

基于相位叠加原理的有源滤波器谐波指令新算法及控制

彭晨光, 王瑞闯, 刘连光

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 具有移相变压器的交交变频器运行中功率因数较低且产生丰富的谐波, 采用多套并联型有源滤波器分别在变压器各套移相副边进行有源滤波和无功补偿。在瞬时无功功率算法的基础上利用移相变压器副边谐波在原边可以叠加的特点, 提出将变压器各副边谐波指令叠加的算法推算原边需要补偿的谐波指令, 剔除掉在变压器原边通过反相位叠加而抵消的副边某些谐波分量, 不必再在副边用有源电力滤波器补偿它们, 从而减小了补偿容量。同时, 在逆变器出线串联电容以降低有源滤波器直流侧电容工作电压。PSCAD/EMTDC 软件仿真结果证实了新算法和降压控制的正确性。

关键词: 移相变压器; 相位叠加; 有源滤波器; 电容

A novel approach to extracting harmonic instruction and its control of the active power filter based on phase superposition theory

PENG Chen-guang, WANG Rui-chuang, LIU Lian-guang

(Dept of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: The AC to AC frequency converter which contains phase-shifting transformer has a low power factor and produces rich harmonics in operation, the harmonics and reactive power are compensated respectively from the secondary phase-shifting windings by several shunt APF (active power filter) in practical projects. Taking advantage of the harmonics in the secondary side of the transformer can be counteracted in the primary side, this paper introduces harmonic superposition algorithm to add the transformer secondary harmonic instructions together and calculates the primary harmonics instruction on the basis of instantaneous reactive power theory, so as to omit the harmonics which can be counteracted and avoid the compensation in the secondary side by APF, which reduces compensation capacitance. Meanwhile, series capacitor in the inverter outline can decrease DC side capacitor voltage of the active power filter. The simulation results of PSCAD/EMTDC software have justified the new algorithm and voltage depressing control.

Key words: phase-shifting transformer; harmonic superposition; active power filter; capacitor

中图分类号: TM71 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)02-0050-05

0 引言

直趋式 2 MW 风力发电变流器采用大功率晶闸管交交变频技术, 在实际工程中能够非常有效地节约成本; 然而交交变频电路输入电流谐波分量非常复杂, 其谐波特点要求采取并联型有源电力滤波器对其进行有源滤波及无功补偿。

在滤波器谐波检测理论算法的选取上, 可供选择的方法有多种, 如基于鉴相原理的瞬时检测法^[1]、基于自适应干扰抵消原理的自适应检测法^[2]、基于神经网络的自适应检测法^[3-4]和基于小波变换的谐波电流检测法^[5]。鉴于有源滤波器工作环境电压畸变较大, 要求谐波检测技术解决电网电压畸变、不对称等带来的检测误差问题。相对而言, 基于瞬时无功功率理论^[6]的电流检测已

趋于成熟, 装置研发时选用基于该理论的算法提取谐波指令。

研发过程中根据装置中移相变压器的各组副边谐波穿越变压器后在原边能够叠加的特点, 在提取负载谐波指令时, 对变压器各副边原始谐波指令进行叠加, 以缩减补偿容量、使装置小型化、降低成本及损耗。

1 针对移相变压器有源滤波的关键技术

1.1 补偿容量的优化

本风力发电变流器的设计方案采用成本较常规 IGBT 低得多的晶闸管进行交交变频。风机通过移相变压器三组依次移相 20° 的副边交交变频后向电网输送电能, 移相变压器原边运行在 6 kV 系统, 变压器及交交变频逆变器部分如图 1 所示。

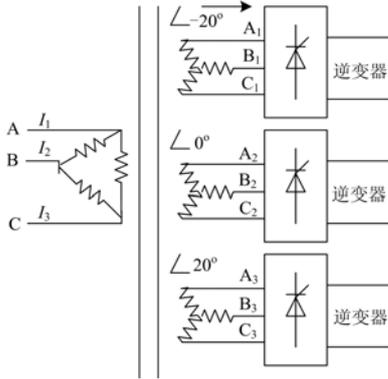


图1 移相变压器简图

Fig.1 Diagram of phase-shifting transformer

研发方案采用三台有源滤波器分别并联在移相变压器副边及交交变频器的逆变器之间对变频器运行中产生的无功及谐波进行补偿。如果变压器副边的每台滤波器各自补偿所在副边变频器产生的谐波, 这样会造成补偿容量的浪费, 因为变压器三组副边的某些谐波在原边侧能够反相位叠加而抵消。为能有效地利用移相变压器副边谐波在原边可叠加的优点, 在提取负载谐波指令时, 先经瞬时无功功率算法检测出变压器各副边的原始谐波兼无功指令, 然后经谐波叠加推算出原边真正需要补偿的新指令, 最终将叠加后的新指令重新分配到副边中去补偿。由于逆变器吸收无功, 电流正方向定为由变压器副边指向风机。

1.2 移相变压器原始指令叠加

设第 i 套副边无功、谐波指令为:

$$\begin{cases} i_{ai} = i_{aif} + \sum_{n=2}^{\infty} (i_{ain}^+ + i_{ain}^-) \\ i_{bi} = i_{bif} + \sum_{n=2}^{\infty} (i_{bin}^+ + i_{bin}^-) \\ i_{ci} = i_{cif} + \sum_{n=2}^{\infty} (i_{cin}^+ + i_{cin}^-) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{ain}^+ = I_{in}^+ \cos(n\omega t + \phi_{in}^+) \\ i_{bin}^+ = I_{in}^+ \cos(n\omega t - 2\pi/3 + \phi_{in}^+) \\ i_{cin}^+ = I_{in}^+ \cos(n\omega t + 2\pi/3 + \phi_{in}^+) \\ i_{ain}^- = I_{in}^- \cos(n\omega t + \phi_{in}^-) \\ i_{bin}^- = I_{in}^- \cos(n\omega t + 2\pi/3 + \phi_{in}^-) \\ i_{cin}^- = I_{in}^- \cos(n\omega t - 2\pi/3 + \phi_{in}^-) \\ I_{aif} = I_i \cos(\omega t - \pi/2 + \theta_i) \\ I_{bif} = I_i \cos(\omega t - 2\pi/3 - \pi/2 + \theta_i) \\ I_{cif} = I_i \cos(\omega t + 2\pi/3 - \pi/2 + \theta_i) \\ u_{ai} = U_i \cos(\omega t + \theta_i) \end{cases} \quad (2)$$

式中: ωt 为高压侧 a 相基波电压相位; θ_i 分别为第

i 套副边超前原边的角度; I_{ai} 、 I_{bi} 、 I_{ci} 分别表示由瞬时无功功率算法提取的变压器各副边三相无功兼谐波电流指令; 下标 n 表示 n 次谐波分量, I_{in}^+ 、 I_{in}^- 、 ϕ_{in}^+ 、 ϕ_{in}^- 分别为第 i 套副边 n 次正、负序谐波电流幅值、相对高压侧基波电压的相角。

三台有源滤波器同步电压的测点选在变压器原边。由于变压器副边相对原边有相移, 各副边电流于所在副边坐标系 dq 变换时需要加入移相环节, 其 Park 变换矩阵为:

$$P_i = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) & \cos(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t + \theta_i) & -\sin(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

将指令电流于变压器所在副边进行 Park 变换:

$$\begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} = P_i \begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} I_i \cos(-\frac{\pi}{2}) \\ I_i \sin(-\frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^+ \cos[(n-1)\omega t + \phi_{in}^+ - \theta_i] \\ \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^+ \sin[(n-1)\omega t + \phi_{in}^+ - \theta_i] \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^- \cos[(n+1)\omega t + \phi_{in}^- + \theta_i] \\ \sum_{n=2}^{\infty} -I_{in}^- \sin[(n+1)\omega t + \phi_{in}^- + \theta_i] \end{bmatrix} \quad (4)$$

将副边三套 I_{di} 、 I_{qi} 、 I_{oi} 相加后除以变压器变比 k , 得原边应该补偿的电流指令分量 I_d 、 I_q 、 I_0 。

$$\begin{cases} I_d = \sum_{i=1}^3 I_{di} / k = \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 I_i \cos(-\frac{\pi}{2}) + \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^+ \cos[(n-1)\omega t + \phi_{in}^+ - \theta_i] + \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^- \cos[(n+1)\omega t + \phi_{in}^- + \theta_i] \\ I_q = \sum_{i=1}^3 I_{qi} / k = \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 I_i \sin(-\frac{\pi}{2}) + \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^+ \sin[(n-1)\omega t + \phi_{in}^+ - \theta_i] - \frac{2}{3k} \sum_{i=1}^3 \sum_{n=2}^{\infty} I_{in}^- \sin[(n+1)\omega t + \phi_{in}^- + \theta_i] \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)知, 三套副边的基波无功指令为常数, 基波无功电流指令在变压器原边同相位叠加, 不能互相抵消; 而三组副边谐波之间由于存在相位差, 在原边可以互相抵消一部分。

以移相 0° 副边谐波电流为参考, n 次谐波在移相变压器原边叠加时, 移相 -20° 、 20° 的副边与移相 0° 副边同频正序谐波相位差:

$$(\phi_{1n}^+ - \theta_1) - (\phi_{2n}^+ - \theta_2) = (\phi_{1n}^+ - \phi_{2n}^+) + (\theta_2 - \theta_1) = -20n + 20$$

$$(\phi_{3n}^+ - \theta_3) - (\phi_{2n}^+ - \theta_2) = (\phi_{3n}^+ - \phi_{2n}^+) + (\theta_2 - \theta_3) = 20n - 20 \quad (6)$$

同频负序谐波相位差:

$$(\phi_{1n}^- + \theta_1) - (\phi_{2n}^- + \theta_2) = (\phi_{1n}^- - \phi_{2n}^-) + (\theta_1 - \theta_2) = -20n - 20$$

$$(\phi_{3n}^- + \theta_3) - (\phi_{2n}^- + \theta_2) = (\phi_{3n}^- - \phi_{2n}^-) + (\theta_3 - \theta_2) = 20n + 20 \quad (7)$$

以常规 5、7 次谐波为例, 5 次谐波为负序分量, 三组副边相位依次相差: -120° 、 0° 、 120° ; 7 次谐波为正序分量, 三组副边相位依次相差 -120° 、 0° 、 120° ; 副边功率平衡时这些谐波几乎可以完全抵消。这与理论分析的原边电流的合成谐波电流结论相符^[7]。

1.3 移相变压器副边电流指令的分配

将原边叠加后的新指令移相后平均分配到三副边, 该指令即为每组副边的新指令:

$$\begin{bmatrix} I_{ai} \\ I_{bi} \\ I_{ci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) & -\sin(\omega t + \theta_i) & 1 \\ \cos(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{kI_d}{3} \\ \frac{kI_q}{3} \\ \frac{kI_0}{3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: I_{ai} 、 I_{bi} 、 I_{ci} 表示谐波叠加后重新分配到各套副边的谐波、无功电流新指令。

2 电容降压控制

逆变器运行时交流侧同时存在基波电压和谐波电压, 如果能够把基波电压分离出来, 使逆变器仅承受谐波电压或者谐波电压及部分基波电压, 这样在器件选型时, 可以选择价格低得多的低耐压型的 IGBT。在传统并联型有源滤波器出线电感与变压器

副边间串联适当的电容即可实现, 如图 2 所示。

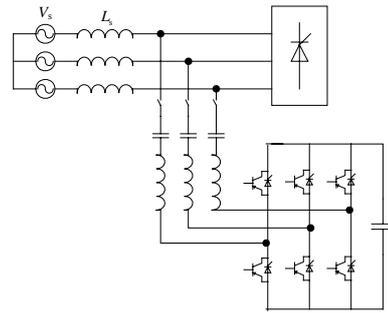


图 2 串联电容式有源滤波器
Fig.2 APF with series capacitor

现将逆变器直流电容电压控制在较低值, 使调制后的逆变器出口基波相电压低于电网电势。由于滤波电感压降较小, 变压器副边电势与逆变器出口之间的电势差基本作用在电容上, 该电势差产生的无功电流作为指令中的无功分量对变频器进行补偿。设补偿电流参考方向为变压器副边指向逆变器, 变压器某副边单相电压、补偿电流指令、电容压降为:

$$\begin{cases} u(t) = U \sin \omega t \\ i_{ci}(t) = \sqrt{2}I_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \\ u_{ci}(t) = \frac{1}{j\omega c} (\sqrt{2}I_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \phi_n)) \end{cases} \quad (9)$$

则电容与电感连接处的电位 u_k 为:

$$\begin{aligned} u_k &= u(t) - u_{ci}(t) = \\ &= U \sin \omega t - \frac{1}{j\omega c} (\sqrt{2}I_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \phi_n)) = \\ &= U \sin \omega t - \frac{1}{\omega c} \sqrt{2}I_1 \sin \omega t - \frac{1}{jn\omega c} \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)知, 随着基波无功电流指令 I_1 的逐渐增大, u_k 的基波分量 $U \sin \omega t - \frac{1}{\omega c} \sqrt{2}I_1 \sin \omega t$ 幅值逐渐减小, 由大于零逐渐减小至零, 然后反向增大; 同时, 图 3 中幅值较大曲线所示逆变器出口的基波电势与幅值较小曲线所示变压器副边电势由同相变为反相。当逆变器出口基波电势与变压器副边电势同相位且幅值最大时, 无功补偿最小; 反相位且幅值最大时, 无功补偿最大。

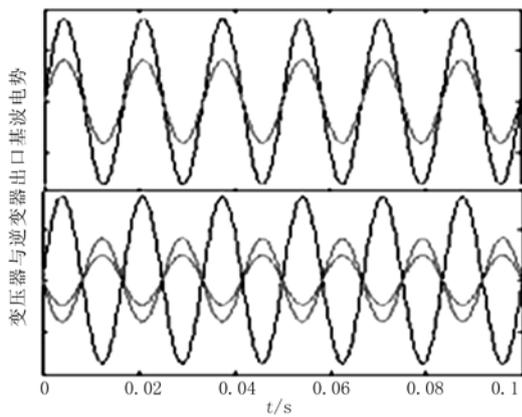


图3 变压器副边和逆变器出口基波电势

Fig.3 Fundamental potential of the transformer secondary side and inverter outlet

设 U_{dl} 为直流电容工作电压、经三角载波调制后的逆变器出口基波相电压峰值为 $U_{dl}/2$ ，此时最小、最大补偿无功分别为 Q_1 、 Q_2 ：

$$Q_1 = (U/\sqrt{2} - U_{dl}/2/\sqrt{2})^2 / (\frac{1}{\omega c} - \omega l) = (U/\sqrt{2} - U_{dl}/2\sqrt{2})^2 \cdot \omega c / (1 - \omega^2 l c) \quad (11)$$

$$Q_2 = (U/\sqrt{2} + U_{dl}/2/\sqrt{2})^2 / (\frac{1}{\omega c} - \omega l) = (U/\sqrt{2} + U_{dl}/2\sqrt{2})^2 \cdot \omega c / (1 - \omega^2 l c) \quad (12)$$

当要补偿的无功低于 Q_1 或大于 Q_2 时会分别引起对系统的无功过补偿及欠补偿；选择串联电容大小及直流电容工作电压 U_{dl} 时，须依据工程的无功变化范围而定。

3 有源滤波器仿真

采用 PSCAD/EMTDC 软件进行仿真。移相变压器容量 2.6 MVA，变压器原边电压 6.3 kV，副边电压 0.825 kV，短路阻抗 8.5%，副边无功电流有效值波动范围为 300~600 A；滤波器出线电感 0.35 mH，直流侧薄膜电容 12 000 μ F，交流侧串联薄膜电容 3 500 μ F，滤波器内部选择最高耐压为 1700 V 的 IGBT，滤波器直流电容工作电压控制在 1 000 V；三台滤波器均采用频率为 5 kHz 的三角载波双极性调制^[8]、直流电容电压、交流补偿电流均采用跟踪闭环控制^[9]。三台有源滤波器的控制参数相同，电流环比例系数 50，积分系数 1 000；电压环比例系数 0.266，积分系数 3.33。

仿真得移相 -20° 副边 A 相电流波形如图 4 所示，对其提取谐波和无功分量，得图 5 幅值较大曲

线所示电流，经叠加算法推算的该副边新指令为图 5 幅值较小曲线所示电流。对比可知新指令幅值明显低于原始指令，有时瞬时值相差至数百安，这充分减小了有源滤波器谐波补偿容量。

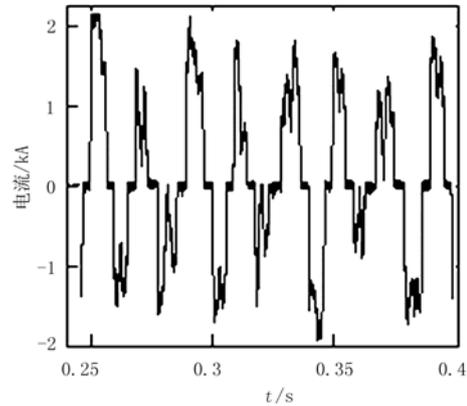


图4 变压器副边 A 相电流波形

Fig.4 Transformer secondary current waveform of phase A

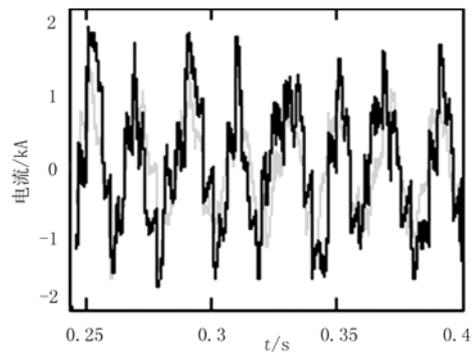


图5 变压器副边 A 相叠加前后的指令

Fig.5 Transformer secondary instruction current of phase A without and with harmonic superposition

叠加运算后的指令电流突变量 di/dt 有所减小，减少了指令电流突变时对元器件的冲击；提高了设备的安全性。未补偿时，移相变压器原边电流波形如图 6 上半部分所示，畸变非常明显，其谐波畸变率在 23%~35%间波动；滤波器投入运行后变压器原边的电流如图 6 下半部分所示，电流幅值减小且波形趋向正弦波，谐波畸变率降至 3%~5%（如图 7 所示），电能质量有了明显提高。

直流电容电压以 PI 调节器控制^[10-11]采取降压措施后，运行波形如图 8 所示，工作电压逐渐稳定到给定值 1 000 V。若装置不采用交流出线串联电容降压控制，直接进行空间矢量调制直流电容至少要运行在变压器副边相电压峰值的 2 倍即 1 338 V 以上才能维持较理想的滤波效果。

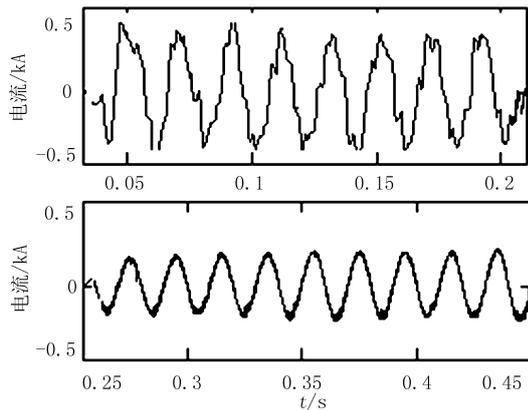


图6 变压器原边补偿前后电流

Fig.6 Transformer primary current waveform without and with compensation

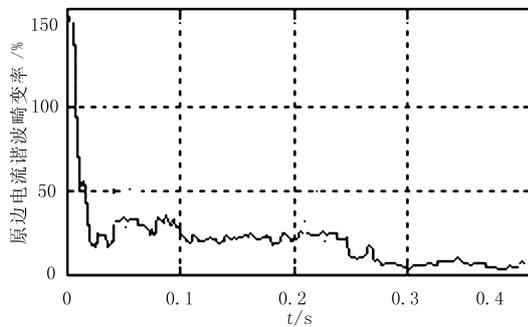


图7 变压器原边电流谐波畸变率

Fig.7 THD of transformer primary current

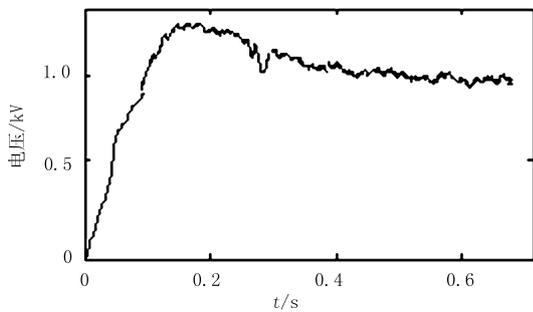


图8 直流电容电压

Fig.8 Voltage of DC side capacitor

4 结论

基于瞬时无功功率原理的谐波相位算法有效地减小了移相变压器副边的谐波补偿容量。在一定的无功功率补偿范围之内，串联电容方案降低了有源滤波器直流侧电容及 IGBT 元件工作电压，并获得良好的滤波效果。

相对于传统并联型有源滤波器补偿方案，基于相位叠加原理的指令算法难度并无增大，补偿效果良好，只是在硬件编程实现上增加了关于谐波叠加

及新指令的重新分配，程序耗时稍微增加。

参考文献

[1] 余健明, 同向前. 瞬时谐波电流检测方法的动静态特性分析[J]. 电力电子技术, 1999, (2): 15-17.
YU Jian-ming, TONG Xiang-qian. Analysis of the Static and Dynamic Characters of Instantaneous Harmonic Current Detecting Method[J]. Power Electronics, 1999, (2): 15-17.

[2] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 两种谐波电流检测方法的比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 80-84.
DAI Chao-bo, LIN Hai-xue, LEI Lin-xu. A Study on The Comparison of Two Harmonic Current Detecting Method[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 80-84.

[3] 高大威, 孙孝瑞, 陈宇. 一种谐波和无功电流检测的新方法[J]. 现代电力, 2000, (1): 65-68.
GAO Da-wei, SUN Xiao-ru, CHEN Yu. A New Detecting Approach of Harmonic and Reactive Current[J]. Modern Electric Power, 2000, (1): 65-68.

[4] 高大威, 孙孝瑞. 基于神经网络的用于有源滤波器的电流检测[J]. 电网技术, 2000, 24(1): 72-75.
GAO Da-wei, SUN Xiao-ru. An Adaptive Detecting Approach of Currents Based on Neural Network for Active Power Filter[J]. Power System Technology, 2000, (1): 72-75.

[5] 吴军基, 刘皓明, 孟绍良, 等. 小波滤波器在电力系统谐波检测中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 1999, (1): 50-53.
WU Jun-ji, LIU Hao-ming, MENG Shao-liang, et al. Application of Wavelet Filter in Harmonic Wave Detection of Power System[J]. Proceedings of the EPSA, 1999, (1): 50-53.

[6] 杨君, 王兆安, 邱关源. 不对称三相电路谐波及基波负序电流实时检测的方法研究[J]. 西安交通大学学报, 1996, (3): 96-99.
YANG Jun, WANG Zhao-an, QIU Guan-yuan. A Study on Real-time Detecting Method for Harmonic and Fundamental Negative Sequence Currents in Unbalanced Three-phase Circuits[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 1996, (3): 96-99.

[7] 刘颖. 高压大功率变频器谐波分析(硕士学位论文)[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.37-40.

[8] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.151-161.

[9] 唐新, 罗安, 涂春鸣. 基于递推积分 PI 的混合型有源电力滤波器电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 38-41.
TANG Xin, LUO An, TU Chun-ming. Recursive Integral PI for Current Control of Hybrid Active Power Filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 38-41.

(下转第 78 页 continued on page 78)

负载率 $\beta_j = \sqrt{\frac{\Delta P_0}{\Delta P_K}} \cdot \left(\frac{U}{U_N}\right)^2$, 经济运行效率

$\eta_j = 1 - \frac{2\sqrt{\Delta P_0 \Delta P_K}}{S_N \cos \varphi}$ 。从算例中可以看出, SFSL₁—

20000/110 型三圈变压器经济负荷率为 60.7%, 经济运行效率为 99.1%, 当负荷率为 95%时, 其实际运行效率为 99%, 说明三圈变压器的运行效率是相当高的。

参考文献

[1] 胡景生. 变压器效能与节电技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.100-138.
HU Jing-sheng. Efficient of Transformer and Technique of Saving Electricity[M]. Beijing: China Machine Press, 2007.100-138.

[2] 王亚忠. 双绕组变压器经济负载系数研究[J]. 继电器, 2008, 36 (17): 60-61.
WANG Ya-zhong. Research on Economy Load Factor of Two-winding Transformer[J]. Relay, 2008, 36(17): 60-61.

[3] 杜文学. 电力系统[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.269-270.
DU Wen-xue. Electric Power Systems[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2007.

[4] 黄静. 电力系统[M]. 北京: 中国电力出版社, 2002.145-146.
HUANG Jing. Electric Power Systems[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2002.145-146.

[5] 虞忠年, 陈星莺, 刘昊. 电力网电能损耗[M]. 北京: 中国电力出版社, 2000.
YU Zhong-nian, CHEN Xing-ying, LIU Hao. Electric Energy Loss of the Electric Power Network[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2000.

[6] 王锡凡, 方万良, 杜正春, 等. 现代电力系统分析[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
WANG Xi-fan, FANG Wan-liang, DU Zheng-chun, et al.

Analysis of Modern Power System[M]. Beijing: Science Press, 2003.

[7] 万千云, 赵智勇, 万英. 电力系统运行技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
WAN Qian-yun, ZHAO Zhi-yong, WAN Ying. Operating Technical of Power System[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2007.

[8] 方大千. 变压器速查速算手册[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2004.
FANG Da-qian. The Quick Check and Calculate Handbook [M]. Beijing: China Water Power Press, 2004.

[9] 雷铭. 电力网降损节能手册[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
LEI Ming. Downward Loss and Save Energy Handbook of the Transmission Network[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2005.

[10] 全德生, 金盛. 供电企业电能损耗与无功管理手册[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
QUAN De-sheng, JIN Sheng. The Electrical Energy Loss and Reactive Power Mmanagement Handbook of the Power Supply Company[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2005.

[11] 许业清. 实用节电技术[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1990.116-158.
XU Ye-qing. Practical Technology of Saving Electricity[M]. Hefei: University of Science and Technology of China Press, 1990.116-158.

收稿日期: 2009-02-09; 修回日期: 2009-03-19
作者简介:

王亚忠 (1959-), 男, 主要从事电力职业技术教育和电力系统研究; E-mail: wangyz1959@126.com
单晓红 (1961-), 女, 本科, 实验师, 主要从事电力职业技术实验、实训教学和电气测量数据分析的研究;
李伟祥 (1958-), 男, 本科, 工程师, 主要从事电力职业技术实训教学和电气设备检修和运行的研究。

(上接第 54 页 continued from page 54)

[10] 杨君, 王兆安, 邱关源. 并联电力有源滤波器直流侧电压的控制[J]. 电力电子技术, 1996, (4): 48-51.
YANG Jun, WANG Zhao-an, QIN Guan-yuan. DC-side Voltage Control of Shunt Active Power Filter[J]. Power Electronics, 1996, (4): 48-51.

[11] Hideaki Fujita, Shinji Tominaga, Horifumi Akagi. Analysis and Design of DC Voltage-controlled Static Var Compensator using Quad-series Voltage-source Inverters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1996, 32 (4): 970-979.

收稿日期: 2009-02-21; 修回日期: 2009-05-30
作者简介:

彭晨光 (1981-), 男, 硕士, 主要研究方向为有源电力滤波器及配电网无功补偿; E-mail: pengchenguang@sohu.com
王瑞闯 (1983-), 男, 硕士, 主要研究方向为电力设备在线监测与故障诊断;
刘连光 (1954-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力系统运行、分析与控制等方面的研究工作。