

文章编号: 1001-0920(2003) 02-0237-03

并联有源电力滤波器控制方式研究

吴建华, 张石, 商云鹏, 殷洪义, 徐心和
(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110004)

摘要: 针对无损耗电阻器的并联有源电力滤波器, 采用一种控制算法, 可实时计算出开关阵列的导通时间, 实现更精确的控制。仿真结果表明, 该滤波器及控制算法具有良好的谐波补偿效果。

关键词: 有源电力滤波器; 无损耗电阻器; 开关阵列; 谐波补偿

中图分类号: TM 13 文献标识码: A

Control model of parallel active power filter

WU Jian-hua, ZHANG Shi, SHANG Yun-peng, YIN Hong-yi, XU Xin-he

(School of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China)

Abstract: A parallel active power filter using the loss-less resistor is proposed. The circuit structure and control model of the filter can be simplified by using the loss-less resistor. A control algorithm is given to compute the working time of the switch mode circuit. A more accurate and faster control process is realized. The simulation results demonstrate the efficiency of the filter and the algorithm in harmonic compensation.

Key words: Active power filter; Loss-less resistor; Switch mode; Harmonic compensation

1 引言

并联有源电力滤波器(PAPF)通过向电网注入一个补偿电流来抵消谐波源(负载)产生的有害谐波电流, 以改善电网受谐波源负载的污染^[1,2]。PAPF产生的补偿电流应与谐波源(负载)产生的有害谐波电流大小相等, 方向相反, 这需要相应的控制方式来实现。并联有源电力滤波器的控制方式对滤波器的补偿效果影响很大, 需要不断地改进有源电力滤波器的控制方式来提高滤波器的性能。

无损耗电阻器^[3]以其能代替电阻器的功能而不消耗电能的特性在许多方面得到了应用^[3~5]。本文根据电流型无损耗电阻器能产生任意形式电流波形的特点, 提出了基于无损耗电阻器的 PAPF, 将无损耗电阻器的输出电流作为补偿电流注入电网, 实

现对谐波源(负载)的谐波补偿。仿真结果验证了理论分析的正确性和算法的有效性。

2 电流型无损耗电阻器

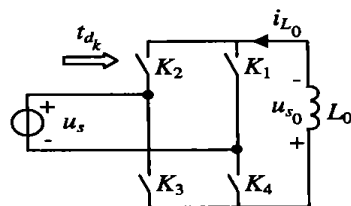


图 1 电流型无损耗电阻器原理图

电流型无损耗电阻器的原理如图 1 所示, 它由电感元件和一个理想开关阵列(K_1, K_2, K_3, K_4)组成, 其中 $i_{L_0}(t)$ 为输出量。图 1 含有两个控制量, 一个是理想电压源 $u_s(t)$, 另一个是理想开关阵列的状态

收稿日期: 2001-10-30; 修回日期: 2002-02-20。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(69372039)。

作者简介: 吴建华(1953—), 女(蒙古族), 辽宁阜新新人, 副教授, 从事电工新技术、数字信号处理等研究; 徐心和(1940—), 男, 河北山海关人, 教授, 博士生导师, 从事智能控制、机器人学等研究。

转换时间 $t_{d_k}, k = 1, 2, \dots, K$ 。

仿照电压型无损耗电阻器^[6]对开关阵列各开关导通状态的描述和规定,并假设 $u_s(t)$ 为一恒定值 U_s , 则图 1 中 $u_{s_0}(t)$ 的波形如图 2 所示。

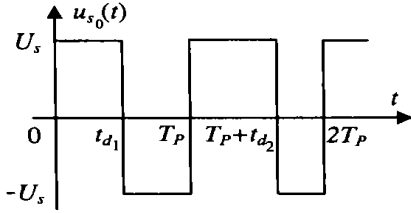


图 2 开关转换时间 t_{d_k} 控制的 $u_{s_0}(t)$ 波形

根据电路理论,图 1 所示无损耗电阻器的输出为

$$i_{L_0}(t) = i_{L_0}(t_0) + \frac{1}{L_0} \int_{t_0}^t u_{s_0}(t) dt \quad (1)$$

由式(1)分析 $i_{L_0}(t)$ 受开关状态转换时间 $t_{d_k} (k = 1, 2, \dots, K)$ 控制的关系。设 $U_s/L_0 = A$, 根据电路理论中的对偶原理,可由电压型无损耗电阻器的输出特性^[6]得到电流型无损耗电阻器的输出特性为

$$\begin{cases} i_{L_0}(t) = \\ i_{L_0}(t_0) + A \cdot \begin{pmatrix} k-1 \\ k=1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 2t_{d_k} - 2(k-1)T_P + t_1 \\ (k-1)T_P \quad t \quad (k-1)T_P + t_{d_k}, \quad M = M_1 \end{matrix} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{L_0}(t) = i_{L_0}(t_0) + A \cdot \begin{pmatrix} k \\ k=1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 2t_{d_k} - t_1 \\ (k-1)T_P + t_{d_k} \quad t \quad kT_P, \quad M = M_2 \end{matrix} \end{cases} \quad (3)$$

由式(2)和(3)可得 $i_{L_0}(t)$ 在第 k 个周期的平均值为

$$\bar{i}_{L_0}(kT_P) = i_{L_0}(t_0) + A \cdot \begin{pmatrix} k-1 \\ k=1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 2t_{d_k} - kT_P + \frac{T_P}{2} - \frac{t_{d_k}^2}{T_P} \end{matrix} \quad (4)$$

当开关状态的转换周期 T_P 足够小时,序列数 $\bar{i}_{L_0}(kT_P)$ 可逼近 $i_{L_0}(t)$ 。这样,当式(4)中的 u_s, T_P 和 L_0 确定后,通过改变开关阵列的开关转换时间 $t_{d_k}, k = 1, 2, \dots, K$, 便可控制无损耗电阻器的输出电流 $i_{L_0}(t)$ 以不同形式输出。由式(4),并考虑到应有 $t_{d_k} < T_P$, 故有

$$t_{d_k} = T_P - \left(T_P^2 - T_P \left[\frac{1}{A} \cdot (\bar{i}_{L_0}(kT_P) - i_{L_0}(t_0)) + kT_P - \frac{1}{2}T_P - \begin{pmatrix} k-1 \\ k=1 \end{pmatrix} 2t_{d_k} \right] \right)^{1/2} \quad (5)$$

$k = 1, 2, \dots, K$

由式(5),可根据 $\bar{i}_{L_0}(kT_P)$ (即 $i_{L_0}(t)$) 确定开关

状态转换时间 $t_{d_k}, k = 1, 2, \dots, K$ 。式(4)和(5)为图 1 所示电流型无损耗电阻器的端口特性。

3 基于无损耗电阻器的并联有源电力滤波器

并联有源电力滤波器系统如图 3 所示。有源电力滤波器检测出负载电流 i_2 (补偿对象)的谐波分量为 i_{2h} , 将其反极性后作为补偿电流的指令信号 $i_{L_0}^*$ 。由无损耗电阻器产生的补偿电流 i_{L_0} , 若与负载电流中的谐波分量 i_{2h} 大小相等、方向相反,则两者互相抵消,使得电网电流 i_s 中只含基波,不含谐波。这样便达到了抑制电网电流中谐波电流的目的^[1,2]。

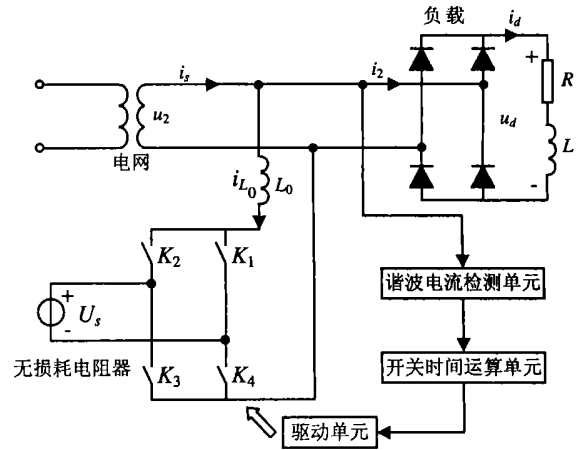
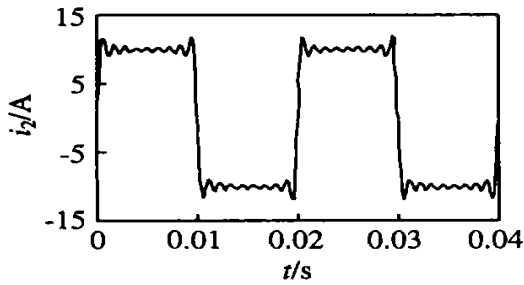
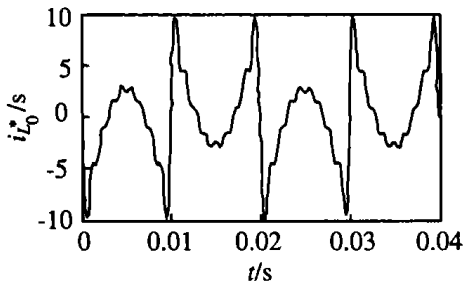
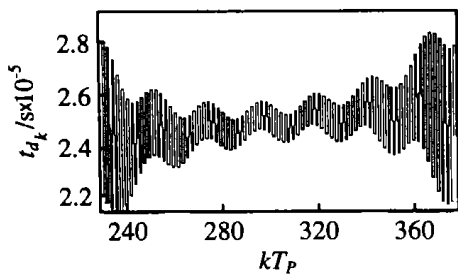
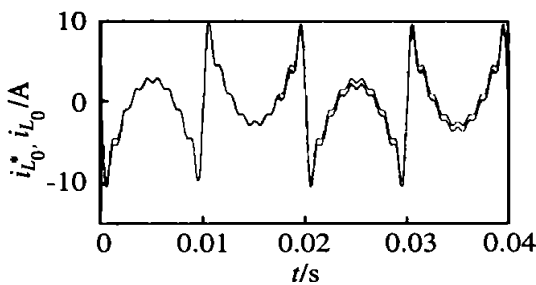
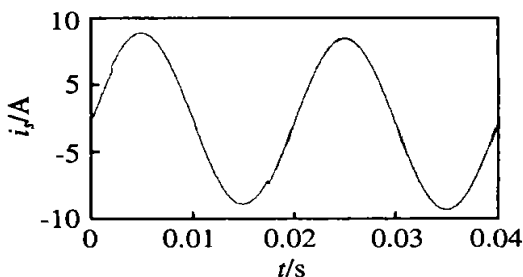


图 3 基于 LLR 的 PAFP 系统

基于无损耗电阻器的并联有源电力滤波器的控制过程是:依据基于瞬时无功率理论的谐波电流瞬时检测方法检测出的负载谐波电流 i_{2h} , 计算出指令电流 $i_{L_0}^*$; 再利用无损耗电阻器的端口特性式(5),由 $i_{L_0}^*$ 计算出开关时间序列 t_{d_k} ; 驱动单元按照 t_{d_k} 控制开关阵列的开闭,产生补偿电流 i_{L_0} 。根据电路理论,当无损耗电阻器的 L_0 足够大时,无损耗电阻器相当于一个理想受控电流源。

4 仿真研究

仿真研究采用单相并联有源电力滤波器,其系统如图 3 所示。谐波源为带有电感性负载的单相桥式全波整流电路,当电感 L 足够大时,直流侧电流基本保持恒定^[2],交流侧电流波形近似为方波(见图 4)。仿真系统的参数为:正弦电源电压有效值 $U_2 = 100$ V,频率 50 Hz,无损耗电阻器的直流电压源 $U_s = 10$ V,电感 $L_0 = 0.6$ mH,电感电流初始值设为 -1 A,无损耗电阻器的开关周期 $T_P = 0.00005$ s。

图 4 负载电流 i_2 波形图 5 指令电流 $i_{L_0}^*$ 波形图 6 开关时间序列 t_{dk} 图 7 指令电流 $i_{L_0}^*$ 与补偿电流 i_{L_0} 波形比较图 8 补偿后的电网电流 i_f 波形

由图 4 可以看出, 电流 i_2 近似为方波, 其中含有奇次谐波(仿真中谐波次数取到 17 次)。将此电流去掉基波部分, 并取反便得到指令电流 $i_{L_0}^*$, 如图 5 所示。将指令电流代入无损耗电阻器的端口特性(5)中, 可得到控制无损耗电阻器开关阵列导通的时间序列 $t_{dk}, k = 1, 2, \dots, K$, 如图 6(局部波形)所示。由图 6 可以看到开关导通时间的变化。由驱动单元按照 t_{dk} 控制无损耗电阻器开关阵列的导通时间, 便可产生逼近指令电流的补偿电流。

为了检验算法的有效性, 可将算出的 $t_{dk} (k = 1, 2, \dots, K)$ 代入无损耗电阻器输出电流瞬时值计算公式(2)和(3), 计算补偿电流瞬时值 i_{L_0} (步长取无损耗电阻开关周期的十分之一)。补偿电流瞬时值 i_{L_0} 的平均值与指令电流 $i_{L_0}^*$ 的波形比较如图 7 所示。由图 7 可以看出, 补偿电流与指令电流能够很好地吻合。图 8 为补偿后的电网电流, 可见基于无损耗电阻器的有源滤波器能使电网电流保持正弦。

通过多次仿真可知, 适当减小无损耗电阻器的开关周期, 可以减小开关纹波的幅度, 提高滤波器的质量。但这样会由于增大开关器件的开关频率而增加成本。为无损耗电阻器并联一个小容量高通滤波器, 用于滤除无损耗电阻器产生的补偿电流中开关频率附近的谐波, 可避免补偿电流在开关时刻产生较剧烈的振荡。

5 结 语

理论分析与仿真研究表明, 将无损耗电阻器用于实现并联有源电力滤波器, 可使滤波器具有结构简单、控制方便的特点。采用的控制算法, 可实时计算出开关阵列的瞬时导通时间, 实现更精确的控制, 取得更理想的补偿效果。无损耗电阻器可应用于其他需要补偿作用的场合。

参考文献(References):

- [1] Akagi H. New trends in active filters for power conditioning [J]. *IEEE Trans on Industrial Application*, 1996, 32(6): 1312-1322.
- [2] 王群, 姚为正, 刘进军, 等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性[J]. *中国电机工程学报*, 2001, 21(2): 16-20. (Wang Q, Yao W Z, Liu J J, et al. Harmonic source and compensation characteristics of active power filter [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2001, 21(2): 16-20.)
- [3] Singer S. Realization of loss-free resistive elements [J]. *IEEE Trans on CAS*, 1990, 37(1): 54-58.

(下转第 256 页)

$$[B(k) + \Delta B(k)]u(k) \quad (21)$$

式中: $x \in R^n$ 为状态向量; $u \in R^m$ 为输入向量; G, B 为已知的系数矩阵; $\Delta G, \Delta B$ 为未知矩阵。

当系统不具有鲁棒稳定性时, 取状态反馈

$$u(k) = v(k) - Kx(k) \quad (22)$$

代入式(21)中, 可得

$$\begin{aligned} x(k+1) = & [G(k) + \Delta G - B(k)K - \Delta B(k)K]x(k) + \\ & [B(k) + \Delta B(k)]v(k) \end{aligned} \quad (23)$$

选取闭环极点的模值均小于 1, 且满足

$$\begin{aligned} (1 + \lambda^2)[G(k) - B(k)K - \Delta B(k)K]^T \times \\ [G(k) - B(k)K - \Delta B(k)K] + \\ (1 + \lambda^{-2})\Delta G^T \Delta G - I < 0 \end{aligned} \quad (24)$$

根据式(20)可知, 当式(24)成立时, 系统鲁棒稳定。

反馈矩阵的具体设计步骤为:

1) 估计出 $\Delta G^T \Delta G$ 的最大特征值 $\sigma_{\max}[\Delta G^T \Delta G]$;

2) 选取 λ 和所有的希望极点满足条件

$$(1 + \lambda^2) \left| \sigma[G(k) - B(k)K - \Delta B(k)K] \right| < 1 - \frac{1}{(1 + \lambda^{-2}) \left| \sigma_{\max}[\Delta G^T \Delta G] \right|} \quad (25)$$

3) 求解状态反馈矩阵 K 。

6 结 语

离散系统的鲁棒稳定性方法具有较为广泛的应用, 但由于在系统鲁棒稳定性条件表达式中, 正定矩阵 P 需要涉及复杂的非线性矩阵不等式求解, 因此使得人们在处理实际问题时面临很大的困难。为了解决实际应用问题, 本文给出了离散系统鲁棒稳定性的新判断式(16)或(20)。通过式(16), 人们在求解正定矩阵 P 时, 仅需要涉及线性矩阵不等式。根据式(20), 可通过系统极点分布确定系统的鲁棒性。根据新的鲁棒稳定性判据, 本文给出了结构简单的系统鲁棒反馈控制的设计方法。该方法不仅可处理线性离散系统的鲁棒稳定性问题, 且可推广到非线性离散系统中。

参考文献(References):

[1] Boukas E K, Shi P. H_∞ control for discrete-time linear

systems with Frobenius norm-bounded uncertainties [J]. *Automatica*, 1999, 35(9): 1625-1631.

[2] Corless M J, Leitmann G. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems [J]. *IEEE Trans Automat Control*, 1981, 26(8): 1139-1144.

[3] Goodall D P, Pyan E P. Feedback controlled differential inclusions and stabilization of uncertain dynamical systems [J]. *SIAM J Control Optim*, 1988, 26(5): 1431-1441.

[4] Hale J K, Verduyn Lunel S M. *Introduction to Functional Differential Equations* [M]. New York: Springer, 1993.

[5] Hennes J C, Tarbouriech S. Stability and stabilization of delay differential systems [J]. *Automatica*, 1997, 33(2): 347-354.

[6] Petersen I R, Hollot C V. A Riccati equation approach to the stabilization of uncertain linear systems [J]. *Automatica*, 1986, 22(2): 397-411.

[7] Qu Z. Asymptotic stability of controlling uncertain dynamical systems [J]. *Int J Control*, 1994, 59(6): 1345-1355.

[8] Shi P, Dragan V. Asymptotic H_∞ control for singularly perturbed systems with parametric uncertainties [J]. *IEEE Trans Automat Control*, 1999, 44(9): 1738-1742.

[9] Shi P. Filtering on sampled-data systems with parametric uncertainty [J]. *IEEE Trans Automat Control*, 1998, 43(7): 1022-1027.

[10] Shi P, Boukas E K. H_∞ control for Markovian jumping linear systems with parametric uncertainty [J]. *J Optim Theory Appl*, 1998, 95(1): 75-99.

[11] Shi P, Xie L, Wang Y. Robust filtering for interconnected uncertain systems under sampled measurements [J]. *J Dyn Syst Mesur Control, Trans ASME*, 1997, 119(2): 337-340.

[12] Xie L, Shi P, De Souza C E. On designing controllers for a class of uncertain sampled-data nonlinear systems [J]. *IEE Proc Control Theory Appl*, 1993, 140(1): 119-126.

(上接第 239 页)

[4] 顾树生, 殷洪义, 王安娜, 等. 无损耗电阻理论及应用研究(一) [J]. *控制与决策*, 1995, 10(5): 474-479.

(Cu S S, Yin H Y, Wang A N, et al. Study of theory and application for loss-less resistor (一) [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(5): 474-479.)

[5] Singer S. Loss-free gyrator realization [J]. *IEEE Trans on CAS*, 1988, 35(1): 26-33.

[6] 吴建华, 迟德选, 殷洪义, 等. 应用无损耗电阻器的直流电机速度控制方法研究 [J]. *控制与决策*, 2002, 17(3): 375-377.

(Wu J H, Chi D X, Yin H Y, et al. Realization the DC motor speed control by application of the loss-less resistor [J]. *Control and Decision*, 2002, 17(3): 375-377.)