

谐波对感应式电能表影响的新进展

韩冰, 李和明, 许伯强

(华北电力大学 电力工程系, 河北 保定 071003)



摘要: 评述了谐波对感应式电能表性能影响这一课题在理论分析和实际检验方面的工作, 由于现有的误差模型未能反映线路磁阻随频率变化, 未能区分电压、电流工作磁通和非工作磁通, 仅将谐波功角偏移归于相位调整线圈的调整作用, 所以本文在磁路分析的基础上, 推导了形成电能表转矩的电压、电流工作磁通, 推导了感应型电能表计量误差的数学模型, 简要分析了计量误差的成因。

关键词: 谐波; 感应式电能表; 数学模型; 磁路

中图分类号: TM933.4 文献标识码: B 文章编号: 1001-1390(2005)02-0013-04

The New Improvement for the Effect of Harmonic on Induction Watt-hour Meter

HAN Bing, LI He-ming, XU Bo-qiang

(Department of Electrical Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, Hebei, China)

Abstract: At first, we review the background about the effect of harmonics on induction Watt-hour meter in theoretical analysis as well as practical test. Previous model attributes to the harmonics power angle to regulation of phase adjusting loop, without reflecting circuit magnetic resistance variation with frequency and differentiating effective flux with ineffective flux. Therefore, based on the analysis of magnetic circuit, this paper deduces voltage and current effective flux which forms the torque of Watt-hour meter and establishes a mathematical model on registration error of induction Watt-hour meter. At last, this paper shows some light on registration error of induction Watt-hour meter.

Key words: harmonics; induction Watt-hour meter; mathematical model; magnetic circuit

0 引言

感应式电能表设计制造时只能保证在工频附近很窄的频带范围内, 且在纯正弦波形下才有最佳的工作性能。但近年来, 由于电网中大量使用了非线性负载, 导致电网谐波污染越来越严重, 因此人们对感应式电能计量误差问题非常关注。

国内外大部分文章多建立在电能计量误差测试, 试验结果分析上, 文献[1]~[4]介绍了相控、畸波等的影响; 文献[5]、[6]在忽略圆盘等效感抗时对测量误差进行了分析; 文献[7]、[8]对于高次谐波电压电流情况下引起的误差进行了更精确的分析; 文献[9]用矢量分析方法对感应式电能表的转矩进行了分析; 文献[10]给

出了一个较精确的电能表解析模型, 但并未区分工作磁通和非工作磁通; 文献[11]对文献[10]计量误差模型进行了分析和验证。本文将模型推导建立在磁路分析基础上, 比较符合感应式有功电能表原理。

1 感应式电能表误差模型

1.1 假设条件

(1) 转盘和轻载补偿线圈回路的电流在空气隙中产生的磁通相对较小, 其对电压、电流工作磁通的影响可忽略不计;

(2) 忽略由铁芯损耗引起的电压、电流磁通相对于各自励磁电流的轻微滞后;

(3) 电压、电流工作磁通在转盘中引起的涡流所

经路径上的等效阻抗相等；

(4)电压和电流中不含直流量；

(5)轻载补偿线圈完全补偿了转盘的机械摩擦力；

(6)电压、电流磁路具有饱和特性,工作磁通中三次和五次谐波是引起误差的主要因素；

(7)电压线圈为非纯感性,阻抗角随频率而变；

(8)相位调整线圈具有调整作用；

(9)转盘具有电感效应。

1.2 电流元件

感应式电能表中电流元件结构和元件磁路如图1、图2。

图2中 Z_0 为工作磁通 Φ_i 和非工作磁通 Φ_s 公共路径上的铁芯复磁阻; Z_T 为调整线圈的复磁阻; Z_{cu} 为铜片的复磁阻; X_L 为非工作磁通 Φ_s 路径的气隙磁阻; X_U 为工作磁通 Φ_i 路径的气隙磁阻; Z_D 为工作磁通 Φ_i 路径上转盘的复磁阻; Φ_{10} 为总磁通; Φ_s 为非工作磁通; F_i 为电流磁路的总磁势; $N\omega_i$ 为电流线圈匝数。

设通过电流线圈的电流为

$$i = \sum_{h \geq 1} I_h \cos(h\omega t - \theta_{ih}) \quad (1)$$

电流在线圈周围建立起磁场,其中穿过转盘的工作磁通为

$$\begin{aligned} \varphi_i &= \sum_{h \geq 1} \frac{I_h W_i}{\Psi_{ih}} \cos(h\omega t - \theta_{ih} - \alpha_{ih}) \\ &= \sum_{h \geq 1} \Phi_{ih} \cos(h\omega t - \gamma_{ih}) = \sum_{h \geq 1} \varphi_{ih} \end{aligned} \quad (2)$$

式中 $\Psi_{ih} = \sqrt{X_{ih}^2 + Y_{ih}^2}$ 为工作磁通路径的磁阻,其中 X_{ih} 为有功磁阻, Y_{ih} 为无功磁阻, W_i 为电流线圈的匝数, $\alpha_{ih} = \arctan \left[\frac{Y_{ih}}{X_{ih}} \right]$ 为工作磁通滞后电流 i 的角度,即

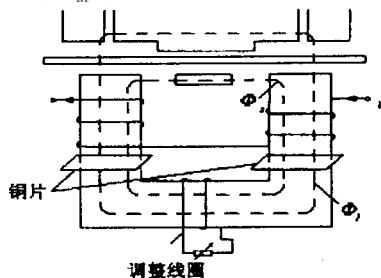


图1 电流元件结构示意图

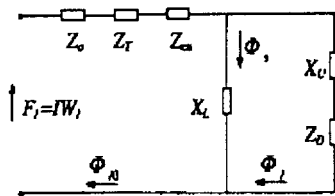


图2 电流元件磁路图

损耗角。

由于电流铁芯线圈磁饱和特性较弱,以及过载分磁板的补偿作用,当功率因数接近1时,基波电流产生的等效附加谐波电流可忽略如图3。

电流工作磁通大小随谐波次数的变化如图3;其损耗角随谐波次数的变化如图4。

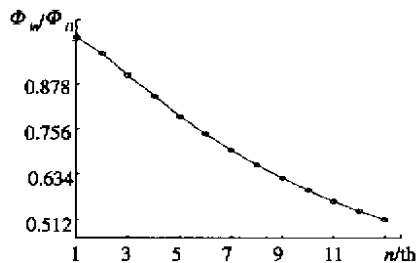


图3 电流工作磁通的大小随谐波次数的变化

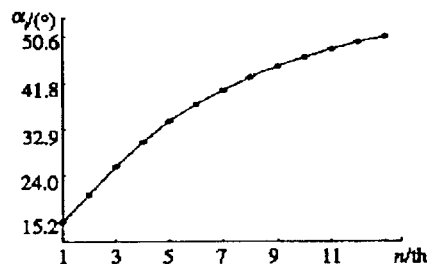


图4 电流工作磁通的损耗角随谐波次数的变化

1.3 电压元件

电流元件的简化等效磁路如图5所示,图5中 Z_{0v} 为总磁通路径上的铁芯复磁阻; X_L 为非工作磁通路径上的有功磁阻; X_U 为工作磁通路径上的有功磁阻; Y_U 为工作磁通路径上的无功磁阻; Φ_{10} 为总磁通; Φ_U 为工作磁通; Φ_L 为非工作磁通。

设电压为

$$u = \sum_{h \geq 1} U_h \cos(h\omega t - \theta_{uh}) \quad (3)$$

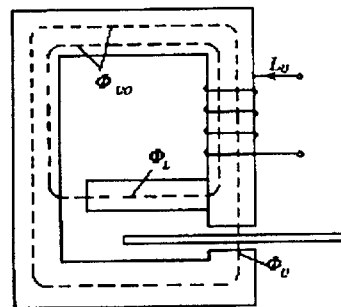


图5 电压元件的结构

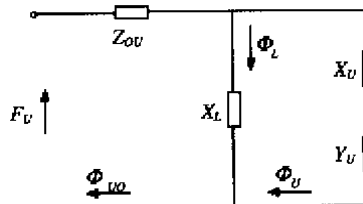


图6 电压元件的磁路

则电压线圈中的电流为

$$i_u = \sum_{h \geq 1} \frac{U_h}{Z_{uh}} \cos(h\omega t - \theta_{uh} - \beta_{uh}) \quad (4)$$

式中 $Z_{uh} = \sqrt{R_{uh}^2 + (\omega L_{uh})^2}$ 为电压线圈的阻抗, $\beta_{uh} = \arctan\left(\frac{\omega L_{uh}}{R_{uh}}\right)$ 为电压线圈的阻抗角。电流 i_u 在电压线

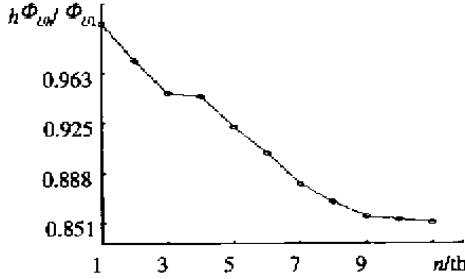


图7 随谐波次数的变化

圈的周围建立起磁通,其中穿过转盘的工作磁通为

$$\begin{aligned} \varphi_u &= \sum_{h=1} \frac{U_h W_u}{Z_{uh} \Psi_{uh}} \cos(h\omega t - \theta_{uh} - \alpha_{uh} - \beta_{uh}) \\ &= \sum_{h \geq 1} U_h \delta_{uh} \cos(h\omega t - \gamma_{uh}) \\ &= \sum_{h \geq 1} \Phi_{uh} \cos(h\omega t - \gamma_{uh}) \\ &= \sum_{h \geq 1} \varphi_{uh} \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $\Psi_{uh} = \sqrt{X_{uh}^2 + Y_{uh}^2}$ 为工作磁通路径的磁阻,其中 X_{uh} 为有功磁阻, Y_{uh} 为无功磁阻, W_u 为电压线圈的匝数, $\alpha_{uh} = \arctan\left(\frac{Y_{uh}}{X_{uh}}\right)$ 为工作磁通滞后电流的角度。

实际上,由于电压铁芯线圈的磁饱和特性,工作磁通和励磁电流之间的关系并不是线性的,可表示为

$$\varphi_u' = \alpha_{u1} \varphi_u - \alpha_{u3} \varphi_u^3 \quad (6)$$

将式(5)代入式(6)并展开,可得(忽略小值项和不同频率之间的乘积)

$$\varphi_{u1}' = \Phi_{u1} \left(\alpha_{u1} - \frac{3}{4} \alpha_{u3} \varphi_{u1}^2 \right) \cos(\omega t - \gamma_{u1}) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{uh}' &= \Phi_{uh} \left(\alpha_{u1} - \frac{3}{2} \alpha_{u3} \varphi_{u1}^2 \right) \cos(h\omega t - \gamma_{uh}) \\ &= \Phi_{uh}' \cos(h\omega t - \gamma_{uh}) \end{aligned} \quad (8)$$

显然,基波电压工作磁通几乎不受谐波电压的影响,谐波电压工作磁通略有减少,这取决于基波电压的大小和电压线圈的磁饱和程度,而基波电压和线圈的磁饱和程度一般是稳定的,因此谐波电压工作磁通按固定比例减少。

由于电压线圈的磁饱和特性,还存在由基波电压产生的3次和5次谐波磁通,称为附加3次和5次谐波磁通,相当于电压线圈存在3次和5次谐波电压,把这种电压称为附加的3次谐波电压和5次谐波电压。那么,3次谐波电压和5次谐波电压工作磁通应表示为

$$\begin{aligned} \varphi_{u3}' &= \Phi_{u3} \left(\alpha_{u1} - \frac{3}{2} \alpha_{u3} \varphi_{u1}^2 \right) \cos(3\omega t - \gamma_{u3}) + \varphi_{u3a} \\ &= \Phi_{u3}' \cos(3\omega t - \gamma_{u3}') \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{u5}' &= \Phi_{u5} \left(\alpha_{u1} - \frac{3}{2} \alpha_{u3} \varphi_{u1}^2 \right) \cos(5\omega t - \gamma_{u5}) + \varphi_{u5a} \\ &= \Phi_{u5}' \cos(5\omega t - \gamma_{u5}') \end{aligned} \quad (10)$$

式中

$$\begin{aligned} \varphi_{u3a} &= U_{3a} \delta_{u3} \cos(3\omega t - \theta_{u3a} - \alpha_{u3} - \beta_{u3}) \\ \varphi_{u5a} &= U_{5a} \delta_{u5} \cos(5\omega t - \theta_{u5a} - \alpha_{u5} - \beta_{u5}) \end{aligned} \quad (11)$$

式中 φ_{u3a} 、 φ_{u5a} 分别为附加3次和5次谐波工作磁通; U_{3a} 、 U_{5a} 分别为等效附加3次、5次谐波电压有效值; θ_{u3a} 、 θ_{u5a} 分别为等效附加3次、5次谐波电压滞后基波电压的相位。

1.4 转盘的驱动转矩

由文献[14]中公式

$$\begin{aligned} T_D &= \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} (\varphi_v'' i_i - \varphi_i'' i_v) dt \\ &= \sum_{k=1,3,5} k \omega C_k \tau_k \Phi_{uk}'' \Phi_{ik}'' \sin(\beta_{uk} - \beta_{ik}) \end{aligned}$$

代入电压、电流工作磁通,求得驱动转矩为

$$\begin{aligned} T_D &= \omega \Phi_{u1}' \Phi_{i1}' \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{d1}} \sin(\gamma_{u1}' - \gamma_{i1}') \\ &\quad + \sum_{k>1} h \omega \Phi_{uh}' \Phi_{ih} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \sin(\gamma_{uh} - \gamma_{ih}) \\ &= \omega \Phi_{u1}' \Phi_{i1}' \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{d1}} \cos \varphi_1 \\ &\quad + \sum_{k>1} h \omega \Phi_{uh}' \Phi_{ih} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \cos(\varphi_h - \delta_h) \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $Z_{dh} = \sqrt{R_{dh}^2 + (h\omega L_{dh})^2}$, R_{dh} 、 L_{dh} 分别为转盘的等效电阻、电感; $\alpha_{dh} = \arctan\left(\frac{h\omega L_{dh}}{R_{dh}}\right)$ 为转盘阻抗角; $\varphi_h = \theta_{ih} - \theta_{uh}$ 为谐波功角; $\delta_h = 90^\circ + \alpha_{ih} - \alpha_{uh}' - \beta_{uh}'$ 为谐波功角偏移。

1.5 制动转矩及转速

由文献[14]中公式

$$T_B = S \left[K_1' + \sum_{k=1,3,5} C_k \tau_k (K_2' \Phi_{uk}''^2 + K_3' \Phi_{ik}''^2) \right]$$

$$S = \frac{\sum_{k=1,3,5} k \omega C_k \tau_k \Phi_{uk}'' \sin(\beta_{vk} - \beta_{ik})}{K_1' + \sum_{k=1,3,5} C_k \tau_k (K_2' \Phi_{uk}''^2 + K_3' \Phi_{ik}''^2)}$$

代入电压、电流工作磁通,求得此时的制动转矩与转速为

$$T_B = n \left(k_m + k_u \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \Phi_{uh}'^2 + k_i \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \Phi_{ih}'^2 \right) \quad (13)$$

转盘的转速为

$$n = \frac{T_D}{k_m + k_u \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \Phi_{uh}'^2 + k_i \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{dh}}{Z_{dh}} \Phi_{ih}'^2} \quad (14)$$

定义电能表误差

$$\varepsilon = \frac{n - n_0}{n_0} \times 100\%$$

$$n_0 = \frac{\omega \Phi_{u1}' \Phi_{i1} \frac{\cos \alpha_{d1}}{Z_{d1}} \cos \varphi_1}{k_m + k_u \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{d1}}{Z_{d1}} \Phi_{u1}'^2 + k_i \sum_{h \geq 1} \frac{\cos \alpha_{d1}}{Z_{d1}} \Phi_{i1}'^2}$$

2 结论

(1) 感应式电能表计量谐波电能时产生误差主要原因为:由式(2)、(5),知转盘的阻抗角及阻抗随频率增加而增加,使穿过圆盘电压、电流工作磁通减少所致;

(2) 由于电压、电流工作磁通损耗角随频率增加而不同程度增加,电流元件中含调整线圈及铜片,损耗角增加更快,存在谐波功角偏移;

(3) 线圈端电压一定时,电压工作磁通和频率的乘积随频率增加而减少;

(4) 由式(9)、(10)、(11)知,电压铁芯饱和和影响使电压工作磁通存在附加3次谐波电压磁通;

(5) 存在谐波功率时,由于仪表非线性及其频响曲线下降特性,误差比较大。

[1] Electric Power Research Institute, Evaluation of Electrical Interference to the Induction Watthour meter [J]. El-2315 Research Project no.1738.Final Report, April 1982.

[2] M.A.Faucet and C. A. Keever. Effect of Harmonics on Watthour Meter Accuracy[J]. Electrical World, October 27, 1945, pp. 280-284.

[3] Watthour Meter Performance on Distorted Waveforms Produced by Industrial Rectifier Equipment [J]. Westing House Engineering Technical Report, No. 275, Suppl 4, 1964.

[4] F. Tschappu. Accuracy of Electricity Meters With Phase Controlled Loads[J]. IEE Conference Publication No.92 Metering, Apparatus and Tariffs for Electricity Supply, London Sept. 1972. pp. 125-132.

[5] W. C. Downing. Watt-hour Accuracy on SCR Control Resistive Load[J]. IEEE Trans. Power. App. Syst, vol. pas-93, July/August, 1974, pp.1083-89.

[6] A.E. manuel, F. G. Levitsky and E.M. Gulachenski. Induction Watthour meter Performance on Rectifier /Inverter circuits [J]. IEEE Trans. Power App. Syst. Vol. PAS-100, November, 1981, pp422-427.

[7] M. Auger et J. L.Bergerot. Influence des Harmoniques, sur la Precision des Compteurs (Watthour-meters) Induction[J]. EDF Bulletin de la Direction et Recherches, Serie B, Reseaux Electriques, Materiels Electriques, No.2, 1972, pp5-44.

[8] T. Hirano and H. Wada. Effect of Waveform Distortion on Characteristics of Watthour Induction Meter [J]. Electrical Engineering in Japan, Vol, 89, No. 4, April 1969, pp.29-39.

[9] 李宝树 贾秀芳 感应式电能表转矩矢量分析[J].华北电力大学学报, 1998, Vol.25(3).

[10] Y. Baghzouz Y, Owen T. Tan. Harmonic Analysis of Induction Watthour Meter Performance[J]. IEEE Tran. PAS 1985, 104(2): 399-406.

[11] 刘晋平, 王越. 谐波对感应式电能表影响的新进展[J]. 实用测试技术, 1998(3).

[12] 胡文彬, 方吉六等. 电度表设计, 制造及其应用[M]. 机械工业出版社, 1984.

[13] 赵学东. 电网波形畸变对感应电度表准确度的影响[J]. 电测与仪表, 1990(7): 26-32.

作者简介:

韩冰(1972-), 男, 硕士研究生, 现工作于华北电力大学 电力工程系, 研究方向为电力电子与电力传动。