

131 12-16

有源电力滤波器的参数计算及其控制

Parameter Calculation and Control of Active Power Filter

罗世国、侯振程
Luo Shiguo Hou Zhenheng
(重庆大学电气工程系, 重庆, 630044)

TN 713

摘 要 研究了使用有源电力滤波器消除电网畸变电流的问题, 分析了输出电流跟踪控制误差对补偿性能的影响, 推导了参数的近似计算公式, 提出了解决补偿电流时延问题的一种新的控制方法。通过实验证实了该滤波器的有效性。

关键词 有源; 电力滤波器; 参数计算; 控制

中国图书资料分类法分类号 TP 15

ABSTRACT The question of eliminating distorted current from power networks with active power filters is investigated. The effects of output current follow up errors on compensation performances are analyzed, and approximate calculation formulas for the parameters are deduced. A new control method for solving the time delay problem of the compensating current is also presented. The filter's validity has been verified through an laboratory experiment.

KEYWORDS active; power filter; parameter calculation; control

0 引 言

近年来,随着电力电子技术的发展,大量的非线性负荷造成了严重的畸变电流,导致电力系统的不正常运行。因此消除畸变电流是十分重要的。传统的无源滤波器已被用来解决这一问题,但这些滤波器有许多尚未克服的缺点。例如,电源阻抗强烈地影响滤波特性,严重时电源和滤波器间可能发生谐振,这就是所谓的谐波放大现象。为了解决这些问题,近来开发了一种新型的有源电力滤波器,它使用谐波的瞬时检测方法和 PWM 控制技术,以产生等效于电源中的谐波电流来抵消电源中的畸变电流。

在由开关器件构成的有源电力滤波器中,输出电流的开关纹波和时延是不可避免的。本文讨论了抑制开关纹波的无源滤波器的参数计算问题,得出了近似计算公式,并提出了解决补偿电流时延问题的一种新的控制方法,给出了实验结果。

* 收文日期 1992-08-31
国家自然科学基金资助项目

1 有源滤波器基本结构

图1表明了有源电力滤波器结构。主电路由一电压型 PWM 逆变器和一 LC 无源滤波器构成。电感 L_s 代表输出变压器的漏感, r 表示主电路及变压器的等效电阻^[1-5]。具有传递函数 $G(s)$ 的环节是一个超前网络。因为从参考信号 i_s^* 到补偿电流 i_s 的产生, 要经过几个不可避免的延时环节, 此超前网络的作用就是使参考信号 i_s^* 提前一定时间以补偿上述时延, 达到改变补偿特性的目的。

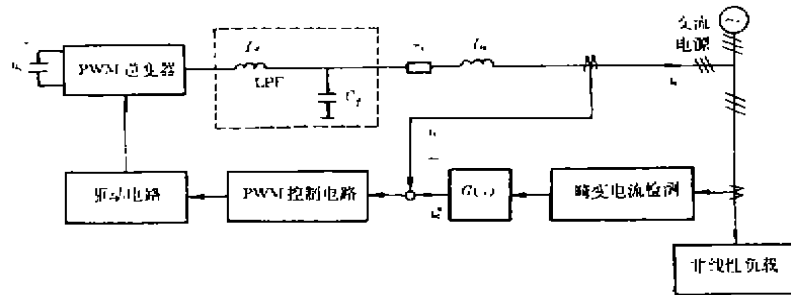


图 1 有源滤波器基本结构框图

2 误差的影响和控制策略

首先, 我们讨论幅值误差和相位误差对谐波残余度的影响。谐波残余度 K_{HRRn} 定义如下^[2,6]:

$$K_{HRRn} = \frac{\text{补偿后第 } n \text{ 次谐波电流幅值}}{\text{补偿前 } n \text{ 次谐波电流幅值}} \times \varphi_0$$

令 ε_n 和 ϕ_n 分别表示补偿后第 n 次谐波电流的幅值误差和相位误差, 设待补偿的 n 次谐波电流为

$$i_{in}(t) = A_n \sin(n\omega t + \theta_n) \tag{1}$$

令实际输出补偿电流中的 n 次谐波分量为:

$$i_{in}(t) = (1 + \varepsilon_n) A_n \sin(n\omega t + \theta_n + \phi_n) \tag{2}$$

则补偿后残余的 n 次谐波电流分量可表达如下:

$$i_{in}(t) = i_{in}(t) = B_n \sin(n\omega t + \theta_n + \delta_n) \tag{3}$$

这里

$$B_n = A_n \sqrt{1 + (1 + \varepsilon_n)^2 - 2(1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n} \tag{4}$$

$$\delta_n = \begin{cases} \text{tg}^{-1} \frac{-(1 + \varepsilon_n)\sin\phi_n}{1 - (1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n}, & 1 - (1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n > 0 \\ \text{tg}^{-1} \frac{-(1 + \varepsilon_n)\sin\phi_n}{1 - (1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n} + 180^\circ, & 1 - (1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n < 0 \end{cases} \tag{5}$$

因此
$$K_{\text{HRRn}} = B_n/A_n = \sqrt{1 + (1 + \varepsilon_n)^2 - 2(1 + \varepsilon_n)\cos\phi_n} \quad (6)$$

下面分别讨论 ε_n 和 ϕ_n 对 K_{HRRn} 的影响。

当 $\varepsilon_n = 0$, 由(6)式, 可得:

$$K_{\text{HRRn}}(\phi_n) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 - \cos\phi_n} \quad (7)$$

当 $\phi_n = 0$, 由(6)式, 可得:

$$K_{\text{HRRn}}(\varepsilon_n) = \varepsilon_n \quad (8)$$

根据上述分析, 可得出如下结论: 相位误差对 K_{HRRn} 的影响比幅值误差的影响更大, 例如:

当 $\phi_n = 10^\circ$, 从(7)式, $K_{\text{HRRn}} = 17.43\%$

当 $\varepsilon_n = 10\%$, 由(8)式, $K_{\text{HRRn}} = 10\%$

由于 ϕ_n 是由低通滤波器(LPF)、检测电路、控制电路以及开关时间等所引起的。为改善补偿特性, 减小相位误差 ϕ_n (在时间上表现为时延) 是十分重要的。然而, 大量实验证明, 幅值误差 ε_n 容易调节, 但相位误差的调节则是十分困难的。为解决这一难题, 本文提出了在控制环节附加一超前网络的方法, 以补偿上述相位差。

需要说明的是: 因为对每次谐波而言, 相位滞后是不相同的, 所以即使加一超前网络, 也不可能完全补偿每次谐波的相位滞后。另外, 这仅仅是对稳态的一部份补偿, 至于动态过程以及稳态的更好的补偿方法将有待于进一步研究。

本文建议采用具有如下传递函数的超前网络:

$$G(s) = \frac{K(s^2 - as + b)}{(s^2 + as + b)} \quad (9)$$

此网络是全通网络, 它的幅频特性是常数 K , 而其相频特性可以方便地通过调整系数 a, b 进行改变, 其最佳值可以通过系统仿真确定。在这里取 $K = 1, a = 95.8, b = 9.18$, 得到的相频特性曲线如图 2 所示, 图中横坐标是按 ω 的倍数的对数标定的。由此可见, 用(9)式全通网络进行相位超前校正, 对减小补偿系统的相位滞后误差是有很好的效果的。

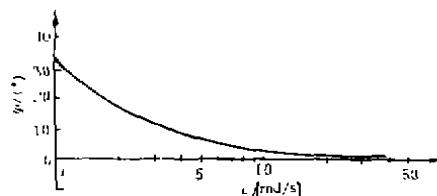


图 2 超前校正网络的相频特性

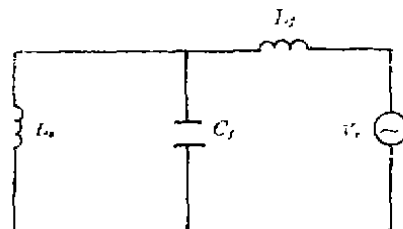


图 3 V_n 的等效电路

3 LPF 参数的近似计算

该有源电力滤波器采用 PWM 控制技术, 即将谐波电流的参考信号与三角载波信号比较, 以确定开关管的脉冲宽度。

在有开关器件的有源电力滤波器里, 交流端的电压纹波和电流纹波是不可避免的。如果 PWM 变换器的开关频率为 f_s , 由开关电压纹波引起的谐波电流纹波近似为 $2f_s$ 。

要设计一无源低通滤波器来抑制开关纹波是十分困难的, 因为设计时必须预先知道有

关的电源阻抗,而且要考虑输出电流的跟踪控制性能和变换器交流端的纹波分量。

图 3 表明了 PWM 逆变器开关电压纹波 V_s 的等效电路。 L_s 是变压器漏感(设变压器容量为 20 KVA, $L_s = 0.16$ mH), C_f 和 L_f 是将要设计的低通滤波器参数。

设第 n 次谐波电流为:

$$i_n = I_{nm} \sin 2\pi f_n t \quad (10)$$

那么最大的电流变化率为:

$$\left| \frac{di_n}{dt} \right|_{\max} \cong 2\pi f_n I_{nm} \quad (11)$$

I_{nm} 和 f_n 分别为 n 次谐波电流峰值和频率。有源滤波器的补偿特性主要取决于其输出电流 i_c 对检测出的参考信号 i_c^* 的跟踪控制性能。后者应该满足:

$$(u_c - u_{cm})/L_f > \left| \frac{di_c^*(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (12)$$

因此

$$L_f < (u_c - u_{cm}) / \left| \frac{di_c^*(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (13)$$

这里, $i_c^*(t)$ 是参考电流; u_c 是电容器端电压; u_{cm} 是交流电源电压峰值。根据(11)式,主要考虑 5, 7, 11 次谐波。(12)式右端项可近似计算如下:

$$\left| \frac{di_c^*(t)}{dt} \right|_{\max} \cong (10 \sim 20) f_1 |i_c^*(t)|_{\max} \quad (14)$$

式中 f_1 为电源频率。但 L_f 也不能选得太小,它应该受随不同的非线性负载而变化的补偿电流瞬时误差的限制。

f_c 的选择应该满足:

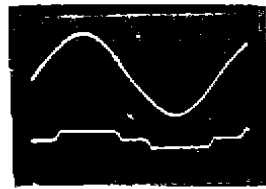
$$2\pi(2f_c)L_s \gg 1/\{2\pi(2f_c)C_f\} \quad (15)$$

$$2\pi f_{in}L_s \ll 1/\{2\pi f_{in}C_f\} \quad (16)$$

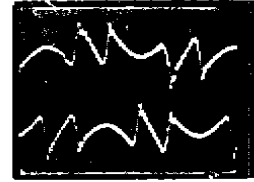
这里, f_{in} 是待补偿的最高次谐波电流的频率。满足上述(13)~(16)式所设计的无源 LPF, 在保证补偿性能的情况下,能消除由开关纹波电压 V_s 所引起的纹波电流。大部分纹波电流由 C_f 旁路,但又不至于造成对谐波电流补偿的影响。

4 实验结果

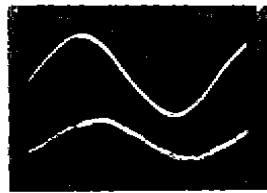
图 4 表明了一个三相系统补偿前后的电源电流波形。在此系统中,三相整流器负载作为谐波源。如果不使用有源电力滤波器,电源电流 $i_s(t)$ (整流器交流侧输入电流)近似为一梯形波。其中含有大量谐波,如图 4(a)所示。图 4(b)为测出的谐波电流,它作为 PWM 变换器的参考控制信号。有源滤波器提供的补偿电流近似等于整流器负载所需要的畸变电流的实际值,因此,电源电流波形近似为正弦波,如图 4(c)所示。从图 4 可知,该实验证实了文中所设计的有源电力滤波器的有效性。



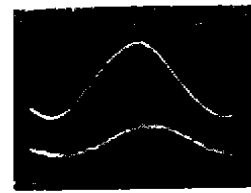
(a) 上:A相电压 $u_a(t)$
下:补偿前 A 相电流



(b) 上:A相畸变电流
下:B相畸变电流



(c) 上:A相电压
下:补偿后 A 相电流



(d) 上:B相电压
下:补偿后 B 相电流

图 4 三相系统的补偿实验结果

$$C_f = 14.7 \mu\text{F}, f_s = 8 \text{ kHz}, L_f = 2.2 \text{ mH}$$

参 考 文 献

- 1 Luo Shiguo, Hou Zhencheng. A novel Active Power Filter Based on A nwe Detecting Method for Distorted Current. In: In proc of IEEE international Symposium on Industrial Electronics. Xian, P. R. China, 1992. 472~475
- 2 Peng F Z. A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems — A Combined system of shunt Passive and Series Filters. IEEE Trans on Ind Appl, 1990, 26(6):983~990
- 3 Kawahira H. Active Power filter. In: In proc of JIEE IPEC. TOKY, Japan; 1983. 981~992
- 4 Peng F Z, Akagi H, Nabe A. A Novel Harmonic Power filter. In: In Proc of IEEE/PESC. Japan; TOKYO, 1988. 1151~1157
- 5 Akagi H. Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and Its Application. In: Elec Eng. Japan; TOKYO, 1983. 483~490
- 6 Peng F Z. A Novel Harmonic Power Filter. In: In Proc of IEEE PESC. Japan; TOKYO, 1988. 1151~1158