

一种混合有源电力滤波器的电流控制新方法

吴敬兵, 罗安, 彭双剑, 于力

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082)

摘要: 针对可控器件的死区和数字化控制器存在的延时对系统整体性能产生消极的影响, 提出一种新的电流跟踪控制策略, 该控制策略以一个基于改进的Ziegler-Nichols方法实现参数优化的PI控制器和 π 补偿Smith预估器为基础. 其中实现电流跟踪控制的控制器算法是在Ziegler-Nichols方法优化PI控制参数的算法上的修正, 较之传统的方法寻优PI控制器参数有着更好的控制效果; π 补偿预估器的引入则可以有效地补偿系统控制中的延时, 提高系统的响应速度和稳定性能, 并提高系统的控制精度; 同时利用时间乘以误差绝对值积分(ITAE)准则给出 π 补偿预估器参数与PI控制器参数间的数学关系式, 实现了预估器参数的辨识. 仿真和实验验证了所提控制策略的有效性, 与模糊PI控制效果进行比较, 具有更好的滤波效果.

关键词: 延时; 有源电力滤波器; Ziegler-Nichols方法; π 补偿预估器; ITAE准则

中图分类号: TM761, TN713.8 **文献标识码:** A

Novel approach of current control for hybrid active power filter

WU Jing-bing, LUO An, PENG Shuang-jian, YU Li

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

Abstract: The dead-zone of controlled devices and time-delay in digital controllers are disadvantageous to the overall performance of the system; to tackle these disadvantageous effects we propose a novel controller consisting of the π -compensation Smith predictor and the PI controller with parameters optimized by the improved Ziegler-Nichols method. The control performance of the proposed controller is better than that obtained by using the conventional PI controller with optimal parameters. The introduction of the π -compensation Smith predictor effectively eliminates the time-delay in the control process; this improves the response speed and the system stability, and promotes the control accuracy. Since, by the integral time absolute error(ITAE) criterion, we have derived the mathematical relations between parameters of the π -compensation Smith predictor and the improved PI controller; it is possible to determine the parameters of the π -compensation Smith predictor from the parameters of the improved PI controller. Simulation and experimental results validate the effectiveness of this control method. In addition, this controller outperforms fuzzy PI controller in some filtering effects.

Key words: time delay; active power filter; Ziegler-Nichols method; π -compensation predictor; ITAE criterion

1 引言(Introduction)

随着电力系统中非线性负荷的广泛应用, 无功补偿不足及谐波污染问题受到了越来越多的关注^[1,2]. 谐振阻抗型混合有源电力滤波器(resonant impedance type hybrid active power filter, RITHAPF)因综合了有源滤波器和无源滤波器的优点, 并且其有源部分不承受基波分量而得到较为广泛的应用^[3,4]. 目前, 有源滤波装置多采用数字化控制器实现, 具有实现灵活的一面, 但是也存在延时的问题, 严重地影响滤波器的性能^[5,6], 尤其是混合型有源滤波器, 由于其结构的特殊性, 延时对系统的影响也有别于独立使用的有源滤波器. 同时, 对于有源滤波装置中逆变器单桥臂的可控器件, 如绝缘栅双极型晶

体管(IGBT)等, 为防止直流母线电压直通, 通常会考虑一定的死区时间来保证同一桥臂上、下IGBT总是先关后通. 如果这些延时叠加起来会较大, 将会对系统的稳定产生较大影响, 而目前对这方面的研究较少.

针对谐振阻抗型混合有源电力滤波器有系统延时的时间^[4], 本文提出一种新的电流跟踪控制策略, 该策略以一个基于改进的Ziegler-Nichols方法实现参数优化的PI控制器和 π 补偿Smith预估器为基础. 其中实现电流跟踪控制的控制器算法是在用于PI控制器参数优化的传统Ziegler-Nichols方法上的修正; π 补偿Smith预估器的引入可以有效地补偿系统的控制延时, 将滞后时间从闭环系统的特征方程中消除,

提高系统的稳定性能和响应速度,并增强系统的谐波电流抑制效果;同时利用ITAE准则给出 π 补偿预估器参数与PI控制器参数间的数学关系式,实现了预估器参数的识别,得到了 π 补偿Smith预估器的精确模型.

2 RITHAPF结构、谐波电压信号跟踪控制方法(Configuration of RITHAPF and tracking control method of harmonic voltage)

谐振阻抗型混合有源电力滤波器结构^[3,4]见图1,其中:直流侧电容 C 和电压型逆变器构成RITHAPF的有源部分(active power filter, APF), L_0 和 C_0 构成输出滤波器; L_1 和 C_1 被调制在基波频率,使有源部分基本上不承受基波电压和基波电流,从而减小有源电力滤波器的容量. L_5 和 C_5 , L_7 和 C_7 分别组成单调谐滤波器, L_H, C_H 和 R_H 组成二阶高通滤波器. 无源滤波器可以为电网提供固定的容性无功功率; APF起到提高无源滤波器滤波性能,并抑制无源滤波器与电网等效阻抗间可能的串并联谐振的作用.

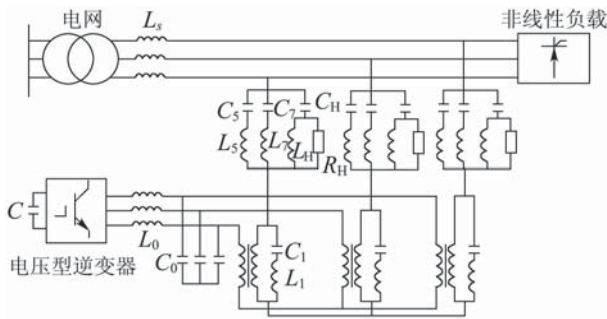


图1 谐振阻抗型混合有源电力滤波器结构图
Fig. 1 Configuration of RITHAPF

不考虑电网谐波电压, RITHAPF的谐波域单相等效电路见图2所示,负载被看作一个谐波电流源 i_{Lh} , u_c 为逆变器输出电压, i_c 为注入到系统的谐波电流, i_{sh} 为电网谐波电流.

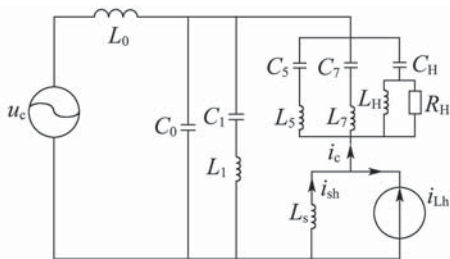


图2 RITHAPF的谐波域单相等效电路图
Fig. 2 Single-phase equivalent circuit of RITHAPF

为了滤除图2中的电网谐波电流,可将注入到系统的谐波电流 i_c 控制为

$$i_c = -i_{Lh}, \quad (1)$$

则

$$i_{sh} = 0. \quad (2)$$

对于图2及控制目标式(1)(2),有传统的电流跟踪控制见图3所示. 其中: G_0 为注入电流 i_c 与逆变器输出电压 u_c 间的传递函数;控制器为PI控制器; PWM调制、电压型逆变器和 G_0 为被控对象.

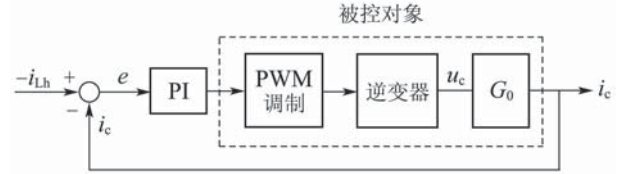


图3 传统电流跟踪控制框图
Fig. 3 The conventional current control structure

根据图2,可以得到注入电流 i_c 与逆变器输出电压 u_c 间的传递函数 G_0 :

$$G_0 = \frac{i_c}{u_c} = \frac{sL_s + Z' + sL_1 + \frac{1}{sC_1}}{(sL_0 + (\frac{sL_s + Z'}{(sL_s + Z')(sL_1 + \frac{1}{sC_1})} + sC_0)^{-1})^{-1}}, \quad (3)$$

式中:

$$Z' = ((sL_5 + \frac{1}{sC_5})^{-1} + (sL_7 + \frac{1}{sC_7})^{-1} + (\frac{sL_H R_H}{R_H + sL_H} + \frac{1}{sC_H})^{-1})^{-1}. \quad (4)$$

结合式(1)~(4),则有

$$u_{Lh} = \frac{i_{Lh}}{G_0}, \quad u_c = -u_{Lh}, \quad (5)$$

且 $i_{sh} = 0$. 其中 u_{Lh} 为负载谐波电流通过传递函数 $\frac{1}{G_0}$ 后输出的电压信号. 为描述的方便,下文出现的 u_{Lh} 都称为谐波电压信号.

从式(5)可以看出,如果使得逆变器输出电压信号 u_c 能够完全补偿谐波电压信号 u_{Lh} ,就可以达到式(1)的控制目的.

然而,由于被控对象中的电压型逆变器的传递函数未知,并且传递函数 G_0 为高阶的,对其进行极点配置较为困难. 因此,本文提出以式(5)为控制目标的谐波电压信号跟踪控制方法,控制框图见图4所示.

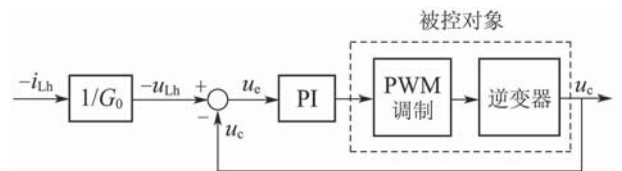


图4 电压信号跟踪控制框图
Fig. 4 The proposed voltage signal tracking control structure

考虑APF的数字化控制系统存在的延时对电流跟踪控制效果的影响^[6],对应于图4的实际电压信号

跟踪控制框图见图5所示, 其中谐波电流 $-i_{Lh}$ 为系统控制输入, 逆变器输出电压 u_c 为系统输出。

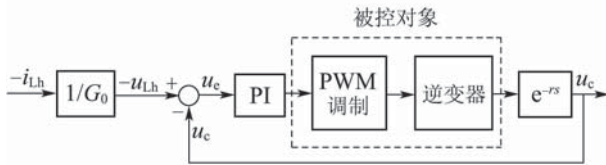


图 5 引入延时的电压信号跟踪控制框图

Fig. 5 The proposed voltage signal tracking structure with introduction of time delay

图5中, u_c 与 $-u_{Lh}$ 间的传递函数表示为

$$\frac{u_c}{-u_{Lh}} = \frac{G_c(s)G_p(s)e^{-rs}}{1 + G_c(s)G_p(s)e^{-rs}} \quad (6)$$

式中: r 为RITHAPF数字化控制系统存在的延时; $G_c(s)$ 为PI控制器对应的传递函数; $G_p(s)$ 为电压型逆变器对应的传递函数。

从式(6)看出, 闭环系统传递函数的特征方程中含有延时项, 将会影响系统的稳定性和控制效果。

3 新型电流信号跟踪控制方法(Novel tracking control method of current signal)

由于 $-u_{Lh} = -i_{Lh}/G_0$, 图5中的控制输入实际上为 $-i_{Lh}$, 因此, 对图5表示的电压信号跟踪控制方法仍称为电流信号跟踪控制方法。基于延时对RITHAPF系统的电流信号跟踪控制效果产生的影响, 本文提出一种新的电流跟踪控制策略, 控制框图见图6所示。其中引入一个 π 补偿Smith预估器, 用于补偿系统控制中的延时, 提高系统的稳定性和响应速度; 应用一种新的电压控制器以提高系统的控制精度和性能, 控制器算法则是在传统Ziegler-Nichols方法寻优PI控制器参数的算法上的改进。对于预估器参数的识别, 则利用ITAE准则给出其与电压控制器参数间的数学关系式。

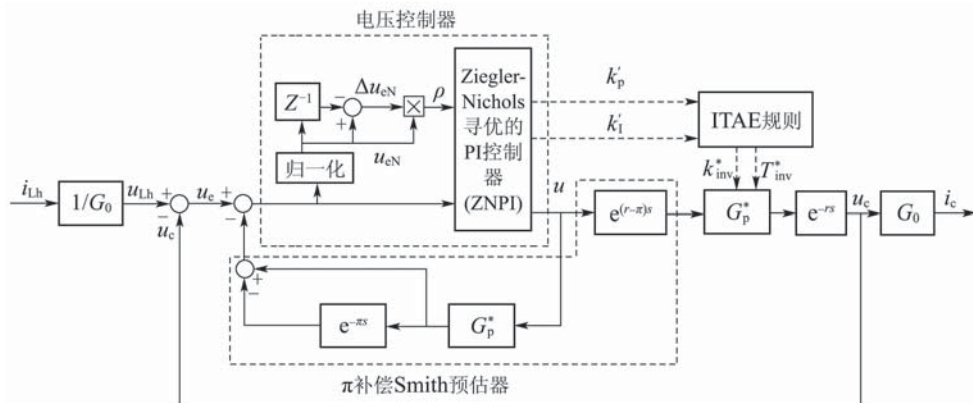


图 6 电流信号跟踪控制框图

Fig. 6 The proposed current signal tracking control structure

由图6, 得到逆变器输出电压 u_c 与谐波电压信号 u_{Lh} 间的传递函数为

$$\frac{u_c}{u_{Lh}} = \frac{G_c^*(s)G_p^*(s)e^{-\pi s}}{1 + G_c^*(s)G_p^*(s)} \quad (7)$$

式中: $G_c^*(s)$ 为电压控制器对应的传递函数, $G_p^*(s)$ 为辨识后的逆变器传递函数。

由式(7)看出, 闭环系统的特征方程中, 没有了延时项, 也就是说该系统已经消除了延时对系统控制品质的影响。而在上式的分子部分有 $e^{-\pi s}$, 说明逆变器输出电压信号 u_c 将比负载谐波电压信号滞后 π , 即与谐波电压信号 u_{Lh} 大小相等、极性相反, 达到了式(5)的控制目的。

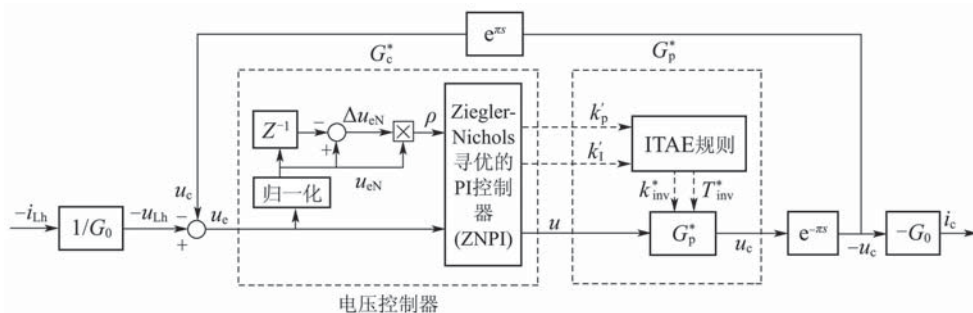


图 7 图6的等效电流信号跟踪控制框图

Fig. 7 The equivalent current signal tracking control structure of Fig. 6

由式(7)可以得到等效于图6的电流信号跟踪控制,如图7所示,其中以谐波电压信号 $-u_{Lh}$ 与逆变器输出电压 u_c 的差值 u_e 作为电压控制器的输入,控制器输出 u 则作为逆变器的输入信号。

3.1 基于RITHAPF系统的电压控制器(Voltage controller based on RITHAPF system)

图7中电压控制器的具体实现过程详见图8所示,其中 $|\cdot|$ 表示取绝对值。

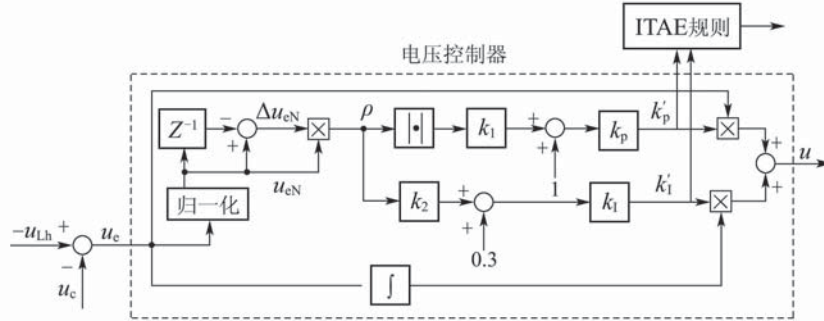


图8 电压控制器

Fig. 8 The voltage controller

传统PI控制器的离散表达式为

$$u'(k) = k_p[u_e(k) + \frac{\Delta t}{T_I} \sum_{i=0}^k u_e(i)] + k_p u_e(k) + k_I \sum_{i=0}^k u_e(i), \quad (8)$$

式中: $u'(k)$ 表示PI控制器的输出; k_p, k_I 分别为控制器比例系数、积分系数, Δt 为采样间隔, T_I 表示积分时间; $u_e(k) = -u_{Lh}(k) - u_c(k)$ 。

对于式(8)的PI控制器参数,利用Ziegler-Nichols方法对其进行优化^[7],为

$$k_p = 0.6k_u, \quad (9)$$

$$T_I = 0.5t_u, \quad (10)$$

式中: k_u 为临界状态的 k_p 值, t_u 为振荡周期。

针对式(9)(10)所表达的PI参数优化规则进行修改^[8],利用一个增益调节因子 $\rho(k)$ 对 k_p, k_I 进行调整,得到参数调整公式见式(11)(12):

$$k'_p(k) = k_p(1 + k_1 |\rho(k)|), \quad (11)$$

$$k'_I(k) = k_I(0.3 + k_2 \rho(k)), \quad (12)$$

式中: $k'_p(k)$ 和 $k'_I(k)$ 分别是经过修正的控制器比例系数和积分系数; k_1 和 k_2 为两个正常数,用来调整参数 k'_p 和 k'_I 的值。根据图8所示,增益调节因子 $\rho(k)$ 表示为

$$\rho(k) = u_{eN}(k) \times \Delta u_{eN}(k). \quad (13)$$

其中

$$u_{eN}(k) = u_e(k) / |u_{Lh}(k)|, \quad (14)$$

称为电压误差 $u_e(k)$ 的归一化值,且

$$\Delta u_{eN}(k) = u_{eN}(k) - u_{eN}(k-1). \quad (15)$$

因此,电压控制器的输出为

$$u(k) = k'_p(k)u_e(k) + k'_I(k) \sum_{i=0}^k u_e(i), \quad (16)$$

式中 $u(k)$ 为电压控制器的输出。

3.2 π 补偿Smith预估器参数的辨识(Identification of π -compensation Smith predictor)

针对图6中 π 补偿预估器参数的未知性,本节建立 π 补偿Smith预估器参数与电压控制器参数间的数学关系式,以实现预估器参数的辨识。

由于 G_c^* 为经改进的Ziegler-Nichols方法实现参数优化的PI控制器传递函数,因此其表达式为

$$G_c^*(s) = k_p(A + \frac{B}{T_I s}). \quad (17)$$

式中: k_p 和 T_I 分别为PI控制器的比例增益和积分时间; $A = 1 + k_1 |\rho|$, $B = 0.3 + k_2 \rho$ 。

文献[6]采用实验数据拟合的方法对电压型逆变器进行了建模,得到逆变器的数学模型,为

$$G_p = \frac{k_{inv}}{T_{inv} s + 1}. \quad (18)$$

式中: k_{inv}, T_{inv} 分别是逆变器传递函数的过程增益和惯性时间常数,但其在RITHAPF系统的具体应用中属于未知参数,未经过辨识。

假设本文的逆变器传递函数经辨识后表示为

$$G_p^* = \frac{k_{inv}^*}{T_{inv}^* s + 1}, \quad (19)$$

式中: k_{inv}^*, T_{inv}^* 分别是辨识后的逆变器传递函数的过程增益和惯性时间常数。

将式(17)(19)代入式(7),化简后得到闭环控制系统特征方程为

$$s^2 + \frac{k_{inv}^* k_p A + 1}{T_{inv}^*} s + \frac{k_{inv}^* k_p B}{T_1 T_{inv}^*} = 0. \quad (20)$$

以ITAE为准则^[9]的二阶最佳极点配置方程为

$$s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2 = 0. \quad (21)$$

其中: ω_n 是系统无阻尼振荡频率, ξ 为阻尼比. 通常选定 ω_n 的工程方法^[10] 是根据所要求的闭环响应的过渡时间 t_r , 有

$$\omega_n = \frac{1 + 1.5\xi + \xi^2}{t_r}. \quad (22)$$

为保证系统的稳定, 通常设定一个过阻尼系统, 满足 $\xi > 1$.

对比式(20)与式(21), 得到逆变器参数与电压控制器参数间的数学关系式:

$$k_{inv}^* = \frac{T_1 \omega_n}{k_p (2B\xi - AT_1 \omega_n)}, \quad (23)$$

$$T_{inv}^* = \frac{B}{2B\omega_n \xi - A\omega_n^2 T_1}. \quad (24)$$

因此, 可以通过式(23)与式(24)得到电压型逆变器传递函数的具体表达式, 完成对预估器模型的辨识.

4 仿真结果(Simulation results)

将本文提出的电流跟踪控制方法应用到 RITHAPF 系统进行仿真研究, 并与利用模糊控制器得到的效果进行比较. 仿真电路参数见表 1 所示, 其中负载由三相整流桥和两组并联阻感模拟, R_a, L_a 和 R_b, L_b 分别构成两组并联的阻感负载; 采用三相 AC380 Vrms/50 Hz 电源供电; PWM 开关频率为 6.4 kHz. 电压控制器参数为: $k_1 = 1, k_2 = 24$. 预估器参数设置为: 取阻尼比 $\xi = 1.15$, 上升时间 $t_r = 0.2$ s, 则自然频率 $\omega_n = 20$.

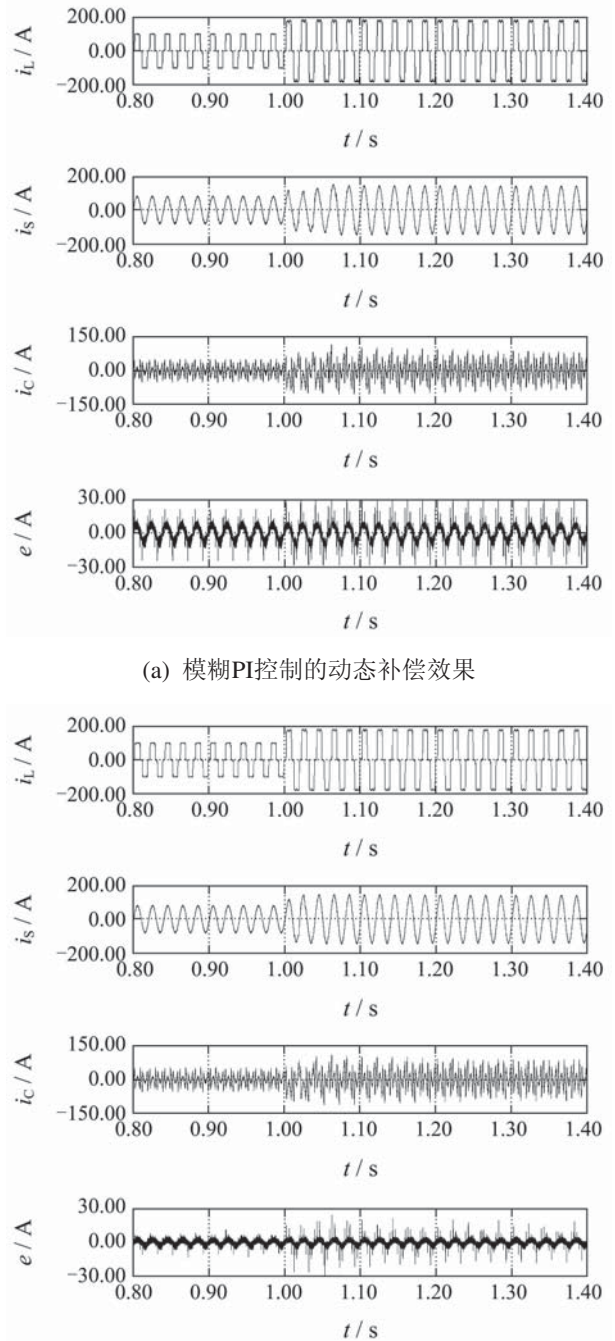
表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

系统参数	R/Ω	L/mH	$C/\mu F$
电网等效阻抗	0.01	0.6	—
第 1 组负载	5	6	—
第 2 组负载	6.5	—	—
五次滤波器	$R_5 = 0.02$	$L_5 = 2.75$	$C_5 = 147.6$
七次滤波器	$R_7 = 0.03$	$L_7 = 1.33$	$C_7 = 155.7$
高通滤波器	$R_H = 1.69$	$L_H = 0.63$	$C_H = 110.7$
基波谐振支路	0.09	20.71	489
输出滤波器	0.04	0.25	47

图 9(a)(b) 分别为采用模糊 PI 控制的电流动态补偿效果、本文控制方法的动态补偿效果, 其中 i_L, i_s, i_c, e 分别是负载电流、电网电流、逆变器输出电流、负载谐波电流与系统注入电流的误差. 为了验证本文控制方法的可行性及系统对于负载发生变化的响应性能, 设定负载在 1 s 时由一组负载

变为两组并联, 并与模糊 PI 控制效果进行比较. 从图 9 容易看出, 当负载发生变化时, 稳态的电流波形失去正弦特性, 采用模糊 PI 控制的电网电流调节过程较为缓慢, 大致经过 3.7 个周期才调节为比较接近于正弦的电流波形, 动态调节过程中的电网电流波形仍有较大的畸变; 而采用本文控制方法的电网电流仅需要 1.8 个周期就调节为较好的正弦波形, 调节过程中的电流畸变率小于前者.



(a) 模糊 PI 控制的动态补偿效果

(b) 本文控制策略下的动态补偿效果

图 9 负载变化时的电流仿真波形

Fig. 9 Current waveforms under step changes in the nonlinear load

图 10 是分别应用两种控制方法的稳态下电流

补偿效果,容易看出,应用本文控制方法的补偿精度更高,治理后的电流谐波含量大大降低,治理

前后的仿真数据见表2.图11(a)(b)分别是对应于图10(a)(b)的电流频谱图.

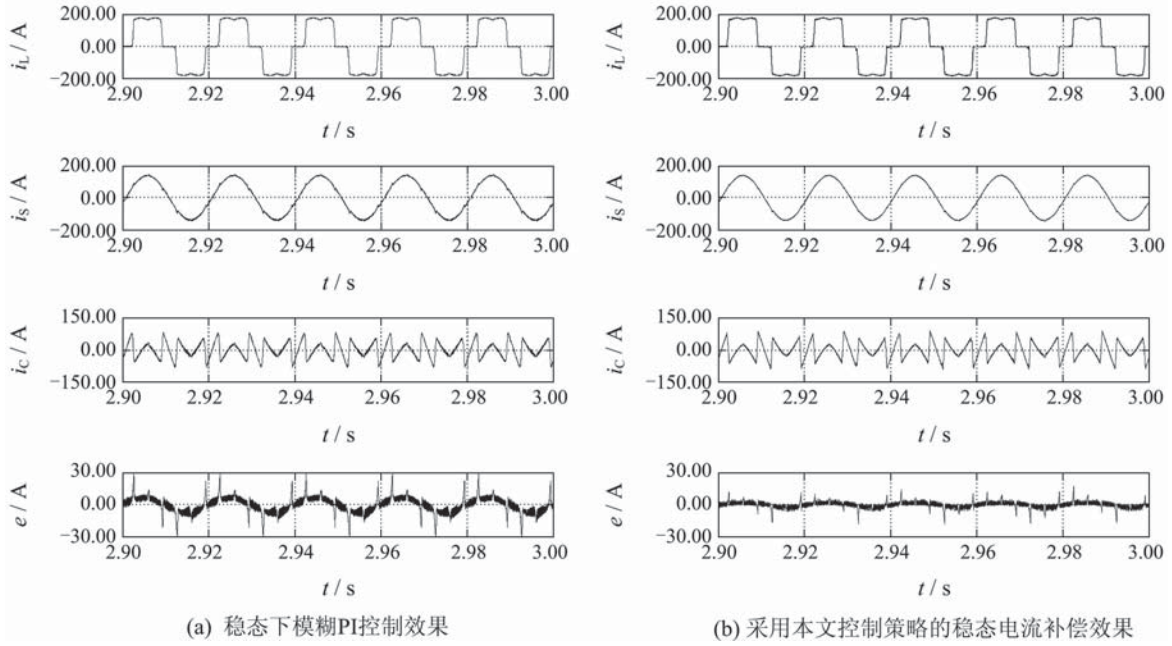


图 10 电流仿真波形对比

Fig. 10 Current simulation waveforms comparison

表 2 仿真数据

Table 2 Simulation datas

情形	5th/A	7th/A	11th/A	13th/A	17th/A	THD/%	功率因数
补偿前	27.5	15.9	11.1	7.8	6.1	38.7	0.79
模糊PI控制	1.7	1.8	1.6	1.2	1.3	6.5	0.91
本文控制	0.34	1.07	0.6	0.47	0.64	2.7	0.97

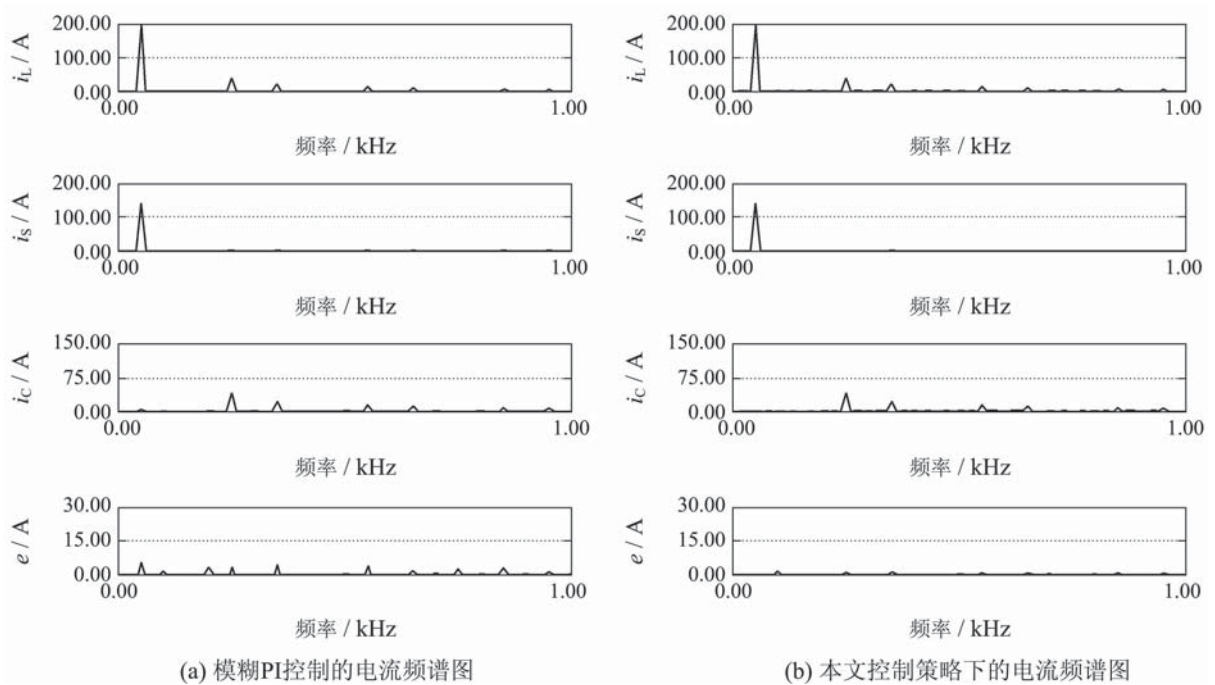


图 11 电流频谱图对比

Fig. 11 Frequency spectrums comparison of current

5 实验结果(Experiment results)

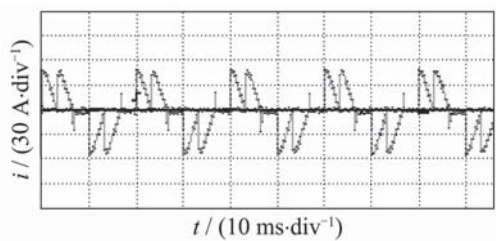
为了进一步验证所提方法的正确性,进行了实验研究. 系统参数见表3所示, 电源相电压为110 V, 负载由三相整流桥带阻感模拟, 采用DSP控制芯片TMS320C28335实现控制算法.

表 3 系统参数

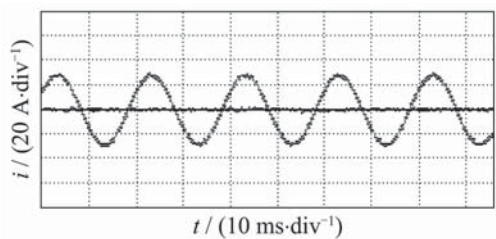
Table 3 System parameters

系统参数	R/Ω	L/mH	C/mF
五次滤波器	$R_5=0.02$	$L_5=2.39$	$C_5=170$
七次滤波器	$R_7=0.03$	$L_7=1.08$	$C_7=191$
高通滤波器	$R_H=3.6$	$L_H=1.4$	$C_H=52$
基波谐振支路	0.09	14.7	690

图12是利用本文控制策略的治理前后电网电流波形对比, 治理后的波形较治理前有了很大改善, 波形接近于正弦.



(a) 治理前的A相电网电流波形



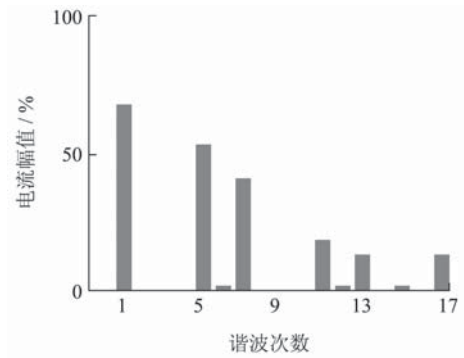
(b) 治理后的A相电网电流波形

图 12 本文控制方法下的治理前后波形对比

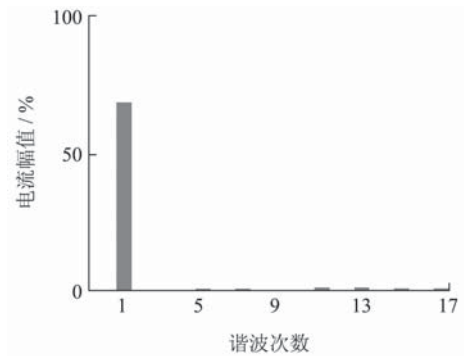
Fig. 12 Experimental waveforms comparison of source current with the proposed control method

图13为对应于图12的电网电流频谱图. 由于RITHAPF的投入, 电网中的5次、7次、11次、13次、17次谐波含量分别从78.9%, 60.4%, 24.2%, 15.6%, 15.5%降低到1.6%, 1.7%, 2.5%, 2.6%, 1.7%, 电流中的谐波分量大大减少.

同时, 由于混合有源电力滤波器补偿了一定的无功, 功率因数从0.84提高到0.96, 显著提高了电网电能质量.



(a) 治理前的A相电网电流频谱图



(b) 治理后的A相电网电流频谱图

图 13 治理前后A相电网电流频谱图对比

Fig. 13 Frequency spectrums comparison of source current

6 结论(Conclusion)

针对控制系统中的延时对系统性能产生极大的影响, 本文提出一种新的电流跟踪控制方法. 该方法能够有效地补偿系统的控制延时, 将滞后时间从闭环系统的特征方程中消除, 提高了系统的稳定性能和响应速度. 仿真和实验验证了所提方法的可行性, 改善了电网电能质量.

参考文献(References):

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006. (WANG Zhao'an, YANG Jun, LIU Jinjun, et al. *Harmonics Suppressing and Reactive Power Compensation*[M]. Beijing: China Machine Press, 2006.)
- [2] SHUAI Z K, LUO A, SHEN Z J, et al. A dynamic hybrid var compensator and a two-level collaborative optimization compensation method[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(9): 2091 – 2100.
- [3] 涂春鸣. 新型谐振阻抗型混合有源滤波器[D]. 长沙: 中南大学, 2003. (TU Chunming. *Resonant impedance type hybrid active filter*[D]. Changsha: Central South University, 2003.)
- [4] 涂春鸣, 潘宏斌, 帅智康, 等. 谐振阻抗型混合有源滤波器输出电流相移的分频预估补偿[J]. 电工技术学报, 2008, 23(10): 114 – 120. (TU Chunming, PAN Hongbin, SHUAI Zhikang, et al. Predictive

- compensation at different frequency for current phase delay of resonant impedance type hybrid active filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(10): 114 – 120.)
- [5] 范瑞祥, 罗安, 唐杰. 谐振注入式有源滤波器数字化控制系统延时研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 104 – 110.
(FAN Ruixiang, LUO An, TANG Jie. The research of the delay based on digital control system of resonance injection active power filter[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2007, 27(13): 104 – 110.)
- [6] 夏向阳, 罗安, 范瑞祥, 等. 有源滤波器控制延时的新型补偿方法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(11): 166 – 172.
(XIA Xiangyang, LUO An, FAN Ruixiang, et al. The novel compensation control delay method of active power filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(11): 166 – 172.)
- [7] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum settings for automatic controllers[J]. *Transactions of American Society of Mechanical Engineers*, 1942, 64: 759 – 768.
- [8] MUDI R K, DEY C, LEE T T. An improved auto-tuning scheme for PI controllers[J]. *Transactions of International Society of Automation*, 2008, 47(1): 45 – 52.
- [9] 项国波. ITAE最优控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1986.
(XIANG Guobo. *ITAE Optimal Control*[M]. Beijing: China Machine Press, 1986.)
- [10] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2001.
(HU Shousong. *The Principle of Automatic Control*[M]. Beijing: Science Press, 2001.)

作者简介:

吴敬兵 (1982—), 男, 博士研究生, 目前主要从事有源电力滤波器和无功补偿技术的研究, E-mail: wujingbing820411@163.com;

罗安 (1957—), 男, 教授, 博士生导师, 已在IEEE Transactions on Industria Electronics等期刊发表论文100多篇, 目前主要从事电力有源滤波、无功补偿和控制理论和技术等方面的教学与科研工作;

彭双剑 (1984—), 男, 博士研究生, 目前主要从事分布式发电及其电能质量问题的研究, E-mail: shuangjian16@163.com;

于力 (1983—), 男, 博士研究生, 目前主要从事微网电能质量、电力系统分析、电力电子技术控制及其应用, E-mail: robotech.yu@gmail.com.

下 期 要 目

- 融合诊断中信息容错性的证据重构方法 梁伟光, 王永, 匡衡, 周建亮
- 带有饱和和受限的挠性卫星变结构姿态容错控制 霍星, 胡庆雷, 肖冰, 马广富
- 考虑参数优化的BTT导弹三维非线性制导律 彭双春, 韩大鹏, 潘亮, 胡天江, 沈林成
- 基于混沌知识迁移的多种群粒子群文化算法 郭一楠, 程健, 曹媛媛, 刘丹丹
- 微粒群优化动态神经网络模型结构分析 范剑超, 韩敏
- 一种全局指数收敛的摄像机内参数观测器 方勇纯, 刘玺, 李宝全, 张雪波
- 有向通讯网络下一类动态群体的整体动力学行为 余宏旺, 郑毓蕃, 张宝善
- 用可分负载理论分析无线传感器网络任务调度 代亮, 沈中, 常义林, 张颖, 闫中江
- 核学习自适应预测控制器的在线更新方法 刘毅, 喻海清, 高增梁, 王海清, 李平
- 带有伸缩器和饱和器的一类非线性系统模糊自适应控制设计 范永青, 王银河, 罗亮, 章云
- 网络社区发现的粒子群优化算法 黄发良, 肖南峰
- 通讯访问约束条件下线性随机系统的状态可估计性 王丽娟, 章辉
- 石油生产过程设定点优化模型及其求解算法 梁昔明, 李山春
- 间歇生产过程的R调节学习控制 贾立, 施继平, 程大帅, 邱铭森
- 广义系统信息融合稳态与自校正满阶Kalman滤波器 马静, 孙书利