

混合型有源滤波器与静止无功补偿器 组成综合补偿系统的电流控制

盘宏斌, 罗安, 彭可, 涂春鸣, 程莹

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省长沙市 410082)

Current Control of Combined Compensation System Composed of HAPF and SVC

PAN Hong-bin, LUO An, PENG Ke, TU Chun-ming, CHENG Ying

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

ABSTRACT: According to the phase delay of output current of combined compensation system which is composed of hybrid active power filter (HAPF) and static var compensator (SVC), the reason causing the phase delay is analyzed, including passive filters, coupling transformer and output filter. The phase delay mentioned above is called as generalized delay here, which is variable with different frequency. In order to eliminate the effects of generalized delay, a novel π -aimed Smith predictor is established based on the fact that there is a π delay between output current and load and thyristor controlled reactor (TCR) harmonic current, which are negative in polarity. Applying generalized integrators with excellent performances of frequency division, a generalized integral control based on predictive compensation at different frequency for generalized delay is proposed. The feasibility and effectiveness of this control method is verified by PSIM simulation and experimental results.

KEY WORDS: combined compensation system; active power filter; Smith predictor; phase delay; generalized integral control

摘要: 针对综合补偿系统中逆变器输出电流相位经输出滤波器、耦合变压器、无源滤波器后会产生相移的问题, 分析了逆变器输出电流相移的原因, 提出了广义滞后的概念和分频补偿的思路。为消除广义滞后对综合补偿系统带来的不利影响, 利用逆变器输出电流与负载及晶闸管控制电抗器谐波电流极性相反等同于相位滞后 π 的原理, 构造了一种新型 π 目标 Smith 预估器进行滞后补偿。结合广义积分器良好的分频性能, 提出了基于广义滞后分频预估补偿的综合补偿系统电

流广义积分控制方法, 并通过仿真和实验验证了该方法的有效性和可行性。

关键词: 综合补偿系统; 有源滤波器; Smith 预估器; 相位滞后; 广义积分控制

0 引言

随着电力电子器件在工业中的广泛应用, 用户端的感性和非线性负载对电网的污染问题日趋严重; 因此, 补充适当的无功功率, 抑制谐波污染受到人们的广泛关注^[1-5]。

目前, FC+TCR型静止无功补偿器(static var compensator, SVC)通过并联固定电容器(fixed capacitor, FC)提供容性无功^[6-8], 但由于存在晶闸管控制电抗器(thyristor controlled reactor, TCR)出现大量的谐波电流, 同时不可避免地存在与电网等效阻抗发生串并联谐振的可能^[9-10], 而混合型有源滤波器(hybrid active power filter, HAPF)只能补偿固定容量的无功功率, 不具备连续调节无功的能力^[11-16]。为解决谐波电流污染和无功补偿 2 个关键问题, 在分析文献[17]的基础上, 文献[18]提出了一种适合安装在公共连接点(point of common connection, PCC)的HAPF+SVC复合型补偿系统, 在SVC系统中增加了小容量的谐振阻抗型混合有源滤波器(resonant impedance type hybrid active filter, RITHAF), RITHAF通过耦合变压器与基波谐振支路并联后再与SVC结构中的固定电容串联接入电网, 既可对由负载引起的电网电压波动、闪变进行补偿, 保持电网电压的稳定, 又可对阻感负载以及电力电子装置、整流电路等引起的无功与谐波电流进行补偿。

然而, 综合补偿系统中的逆变器输出电流相位

基金项目: 国家重点基础研究发展计划项目(973 项目)(2009CB-219706); 国家自然科学基金项目(60774043)。

The National Basic Research Program of China (973 Program) (2009CB219706); Project Supported by National Natural Science Foundation of China(60774043).

经输出滤波器、耦合变压器、无源滤波器后会产生相移的问题没有得到足够的重视,从实际工程应用方面考虑,该问题对系统的性能有着重要的影响。本文分析综合补偿系统中逆变器输出电流相位产生的相移问题,从控制理论的角度看,这种相位偏移实际上是被控对象的一种滞后,而这种滞后的特殊性在于其随频率不同而不同,本文称其为广义滞后。由于广义滞后的频率变化特性,因此其补偿也必须进行分频补偿。利用广义积分器^[19-20]的选频性能,本文提出基于广义滞后分频预估补偿的广义积分控制方法,构造了不同频率广义滞后的新型Smith预估补偿器,实现对广义滞后的有效补偿。

1 HAPF 与 SVC 综合补偿系统及其电流广义滞后

1.1 HAPF 与 SVC 综合补偿系统

为解决无功功率和谐波电流补偿问题,提出了图1所示的综合补偿系统,主电路由TCR和RITHAF组成,TCR三角形连接,在靠近负载侧并联接入电网;RITHAF以电压型逆变器(voltage source converter, VSC)作为其有源部分,无源滤波器(passive filter, PF)中的电容器C串联小电感组成的多组单调谐滤波器和一组2阶高通滤波器可提供固定的容性无功,相当于SVC结构中的固定电容FC,有源部分通过耦合变压器与基波串联谐振电路(fundamental series resonance circuit, FSRC)并联,再与无源部分串联连接,通过其无源部分PF并联接入电网。

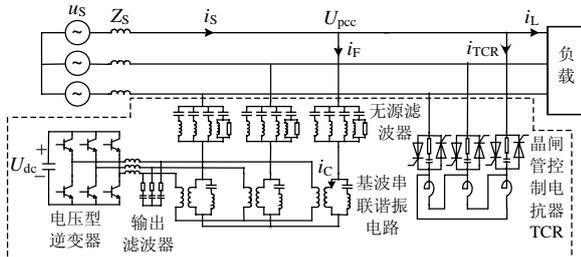


图1 综合补偿系统结构

Fig. 1 Structure of combined compensation system

为有效抑制负载和TCR产生的谐波电流,必须将RITHAF的有源部分控制为一个电流源 i_C 。

实际应用中,由负载产生的电流型谐波源可视为一个理想的谐波电流源与一个很大的谐波阻抗的并联电路。综合补偿系统的单相等效电路如图2所示。图1和图2中: Z_L 为非线性负载的阻抗; i_{TCRh} 为TCR的谐波电流源; i_{TCRf} 为TCR的基波电流; i_{Lh} 为

负载产生的谐波电流源; u_s 为系统电源电压,混合型有源滤波器的有源部分(即电压型逆变器)假设为一个理想的受控电流源 i_C ; i_s 、 i_L 、 i_F 、 i_C 、 i_R 、 i_{TCR} 分别为电网支路、负载支路、HAPF无源支路、HAPF有源支路、HAPF的基波串联谐振电路和TCR的电流; Z_S 、 Z_F 和 Z_R 分别为电网阻抗、无源部分阻抗和FSRC阻抗; Z_{TCR} 为TCR的单相等效可变阻抗; U_{pcc} 为HAPF支路的端电压,即各设备公共连接点电压。本文中出现的下标h和f分别表示相应电流或电压的谐波分量和基波分量,对阻抗而言,分别表示其谐波阻抗和基波阻抗。

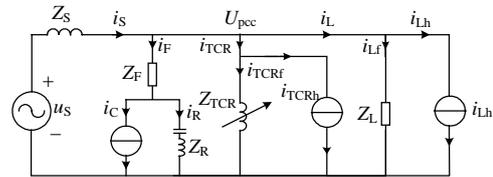


图2 综合补偿系统单相等效模型

Fig. 2 Single phase equal model of combined compensation system

将图2中的电流源 i_C 与阻抗 Z_R 并联支路等效为电压源,由节点电压法,根据图2可列出电压方程

$$\left(\frac{1}{Z_S} + \frac{1}{Z_F + Z_R} + \frac{1}{Z_{TCR}} + \frac{1}{Z_L}\right)U_{pcc} = \frac{U_S}{Z_S} - \frac{I_C Z_R}{Z_F + Z_R} - I_{TCRh} - I_{Lh} \quad (1)$$

由KCL定理可列出电流方程

$$I_S = I_F + I_{TCR} + I_L \quad (2)$$

根据式(1)可求出节点电压 U_{pcc} ,然后求出各对应的支路电流,其中 i_{TCR} 和 i_L 拆分为基波和谐波电流2部分,并代入式(2),则有

$$I_S = \left(\frac{1}{Z_F + Z_R} + \frac{1}{Z_{TCR}} + \frac{1}{Z_L}\right)U_{pcc} + \frac{I_C Z_R}{Z_F + Z_R} + I_{TCRh} + I_{Lh} \quad (3)$$

由式(3)可以看出,如要使该系统能够有效滤除谐波电流,只须控制有源滤波器的有源部分,使其输出电流为

$$I_C = \left(-\frac{Z_F}{Z_R} - 1\right)(I_{TCRh} + I_{Lh}) \quad (4)$$

综合分析式(4)可知,对于本文所研究的综合型补偿系统,具有谐波治理的功能,其有源部分的容量既与负载电流和晶闸管控制电抗器的谐波电流大小有关,又与HAPF的无源部分阻抗 Z_F 和FSRC阻抗 Z_R 有关系,同时也表明有源滤波器的输出电流 i_C 与检测的谐波指令电流 $i_{TCRh} + i_{Lh}$ 由于FSRC阻抗和FC阻抗的存在而产生相移。当然式(4)也反映另外一个问题,即如果检测的谐波电流中包含有基波成

分, 则因基波成分的放大可能引起有源滤波器的损坏。

1.2 电流广义滞后

由图 1 的综合补偿系统结构可以看出, 逆变器产生的输出电流须经过输出滤波器、耦合变压器和无源滤波器后才流入电网, 抵消负载和 TCR 产生的谐波电流。输出滤波器、耦合变压器和无源滤波器均由电感和电容等组成, 耦合变压器也主要表现为感性, 因此对逆变器输出电流会产生相位偏移, 该偏移必然会对有源滤波器的电流跟踪控制造成影响, 进而影响系统的性能。

在实际工程应用中, 单调谐无源滤波器对于相应的负载特征谐波实际上是偏感性的, 而非阻性, 2 阶高通无源滤波器对负载特征谐波中的高次谐波部分也是呈感性的。逆变器输出电流中的各谐波分量必然都流向相应的低阻抗通道, 即通过相应的无源滤波器流向电网, 3、5、7 次谐波分量流向 3、5、7 次单调谐滤波器, 高次谐波分量流向高通滤波器; 因此, 无源滤波器对逆变器输出电流呈感性, 使其相位产生滞后。逆变器输出滤波器的目的主要是对高频开关毛刺电流进行衰减, 经电容支路滤除, 而对相对较低频率的逆变器输出电流谐波不进行衰减, 基本不流入电容支路, 只经过电感支路; 因此, 输出滤波器对逆变器输出电流也呈感性, 使其相位产生滞后。耦合变压器主要表现为漏抗, 也使逆变器输出电流相位产生滞后。FSRC 调谐在基波频率, 对谐波电流也呈感性, 且对仅包含谐波分量的逆变器输出电流呈现高阻抗, 输出电流基本流向无源滤波器, 因此 FSRC 的影响不大。基于上述分析, 逆变器输出电流相位经输出滤波器、耦合变压器和无源滤波器后, 其相位将滞后。这种逆变器输出电流的相位滞后, 从控制理论的角度来看实际上是被控对象的一种滞后, 而这种滞后的特殊性在于其随频率的不同而不同, 对于某一确定频率的电流, 这种滞后也是确定的。

从综合补偿系统结构可以看出, 输出滤波器、耦合变压器、FSRC、无源滤波器等电路的阻抗经串联、并联后, 即为使得逆变器输出电流产生广义滞后的等效阻抗, 本文称为移相阻抗。移相阻抗的表达式比较复杂, 由于定性分析的缘故, 本文没有具体推导。不难发现, 对于一个实际的综合补偿系统而言, 输出滤波器、耦合变压器、FSRC 和无源滤波器等的参数(电容值、电感值、电阻值、变压器漏抗值和变比)均是确定的, 对于不同频率的谐波, 虽

然其移相阻抗都不同, 但都是确定的; 因此, 不同频率下的移相阻抗最终均可以求解得到一个包括实部和虚部的简单形式, 频率为 ω 的移相阻抗, 即

$$Z_\omega = R_\omega + jX_\omega \quad (5)$$

式中 R_ω 和 X_ω 为确定的常数, 但不同频率下数值不同(在移相阻抗计算中包括很多串/并联计算, 使得实部 R_ω 也与频率有关), 即它们包含了频率信息。

逆变器输出电流中频率为 ω 的分量的广义滞后相位为

$$\theta_\omega = \arctan(X_\omega / R_\omega) \quad (6)$$

则频率为 ω 的电流分量的广义滞后时间为

$$\tau_\omega = \frac{\theta_\omega}{2\pi f_\omega} = \frac{\theta_\omega}{\omega} = \frac{\theta_\omega}{n\omega_s} \quad (7)$$

式中: ω_s 为工频基波角频率; n 为谐波次数, n 与 θ_ω 一一对应。由于广义滞后的频率变化特性, 其补偿也必须进行分频补偿。

2 基于广义滞后分频预估补偿的广义积分控制

2.1 新型 π 目标 Smith 预估器

滞后对控制系统的品质有很大影响, 单纯在检测或控制环节补偿一个滞后时间不能保证系统控制品质。滞后补偿的方法在控制理论中有很多, 其中 Smith 预估器是一种实用性很强、简单有效的方法^[21]。传统 Smith 预估器滞后补偿控制系统如图 3 所示, 图中: $G_C(s)$ 为广义积分控制器^[19]; $G_o(s)$ 为未考虑广义滞后的 RITHAF 理想数学模型; $G_o(s)e^{-\tau s}$ 为考虑广义滞后的 RITHAF 实际模型; $u(s)$ 为控制器输出的控制量。传统 Smith 预估器虽然能够消除时滞对系统控制品质的影响, 但被控量的响应比给定量仍然滞后, 对于给定量为定值(相当于直流量)的系统, 这种滞后是允许的。在 RITHAF 电流控制中, 被控量为输出电流 $i_C(s)$, 给定量 $i_C^*(s)$ 实际为与负载和 TCR 谐波电流极性相反的 $-(i_{TCR} + i_{Lh})$, 均为周期量而非直流量, $i_C(s)$ 必须实时跟踪 $i_C^*(s)$, 不允许滞后, 因此, 传统 Smith 预

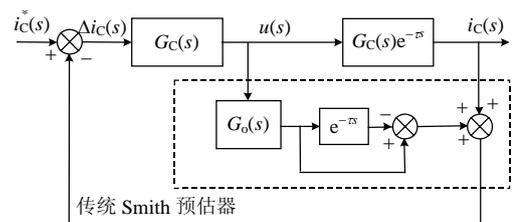


图 3 传统 Smith 预估器滞后补偿控制系统
Fig. 3 Traditional Smith predictor system

估器不能直接应用到综合补偿系统的电流控制中。

考虑到 $i_C^*(s)$ 本来应与负载和 TCR 谐波电流 ($i_{TCRh}+i_{Lh}$) 极性相反, 即二者相位相差 π , 不难发现, 如果 $i_C^*(s)$ 与 ($i_{TCRh}+i_{Lh}$) 极性相同, 即 $i_C^*(s)=(i_{TCRh}+i_{Lh})$, 则要求实际输出电流 $i_C(s)$ 不是完全跟踪 $i_C^*(s)$, 而是要求其滞后 $i_C^*(s)$ 一个 π 的相位, 即要求对象传递函数 $G_o(s)e^{-\pi s}$ 经过 Smith 预估器补偿后应为 $G_o(s)e^{-\pi s}$ (为描述方便和直观, 本文将相位 π 所对应的滞后时间简记为 π)。本文称这样构造的新型 Smith 预估器为 π 目标 Smith 预估器, 它能够消除广义滞后对系统控制品质的影响, 且被控量 $i_C(s)$ 的响应比给定量 $i_C^*(s)$ 滞后 π , 即与负载和 TCR 谐波电流 ($i_{TCRh}+i_{Lh}$) 大小相等、极性相反, 从而保证了综合补偿系统的性能。

基于上述分析, 在 $i_C^*(s)=(i_{TCRh}+i_{Lh})$ 的情况下, 根据 Smith 预估补偿原理, 构造新型 π 目标 Smith 预估器, 即

$$G_B(s) = G_o(s)(1 - e^{-\pi s}) \quad (8)$$

构造的新型 π 目标 Smith 预估器补偿控制系统如图 4 所示, 则系统闭环传递函数为

$$\frac{i_C(s)}{i_C^*(s)} = \frac{G_C(s)G_o(s)e^{-\pi s}}{1 + G_C(s)G_o(s)} \quad (9)$$

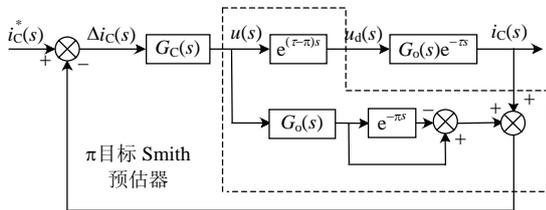


图 4 新型 π 目标 Smith 预估器滞后补偿控制系统

Fig. 4 Novel π -aimed Smith predictor system

由式(9)可以看出, 在闭环系统的特征方程中, 既不包含 $e^{-\pi s}$ 也不包含 $e^{-\pi s}$, 即该系统已消除了广义滞后对系统控制品质的影响。而在式(9)分子部分有 $e^{-\pi s}$, 说明被控量 $i_C(s)$ 将比给定量 $i_C^*(s)$ 滞后 π , 即与负载谐波电流 i_{Lh} 大小相等、极性相反。

2.2 基于分频预估补偿的广义积分控制

综合补偿系统的逆变器输出电流广义滞后随频率不同而不同, 必须进行分频补偿。由于广义积分器具有很好的频率选择性, 针对具体的 n 次谐波, 可通过相应的广义积分器得到频率为 ω_n 的单一频率正弦周期信号的期望幅值积分信号, 因此广义积分器是理想的广义滞后分频方法。本文提出的基于广义滞后分频预估补偿的广义积分控制方法, 就是利用广义积分器的选频性能, 结合上述新型 π 目

标 Smith 预估器, 实现对广义滞后的有效补偿。控制系统框图如图 5 所示, 为便于控制量计算, 将 π 目标 Smith 预估器的结构进行了调整。

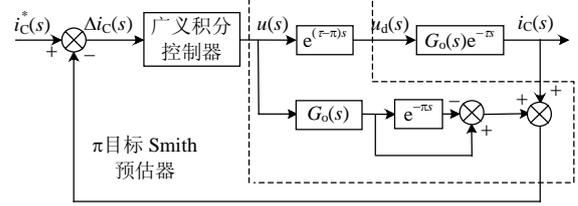


图 5 基于广义滞后分频预估补偿的广义积分控制

Fig. 5 Generalized integral control based on predictive compensation at different frequency for generalized delay

类似于常规比例积分控制, 得到基于广义滞后分频预估补偿的广义比例积分控制量计算框图如图 6 所示, 图中: $v(s)$ 为广义积分控制器输出与三角波调制后得到的逆变器开关控制信号, $i_{C,F}(s)$ 为 π 目标 Smith 预估器产生的反馈量辅助信号, 则广义积分控制器输入偏差为

$$\Delta i_C(s) = i_C^*(s) - [i_C(s) + i_{C,F}(s)] \quad (10)$$

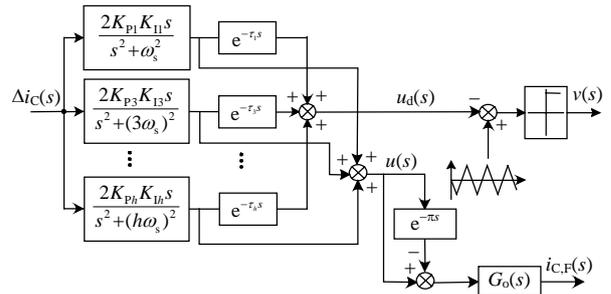


图 6 控制量计算

Fig. 6 Realization of control system

RITHAF 的控制量为

$$u_d(s) = \Delta i_C(s) \sum_{h \in H} \frac{2K_{ph}K_{lh}s}{s^2 + (h\omega_s)^2} e^{-\tau_h s} \quad (11)$$

式中: K_{Ph} 、 K_{Lh} 分别为对 h 次谐波的比例系数和积分系数; τ_h 为 h 次谐波所需补偿的滞后量, 由式(7)可得

$$\tau_h = \frac{\pi - \theta_h}{2\pi} \frac{1}{f_h} = \frac{\pi - \theta_h}{\omega_h} = \frac{\pi - \theta_h}{h\omega_s} \quad (12)$$

式中: θ_h 为对应 h 次谐波的广义滞后相位; ω_h 为 h 次谐波角频率。

实际上, 对于有源滤波器而言, 只需要考虑有限的几次谐波, 因此 H 为 RITHAF 需要滤除的谐波次数的集合, 本文中主要考虑 3、5、7 次谐波和高次谐波, 有

$$H = \{1, 3, 5, 7, h\} \quad (13)$$

式(13)中, 考虑基波的原因是要保证逆变器输出电流 $i_C(s)$ 中不含基波电流分量, 即消除其中的基

波分量，以降低RITHAF有源部分容量^[9]。

文献[19]提出的一种应用于有源滤波器的广义积分迭代控制算法，充分利用了以前的控制量信息，减小了控制算法的计算量。因此，本文所提控制算法也可得到相类似的离散迭代控制率，只要将广义滞后补偿量离散化即可。

$e^{-\tau_h s}$ 在离散控制中实际上是对信号做 $-k_h$ 倍控制周期 T 的延迟，即取当前信号在 k_h 个控制周期之前的信号，这从信号的历史数据中是比较容易获得的。其中

$$k_h = \frac{\tau_h}{T} = \frac{\pi - \theta_h}{hT\omega_s} \quad (14)$$

本文控制方法中，对 h 次谐波的控制量为

$$u_{dh}(s) = \Delta i_C(s) \frac{2K_{ph}K_{lh}s}{s^2 + (h\omega_s)^2} e^{-\tau_h s} \quad (15)$$

整理得

$$s^2 u_{dh}(s) + (h\omega_s)^2 u_{dh}(s) = 2K_{ph}K_{lh} s e^{-\tau_h s} \Delta i_C(s) \quad (16)$$

则其时域方程为

$$\frac{d^2 u_{dh}(t)}{dt^2} + (h\omega_s)^2 u_{dh}(t) = 2K_{ph}K_{lh} \frac{d\Delta i_C(t - \tau_h)}{dt} \quad (17)$$

式(17)的差分方程形式为

$$[u_{dh}(k) - u_{dh}(k-1)] - [u_{dh}(k-1) - u_{dh}(k-2)] + (h\omega_s)^2 \cdot u_{dh}(k) = 2K_{ph}K_{lh} [\Delta i_C(k - k_h) - \Delta i_C(k - k_h - 1)] \quad (18)$$

整理式(18)，可得

$$u_{dh}(k) = \frac{1}{1 + (h\omega_s)^2} \{2K_{ph}K_{lh} [\Delta i_C(k - k_h) - \Delta i_C(k - k_h - 1)] + [2u_{dh}(k-1) - u_{dh}(k-2)]\} \quad (19)$$

可见，只要保留上 2 个控制周期的控制量 $u_{dh}(k-1)$ 和 $u_{dh}(k-2)$ 以及当前时刻 k 的前 k_h 个和前 k_h+1 个控制周期的电流误差 $\Delta i_C(k - k_h)$ 和 $\Delta i_C(k - k_h - 1)$ ，就可以很方便地获得新的控制量 $u_{dh}(k)$ 。

由此可以得到控制系统对于各次谐波的总的离散控制量为

$$u_d(k) = \sum_{h \in H} u_{dh}(k) \quad (20)$$

式(20)为整体公式，在实际控制中，A、B、C 三相须分别计算。

2.3 控制方法的实时性改善

本文所提方法是一种计算机控制方法，主要利用微处理器实现，其特点是控制指令每隔一定的周期更新 1 次，控制指令的更新周期大于或等于系统的采样周期，从当前周期更改控制指令的时刻开始，到下一个周期更改控制指令之前，系统的控制信号保持不变，并不跟随控制对象的变化而变化，

这是与实时性相关的一个重要原因。提高系统的采样频率，缩短控制信号的更新周期，可提高其实时性；但是，由于微处理器进行信号处理需要一定的时间周期，不能任意地提高采样频率，而且提高采样频率的代价是增加微处理器的计算任务，进一步延长控制器信号处理所需时间，将占用微处理器更多的存储空间。因此，提高系统的采样频率并不是一个根本的解决办法。

与实时性相关的另一个更重要的原因是数字化控制器控制信号的离散化，它可视为另外一种形式的延时，延时的大小与系统的控制信号或采样周期的更新周期有关，为提高实时性，本文采用高速数字信号处理器(digital signal processor, DSP)，同时尽可能地减少数字信号处理器对数据的计算量，为此本文采用文献[19]提出的广义积分迭代控制算法，只需根据上 2 个控制周期的控制量以及当前时刻 k 的前 k_h 个和前 k_h+1 个控制周期的电流误差，可很方便地获得新的控制量，如式(19)所示。

3 仿真实验分析

为验证本文提出的基于广义滞后分频预估补偿的广义积分控制方法，对综合系统进行仿真研究。采用PSIM仿真软件，仿真系统如图 1 所示，仿真实验均以A相为例。电网电压有效值为 120 V，频率为 50 Hz。电网阻抗中电阻为 1 mΩ，电感为 50 μH。逆变器直流侧电压为 300 V。谐波源为多个电流源的并联，分别是：3 次谐波源为 40 A；5 次谐波源为 24 A；11 次谐波源为 11 A；13 次谐波源为 9 A；17 次谐波源为 7 A。A 相各谐波初相角均为 0°，基波由 2 部分组成，初相角为 0°的 120 A 和初相角为 -90°的 30 A。广义积分控制器中，比例系数 K_{ph} 为 30，需要治理的 h 次谐波的积分系数 K_{lh} 均为 300，由于不同频率下 h 次谐波对应的阻抗值不一样，相应的滞后时间也不一样，因此 τ_h 的具体参数须根据式(6)、(7)计算确定，开关模式都采用三角波调制方法获取，三角波幅值为 -10~+10，频率为 10 kHz。在仿真中，系统于 0.2 s 时投入电网。

图 7(a)为在 0~1 s 时段内，A 相负载电流 i_{La} 、电网电流 i_{Sa} 、逆变器输出电流跟踪误差 e 的波形，从图中可以看出，系统投入后能够使逆变器输出电流跟踪误差迅速减小。图 7(b)和图 7(c)分别为在 0.9~1 s 时段内的波形和 0~2 s 时的频谱，可以看出， i_{Sa} 的波形非常接近于正弦波，谐波含量很小，说明滤波效果很好。从 e 的波形和频谱可知，本文所提控制

方法能迅速地使电流跟踪误差减至很小, 没受到广义滞后的影响。

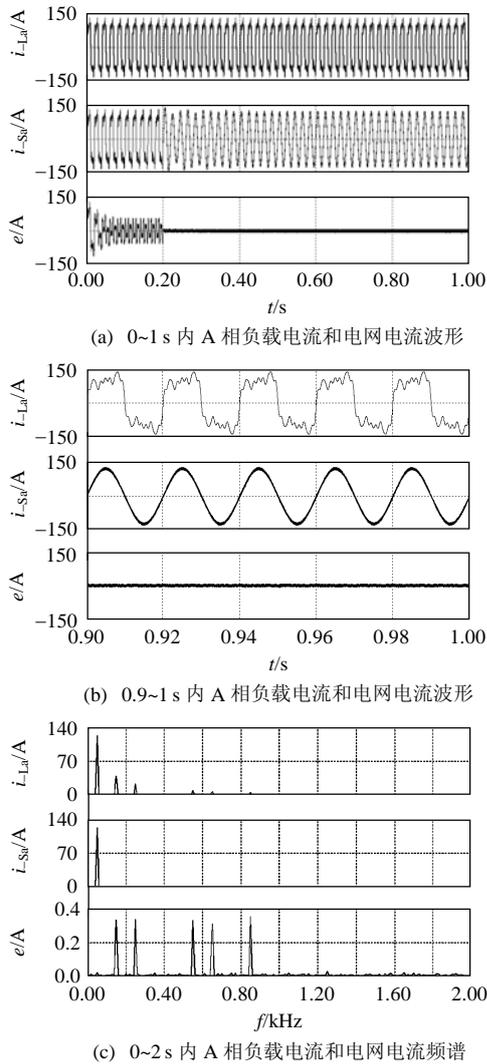


图7 A相仿真电流波形和频谱

Fig. 7 Simulation results of phase A

图8为示波器所采集的电压/电流波形, 给出了本文所提控制方法作用下, HAPF+SVC组成的综合补偿系统在实验室的运行情况。由图8(a)可以看出,

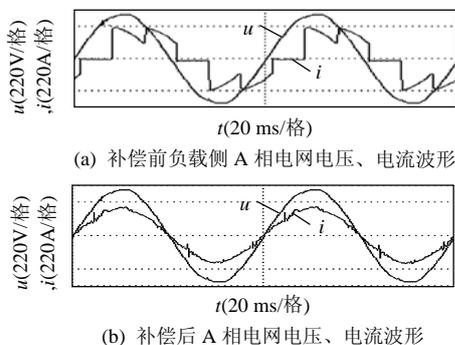


图8 综合补偿系统投运前后电流波形

Fig. 8 Current waveforms before and after combined compensation system operates

整流桥负载电流滞后电压 30° 左右, 功率因数低于0.85; 由图8(b)可以看出, 电压与电流基本同相位, 功率因数有所提高, 达到0.95以上。实验参数为: 电网线电压为380V, 谐波源为三相整流桥带阻感性负载, TCR容量为50kvar, RITHAF的FC包含容性无功为64kvar。从系统投入后的电压、电流波形可以看出, 滤波及无功补偿效果较好, 说明本文所提控制方法是行之有效的。

4 结论

HAPF+SVC组成的综合补偿系统具有SVC和HAPF的优势, 但指令电流与逆变器输出电流之间存在相移阻抗而使得输出电流滞后, 本文以综合补偿器为例, 对其逆变器输出电流与指令电流之间存在相位滞后的原因进行了分析, 并采取了相应的解决措施:

1) 根据分析得到的产生滞后的原因, 将这种随频率不同而不同的相位偏移定义为广义滞后, 并提出了对其进行分频补偿的思路;

2) 为消除广义滞后对综合补偿系统带来的不利影响, 本文利用逆变器输出电流与负载及其TCR谐波电流极性相反等同于相位滞后 π 的原理, 构造了一种新型 π 目标Smith预估器进行滞后补偿;

3) 结合广义积分器良好的分频与选频性能, 提出了基于广义滞后分频预估补偿的电流广义积分控制方法, 并进行了仿真及其实验验证, 取得了较好的效果。

参考文献

- [1] 王广柱. 并联型有源电力滤波器电流控制的等效原理[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 40-45.
Wang Guangzhu. Equivalence principle of current control for shunt active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(15): 40-45(in Chinese).
- [2] Senini S, Wolfs P J. Analysis and design of a multiple-loop control system for a hybrid active filter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(6): 1283-1292.
- [3] Detjen D, Jacobs J, Doncker De R W, et al. A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(6): 821-827.
- [4] 纪飞峰, 周荔丹, 姚钢, 等. 基于同步对称分量法的静止无功补偿装置[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 24-29.
Ji Feifeng, Zhou Lidan, Yao Gang, et al. Static var compensator based on the method of synchronous symmetrical component [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 24-29(in Chinese).
- [5] 涂春鸣, 盘宏斌, 唐杰, 等. 企业配电网电能质量补偿系统的设计及应用[J]. 电网技术, 2008, 32(9): 10-14.

- Tu Chunming, Pan Hongbin, Tang Jie, et al. Design and application of power quality compensation system for enterprise distribution network[J]. Power System Technology, 2008, 32(9): 10-14(in Chinese).
- [6] 翁利民, 陈允平, 舒立平. 大型炼钢电弧炉对电网及自身的影响和抑制方案[J]. 电网技术, 2004, 28(2): 64-67.
Weng Limin, Chen Yunping, Shu Liping. Influence of electric arc steel furnace on the power system and its suppression[J]. Power System Technology, 2004, 28(2): 64-67(in Chinese).
- [7] 袁佳歆, 陈柏超, 万黎, 等. 利用配电网静止无功补偿器改善电网电能质量的方法[J]. 电网技术, 2004, 28(19): 81-84.
Yuan Jiaxin, Chen Baichao, Wan Li, et al. The method to improve power quality of distribution system by distribution static compensator[J]. Power System Technology, 2004, 28(19): 81-84(in Chinese).
- [8] 杨晓东, 房大中, 刘长胜, 等. 阻尼联络线低频振荡的 SVC 自适应模糊控制器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(1): 55-63.
Yang Xiaodong, Fang Dazhong, Liu Changsheng, et al. An adaptive svc fuzzy controller for damping tie-link low frequency oscillation [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(1): 55-63(in Chinese)
- [9] 唐欣, 罗安, 涂春鸣. 基于递推积分 PI 的混合型有源电力滤波器电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 38-41.
Tang Xin, Luo An, Tu Chunming. Recursive integral PI for current control of hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 38-41(in Chinese).
- [10] Malesni L, Mattavelli P, Buso S. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1999, 35(3): 613-620.
- [11] 范瑞祥, 罗安, 周柯, 等. 并联混合型有源滤波器的建模和控制策略分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 55-61.
Fan Ruixiang, Luo An, Zhou Ke, et al. The modeling and the control strategy analysis of shunt hybrid active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 55-61(in Chinese).
- [12] 盘宏斌, 罗安, 唐杰, 等. 一种改进的基于最小二乘法的自适应谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(13): 144-151.
Pan Hongbin, Luo An, Tang Jie, et al. An improved adaptive harmonic detection method based on least squares algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(13): 144-151(in Chinese).
- [13] Moran L T, Mahomar J J, Dixon J R. Careful connection[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2004, 10(2): 43-50.
- [14] Senini S T, Wolfs P J. Systematic identification and review of hybrid active filter topologies[C]. PESC02' IEEE 33 rd Annual, Cairns, Australia, 2002.
- [15] 范瑞祥, 罗安, 李欣然. 并联混合型有源电力滤波器的系统参数设计及应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 106-111.
Fan Ruixiang, Luo An, Li Xinran. Parameter design and application of shunt hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 106-111(in Chinese).
- [16] 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 CSEE, 2007, 27(13): 104-110(in Chinese).
- [17] Lee S Y, Wu C J. Combined compensation structure of an SVC and an active filter for unbalanced three phase distribution feeders with harmonic distortion[C]. The 4th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, Hong Kong, China, 1997.
- [18] 帅智康, 罗安, 刘定国, 等. 静止无功补偿器与有源电力滤波器联合运行系统[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 56-64.
Shuai Zhikang, Luo An, Liu Dingguo, et al. Combined system of static var compensator and active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 56-64(in Chinese).
- [19] 涂春鸣, 罗安. 基于广义积分迭代算法的有源滤波器三重变结构控制[J]. 电工电能新技术, 2004, 23(1): 34-38.
Tu Chunming, Luo An. Iterative generalized integrator algorithm based ternary variable structure control for active power filter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2004, 23(1): 34-38(in Chinese).
- [20] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(2): 523-532.
- [21] 侯志林. 过程控制与自动化仪表[M]. 北京: 机械工业出版社, 1999: 206-208.



盘宏斌

收稿日期: 2009-01-12。

作者简介:

盘宏斌(1972—), 男, 博士研究生, 讲师, 研究方向为无功补偿与谐波治理, pan_hongbin@163.com;

罗安(1957—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为高电能质量输配电技术;

彭可(1973—), 男, 博士, 副教授, 主要从事网络通信和自动控制方面的研究;

涂春鸣(1976—), 男, 博士, 教授, 主要从事谐波治理、无功补偿和自动控制方面的研究;

程莹(1985—), 女, 硕士研究生, 主要从事有源滤波器方面的研究。

(责任编辑 马晓华)