

# 高压配电网谐波及无功综合动态补偿系统研究

吴传平, 罗 安, 涂春鸣, 王 文

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

**摘要:** 提出一种适用于谐波及无功综合动态补偿系统(HRIDC)的控制方法。HRIDC 由注入式混合有源电力滤波器(IHAPF)和静止无功补偿器(SVC)联合构成。在分析 HRIDC 结构和原理、建立其电气模型的基础上,设计了一种由 IHAPF 复合控制和 SVC 模糊 PI 控制组成的 HRIDC 控制方法。IHAPF 复合控制由分频控制和滞环控制构成。跟踪误差大时采用滞环控制,以提高响应速度;跟踪误差小时采用分频控制,实现零稳态误差控制。该方法有效综合了分频控制和滞环控制的优点,实现谐波的快速和无差跟踪。SVC 模糊 PI 控制根据电网电压控制误差和模糊规则表在线调整 PI 控制参数,提高对无功控制的响应速度和控制精度。仿真和工程应用结果验证了所提出控制方法的有效性。

**关键词:** 高压配电网; 谐波抑制; 无功补偿; 综合动态补偿

**中图分类号:** TM 13; TM 76

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1006-6047(2011)04-0017-06

为实现高压配电网谐波及无功综合动态补偿系统(HRIDC)对谐波和无功的协调控制,提高谐波和无功的动态和稳态补偿性能<sup>[1-5]</sup>,在分析 HRIDC 结构和基本原理的基础上,建立 HRIDC 的电气模型,提出注入式混合有源电力滤波器(IHAPF)<sup>[6-12]</sup>复合控制和静止无功补偿器(SVC)<sup>[13-15]</sup>模糊 PI 控制方法,并通过仿真和工程应用结果验证所提出控制方法的有效性。

## 1 HRIDC 的基本原理

### 1.1 拓扑结构

HRIDC 结构如图 1 所示,由能进行谐波动态治理的 IHAPF 与能进行动态无功调节的 SVC 并联构成。IHAPF 由基波串联谐振注入支路、耦合变压器、低通滤波器、逆变器和提供稳定直流电压的不可控

整流电路构成;SVC 为晶闸管控制电抗器(TCR)。在 IHAPF 中,由于逆变器通过耦合变压器与基波谐振支路并联, IHAPF 不承受基波电压,降低了其容量,满足了高压配电网及大功率场合下谐波治理的要求。基波电压几乎全部由注入电容承担,使得 IHAPF 具有无功补偿功能。SVC 中 TCR 通过调整晶闸管触发角能动态调节无功,通过与 IHAPF 中注入电容配合,达到提高系统功率因数的目的。TCR 在进行无功动态调节的同时,也带来了谐波。IHAPF 通过检测非线性负载谐波电流与 TCR 产生的谐波电流之和,注入电网与其幅值相同、相位相反的谐波电流达到消除电网谐波的目的。因此 HRIDC 实现了谐波和无功动态补偿,使电网具有高功率因数和低谐波含量的高电能质量。

### 1.2 HRIDC 电气模型的建立

HRIDC 中 IHAPF 和 SVC 相互配合,动态治理系

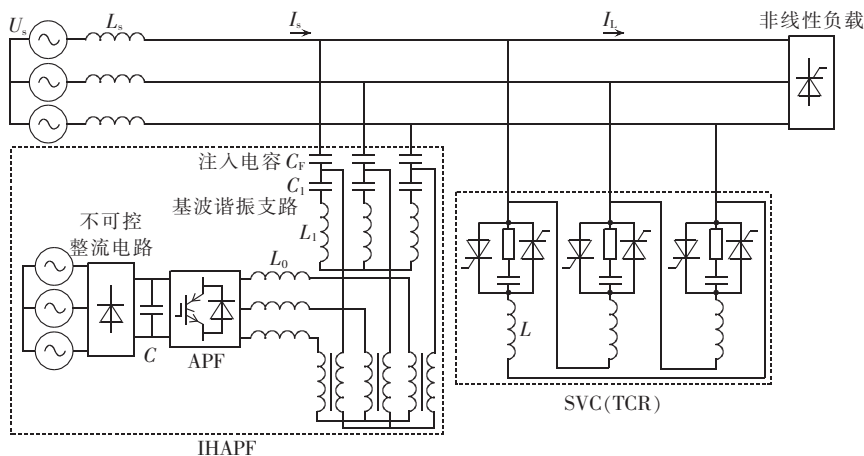


图 1 HRIDC 结构图

Fig.1 Structure of HRIDC

统谐波和补偿系统无功。IHAPF 治理非线性负载和 TCR 产生的总谐波,且注入电容能提供一定的无功补偿能力;SVC 动态调节系统无功。IHAPF 和 SVC 联合运行系统的单相等效电路图如图 2 所示,其中,  $Z_{\text{TCR}}$  为晶闸管的等效阻抗,  $Z_s$  为系统阻抗,  $Z_1$  为注入电容阻抗,  $Z_2$  为基波谐振支路和输出电抗的并联阻抗,  $Z_L$  为负载等效阻抗;  $i_c$  为逆变器输出的等效谐波电流,为一受控电流源,负载谐波和 TCR 产生的谐波分别被等效为谐波电流源  $i_{1h}$  和  $i_{\text{TCRh}}$ 。

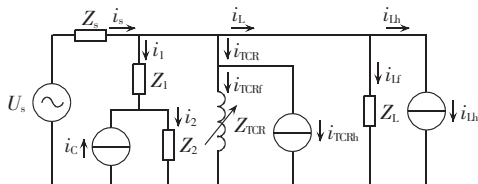


图 2 HRIDC 单相等效电路

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of HRIDC

在分析谐波时,只考虑非线性负载和 TCR 的谐波电流源作用,即  $U_s=0$ 。忽略负载阻抗,电路进一步等效为图 3 所示。

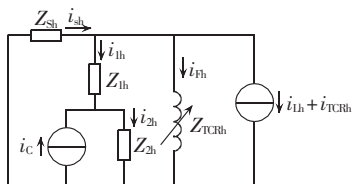


图 3 谐波治理单相等效电路

Fig.3 Single-phase equivalent circuit of harmonic suppression

逆变器可等效为一受电网谐波电流控制的电流源,其值可表示为

$$i_c = k i_{sh}$$

其中,  $i_{sh}$  为电网支路电流的谐波分量;  $k$  为控制系数。

根据基尔霍夫定律可以列写如下方程:

$$\begin{cases} i_{sh} = i_{1h} + i_{Fh} + i_{\text{TCRh}} + i_{1h} \\ k i_{sh} + i_{1h} = i_{2h} \\ -i_{sh} Z_{sh} = i_{Fh} Z_{\text{TCRh}} \\ i_{1h} Z_{1h} + i_{2h} Z_{2h} = i_{Fh} Z_{\text{TCRh}} \end{cases} \quad (1)$$

由上述方程组可求出电网支路谐波电流与负载谐波电流和晶闸管控制器谐波电流之和的比值为

$$\frac{i_{sh}}{i_{1h} + i_{\text{TCRh}}} = \frac{Z_{\text{TCRh}}(Z_{1h} + Z_{2h})}{Z_{\text{TCRh}}(Z_{1h} + Z_{2h} + k Z_{2h}) + Z_{sh}(Z_{1h} + Z_{2h} + Z_{\text{TCRh}})} \quad (2)$$

令  $Z = k Z_{2h} Z_{\text{TCRh}} / (Z_{1h} + Z_{2h} + Z_{\text{TCRh}})$ , 图 3 所示的单相等效电路还可等效为如图 4 所示的等效电路。

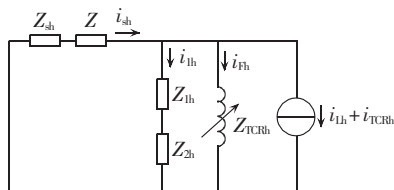


图 4 谐波阻抗形式的单相等效电路

Fig.4 Single-phase equivalent circuit of harmonic impedance type

从图 4 可以看出, IHAPF 的有源部分相当于在电网支路上串联了一个可控的谐波阻抗,当  $Z$  足够大时,流入电网的谐波电流将会很小,接近于 0,达到了谐波治理的目的。

只考虑基波无功功率,原电路中的谐波源相当于开路,基波串联谐振支路不承受基波电压,可将其视为短路。其单相等效电路图如图 5 所示。

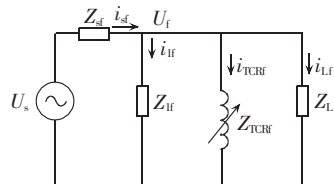


图 5 无功补偿等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of reactive power compensation

在工程实际中,负载基波阻抗  $Z_{Lf}$  一般呈感性。设其阻抗角为  $\theta$ , 即  $Z_{Lf} = |Z_{Lf}|(\cos \theta + j \sin \theta)$ 。设负载侧电压为  $U_f$ , 当系统无功得到补偿时,系统阻抗压降很小,可近似认为  $U_f = U_s$ 。注入电容基波阻抗  $Z_{sf}$  呈容性,晶闸管控制电抗器基波阻抗  $Z_{\text{TCRf}}$  呈感性。要补偿系统无功,则满足  $Q_L = Q_C$ , 即

$$\frac{U_s^2}{|Z_{Lf}|} = \frac{U_s^2}{|Z_{\text{TCRf}}|} + \frac{U_s^2}{|Z_{Lf}|} \sin \theta \quad (3)$$

可以解得:

$$|Z_{\text{TCRf}}| = \frac{|Z_{Lf}|}{|Z_{Lf}| - |Z_{Lf}| \sin \theta} \quad (4)$$

TCR 中流过的基波电流  $i_{\text{TCRf}}$  与晶闸管导通角之间的关系为

$$i_{\text{TCRf}} = \frac{\delta - \sin \delta}{\pi X_L} U_s \quad (5)$$

其中,  $X_L$  为与晶闸管串联电抗的感抗值。TCR 等效阻抗即为

$$|Z_{\text{TCRf}}| = \frac{U_s}{i_{\text{TCRf}}} = \frac{\pi X_L}{\delta - \sin \delta} \quad (6)$$

由式(4)和式(6)可得:

$$\frac{\pi X_L}{\delta - \sin \delta} = \frac{|Z_{Lf}|}{|Z_{Lf}| - |Z_{Lf}| \sin \theta} \quad (7)$$

上式中只有  $\delta$  为变量,因此只要调节晶闸管导通角  $\delta$ ,即可补偿系统无功。

## 2 HRIDC 的控制方法

由上述原理分析可知, IHAPF 既要补偿负载谐波,也要跟踪 TCR 产生的谐波。而 TCR 为动态补偿装置,其产生谐波也会跟着变化,因此要求综合补偿系统中 IHAPF 比普通 APF 更具有快速的跟踪响应速度,以满足对动态参考量的跟踪要求。考虑到同时使 IHAPF 具有较高的谐波补偿精度,本文提出基于滞环控制和分频控制的 IHAPF 复合控制方法,以满足 IHAPF 跟踪速度和控制精度的双重要求。为使 SVC 具有较快的响应速度和较好的适应性,提高无功补偿效果,提出 SVC 模糊 PI 控制方法。

## 2.1 IHAPF 复合控制方法

传统滞环控制方法具有跟踪速度快的优点,缺点是控制精度不够,分频控制方法具有稳态零误差的控制精度,但实时性欠佳。为综合两者的优点,本文提出的 IHAPF 复合控制方法包含传统滞环控制方法和分频控制方法,综合传统滞环控制响应速度快和分频控制稳态误差小的优点,通过一个开关选择函数实现:在 IHAPF 跟踪误差较大时,采用滞环控制方法,以提高跟踪速度;在 IHAPF 误差谐波电流较小时,采用分频控制,以进一步消除误差,实现稳态零误差控制。IHAPF 复合控制方法原理图如图 6 所示,图中  $I_j$  为 IHAPF 注入电容流过的电流,  $I_{jh}$  为  $I_j$  中的谐波电流成分。

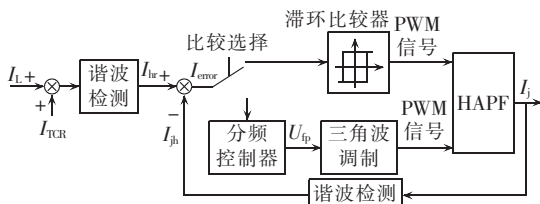


图 6 IHAPF 复合控制原理图

Fig.6 Complex control for IHAPF

检测负载电流  $I_L$  与 TCR 电流  $I_{TCR}$  中的谐波电流和  $I_{hr}$ , 作为 IHAPF 注入电网谐波的控制参考量。

定义电流跟踪误差为  $I_{error}$ , 则

$$I_{error} = I_{hr} - I_{jh} \quad (8)$$

设常量  $H$  为环宽, 复合控制策略为: 当  $|I_{error}| > H$  时选择滞环控制, 电流跟踪误差信号  $I_{error}$  经滞环比较器产生 PWM 开关信号控制 IHAPF; 当  $|I_{error}| < H$  时选择分频控制, 电流跟踪误差信号  $I_{error}$  经分频控制器后, 通过三角波调制产生 PWM 信号控制 IHAPF 中逆变器。本文定义信号  $X$  被三角波信号  $\Delta$  调制得到的开关信号表示为  $X/\Delta$ , 则 IHAPF 复合控制算法可以表示为

$$V = \begin{cases} 0 & I_{error} > H \\ 1 & I_{error} < -H \\ U_{fp}/\Delta & |I_{error}| \leq H \end{cases} \quad (9)$$

其中,  $V$  表示 PWM 开关信号,  $U_{fp}$  表示分频控制器的输出量。这样, 在电流跟踪误差绝对值大于环宽时, 选择滞环控制, 以提高电流跟踪速度, 在电流跟踪误差绝对值小于环宽时, 采用分频控制方法, 实现零误差控制。由式(2)可知, 环宽  $H$  越大, 系统响应速度越慢, 当环宽等于误差电流的最大值时, 复合控制方法相当于分频控制; 环宽  $H=0$  时, 复合控制相当于环宽为 0 的传统滞环控制。

分频控制算法包含广义积分环节:

$$G_n(s) = \frac{2s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (10)$$

其中,  $\omega_n$  为  $n$  次谐波的角频率。

IHAPF 参考谐波电流与注入电网谐波电流的差值为  $\Delta i_c(t)$ , 因此  $\Delta i_c(t)$  的广义积分  $U_1(s)$  满足:

$$U_1(s) = I_{error}(s) \sum_{m=1}^{\infty} G_m(s) = I_{error}(s) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2s}{s^2 + (m\omega_0)^2} \quad (11)$$

其中,  $m$  为谐波次数,  $\omega_0$  为基波角频率。

一般地, IHAPF 只需要补偿一些特征次数的谐波, 则

$$U_1(s) = I_{error}(s) \sum_{m \in N} G_m(s) = I_{error}(s) \sum_{m \in N} \frac{2s}{s^2 + (m\omega_0)^2} \quad (12)$$

其中,  $N$  为 HAPF 滤除谐波的集合, 本文取  $N = \{5, 7, 11, 13, 17, 19, 23\}$ 。

分频控制算法为

$$U_{fp}(s) = I_{error}(s) \left[ K_p + \sum_{m \in N} \frac{2K_{lm}s}{s^2 + (m\omega_0)^2} \right] \quad (13)$$

其中,  $K_p$  为比例系数,  $K_{lm}$  为  $m$  次谐波的广义积分系数。

分频控制输出量  $U_{fp}$  与三角波进行调制, 即产生了开关器件的触发脉冲。

通过 IHAPF 复合控制方法, 使 IHAPF 快速跟踪负载和 TCR 谐波电流之和, 注入电网相应的谐波电流, 达到快速和精确抑制谐波的目的。

## 2.2 SVC 模糊 PI 控制方法

为使 SVC 具有较快的响应速度和较好的控制精度, 本文对 SVC 采取模糊 PI 控制方法。其控制原理图如图 7 所示。

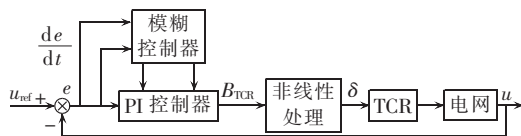


图 7 SVC 模糊 PI 控制方法

Fig.7 Fuzzy PI control for SVC

将检测到的电网实时电压与电压参考量形成比较误差, 经模糊 PI 控制器调节后, 得到 TCR 等效导纳  $B_{TCR}$ , 经过非线性处理环节后得到晶闸管导通角  $\delta$ 。模糊调节器主要用来调节 PI 控制器的比例和积分参数, 以提高控制响应速度和控制精度。

常规 PI 控制器的作用可表示为

$$B_{TCR}(n) = K_p \left[ e(n) + \frac{T}{\tau_i} \sum_{i=0}^{n-1} e(i) \right] \quad (14)$$

其中,  $e(n)$  为第  $n$  个采样时刻控制器的输入量(偏差量);  $B_{TCR}(n)$  分别为第  $n$  个采样时刻控制器的输出量(控制量);  $T$  为采样周期;  $\tau_i$  为积分时间常数;  $K_p$  为比例增益。

由式(14)可得, 控制器  $B_{TCR}(n)$  和  $B_{TCR}(n-1)$  之间的增量为

$$\Delta B_{TCR}(n) = B_{TCR}(n) - B_{TCR}(n-1) = K_p \left[ e(n) - e(n-1) + \frac{T}{\tau_i} e(n-1) \right] \quad (15)$$

电压跟踪误差信号变化量为

$$\Delta e(n-1) = e(n) - e(n-1) \quad (16)$$

模糊参数调节器根据不同的输入  $e$ 、 $\Delta e$  计算出

$\Delta K_P, \Delta \tau_I$ , 从而实现 PI 参数的调整, 即

$$\begin{cases} K_P = K_P^* + \Delta K_P \\ \tau_I = \tau_I^* + \Delta \tau_I \end{cases} \quad (17)$$

采用 Ziegler-Nichols 方法求解  $K_P^*$  和  $\tau_I^*$ , 以实现参数的预整定。

模糊控制器的输入、输出变量都是精确量, 模糊推理是针对模糊量进行的, 因此控制器首先要对输入量进行模糊化处理。将输入、输出变量的语言值均分为 7 个语言值, 即 {NB, NM, NS, 0, PS, PM, PB}, 采用三角形隶属度函数, 模糊量  $e, \Delta e$  论域为  $[-6 \ 6]$ 。

模糊推理的核心就是控制器参数整定规则, 主要由现场调试和专家经验所得。当偏差产生时, 控制器将发挥控制作用, 以阻止偏差增大。下面介绍具体方法。

由经验可知, 比例环节作用是成比例的反映控制系统的误差信号  $e$ , 误差产生的同时控制器立即产生控制作用, 以减少误差。但是如果  $K_P$  取值过大, 会引起系统振荡, 破坏系统动态性能。因此, 当误差较大时, 为提高响应速度,  $K_P$  取大值; 当误差较小时, 防止超调过大产生振荡,  $K_P$  减小; 当误差很小时, 为使系统尽快稳定, 则  $K_P$  应继续减小。同时也要考虑误差变化率  $\Delta e$  的因素, 当  $\Delta e$  和  $e$  同号时, 输出向偏离稳定值的方向变化, 适当增大  $K_P$ ; 反之, 适当减小  $K_P$ 。基于以上分析可得  $\Delta K_P$  的控制规则如表 1 所示。

表 1  $\Delta K_P$  的控制规则  
Tab.1 Control rules of  $\Delta K_P$

| $e$ | $\Delta e$ |    |    |    |    |    |    |
|-----|------------|----|----|----|----|----|----|
|     | NB         | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| NB  | PB         | PB | NB | PM | PS | PS | ZE |
| NM  | PB         | PB | NM | PM | PS | ZE | ZE |
| NS  | PM         | PM | NS | PS | ZE | NS | NM |
| ZE  | PM         | PS | ZE | ZE | NS | NM | NM |
| PS  | PS         | PS | ZE | NS | NS | NM | NM |
| PM  | ZE         | ZE | NS | NM | NM | NM | NB |
| PB  | ZE         | NS | NS | NM | NM | NB | NB |

积分环节主要用于提高系统的无差度, 它对各周期对应点误差进行积分, 对系统控制有一定的滞后作用。积分作用过强, 会造成系统超调增大, 甚至引起振荡。因此, 当误差  $|e|$  较大时, 为避免系统超调,  $\tau_I$  取零值; 当  $|e|$  较小时, 积分环节有效, 随  $|e|$  的减小而增大, 以消除系统的稳态误差, 提高控制精度。由以上分析得到如表 2 所示的  $\Delta K_I$  控制规则。

表 2  $\Delta \tau_I$  的控制规则  
Tab.2 Control rules of  $\Delta \tau_I$

| $U_e$ | $\Delta U_e$ |    |    |    |    |    |    |
|-------|--------------|----|----|----|----|----|----|
|       | NB           | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| NB    | ZE           | ZE | NB | NM | NM | ZE | ZE |
| NM    | ZE           | ZE | NM | NM | NS | ZE | ZE |
| NS    | ZE           | ZE | NS | NS | ZE | ZE | ZE |
| ZE    | ZE           | ZE | NS | NM | PS | ZE | ZE |
| PS    | ZE           | ZE | ZE | PS | PS | ZE | ZE |
| PM    | ZE           | ZE | PS | PM | PM | ZE | ZE |
| PB    | ZE           | ZE | NS | PM | PB | ZE | ZE |

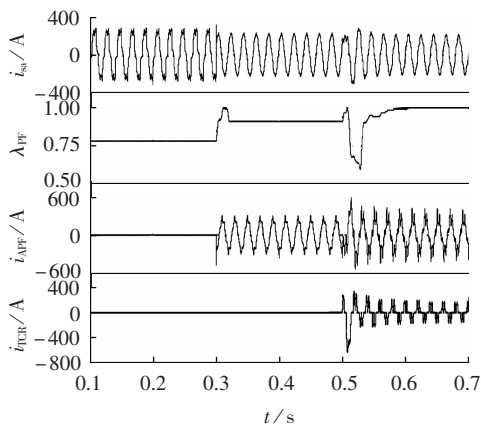
### 3 仿真实验

为验证本文提出控制方法对 HRIDC 的适应性和有效性, 采用 PSIM 仿真软件进行了仿真实验。仿真系统电压为 10 kV, 系统其他参数如表 3 所示。在 0.3 s 时投入 IHAPF, 在 0.5 s 时投入 TCR。当 HRIDC 分别采取 IHAPF 滞环控制 + SVC 传统 PI 控制方法、IHAPF 分频控制 + SVC 传统 PI 控制方法及 IHAPF 复合控制 + SVC 模糊 PI 控制方法时, 补偿结果分别如图 8(a)、(b) 和 (c) 所示。图 8 中  $i_{sa}$ 、 $\lambda_{PF}$ 、 $i_{APF}$  和  $i_{TCR}$  分别代表系统 a 相电流、系统功率因数、IHAPF 注入支路电流及 TCR 中电流。

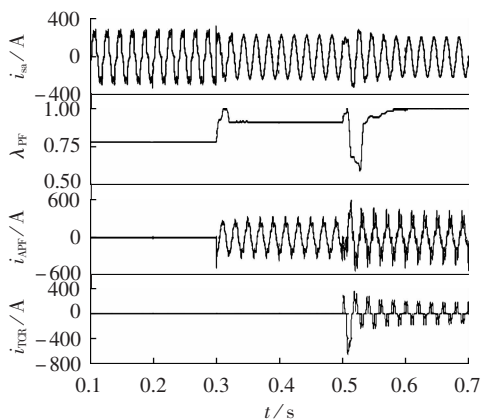
表 3 系统仿真参数  
Tab.3 Parameters for system simulation

| 变量     | $R / \Omega$ | $L / \text{mH}$ | $C / \mu\text{F}$ |
|--------|--------------|-----------------|-------------------|
| 系统阻抗   | 0.02         | 0.5             |                   |
| 注入电容   | /            | /               | 100               |
| 基波谐振支路 | 0.3          | 40.71           | 250               |
| 输出电抗器  | 0.01         | 0.5             | /                 |
| 直流电容   | /            | /               | 10000             |
| TCR    | 0.2          | 20              | /                 |

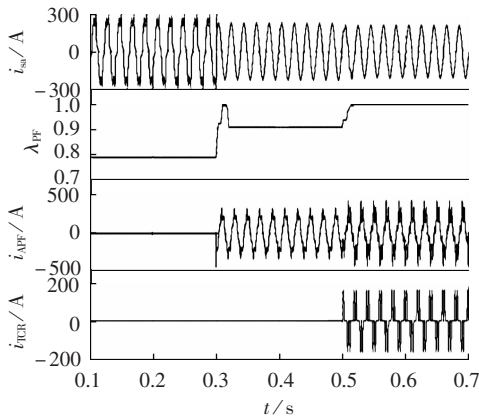
表 4 给出了 3 种综合系统的控制方法的稳态补偿效果。从图 8(a) 和表 4 可以发现, 当采取 IHAPF 滞环控制方法 + SVC 传统 PI 控制方法时, 综合补偿系统投入 IHAPF 后谐波跟踪迅速, 但稳态时谐波抑制精度不够; SVC 采取传统 PI 控制方法时, 从功率



(a) IHAPF 滞环控制 + SVC 传统 PI 控制补偿效果



(b) IHAPF 分频控制 + SVC 传统 PI 控制补偿效果



(c) IHAPF 复合控制+SVC 模糊 PI 控制补偿效果

图 8 采取传统控制方法和本文提出方法综合补偿系统的仿真结果

Fig.8 Comparison of simulative results of integrated dynamic compensation system between traditional and proposed control schemes

表 4 3 种控制方法时的补偿结果

Tab.4 Simulative results of three control schemes

| 方法             | I/A   |      |      |      |      | 电流畸变率/% | 功率因数 |
|----------------|-------|------|------|------|------|---------|------|
|                | 1 次   | 5 次  | 7 次  | 11 次 | 13 次 |         |      |
| 补偿前            | 184.5 | 30.2 | 17.6 | 8.0  | 7.0  | 20.5    | 0.78 |
| IHAPF 滞环控制+SVC | 148.1 | 11.4 | 6.5  | 2.8  | 2.1  | 9.5     | 0.95 |
| 传统 PI 控制       |       |      |      |      |      |         |      |
| IHAPF 分频控制+SVC | 149.1 | 3.1  | 2.1  | 1.0  | 0.7  | 1.1     | 0.95 |
| 传统 PI 控制       |       |      |      |      |      |         |      |
| 本文提出控制方法       | 145.7 | 3.7  | 2.3  | 1.3  | 1.0  | 1.3     | 0.99 |

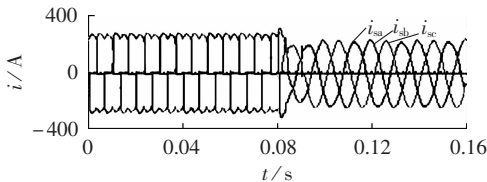
注:I 为电流有效值。

因数曲线可以看到投入 SVC 响应较慢,且出现超调;从图 8(b)和表 4 可以发现,IHAPF 采取分频控制方法在投入时,谐波跟踪稳态误差较小,但跟踪速度较滞环控制方法慢;从图 8(c)和表 4 可以发现,采取 IHAPF 复合控制方法和 SVC 模糊 PI 控制方法时,综合补偿系统对谐波和无功的补偿响应速度和控制精度都较理想。仿真结果证明本文提出的控制方法兼顾了响应速度和控制精度,具有优越性。

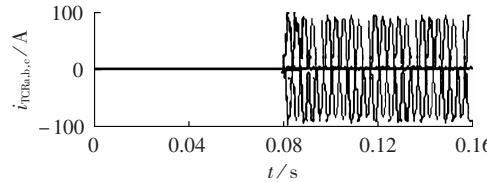
4 工程应用结果

研制的工业样机已应用于某冶炼厂,安装在该厂 10 kV 供电母线,工业样机参数与表 3 一致。IHAPF 功率开关器件采用三菱智能化功率模块 PM300 CLA120(单管 1200 V/300 A),TCR 中晶闸管的电压电流等级为 6500 V/1200 A,每相 3 个晶闸管串联。负载为六脉波整流器,含有大量谐波,电流畸变率为 29%,功率因数为 0.82。工程应用装置采用本文提出的控制方法。补偿装置投入时的电网电流、TCR 电流和有源滤波器注入支路电流动态波形分别为图 9(a)、(b)和(c)所示。

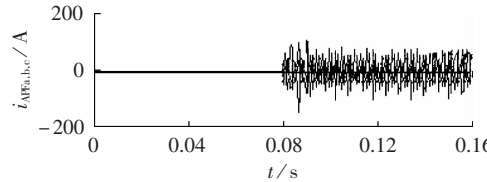
从图 9(a)可见,补偿电网电流含有大量谐波,补偿系统投运后系统谐波减小。通过测量得知,装置投运后,电网电流畸变率降至 4.2%,功率因数提高



(a) 综合补偿系统投入时电网电流动态响应波形



(b) TCR 动态响应波形



(c) IHAPF 逆变器动态响应波形

图 9 工程应用结果

Fig.9 Results of application

至 0.96(感性)。从图 9 还可见,IHAPF 和 TCR 投入后迅速调节,超调小,补偿系统具有快速的调节性能。

5 结论

HRIDC 由于综合了 IHAPF 和 SVC 的优点,并避免了其缺点,应用于高压配电网实现了低谐波含量的无功连续调节。为使 HRIDC 具有优良的补偿性能,提出了适合 HRIDC 的 IHAPF 复合控制方法和 SVC 模糊 PI 控制方法。仿真和工程应用结果证明了采用本文所提出的控制方法,HRIDC 具有快速的谐波抑制和无功补偿跟踪响应速度,并具有较高的补偿精度。

参考文献:

[1] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M]. 北京:中国电力出版社,2006:1-6.

[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] 岳舟,朱建林,张小平,等. 谐波注入法矩阵变换器电压传输特性研究[J]. 电力电子技术,2007,41(3):44-46.

YUE Zhou,ZHU Jianlin,ZHANG Xiaoping,et al. Research on voltage transmission characteristic of matrix converter based on harmonic injection method[J]. Power Electronics,2007,41(3):44-46.

[4] 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]//Proceedings of the 4th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management. Hong Kong,China:[s.n.],1997:543-548.

[5] 徐金富,张振环,刘会金,等. 基于双环控制思路的有源电力滤波器 H<sub>∞</sub> 控制[J]. 电力自动化设备,2009,29(12):41-47.

XU Jinfu,ZHANG Zhenhuan,LIU Huijin,et al. H<sub>∞</sub> control stra-

- tegy of active power filter based on dual-loop theory[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(12): 41-47.
- [6] 汤赐, 姚舜, 帅智康, 等. 新型注入式混合有源滤波器的稳定性研究[J]. 电网技术, 2006, 30(20): 56-60.
- TANG Ci, YAO Shun, SHUAI Zhikang, et al. Research on stability of new injection type hybrid active power filter[J]. Power System Technology, 2006, 30(20): 56-60.
- [7] 罗安, 章兢, 付青. 新型注入式并联混合型有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2005, 20(2): 51-55.
- LUO An, ZHANG Jing, FU Qing. Development of high-capacity hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(2): 51-55.
- [8] 徐永海, 肖湘宁, 刘昊, 等. 混合型有源电力滤波器与并联电容器组联合补偿技术研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 112-118.
- XU Yonghai, XIAO Xiangning, LIU Hao, et al. Shunt hybrid filter for harmonic suppression and reactive power compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(1): 112-118.
- [9] 唐欣, 罗安, 涂春鸣. 新型注入式混合有源滤波器的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(11): 50-55.
- TANG Xin, LUO An, TU Chunming. Study of new injection type hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(11): 50-55.
- [10] 范瑞祥, 罗安, 涂春鸣. 并联混合型有源滤波器的分频控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 108-113.
- FAN Ruixiang, LUO An, TU Chunming. The frequency dividing control research based on shunt hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(25): 108-113.
- [11] 吴传平, 罗安, 帅智康, 等. 注入式混合有源电力滤波器的数学模型及其特性[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 35-41.
- WU Chuanping, LUO An, SHUAI Zhikang, et al. Mathematical model and characteristics of injection type hybrid active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 35-41.
- [12] 夏向阳, 罗安. 单独注入式有源电力滤波器的控制分析[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(3): 58-63.
- XIA Xiangyang, LUO An. Control of active power filter with injection circuit[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(3): 58-63.
- [13] 刘其辉, 蔚芳, 康长路. 基于电网电压定向矢量变换的 SVC 平衡化补偿策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 147-153.
- LIU Qihui, WEI Fang, KANG Changlu. Balancing compensation strategy of SVC based on grid-voltage-oriented vector transformation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 147-153.
- [14] 范瑞祥, 周腊吾, 肖红霞. 基于瞬时值的 SVC 无功及负序补偿算法[J]. 高压电器, 2004, 40(4): 247-252.
- FAN Ruixiang, ZHOU Lawu, XIAO Hongxia. The reactive power and negative sequence compensation algorithm of SVC based on instantaneous value[J]. High Voltage Apparatus, 2004, 40(4): 247-252.
- [15] 彭建春, 黄纯, 王耀南. 静止无功补偿器的智能自适应 PID 控制器设计[J]. 湖南大学学报: 自然科学版, 1999, 26(5): 50-55.
- PENG Jianchun, HUANG Chun, WANG Yaonan. Intelligent adaptive PID controller design for static var compensator[J]. Journal of Hunan University: Natural Sciences Edition, 1999, 26(5): 50-55.

(编辑: 李玲)

#### 作者简介:

吴传平(1984-), 男, 湖南衡阳人, 博士研究生, 主要从事电力系统谐波抑制、无功补偿和电气化铁路电能质量治理方面的研究(E-mail: jandom@126.com);

罗安(1957-), 男, 湖南长沙人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 主要从事电力有源滤波、无功补偿、控制理论和技术等方面的教学与科研工作;

涂春鸣(1976-), 男, 江西南昌人, 教授, 博士, 研究领域为谐波抑制及无功功率补偿;

王文(1986-), 男, 湖北天门人, 博士研究生, 研究领域为电能质量控制技术。

## Control scheme of integrated dynamic compensation system for HV power distribution grid

WU Chuanping, LUO An, TU Chunming, WANG Wen

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

**Abstract:** A control scheme of integrated dynamic compensation system (HRIDC) is presented, which is composed of an IHAPF (Injection-type Hybrid Active Power Filter) and a SVC (Static Var Compensator). Based on the topology and operating principle of HRIDC, its electric model is established and its control scheme composed of complex control for IHAPF and fuzzy PI control for SVC is designed. The complex control for IHAPF is composed of frequency dividing control and hysteresis loop control. The hysteresis loop control works to improve the response speed when the tracking error is large while the frequency dividing control works to realize zero steady-state error when the tracking error is small, by which the rapid and zero-error harmonic control is achieved. The fuzzy PI control online adjusts the control parameters according to the control error of power grid voltage and the fuzzy rules, which enhances the response speed and control precision of reactive power control. Simulation and application verify the validity of the proposed control scheme.

**Key words:** high-voltage grid; harmonic suppression; reactive compensation; integrated dynamic compensation