

脉流牵引电动机变压器电势测量 方法的研究

杨文焕

(电气工程系)

摘 要

本文提出了一种用 50HZ 交流代替 100HZ 交流来测量变压器电势的新方法。对不同频率时的激磁电流与电枢电流,磁通与变压器电势间的相位差和数值进行了理论计算。实验结果表明,用这种方法测量变压器电势是简便的。

关键词:脉流;牵引电动机;变压器电势;测量;实验结果

0 引 言

脉流牵引电动机是一串激电机,它的电枢电流中含有 25%~30%的交流分量。因此,脉流牵引电动机气隙磁通中也含有相当部分的交流分量。这一交流分量磁通在换向元件中会感应出一个电势,这个电势通常称为变压器电势。由于该电势对电机正常换向影响极大,人们对它的研究当然也极为重视。在研究这一变压器电势过程中,就其测量方法而言有以下两种:

- 1、采用磁通计测量交流分量磁通并经折算而得。
- 2、采用预先放置测量线圈来测量。

这些方法各有优点,然而共同缺点有:需要一套产生 100HZ 交流电的设备。这给研究工作带来极大不便。

本文对此提出了新的思路,并就此进行了以下几个方面的研究。

1 理论基础

众所周知,脉流牵引电动机励磁绕组中交流分量产生的交流磁通主要为:

本文于 1992 年 10 月 6 日收到

$$\Phi_{f\sim} = \Phi_{f\sim m} \sin 2\omega t$$

式中 $\omega = 2\pi f$, $f = 50\text{HZ}$, $\Phi_{f\sim m}$ 为磁通幅值。这时与 $\Phi_{f\sim}$ 相交链的换向元件感应的变压器电势应为:

$$e_i = -W_i \frac{d\Phi_{f\sim}}{dt} = E_m \sin(2\omega t - \frac{\pi}{2})$$

式中, $E_m = W_i \Phi_{f\sim m} 2\omega$ 为变压器电势的幅值。 W_i 为换向元件串联匝数。

另外, $\Phi_{f\sim}$ 在主极绕组中感应交流电势 e_n 。忽略主极绕组电阻压降,使得 E_{Tm} 与主极绕组外加电压 $u_{\sim}$ 相平衡。如果忽略主极漏磁可知:

$$u_{\sim} = -e_{Tn} = -E_{Tm} \sin(2\omega t - \frac{\pi}{2})$$

即: $u_{\sim} \approx E_{Tm} = W_f \Phi_{f\sim m} 2\omega$

化简上式得:

$$E_m = E_{Tm} \frac{W_i}{W_f} = u_{\sim} \frac{W_i}{W_f}$$

W_f 为主极绕组匝数。

从上式可见,可采用变压器的原理来计算脉流牵引电动机中的变压器电势 E_m 。

1.1 电势与频率的关系

如果在同一变压器原边绕组中,分别通入频率不同,但有 $f_2 = Yf_1$ 之关系的两个电流。并要求它们产生的磁通分别为 Φ_{1m} 与 Φ_{2m} , 且 $\Phi_{1m} = \Phi_{2m}$ 时,变压器原边绕组产生的感应电势分别为:

$$\left. \begin{aligned} E_{1m} &= 4.44\omega_1 \Phi_{1m} f_1 \cdots (a) \\ E_{2m} &= 4.44\omega_2 \Phi_{2m} f_2 \cdots (b) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

若将 $f_2 = Yf_1$ 代入 (1) 式得:

$$\left. \begin{aligned} E_{1m} &= 4.44\omega_1 \Phi_{1m} f_1 \cdots (a) \\ E_{2m} &= 4.44\omega_2 \Phi_{2m} Y f_1 \cdots (b) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

在 (2) 中,当 $\Phi_{1m} = \Phi_{2m}$ 时必有:

$$E_{1m} = \frac{1}{Y} E_{2m} \quad (3)$$

由此可见,在同一变压器铁芯中分别产生幅值相同,而频率间有 $f_2 = Yf_1$ 的两种正弦通时,则由此而产生的电势满足 (3) 式。

同理可得付边绕组之间的关系为:

$$E_{1\text{副}} = \frac{1}{Y} E_{2\text{副}} \quad (4)$$

可见, 在一定的变压器原边绕组分别施加频率关系为 $f_2 = Yf_1$ 的两个电压时, 若原边电势满足 (3) 式, 其付边电势必满足 (4) 式。

1.2 变压器电势与电流间的相位关系

1.2.1 磁通滞后角

由于脉流牵引电动机的整体机座会产生较大的涡流影响, 导致磁通滞后激磁电流一个角度。于是采用与脉流电机磁路相同的磁路进行分析计算, 该磁路包括叠片铁芯, 块状铁芯和气隙三部分, 如图 1 所示。根据磁通延迟理论, 块状铁芯部分磁通分布方程式为 (5) 式。其

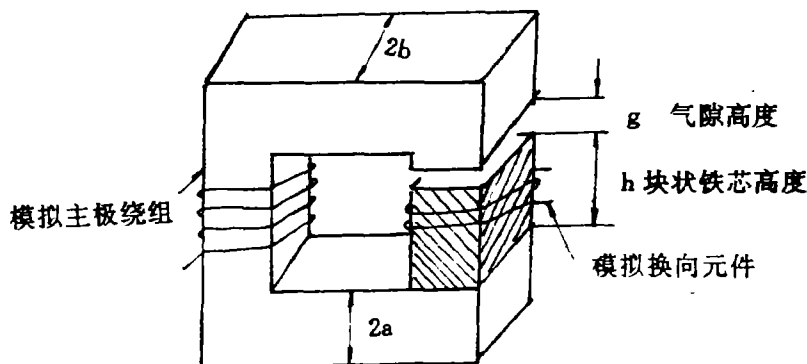


图1 电机模拟磁路

解为 (6) 式。

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial y^2} = \frac{\sigma\mu}{1 + g\mu/h\mu_0} \cdot \frac{2B_z}{2t} \quad (5)$$

$$\Phi(t) = 4ab \frac{\mu A \cdot \exp(j\omega t)}{h + g\mu/\mu_0} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{K_{mn}}{T_{mn}j\omega + 1} \quad (6)$$

式中
$$K_{mn} = \frac{4}{(m + 0.5)^2 (n + 0.5)^2 \pi^4}$$

$$T_{mn} = \frac{\mu\sigma}{1 + g\mu/h\mu_0} \cdot \frac{a^2 b^2}{a^2 (n + 0.5)^2 \pi^2 + b^2 (m + 0.5)^2 \pi^2}$$

Φ 为磁通, μ 为块铁芯的导磁率, μ_0 为真空导磁率, A 为励磁安匝。

根据磁路数据, 用计算机求解为:

$f=100\text{HZ}$ 时

$$\begin{aligned}
 F= & \\
 & 100 \\
 & \begin{matrix} .100000\text{E}-03 & .348348\text{E}+02 & -.380955\text{E}+02 \\ .516210\text{E}+02 & -.475600\text{E}+02 & \end{matrix} \\
 F_a(t)= & 8.420409\text{AEXP}(j\omega t)(34.834820-38.095510j)
 \end{aligned} \quad (7)$$

$f=50\text{HZ}$ 时

$$\begin{aligned}
 F= & \\
 & 50 \\
 & \begin{matrix} .500000\text{E}-04 & .583376\text{E}+02 & -.356753\text{E}+02 \\ .683813\text{E}+02 & -.314471\text{E}+02 & \end{matrix} \\
 F_a(t)= & 8.420409\text{AEXP}(j\omega t)(58.337580-35.675250j)
 \end{aligned} \quad (8)$$

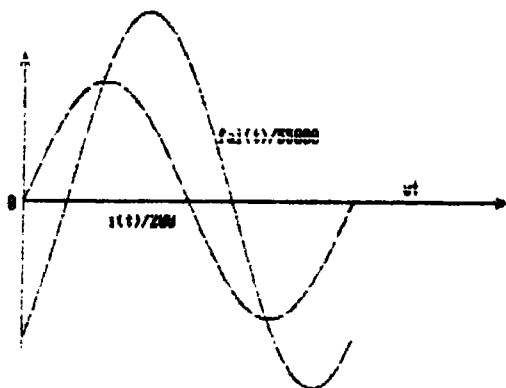


图2 $f=100\text{HZ}$ 时电流与磁通的波形

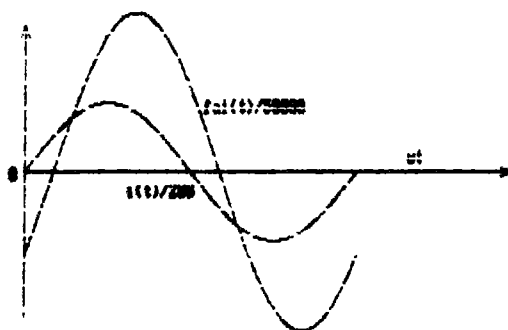


图3 $f=50\text{HZ}$ 时电流与磁通的波形

根据 (7)、(8) 两式, 用计算机绘出其磁通与电流波形图, 如图 2、图 3。

由磁通延迟理论的计算结果知, 对同一磁路来说, 随频率的增加其磁通的延迟角度也增加, $f=50\text{HZ}$ 时, φ 滞后 $A31.4^\circ$; $f=100\text{HZ}$ 时, φ 滞后 $A47.6^\circ$ 。从图 2 和图 3 中更能清楚的看出这点。

1. 2. 2 频率对电感的影响

由于主极的电感决定于主极磁路的磁导。所以不论电流频率如何, 电感不会因频率改变而改变 (磁路不饱和)。在固定分路的作用下, 激磁电流的交流分量 $i_{f\sim}$ 与分路阻抗和主极绕组感抗有关。而他们都与频率有关。在额定工况下, 其激磁电流为:

$$\dot{I}_{f\sim} = \dot{I}_{a\sim} \frac{R_0}{Z_b + R_0}$$

$\dot{I}_{1\sim}$ 为电枢电流交流分量; $\dot{Z}_B$ 为主极总阻抗, R_0 为固定分路电阻, $\dot{Z}_B = j\omega L + r_B, r_B$ 为激磁绕组电阻(可以略去), 则 $\dot{Z}_B$ 仅是 ω 的函数。

当 $f_2 = Yf_1$ 时 $\omega_2 = 2\pi f_2, \omega_1 = 2\pi Yf_1$, 此时:

$$\dot{I}_{1\sim} = \dot{I}_{a1\sim} \frac{R_0}{\dot{Z}_{B1} + R_0}, \quad \dot{Z}_{B1} = j\omega_1 L$$

$$\dot{I}_{2\sim} = \dot{I}_{a2\sim} \frac{R_0}{\dot{Z}_{B2} + R_0}, \quad \dot{Z}_{B2} = j\omega_2 L = jY\omega_1 L$$

$$\dot{I}_{1\sim} = \dot{I}_{a1\sim} \frac{R_0}{\sqrt{R_0^2 + (\omega_1 L)^2}} e^{-j\theta_1 - j\frac{\omega_1 L}{R_0}}$$

$$\dot{I}_{2\sim} = \dot{I}_{a2\sim} \frac{R_0}{\sqrt{R_0^2 + (Y\omega_1 L)^2}} e^{-j\theta_2 - j\frac{Y\omega_1 L}{R_0}}$$

可见, 其激磁电流与电枢电流之夹角为:

$$\left. \begin{array}{ll} f_1 \text{ 时} & \beta_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_1 L}{R_0} \\ f_2 \text{ 时} & \beta_2 = \tan^{-1} \frac{Y\omega_1 L}{R_0} \end{array} \right\} \quad (9)$$

用 50HZ 电流通入带固定分路(额定工况)激磁绕组时 $\dot{I}_{1\sim}$ 与 $\dot{I}_{1\sim}$ 间的夹角为 β_1 , 在 100HZ 时, $\dot{I}_{1\sim}$ 与 $\dot{I}_{1\sim}$ 之夹角应为 β_2 , 此时 $Y=2$ 。如果已知频率间的关系。利用(9)式作简单代换, 即可找出对应的电枢电流和激磁电流的夹角 β_2 。

知道了不同频率的电枢电流与激磁电流之间的关系和不同频率的磁通与激磁电流之间的关系。而不同频率间的磁通与电枢电流的关系也在 1. 2. 1 中作了阐述。这样, 变压器电势与电枢电流间的相位在两种不同频率情况下(如 50HZ 与 100HZ)的关系根据(6)、(9)两式不难求得。

2 实验结果

表 1、2 是对一单相变器所做的实验。

表 1

50HZ

$u_1/4.44\omega_1 f_1$	0.0010	0.00115	0.00125	0.00280
u_{1M} (V)	40	45	50	55
u_{1N} (V)	2.52	2.84	3.13	3.49

表 2

100HZ

$u_2/4.44\omega_1 2f_1$	0.0010	0.00115	0.00125	0.00280
$u_{1原} (V)$	80	90	100	110
$u_{1付} (V)$	4.98	5.63	6.20	6.84

表 1、表 2 结果满足 (3)、(4) 式。

对图 1 所示的电机模拟磁路作的实验结果如下:

从图 4、图 5 及图 6、图 7 可见, 频率由 50HZ 增加到 100HZ, 即 $f_2=2f_1$ 时, 原边电压满足 (3) 式, 即 $45=1/2 \times 90$, 付边 $1.26 \approx 1/2 \times 2.4$ 基本满足 (4) 式。且测量误差也在其中。

相位的计算结果与实验结果相比, 在 50HZ 时理论值为 31.4° , 实验值为 30° 。在 100HZ 时理论值为 47.6° , 实验值为 36° 。

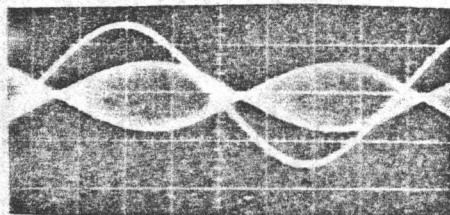


图 4 $f=50\text{HZ}$, $i_f=0.87^A$, $u_{\#}=45^V$
 $u_{\#}=1.26^V$ 时的 i_f 与 Φ 曲线图。

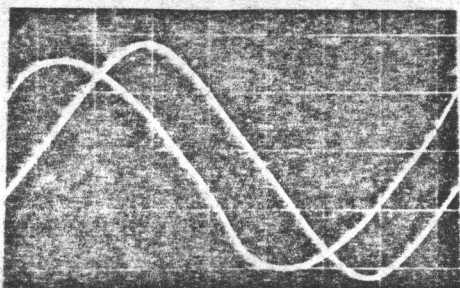


图 5 与图 4 中各电量参数相同时的
 i_f 与 $-u_{\#}$ 波形图

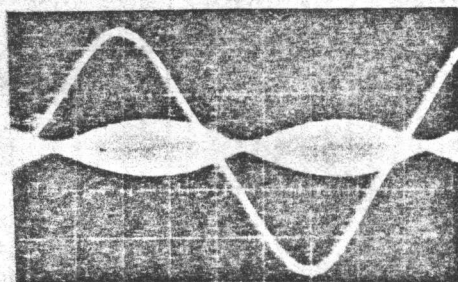


图 6 $f=100\text{HZ}$, $u_{\#}=90v$, $u_{\#}=2.40v$
时的 i_f 与 Φ 曲线图。

50HZ 时计算值与实验结果基本吻合。但 100HZ 时理论比实验值偏大。这是由于磁通延迟理论的近似性所致, 而且频率越高时这种误差将会增加。如用 50HZ 代替 100HZ 来研究分析问题, 反而能较好地接近实际情况。

3 结果分析

1、从表 1, 2 的结果可见, 本文所阐述的以 50HZ 代替 100HZ 方法的理论基础与实验结果是相符的。

2、对电机的模拟磁路所作的实验说明, 可以用本文所采用的方法来分析、计算、测量脉流牵引电动机的变压器电势。并且可省去 100HZ 的电源设备。

3、计算机计算和实验都表明,随着频率的增加,磁通的滞后角也增加,滞后的多少与磁路尺寸有关。

4、对磁通滞后角而言,采用 50HZ 代替 100HZ 的方法不仅简单而且更能接近实际。100HZ 时滞后角度,只是将 50HZ 所得滞后角度再加上 $0.1 \times 50^\circ$ 即可。

5、采用本方法还可以对电机的交流分量损耗,交流分量转矩及交流分量对牵引电机的影响进行深入研究。

说明:本文作者对 50HZ 和 100HZ 进行了多点对比实验,结果非常一致。为避免重复,本文在上述过程中仅对其中一点进行了阐述。特此说明。

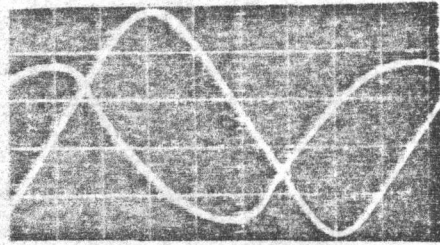


图7 与图6中各电量相同时的
 i_t 与 u_{t*} 波形图

参 考 文 献

- [1] 直流电机换向调查专门委员会(日). 关于脉动电源供电的直流电机换向. 电气学会技术报告。
- [2] [苏] M·I, 纳霍德金. 牵引电机设计. 铁道出版社。
- [3] 沈本荫. 直流脉流电机换向. 铁道出版社。

Research on Measure Method of Transformer Potential in Pulsating Current Tronction Motor

Yan Wenhuan

ABSTRACT

In the paper, a novel method in which the 100HZ AC is replaced with 50HZ AC to meaasue the transformer potential of the motor is presented. The phase differences between excitation current and armature current, magentic flux and transformer potential and the amplitudes of all these variales have all been calculated at the two frequeneies. The test result shows that the method is simple and convenient to measure the transformer potential.

Key words: pulsating current; traction motor transformer potential; measure; megnetil flux; test resalt