

# 电力系统谐波产生和控制方法的探讨

李昌良

(国电成都金堂发电有限公司, 四川 成都 610404)

**摘要:**谐波是影响电能质量的主要因素,谐波治理的意义可以上升到治理环境污染的高度。对并联型 APF 进行了较为详细的论述,重点讨论了三相三线制并联型有源电力滤波器指令电流的提取方法,提出了并联型有源电力滤波器谐波和无功电流检测方法和并联型有源电力滤波器的控制方法。

**关键词:**电力系统谐波;有源电力滤波器;指令电流;检测;控制

**Abstract:** Harmonic wave is the main element to influence the quality of the electric energy, the meaning of the harmonic wave administration can rise to the altitude of administer the environment pollution. This article discuss the parallel type APR in detail, in the chief to discuss the extract method of three-phase three-wire system parallel type active electric filter, and advance the parallel type active electric filter harmonic wave and the measuring method of the idle current, and the control method of the parallel type active electric filter.

**Key words:** Harmonic wave in the electric system; Active electric filter; Instruction current; Measuring; Control

**中图分类号:** TM714 **文献标识码:** B **文章编号:** 1003-6954(2008)04-0030-04

## 1 有源电力滤波器简介

### 有源电力滤波器的分类

有源电力滤波器一般可分为两大类:直流有源电力滤波器、交流有源电力滤波器。直流有源电力滤波器用来消除 HVDC 系统中换流器直流侧的电压、电流谐波;而交流有源电力滤波器则用于交流电力系统的谐波补偿。从不同的角度出发,有源电力滤波器有多种不同的分类方法:①根据接入电网的方式分类,有源电力滤波器可分为并联型 APF、串联型 APF、串-并联 APF 以及混合型 APF。②根据主电路储能元件的不同分类,有源电力滤波器可分为电压型和电流型两种。③根据主电路的形式分类,有源电力滤波器可分为单个主电路有源电力滤波器和多重化主电路有源电力滤波器。④根据接入系统的相数分类,有源电力滤波器分为单相有源电力滤波器和三相有源电力滤波器。

## 2 并联型有源电力滤波器

### 2.1 基本原理

在有源电力滤波器的各种类型中,占主导地位的是并联型有源电力滤波器。这种有源电力滤波器可

认为由两大部分组成,即指令电流运算电路和补偿电流发生电路。补偿电流发生电路又是由电流跟踪控制电路、驱动电路和主电路三部分构成的。

图 1 所示为并联型有源电力滤波器的原理框图。图中  $e_s$  表示交流电源,负载为谐波源(即补偿对象),它产生谐波并消耗有功功率。

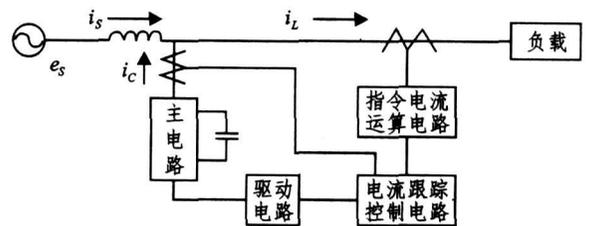


图 1 并联型有源电力滤波器的原理框图

图 2 所示有源电力滤波器的基本工作原理为检测补偿对象的电压和电流,经指令电流运算电路计算出补偿电流的指令信号,该信号经补偿电流发生电路放大,得出补偿电流。补偿电流和负载电流中要补偿的谐波及无功等电流抵消,最终得到期望的电源电流。并联有源电力滤波器的工作原理可由下式表示:

$$\begin{cases} i_L = i_f + i_h \\ i_c = i_h \\ i_s = i_L - i_c = i_f \end{cases} \quad (1)$$

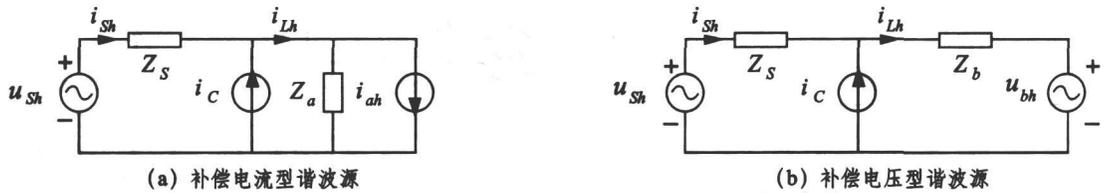


图 2 并联型 APF 补偿不同类型谐波源时的等效电路

式中  $i_L$  为负载电流基波分量,  $i_c$  为有源滤波器补偿电流,  $i_{Lh}$  为负载电流的谐波分量。由式 (1) 可以看到: 当  $i_{Lh}$  被完全补偿后, 系统变为理想的正弦波。

如果要求有源电力滤波器在补偿谐波的同时, 补偿负载的无功功率, 则只要在补偿电流的指令信号中增加与负载电流的基波无功分量反极性的成分即可。这样, 补偿电流与负载电流中的谐波及无功成分相抵消, 电源电流等于负载电流的基波有功分量。根据同样的原理, 有源电力滤波器还可以对不对称三相电路的负序电流等进行补偿。

### 2.2 并联型有源电力滤波器的补偿特性

并联型 APF 与负载并联, 工作时通过控制 APF 产生一个与  $i_{Lh}$  大小相等、方向相反的谐波电流  $i_c$  注入电网, 抵消负载产生的谐波电流, 使  $i_c$  接近正弦波, 从而达到谐波补偿目的。并联型 APF 补偿不同类型谐波源时的等效电路如图 2 所示。

并联型 APF 补偿电流型谐波源时的等效电路如图 2(a) 所示。电源的谐波电流为:

$$i_{Sh} = \frac{u_{Sh}}{Z_s + Z_a} + \frac{Z_a}{Z_s + Z_a} (i_{Lh} - i_c) \quad (2)$$

当  $u_{Sh} = 0$  时, 即电网电压无畸变时, 如果控制 APF 的输出电流  $i_c = i_{Lh}$  时, 就能使  $i_{Sh} = 0$ 。这说明, 不论负载是否为理想谐波电流源, 并联型 APF 均能补偿。所以, 并联型 APF 适合补偿直流侧电感滤波的整流器——电流型谐波源。

并联型 APF 补偿电压型谐波源时的等效电路如图 2(b) 所示。电源的谐波电流为:

$$i_{Sh} = \frac{u_{Sh} - u_{bh}}{Z_s + Z_b} + \frac{Z_b}{Z_s + Z_b} i_c \quad (3)$$

当电网电压无畸变时,  $u_{Sh} = 0$ , 如果控制 APF 的输出电流  $i_c = \frac{u_{bh}}{Z_b}$ , 就能使  $i_{Sh} = 0$ 。因此理论上讲, 如

果让其补偿电流为  $i_c = \frac{u_{bh}}{Z_b}$ , 并联型 APF 能补偿电压型谐波源。但是, 补偿效果受等效阻抗  $Z_b$  的影响, 而  $Z_b$  的大小又由滤波电容决定。对  $Z_b$  较大的电压型

谐波源, 并联型 APF 有一定的补偿效果。由于一般实际直流侧含有电容滤波的整流器, 虽然不能等效成理想谐波电压源, 但仍然可以看成  $Z_b$  很小的谐波电压源。因此, 补偿此类负载时, 并联型 APF 需要产生很大的补偿电流  $i_c$ 。特别是当滤波电容足够大时, 负载可以看成是理想谐波电压源,  $Z_b$  接近零, 这时, 需要产生无穷大的补偿电流, 这是不可能达到的。实际中, 要使并联型 APF 产生需要的补偿电流, 则要求提高其产生谐波电流的能力。这就意味着必须提高它的直流侧电压。与此相适应, 元器件耐压也必须提高。而元器件耐压的提高是有限的, 从而决定并联型 APF 产生谐波电流的能力是有限的。并且, 元器件耐压的提高使 APF 的成本提高, 经济性能比下降。综合这些因素, 并联型 APF 不适合补偿直流侧电容滤波的整流器——电压型谐波源。

### 2.3 三相三线制并联有源滤波器的主电路形式

在并联型 APF 基本结构中, 按其电源相数分为单相、三相三线制、三相四线制 APF。目前应用较多的各种类型的 APF 如图 3 所示。

本次主要对并联型 APF 进行研究, 下面详细介绍几种主要的拓扑结构。

目前大量的功率开关模块都已经按三相三桥臂结构制作, 因此实现三相三线制主电路非常方便。图 4(a) 所示为三相三线制结构的有源电力滤波器, 如果电压等级低则可以省去变压器, 直接通过电抗器并联接入系统。如果电压等级高通常采用变压器, 如图 4(b) 所示, 能够充分利用器件的电压等级即电流容量, 但要求采用的变压器有良好的谐波频率特性, 造价较高。为了提高逆变器输出电压的等级, 还可以采用多电平结构的主电路, 图 5 所示为采用三电平结构的三相三线制有源电力滤波器。三电平电路输出线电压有五种电平。因此, 通过适当的控制, 三电平电路输出电压谐波可大大少于两电平电路。采用三电平结构可以提高逆变器的输出电压, 从而提高装置的容量, 采用更多电平的逆变器可以直接通过电抗器接

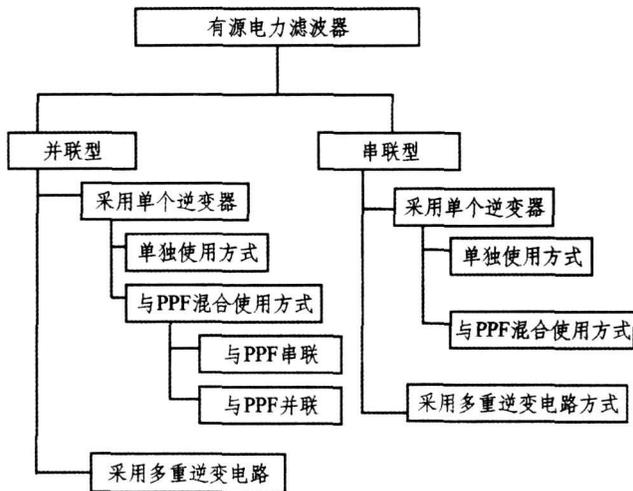


图 3 APF 拓扑结构分类

入 10 kV 系统而不需要变压器。但多电平逆变器工作时支流侧电容电压容易出现不平衡,而且开关器件开通关断过程中更容易出现电压尖峰,因而使开关器件面临更高的电压应力,所以对缓冲电路的要求更高。设计三相三线制有源电力滤波器时要根据装置的容量、电压电流等级,选择合理的开关器件及合适的逆变器输出电压等级与主电路结构。

### 2.4 并联型有源电力滤波器的谐波检测

准确、实时地检测出电网中瞬态变化的畸变电流,是有源电力滤波器进行精确补偿的关键。谐波电流的检测方法可分为频域和时域两大类,基于频域的检测方法主要有带阻滤波器检测法和快速傅立叶变换法等,由于它们固有的缺陷,滤波效果较差,不能满足准确、实时性的要求。基于时域的检测方法主要有

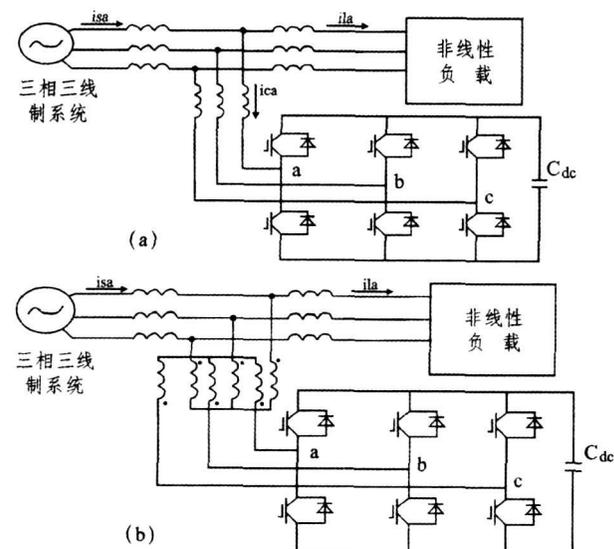


图 4 三相三线制有源电力滤波器

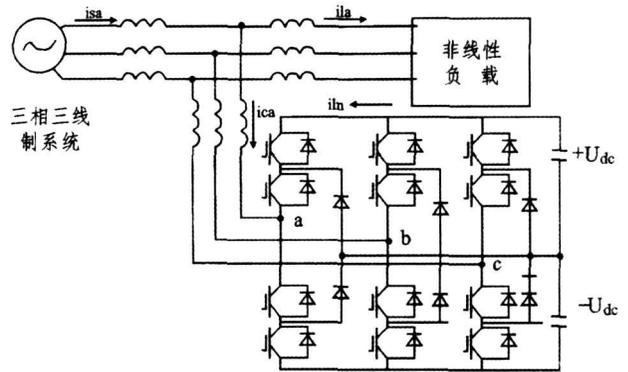


图 5 三电平的三相三线制有源电力滤波器

$p-q$ 法、 $i_d-i_q$ 法和自适应法等。下面主要介绍  $p-q$ 法。

#### 2.4.1 并联型有源电力滤波器谐波和无功电流检测法

目前在有源电力滤波器中,基于瞬时无功功率理论的谐波和无功电流检测方法应用最多。基于瞬时无功功率理论的方法在只检测无功电流时,可以完全无延时地得出检测结果。检测谐波电流时,因被检测电流中谐波的构成和采用滤波器的不同,会有不同的延时,但延时最多不超过一个电源周期。对于电网中最典型的谐波源——三相桥整流器,其检测的延时约为  $1/6$  周期。可见,该方法具有很好的实时性。以三相瞬时无功理论为基础,计算  $p-q$ 或  $i_d-i_q$ 为出发点即可得到三相电路谐波和无功电流检测的两种方法  $p-q$ 法和  $i_d-i_q$ 法。本次采用的主要是  $p-q$ 法。

$p-q$ 法检测谐波和无功电流:

设三相电压正弦对称且无畸变,三相电流由畸变,即:

$$e_a = \sqrt{2}E_1 \sin \omega t \quad (4)$$

$$e_b = \sqrt{2}E_1 \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5)$$

$$e_c = \sqrt{2}E_1 \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (6)$$

$$i_h = \sum_{n=1}^N \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (7)$$

$$i_b = \sum_{n=1}^N \sqrt{2} I_n \sin \left( n\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_n \right) \quad (8)$$

$$i_c = \sum_{n=1}^N \sqrt{2} I_n \sin \left( n\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_n \right) \quad (9)$$

根据三相瞬时无功功率有:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{3}E_1 \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ -\cos \omega t \end{bmatrix} \quad (10) \end{aligned}$$

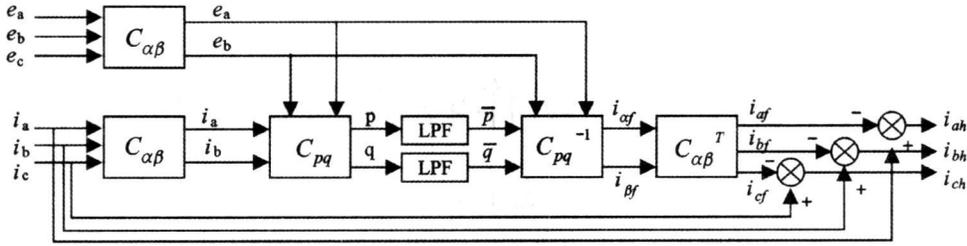


图 6 p-q法检测畸变电流原理图

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$= \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^n I_n \sin(n\omega t - \varphi_n) \\ m \sum_{n=1}^n I_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_p \\ e_p & -e_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$= 3E_1 \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^n I_n \cos((1 \pm n)\omega t \pm \varphi_n) \\ \sum_{n=1}^n \pm I_n \sin((1 - n)\omega t - \varphi_n) \end{bmatrix}$$

上式中,  $n=3k+1$  时取“-”号,  $n=3k-1$  时取“+”号。p-q法检测三相电路谐波和无功电流的原理如图 6 所示。将实际测得的 p, q 分量通过低通滤波器, 得到 p, q 的直流分量  $\bar{p}, \bar{q}$

$$\begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} E_1 I \cos(-\varphi_1) \\ E_1 I \sin(-\varphi_1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

通过下面的计算可以得到被检测电流  $i_a, i_b, i_c$  的基波分量  $i_{af}, i_{bf}, i_{cf}$

$$\begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{pq}^{-1} C_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sqrt{2} I \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right) \\ \sqrt{2} I \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_1\right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中  $C_{pq} = \begin{bmatrix} e_a & e_p \\ e_p & -e_a \end{bmatrix}$ ,

$$C_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}。$$

图 6 所示的电路为谐波电流检测, 图中 LPF 为低通滤波器 (Low Pass Filter 简称为 LPF)。当有源电力滤波器需要同时检测出补偿对象中的谐波电流和无功时, 只需断开图中计算 q 分量的通道即可, 即

$$\begin{bmatrix} i_{pf} \\ i_{qf} \end{bmatrix} = C_{pq}^{-1} C_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (15)$$

由于采用了低通滤波器 LPF 求  $\bar{p}, \bar{q}$  故当被检测电流发生变化时, 需经一定的延迟时间才能得到准确的  $\bar{p}, \bar{q}$  从而使检测结果有一定的延时。当只检测无功电流时, 则不需要低通滤波器 LPF, 只需直接将 q 反变换即可得出无功电流, 这样就不存在延时了, 检测无功电流如下式所示:

$$\begin{bmatrix} i_{qf} \\ i_{pf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C_{pq}^{-1} C_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (16)$$

当三相电压对称且无畸变时, p-q 法能检测出全部的谐波和无功电流。但是当电网电压波形发生畸变时, 检测结果将出现误差, 所以 p-q 法仅适用于三相电压正弦对称时的谐波和无功电流检测。

#### 2.4.2 并联型有源电力滤波器的控制方法

当检测出补偿电流信号以后, 需要对 APF 的主电路 (通常为一个电压型逆变器) 进行控制, 使其输出的补偿电流能实时、准确地跟踪补偿电流指令信号, 以达到理想的补偿效果。补偿电流发生电路的结构如图 7 所示。它包括三部分: 电流跟踪控制电路、驱动电路和主电路。其中, 电流跟踪控制电路的作用是根据补偿电流的指令信号  $i_c$  和实际补偿电流  $i_c$  间的相互关系, 产生对电力电子器件的通断进行控制的逻辑信号。驱动电路将该逻辑信号变换为驱动主电路电力电子器件的驱动信号, 控制其通断。主电路再最终产生跟随补偿电流指令信号  $i_c$  变化的实际补偿电流  $i_c$ 。

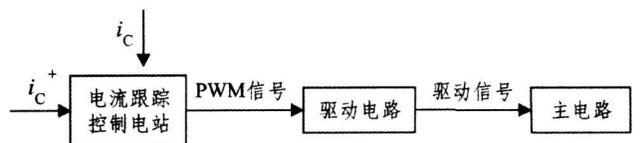


图 7 补偿电流发生电路

(下转第 87 页)

## 4 结论

高压电容型设备绝缘介质损耗的带电测试, 信号采集采用串接保护单元双通道磁性耦合的带电测试方式, 能解决传统每台设备装设一个电磁耦合传感器采集被测信号难以克服的诸多影响因素。有如下几个方面:

(1) 被试电容型设备的末屏与地之间串接大容量的可控硅来控制测试通道的通断, 实现用统一的零磁通电流传感器对一个变电站内所有容性设备进行带电测试, 从而避免了传统电容性设备在线测试中一台设备需接一个传感器, 各传感器本身之间的角比差不同所带来测量结果的不可比。

(2) 采用零磁通具有自校功能的高精度电磁耦合电流传感器, 较好地解决了介损测试精度及其稳定性问题, 可完全排除谐波干扰及环境温度变化造成的影响。

(3) 把传感器移到仪器内便于屏蔽, 避免传统传感器接于现场的每台被试设备易受周围电场、磁场干

扰的影响, 从而提高了带电测试结果的准确性。

(4) 采用双通道的传感器, 一个抽取被试品信号, 另一个抽取基准信号, 从而实现即可测量被试品介质损耗  $\lg\delta$  的绝对值, 又可测量同相任意两台之间介质损耗  $\lg\delta$  的相对值, 避免 TV 二次角差的影响, 还有助于减弱相间电场干扰的影响程度。当某一测量数值出现异常还可以通过绝对值和相对值来综合分析是干扰的因素影响还是设备本身的问题。

(5) 即使是用绝对值法测量, 实测数值与实际情况相差不大, 可见母线 TV 二次绕组的角差不是影响在线监测结果的主要因素。

(6) 连续两年多次带电测试的数值可信、可比、稳定, 能有效地判断电容型设备的绝缘状况。

### 参考文献

- [1] 严璋编写. 电气绝缘在线检测技术 [M]. 水利电力出版社, 1995. 11.
- [2] 李建明, 朱康编写. 高压电气设备试验方法 [M]. 电力出版社, 2001. 8.

(收稿日期: 2008-02-21)

(上接第 33 页)

为了取得理想的补偿特性, 跟踪补偿电流的控制方法的选择是十分重要的。常用的补偿电流跟踪控制方法主要有: 三角波调制法和滞环控制法。

### (1) 三角波控制方法

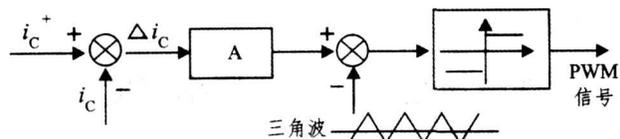


图 8 三角波调制法原理图

三角波调制法是一种最简单、常用的 PWM 控制方法, 如图 8 所示。该方法是将调制后的实际补偿电流与电流指令信号  $i_c^*$  的偏差  $\Delta i_c$  经放大器 A 放大后, 与高频三角调制波进行实时比较, 从而得到不同时刻逆变器的开关状态。采用三角波调制法的优点是有助于简化器件的选择和器件保护的设计, 动态响应好, 实现电路简单, 对高开关频率的系统有较好的控制特性; 缺点是逆变器始终处于高频工作状态, 输出波形中含有与三角载波同频率的高频畸变分量, 开关损耗较大, 在大功率应用中受到限制。

### (2) 滞环控制法

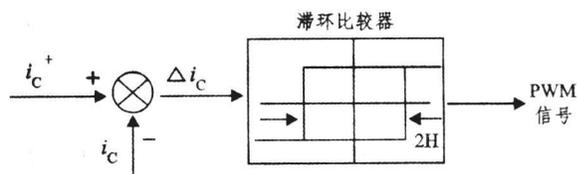


图 9 滞环控制法原理图

滞环比较控制法原理如图 9 所示。该方法把补偿电流的指令信号  $i_c^*$  与实际的补偿电流信号  $i_c$  进行比较, 两者的偏差  $\Delta i_c$  作为滞环比较器的输入, 通过滞环比较器产生控制主电路开关的 PWM 信号。该 PWM 信号经驱动电路来控制开关的通断, 从而控制补偿电流  $i_c$  的变化。基本原理是以补偿电流信号的参考值为基准, 设计一个滞环带, 当实际的补偿电流欲离开这一滞环带时, 逆变器开关动作, 使实际补偿电流保持在滞环带内, 围绕其参考值上下波动。很明显, 系统的开关频率、响应速度和电流跟踪的精确度均受滞环带的影响。当滞环带窄时, 响应速度快, 精确度高, 但开关频率也较高, 导致开关损耗增加。该方法的主要缺点是调制频率随输入信号变化, 给滤波器的设计带来困难。

(收稿日期: 2008-05-10)