用于高压混合有源滤波器的直流侧电压控制方法

刘 飞[1], 杨立付[2], 邹云屏[1],李 辉[1]
(1.华中科技大学电气与电子工程学院,湖北 武汉 430074; 2.岳阳电业局,湖南 岳阳 414000)

摘要: 针对一种用于高压交流系统的混合有源滤波器,提出了其直流侧电压闭环控制策略,并使用平均值模型和小信号扰动法建立了相应的近似数学模型,分析了该控制系统的稳定性和对控制器参数的要求,仿真和模拟实验结果证明了理论分析的正确性。

关键词: 混合有源滤波器; 直流侧电压; 闭环控制

中图分类号: TM713 **文献标识码**: A **文章编号**: 1003-4897(2005)13-0054-06

0 引言

随着电网谐波污染问题越来越受到人们的重视,有源电力滤波器 (APF)作为一种可以动态补偿谐波的设备得到了广泛关注和研究。而混合有源电力滤波器由于结合了传统无源滤波器和 APF的优点,在高压大容量谐波治理时具有其他方法不可比拟的优良性价比,因此成为目前 APF研究的一个重要领域,并出现了众多的电路拓扑结构和控制方法[1]。

这其中,文[2]提出的一种混合 APF方案较适合在高压交流系统中应用,文[3]用受控电压源取代了文[2]中的受控电流源,但以上文献均未提及 APF直流侧电压的控制策略,而由于此方案电路结构与普通 APF不同,无法直接应用已有的 APF直流侧电压控制方法,而该电路中的 APF输出电流和端电压谐波成分复杂,通过让 APF模拟正、负电阻功能实现直流侧电压控制,会增加设备投资 (需增加 APF端电压互感器)和影响滤波效果,所以直流侧电压控制是该方案实用化中有待解决的关键问题之一。

针对这种混合 APF方案的电路特点,本文在不增加设备投资的前提下,利用已有的系统侧 PT取得电网电压信号,提出了其直流侧电压闭环控制策略,从而提高了该方案的实用性和运行可靠性。在所推导的控制系统近似数学模型基础上,进行了稳定性分析和控制器参数选择,并对数学模型和电路模型分别进行了仿真,二者的结果基本一致,同时在一个低压系统下进行了模拟实验,结果证明了所提直流侧电压控制方案的可行性。

基金项目:湖南省电力公司 2004年科研项目

1 直流侧电压控制方法

文[2]提出的混合 APF电路如图 1所示,图中 APF作为一个受控电流源工作,L_S、C_2、L_1 分别代表系统电感、无源滤波器中电容和电感。若考虑到在实际电网中,稳态下混合 APF接入点处系统电压基本上是幅值一定的正弦波,其电压信号可以通过系统侧 PT取得,如果只考虑混合 APF支路的基波分量,则有如图 2所示的等效电路,其中,U_t、I_F、I_1、I_{cp} 分别代表公共连接点电压、混合 APF支路总电流、滤波器中电感电流和 APF电流基波相量。如果人为控制 I_{cp}和 U_t同相或反相,即,

$$I_{cp} = KU_t \tag{1}$$

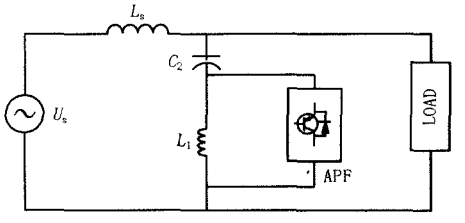


图 1 混合 APF电路结构图

Fig 1 Hybrid APF circuit

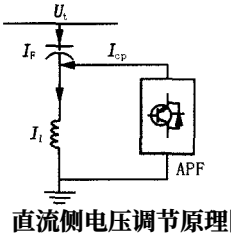


图 2 直流侧电压调节原理图

Fig 2 Principle scheme of the DC voltage control

K为实数,则有:

$$U_t = I_F Z_{c2} + I_1 Z_{L1} \tag{2}$$

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其中: Z_{C2}、Z_{L1}分别为电容 C_2 的容抗和电感 L_1 的感抗,又

$$I_1 = I_{cp} + I_F \tag{3}$$

将式 (1)、(3)代入式 (2)经整理后得,

$$U_t = \frac{I_F (Z_{c2} + Z_{L1})}{1 + K^2\omega^2 L_1^2} (1 + jK\omega L_1) \tag{4}$$

式 (4)中 ω为电网基波角频率。通常电容 C_2 和电感 L_1 参数被设计成在某次谐波下串联谐振,这里不妨设谐振次数为 n_D,即,

$$C_2 L_1 = \frac{1}{n_D^2 \omega^2} \tag{5}$$

故有

$$Z_{c2} + Z_{L1} = \left(1 - \frac{1}{n_D^2}\right) Z_{c2} \tag{6}$$

令

$$U_{t1} = \left(1 - \frac{1}{n_D^2}\right) \frac{I_F Z_{c2}}{(1 + K^2\omega^2 L_1^2)} \tag{7}$$

则

$$U_t = U_{t1} (1 + jK\omega L_1) \tag{8}$$

若以 I_F 为基准相量,则式 (8)代表的相量图如图 3所示。从该相量图可知,当 APF发出的基波电流分量 I_{cp}和公共连接点处电压 U_t同相或反相时,混合 APF支路将吸收或发出有功功率,且每相稳态下一周期的平均有功功率 P为:

$$P = |U_{t1}\ jK\omega L_1\ I_F| \tag{9}$$

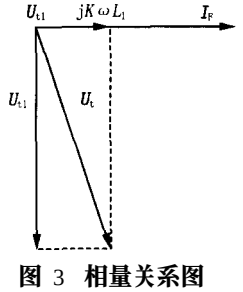


图 3　相量关系图

Fig 3　The relationship of phasors

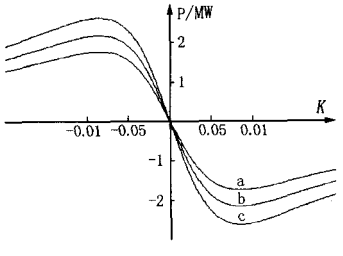


图 4　$P = f(K)$的关系曲线

Fig 4　Curve of the function $P = f(K)$

将式 (7)代入,有

$$P = \left(1 - \frac{1}{n_D^2}\right) \frac{|I_F|^2 KL_1}{C_2 (1 + K^2\omega^2 L_1^2)} \tag{10}$$

在高压交流系统中, I_F 的大小主要取决于系统电压和混合 APF支路的无功补偿容量,假定其受 APF发出的基波电流分量 I_{cp}影响较小,可近似认为

$$I_F \approx \frac{U_t}{Z_{L1} + Z_{c2}} = \frac{n_D^2 U_t}{(n_D^2 - 1) Z_{c2}} \tag{11}$$

因此,若假定公共连接点电压 U_t一定,则 I_F 的大小也一定,由式 (10)知,混合 APF支路每周波的平均有功功率 P是 K的函数。取一组典型的 35 kV交流系统滤波器参数 (C_2 = 30 μF, L_1 = 37.5 mH, n_D = 3)计算得 $P = f(K)$在不同电压时的关系曲线如图 4所示,图中曲线 a、b、c分别对应公共连接点电压为 90%、100%、110%额定值时的情形。可见,即使系统电压在额定值附近波动,只要 K在原点的邻域内取值,都有 P与 K近似成线性关系的结论成立,同时,即使 K的幅值小于 0.005,从图 4可知 P也有接近 200 kW的功率变化范围,足以满足 APF直流侧电压调节的要求,在这样的前提条件下,因为 K取值很小,由式 (1)知 I_{cp}也很小,这样反过来说明了式 (11)近似成立的可行性。从式 (10)、(11)有,

$$P \approx K\left(1 - \frac{1}{n_D^2}\right) \frac{|I_F|^2 L_1}{C_2} \tag{12}$$

又因为混合 APF支路中的电容 C_2 和电感 L_1 是无源器件,其在一个周波内的平均有功功率为零,所以当混合 APF支路一个周波内的平均有功功率 P不为零时, P就是 APF每周波的平均有功功率,也就是说,可以通过使 APF发出与公共连接点电压 U_t同相或反相的基波电流 I_F来调节其直流侧电压。

2　控制系统模型和稳定性分析

假定三相 APF共用一组直流电容,当考虑三相混合 APF支路有功功率平衡时,由于主电路无源滤波中电容 C_2 和电感 L_1 的每周波平均有功功率为零,则在平均有功功率平衡等效电路中它们可被省去,如图 5所示,图中 APF直流侧电容为 C,各相 APF的输出变压器变比为 k∶1,输出电感为 L, R为直流侧电容 C的损耗、逆变器开关损耗、电感损耗和线路损耗之合的等效电阻。对类似图 5的电路,文 [4]利用三相瞬时功率平衡方程,文 [5]通过 d-q-0变换的方法分别得出了直流侧电压的闭环控制系统模型,本文结合前述混合 APF支路每周波平均有功功率的特点,从交直流侧每周波平均有功功率平

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

衡的角度出发,推导出直流侧电压控制系统的近似数学模型如下:

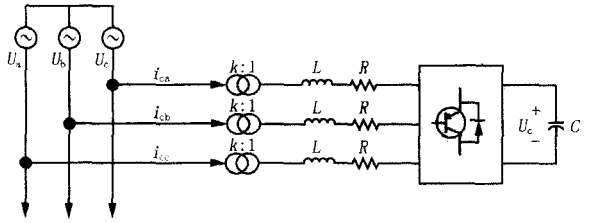


图 5 三相混合 APF系统主回路等效电路

Fig 5 Equivalent main circuit of three-phase hybrid APF

设三相系统对称,由式 (12),每周波交流电网提供给三相 APF的总有功功率为:

$$3P\approx 3K(1-\frac{1}{n_D^2})\frac{|I_F|^2L_1}{C_2} \tag{13}$$

记 A相 APF输出瞬时电流为 i_{ca},其中谐波电流有效值为 I_{ch},基波电流有效值 I_{cp},由式 (1)、(4)、(6), I_{cp}为:

$$I_{cp}=|KU_t|=\left|\frac{KI_F(Z_{c2}+Z_{L1})}{1-KZ_{L1}}\right|\approx (1-\frac{1}{n_D^2})\frac{K|I_F|}{\omega C_2} \tag{14}$$

则每周波电阻 R吸收的功率 P_R为:

$$P_R=k^2R(I_{cp}^2+I_{ch}^2) \tag{15}$$

APF输出电感 L上的有功功率 P_L为:

$$P_L=\frac{k^2}{T}\int_t^{t+T}i_{ca}L\frac{di_{ca}}{dt}dt=\frac{k^2L}{2}\frac{d}{dt}(\frac{1}{T}\int_t^{t+T}i_{ca}^2dt)=\frac{k^2L}{2}\frac{d}{dt}(I_{cp}^2+I_{ch}^2) \tag{16}$$

设直流侧电容 C的瞬时电压为 u_c,其有效值为 U_c,则电容 C每周波吸收的有功功率 P_c

$$P_c=\frac{1}{T}\int_t^{t+T}u_cC\frac{du_c}{dt}dt=\frac{C}{2}\frac{d}{dt}(\frac{1}{T}\int_t^{t+T}u_c^2dt)=\frac{C}{2}\frac{d}{dt}U_c^2 \tag{17}$$

若记:

$$M=(1-\frac{1}{n_D^2})\frac{|I_F|^2L_1}{C_2} \tag{18}$$

$$N=(1-\frac{1}{n_D^2})\frac{|I_F|}{\omega C_2} \tag{19}$$

则 M、N可近似认为是常数,由式 (13)、(15)、(16)、(17)得每周波交直流侧三相平均有功功率平衡方程为:

$$3MK-3k^2R[(NK)^2+I_{ch}^2]-\frac{3}{2}k^2L\frac{d}{dt}[(NK)^2+I_{ch}^2]=\frac{C}{2}\frac{d}{dt}U_c^2 \tag{20}$$

稳态下, K、I_{ch}、U_c恒定,则从式 (20)有:

$$3MK-3k^2R[(NK)^2+I_{ch}^2]=0 \tag{21}$$

设稳态下出现小扰动,则式 (20)可改写成:

$$3M(K+\Delta K)-3k^2R[(N(K+\Delta K))^2+(I_{ch}+\Delta I_{ch})^2]-\frac{3}{2}k^2L\frac{d}{dt}[(N(K+\Delta K))^2+(I_{ch}+\Delta I_{ch})^2]=\frac{C}{2}\frac{d}{dt}(U_c+\Delta U_c)^2 \tag{22}$$

展开后,忽略扰动信号的二次项,并计及式 (21),再取拉氏变换后经整理可得:

$$\Delta K(s)[3M-6k^2RN^2K-3k^2LN^2Ks]-\Delta I_{ch}(s)(6k^2RI_{ch}+3k^2LI_{ch}s)=sCU_c\Delta U_c(s) \tag{23}$$

若直流侧电压控制器设计成 PI调节器,即

$$\Delta K(s)=(k_p+\frac{k_I}{s})(\Delta U_{ref}-\Delta U_c(s)) \tag{24}$$

则控制系统框图如图 6所示:

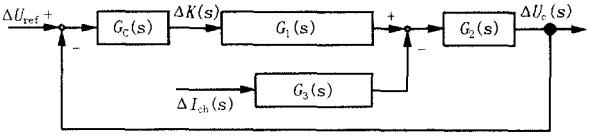


图 6 直流侧电压控制系统框图

Fig 6 Block diagram of the DC voltage control system

图中 G_c、G_1、G_2、G_3分别为:

$$G_c(s)=k_p+\frac{k_I}{s} \tag{25}$$

$$G_1(s)=3M-6k^2RN^2K-3k^2LN^2Ks \tag{26}$$

$$G_2(s)=\frac{1}{CU_cs} \tag{27}$$

$$G_3(s)=6k^2RI_{ch}+3k^2LI_{ch}s \tag{28}$$

则系统传递函数为:

$$\Delta U_c(s)=\frac{G_cG_1G_2}{1+G_cG_1G_2}\Delta U_{ref}(s)-\frac{G_2G_3}{1+G_cG_1G_2}\Delta I_{ch}(s) \tag{29}$$

该传递函数形式和文 [4]得到的传函形式完全相同,这说明尽管前述的混合 APF电路结构有别于单纯 APF,但两者直流侧电压闭环控制系统的形式是基本一致的,因而可以借用后者的某些结论。

由式 (29)得闭环控制系统的特征方程为:

$$1+G_cG_1G_2=0 \tag{30}$$

由 Routh稳定性判据[6],有

$$k_p<\frac{CU_c}{3k^2LN^2K} \tag{31}$$

$$k_I<\frac{k_p(M-2k^2RN^2K)}{k^2LN^2K} \tag{32}$$

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$K < \frac{M}{2k^2 RN^2} \tag{33}$$

从以上稳定性判据可知,①K值越小,K_p、K_I的稳定域越大;②由于APF输出变压器的存在,$k \geq 1$,会导致K_p、K_I的稳定域变小;③直流侧电容C和直流侧电压U_c越大,K_p、K_I的稳定域越大。

3　仿真与实验结果

为验证以上的分析结论,分别对上述推导出的数学模型和如下的电路模型进行了仿真计算。设定仿真电路为三相35 kV对称系统,其单相等效电路如图7所示。同时,为保证式(12)的近似程度,即为保证混合APF支路平均有功功率P和控制量K的线性关系,K的幅值应较小,仿真计算表明,当K的绝对值控制在小于0.005以下都能获得好的直流电压调节效果,下面仿真中K的取值被限制在±0.002之间。仿真的高压系统电路参数列于表1,此时,图4中的直流侧电压控制系统的数学模型参数列于表2中的高压系统参数一栏,其中等效损耗电阻R的取值是通过对图5仿真电路中R_f的谐波电流损耗和其他附加损耗进行估算,再计及APF输出补偿电流的有效值后得到,仿真计算表明,在一定范围内,R的大小对控制系统模型的阶跃响应影响不大。

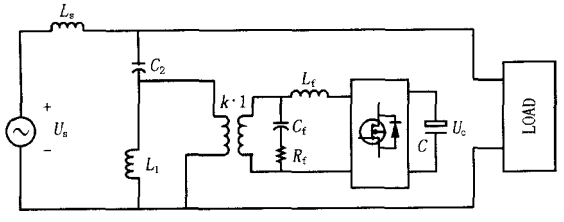


图7　仿真电路

Fig. 7　Simulation circuit

表1　高压系统和实验电路电参数

Tab. 1　Electrical parameters of high voltage grid and experimental circuit

符号	高压系统	实验电路	说明
U_s	20.2 kV	70 V	系统单相电压有效值
L_1	37.5 mH	4 mH	混合APF支路电感
C_2	30 μF	278 μF	混合APF支路电容
n_D	3	3	L_1、C_2谐振次数
C	2 000 μF	10 mF	APF直流侧电容
U_c	1 700 V	25 V	APF直流侧电压
k	3.5	1	APF输出变压器变比
L_f	0.5 mH	1 mH	APF输出电感
C_f	20 μF	20 μF	APF输出滤波电容
R_f	8 Ω	15 Ω	APF输出滤波电阻

仿真结果证明,对于APF直流电压指令值或谐波补偿电流指令值的阶跃响应,控制器模型和电路模型的结果基本相同。由于在不同的负载和控制方式下,APF提供的补偿谐波电流大小不同,使得控制器模型中的谐波电流有效值I_{ch}不同,对谐波电流的阶跃响应仿真需根据具体的负载和控制方式而定,限于篇幅,这里只给出APF直流侧电压对直流电压指令值阶跃响应的仿真结果。

表2　控制系统模型仿真参数

Tab. 2　Parameters of the DC voltage control system for high voltage grid and experimental circuit

符号	高压系统	实验电路	说明
k_p	1×10^{-5}	1.6×10^{-3}	控制器比例系数
k_I	2.4×10^{-4}	3.6×10^{-2}	控制器积分系数
I_F	214.25	6.95	按式(11)计算
M	5.1×10^{7}	611.53	按式(18)计算
N	2.02×10^{4}	70	按式(19)计算
L	0.5 mH	1 mH	APF输出电感
R	0.5 Ω	0.5	APF等效损耗电阻
K	1×10^{-3}	1×10^{-2}	稳态下,式(1)中K的值

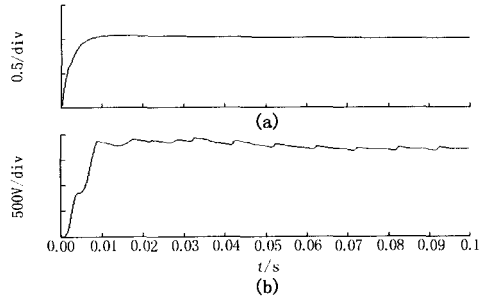


图8　直流电压建立过程仿真结果

Fig. 8　Simulation result of the DC voltage set up

图8(a)为根据控制器模型求得的直流侧电压指令值单位阶跃响应曲线,图8(b)为根据电路模型仿真计算得到的直流侧电压建立过程曲线。可见二者在超调量、调整时间等时域响应指标上基本一致,从而证明了以上分析的正确性。

为了进一步验证这种APF直流侧电压控制方法的有效性,在一个低压交流系统中进行了模拟实验,实验电路参数也列于表1,相应的控制系统参数列于表2,为使得混合APF支路总的基波电流I_F与APF发出的基波电流I_{cp}相比足够大,所以这里将电容C_2取得较大,另外,实验中的谐波负载为不控全桥整流带阻感负载,负载电感100 mH,电阻8 Ω。实验采用的控制芯片为TMS320F240,采样频率10 kHz。

按表2所列参数,该低压系统APF直流侧电压控制系统阶跃响应仿真波形如图9所示,图10为

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

APF直流侧电压建立过程的实验结果,可见其与图7的仿真波形非常接近,图 11为突加谐波负载扰动后,APF直流侧电压的调整过程实验波形,过渡时间都大约是 0.7 s,图 12为稳态下系统侧电流和 APF输出电流实验波形。

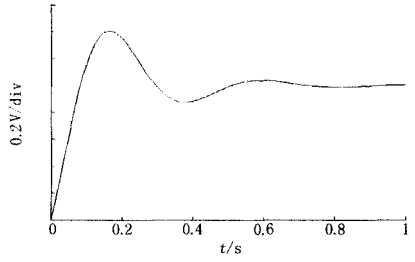


图 9 实验用低压系统直流电压建立过程仿真波形

Fig 9 Simulation waveform of DC voltage set up of the experimental circuit

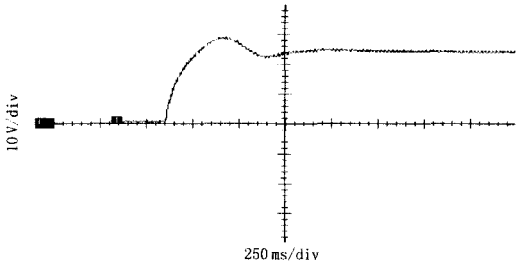


图 10 直流电压建立过程实验波形

Fig 10 Experimental waveform of DC voltage set up

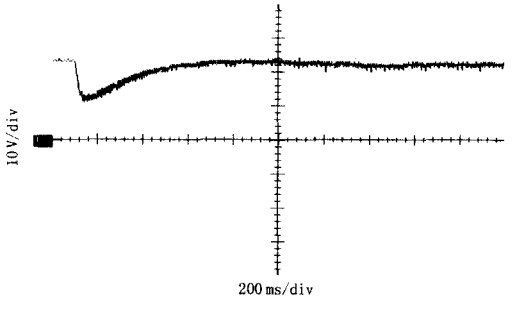


图 11 突加负载时直流电压波动过程实验波形

Fig 11 Experimental fluctuating waveform of DC voltage in case of step load

4 结论

从以上的分析可以看到,图 1所示混合 APF的直流侧电压可以通过使 APF发出特定相位的基波电流来控制,即当 APF发出的基波电流与公共连接点基波电压同相时,APF可从电网获得有功功率,直流侧电压上升;反之,APF将向电网输送有功功率,

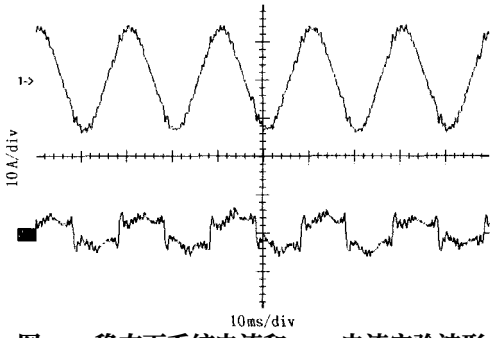


图 12 稳态下系统电流和 APF电流实验波形

Fig 12 Experimental waveform of system supply current and APF output current

直流侧电压下降。这与直接接入电网的普通并联型 APF的直流侧电压控制规律正好相反,而且由式(11)、(13)知 APF吸收或发出的有功功率与相电压有效值的平方成正比,而普通并联型 APF则是与相电压有效值成正比,这是由该混合 APF电路在基波下呈容性所决定的。同时,如前所述,尽管与普通并联型 APF的直流侧电压控制规律不同,但在近似条件下,APF直流侧电压闭环控制系统的小扰动模型同样是一个二阶系统,可以依此进行系统稳定性判断和控制器参数选择。电路模型和控制系统数学模型仿真结果的一致性以及模拟实验的结果证明了理论分析是有效的。另外,因为直流侧电压的控制只和 APF发出的基波电流有关,所以对滤波效果没有影响。

因此,采用本文提出的直流侧电压控制方法,可以省去混合 APF系统的辅助直流电源,同时提高了系统运行的稳定性和可靠性,有利于该方案的实用化。

参考文献:

[1] Senini S T, Wolfs P J. Systematic Identification and Review of Hybrid Active Filter Topologies [A]. PESC02' IEEE 33rd Annual 2002. 23-27.

[2] Hafner J, Aredes M, Heumann K. A Shunt Active Power Filter Applied to High Voltage Distribution Lines [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1997: 266-272.

[3] Senini S, Wolfs P J. Analysis and Design of a Multiple-loop Control System for a Hybrid Active Filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002: 1283-1292.

[4] 罗世国,侯振程. 有源滤波器直流侧电压闭环控制的稳定性研究 [J]. 重庆大学学报, 1994, 17(3): 60-68.
LOU Shi-guo, HOU Zhen-cheng. Stability Research on DC Voltage Close Loop Control for an Active Power Filter

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

[J]. Journal of Chongqing University, 1994, 17(3): 60-68.

[5] 李庚银,陈志业,杨以涵,等. 有源补偿器直流侧电压控制系统[J]. 华北电力大学学报, 1997(7): 1-7.
LI Geng-yin, CHEN Zhi-ye, YANG Yi-han, et al. A Study of DC Voltage Control System for an Active Power Filter[J]. Journal of North China Electric Power University, 1997(7): 1-7.

[6] 孙扬声. 自动控制理论[M]. 北京:水利电力出版社, 1986.
SUN Yang-sheng. Theory of Automatic Control[M]. Beijing: Hydraulic and Electric Power Press, 1986.

收稿日期: 2004-10-10; **修回日期**: 2004-11-15

作者简介:

刘　飞(1970 -),男,博士研究生,研究方向为有源电力滤波器和无功补偿; E-mail: elec-hust@tom.com

杨立付(1962 -),男,工程师,研究方向为电力工程;

邹云屏(1945 -),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子电路、装置与系统及应用基础研究。

Control algorithm of DC voltage for a hybrid active filter applied to high voltage system

LIU Fei[1], YANG Li-fu[2], ZOU Yun-ping[1], LI Hui[1]

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. Yueyang Power Industry Bureau, Yueyang 414000, China)

Abstract: This paper presents the close loop control strategy of DC voltage for a hybrid active filter which is used in high voltage grid. The approximate mathematical model is developed with averaging and small signal perturbation method. The stability of the control system and requirements to parameters of the controller are analyzed in detail. The theoretical analysis is verified by simulation and experiment to show the possibility of the proposed control algorithm applied to the hybrid active filter.

Key words: hybrid active power filter; DC voltage; close loop control

(上接第 53页　continued from page 53)

[5] 赵剑锋,蒋平,唐国庆. 配电系统串联型电能质量补偿器的研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2001, 13(3): 13-16.
ZHAO Jian-feng, JIANG Ping, TANG Guo-qing. Research on Series Power Quality Compensator in Distributed System[J]. Proceedings of the EPSA, 2001, 13(3): 13-16.

[6] 彭玉华. 小波变换与工程应用[M]. 北京:科学出版社, 1999.
PENG Yu-hua. Wavelet Transform and Engineering Applications[M]. Beijing: Science Press, 1999.

[7] Parsons A C, Grady W M, Powers E J. A Wavelet-based Procedure for Automatically Determining the Beginning and End of Transmission System Voltage Sags[A]. Proc IEEE-PES Winter Meeting 1999. 1310-1315.

收稿日期: 2004-10-10; **修回日期**: 2004-10-22

作者简介:

肖　冰(1980 -),女,硕士研究生,研究方向为电力系统运行与控制; E-mail: ice_119_angel@mail.sdu.edu.cn

梁　军(1956 -),男,教授,主要从事电力系统运行与控制方向的研究。

An improved discrete method for detecting voltage sag based on Park transformation

XIAO Bing, LIANG Jun, LU Ping, YUN Zhi-hao

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061)

Abstract: This paper proposes a new digital real-time method which is used to detect voltage sags based on Park transformation. With complex integral algorithm, the accuracy of direct current component detecting will be improved. It can not only detect the amplitude and duration and phase jump information of voltage sags, but also provide the needed compensation command signal for dynamic voltage restorer. Matlab is adopted to simulate the algorithm of detecting voltage sags. The simulation result indicates that the method is stable in detecting voltage sags and possesses very high calculation accuracy.

Key words: voltage sag; Park transformation; digital; harmonic; detection

© 1994-2007 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net