

电压畸变条件下三相三线有源电力滤波器的T-S模糊 H_∞ 控制

颜文旭^{1,2}, 纪志成²

(1. 江南大学 轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122; 2. 江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘要: 有源电力滤波器(APF)是解决电力系统谐波治理的有效方法, 由于电源电压存在畸变影响了APF的补偿参考电流的检测精度并影响补偿的效果. 本文采用T-S模糊控制的方法对三相三线APF进行建模, 将电源电压的畸变成成分作为理想情况的干扰, 在保性能的前提下给定性能指标, 实现T-S模糊 H_∞ 控制性能. 在满足稳定性的要求条件下, 设计的T-S模糊 H_∞ 状态反馈控制器使APF在电源电压畸变的情况下, 将电源电流补偿为正弦特性, 满足了APF谐波综合补偿的控制要求. 仿真结果验证了所建T-S模糊模型的有效性, 展示出所设计的 H_∞ 控制器的有效性能. 补偿电流可以准确的检测, 在电源电压非正弦条件下可以进行有效的控制.

关键词: 有源电力滤波; T-S模糊控制; H_∞ 控制; 并行分布补偿; 线性矩阵不等式; 补偿电流检测

中图分类号: TP273.4; TM743

文献标识码: A

T-S fuzzy H-infinity control for three-phase-three-wire active power filter in power voltage distortion condition

YAN Wen-xu^{1,2}, JI Zhi-cheng²

(1. Key Laboratory of Advance Process Control for Light Industry, Ministry of Education, Jiangnan University, Wuxi Jiangsu 214122, China;

2. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi Jiangsu 214122, China)

Abstract: The active power filter (APF) is an effective tool for harmonics abatement and power quality improvement, but the distortion of the power voltage deteriorates the accuracy in current detection and reduces the efficiency of compensation. To tackle this problem, we employ Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy control method to build the model of the three-phase-three-wire APF in which the power voltage distortion is considered the disturbance to the idea model, and realize the T-S fuzzy H-infinity control with a given performance index. Satisfying the required stability, the designed T-S fuzzy H-infinity feedback controller makes the APF restoring the distorted power voltage to a voltage with sinusoidal characteristics, meeting the requirements of comprehensive compensation. Computer simulations show the validity of the T-S fuzzy control model and the efficacy of the H-infinity feedback controller. The reference compensation current can be detected accurately, and the controller is able to carry out the operation under the circumstance of non-sinusoidal power voltage.

Key words: active power filter; Takagi-Sugeno fuzzy control; H-infinity control; parallel distributed compensation; linear matrix inequality; compensated currents detection

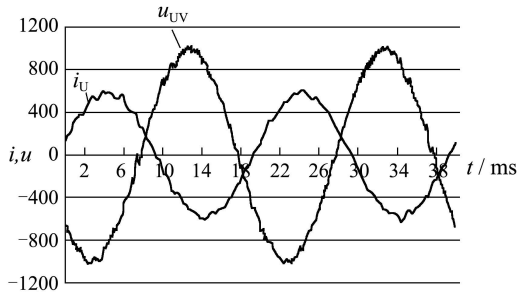
1 引言(Introduction)

在电能供应日趋紧张的新形势下, 新能源发电如风力发电、太阳能发电等在电力供电系统中所占的比重正逐步提高. 这类发电一般需要经过电力电子变流装置的有源逆变实现并网, 与传统的蒸汽轮机发电、水轮机发电等大型同步发电机的发电机理不同, 这类发电其电能品质明显不如同步发电机发电的品质, 即电源自身存在一定的畸变. 典型的风力发电系统变流器^[1]网侧线电压(u_{UV})和线电流(i_U)的波形及电网侧电流的谐波分布如图1, 此时电流的THD(total harmonic distortion)约为2%. 虽然根据GB/T14549-93公用电网谐波标准的要求, 并网

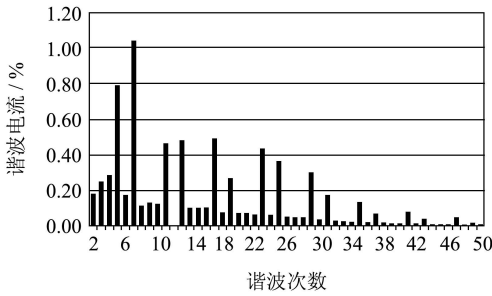
发电总谐波符合标准要求, 然而对于中小型电力系统而言, 由于电力系统自身的阻抗较大, 大功率非线性电力负载产生的谐波将使电源电压产生较大畸变, 这种影响对于中小功率的新能源发电系统尤为明显. 有源电力滤波器的多数电流检测方法是基于电源电压理想的条件下进行的, 如基于时域的FFT(fast fourier transformation)法, 基于瞬时无功功率理论和基于电流分解理论等方法^[2-5].

在电源电压存在畸变的情况下, 由于这些方法依赖电压信号的准确性, 而在电压存在畸变时, 准确地检测电压信号的幅值相位等重要参数的难度加大且准确性可能得不到保证, 因而这些方法将产生参

考电流检测或控制上的偏差,如频率检测的偏差极大地影响了FFT的检测精度和锁相环的检测精度并影响旋转因子^[6],并进而使基于旋转因子的检测结果产生较大的偏差.因而在电源电压存在畸变或非正统的条件,解决有源电力滤波器(APF)的电流检测及系统控制问题成为当前研究的一个热点^[7-12].文献[13]分析了采用Lyapunov方法解决APF的控制问题,提供了APF的控制问题的一个新思路.本文对三相三线并联型APF进行分析,利用T-S模糊控制进行建模,将畸变电源电压视为理想条件下的一种干扰,在保性能的前提下,引入 H_∞ 控制性能,确定了前件输入逻辑控制规则,并设计了模糊控制器,实现APF在电源电压畸变情况下的电流检测及控制问题.



(a) 电压电流波形



(b) 谐波电流频谱

图1 典型风力发电网侧电压电流波形及电流谐波频谱

Fig. 1 Voltage and current waves and current harmonic spectrum of wind power

2 电源畸变条件下的三相三线APF的T-S模糊模型(T-S fuzzy model of three-phase-three-wire APF under power distortion)

如果电力系统中的其他三相或单相非线性负载的比例比较大,那么对电力系统而言,其品质将进一步恶化.因而,有必要讨论电源存在畸变的条件下,三相三线APF的控制问题.无论电源是否存在畸变或不对称,一般地,三相电力系统中电源电压及电流可以分解为Fourier级数:

$$u_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{kn} \sin(\omega_n t + \varphi_{kn}), \quad k = a, b, c, \quad (1)$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \sin(\omega_n t + \delta_{kn}), \quad k = a, b, c. \quad (2)$$

在电力系统中接入有源滤波器的目的是为了消

除电力系统非线性负载中的非基波分量,使电源侧的电流平滑连续线性化,并使电源侧的电压品质得以改善.

2.1 三相三线APF的电路拓扑(Circuit topology of three-phase-three-wire APF)

典型的三相三线电压型并联APF的电路拓扑如图2所示.

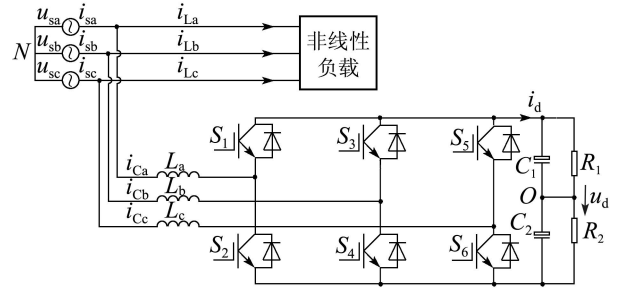


图2 三相三线电压型并联APF电路拓扑

Fig. 2 Circuit model of three-phase-three-wire shunt voltage source APF

$S_1 - S_6$ 分别为三相三线APF变流器的主开关,三相电源电压为 u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} ,电源电流为 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} ,非线性负载电流为 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,APF的输入电感为 L_a, L_b, L_c ,直流侧电容由两个容量相等的电容 C_1, C_2 构成,其等效电容记为 C ,直流侧均压电阻由两个阻值相等的电阻 R_1, R_2 构成,其等效电阻记为 R_d ,直流侧的电压为 u_d .

设APF补偿电流为 i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc} ,电源侧中性点为 N ,并取直流侧电容电压的中点 O 为参考点,由图2可知

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{La} + i_{Ca}, \\ i_{sb} = i_{Lb} + i_{Cb}, \\ i_{sc} = i_{Lc} + i_{Cc}, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{sa} + \Delta e = u_{La} + u_{AO}, \\ u_{sb} + \Delta e = u_{Lb} + u_{BO}, \\ u_{sc} + \Delta e = u_{Lc} + u_{CO}, \end{cases} \quad (4)$$

$$\Delta e = u_{NO}. \quad (5)$$

对于电压型变流器,设 S_1 与 S_2 的开关信号互补, S_3 与 S_4 的开关信号互补, S_5 与 S_6 的开关信号互补,即变流器以双极性方式工作,开关函数为 S_i ,则

$$\begin{cases} u_{AO} = s_a \cdot \frac{u_d}{2}, \\ u_{BO} = s_b \cdot \frac{u_d}{2}, \\ u_{CO} = s_c \cdot \frac{u_d}{2}, \end{cases} \quad (6)$$

$$s_i = \begin{cases} 1, & S_{1,3,5} \text{ ON}, \\ -1, & S_{1,3,5} \text{ OFF}. \end{cases} \quad i = a, b, c. \quad (7)$$

在三相三线APF拓扑中,由于直流侧中点 O 与中

性点 N 没有相连, 所以满足如下方程:

$$\begin{cases} i_{La} + i_{Lb} + i_{Lc} \equiv 0, \\ u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} \equiv 0. \end{cases} \quad (8)$$

一般地, 并联型APF的电流控制器应具有快速且良好的跟踪性能, 如可以采用滞环PWM电流控制, 且滞环宽度足够小, 考虑变流器的交流侧三相电感上电流及直流侧等效电容上的电压, 令

$$\begin{cases} x_1 = i_{Ca}, \\ x_2 = i_{Cb}, \\ x_3 = i_{Cc}, \\ x_4 = u_d. \end{cases} \quad (9)$$

三相三线电压型并联APF的变流器实际上由3组双向BOOST电路构成, 若设变流器上桥臂主开关 $S_{1,3,5}$ 的平均占空比分别为 d_a, d_b, d_c , 由于直流侧电容共用, 3组BOOST电路之间存在着强耦合关系, 因而各参量之间相互约束. 考虑到电感与电容的动态特性, 可建立如下的平均占空比状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{2L}x_4 - \frac{1}{L}d_ax_4 + \frac{1}{L}(u_{sa} + \Delta e), \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{2L}x_4 - \frac{1}{L}d_bx_4 + \frac{1}{L}(u_{sb} + \Delta e), \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{2L}x_4 - \frac{1}{L}d_cx_4 + \frac{1}{L}(u_{sc} + \Delta e), \\ \dot{x}_4 = \frac{2}{3C}d_ax_1 - \frac{x_1}{3C} + \frac{2}{3C}d_bx_2 - \frac{x_2}{3C} + \frac{2}{3C}d_cx_3 - \frac{x_3}{3C} - \frac{1}{R_dC}x_4, \end{cases} \quad (10)$$

其中 x_1, x_2, x_3, x_4 分别为一个开关周期内的电感 L_a, L_b, L_c 上电流及直流侧等效电容 C 上电压平均值的状态变量.

2.2 三相三线APF的T-S模糊模型(T-S fuzzy model of three-phase-three-wire APF)

式(10)中, 一般地, 变流器的开关频率远远大于电源电压基波的频率, 在一个开关周期内, u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 可近似认为是恒定不变的. 令 $u_s = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$, $d = [d_a \ d_b \ d_c]^T$. 由于电源电压存在畸变, 一般地, 直流侧中点与电源中性点之间存在电压差, 即 $\Delta e \neq 0$.

故式(10)可记为状态空间模型

$$\dot{x} = Ax + B(x)d + Cw, \quad (11)$$

式(11)中: $x = [i_{La} \ i_{Lb} \ i_{Lc} \ u_d]^T$,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L} \\ -\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & -\frac{1}{R_dC} \end{bmatrix},$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_4}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{x_4}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{x_4}{L} & 0 \\ \frac{2x_1}{3C} & \frac{2x_2}{3C} & \frac{2x_3}{3C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad d = [d_a \ d_b \ d_c \ 0]^T,$$

$$w = [u_{sa} + \Delta e \ u_{sb} + \Delta e \ u_{sc} + \Delta e \ 0]^T.$$

将电源电压中存在的畸变等效为未知干扰项之和, 则三相三线并联APF的模型可写成式(12):

$$\dot{x} = Ax + B(x)d + w(t), \quad (12)$$

式中: $x \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ 为状态向量; $d \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 为控制输入; $w(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ 为电源中存在的畸变干扰, 且具有已知上界 $\|w(t)\| \leq w_{ub}$.

对于模型式(12), 其状态变量是可观测的, 考虑APF直流侧电压, 令模糊控制器的输入向量定义为

$$\begin{cases} z_1(t) = u_d^* - u_d(t) = e(t), \\ z_2(t) = \int (u_d^* - u_d(t))dt = \int e(t)dt, \end{cases} \quad (13)$$

式中: u_d^* 为APF直流侧电压设定值, $u_d(t)$ 为直流侧电压测量值.

选取语言变量PO(正)、NE(负)和ZR(零)对输入向量进行模糊化, 隶属度函数选取分别如式(14)–(16):

$$\mu(z_j) = \begin{cases} 1, & z_j \geq \alpha_j, \\ \frac{z_j}{\alpha_j}, & \alpha_j > z_j \geq 0, \quad j = 1, 2, \\ 0, & 0 > z_j. \end{cases} \quad (14)$$

$$\mu(z_j) = \begin{cases} 1, & z_j \leq -\alpha_j, \\ -\frac{z_j}{\alpha_j}, & -\alpha_j < z_j \leq 0, \quad j = 1, 2, \\ 0, & 0 < z_j. \end{cases} \quad (15)$$

$$\mu(z_j) = \begin{cases} 0, & z_j \geq \alpha_j, \\ \frac{\alpha_j - z_j}{\alpha_j}, & \alpha_j > z_j \geq 0, \\ -\frac{\alpha_j}{z_j}, & 0 > z_j > -\alpha_j, \\ 0, & -\alpha_j \geq z_j, \end{cases} \quad j = 1, 2, \quad (16)$$

式中 α_1, α_2 分别为 $e(t)$ 及 $\int e(t)dt$ 的最大值. 考虑到输入变量的值超出最大值范围时的极限情景, 输入变量的隶属度函数如图3所示.

建立如下模糊规则:

规则1: IF $z_1(t)$ is PO and $z_2(t)$ is PO, Then $\dot{x}(t) = M_1x(t) + N_1u(t) + w(t)$;

规则2: IF $z_1(t)$ is PO and $z_2(t)$ is ZR, Then $\dot{x}(t) = M_2x(t) + N_2u(t) + w(t)$;

⋮

规则9: IF $z_1(t)$ is NE and $z_2(t)$ is NE, Then $\dot{x}(t) = M_9x(t) + N_9u(t) + w(t)$.

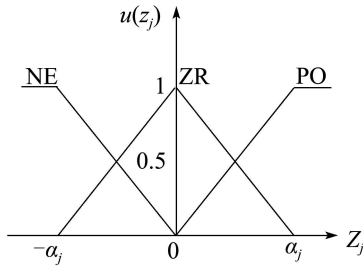


图3 输入模糊变量的隶属度函数

Fig. 3 Degree of input fuzzy variable membership

给定的系统输入 $x(t)$, $u(t)$, 采用单点模糊化、乘积推理和中心平均加权反模糊化, 得模糊系统模型如下:

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) [M_i x(t) + N_i u(t)] + w(t), \quad (17)$$

其中:

$$z(t) = [z_1(t) \ z_2(t)]^T, \quad h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^9 w_i(z(t))},$$

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^2 \mu_{ji}(z_j(t)), \quad w_i(z(t)) \geq 0,$$

$$\sum_{i=1}^9 w_i(z(t)) > 0.$$

所以有 $h_i(z(t)) \geq 0$, $\sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) = 1, \forall t$. 代入式(12), 得

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B(x)d + w(t) = \\ &\sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) [M_i x(t) + N_i d] + \\ &(Ax - \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) M_i x(t)) + \\ &(B(x) - \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) N_i) d + w(t), \end{aligned} \quad (18)$$

式中 $(Ax - \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) M_i x(t)) + (B(x) - \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) N_i) d$ 是表示模糊模型式(17)与真值模型式(12)之间的模糊逼近误差。

对于模糊模型式(17), 应用平行分布补偿算法设计模糊状态反馈控制器如下:

控制规则1: IF $z_1(t)$ is PO and $z_2(t)$ is PO, Then $u(t) = -K_1x(t)$;

控制规则2: IF $z_1(t)$ is PO and $z_2(t)$ is ZR, Then $u(t) = -K_2x(t)$;

⋮

控制规则9: IF $z_1(t)$ is NE and $z_2(t)$ is NE, Then $u(t) = -K_9x(t)$.

采用加权平均法逆模糊化, 最后合成得到模糊状态控制律为

$$d = \frac{\sum_{i=1}^9 w_i(z(t)) K_i x(t)}{\sum_{i=1}^9 w_i(z(t))} = \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) K_i x(t). \quad (19)$$

将式(19)代入式(17), 得到模糊闭环控制系统

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \\ &\sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t)) h_j(z(t)) (M_i + N_i K_j) x(t) + \\ &\Delta A(x(t)) + \Delta B(x(t)) + w(t), \end{aligned} \quad (20)$$

式中:

$$\Delta A(x(t)) = Ax(t) - \sum_{i=1}^9 h_i(z(t)) M_i x(t),$$

$$\Delta B(x(t)) =$$

$$\sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t)) h_j(z(t)) (B(x) - N_i) K_j x(t).$$

由此建立了三相三线APF在电源电压存在畸变条件下的T-S模糊控制模型。

3 电源畸变条件下的三相三线 APF 的 T-S 模糊 H_∞ 控制(T-S fuzzy H_∞ control of three-phase-three-wire APF under power distortion)

3.1 三相APF的T-S模型稳定性分析(T-S fuzzy stability of three-phase-three-wire APF)

在以上分析的基础上, 需要对模糊控制律中的控制增益矩阵 K_j 进行设计, 并保证闭环系统式(20)的稳定性. 电源本身所含有的干扰 $w(t)$ 是未知有界的, 但它的存在将影响甚至破坏模糊控制系统的控制性能, 因而在保证稳定的前提下有必要抑制 $w(t)$ 的影响并保持控制性能, 这种保性能的鲁棒控制可以采用 H_∞ 控制. 引入 H_∞ 控制性能:

$$\int_0^{t_f} x^T(t) Q x(t) dt \leq \rho^2 \int_0^{t_f} w^T(t) w(t) dt, \quad (21)$$

式中: t_f 表示控制的终止时间; ρ 表示 $w(t)$ 对 $x(t)$ 的影响程度, 是一个给定的性能指标; Q 是一个正定矩阵. 无论干扰 $w(t)$ 大小如何, 从 $w(t)$ 到 $x(t)$ 的增益 L_2 必须小于或等于给定的性能指标 ρ , 为保证 $w(t)$ 对系统影响的衰减, ρ 必须是小于1的正数. 对于真值模型式(12), 选取Lyapunov函数

$$V(t) = x^T(t) H x(t), \quad (22)$$

式(22)中 H 为正定矩阵.

求 $V(x(t))$ 对 t 的导数, 得

$$\dot{V}(t) = \dot{x}^T(t)Hx(t) + x^T(t)H\dot{x}(t). \quad (23)$$

将闭环控制系统式(20)代入式(23), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t))h_j(z(t))\{x^T(t)[H(M_i + \\ & N_iK_j) + (M_i + N_iK_j)^T H]x(t)\} + \\ & (\Delta A(x(t)))^T Hx(t) + x^T(t)H\Delta A(x(t)) + \\ & (\Delta B(x(t)))^T Hx(t) + x^T(t)H\Delta B(x(t)) + \\ & x^T(t)Hw(t) + w^T(t)Hx(t), \end{aligned} \quad (24)$$

显然,

$$\begin{aligned} & (\Delta A(x(t)))^T Hx(t) + x^T(t)H\Delta A(x(t)) + \\ & (\Delta B(x(t)))^T Hx(t) + x^T(t)H\Delta B(x(t)) \leq \\ & (\Delta A(x(t)))^T \Delta A(x(t)) + x^T(t)HHx(t) + \\ & (\Delta B(x(t)))^T \Delta B(x(t)) + x^T(t)HHx(t). \end{aligned} \quad (25)$$

假设存在有界矩阵 ΔM_i 和 ΔN_i , 使

$$\|\Delta A(x(t))\| \leq \left\| \sum_{i=1}^9 h_i(z(t))\Delta M_i x(t) \right\|, \quad (26)$$

$$\|\Delta B(x(t))\| \leq$$

$$\left\| \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t))h_j(z(t)) \times \Delta N_i K_j x(t) \right\|. \quad (27)$$

指定有界矩阵 M_p 和 N_p , 并且对于所有状态向量 $x(t)$, 有界矩阵 ΔM_i 和 ΔN_i :

$$\begin{bmatrix} \Delta M_i \\ \Delta N_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_i M_p \\ \eta_i N_p \end{bmatrix}, \quad (28)$$

式中: $\|\delta_i\| \leq 1, \|\eta_i\| \leq 1, i = 1, 2, \dots, 9$.

由假设(26)和(27)得

$$\begin{aligned} & (\Delta A(x(t)))^T \Delta A(x(t)) \leq (M_p x(t))^T (M_p x(t)), \quad (29) \\ & (\Delta B(x(t)))^T \Delta B(x(t)) \leq \\ & \left(\sum_{j=1}^9 h_j(z(t))N_p K_j x(t) \right)^T \left(\sum_{j=1}^9 h_j(z(t))N_p K_j x(t) \right). \end{aligned} \quad (30)$$

由此, 式(24)变为

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t))h_j(z(t))\{x^T(t)[HM_i + \\ & HN_iK_j + M_i^T H + N_i^T K_j^T H + M_p^T M_p + \\ & (N_p K_j)^T (N_p K_j) + 2HH]x(t)\} + \\ & x^T(t)Hw(t) + w^T(t)Hx(t). \end{aligned} \quad (31)$$

在式(31)同时减去再加上 $\rho^2 w^T(t)w(t)$, $(1/\rho^2)x^T(t)HHx(t)$, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t))h_j(z(t))\{x^T(t)[HM_i + \\ & HN_iK_j + M_i^T H + N_i^T K_j^T H + M_p^T M_p + \\ & (N_p K_j)^T (N_p K_j) + 2HH]x(t)\} + \\ & (1/\rho^2)x^T(t)HHx(t) + \rho^2 w^T(t)w(t). \end{aligned} \quad (32)$$

如果存在一个正定矩阵 H , 使矩阵不等式

$$\begin{aligned} & HM_i + HN_iK_j + M_i^T H + N_i^T K_j^T H + \\ & M_p^T M_p + (N_p K_j)^T (N_p K_j) + \\ & (2 + 1/\rho^2)HH + Q < 0, \quad i, j = 1, 2, \dots, 9 \end{aligned} \quad (33)$$

成立, 即

$$\begin{aligned} & HM_i + HN_iK_j + M_i^T H + N_i^T K_j^T H + \\ & M_p^T M_p + (N_p K_j)^T (N_p K_j) + 2HH < \\ & -(1/\rho^2)HH - Q, \quad i, j = 1, 2, \dots, 9, \end{aligned} \quad (34)$$

则将式(34)代入式(32), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^9 h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)[-(1/\rho^2) \times \\ & HH - Q]x(t) + (1/\rho^2)x^T(t)HHx(t) + \\ & \rho^2 w^T(t)w(t). \end{aligned} \quad (35)$$

又根据 $h_i(z(t))$ 的性质, 式(32)变成

$$\dot{V}(t) < -x^T(t)Qx(t) + \rho^2 w^T(t)w(t). \quad (36)$$

由于 $\|w(t)\| \leq w_{ub}$, 记 $c_1 = \lambda_{\min}(Q)$, 则式(36)又可写成

$$\dot{V}(t) < -c_1 x^T(t)x(t) + \rho^2 w_{ub}^2, \quad (37)$$

由式(37)可以看出, 只要当

$$\|x(t)\| \geq \frac{\rho w_{ub}}{\sqrt{c_1}}, \quad (38)$$

就有 $\dot{V}(t) < 0$, 根据标准的Lyapunov扩张定理^[14], 可得到模糊闭环系统(20)是一致最终有界的, 即闭环系统是稳定的.

对式(36)从 $t = 0$ 到 $t = t_f$ 积分, 得

$$\begin{aligned} & V(t_f) - V(0) < \\ & - \int_0^{t_f} x^T(t)Qx(t)dt + \rho^2 \int_0^{t_f} w^T(t)w(t)dt, \end{aligned} \quad (39)$$

即

$$\begin{aligned} & \int_0^{t_f} x^T(t)Qx(t)dt < \\ & x^T(0)Hx(0) + \rho^2 \int_0^{t_f} w^T(t)w(t)dt. \end{aligned} \quad (40)$$

由此可得, 对于给定的性能指标 ρ^2 , 模糊状态反馈控制取得H_∞控制性能(23).

3.2 T-S模糊H_∞控制器设计(Design of T-S fuzzy H_∞ controller)

以上分析了在电源存在畸变条件下电压型三相

三线并联APF的T-S模糊 H_∞ 控制. 在给定的性能指标 ρ^2 , 模糊状态反馈控制若要取得 H_∞ 控制性能(23), 就是要求正定矩阵 H , 使矩阵不等式(36)成立. 求解矩阵不等式(36)可以转化为线性矩阵不等式求解特征值问题, 可以应用凸最优化技术中的内点算法和LMI优化工具箱求解^[15].

实际上, 为求解矩阵不等式(34), 可将其转化为等价的线性矩阵不等式. 令 $P = H^{-1}$, $Y_j = K_j P$, 则式(34)等价如下:

$$\begin{aligned} & M_i P + P M_i^T + N_i Y_j + Y_j^T N_i^T + P M_p^T M_p P + \\ & (N_p Y_j)^T (N_p Y_j) + (2 + 1/\rho^2) I + \\ & P Q P < 0, \quad i, j = 1, 2, \dots, 9. \end{aligned} \quad (41)$$

利用Schur分解方法, 矩阵不等式等价于

$$H(P, Y) = \begin{bmatrix} TR1 & (N_p Y_j)^T & P \\ N_p Y_j & -I & 0 \\ P & 0 & TR2 \end{bmatrix} < 0, \quad (42)$$

式中: $TR1 = M_i P + P M_i^T + N_i Y_j + Y_j^T N_i^T + (2 + 1/\rho^2) I$, $TR2 = -(M_p^T M_p + P)^{-1}$. 如果式(42)存在正定矩阵 P , 那么闭环系统是稳定的, 而且对于给定的性能指标 ρ^2 , 取得 H_∞ 控制性能(23).

由此可知, 三相三线APF模糊 H_∞ 控制系统的稳定性分析和控制器设计问题可归结为关于矩阵 X 和矩阵 Y_i 的线性矩阵不等式可行解问题, 其实质是一类凸优化问题, 这种凸优化问题可通过LMI的方法或优化算法求解.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2d_a(0)-1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2d_b(0)-1}{2L} \\ -\frac{d_a(0)}{3C} & -\frac{d_b(0)}{3C} & -\frac{d_c(0)}{3C} & \frac{2d_c(0)-1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_d C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{x_4(0)}{L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2x_1(0)}{3C} \end{bmatrix} + w(t). \quad (44)$$

为便于计算, 引入新变量^[17]

$$x_5 = \int e(t) dt. \quad (45)$$

参考以上分析可得

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2d_a(0)-1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2d_b(0)-1}{2L} & 0 \\ -\frac{d_a(0)}{3C} & -\frac{d_b(0)}{3C} & -\frac{d_c(0)}{3C} & \frac{2d_c(0)-1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_d C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{x_4(0)}{L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2x_1(0)}{3C} \\ x_5(0) \end{bmatrix} + w(t). \quad (47)$$

设三相三线APF变流器的主电路交流侧电感为 $L_a = L_b = L_c = L = 4 \text{ mH}$, 直流侧电容 $C_1 = C_2 = 2 \times 4700 \mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$. 根据主电路的特点, 对于任意时刻的 u_s , 直流侧电容电压均应保持不变, 为计算方便, 选择稳态时直流侧电容电压为 $x_{4(0)} = 800 \text{ V}$, 并考虑到 x_1 的特性, 取电源电压 $u_{sa} = 311 \sin(\omega t + \pi/2)$ 为初始平衡点^[16], 得到此时平衡点处

$$\begin{aligned} d_a(0) &= 0.818, \quad d_b(0) = d_c(0) = 0.306, \\ x_1(0) &= 0.206 \text{ A}, \quad x_2(0) = x_3(0) = -0.103 \text{ A}. \end{aligned}$$

由于变流器的开关频率远远大于电网的频率, 因而在工作点处附近, u_s 几乎不变, 但不同的工作点会影响平衡点的初始值. 由此可得平衡点处新的状态空间如式(43):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{2L} x_4 + \frac{1}{L} d_a(0) x_4 - \frac{x_4(0)}{L} d_a + w_1(t), \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{2L} x_4 + \frac{1}{L} d_b(0) x_4 - \frac{x_4(0)}{L} d_b + w_2(t), \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{2L} x_4 + \frac{1}{L} d_c(0) x_4 - \frac{x_4(0)}{L} d_c + w_3(t), \\ \dot{x}_4 = -\frac{d_a(0)}{3C} x_1 - \frac{d_b(0)}{3C} x_2 - \frac{d_c(0)}{3C} x_3 - \frac{1}{R_d C} x_4 + \\ \quad \frac{2x_1(0)}{3C} d_a + \frac{2x_2(0)}{3C} d_b + \frac{2x_3(0)}{3C} d_c. \end{cases} \quad (43)$$

其矩阵形式, 如式(44):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2d_a(0)-1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2d_b(0)-1}{2L} \\ -\frac{d_a(0)}{3C} & -\frac{d_b(0)}{3C} & -\frac{d_c(0)}{3C} & \frac{2d_c(0)-1}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_d C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{x_4(0)}{L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2x_1(0)}{3C} \end{bmatrix} + w(t). \quad (44)$$

$$\dot{x}_5 = -x_4 + x_5(0)(d_a + d_b + d_c).$$

(46)

由此, 式(44)可写成式(47).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{2d_a(0)-1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2d_b(0)-1}{2L} & 0 \\ -\frac{d_a(0)}{3C} & -\frac{d_b(0)}{3C} & -\frac{d_c(0)}{3C} & \frac{2d_c(0)-1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_d C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{x_4(0)}{L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{2x_1(0)}{3C} \\ x_5(0) \end{bmatrix} + w(t). \quad (47)$$

将式(13)的模糊输入前件变量函数代入, 得到系数矩阵行列式 M_i, N_i .

根据系统的特性, 设变流器直流侧电容电压实际值与设定值偏差的最大值即 α_1 为设定值10%, 而此偏差积分的最大值即 α_2 为设定值30%, 即 $\alpha_1 = 80, \alpha_2 = 240$.

由于电源电压的畸变一般不超过10%, 在极端的条件下一般也不太可能达到20%, 即 $w(t)$ 对 $x(t)$ 的影响程度 $\rho < 1$, 因而对于给定的性能指标 ρ^2 (设 $\rho^2 = 0.2$, 即假定电源电压畸变达到44.7%), 为获得H_∞控制性能

$$\int_0^{t_f} x^T(t) Q x(t) dt \leq \rho^2 \int_0^{t_f} w^T(t) w(t) dt.$$

根据以上的分析, 利用LMI工具箱可得到在此H_∞控制性能条件下的公共正定矩阵 H 以及反馈增益矩阵 K_i 的数值解.

控制系统的结构如图4所示. 对于由于电源电压畸变对APF电流检测精度而产生的影响, 采用锁相环可以解决. 然而可靠有效的锁相环既难以实现, 而且还存在着一定的时延, 需要实时补偿. 而本控制系统直接考虑电源电压的畸变, 利用H_∞控制的反馈校正能力, 使电源电压的畸变影响不至于影响到控制的性能.

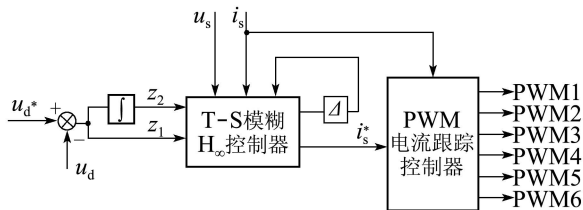


图4 控制系统的结构框图

Fig. 4 Structure frame of control system

4 仿真结果(Simulation results)

当电源电压存在畸变时, 设三相电源电压存在10%的5次谐波和10%的7次谐波. 由于电源电压存在畸变, 使补偿难度增加. 此处, 对于给定的性能指标 ρ^2 ($\rho = 0.2$), 采用T-S模糊H_∞控制器, 构建模糊状态反馈控制系统, 实施控制, 获得H_∞性能.

仿真分析时, 所采用的负载为三相晶闸管移相调压对称阻感电路, 其中: 电感为10 mH, 负载电阻均为10 Ω , 移相角 $\alpha = 45^\circ$, 仿真结果如图5所示.

仿真表明, 当三相电源不存在畸变时, 采用T-S模糊控制的三相三线APF能够有效地检测出补偿参考电流, 对非线性对称或不对称负载均可以实施有效的补偿, 具有自动平衡负载的三相不对称能力, 使电源电流对称并且均等. 而当三相电源存在畸变时, 采用T-S模糊H_∞控制方法, 对于给定的

性能指标, 可使三相三线APF获得稳定并且与电源电压理想的状态相当的控制性能.

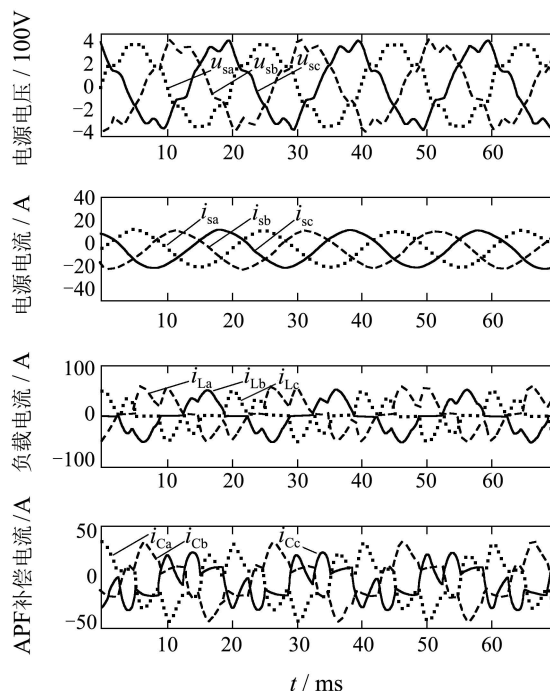


图5 T-S模糊H_∞控制三相三线APF电源电压存在畸变时补偿移相调压对称负载的仿真波形

Fig. 5 Simulation results of T-S fuzzy H_∞ control in case of source distortion for three-phase thyristor phase-shifting symmetrical voltage regulator

5 结束语(Conclusion)

本对三相三线APF进行T-S模糊建模, 分析了在电源存在畸变的情况下, 将电源的畸变视为干扰, 采用T-S模糊H_∞控制方法, 在Lyapunov稳定理论的基础上分析了模型的稳定性, 并基于并行分布补偿策略和LMI的方法设计T-S模糊H_∞控制器, 实现了APF电流在电源电压畸变条件下的准确检测, 同时实施有效的补偿控制. 仿真结果表明, 该方法能够在电源畸变时有效地检测补偿电流, 并适应各种非线性负载, 能够自动平衡非线性负载引起的电源电流不平衡, 使电源侧电流接近正弦, 具有较宽的适用范围和较好的补偿效果.

参考文献(References):

- [1] ACS800-77LC风力发电传动硬件手册(840到3180 kW) [M]. 北京: 北京ABB电气传动系统有限公司, 2008: 24.
- [2] AKAGI H. New trends in active filters for power conditioning [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(6): 1312 - 1321
- [3] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率定义及广义谐波理论 [J]. *中国电机工程学报*, 2001, 21(9): 68 - 73.
(WANG Maohai, LIU Huijin. A universal definition of instantaneous power and broad-sense harmonic theory [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2001, 21(9): 68 - 73.)

- [4] 丁洪发, 段献忠, 何仰赞. 同步检测法的改进及其在三相不对称无功补偿中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(6): 17 – 20.
(DING Hongfa, DUAN Xianzhong, HE Yangzan. Improvement of synchronous detection method and application for var compensation of unbalanced three phase systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2000, 20(6): 17 – 20.)
- [5] 刘进军, 王兆安. 基于旋转空间矢量分析瞬时无功功率理论及其应用 [J]. 电工技术学报, 1999, 14(1): 49 – 54.
(LIU Jinjun, WANG Zhaoan. Analysis of theory and applications of instantaneous reactive power based on space vector method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1999, 14(1): 49 – 54.)
- [6] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制与无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [7] MOHANTY A R, KAPOOR A K. Performance evaluation of hcc & svpwm current controllers for shunt apf under fault conditions [C] //2010 India International Conference on Power Electronics (IICPE). Piscataway: IEEE, 2011: 1 – 8.
- [8] NEVES F, DE SOUZA H, BRADASCHIA F, et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(8): 2858 – 2867.
- [9] MORENO V M, LOPEZ A P, GARCIA R I D, et al. Reference current estimation under distorted line voltage for control of shunt active power filters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(4): 988 – 994.
- [10] JAUME M, MIGUEL C, JOSE M, et al. Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8): 3117 – 3127.
- [11] RAFAEL O, ROBERTO M, CHARIF K. Three-phase active power filter under non-sinusoidal voltage conditions [C] //2009 International Conference on Electrical, Communications, and Computers. Cholula, Puebla, Mexico: IEEE, 2009: 69 – 73.
- [12] KOTESWARA RAO U, MAHESH K M, ARINDAM G. Control strategies for load compensation using instantaneous symmetrical component theory under different supply voltages [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, 23(4): 2310 – 2317.
- [13] HUA C C, LI C H, LEE C S. Control analysis of an active power filter using lyapunov candidate [J]. *IET Power Electron*, 2009, 2(4): 325 – 334.
- [14] TANAKA K, WANG H O. *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: a Linear Matrix Inequality Approach* [M]. Washington, USA: John Wiley & Sons Inc. Press, 2001.
- [15] TANAKA K, SUGENO M. Stability analysis and design of fuzzy control systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Sets and Systems*, 1992, 45(2): 135 – 156.
- [16] 颜文旭, 纪志成. 三相并联型有源电力滤波器的T-S模糊建模与控制 [J]. 电机与控制学报. 2010, 14(11): 92 – 99.
(YAN Wenxu, JI Zhicheng. T-S fuzzy model and control for three-phase shunt APF [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(11): 92 – 99.)
- [17] 颜文旭, 纪志成. 三相三线APF补偿电流的模糊反馈检测与控制 [J]. 控制工程, 2010, 17(6): 759 – 763.
(YAN Wenxu, JI Zhicheng. Compensated currents direct fuzzy feedback examination and control for three-phase-three-line active power filter [J]. *Control Engineering of China*, 2010, 17(6): 759 – 763.)

作者简介:

颜文旭 (1971–), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为电能质量控制、电力电子技术及智能控制, E-mail: ywx03@163.com;

纪志成 (1959–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为复杂非线性控制、智能控制, E-mail: zcji@jiangnan.edu.cn.