

# 有源电力滤波器的主电路参数设计

中国科学院等离子体物理研究所 陶 骏 刘正之 (合肥 230031)

**摘要:** 本文提出了有源电力滤波器主电路中的  $LC$  参数设计方法, 以六脉波晶闸管相控变流器为补偿对象, 建立了参数计算的解析表达式, 仿真结果证明了方法的正确性。

**关键词:** 有源滤波器 参数设计 补偿电流

## Design of Parameters in Main Circuit of Active Power Filter

**Abstract:** In this paper, the method of design of  $LC$  parameters in active power filter is proposed. Analytic expression is founded with the 6-pulse thyristor converter acting as a compensation object. The simulation result shows the correctness of the method.

**Keywords:** Active power filter, Design of parameter, Compensation current

中图分类号: TM477 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2001)3-061-04

### 1 引言

有源电力滤波器一般设计成电压源型 PWM 逆变器, 通过控制各桥臂的全控型开关器件(如 IGBT), 使滤波器的输出很好地跟踪检测的谐波电流, 对电网实现滤波。其主电路结构如图 1 所示, 有源滤波器的工作实际通过  $LC$  充、放电实现, 故  $LC$  参数的选择对滤波器的性能有重要影响。对  $LC$  参数的确定, 往往通过经验, 无疑使结果存在盲目性。也有文献采用了计算机辅助计算方法, 但需模拟滤波器的工作过程, 因此较复杂。本文采用了合理的假设, 建立了参数确定的解析方法, 该方法简单, 并具有实用性。

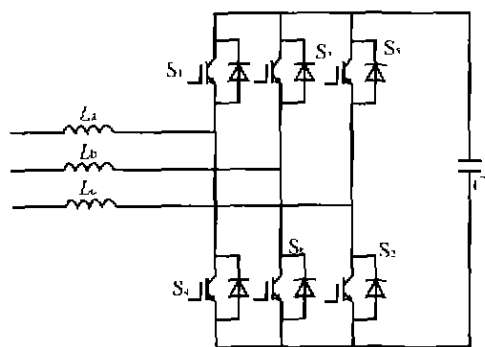


图1 有源滤波器的主电路

### 2 有源滤波器的数学模型

在有源滤波器中, 每个半桥臂由全控的开关器件和与之反并联的二极管构成, 很显然正向导通是可控

的, 反向导通是不可控的, 可以用一理想开关代替每个半桥臂的开关管及二极管, 得到如图 2 所示的等效电路, 由图 2 可建立有源滤波器的数学模型。

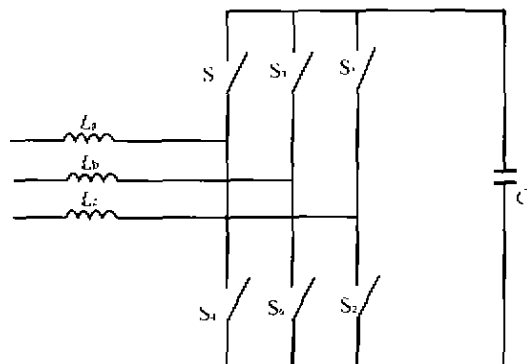


图2 有源滤波器的等效电路

有源滤波器工作时, 保证每个时刻均由三个管子导通, 由此得到 8 种工作模式:  $S_1S_2S_3$ 、 $S_2S_3S_4$ 、 $S_3S_4S_5$ 、 $S_4S_5S_6$ 、 $S_5S_6S_1$ 、 $S_6S_1S_2$ 、 $S_1S_1S_5$ 、 $S_4S_6S_2$ 。最后两种工作模式, 滤波器的三相输出电流均为 0, 通过对谐波源分析发现, 三相谐波不存在同时过零的时刻, 故只分析前 6 种工作模式, 有源滤波器实际由六组开关器件的通断组合所决定。

由图 2 建立描述滤波器工作情况的微分方程如下:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a + K_a U \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b + K_b U \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c + K_c U \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $K_a U_a$ 、 $K_b U_b$ 、 $K_c U_c$  为各桥臂的中点与电源中点间的电压,  $K_a$ 、 $K_b$ 、 $K_c$  是与主电路开关模式有关的开关系数, 各开关模式下它们取值为:  $1/3$  或  $-1/3$  或  $2/3$  或  $-2/3$ 。

对式(1)求解, 可得到不同工作模式下的滤波器输出电流。

### 3 有源滤波器参数确定

有源滤波器的补偿对象大部分是驱动阻感负载的可控整流设备, 当整流器的触发角、负载电流、换相重叠角发生变化时, 将会对参数确定产生影响。这里以三相全控桥为补偿对象, 分析有源滤波器的 LC 参数确定的解析方法。

#### 3.1 进线电感的确定

补偿对象为一晶闸管相控整流器(三相全桥), 触发角  $\alpha$ , 换相重叠角  $\gamma$ , 直流侧电流  $I_d$  (假定直流侧电感无穷大, 忽略电流的脉动), A 相的网侧电流, 如式(2):

$$i_a = \begin{cases} \frac{\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} I_d & (0 \leq \omega t \leq \gamma) \\ I_d & (\gamma \leq \omega t \leq 2\pi/3) \\ \frac{\cos(\omega t + \alpha - 2\pi/3) - \cos(\alpha + \gamma)}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} I_d & (\pi/2/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 + \gamma) \\ 0 & (2\pi/3 + \gamma \leq \omega t \leq \pi) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)成立的条件是以触发角  $\alpha$  为时间零点, 故电网电压可表示为:

$$\begin{cases} e_a = E_m \sin(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}) \\ e_b = E_m \sin(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}) \\ e_c = E_m \sin(\omega t + \alpha + \frac{5\pi}{6}) \end{cases} \quad (3)$$

对交流侧电流波形进行付里叶分解, 得到基波电流的有效值为:

$$I_1 = \frac{\sqrt{6} I_d}{2\pi} \frac{\sqrt{\sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma) + \gamma^2}}{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)} \quad (4)$$

同时基波电流对电压的相位差为  $\phi_1$ , 则:

$$\cos \phi_1 = \frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

其中:

$$\begin{aligned} a &= \cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \gamma) \\ b &= \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma) + 2\gamma \end{aligned}$$

因此, A 相基波有功电流可表示为:

$$i_p = \sqrt{2} I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}) \quad (5)$$

由式(2)、(5)可得有滤波器 A 相需补偿的电流, 即控制给定电流为:

$$i_a^* = i_a - i_p \quad (6)$$

图 3 给出了  $i_a^*$  的波形。

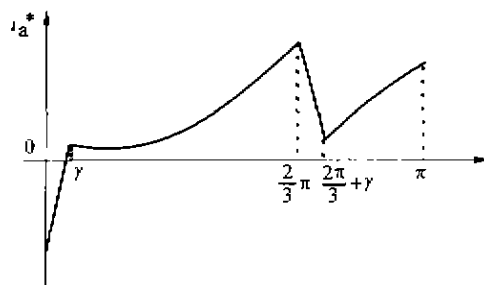


图 3 A 相补偿电流

由图 3 可见, 在半周期中(补偿电流属于半周期对称), 补偿电流变化很不均匀, 在换相重叠期间其变化率较大, 在晶闸管导通期间, 变化率又较小。

对于进线电感的选择必须满足滤波器对补偿电流的跟踪能力, 所以  $L$  不宜选择过大, 但  $L$  选择较小时, 会使滤波器的输出电流相对于补偿电流有很大的超调, 特别是在晶闸管导通期间  $di_a^*/dt$  很小, 因此滤波器输出电流就有很大的毛刺。综上所述,  $L$  的选择应按照换相期间的电流跟踪能力及晶闸管导通期间的电流超调两方面折衷。

为了满足电流跟踪能力, 滤波器的输出电流变化率应大于换相期间对应的  $i_a^*$  的最大变化率, 即:

$$|di/dt| > |di_a^*/dt|_{\max} \quad (7)$$

在  $0 \sim \gamma$ ,

$$\Delta i_{a1}^* = i_a^*(\gamma) - i_a^*(0);$$

在  $2\pi/3 \sim 2\pi/3 + \gamma$ ,

$$\Delta i_{a2}^* = i_a^*(2\pi/3 + \gamma) - i_a^*(2\pi/3);$$

$$\text{令: } \Delta i_{a\max}^* = \max\{|\Delta i_{a1}^*|, |\Delta i_{a2}^*|\}$$

$$\text{得: } \left| \frac{di_a^*}{dt} \right|_{\max} = \frac{\Delta i_{a\max}^*}{\frac{\gamma}{2\pi} \times 20 \times 10^{-3}} = K \quad (8)$$

由式(1):

$$\left| \frac{di_a}{dt} \right| = \frac{1}{L} |K_a U_a + E_m \sin(\omega t + \alpha + \pi/6)| \quad (9)$$

为了简化计算, 不直接由式(9)确定  $di_a/dt$ , 而由它获得  $di_a/dt$  的平均值。如果有源滤波器的工作时间足够长, 式(9)中的  $E_m \sin(\omega t + \alpha + \pi/6)$  平均作用将为零, 同时,  $|K_a|$  取  $2/3$  的概率为  $1/3$ , 取  $1/3$  的概率为  $2/3$ ,  $|K_a|$  的平均值为  $4/9$ , 则:

$$\left| \frac{di_a}{dt} \right| \approx \frac{4U_a}{9L} \quad (10)$$

由式(7)、(8)、(10), 得:

$$L < \frac{4U_c}{9K}$$

$L$  的选择必须保证补偿电流超调量不宜过大。换相期间的超调对应了最小值, 设为  $\delta_1$ , 由图 4 得:

$$\delta_1 = \left| \frac{di_a}{dt} \Delta t - \frac{di_a^*}{dt} \Delta t \right|$$

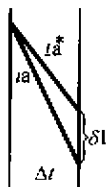


图 4 超调量图示

在晶闸管导通段:

$$\left| \frac{di_a^*}{dt} \right| = \left| \sqrt{2} I_1 \cos \phi_1 \omega \cos(\omega t + \alpha + \pi/6) \right|$$

结合图 3, 可知  $|di_a/dt|$  为余弦曲线的 2/3 段, 最小值可能为零, 或  $|di_a/dt|_{t=\tau_1}$ , 或  $|di_a/dt|_{t=\tau_2}$ , 当  $|di_a/dt|$  取得最小值时, 出现最大超调。取极端情况,  $|di_a/dt| = 0$ , 则最大超调  $\delta_2 = \left| \frac{di_a}{dt} \Delta t \right|$ 。为限制最大超调, 取最大容许超调电流为  $I$ , 有源滤波器的开关频率为  $f$ , 可得:

$$L > \frac{4U_c}{9fI}$$

既满足电流跟踪能力, 又满足超调量限制的  $L$  取值为:

$$\frac{4U_c}{9fI} < L < \frac{4U_c}{9K} \quad (11)$$

### 3.2 电容量的确定

有源滤波器的工作, 就是电容的充、放电过程, 为了保证滤波器的性能, 必须维持其直流侧的电压基本不变。电容量的选择影响了直流侧电压的波动, 电容越大, 电压波动越小, 但带来了投资的增加。因此电容量的选择是滤波器设计的重要一环。

电容器的电压波动情况与其极板上贮存的电荷波动情况是一致的, 可以通过电荷波动情况, 确定电容量。而电荷波动情况又可通过电容的充、放电电流来表示。电容在一周内充电得到的或放电释放的电荷量应是电容器所必须容纳的最少电荷量。

设电容的充、放电过程变化的最大电荷量为  $Q_1$ , 要求电压波动小于  $(\Delta u/u)\%$ , 则极板上贮存的电荷  $Q$  为:

$$Q = Q_1 u / \Delta u \quad (12)$$

电容量为:

$$C = Q / u \quad (13)$$

最大电荷变化量  $Q_1$  可由充、放电电流对时间的积分获得。流过电容的电流由滤波器的输出电流决

定, 由  $i_a + i_b + i_c = 0$  可知在任何时刻, 均有一相电流与其他两相电流反向, 而这一相电流恰好是电容器的充、放电电流。

为了简化计算, 作如下假设:

(1) 忽略换相过程, 认为直流侧电流无脉动。

(2) 滤波器的输出, 完全跟踪了给定电流, 以给定电流作为滤波器的输出。

根据假设, 得到三相给定的补偿电流, 如图 5 所示。

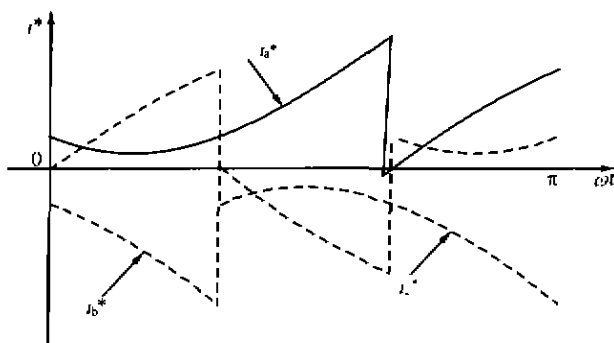


图 5 补偿电流

电容器的充、放电电流  $i_{cap}$  为:

$$i_{cap} = \begin{cases} i_b^* & 0 \leq \omega t \leq \pi/3 \\ i_a^* & \pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \\ i_c^* & 2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi \end{cases}$$

在各阶段充、放电的电荷  $Q_1$  (最大) 为:

$$Q_1 = \frac{1}{\omega} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_a^* d\omega t \quad (14)$$

对电网电流进行付里叶分解, 得基波有功电流的有效值:

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_1 \mu \cos \alpha \quad (15)$$

式中  $\mu = \pi/3$ , 为波形系数, 由式 (15) 及式 (5) 及式 (6), 得:

$$i_a^* = I_1 - \sqrt{2} I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t + \alpha + \pi/6) \quad (16)$$

由式 (12) ~ 式 (16) 可确定电容量。

需指出, 当  $\alpha$  较小时, 补偿电流波形与图 5 有所差别, 此时补偿电流在半周期中的过零点数增加, 电容的充、放电频率增加, 对应的最大电荷亦与式 (14) 不同, 将有所减小, 但设计时仍可以引用式 (14), 只不过此时的直流侧电压波动幅度减小。同时, 滤波器的输出电流是围绕给定的补偿电流进行锯齿振荡, 其积分效果与对给定的补偿电流的积分效果非常接近, 所以这点假设是成立的。

## 4 仿真结果

对一台给六脉波晶闸管相控变流器补偿的有源

滤波器进行仿真(EMTP)。图6中虚线为补偿前的变流器网侧电流( $I_0 = 140\text{A}$ ,  $\alpha = 30^\circ$ ,  $\gamma = 6.4^\circ$ )。设  $\Delta u/u = 5\%$ ,  $U_c = 250\text{V}$ , 最大超调控制在10%, 有源滤波器的开关频率为5kHz, 根据本文方法计算, 取  $L = 0.26\text{mH}$ ,  $C = 66.0\mu\text{F}$ 。图6中实线为电网经补偿后的电流。图7给出了补偿后网侧的电流频谱, 可见, 高次谐波被大大削弱, 同时, 功率因数得到了改善,

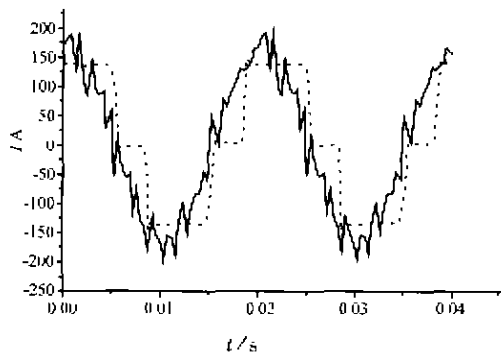


图6 补偿前后的网侧电流

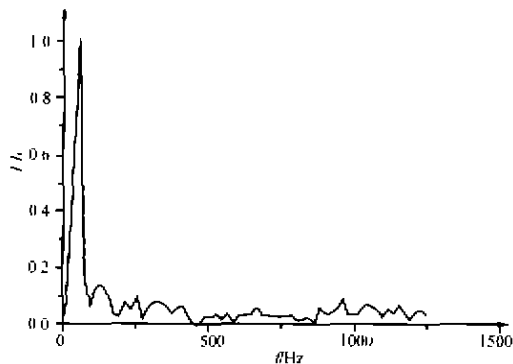


图7 补偿后的网侧电流频谱

有源滤波器获得了较好的补偿效果, 从而验证了本文的方法。

## 5 结论

本文以六脉冲晶闸管相控变流器为补偿对象, 研究了有源滤波器的进线电感及直流侧电容参数确定的解析方法。通过对补偿电流的跟踪性能及滤波器的输出电流的超调的折衷, 确定电感量; 通过满足一定的电压变化率, 而要求的直流侧电容的最小贮存电荷量确定电容, 为了获得解析表达式, 文中采用了一些合理的简化手段。仿真结果验证了方法的正确性。

### 参考文献

- 1 Luis Moran et al. A Solid-State High-Performance Reactive-Power Compensation. *IEEE Trans on IA*, 1993, 29(5):969~977
- 2 王兆安等. 谐波抑制和无功功率补偿. 机械工业出版社, 1998
- 3 汤玉鹏、王立文. 电力有源滤波器的参数计算方法及计算机仿真研究. 电气传动, 1991(2)

### 作者简介



**陶 俊** 男 1971年生, 中国科学院等离子体物理研究所, 博士研究生, 曾从事电机、电磁场理论的研究, 现参与国家九五重大科学工程: HT-7U 超导托卡马克实验装置, 从事其中的电源系统的无功补偿与谐波抑制。

**刘正之** 男 1943年生, 中国科学院等离子体物理研究所, 研究员, 博导, 曾为德、英、韩聚变研究所访问学者, 长期从事高功率脉冲电源及聚变工程的研究。

收稿日期: 2000. 5. 29

定稿日期: 2000. 7. 30

## 电子电源分类

电子电源种类繁多, 有多种不同的分类方法: 按照电源输出电压状态不同分为交流电源和直流电源; 按照电路的工作状态不同分为线性电源和开关电源; 按照用电设备种类不同分为多种名目的电源: 通信电源、激光电源、电镀电源、交流电机变频调速电源等。还可以有其他各种分类方法, 如工业用电源、家用电源、军工电源等。

按照电源输出电压状态不同可分为以下几种类型:

### • 交流电源

不管输入电压波形如何(交流或直流), 而输出

电压波形为连续交变的正弦波或方波, 频率固定或可调。如交流稳压电源、净化电源、UPS、逆变器、晶闸管中频电源、400Hz 舰艇电源、变频调速电源等。

### • 直流电源

输出电压为直流电压的电源。如: 直流稳压电源、直流稳流电源、电力操作电源、通信电源、电解电源、电镀电源、充电器、X光机电源等。

### • 脉冲电源

输出电压为不同形式的脉冲波形: 方波脉冲、尖峰脉冲等。如: 激光电源、电镀电源、快速充电器等。