

五相混合式步进电动机 PWM 调频调压驱动*

陈培民

(华侨大学电气技术系, 泉州 362011)

摘要 提出一种步进电动机调频调压驱动的技术方案, 讨论五相混合式步进电动机的调频调压规律, 给出一种简明的设计方法, 实测 PWM(脉宽调制)调频调压驱动系统的矩频特性。

关键词 步进电机, 调频, 调压

分类号 TM 383.6

步进驱动系统的运行频率 f_c 可通过改进驱动技术来实现如电流型有恒流源、定电流升频升压等^[1], 电压型主要有单电压、高低压驱动和调频调压, 而调频调压技术在 80 年代后期才逐渐进入应用领域^[2]。因此, 调频调压技术的研究是适时而迫切的。

1 五相混合式步进电动机的调频调压电源

图 1 为五相混合式步进电动机调频调压驱动器的简图。为使绕组在高频时有较大的电流流过, 同时又避免低频运行时出现电流过大而产生低频振荡, 图中提供绕组功率驱动电路的电压 V 应是低频低值, 高频高值。也就是说, V 值随着外部控制脉冲频率的变化而变化。图中外部控制脉冲经 f/V 转换器(采用 LM2917), 得到随 f_c 变化而变化的电压讯号 V_o 。 V_o 与基准三角波 V_1 比较, 可得到随外部控制脉冲频率 f_c 变化占空比发生变化的脉宽调制(PWM)讯号 V_3 。 V_3 经放大后, 驱动工作于开关状态的功率管 T, 从而得到放大后的 PWM 讯号 V_4 。 V_4 经斩波电路后, 输出调频调压的直流电压 V 。

2 调频调压规律

调频调压的目的, 是使电机在运行频率 f_c 范围内有稳定的力矩输出, 其规律的确定是驱动器设计的依据。

五相混合式步进电动机其相绕组电势平衡方程为

$$V_k = i_k R_k + d\psi_k/dt, \quad (1)$$

式中 V_k , i_k , R_k , ψ_k 分别为 k 相(k 为 a, b, c, d, e)绕组电压, 电流, 电阻和总磁链, ψ_k 由定子绕组

* 本文 1994-10-12 收到

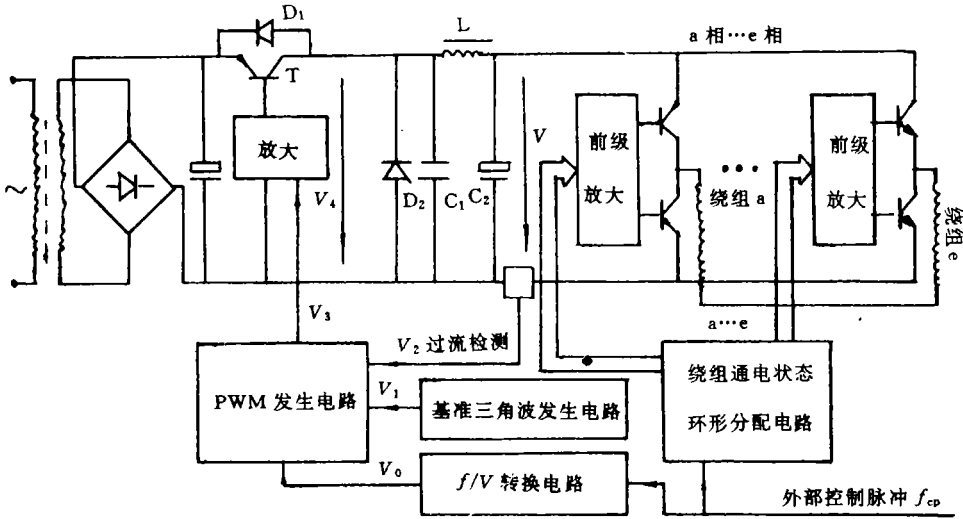


图 1 五相混合式步进驱动器简图

电流 i_j (j 为 a, \dots, e) 在 k 相绕组的总磁链 $\sum_{j=a}^e \psi_{ikj}$ (为绕组电流 i_j 和定转子相对位置 θ 的函数) 和转子永磁体磁链 ψ_{mk} (仅为 θ 的函数) 合成, 即

$$\psi_k = \sum_{j=a}^e \psi_{ikj} + \psi_{mk}$$

引入平均电感 $L_{kj} = \psi_{ikj} / i_j$, 则式(1)变为

$$\begin{aligned} V_k &= i_k R_k + d \left[\sum_{j=a}^e \psi_{ikj} + \psi_{mk} \right] / dt = i_k R_k + \sum_{j=a}^e \frac{\partial \psi_{ikj}}{\partial i_j} \cdot \frac{di_j}{dt} \bigg|_{(\theta = \text{const.})} \\ &+ \sum_{j=a}^e \frac{\partial \psi_{ikj}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \bigg|_{(i_j = \text{const.})} + \frac{\partial \psi_{mk}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \\ &= i_k R_k + \sum_{j=a}^e \left[\frac{\partial L_{kj}}{\partial i_j} \cdot i_j + L_{kj} \right] \frac{di_j}{dt} + \sum_{j=a}^e \frac{\partial L_{kj}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i_j + \frac{\partial \psi_{mk}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

为简明起见, 现引入两个假定。(1)磁路为线性的, 即平均电感 L 与电流无关。此外, 由于混合式电机转子铁芯分为两段且定子磁极小齿两段互错 $\frac{1}{2}$ 齿距, 故可假定气隙总磁导也即平均电感 L 与 θ 无关。(2)只考虑 V_k, i_k 和空载相电势 $e_{0k} = \frac{\partial \psi_{mk}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}$ 的基波分量。因此, 式(2)可简化为

$$V_k = i_k R_k + \sum_{j=a}^e L_{kj} \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial \psi_{mk}}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = i_k R_k + \sum_{j=a}^e L_{kj} \frac{di_j}{dt} + e_{0k}. \quad (3)$$

以 a 相为例, 设 $I_a = I \angle 0^\circ$ 和 $E_{0m} = \omega_r \cdot \psi_m$, 其中 ω_r 为激磁电角速度, ψ_m 为永磁链最大值。由于对确定的外部控制脉冲频率 f_{cp} , 步进电动机处于稳态同步运行时, 电机有对称的空载相电势 E_0 和相电流 I , 故有图 2 相量图。

由图 2(a)有

$$E_{a0} = \frac{E_{ab0}}{2 \cos 18^\circ} = \frac{E_{ac0}}{2 \cos 18^\circ}, \quad (4)$$

由图 2(b)有 $I_c = I \angle -72^\circ, I_e = I \angle -144^\circ, I_b = I \angle 144^\circ, I_d = I \angle 72^\circ$, 如考虑到电机结构的对称

性,则有 $L_{ac} = L_{ad}$, $L_{ab} = L_{ae}$, 此外电机绕组星形连接时,各相绕组同名端连在一起,故互感电势为负。因此,由式(3)可得

$$V_a = i_a R_a + L_{aa} \frac{di_a}{dt} - L_{ab} \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_e}{dt} \right) - L_{ac} \left(\frac{di_c}{dt} + \frac{di_d}{dt} \right) + e_0,$$

写成相量形式则有

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= \dot{I}_a R_a + j\omega_l L_{aa} \dot{I}_a \\ &\quad - L_{ab} (j\omega_l \dot{I}_a \angle -144^\circ + j\omega_l \dot{I}_a \angle 144^\circ) \\ &\quad - L_{ac} (j\omega_l \dot{I}_a \angle -72^\circ + j\omega_l \dot{I}_a \angle 72^\circ) + \dot{E}_{a0} = \dot{I}_a R_a + j\omega_l L_s \dot{I}_a + \dot{E}_{a0}, \end{aligned} \quad (5)$$

其中等效电感为

$$L_s = L_{aa} - 2L_{ab} \cos 144^\circ - 2L_{ac} \cos 72^\circ = L_{aa} + 1.618L_{ab} - 0.618L_{ac}, \quad (6)$$

式(5)与普通隐极同步电动机方程式一致,类似可得步进电动机的功角特性为

$$P_{em} = m \cdot \frac{V_a \cdot E_{a0}}{X_s} \cdot \sin \delta,$$

式中 $\delta = (\dot{E}_{a0}, \dot{V}_a)$, $X_s = \omega_l \cdot L_s$, m 为相数,电磁转矩 T_{em} 为

$$T_{em} = m \frac{V_a \cdot E_{a0}}{\omega_r X_s} \cdot \sin \delta,$$

式中 ω_r 为转子旋转角速度,牵出力矩 $T_{P.O}$ 为

$$T_{P.O} = m \frac{V_a \cdot E_{a0}}{\omega_r X_s}, \quad (7)$$

由于 $\omega_r = \frac{f_{cp}}{m_1} \cdot 2\pi$ (m_1 为运行相数), $\omega_r = \frac{\omega_l}{Z_r}$ (Z_r 为转子齿数), $E_{a0} = E_{a0m} / \sqrt{2} = \omega_l \phi_m / \sqrt{2}$, 则有

$$T_{P.O} = \frac{m \cdot m_1 Z_r}{2 \sqrt{2} \pi} \cdot \frac{\phi_m \cdot V_a}{L_s \cdot f_{cp}}, \quad (8)$$

式(8)表明,要使步进驱动系统有稳定的牵出力矩(如在运行频率 f_c 范围内保持额定输出),驱动电源的设计应使电机绕组相电压有效值随外部频率 f_{cp} 作线性变化。此即调频调压电源设计的基本依据。

3 实际系统的调频调压电源设计

本文研制的 4 细分 PWM 微步驱动系统,其电源采用 PWM 调频调压技术。现以 90BYG501 五相混合式步进电机作为驱动对象为例:该电机 $Z_r = 50$, $T_{P.O.N} = 1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$; 系统设计要求为 $f_{cp} = 0 \sim 25 \text{ kHz}$ 有额定输出力矩。

3.1 确定 ϕ_m

对空载旋转电势进行进行实测,当转速 n 为 $527 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, $290 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,测得线电势 E_{ab0} 分别为 20.4 V , 11.1 V 。其中 n 为 $527 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,由式(4)可得

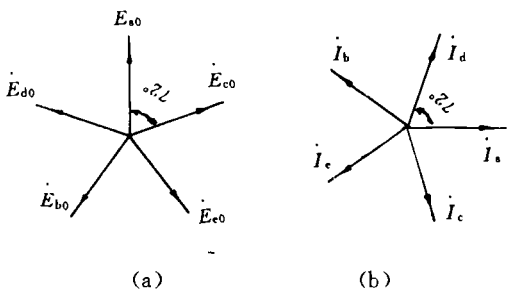


图2 相电流、空载相电势相量

$$\psi_M = \frac{E_{a0m}}{\omega_r} = \frac{E_{ab0}/2\cos 18^\circ}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot Z_r} = \frac{20.4/2\cos 18^\circ}{2\pi \times \frac{527}{60} \times 50} = 3.84 \times 10^{-3}.$$

3.2 确定 V_a

所研制的系统是在半步运行基础上进行细分的. 因此, 半步运行电机绕组通电状态共 20 步为: $a\bar{b}cde \rightarrow \bar{b}cde \rightarrow \bar{b}cde\bar{a} \rightarrow cde\bar{a} \rightarrow cde\bar{a}\bar{b} \rightarrow \bar{d}e\bar{a}\bar{b} \rightarrow \bar{d}e\bar{a}\bar{b}\bar{c} \rightarrow \bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c} \rightarrow \bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}\bar{e} \rightarrow \bar{b}\bar{c}\bar{d}\bar{e} \rightarrow \bar{b}\bar{c}\bar{d}\bar{e}\bar{a} \rightarrow \bar{c}\bar{d}\bar{e}\bar{a} \rightarrow \bar{c}\bar{d}\bar{e}\bar{a}\bar{b} \rightarrow \bar{d}\bar{e}\bar{a}\bar{b} \rightarrow \bar{d}\bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c} \rightarrow \bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c} \rightarrow \bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \rightarrow \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \rightarrow a\bar{b}cde$. 图 3(a) 示出 $\bar{e}\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$ 这一通电状态, 图 3(b) 给出 a 相绕组与功率管外施电压即调频调压值 V 的关系, 由富氏级数展开,

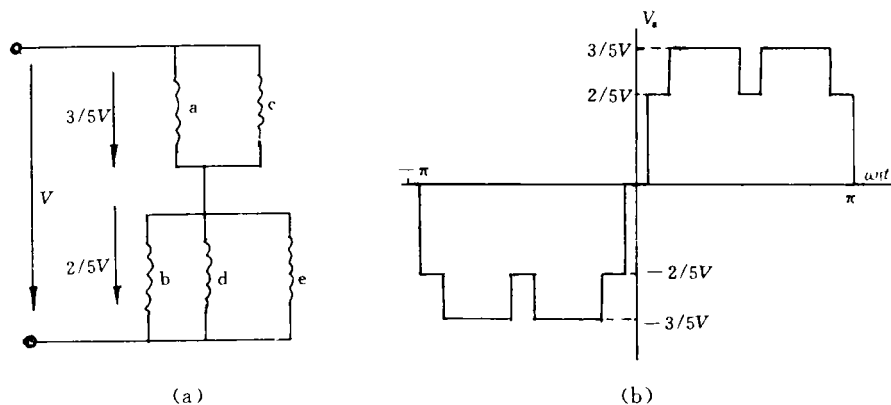


图 3 绕组通电情况示意图

可得 a 相绕组电压的基波幅值: $V_{am} = \frac{2V}{\pi} \times 1.09 = \frac{2V}{\pi}$.

3.3 确定等效电感 L_s

文[3]计算 90 BYG 501 在额定电流 $I = 3$ A 时的电感值(无计算条件可实测)为 $L_{aa} = 2.73$ mH, $L_{ab} = L_{ac} = 0.738$ mH, $L_{ac} = L_{ad} = 0.625$ mH. 因此有 $L_s = L_{aa} + 1.618L_{ab} - 0.618L_{ac} = 3.54$ mH.

3.4 确定调频调压最大电压 V_{max}

所设计驱动电源在五相半步运行的基础上进行 4 细分, 取运行拍数 m_1 为 80, PWM 占空比为 100%, 频率 f_{cp} 为 25kHz, $T_{P.O} = 2$ N·m. 故由式(8)有

$$\begin{aligned} V_a(f_{cp})|_{f_{cp}=25\text{kHz}} &= \frac{2\sqrt{2}\pi \cdot T_{P.O} \cdot L_s \cdot f_{cp}}{m \cdot m_1 \cdot Z_r \cdot \psi_M} \\ &= \frac{2\sqrt{2} \cdot \pi \times 2 \times 3.54 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^3}{5 \times 80 \times 50 \times 3.84 \times 10^{-3}} \\ &= 19.90(\text{V}), \end{aligned}$$

$$V_{am}(f_{cp})|_{f_{cp}=25\text{kHz}} = \sqrt{2} V_a(f_{cp}) = 28.04(\text{V}),$$

$$V_{max} = \frac{\pi}{2} V_{am} = \frac{\pi}{2} \times 28.04 = 44(\text{V}).$$

考虑绕组驱动电路两个功率管的饱和压降为 2.8 V. 则取调频调压电源设计最大值为 46.8V.

4 结束语

在实际电源 PWM 占空比为 100% 时实测频率值为 23 kHz, 电压值为 44V, 调频调压规律

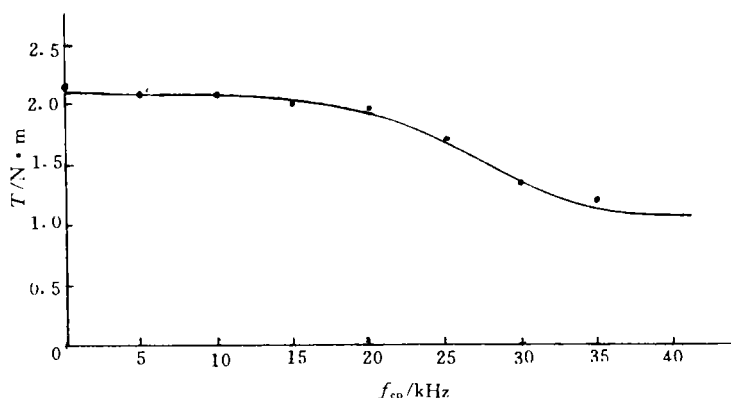


图4 实测矩频特性

的线性化由 LM2917 来实现. 图 4 为实测系统的矩频特性, 图中曲线与理论设计比较吻合. 因此, 本文所探讨的方法为驱动电源的设计提供了较好的依据.

本文为校青年基金资助项目.

参 考 文 献

- 1 胡祐德, 马东升. 步进电机的开关恒流源驱动. 微特电机, 1988, (5): 29~31
- 2 王宗培, 陈培民. 步进电动机 PWM 微步驱动方式的实现. 微特电机, 1991, (1): 17~20
- 3 李兴根. 高性能增强型混合式步进电动机的研究. [学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学电气工程系, 1989

Frequency/Voltage Modulated Drive of Five-Phase Hybrid Stepping Motor

Chen Peimin

(Dept. of Electric Technique, Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

Abstract A technical plan on the frequency/voltage modulated drive of stepping motor is presented. The author discusses the regular pattern of the frequency modulation and voltage modulation of the five-phase hybrid stepping motor; and gives a concise design method; and measures actually the torque and frequency characteristics of frequency/voltage drive.

Keywords stepping motor, frequency modulation, voltage modulation