

用端电压系统的自控同步电动机驱动

Hoang Le-Huy Alain Jakubowicz

〔摘要〕 本文论述一种电流反馈的自控同步电动机驱动，它采用电动机端电压使逆变器触发脉冲同步化。研究了功率因数最佳化的控制方法，及在微处理机为基础的控制系统中的实现过程。用系统元件线性化模型对 Z 区域进行了分析，并给出了实验结果。

一、引言

在一般驱动系统中，变流器触发信号要与转子位置同步，以保证在全部运行状态下的同步性。通常用一个安装在电动机轴上的位置检测器来获得所需的同步信号。但是这种检测器会降低系统的总强度。另一方面，有可能用电机的端电压作为同步信号，从而取消轴位置检测器。

本文提出一种电流反馈自控同步电动机驱动，它用电动机端电压作基准，给逆变器可控硅提供可控触发角，精确控制电机的功率因数。

二、控制系统

图 1 是用于自控同步电动机 (SCSM) 驱动功率电路及其电流电压波形。驱动特性取

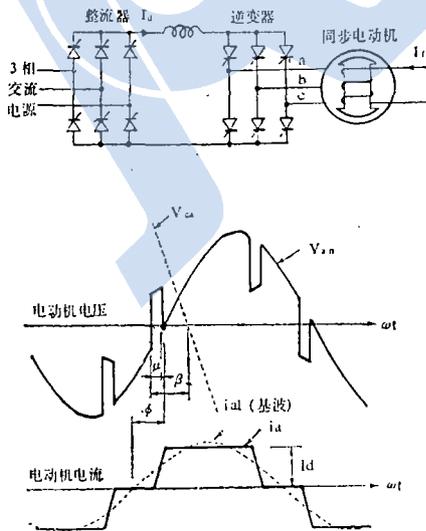


图 1

决于直流耦合电流、逆变器的触发角和磁场电流。这些变量都分别可控，并按所需特性采取各种不同的控制方法。变流器系统是对称的，能量能从两个方向流通，能作四象限运行。

目前的驱动系统用一台微计算机来实现全部监控功能。控制结构和特性由软件限定，只要改变软件就可实行不同的控制方法。图 2 表示样机驱动系统的控制方框图。它由包括一个内电流控制环节的主速度控制环组成。磁场电流由另一个独立环节控制。

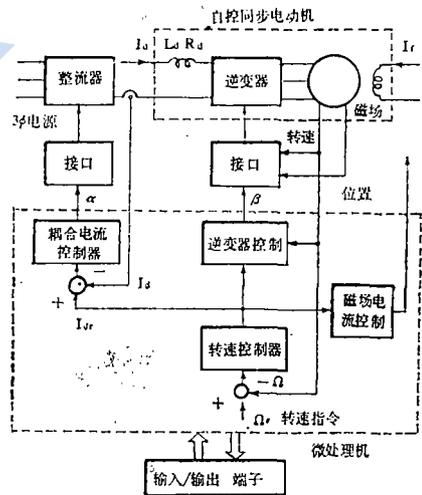


图 2

三、端电压检测——逆变器触发角控制

(A) 端电压检测:

在自控同步电动机中，电机端电压包含有由于可控硅换向引起的瞬变电压。这些瞬变电压每隔 60 电角度发生，其大小通常是重要的。

但直接用电压信号来控制是困难的，需要滤波以衰减这些瞬变电压。同时，在一个很宽的范围内，这些信号的振幅和频率，是作为电机转速的函数而变化的，经常需要进行复杂的信号处理。

在微处理机驱动控制系统中，控制逆变器触发角只需要电压信号中的零交叉和频率信息，而振幅信息则可忽略。

本文介绍的端电压检测器电路由三个相同的电路组成，每个都承受线电压。图 3 (b) 表示一个检测器的电路。在触发器结构里用两只光耦合器。它消除被检电压信号中的换向瞬变电压。其输出信号是与输入线电压频率相等，相位相同的方波。

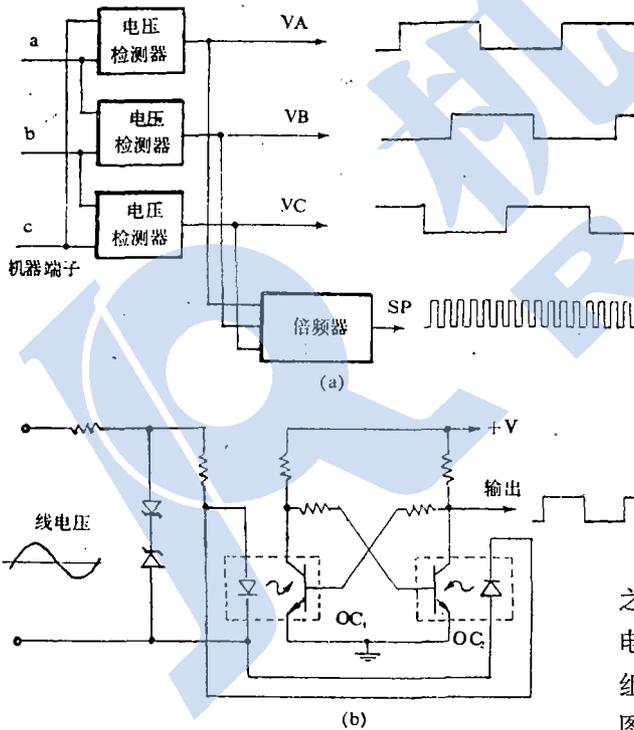


图 3

该电路有两个作用：检测电机电压的极性和零交叉，使控制电路与功率电路隔离。由于发光二极管电流是电机本身提供的，故电机侧不需要电源。但是由于光耦合器的导通阈值会引起一相移。这一相移是电机转速的函数，并

可由储存在存储器内的校正表迅速补偿。

提供触发角分辨力和转速信息的速度信号 (SP)，是由倍频器从电压信号 VA, VB, VC 中获得的 (图 4)。倍增因数是由计数器 C 的分度比确定的，而其选择取决于所需的角分辨率。在样机系统中，为了保持与现有的光学位置检测器相适应，因数采用 128，得到 2.8° 的分辨力。运行频率范围取决于时钟频率、计数器的长度和倍增因数。用 1MHz 时钟，8 位计数器和 128 的因数，则倍频器适用于 5Hz 到 60Hz。

(B) 逆变器触发角控制：

从端电压检测器获得的信号 VA, VB, VC 和 SP，被用来在逆变器触发脉冲和电机电压

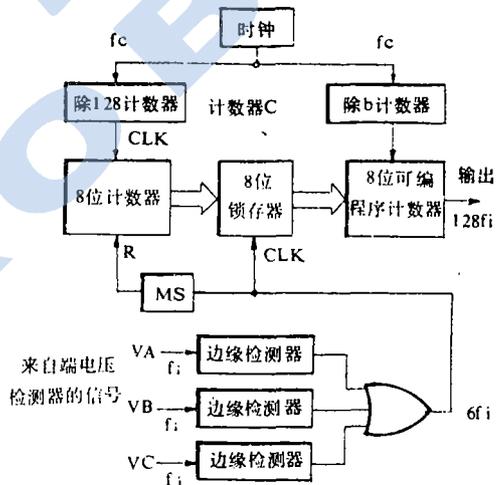


图 4

之间产生一个可控延迟角。逆变器触发角控制电路由三个数控延迟电路和一个脉冲分配电路组成 (图 5 (a))。根据线性化数字斜坡技术在图 5 (b) 中用波形图表示出运行原理。这个电路将微处理机发出的角度控制字码转换成相应的延迟角。

四、功率因数最佳化

在本系统中电机的功率因数取决于逆变器触发脉冲和电机电压之间的相位角。在自然换向运行中，电流总是超前于电压，因此为了使

功率因数达到最佳，必需使逆变器触发角保持最小允许值。电动机转矩也将同样达到最佳。

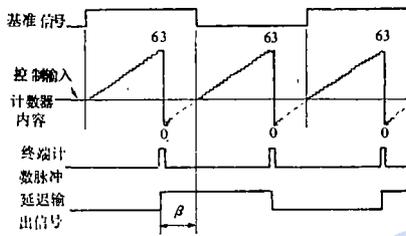
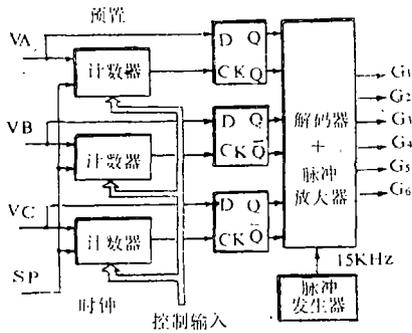


图 5

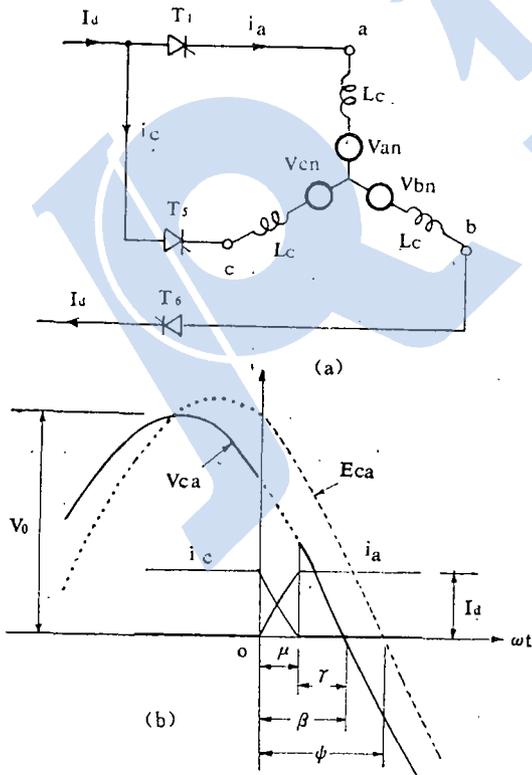


图 6

(A) 换向分析:

自控同步电动机的换向，是一个由好几种因素决定的复杂过程。已经用 Park 公式的数值解法做过精确换向分析。为了能用微处理机实行最佳化，就需要采用一种较为简单的模型来预测重迭角。

换向期间同步机的等值电路示于图 6 (a)。电路中电机的每一相用一个与换向电感 l_c 串联的电压源来表示。

假设直流耦合电流恒定，则换向相的电流由下式决定：

$$V_a + l_c \frac{di_a}{dt} = V_c + l_c \frac{di_c}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{di_a}{dt} = - \frac{di_c}{dt} \quad (2)$$

当电流 i_a 达到 I_d ，电流 i_c 到零时换向同时完成。重迭角 μ 由下式给出：

$$\cos(\beta - \mu) - \cos\beta = 2l_c \frac{\omega}{V_0} I_d \quad (3)$$

式中 β 是逆变器的触发角， V_0 是线电压幅值。

这样，对于一个给定的 β 值，重迭角就是耦合电流 I_d 和比值 ω/V_0 。（它取决于磁场电流 I_f ）的函数。功率因数近似等于：

$$\cos\phi \approx \cos(\beta - \frac{\mu}{2}) \quad (4)$$

(3) 式可以表示成：

$$\cos\beta = \cos\omega t_c - 2l_c \frac{\omega}{V_0} I_d \quad (5)$$

式中 t_c 是提供给逆变器可控硅的电路关断时间。

这一关系表明给定运行点的触发角 β ，由选定的关断时间 t_c 的 I_d 、 ω 和 I_f 来决定。这一简单模型将用于下述的功率因数最佳化方法。

实验结果表明，对于给定的 I_d 值，重迭角随转速的降低略有增加。因此需要增加一个随电机转速而定的补偿。

(B) 功率因数最佳化:

在这一分析中，假设磁场电流恒定，并等

于其额定值。系统控制变量为直流耦合电流 I_d 和逆变器触发角 β 。为了使触发角保持在获得最小关断时间的数值上，按电流和转速来调整触发角，使全部运行状态下的电机功率因数都达到最佳。

在样机驱动系统中，最佳化电路包括在转速控制环中，以便在每次转速调节子程序完成时，计算出一个新的触发角值。由于微机的速度有限， β 的计算必须分两步逐次进行。

第一步，用下式计算对应于关断时间为零的触发角值 $\beta_1(k)$ ：

$$\beta_1(k) = \arccos[1 - 2I_c \frac{\omega}{V_0} I_{dr}] \quad (6)$$

式中 I_{dr} 是由转速控制器提供的耦合电流基准。值得注意的是，对于一个固定的 I_r 值， $\frac{\omega}{V_0}$ 是一个常数，因此 $\beta_1(k)$ 只取决于 I_{dr} 。为了提高计算速度，采用存储器内的查阅表来进行 \arccos 函数的计算。

第二步，校正 $\beta_1(k)$

$$\beta(k) = \beta_1(k) + \Delta\beta(k) \quad (7)$$

校正量 $\Delta\beta(k)$ 由存储器内的一个查阅表提供。考虑到低速时重叠角的增大，由电压检测器引入所需的关断时间和相位移。

(C) 与恒定触发角控制的比较：

在简单的 SCSM 驱动中，逆变器的触发角固定在一个恒定值上，这一值允许在最大定子电流下安全换向。这时重叠角最大，关断时间最小，以便使运行状况最佳。但是当定子电流减小时，重叠角无用地减小，关断时间增加。而且对于给定的转矩和转速值，定子电流大于最佳触发角下的数值，因而损耗增高效率降低。

在上述最佳化方法中，逆变器触发角是按电流和转速调节的，从而能获得最小的关断时间。功率因数和转矩也就能最佳化。

五、系统分析

本控制系统是一个具有多速率取样的非线性取样数据系统，对它的精确分析，需要混合

仿真。具有一定准确度的近似分析则可采用系统元件的线性化模型来进行，其中只考虑各种变量的平均值。

(A) 电源侧可控硅变流器的分立模型：

可以把一个三相可控硅变流器，当作一个平均取样周期等于交流电源周期 $\frac{1}{3}$ 的取样数据系统来考虑。已做成了包括一个由零阶同步跟随的取样器组成的分立模型，增益为：

$$\frac{3\sqrt{3} U_0 \cos\alpha}{\pi}$$

式中 U_0 是相电压幅值， α 是触发角。在本系统中，变流器的转换特性是由储存在存储器中的校正表来线性化的。因此，在采用的模型中，零阶同步的增益是一个常数 K_a 。

(B) SCSM 的简化模型：

在 SCSM 中，定子磁通的分立旋转运动使系统的变量（直流耦合电流，逆变器输入电压，电动机转矩等）成为时间的周期函数，其周期等于换向间隔（相当于 60° 电角度）。在额定的运行条件下，这个间隔通常比系统时间常数小，因而可以用变量的平均值来建立模型。已提出了 SCSM 的简化模型，它与分励直流电动机相同。已经证明用这种模型得到的准确度是能满足控制要求的。

图 7(a) 表示一个假定磁场电流和逆变器触发角都是常数的 SCSM 简化模型。为了进行控制分析，可以用图 7(b) 所示的两个方框来表示。 R_s 是定子电路的总电阻， T_e 是电气时间常数， T_m 是机械时间常数， f 是总摩擦系数，

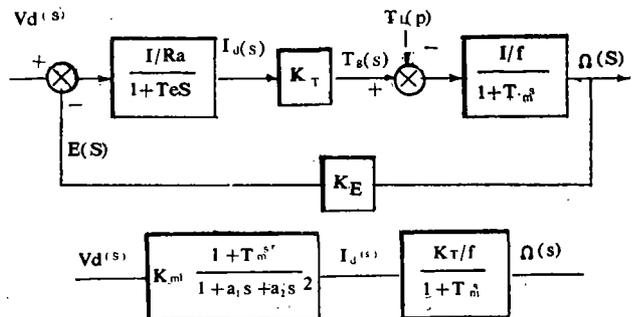


图 7

K_T 是转矩常数, K_E 是电压常数。

与电机电流和电压有关的传递函数是:

$$F_1(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} \Big|_{T_L=0}$$

$$= K_{m1} \frac{1 + T_m s}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \quad (8)$$

式中 $K_{m1} = f/fR_a + K_T K_E$

$$a_1 = (fR_a/fR_a + K_T K_E) \cdot (T_c + T_m)$$

$$a_2 = \frac{fR_a}{fR_a + K_T K_E} \cdot T_c T_m$$

与电动机转速和电流有关的传递函数是:

$$F_2(s) = \frac{\Omega(s)}{I_d(s)} \Big|_{T_L=0} = \frac{k_T}{f} \times \frac{1}{1 + T_m s} \quad (9)$$

在样机系统中, 一个直流发电机向电阻供电用作同步电动机负载。因而负载转矩与电动机转速成比例, 且其作用可以包括在摩擦系数 f 之内。

在实际的实验运行状态下, 模型参数是: $R_a = 0.4\Omega$, $f = 0.614 \text{ nm/rad/s}$, $K_T = K_E = 2.05 \text{ nm/A (V/rad/s)}$, $T_c = 0.19 \text{ s}$, $T_m = 1.85 \text{ s}$ 。

(C) 直流耦合电流控制环节:

直流耦合电流控制环节的原理方框图示于图 8。取样周期 $T = 3.33 \text{ ms}$, 假定图中的取样器是同步的(处理延迟可以忽略)。对电流取样并与转速调节子程序提供的参考值进行比较。电流误差由电流控制器处理, 以产生电源侧变流器触发角指令。

由电流控制器完成的比例积分算法, 用下列传递函数定义:

$$D_i(Z) = \frac{\alpha(Z)}{e_i(Z)} = K_p + K_i T \frac{Z}{Z-1} \quad (10)$$

$$= K_d \frac{Z - Z_d}{Z - 1} \quad (11)$$

式中 α 是整流器触发角, e_i 是电流误差, K_p 是比例增益, K_i 是积分增益, T 是取样周期, $K_d = (K_p + K_i T)$, $Z_d = K_p / (K_p + K_i T)$

相应的微分方程是:

$$\alpha(K) = \alpha(K-1) - K_p e_i(K-1) + (K_p + K_i T) e_i(K) \quad (12)$$

式中 $\alpha(K)$ 和 $e_i(K)$ 分别是在第 K 个取样点上的触发角和电流误差。

电流调节器的传递函数是:

$$F_i(Z) = 0.094 K_d \times \frac{Z^2 - (0.99817 + Z_d)Z + 0.99817 Z_d}{Z^3 + b_2 Z^2 + b_1 Z + b_0} \quad (13)$$

式中 $b_2 = (0.80213 K_d - 2.98064)$

$$b_1 = (2.96184 - 0.80066 K_d - 0.80213 K_d Z_d)$$

$$b_0 = (0.80066 K_d Z_d - 0.98120)$$

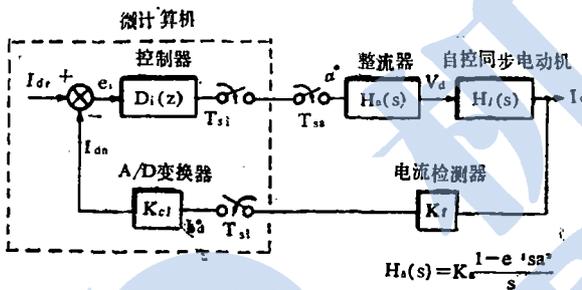


图 8

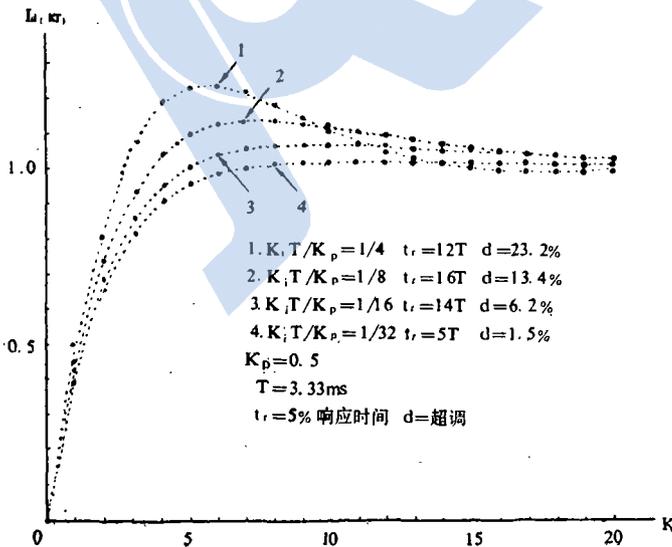


图 9

- 1. $K_i T / K_p = 1/4$ $t_r = 12T$ $d = 23.2\%$
 - 2. $K_i T / K_p = 1/8$ $t_r = 16T$ $d = 13.4\%$
 - 3. $K_i T / K_p = 1/16$ $t_r = 14T$ $d = 6.2\%$
 - 4. $K_i T / K_p = 1/32$ $t_r = 5T$ $d = 1.5\%$
- $K_p = 0.5$
 $T = 3.33 \text{ ms}$
 $t_r = 5\%$ 响应时间 $d =$ 超调

利用Jury判据可以确定其稳定条件为 $0 < K_p < 2.47$ 和 $Z_d < 1$ 。当 $K_p = 0.5$ 时, 对于不同的 $(K_i T/K_p)$ 值, 计算出的电流控制环的理论阶跃响应, 示于图 9。当 $K_i T/K_p = 1/32$ 时性能最佳。

(D) 转速控制环节:

转速控制环的原理方框图示于图10。取样周期 $T' = 20\text{ms}$ 。由于其响应时间小于 T' , 故电流控制环节可用常数 $K_c = 0.117$ 来代表。图中的取样器应该是同步的(处理延迟可以忽略)。转速被取样并与 CPU 提供的转速指令进行比较。转速误差由转速控制器处理, 以产生直流耦合电流指令。通过将这一电流基准限制在安全值的非线性特性范围内来达到限制电流的目的。

由转速控制器来完成的比例积分算法是由下列传递函数定义的:

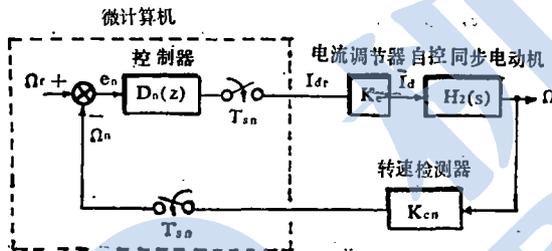


图10

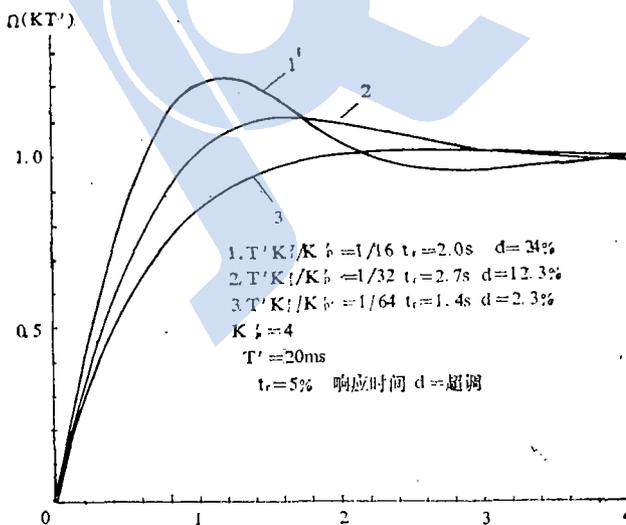


图11

$$D_n(Z) = \frac{I_{dr}(Z)}{e_n(Z)} = \frac{K_p' + K_i' T'}{Z - 1} \cdot Z \quad (14)$$

$$= K_d' \cdot \frac{Z - Z_d'}{Z - 1} \quad (15)$$

式中 I_{dr} 是直流耦合电流基准, e_n 是转速误差, K_p' 是比例增益, K_i' 是积分增益, T' 是取样周期, $K_d' = (K_p' + K_i' T')$, $Z_d' = K_p' / (K_p' + K_i' T')$ 。

相应的微分方程是:

$$I_{dr}(K) = I_{dr}(K-1) - K_p' e_n(K-1) + (K_p' + K_i' T') e_n(K) \quad (16)$$

式中 $I_{dr}(K)$ 和 $e_n(K)$ 分别是在第 K 个取样点上的直流耦合电流基准和转速误差。

转速调节器的传递函数是:

$$F_n(Z) = 0.0042 K_d' \cdot \frac{(Z - Z_d')}{Z^2 + b_1' Z + b_0'} \quad (17)$$

式中 $b_1' = (0.00686 K_d' - 1.98924)$

$$b_0' = (0.98924 - 0.00686 K_d' Z_d')$$

利用Jury判据, 可以确定转速控制环节的稳定性条件是 $0 < K_p' < 144$ 和 $Z_d' < 1$ 。当 $K_p' = 4$ 时, 对应于不同的 $(K_i' T'/K_p')$ 值的转速控制环节的理论阶跃响应计算值示于图11。 $K_i' T'/K_d' = 1/64$ 时性能最佳。

理论上可以采用更高的比例增益 K_p' 值来减小转速调节器的响应时间。但是由于字长有限(8位), 若增益太高会影响控制的精度。

采用基本参数为 10KVA、220V、27A、50HZ、1500rpm 的四极同步电动机在实验室进行了实验。用一台以 8080-A CPU 为主的 8 位微机来承担全部控制和调节功能。在各种静态和动态试验中, 样机驱动系统的性能与理论预计非常一致。

参 考 文 献 (略)

吴百谷 译自

IEEE Transactions on Industry Applications Vol.1A-18 No.1 Jan/Feb 1982, pp.46-53

朱晓明 校