

# 电流型正弦波驱动无刷直流电机稳态运行分析

王宗培<sup>1</sup>, 韩光鲜<sup>2</sup>, 程 智<sup>1</sup>

(1. 珠海运控电机有限公司, 广东 珠海 519001;

2. 哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘 要:** 介绍的是当今工业控制广泛应用的小功率交流伺服电动机系统, 给出了稳态运行直流电枢电路的模型, 在此基础上给出了稳态运行特性的计算方法和程序, 对设计者和运行工程师有参考价值。

**关键词:** 无刷直流电动机; 正弦波驱动; 交流伺服电动机; 电流型; 稳态

**中图分类号:** TM 381

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1001- 6848(2003)02- 0003- 05

## Analysis of Steady- state Operating of Current Mode Sine- wave Driving BLDCM

WANG Zong- pei<sup>1</sup>, HAN Guang- xian<sup>2</sup>, CHEN G Zhi<sup>1</sup>

(1. Zhuhai Motion Control Motor Co. Ltd., Zhuhai 519001, China;

2. Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract** This paper deals with the small power AC servo motor system, which is widely used in modern industrial control field. The steady- state operating model of the DC armature circuitry is presented. Based on this, the calculating method and program of the steady- state operating characteristics are also shown in this paper, which would be valuable for designer and application engineer.

**Key words:** BLDCM; sine- wave drive; AC servo motor; current mode; steady- state

## 1 交流伺服电动机

按照习惯仍采用交流伺服电动机(AC servo)的名称, 它实际上是正弦波驱动的BLDCM, 典型的构成如图1所示<sup>[1]</sup>。最常见的是强制定子直轴电流( $i_d$ )为零:

于是直轴磁链( $\Psi_d$ )就等于转子永磁体产生的定子磁链( $\Psi_{af}$ ), 且为常数:

$$\Psi_d = \Psi_{af} \quad (2)$$

电磁转矩( $T_e$ )便直接与交轴电流( $i_q$ )成正比:

$$T_e = k_t i_q \quad (3)$$

$$k_t = \frac{3}{2} P \Psi_{af} \quad (4)$$

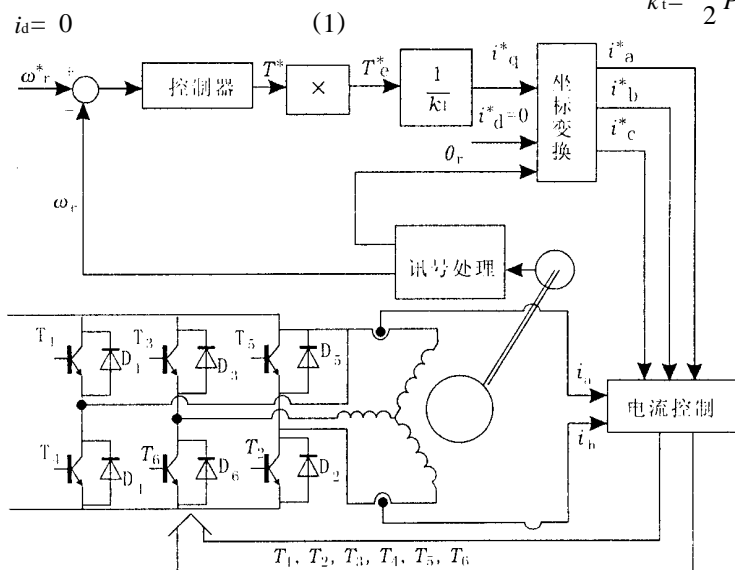


图1 AC servo 系统原理图

收稿日期: 2003- 01- 06

式中  $P$  ——电动机的极对数

$k_t$  ——转矩系数

这个式子与常规的并激直流电动机或永磁直流电动机一样。与方波驱动 BLDCM 一样具有 DCM 的基本特性,但是电动机内部的电流波形不同,运行分析也有些区别,实际上绕组电流为正弦波时,比起方波驱动 BLDCM 为不规则的电流波形,分析要简便一些,稳态分析可以应用一般交流电路的方法,包括(时间)相量图等。

文中结合实例,介绍 AC servo 的基本技术参数与基本特性,包括额定电流、峰值转矩和峰值电流的计算等,对 AC servo 的设计者和运行工程师都是有用的。

## 2 稳态相绕组电路模型

BLDCM 就是一台三相永磁同步电动机(PMSM),在正弦波驱动情况下,绕组电流为正弦波,与传统 PMSM 绕组电流情况相同;旋转感应电压(EMF)假定为正弦波形与实际出入不大;绕组的端电压是正弦波输入的脉宽调制波,如果对它进行傅立叶变换可发现,它的谐波成分是包含被调制正弦输入频率,这正是需要的信号,还包含载波频率和载波频率整倍数的谐波成分,属于系统的干扰输入,结合实际情况,由于载波引起的干扰谐波的频率比正弦波输入的频率高很多,而干扰谐波的幅值比正弦输入小很多,再加上电动机绕组为感性负载,所以实际上和绕组只有正弦输入电压的情况是一致的,或者说干扰谐波可以忽略不计<sup>[2]</sup>。

分析表明,AC servo 恒定转速运行时,相绕组电路模型与 PMSM 相一致,如图 2 所示。图中  $V_1$  为

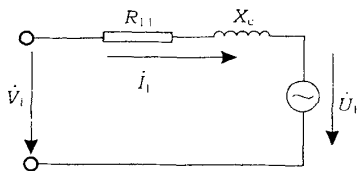


图 2 相绕组稳态电路模型

相绕组的端电压,只考虑脉宽调制波正弦输入频率成分:  $U_1$  为旋转感应电压,严格一点讲也是取它的基波成分;  $I_1$  为相电流,按式(1)它应只有交轴分量( $I_q$ ),即与  $U_1$  同相位;  $R_{11}$  为相绕组的电阻;  $X_c$  为同步电抗,考虑了相绕组的自感和相间互感的作用在内,如果交轴和直轴同步电感不一样时,这里应采用交轴同步电抗( $X_q$ ),因为  $I_1 = I_q$ ,  $I_d = 0$ 。图 3 为相绕组电路的相量图。

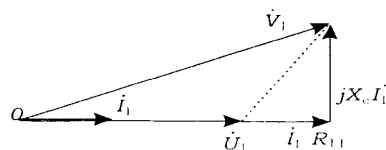


图 3 相绕组电路电压相量图

在给定转速( $n$ )和负载转矩( $T_L$ )的稳态运行情况下,旋转感应电压的值不变:

$$U_1 = \frac{k_{e1}\omega}{2} \quad \text{V} \quad (5)$$

式中  $k_{e1}$  ——相绕组的旋转电压系数,为相绕组旋转电压基波幅值与角速度的比值

$\omega$  ——转子角速度

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \quad \text{rad/s} \quad (6)$$

负载转矩是电磁转矩( $T_e$ )减去机械损耗转矩( $T_{mec}$ )和铁损耗转矩( $T_{fe}$ )后输出转矩的值,所以:

$$T_e = T_L + T_{mec} + T_{fe} \quad (7)$$

$T_{mec}$  包括机械摩擦转矩( $T_f$ )和机械阻尼转矩( $\beta\omega$ )二部分;  $T_{fe}$  则也包括不变的磁滞转矩( $T_h$ )和涡流转矩( $T_{ed}$ )二部分,涡流转矩与角速度有关,在一定的速度范围内,可类似一个与角速度成正比的阻尼转矩( $\beta_{ed}\omega$ )。这二项损耗转矩的和近似可以用空载转矩( $T_{m0}$ )表示:

$$\left. \begin{aligned} T_{mec} &= T_f + \beta\omega \\ T_{fe} &= T_h + \beta_{ed}\omega \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$T_{m0} = T_{mec} + T_{fe} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} T_{m0} &= T_{00} + \beta_0\omega \\ T_{00} &= T_f + T_e \\ \beta_0 &= \beta + \beta_{ed} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式(7)电磁转矩的值决定了绕组电流,因为电磁功率:

$$P_e = 3U_1I_1 \quad (11)$$

电磁转矩:

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} \quad (12)$$

所以

$$I_1 = \frac{T_e\omega}{3U_1} = \frac{T_e}{(3/\sqrt{2})k_{e1}} = \frac{T_e}{2\sqrt{2}k_{e1}} \quad (13)$$

相绕组的端电压:

$$V_1 = \sqrt{(I_1X_c)^2 + (U_1 + I_1R_{11})^2} \quad (14)$$

在理想空载  $I_1 = 0$  时,  $V_1 = U_1$ ; 空载情况,相绕组电流很小,  $I_{10} = T_{m0}/(2\sqrt{2}k_{e1})$ ,  $V_1$  与  $U_1$  很接近; 负载转矩增大时,  $U_1$  不变,  $I_1$  增大,  $V_1$  随之增大,与

$V_1$  相联系的线电压  $V_L$  也增大。

$$\left. \begin{aligned} V_L &= k_V V_1 \\ k_V &= \sqrt{3} \quad (\text{Y 接}) \\ k_V &= 1 \quad (\text{接}) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中,  $V_L$  是正弦波输入的脉宽调制波, 它的最大幅值受到桥臂电压的限制, 所以电磁转矩和相应的相电流都有一个最大值,  $T_{\text{an}}$  和  $I_{\text{lm}}$ , 超过这个值, 机电能量平衡关系便不能成立, 电动机转速不能保持不变, 转速将下降。

### 3 等效直流电枢电路稳态模型

BLDCM 电枢绕组的直流旋转电压 ( $U$ ) 是三相绕组交流旋转电压  $U_1$  在直流端的体现, 应等于三相全波整流后的值:

$$U = \frac{3}{\pi} k_V k_{e1} \omega = k_e \omega \quad (16)$$

$$k_e = \frac{3}{\pi} k_V k_{e1} \quad (17)$$

$k_e$  称为直流电枢绕组的旋转电压系数, 将式 (15) 代入可得:

$$\left. \begin{aligned} k_e &= 1.654 k_{e1} \quad (\text{Y 接}) \\ k_e &= 0.955 k_{e1} \quad (\text{接}) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

电枢回路的直流电流  $I_s'$ , 是三相绕组中与  $U_1$  同相位的交流电流  $I_1$  在直流端的体现, 它的值可根据功率不变的原理求出, 即由

$$U I_s' = 3 U_1 I_1 \quad (19)$$

将式 (5) 和式 (16) 代入便得:

$$I_s' = \frac{\pi}{2 k_V} I_1 \quad (20)$$

或

$$I_s' = \begin{cases} 1.2825 I_1 & (\text{Y 接}) \\ 2.2214 I_1 & (\text{接}) \end{cases} \quad (21)$$

电枢绕组等效电阻 ( $R_a$ ) 可根据铜损不变的关系导出, 即让:

$$I_s'^2 R_a = 3 I_1^2 R_{11} \quad (22)$$

考虑到式 (20), 便得:

$$R_a = \frac{6 k_V^2}{\pi^2} R_{11} \quad (23)$$

或

$$R_a = \begin{cases} 1.824 R_{11} \\ 0.608 R_{11} \end{cases} \quad (24)$$

等效电枢电阻上的直流电压降 ( $I_s' R_a$ ), 考虑到式 (20) 和式 (23) 为:

$$I_s' R_a = \left( \frac{\pi}{2 k_V} I_1 \right) \left( \frac{6 k_V^2}{\pi^2} R_{11} \right) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} k_V (I_1 R_{11}) \quad (25)$$

上式右端正是三相绕组电阻交流电压降 ( $I_1 R_{11}$ ) 在直流端的体现。 ( $I_1 R_{11}$ ) 为相电阻压降的有效值, 乘上  $\sqrt{2} k_V$  则为线电压中电阻压降的峰值,  $\frac{3}{\pi}$  则是整流波形平均值与峰值之比。

如果忽略绕组电感和功率管管压降, 则等效直流电枢电路模型如图 4 所示。

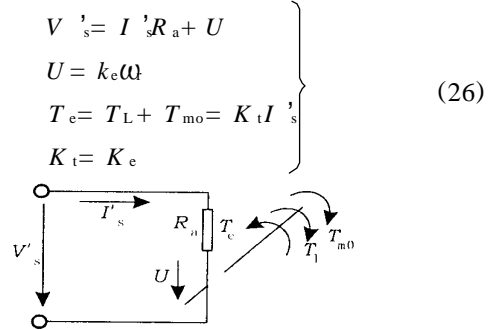


图 4 BLDCM 电枢电路稳态简化模型

绕组电感的影响。图 4 和式 (26) 中的电枢端电压  $V_s'$  与电枢的旋转电压 ( $U$ ) 及电阻压降 ( $I_s' R_a$ ) 相平衡。对应于三相绕组中的交流旋转电压  $U_1$  和电阻压降 ( $I_1 R_{11}$ ), 二者的和为相绕组的直流电压分量:

$$V_d = U_1 + I_1 R_{11} \quad (27)$$

当计及绕组电感时, 相绕组还产生一个交轴电压分量:

$$V_q = I_1 X_c \quad (28)$$

它使得相绕组的端电压 ( $V_1$ ) 大于  $V_d$ , 反应到直流电枢端的电压也将大于  $V_s'$ , 不妨用  $V_s''$  表示。因为从相绕组的相量图可知:

$$V_1 = \frac{V_d}{\cos \theta} \quad (29)$$

$$\theta = \arccos \left( \frac{V_d}{V_1} \right) = \arccos \left( \frac{I_1 X_c}{U_1 + I_1 R_{11}} \right) \quad (30)$$

对应的直流电枢电压为:

$$V_s'' = \frac{V_s'}{\cos \theta} \quad (31)$$

或

$$V_s' = V_s'' \cos \theta \quad (32)$$

应注意的是感抗压降使直流端电压升高的同时, 转换的能量和损耗都不变, 所以从直流端看输入的功率应不变, 即:

$$V_s'' I_s'' = V_s' I_s' \quad (33)$$

得:

$$I_s'' = I_s' \cos \theta \quad (34)$$

或

$$I_s' = \frac{I_s''}{\cos \theta} \quad (35)$$

由此得到考虑绕组电感影响的直流电枢电路稳态模型如图 5 所示。用稳态的直流电路模型来表示实际上存在电流变化的运行过程,是一件困难和较复杂的事情。在普通 DCM 中,电流的改变是在少数换向元件中发生,所联系的能量过程可以忽略不计,一般不考虑。只有在槽数很少,例如三槽 DCM 中,也会有较明显的影响,可引入一个换向电阻的概念<sup>[3]</sup>,它的值与角速度有关,考虑了每次换向过程中换向元件磁储能的丢失。在方波驱动的 BLDCM 中,也引用了换向电阻这个名称<sup>[4]</sup>,但是与普通 DCM 中的情况却不一样,因为电子换向的功率器件提供了续流回路,换向元件的磁储能不会丢失,且参与了机电能量过程,使得同样称作换向电阻的概念复杂化<sup>[5]</sup>。在正弦波驱动的 BLDCM 中,如本文所讨论的常见的 AC servo,绕组电流变化有规律,能量关系清楚,绕组电感影响在直流电路模型中的表示,可以有一个较为确切的方法。实际上这里没有采用等效电阻的方法,而是采用了一个“直流变压器”(直流电压调制器)。由式(26)、(32)及(35)得,回路的基本电压方程为:

$$V_s'' \cos \theta = (I_s'' / \cos \theta) R_a + U \quad (36)$$

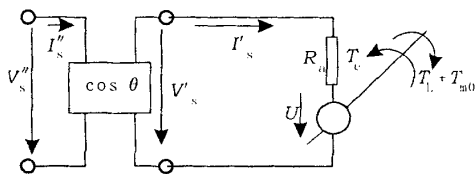


图 5 BLDCM 考虑电感影响的电枢电路稳态模型

此外,还需要考虑的有:

(1) 功率开关管的管压降,可以用一个串联电阻  $R_b$  表示,这样,电枢端点的直流电压便不是  $V_s''$ ,而是  $V_s'''$ ,而  $V_s'''$  为:

$$V_s''' = V_s'' + I_s'' R_b \quad (37)$$

(2) 在一般运行情况下,端电压  $V_s'''$  比电源电压  $V_s$  低,是经过调制获得的,若调制比为  $a$ ,则:

$$V_s''' = a V_s \quad (38)$$

调制比  $a$  不是一个给定值,它是由负载转矩要求一定的电流自动确定的。负载增加时,调制比  $a$  逐渐增大,直到  $a=1$  时,所对应的负载转矩便是给定转速下的最大值。

(3) AC servo 的驱动器通常直接接到交流电源上(或通过隔离变压器),经过整流滤波得到直流电源电压  $V_s$ 。小功率的 AC servo 通常接到单相  $V_s = 220 \text{ V}$  的交流电源上,在交流电压不变的条件下,整流滤波后的直流电压值随负载增大而下降,可看成是一个有内阻的直流电源,内阻用  $R_d$  表示,实际上它主要与滤波电容的值有关。

考虑到这些因素后,AC servo 完整的直流电路稳态模型如图 6 所示。基本电压方程为:

$$V_{s0} a \cos \theta = \frac{I_s}{a \cos \theta} (R_d a^2 \cos^2 \theta + R_b \cos^2 \theta + R_a) + U \quad (39)$$

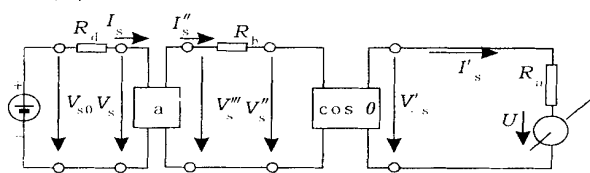


图 6 AC servo 稳态直流电路模型

## 4 AC servo 的稳态运行特性

AC servo 的稳态运行特性,是指在给定转速下,负载转矩改变时各个环节的电流变化,输出和输入功率,以及损耗效率等。例如相绕组的电流值,自然是绕组设计和线规确定时需要考虑的;三相绕组的线电流则与功率开关管中的电流是一致的,与选取功率开关管的规格型号有关;桥臂电流  $I_s$  则是电源部分的设计需要考虑的。这里应用前面的分析和模型,给出它们的计算方法和一般特征,并且引用实例电动机的具体数据,使得在定量的关系方面增加一些感性的认识。实例电动机是珠海运控电机有限公司生产的 BL (3)B 40- 30H (ST) 型交流伺服电动机和 PSDA - 023A 1 型交流伺服驱动器。这是 1 台小惯量 AC servo,额定数据为:  $V_N = 220 \text{ V (AC)}$ ,  $P_N = 400 \text{ W}$ ,  $n_N = 3000 \text{ r/min}$ ,  $T_N = 1.3 \text{ Nm}$ , 峰值扭矩  $T_m = 3.9 \text{ Nm}$ , 转子极数  $2P = 8$ , 三相绕组 接,外形及安装尺寸如图 7 所示。

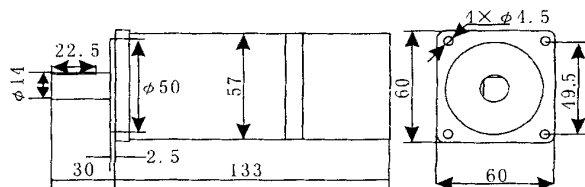


图 7 AC servo 样机的外形及安装尺寸

### 4.1 相绕组的电流特性

(1) 给定转速:  $n = n_N = 3000 \text{ r/min}$

$$(2) \text{角速度: } \omega = \frac{2\pi n}{60} = 314.16 \text{ rad/s}$$

(3) 已知相绕组旋转电压系数:

$$k_{e1} = 0.397 \text{ V} \cdot \text{s/rad} (\text{热态})$$

$$(4) \text{已知磁滞及机械摩擦转矩: } T_{00} = 0.020 \text{ Nm}$$

(5) 已知涡流及粘滞摩擦系数:

$$\beta_0 = 8.74 \times 10^{-5} \text{ Nm} \cdot \text{s}$$

$$(6) \text{空载损耗转矩: } T_{m0} = T_{00} + \beta_0 \omega = 0.047 \text{ Nm}$$

$$(7) \text{电磁转矩: } T_e = T_{m0} + T_L = 0.047 + T_L$$

(8) 电流特性:

$$I_1 = \frac{T_e}{2.12k_{e1}} = 0.056 + 1.188T_L \text{ A}$$

$$(9) \text{线电流: } I_L = \sqrt{3} I_1 = 0.097 + 2.059T_L \text{ A}$$

$$(10) \text{额定线电流: } T_L = 1.3 \text{ Nm}, I_{LN} = 2.774 \text{ A}$$

$$(11) \text{峰值线电流: } T_L = 3.9 \text{ Nm}, I_{Lm} = 8.127 \text{ A}$$

电流特性曲线如图 8 所示。可以看出相电流或线电流都与负载转矩成线性关系, 相电流和线电流的值与转速关系很小, 主要与负载转矩有关, 角速度不同时, 使  $T_{m0}$  有些变化, 对电流值影响很小。

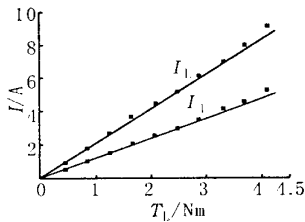


图 8 相电流、线电流特性曲线

#### 4.2 桥臂电流特性

$$(1) \text{给定转速: } n = n_N = 3000 \text{ r/min}$$

$$(2) \text{给定负载转矩: } T_L = T_{LN} = 1.3 \text{ Nm}$$

$$(3) \text{电磁转矩: } T_e = T_{m0} + T_L = 1.347 \text{ Nm}$$

$$(4) \text{相绕组电流: } I_1 = \frac{T_e}{2.12k_{e1}} = 1.600 \text{ A}$$

$$(5) \text{已知相绕组电阻: } R_{11} = 7.66 \Omega (\text{热态})$$

$$(6) \text{已知相绕组同步电感: } L_c = 13.5 \text{ mH} (\text{热态})$$

$$(7) \text{同步电抗: } X_c = 0.017 \times 10^{-3} = 16.96 \Omega$$

$$(8) \text{交轴电压: } V_q = I_1 X_c = 27.143 \text{ V}$$

(9) 直轴电压:

$$V_d = k_{e1} \omega / \sqrt{2 + I_1 R_{11}} = 100.447 \text{ V}$$

$$(10) \cos \theta = V_d / \sqrt{V_d^2 + V_q^2} = 0.965$$

(11) 直流旋转电压系数:

$$k_e = 0.955k_{e1} = 0.379 \text{ V} \cdot \text{s/rad}$$

$$(12) \text{电枢直流旋转电压: } U = k_e \omega = 119.11 \text{ V}$$

(13) 直流电枢计算电流:

$$I'_s = 2.2214I_1 = 3.554 \text{ A}$$

(14) 直流电枢绕组电阻:

$$R_a = 0.608R_{11} = 4.657 \Omega$$

(15) 直流电枢端电压第一计算值:

$$V'_s = U + I'_s R_a = 135.66 \text{ V}$$

$$(16) \text{直流电枢电流: } I''_s = I'_s \cos \theta = 3.431 \text{ A}$$

$$(17) \text{已知功率管管压降: } I''_s R_b = 4.5 \text{ V}$$

(18) 直流电枢电压:

$$V'''_s = I''_s R_b + \frac{V'_s}{\cos \theta} = 145.03 \text{ V}$$

$$(19) \text{给定交流电源电压: } V_- = 220 \text{ V}$$

(20) 直流电源内电压:

$$V_{s0} = \sqrt{2} V_- = 311.124 \text{ V}$$

$$(21) \text{已知直流电源内阻: } R_d = 6.783 \Omega$$

(22) 调制比:

$$a = \frac{V_{s0} - \sqrt{V_{s0}^2 - 4V'''_s I''_s R_d}}{2I''_s R_d} = 0.4836$$

$$(23) \text{桥臂电压: } V_s = V'''_s / a = 299.87 \text{ V}$$

$$(24) \text{桥臂电流: } I_s = I''_s \cdot a = 1.659 \text{ A}$$

$$(25) \text{输入功率: } P_1 = V_s I_s = 497.61 \text{ W}$$

$$(26) \text{输出功率: } P_2 = T_L \omega = 408.41 \text{ W}$$

$$(27) \text{效率: } \eta = \frac{P_2}{P_1} = 82.07\%$$

给定不同的  $T_L$  值作上述同样的计算, 便可得到桥臂电流特性, 如图 9a 所示, 可看出它是一条略

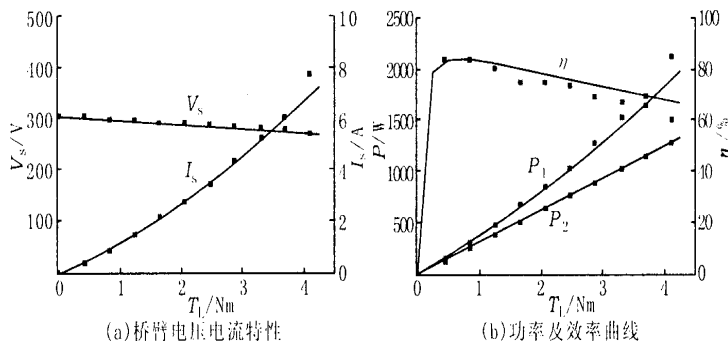


图 9 稳态工作特性

(下转第 10 页)

式中,  $B_{exR}$ 、 $B_{exI}$  和  $B_{eyR}$ 、 $B_{eyI}$  分别为单元  $e$  内的  $B_x$  和  $B_y$  的实部和虚部。

### 3 计算实例

为了能对各种槽形都进行分析, 文中以 Visual C++ 6.0 为开发平台编制了通用计算程序。使用者在电机参数输入对话框中选择需要的槽形, 程序将相应的电机槽形的结构示意图显示在对话框中。程序中对鼠笼式异步电动机 14 种常用的槽形给出了区域边界的生成算法, 其中既有单鼠笼结构, 也有双鼠笼结构, 采用全自动剖分软件对区域进行离散。

文中计算了几种在外形结构上具有代表性的复杂鼠笼导条的集肤效应。程序默认的计算终止频率为 50Hz, 步长为 1Hz。当用于分析高速电机的集肤效应时, 可以在界面上输入所需要计算的最终频率和计算步长。用户从界面输入电机槽形结构参数和导体的电导率, 程序就可以自动剖分计算。在后处理中可查看某个频率下槽内磁力线分布图, 能以数据

的形式输出各个频率下导体的电阻增加系数和电感系数, 也可以给出这两个系数随频率的变化曲线, 见图 1, 2, 3。

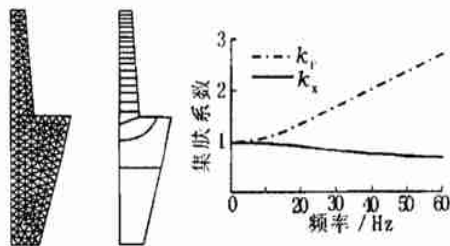


图 3 刀形槽的集肤效应

### 4 结 语

文中对鼠笼异步电机转子导条集肤效应的数值计算进行了研究, 分析了两种不同的槽口边界条件, 面向复杂槽形导条研制了集肤系数计算程序。采用图形界面输入, 具有较好的通用性。可用于准确分析鼠笼电动机起动和运行性能。

### 参考文献:

- [1] S. A. Swann, J. W. Salmon Effective Resistance and Reactance of a Rectangular Conductor Placed in a Semiclosed Slot[J]. Proc. IEE, pt. C 1962
- [2] 汤蕴. 电机内的电磁场[M]. 北京: 科学出版社, 1998
- [3] 谢德鑫 用有限元法计算矩形槽内载流导体的集肤效应[J]. 哈尔滨电工学院学报, 1981(1).
- [4] 谢德鑫 用有限元法计算鼠笼转子凸形槽的运行和起动参数[J]. 哈尔滨电工学院学报, 1981(2).

作者简介: 刘瑞芳(1971—), 女, 山西太原人, 博士, 研究方向为电机电磁场理论与计算。

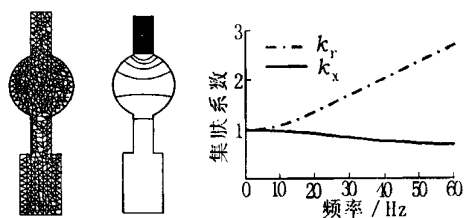


图 1 矩形与圆组合的双鼠笼槽集肤效应

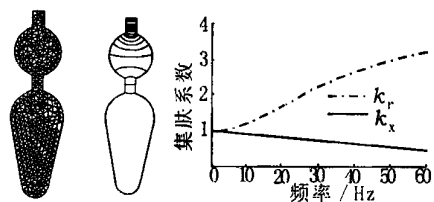


图 2 梨形与圆组合的双鼠笼槽集肤效应

(上接第 7 页)

带上翘的曲线。图 9b 则是功率和效率曲线。图 8 和图 9 中“□”表示实测的数据, 可看出与计算曲线的变化规律相一致, 数值基本相符。表明所给出的基本技术参数和计算方法能满足工程计算要求。

### 参考文献:

- [1] P. Pillay, R. Krishnan Modeling, Simulation and Analysis of Permanent-magnet Motor Drivers, Part I: The Permanent-magnet Synchronous Motor Drivers[J]. IEEE Trans Ind Appl, 1989, 25(2):

265- 273

- [2] 夏丽涛, 程善美 脉冲调制技术的仿真优化[J]. 微电机, 2002(4): 34- 36
- [3] 王宗培 永磁直流电机[M]. 东南大学出版社, 1992
- [4] 韩光鲜, 谢占明, 王宗培, 等 无刷直流电动机等效电阻的研究[J]. 微电机, 2002(1): 3- 5
- [5] 韩光鲜, 谢占明, 王宗培, 等 无刷直流电动机电枢等效电阻的研究[J]. 微电机, 2002(2): 3- 6

作者简介: 韩光鲜(1970—), 男, 博士研究生, 从事无刷直流电动机、伺服及步进驱动单元的运行分析及仿真研究。