高性能变频调速系统的几个应用问题

马小亮
（天津电气科学研究院有限公司 天津 300180）
（原名——天津电气传动设计研究所）

摘要：介绍高性能变频调速系统的几个应用问题：双闭环系统的特点及几个注意事项；如何利用预控改善系统启动、制动转速跟踪性能和抗负载扰动能力；张力控制系统；位置控制系统和宽调速范围转速控制系统的极低速控制；变换器无滞后模型及电流环准连续控制；4种柔性机械联接系统的振荡抑制。

关键词：高性能变频调速系统；双闭环系统；工程应用
中图分类号：TM28 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd20955

Application Problems of High-performance Inverter-fed Motor Drive Systems

MA Xiaoliang
（*Tianjin Research Institute of Electric Science Co.，Ltd.，Tianjin* 300180，*China*）
（*Former Name——Tianjin Design & Research Institue of Electrical Drives* ）

Abstract: Several problems and their solutions of high-performance inverter-fed motor drive systems were introduced: the features and some matters needing attention of two-closed-loop systems; how to improve speed following performance during starting and breaking and to improve anti-disturb ability by means of predictive control techniques; tension control systems; position control systems and very low speed control of wide speed range drive systems; delayless model of converters and quasi-continuous control of current loop; vibration suppression methods of 4 kinds of flexible mechanical connection systems.

Key words: high-performance inverter-fed motor drive systems; two-closed-loop systems; industrial applications

本文是根据培训课讲稿改写的培训教材，是文献[1]的续篇。文献[1]介绍变频器主电路及其应用问题，本文介绍调速系统的应用问题。教材中的素材多来自知名公司的技术资料，也有笔者自己的经验和体会，供参考。

应用最广的变频器是交-直-交电压型PWM低压或中压变频器，其调速系统有2大类：开环V/F控制和闭环高性能控制。开环V/F控制系统简单，但调速性能不好（精度不高，响应慢，启动性能差），它只用于对稳态精度、调速范围及动态性能没有特殊要求的一般调速系统。闭环高性能控制系统性能好，用于生产工艺对调速性能有要求的场合，本文只涉及它。常用的高性能控制系统又有矢量控制（VC）和直接转矩控制（DTC）2种，VC应用广泛，知名公司中只有ABB公司采用DTC，在随后的介绍中以VC为主，其转速控制策略DTC也适用。

高性能调速系统的原理在许多教科书中都有介绍[2]，这里不再重复，只讨论应用中的问题及对策，它们是：1）转速、转矩双闭环调速系统的特点及几个注意事项：矢量控制系统中转矩控制和弱磁控制的解耦，有/无转速传感器系统的差别，增量式编码器的转速/转角测量，电动机的启动和制动；2）利用预控改善双闭环调速系统动态性能；3）张力控制系统；4）位置控制系统和宽调速范围转速控制系统的极低速控制；5）变换器无滞后模型及电流环准连续控制；6）柔性机械联接系统的振荡抑制。

1 转速、转矩双闭环调速系统的特点及几个注意事项

生产机械的工艺多种多样，对调速系统的要

作者简介：马小亮（1939-），男，本科，教授级高工，博士生导师，Email：xlm_td@sina.com

求不同，有的要求控制转速，有的要求控制张力或位置，在转速控制中又有稳速、宽调速范围、抗负载扰动、提升、快速启动制动及正反转等不同要求，多电动机传动时还有转矩、转速或位置均衡等要求。工艺要求不同，控制系统不同，由转速外环和转矩内环构成的双闭环调速系统是这些系统的基础，称为双闭环基础调速系统，实现各种工艺控制的系统都是在此系统基础上的修改和扩展的。

1.1 双闭环基础调速系统特点

调速系统的任务是控制电动机的转速和转角。电动机的基本运动方程为

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}=T-T_{\mathrm{L}}$$
$$\frac{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}=\omega_{\mathrm{m}} \qquad (1)$$

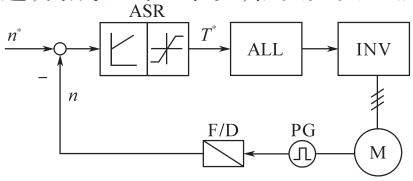
式中：J 为电机和负载机械惯量；T，T_{L} 分别为电机转矩和负载转矩；ω_{m} 为角速度；θ_{m} 为转角。

采用相时值计算时，ω_{m} 等于转速 n，运动方程有时改写成：

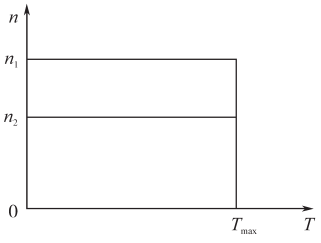
$$T_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}=T-T_{\mathrm{L}}$$
$$\frac{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}=\omega_{\mathrm{m}}=n$$

式中：T_{m} 为反映电机和负载机械惯量的机电时间常数。

调速的任务是控制转速和转角。从上述运动方程知，转速和转角只能通过转矩控制，除转矩外无其它量能影响转速。因此转矩控制是调速的根本，高性能调速系统必须有能快速精准控制转矩的内环（ATL），在此基础上通过转速外环控制转速，构成双闭环系统，框图如图1a所示。



(a)基础调速系统框图



(b)基础调速系统机械特性

图1　基础调速系统框图及机械特性

Fig. 1　Block diagram and mechanical character of basic adjustable speed system

图1a中，ASR为转速调节器；ATL为转矩控制环；INV为逆变器；PG为编码器；F/D为频率/数字变换。

有无转矩控制环（ATL）是高性能调速系统与普通调速系统区别的标志。矢量控制（VC）和直接转矩控制（DTC）的任务都是实现转矩控制，只是实现方法不同，它们的转速环一样，转矩环静态无差，动态阶跃给定响应时间几ms到十几ms，能有效抑制电源波动及电机参数变化等扰动影响。就工艺控制而言，需要解决的是转速外环问题，对于转矩内环的要求是只要好用就行，不介意它具体是什么系统，所以本文在介绍各种工艺控制框图时用一个方框表示转矩环，不指明它具体是什么。

转速外环的核心是转速调节器（ASR），它是一个比例-积分（PI）调节器，输入为转速给定 n^* 和实际值 n 之偏差，输出为转矩给定 T^*。若转速偏差 $n^*-n\neq0$，在调节器比例和积分的作用下，输出转矩给定 T^* 就要变化，经ATL控制，电动机实际转矩 T 随之变化，从而改变转速，减小转速偏差，直至 $n^*-n=0$，实现转速稳态无差。ASR输出有最大和最小值限幅，它是电动机最大转矩 $T_{\max}$ 和最小转矩 $T_{\min}$ 限制。基础调速系统的机械特性如图1b所示。转速外环的阶跃给定（小信号）响应时间与电机和负载机械惯量有关，为几十ms到几百ms。

电动机转矩不仅与电动机电流有关，还与磁链有关，只有在能分别控制磁链和转矩条件下才能有好的转矩控制效果，因此在图1a的ATL中还包含有磁链控制环节。一个调速系统的全部调速范围分2段：基速以下是恒转矩调速，磁链恒定；基速以上是恒功率调速，磁链与转速成反比，转速越高磁链越小，又称弱磁调速。2种调速用电动机电压幅值来控制：在它低于额定电压时，维持磁链恒定；在达到额定电压后，维持电压恒定，随转速升高自动弱磁（见1.2节）。此自动弱磁控制环节也含ATL在内。

1.2 矢量控制系统中转矩控制和弱磁控制的解耦[3]

电机中电流、电压（电势）、转矩、磁链和转速等物理量间存在耦合，要求控制系统解开耦合，否则调节器的参数将与工作点有关，很难设置。

在矢量控制系统的转矩控制和弱磁控制部分应各设一个解耦除法器，如图2所示。

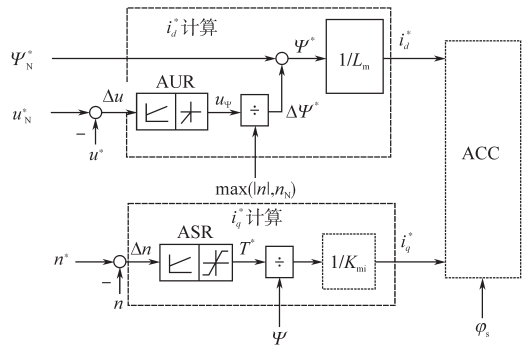


图2　矢量控制系统中转矩控制和弱磁控制的解耦

Fig.2　Decoupling of torque control and field-weakening control in vector control systems

图2中,ACC为电机定子交流电流控制块,使电机定子电流实际的磁化和转矩分量(i_d和i_q)等于其给定值(i_d^*和i_q^*);φ_s为磁链位置角。

电机转矩为

$$T=K_{mi}\Psi i_q \tag{2}$$

式中:T为转矩;i_q为定子电流转矩分量;Ψ为磁链;K_{mi}为系数。

转速环中,转速调节器(ASR)的输出为转矩给定T^*,除磁链Ψ后才是定子电流转矩分量给定i_q^*,需在ASR输出端设置一个除法器,才能使这调节器参数与磁链无关。该除法器位于转矩控制环(ATL)内。

基速以下恒转矩调速及基速以上恒功率弱磁调速的要求用图2中的i_d^*计算块实现,它也位于转矩控制环ATL内。异步电动机的磁链Ψ与定子电流磁化分量i_d^*成比例,其给定i_d^*来自磁链给定Ψ^*,如下式所示:

$$\Psi^*=\Psi_N^*+\Delta\Psi^*$$

式中:Ψ_N^*为额定磁链给定;$\Delta\Psi^*$为磁链给定增量。

$\Delta\Psi^*$来自电压调节器AUR输出,其输入是定子电压额定值u_{sN}与实际值u_s之差,AUR正限幅=0,$\Delta\Psi^*\leqslant 0$。基速以下$u_s<u_{sN}$,$\Delta\Psi^*$被限制为0,$\Psi^*=\Psi_N^*$,电机实际磁链维持$\Psi=\Psi_N$不变,即恒转矩调速。基速以上u_s等于或略大于u_{sN},$\Delta\Psi^*<0$,Ψ^*减小,电机弱磁,通过AUR调节维持$u_s\approx u_{sN}$,即恒功率调速。定子电压$u_s\approx e_s=\Psi n$(相对值计算),e_s为定子电势,AUR的输出u_Ψ反映定子电压差,除转速n后才是磁链给定增量,需在AUR输出端设置一个除法器,才能使这调节器参数与转速无关。因AUR在基速n_N以下不工作,所以这除法器的分母是max($|n|$,n_N),基速n_N以下max($|n|$,n_N)=n_N,基速n_N以上max($|n|$,n_N)=$|n|$。

1.3　有/无转速传感器系统的差别

依照转速实际值反馈信号的来源不同,有2类转速控制系统:1)有转速传感器系统——转速反馈信号来自转速传感器;2)无转速传感器系统——转速反馈信号来自ATL中转速观测器的计算。有转速传感器系统的稳态转速精度取决于传感器检测精度,可以做到很高。无转速传感器系统受电机参数的设置误差及变化影响,观测精度不可能很高,因此它的稳态转速精度要比有转速传感器系统低很多。

高性能调速系统(VC和DTC)的转矩控制都需要电动机模型,有电压和电流2种模型。电压模型基于电势积分,n>10%时精度高,系统按其工作,n<5%时因电势太小而不能正常工作;电流模型需要较多电机参数,精度不如电压模型,但在低速n<5%时仍能正常工作,这时系统按其工作;5%<n<10%是2模型过渡区。在低速区,受电流模型精度差影响,定向精度降低,使整个调速系统的稳态转速精度比高速区低。

无转速传感器系统的转速观测原理基于电压模型和电流模型的比较,受电流模型精度差影响,其观测精度不可能高,因此整个调速系统的稳态转速精度要比有转速传感器系统低。当转速降到低速(n<5%)时,由于电压模型不能正常工作,转速观测器也无法正确观测转速,所以许多变频器的无转速传感器系统在低速时都被改造成转速开环的电流-频率系统,这时的无转速传感器系统已不再是高性能系统,其性能与标量系统相同。

西门子公司Master drives系列变频器的稳态转速精度如下[4]:有转速传感器系统,n>10%时转速精度0.000 5%,n<5%时转速精度0.001%;无转速传感器系统,n>10%时转速精度0.1f_{slip},n<5%时转速精度f_{slip}(f_{slip}为转差频率相对值)。这不是最高水平的指标,但从中我们可以看出2种系统在2种转速下调速精度的差别。了解上述差别,可以帮助我们选用系统:有转速传感器系统适合用于要求调速精度高,启动转矩大,有稳定低速运行工况的场合;无转速传感器系统适合用于要求调速精度中等,启动转矩一般,无稳定低速运行工况的场合。

有转速/位置传感器的永磁同步电动机大多采用按转子位置定向矢量控制系统,来自传感器的位置角就是定向角,不需要电机模型,适合用

于对低速稳态精度要求高的场合。

1.4 增量式编码器的转速/转角测量

有3种转速/转角传感器：增量式编码器、绝对值编码器和旋转变压器。增量式编码器在码盘上均匀地刻制一定数量的光栅，旋转时输出频率与转速成比例的方波脉冲序列，经频率/数字（F/D）变换输出转速信号，具有简单、便宜的特点；绝对值编码器在码盘上分层刻上表示角度的二进制格雷码，输出转角信号，若需要转速信号，须对转角进行微分（采样周期的转角增量），它比增量式编码器复杂、价高，常用于转角或直线位移测量；旋转变压器（又称解算器，resolver）是一种特殊电机，输出2个幅值包络线为转角λ的正弦和余弦值（sinλ和cosλ）的高频载波频率交流电压，借助专用R-D变换（resolver-to-digital converter）集成电路把它变换成转角和转速信号，常用于伺服系统。

增量式编码器应用最广泛。它通常输出3组脉冲：A，B和Z。其中A和B为相位互差90°的正交脉冲序列，Z为同步脉冲（1个脉冲/转）。用2组互差90°的方波脉冲序列可以判别旋转方向。把A和B脉冲的前后沿微分，再通过或门合成，可获得2倍频和4倍频脉冲[3]，用较便宜的、脉冲数/转少的编码器获取较高脉冲数/转的输出，倍频倍数为1，2或4任选。Z脉冲用于转角计算。

把脉冲频率信号变为数字变量的变换叫做F/D变换。它有3种实现方法：测频法（M法），测周期法（T法），测频率和周期法（M/T法）。M法用计数器通过计数1个采样周期中脉冲频率信号的脉冲个数来计算被测变量值，低频时1个采样周期中的信号脉冲个数少，精度差。T法用计数器通过计数2个信号脉冲之间的标准时钟脉冲个数来计算被测变量值，高频时2个信号脉冲之间的标准时钟脉冲个数少，精度也差。 单独使用上述2种方法中的任一方法都不能满足高精度要求，只有同时使用2种方法才能在整个测量范围内都获得高精度，这就是广泛应用的M/T法。

M/T法的原理在许多教课书和文献[2，3]中都有详细介绍，这里不再重复。注意，M/T法存在最低转速限制，限制条件为：在1个采样周期T中至少有1个编码器脉冲。能测量的最低转速$n_{\min}$（r/min）为

$$n_{\min}=\frac{60}{pT}=\frac{60}{xp_eT} \tag{3}$$

其中　　$p=xp_e$　$x=1,2,4$

式中：x为倍频倍数；T为采样周期；p_e为未倍频的编码器每转脉冲数。

若$x=4$，$p_e=1\ 000$，$T=2$ ms，则$n_{\min}=7.5$ r/min；$n<n_{\min}$时，测量输出为0。若想降低$n_{\min}$，必须加大p_e或T（加大T影响转速闭环动态性能）。

在能测量的转速范围内，M/T法的测量精度与转速高低和编码器脉冲数/转p_e无关，为

$$\delta\approx 1/m_{2.T} \tag{4}$$

式中：$m_{2.T}$为1个采样周期T中的时钟脉冲数（$m_{2.T}>>1$）。若$m_{2.T}\geqslant 2^{15}$，$\delta\leqslant 1/2^{14}\approx 0.006\%$。（注意，编码器的脉冲数/转$p_e$按最低工作转速选取，不按测量精度选。）

在调速系统中，增量编码器不仅用来取得转速信号，还可以用来取得转角位置信号，励磁同步电动机矢量控制、飞剪和起重机位置控制等系统常用此法，不另装转角传感器。

把M/T法中每个周期测得的脉冲个数m_1累加起来，便得转角位置信号：

$$\lambda_k=\frac{2\pi}{p}\sum_{i=0}^{k}m_{1.i}=\lambda_{k-1}+\frac{2\pi}{p}m_{1.k} \tag{5}$$

式中：λ_k为第k周期末的转角位置；λ_{k-1}为第$k-1$周期末的转角位置；$m_{1.k}$为第k周期的m_1值。

有几个问题需要注意：

1）λ值应在$-\pi\approx+\pi$之间，若按式（5）算出的值超出这范围，就要加或减2π；

2）在开始累加m_1前需先测量和设置初始转角λ_0；

3）为避免在累加m_1时出现误差积累，编码器每转一圈，在同步脉冲信号Z脉冲出现时，将原算出的λ值清除，改设为Z脉冲对应的转角值λ_{syn}，在此基础上再按式（5）累加。调试时，先设初始角λ_0，然后低速转电机及累加m_1，Z脉冲出现时的λ角就是λ_{syn}并记住它。

1.5 双闭环调速系统电动机的启动和制动

许多教科书都按突加给定来讲该系统电动机的启动、制动过程[2]，施加突加给定后，转速调节器ASR饱和（进入限幅区），电动机按最大转矩（轧机传动常设定为2～2.5倍额定转矩）加、减速，在转速达到给定值后，ASR退出饱和，经小超调趋向稳定。这种控制方法曾用于机组调速系统，那时转矩响应时间长达数百ms，在整个启动、制动过程中转矩停留在最大值的时间很短，平均启动、制动转矩比最大转矩小很多，为快速启动、制动，须把转矩用到最大。因转矩响应慢，尽管

最大启动、制动转矩大,也不会给被拖动机械带来安全问题。

采用电力电子调速后,转矩响应时间缩短到小于10~20 ms,如果还按最大转矩来启动、制动,被拖动机械承受不了,猛烈的冲击会损坏部件,冲击带来的振动也影响安全,这类机械事故曾多次发生。转矩上升和下降时间缩短后,启动、制动平均转矩与最大转矩之差缩小,适当减小最大启动、制动转矩同样可以满足生产要求。除某些伺服系统外,现在绝大多数双闭环调速系统都采用斜坡给定启动、制动,即便是要求快速启动、制动和正、反转的轧机传动也如此。为给机械的静负载留余量,调速系统的堵转转矩(ASR的限幅值)按机械要求的过载倍数设置,启动、制动时的最大转矩不用到那么大,而是按期望的启动、制动时间来设置,ASR一般不饱和,除非静负载特别大。如果机械的齿轮箱和联轴器中存在较大间隙或启动、制动频繁,除降低启动、制动转矩外,还要求限制转矩变化率。上述控制要求通过在转速给定通道中增设斜坡函数发生器(ramp-function generator,RFG)实现,其输入为转速给定的外设信号,输出为实际加到ASR的转速给定。

RFG的特点是限制给定信号的变化率,有2种RFG:普通RFG和圆角RFG。普通RFG用于机械间隙小及启动、制动不频繁场合,框图如图3a所示,输出y对突加输入x的响应曲线如图3b所示。当它的输入信号x的变化率高于设定值时,输出y按设定的变化率追赶输入x,等到y赶上x后,维持$y=x$;当它的输入信号x的变化率低于其设定值时,输出y无滞后地跟随输入x,维持$y=x$。图3中,输出y_A为y的一阶微分信号($y_A=dy/dt$),如果y为转速给定n^*,则$y_A=dn^*/dt$,与加、减速动态转矩给定成比例。

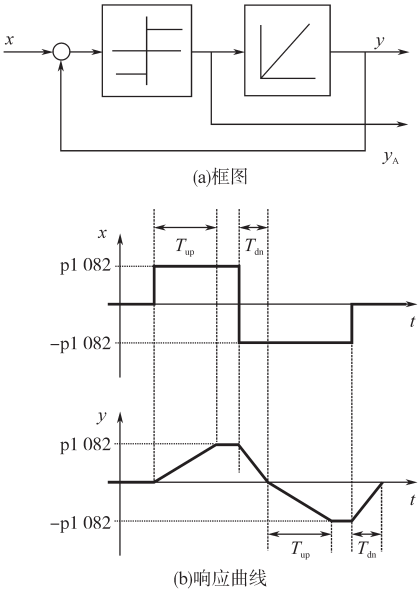


图3　普通RFG

Fig.3　Ordinary RFG

圆角RFG用于机械间隙较大或启动、制动频繁场合,框图如图4a所示,输出y对突加输入x的响应曲线如图4b所示。与普通RFG不同,它的输出y不仅是一个斜坡,而且在斜坡的起始和终结部分有圆角,即要求y的一阶微分$y_A=dy/dt$是梯形波,其变化率(y的二阶微分$y_B=d^2y/dt^2$)也受限制。这类RFG有时又称S曲线给定。如果y为转速给定n^*,则$y_A=dn^*/dt$,与加、减速动态转矩给定成比例,y_B与加、减速动态转矩给定的变化率成比例。圆角RFG也用于位置控制系统,这时y为转角位置给定θ^*,$y_A=d\theta^*/dt$,与转速给定n^*成比例,$y_B=dy_A/dt$,与加、减速动态转矩给定成比例,参见本文第4.1节位置控制系统。由于静负载对启动和制动的影响不同,所以往往启动时间比制动时间设的长。RFG又称给定积分器,2种RFG的数字实现方法参见文献[3]。

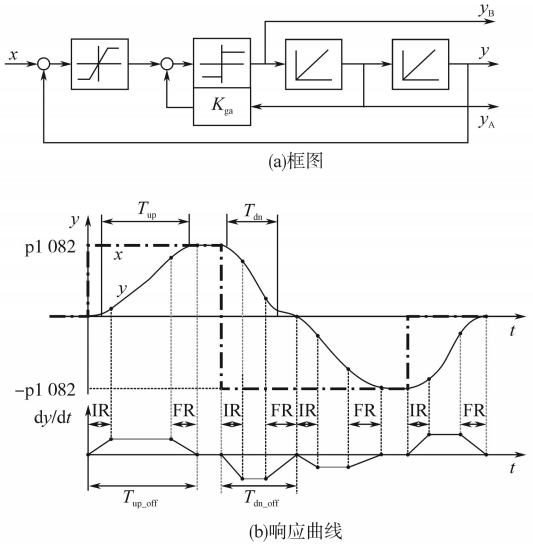


图4　圆角RFG

Fig.4　Rounding-off RFG

如果按文献[2]介绍的调节器工程设计方法设计转速调节器ASR参数,则:在突加小信号转速给定及ASR不饱和时,转速超调量约38%;在突加大信号转速给定及ASR饱和时,因转速上升率被限制,转速超调量减小到10%以下;采用普通RFG后,因启动、制动转矩小于ASR限幅值,转速超调量可再减小,常在5%以下;采用圆角

RFG后，因在启动、制动结束时转速给定有圆角，转速超调量还可进一步减小，甚至不超调。

2 利用预控改善双闭环调速系统动态性能

2.1 改善转速跟踪性能对策——动态转矩预控

引入RFG后，双闭环调速系统启动过程的实际转速n对转速给定n^*的跟踪波形图如图5a所示，在启动过程大部分时间里，n几乎无差地跟随给定n^*上升，只是在启动之初和结束时段n滞后n^*，带来跟踪误差。

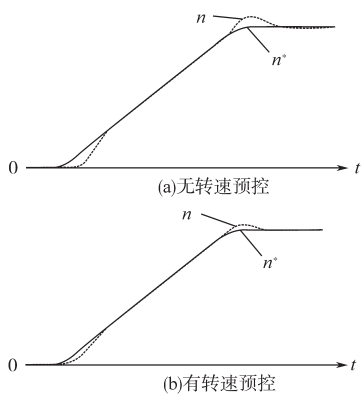


图5 有RFG转速跟踪波形图

Fig.5 Speed following waveform with RFG

某些生产线对前后机械的转速协调要求高，希望有更好的转速跟踪性能，引入转速预控可以实现这个目标。转速预控框图如图6所示，来自RFG的加速度给定信号y_A（$y_A=\mathrm{d}y/\mathrm{d}t=\mathrm{d}n^*/\mathrm{d}t$）乘电动机和机械的机电时间常数$T_m$，得转速预控信号——附加转矩给定$\Delta T^*$，它等于加、减速所需动态转矩之给定，即

$$\Delta T^* = T_m \frac{\mathrm{d}n^*}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

ΔT^*和转速调节器ASR输出的转矩给定信号T^*相加，一起作为转矩环ATL的输入。在加、减速时，从预控通道来的动态转矩给定，经ATL产生加、减速所需的动态转矩，使电动机迅速开始加、减速，从而减小转速跟踪误差。无预控通道时，要等到转速偏差出现，AST输出变化，才能产生动态转矩给定，动态转矩产生的滞后导致转速跟踪误差大。引入转速预控环节后的启动波形如图5b所示，与图5a相比，转速跟踪性能有很大改善。良好的跟踪性能使启动、制动时间和行程得到很好的控制，为生产线中前后生产机械的协调和配合带来许多方便。

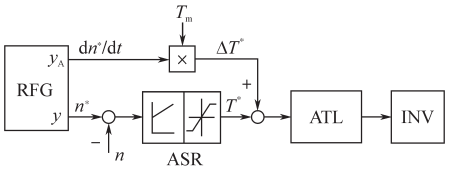


图6 转速预控框图

Fig. 6 Block diagram of speed predictive control

2.2 抗负载扰动对策——静负载预控

调速系统受到的扰动主要有静负载波动、电网波动、温度和参数变化。采用数字控制后转速给定和反馈量都是数字量，不受温度影响，无转速静差的调速系统使稳态反馈量等于给定量，消除了温度和参数变化对稳态转速的影响，缓慢的温度和参数变化也不会引起动态转速波动。电网波动的影响已在转矩环ATL中被抑制。对调速系统影响最大的扰动是静负载扰动，抑制它最有效的措施是引入静负载预控。

实现静负载预控所需的静负载转矩信号来自负荷观测器，它的框图如图7图示。图7中调速系统是由斜坡发生器RFG、转速调节器ASR和转矩环ATL组成的双闭环基础调速系统。负荷观测器根据调速系统转速实际值n和变频器输出的转矩实际值T计算和输出电动机静负载转矩T_L的观测值$T_{L.ob.l}$，它是ATL的附加转矩给定，与ASR输出的转矩给定T^*相加，共同产生电动机转矩。没有负荷观测器时，若静负载转矩T_L突然增加，克服它所需的电动机转矩要在转速降低，转速偏差(n^*-n)出现后，经ASR的PI作用，使T^*增大才能得到，这个过程较慢。有负荷观测器后，在转速降低时，观测器很快输出静负载转矩的观测值并送给ATL，使电动机转矩提前迅速增大，从而减小转速降低及加快恢复。这时ASR的输出不再承担提供静负载转矩给定的任务，只承担动态转矩给定和补偿负荷观测误差任务，变化范围小，稳态时$T^*\approx 0$。

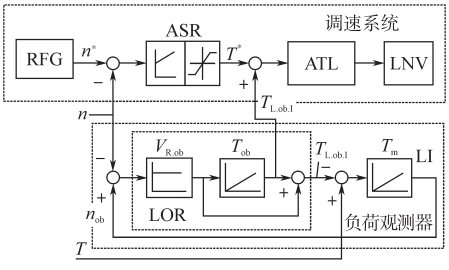


图7 有负荷观测器的系统框图

Fig. 7 System block diagram with load observer

负荷观测器由负荷观测调节器LOR(比例P和积分I分离的PI调节器)和模拟电动机的积分器LI组成,LI的积分时间常数等于电动机和机械机电时间常数T_m。在负荷观测器里,转速观测值为

$$n_{ob}=\frac{1}{T_m s}(T-T_{L.ob}) \tag{7}$$

在实际的电动机里,转速为

$$n=\frac{1}{T_m s}(T-T_L) \tag{8}$$

负荷观测调节器LOR是PI调节器,在观测器内小闭环调节结束后,LOR的输入($n_{ob}-n$)=0,则

$$T_{L.ob}=T_L \tag{9}$$

这时LOR的输出$T_{L.ob}$等于电动机静负载转矩T_L。通常LOR的比例系数$V_{R.ob}$很大,积分时间常数T_{ob}较小,输出信号$T_{L.ob}$中容易含有较大噪声,若把它作为附加转矩给定送到ATL,会给调速系统带来干扰。用LOR中的I输出(积分器输出)$T_{L.ob.I}$代替PI总输出$T_{L.ob}$作为附加转矩给定信号(见图7)能解决噪声问题。在观测器内小闭环调节结束($n_{ob}-n$)=0时,PI调节器的总输出等于其I输出,也等于电动机静负载转矩,即$T_{L.ob.I}=T_{L.ob}=T_L$。$T_{L.ob.I}$是积分器输出,波形平滑,噪声小。调节器LOR中PI参数计算见文献[3]。

3　张力控制系统

冶金、造纸、纺织、化纤及线(缆)等行业中的许多生产线都要求在加工过程中绷紧带材或线(缆),维持张力恒定,为此必须在生产线中安排一些专门控制张力的机械,它不担任加工材料任务,例如卷取(开卷)机、张力S辊、活套、收(放)线(缆)机等。张力由电动机转矩产生,所以这些机械的电动机控制系统的任务不是控制转速,而是控制张力转矩,转速取决于带(线)材移动的线速度,是一个从属变量。称这类控制系统为张力控制系统,实质上是转矩控制系统。

以带材卷取机为例,如图8所示,带材绷紧后通过带材张力F_T把主机和卷取机联在一起,称"联动"工况,这时带材线速度V由主机控制,卷取

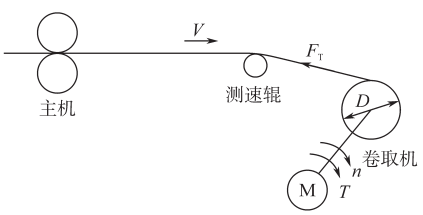


图8　卷取机

Fig.8　Winder

电动机的任务是通过控制转矩T来维持张力F_T恒定($F_T=T\times D/2$),转速n取决于线速度V($n=K_nV/D$,K_n为系数)。实现转矩控制只需要转矩内环,不需要转速外环。

除"联动"工况外,卷取机在开始卷取前先要上料,卷取完后要卸料,这时没有张力,它和主机间无机械联系,卷取机单独工作,称"单动"工况。"单动"时卷取机自己控制转速,需要转速外环,调速系统应为双闭环系统。另外,在"联动"生产过程中如果发生断带,张力突然消失,这时张力控制系统的转矩环继续维持电动机转矩不变,张力转矩变成加速转矩,卷取机突然加速,直至飞车,非常危险,必须要有断带保护,也需要转速外环。

满足上述要求的张力控制系统框图如图9所示,它也是由转矩内环ATL和转速外环构成的双闭环系统,其特点是控制张力的转矩给定信号不是直接送至ATL输入,而是从转速调节器ASR正限幅T^*_{max}输入。

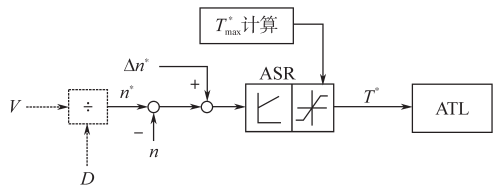


图9　卷取机张力控制系统框图

Fig. 9　Tension control block diagram of winder

"单动"时,附加转速给定$\Delta n^*=0$,ASR限幅值为固定值,调速系统为常规双闭环系统,转速外环和转矩内环都工作,由于张力尚未建立,卷取机与主机间无机械联系,卷取机的转速等于其给定值。上料完成后发出"联动"指令,施加附加转速给定Δn^*=5~10%到ASR输入端,卷取机的转速给定$n^*=K_nV/D$,它等于带材绷紧后与V对应的电机实际转速n_v,ASR输入为($n^*+\Delta n^*$)>n_v,在带材绷紧前电机实际转速n略大于n_v,致使带材慢慢绷紧。带材绷紧后,受张力牵制,电动机转速$n=n_v<n^*+\Delta n^*$,ASR正向饱和并退出控制,这时ATL的转矩给定输入T^*等于ASR的正限幅值T^*_{max},从而实现从转速控制到张力控制的平滑过渡,张力大小通过改变T^*_{max}来控制(ASR的负限幅仍为固定值)。如果在"联动"工作期间发生断带故障,卷取机加速,在转速升高5~10%后,$n=n^*+\Delta n^*$,ASR退出饱和并恢复控制,调速系统自动转回转速控制模式,转矩给定T^*减小,转速不再升高。

电动机转矩除用来产生张力的张力转矩外,

还包括加、减速所需的动态转矩以及电机和机械的空载转矩，T^*_{max} 计算见文献[3]。

4 位置控制系统和宽调速范围转速控制系统的极低速控制

4.1 位置控制系统

位置控制系统又称伺服系统或随动系统，它的控制目标是位置（对旋转机械是转角位置，对移动机械是移动位置），要求被控机械的实际位置跟随其给定变化，转速和转矩是从属变量。

位置控制系统有3种结构：位置单闭环系统；位置、转速双闭环系统；位置、转速、转矩三闭环系统。三闭环结构应用最广泛，它在双闭环（转速外环+转矩内环）基础调速系统之外，再加一个位置外环。三闭环系统的优缺点：1）能抑制转速和转矩环中参数变化和扰动影响，位置精度高；2）有电动机转速和转矩（电流）限制；3）每个环都按照典型系统，由内至外依次设计，简单，易于调整。由于每个外环截止频率都远低于内环，导致位置环响应慢。4）为抑制位置抖动，位置调节器APR采用P调节，系统稳态跟踪误差=0，线性跟踪时因转速 $n^*=n\neq0$ 导致线性跟踪误差≠0。

为克服上述缺点，西门子公司在低压变频器工艺板中通过增设圆角斜坡函数发生器RFG引入转速和转矩预控[5]，控制框图如图10所示。

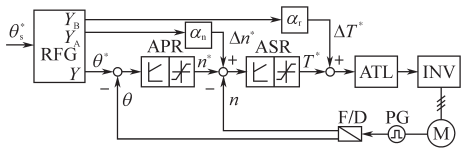


图10　三闭环位置控制系统框图

Fig.10　Block diagram of three-closed-loop position control system

从1.5节知，当圆角RFG的输入为外设转角位置给定 θ_s^* 及设定的输出变化率高于 θ_s^* 变化率时，则输出 y 为跟随 θ_s^* 变化的转角位置给定 θ^*，$y_A=d\theta^*/dt$，与转速给定 n^* 成比例，$y_B=dy_A/dt$，与加、减速动态转矩给定成比例。y_A 和 y_B 分别乘系数 α_n 和 α_T 后得预控信号 Δn^* 和 ΔT^*，送至转速环和转矩环输入端，加快调节过程。线性跟踪时 $n=\Delta n^*$ 且 $n^*\approx0$，故线性跟踪误差≈0。调试时感觉转矩预控作用小，可以不要，只保留转速预控。用普通RFG代替圆角RFG，简化系统和调试，效果也不错。

受最高转速限制，转角 θ 不可能变化太快，所以引入RFG不会影响转角跟踪速度。

4.2 宽调速范围转速控制系统的极低速控制

有些机械要求非常宽的调速范围，例如机床进给传动，希望在进刀加工时移动速度非常低，不加工时移动速度高。采用PI转速调节器的双闭环调速系统转速稳态无差，理论上可以工作在很低转速，实际则不行，因为此无差是就宏观而言，细看时它在稳态值附近小幅波动，极低转速时运行不稳定。

解决该问题的办法：非极低转速时，采用常规双闭环转速控制；极低转速时，把双闭环转速控制变为三闭环位置控制，又称“锁相控制”，框图如图11所示。非极低转速时，位置调节器APR不工作，附加转速给定 $\Delta n^*=0$，加到转速环的给定为 n^*，采用常规双闭环转速控制，积分器输出被强制到 $\theta^*=\theta$。极低转速时，积分器和APR开始工作，变为三闭环位置控制，转角给定 $\theta^*=\int n^* dt$，APR输出 Δn^*，加到转速环的给定为 $n^*+\Delta n^*$，实际的转角 θ 跟随其给定 θ^* 变化，转角变化 2π 电机转一圈，实现 $n=n^*$。

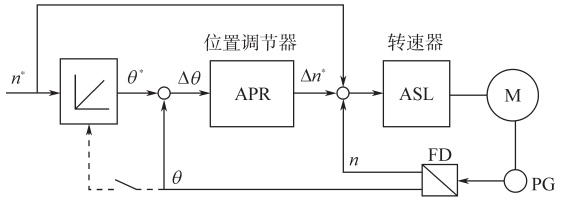


图11　极宽调速范围系统“锁相控制”

Fig.11　“Phase-lock control” for very wide adjustable speed range system

注意：

1）宜用转角传感器获取转角 θ 和转速 n（$d\theta/dt$）信号，见第1.4节；

2）宜用永磁同步电动机，因为它的矢量控制系统按转子位置定向，不需要电机模型，低速性能好；

3）每转一圈 θ^* 和 θ 的 $\pm2\pi$ 切换需同时进行，否则会引起 $\Delta\theta^*$ 跳变。

5 变换器无滞后模型及电流环准连续控制[6]

多环控制系统应用广泛。外环动态性能取决于内环的滞后，最内环常是电流环，其性能取决于变换器滞后，它是系统动态性能最根本的制约因素。书刊及手册都说变换器存在1/2开关周期滞后，并据此设计调节器。

几十年来笔者一直持不同看法，认为许多连

续控制的变换器无滞后(指开关周期平均值)。40年前调试模拟控制晶闸管调速系统时发现,电流调节器比例可以比书本讲的大,响应更快且超调不大,原因是先前的认识不对,该变换器无滞后。随后发现此无滞后模型对电压型自然采样PWM变换器也适用。

从连续的模拟控制过渡到离散的数字控制后,采样和离散带来的滞后掩盖了变换器滞后,不再提此事。前些年开发伺服系统,要求把动态性能发挥到极至,加之FPGA的应用,能实现电流环准连续数字控制,又想起此事,取得很好效果。阶跃响应时间为2个开关周期到稳态(2拍响应),且抗扰动性能好。

电流环由PI调节器、变换器及一阶惯性负载构成,框图如图12所示,图12中i^*和i为电流给定和实际值,u和v为变换器输入和输出。整个闭环的动态性能取决于环中小时间常数,它等于变换器滞后+采样i和计算u的滞后。

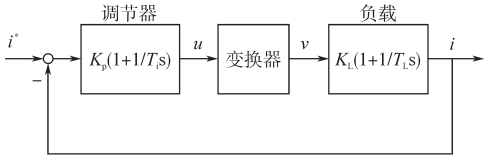


图12　电流环框图

Fig.12　Current loop block diagram

数字控制的电压型PWM变换器常采用规则采样PWM,在每个开关周期初始时刻采样控制信号u并保持至该周期结束,得阶梯信号$u_{rs}(t)$,用它去和三角载波u_{car}比较,产生PWM信号。如果载波幅值和变换器直流母线电压都是±1,则第k周期输出电压平均值

$$v_{k.av}=u_k \tag{10}$$

绘阶梯曲线$v_{av}(t)$,它在每个周期都是一条水平线,其值为该周期的v_{av}。由式(10),此阶梯曲线$v_{av}(t)=u_{rs}(t)$。规则采样PWM的控制信号u和$u_{rs}(t)$、载波u_{car}、输出电压v和$v_{av}(t)$的波形如图13a所示,从图13a中看出,对于此周期控制信号u的变化,输出电压v在下周期才响应,v_{av}滞后u半个周期($T_0/2$)。此滞后由控制信号的采样和保持引起,并非由PWM引起。另外,在常规离散控制系统中,电流信号i的采样在上个采样周期之初进行,变换器输入u的计算在上个采样周期之中进行,又引入1个采样周期滞后,所以基于规则采样PWM调制的电流环小时间常数=1.5T_0。有的系统每半个周期采样i和更新u1次,则电流环小时间常数等于0.75T_0。

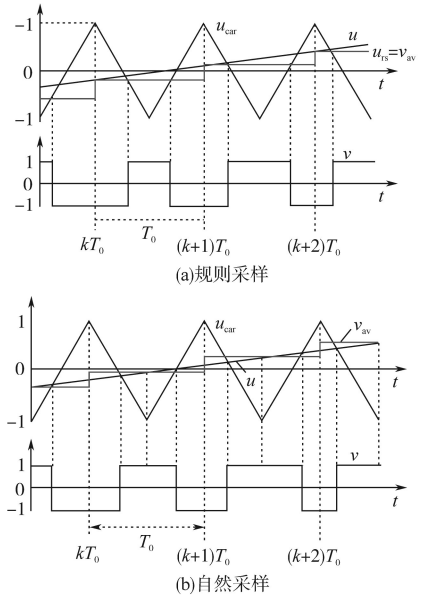


图13　控制信号u、载波u_{car}、输出电压v和$v_{av}(t)$波形

Fig.13　Control signal u, carrier u_{car}, output voltage v and $v_{av}(t)$ waveforms

自然采样PWM用于连续控制的变换器,它用连续变化的控制信号u去和载波u_{car}比较。忽略小信号二次项后得第k周期输出电压平均值为

$$v_{k.av}\approx\frac{1}{2}(u_k+u_{k+1})=u_{k.av} \tag{11}$$

自然采样PWM的控制信号u、载波u_{car}、输出电压v和$v_{av}(t)$的波形如图13b所示,从图13b中看出,v在本周期就响应u的变化,v_{av}不滞后u。另外,连续控制系统无采样i和计算u滞后,电流环小时间常数为0。注意,这无滞后是就开关周期平均值而言,所以存在电流环频带宽限制条件为

$$f_{max}<1/2T_0=f_0/2 \tag{12}$$

在数字控制系统中用FPGA实现电流环准连续控制(每个开关周期采样和计算几十次)。

仿真得到的自然采样PWM变换器的幅频和相频特性如图14所示。

仿真时变换器开关频率f_0=5 kHz。图中相频值≈0°,幅频值≈1,证实在$f_m<f_0/2$=2.5 kHz时,它是一个无滞后的比例环节。

基于同步旋转d-q坐标系的三相交流电流调节系统的动态性能从2方面进行评价:一方面是i_d和i_q的阶跃给定响应;另一方面是抗dq交叉耦合扰动能力。这种电流调节系统存在较强交叉耦合,i_q的变化会影响i_d,i_d的变化也影响i_q,抗扰动能力越强,2个电流间的相互影响越小。仿真和试验结果如下:

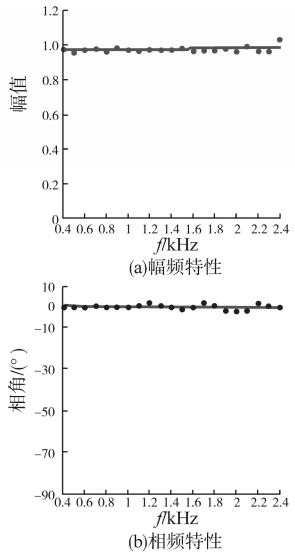


图14　自然采样PWM变换器的幅频和相频特性

Fig.14　Amplitude and phase frequency characteristics of natural sampled PWM converter

1)自然采样连续控制系统仿真

i_q阶跃给定响应波形如图15a所示，仿真时开关频率为5 kHz，在电流给定通道中有($2T_0/3$)惯性滤波。由图15a可知，响应时间约0.4 ms，2个开关周期到稳态(i_d和i_q为经矢量变换从三相电流算出的直流电流，脉动频率增加)，几乎不超调。图15b为i_d^*不变及i_q阶跃给定响应时的i_d波形，i_q快速变化对i_d的影响很小，基本消除dq交叉耦合，系统抗扰动能力强。

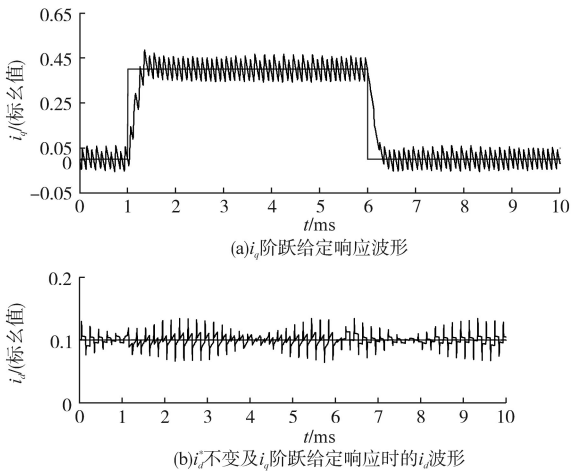


图15　自然采样PWM三相交流电流控制环的三相交流电流控制环的仿真波形

Fig. 15　Simulation results of natural sampled PWM 3-phase current-loop

2)规则采样离散控制系统仿真

i_q阶跃给定响应波形如图16a所示，i_d^*不变及i_q阶跃给定响应时的i_d波形如图16b所示，仿真时电流调节器按典型Ⅱ系统设计[2]，开关频率为5 kHz。比较图15和图16可知，规则采样离散控制系统的i_q阶跃给定响应慢且超调大，在i_d^*不变及i_q阶跃给定响应时，i_d受i_q变化影响大，抗交叉耦合扰动能力弱。

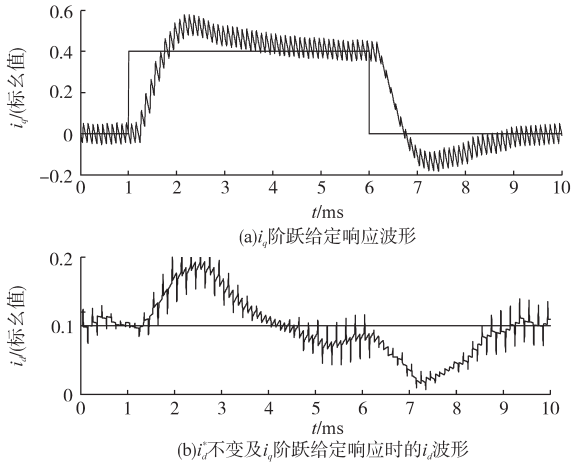


图16　规则采样PWM三相交流电流控制环的仿真波形

Fig.16　Simulation result of regular-sampled PWM 3-phase current-loop

3)7.5 kW样机试验结果

样机用FPGA实现电流环准连续数字控制，采样和计算周期10 μs，开关频率2.5 kHz(周期0.4 ms)，每开关周期FPGA采样和计算40次。试验时在电流给定通道中没有设置惯性滤波。i_d对阶跃给定i_d^*的响应波形如图17所示(图中i_d和i_d^*的比例尺不同)，2个开关周期(0.8 ms)到稳定，超调约35%(与调节器工程设计法典型Ⅱ系统的超调量相近)。

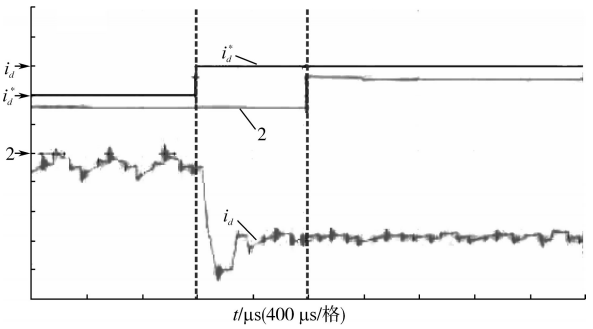


图17　7.5 kW样机i_d对阶跃给定i_d^*的响应波形

Fig.17　i_d step-response waveform of 7.5 kW prototype

6　柔性机械联接系统的振荡抑制

电动机通过机械联接件与负载或其它机械相联，通过它传递转矩(转动系统)或力(移动系

统)。最常用的联接件是机械轴,在张力系统中常是带材,在摆动系统中是钢绳。有2类机械联接系统:1)钢性联接——传递转矩(力)时,联接件两端转速(速度)和转角(位移)相同;2)柔性联接——传递转矩(力)时,联接件两端转速(速度)和转角(位移)不同,传递的转矩(力)近似与转角(位移)差成比例,常引起机械振荡,曾出过许多事故,要求通过电气控制抑制它。

本节介绍4种类型柔性机械联接系统的振荡机理及抑制方法:由电动机、弹性机械轴和负载构成的两质量系统;有弹性机械联接轴的多电动机传动系统;柔性张力系统;摆动系统。

6.1　由电动机、弹性机械轴和负载构成的两质量系统[7]

电动机(M)通过机械轴(S)驱动负载(L),轴扭转$\Delta\theta$角才能传递转矩T_s,如图18所示。

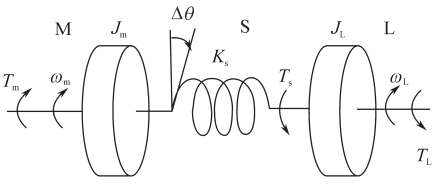


图18　传动系统的轴系

Fig.18　Shaft system of a drive system

机械轴大多是钢性轴,轴扭转角$\Delta\theta$可忽略,所以有$\omega_m=\omega_L$,$\theta_m=\theta_L$,式中:ω_m为电机角速度;ω_L为负载角速度;θ_m为电机转角;θ_L为负载转角。可以把电动机、轴和负载看成一个整体,从电动机转矩到角速度的动态行为用一个运动方程来描述(如下式),称单质量系统。

$$\omega_m=\frac{1}{J_{mL}s}(T_m-T_L) \tag{13}$$

其中　　$J_{mL}=(J_m+J_L)$

式中:s为微分算子($s=\mathrm{d}/\mathrm{d}t$);T_m为电机电磁转矩;T_L为负载转矩;J_m,J_L分别为电机和负载的转动惯量。

$\Delta\theta$不能忽略的机械轴是弹性轴,有$\omega_m\neq\omega_L$,$\theta_m\neq\theta_L$,轴转矩为

$$T_s=K_s(\theta_m-\theta_L)=K_s\Delta\theta \tag{14}$$

其中　　$\Delta\theta=\theta_m-\theta_L$

$\theta_m=\omega_m/s$

$\theta_L=\omega_L/s$

式中:K_s为轴的弹性系数。

不能再把电动机、轴和负载看成一个整体,从电动机转矩到角速度的动态行为需用2个运动方程来描述(如下式),称两质量系统。

$$\begin{aligned}J_m s\omega_m&=[T_m-T_s-D_s(\omega_m-\omega_L)-D_m\omega_m]\\J_L s\omega_L&=[T_s-T_L+D_s(\omega_m-\omega_L)-D_L\omega_L]\end{aligned} \tag{15}$$

式中:D_m,D_L,D_s分别为电机、负载和机械轴的机械阻尼系数,它们很小,常忽略。

由式(15),轴转矩T_s的频率特性(忽略机械阻尼)为

$$\boldsymbol{T}_s=\frac{K_s}{\frac{J_mJ_L}{J_m+J_L}(\mathrm{j}\omega)^2+K_s}\left[\frac{J_L}{J_m+J_L}\boldsymbol{T}_m+\frac{J_m}{J_m+J_L}\boldsymbol{T}_L\right] \tag{16}$$

$\boldsymbol{T}_s$由2部分构成,一部分源自电机转矩$\boldsymbol{T}_m$,另一部分源自负载转矩$\boldsymbol{T}_L$。

因分母中无($\mathrm{j}\omega$)的一阶项,是一个二阶振荡系统,受到来自T_m或T_L扰动的激励,机械轴会发生扭曲振荡(轴扭振),固有振荡频率f_0为

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{K_s\left(\frac{J_m+J_L}{J_mJ_L}\right)} \tag{17}$$

通常,工业调速系统的$f_0>10$;伺服系统的$f_0>100$。

频率特性本身的频率范围很宽,但系统的振荡状况基本上只与谐振频率附近的频率特性有关。振荡时转矩T_m,T_s和电机角速度ω_m都近似按正弦规律波动,在分析振荡时,常使用小信号增量方程,用矢量图反映各变量间的相位关系。T_s的增量频率特性为

$$\left[\frac{J_mJ_L}{J_m+J_L}(\mathrm{j}\omega)^2+K_s\right]\Delta\boldsymbol{T}_s=\frac{K_sJ_L}{J_m+J_L}\Delta\boldsymbol{T}_m+\frac{K_sJ_m}{J_m+J_L}\Delta\boldsymbol{T}_L \tag{18}$$

双闭环调速系统框图和矢量图如图19所示。

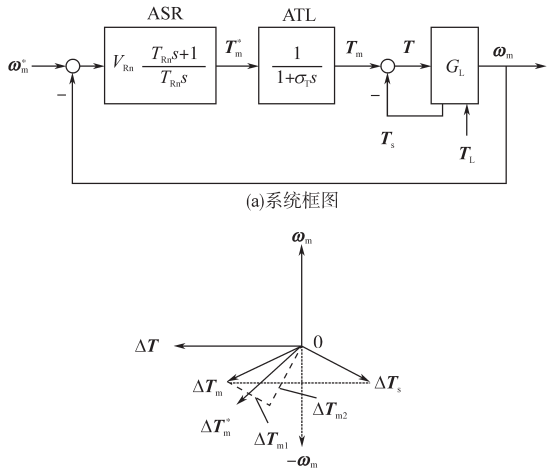


图19　双闭环调速系统框图和矢量图

Fig. 19　Block and vector diagrams of two-closed-loop system

系统框图中：ASR为转速PI调节器；ATL为转矩控制内环；G_L为弹性轴系（式15）。矢量图中，$\Delta \boldsymbol{T}$为动态转矩增量，$\Delta \boldsymbol{T}=\Delta \boldsymbol{T}_m-\Delta \boldsymbol{T}_s=J_m \mathrm{d}\omega_m/\mathrm{d}t$，$\Delta \boldsymbol{T}$矢量超前$\boldsymbol{\omega}_m$矢量90°。

式（18）中：$\Delta \boldsymbol{T}_L$为外施量，与控制系统无直接关系；$\Delta \boldsymbol{T}_m$为系统内的变量，扭振时轴转矩$\Delta \boldsymbol{T}_s$的波动导致角速度$\Delta\omega_m$波动，通过ASR产生$\Delta \boldsymbol{T}_m^*$，再经ATL产生$\Delta \boldsymbol{T}_m$。把$\Delta \boldsymbol{T}_m$分解成2个分量：1个与$\Delta \boldsymbol{T}_s$的相位正好相同或相反的分量$\Delta \boldsymbol{T}_{m1}$及1个与$\Delta \boldsymbol{T}_s$的相位差90°的分量$\Delta \boldsymbol{T}_{m2}$，如下式所示：

$$\begin{aligned}\Delta \boldsymbol{T}_m &= (\Delta \boldsymbol{T}_{m1}+\Delta \boldsymbol{T}_{m2})\\ \Delta \boldsymbol{T}_{m1} &= -C_{m1}\Delta \boldsymbol{T}_s\\ \Delta \boldsymbol{T}_{m2} &= -\mathrm{j}\omega C_{m2}\Delta \boldsymbol{T}_s\end{aligned} \tag{19}$$

代入式（18），得

$$\begin{aligned}&[\frac{J_m J_L}{J_m+J_L}(\mathrm{j}\omega)^2+\frac{K_s J_L}{J_m+J_L}C_{m2}(\mathrm{j}\omega)+\\ &K_s(1+\frac{J_L}{J_m+J_L}C_{m1})]\Delta \boldsymbol{T}_s=\frac{K_s J_m}{J_m+J_L}\Delta \boldsymbol{T}_L\end{aligned} \tag{20}$$

从式（20）可知：$\Delta \boldsymbol{T}_{m2}$在频率特性中引入$(\mathrm{j}\omega)$的一阶项，只要$C_{m2}>0$（$\Delta \boldsymbol{T}_{m2}$矢量滞后$\Delta \boldsymbol{T}_s$矢量90°），就能引入电气阻尼，$C_{m2}$越大阻尼越强，振荡衰减越快；$\Delta \boldsymbol{T}_{m1}$中的$C_{m1}$影响谐振频率$f_{reso}$，使其略偏离式（17）所示固有振荡频率$f_0$。

在矢量图中从$-\boldsymbol{\omega}_m$到$\Delta \boldsymbol{T}_m$的滞后角由3部分构成：转速测量滞后、ASR中PI计算滞后和ATL滞后。通常总滞后角<90°，$\Delta \boldsymbol{T}_m$仍在第3象限，$C_{m2}>0$，引入电气阻尼。它是绝大多数双闭环调速设备都能正常运行，仅少数出问题的原因。

无机械阻尼及启动期间ASR饱和的仿真结果如图20所示。因启动期间ASR饱和，$\Delta \boldsymbol{T}_m=0$，无电气阻尼，轴转矩$T_s$以轴系固有振荡频率$f_0$=16 Hz等幅振荡。启动结束ASR退出饱和后，$\Delta \boldsymbol{T}_m\neq 0$，轴系有电气阻尼，$T_s$以谐振频率$f_{reso}\approx$20 Hz（偏离$f_0$）衰减振荡。此仿真结果证实了前述$\Delta \boldsymbol{T}_m$中$\Delta \boldsymbol{T}_{m2}$和$\Delta \boldsymbol{T}_{m1}$对轴系振荡影响的分析。

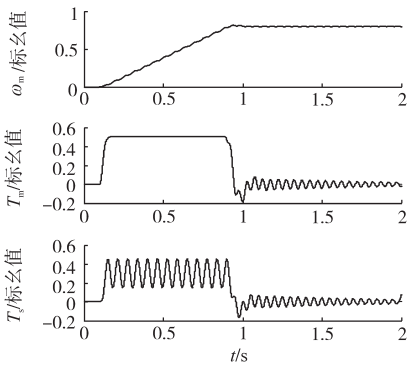


图20　无机械阻尼及启动期间ASR饱和的仿真结果

Fig. 20　Simulation result（without mechanical damping and ASR saturating during starting）

由于在T_m和T_L突变时，轴转矩T_s才出现衰减振荡，衰减后便稳定，因此长期稳定工作的设备不用另加抑制措施。对于频繁加、减速和/或频繁加、减负载的设备（例如轧机），因不断受激励，轴系经常处于衰减振荡状态，若振荡幅值大及衰减慢，宜增加抑制措施。

如果转速反馈信号的采样和滤波滞后时间长及转矩环响应慢，从$-\boldsymbol{\omega}_m$到$\Delta \boldsymbol{T}_m$的总滞后角大于90°，则$\Delta \boldsymbol{T}_m$移至第2象限，$C_{m2}<0$，系统变为发散振荡。

增设转速微分环节是加强电气阻尼的有效方法，它利用转速微分环节产生附加转矩给定信号$\boldsymbol{T}_{m.d}^*$，通过改变电机转矩增量$\Delta \boldsymbol{T}_m$的相位和幅值来增强电气阻尼。图21为有转速微分环节的双闭环系统框图和矢量图。

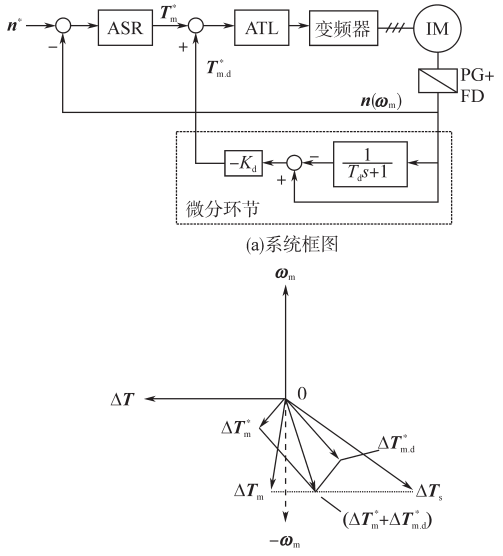


图21　有转速微分环节的双闭环系统框图及矢量图

Fig. 21　Block and vector diagrams of two-closed-loop system with speed-differential-block

微分环节的输出

$$\boldsymbol{T}_{m.d}^* = -K_d(1-\frac{1}{T_d s+1})\boldsymbol{\omega}_m = -K_d\frac{T_d s}{T_d s+1}\boldsymbol{\omega}_m \tag{21}$$

式中：K_d和T_d分别为微分环节的比例系数和时间常数。

经微分环节后$\boldsymbol{T}_{m.d}^*$中无直流分量，只剩增量$\Delta \boldsymbol{T}_{m.d}^*$，它超前$-\boldsymbol{\omega}_m$。总转矩给定为$\Delta \boldsymbol{T}_m^*+\Delta \boldsymbol{T}_{m.d}^*$，从$-\boldsymbol{\omega}_m$到$\Delta \boldsymbol{T}_m$的总滞后角减小及总转矩给定幅值加大使$\Delta \boldsymbol{T}_{m.2}$和$C_{m2}$增大，从而增大轴系电气阻尼。图22为增设转速微分环节后启动期间ASR饱和系统的仿真结果，与图20比较，由启动期间

的等幅振荡变为衰减振荡,由启动结束时的衰减振荡变为几乎不振荡。

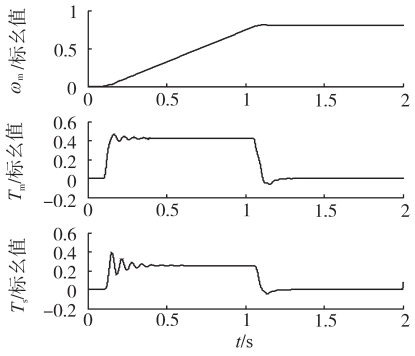


图22　增设转速微分环节后启动期间ASR饱和系统的仿真结果

Fig. 22　Simulation result of installing speed-differential-block (ASR saturating during starting)

某伺服系统的试验结果[8]如图23所示。该系统轴系的谐振频率较高(≈170 Hz),总滞后角大于90°,设置转速微分环节前(图23a)系统发散振荡,设置转速微分环节后(图23b)振荡快速衰减。

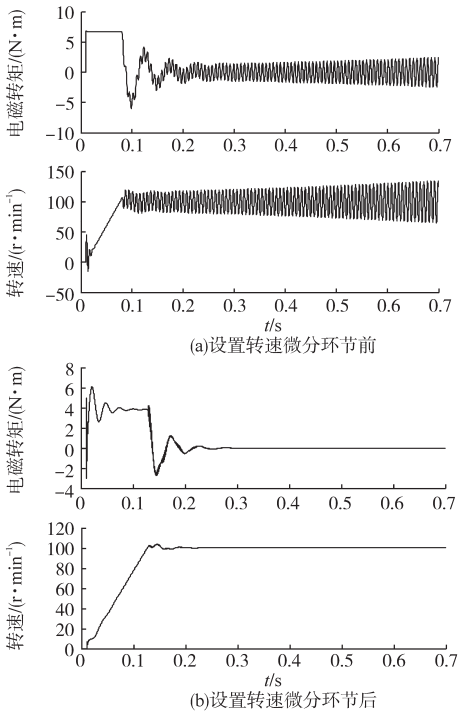


图23　伺服系统的试验结果[8]

Fig. 23　Testing results of a servo system

另一种常用的抑制双环系统轴扭振的方法是在转速反馈通道或转矩给定通道中设置陷波滤波器BSF(带阻滤波器),通过滤去通道中的谐振频率信号来抑制振荡,见文献[9]。此滤波器只滤陷波频率的信号,不影响其它频率信号通过。在转速环中插入BSF(陷波频率=轴谐振频率)后,其闭环对数幅频特性在谐振频率处的尖峰减小,从而抑制振荡。虽然陷波滤波器对抑制轴扭振有效,但需调试的参数多(陷波频率、陷波深度和带宽),加之在陷波频率附近滤波器的相位变化大、轴谐振频率受ΔT_{m1}影响会变化等因素,较难调。

6.2　有弹性机械联接轴的多电机传动系统[2]

传动系统中常遇到多台电动机通过机械轴联在一起,共同驱动负载情况,称之为多电动机传动。如果传递转矩时电动机间机械联接轴的扭转角可忽略,称钢性联接;如果联接轴细长,扭转角不能忽略,称弹性联接,也存在机械谐振点。为保证电动机之间的负载平衡,多电动机传动的调速控制系统设有负荷均衡环节,如果此环节设计不当,会出现电动机负载虽均衡但机械轴却在扭曲振荡的情况,损害机械。

有弹性机械联接轴的多电动机传动系统的典型应用是多电动机提升传动。两电动机提升传动如图24所示,2台电动机通过减速机减速后分别驱动2个吊钩,共同提升1个重物,为保持两吊钩在提升过程中位置平衡,2套传动机构通过机械轴联在一起,由于它只传递不平衡转矩因而细长。

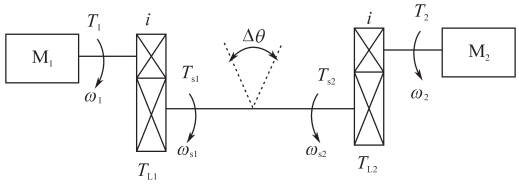


图24　有机械联接轴的两电动机提升传动

Fig. 24　Two motor hoist drive with mechanical shaft

很多设计参考资料都建议采用通过转矩环负荷均衡的主从控制系统(TLBS),如图25所示。主系统是由转速环和转矩环ATL1构成的双闭环系统,由它控制整个传动系统的转速,从系统跟随主系统运行,它的控制任务是负载均衡,无转速环,只有转矩环ATL2,转矩给定来自主系统转速调节器ASR输出T_1^*,由于2个转矩环的转

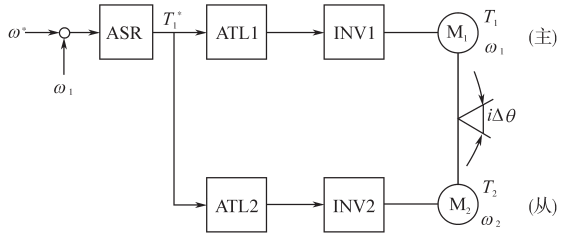


图25　TLBS系统框图

Fig. 25　Block diagram of the TLBS system

矩给定相同，从而保证两电机的实际转矩相等。现有设备大多采用此方案，运行结果表明，该系统具有良好的静态和动态负荷均衡效果，但其中许多存在轴扭振、机械噪声大、运行不够平稳的情况。

转矩环响应快，近似认为轴扭振时，转矩实际值无滞后地跟随其给定值变化（$T\approx T^*$）。由图24，写出两电机的运动方程

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_1}{\mathrm{d}t}=T_1-T_{1S}/i-T_{L1}/i \tag{22}$$

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_2}{\mathrm{d}t}=T_2-T_{2S}/i-T_{L2}/i \tag{23}$$

式中：J 为折合到电机轴的机械惯量；ω_1，ω_2 分别为两电机角速度；i 为减速机机比；T_{1S}，T_{2S} 为机械连轴两端的扭曲转矩；T_{L1} 和 T_{L2} 为两外加负载转矩。

存在下列关系

$$\begin{cases}T_1-T_2=\Delta T\\(T_{1S}-T_{2S})/i=K\Delta\theta\\\Delta\theta=\omega_B\int(\omega_1-\omega_2)\mathrm{d}t\\\omega_B=2\pi f_N/pi\end{cases} \tag{24}$$

式中：$\Delta\theta$ 为轴扭转角；f_N 为电机额定频率；p 为电机极对数；ω_B 为机械轴角速度基值；K 为轴弹性系数。

将式(24)代入式(22)～式(23)，得运动方程

$$\frac{J}{\omega_B}s^2\Delta\theta+\frac{K}{i}\Delta\theta=\Delta T-\Delta T_L \tag{25}$$

其中　　$\Delta T_L=(T_{L1}-T_{L2})/i$

式中：s 为微分算子；ΔT_L 为折算到电机轴上的外加负载转矩差。

TLBS系统均衡效果好，$\Delta T\approx 0$，代入式(25)得

$$\frac{J}{\omega_B}s^2\Delta\theta+\frac{K}{i}\Delta\theta=-\Delta T_L \tag{26}$$

式(26)中没有 s 一次方项，该运动方程是一个无阻尼的振荡方程，虽然两电机的转矩相同，但角速度 ω 和轴扭曲转矩 $K\Delta\theta$ 振荡，仿真结果如图26所示。

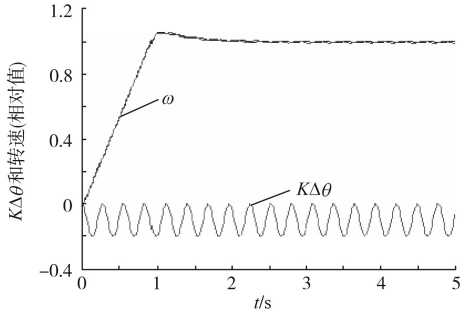


图26　TLBS系统仿真结果

Fig. 26　Simulation result of the TLBS system

有弹性机械联接轴的多电机传动系统宜采用经转速环负荷均衡的主从系统（SLBS），如图27所示，主从2套系统都有转速调节器ASR1-2及转矩环ATL1-2，但在从系统的转速调节器输入端接有2转矩给定值差的信号 $K_B(T_1^*-T_2^*)$，它具有一定抑制轴扭振能力。

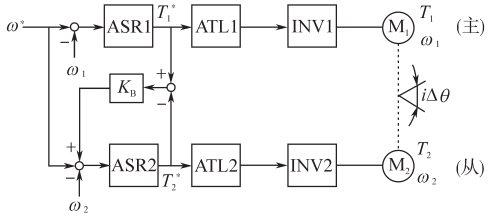


图27　SLBS系统框图

Fig. 27　Block diagram of the SLBS system

为简化分析，近似认为扭振时转速调节器是P调节器，$\Delta T=(T_1-T_2)\approx -K_1(\omega_1-\omega_2)$，代入式(25)得：

$$\frac{J}{\omega_B}s^2\Delta\theta+\frac{K_1}{\omega_B}s\Delta\theta+\frac{K}{i}\Delta\theta=-\Delta T_L \tag{27}$$

式中：K_1 为比例系数。和式(26)相比，式(27)增加了 s 一次方项，是有阻尼的二阶运动方程，轴扭振被抑制。仿真结果如图28所示，从图中看到：在启动期间，由于转速调节器饱和，$\Delta T=0$，无阻尼作用，$K\Delta\theta$ 等幅振荡；启动结束后，转速调节器退出饱和，$\Delta T\neq 0$，引入阻尼，角速度 ω 和 $K\Delta\theta$ 振荡衰减。

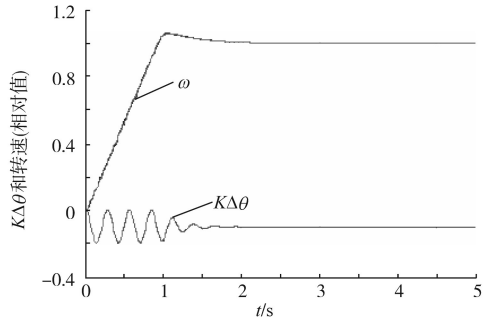


图28　SLBS系统仿真结果

Fig.28　Simulation result of the SLBS system

实例1—铸造吊主提升传动（2台电机通过减速机和长机械轴联结）

原设计为传统TLBS系统，高速时机械声响很大，振动明显，电动机与减速机之间的联轴器处也有响声。改用SLBS系统后，速度和转矩振荡消除，机械振动明显减小，声响消失。该提升传动主系统波形如图29所示。

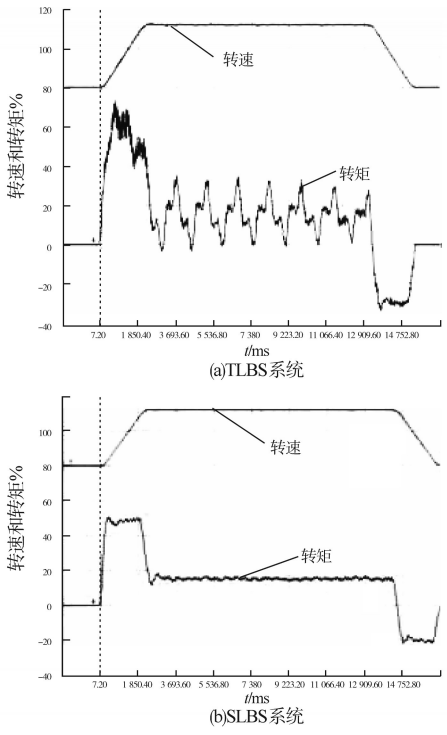


图29　铸造吊主提升传动主系统波形

Fig. 29　Main system waveform of main hoist of foundry crane

实例2—升船机传动

某升船机由4台电动机共同驱动,提升及下放水槽,船浮于槽中水上,电动机间相距远,通过细长的机械轴彼此相连。设计了TLBS和SLBS 2套控制方案。试验结果表明,2种系统都能实现负荷均衡,SLBS系统运行比TLBS系统平稳,水槽中的水晃动小(对船在水槽中的安全很重要)。图30为提升时2#电动机的转矩波形,从图中看到,TLBS系统有轴扭振,SLBS系统无轴扭振,转矩波形较平滑。

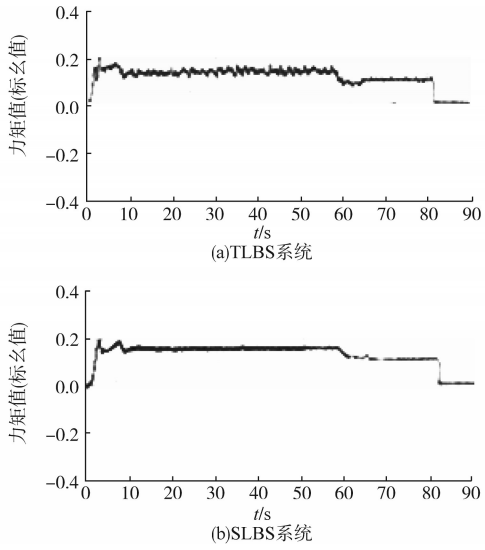


图30　升船机转矩波形(2#电动机)

Fig.30　Torque waveform(2# motor)of ship elevator

升船机有冗余要求,4套系统中任一套故障时升船机应能继续平稳运行。TLBS系统在从系统故障可继续运行,主系统故障则无法继续运行。SLBS系统中任何一套系统故障都可继续运行,主系统故障时其它从系统变为有下垂转速特性的独立系统。图31为SLBS系统在t=5 s时切除主系统(1#)波形。

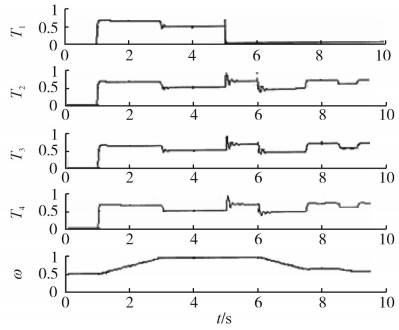


图31　SLBS系统在t=5 s时切除主系统(1#)波形

Fig.31　SLBS system waveform when switch-off main system(1#)at t =5 s

6.3　柔性张力系统

本文第3节以卷取机为例(图8)介绍张力控制系统(图9),在那里卷取与主机较靠近,建立张力及绷紧带材后,主机侧和卷取机侧带材移动速度和位移量相同,成为一体,称其为钢性张力系统。如果因某些原因带材绷不紧,主机侧和卷取机侧带材移动速度和位移量不同,张力F_T大小与位移量之差成比例,则称其为柔性张力系统。笔者曾遇见2种柔性张力系统:

1)卷取与主机相距较远,带材下垂(图32),主机侧和卷取机侧带材移动速度(V_r和V_w)和位移量不同,$V_w>V_r$时下垂量d减小并且张力F_T增大,$\Delta F_T \approx K_e \Delta\theta$($\Delta\theta$为卷取机转角增量)。

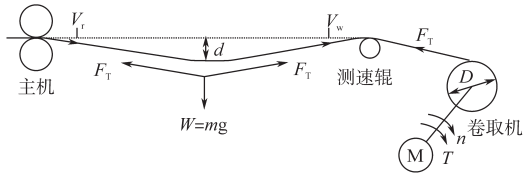


图32　带材下垂的卷取机

Fig.32　Winder with hanging strip

2)若带材厚且硬,卷取时带材抗弯曲弹力大,电动机转快一些,带材就弯曲过来,卷紧一点,F_T增大;电动机转慢一些,带材又弹回去,卷又松开,F_T减小,同样$\Delta F_T \approx K_e \Delta\theta$。

卷取机在"联动"工作时只有转矩环(转速环不工作),它原本应该最稳定。但若张力增量与

转角增量成比例，会出现电机转矩稳定不变（$T=T_0=T^*$，$\Delta T=T-T_0=0$，T_0为稳态张力），而转速和张力振荡的奇怪现象。

电动机运动方程为

$$T-K_{\mathrm{T}}DF_{\mathrm{T}}=T_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} \tag{28}$$

式中：K_{T}为比例系数；T_{m}为机电时间常数。

将式（28）改写为增量运动方程

$$\Delta T-K_{\mathrm{T}}D\Delta F_{\mathrm{T}}=T_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}\Delta n}{\mathrm{d}t} \tag{29}$$

因$\Delta T=0$，$\Delta F_{\mathrm{T}}\approx K_{\mathrm{e}}\Delta\theta$，则：

$$\frac{T_{\mathrm{m}}}{K_{\mathrm{a}}}\frac{\mathrm{d}^2\Delta\theta}{\mathrm{d}t^2}+K_{\mathrm{e}}K_{\mathrm{T}}D\Delta\theta=0 \tag{30}$$

式中：K_{a}为转速n和角速度ω之间的比例系统，$K_{\mathrm{a}}=\pi/30$。

式（30）无一阶导数项，是二阶不衰减振荡方程，等效弹性系数K_{e}越小，振荡频率越低。

抑制柔性张力振荡的方法是在转矩中引入转速增量信号，令

$$T=T^*=T_0^*-K_{\mathrm{c}}\Delta n \tag{31}$$

则$\Delta T=-K_{\mathrm{c}}\Delta n$代入式（30），运动方程变为

$$\frac{T_{\mathrm{m}}}{K_{\mathrm{a}}}\frac{\mathrm{d}^2\Delta\theta}{\mathrm{d}t^2}+\frac{K_{\mathrm{c}}}{K_{\mathrm{a}}}\frac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t}+K_{\mathrm{e}}K_{\mathrm{T}}D\Delta\theta=0 \tag{32}$$

这是二阶衰减振荡方程，振荡被抑制。

实现上述抑制方法的框图如图33所示，与图9比较在转矩给定T^*中增加了$\Delta T^*=-K_{\mathrm{c}}\Delta n$信号。由第3节知，卷取机建立张力后（“联动”工作）转速调节器饱和，转速环不工作，$n^*=K_{\mathrm{n}}V/D\approx n_{\mathrm{o}}$（$n_{\mathrm{o}}$为稳态转速），故$\Delta n=(n^*-n)$近似为振荡时的转速增量。

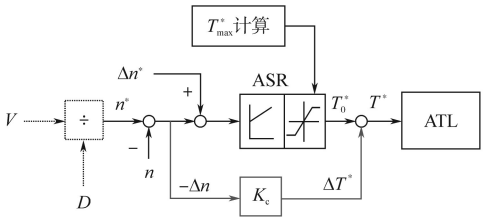


图33　有振荡抑制环节的卷取机张力控制系统框图

Fig.33　Block diagram of winder tension control system with vibration suppression

加入这抑制环节后，前述2种柔性张力系统的振荡消除。

6.4　摆动系统

起重机小车和负载货物经钢绳联接，小车行走时负载来回摆动，见图34a，它是另一种类型的柔性机械联接系统。

西门子公司推出抗摆动（Anti-Sway）软件[10]，装于低压变频器工艺板中。在外施速度指令与实际加到速度调节器ASR的速度给定之间加入抗摆动控制模块，依据摆长l、摆角θ及期望的阻尼系数x修改外施速度指令$V_{\mathrm{tr.o}}^*$，得到ASR的速度给定$V_{\mathrm{tr.m}}^*$，在大摆角时缓加、减速，波形图如图34b所示。摆长l通过测量货物提升高度获得。摆角信号θ的获取方法有：1）利用摄像机和反光镜测量，较麻烦；2）用摆动模型计算。

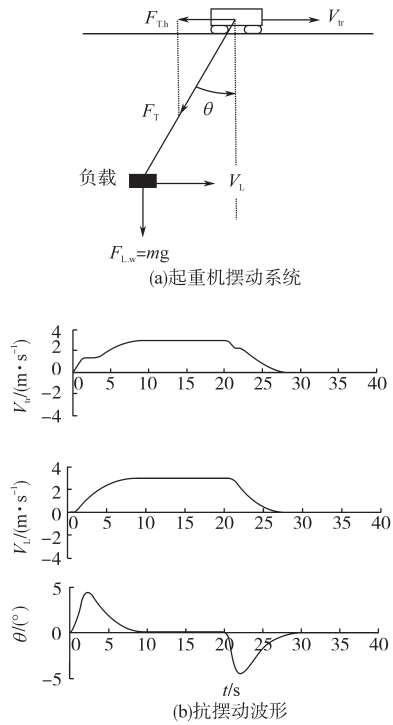


图34　起重机摆动系统及抗摆动波形

Fig. 34　Sway system of crane and anti-sway waveforms

在西门子技术资料中没讲摆动模型是什么，下面介绍对其探讨和仿真验证的结果。探讨时近似认为：

1）摆角θ小（从图34b的波形图看，小于±5°），$\sin\theta\approx\tan\theta\approx\theta$，$\cos\theta\approx1$。

2）货物负载的速度V_{L}由2部分构成：一是摆动速度，方向与钢绳垂直；另一是随小车和钢绳水平移动的速度，方向与小车速度V_{tr}相同（水平方向）。由于摆角θ小，近似认为它们方向一样，都是水平方向。

3）摆动过程慢，周期以s计，调速系统速度环的响应时间以百ms计，快1个数量级，近似认为摆动期间小车实际速度$V_{\mathrm{tr}}\approx V_{\mathrm{tr.m}}^*$，不受摆动引起的负载力$F_{\mathrm{T.h}}$波动影响。

摆角满足下式：

$$-\theta\approx\frac{1}{l}\int(V_{\mathrm{tr}}-V_{\mathrm{L}})\mathrm{d}t \tag{33}$$

推动货物负载以速度V_{L}运动的力为

$$F_{\mathrm{L.h}}=m\frac{\mathrm{d}V_L}{\mathrm{d}t}=-mg\tan\theta\approx-mg\theta \tag{34}$$

式中:m为货物质量。

所以可得:

$$\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}=-g\theta$$

即

$$V_{\mathrm{L}}=-g\int\theta\mathrm{d}t \tag{35}$$

由式(33)~式(35)得摆动模型框图如图35所示。

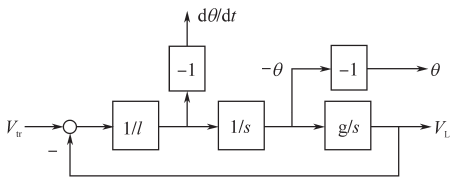


图35　摆动模型框图

Fig. 35　Block diagram of sway model

闭环传递函数

$$(\frac{l}{g}s^2+1)V_{\mathrm{L}}=V_{\mathrm{tr}} \tag{36}$$

此为振荡方程,振荡频率为

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{g/l} \tag{37}$$

抗摆动原理:在小车速度V_{tr}中加入$-sV_{\mathrm{L}}$($-\mathrm{d}V_{\mathrm{L}}/\mathrm{d}t$)分量为

$$V_{\mathrm{tr}}=V_{\mathrm{tr.0}}-C_{\mathrm{d}}sV_{\mathrm{L}} \tag{38}$$

则闭环传递函数变为

$$(\frac{l}{g}s^2+C_{\mathrm{d}}s+1)V_{\mathrm{L}}=V_{\mathrm{tr.0}} \tag{39}$$

引入s一阶项和阻尼,抑制振荡。系数C_{d}从期望的阻尼系数ξ和摆长l算出,$C_{\mathrm{d}}=2\xi\sqrt{l/g}$。

因$-sV_{\mathrm{L}}=g\theta$,式(38)中的$-C_{\mathrm{d}}sV_{\mathrm{L}}$项可改写为$K_{\mathrm{d}}\theta$;又因速度环响应快,$V_{\mathrm{tr}}\approx V^*_{\mathrm{tr.m}}$,可在给定通道中实现加入$s$一阶项任务,有:

$$V^*_{\mathrm{tr.m}}=V^*_{\mathrm{tr.0}}+K_{\mathrm{d}}\theta \tag{40}$$

其中

$$K_{\mathrm{d}}=C_{\mathrm{d}}g=2\xi\sqrt{gl}$$

抗摆系统框图如图36所示。图中:$V^*_{\mathrm{tr.0}}$为外施度指令;$V^*_{\mathrm{tr.m}}$为修改后加至ASR的速度给定。

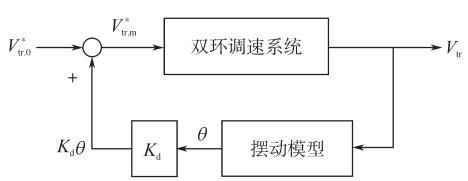
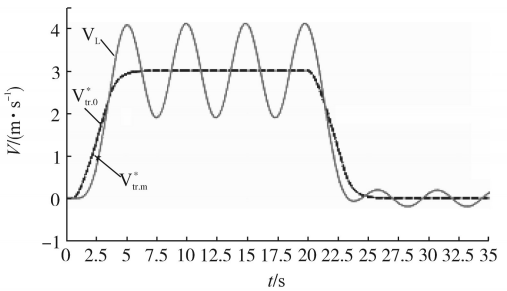
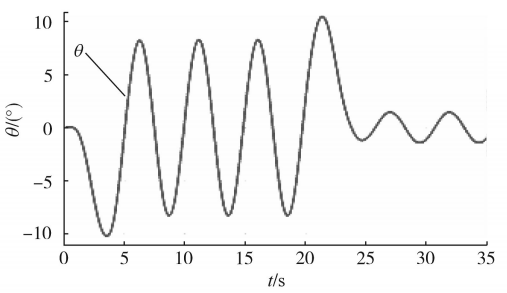


图36　抗摆系统框图

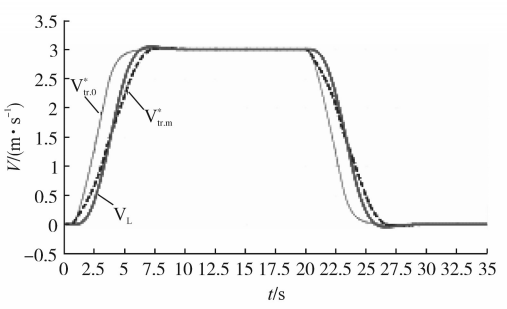
Fig. 36　Block diagram of anti-sway system

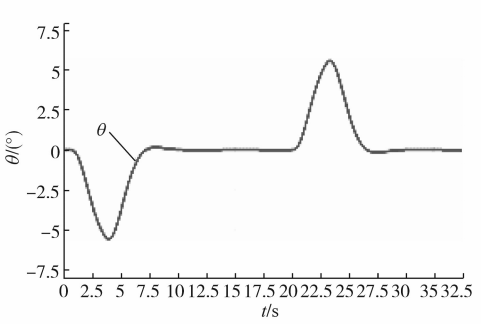
l=6 m的仿真结果如图37所示。





(a)无抗摆动控制





(b)有抗摆动控制(ξ=0.7)

图37 仿真结果

Fig. 37　Simulation results

柔性机械联接系统小结:

介绍4种类型柔性机械联接系统的振荡机理和抑制方法,虽然它们彼此差别很大,但振荡机理相同:柔性联接件两端转速(速度)和转角(位移)不同及传递的转矩(力)近似与转角(位移)差成比例,使它们的运动方程缺少一阶导数项,导致振荡。振荡机理相同,所以抑制方法也一样:在转矩或转速给定中加入附加分量,给运动方程补入一阶导数项。其它类型的柔性机械联接系统也类似。

7 结论

生产工艺多种多样，它们的控制系统不同，转速、转矩双闭环调速系统是这些系统的基础，文中介绍此系统的特点、转矩和弱磁控制的解耦方法及有/无转速传感器系统的差别，指出增量式编码器的脉冲数/转不是按测量精度而是按最低工作转速选取，并介绍用它测量转角位置方法，说明采用斜波给定启动、制动的原因和方法；介绍用斜波函数发生器改善启动、制动转速跟踪性能和用负荷观测器提高抗负载扰动能力的方法；以卷取机为例说明张力控制系统实现“联动”、“单动”转换及断带保护方法；介绍用斜波函数发生器改善三环位置控制系统性能和用“锁相控制”实现宽调速范围转速控制系统的极低速控制方法；介绍变换器无滞后模型及用电流环准连续控制把其动态性能发挥到极至的方法；介绍4种柔性机械联接系统（两质量系统、有弹性机械联接轴的多电动机传动系统、柔性张力系统和摆动系统）的振荡机理及抑制方法，它们彼此差别很大，但振荡机理相同—运动方程缺少一阶导数项，抑制方法也一样—在转矩或转速给定中加入附加分量给运动方程补入一阶导数项。

参考文献

[1] 马小亮. 调速用交-直-交电压型变频器的几个应用问题[J]. 电气传动，2020，50(1)：3-13.

[2] 阮毅，杨影，陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 第5版. 北京：机械工业出版社，2016.

[3] 马小亮. 高性能变频调速及其典型控制系统[M]. 北京：机械工业出版社，2010.

[4] Siemens AG. SIMOVERT MASTERDRIVE Engineering Manual（6SE70/6SE71 Series）[Z]. Nuremberg：Siemens AG，2001.

[5] Siemens AG. Standard Software Package，MS380 POSITIONING for T300 Technology Board in SIMOVERT MASTER DRIVES 6SE70/71，Order No. 6SE7087-6CX84-8AH1.

[6] 马小亮. 变换器无滞后模型及准连续控制电流调节器差分设计方法[J]. 电气传动，2019，49(1)：3-11.

[7] 马小亮. 利用电气阻尼抑制双环调速系统轴扭振机理[J]. 电气传动，2018，48(2)：3-13.

[8] 杨影，张杰鸣，徐国卿，等. 转速微分负反馈在伺服系统机械谐振抑制中的研究[J]. 电工技术学报，2018，33(23)，5459-5469.

[9] 杨明，胡浩，徐殿国. 永磁交流伺候系统机械谐振成因及其抑制[J]. 电机与控制学报，2012，16(1)：79-84.

[10] Siemens AG. DRIVEPAC Anti-Sway Control for Cranes for T400 Technology Module，Order No. 6GA7100-3BA76.

收稿日期：2018-10-08
修改稿日期：2018-11-25