

# 基于瞬时值的 SVC 无功及负序补偿算法

范瑞祥, 周腊吾, 肖红霞

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

## The Reactive Power and Negative Sequence Compensation Algorithm of SVC Based on Instantaneous Value

FAN Rui-xiang, ZHOU La-wu, XIAO Hong-xia

(College of Electrical Information Engineering, Hu'nan University, Hu'nan 410082, China)

**摘要:** 无功补偿的难点在于如何补偿三相不平衡以及如何有效地滤除低次谐波,尤其是2次谐波。笔者提出了一种基于瞬时值的 SVC 无功及负序补偿算法,将补偿网络分为正序和负序,分别用于校正功率因数和补偿三相不平衡。不同于传统的利用向量进行推导的方法,该算法利用瞬时值计算补偿电抗,并给出了对比仿真波形图,与向量计算的方法比较,证明该算法比较简单和方便。

**关键词:** SVC; 正序补偿; 负序补偿; 瞬时值

**中图分类号:** TM714.3

**文献标识码:** A

**Abstract:** How to deal with three-phase unbalance compensation and how to filter the low-order harmonics, especially the 2nd-order, are the two difficulties for reactive power compensation. A new algorithm is presented based on instantaneous value in this paper. The positive sequence compensation network is used for power factor compensation and the negative one is for unbalance compensation. Different from the traditional vector method, this algorithm uses instantaneous value to compute the compensation reactance. The proposed method is verified by the analysis of the simulation waveform. Compared with other methods, the presented one is more simple and convenient.

**Key words:** SVC; positive sequence compensation; negative sequence compensation; instantaneous value

## 1 引言

近年来,随着电力电子技术的发展及其装置的广泛采用,所产生的谐波污染给电网带来了极大的危害,各种各样的动态补偿装置也随之产生,SVC即是其中之一。根据补偿对象的差异,一般又可细分为系统补偿和负荷补偿。在电网中有一些大功率的波动性负荷,比如大型电动机、炼钢厂的电弧炉等,电动机的频繁起停和电弧炉在熔化期随机性的起弧、熄弧,会引起电网电压波动,危害其它电气设备。有

些负荷还会消耗较大的无功功率,需要从发电端传输很大的无功电流,不仅降低电网电压,还导致电网损耗增加。以上这些问题,可以利用 SVC 响应快速、输出无功功率连续可调的特点加以解决,进行就地补偿,以改善电能质量。针对负荷的无功补偿,通常需要考虑补偿三相不平衡以及有效消除2次谐波的影响。对比传统的利用向量进行计算推导的控制算法<sup>[1]</sup>,笔者提出的基于瞬时值的算法利用瞬时无功功率理论可直接得出用瞬时值表达的补偿导纳,思路更为简单,可有效消除2次谐波的干扰,在延时上也能够很好地满足进行实时补偿的要求

## 2 基于瞬时值的基波补偿导纳推导

对于不平衡三相负荷的补偿,可以将补偿器分成两个网络<sup>[2]</sup>,一个网络提供补偿电流的正序分量,用于校正功率因数,另一个网络供给负序分量,用于补偿三相不平衡。理想补偿网络见图1。

图1中: $B$ 为补偿电纳; $Y$ 为负荷导纳。负载为三相不接地负荷,采用三角形接法。实际中若为星形接法时,做Y- $\Delta$ 变换即可。根据对称分量法, $t$ 时刻的三相谐波电流信号瞬时值 $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ 可分解为正序分量组和负序分量组:

$$\left. \begin{aligned} i_a' &= i_{a1} + i_{a2} = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} [I_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}) + I_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k})] \\ i_b' &= i_{b1} + i_{b2} = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} [I_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k} - \frac{2}{3}\pi) + I_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k} + \frac{2}{3}\pi)] \\ i_c' &= i_{c1} + i_{c2} = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} [I_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k} + \frac{2}{3}\pi) + I_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k} - \frac{2}{3}\pi)] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

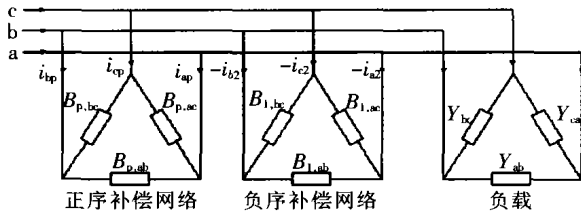


图1 正序、负序单独补偿理想网络

式中： $I_{1k}, I_{2k}, \varphi_{1k}, \varphi_{2k}$  分别为基波 ( $k=1$ ) 或  $k$  次谐波电流的正序及负序分量有效值和初相位。

2.1 负序补偿导纳推导

设线电压为：

$$\begin{cases} u_{ab} = \sqrt{2} U \sin \omega t \\ u_{bc} = \sqrt{2} U \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) \\ u_{ca} = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \frac{2}{3} \pi) \end{cases}$$

仅考虑基波补偿,对于负序网络,设  $B_N$  为容性,有:

$$-i_{a2} = i_{N,ab} - i_{N,ca} = (B_{N,ab}/\omega) \times \frac{du_{ab}}{dt} - (B_{N,ca}/\omega) \times \frac{du_{ca}}{dt} = \sqrt{2} U [B_{N,ab} \cos \omega t - B_{N,ca} \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi)] \quad (2)$$

同理可得:

$$-i_{b2} = \sqrt{2} U [B_{N,bc} \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi) - B_{N,ab} \cos \omega t] \quad (3)$$

$$-i_{c2} = \sqrt{2} U [B_{N,ca} \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi) - B_{N,bc} \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi)] \quad (4)$$

式(2)~式(4)中只有两个是相互独立的,又根据式(1)的基波负序值可得以下方程组:

$$\begin{cases} -\sqrt{2} I_{21} \sin(\omega t + \varphi_{21}) = \sqrt{2} U [B_{N,ab} \cos \omega t - B_{N,ca} \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi)] \\ -\sqrt{2} I_{21} \sin(\omega t + \varphi_{21} + \frac{2}{3} \pi) = \sqrt{2} U [B_{N,bc} \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi) - B_{N,ab} \cos \omega t] \end{cases}$$

解之可得:

$$\begin{cases} B_{N,ab} U = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} - I_{21} \sin \varphi_{21} \\ B_{N,bc} U = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} + I_{21} \sin \varphi_{21} \\ B_{N,ca} U = \frac{-2}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} \end{cases} \quad (5)$$

若  $B_N$  为感性,应有  $L = \frac{-1}{B_N \omega}$ ,与容性情况相同,

可得以下两独立等式:

$$\begin{cases} -i_{a2} = i_{N,ab} - i_{N,ca} = \int (-B_{N,ab}) \omega u_{ab} dt - \int (-B_{N,ca}) \omega u_{ca} dt \\ -i_{b2} = i_{N,bc} - i_{N,ab} = \int (-B_{N,bc}) \omega u_{bc} dt - \int (-B_{N,ab}) \omega u_{ab} dt \end{cases}$$

同样根据式(1)的基波负序值,并在等式两端分别求导可得:

$$\begin{cases} -\sqrt{2} I_{21} \cos(\omega t + \varphi_{21}) = -(B_{N,ab} u_{ab} - B_{N,ca} u_{ca}) \\ -\sqrt{2} I_{21} \cos(\omega t + \varphi_{21} + \frac{2}{3} \pi) = -(B_{N,bc} u_{bc} - B_{N,ab} u_{ab}) \end{cases}$$

解得的结果与式(5)相同。

2.2 正序补偿导纳推导

对于基波正序分量的补偿,  $B_{p,ab}, B_{p,bc}, B_{p,ca}$  在大小上是相同的,以下统一用  $B_p$  表示。假设要求补偿后的功率因数为1,那么相电流和相电压应当同相位,而各相电流幅值相等,相位上依正序相差  $\frac{2}{3} \pi$ 。

根据网络,补偿之后的 C 相线电流可表示为:

$$i_c = i_{ca} - i_{bc} \quad (6)$$

由以上分析并通过对式(6)的数值计算可知,  $i_c$  仅含  $\cos \omega t$  项。又根据式(1)知,补偿之前线电流  $i_c'$  可表示为:

$$\begin{aligned} i_c' &= \sqrt{2} I_{11} \sin(\omega t + \varphi_{11} + \frac{2}{3} \pi) = \\ & \sqrt{2} I_{11} [\sin \omega t (-\frac{1}{2} \cos \varphi_{11} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_{11}) + \\ & \cos \omega t (-\frac{1}{2} \sin \varphi_{11} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_{11})] \quad (7) \end{aligned}$$

式(7)仅考虑基波正序补偿。

由式(6),式(7)可以得出正序补偿网络中的  $i_{cp}$  可表示为:

$$i_{cp} = \sqrt{2} I_{11} (\frac{1}{2} \cos \varphi_{11} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_{11}) \sin \omega t \quad (8)$$

假设  $B_p$  为容性,有:

$$\begin{aligned} i_{cp} = i_{p,ca} - i_{p,bc} &= (B_p/\omega) \times \frac{du_{ca}}{dt} - (B_p/\omega) \times \frac{du_{bc}}{dt} = \\ & \sqrt{2} U [B_p \cos(\omega t + \frac{2}{3} \pi) - B_p \cos(\omega t - \frac{2}{3} \pi)] \quad (9) \end{aligned}$$

由式(8),式(9)联立方程组,解之可得:

$$B_p U = -(\frac{\sqrt{3}}{6} I_{11} \cos \varphi_{11} + \frac{1}{2} I_{11} \sin \varphi_{11}) \quad (10)$$

假设  $B_p$  为感性,有:

$$i_{cp} = \int (-B_p) \omega u_{ca} dt - \int (-B_p) \omega u_{bc} dt \quad (11)$$

同样,式(9)与式(11)联立方程组,解得的结果与式(10)相同。

2.3 基于瞬时值的三相补偿导纳及其获取方法

将正序和负序补偿网络综合起来,补偿器的三相补偿导纳可表示为:

$$\begin{cases} B_{ab} U = -(\frac{\sqrt{3}}{6} I_{11} \cos \varphi_{11} + \frac{1}{2} I_{11} \sin \varphi_{11}) + (\frac{1}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} - I_{21} \sin \varphi_{21}) \\ B_{bc} U = -(\frac{\sqrt{3}}{6} I_{11} \cos \varphi_{11} + \frac{1}{2} I_{11} \sin \varphi_{11}) + (\frac{1}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} + I_{21} \sin \varphi_{21}) \\ B_{ca} U = -(\frac{\sqrt{3}}{6} I_{11} \cos \varphi_{11} + \frac{1}{2} I_{11} \sin \varphi_{11}) - \frac{2}{\sqrt{3}} I_{21} \cos \varphi_{21} \end{cases} \quad (12)$$

2004 年 8 月

显然式中  $I_{11}\cos\varphi_{11}, I_{11}\sin\varphi_{11}, I_{21}\cos\varphi_{21}$  和  $I_{21}\sin\varphi_{21}$  分别表示基波正序和负序电流的有功及无功分量, 利用瞬时无功功率理论可以方便地得到。

根据瞬时无功功率理论<sup>[3]</sup>, 取:

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix}$$

式(1)可变换为:

$$\begin{bmatrix} i_{lp}(t) \\ i_{lq}(t) \end{bmatrix} = CC_{32} \begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \\ i_c' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{lp} \\ i_{lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{lp}(t) \\ i_{lq}(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中: 正序直流分量:

$$\begin{bmatrix} i_{lp} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_{11}\cos\varphi_{11} \\ -I_{11}\sin\varphi_{11} \end{bmatrix} \quad (14)$$

要滤除的正序交流分量可表示为:

$$\begin{bmatrix} i_{lp}(t) \\ i_{lq}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sum_{k=2}^{\infty} I_{1k}\cos[(k-1)\omega t + \varphi_{1k}] - \sum_{k=2}^{\infty} I_{2k}\sin[(k+1)\omega t + \varphi_{2k}] \\ -\sum_{k=2}^{\infty} I_{1k}\sin[(k-1)\omega t + \varphi_{1k}] - \sum_{k=2}^{\infty} I_{2k}\sin[(k+1)\omega t + \varphi_{2k}] \end{bmatrix} \quad (15)$$

对于负序, 只需将  $C_{32}$  中的第 2 列与第 3 列对调, 得到新的矩阵  $C_{32}'$ , 同样代入计算即可。联系式(12)~(15)可知, 将测得的相电流经  $C_{32}$  和  $C$  变换后通过合适的数字滤波器所得的直流分量, 可直接用于计算三相补偿导纳。

下面讨论利用 Matlab 软件确定滤波器参数, 设计合适的数字滤波器<sup>[4,5]</sup>。

我国工业用电中基波频率为 50 Hz, 考虑到对电弧炉等负荷进行补偿时普遍存在大量 2 次谐波, 则式(15)交流分量中的最小频率也为 50 Hz。采用 IIR 中的 3 阶 Elliptic 低通滤波器, 将截止频率设为 18, 这样可以有效滤除 50 Hz 的交流分量, 延时上也可基本满足实时性的要求。滤波器幅频响应见图 2。

### 3 算法仿真

采用 Matlab 软件对该算法进行仿真。仿真条

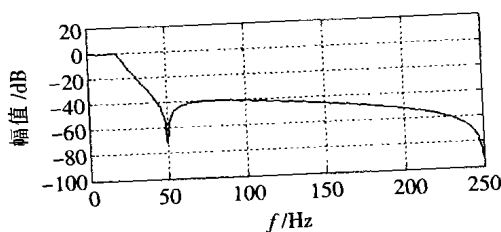


图 2 滤波器幅频响应

件: 检测到的负荷线电流中, 基波正序分量的有效值  $I_{11}=10$  A, 初相位  $\varphi_{11}=-\pi/3$ , 基波负序分量的有效值  $I_{21}=2$  A, 初相位  $\varphi_{21}=-\pi/6$ , 谐波只考虑 2, 5, 7 次, 有效值分别为 2, 1.8, 1.1 A, 每基波周期采样 10 次, 采样间隔为 2 ms。在 0.1 s 时, 基波正序分量的有效值由 10 A 变为 15 A, 基波负序分量的有效值由 2 A 变为 2.4 A。图 3 为未进行补偿时的线电流, 图 4 为补偿之后的基波线电流。

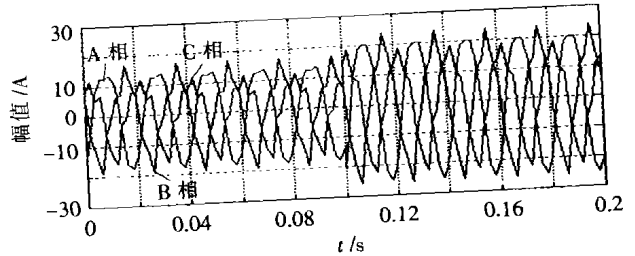


图 3 未进行补偿时的线电流

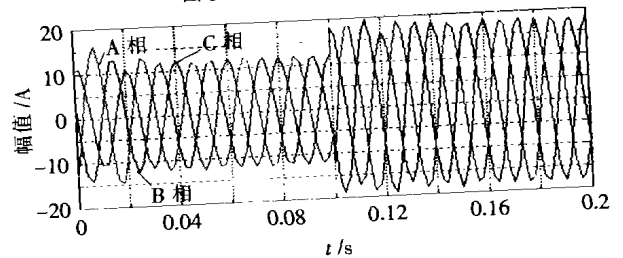


图 4 补偿之后的基波线电流

对比图 3 和图 4, 从补偿负荷的不平衡来看, 补偿前三相电流幅值差异明显, 补偿之后基本消除了基波负序分量, 获得了平衡的三相基波电流。从功率因数的校正来看, 设定补偿后的功率因数为 1, 那么补偿后的相电流应当与相电压同相位。设补偿前  $U_{ab}$  的相位角为 0, 则补偿后  $i_{ab}$  的相位角也应为 0。放大图 4, 以 A 相电流为例, 测得时间轴上每周期滞后 0.001 67 s, 按式(16)计算其相位角:

$$\varphi = (-0.001\ 67/0.02) \times 2\pi \approx -\pi/6 \quad (16)$$

考虑到三角形连接时线电流和相电流正好也存在  $\pi/6$  的相位差, 可知补偿后  $i_{ab}$  的相位角确实与  $U_{ab}$  的基本一致, 功率因数的补偿目的可以达到。从延时上看, 约在 20~30 ms, 基本上是数字滤波器产生的, 在不考虑负序基波或 2 次谐波的情况下, 重新设计合适的滤波器或采用其它的滤波方法还可进一步缩短延时, 增强补偿的实时性。

### 4 结语

与基于向量的补偿导纳算法相比较, 基于瞬时无功功率理论的算法更为简单。利用向量进行补偿导纳推导的算法一般先要对测量的电流值进行低通滤波以获得基波分量, 而后采样分别计算有效值和相位以得出电流向量, 这中间为消除干扰通常还需做一次平均值滤波, 再利用对称分量法计算出负荷电流的正负序分量, 最后代入补偿导纳的向量 (下转第 252 页)

和  $t_4=5.03$  ms 之间的电压噪声高一些。从图 4 中  $t=5.17$  ms 时的弧柱照片来看,此时虽然弧柱的亮度仍然很高,但  $t=5.17$  ms 时的弧柱形态与  $t=3.83$  ms 时的弧柱形态有所不同。 $t=3.83$  ms 时弧柱贯穿阴极和阳极之间的弧隙,而  $t=5.17$  ms 时阳极和阴极所发出的等离子体射流开始分离。文[4]的研究表明,当真空电弧处于阳极斑点模式时,如果阳极射流能够到达阴极或与阴极射流接触,则电弧电压噪声相对较小。这一结论与上述试验现象是相同的。

(6)图 3 中  $t_5=7.1$  ms 到电流半波结束这一段时间内,真空电弧逐渐从阳极斑点模式转变为扩散态,电弧电压逐渐减小。从图 4 中  $t=7.33$  ms 时的弧柱照片来看,弧柱亮度明显降低,电弧趋于扩散。

### 3.3 纵向磁场中大电流真空电弧的电弧电压和电弧形态

当加入纵向磁场时真空电弧的电弧电压与无纵向磁场时相比,电弧电压的平均值和电压噪声都明显减小。而且在纵向磁场中同一对触头在同样电流时多次试验的电弧电压和电弧形态的重复性要比无纵向磁场时好的多。笔者对杯状纵磁触头进行了试验,触头杯开 6 个斜槽( $17^\circ$ ),触头片上也开 6 个槽。图 5 为  $I_{\text{peak}}=11\ 617$  A 时的电弧电流和电压波形,图 6 为某些时刻的弧柱照片。

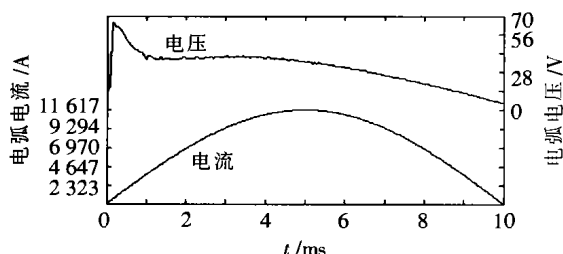


图 5 杯状纵磁触头的电弧电流和电压波形 ( $I_{\text{peak}}=11\ 617$  A)

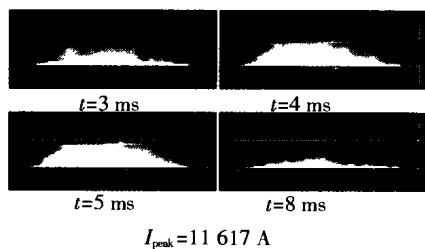


图 6 平板式触头弧柱形态照片(下面的电极为阴极)

(上接第 249 页) 表达式计算补偿导纳。而基于瞬时值的控制算法则可直接利用瞬时无功功率理论得出有功和无功分量,通过一次低通滤波后,将直流值直接代入补偿导纳的表达式计算即可,思路简单,计算量小。根据负荷电流的实际情况设计合适的滤波器还可进一步缩短延时,增强补偿的实时性。

### 参考文献:

- [1] 孙树勤. 无功补偿的矢量控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.

从图 6 来看,加入纵向磁场后弧柱亮度明显比无纵向磁场时低的多,而且电弧在阴极和阳极表面所占区域都明显增大,这体现了纵向磁场抑制电弧收缩的作用。从图 5 来看,加入纵向磁场后电弧电压的平均值比无纵向磁场时低的多,而且非常光滑,这体现了纵向磁场限制极间等离子体向弧隙外扩散及抑制阴极斑点向电极侧面运动的作用。

### 4 结语

(1)小电流真空电弧在无纵向磁场时的电弧电压噪声的突然升高与电弧在触头侧面的偏烧有直接的关系。

(2)大电流真空电弧的电弧电压平均值和电压噪声的增大与点状阳极斑点的形成有直接的关系。

(3)大电流真空电弧的电弧电压平均值增大,但电压噪声的明显降低标志着电弧在阳极斑点模式稳定燃烧。

(4)大电流真空电弧处于阳极斑点模式时,如果阳极射流能够到达阴极或与阴极射流接触,则电弧电压噪声明显低于阳极射流与阴极射流分开时的电压噪声。

(5)纵向磁场可以抑制阴极斑点向触头侧面的运动,可以抑制弧柱的收缩,增大电弧对触头表面的利用率,在纵向磁场的作用下电弧电压的平均值及其噪声显著减小。

### 参考文献:

- [1] 王季梅. 真空开关理论及其应用 [M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1986.
- [2] 张节容, 钱家骊, 王伯瀚. 高压电器原理和应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1989.
- [3] R Fischer. Investigations into Anode Spot Formation of Switching Arcs in Vacuum [M]. Dissertation, Rheinisch-westfalischen Tech. Hoch., Aachen, 1985.
- [4] L P Harris. Small-scale Anode Activity in Vacuum Arcs [J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 1982, 10(3): 173-180.

作者简介:史宗谦(1975-),男,博士研究生,主要从事真空电弧理论和真空开关领域纵向磁场应用方面的研究工作。

- [2] T J 米勒. 电力系统无功功率控制 [M]. 北京: 水利电力出版社, 1990.
- [3] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [4] 姚天任, 江太辉. 数字信号处理 [M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 2000.
- [5] 邹鲲, 袁俊泉, 龚享钦. Matlab 6.X 信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.

作者简介:范瑞祥(1977-),男,湖南省湘潭人,硕士研究生,研究方向为电力系统谐波抑制和无功补偿。