

具有串联有源滤波功能的中压 动态电压恢复器设计

杨金涛¹, 曹军威², 张华赢³, 乐健¹

(1. 武汉大学电气工程学院, 武汉 430072; 2. 清华大学信息技术研究院, 北京 100084; 3. 深圳供电局有限公司, 深圳 518020)

摘要: 本文提出利用中压动态电压恢复器装置实现串联谐波补偿功能的方法, 以简化动态电压恢复器主电路结构, 并提高其利用效率。首先对比分析了动态电压恢复器与串联谐波补偿器主电路结构的关联性和差异性, 在分析两者主电路参数设计原则和方法的基础上, 提出了同时满足实现两种功能要求的 LC 滤波器的参数设计方法。通过采用 PR 控制实现动态电压补偿功能, 采用 PI 控制实现串联谐波补偿功能, 利用 Bode 图分析了两种工作状态下的传递函数特性。最后通过物理实验验证了本文提出方案的可行性和有效性。

关键词: 动态电压恢复器; 串联有源电力滤波器; LC 滤波器; PR 控制;

中图分类号: TM93

文献标识码: B

文章编号: 1001-1390(2015)00-0000-00

Design on the mid-voltage dynamic voltage restorer with series active power filter function

Yang Jintao¹, Cao Junwei², Zhang Huaying³, Le Jian¹

(1. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China.2.

Research Institute of Information Technology, Tsinghua University, Haidian District, Beijing 100084, China.3.

Shenzhen Power Supply Co., Ltd., Shenzhen518020, Guangdong, China)

Abstract: The design to provide mid-voltage dynamic voltage restorer (DVR) with the function of series harmonic compensation to simplify the main circuit structure and improve the efficiency of DVR is proposed in this paper. Firstly, the relevance and differences of main circuit structure between DVR and series active power filter (SAPF) are compared. Based on the design principles of the main circuit parameters of DVR and SAPF, a design method of LC filter that can achieve both functions is proposed. PR control method is adopted to achieve dynamic voltage restorer and PI control method is used to achieve series of **harmonic compensation function**. Bode diagrams are used to analyze the characteristics of transfer functions under the two working state. Finally, the physics experiments verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Keywords: dynamic voltage restorer, series active power filter, LC filter, PR control

电压暂降与谐波污染是配电系统电能质量问题研究的两大重点领域。电压暂降发生频次最高, 危害最为直接且造成经济损失严重^[1], 而谐波污

染对电网危害严重,引起电网电压畸变,增加系统损耗,减少电网设备寿命^[2]。

动态电压恢复器(Dynamic Voltage Restorer, DVR)是串联于配电网中治理电压暂降的电力电子装置^[3]。相对于高压输电网络中的集中治理和在低压配电网中的分散治理,在中压配电网采用 DVR 治理电压暂降问题是一种技术更为可行和更经济的方案^[4]。然而尽管电压暂降问题危害很大,但其发生的次数有限,中压 DVR 大部分时间处于旁路工作状态,使得其利用效率不高。同时其旁路电路不仅投资大,且控制其由闭合状态转换为断开状态的技术难度较大,一定程度上影响了整体装置的运行可靠性水平^[5]。

串联有源电力滤波器(Series Active Power Filter, SAPF)通常串联于配网系统中用于治理电流谐波,尤其适用于电压源型谐波负载对系统的影响^[6]。文献[7]提出串联有源滤波器结构,控制逆变器为系统电流控制的电压源,对谐波电流比例为 K ,对基波为 0,这种方式易造成系统不稳定。文献[8]提出基于基波磁通补偿原理进行谐波补偿的方法,逆变器控制为受控电流源,使变压器对系统基波阻抗很小,而对谐波呈现极大的励磁阻抗,这种结构与控制方法极度依赖变压器的励磁参数。文献[9]提出通过检测负载谐波电压进行补偿谐波电流的方式,这种方式避免了 K 值选择的困难。

从目前 DVR 和 SAPF 的主电路结构和在系统中的接入方法来看,两者具有极高的相似程度。即均采用基于电压源型逆变器通过 LC 滤波器串联耦合于系统中。因此,若能在实现动态电压补偿功能的基础上,使得 DVR 具有串联有源滤波功能,即在无电压暂降时治理谐波污染问题,而在电压暂降发生时有效补偿电压,可提高中压 DVR 的利用效率,同时也可省去其旁路电路,节省投资,对于中压 DVR 的推广应用具有重要现实意义。但由于两者的控制目标不同,造成主电路结构、主电路元件参数设计和控制方法存在差异,需要进行相应的研究。

本文对兼具串联谐波补偿功率的中压 DVR 进行了研究和设计。首先分析了两者主电路结构的关联性和差异性,提出了满足两种功能要求的 LC 滤波器参数设计方法,同时设计了实现动态电压补偿功能的 PR 控制器和实现谐波补偿功能

的 PI 控制器。通过物理实验验证了本文提出的方法的可行性与有效性。

1 DVR 与 SAPF 结构对比分析

1.1 DVR 结构及工作原理

文献[10]对 DVR 各类拓扑结构进行了详细分析。文献[11-12]提出了采用无变压器结构的 DVR,节省了变压器的设计与费用。无变压器型 DVR 结构如图 1 所示。

DVR 主要包括直流单元,逆变器,滤波单元与耦合单元(无变压器结构中滤波电容即为耦合单元),旁路系统及相关检测与控制系统。当 PCC 点电压发生跌落时,通过旁路系统的投切而迅速将 DVR 串联至配电线路中,同时在耦合电容上产生补偿电压,使得负载电压保持额定。此时 DVR 相当于线路中串联的一个受控电压源。

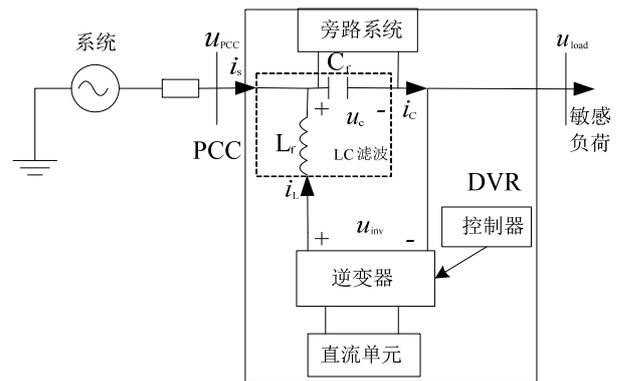


图 1 无变压器型 DVR 结构

Fig.1 Structure of transformerless DVR

1.2 SAPF 及工作原理

文献[13]介绍了串联 APF 的设计,介绍了其主电路结构与工作原理。图 2 给出了 SAPF 的一般结构。

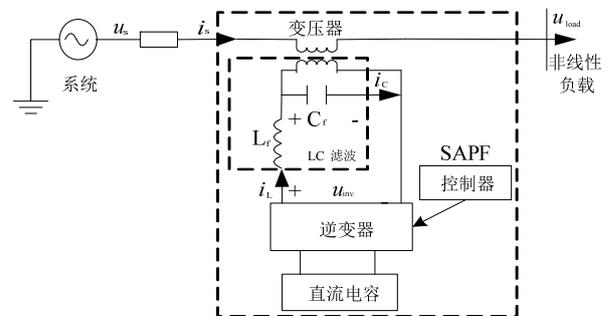


图 2 SAPF 的一般结构

Fig.2 General structure of SAPF

SAPF 主要由直流电容,逆变器,LC 滤波器,

耦合变压器及相关检测与控制系统构成。由于 SAPF 无需补偿基波功率，其直流侧仅需要直流电容而无需额外的储能或整流装置，可通过直流控制保持直流侧电压恒定。引入变压器可减小对 SAPF 逆变器电压等级的要求，理论上也可与 DVR 一样省去。SAPF 工作单相等效电路如图 3 所示。

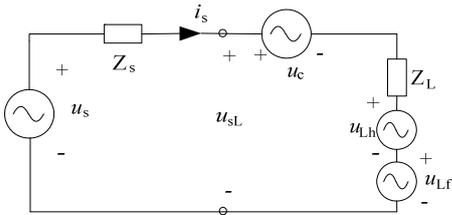


图 3 SAPF 单相等效电路

Fig.3 Single-phase equivalent circuit of SAPF

图中系统侧用等效电压源 u_s 与等效阻抗 Z_s 串联表示，SAPF 输出电压为 u_c 。由于串联 APF 仅适用于补偿电压源型谐波负载^[14]，因此非线性负载模型用谐波电压源 u_{Lh} 、基波电压源 u_{Lf} 以及等效阻抗 Z_L 串联表示。

SAPF 按检测方法不同可分为检测系统电流型和检测负载电压型。检测系统电流的 SAPF 相当于受控谐波电压源，其产生 K 倍谐波电流的谐波电压，而对基波而言阻抗为 0 ^[15]。将系统电流分解成基波和谐波分量，即 $i_s = i_{sf} + i_{sh}$ ，则 $u_c = K i_{sh}$ 。则电流谐波分量可以表示为：

$$i_{sh} = \frac{u_{Lh}}{K + Z_{sh} + Z_{Lh}} \quad (1)$$

式中 Z_{sh} 与 Z_{Lh} 表示系统与负载等效阻抗在 h 次谐波下的阻抗值。

理论上只要 K 足够大，则系统电流中的谐波含量将趋近于 0 ，而基波分量则不受影响。

采用检测负载电压的 SAPF 也相当于一个受控谐波电压源，但其通过检测负载侧的谐波电压产生一个大小相同而方向相反的谐波电压，即 $u_c = -u_{Lh}$ ，从而使得系统中的谐波电流为 0 。

由于系统电流检测控制方式对 K 的选取要求很高，很难选取一个既能保证滤波效果又能保证系统稳定的参数^[16]，因此本文以下分析均基于负载电压检测控制方式的 SAPF。

1.3 DVR 与 SAPF 的比较

对比图 1 与图 2 可以看出，DVR 与 SAPF 在总体结构上是相似的，两者区别之处在于：

(1) SAPF 无需额外的直流储能装置，但在直流侧增加额外的储能装置不会影响 SAPF 的性能；

(2) SAPF 无需快速关断的旁路系统，仅需将其投入运行的辅助开关；

(3) 无变压器结构 DVR 的设计和运行已相对成熟，SAPF 一般需要采用变压器，但采用无变压器结构的 SAPF 从技术上也是可行的。

因此，DVR 主电路包含了实现 SAPF 功能的所有组成单元，同时 DVR 若能实现 SAPF 功能，则其旁路电路可以省去。

2 DVR 与 SAPF 的参数设计对比分析

由以上分析可知，单就结构而言 SAPF 与 DVR 完全可以设计为相同，但两者输出电压目标不同，因而对 LC 滤波参数的设计要求也有不同。

2.1 DVR 的 LC 滤波器参数设计

DVR 的 LC 滤波器的主要功能是滤除 DVR 的开关次谐波。LC 滤波器参数选择的原则为 LC 滤波器谐振频率 f_{lc} 远大于基波频率 f_m 且远小于需要滤除的高次谐波频率 f_{eqh} ^[17-18]，即：

$$10f_m < f_{LC} < 0.2f_{eqh} \quad (2)$$

滤波电感的选择一般是使得电感上基波压降不大于补偿电压的 5%。此外 C 值越大，则流入电容的无功电流也越大，对逆变器和 L 的容量要求也越大； C 值越小，滤波器输出阻抗越大，其特性将受负载的影响，参数选择时需要综合考量。

2.2 SAPF 的 LC 滤波器参数设计

SAPF 主电路中的 LC 滤波器也主要用于滤除 PWM 逆变器产生的高频开关噪声。参数设计需综合考虑逆变器开关频率以及 SAPF 输出的补偿谐波电压的主要频率范围等。若参数选取太小，将不能有效地滤除高频噪声，而选取过大，不仅使装置的体积增大，而且使系统的响应速度变慢，导致谐波电压补偿跟踪性能变差，影响谐波补偿效果^[19]。因此 LC 参数的选取需在系统的快速性和滤波效果之间折衷考虑。

电力系统中谐波频率一般低于 2kHz，设 LC 滤波器的谐振频率为 f_{lc} ，当 $f < f_{lc}$ 时，滤波器阻抗呈容性，谐波电压主要降落在电容 C 上；当 $f > f_{lc}$ 时，滤波器阻抗呈感性，谐波电压主要降落在电感 L 上。由于要滤除开关频率谐波，因此应尽量

使开关频率谐波电压降落在电感上，同时使得需补偿的谐波电压降落在电容上。为避免对 SAPF 的控制造成不利影响，电容 C 对 2 kHz 以下的谐波电压的阻抗应足够大。因此 LC 谐振频率需满足如下要求：

$$2000 < f_{LC} < f_{eqh} \quad (3)$$

2.3 DVR 与 SAPF 参数设计对比

从式 (2) 和式 (3) 对比可以看出，若 DVR 需要滤除的开关次数谐波频率 f_{eqh} 小于 10kHz，则两式分别确定的滤波器参数无公共范围，为解决此矛盾，一方面可提高 DVR 的开关频率；也可降低 SAPF 需滤除最高次谐波电压的次数。

提高开关频率有助于改善输出效果，但将引起过大的开关损耗，对高电压等级的 DVR 将引起严重的发热问题。因此开关频率不适宜提高太多。本文分析时假定 DVR 开关频率为 6.4kHz，同时主要滤除系统中低于 30 次的谐波电压，综合式 (2) 和式 (3) 可以得到：

$$3.87 < LC < 11.26$$

式中电感 L 的单位为 mH，电容 C 的单位为 μF 。在得到 LC 乘积范围的前提下，可根据 DVR 限制空载时电容上电流大小或限制电感上压降进行具体的 L 和 C 的参数选择。

由以上分析可知，可以根据实际需要进行相应调整，使得 DVR 的 LC 参数的选取能够满足其作为 SAPF 时的要求。

3 DVR 与 SAPF 控制策略对比分析

本文选取 LC 滤波器参数为 $L=0.5\text{mH}$ ， $C=20\mu\text{F}$ 。在 DVR 和 SAPF 两者均采用如图 1 所示主电路的情况下，两者从逆变器输出电压到电容上输出电压的传递函数是相同的。由于在 LC 滤波器参数设计时，考虑了 DVR 实现 SAPF 功能的要求，一定程度上影响了对高次谐波的滤波效果，考虑 DVR 仅需输出基波分量，为减小稳态误差，更好地追踪 50Hz 基波，故 DVR 采用 PR 控制器，而 SAPF 需要抑制高频谐波，故采用 PI 控制器。

DVR 控制的框图如图 4 所示，采用电压前馈以提高动态响应速度，采用电容电流反馈以提高系统稳定性。

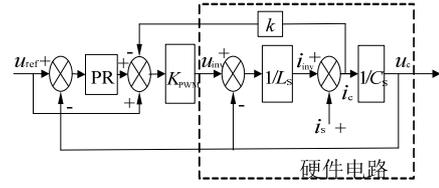


图 4 DVR 控制系统框图

Fig.4 Control system block diagram of DVR

图中， u_{ref} 为期望的参考电压，PR 采用准比例谐振，其表达式为：

$$k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (4)$$

式中 ω_0 为 $100\pi(\text{rad/s})$ ； k_p 、 k_r 和 ω_c 分别为准比例谐振控制参数。

图中 K_{PWM} 为逆变器等效增益，考虑到数字系统离散化后的延时影响，其表达式为：

$$K_{PWM} = \frac{0.9}{1 + T_s s}$$

图中 T_s 为与开关周期相关的系数； k 为电流环反馈系数。可以写出图 4 所示系统传递函数为：

$$u_c = \frac{T_{luref} u_{ref} - T_{lis} i_s}{a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5} \quad (5)$$

其中：

$$T_{luref} = s^2 + 2(1 + k_p + k_r)\omega_c s + (1 + k_p)\omega_0^2$$

$$T_{lis} = LT_s s^4 + L(1 + 2\omega_c T_s)s^3 + L(T_s \omega_0^2 + 2\omega_c)s^2 + L\omega_0^2 s$$

$$a_0 = LCT_s s^5, \quad a_1 = LT_s + LC(1 + 2\omega_c T_s),$$

$$a_2 = T_s + kC + LC(T_s \omega_0^2 + 2\omega_c),$$

$$a_3 = LC\omega_0^2 + 2\omega_c(kC + T_s) + 1 + k_p,$$

$$a_4 = 2\omega_c(1 + k_p + k_r) + \omega_0^2(T_s + kC),$$

$$a_5 = \omega_0^2(1 + k_p).$$

对 SAPF 而言无需极高的动态响应速度，前馈控制容易造成不稳定，因此仅采用电压反馈与电流反馈控制方式。SAPF 控制框图如图 5 所示：

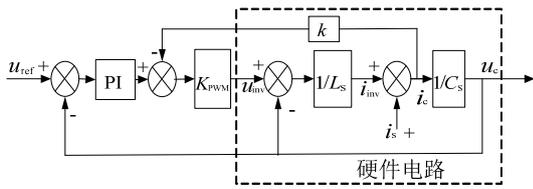


图 5 SAPF 控制系统框图

Fig.5 Control system block diagram of SAPF

图中，PI 控制的传递函数为 $K_p + \frac{1}{K_i s}$ 。

可以图 5 所示系统的传递函数为：

$$u_c = \frac{T_{2uref}u_{ref} - T_{2is}i_s}{b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s^1 + b_4} \quad (6)$$

其中

$$T_{2uref} = K_i(1 + K_p)s + 1, T_{2is} = K_iL(T_s s^3 + s^2),$$

$$b_0 = LCK_iT_s, b_1 = LCK_i, b_2 = K_i(T_s + kC),$$

$$b_3 = K_i(1 + K_p), b_4 = 1。$$

从 u_{ref} 的计算目标而言，对于 DVR， u_{ref} 的计算依赖对电压基波幅值和相位计算的精度，而 SAPF 中 u_{ref} 的计算则依赖对谐波电压的计算。因此，DVR 的 u_{ref} 中主要包含的是基波分量，而 SAPF 的 u_{ref} 中主要包含的是谐波分量。

选取参数：PR 控制器中 $k_p=0.2, k_r=75, \omega_c=5\text{rad/s}$ ；而 PI 控制器中 $K_p=2, K_i=0.2, T_s=7.8 \times 10^{-5}\text{s}$ 。根据式(5)和式(6)分别作出 DVR 和 SAPF 的参考电压 u_{ref} 对输出电压 u_c 的传递函数波特图如图 6 所示。

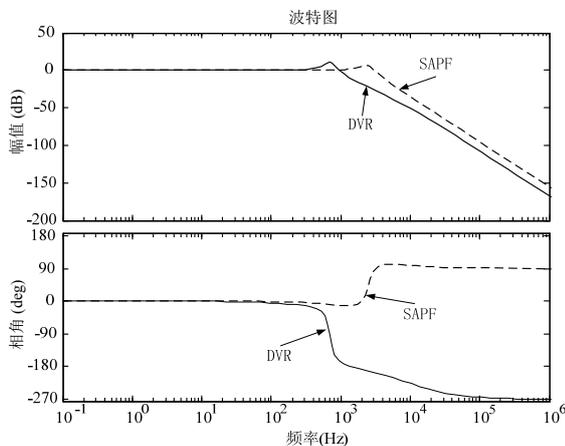


图 6 输出电压对参考电压的波特图

Fig.6 Bode plot of output voltage relative to reference voltage

从图 6 可以看出，在上述控制系统与参数设置下，DVR 对高次谐波有良好的抑制作用，而 SAPF 对于 1500Hz 以内的谐波电压能有效传递，而对高于 1500Hz 的谐波则会造成相位偏差与幅值衰减。两者对于 12.8kHz 的开关次谐波都有很好地抑制作用。DVR 控制方式下截止频率小于 SAPF 的控制方式。因此可利用同一主电路，而采取不同的控制方式，同时获得 DVR 的电压跌落补偿与 SAPF 的谐波滤除功能。但也须注意到这在一定程度上牺牲了 SAPF 的性能。

4 物理实验验证

为验证本文提出的 DVR 可兼有 SAPF 功能的控制方法，在实验室搭建了相应的物理实验平台，如图 7 所示。主电路与控制系统参数与本文中理论分析中所采用的相同。负载为直流侧并联 $60\mu\text{F}$ 电容的不控全桥整流电路。DVR 装置采用 2H 桥级联逆变电路，直流侧通过隔离变压器连接不控整流电路，直流电容 $1600\mu\text{F}$ ，直流侧额定电压 160V。控制器为 TMS320F28335 芯片。



图 7 物理实验平台

Fig.7 Physic experimental platform

4.1 DVR 功能验证

DVR 的电压跌落检测与补偿策略，分别采用基于瞬时无功的 dq 分解法和采用完全补偿策略，即保证补偿后负载电压幅值与相位与跌落前一致。本文的电压跌落通过电阻电感串并联的方式模拟。

图 8 给出了在线性负载下，系统侧三相短路故障时系统与负载相电压波形。

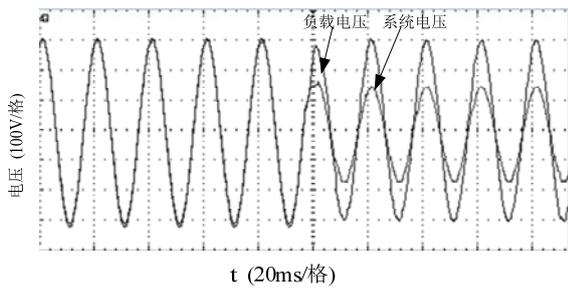


图 8 DVR 的补偿效果

Fig.8 Voltage sag compensation result of DVR

从图 8 中可以看出, DVR 可在 5ms 以内对电压跌落作出反应, 系统电压跌落至 130V 时, 负载电压在 5ms 以内恢复至跌落前水平。

4.2 SAPF 功能验证

为防止 SAPF 工作时能量传递至直流侧引起直流电压变动, 在参考电压计算时需引入直流电压控制环节, 具体实现可参考文献[9]。同时本文采用基于瞬时无功理论的 dq 变换法检测基波, 而谐波参考电压通过从全电压中减去基波分量的方法得到。

图 9 为带电容整流负载时补偿之前的系统电流波形及其谐波含量分析结果。当采用 SAPF 进行补偿时的波形和谐波分析如图 10 所示。

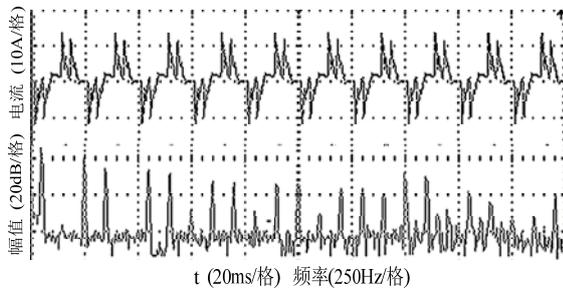


图 9 补偿前系统电流与频谱

Fig.9 System current and its spectrum before compensation

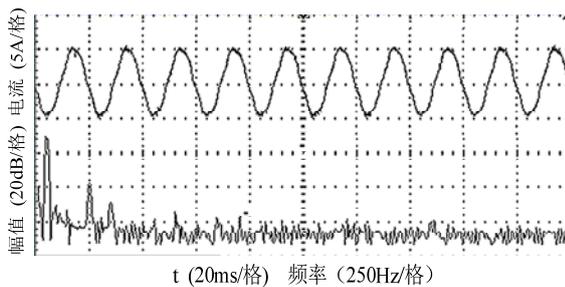


图 10 补偿后系统电流与频谱

Fig.10 System current and its spectrum after compensation

从图 9 和图 10 可以看出, 采用 SAPF 补偿后, 系统谐波电流得到极大抑制。补偿前系统电流含有较大的低次谐波, 尤其是 $6n \pm 1$ 次谐波。而补偿后系统电流谐波含量减少, 但仍含有一定的谐波含量, 尤其是 5 次谐波和 7 次谐波。

4.3 SAPF 与 DVR 功能转换实验

为验证本文所提方案, 同一套装置满足 SAPF 与 DVR 功能, 实验模拟了在大电容整流负载下, 未发生电压跌落时, 装置作为 SAPF 补偿系统电流谐波, 当系统发生电压跌落后则工作为 DVR, 当系统电压跌落结束后则又恢复工作于 SAPF 模式。

图 11 给出了工作于 SAPF 模式而发生电压跌落, 转换至 DVR 模式后的系统电流与负载电压波形。

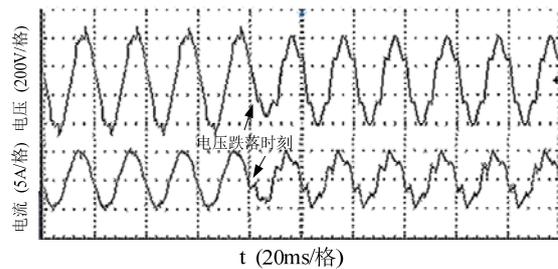


图 11 SAPF 到 DVR 的转换过程

Fig.11 Transition process from SAPF to DVR

从图中可以看出, 当系统电压发生跌落时, 装置由 SAPF 模式快速切换至 DVR 模式, 负载电压得到了恢复, 但含有一定的高次谐波, 同时系统电流也出现一定畸变。原因在于实验中电压跌落是通过电阻串并联的方式得到的, 电压跌落时系统侧阻抗增加, 相应系统侧谐波电压含量增加, 而 DVR 仅补偿基波电压, 因此负载侧电压也将含有谐波。在实际系统中电压跌落主要为系统侧短路故障引起, 系统侧等效阻抗较小, 不会出现实验中电压谐波含量高的问题。

图 12 给出了电压跌落结束后, 装置从 DVR 模式切换至 SAPF 模式的波形。

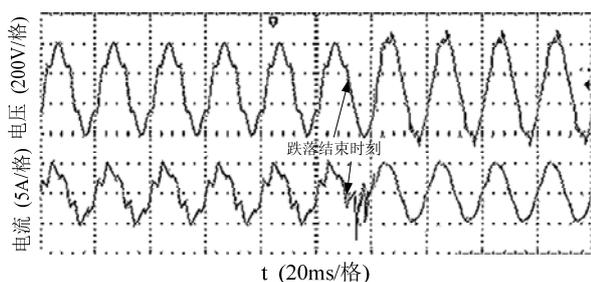


图 12 DVR 到 SAPF 转换过程

Fig.12 Transition process from DVR to SAPF

由图 12 可以看出,在电压跌落结束后装置经由过渡过程切换至 SAPF 模式,此过程中电流波出现一定畸变,但持续时间仅半个工频周期。

5 结束语

本文通过对 DVR 与 SAPF 主电路结构、LC 滤波器参数设计以及控制目标及控制方法的差异的分析,提出了使得同一主电路具有 DVR 和 SAPF 双重功能的思想,并给出了主电路相关参数的设计方法与控制策略,通过实验验证了该方法的可行性,得出以下结论:

从主电路角度而言,DVR 与 SAPF 在主电路结构上差异很小,主要差别在于 LC 滤波器的参数选取上,但可通过一定程度降低 SAPF 的补偿性能来设计滤波器参数,使得其能同时满足两种功能的需要;

从控制策略而言,为使得同一主电路能实现两种不同的功能,需采取不同的控制方式,对于 DVR 功能适宜采用比例谐振控制方式,以更好地补偿基波电压,而 SAPF 模式下可采用 PI 控制;

从性能角度出发,在同时具备两种功能的要求下,装置作为 SAPF 时的补偿性能有所降低,但可省去 DVR 中可靠性较低且成本较高的旁路电路,因此本文所提方法对于以 DVR 功能为主,以 SAPF 功能为辅的设计而言是更具实用性的。

参考文献

- [1] Praveen J, Muni B P, Venkateswarlu S, et al. Review of dynamic voltage restorer for power quality improvement[C]. Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE. IEEE, 2004, 1: 749-754.
- [2] 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: 328-385.
- [3] 王同勋, 薛禹胜. 动态电压恢复器研究综述[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(9): 101-107.

- Wang Tongxun, Xue Yusheng. Review of dynamic voltage restorer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(9): 101-107.
- [4] Al-Hadidi H K, Gole A M, Jacobson D A. A novel configuration for a cascade inverter-based dynamic voltage restorer with reduced energy storage requirements[J]. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2008, 23(2): 881-888.
- [5] 官习炳. 动态电压恢复器 DVR 的研究[D]. 华中科技大学, 2012.
- [6] Li Dayi, Chen Qiaofu, Jia Zhengchun, et al. A high-power active filtering system with fundamental magnetic flux compensation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(2): 823-830.
- [7] Peng F Z, Akagi H, Nabae A. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(6): 983-990.
- [8] Dayi Li, Qiaofu Chen, Zhengchun Jia, et al. A novel active power filter with fundamental magnetic flux compensation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(2): 799-805.
- [9] 姚为正, 王群. 采用负载电压检测控制方式的串联型电力有源滤波器[J]. 电工技术学报, 1999, 14(4): 53-58.
- Yao Weizheng, Wang Qun. A Series Active Power Filter Adopting the Control Approach of Load Voltage Detection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1999, 14(4): 53-58.
- [10] Nielsen J G, Blaabjerg F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2005, 41(5): 1272-1280.
- [11] Li B H, Choi S S, Vilathgamuwa D M. Transformerless dynamic voltage restorer[C]//Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings. IET, 2002, 149(3): 263-273.
- [12] 尹忠东, 周丽霞, 于坤山. 2MVA 无串联变压器级联多电平动态电压调节器的设计与仿真[J]. 电网技术, 2006, 30(1): 80-84.
- Yin Zhongdong, Zhou Lixia, YU Kunshan. System design and simulation of 2MVA cascaded multilevel dynamic voltage restorer without series transformer[J]. Power System Technology, 2006, 30(1): 80-84.
- [13] 史伟伟, 蒋全. 串联型电力有源滤波器中低通滤波器的设计及参数优化[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(11): 74-78.
- Shi Weiwei, Jiang Quan. Design and optimization of passive low-pass filters for series active power filters[J]. Proceedings of the Csee, 2001, 21(11): 74-78.
- [14] 王群, 姚为正. 电压型谐波源与串联型有源电力滤波器[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(7): 30-35.
- Wang Qun, Yao Weizheng. Voltage type harmonic source and series active power filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(7): 30-35.
- [15] Wang Z, Wang Q, Yao W, et al. A series active power filter adopting hybrid control approach[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2001, 16(3): 301-310.
- [16] Wang Z, Wang Q, Yao W, et al. A series active power filter adopting hybrid control approach[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2001, 16(3): 301-310.

- [17] 谭俊. 动态电压恢复器的关键技术研究[D]. 华中科技大学, 2012.
- [18] 申科. 级联型多电平动态电压恢复器的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [19] 许彦, 王波, 杨林莉, 等. 补偿电压型谐波源的混合型 APF 研究[J]. 电测与仪表, 2008, 45(10): 7-10.
- Xu Yan, Wang Bo, Yang Linli, et al. Hybrid active power filter compensating voltage harmonic source[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2008, 45(10): 7-10.

作者简介:



杨金涛(1990—), 男, 浙江绍兴人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子技术的研究。jtyang@whu.edu.cn

曹军威(1973—), 男, 博士, 研究员, 从事分布式计算技术及其在能源电力行业的应用研究。

张华赢(1981—), 男, 硕士, 工程师, 从事高电压技术、电能质量综合治理技术研究。

乐健(1975—), 男, 湖北黄冈人, 副教授, 硕士生导师。主要从事智能电网运行与控制技术方面的研究工作。
Email:lej01@mails.tsinghua.edu.cn

收稿日期: 2015-03-25; 修回日期: 2015-06-30
(杜景飞编发)