

DOI: 10.7667/PSPC151704

一种基于空间矢量的 APF 直流侧电容电压设计和优化方法

张国荣, 蒋继勇, 吴飞

(教育部光伏系统工程研究中心(合肥工业大学), 安徽 合肥 230009)

摘要: 并联型有源电力滤波器(SAPF)的直流侧电容电压直接影响谐波补偿性能。合理的电容电压设定值既可以保证补偿效果, 又可以降低直流侧电容的耐压值选取要求。针对三相并联型有源电力滤波器直流侧电容电压优化设计这一问题, 通过对典型的负载条件下谐波电流进行分析, 推导出在完全补偿谐波电流的情况下变流器的输出电压矢量值。基于空间矢量脉冲宽度调制方式(SVPWM), 分析了直流侧电容电压选取方法。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: APF; 空间矢量; 电容电压; SVPWM

A design and optimization method of value of DC-side voltage for APF based on space vector

ZHANG Guorong, JIANG Jiyong, WU Fei

(Research Center for Photovoltaic System Engineering Ministry of Education
(Hefei University of Technology), Hefei 230009, China)

Abstract: The DC-side capacitor voltage of shunt active power filter (SAPF) has direct influence on the performance of the harmonic compensation. A reasonable setting value of the capacitor voltage can guarantee the compensation effect and reduce the voltage value of the DC-side capacitor. Aiming at the problem of design and optimization of DC-side capacitor voltage, through the analysis of the current under the typical load condition, the output voltage vector of the converter is derived when the harmonic current is fully compensated. Based on the space vector pulse width modulation (SVPWM), the selection method of DC-side capacitor voltage is analyzed. Simulation results confirm the validity of the method.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2015AA050104).

Key words: APF; space vector; capacitor voltage; SVPWM

0 引言

伴随着电力电子技术的飞速发展, 一方面接入电网的非线性负荷数量不断增加, 这对电网的电能质量造成严重的污染; 另一方面, 电网用户对电能质量提出越来越高的要求。以谐波抑制为目标的有源电力滤波器(APF)的出现, 提供了比以往无源滤波器更强大、更灵活的补偿特性。这类装置首先检测电网负荷电流中的谐波、无功电流, 并通过电流跟踪环节向电网输入与负载谐波电流幅值相等、相位相反的补偿电流, 从而消除谐波电流对电网的污染。目前, 有源电力滤波器得到了广泛的研究与应用^[1-3]。

并联型有源电力滤波器包含一个电压源型 PWM

变流器和一个输出滤波接口装置。为了提高滤除谐波的效果, 目前研究重点主要在参数设计以及控制技术。文献[4-9]从直流侧电容取值、滤波电感设计以及电流控制技术等方面对 APF 进行了研究。为了实现稳定的补偿效果, 并联型有源电力滤波器需要保持直流侧电容电压为一个稳定值。对直流侧的研究大都集中在直流侧电压的稳定控制上^[10-12], 而对直流侧电容电压值取值的研究却相对较少。

文献[11]分析了低次谐波的补偿特性与直流侧电压的关系, 然而并没有考虑实际情况中的多次、高次谐波共存的情况。文献[13]详细分析了直流侧电压对有源滤波器的补偿特性与功率损耗的影响关系, 设计了一种下垂控制器, 以克服电网的波动, 但在设计下垂控制器时并未说明电压差 $U_{\Delta n}$ 的取值原则。文献[14]首先推导证明了空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)比正弦脉冲宽度调制(SPWM)直流侧

电压利用率高 15.47%，然后推导了谐波电流与理论电压之间的对应关系，但是在推导过程中忽略了高次谐波，这不符合相关标准^[15-17]，并且存在原理性缺陷。文献[18]详细分析在 SPWM 方法下，直流侧电压大于和小于理论最小值时谐波畸变率与直流侧电压之间的定量关系，但并没有考虑 SVPWM 的方法，且所提方法电压利用率低，电压推导过程繁琐。

针对如何确定有源电力滤波器直流侧电容电压数值这一问题，在三相 SAPF 完全补偿谐波电流的理想情况下，通过分析此时所对应的变流器输出电压空间矢量值，得到变流器输出电压矢量的范围要求，并在特定的负载条件下推导出电压矢量的精确值，结合空间矢量调制法得出直流侧电容电压精确设定值。仿真结果验证了该方法的正确性。

1 系统结构以及分析方法

1.1 三相三线制并联型有源电力滤波器拓扑结构

本文对三相三线制并联型有源电力滤波器进行分析设计，整个系统的结构框图如图 1 所示。其中 u_a 、 u_b 和 u_c 为三相电网电压； i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 为电网侧三相电流； i_{La} 、 i_{Lb} 和 i_{Lc} 为非线性负载产生的负载电流； i_{ha} 、 i_{hb} 和 i_{hc} 为 SAPF 输出的谐波补偿电流； u_{ha} 、 u_{hb} 和 u_{hc} 为 PWM 逆变器输出的三相相电压； U_{dc} 为直流侧电容电压。直流侧电容为 C 。各电流参考方向如图 1 所示，电压参考点为电网中性点 O 。

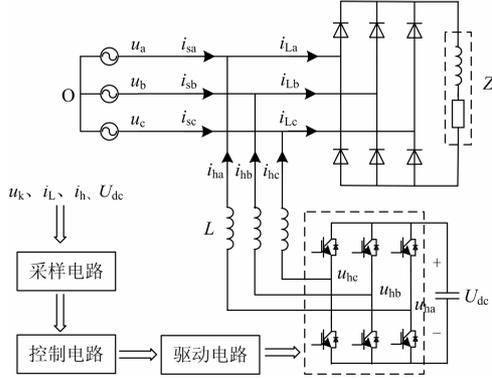


图 1 三相三线制并联型有源电力滤波器结构框图

Fig. 1 Block diagram of three-phase three-wire shunt active power filter

1.2 变流器输出矢量分析

假设 APF 发出理想的谐波补偿电流，分析此时对应的 PWM 变流器输出电压矢量，可以得出直流侧电压的取值范围。忽略负载谐波电流的提取算法误差，忽略 PWM 变换器输出线路损耗与开关器件损耗，由基尔霍夫电压定律(KVL)可以得到如式(1)表达式。

$$\begin{cases} u_{ha} = L \frac{di_{ha}}{dt} + u_a \\ u_{hb} = L \frac{di_{hb}}{dt} + u_b \\ u_{hc} = L \frac{di_{hc}}{dt} + u_c \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可知，PWM 变流器各相输出电压为电感上压降与电网相电压之和。在已知电网电压与谐波电流的精确值的情况下，便可以得出理想的变流器各相输出电压。

假设电网电压三相平衡， U 为三相电网相电压的峰值， ω 为基波的角频率，三相电网电压为

$$\begin{cases} u_a = U \sin \omega t \\ u_b = U \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = U \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

假设系统负载为三相平衡负载， I_1 为基波电流的峰值， φ_1 为基波电流的初始相位， I_n 为 n 次谐波电流的峰值， φ_n 为 n 次谐波电流的初始相位。三相系统负载电流为

$$\begin{cases} i_{La} = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{\substack{n=3k\pm 1, \\ k=1}}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ i_{Lb} = I_1 \sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_1) + \sum_{\substack{n=3k\pm 1, \\ k=1}}^{\infty} I_n \sin(n(\omega t - 2\pi/3) + \varphi_n) \\ i_{Lc} = I_1 \sin(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_1) + \sum_{\substack{n=3k\pm 1, \\ k=1}}^{\infty} I_n \sin(n(\omega t + 2\pi/3) + \varphi_n) \end{cases} \quad (3)$$

采用 PARK 变换，可以将三相变量 x_a 、 x_b 和 x_c 合成空间矢量：

$$\mathbf{X} = \frac{2}{3} (x_a + x_b e^{j2\pi/3} + x_c e^{-j2\pi/3}) \quad (4)$$

将式(1)、式(2)和式(3)中的谐波分量代入式(4)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= \frac{2}{3} (u_{ha} + u_{hb} e^{j2\pi/3} + u_{hc} e^{-j2\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{-j2\pi/3}) + \\ &= \frac{2}{3} \frac{d}{dt} (i_{ha} + i_{hb} e^{j2\pi/3} + i_{hc} e^{-j2\pi/3}) = \\ &= U e^{j(\omega t - \pi/2)} + A \end{aligned} \quad (5)$$

式中，

$$A = \frac{2}{3} \left(\sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \omega I_1 \sin(n\omega t) + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \omega I_1 \sin(n\omega t \pm 2\pi/3) e^{j2\pi/3} + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \omega I_1 \sin(n\omega t \mp 2\pi/3) e^{-j2\pi/3} \right)$$

因此, 在已知电网电压、额定补偿电流的情况下, 式(5)即为理想电压矢量值。

2 直流侧电压取值分析

2.1 理想矢量电压计算

对于 APF 的设计, 由于工业现场负载环境比较复杂, 可以参照行业标准^[15-17], 这里选择三相不控整流带阻感负载作为系统负载。文献[18]中选择相控整流加阻感负载作为系统负载, 并且分析了不同换相角下对应的 SPWM 下直流电压公式。当换相角为 0 时, 电感压降取得最大值, 因此直接分析三相不控整流即可满足最严苛的要求。当直流侧负载为阻感负载时, 以 a 相为例, 负载相电流为图 2 所示的 120° 方波, 其他两相负载电流只是相位有所差别。

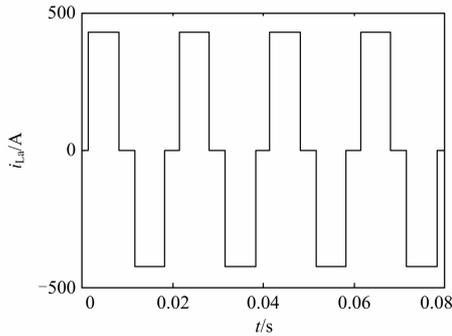


图 2 三相桥式二极管不控整流带阻感负载时负载电流波形

Fig. 2 Load current waveform of three-phase uncontrolled diode bridge rectifier with resistance and inductance load

将图 2 中的波形展开成傅里叶级数形式, 可以得到三相系统负载电流为

$$\begin{cases} i_{La} = I_1 \sin \omega t + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t) \\ i_{Lb} = I_1 \sin(\omega t - 2\pi/3) + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \pm 2\pi/3) \\ i_{Lc} = I_1 \sin(\omega t + 2\pi/3) + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \mp 2\pi/3) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $n=6k+1$ 取下层符号, $n=6k-1$ 取上层符号。

用 APF 补偿负载谐波电流, 因此可以将式(6)写为

$$\begin{cases} i_{La} = i_{la} + i_{ha} \\ i_{Lb} = i_{lb} + i_{hb} \\ i_{Lc} = i_{lc} + i_{hc} \end{cases} \quad (7)$$

式中,

$$\begin{cases} i_{ha} = \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t) \\ i_{hb} = \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \pm 2\pi/3) \\ i_{hc} = \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \mp 2\pi/3) \end{cases} \quad (8)$$

通过 PARK 变换, 将三相变量 $u_{hk}(k=a, b \text{ 和 } c)$ 合成空间矢量, 即式(1)、式(2)、式(8)代入式(4)可得:

$$\begin{aligned} U_h &= \frac{2}{3} (u_{ha} + u_{hb} e^{j2\pi/3} + u_{hc} e^{-j2\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{-j2\pi/3}) + \\ &= \frac{2}{3} \frac{d}{dt} (i_{ha} + i_{hb} e^{j2\pi/3} + i_{hc} e^{-j2\pi/3}) = \\ &= U e^{j(\omega t - \pi/2)} + B \end{aligned} \quad (9)$$

式中,

$$\begin{aligned} B &= \frac{2}{3} \frac{d}{dt} \left(\sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t) + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \pm 2\pi/3) e^{j2\pi/3} + \sum_{n=6k\pm 1, k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{I_1}{n} \sin(n\omega t \mp 2\pi/3) e^{-j2\pi/3} \right) \end{aligned}$$

图 3 给出了 $I_1=470 \text{ A}$, $L=0.23 \text{ mH}$, $U=311 \text{ V}$ 时对应的矢量图 U 。k 值对应不同的补偿次数, 如取 4 时, 对应补偿最高 25 次谐波, 取 8 时, 对应补偿最高 49 次谐波。

表 1 中列出了图 3 中不同 k 值时矢量对应的最大长度, 即矢量的模的最大值。从图 3 中可以看出, 不同 k 值对应的电压矢量图类似, 最大的不同在于矢量的模的最大值不同。

图 4 为不同最高谐波补偿次数和不同的 APF 补偿容量时, 通过计算得到的电压矢量幅值最大值曲线。由图可见: 补偿的谐波次数越高, 电压矢量幅值最大值越大, 补偿的容量越大, 电压矢量幅值最

大值越大。

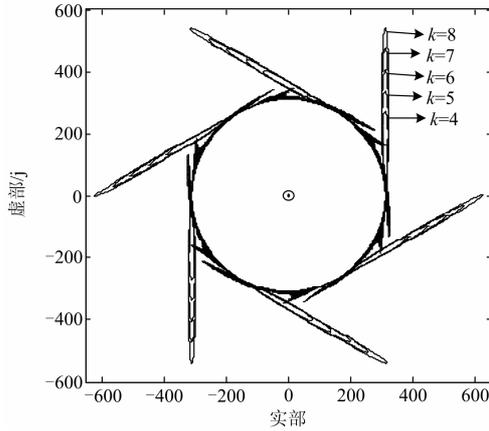


图 3 矢量图

Fig. 3 Vector diagram

表 1 电压矢量长度最大值

Table 1 Maximum length of voltage vector

k	4	5	6	7	8
$ U_h _{\max}$	413	461	513	569	627

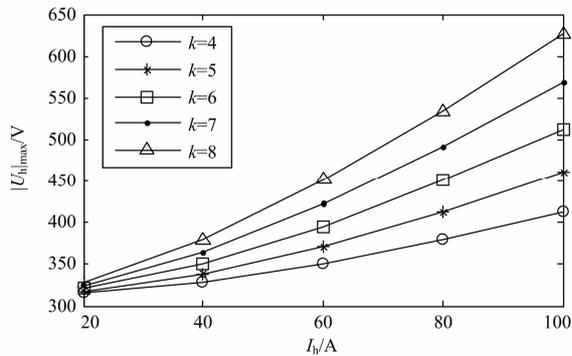


图 4 电压矢量幅值的最大值折线图

Fig. 4 Maximum value line chart of voltage vector amplitude

2.2 空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)

采用空间矢量脉冲宽度调制, 图 1 中的变流器的每个桥臂的上下两个开关管轮流导通。用开关函数 s_k ($k=a, b$ 和 c) 表示每个桥臂开关管的导通状态, 上管导通时, 用“1”表示, 下管导通时, 用“0”表示。表 2 列出了不同开关组合时的各桥臂输出电压值, 其中 U_n ($n=0, 1, \dots, 7$) 为三相电压经过 PARK 变换后的空间矢量, U_0 和 U_7 为零矢量, U_1, U_2, \dots, U_6 的模为 $2U_{dc}/3$ 。

将表 2 中的矢量绘制成空间电压矢量图。见图 5, U_n 为基本开关状态对应的基本电压矢量, 空间矢量脉冲宽度调制的基本思想就是用基本电压合成目标电压, 图中的正六边形便是可合成目标电压的

最大范围, 在正六边形中的矢量都可以通过合理分配基本矢量的时间来等效合成。

表 2 不同开关状态的电压矢量

Table 2 Voltage vector in different states

s_a	s_b	s_c	u_{ha}	u_{hb}	u_{hc}	U_n
0	0	0	0	0	0	U_0
0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	U_5
0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	U_3
0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	U_4
1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	U_1
1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	U_6
1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	U_2
1	1	1	0	0	0	U_7

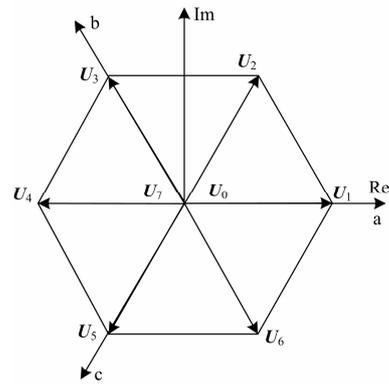


图 5 电压空间矢量示意图

Fig. 5 Schematic diagram of voltage space vector

2.3 电容电压设计

传统的有源电力滤波器设计时, 为了避免进入非线性调制区, 即避免目标合成电压矢量超出 PWM 变流器交流侧可以输出的最大电压矢量(对应图 5 中的正六边形区域), 通常要求直流侧电压取值大于 $\sqrt{3}$ 倍的 $|U_h|_{\max}$, 即为图 6 中的最外层实线正六边形的内切圆。

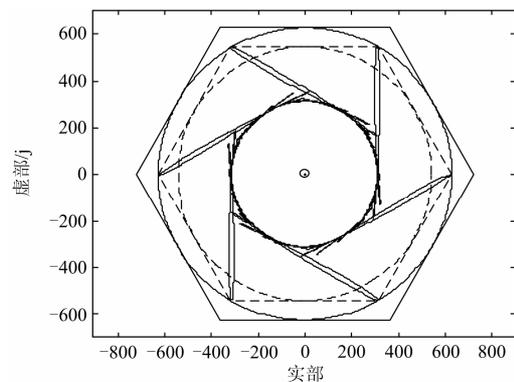


图 6 线性调制区

Fig. 6 Linear modulation region

观察图 6 中的实线正六边形可见, 用内切圆来保证目标电压矢量在线性调制区内, 未能充分利用正六边形的顶角区域, 降低了直流电压利用率。可以降低直流侧电容电压值, 以缩小正六边形的范围到图 6 中的虚线正六边形。此时正六边形完全包围了目标矢量, 并且直流电压取到最小值, 为 1.5 倍的 $|U_h|_{max}$ 。相比传统的设计方法, 直流侧电压降低了 $(\sqrt{3}-1.5)|U_h|_{max}$ 。

3 仿真实验

3.1 基于 Matlab 的 100 A 三相 APF 仿真

以补偿 50 次以内谐波电流、APF 额定补偿 100 A 为例搭建 Matlab/Simulink 仿真模型。仿真参数见表 3。

表 3 仿真参数
Table 3 Simulation parameter

参数	取值
电网电压幅值 U/V	311
电网频率 f/Hz	50
滤波电感 L/mH	0.23
开关频率 f_s/kHz	15

根据式(9), 采用数学软件可以计算出电压空间矢量的模的最大值为 627, 再根据 2.3 节中计算方法, 可以得出传统方式下直流侧电容电压值为 $\sqrt{3} \times 627=1\ 086\ V$, 优化电压值计算为 $1.5 \times 627=941\ V$ 。优化后的电压值比传统计算方法降低了 145 V, 仿真的结果如图 7~图 11 所示。

图 7 显示了负载电流的各次谐波含量, 即未补偿前电网电流的谐波含量。从图中可以看出, 谐波只含有 5、7、11、13 等 $6k \pm 1$ 次电流。总谐波畸变率(THD)达到了 28.84%。

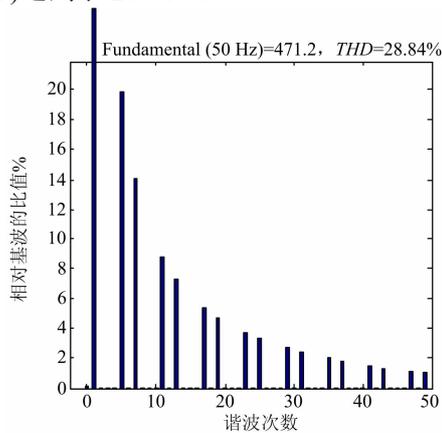


图 7 负载电流分析

Fig. 7 Analysis of load current

图 8 和图 9 采用了相同的比例积分(PI)控制器, U_{dc} 取 941 V 和 1 086 V 时, 补偿后电流 THD 分别

为 6.60%和 6.63%, 两种取值拥有相同的谐波补偿效果。图 10 和图 11 采用了相同的复合控制^[7,19-20], U_{dc} 取 941 V 和 1 086 V 时, 补偿后的电流 THD 分别为 2.47%和 2.51%, 两种取值拥有相同的谐波补偿效果。另外, 通过比较发现, 复合控制相比单 PI 控制补偿效果更好。

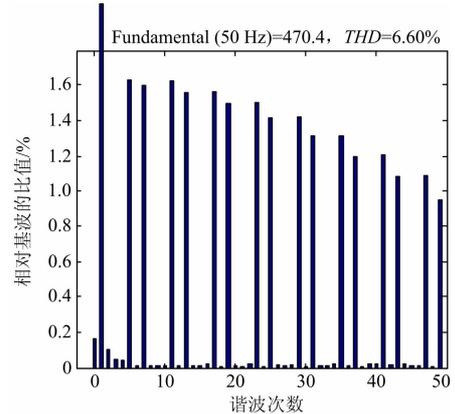


图 8 $U_{dc}=941\ V$ 时, 采用单 PI 控制的电网电流分析

Fig. 8 Analysis of grid current under signal PI control

when $U_{dc}=941\ V$

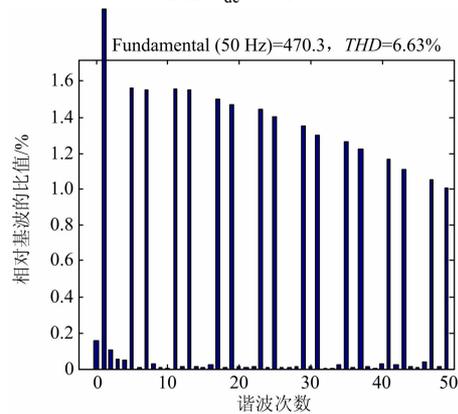


图 9 $U_{dc}=1\ 086\ V$ 时, 采用单 PI 控制的电网电流分析

Fig. 9 Analysis of grid current under signal PI control

when $U_{dc}=1\ 086\ V$

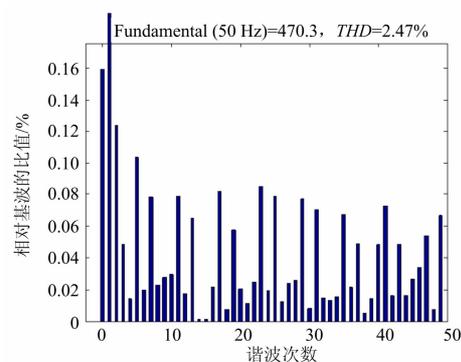


图 10 $U_{dc}=941\ V$ 时, 采用复合控制的电网电流分析

Fig. 10 Analysis of grid current under composite control

when $U_{dc}=941\ V$

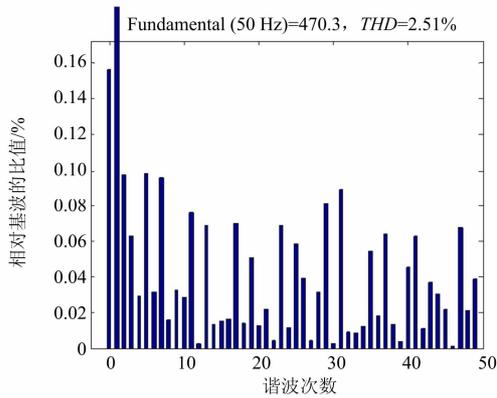


图 11 $U_{dc} = 1086 \text{ V}$ 时，采用复合控制的电网电流分析
Fig. 11 Analysis of grid current under composite control when $U_{dc} = 1086 \text{ V}$

3.2 非线性调制区仿真

3.1 节中对比了两种不同直流侧电压取值时的 APF 补偿效果，其中 941 V 对应了线性调制区的边界值。从图 6 中可以看出，当虚线正六边形进一步缩小，即直流侧电容电压取值低于 941 V 时，目标电压矢量将超出线性调制范围，从而进入非线性调制区。图 12 给出了直流侧电容电压从 550 V 变化到 1090 V 时，两种控制方式下电网电流补偿后的 THD 值变化曲线。

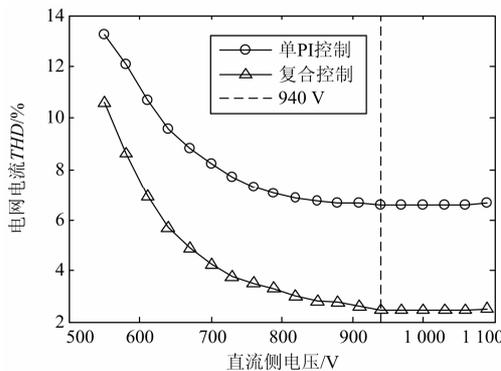


图 12 不同电压下电网电流 THD
Fig. 12 THD of grid current with different capacitor voltage

从图中可以看出，当电压高于 940 V 时，电流的补偿效果基本保持不变。当电压小于计算的 941 V 的边界值时，电流的 THD 值随着电压的降低而升高，并且曲线的斜率逐渐增大，即补偿效果加速变差。

在工程应用中，直流侧电压取值过高会导致硬件成本增加，因此通常不宜取值过高。以图 12 中的复合控制为例，当直流侧电压为 750 V 时，补偿后的电流 THD 仍能达到约 3.6% 的补偿效果。应用中需要结合特定控制策略和补偿标准来合理设定直流

侧电压值。

上述仿真很好地验证了本文提出的直流侧电容电压计算和优化方法的有效性。

4 结论

针对如何确定有源电力滤波器直流侧电容电压数值这一问题，推导了完全补偿谐波电流时对应电压的空间矢量值，并在特定的负载条件下推导出电压矢量模的最大值，结合空间矢量调制法得出直流侧电容电压的精确设定值。仿真结果验证了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 陈仲, 王志辉, 陈森. 一种高动态性能的级联型有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 147-154. CHEN Zhong, WANG Zhihui, CHEN Miao. A cascade H-bridge active power filter with high dynamic performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(3): 147-154.
- [2] 王伟, 周林, 徐明. 有源电力滤波器控制方法综述[J]. 继电器, 2006, 34(20): 81-86. WANG Wei, ZHOU Lin, XU Ming. Control methods of active power filter[J]. Relay, 2006, 34(20): 81-86.
- [3] 张超, 马小平, 张义君, 等. 间谐波环境下并联有源电力滤波器系统设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 118-127. ZHANG Chao, MA Xiaoping, ZHANG Yijun, et al. System design of shunt active power filter for inter-harmonics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 118-127.
- [4] 张国荣, 齐国虎, 苏建徽, 等. 并联型有源电力滤波器输出电感选择的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 46(2): 80-82. ZHANG Guorong, QI Guohu, SU Jianhui, et al. A new method of output inductance selection in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 46(2): 80-82.
- [5] 刘文亚, 姚钢, 何雯, 等. 基于级联多电平有源滤波器直流侧电压平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 94-101. LIU Wenya, YAO Gang, HE Luan, et al. Research of DC voltage balance control based on multi-level cascaded APF[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 94-101.
- [6] 张梦华, 程新功, 宗西举, 等. 基于电流电压内在关系的 SAPF 的 SVPWM 控制算法的研究及稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(8): 1-8. ZHANG Menghua, CHENG Xingong, ZONG Xiju, et al. Research on SVPWM control algorithm and stability

- analysis of shunt active power filter based on the inner relationship between current and voltage[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 1-8.
- [7] 徐群伟, 钟晓剑, 胡健, 等. 基于误差迭代 PI 和改进重复控制的 APF 补偿电流控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(3): 124-131.
XU Qunwei, ZHONG Xiaojian, HU Jian, et al. Compensation current control of APF based on error iteration PI and improved repetitive control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(3): 124-131.
- [8] 王文, 罗安, 黎燕. 三相四开关并联有源电力滤波器的控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 183-190.
WANG Wen, LUO An, LI Yan. Control method of three-phase four-switch shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 183-190.
- [9] 王峰, 张旭隆, 何凤有, 等. 基于复合模型预测控制策略的三电平 APF 研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(11): 79-85.
WANG Feng, ZHANG Xulong, HE Fengyou, et al. Research of three-level shunt APF control method based on composite model predictive control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(11): 79-85.
- [10] 张小凤, 王孝洪, 田联房, 等. 基于分数阶 PI λ 控制器的有源电力滤波器直流侧电压控制[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(16): 108-113.
ZHANG Xiaofeng, WANG Xiaohong, TIAN Lianfang, et al. Analysis for effect of fiber-optic current transformer on protection accuracy and reliability[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(16): 108-113.
- [11] TARKIAINEN A, POLLANEN R, NIEMELA M, et al. DC-link voltage effects on properties of a shunt active filter[C] // Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, June 20-25, 2004: 3169-3175.
- [12] 孔令军, 张晓, 李晓迅, 等. 并联型有源电力滤波器直流侧电压模糊内模控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(增刊 1): 224-228.
KONG Lingjun, ZHANG Xiao, LI Xiaoxun, et al. Research on DC-side voltage fuzzy internal model of shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(S1): 224-228.
- [13] 谢斌, 戴珂, 张树全, 等. 并联型有源电力滤波器直流侧电压优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 23-29.
XIE Bin, DAI Ke, ZHANG Shuquan, et al. Optimization control of DC link voltage for shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 23-29.
- [14] 朱宁辉, 白晓民, 董伟杰, 等. 空间矢量脉宽调制下有源电力滤波器直流侧电压设定值研究[J]. 电网技术, 2013, 37(2): 568-574.
ZHU Ninghui, BAI Xiaomin, DONG Weijie, et al. Research on setting value of DC-side voltage for active power filter under space vector pulse width modulation control[J]. Power System Technology, 2013, 37(2): 568-574.
- [15] YD/T 2323-2011 通信用低压并联型有源电力滤波器[S].
YD/T 2323-2011 low-voltage parallel active power filter for telecommunications[S].
- [16] JB/T 11067-2011 低压有源电力滤波装置[S].
JB/T 11067-2011 low-voltage active power filter (APF)[S].
- [17] JG/T 417-2013 建筑电气用并联有源电力滤波装置[S].
JG/T 417-2013 shunt active power filtering equipment for electrical installation of buildings[S].
- [18] 赵国鹏, 林少伯, 韩民晓. 基于补偿特性的并联型有源电力滤波器直流侧电压取值分析[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(14): 83-87.
ZHAO Guopeng, LIN Shaobo, HAN Minxiao. Design of voltage in DC link of parallel-type active power filter based on compensation characteristic[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(14): 83-87.
- [19] 乔鸣忠, 夏益辉, 梁京辉, 等. 基于重复-PI 的复合控制应用于并联有源滤波器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(14): 54-59.
QIAO Mingzhong, XIA Yihui, LIANG Jinghui, et al. Research on PI control based compound controller applying to shunt active filter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(14): 54-59.
- [20] 刘飞, 宫金武, 彭光强, 等. 一种复合式重复控制在并联型有源电力滤波器设计中的应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 138-145.
LIU Fei, GONG Jinwu, PENG Guangqiang, et al. Application of compound repetitive control in shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 138-145.

收稿日期: 2015-09-22; 修回日期: 2015-12-14

作者简介:

张国荣(1963-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量控制技术、储能系统中的电力变换技术和光伏发电技术研究; E-mail: zhanggrcao@163.com

蒋继勇(1990-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电技术; E-mail: truemale@sina.cn

吴飞(1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力变换技术。E-mail: wfqq360@163.com

(编辑 魏小丽)