

注入式混合型有源滤波器的 参数设计及工程应用

汤 赐

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 研制出一种注入式混合型有源滤波器, 重点介绍了各组成部分的设计方法以及工程应用中的注意事项。无源滤波器包括单调谐滤波器和注入式滤波器, 可按投资费用最小的方法设计, 具体参数设计包括电容器、电抗器的容量和数值, 最佳品质因数。耦合变压器的设计包括电压、电流、容量、联接组、变比等。输出滤波器调谐频率确定后, 不能简单按照投资费用最小法设计电容和电感, 而需要考虑整个系统的阻抗。有源滤波器的设计主要包括大功率逆变器的实现和直流侧电容的选取。控制器采用双 DSP 的数字化控制方案, 其中 TMS320F240 主要实现与外电路的联系, TMS320C32 专门用于实现大量复杂数据的计算。实际工程应用效果表明, 投入注入式混合型有源滤波器后, 电网电流波形由畸变波形改善为接近正弦波, 电流中的谐波分量大幅减少。

关键词: 注入式; 混合型; 有源滤波器; 参数设计; 工程应用

中图分类号: TN 713⁺.8

文献标识码: B

文章编号: 1006-6047(2007)07-0074-06

有源滤波器能动态治理各次谐波, 因而成为谐波滤除的发展方向^[1-10], 但我国对这方面的研究大多数还处于理论分析和实验室验证阶段, 真正应用于工程实际的还很少, 所以大功率有源滤波器的工程应用化研究有着极其重要的意义。

为满足高电压、大容量谐波抑制, 并且兼具一定容量无功静补的工程要求, 现成功研制出一种注入式混合型有源滤波器, 其主要由无源滤波器、耦合变压器、输出滤波器、有源滤波器和数字化控制器等组成。

文献[11-12]已对注入式混合型有源滤波器的拓扑结构、工作原理、检测和控制算法等作了详尽的分析。现重点介绍该有源滤波器各个组成部分的设计方法以及工程应用中的一些注意事项, 并给出了实验室验证结果和工程应用效果。

1 无源滤波器设计

无源滤波器包括 2 个组成部分: 单调谐滤波器和注入式滤波器。前者利用电感和电容在某次谐波频率处产生串联谐振时阻抗很小的特点, 将负载中的该次谐波电流引入单调谐滤波器。后者则是利用 L_1 和 C_1 在基频处谐振时阻抗很小的特点, 使得有源滤波器既不承担基波电压也不承担基波电流, 从而大幅度减小有源滤波器的容量。

1.1 单调谐滤波器设计

根据谐波治理对象的特征谐波确定单调谐滤波器的具体滤波次数和组数后, 电容 C 和电感 L 具体参数设计主要从多个方面考虑。

1.1.1 电容器和电抗器的容量

单调谐滤波器主要承受 2 种频率的激励作用:

一种是基波频率电压, 另一种是调谐频率电流, 所以电容器和电抗器的容量可表示为

$$\begin{aligned} Q_C &\approx U_1^2 \omega_1 C + I_n^2 / (n \omega_1 C) \\ Q_L &\approx (U_1 \omega_1 C)^2 \omega_1 L + I_n^2 n \omega_1 L \end{aligned} \quad (1)$$

式中 ω_1 为电网基波角频率; U_1 为电网基波电压; I_n 为 n 次谐波电流, 在设计时应增大 10% 以考虑背景谐波的影响^[1]。

1.1.2 电容器和电抗器的数值

采用投资费用最小的方法设计单调谐滤波器。设电容和电感单位容量的投资分别为 P 和 H , 则单调谐滤波器所需资金为

$$y = PQ_C + HQ_L \quad (2)$$

因为单调谐滤波器的谐振频率为

$$f_n = 1 / (2\pi \sqrt{LC}) \quad (3)$$

所以结合式(2)(3)知, y 可表示为 C 的显函数, 为求得 y 取最小值时 C 的值, 用 y 对 C 求导后并令其等于 0, 从而得电容值为

$$C = \sqrt{\frac{(P+H)I_n^2}{n\omega_1^2 U_1^2 (P+H/n^2)}} \quad (4)$$

再根据式(3)得电感值为

$$L = 1 / (C n^2 \omega_1^2) \quad (5)$$

若此参数值还不能满足无功补偿容量的要求, 则可考虑加装并联电容器^[1], 这样不但经济合理而且对滤波效果不会产生较大影响。

1.1.3 最佳品质因素 Q 的确定

单调谐滤波器在调谐频率处的谐波阻抗与其品质因数 Q 成反比: 即 Q 越大, 谐波阻抗越小, 阻抗的频率响应曲线越尖锐, 频率选择性越好。但此时

单调谐滤波器对于参数的变化也就会越敏感,失谐时其性能将会变化很大;而且一旦和电网发生串、并联谐振,谐波放大的程度也越大。因此品质因素 Q 取值不能太大也不能太小。工程上常采用如下方法确定 Q 的最佳值^[1]:

$$Q = \frac{\cos \delta_{\max} + 1}{2 \Delta f_{\max} \sin \delta_{\max}} \quad (6)$$

式中 $\delta_{\max}$ 为电网最大阻抗角; $\Delta f_{\max}$ 为电网最大频偏。

1.2 注入式滤波器设计

注入式滤波器要求 L_1 和 C_1 调谐于基波频率,利用 L_1 和 C_1 对基波谐振的特点,使得有源滤波器既不承受基波电压也不承受基波电流,从而大大减小有源滤波器的容量;同时 L_1 、 C_1 和 C_c 还可组成另一条单调谐滤波支路以滤除特定次数谐波。为给有源滤波器所产生的谐波补偿电流提供低阻抗通道,要求 C_c 越大越好,但 C_c 太大将增加系统投资,故仍采用投资费用最小的方法设计注入式滤波器,具体参数可仿照单调谐滤波器的设计方法逐一计算,在此不再详述。

2 耦合变压器设计

耦合变压器实现有源滤波器和无源滤波器的电气隔离,并可根据有源和无源部分的电压、电流等级选择合适的变比。

2.1 耦合变压器的额定容量

2.1.1 耦合变压器的电压

耦合变压器副方承受的基波电压 U'_{T1} 就是加在 L_1 和 C_1 上的基波电压。由于 L_1 和 C_1 调谐于基频,基波阻抗很小,因此 U'_{T1} 也较小,可计算得:

$$U'_{T1} \approx U_1 |Z_{R1}| / |Z_{P1}| \quad (7)$$

式中 Z_{R1} 为 L_1 和 C_1 在基频处谐振时阻抗; Z_{P1} 为 L_1 、 C_1 和 C_c 组成的调谐于 P 次谐波频率的单调谐滤波器在基频处的阻抗; U_1 为电网基波电压。

P 次单调谐滤波器对其他次数谐波而言阻抗较大,因此流入 L_1 和 C_1 的谐波电流主要是 P 次谐波电流,这样就可估算 L_1 和 C_1 上的谐波电压 U'_{TP} 为

$$U'_{TP} \approx I_P Z_{RP} \quad (8)$$

式中 Z_{RP} 为 L_1 和 C_1 在 P 次谐波频率处的阻抗; I_P 为流入 L_1 和 C_1 的 P 次谐波电流。

由此可求得耦合变压器副方的相电压为

$$U'_T = \sqrt{U'^2_{T1} + U'^2_{TP}} \quad (9)$$

2.1.2 耦合变压器的电流

由于有源部分被控制为一个谐波电流源^[10-11],所以流过耦合变压器的基波电流就为 0,只有谐波电流通过耦合变压器副方,其最大值等于电网中需要由有源滤波器补偿的谐波电流。

$$I'_T \approx \sqrt{\sum I_n^2} \quad (10)$$

式中 I_n 为有源滤波器所产生的各次谐波补偿电流。

2.1.3 耦合变压器的容量

三相耦合变压器的容量为

$$S = 3 U'_T I'_T \quad (11)$$

2.2 耦合变压器的联接组

目前,工程应用中主要是采用 Y/yn0 联结组的耦合变压器,但是从耦合变压器相电势波形、发热、抑制高次谐波等方面考虑^[13],现选用 D/yn11 联结组的耦合变压器。

2.3 耦合变压器的变比

由于所设计有源部分的大功率逆变器是采用智能功率模块(IPM),而模块中的功率开关器件是分等级的,例如 IGBT 就分 600 V/200 A、1 200 V/600 A 等多种型号,并非任何电压和电流的 IGBT 都有,所以还需要通过耦合变压器按式(9)和式(10)进行匹配,从而使得功率开关器件的容量得到充分利用。

3 输出滤波器设计

由于有源滤波器的输出电流中除了含有所需要的谐波补偿电流外,还含有因功率开关器件开断所带来的高频毛刺,所以如果将有源滤波器的输出直接加于注入式滤波器,显然会给电网带来新的高频谐波污染。

3.1 输出滤波器的调谐频率

由于有源滤波器输出电流的频谱主要为低频的补偿谐波频率和高频开关毛刺频率,为避免将这 2 种信号过度放大而导致电路元件过压、过流,一般确定输出滤波器中电感 L_0 和电容 C_0 的谐振频率 f_0 位于中间频段,使之满足:

$$10 f_{\max} < f_0 < f_{\text{car}} \quad (12)$$

式中 $f_{\max}$ 、 f_{car} 分别为有源滤波器中大功率逆变器输出谐波的最大频率和 PWM 载波频率。

3.2 电容器和电抗器的数值

在确定输出滤波器的调谐频率后,并不能简单按照投资费用最小法设计电容和电感,而需要考虑整个系统的阻抗。

为简化分析,现忽略电网和负载阻抗的影响,得到注入式混合型有源滤波器的单相等效电路,如图 1(a)所示;将耦合变压器原边的电感、电容和电压按变压器原副边阻抗变换原理进行变换后,可得到进一步简化的等效电路,如图 1(b)所示。图中, K 为耦合

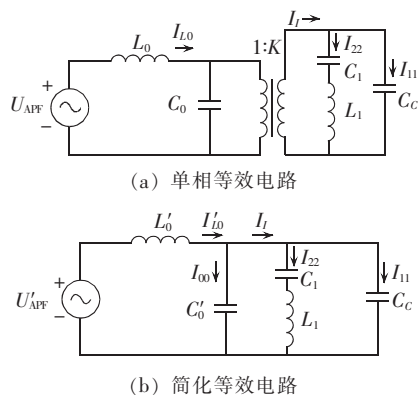


图 1 注入式混合型有源滤波器的单相等效电路图

Fig.1 Single-phase equivalent circuits of injection-type hybrid active power filter

变压器的变比; U_{APF} 为有源滤波器的输出电压; $L'_0 = K^2 L_0$, $C'_0 = C_0 / K^2$, $U'_{APF} = K U_{APF}$ 。

图 1(b) 所示电路在基频以上只有一个谐振点, 其幅频特性由谐振点向两边逐渐减少, 所以设计输出滤波器时, 应把这个谐振点尽可能设计在需要发出的主要特征谐波的中间, 以便在需要发出的特征谐波点取得较高幅值系数, 降低逆变器所需电压等级, 即

$$-j\omega_n L'_0 = \left[j\omega_n C'_0 + \frac{1}{j\omega_n L_1 + (j\omega_n C_1)^{-1}} + j\omega_n C_C \right]^{-1} \quad (13)$$

式中 ω_n 为理想谐振点的频率。

根据谐波治理对象的实际情况确定 L_0 和 C_0 的谐振频率后, 由式 (13) 可得输出滤波器的设计参数。

4 有源滤波器设计

有源滤波器的设计主要包括大功率逆变器的实现和直流侧电容的选取。

4.1 大功率逆变器的实现

为了节省开发和调试周期, 注入式混合型有源滤波器中的大功率逆变器采用的是智能功率模块 PM300CLA120^①。该模块集成了 6 个单元, 每个单元有 4 个引脚, 分别是 +15 V 控制电源、电源地、信号输入引脚、故障输出引脚, 各个单元的引脚都是相互独立的, 不能连结在一起, 所以在工程应用时都是使用 6 组独立的电源来控制模块。该模块可通过的最大电流为 300 A, 最高阻断电压为 1200 V, 最大开关频率可达到 20 kHz。内部有故障检测电路和保护电路, 包括模块过温保护、短路保护、控制欠电压保护等。实际应用时还需注意几点。

a. 信号传输延迟的时间应尽可能小, 因此选择了快速光耦 6N137, 它隔离的电压高、共模抑制性强、速度快, 高电平传输延迟时间的典型值为 48 ns, 最大值为 75 ns, 且价格适中。但该器件工作于 TTL 电平, 而 IGBT 模块开关逻辑信号的高电平为 +15 V, 这就需要设计一个电平转换电路。

b. 控制电源 V_{cc} 允许的电压范围为 $(15 \pm 15\%)V$, 但应尽量降低纹波, 并使电压的附加噪声降到最小, 因此在控制电源的输出端接 $10 \mu F$ 及 $0.1 \mu F$ 的滤波电容。

c. 电源上电时应先接通控制电源 V_{cc} , 然后再加主电源, 否则很可能在保护功能还未起作用时 IGBT 就已损坏。

d. IGBT 模块任何不用的引脚不能悬空, 应做谨慎处理。

e. 由于模块工作于高频状态, 且电流较大, 温度上升快, 即使有过热保护功能, 但急剧的温度上升对 IGBT 的安全也很不利。因此, 设计散热器时应留有充足的裕量以保证管芯结温在额定值以内, 并且 IGBT 工作时还需配有风机降温。

f. 栅极驱动电路的合理设计也可减小开通和关断的损耗和过电压, 当然, 由于模块集成了栅极驱动电路, 所以严格而言需要设计的只是一个驱动接口电路。模块使用手册上对驱动电路要求严格^①, 它关系

到模块能否正常工作。现采用两级快速光电隔离结构: 一级光耦是在主控制板中, 二级光耦是与模块直接焊接在电路板上。采用两级光耦结构隔离不同电源控制系统之间的干扰, 使模块和控制板都能正常工作, 提高了系统的可靠性。电路结构见图 2。

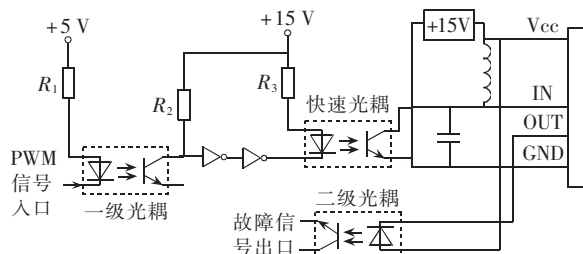


图 2 IPM 模块驱动电路示意图

Fig.2 Drive circuit of IPM

4.2 直流侧电容的选取

直流侧电容由三相不可控全桥整流电路供电, 为有源滤波器提供了稳定的直流工作电压, 免去了控制器对直流电压的控制, 从而大大减少了控制算法的复杂程度; 同时这种结构下的直流侧电压也不再因有源滤波器输出功率的变化而产生电压波动, 提高了有源部分输出的稳定性和准确性。三相不可控全桥整流电路的直流侧电压 U_{dc} ^[1] 为

$$U_{dc} = 2.34 U \quad (14)$$

式中 U 为整流桥输入相电压有效值。

实际选用时还应考虑关断浪涌冲击电压和死区效应, 所以直流侧电容电压取值应比计算值略大。

有源滤波器中直流侧电容主要起稳定电压的作用。理论上, 电容值越大越有利于电压稳定, 但大电容成本高, 体积大, 不利于现场应用, 故在保证低频脉动率的前提下应尽量减小电容值。工程实践中确定电容值的主要依据是限制大功率逆变器工作在最低输出频率和额定输出电流时直流电压的低频脉动率。所需滤波电容量可按工程经验公式计算^[1]:

$$C = I_F K_\phi / (U_{dc} f_{min} \sigma) \quad (15)$$

式中 I_F 为有源滤波器的额定输出电流有效值; U_{dc} 为直流电压; f_{min} 为有源滤波器的最低输出频率; σ 为允许直流电压频率低峰值纹波因数; K_ϕ 为与负载位移因数角 Φ 有关的系数。

5 数字化控制器设计

控制器是注入式混合型有源滤波器的核心部分。从文献[10-12]所介绍的工作原理、检测和控制算法可知, 控制器必须从电网电流中瞬时检测出所包含的谐波分量, 并控制大功率逆变器实时产生一定大小的谐波电流, 才能保证整个装置有效工作, 达到动态补偿电网谐波电流的目的。由此可见, 注入式混合型有源滤波器对控制的实时性要求非常高, 因此对控制器的设计是采用双 DSP 的数字化控制方案, 如图 3 所示, 并且外围器件全部选用高速器件, 这样既

① MITSUBISHI (Intelligent Power Modules) PM300CLA120 Flat-Base Type Insulated Package.

可以省略接口电路的设计,又提高了控制器的可靠性。

图 3 中的 TMS320F240(简称 F240)主要实现与外电路的联系,例如,发出 PWM 控制信号、发出开关量控制信号、监视开关量信号、检测各种保护与故障信号,以及整个 DSP 电路板同步工作脉冲的生成等,如图 4 所示;另外加了一片 TMS320C32,专门用于实现大量复杂数据的计算,如图 5 所示。

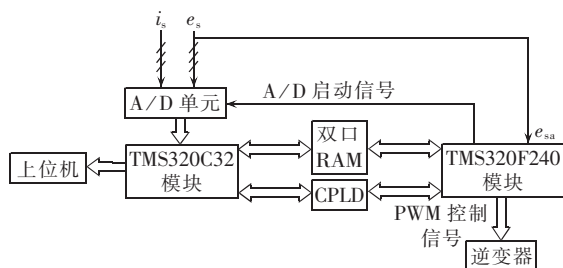
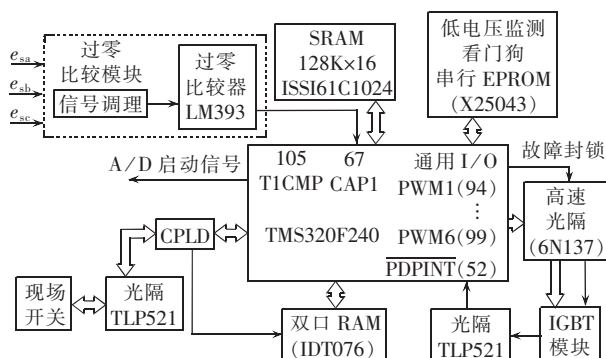


图 3 双 DSP 的数字化控制方案

Fig.3 Digital control solution with double DSP



口,可直接和 F240 提供的 SPI 接口相连。当电压低于 4.5 V 时,X25043 发出复位信号,在电压恢复并达到稳定之前,该复位信号禁止系统重启。X25043 内部的串行 EPROM 带有块锁定保护,利用它保存程序运行中的一些重要数据以防止掉电后重要数据的丢失。

5.5 复杂的数据计算

TMS320C32 模块的主要功能有:执行自适应预测算法^[11-12]、计算补偿参考电流、生成 PWM 脉宽数据和与上位机之间进行串行通信,如图 5 所示。

该模块主要有 TMS320C32 DSP 芯片、EPROM-27C010 芯片、2 片高速 SRAMCY7C1021-20、2 片高速模数转换芯片 MAX125CEAX,及异步串行通信接口电路等。其中,EPROM 用于存放程序和已初始化数据,SRAM 用于存放实时运行程序和数据,双口 RAM 用于存放准备与 F240 交换的数据。TMS320C32 复位上电后,由内部固化的自引导程序(BOOT)将存放于 EPROM 的程序和数据搬移至高速 RAM,然后在高速 RAM 中全速运行程序。

TMS320C32 的程序存储器可编程实现 16 位或 32 位的数据宽度,在此采用 32 位宽的程序存储器。TMS320C32 的外部数据存储器接口可编程实现 8 位、16 位、32 位的数据宽度,在此采用 8 位宽的普通 EPROM 作为程序存储器(程序在 32 位宽的 SRAM 中运行),以降低成本;采用 32 位宽的数据存储器,以提高系统运行速度;16 位宽的双口 RAM,以便于和 16 位的定点 F240 进行数据交换。

6 实验结果及应用效果

某变电站非线性负荷总容量为 22000 kV·A;所需补偿基波无功为 12000 kvar;配电网三相线电压为 10 kV;2、3、5、7 次谐波电流分别为 75、50、100、50 A。按照上文介绍的方法设计了注入式混合型有源滤波器,具体参数如下:系统有源部分容量为 600 kV·A,输出滤波器参数为 $L_0=0.1$ mH, $C_0=90$ μ F;有源滤波器耦合到无源滤波器的变压器相电压变比为 600 V:300 V,无源滤波器参数中,2 次支路 $L_1=30.38$ mH/500 A (/后为所能流过最大电流,后类似), $C_1=333.85$ μ F/14.5 kV(/后为所能承受的最大电压,后类似), $Q=32$, $C_c=111.28$ μ F/6.5 kV;5 次支路 $L_5=3.36$ mH/500 A, $C_5=120.7$ μ F/13 kV, $Q=34$;7 次支路 $L_7=1.52$ mH/500 A, $C_5=140$ μ F/13 kV, $Q=34$ 。

图 7 给出了装置在实验室运行的情况。实验参数为:电网线电压为 110 V,谐波源为 10 kV·A 三相整流桥带阻感负载。从装置投入前后的电流波形可以看出设计方法的正确性和滤波效果的明显性。

注入式混合型有源滤波器已在某 220 kV 变电站挂网试运行,投入前和投入 2 s 后的电网稳态电流波形和频谱分别如图 8 和图 9 所示(n 为谐波次数)。

从图 8 中可以看出,注入式混合型有源滤波器投入后,电网电流波形由畸变波形改善为接近正弦波,电流中的谐波分量大大减少。从图 9 中可以进一步

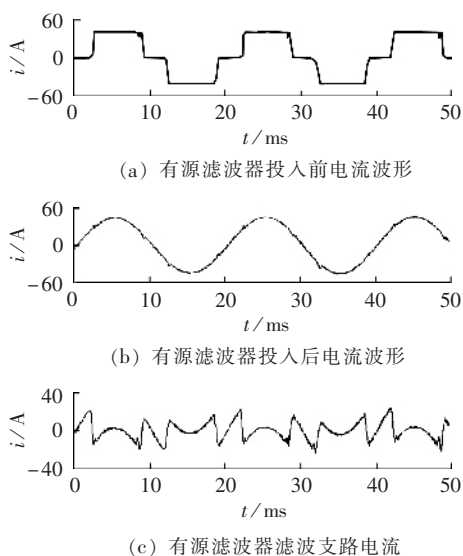
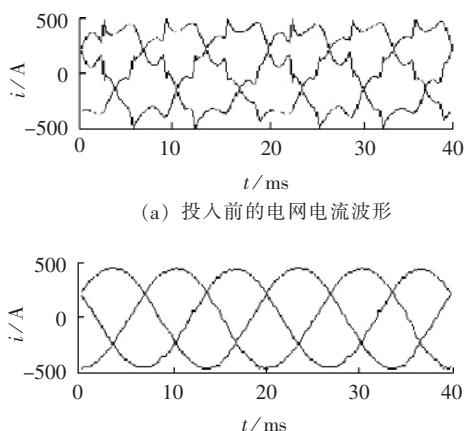


图 7 实验中 a 相各支路的电流波形

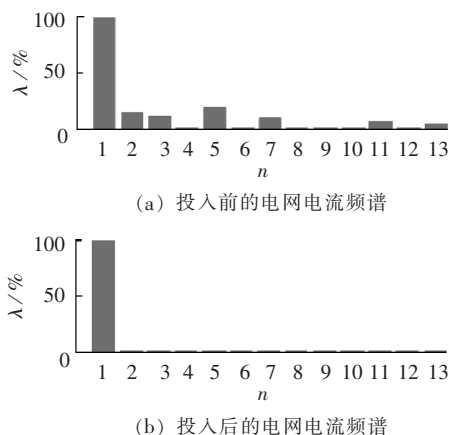
Fig.7 Branch current waves of phase a



(b) 投入后的电网电流波形

图 8 220 kV 变电站 10 kV 母线电网电流波形

Fig.8 Current waves of 10 kV bus in 220 kV substation



(b) 投入后的电网电流频谱

图 9 220 kV 变电站 10 kV 母线电网电流频谱

Fig.9 Current spectrums of 10 kV bus in 220 kV substation

看出,补偿前电网中 2、3、5、7 和 11 次谐波畸变变量(λ)分别为 13.02%、10.84%、18.33%、9.76%、6.44%;将注入式混合型有源滤波器投入后,电网中各次谐波畸变变量分别降为 0.88%、0.76%、1.21%、0.74%、0.60%。

上述工程应用效果表明该注入式混合型有源滤波器满足了某 220 kV 变电站谐波治理工程的实际要求。

7 结论

为满足变电站提出的高电压、大容量谐波抑制,并且兼具一定无功静补的工程要求,成功研制出一种注入式混合型有源滤波器。详细介绍了该混合有源滤波器各个组成部分的设计方法及工程应用中的注意事项,并给出了实验室验证结果和工程应用效果。实际工程应用效果表明该注入式混合型有源滤波器有着良好的性价比,具有广阔的工程推广应用前景。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制与无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998.
- [2] FUJITA H,YAMASAKI T,AKAGI H. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems[J]. IEEE Trans Power Electron,2000,15(2):215-222.
- [3] WANG Z A,WANG Q,YAO W Z,et al. A series active power filter adopting hybrid control approach[J]. IEEE Trans Power Electron,2001,16(3):613-620.
- [4] YUAN X,MERK W,STEMMLER H. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filter with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Trans Ind Appl,2002,38(2):523-532.
- [5] ZMOOD D N,HOLMES D G,BODE G H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators[J]. IEEE Trans Ind Appl,2001,37(2):601-610.
- [6] ZMOOD D N,HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Trans Power Electron,2003,18(3):814-822.
- [7] 周林,蒋建文,周维维. 基于单周控制的三相四线制有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报,2003,23(3):85-88,125.
ZHOU Lin,JIANG Jian-wen,ZHOU Luo-wei. Three-phase four-wire active power filter with one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(3):85-88,125.
- [8] 钱挺,吕征宇,胡进. 基于单周控制的有源滤波器双环控制策略[J]. 中国电机工程学报,2003,23(3):34-37.
QIAN Ting,LÜ Zheng-yu,HU Jin. Dual-loop scheme for unified constant-frequency integration control of active power filter[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(3):34-37.
- [9] 徐永海,肖湘宁,刘昊,等. 混合型有源电力滤波器与并联电容器组联合补偿技术研究[J]. 电工技术学报,2005,20(1):112-117.
XU Yong-hai,XIAO Xiang-ning,LIU Hao,et al. Shunt hybrid filter for harmonic suppression and reactive power compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(1):112-117.
- [10] 唐欣,罗安,涂春鸣. 新型注入式混合型有源滤波器的研究[J]. 电工技术学报,2004,19(11):50-55,60.
TANG Xin,LUO An,TU Chun-ming. Study of new injection type hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2004,19(11):50-55,60.
- [11] 罗安,章兢,付青. 新型注入式并联混合型有源电力滤波器[J]. 电工技术学报,2005,20(2):51-55.
LUO An,ZHANG Jing,FU Qing. Study of new injection type parallel hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(2):51-55.
- [12] 栗梅,王莉娜,张泰山,等. 基于自适应滤波器的电网谐波电流预测法[J]. 控制与决策,2004,19(12):1429-1432.
SU Mei,WANG Li-na,ZHANG Tai-shan,et al. Harmonic prediction method based on adaptive filter[J]. Control and Decision,2004,19(12):1429-1432.
- [13] 黄绍平. D,yn11 联结组配电变压器运行特性的理论分析[J]. 变压器,1996(7):12-15.
HUANG Shao-ping. The functional characteristics of D,yn11 type transformer[J]. Transformer,1996(7):12-15.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

汤 赐(1978-),男,湖南湘潭人,博士研究生,研究方向为电力电子技术在电能质量提高中的应用(E-mail:tangci2679@126.com)。

Parameter design and engineering application of injection-type hybrid active power filter

TANG Ci

(College of Electrical and Information Engineering,
Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: An injection-type hybrid active power filter is developed, with parameter designs for each component and cautions in engineering application emphasized. For the passive filters, including mono-tuning passive filter and injection-type passive filter, the magnitudes and optimal quality factors of capacitor and reactor can be designed with the minimum cost method. For the coupling transformer, the design of its voltage, current, capacity, groups and turn ratio are introduced. With the decided tuning frequency of output filter, the capacitance and inductance are not simply determined by the minimum cost method, the system impedance must be considered. For the active power filter, the implementation of high-power inverter and the selection of capacitor at DC side are focused. The digital controller employs double-DSP solution, in which TMS320F240 interfaces with external circuits, while TMS320C32 handles complex computations. Engineering applications show that, with the injection-type hybrid active power filter, the distorted system current is almost recovered into sine wave and the current harmonic components decrease greatly.

Key words: injection type; hybrid; active power filter; parameter design; engineering application