

具有低次谐波电流抑制能力的网侧牵引变流器算法研究

刘 通, 刘文生

(大连交通大学 电气信息学院, 辽宁 大连 116028)

摘要: 为了抑制由牵引网谐波电压和直流侧脉动电压引起的单相 PWM 整流器网侧低次谐波电流, 提出陷波器和比例谐振控制相结合的控制算法。电压外环中后置 N 次陷波器, 讨论了陷波器的设计和离散方法, 消除直流侧脉动电压的影响。电流内环采用具有抗电网频率波动和相角补偿的比例谐振控制器, 通过根轨迹法设计基频比例谐振控制器的参数, 根据幅频特性设计谐波谐振控制器, 分析电流内环对交流信号的控制能力。仿真验证了该算法正确性和可行性。

关键词: 谐波电压; 脉动电压; 低次谐波; 陷波器; 比例谐振; 牵引变流器

中图分类号: U266.2; U264.3⁺7

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2018.03.011

Research on Grid-side Traction Converter with Low-order Harmonic Current Suppression Capability

LIU Tong, LIU Wensheng

(School of Electrical and Information Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian, Liaoning 116028, China)

Abstract: In order to suppress the low-order harmonic current caused by the grid harmonic voltage and the DC pulsating voltage in the single-phase PWM rectifier, a control algorithm combining the DC-link voltage notch filter and the proportional resonance control was proposed. The N -order notch filters was placed on the back of the voltage loop, and the notch filter design and discretization method was discussed to achieve the elimination of DC-side pulse voltage interference. Proportional resonant controllers with anti-grid frequency fluctuation and phase angle compensation was adopted in current inner loop. The parameters of the fundamental frequency proportional resonant controller were designed by the root locus method, and the harmonic resonant controller was designed by using the amplitude-frequency characteristic to analyze the control ability of current loop to the AC signal. The correctness and feasibility of the algorithm were validated by simulation.

Keywords: harmonic voltage; pulsating voltage; lower-order harmonic; notch filters; proportional resonance; traction converter

0 引言

近些年来, 随着动车组的车体轻量化技术不断发展, 为减轻车体重量, CRH2、CRH5 和 CRH380AL 均取消了电力牵引变流器中间直流环节的 LC 谐振滤波电

路, 导致单相 PWM 整流器直流侧脉动电压无法有效滤除。脉动电压会引起整流器给定网侧电流中产生大量的谐波, 而实际网侧电流跟踪给定的网侧电流, 最终整流器实际网侧电流中含有 3 次、5 次、7 次谐波, 对电网造成污染^[1]。另一方面, 实际运行的电力牵引网中存在谐波电压, 尤其是大量新能源发电的并网使

收稿日期: 2017-07-11

用,在多种车型混跑的供电线路上,牵引网产生复杂的谐波,其中以奇次谐波最具有代表性,这些谐波甚至会导致网压明显畸变^[2]。而整流器在谐波频率低于1 kHz时,其等效谐波导纳的幅值相对较大,即谐波阻抗较小^[3],所以牵引网电压谐波的存在将导致网侧产生较大的谐波电流,严重影响电力牵引传动系统的正常运行。牵引网电流谐波的治理问题已逐步成为业内关注的焦点。因此,研究抑制单相PWM整流器网侧电流谐波的方法具有重要意义。

为了抑制单相PWM整流器网侧电流谐波,文献[4]提出电压外环动态补偿的方法,在不影响系统动态特性前提下,对整流器直流侧电压进行补偿,但实际脉动电压并不是理想的正弦波,且需要较高精度的参数,因此该方法补偿能力有限。文献[5]采用电压外环添加陷波器的方法,能够有效滤除脉动电压,且不恶化系统动态性能,更易于数字控制实现,但该方法只针对二次脉动电压,无法抑制其他频率的脉动电压。文献[6]提出移动平均值的方法,能有效减少电压环给定网侧电流中的谐波含量,从而抑制网侧电流中的低次谐波,但该方法占用较多的系统内存,且影响系统的动态性能。文献[7]提出N次陷波器与重复控制器相结合的方法来改善网侧电流质量,能够有效减少网侧电流谐波含量,改善电网的质量,但该方法在实际应用中存在占用内存空间较大和响应速度较慢等缺点,因而其应用有一定的局限性。文献[8-9]提出电流环采用比例谐振(PR)控制器来抑制电流谐波,能够对指定次谐波产生较好的抑制效果,但在电网电压频率发生波动时,该PR控制器在实际电网频率处的增益会急剧下降,以至于无法实现零误差跟踪。文献[10]采用能够适应电网频率波动的准比例谐振(QPR)控制器,但该控制器不能够对系统的延时问题进行相位补偿,影响系统的性能。文献[11]提出比例谐振器与重复控制器相结合的控制方法,既能实现对交流信号零稳态误差的控制,又能抑制谐波电流,但该方法增加了设计难度,同时对数字控制系统的处理能力要求大幅增大。

本文在上述文献研究基础上,针对陷波器在电压外环的位置和离散化方式进行讨论和改进设计,使其能够更好地抑制整流器直流侧脉动电压的影响;在电流内环采用具有抗电网频率波动和相角补偿的比例谐振控制器,从控制系统的根轨迹、幅频特性分析其稳定性和动态性能,并提出了参数设计的方法,改善系统的性能,抑制单相PWM整流器网侧低次谐波电流。

1 抑制低次谐波电流的控制器设计

电力牵引交流传动系统中,作为网侧牵引变流器的单相PWM整流器大多采用电压外环和电流内环的双环控制策略^[1]。为抑制单相PWM整流器网侧电流谐波,本文提出了电压外环和电流内环的改进方案。

1.1 电压外环后置陷波器的设计

陷波器是一种特殊的带阻滤波器,能有效消除输入信号中特定频率的干扰。本文中陷波器选用典型的二阶陷波器,具有计算量较小、频率选择性好的特点,其表达式为

$$G(s) = A_0 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (1)$$

式中: A_0 为陷波器的增益; ω_n 为特征角频率; Q 为等效品质因数,决定陷波器的带宽。

为抑制二次脉动电压,本文取 $A_0=1$, $\omega_n=200\pi$;为适应电网频率的波动,根据文献[12]选取 $Q=10$ 。根据式(1)绘制二阶陷波器的伯德图如图1所示。由图1可知,二阶陷波器在频率100 Hz处的信号幅值衰减高达-280 dB,而其他频率段的信号幅值的增益为0,因此陷波器可实现对频率为100 Hz的信号抑制,而不会影响其他频率段的幅值和相位。

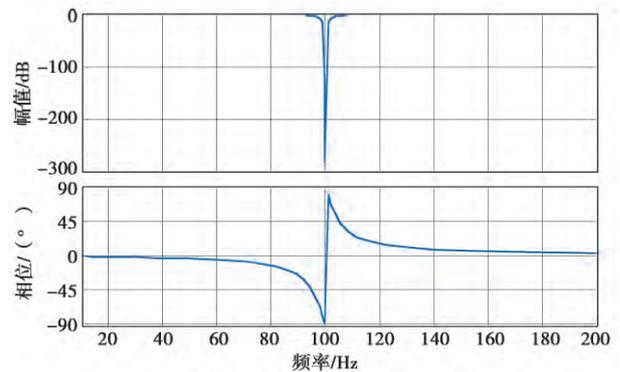


图1 二阶陷波器的伯德图

对于电力牵引交流传动系统而言,单相PWM整流器网侧电流中3、5、7次谐波含量较多,这是由于直流侧电压含有2倍、4倍、6倍电网频率的脉动电压而造成的^[13]。为消除直流侧脉动电压的影响,把中心频率为100 Hz、200 Hz、300 Hz的陷波滤波器串联构成N次陷波器,加入到电压外环控制当中,以达到抑制网侧谐波电流的效果。在数字化控制实现上,文献[10,13]均使用双线性变换离散陷波器,但采用双线性变换法离散的陷波器会在中心频率处产生非线性畸变,因此本文采用修正双线性变换法^[14]对N次陷波器进行离散化,采样时间为 $T=1 \times 10^{-4}$ s,其离散化公式为

$$G_N(z) = G_N(s) \Big|_{s = \frac{h\omega_0}{\tan(h\omega_0 T_s/2)} \cdot \frac{z-1}{z+1}} = \sum_{h=2,4,6} \frac{s^2 + (h\omega_0)^2}{s^2 + h\omega_0 s / Q + (h\omega_0)^2} \Big|_{s = \frac{h\omega_0}{\tan(h\omega_0 T_s/2)} \cdot \frac{z-1}{z+1}} \quad (2)$$

经过双线性变换法和修正双线性变换法离散的N次陷波器的伯德图如图2所示。由图2可以看出,采用双线性变换法离散的N次陷波器在频率为300 Hz处出现明显的偏移,而采用修正双线性变换法离散的N

次陷波器能够保持良好的幅频特性, 在 100 Hz、200 Hz、300 Hz 处没有发生偏移现象, 且有较大的衰减幅值, 因此采用修正双线性变换法离散的 N 次陷波器能有效滤除 2、4、6 倍电网频率的脉动电压, 而且不会影响系统对其他频率段的控制性能。

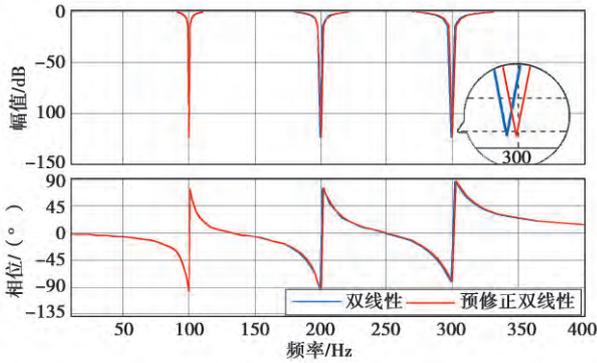


图2 不同离散化方法的 N 次陷波器的伯德图

单相 PWM 整流器控制系统中, 为减轻中间直流环节电压 PI 调节的负荷, 改善电压外环动态响应速度, 通常在直流电压 PI 控制器输出的电流指令上加入直流电流前馈, 共同作为网侧电流的幅值指令^[3]。这样会造成网侧给定电流中的谐波来源增多和含量增加, 因此, 本文在电压外环控制电路中采用 N 次陷波器后置的方式, 如图 3 所示, 将 N 次陷波器添加在给定网侧电流 i_s^* 的幅值 I_{sm}^* 后边, 既能滤除 PI 环节中的脉动电压, 又能滤除电流前馈中的谐波电流。

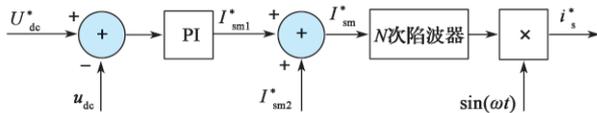


图3 陷波器后置的电压外环控制框图

1.2 电流内环的比例谐振控制器设计

在单相 PWM 整流器的控制策略中, 电流内环一般采用 P 或 PI 控制器, 但是 P 或 PI 控制器不能实现对基波频率为 50Hz 的交流信号的无静差跟踪, 且抗干扰能力较差。而比例谐振 (PR) 控制器则能实现对交流信号无静差控制。由于 PR 控制器带宽小和实现上存在问题, 在实际应用中, 一般采用准比例谐振 (QPR) 控制器, 其表达式为

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (3)$$

式中: K_p 、 K_r 为 PR 控制器的比例、谐振系数; ω_c 为截止角频率。

K_r 只影响谐振频率 ω_0 处的增益, K_p 影响最终系统的稳态性, ω_c 只影响控制器的带宽, ω_c 的加入可以有效降低谐振控制器的幅值对频率的敏感程度^[15-16]。由文献 [17] 可知, 工程上 ω_c 取 5~15 rad/s 能减小电网频率波动的影响。文中为了简化计算, ω_c 统一取 5 rad/s。

数字控制系统中, 除被控对象的阻感特性会造成

相位滞后外, 计算延时和 PWM 更新延时等数字控制延时也会造成相位滞后, 在含有多个谐振控制器的系统中, 随着谐振频率的提高, 数字延时造成的相位滞后也会增大, 降低电流环的相位裕度。如不作合理补偿, 稳定区域的不断缩小将可能导致系统失稳。为解决这个问题, 可以在 QPR 控制器中加入一定的相位补偿^[18], 带相位补偿的准比例谐振控制器的表达式为

$$G_{HQPR} = K_p + K_r \frac{s \cos \phi - \omega_k \sin \phi}{s^2 + \omega_c s + \omega_k^2} \quad (4)$$

式中: ϕ 为相位补偿的期望值, 此种相位补偿方式能够有效提高电流环的相位裕度, 相位补偿值可根据电流环实际需求进行选取^[19-20]。

图 4 为 QPR 控制器和带相位补偿的 QPR 控制器的伯德图, 其中 $K_p=5$ 、 $K_r=100$ 、 $\phi=30^\circ$ 。由图 4 可知, 带相位补偿的 QPR 控制器在谐振频率 150 Hz 处的幅值基本没有改变, 但相位整体上移了 θ , 其中 θ 主要是由 ϕ 决定的。因此带相位补偿的 QPR 控制器能够有效克服电网频率波动和相角滞后给系统稳定性造成的影响。

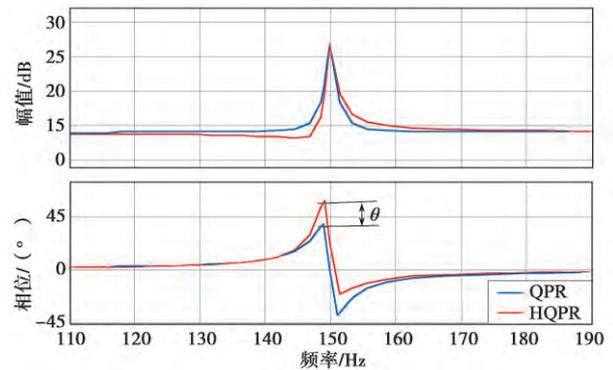


图4 2种比例谐振控制器的伯德图

由于单相 PWM 整流器不仅要控制基波电流, 还要抑制谐波电流, 需要采用多个比例谐振控制器并联的方式, 因此带相位补偿的准比例谐振控制器可扩展表达为

$$G_{PRk} = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} + \sum_{k=3,5,7} \frac{K_{rk}(s \cos \phi_k - \omega_k \sin \phi_k)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_k^2} \quad (5)$$

式中: k 为谐波次数; ω_k 为 k 次谐波谐振器的谐振频率。

由式 (5) 可知, G_{PRk} 由比例控制器、基频谐振控制器和谐波谐振控制器 3 部分组成。

单相 PWM 整流器电流内环的比例谐振控制实现如图 5 所示, 图中 i_s^* 为给定网侧电流, i_s 为实际网侧电流,

$\frac{1}{1.5T_s s + 1}$ 为简化的 1.5 个采样周期的延迟环节, u_s 为网

侧电压, $\frac{1}{Ls + R}$ 为控制对象, K_{PWM} 为桥路 PWM 等效增益, 本文取 1。

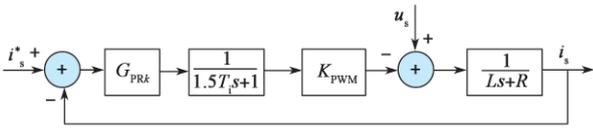


图5 整流器电流内环的比例谐振控制框图

由图5可知闭环传递函数表达式为

$$H_i = \frac{G_{PRk} K_{PWM}}{(1.5T_i s + 1)(Ls + R) + G_{PRk} K_{PWM}} \quad (6)$$

其导纳表达式为

$$H_s = \frac{1.5T_i s + 1}{(1.5T_i s + 1)(Ls + R) + G_{PRk} K_{PWM}} \quad (7)$$

为了使参数设计过程更清晰,选择主电路参数如

表1所示。将表1数据代入式(6),化简可以得到电流环传递函数的特征方程,通过绘制基频比例谐振控制器的根轨迹图来选取比例控制器和基频谐振控制器的参数。

表1 PWM 整流器仿真主要参数

参数	数值
输入端电压有效值 U_d /V	1 770
变压器漏感 L /mH	5.89
电阻 R / Ω	0.145 2
直流侧支撑电容 C_d /mF	9.01
采样频率 /kHz	10
整流器开关频率 /kHz	1

图6为 K_p 取不同值时,关于 K_r 的广义根轨迹图。由图6可知,当 K_p 逐渐增大时,系统远离虚轴,稳定性变强;当 K_r 逐渐增大时,阻尼系数先增大,但经过拐点之后,阻尼系数随 K_r 增大而减小。因为较大的阻尼系数可以减小系统的超调和衰减震荡,所以应在拐点附近处选取合理的 K_r 值。工程上,为了兼顾系统的稳定性和动态性能,阻尼系数一般在0.4~0.8之间取值,此时系统超调不大,响应速度也较快^[21]。综合考虑整流器控制系统的稳定裕度、响应速度和控制性能,本文取 $K_p=6.5$, $K_r=500$ 。

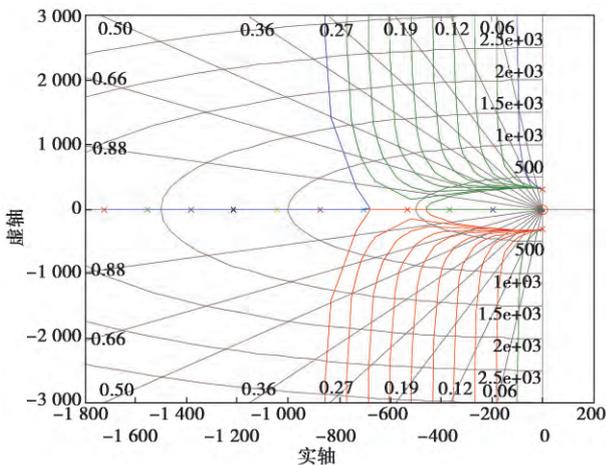


图6 K_p 取1~10不同值时关于 K_r 的广义根轨迹图

上文通过根轨迹法得到了比例控制器比例系数和基频谐振控制器的谐振系数。由于控制系统每加入一个谐波谐振控制器,其阶数就会增加2,如果继续采用

根轨迹法设计谐波谐振控制器的参数,将变得更加复杂和困难。由于谐波谐振控制器只针对特定频率段,对系统整体影响相对较小,因此可以结合电流环幅频特性曲线对谐波谐振控制器的参数进行设计。在谐波谐振控制器设计过程中,既要保证谐振控制器有较大的增益,满足系统对谐波处的控制的需求,又要避免多个谐振器之间的交叉重叠。因此在指令电流对应的谐波频率处,满足零误差跟踪,即期望 H_i 无限趋向于1;同时在谐波频率处,还需满足高阻抗、低导纳^[22],即希望 H_s 无限趋向于0。

在数字化控制实现中,需要对连续域中的受控对象和控制器表达式进行离散化。为反映PWM更新延时的影响,受控对象常采用零阶保持器方式离散。比例谐振控制器的离散化需要考虑相位偏移和幅值畸变等问题,综合考虑整流器对比例谐振控制的需求,本文选用修正双线性变换法对式(5)进行离散化处理。因此,将前文设计的参数代入离散化后的导纳公式(7),绘制其伯特图如图7所示。由图7可知,在3、5、7次谐波处,幅值接近-50 dB,具有较低的导纳,即高阻抗,能够很好地抑制网侧谐波电压的干扰。

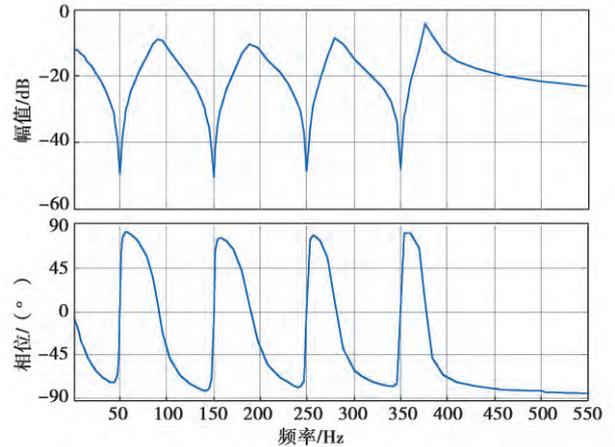


图7 离散域下整流器谐波导纳的伯德图

2 仿真实证

在电力牵引交流传动系统中,由于大功率的电力电子器件的使用,为了提高系统的容量和减少网侧输入电流的高次谐波,通常采用多重化载波移相技术^[1]。本文在两重化载波移相控制策略基础上,在Matlab/Simulink中搭建无LC滤波器的单相PWM整流器仿真模型,参数见表1,分别对不添加任何算法和采用网侧低次电流谐波抑制算法的单相PWM整流器进行仿真。

当整流器到达稳定状态时,电压外环给定电流的幅值波形如图8所示,给定网侧电流 i_s^* 的幅值 I_{sm}^* 的平均值基本相同,未添加任何算法时给定电流幅值 I_{sm}^* 的波动值约为100 A,而经过 N 次陷波器的给定电流幅值 I_{sm}^* 的波动值约为8 A。仿真试验结果表明 N 次陷波器能够有效地滤除直流侧的电压反馈值和电流反馈值中的谐波。

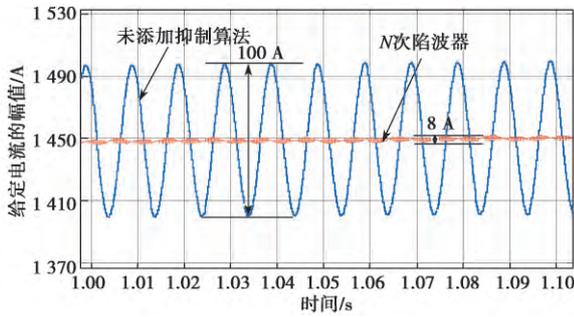


图 8 电压外环给定电流的幅值波形图

为对比不添加算法和使用扩展比例谐振控制器的电流环对谐波电压抑制能力, 在网侧电压中添加 15% 的 3、5、7 次谐波电压。为了观察整流器网侧电流谐波情况, 对整流器网侧电流进行傅里叶分析, 如图 9 和图 10 所示。网侧电流基波幅值基本相同情况下, 经过电压外环 N 次陷波器对给定电流幅值 I_{sm}^* 的滤波, 再经过电流内环扩展比例谐振控制器后, 网侧电流除了含有基波外, 电流中的 3、5、7 次谐波电流含量明显减少, 总的谐波含量也从 6.03% 降到 1.04%, 网侧电流的波形质量得到显著改善, 可以有效减少网侧电流的低次谐波含量。

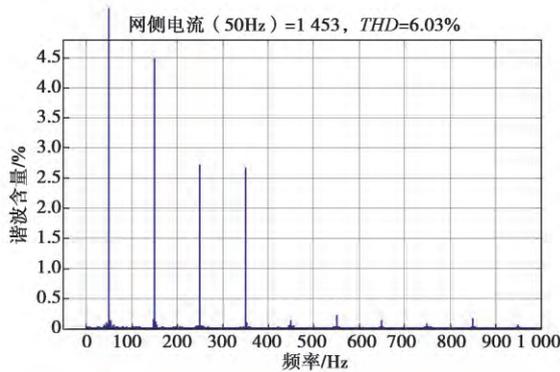


图 9 不添加谐波抑制算法的网侧电流的傅里叶分析图

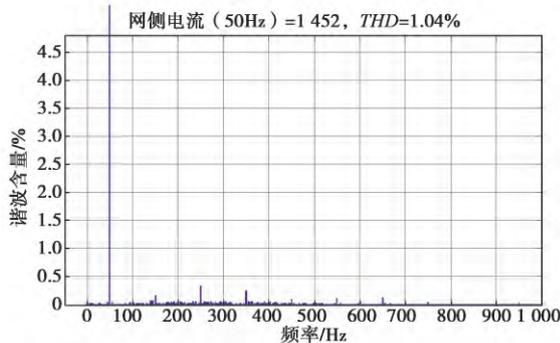


图 10 使用扩展比例谐振控制器的网侧电流的傅里叶分析图

图 11 为采用本文提出的 N 次陷波器与比例谐振控制器相结合的控制算法时, 单相 PWM 整流器网侧电流的稳态波形图。从图 11 可以看出网侧电流实际值 i_s 可以精确跟踪指令值 i_s^* , 基本实现对网侧电流的无稳态误差控制, 表明采用 N 次陷波器和扩展比例谐振控制器能够准确且更有效地抑制网侧低次谐波电流, 系统稳定性更好。

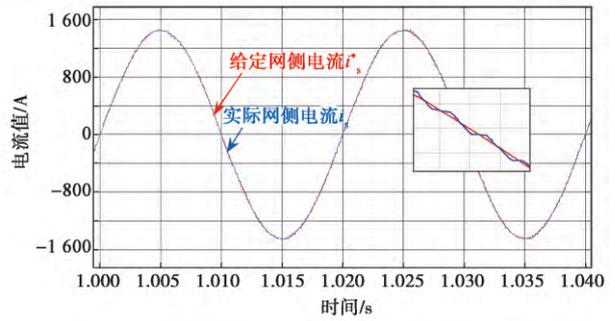


图 11 采用 N 次陷波器和扩展比例谐振控制器的网侧电流跟踪波形图

3 结语

本文简单介绍了脉动电压和网侧谐波电压对单相 PWM 整流器网侧电流的影响机理, 为了抑制单相 PWM 整流器网侧低次谐波电流, 提出了在电压外环中采用后置 N 次陷波器方式消除脉动电压的影响, 而在电流内环采用具有相位补偿的准比例谐振控制器来抑制网侧电流的低次谐波的双环改进方案; 从理论上分析了该算法对抑制单相 PWM 整流器网侧谐波电流的有效性, 并给出了电压外环后置 N 次陷波器的方法, 详细研究了带有相位补偿和频率补偿的比例谐振控制器, 讨论了各个环节的数字化方式。最后进行对比仿真试验, 仿真结果表明, 该算法具有良好的稳态性能, 能够有效地抑制变流器网侧的低次谐波电流, 也为铁路牵引网谐波污染的治理提供理论依据。

参考文献:

- [1] 冯晓云. 电力牵引交流传动及其控制系统 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.
- [2] 张馨予, 张钢, 刘志刚, 等. 具有低次谐波抑制能力的 PIR 控制器设计 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊 2): 19-27.
- [3] 高吉磊, 林飞, 郑琼林. 基于网压预测的单相 PWM 整流器比例谐振控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 45.
- [4] Somkun S, Sehakul P, Chunkag V. Novel control technique of single-phase PWM rectifier by compensating output ripple voltage [C] // IEEE International Conference on Industrial Technology. Hong Kong, China: IEEE, 2006:969-974.
- [5] 王成智, 邹旭东, 贾凯, 等. 滤波器在单相 PWM 整流器中的应用 [J]. 高电压技术, 2008, 34(5): 942-948.
- [6] 李伟, 马志文, 蔡华斌, 等. 无二次滤波环节的单相四象限整流器输入电流控制研究 [J]. 铁道学报, 2014(5): 28-32.
- [7] 高吉磊, 张雅静, 林飞, 等. 单相 PWM 整流器谐波电流抑制算法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(21): 32-39.
- [8] 朱荣伍, 伍小杰, 杨艳, 等. 采用比例谐振调节器的单相电压型 PWM 整流器 [J]. 高电压技术, 2010, 36(8): 2095-2100.
- [9] 王剑, 郑琼林, 高吉磊. 基于根轨迹法的单相 PWM 整流器比例-谐振电流调节器设计 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 251-256.
- [10] 王娜, 慕元鹏. 基于 N 次陷波器和比例谐振控制的整流器谐波抑制算法研究 [J]. 机车电传动, 2015(2): 61-66.
- [11] 张文娟. 基于比例谐振与重复控制的高性能逆变器研究 [J]. 电气自动化, 2013, 35(4): 51-53.

(下转第 65 页)

在图 11 中, 滚动体的自转角速度随着转动周期呈现周期变化。结合图 12, 当滚动体处于重力载荷作用区域时, 滚动体的自转角加速度会迅速增大到一个正值, 此时滚动体的自转角速度加快, 随着轴承转动角继续增大, 而当滚动体离开载荷作用区域后, 滚动体的自转角加速度又会迅速下降, 并且达到负值, 其自转角速度明显减小。这种运动姿态可以解释为: 由于重力载荷作用力使得轴承内圈滚道向下偏移, 当滚动体旋转至载荷区时, 内圈对滚动体的接触压力所产生的弹流摩擦力会对其自转产生作用力矩, 且这一作用力矩远大于其他反向作用力矩, 故轴承滚动体瞬间加速自转; 而当滚动体随着轴承保持架旋转至离开载荷作用区后, 滚动体所受内圈滚道的接触压力迅速减小直到为零, 滚动体的自转受到润滑剂的弹流摩擦阻力矩、搅拌力矩及保持架的拖曳力矩, 滚动体的自转开始迅速减缓。在这个过程中, 如果接触中心油膜厚度达不到混合摩擦厚度, 则滚动体与滚道面间的滑动摩擦就会加剧, 接触疲劳损伤就会不断积累。图 13 为滚动体作用于滚道表面的瞬时接触区域。不难看出, 接触区域集中在滚道中心范围内, 此区域是承受关键重力载荷区域, 也是滚道接触摩擦相对集中的区域, 持续滚道接触摩擦会损伤滚道表面, 继而不断恶化接触区域。

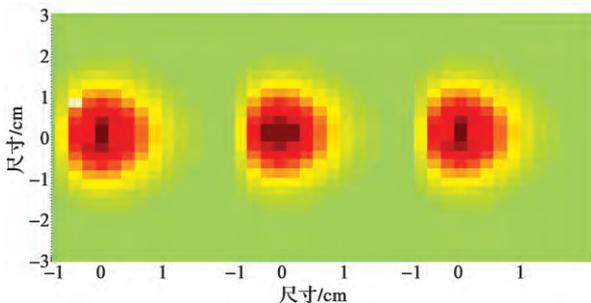


图 13 滚道表面瞬时接触区域

4 结语

本文针对应用在高速动车组齿轮箱的圆锥滚子轴

承, 根据轴承滚道表面损伤的特征开展机理分析, 建立了滚动体与滚道的受力模型, 对两者相互接触弹性变形的特征进行了分析, 同时建立了润滑油膜在考虑滑擦接触的滚动体和滚道滚动接触模型, 确定了摩擦系数与滑动速度的关系。主要研究解释了滚动体在承载区的擦滑运动状态, 阐述了滚动体在滚道表面瞬间接触区域, 在滚动体进入承载区时会被瞬间加速旋转。如第 3 章所述, 如果接触中心油膜厚度达不到混合摩擦厚度, 则滚动体与滚道面间的滑动摩擦就会加剧, 为了预防磨损恶化, 轴承润滑条件就必须得到满足。本文结合理化检测所判断的轴承滚道表面损伤属于滚动接触疲劳, 通过机理分析, 讨论了滚动体与滚道之间因润滑不良会加剧接触摩擦, 继而诱发接触表面的损伤。

参考文献:

- [1] 钱伟长, 叶开源. 弹性力学 [M]. 北京: 科学出版社, 1980.
- [2] 王度伟, 罗继伟, 陈立平. 圆锥滚子轴承接触分析 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2007, 35(9): 19-21.
- [3] 罗继伟, 张俊杰. 圆锥滚子接触应力数值求解 [J]. 轴承, 2004(9): 1-3.
- [4] 马国华. 元摩擦弹性接触问题的数值计算分析及其在滚动轴承中的应用 [D]. 西安: 西安交通大学机械工程学院, 2002.
- [5] Jönsson K L. Contact mechanics [M]. London: Cambridge University Press, 1985.
- [6] 吴昊, 王建文, 安琦. 弹流润滑悬挂式转子支承轴承轴向刚度的计算 [J]. 华东理工大学学报 (自然科学版), 2008, 34(3): 447-451.
- [7] 成大先. 机械设计手册 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [8] 黄冠华. 高速列车齿轮传动系统动态特性研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2015.

作者简介: 戴晓超 (1985-), 男, 工程师, 从事转向架设计工作。

(上接第 61 页)

- [12] 宋文胜, 冯晓云. 电力牵引交流传动控制与调制技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2014.
- [13] 赵卫, 刘文生. 牵引变流器网侧电流低次谐波抑制的研究 [J]. 机车电传动, 2017 (3): 1-6.
- [14] 高金源, 夏洁. 计算机控制系统 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2001: 128-155.
- [15] 朱俊杰, 马伟明, 聂子玲. 一种用于静止式中频电源的比例谐振控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(10): 79-85.
- [16] Yang H, Lin H, Lv Y, et al. A multi-resonant PR inner current controller design for reversible PWM rectifier [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013:316-320.
- [17] 王亮, 王冰, 黄存荣. 基于比例谐振控制器的逆变控制系统设计与参数整定 [J]. 科学技术与工程, 2013, 13(28): 8268-8273.

- [18] 余福斌. 基于 FPGA 的并联型有源电力滤波器研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015:25-44.
- [19] 钱强, 谢少军, 季林, 等. 一种提升逆变器对电网适应能力的电流控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6193-6201.
- [20] Yepes A G, Freijedo F D, Óscar Lopez, et al. Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11):5231-5250.
- [21] 徐海亮. 双馈风电变流器的谐振控制技术 [D]. 杭州: 浙江大学, 2014: 43-57.
- [22] 杨化承. 应用于储能系统的三相电压型 PWM 整流器研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2013: 10-29.

作者简介: 刘通 (1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力牵引及传动控制。