

无刷直流电动机电枢等效电阻的研究

韩光鲜, 谢占明, 王宗培, 程树康

(哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘 要: 以典型结构和典型驱动方式的无刷直流电动机的主回路为基础, 对电枢回路的电压平衡关系作具体的分析, 剖析了等效直流电动机模型中等效电阻的含义。可清楚了解电枢等效电阻为什么区别于绕组的直流电阻, 以及影响电枢等效电阻的因素。

关键词: 无刷直流电动机; 电枢等效电阻; 电压平衡; 绕组电感; 换相过程

中图分类号: TM 381

文献标识码: A

文章编号: 1001- 6848(2002)02- 0003- 04

Study of Amature Equivalent Resistance in BrushlessDC Motor

HAN Guang- xian, XIE Zhan- ming, WANG Zong- pei, CHENG Shu- kang

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract Based on the main circuit of brushlessDC motor with typical structure and drive mode, this paper specifically analyses the voltage balance relationship in amature loop and the meaning of the amature equivalent resistance in the equivalent model of DC motor, from which the reason why the amature equivalent resistance is different from the winding DC resistance and the factors that affect the amature resistance can be clearly revealed

Key words: brushless DC motor; amature equivalent resistance; voltage balance; winding inductance; commutation process

1 无刷直流电动机系统构成

近代无刷直流电动机(BLDCM)有代表性的系统构成包括: (1)电动机本体是1台永磁电动机, 转子上有 P 对永磁磁极, 定子上有三相绕组, 可以Y或 Δ 联接。(2)由6个功率开关管组成的三相桥功率

驱动电路。(3)霍尔开关传感器和相应的逻辑分配电路。主回路简图如图1所示, V_s 是加在功放桥上的电源电压; 通过 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 和 T_6 组成的三相桥给电动机的绕组供电, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 和 D_6 为相应的反向二极管回路; A、B和C为永磁电动机的三相绕组, 图1a、b分别表示 Δ 和Y二种不同联接方式。

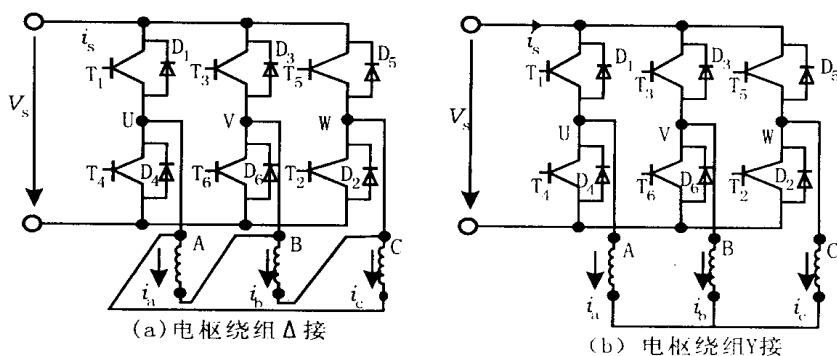


图1 BLDCM 系统主回路简图

霍尔传感器信号及逻辑分配电路使功率开关管以一定的逻辑导通与关断。典型的是120°导通方式, 且调节霍尔传感器的位置使相绕组的电流波形

与旋转电压同相位。正常运行情况下, 任一瞬间总有2个开关管导通, 且有6种导通方式不断循环, 为 T_1T_2 、 T_2T_3 、 T_3T_4 、 T_4T_5 、 T_5T_6 、 T_6T_1 、 T_1T_2 、..., 每个循环对应电动机转过1对极, 绕组电流变化1个基本周期。6种通电方式完全对称, 所以在稳态

收稿日期: 2001- 12- 07

运行情况下, BLDCM 的机电能量过程是以 $1/6$ 基本周期为重复周期的, 所以在分析稳态运行问题时, 取任何一个通电状态的换向周期, 即可在 $1/6$ 基本周期范围内分析。

2 BLDCM 稳态模型

以图 1a 的电路为例, 取 T_1T_2 导通状态为代表来分析。如果忽略换相过程, 或者认为绕组电感为零, 电磁过程变得简化, T_1T_2 导通时的电枢电路如图 2a 所示, 很容易简化成如图 2b 所示的直流电路。绕组的旋转电压按较常见的正弦波形考虑, 取 T_1T_2 导通起始时间为 $\theta = 0$, 则有:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= k_{e1}\omega \sin(\theta + 120^\circ) \\ u_b &= k_{e1}\omega \sin \theta \\ u_c &= k_{e1}\omega \sin(\theta - 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$u_a + u_b = -u_c = k_{e1}\omega \sin(\theta + 60^\circ) \quad (2)$$

$$U = \frac{3}{\pi} \int_0^{60^\circ} (-u_c) d\theta = \frac{3}{\pi} k_{e1}\omega = k_e\omega \quad (3)$$

电枢绕组电阻:

$$R = 2R_1 + \frac{2}{3}R_{11} \quad (4)$$

式中 k_{e1} ——相绕组基波的电势系数, $V \cdot s/\text{rad}$

ω ——转子角速度, rad/s

θ ——电角度, rad

U ——等效电枢直流旋转电压, V

k_e ——BLDCM 的电势系数, $V \cdot s/\text{rad}$

R_{11} ——相绕组的电阻, Ω

R ——BLDCM 的电枢绕组电阻, Ω

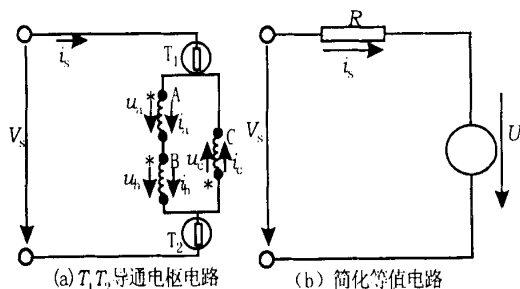


图 2 电枢电路简图

这就是广泛应用的 BLDCM 的稳态模型, 绕组内为恒定的直流, 如图 3 所示。实践表明, 用这种模型及参数来确定 BLDCM 的稳态特性会有很大出入, 文[1]提出了一种改进稳态模型的简单办法, 就是给出一个电枢等效电阻的概念, 即认为电阻回路的电阻(R), 除了绕组电阻(R_a)和开关管的导通电阻(R_b)以外, 还需要增加一个分量, 因为是不忽略

换相过程而引起的, 所以把该分量叫做换相电阻(R_c), R_c 的值与转子角速度有关。为了清楚它的实质, 需要对换相过程进行分析, 了解电枢绕组内电压平衡的实际关系。

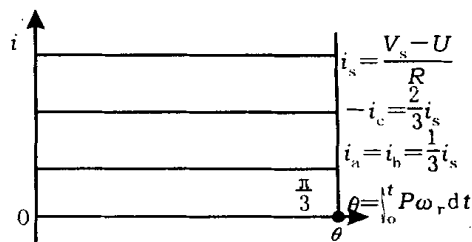


图 3 简化模型得出的电枢和绕组电流

3 换相过程

换相过程, T_1T_2 导通状态相电流的初始值, 等于其前一种通电状态(T_6T_1 导通)结束时相电流的值, 大体上 i_a 为相电流的最大值, i_b 和 i_c 为负, 幅值大约为相电流最大值的 $1/2$ 。 T_1T_2 通电状态结束时, i_c 为负的相电流最大值, i_a 和 i_b 为正, 大约为相电流最大值的 $1/2$; 图 4 表示一个通电状态范围内,

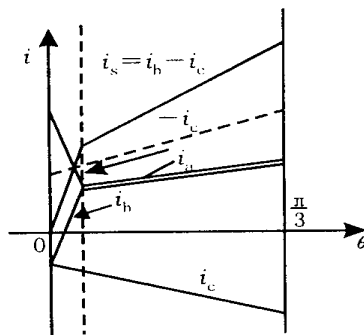


图 4 电枢绕组电流变化曲线

相绕组电流变化的典型曲线, 与图 3 对比可以清楚地看出二者的区别, 图 4 曲线清楚地表明了, 在 $0 < \theta < \theta_0$ 的区间内的续流过程, $\theta = 0$ 时, B 相绕组原来与 C 相绕组在一个支路内, 电流为负, 转换到与 A 相绕组在同一支路内, 电流变为正的过程, 在到达 $\theta = \theta_0$ 处 i_a 与 i_b 的值相等之前, 需有一续流的支路, 实际上在 T_6 关断时, 与它相对应的上桥臂的 D_3 导通, 提供了续流的通路, 如图 5 所示; $\theta = \theta_0$ 之后, $i_a = i_b$, $i_3 = 0$, D_3 不再导通, 电枢电路如图 2a 所示, 通常称为续流结束, 但这时绕组电流仍是变化的, 并没有达到它的稳定值, 这是因为在正常运行情况下, 一种通电状态持续的时间与相绕组电路的电气时间常数相比并不很大。

既然绕组电流不是恒定的直流, 电压平衡方程

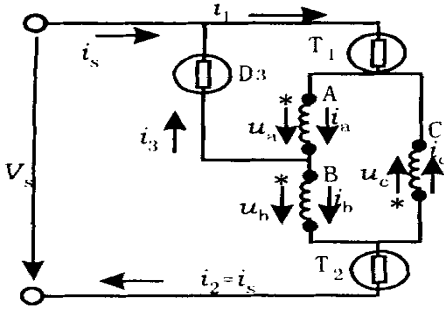


图5 续流时的电枢电路图

式中除了电阻压降以外,一定还有电感压降,用一个支路为例来说明他们的物理概念。取C相绕组支路,它的电压平衡方程式为:

$$V_c I_{c\text{ av}} = I_{c\text{ eff}}^2 R_{11} + \frac{1}{T} \cdot \frac{L_{11}}{2} (i_{c\tau}^2 - i_{c0}^2) + \frac{1}{T} \cdot L_{12} [i_{c\tau}(i_{b\tau} + i_{a\tau}) - i_{c0}(i_{b0} + i_{a0})] + U_c I_{c\text{ av}} \quad (9)$$

式中 V_c ——C 相绕组端电压平均值

U_c ——C 相旋转电压平均值(0~60°)

$I_{c\text{ av}}$ ——C 相绕组电流的平均值

$I_{c\text{ eff}}$ ——C 相绕组电流的有效值

L_{11} ——相绕组的自感

L_{12} ——相绕组间的互感

$i_{a\tau}, i_{b\tau}, i_{c\tau}$ —— $t = \tau, \theta = \frac{\pi}{3}$, $T_1 T_2$ 通电状态结束时 A、B 和 C 相绕组内电流值

i_{a0}, i_{b0}, i_{c0} —— $t = 0, \theta = 0$, $T_1 T_2$ 通电状态结束时 A、B 和 C 相绕组内电流值

通常有:

$$\left. \begin{aligned} i_{a0} + i_{b0} &= -i_{c0} \\ i_{a\tau} + i_{b\tau} &= -i_{c\tau} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

代入式(9),改为直流电路的电压平衡方程式得:

$$V_c = I_{c\text{ av}} \left(\frac{L_{c\text{ eff}}}{I_{c\text{ av}}} \right)^2 R_{11} + I_{c\text{ av}} \left(\frac{i_{c\tau}^2 - i_{c0}^2}{I_{c\text{ av}}^2} \right) \frac{(L_{11} - L_{12})}{T} + U_c \quad (11)$$

改为:

$$V_c = I_{c\text{ av}} R_{11} + U_c \quad (12)$$

$$R_{11} = R_{11r} + R_{11L} \quad (13)$$

$$R_{11r} = R_{11} \left(\frac{L_{c\text{ eff}}}{I_{c\text{ av}}} \right)^2 \quad (14)$$

$$R_{11L} = \left(\frac{L_{11} - L_{12}}{T} \right) \left(\frac{i_{c\tau}^2 - i_{c0}^2}{I_{c\text{ av}}^2} \right) \quad (15)$$

等效直流电路如图6所示。从以上推导和所给出的结果可以看出,将电流脉动的电路等效为直流电路时,电压平衡关系中除了绕组电阻压降以外,还有绕组电感引起的压降;BLDCM 整个电枢回路等

$$U = i_c R_{11} + L_{11} \frac{di_c}{dt} + L_{12} \frac{di_b}{dt} + L_{12} \frac{di_a}{dt} + u_c \quad (5)$$

功率平衡关系:

$$U i_c = i_c^2 R_{11} + i_c L_{11} \frac{di_c}{dt} + i_c L_{12} \frac{di_b}{dt} + i_c L_{12} \frac{di_a}{dt} + u_c i_c \quad (6)$$

在一个换向周期范围内,时间 $t = 0 \sim \tau$, 转角 $\theta = 0 \sim \frac{\pi}{3}$, 积分后求出各个分量的平均值,为了简化起见,认为:

$$U = V_c \quad (7)$$

$$u_c = U_c \quad (8)$$

为恒定值保持基本不变,可得:

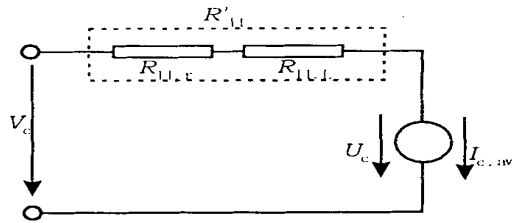


图6 C 相绕组支路的等效直流电路

效为一直流电路时,推导过程稍复杂一些,基本性质和特点是不变的。可以直接给出等效电路如图7所示,形式上与普通DCM 没有区别,只是电枢等效电阻 R_a 的物理概念含义要复杂一些。其中 R_a 表示绕组电阻,与直流电阻有一些区别,与实际电流波形有关,见式(14); R_b 表示功率开关管的导通电阻; R_c 为等效电感压降的电阻,参看式(15)可知,它与绕组电路的磁储能相联系,与绕组的电感成正比,与通电状态周期成反比,即与电动机的转速成正比。

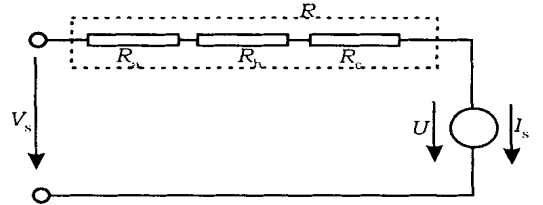


图7 BLDCM 电枢回路的等效直流电路

4 BLDCM 电枢电路仿真计算实例

给出BLDCM 电枢电路仿真计算的实例,以便对电枢电路电压平衡关系和各电压降分量有一些定量的了解。实例的电动机是珠海运控电机有限公司生产的 92BL-30-25L(1)(ST)型电动机,其基本技术数据为:额定电压 $V_s = 24V$, 额定转矩 $T_N =$

1. 2Nm, 额定转速 $n_N = 2\,500 \text{ r/min}$ 。主要技术参数为: 蓄电池电源内阻, $R_s = 0.124 \Omega$, 功率开关管导通电阻, $R_i = 0.03 \Omega$, 续流二极管导通时的电压降, $V_d = 0.7 \text{ V}$, 电动机极对数, $P = 4$, 相绕组电阻, $R_{11} = 0.1146 \Omega$, 相绕组电感, $L_{11} = 0.412 \text{ mH}$, 相绕组间互感, $L_{12} = -0.023 \text{ mH}$, 绕组为三角形连接(), 转子

惯量, $J_r = 1.17 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 机械摩擦转矩 $T_f = 0.0349 \text{ Nm}$, 阻尼系数, $\beta = 7.941 \times 10^{-6} \text{ Nm/(rad/s)}$; 旋转电压系数 $k_{e1} = 0.061 \text{ 3V/(rad/s)}$ 。

在特定负载转矩情况下($T_L = 0.5 \text{ Nm}$), 电枢支路各电压降分量变化曲线如图 8 所示, 各分量的平均值计算结果列于表 1、2。

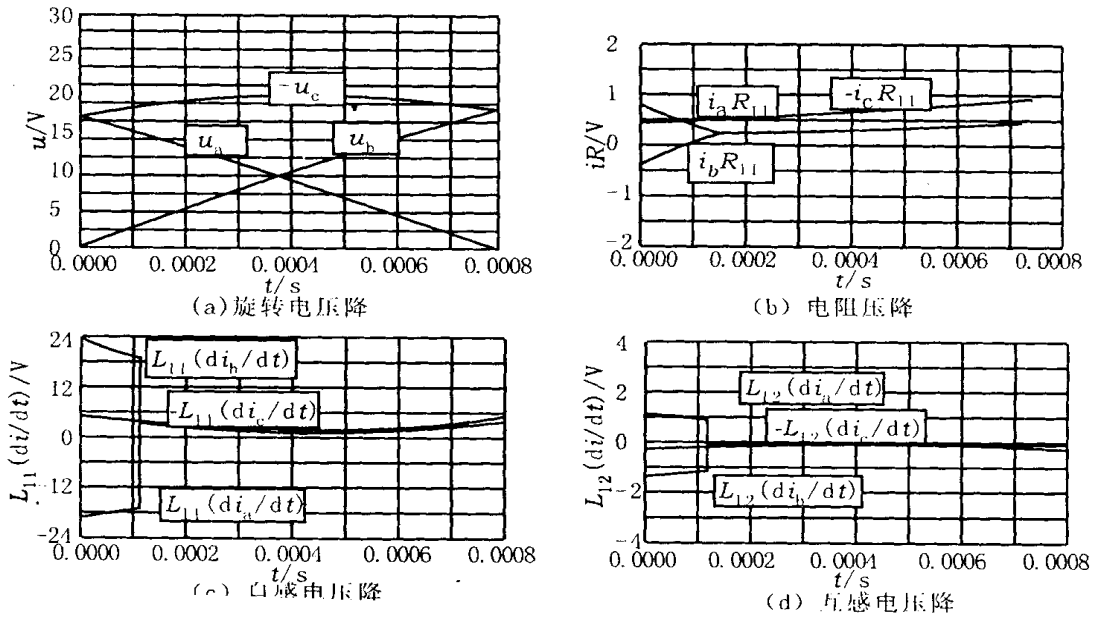


图 8 各电压降分量变化曲线

在表 1、2 例子中, 蓄电池的内电势(24.32V), 降在主回路的各部分是这样分配的: 电枢旋转电压降 82%; 电源内阻压降 4.3%; 功率开关管的导通电阻压降 2.1%; 绕组电阻压降 2.8%; 自感和互感电压降 8.3% 和 0.5%。这最后一项自感和互感压降共占 8.8%, 是通常直流电路中所没有的, 在 BLDCM 电枢电路中则不可忽略, 在所列的实例情况下, 它是绕组电阻压降的 3 倍以上。因为在不断改变通电状态的过程中, 绕组电流始终达不到稳态的缘故。看一下所列实例的具体电气参数会更清楚, $L_{11} = 0.412 \text{ mH}$, $R_{11} = 0.1146 \Omega$, 相绕组电路的电气时间常数 $\tau_{11} = 3.6 \text{ ms}$, 实例的转速为 $n = 3\,256 \text{ r/min}$, 极对数 $P = 4$, 换向周期为:

$$\tau = \frac{60 \times 1000}{3256 \times 4 \times 6} = 0.7678 \text{ ms}$$

比电气时间常数还小得多, 只有 τ_{11} 的 21%。可见在一个换相周期内, 即使续流结束, 绕组电流仍不断上升或下降, 直到下一个换相周期开始。

表 1 电压分量的平均值 单位: V

C 绕组支路		A、B 绕组支路	
$(-u_c)_{av}$	19.956 04	$(u_a + u_b)_{av}$	19.956 04
$(-i_c R_{11})_{av}$	0.674 17	$(i_a R_{11} + i_b R_{11})_{av}$	0.674 16
$(-L_{11} \frac{di_c}{dt})_{av}$	2.030 29	$(L_{11} \frac{di_a}{dt} + L_{11} \frac{di_b}{dt})_{av}$	2.030 29
$(-L_{12} \frac{di_c}{dt})_{av}$	-0.114 82	$(L_{12} \frac{di_b}{dt} + L_{12} \frac{di_a}{dt})_{av}$	-0.114 81
$(-L_{12} \frac{di_b}{dt})_{av}$	0.229 55	$(L_{12} \frac{di_c}{dt} + L_{12} \frac{di_a}{dt})_{av}$	0.229 56
$(-u)_{av}$	22.775 3	$(u_b + u_c)_{av}$	22.775 29
$(-i_c)_{av}/A$	5.880 74	i_{bav}/A	2.514 51

表 2 电压分量平均值

表达式	平均值
$I_s = (-i_c + i_b)_{av}/A$	8.395 25
$I_s \cdot 2R_i/V$	0.5037 15
$I_s \cdot R_s/V$	1.0410 11
V_{so}/V	24.32

(下转第 33 页)

图 5 为选定负载电容后变压器副方电压波形, 为形状较好的正弦波。图 6 为对应图 5 的电流波形。

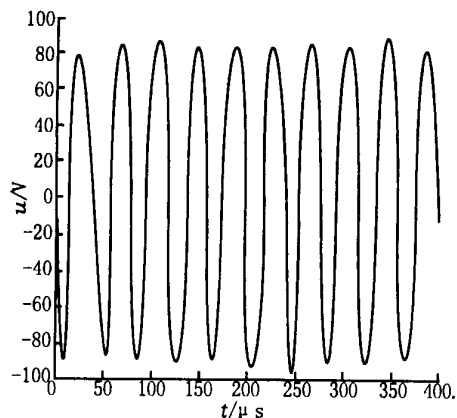


图 5 谐振时副方电压波形

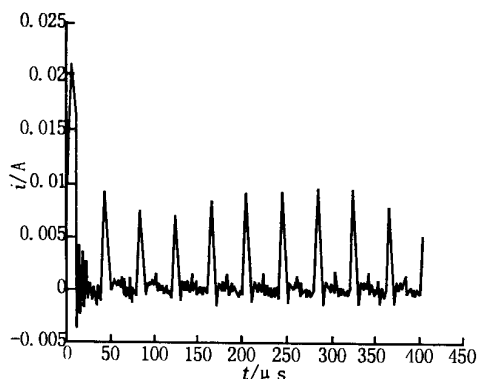


图 6 谐振时副方电流波形

图 7 为选定匹配电阻后的变压器副方电压波形, 图 8 为相应的电流波形。比较图 8 和图 6 可看出, 匹配状态下, 副方电流值增大, 效率提高, 但原电路的特性发生了变化, 电压波形畸变。

5 结 语

通过建立超声波电机驱动电路的工作模型, 分别对空载、谐振及匹配进行了仿真。在对高频变压器次级回路进行了谐振分析后, 给出了计算谐振负载电容值的公式, 为进一步确定 U_{SM} 等效电路的参数提供了依据。

(上接第 6 页)

在 BLDCM 电枢电路中引入 R_c 的概念, 使电枢等效电阻改为 $R = R_a + R_b + R_c$, 能正确反映电枢电路的电压平衡关系, 可以正确确定旋转电压的值, 因而正确地确定电动机的运行转速和相关的运行特性。但应指出的是, R_c 与磁储能相联系, 与一般的电阻不一样, $I^2 R_c$ 不能代表电机内的热损耗, 事实上它与电动机内机电能量转换过程有关。

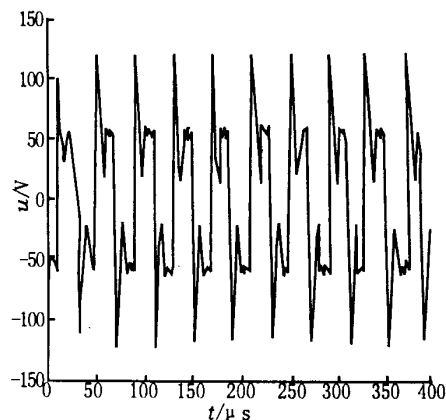


图 7 匹配时副方电压波形

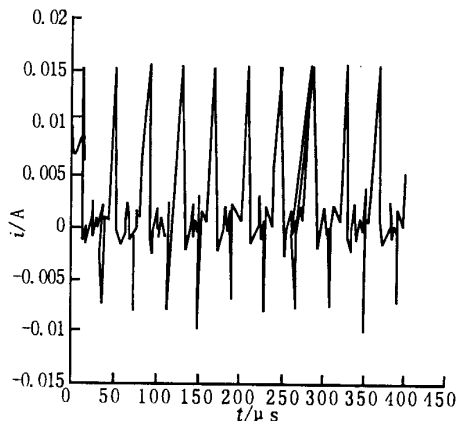


图 8 匹配时副方电流波形

参考文献:

- [1] 胡敏强 超声波电动机的研究及其应用[J]. 微特电机, 2000(5): 28- 31.
- [2] 刘锦波, 陈永校 行波型超声波电机机械特性计算与驱动系统的分析[J]. 电机与控制学报, 1998, 2(4): 31- 33
- [3] 胡宴如, 章忠全 高频电子线路[M]. 高等教育出版社, 1993

作者简介: 余建华(1978—), 女, 硕士研究生, 研究方向为超声波电机仿真与优化。

参考文献:

- [1] 韩光鲜, 谢占明, 王宗培 无刷直流电动机 电枢等效电阻的实例研究[J]. 微电机, 2002, 35(1).

作者简介: 韩光鲜(1970—), 男, 博士研究生, 从事伺服及步进驱动单元的运行分析及仿真研究。