

单独注入式有源电力滤波器的控制分析

夏向阳^{1,2}, 罗 安²

(1. 长沙理工大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410077;

2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 根据某厂谐波治理工程对谐波抑制及无功功率补偿的要求, 提出采用大功率单独注入式有源电力滤波器方案, 分析了其拓扑结构和特点, 建立控制系统方程, 并从稳态控制和动态控制对其进行稳定控制机理研究, 比较了根据滤波支路谐波电流、电源谐波电流、负载谐波电流、负载谐波电压进行控制的 4 种动态控制策略。对工况复杂、谐波电流变化较大的应用场合, 最终选择根据负载谐波电流来控制逆变器输出电压的有源电力滤波器控制策略, 并通过实验验证了其较好的滤波效果。

关键词: 谐波抑制; 有源电力滤波器; 拓扑结构; 稳定控制; 控制策略

中图分类号: TN 713⁺.8

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)03-0058-06

0 引言

在公共电网中, 电压的波形畸变通常都很小, 而电流波形的畸变则可能很大^[1-2], 因此通过有源电力滤波器(APF)向电网注入一定补偿电流来抵消负载所产生的谐波电流, 其应用可克服 LC 滤波器等传统的谐波抑制方法的缺点, 既可补偿非线性负荷产生的高次谐波, 又能自动适应电网阻抗和频率的快速变化, 并且具有高可控性和快速响应性。由于电力系统的复杂性和时变性, 有必要对 APF 稳定控制机理进行研究, 因此本文将根据大功率单独注入式 APF 在工矿企业谐波治理中的应用, 从 APF 稳态控制和动态控制进行分析。

1 大功率单独注入式 APF 结构

1.1 拓扑结构及特点

根据某企业谐波治理要求, 并结合项目实施单位的实际情况(已配置了针对 11 次和 13 次主要谐波的 2 组单调谐滤波器), 以及对增加无功功率补偿功能和提高性价比 2 个关键问题的分析考虑, 本文提出如图 1 所示的主要用于滤除谐波兼补偿一定无功容量的大功率单独注入式有源电力滤波器^[3-6] HAPFSIC (High Active Power Filter with Single Injection Circuit)。系统由电压型逆变器、纹波滤波器、耦合变压器、注入支路 4 部分构成。直流侧电容和电压型逆变器构成有源部分, 注入支路下面的电容和电感构成基

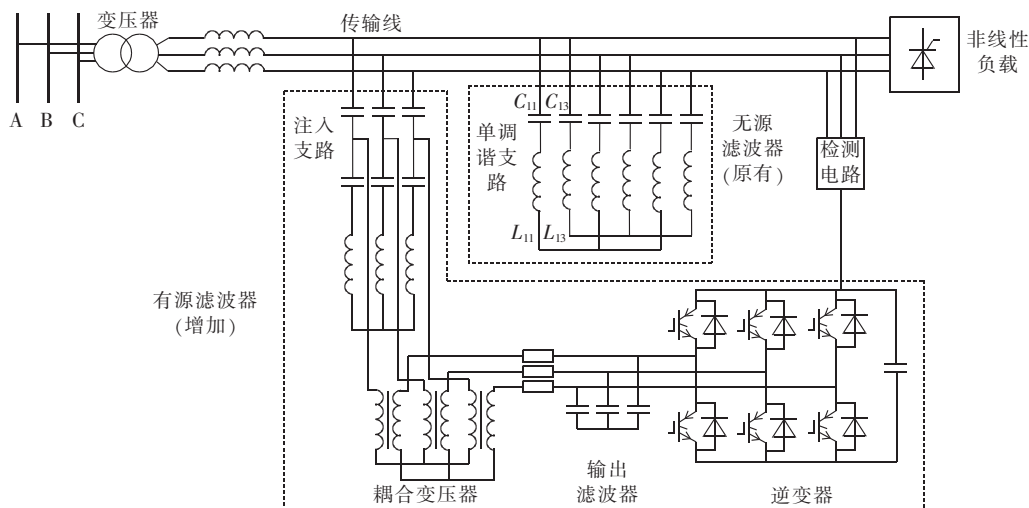


图 1 HAPFSIC 的系统结构

Fig.1 System structure of HAPFSIC

收稿日期: 2009-08-12; 修回日期: 2009-12-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60474041); 湖南省自然科学基金资助项目(07JJ6078); 湖南省科技计划项目(09GK3168); 长沙市科技计划项目(K090542-11); 渝电科技项目(201035)

波谐振电路,上面的电容主要是考虑补偿电网基波无功,以及尽量使 APF 的输出电流注入到电网以补偿电网谐波。

由图 1 可以看出,单独注入式 APF 把串联谐振注入型 APF 和并联混合型 APF 结合在一起,综合这 2 种 APF 的优点,又互相弥补了各自的缺点,使得单独注入式 APF 兼具一定容量的无功静补能力和较小的逆变器容量。由于串联谐振 LC 网络谐振于基波频率,其基波阻抗近似为 0,相当于基波电流的短路通道,所以流过注入支路的基波电流都将流入该网络,而不会流入耦合变压器和逆变器。单独注入式 APF 运行特点是:只由无源部分补偿无功功率,有源部分和无源部分共同抑制谐波。这样更加适于企业的谐波治理要求。

1.2 等效结构图和原理分析

单独注入式 APF 的结构简化为如图 2 所示的单相示意图。

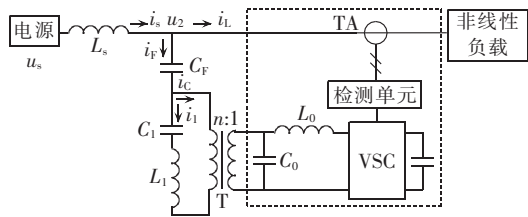


图 2 APFSIC 的结构简化图

Fig.2 Simplified structure of APFSIC

在考虑单独注入式 APF 的滤波时,将非线性负载看成谐波电流源,APF 输出为谐波电压源,从而可以得到系统等效单相电路图如图 3 所示。 U_C 是在变压器副边等效的逆变器输出电压, L_0 是输出滤波阻抗在变压器副边的等效值, U_s 是电网电压, I_L 是将非线性负载等效的电流源。考虑谐波时,系统等效电路图如图 4, U_{sh} 是电网谐波电压, I_{lh} 是将非线性负载等效的谐波电流源, Z_s 表示电网电源侧内阻抗, Z_F 表示注入电容的阻抗, Z_0 表示输出纹波滤波器在隔离变压器原边等效的阻抗, Z_1 表示注入支路基波谐振部分的阻抗。

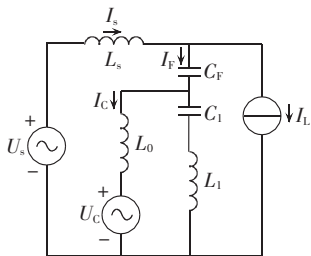


图 3 APFSIC 单相等效电路图

Fig.3 Single-phase equivalent circuit of APFSIC

根据图 4 可以得到以下电路方程:

$$U_{sh} = I_{sh} Z_s + I_{lh} Z_F + I_1 Z_1 \quad (1)$$

$$I_{sh} = I_{lh} + I_{lh} \quad (2)$$

$$I_{lh} = I_C + I_1 \quad (3)$$

$$U_C = I_1 Z_1 - I_C Z_0 \quad (4)$$

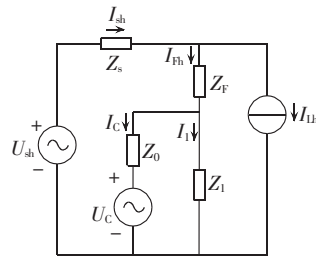


图 4 APFSIC 谐波域单相等效电路图

Fig.4 Single-phase equivalent circuit of APFSIC in harmonic domain

将逆变器输出电压控制为

$$U_C = K I_{sh} \quad (5)$$

由式(1)~(5)可以解得:

$$I_{sh} = \frac{(Z_1 + Z_0) U_{sh} + (Z_F Z_1 + Z_0 Z_1 + Z_F Z_0) I_{lh}}{(Z_s + Z_F + Z_1) Z_0 + (Z_s + Z_F + K) Z_1} \quad (6)$$

通过戴维南等效定理可求得 APFSIC 的单相等效电路图如图 5 所示。

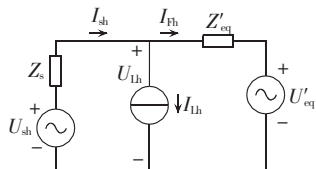


图 5 APFSIC 谐波域单相等效简化电路图

Fig.5 Simplified single-phase equivalent circuit of APFSIC in harmonic domain

$$Z'_{eq} = \frac{Z_1 Z_0 + Z_1 Z_F + Z_0 Z_F}{Z_0 + Z_1} \quad (7)$$

$$U'_{eq} = \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1} U_C \quad (8)$$

如图 5 所示,根据基尔霍夫电流和电压定理有

$$\begin{cases} U_{lh} = U_{sh} - Z_s I_{sh} \\ I_{sh} = I_{lh} + I_{lh} \\ U_{lh} = Z'_{eq} I_{lh} + U'_{eq} \end{cases} \quad (9)$$

求解式(9)可得:

$$I_{sh} = \frac{Z'_{eq} I_{lh} + U_{sh} - U'_{eq}}{Z_s + Z'_{eq}} = \frac{Z'_{eq} I_{lh} + U_{sh} - Z_1 U_C / (Z_0 + Z_1)}{Z_s + Z'_{eq}} \quad (10)$$

从式(10)(以下称其为 HAPFSIC 系统方程)可知,通过控制逆变器输出电压 U_C 来改变 I_{sh} 的大小,达到治理谐波的目的。

设 Z_0 表示输出纹波滤波器在隔离变压器原边等效的阻抗,一般有

$$Z_0 \ll Z_1, \quad Z_0 \ll Z_F \quad (11)$$

因此由式(6)和式(11)化简得到:

$$I_{sh} = \frac{U_{sh} + Z_F I_{lh}}{Z_s + Z_F + K} \quad (12)$$

此时,简化后的系统电路如图 6 所示。

由图 6 可知,由于 Z_s 和 Z_F 分别是感抗和容抗,根据式(7)知道 K 是阻抗,因此在 U_{sh}, I_{lh} 一定的情况下, K 越大, I_{sh} 就越小。由图 6 也可以看出,当 K 足够大时,谐波电流 I_{lh} 都从 Z_F 这条注入支路流过,基本

不会流到电源侧。另外,正是由于 Z_s 和 Z_F 分别是感抗和容抗,由图可知, K 可以阻尼 Z_s 和 Z_F 的串联谐振。

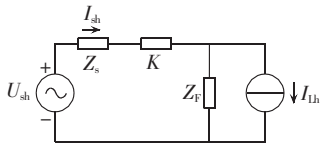


图 6 APFSIC 系统简化电路图

Fig.6 Simplified circuit of APFSIC system

2 注入式 APF 稳态控制分析和动态控制方法比较

2.1 稳态控制分析

相对于电网系统参数,APF 控制系统本身控制参数的变化情况较为简单,而且容易实现受控调整^[7-8],图 2 虚线框所示电路从输入电流到输出电压的开环传递函数如图 7 所示。

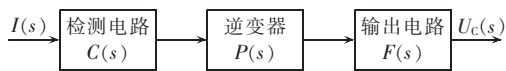


图 7 有源部分开环传递函数

Fig.7 Open-loop transfer function of active part

$$G_k(s) = \frac{U_C(s)}{I(s)} = C(s)P(s)F(s) \quad (13)$$

控制的开环传递函数 $C(s)$ 主要包括互感器信号输出调理电路环节 $C_1(s)$ 和谐波计算环节 $C_2(s)$,目前电流互感器的带宽能够达到 100 kHz 以上,而开关器件的工作频率一般远低于此,因此在不饱和的前提下,电流互感器本身对信号的影响基本可以忽略。电流互感器输出调理电路一般仅仅采用截止频率很高的一阶低通滤波器来滤除电磁干扰,其传递函数可以表示为

$$C_1(s) = \frac{k_c}{\tau_c s + 1} \quad (14)$$

其中, k_c 和 τ_c 分别为相应的增益和时间常数。

谐波计算环节 $C_2(s)$ 与谐波检测方法有关,如采用自适应检测方法来检测谐波, $C_2(s)$ 可以表示为

$$C_2(s) = \frac{s^2 + w^2}{s^2 + ns + w^2} \quad (15)$$

其中, n 为自适应检测方法中积分器的增益。

当采用一阶函数 $\frac{1}{\tau_A s + 1}$ 作为低通滤波器的瞬时检测法时, $C_2(s)$ 可以表示为

$$C_2(s) = \frac{s^2 + w^2 - 1/\tau_A^2}{s^2 + 2s/\tau_A + w^2 + 1/\tau_A^2} \quad (16)$$

其中, τ_A 为低通滤波器的时间常数。

从式(15)(16)可知,在高频段 $C_2(s)$ 的相角趋近于零,所以它对稳定控制影响基本可以忽略。

本文研究 APF 的有源部分为电压型 PWM 逆变器,它是一个非线性电路,从理论上很难得到其精确的数学描述,但通过采用实验数据拟合的方法对其进行辨识、建模,即根据有源部分的频率响应曲线来确定其近似的传递函数,经过多次实验尝试后,忽略边频带和死区的影响,发现有源部分的频率特性与一个

时间常数很小的一阶惯性环节相类似,因此可用一阶惯性环节来近似表示逆变器部分。

$$P(s) = \frac{k_i}{\tau_i s + 1} \quad (17)$$

其中, k_i 为该环节的放大系数, τ_i 为逆变器的平均延时时间。

现今 APF 中都采用 L 型、 LC 型、 LCR 型或 LCL 型的输出滤波器,其中在设计该滤波器时,一般按谐波补偿的次数以及载波频率来选取,而谐波补偿的次数与谐波的性质是密切相关的,对于感性负载,谐波含量的带宽较宽,输出滤波器的截止频率相应较高;而容性负载谐波含量的带宽较窄,因而输出滤波器的截止频率可以相对较低。根据实验分析,可知 LC 型输出滤波器有良好的性价比,能够满足 APF 在 PWM 控制下滤除系统输出中的开关纹波^[9-10],因此本系统选用了 LC 型。 LC 输出滤波器的单相等效电路如图 8 所示,其中, U_c 为逆变器输出电压, U_0 为输出电路电网侧电压, Z_p 为单独注入支路、电网阻抗以及耦合变压器阻抗等折算过来的等效阻抗, R_0 、 L_0 和 C_0 分别为输出滤波器的等效电阻、电感和电容的数值。

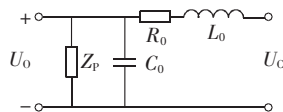


图 8 LC 输出滤波器单相等效电路

Fig.8 Single-phase equivalent circuit of LC output filter

阻抗 Z_p 与电容 C_0 的并联阻抗为

$$Z_1(s) = \frac{Z_p(s) \times 1/(sC_0)}{Z_p(s) + 1/(sC_0)} = \frac{Z_p(s)}{sC_0 Z_p(s) + 1} \quad (18)$$

输出电路的电压传递函数为

$$F(s) = \frac{U_0(s)}{U_C(s)} = \frac{Z_1(s)}{R_0 + sL_0 + Z_1(s)} \quad (19)$$

由于输出滤波器的截止频率比载波频率小,所以开环传递函数 $G_k(s)$ 的主导极点基本是由 $F(s)$ 决定的,根据控制相关理论,在合理引入零点来抵消上述的主导极点可有效改善 APF 的开环控制特性,有利于 APF 自身系统稳定。

对于电网系统参数的实时变化,在 APF 自身控制稳定的前提下,如何选择合适的动态控制方法,使逆变器输出的谐波电压能够快速跟踪谐波电流的变化,是提高 APF 工作性能的关键,从总的控制原理而言,APF 的控制策略都是由 4 种基本的控制策略中的一种或多种的组合而成^[11-13],以下只就 4 种不同基本动态控制下并联型 APF 的滤波原理进行比较分析。

2.2 动态控制方法比较

2.2.1 根据滤波器支路谐波电流进行控制(策略 1)

图 9 为系统谐波域单相等效电路,系统检测滤波器支路电流 I_{fh} ,并将逆变器输出电压控制为 $U_c = KI_{fh}$ 。

由 HAPFSIC 控制方程式(10)可得:

$$\begin{cases} I_{sh} = \frac{Z'_{eq} I_{fh} + U_{sh} - Z_1 U_c / (Z_0 + Z_1)}{Z_s + Z'_{eq}} \\ U_c = KI_{fh} = K(I_{sh} - I_{fh}) \end{cases} \quad (20)$$

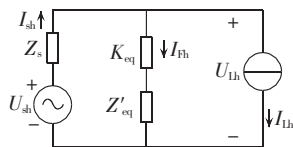


图 9 系统谐波域单相等效电路图

Fig.9 Single-phase equivalent circuit of system in harmonic domain(control strategy 1)

于是有

$$I_{sh} = \frac{(Z'_{eq} + K_{eq})I_{Lh} + U_{sh}}{Z_s + Z'_{eq} + K_{eq}} \quad (21)$$

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} = \frac{U_{sh} - Z_s I_{Lh}}{K_{eq} + Z_s + Z'_{eq}} \quad (22)$$

其中, $K_{eq} = K \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1}$ 。

从式(21)可以看出,当 I_{Lh} 、 U_{sh} 为定值时,如果 K_{eq} 增大, I_{sh} 将减小。这种控制方式实质上等效于通过控制 APF 来改善无源支路的谐波阻抗特性,即通过控制 APF 来增大电网谐波阻抗,同时减小 HAPFSIC 的等效电抗,从而降低电网中的谐波电流。理论上可实现电网中负载谐波电流的完全消除,但当电网谐波电压含量也较高时,系统对上述 2 类谐波的治理无法兼顾。

2.2.2 根据电源谐波电流进行控制(策略 2)

图 10 为系统谐波域单相等效电路,系统检测电源电流 I_{sh} ,并将逆变器输出电压控制为 $U_C = KI_{sh}$ 。

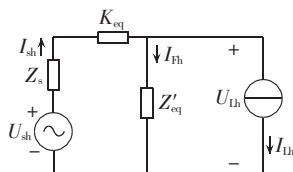


图 10 系统谐波域单相等效电路图

Fig.10 Single-phase equivalent circuit of system in harmonic domain(control strategy 2)

由 HAPFSIC 系统方程式(10)可得:

$$\begin{cases} I_{sh} = \left(Z'_{eq} I_{Lh} + U_{sh} - \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1} U_C \right) / (Z_s + Z'_{eq}) \\ U_C = KI_{sh} \end{cases} \quad (23)$$

于是有

$$I_{sh} = \frac{Z'_{eq} I_{Lh} + U_{sh}}{Z_s + Z'_{eq} + K_{eq}} \quad (24)$$

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} = \frac{-(Z_s + K_{eq})I_{Lh} + U_{sh}}{Z_s + Z'_{eq} + K_{eq}} \quad (25)$$

其中, $K_{eq} = KZ_1 / (Z_0 + Z_1)$ 。

从式(24)可以看出,当 I_{Lh} 、 U_{sh} 为定值时,如果 K_{eq} 增大, I_{sh} 将减小。这种控制策略下相当于在电网上增加了一个可调的谐波阻抗,可通过控制 APF 来增大电网谐波阻抗,从而使得大部分的负载谐波电流能进入滤波支路而不是注入电网造成谐波污染。显然,采用这种控制策略在理论上很难完全消除电网中存在的负载谐波电流。

2.2.3 根据负载谐波电流进行控制(策略 3)

图 11 为系统谐波域单相等效电路,系统检测负载电流 I_{Lh} ,并将逆变器输出电压控制为 $U_C = KI_{Lh}$ 。

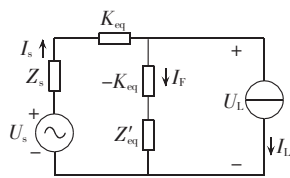


图 11 系统谐波域单相等效电路图

Fig.11 Single-phase equivalent circuit of system in harmonic domain(control strategy 3)

由 HAPFSIC 系统方程(10)可得:

$$\begin{cases} I_{sh} = \left(Z'_{eq} I_{Lh} + U_{sh} - \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1} U_C \right) / (Z_s + Z'_{eq}) \\ U_C = KI_{Lh} \end{cases} \quad (26)$$

于是有

$$I_{sh} = \frac{(Z'_{eq} - K_{eq})I_{Lh} + U_{sh}}{Z_s + Z'_{eq}} \quad (27)$$

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} = \frac{-(Z_s + K_{eq})I_{Lh} + U_{sh}}{Z_s + Z'_{eq}} \quad (28)$$

其中, $K_{eq} = KZ_1 / (Z_0 + Z_1)$ 。

从式(27)可以看出,当 I_{Lh} 、 U_{sh} 为定值时,如果 $|Z'_{eq} - K_{eq}|$ 减小, I_{sh} 将减小。这种控制策略实质上等效于通过控制 APF 在改善无源滤波器的谐波阻抗特性的同时又增大了电网谐波阻抗,从而可极大提高滤波效果。但该控制策略从本质上无法避免 APF 与电网产生谐振的可能,这就对系统相关参数的合理设计提出了更高的要求,同时应避免在电网阻抗值变动较大且频繁的场所中应用。

2.2.4 根据负载谐波电压进行控制(策略 4)

图 12 为系统谐波域单相等效电路,系统检测负载电压 U_{Lh} ,并将逆变器输出电压控制为 $U_C = KU_{Lh}$ 。

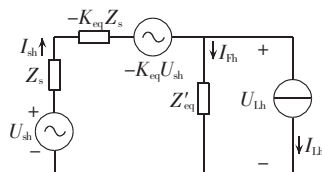


图 12 系统谐波域单相等效电路图

Fig.12 Single-phase equivalent circuit of system in harmonic domain(control strategy 4)

由 HAPFSIC 系统方程(10)可得:

$$\begin{cases} I_{sh} = \left(Z'_{eq} I_{Lh} + U_{sh} - \frac{Z_1}{Z_0 + Z_1} U_C \right) / (Z_s + Z'_{eq}) \\ U_C = KU_{Lh} = K(U_{sh} - Z_s I_{sh}) \end{cases} \quad (29)$$

于是有

$$I_{sh} = \frac{Z'_{eq} I_{Lh} + (1 - K_{eq})U_{sh}}{(1 - K_{eq})Z_s + Z'_{eq}} \quad (30)$$

$$I_{Fh} = I_{sh} - I_{Lh} = \frac{-(1 - K_{eq})Z_s I_{Lh} + (1 - K_{eq})U_{sh}}{(1 - K_{eq})Z_s + Z'_{eq}} \quad (31)$$

其中, $K_{eq} = KZ_1 / (Z_0 + Z_1)$ 。

从式(30)可以看出,当 I_{Lh} 、 U_{sh} 为定值时,如果 K_{eq} 增大, I_{sh} 将减小。这种控制效果是使得电网的谐波阻抗增大,这跟 2.2.1 节控制策略 1 是一样的,但是这种阻抗跟电网阻抗呈线性关系,能够自动跟随系统阻抗的变化,同时控制参数设置合适时,能有效地抑

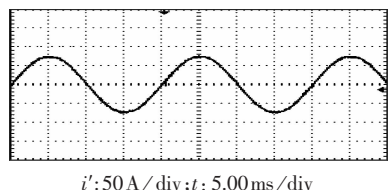
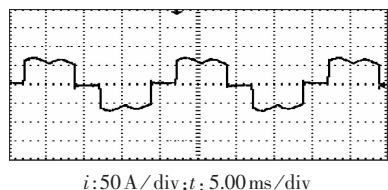
制电网阻抗波动对滤波器和负载的影响,同时消除电网谐波电压的影响。因此这种控制策略比较适合用于抑制电网阻抗与混合滤波装置之间的谐振,而不用用于抑制负载谐波电流。

比较 4 种动态控制的特点可知:策略 1 能够实现负载谐波电流的完全抑制,但负载谐波电流的波动对控制性能影响较明显;策略 2 无法完全滤除负载谐波电流;策略 3 控制效果较好,但对装置相关参数的设计要求比较高,否则容易引起谐振,同时增大电网参数波动对控制性能的影响;策略 4 能避免装置与电网阻抗之间产生的谐振并消除电网谐波电压的影响,但无法实现对负载谐波电流的治理。

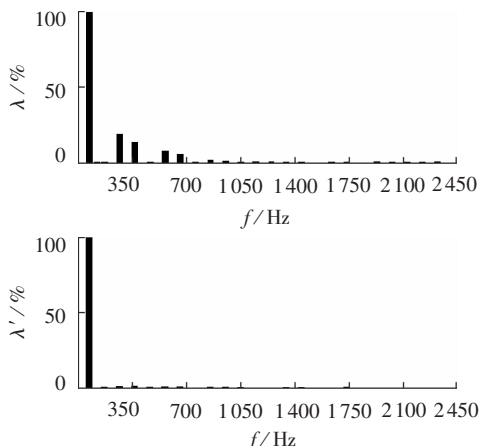
由此可见,4 种控制方法各有特点,如将上述几种基本控制策略结合起来即为复合控制方式,比较常见的是根据电源谐波电流和负载谐波电流相结合的复合控制策略,既可对负载谐波电流进行较好的补偿,又可通过电源谐波电流来抑制 APF 和电网阻抗之间的谐振。可看出,复合控制策略综合了 2 种控制方式的优点,是一种较为理想的控制策略,但是存在两者之间的解耦问题,这无疑给系统增加了硬件成本和计算量。因此必须根据不同的谐波治理对象和复杂的工况,通过比较选择一种较为优化的基本控制策略。根据对该厂的电网阻抗值变动不大和详细的现场数据等情况分析,本系统采用了根据负载谐波电流来动态控制的基本策略对装置相关参数进行设计。

3 实验验证

为进一步验证本文所提控制方法,在实验室中搭建了 HAPFSIC 装置试验平台,其中主电路器件选用日本三菱公司生产的智能 IGBT-IPM 系列模块 PM600HSA120(300A/1 200 V)组成三相逆变桥,负载采用六脉冲可控整流非线性负载,容量为 50 kW。图 13 所示为实验中获得补偿前网侧电流 i 和补偿后网侧电流 i' 的波形,以及相应的频谱 λ 和 λ' ,可以看出,谐波得到了有效抑制,频谱分析显示应用 APF 后电网电流谐波总畸变率从 30.5% 降为 5.1%。



(a) 补偿前后电流波形



(b) 补偿前后电流频谱

图 13 实验波形

Fig.13 Experimental waveforms

4 结论

根据某厂谐波治理工程对谐波抑制以及无功功率补偿的要求,提出采用 HAPFSIC 的方案,并对其拓扑结构进行了研究,根据 HAPFSIC 的结构特点,对其自身稳定控制进行了分析,同时建立了控制系统方程,并通过比较多种动态控制方式,选择了根据负载谐波电流来控制逆变器输出电压的控制策略,该控制策略更加适合于厂矿企业工况复杂、谐波电流变化较大的应用场合。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998:31-37.
- [2] 苑舜,韩水. 配电网无功优化及无功补偿装置[M]. 北京:中国电力出版社,2003:7-15.
- [3] 夏向阳,罗安,周柯. 单独注入式有源电力滤波器的研究与应用[J]. 电力系统自动化,2005,29(20):68-70.
XIA Xiangyang, LUO An, ZHOU Ke. Novel active power filter with single injection circuit and its applications[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(20): 68-70.
- [4] HINGORANI N G. Flexible AC transmission systems (FACTS) [C] // CIGRE 1993 Regional Meeting of South-East Asia and Western Pacific. Queensland, Australia: [s.n.], 1993: 227-241.
- [5] 付清. 大功率电网谐波有源治理的控制策略和工程应用研究[D]. 长沙:中南大学信息科学与工程学院,2004.
FU Qing. Research on control strategies and engineering application of high-power harmonic eliminating in power station[D]. Changsha: Central South University, 2004.
- [6] AKAGI H, FUJITA H. A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1995, 10(3): 1570-1575.
- [7] 吴卫民. 新型谐波抑制及相关技术的研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2005.
WU Weimin. Novel harmonic suppression methods and relative techniques[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005.
- [8] PENG F Z, ADAMS D J. Harmonic sources and filtering approaches[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2001, 7(4): 18-25.
- [9] OHASHI H. Snubber circuit for high power gate turn-off thyristors [J]. IEEE Trans on Industrial Electronic, 1993, 19(4): 655-664.
- [10] 丁祖军,郑建勇,胡敏强,等. 新型混合式电力滤波装置电流源控制策略[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(3): 74-77.
DING Zujun, ZHENG Jianyong, HU Minqiang, et al. Current source control strategy of hybrid power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(3): 74-77.

- [11] WANG Z,WANG Q,YAO W,et al. A series active power filter adopting hybrid control approach[J]. IEEE Trans on PE,2001,16(3):301-310.
- [12] 王群,耿云玲,姚为正. 串联型有源电力滤波器的控制策略[J]. 国防科技大学学报,2000,22(6):28-33.
WANG Qun,GENG Yunling,YAO Weizheng. Control strategies for series active power filter[J]. Journal of National University of Defense Technology,2000,22(6):28-33.
- [13] 武健,何娜,徐殿国. 并联混合有源滤波复合控制策略[J]. 电力自动化设备,2009,29(3):97-100.
WU Jian,HE Na,XU Dianguo. Complex control strategy of parallel

hybrid active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(3):97-100.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

夏向阳(1968-),男,湖南长沙人,副教授,博士,主要研究方向为电能质量控制等(E-mail:xia_xy@126.com);

罗安(1957-),男,湖南长沙人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为高电能质量输配电技术。

Control of active power filter with single injection circuit

XIA Xiangyang^{1,2},LUO An²

(1. Changsha University of Science and Technology,Changsha 410077,China;

2. Hunan University,Changsha 410082,China)

Abstract: To meet the requirements of harmonic suppression and reactive power compensation of a factory, a solution of High Active Power Filter with Single Injection Circuit is put forward. Its topology and features are analyzed,its control system equations are established,its stability control mechanism is studied in both steady and dynamic controls,and four dynamic control strategies are compared:control according to filter branch harmonic current,power source harmonic current,load harmonic current,or load harmonic voltage. For the specific application in complicated working condition and large harmonic current change,the strategy of inverter output voltage control according to load harmonic current is chosen. Experiment proves its good filtering effect.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(60474041),the Natural Science Foundation of Hunan Province (07JJ6078),the Science and Technology Plan of Hunan Province (09GK3168),the Science and Technology Plan of Changsha(K090542-11) and Chongqing Power Technology Program(201035).

Key words: harmonic suppression; active power filter; topology; stability control; control strategy