

异步伺服电动机的坐标化电压控制

Paul G. Cushman

Albert A. Clark

单靠改变输入频率不足以恰当地控制异步电动机的转速，为了防止在低频下因阻抗太低而使电流过大，供电电压必须随同输入频率改变，这是早就公认了的。

自从新型大功率三极管和可控硅管广泛应用之后，人们又认识到，要正确地用到伺服机构中去，必须更精细地补偿各种非线性因素。保持电压/频率之比为常数，对于高速情况一般是足够了，但在低速下就得允许机构的响应呆滞而不平滑。

本文论述的是一种电动机的伺服控制系统，根据所需要的转速和转差率计算出定子电压幅值、频率和相位，藉此对异步电动机实现较平滑的和更精确的控制。具有上述参数的驱动电压从施用在定子上的放大装置获得。这样就可以在任何运行情况下，都能使气隙磁通与电流之间保持最佳的空间关系。

所需要的电压根据古典的直轴和交轴坐标系统进行计算，在该系统中一台具有多相定子绕组的实际电动机可当作一台等效的两相电机来处理，以简化运行特性方程式。在分析同步电机时，直轴和交轴通常设在形状往往是凸极的转子上，随同转子一道旋转。在分析异步电机时，在坐标轴位置选取方面有相当大的灵活性。但在本文中选取直轴与定子合成磁通方向一致并一起旋转。而且，外加电压在任何负载和转速条件下都调节到直轴方向上保持有额定磁轴，而在交轴方向上磁轴很小。令定子直轴中激磁电流为额定，转子直轴中电流为零，即可理想地实现这种状态。带上负载以后，再调节外加电压以使交轴定、转子回路中的电流大小相等、方向相反。这就使交轴上的磁通可以忽略，仅靠直轴磁通与交轴电流相作用生转矩。

按直轴和交轴数值算出的所需电压和电流快速转换为实际电机的量值，求解方法如下：向量图 1 反映了随同磁通旋转的直轴/交轴坐标系统与固定的定子绕组坐标系统间的关系，还针对一个特定的转速和负载条件反映出了代表交轴和直轴电压幅值的交轴向量 e_q 和直轴向量 e_d 。磁通和直轴、交轴都以角速度 ω 旋转。 θ 为交轴与 α 相轴线间的夹

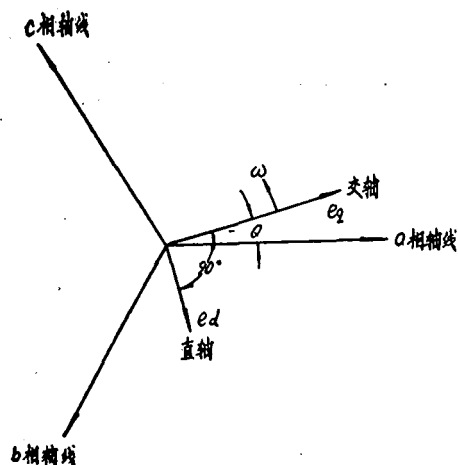


图 1 表示旋转磁通与固定的定子绕组坐标系统间关系的向量图

角。所需相电压即为

$$\begin{aligned} e_a &= e_d \sin \theta + e_q \cos \theta \\ e_b &= e_d \sin(\theta - 120^\circ) + e_q \cos(\theta - 120^\circ) \\ e_c &= e_d \sin(\theta - 240^\circ) + e_q \cos(\theta - 240^\circ) \end{aligned}$$

下面介绍三种具体实现方案。

(1) 第一方案, 所需要的直轴和交轴电压直接由转速和负载 (即转差率) 条件算出, 分解到各定子轴方向, 并加到定子绕组上。

图 2 示有一种依靠电子控制系统来调节加到异步电动机 2 上的电压的系统。电动机 2 有三个定子绕组输入端 4、6、8 以及一根输出轴 10。测速发电机 12 因与轴 10 相联接而被拖转, 提供一输出信号到线路 14 上, 指示电动机、轴和测速机的转速 ω_r 。线路 14 上的信号施加到差动放大器 18 的一个输入端 16 上。另一个信号加到线路 20, 送到放大器 18 的端子 22 上, 以代表对电动机 2 所希望的转速或指令转速 ω_{rc} 。放大器提供一个差值或误差信号 Δ 于其输出线 24 上。此值由方程式 $\Delta = G_A(\omega_{rc} - \omega_r)$ 表示, 式中 G_A 为放大器 18 的增益。此误差信号 Δ 反映必须叠加到电动机转速上以使转子达到指令转速的指令转差。指令转差必须限制在出现最大转矩的转差值以下, 保证电动机高效率地运转。所以, 线路 24 上的信号 Δ 是通过一个双向限幅器 26 提供一受限转差指令 S_r 于线路 28 上。

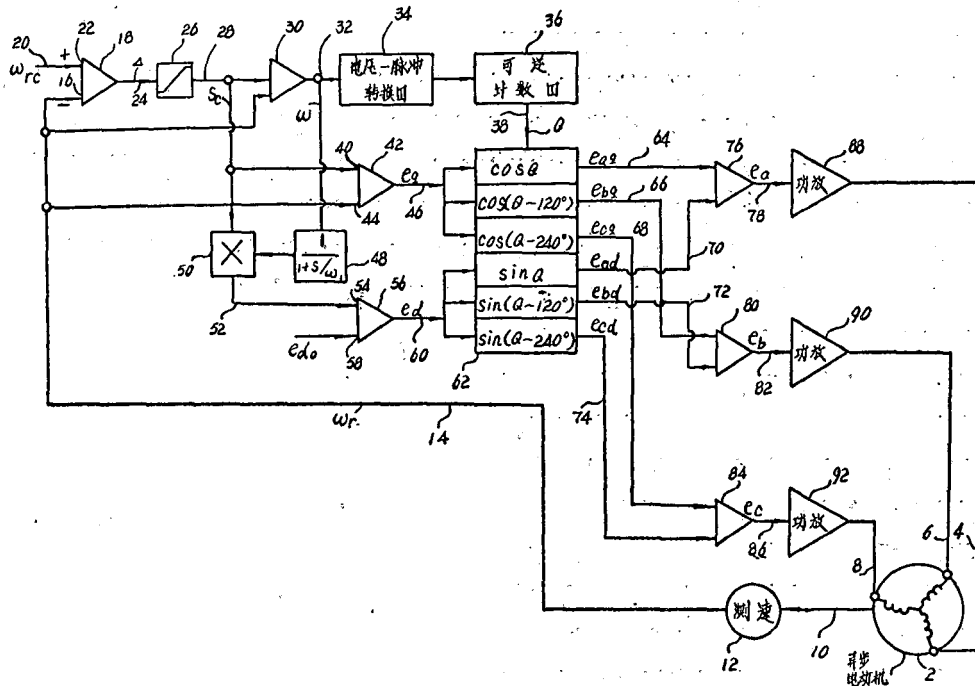


图 2 第一方案中控制异步电动机外加电压的电子系统接线图。

线路 28 上的受限转差指令 S_r 加到求和放大器 30 的一个输入端上, 与线路 14 上的测速机反馈信号 ω_r 相加。在线路 32 上, 来自放大器 30 的信号 ω 由方程式

$$\omega = n(\omega_r + s_r)$$

表示，式中 ω 与要加到异步电动机上的定子电压频率（以每秒弧度计）成正比，而 n 为异步电动机的极对数。放大器30把常数 n 作为一个固定放大倍数引入方程式中。

信号 ω 表现为线路32上的电压值，引入电压—脉冲频率转换器34中，产生出一连串频率正比于 ω 的脉冲。这些脉冲再加入到可逆计数器36上，进而在线路38上产生一个输出信号 θ ，代表要加到电动机上的三个外加定子电压之一的旋转相位。另外两个定子电压在相位上与此定子电压分别相差固定值 -120° 和 -240° 。可逆计数器所需的位数视须把 θ 的可能值以增量方式分割到何等精度而定。

求得要加在电动机定子上的电压频率和时间相位之后，尚须确定为在该时刻所处的转速和负载（即转差）条件下，于电动机内保持所希望的磁通而需要的定子电压幅值。如前已述，这种求解过程是先表为等效电机的交轴、直轴参量 e_q 和 e_d 形式，然后再化成实际相电压幅值。

线路28上的信号 s_c 加到放大器42的输入端40上。信号 ω ，经过一输入阻抗（未示出）加到放大器的另一输入端44上。放大器42可藉其输入阻抗和反馈阻抗（也未示出）进行调节，于其输出线46上产生信号 e_q （交轴电压）。这个信号的大小由下式给出

$$e_q = \frac{\sqrt{2}V}{\Omega} \left[n\omega_r + \left(1 + \frac{r_s}{r_r} - \frac{k_s}{k_r} \right) ns_c \right]$$

式中：V 为线路对中心（Y 接法下端点到中点）电压的额定均方根值；

Ω 为额定频率；

r_s 和 r_r 分别为定子和转子的线路对中心电阻；

k_s 和 k_r 分别为定子和转子的耦合系数。

这些都是被控电动机的恒定参数，作为整定放大器输入阻抗和反馈阻抗的依据。

滤波器48具有运算特性 $1/(1+s/\omega_1)$ ，用来使信号 ω 在通过它进入乘法器的一个输入端以前变得平滑些。信号 s_c 加到乘法器的另一输入端上，以便在输出线52上提供信号 ωs_c ，此信号通过一输入阻抗（未示出）加到放大器56的输入端54上。恒定信号 e_d 通过一输入阻抗加到放大器的第二输入端58上。放大器也有一反馈阻抗（未示出）以便在输出线60上产生输出信号 e_d （直轴电压），在此 e_d 由下式给出

$$e_d = \sqrt{2} I_r - \left[\frac{\sqrt{2}V}{\Omega} \frac{L_r}{r_r} (1 - k_s k_r) n^2 \right] \omega s_c$$

式中 I 为额定空载电流的均方根值，而 L_r 为转子每相电感。于是可以看出 $\sqrt{2} I_r$ 为端子58上的恒定输入，而

$$\frac{\sqrt{2}V}{\Omega} \frac{L_r}{r_r (1 - k_s k_r) n^2} *$$

则为引自端子54上的分度系数常数。只有 ω 和 s_c 是放大器56的变量输入。

信号 e_d 和 e_q 表示加到电动机上的直轴和交轴电压值。解算器62把电压 e_d 和 e_q 分解成相电压 e_a 、 e_b 和 e_c 。解算器接收角度信息 θ 和幅值信息 e_d 和 e_q 后，分别在输出线64、

* 此处原文看来有误，似应为 $\frac{\sqrt{2}V}{\Omega} \frac{L_r}{r_r} (1 - K_s K_r) n^2$ 。

66、68、70、72和74上产生信号 e_{ad} 、 e_{bd} 、 e_{cd} 、 e_{ed} 、 e_b 和 e_{c9} ，在此

$$e_{ad} = e_d \cos \theta$$

$$e_{bd} = e_d \cos(\theta - 120^\circ)$$

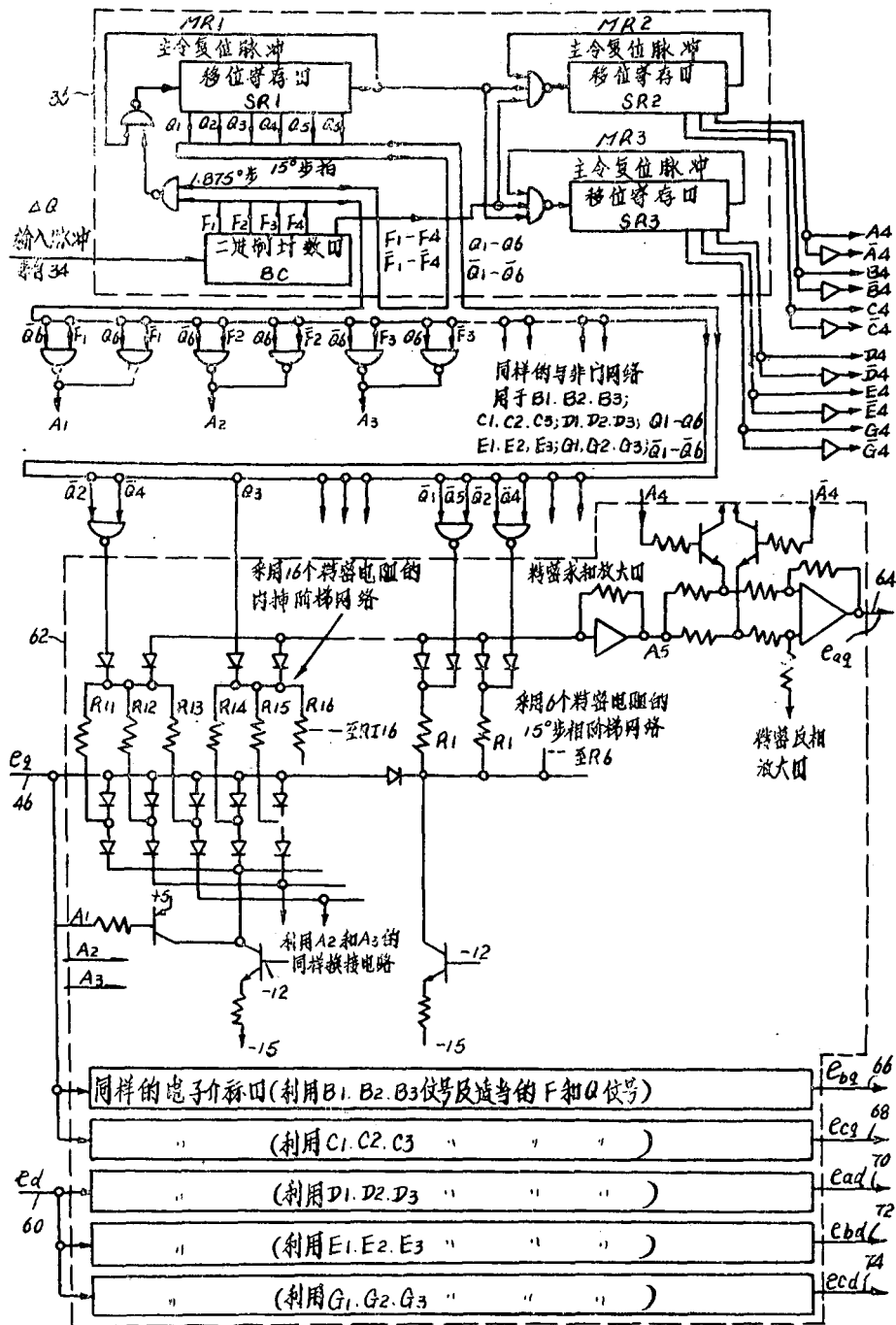


图3 第一、二方案中可逆计数器和数字解算器的接线图

$$e_{c,d} = e_d \cos(\theta - 240^\circ)$$

$$e_{a,q} = e_q \sin \theta$$

$$e_{b,q} = e_q \sin(\theta - 120^\circ)$$

$$e_{c,q} = e_q \sin(\theta - 240^\circ)$$

可逆计数器和数字解算器的进一步细节示于图3中。电路由大量固态集成组件构成。

所用的数字解算器实质上就是普通的包含精密电阻阶梯网络的数—模转换器，只不过阻值选择得可提供正弦变化的输出(而不是线性输出)，并采用可调的参比电压(而不是固定电压)。典型地说，正弦函数由正弦波形按每 15° 为一个步拍演化而成，在诸 15° 步拍中再细分为八步作线性内插。由 0° 到 180° 形成正弦波形的正半波，以此为基础在适当的角度范围内把输出倒相即得负半波。

$\Delta\theta$ 脉冲送到按上述方式适当分度的可逆计数器上。在系统试验模型中应用的典型分度为以 1.875° 作为 $\Delta\theta$ 的步拍。这些 $\Delta\theta$ 步拍脉冲送进具有二进制状态输出F1、F2、F3和F4的四位二进制计数器BC中。“非”函数 \bar{F}_1 、 \bar{F}_2 、 \bar{F}_3 和 \bar{F}_4 也是靠F1、F2、F3和F4通过图3上未示出的反相放大器后得到。F1~F4和 \bar{F}_1 ~ \bar{F}_4 诸状态用于正弦波形在 15° 增量范围内的八步线性内插上。二进制计数器的输出送入六移位寄存器SR1中，它具有状态输出Q1~Q6，对应于正弦波形上由 0° 到 90° 范围的诸 15° 步拍。超出 90° 以后，便使SR1“反过来计数”，因而可利用 0° 到 90° 已得出的同样数值。“非”状态 \bar{Q}_1 ~ \bar{Q}_6 也是靠Q1~Q6诸状态通过图3上未示出的反相放大器后形成。BC和SR1的输出合成起来作为移位寄存器SR2和SR3的输入。这些移位寄存器构成出现于 0° 、 60° 和 120° 以及错移到 180° 、 240° 和 300° 的状态A4、B4、C4，还有出现于 90° 、 150° 和 210° ，以及错移到 270° 、 330° 和 30° 的状态D4、E4、G4。非状态 \bar{A}_4 、 \bar{B}_4 、 \bar{C}_4 、 \bar{D}_4 、 \bar{E}_4 、 \bar{G}_4 也是利用反相放大器构成。A4、B4、C4、D4、E4、G4等六个状态和它们的反状态用来更换符号以获得三相余弦和正弦波形的负半波。

通过与非门逻辑，利用二进制计数器BC和移位寄存器SR1的状态，把精密电阻阶梯网络中适当的电阻接进来。图3所示为典型的逻辑。SR1状态Q6和BC状态F1、F2、F3用以产生主要的内插切换信号A1、A2、A3。在三极管—二极管切换网络中，利用这三个信号接入精密电阻R11到R16中的适当分组。这些分组中的特定电阻再进一步靠Q信号的适当搭配来选择。信号A1、A2、A3用来产生 $e_{a,q} = e_d \cos \theta$ 。同样的逻辑也用于产生B1、B2、B3；C1、C2、C3；D1、D2、D3；E1、E2、E3；和G1、G2、G3。

在产生正弦波形过程中，通过与非门逻辑利用SR1的状态从精密电阻R1到R6中挑选出对应于诸 15° 步拍的适当电阻。在阶梯网络R1到R6或R11到R16中，所有被接入的精密电阻即是精密求和放大器的输入电阻。此放大器的输出信号A5是一个绝对幅值为 $e_q \cos \theta$ 的模拟信号。这个信号或它的非信号，都靠施用状态信号A4和 \bar{A}_4 来选取，以便得出具有正、负值的完整正弦波形。

其余五组阶梯网络、求和放大器和反相放大器都与上述那一组相同。但它们是利用别的输入控制信号，其形式与上面刚介绍过的输入信号相同，只是相位错开罢了。

信号 e_{2d} 和 e_{2q} 在放大器76中相加，提供一信号 e_2 于输出线78上；信号 e_{6d} 和 e_{6q} 在放大器80中相加，提供一信号 e_6 于输出线82上；信号 e_{8d} 和 e_{8q} 在放大器84中相加，提供一信号 e_8 于输出线86上。信号 e_2 、 e_6 、 e_8 分别经功率放大器 88、90、92 放大后，加在电动机端子 4、6、8 上以驱动电动机。

(2) 第二方案 采用高增益电流控制环。由转速和负载条件算出所需要的直轴和交轴电流，与测量值（由测出的定子电流分解而得）比较，并将差值放大以产生分解到定子轴上的直轴和交轴电压（图 4）。

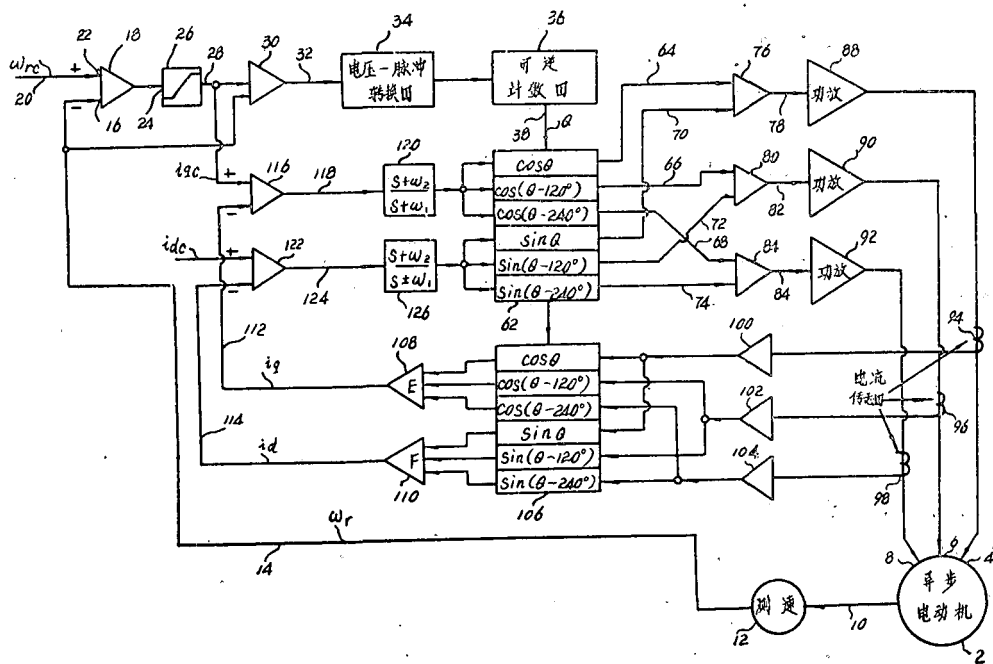


图 4 第二方案中控制异步电动机外加电流的电子系统接线图

由于电动机参数大约会有 $\pm 20\%$ 的容差或变异，引起性能发生可以查觉的恶化，在设计图 4 的系统时对这种参数变异（特别是由于温度变化引起的）作了校正。因温度变化引起的电流变化由电流传感器94、96、98测出，提供为反馈信号作校正控制量之用。图 4 的系统靠控制电流幅值来动作，不像图 2 中那样靠控制电压的幅值。取自电流传感器94、96、98的信号分别由放大器100、102、104放大，并作为第二套解算器106的输入变量之用。第二套解算器把三个电流信号折换成直轴和交轴分量，三个交轴信号加到交轴求和放大器 108 上，三个直轴信号加到直轴求和放大器 110 上。由放大器 108 在线路 112 上提供交轴总电流信号 i_q ，由放大器 110 在线路 114 上提供直轴总电流信号 i_d 。

在图 4 所示装置中，限幅器 26 的输出信号 i_{qc} 代表交轴指令电流。 i_{qc} 在差放大器 116 中与交轴实际电流 i_q 相比较，在线路 118 上产生一交轴电流误差信号。这误差被运算特性为 $(s + \omega_2)/(s + \omega_1)$ 的电路 120 补偿后，提供一补偿过的输出给解算器 62。

差动放大器 122 接收恒定的直轴指令电流信号 i_{dc} 和直轴实际电流信号 i_d ，在线路

124上产生一直轴电流误差信号。来自线路124上的信号被运算特性为 $(s + \omega_2)/(s + \omega_1)$ 的电路126补偿后，提供一补偿过的输出给解算器62。补偿电路120和126都设计成在直流电平上工作。

尽管图4的电路对于频率通道误差的敏感性与图2的电路一样，但在电机参数值超出容差情况下则要精确得多。

(3) 第三方案 图5为一种机电式控制系统，图中电动机130和反馈测速机132用来对机电式解算器134提供角度信息。凡标号与图2中相同的部件，其作用也相同。

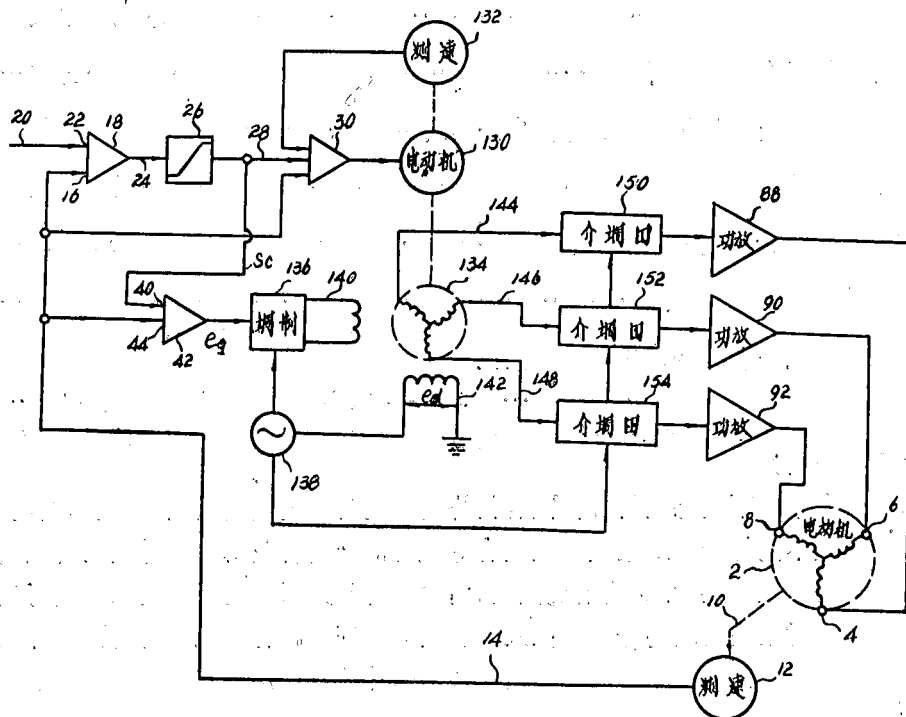


图5 第三方案中控制异步电动机的机电系统

测速机132测出电动机130的转速，并提供反馈信号给放大器30，使放大器30产生一个驱动电动机130至指令转速的信号。调制器136从作为载波器用的基准振荡器138上接收正弦基准信号。 e_c 调制信号由放大器42供给，在两相变三相的解算器134的交轴定子绕组140中产生一个调制输出信号。基准振荡器138还提供一恒定输出信号 e_a 给解算器的直轴定子绕组142。如果被控异步电动机2的转子电阻很高，则不必象在图2和图4系统中那样去改变直轴信号 e_a 的大小，也可获得令人满意的结果。

在线路144、146、148上提供的解算器三相输出分别送到解调器150、152、154中。解调器接收来自振荡器138的基准载波信号，用以提纯取自载波器的信号，从而提供三相定子控制信号给功率放大器88、90和93驱动电动机2。

由以上方案说明可以看出，在不背离本文精神实质和意图的前提下，控制系统可以更改。例如，在上述具有用来驱动直轴和交轴调节的脉冲—电压转换器（下转62页）

目 录

美国人工智能研究的概况

——根据美国人工智能专家B·拉菲尔博士讲学内容整理

.....本刊通讯员...(1)

自动机与形式语言理解简介.....钟先...(28)

数字式微分校正与图象相关的信息处理机.....G·Konecny等...(37)

医用图象的测量和处理.....桑原道义...(47)

使用局部统计量处理数字图象..... Jong—Sen Lee...(55)

光掩模检查方法的动向.....津田国臣...(63)

异步伺服电动机的坐标化的电压控制
..... Paul G·Cushman Albert A Clar... (73)

(上接27页)

6. 请介绍一下模态逻辑,高阶逻辑。答模态逻辑与模糊集相似,取值必须是“真”,比“真”分成不同等级,对某些问题是有帮助的。“高阶逻辑”是对量词所规定的范围而言,“一阶”是用 \exists , \forall 对项指定范围,而“二阶”是用量词对谓词本身进行规定。它把一阶丰富,对某些问题要好些,但缺少一些通用证明,有人把一阶谓词演算推广到二阶谓词演算。对于像“你不知道我知道我父亲叫什么。”这类一个套一个表示的问题,用高阶逻辑表示更方便。

五、一点建议

研究AI所需的硬件,大多可以买到,尽可能买, PDP-10价约\$300,000。但购置DEC公司的PDP计算机最好要得到他们的维修服务,否则自己维修是不方便的,因此你们必须考虑采用PDP计算机是否合适。

在发展中国家研究人工智能,可能研究抽象理论不是很重要的问题,如果把人工智能的技术应用到各个方面去,在某些方面能起到一定作用。如地质探矿系统,可集中各位专家的知识,应用于地质探矿系统。在SRI中,研究与应用分开。在应用方面,最好的办法是从文献中查看,什么方法取得了怎样的成果,选取适当方法把它应用到实际中去。SRI的研究成果很快地应用到其它方面。比如符号处理应用到数学物理上,解决较复杂的代数问题。图象处理应用到工业自动化中。我估计专家系统有应用价值,我是从AI角度来考虑专家系统的。

(本刊通讯员)