

限流型有源滤波器多目标控制

王云飞,尹忠东,申燕飞

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206)

摘要: 分析了限流电抗器对系统的影响,提出了将有源滤波器并联于限流电抗器负载侧对限流电抗器进行补偿的新方法。在此方法中,有源滤波器在补偿了负载上的谐波和无功后,还能够补偿消耗在限流电抗器上的无功,使限流电抗器负载侧的电压维持额定电压。对所提方法进行了 PSCAD 仿真研究,并在此基础上进行实验,结果证明了理论分析的正确性,且流入系统的谐波含量大幅减小。

关键词: 限流电抗器; 有源滤波器; 无功功率; 补偿; 谐波分析

中图分类号: TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.04.022

0 引言

随着电源容量的增加和电网规模的扩大,电力系统的短路电流水平急剧上升,常规断路器很难再满足开断电流的要求,在电力系统中,通常采用加装限流电抗器、改变运行方式或选用高阻抗变压器等手段来限制短路电流,其中加装限流电抗器的方式是最常用也较为经济的方法^[1]。限流电抗器的主要作用是当系统发生短路故障时,利用其电感特性,限制系统的短路电流,从而降低短路电流对系统的冲击,同时提高系统残压水平。但使用限流电抗器后,会存在电能损耗,系统波动时也会产生大的压降从而会影响其他设备正常运行。如何消除限流电抗器产生的影响,已经成为电力系统正常运行中所面临的一个非常重要的问题。

通常采用限流电抗器优化配置^[2]和在检测到短路电流后再投入限流电抗器的方式^[3]来减小正常运行中限流电抗器的影响。前者仍然会对潮流和稳定性带来影响,后者则依靠短路电流检测和电力电子装置动作,时间较长,会造成晚投入甚至不投入限流电抗器,无法在断路器动作前起到作用。针对以上问题,本文提出了一种将基于空间矢量的有源滤波器并联于限流电抗器负载侧的方法。

有源滤波器是一种动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置。有源滤波器的控制技术直接影响到谐波补偿的效果,目前常用的控制方法是三角载波线性控制法和电流滞环比较控制法。而空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制技术是基于交流异步电机磁场理论基础上的一种控制策略,相对于上述 2 种算法,它具有直流电压利用率高、低谐波畸变率、动态响应快、易于数字化实现等特点^[4]。本文将 SVPWM 应用到有源滤波器中,利用 PSCAD 进行建模和仿真,并对此进行了装置实验。

1 含限流电抗器的电力系统

1.1 含限流电抗器的电力系统介绍

图 1 是含有限流电抗器的电力系统拓扑图,图中限流电抗器串联于主电路中起限制短路电流的作用,有源滤波器并联于限流电抗器负载侧。本文中采用三相电压型 PWM 变流器作为并联型有源滤波器^[5]。有源滤波器主要由主电路和控制电路两部分组成,在正常运行时,实时检测负载上的谐波和无功的参考电流以及限流电抗器上消耗的无功参考电流,然后让有源滤波器生成一个与检测到的总参考电流大小相同的补偿电流注入系统,使得系统侧没有谐波和无功。有源滤波器的直流侧接有大电容,在正常工作时,其电压基本保持不变,可看作电压源。

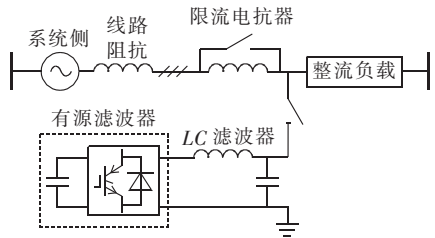


图 1 含限流型有源滤波器的电力系统拓扑图

Fig.1 Topology of power system with current-limiting active filter

1.2 有源滤波器控制系统

并联型有源滤波器的控制系统可分为内外 2 层:内层直接控制电力电子主回路,实现指令电流的跟踪;外层控制包含谐波检测、指令电压生成和直流电容电压控制。指令电流运算方式如图 2 所示。

要对电压、电流进行运算,首先需选定采样值。本文中对系统侧电压和负载侧电流进行采样,计算能够包含限流电抗器和负载全部的谐波电流和无功电流补偿值。图 3 为各电压、电流的相量图, U_1 为系统侧电压, U_2 为负载侧电压, U_L 为限流电抗器两端电压, I_1 为系统电流, I_2 为负载电流, I_{ref} 为有源滤波器输出电流。从图中可以看出通过有源滤波器补偿

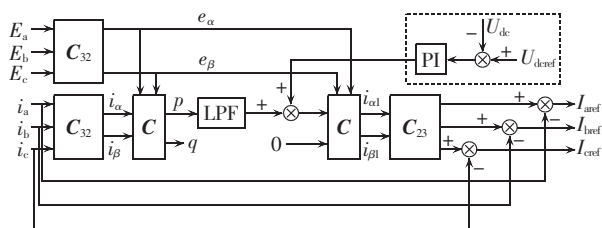


图 2 指令电流运算方式原理图
Fig.2 Schematic diagram of reference current operation mode

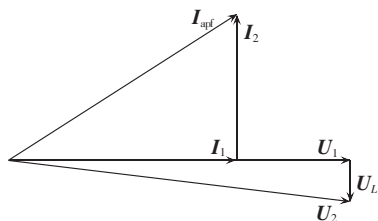


图 3 各点电压与电流相量图
Fig.3 Phasor diagram of voltage and current

负载和限流电抗器消耗的无功后,系统侧电压电流可以保持同相位。此时,限流电抗器会提高负载侧电压以满足负载电压需要。

谐波和无功功率检测以瞬时无功功率理论为基础,基于瞬时无功功率理论的方法,在只检测无功功率时可以完全无延时地得到检测结果;检测谐波电流时,由于谐波成分的不同和滤波器的影响有一定延时,但不会超过一个电源周期(20 ms)。对于电网中最典型的谐波源——三相桥整流器,检测延时约为 1/6 周期,该方法具有很好的实时性^[6-7]。

根据定义算出 p, q , 经低通滤波器得 p, q 的直流分量,由直流分量可计算出被检测电流 i_a, i_b, i_c 的基波分量 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} , 两部分相减得谐波分量 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 。需要检测基波无功分量和谐波分量时,如图 2 中所示,将 q 通道运算置零可以得到包含基波无功分量和谐波分量之和的补偿电流。

对直流侧电压 U_{dc} 的控制是由图 2 中的虚线部分来实现的。 U_{dref} 为直流侧电压的给定值, U_{dc} 为直流侧电压反馈值,两者之差经 PI 调节器后得到的信号加到 $p-q$ 运算的直流通道,使得有源滤波器的补偿电流包含一定的基波有功电流分量,从而使有源滤波器的直流侧与交流侧交换能量,将 U_{dc} 调节至给定值。

2 SVPWM 控制

三相桥式逆变电路开关管有 8 种组合状态,假设每个开关管导通为 1、关断为 0,则对于(000)和(111)这 2 个状态而言,逆变器的输出电压空间矢量为零,所以也称为零矢量,而其他 6 个非零矢量分别为(100)、(110)、(010)、(011)、(001)、(101)^[8-9]。这 6 个矢量中,逆变器工作在任一个矢量的情况下

都会有相应的输出,所以这 6 个矢量称为有效矢量。可以证明,每个空间矢量的幅值都是 $2U_{dc}/3$ 。SVPWM 就是通过 8 个空间矢量去等效矢量 U_{ref} 所产生的实际的电机气隙磁通轨迹逼近圆形。SVPWM 的基本原理就是用若干个开关电压矢量逼近给定的参考空间电压矢量。如果均匀发出在一个圆周里均匀分布的等效合成矢量,就得到了三相正弦量。一个周期里发出的合成矢量越多,说明采样频率越高,就越逼近实际波形。

2.1 形成电压矢量

图 4 为并联有源滤波器的等效电路,图中假定直流侧电容电压为恒定值 U , E_x 为系统电压, U_x^* 为有源滤波器输出的三相电压, i_{ah} 为有源滤波器产生的补偿电流, $x=a, b, c$ 。图中三相电路在 abc 坐标系下的状态方程为:

$$\begin{cases} U_a^* = L di_{ah} / dt + E_a \\ U_b^* = L di_{bh} / dt + E_b \\ U_c^* = L di_{ch} / dt + E_c \end{cases} \quad (1)$$

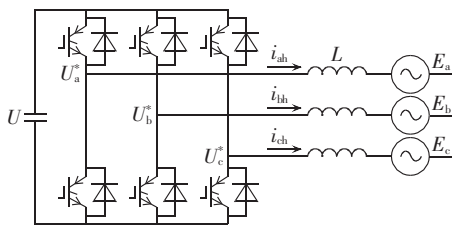


图 4 有源滤波器的等效电路
Fig.4 Equivalent circuit of active filter

理论上可直接通过 di_{ah}/dt 求得 U_x^* , 但由于谐波电流的快速变化,求取 di_{ah}/dt 很困难,直接测得 di_{ah}/dt 会有很大误差,故在实际中很少应用。实际中采用取 di_{ah}/dt 的近似值,进而快速获得参考端电压 U_a^*, U_b^*, U_c^* 的方法。

在正常工作时,有源滤波器的控制回路每隔 0.001 s 会对补偿电流值进行一次采样。在采样时刻 k ,对 a, b, c 三相电流进行离散化:

$$\frac{di_{ah}}{dt} \approx \frac{i_{ah}(k) - i_{ah}(k-1)}{\Delta T} \quad (2)$$

其中, ΔT 为采样周期。

用当前采样时刻下计算出的补偿电流指令信号 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 近似代替等式中的 $i_{ah}(k), i_{bh}(k), i_{ch}(k)$, 用同一采样时刻下的有源滤波器主电路产生的补偿电流 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 近似替代等式中上一采样时刻的补偿电流指令 $i_{ah}(k-1), i_{bh}(k-1), i_{ch}(k-1)$ ^[10-11]。

式(1)经变换可得:

$$\begin{cases} U_a(k) = E_a + L \frac{i_{ah}(k) - i_{ah}(k-1)}{\Delta T} \\ U_b(k) = E_b + L \frac{i_{bh}(k) - i_{bh}(k-1)}{\Delta T} \\ U_c(k) = E_c + L \frac{i_{ch}(k) - i_{ch}(k-1)}{\Delta T} \end{cases} \quad (3)$$

则 $U_{a(k)}、U_{b(k)}、U_{c(k)}$ 为所求的 k 时刻有源滤波器的参考电压。

2.2 判断扇区

当采用空间矢量法时,把上面得到的三相参考电压组成的矢量转换到静止正交 $\alpha-\beta$ 坐标系,关系如下:

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a(k)} \\ U_{b(k)} \\ U_{c(k)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

在静止坐标系中,被 8 种不同开关组合所取定的 8 个基本的空间矢量如图 5 所示,其中有 2 个零空间矢量,因此共形成 6 个扇区^[12-13]。SVPWM 技术的目的是通过与基本的空间矢量对应的开关状态的组合,得到一个给定的参考电压矢量。

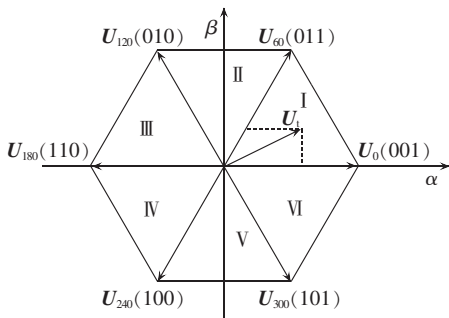


图 5 SVPWM 控制的六象限图

Fig.5 Six quadrant diagram of SVPWM control

已知一个矢量 U_i ,首先要知道它所在的扇区。一般而言,可以用矢量 U_i 的 $\alpha\beta$ 轴分量 U_{α} 和 U_{β} 来表示矢量本身,引入 3 个参考量 $U_{r1}、U_{r2}$ 和 U_{r3} ,用 U_{α} 和 U_{β} 来表示,其关系式如下:

$$\begin{cases} U_{r1} = U_{\beta} \\ U_{r2} = \frac{-U_{\beta} + \sqrt{3} U_{\alpha}}{2} \\ U_{r3} = \frac{-U_{\beta} - \sqrt{3} U_{\alpha}}{2} \end{cases} \quad (5)$$

利用这 3 个变量的符号能很方便地确定扇区,其关系如表 1 所示。其中,第 I 扇区为基本空间矢量 U_0 和 U_{60} 包围的扇区,第 II 扇区为基本空间矢量 U_{60} 和 U_{120} 包围的扇区,依此类推,第 VI 扇区为 U_{300} 和 U_0 包围的扇区。

表 1 扇区判断表
Tab.1 Sector judgment

$U_{r1}>0$	$U_{r2}>0$	$U_{r3}>0$	扇区
True	False	False	II
False	True	False	VI
True	True	False	I
False	False	True	IV
True	False	True	III
False	True	True	V

2.3 电压矢量作用时间计算

当参考电压矢量 U_i 位于第 I 扇区,可以用 U_0 和 U_{60} 这 2 个矢量来表示。于是有^[14]:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_i = \frac{T_1}{T} U_0 + \frac{T_2}{T} U_{60} \end{cases} \quad (6)$$

其中, T 为 U_i 位于第 I 扇区的总时间, $T_1、T_2、T_0$ 分别为 U_i 在 $U_0、U_{60}$ 和零空间矢量上作用的时间^[15]。

上式可以变换为:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2} (\sqrt{3} U_{\alpha} - U_{\beta}) \\ T_2 = T U_{\beta} \end{cases} \quad (7)$$

依此类推,可以得到在其他 5 个扇区的表达式,引入下面 $X、Y、Z$ 3 个变量能够较方便地确定各基本矢量作用时间:

$$\begin{cases} X = T U_{\beta} \\ Y = \frac{T}{2} (\sqrt{3} U_{\alpha} + U_{\beta}) \\ Z = \frac{T}{2} (-\sqrt{3} U_{\alpha} + U_{\beta}) \end{cases} \quad (8)$$

如前所述,若矢量 U_i 位于第 I 扇区,则可得 $T_1 = -Z, T_2 = X$;若矢量 U_i 位于第 II 扇区,则可得 $T_1 = -Z, T_2 = Y$ 。同理,当 U_i 位于其他扇区中时,相应的 $T_1、T_2$ 也可以用 $X、Y、Z$ 表示,它们的对应关系见表 2^[16]。

表 2 扇区作用时间取值表
Tab.2 Operating time of sector

扇区	T_1	T_2	扇区	T_1	T_2
I	$-Z$	X	IV	$-X$	Z
II	Z	Y	V	$-Y$	$-Z$
III	X	$-Y$	VI	Y	$-Z$

3 仿真结果

对整个系统在 PSCAD 中建立模型进行仿真,其中有源滤波器采用 SVPWM 控制方式。系统的仿真参数如下:三相电源侧(限流电抗器系统侧) $U_1 = 380\text{ V}$, $f = 50\text{ Hz}$;限流电抗器 $L = 1\text{ mH}$;负载为典型整流器负载,有源滤波器直流侧电压控制在 800 V 。

图 6 为有源滤波器输出点三侧电流波形,图 7 为限流电抗器系统侧和负载侧电压波形。

从图 6 和图 7 中可以看到经过有源滤波器补偿后,系统侧电流谐波含有量约为 2%,电压谐波含有量约为 4%。

图 8 为系统中无功流动情况。

有源滤波器输出的无功能够完全补偿整流负载和限流电抗器消耗的无功,这样系统侧基本不提供无功,就保持了功率因数为 1。由于限流电抗器不需要系统提供无功,所以负载侧电压不会由于无功功率的消耗而降低,这样负载侧就能保持额定电压。

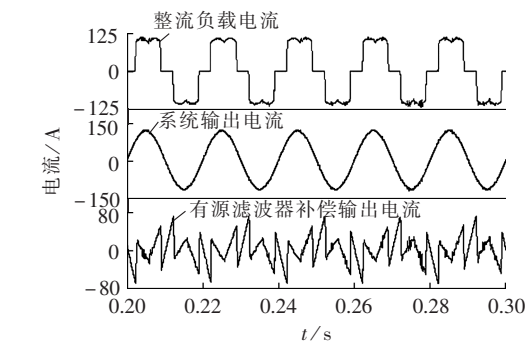


图 6 有源滤波器输出点三侧电流波形
Fig.6 Current waveforms of output point of active filter at three sides

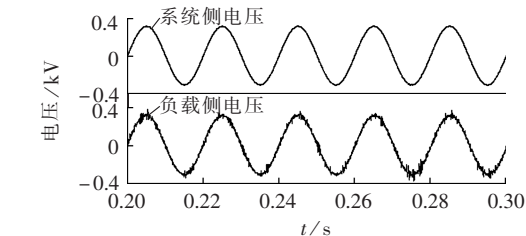


图 7 限流电抗器系统侧和负载侧电压波形
Fig.7 Voltage waveforms of current-limiting inductor at system side and load side

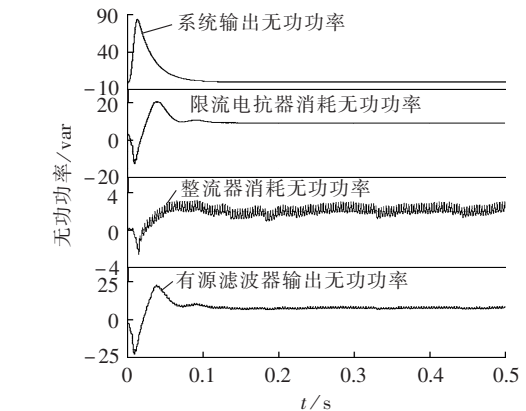
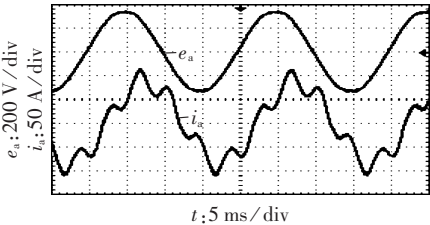
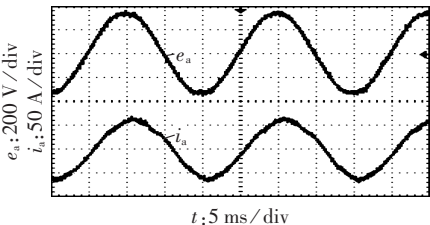


图 8 系统各处无功分布
Fig.8 Reactive power distribution in power system

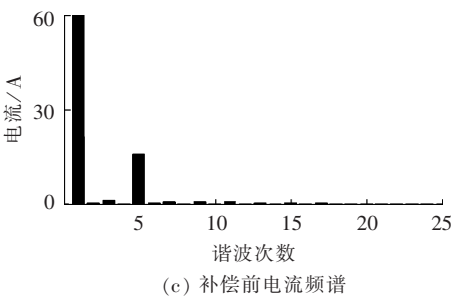
补偿后电能质量指标显著提高,基波电流由补偿前的 60.52 A 下降至 42.97 A,功率因数由补偿前的 0.79 提高到 0.97,总电流畸变率由补偿前的 26.3% 降低至 3.5%,补偿前后电流的各次谐波柱状图如图 9(c)和(d)所示。



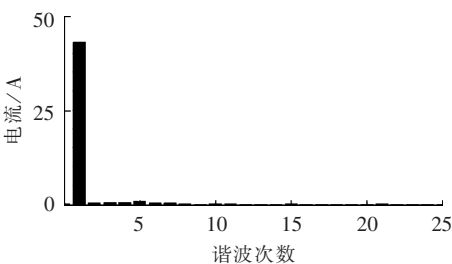
(a) 补偿前系统电压和电流波形



(b) 补偿后系统电压和电流波形



(c) 补偿前电流频谱



(d) 补偿后电流频谱

图 9 扰动补偿实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of disturbance compensation

从以上实验数据分析,说明此装置能够在系统正常运行时有效地补偿系统负载侧的谐波与无功功率,提高电网的电能质量。

5 结论

本文提出了将有源滤波器并联于限流电抗器负载侧对限流电抗器进行补偿的新方法,并对此进行了仿真和实验。实验结果表明了 SVPWM 控制有着直流电压利用率高、低谐波畸变率、动态响应快等优点,SVPWM 控制下的有源滤波器在对负载的谐波和

4 实验结果

搭建了实验装置。其中,控制电路使用 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 和 FPGA 作为主控制芯片,它能够接收采样电路送来的模拟信号,按照 SVPWM 控制算法对采样信号进行处理,产生所需要的 PWM 波形,经驱动电路控制主电路 IGBT 的通断,从而实现控制目标。

实验由扰动源产生的扰动参数如下:补偿前三相功率因数为 0.79,总电流 THD 为 26.3%,同时扰动源输出的基波电流为 60.52 A。扰动源产生的扰动三相对称,因此用 a 相的电压和电流波形进行分析。实验波形如图 9 所示,其中图 9(a)、(b)分别为补偿前、后系统电压和电流波形。

无功进行补偿的同时也能够对限流电抗器消耗的无功进行补偿,这样负载电压可以不受限流电抗器影响,保持额定值不变。另外,实验结果也表明了在有源滤波器后流入系统的谐波含量大幅减小,并使系统功率因数近似为1,将限流电抗器对系统的影响降至最小。

参考文献:

- [1] SARMIENTO H G, CASTELLANOS R, PAMPIN G, et al. An example in controlling short circuit levels in a large metropolitan area[C]//Power Engineering Society General Meeting. [S.l.]: IEEE, 2003: 589-594.
- [2] 陈丽莉, 黄民翔, 张弘, 等. 电网限流措施的优化配置[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(11): 38-42.
CHEN Lili, HUANG Minxiang, ZHANG Hong, et al. An optimization strategy for limiting short circuit current[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(11): 38-42.
- [3] 韩柳, 仇卫东, 肖智宏. 电网短路电流的限制措施[J]. 电力技术经济, 2009, 21(3): 33-37.
HAN Liu, QIU Weidong, XIAO Zhihong. Overview on measures of short-circuit current limitation on power system[J]. Electric Power Technology Economics, 2009, 21(3): 33-37.
- [4] 王晓明. 电动机的DSP控制——TI公司DSP应用[M]. 2版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2009: 77-89.
- [5] 武健, 何娜, 徐殿国. 并联混合有源滤波器复合控制策略[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.
- [6] 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: 117-180.
- [7] 薛蕙, 杨仁刚. 改进的瞬时无功和谐波电流检测理论[J]. 电力系统及其自动化学报, 2002, 14(2): 8-11.
XUE Hui, YANG Rengang. A novel detection theory of instantaneous reactive and harmonic current[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2002, 14(2): 8-11.
- [8] 田治礼, 李浩光, 郑国宗, 等. 基于SVPWM并联有源电力滤波器的应用研究及仿真[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(9): 93-96.
TIAN Zhili, LI Haoguang, ZHENG Guozong, et al. Application research and simulation of parallel APF based on SVPWM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(9): 93-96.
- [9] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM的等效算法及SVPWM与SPWM的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137.
ZHOU Weiping, WU Zhengguo, TANG Jinsong, et al. A novel algorithm of SVPWM and the study on the essential relationship between SVPWM and SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 133-137.
- [10] CASARAVILLA G, SALVIA A, BRIOZZO C, et al. Selective active filter with optimum remote harmonic distortion control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(4): 1990-1997.
- [11] 姜卫东, 王群京, 陈权, 等. 一种完全基于两电平空间矢量调制的三电平空间矢量调制算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 108-114.
JIANG Weidong, WANG Qunjing, CHEN Quan, et al. SVPWM strategy for three-level inverter based on SVPWM strategy for two-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 108-114.
- [12] 姜俊峰, 刘会金. 空间矢量控制在有源滤波器中的应用[J]. 继电器, 2004, 32(9): 27-30.
JIANG Junfeng, LIU Huijin. Application of SVPWM strategy in active power filter[J]. Relay, 2004, 32(9): 27-30.
- [13] 邱卫. 基于ADSP21992的空间矢量控制三相逆变电源设计[J]. 电网技术, 2008, 32(增刊2): 103-106.
QIU Wei. Design of SVPWM three phase inverter power source based on ADSP21992[J]. Power System Technology, 2008, 32(Supplement 2): 103-106.
- [14] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
YANG Guijie, SUN Li, CUI Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83.
- [15] ZHANG W Y, ABERG A, JONSSON U, et al. Active DC filter for HVDC system—a test installation in the Konti to Skan DC link at Lindome converter station[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 8(3): 1592-1606.
- [16] ZHANG W Y, KSSON I A J, EKSTROM A. Analysis on the control principle of the active DC filter in the Lindome converter station of the Konti to Skan HVDC link[J]. IEEE Trans on Power Systems, 1998, 13(2): 374-381.

作者简介:

王云飞(1984-), 男, 山西临汾人, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电、短路限流器(E-mail: youling08@163.com)。

Multi-objective control of current-limiting active filter

WANG Yunfei, YIN Zhongdong, SHEN Yanfei

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: The effect of current-limiting inductor on power system is analyzed and a method to compensate the voltage sag caused by current-limiting inductor and the harmonics and reactive power of system is proposed, which connects the active filter in parallel to the current-limiting inductor at load side. The active filter compensates not only the harmonics and reactive power of load, but also the reactive power wasted by the current-limiting inductor to keep the load voltage stable at rated value. Simulation with PSCAD and experiment validate the correctness of theoretical analysis and show that the harmonics into system is greatly reduced.

Key words: current-limiting inductor; active filters; reactive power; compensation; harmonic analysis