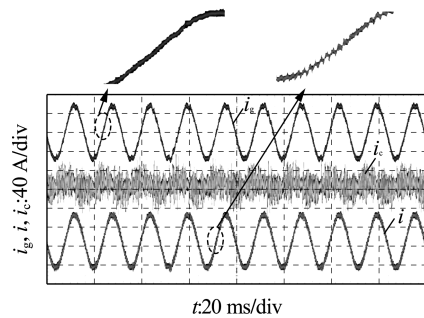


图 15 电流实验波形

Fig.15 Experimental waveforms of current

5 结论

为解决机车注入牵引网高次谐波和 LCL 滤波器占用机车空间太大的问题,本文提出一种在高速铁路四象限脉冲整流器前端配置磁集成式 LCL 滤波器的谐波抑制方案,给出了该方案的数学模型、滤波器参数设计以及整流器控制策略和滤波电感磁集成方法,建立了基于磁集成式 LCL 滤波器的四象限整流器仿真与实验模型。仿真和实验结果表明:

- 提出的磁集成技术可实现滤波电感和牵引变压器绕组之间电磁解耦,将滤波电感无耦合地集成于牵引变压器中,使牵引变压器和滤波器更加紧凑化,减少了 LCL 滤波器占用机车空间;
- 在总电感值相同的情况下,相较于 L 滤波

器,四象限整流器前端配置 LCL 滤波器可更好地抑制机车高次谐波注入牵引网;

c. 基于无电容电流传感器的有源阻尼控制策略只需在牵引传动系统原有的瞬态直接电流控制策略中引入估算电容电流反馈,不需要增加传感器,设计方案简单,可有效抑制滤波器谐振尖峰。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 王隽龙,宋文胜,葛兴来,等. 基于单相 LCL 脉冲整流器的高速铁路牵引网谐波抑制方法[J]. 铁道学报,2016,38(3): 27-35.
WANG Junlong, SONG Wensheng, GE Xinglai, et al. A harmonic resonance suppression scheme for high speed railway traction power network based on single-phase LCL pulse rectifiers[J]. Journal of the China Railway Society, 2016, 38(3): 27-35.
- [2] 赵元哲,李群湛,周福林. 基于阻波高通滤波器的高速铁路谐振抑制方案[J]. 电力自动化设备,2015,35(4): 139-144.
ZHAO Yuanzhe, LI Qunzhan, ZHOU Fulin. Resonance suppression based on wave-trap high-pass filter for high-speed railway[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4): 139-144.
- [3] MOLLERSTEDT E, BERNHARDSSON B. Out of control because of harmonics—an analysis of the harmonic response of an inverter locomotive[J]. IEEE Control Systems, 2000, 20(4): 70-81.
- [4] 崔恒斌,冯晓云,林轩,等. 车网耦合下高速铁路牵引网谐波谐振特性研究[J]. 电工技术学报,2013,28(9): 54-64.
CUI Hengbin, FENG Xiaoyun, LIN Xuan, et al. Research on harmonic resonance characteristic of high-speed railway traction net considering coupling of trains and traction nets[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 54-64.
- [5] SONG W, JIAO S, LI Y W, et al. High-frequency harmonic resonance suppression in high-speed railway through single-phase traction converter with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2016, 2(3): 347-356.
- [6] 王晓远,吕海英,祝黎辉. PWM 逆变器中新型共磁芯滤波器的设计与应用[J]. 电力自动化设备,2016,36(2): 65-70.
WANG Xiaoyuan, LÜ Haiying, ZHU Lihui. Design and application of inductors with shared magnetic core for PWM inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2): 65-70.
- [7] 阮新波,王学华,潘冬华. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京:科学出版社,2015: 35-38.
- [8] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [9] 王要强,吴凤江,孙力. 并网逆变器用 LCL 滤波器新型有源阻尼控制[J]. 电力自动化设备,2011,31(5): 75-79.
WANG Yaoqiang, WU Fengjiang, SUN Li. Active damping control strategy for LCL filter used in grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(5): 75-79.
- [10] WANG T C Y, YE Zhihong, SINHA G, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]//IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003: 779-784.
- [11] DAHONO P A. A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor [C]//The 25th International Telecommunications Energy Conference. Yokohama, Japan: [s.n.], 2003: 757-761.
- [12] SALEEM M, KIM R Y. A robust resonance damping of LCL-filter based grid-connected converter with linear active disturbance rejection control[C]//Tencon 2017-2017 IEEE Region 10 Conference. Penang, Malaysia: IEEE, 2017: 1913-1918.
- [13] 孙伟. 基于 PWM 整流器的 LCL 滤波技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012.
SUN Wei. Technology of LCL-filter based on PWM rectifier[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2012.
- [14] 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.
- [15] 肖华锋,许津铭,谢少军. LCL 型进网滤波器的有源阻尼技术分析[比较][J]. 电力自动化设备,2013,33(5): 55-59.
XIAO Huafeng, XU Jingming, XIE Shaojun. Analysis and comparison of active damping technologies for LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(5): 55-59.
- [16] 许加柱,祁琦,梁崇淦,等. 紧凑型滤波器及其效果分析[J]. 电力系统及其自动化学报,2016,28(11): 14-19.
XU Jiazhu, QI Qi, LIANG Chonggan, et al. Compact filter and its harmonic filtering performance analysis [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(11): 14-19.
- [17] 许加柱,祁琦,李知宇,等. 基于降阶电感矩阵法的多流制牵引主变压器直流滤波电感的计算[J]. 中国电机工程学报,2015, 35(15): 3964-3970.
XU Jiazhu, QI Qi, LI Zhiyu, et al. Calculations of DC filter inductance used in multi-system traction main transformers based on the reduced-order inductance matrix method [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3964-3970.
- [18] 廖闻迪,罗隆福,朱军,等. 非正交解耦理论与集成于整流变压器的线性电抗器[J]. 中国电机工程学报,2015, 35(13): 3417-3425.
LIAO Wendi, LUO Longfu, ZHU Jun, et al. Non-orthogonal decoupling theory and linear reactor integrated in the rectifier transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3417-3425.

作者简介:



许加柱

许加柱(1980—),男,安徽来安人,教授,博士,主要研究方向为交直流电能变换系统与新技术(E-mail: xujiazhu@126.com);

柏滋艺(1995—),女,山西忻州人,硕士研究生,主要研究方向为电气化铁道电能质量综合治理(E-mail: 534223295@qq.com)。

(下转第218页 continued on page 218)

- national Conference on Computer Vision. Venice, Veneto, Italy: IEEE, 2017: 2980-2988.
- [17] REDMON J, DIVVALA S, ROSS G, et al. You only look once: unified, real-time object detection[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2016: 779-788.
- [18] LIN T Y, GOYAL P, ROSS G, et al. Focal loss for dense object detection[C]//International Conference on Computer Vision. Venice, Veneto, Italy: IEEE, 2017: 2999-3007.
- [19] HE K, ZHANG X, REN S, et al. Spatial pyramid pooling in deep convolutional networks for visual recognition[C]//European Conference on Computer Vision. Zurich, Switzerland: IEEE, 2014: 346-361.
- [20] FELZENSZWALB P F, HUTTENLOCHER D P. Efficient graph-based image segmentation[J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 59(2): 167-181.

作者简介:



林 刚

林 刚(1993—),男,福建福州人,硕士,主要研究方向为电力大数据与深度学习技术(E-mail: glin@whu.edu.cn);

王 波(1978—),男,河南信阳人,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为智慧能源与人工智能在电力系统中的应用(E-mail: whwdwb@whu.edu.cn)。

Multi-target detection and location of transmission line inspection image based on improved Faster-RCNN

LIN Gang, WANG Bo, PENG Hui, WANG Xiaoyang, CHEN Siyuan, ZHANG Liming
(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: Because the transmission line inspection images are influenced by light, environment, shooting angles and so on, the electrical equipment in the image presents low resolution and polymorphic characteristics. Aiming at this problem, a multi-target detection and location of transmission line inspection image based on improved Faster-RCNN (Faster-Region-Convolutional Neural Network) is proposed. Firstly, a number of target candidate regions are generated by using region proposal network. Then, the CNN (Convolution Neural Network) is trained based on the actual inspection image sample database to improve the parameter learning effect. Finally, the regularization method is used to optimize the parameter weights and improve the detection speed, then the improved Faster-RCNN model suitable for polymorphic features of inspection images is established. The test results of actual scene datasets show that compared with the digital image processing, shallow machine learning, single-stage method, double-stage method, Mask-RCNN and Local Loss target detection method, the proposed improved Faster-RCNN maintains a higher recognition accuracy and speed in inspection images of different resolution and angle, and it has high engineering value.

Key words: region proposal; object detection; feature extraction; image sample library; regularization

(上接第 212 页 continued from page 212)

Application of magnetic integrated LCL filter in high-order harmonic suppression for traction network

XU Jiazhu, BAI Ziyi

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: In order to suppress high-order harmonic of the locomotive converter flowing into the traction network and reduce the locomotive space occupied by filter, a new harmonic suppression scheme of magnetic integrated LCL filter is proposed. Firstly, in order to suppress the inherent resonance peak of LCL filter, an active damping transient direct current control method without capacitive current sensor is proposed. Secondly, for the problem that LCL filter occupies too much space, the traction winding port inductance is used as the first inductance, and the magnetic integration technology is employed to integrate the second inductance into the traction main transformer for reducing the air-core reactor space. Finally, the field-circuit coupled simulation of the traction drive system with magnetic integrated LCL filter is performed by Ansoft and MATLAB software. The simulative and experimental results show that the magnetic integrated LCL filter can not only effectively suppress the high-order harmonics of locomotive converter flowing into the traction network, but also overcome the shortcomings of the traditional LCL filter occupying large space.

Key words: magnetic integrated LCL filter; traction network; high-order harmonic suppression; active damping

附录

附录 A

A-1 滤波电容 C_f 参数设计

滤波电容的参数设计主要考虑其对谐波的阻抗大小和引入无功功率的多少。滤波电容 C_f 过大，会引入较多无功功率，降低系统的功率因数；滤波电容 C_f 过小，谐波阻抗 $\frac{1}{\omega C_f}$ 就变大，滤波效果会变差。

通常，滤波电容值按引入的无功功率 Q_c 不大于系统额定功率的 5% 来设计，即

$$Q_c = U_c^2 2\pi f C_f \leq 5\% P_n \quad (A1)$$

其中， f 为电网基波频率 50Hz； P_n 为整流装置额定功率。

忽略主变压器牵引绕组端口电感压降，可认为 $u_c = u_g$ ，则式 (A1) 可化简为

$$C_f \leq \frac{5\% P_n}{2\pi f u_g^2} \quad (A2)$$

A-2 整流器交流侧滤波电感 L 参数设计

整流器交流侧滤波电感 L 的取值主要考虑允许的最大纹波电流 $\Delta i_{\max}$ 。一般将纹波电流限制在额定电流的 25%~35%，因此滤波电感 L 取值为

$$L \geq \frac{U_{dc}}{8 f_k \Delta i_{\max}} \quad (A3)$$

其中， f_k 为开关频率 f_s 的 2 倍。因为牵引传动系统采用二重化整流技术，所以整流器组开关频率等效于单个整流器开关频率的 2 倍。

A-3 牵引绕组端口电感 L_g 参数设计

主变压器牵引绕组端口电感 L_g 的取值主要考虑整流器交流侧电流到变压器二次侧电流的衰减率。根据图 1 主电路可推出整流器交流侧电流到网侧电流的传递函数

$$G(s) = \frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{1}{L_g C_f s^2 + 1} \quad (A4)$$

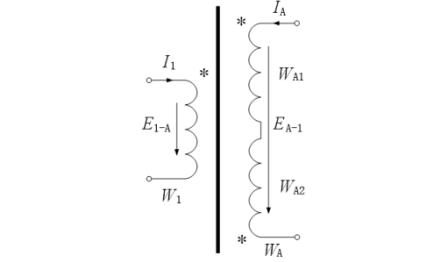
从而可知整流器交流侧电流到网侧电流的谐波衰减率 σ 为

$$\sigma = \frac{i_g}{i} = \frac{1}{|1 - L_g C_f 2\omega_s^2|} \quad (A5)$$

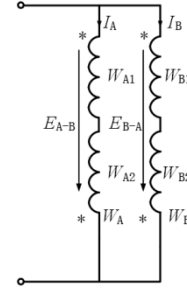
由于滤波电感 L 将整流器开关产生的纹波电流已限定在额定电流的 35% 以下，若设定衰减率小于 10%，那么经过变压器二次侧电感 L_g 后，电网中含纹波电流将小于 3.5%，则 L_g 有

$$L_g \geq \frac{11}{\omega_s^2 C_f} \quad (A6)$$

附录 B



(a) 变压器绕组和集成滤波绕组耦合模型



(b) 集成滤波绕组间耦合模型

图 B1 变压器绕组耦合模型

Fig. 1 Windings coupling models of transformer

对于原变压器绕组和集成滤波电感的解耦问题，如图 B1 (a) 所示。以变压器绕组 W_1 为例，由于集成滤波绕组 W_{A1} 和 W_{A2} 匝数相等，极性相反，因此他们与变压器绕组 W_1 的互感值互为相反数，即：

$$\begin{cases} M_{1-A1} = -M_{1-A2} \\ M_{A1-1} = -M_{A2-1} \end{cases} \quad (B1)$$

绕组 W_1 通过电流 I_1 在空间中产生磁场，与绕组段 W_{A1} 、 W_{A2} 发生交链产生的磁链分别为 ψ_{A1-1} 、 ψ_{A2-2} ，绕组 W_1 的电流 I_1 在绕组 W_A 上产生的两段感应电动势：

$$\begin{cases} E_{A1-1} = -\frac{d\psi_{A1-1}}{dt} \\ E_{A2-1} = -\frac{d\psi_{A2-1}}{dt} \end{cases} \quad (B2)$$

同理，绕组 W_A 的电流 I_A 在绕组 W_1 上产生的感应电动势：

$$E_{1-A} = E_{1-A1} + E_{2-A1} = -\frac{d\psi_{1-A1}}{dt} - \frac{d\psi_{2-A1}}{dt} \quad (B3)$$

由互感与磁链的关系可知

$$\begin{cases} \psi_{A1-1} = M_{A1-1} I_1 \\ \psi_{A2-1} = M_{A2-1} I_1 \\ \psi_{1-A1} = M_{1-A1} I_A \\ \psi_{1-A2} = M_{1-A2} I_A \end{cases} \quad (B4)$$

将式(B1)、(B4)代入(B2)、(B3)，可得绕组 W_1 的电流 I_1 在绕组 W_A 上的感应电动势与绕组 W_A 的电流 I_A 在绕组 W_1 上的感应电动势：

$$\begin{cases} E_{A-1} = E_{A1-1} + E_{A2-1} = -(M_{A1-1} + M_{A2-1}) \frac{dI_1}{dt} = 0 \\ E_{1-A} = E_{1-A1} + E_{2-A1} = -(M_{1-A1} + M_{2-A1}) \frac{dI_A}{dt} = 0 \end{cases} \quad (B5)$$

虽然绕组 W_1 与绕组 W_A 存在电磁耦合,但由于特殊的绕组布置方式使两绕组的感应电动势均为 0,实现了原变压器绕组和集成滤波电感的功率解耦。

对于集成滤波电感之间的解耦问题,如图 B1(b)所示。绕组 W_A 和 W_B 之间的互感为:

$$M_{AB} = (M_{A1B1} - M_{A1B2}) + (M_{A2B2} - M_{A2B1}) \quad (B6)$$

由于绕组 W_{A1} 、 W_{A2} 与绕组 W_{B1} 、 W_{B2} 在布置时就隔开一定距离,因此可认为:

$$\begin{cases} M_{A1B1} \approx M_{A1B2} \\ M_{A2B2} \approx M_{A2B1} \end{cases} \quad (B7)$$

因此有:

$$M_{AB} = (M_{A1B1} - M_{A1B2}) + (M_{A2B2} - M_{A2B1}) \approx 0 \quad (B8)$$

当集成滤波电感之间的布置距离符合解耦距离的标准时,两集成滤波电感之间的互感接近于 0,从而实现工程上的解耦。

附录 C

表 C1 牵引传动系统仿真参数

Table C1 Traction drive system simulation parameters

仿真参数	取值
变压器侧电感 L_g / mH	0.87
集成滤波电感 L / mH	1.46
滤波电容 C_f / μ F	125
直流侧电容 C_d / μ F	300
开关频率 f_s / Hz	550
直流侧电压给定值 U_{dc} / V	3000
变压器绕组额定电压 / V	25 000/1 500

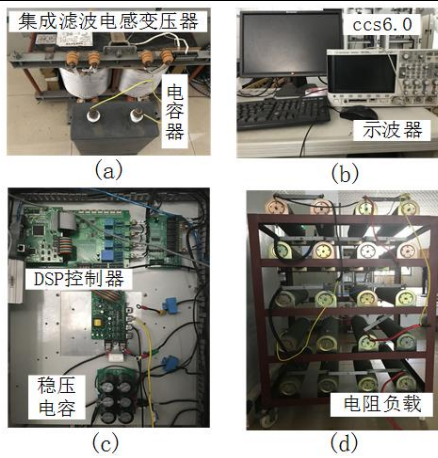


图 C1 实验平台图

Fig.C1 Experimental platform diagram