

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H02K 3/28

H02K 17/02 H02P 5/28

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00133348.8

[43]公开日 2002年6月19日

[11]公开号 CN 1354545A

[22]申请日 2000.11.17 [21]申请号 00133348.8

[71]申请人 张朝辉

地址 071000 河北省保定市 114 厂教育处

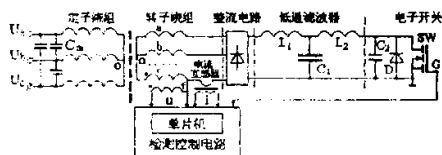
[72]发明人 张朝辉 韩平

权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图页数 2 页

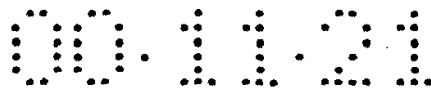
[54]发明名称 带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机及其串级调速法

[57]摘要

本发明涉及一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机及其串级调速法。该异步机的转子有一个检测绕组和素数相主绕组。转子主绕组由全波整流器、LCL低通滤波器和电子开关形成回路；根据从检测绕组和主绕组检测的信号，控制电子开关高频通断占空比的大小及其变化的频率和相位，实现无级调速，同时提高过载能力和转子功率因数。本发明继承了普通异步机和传统串级调速的优点，且控制和补偿设备简单，电网污染小，能适用于多类负载。



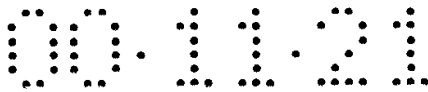
ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1、一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机，由定子和转子两个基本部分组成，定子由机座、定子铁芯、定子绕组三部分构成，定子绕组为三相或单相，转子由转轴、转子铁芯和转子绕组三部分构成；其特征是：转子绕组有一套对称的主绕组和一个检测绕组，主绕组为素数相——具体采用三相或五相或二相，以星形连接（对于三相异步电动机最好采用三相或五相，对于单相异步电动机最好采用二相或三相）；检测绕组为一相，其线径较细匝数较少，与主绕组中的任一相分布在同一个相带内；主绕组和检测绕组分别通过转轴上的集电环及电刷引出接线端，检测绕组的两端可以各自独立引出，或者一端与在同一相带内的那一相主绕组的一端连接在一起共同引出，而另一端单独引出。

2、利用权利要求1所述的一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机，提出实现无级串级调速的方法，首先在定子绕组的每两相之间并联固定值的功率因数补偿电容器 C_m ；其特征是：该异步电动机转子的主绕组经过不控全波整流电路整流后，接入“T”形 LCL 低通滤波器和高速大功率电子开关形成回路；LCL 低通滤波器中的电感 L 采用高频铁氧体磁芯；高速大功率电子开关可以是单个也可以多个并联使用，其控制端由以单片机为核心的检测控制电路发出触发脉冲来控制，使高速大功率电子开关处于高频通断状态；触发脉冲瞬时占空比变化的大小及其频率和相位，由检测控制电路的核心单片机根据检测信号和外部输入的控制信号来调节；检测信号一路是电压信号 u ，从转子的检测绕组取出，该信号反映着转子主绕组感生电动势的频率和相位，并可进一步由单片机计算出转差率 s 、转速 n （转速 n 也可以由电磁传感器或霍尔传感器直接从电动机的转轴上检测得到）；检测信号另一路是电流信号 i ，由电流互感器接入转子主绕组的任一相而取得，该信号反映着转子主绕组感生电流的频率、相位和幅值；根据所检测到的电压信号 u 、电流信号 i 所反映的转子主绕组感生电动势、感生电流的频率和相位，调节触发脉冲瞬时占空比变化的频率和相位，控制转子主绕组感生电动势和感生电流同相；根据外部输入的所需运转速度（求得转差率 s ），计算出所需的电动机转子主绕组的感生电流，调节触发脉冲瞬时占空比的大小，并利用算得（或直接检测）的实际转速 n 作为负反馈信号，控制电动机快速准确地达到所需的转速并稳定下来，从而实现了平滑的无级串级调速。



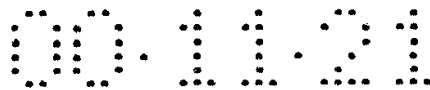
说 明 书

带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机 及其串级调速法

本发明涉及一种带检测绕组的素数相绕线转子式异步电动机及其利用该电机实现无级串级调速的方法。

交流异步电动机，是现代生产生活中应用最广泛的一种动力源。其之所以得到广泛应用，是由于它比其它电机有很多显著的优点。在工业生产中，为了提高生产效率和产品质量，常常要求电机能在不同的转速下工作，而异步电动机的缺点恰恰是调速性能差和功率因数较低，所以对调速性能要求较高的生产机械，常改用直流电动机拖动。近年来，由于极幅调制原理的发展和大功率半导体元件的应用，异步电动机的调速方法有了很大发展，但一些问题至今仍未完全解决。

目前，异步电动机的调速方法主要有四类：变极调速，变频调速，改变转差率调速，电磁离合器调速。其中改变转差率调速又有三种方法，其一是改变电源电压，其二是（绕线式）转子串电阻，其三是串级调速。变极调速是一种较简单且经济的方法，既可以适用于恒转矩负载又可以适用于恒功率负载，但不能实现平滑无级调速，一般只适用于鼠笼式异步机，且电机尺寸比同容量的普通电机稍大，出线头较多，运行性能也稍差。变频调速从调速范围、平滑性和调速后电机的性能方面都较好，但必须有专门的变频电源，设备较多投资大，不宜维护且对电网有一定的污染。改变电源电压调速，不但使电机的机械性能变差，效率变低，而且调速范围一般不大；转子串电阻调速，损耗太大，电机效率与其速度成正比降低，并且在轻载时调速范围很小，串电阻和改变电压调速一般用于断续工作方式。串级调速的调速性能、运行性能及效率等都较好，但要引入一个符合要求的电势，现有的几种技术方案都较复杂，设备也庞大；如，常用方案是转子电路经过整流，再由逆变器把直流变为交流，通过变压器把能量送回电网，或直接回馈到定子中的附加绕组（这需要一种叫做“内反馈串级调速”的电动机）。电磁离合器调速，异步电机的转轴通过电磁离合器与生产机械作“软性”连接，往往还要增加速度负反馈环节，虽然调速性能和运行性能等较好，但设备较复杂，并且不适用于恒功率负载。



说明书

本发明的目的是克服上述现有技术的不足,提供一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机,并提出利用该电动机实现无级串级调速的方法。在不需要复杂设备的情况下,不但维持了异步电动机的诸多优点,而且调速性能好,功率因数高,能适用于多类负载。

本发明的实现根据下述原理:

电机原理认为,三相对称交流电源接入异步电动机的三相定子绕组,便产生了具有同步转速 n_0 的旋转磁场,从而在定子和转子绕组中感生电动势,转子回路在感生电动势作用下形成电流与旋转磁场相互作用,产生电磁转矩,驱动转子沿磁场旋转方向以异步转速 n 旋转,把电能转化为机械能。

无论转子的转速如何变化,定子电流所产生的磁势 F_1 与转子电流所产生的磁势 F_2 相对于定子是以同样的转速旋转,电动机负载运行时, F_1 与 F_2 的合成磁势 ΣF 总等于空载磁势 F_0 。定子绕组和转子绕组的极数要相等,但相数可以相等或不相等。

设三相交流电源的电压(有效值)为 U_1 , 频率为 f_1 , 则定子绕组的感生电动势 E_1 和转子绕组的感生电动势 E_{2s} 的大小分别为:

$$(1) \begin{cases} E_1 = 4.44 f_1 \cdot W_1 \cdot K_{dp1} \cdot \Phi \times 10^{-8} \text{ (V)} & \text{频率为 } f_1 \\ E_{2s} = s \cdot E_2 & \text{频率为 } f_2 = s \cdot f_1 \\ E_2 = 4.44 f_1 \cdot W_2 \cdot K_{dp2} \cdot \Phi \times 10^{-8} \text{ (V)} \end{cases}$$

其中: W_1 、 W_2 —— 分别为定子、转子绕组的每相串联匝数;

K_{dp1} 、 K_{dp2} —— 分别为定子、转子绕组的绕组系数;

Φ —— 每极的主磁通量;

$s = (n_0 - n) / n_0$ —— 转差率;

$n_0 = 60f_1 / p$ —— 同步转速;

n —— 异步电动机的转速;

p —— 极对数;

根据异步电动机的电磁平衡关系,先把旋转的转子折换成等值不动的转子,再把转子中的各物理量折算到定子方面去,最后把激磁支路移前,得到异步电动机的等值电路如图 1 所示。

异步电动机的电势平衡及磁势平衡的基本方程组为:

说 明 书

$$(2) \begin{cases} U_1 = E_1 + I_1 (r_1 + jx_{\sigma 1}) \\ E_2' = E_1 = I_2' (r_2' / s + jx_{\sigma 2}') \Leftrightarrow E_{2s} = s \cdot E_2 = I_2 (r_2 + jx_{\sigma 2s}) \\ I_1 + I_2' = I_0 \\ E_1 = I_0 (r_m + jx_m) \end{cases}$$

其中: r_1, r_2 —— 分别为定子绕组、转子绕组的电阻值;

$x_{\sigma 1} = 2\pi f_1 \cdot L_{\sigma 1}$ —— 定子绕组的漏磁感抗;

$x_{\sigma 2s} = 2\pi s f_1 \cdot L_{\sigma 2}$ —— 转子绕组的漏磁感抗;

$L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ —— 分别为定子、转子绕组漏磁通对应的电感量;

r_m —— 反映铁芯中损耗的等效电阻;

x_m —— 对应于主磁通 Φ 的激磁电抗;

$Z_1 = r_1 + jx_{\sigma 1}$ —— 称为定子绕组的阻抗;

$Z_2 = r_2 + jx_{\sigma 2s}$ —— 称为转子绕组的阻抗;

$Z_m = r_m + jx_m$ —— 称为激磁阻抗;

$K_s = 1 + Z_1 / Z_m$ —— 称为激磁支路移前的修正系数;

I_2 —— 流过转子绕组的电流;

$I_2' = I_2 / K_i$ —— 转子绕组折算后的电流;

$E_2' = K_u E_2$ —— 转子绕组折算后的感应电势;

$r_2' = K \cdot r_2$ —— 转子折算后的电阻;

$x_{\sigma 2}' = K \cdot x_{\sigma 2} = K \cdot x_{\sigma 2s} / s$ —— 转子折算后的漏磁感抗;

$K_i = m_1 W_1 K_{dp1} / m_2 W_2 K_{dp2}$ —— 电流变比;

$K_u = W_1 K_{dp1} / W_2 K_{dp2}$ —— 电压变比;

$K = K_i \cdot K_u$ —— 电阻折算系数;

m_1, m_2 —— 分别为定子绕组、转子绕组的相数;

上述参数对于已制成的异步机均为定值,可通过实验或计算的方法得到。

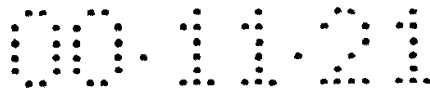
异步电动机的电磁转矩 M 有两种表达式:

$$\text{其一, } M = C_{M1} \Phi I_2' \cdot \cos \phi_2 = C_{M2} \Phi I_2 \cdot \cos \phi_2 \quad (3)$$

$$C_{M1} = 4.44 m_1 p W_1 K_{dp1} / 2\pi$$

$$C_{M2} = 4.44 m_2 p W_2 K_{dp2} / 2\pi$$

$\cos \phi_2$ 为转子绕组的功率因数,



说明书

$$\begin{aligned}\cos \phi_2 &= r_2 / \sqrt{r_2^2 + X_{\sigma 2s}^2} \\ &= r_2' / \sqrt{r_2'^2 + (sX_{\sigma 2}')^2}\end{aligned}$$

其二,

$$M \approx \frac{m_1 p U_1^2 r_2' / s}{2 \pi f_1 \cdot [(r_1 + r_2' / s)^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}')^2]} \quad (4)$$

根据(4)式可以给出异步电动机的机械特性曲线 ($M-S$ 曲线), 如图 2 所示。在电动机状态下, $0 < s < 1$ 。 s_e 为额定转差率, 一般在 $0.015 \sim 0.05$; s_m 为最大转矩的转差率, 一般在 $0.1 \sim 0.2$; M_e 为额定转矩; M_{\max} 为最大转矩; M_{st} 为起动转矩。由(4)式可以求得异步电动机的 M_{\max} 和 s_m :

$$\begin{aligned}M_{\max} &= \frac{m_1 p U_1^2}{4 \pi f_1 \cdot [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}')^2}]} \\ (5) \quad s_m &= \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}')^2}}\end{aligned}$$

国家标准规定, 普通三相异步电动机的过载能力 $K_m (= M_{\max} / M_e)$ 为 $1.8 \sim 2.2$, 一般的鼠笼式异步机 $M_{st} / M_e = 1.0 \sim 1.8$ 。

所谓串级调速, 就是在异步电动机的 (绕线式) 转子回路中引入一个电动势, 以调节其转速。引入电动势的频率与转子感生电动势相同, 相位可与转子感生电动势同相或反相; 反相时, 转子电流减少 (根据(3)式), 转矩减小, (由(4)式可见) 转速降低; 同相时则反之。

在上述原理的基础上, 可以发展完善现有的串级调速理论。

若在转子回路中引入一个与转子感生电动势频率相同的“反馈电动势” E_f , 其内阻抗为 Z_f 。根据基本方程组(2)中的第二式, 转子电流变为:

$$I_{2\Sigma} = \frac{E_{2s} + E_f}{(r_2 + jX_{\sigma 2s}) + Z_f} = \frac{E_{2s} + E_f}{Z_2 + Z_f} \quad (6)$$

如果转子电流 $I_{2\Sigma}$ 与转子感生电动势 E_{2s} 同相, 那么转子的功率因数就提高到 1, 并且 $I_{2\Sigma}$ 的大小变化, 电动机的转速也随之变化。这样, 通过调节所引入的“反馈电动势” E_f 的幅值和相位, 既可以调速, 又可以提高转子的功率因数。

说 明 书

转子的功率因数既已提高到 1, 则由图 1 所示的等值电路可见, 只需在电源电压 U_1 的输入端并联一个电容器 C_m , 使 C_m 与移前的等效激磁支路 ($Z_m + Z_1$), 在电源频率 f_1 处于并联谐振状态, 就可以使异步电动机总的功率因数提高到 1。因为对于已制造成的异步机, ($Z_m + Z_1$) 为定值, 所以并联的电容 C_m 也为定值, 不必随转速而变化, 使得电路简单。

引入“反馈电动势” E_f (及其内阻抗 Z_f) 后, 转子电流 I_{2r} 减小并且与转子感生电动势 E_{2s} 同相, 这等效于转子的漏磁感抗 $X_{\sigma 2s}$ 被抵消为 0, 而转子电阻 r_2 又叠加上一个电阻值 (该电阻值实际上并不消耗有功功率), 由(5)式可见, 异步电动机的最大转矩 M_{max} 和所对应的转差率 s_m 都增大, 所以降低转速的同时, 还可以提高其过载能力。

引入“反馈电动势” E_f 后, 若使转子电流 I_{2r} 与转子感生电动势 E_{2s} 同相, 则根据(3)式, 异步机产生转矩 M 所需的转子电流 I_{2r} 大小为:

$$I_{2r} = \frac{M}{C_{M2} \cdot \Phi} \quad (7)$$

联立(6)、(7)式求得:

$$E_f = \frac{M \cdot (Z_2 + Z_f)}{C_{M2} \cdot \Phi} - sE_2 \quad (8)$$

从而, 根据电动机所需输出的转矩 M 和转差率 s , 可由(8)式求出所需引入的“反馈电动势” E_f 的幅值和相位。

如何在转子回路中引入所需的“反馈电动势” E_f 呢? 下面提出一种优秀的技术方案。

如图 3 所示, m_2 相 (m_2 为素数) 转子电路经过全波整流, 得到开路时的脉动直流电压 E_{2d} , 由波形可见 E_{2d} 具有周期性, 频率为 $2 m_2 f_2$ 。根据整流理论, ωt 在区间 $[-\pi / 2m_2, \pi / 2m_2]$ 内, E_{2d} 的表达式为:

$$E_{2d} = 2\sqrt{2} \cos((m_2 - 1)\pi / 2m_2) \cdot E_{2s} \cdot \cos \omega t \quad (9)$$

其中, $\omega = 2m_2 \omega_2$, $\omega_2 = 2\pi f_2$

根据戴维南等效定理, 图 3 的电路可以等效成一个电压源, 如图 4 所示。该电压源的电动势为 E_{2d} , 等效内阻抗为 Z_s , 当异步机转子 m_2 相绕组对称时,

说 明 书

$$Z_s = r_s + j\omega L_s = (r_2 + j\omega L_{\sigma 2}) / m_2 \quad (10)$$

由于 E_{2d} 的脉动幅值、频率和相位，反映着转子感生电动势 E_{2s} 幅值、频率和相位，因此，只要引入一个脉动的“反馈电动势” E_{fd} （及其内阻抗 Z_{fd} ），其脉动频率和相位使得整流输出的脉动直流电流 I_{2rd} 与 E_{2d} 同相，也就保证了转子电流 I_{2r} 与转子感生电动势 E_{2s} 同相；调节 E_{fd} 的幅值，则调节了异步机的转速。

将 E_{2d} 写成傅里叶级数的形式为：

$$E_{2d} = E_{2do} \cdot \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cos k\pi}{(2m_2k)^2 - 1} \cdot \cos(2m_2k\omega_2 t) \right] \quad (11)$$

其中， $E_{2do} = 2\sqrt{2} E_{2s} \cdot (m_2 / \pi) \cdot \sin(\pi / m_2)$ ($m_2 \geq 2$)

E_{2do} 为 E_{2d} 的平均值即直流分量。不同的相数 m_2 时， E_{2d} 的直流分量 E_{2do} 、电压纹波系数 γ_u 、电压脉动系数 S_u 列表如下：

m_2	2	3	5	7
E_{2do}	$1.80 E_{2s}$	$2.34 E_{2s}$	$2.65 E_{2s}$	$2.73 E_{2s}$
$\gamma_u \%$	9.77	4.18	1.49	0.75
$S_u \%$	13.3	5.71	2.02	1.03

若在图 3 电路的输出端接入“T”形 LCL 低通滤波器 and 高速大功率电子开关 SW，如图 5 所示。设点 O 对地的电压为 E_0 ，电感器 L_1 、 L_2 和电容器 C_1 、 C_2 的阻抗分别为 Z_{L1} 、 Z_{L2} 、 Z_{C1} 、 Z_{C2} 。

$$(12) \quad Z_{L1} = r_{L1} + j\omega L_1 \quad ; \quad Z_{L2} = r_{L2} + j\omega L_2$$

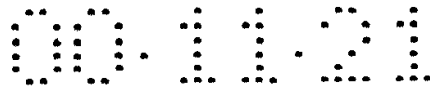
$$Z_{C1} = 1 / j\omega C_1 \quad ; \quad Z_{C2} = 1 / j\omega C_2$$

其中， r_{L1} 、 r_{L2} 分别为电感器 L_1 、 L_2 的线圈电阻值。则当开关 SW 接通时， $E_0 = 0$ ；当开关 SW 断开时，

$$E_0 = \frac{Z_{C1} // (Z_{C2} + Z_{L2})}{Z_s + Z_{L1} + Z_{C1} // (Z_{C2} + Z_{L2})} \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{L2}} \cdot E_{2d} = \frac{E_{2d}}{G} \quad (13)$$

$$G = 1 + \frac{Z_s + Z_{L1} + Z_{L2}}{Z_{C2}} + \frac{Z_s + Z_{L1}}{Z_{C1}} + \frac{(Z_s + Z_{L1}) Z_{L2}}{Z_{C1} Z_{C2}}$$

其中，“//”为并联运算符。根据网络理论的置换定理，随着开关 SW 的通断，图 5 虚线框 2 中的部分，可用一个理想电压源（内阻抗为 0 的电动



说明书

势) 来置换, 该电压源的电压为:

$$E_0 = \begin{cases} E_{2d} / G & \text{SW 断开} \\ 0 & \text{SW 接通} \end{cases} \quad (14)$$

将 E_{2d} 的表达式(11)代入(14)式, 利用叠加定理即可求得 E_0 。

E_0 经过 L_2 、 C_1 、 L_1 构成的低通滤波器后, 给转子整流电路引入一个等效的脉动“反馈电动势” E_{fd} , 根据等效电源定理, 其内阻抗 $Z_{fd} = Z_{L1} + Z_{L2} // Z_{C1}$ 。 E_{fd} 瞬时值受开关 SW 通断的瞬时占空比来控制, 开关 SW 的触发脉冲, 可采用改变脉宽式或改变频率式, 脉冲频率可在几千 Hz ~ 几十千 Hz 范围内选择和变化。触发脉冲瞬时占空比变化的角频率应为 $(2m_2\omega_2)$, 它决定了 E_{fd} 的脉动频率与 E_{2d} 相同; 触发脉冲瞬时占空比的大小和相位决定了 E_{fd} 的幅值和相位。因此, 按一定的反馈控制规律, 实时控制触发脉冲的瞬时占空比变化的频率、相位和大小, 既可以使转子电流 I_{2s} 与转子感生电动势 E_{2s} 同相, 又能实时改变 I_{2s} 的大小。事实上, 与 E_{2d} 同相的转子脉动直流电流 I_{2sd} 可以按下式积分求得:

$$I_{2sd}(t) = f_T \cdot \left[\int_t^{t+\tau} \frac{E_{2d}}{Z_s + Z_{L1} + Z_{C1} // Z_{L2}} dt + \int_{t+\tau}^{t+T} \frac{E_{2d}}{Z_s + Z_{L1} + Z_{C1} // (Z_{L2} + Z_{C2})} dt \right] \quad (15)$$

其中, f_T 为开关 SW 的通断频率, τ 为开关 SW 接通的时间。下面将 I_{2sd} 进行离散化。

$$\text{令: } \begin{cases} Z_T = Z_s + Z_{L1} + Z_{C1} // Z_{L2} = r_T + jX_T \\ Z_D = Z_s + Z_{L1} + Z_{C1} // (Z_{L2} + Z_{C2}) = r_D + jX_D \end{cases}$$

$$\text{则: } I_{2sd}(kT) = f_T \cdot \left[\int_{kT}^{kT+\tau} \frac{E_{2d}}{Z_T} dt + \int_{kT+\tau}^{(k+1)T} \frac{E_{2d}}{Z_D} dt \right]$$

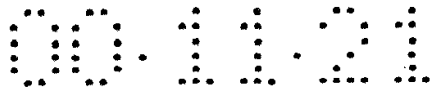
$$k = 0, 1, 2, \dots$$

$$\text{取: } E_{2d} \approx E_{2d0} + E_{2d1}$$

$$E_{2d1} = \frac{2}{4m_2^2 - 1} \cdot \cos(2m_2\omega_2 t);$$

$$\frac{E_{2d1}}{Z_T} = A_1 \cdot \cos(2m_2\omega_2 t - \varphi_T);$$

$$\frac{E_{2d1}}{Z_D} = A_2 \cdot \cos(2m_2\omega_2 t - \varphi_D);$$



说 明 书

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \frac{2}{(4m_2^2 - 1) \cdot |Z_T|} \quad ; \quad A_2 = \frac{2}{(4m_2^2 - 1) \cdot |Z_D|} \\
 \varphi_T &= \arctg \frac{X_T}{r_T} \quad ; \quad \varphi_D = \arctg \frac{X_D}{r_D} \\
 \therefore I_{2\Sigma d}(kT) &= \frac{E_{2d0} \cdot \tau}{(r_s + r_{L1} + r_{L2}) \cdot T} + f_T \cdot \left[\int_{kT}^{kT+\tau} \frac{E_{2d}}{Z_T} dt + \int_{kT+\tau}^{(k+1)T} \frac{E_{2d}}{Z_D} dt \right] \\
 &\approx \frac{E_{2d0} \cdot \tau}{(r_s + r_{L1} + r_{L2}) \cdot T} \\
 &\quad + \tau \cdot A_1 \cdot \cos(2m_2\omega_2 kT - \varphi_T) + (T - \tau) \cdot A_2 \cdot \cos(2m_2\omega_2 (k+1)T - \varphi_D)
 \end{aligned} \tag{16}$$

图 5 电路中的元器件可按下列条件选择。设低通滤波器的截止频率为 f_c 。首先要求： $f_c \ll f_T$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1'}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_1''}} \quad ; \quad C_1' + C_1'' = C_1$$

取
$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}}$$

则元器件选择的相互关系为：

$$C_1 = \frac{L_1 + L_2}{(2\pi f_c)^2 \cdot L_1 \cdot L_2} \quad ; \quad f_c \ll f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \tag{17}$$

电容 C_2 主要用以防止开关断开时的高压冲击，所以容量值不宜过大；D 为阻尼二极管，以防止开关接通时，反向电流流过 SW。

根据上述原理，一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机由定子和转子两个基本部分组成；定子由机座、定子铁芯、定子绕组三部分构成，定子绕组为三相或单相；转子由转轴、转子铁芯和转子绕组三部分构成。其特征是：转子绕组有一套对称的主绕组和一个检测绕组，主绕组为素数 (m_2) 相——具体采用三相或五相或二相，以星形连接（对于三相异步电动机最好采用三相或五相，对于单相异步电动机最好采用二相或三相）；检测绕组为一相，其线径较细匝数较少，与主绕组中的任一相分布在同一个相带内，检测绕组与在同一相带内的那一相主绕组的感生电动势相位相同。主绕组和检测绕组分别通过转轴上的集电环及电刷引出接线端，检测绕组的两端可以各自独立引出，如图 6(a)所示，或者一端与在同一相带内的那一相主绕组的一端接在一起共同引出，而另一端单独引出，如图 6(b)所示。

说明书

利用该异步电动机, 提出实现无级串级调速的方法, 如图 7 所示。在该异步电动机定子绕组的每两相间并联补偿电容器 C_m , 以提高定子的功率因数 (理论上可以到 1)。转子的 m_2 相主绕组经过 m_2 相不控全波整流后, 得到脉动直流电压 E_{2d} , 接入“T”形 LCL 低通滤波器和高速大功率电子开关 SW 形成回路。高速大功率电子开关 SW 可以是单个也可以多个并联使用, 其控制端 G 由以单片机为核心的检测控制电路发出触发脉冲来控制, 使开关 SW 处于高频通断状态; LCL 低通滤波器中的电感 L 采用高频铁氧体磁芯, 由于 LCL 低通滤波器的滤波作用, 转子主绕组的感生电流平滑而连续。触发脉冲瞬时占空比的大小及其变化的频率和相位, 由检测控制电路的核心单片机根据检测信号和外部 S 端输入的控制信号来调节。检测信号一路是从转子检测绕组取出的电压信号 u , 该信号反映着转子主绕组感生电动势的频率和相位 (且过零值对应着 E_{2d} 的最大值), 并可进一步由单片机计算出转差率 s 、转速 n ; 转速 n 也可以由电磁传感器或霍尔传感器直接从电动机的转轴上检测得到。检测信号另一路是由电流互感器接入转子主绕组的任一相而取得的电流信号 i , 该信号反映着转子主绕组感生电流的频率、相位和幅值 (频率可以由单片机采用测周期法测量)。根据所检测到的转子主绕组感生电动势和感生电流的频率和相位, 调节触发脉冲瞬时占空比变化的频率和相位, 控制转子主绕组感生电动势和感生电流同相, 从而将转子功率因数提高到 1, 并提高了电动机的过载能力 K_m ; 根据输入的所需转速 (求得转差率 s), 联立(3)式和(4)式可以算出所需的电动机转子主绕组的感生电流, 再依据(16)式调节触发脉冲瞬时占空比的大小, 并利用算得 (或直接检测) 的实际转速 n 作为负反馈信号, 控制电动机快速准确地达到所需的转速并稳定下来, 从而实现了平滑的无级串级调速。

本发明与现有技术相比, 具有下列优越性:

1、原理科学、技术先进, 继承了传统串级调速的优点, 即调速性能、运行性能及效率等都较好。并且, 由于采用了实时控制的高频开关方案, 使得滤波器中的电感采用高频铁氧体磁芯, 电机定子回路的补偿电容采用固定值, 所以控制设备和补偿装置体积小重量轻, 并且减少了对电网的污染; 控制电路以单片机为核心, 控制过程的快速性、准确性和稳定性都很好。

说明书

2、可以实现平滑的无级调速。降低转速的同时，还可以提高异步机的过载能力，从而能够适用于恒功率、恒转矩、风机型等多类负载。

3、调速的同时可以将转子的功率因数提高到 1。这样只需采用固定值的电容器就可以将定子的功率因数补偿到 1，从而方便地提高异步机总的功率因数（理论上可以到 1）。

4、该发明的异步电动机只是增加了一个检测绕组，结构简单，体积无增，保持了普通交流异步机的全部优点，还完全可以作为普通异步机使用。

下面结合附图以最佳实施例详述本发明。

图 1 为异步电动机的等值电路；

图 2 为异步电动机的机械特性曲线；

图 3 为异步机 m_2 相（绕线）转子全波整流电路及整流输出电压波形；

图 4 为与图 3 电路等效的电压源；

图 5 为本发明的串级调速原理简图；

图 6 为本发明的异步电动机转子绕组电路图；

图 7 为本发明的技术方案原理图。

如图 6 所示，一种带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机，由定子和转子两个基本部分组成，定子绕组采用三相。其特征是：转子绕组有一套对称的主绕组和一个检测绕组，主绕组(a、b、c)为三相以星形连接；检测绕组(f)为一相，其线径较细匝数较少，与主绕组中的 c 相分布在同一个相带内，以保证检测绕组(f)与 c 相主绕组的感生电动势频率和相位相同。主绕组(a、b、c)通过转轴上的集电环及电刷引出接线端 A、B、C；检测绕组(f)的两端可以各自独立引出接线端 E、F，如图 6(a)所示，或者一端与 c 相主绕组的一端连接在一起共同以接线端 C 引出，而另一端单独引出接线端 F，如图 6(b)所示。

如图 7 所示，利用本发明的带检测绕组的素数相绕线转子异步电动机，提出实现无级串级调速的方法。在该异步电动机定子绕组的每两相之间并联电容器 C_m ，可以补偿定子的功率因数到 1。转子的三相主绕组(a、b、c)经过三相不控全波整流电路整流后，得到如图 3 所示的脉动直流电压 E_{2d} ，接入由 L_1 、 C_1 、 L_2 组成的“T”形低通滤波器 and 高速开关型大功率场效应管

说 明 书

SW 形成回路。高速开关型大功率场效应管 SW 最好是多个并联使用，其控制端 G 由以单片机为核心的检测控制电路发出触发脉冲来控制，使 SW 处于高频通断状态；低通滤波器中的电感 L_1 、 L_2 采用高频铁氧体磁芯，由于低通滤波器的滤波作用，转子主绕组(a、b、c)的感生电流平滑而连续。触发脉冲瞬时占空比的大小及其变化的频率和相位，由检测控制电路的核心单片机根据检测信号和外部 S 端输入的控制信号来调节。检测信号一路是从转子检测绕组(f)取出的电压信号 u ，该信号反映着转子主绕组(a、b、c)感生电动势的频率和相位（且过零值对应着 E_{2s} 的最大值），并可进一步由单片机计算出转差率 $s (=f_2 / f_1)$ 、转速 $n (=60(f_1 - f_2) / p)$ ；检测信号另一路是由电流互感器接入转子 c 相主绕组而取得的电流信号 i ，该信号反映着转子主绕组(a、b、c)感生电流的频率、相位和幅值（其频率由单片机的定时 / 计数器采用测周期法测量，设在信号 i 一个周期内计数值为 N ，时钟脉冲的频率为 f_s ，则转子主绕组感生电流的频率 $f_2 = f_s / N$ ）。根据所检测到的电压信号 u 和电流信号 i （它们反映着转子主绕组感生电动势和感生电流的频率和相位），调节触发脉冲瞬时占空比变化的频率和相位，控制转子主绕组(a、b、c)感生电动势和感生电流同相，从而将转子功率因数提高到 1，并提高了电动机的过载能力 K_m ；根据 S 端输入的所需运转速度（求得转差率 s ），联立(3)式和(4)式可以算出所需的电动机转子主绕组(a、b、c)的感生电流，再依据(16)式调节触发脉冲瞬时占空比的大小，并利用算得的实际转速 n 作为负反馈信号，控制电动机快速准确地达到所需的转速并稳定下来，从而实现了平滑的无级串级调速。设开关 SW 的通断频率为 f_T ，低通滤波器的截止频率为 f_c ，则元器件选择的相互关系为：

$$C_1 = \frac{L_1 + L_2}{(2\pi f_c)^2 \cdot L_1 \cdot L_2} \quad ; \quad f_c \ll f_T = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \cdot C_2}}$$

电容 C_2 主要用以防止开关断开时的高压冲击，所以容量值不宜过大；另外，D 为阻尼二极管，以防止开关接通时，反向电流流过 SW。

说明书附图

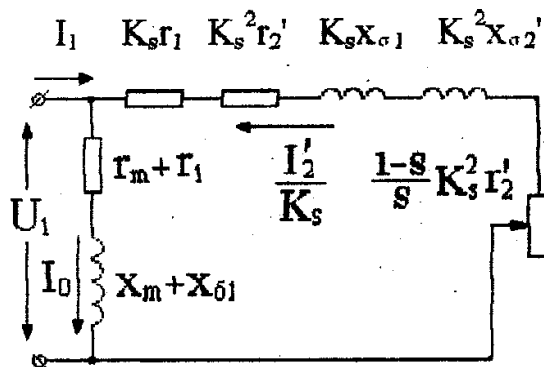


图 1

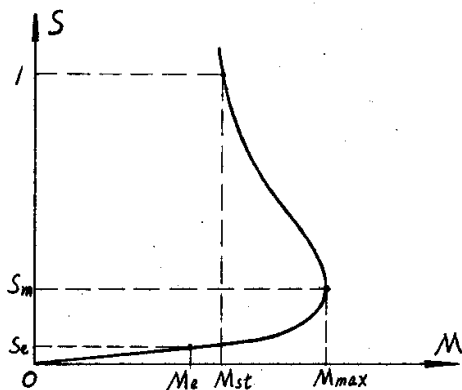


图 2

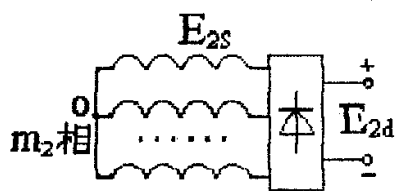


图 3

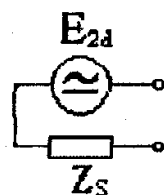
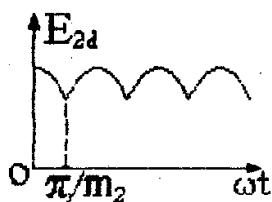


图 4

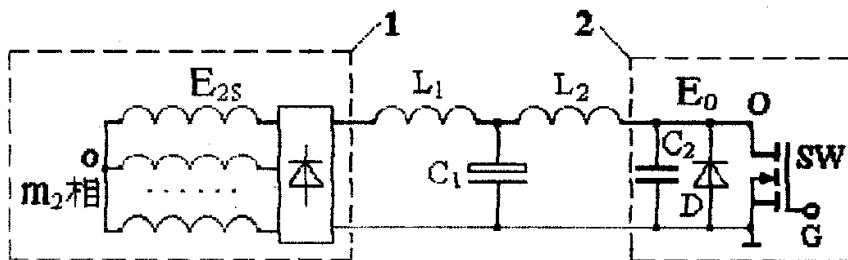


图 5

说明书附图

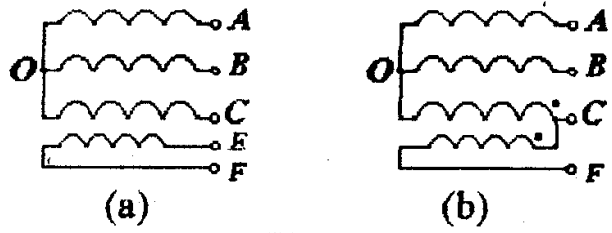


图 6

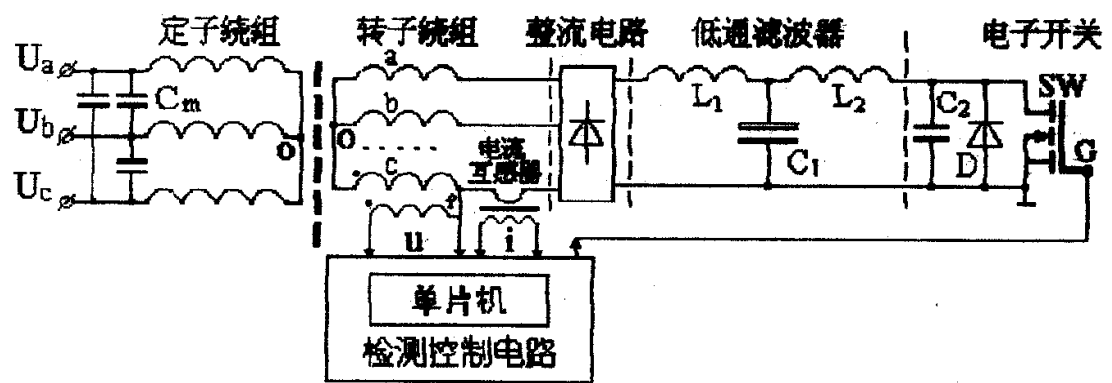


图 7