

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/00 (2006.01)

H02P 21/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480022620. X

[45] 授权公告日 2009年1月7日

[11] 授权公告号 CN 100449934C

[22] 申请日 2004.7.15

[21] 申请号 200480022620. X

[30] 优先权

[32] 2003. 8. 6 [33] DE [31] 10336068. 9

[86] 国际申请 PCT/EP2004/007925 2004. 7. 15

[87] 国际公布 WO2005/018086 德 2005. 2. 24

[85] 进入国家阶段日期 2006. 2. 6

[73] 专利权人 西门子公司

地址 德国慕尼黑

[72] 发明人 弗兰克·霍夫曼 弗朗兹·斯珀

乔格·斯坦克

[56] 参考文献

CN1247646A 2000. 3. 15

Direct Self Control (DSC) of Inverter - Fed Induction Machine; A Basis for Speed Control Without Speed Measurement. Uwe Baader, Manfred Depenbrock, Georg Gierse. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 28 No. 3. 1992

审查员 李紫峰

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 张亮

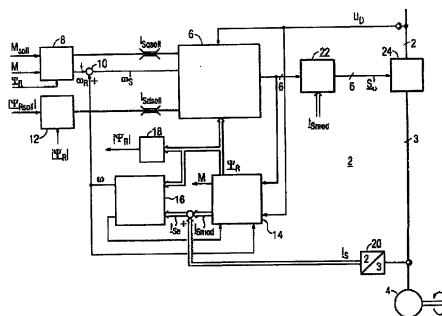
权利要求书 2 页 说明书 18 页 附图 13 页

[54] 发明名称

定子电流目标值和扭矩目标值的受控应用方法

[57] 摘要

本发明涉及用于为整流器馈电的多相机器(4)受控供给定子电流目标值和扭矩目标值的方法。根据本发明,在转子磁通或者磁极转子固定的坐标系(d, q)中根据扭矩目标值(M_{soll})、在异步电机的情况下根据转子磁通目标值($\Psi_{R_{soll}}$)、计算的转子磁通实际值(Ψ_R)或者磁极转子磁通计算电流分量(I_{Sdsoll} , I_{Sqsoll}),确定定子旋转频率,根据值(I_{Sdsoll} , I_{Sqsoll} , Ψ_R , ω_s)借助电机参数(L , R_s)计算终端磁通目标值($\Psi_{K_{soll}}$),它接着被投影到一个从存储的离线优化的磁通路径中选择的磁通路径。由此得到针对定子电流(I_s)对于转子磁通(Ψ_R)或者磁极转子磁通的位置的瞬时值的调节,由此能够稳态和动态精确控制多相机器(4)的转子电流(I_1 , I_2 , I_3)从而其旋转扭矩(M)。



1. 一种用于旋转磁场机器中的定子电流目标值 ($\underline{I}_{S\text{soll}}$) 和扭矩目标值 ($\underline{M}_{\text{soll}}$) 的受控应用方法, 其中, 根据预定的转子磁通目标值 ($\Psi_{R\text{soll}}$) 和求得的转子磁通实际值 (Ψ_R) 计算定子电流目标值 ($\underline{I}_{S\text{soll}}$) 的形成磁场的电流分量 ($I_{S\text{dsoll}}$) 和根据预定的扭矩目标值 ($\underline{M}_{\text{soll}}$)、求得的转子磁通实际值 (Ψ_R) 和一个测量的定子电流 (I_S) 的求得的形成扭矩的电流分量 ($I_{S\text{qsoll}}$) 计算定子电流目标值 ($\underline{I}_{S\text{soll}}$) 的形成扭矩的电流分量 ($I_{S\text{qsoll}}$), 其中, 根据求得的转子转差频率 (ω_R) 和旋转频率 (ω) 确定定子旋转频率实际值 (ω_S), 其中, 根据求得的形成磁场的电流分量 ($I_{S\text{dsoll}}$)、形成扭矩的电流分量 ($I_{S\text{qsoll}}$)、定子旋转频率实际值 (ω_S)、转子磁通实际值 (Ψ_R), 和参数由频率决定的杂散电感 (L_σ) 和定子电阻 (R_S) 计算作为操作变量定子电压 ($\underline{\Psi}_{K\text{soll}}$) 的积分, 根据这个操作变量从存储的离线优化的磁通路径中选择一个磁通路径。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其特征在于, 根据计算的电流分量 ($I_{S\text{dsoll}}$, $I_{S\text{qsoll}}$)、参数由频率决定的杂散电感 (L_σ) 和定子电阻 (R_S)、定子旋转频率 (ω_S) 和转子磁通实际值 (Ψ_R) 计算标准化的稳态定子电压 ($\underline{U}_{S\text{stat}}$), 通过一个测量的中间回路电压 (U_D) 对该稳态定子电压 ($\underline{U}_{S\text{stat}}$) 进行标准化。

3. 根据前述权利要求之一的方法, 其特征在于, 为求终端磁通实际值 ($\underline{\Psi}_K$), 在积分定子电压 (\underline{U}_S) 前从其中减去由瞬时定子电流 (I_S) 在定子电阻 (R_S) 上引起的电压降, 在积分后, 在向转子磁通同步的坐标系变换后, 加上由定子旋转频率 ω_S 除通过要供给的定子电流目标值 ($\underline{I}_{S\text{soll}}$) 在定子电阻 (R_S) 上引起的电压降的商。

4. 根据权利要求 2 的方法, 其特征在于, 从标准化了的稳态定子电压 ($\underline{U}_{S\text{stat}}$) 作为极分量计算激励电平 (a) 和电压角 (δ_U)。

5. 根据权利要求 2 和 4 的方法, 其特征在于, 根据激励电平 (a)、计算的定子旋转频率 (ω_S), 和测量的中间回路电压 (U_D) 根据下式计算基波终端磁通数值:

$$|\underline{\Psi}_K| = \frac{a \cdot U_D \cdot \frac{2}{\pi}}{\omega_s}。$$

6. 根据权利要求 2 和 4 的方法, 其特征在于, 根据求得的连续的转子磁通角 (γ_{Ψ_R}) 和在终端磁通 (Ψ_K) 和转子磁通 (Ψ_R) 之间求得的一个角 (δ_{Ψ_K}) 根据下式:

$$\gamma_{\Psi_{Ksoll}} = \gamma_{\Psi_R} + \delta_{\Psi_K}$$

计算连续的终端磁通目标角 ($\gamma_{\Psi_{Ksoll}}$)。

7. 根据权利要求 4 的方法, 其特征在于, 标准化的稳态定子电压 (\underline{U}_{Sstat}) 的极分量电压角 (δ_U) 根据下式:

$$\delta_U = \arcsin \frac{U_{Sdstat}}{a \cdot U_D \cdot 2/\pi} + 90^\circ$$

计算。

8. 根据权利要求 7 的方法, 其特征在于, 终端磁通 (Ψ_K) 和转子磁通 (Ψ_R) 之间的角 (δ_{Ψ_K}) 根据下式:

$$\delta_{\Psi_K} = \delta_u - 90^\circ = \arcsin \frac{U_{sdstat}}{a \cdot U_D \cdot 2/\pi}$$

计算。

定子电流目标值和扭矩目标值的受控应用方法

技术领域

本发明涉及用于由整流器变换器馈电的旋转磁场电机中的定子电流目标值和扭矩目标值的受控应用方法。

背景技术

为了给扭矩可在宽转速范围内高动态调整到希望值的旋转磁场机器馈电，大多使用具有恒定输入电压的脉冲反相换流器，经常结合磁场定向控制调节方法。这样的驱动系统通常还对调节质量有高的技术要求。在可以每种希望的方式供给终端电流的前提下原理上旋转磁场机器的磁通和扭矩恒调整到希望的值，但是，这仅在了解该电机的一个足够精确的说明模型的所有电磁系统参数时才可能。那时借助信号处理系统，从终端电流和转速出发，能够根据目标变量，例如为扭矩的目标变量，连续确定所属终端电压。在对旋转磁场机器的调节有特别的高动态要求时，必须使脉冲频率增高。这对于反相换流器的效率和成本不适当。

用于铁道车辆的牵引整流器由于大功率密度和效率的要求不允许高的开关频率。例如，在电压调整范围中的开关频率在牵引机车、电力机车和重型短途交通火车中为 300 Hz – 800 Hz，而在轻型交通火车中为 800 Hz – 2kHz。此外，必须优化使用可用的中间电路电压，这意味着，出于调节技术的理由，不允许要求预留电压。为避免不允许的电网反作用，必须可限定和可影响稳态谐波谱。这一点与受限的开关频率和最大调整性一起要求用于脉冲反相换流器的同步的提供时钟脉冲方法。

对牵引变流器的动态要求同样很高。无论是干扰行为如驱动线路电压阶跃还是驱动行为如希望的高扭矩动态特性，对于处理滑动过程和制动过程以及机械驱动振荡，相对于正常的稳态驱动必须是高动态的。

此外，必须准确保持变流器的投影的最大电流负载，以避免功率部分过

大。在干扰和驱动有大的变化时也必须能够通过调节方法供给规定的电流。

因此需要一种使用供给定子电流的调节方法。该方法对于预先给定的扭矩能够同时保持最优的稳态和动态行为。

由于在同步过程中引起的相当多的谐波，以及电机参数（杂散电感和主电感）对于谐波大多是非线性的，定子电流的精确和高动态控制到目前为止还不能直接成为可能。

在公开发表的“Die stromrichternahe Antriebsregelung des Streuergerätes für Bahnautomatisierungssysteme SIBAS 32”（刊登在德文期刊“*eb – Elektrische Bahnen*”，90卷(1992)，11期，第344到350页）中，公开了一种为异步电机根据磁场定向控制方法的似整流器的驱动调节器，它具有采集测量值的基本功能、磁通模型、调节结构以及触发装置。

对于按照所述磁场定向控制方法的驱动调节器，需要采集模拟测量变量。测量两个电机电流和脉冲反相换流器的也称为中间电路电压的输入电压。在一个变体方案中还测量两个线电压。作为其他的测量变量，采集电动机转速。一个反相换流器给两个并联的驱动电动机馈电，所以采集两个电动机转速，而为调节使用算术中值。

磁场定向控制调节的基础是了解转子磁通的数值和角位置。因为这些变量不能直接测量，所以一般使用按照异步电机的结构构建的计算模型。为从电压、电流和转速测量的实际值确定转子磁通，使用一个磁通模型。它由两个异步电机的两个已知的分模型组成，即电压模型和电流模型。在低转速时电流模型的影响起主要作用，相反，在高转速时电压模型的影响起主要作用。因此使用的结构结合两个分模型的优点，并可以作为一个由电流模型驱动电压模型理解。电流模型包括时间常数参数。在运行期间电机的转子阻抗强烈随转子温度变化。因此，为电流模型的准确工作需要了解当前的转子阻抗。

信号处理器系统的中心任务在于控制脉冲反相换流器，使得驱动电动机遵循要求的目标值。两个线电压以及三个电机电流在坐标变换中换算为两个正交的分量。现在两个正交的电流分量使用磁通角度从定子固定的坐标系变换为转子磁通空间向量旋转的坐标系，亦即采用电流分量的针对磁场性。于是在滤波后得到形成磁场的和形成扭矩的电流分量的实际值。在稳态运行

点，这些电流分量大小相等。

现在为从驱动变量目标磁通和目标扭矩求调节输出变量，通常在一个所谓的去耦合电路中后构建该异步电机的反结构。它从磁通目标值、从磁化特性曲线取的磁化电流目标值、转子磁通的有效电流目标值和角速度计算所需要的电压分量。为稳定而把两个用于形成磁场的和形成扭矩的电流分量的电流调节器加在去耦合电路的输出上。

对当前的中间电路电压的调节的匹配在触发装置中进行。从中间电路电压的目标电压和实际值为脉冲宽度调制器计算激励电平。触发装置的任务是通过交替开关电动机上三对反相换流器分支产生需要的频率和振幅可调整的电压基波。

开关时间根据运行状态按照两种不同的调制方法计算。在起动范围和低速时的低频低压情况下使用异步正弦形调制。因为在这里在基频的一个周期中出现多次开关，所以必须由处理器实时确定开关向量以及属于它的开关角度。如果开关频率对基频（称为脉冲数）的比达到约 10 到 8 的一个值，则必须与基频同步供给反相换流器时钟脉冲。随着基频的增加，由于反相换流器的开关频率受限，必须分级缩小脉冲数。这里使用离线优化的脉冲模式。最重要的优化准则是谐波电流的均方根值，因为主要是它通过变流器馈电在电动机中引起附加损失。

因此优化后的第二步是执行脉冲模式选择。在此为选择适宜的脉冲系统为处理器建立一个标识字段，其内为基频和激励电平的所有可能的离散值存储最适宜的脉冲模式，该脉冲模式满足最大开关频率的边界条件和保持最小的脉冲宽度以及最大的峰值电流值。该脉冲模式选择电平以及为每一脉冲系统和每一激励电平离线优化的脉冲角度在信号处理单元中以表形式存储。在程序模块触发装置中首先从选择电平中确定由调节所需要的运行点所属的调制方式和脉冲系统。在优化的模式的范围内从为所涉及的激励电平存储的开关角度根据瞬时定子频率计算开关时间。在脉冲系统改变时，时间点的选择必须保证不出现任何等化过程或者不希望的电流峰值。

使用这一所谓的电压触发装置，调节变量电压仅能作为基波在数值和角度中规定，其余电气变量的瞬时值在那时通过脉冲模式规定，不再受离线影

响。在调节变量过高的动态特性下出现等化过程，其将导致强烈的扭矩振荡。

在公开发表的“Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung”（刊登在德文期刊“etzArchiv”，7卷(1985)，7期，第211到218页）中，说明了一种整流器馈电的异步电机的直接自调节，它不要脉冲宽度调制工作，参数灵敏度小，此外具有非常好的动态特性。当旋转磁场机器由三相反相换流器在恒定输入电压下馈电时，定子电压的空间向量仅能取7个离散值。如果忽略在弱磁场区通常相对于在定子绕组的铜电阻上的定子电压的小的电压降，则电压空间向量的各瞬时值于是为全部磁通关于速度和方向确定空间向量的瞬时位置的改变的唯一因素。当基频时钟处于稳态时，磁通空间向量的尖峰因此以恒定的路径速度和小脉动的角速度通过一个等边六边形。

在基频时钟中，影响异步电机扭矩的唯一可能在于控制开关电压空间向量之间的时间距离。如果忽略在定子绕组的铜电阻上成正比的电压，则可以在具有恒定输入直流电压的三相反相换流器中很容易地把速度变为零值，亦即通过接入其数值具有零值的7个电机电压空间向量。正如已知的，任何所需的、在脉冲周期内取平均的路径速度的中间值都可以在一个脉冲周期内通过对两个间隔单元的持续时间的选择来确定，其中该脉冲周期包括一个第一间隔单元，在该第一间隔单元中磁通空间向量的路径速度不减小，和一个第二间隔单元，在该第二间隔单元中，磁通空间向量相对于定子轴是固定不变的。

用于直接磁通自调节的信号处理具有一个磁通比较器和一个扭矩比较器。从测量的电压值减去在异步电机定子绕组的铜电阻上的电压降，借助积分器产生定子磁通的正交分量，它们变换为该异步电机每一定子绕组轴的磁通变量。该磁通变量每次与一个可以从扭矩调节导出的磁通驱动变量比较。于是在基本转速范围内产生按照下述步骤的一个非常简单的调节：

如果扭矩实际值超过目标值大于允许的容差，则代替通过磁通自调节从电机电压六个外部的空间向量值规定的当前空间向量值一直接通第七具有数值零的空间向量值，直到扭矩的实际值低于目标值大于允许的容差。之后磁通自调节再次规定反相换流器的开关状态。具有数值零的第七电压空间向量值公知可以通过两个不同的开关状态作用。通过相应的选择准则可以满足

附带条件，例如最小的开关频度、开关状态最小时间的保证。

以所述方式，产生的磁通链的转动部分在一个脉冲间隙上平均的角速度自动调整到为产生希望的扭矩所需要的值，而且不必知道有关轴转速和有关电感、电阻的当前值以及有关其他在磁场定向控制调节方法中公知的变量和参数的每一种信息。反相换流器通常总存在的慢的和快的输入直流电压的波动通过直接的自调节被自动考虑，而停留在对在规定容差范围内使用的扭矩没有影响。

这种直接的自调节对于牵引驱动是适宜的并提供优化的动态行为，但是不能提供可再现的稳态行为。此外，这种直接的自调节不允许开关频率对基频过小的比。

在公开发表的“Direkte Drehmomentregelung von Drehstromantrieben”(刊登在德文期刊“ABB Technik”, Nr. 3, 1995, 第 19 到 24 页)中，建议一种新开发的直接扭矩调节。该直接扭矩调节，也称为“Direct Torque Control (DTC)”基于异步电机磁场定向控制调节和直接自调节的理论。在直接扭矩调节中在很大程度上集成电动机和反相换流器。反相换流器的所有开关过程都依赖于电动机的电磁状态。如同在直流电机的情况，DTC 允许分开调节磁通和扭矩。不需要在电动机和反相换流器控制之间的脉冲宽度调制。

DTC 系统的核心单元是用于扭矩、磁通的滞后调节的部件以及用于开关优化的逻辑单元。该系统的另一个重要的部件是精确的电动机模型。该电动机模型通过测量产生扭矩、定子磁通、频率和轴转速的直流中间电路实际值信号中的两个电动机电流和电压。扭矩和磁通的目标值与实际值比较，通过滞后的两点调节产生调节信号。用于开关优化的逻辑单元根据扭矩和磁通的目标值求最佳电压向量。定子磁通的调节通过反相换流器的输出电压实现。在 DTC 中把定子磁通和扭矩保持在滞后极限，亦即在选择的容差范围内。仅当扭矩和定子电流的实际值对于其目标值的偏离大于允许的滞后时，才改变状态目标值。当旋转的定子磁通向量达到其滞后上限或下限时，使用一个适宜的电压向量改变定子磁通的方向并由此使其保持在滞后范围内。通过调节定子磁通向量得到所需要的扭矩。

该直接扭矩调节还提供如直接自调节那样的优化的动态行为。然而稳态

行为不可重现，以及该直接扭矩调节也不允许开关频率对基频过小的比。

在公开发表的“Direkte Selbstregelung, ein neuartiges Regelverfahren für Traktionsantriebe im Ersteinsatz bei dieselektrischen Lokomotiven”（刊登在德文期刊“eb – Elektrische Bahnen”，89卷(1991)，3期，第79到87页）中，说明了直接自调节的实现（DSR）。

发明内容

本发明的任务在于，提供一种用于受控供给定子电流目标值和扭矩目标值的方法，该方法能够避免已知方法的缺点，并允许将其使用范围扩展到同步电机中。

本发明提出一种用于由整流器馈电的旋转磁场机器中的定子电流目标值和扭矩目标值的受控应用方法，其中，根据预定的转子磁通目标值和求得的转子磁通实际值计算定子电流目标值的形成磁场的电流分量和根据预定的扭矩目标值、求得的转子磁通实际值和一个测量的定子电流的求得的形成扭矩的电流分量计算定子电流目标值的形成扭矩的电流分量，其中，根据求得的转子转差频率和旋转频率确定定子旋转频率实际值，其中，根据求得的形成磁场的电流分量、形成扭矩的电流分量、定子旋转频率实际值、转子磁通实际值，和参数由频率决定的杂散电感和定子电阻计算作为操作变量定子电压的积分，根据这个操作变量从存储的离线优化的磁通路径中选择出一个磁通路径。

通过本发明的这一方法，组合磁场定向控制调节与用于离线优化的脉冲模式的电压时间电平触发装置。也就是说，作为调节变量不再规定定子电压，而是规定其积分，亦即电压时间电平。因为该电压时间电平具有磁通的大小，所以该电压时间电平形象地作为终端磁通表示。因此从电压触发装置产生电压时间电平组件，用它能够稳态和动态准确跟踪选择的磁通路径，以便由此对于旋转磁场机器的转子磁通既能按照数值也能按照角度直接随每一可能的开关行为调节求得的终端磁通的位置。因此在静止状态下由于用由定子磁通对于转子磁通的位置规定的终端磁通进行的精确的稳态初始控制来供给定子磁通从而扭矩。此外，通过初始控制终端磁通间接供给定子电流，由此避免直接电流控制的缺点。

因为在同步提供时钟脉冲的情况下磁通对于电压的时间连续微分不可能达到稳态和动态的正确的初始控制，所以根据本发明的理解这点转移到时间离散的、脉冲同步的触发装置中。由此该触发装置的输入变量于是不再是电压，而是其对于时间的积分，其与一个电压时间电平相应，该电压时间电平在各离散的时钟时间间隔内由触发装置实现。磁通的微分在触发装置内的移动在很大程度上决定触发装置中优化的脉冲模式的处理和输出的变化。

在一个有利的方法中，通过计算稳态定子电压间接求终端磁通。由此同时得到一个激励电平，其可以在选择脉冲模式时使用。在弱磁场区必须限制该通过计算稳态定子电压间接采用的激励电平。

在另一个有利的方法中，确定终端磁通的一个实际值，它在动态使用求得的终端磁通时在一个选择的磁通范围曲线上使用。由此可以在很大程度上补偿能够导致补偿过程的偏离。因此动态偏离从定子磁通向终端磁通上移动，由此也能够动态供给扭矩目标值。通过供给扭矩目标值精确提供定子磁通对转子磁通的位置，由此也规定了定子电流。因此同样动态地间接供给定子电流的目标值。

附图说明

为进一步说明本发明参考概括表示本发明方法的附图。

图 1 表示旋转磁场机器的全部驱动控制的结构，无转速传感器。

图 2 表示转子磁通固定的坐标系中异步电机的向量图。

图 3 表示异步电机的简化表示的调节距离。

图 4 表示异步电机针对转子磁通的电压初始控制。

图 5 表示用于电压触发装置的初始控制的机构。

图 6 表示为电压时间电平触发装置的初始控制的结构。

图 7 表示在定子固定的空间向量坐标系中脉冲反相换流器可能的输出电压。

图 8 表示在一个象限中的终端磁通曲线，带磁通数值阈值和磁通角度阈值。

图 9 表示根据本发明的一个有利的方法的实现。

图 10 表示根据图 9 的磁通调节器和扭矩调节器的一种实现。

图 11 表示根据图 9 的初始控制器的一种实现。

图 12 详细表示为计算终端磁通实际值的设备的框图。

图 13 表示在基本转速范围中电压时间电平触发装置的结构。

图 14 表示全块情况下路径缩短的功能。

图 15 表示在侧面脉冲模式情况下路径缩短的功能。

图 16 表示在动态路径缩短的情况下零向量的位置。

图 17 表示在基本转速区域和弱磁场区域中电压时间电平触发装置的结构。

具体实施方式

为保证清楚起见，下面以异步电机为例说明本发明的方法。

图 1 表示旋转磁场机器 4 的全部驱动控制 2 的结构，无转速传感器。设备 6，特别是微处理器，负责执行本发明方法的主要部分。借助该设备 6 从求得的电流分量 I_{Sqsoll} 和 I_{Sdsoll} 和一个求得的定子旋转频率 ω_s 作为调节变量计算电压时间电平，它在这里称为终端磁通 $\underline{\Psi}_{Ksoll}$ 。要提供的定子电流目标值 I_{Ssoll} 的形成扭矩的电流分量 I_{Sqsoll} 借助扭矩调节器 8 取决于扭矩目标值 M_{soll} 、求得的转子磁通实际值 $\underline{\Psi}_R$ 和扭矩实际值 M 计算。此外，在该扭矩调节器 8 的频率输出上得到转子转差频率 ω_R ，它通过加法器 10 与一个计算出来的、正比于旋转磁场机器 4 的机械转速的旋转频率 ω 逻辑连接。为确定要提供的定子电流目标值 I_{Ssoll} 的形成磁通的电流分量 I_{Sdsoll} ，提供一个磁通调节器 12。其输入上有一个规定的转子磁通目标值 $\underline{\Psi}_{Rsoll}$ 和一个求得的转子磁通实际值 $\underline{\Psi}_R$ 。这两个电流分量 I_{Sdsoll} 和 I_{Sqsoll} 是转子磁通固定的坐标系 d 、 q 的分量。扭矩调节器 8 和磁通调节器 12 从磁场定向控制调节熟知。此外，从磁场定向控制调节还知道另外的设备 14、16 和 18。14 表示电动机模型，16 表示转速和参数适配器，18 表示数值形成器。借助设备 16 计算旋转磁场机器 4 的转速值和参数值，如定子电阻 R_s 、杂散电感 L_σ 和主电感 L_h 。为此，一方面使用转子磁通实际值 $\underline{\Psi}_R$ 、另一方面使用定子电流差 I_{se} ，其由定子电流模型

值 I_{Smot} 和位于坐标变换器 20 的输出上的定子电流实际值 I_S 产生。定子电流模型值 I_{Smot} 由设备 14 提供，后者产生转子磁通 $\underline{\psi}_R$ 和扭矩实际值 M 。为此该设备 14 至少需要参数和求得的转速实际值 ω 。22 表示一个逆反相换流器模型，给它供给定子电流模型值 I_{Smot} 。在逆反相换流器模型 22 的输出侧存在用于负载侧整流器 24 特别是脉冲反相换流器的控制信号 S_v ，该整流器给旋转磁场机器 4 馈电。作为旋转磁场机器 4，可以使用异步电机或者同步电机。

图 2 在转子磁通固定的坐标系 d 、 q 中举例表示异步电机的向量图。该向量图如通常那样表示稳态和动态情况的定子电压向量 \underline{U}_S 。同样表示出带有正交电流分量 I_{sd} 和 I_{sq} 的定子电流向量 \underline{I}_S 。新的一点是在该公知的向量图中表示出磁通向量 $\underline{\psi}_K$ 和 $\underline{\psi}_S$ 。磁通向量 $\underline{\psi}_K$ 相应于旋转了 90° 的定子电压向量 \underline{U}_{Sstat} 。因此该磁通向量 $\underline{\psi}_K$ 是定子电压向量 \underline{U}_{Sstat} 的积分并称为终端磁通向量 $\underline{\psi}_K$ 。该终端磁通向量 $\underline{\psi}_K$ 相应于定子磁通向量 $\underline{\psi}_S$ 和一个相应于在定子电阻 R_S 上的电压降的磁通向量的向量和。

一个稳态和动态的正确的初始控制必须反演出该调节距离的结构，以便补偿其稳态和动态行为。图 3 原理表示旋转磁场机器特别是异步电机的结构的划分，具有定子框 26 的快速改变的电气变量和转子框 28 的仅能缓慢改变的电气变量。转子磁通 $\underline{\psi}_R$ 和扭矩 M （在恒定励磁的同步电机中仅是扭矩）的初始控制和调节可以分为转子磁通 $\underline{\psi}_R$ 的缓慢的初始控制和调节和建立磁场和扭矩的电流分量 I_{sd} 和 I_{sq} 的高动态初始控制和调节。在本发明的方法中，仅对关于定子框 26 的电流分量 I_{sd} 和 I_{sq} 的初始控制和调节感兴趣。在恒定励磁的同步电机中原理上仅存在定子框 26。

图 4 表示定子框 26 的初始控制需要的结构。在此，电压分量 U_{sd} 和 U_{sq} 分为稳态和动态部分 U_{sdstat} 、 U_{sqstat} 和 $U_{sd dyn}$ 、 $U_{sq dyn}$ 。因为初始控制的这些结构对于专业人员不言而喻，所以在此略去对这些结构的详细说明。该电压初始控制的问题由动态电压分量 $U_{sd dyn}$ 和 $U_{sq dyn}$ 引起，它们必须由定子磁通目标值 $\psi_{sd soll}$ 和 $\psi_{sq soll}$ 的差规定。

这些在图 4 中表示的定子电压 \underline{U}_S 的初始控制的结构可以用电压触发装置向初始控制的完全结构扩展。图 5 概括表示一个这样的结构。在触发装置 30 中，执行对瞬时中间电路电压 U_D 的匹配以及从磁通同步的坐标系向定子

固定的坐标系的反变换以输出开关时间点。在用于电压触发装置的初始控制的该结构中，用 32 表示具有优化脉冲模式的脉冲模式表，用 34 表示参数杂散电感 L_{σ} ，用 36 表示参数定子电阻 R_S ，用 38 表示微分设备，用 40 每次表示相加位置。为动态的精确初始控制，必须考虑参数杂散电感 L_{σ} 的频率依赖性，即在高频时的减小。根据该结构，对从转子磁通 $\underline{\psi}_R$ 和通过定子电流 I_S 引起的漏磁通 $\underline{\psi}_{\sigma}$ 产生的中间变量定子磁通 $\underline{\psi}_S$ 微分，以便得到定子电压 \underline{U}_S 。这在异步调制时能够没有问题地实现，因为在一个开关周期中作为中值可以调整每一可能的电压向量 \underline{U}_S 。

磁通变化的微分的动态部分在同步的脉冲模式下可以认为不足够快，因为通过为准连续处理的脉冲模式的时间离散过大。这可以通过下面说明，即在同步的时钟中电压空间向量的开关顺序被固定确定。由此不能任意影响电压的大小和角度，使得定子磁通 $\underline{\psi}_S$ 的微分不能转变为希望的定子电压空间向量 \underline{U}_S 。这意味着，初始控制在优化的脉冲模式下只能稳态作用。

因为在同步时钟中磁通对电压的时间连续的微分不能达到正确的稳态和动态的初始控制，所以根据本发明把它转移到一个时间离散的、脉冲同步的触发装置中。于是从属的触发装置的输入变量不再是定子电压 \underline{U}_S ，而是它在时间上的积分，亦即是一个电压时间电平，它在各离散的时钟时间间隔中必须由触发装置 42 实现。图 6 概括表示为必须转换电压时间电平的触发装置 42 的初始控制的结构。因为具有大小的电压时间电平相应于一个磁通，所以在下面把该电压时间电平称为终端磁通 $\underline{\psi}_K$ 。触发装置 42 中终端磁通 $\underline{\psi}_K$ 的时间离散的分当然必须在向定子固定的坐标系反变换后进行。根据定子磁通空间向量 $\underline{\psi}_S$ 对转子磁通空间向量 $\underline{\psi}_R$ 的位置对于离散的电压状态的接通和切断时刻的确定当然在很大程度上决定触发装置 42 中优化的脉冲模式的处理和输出的改变。

优化的脉冲模式作为预先计算的开关角存在，它依赖于激励电平并以离散步骤计算和存储。在此中间回路电压 U_D 对于时钟时间间隔取恒定值。目标电压为当前的中间回路电压 U_D 以及开关时间中的开关角向激励电平 a 的换算在触发装置 42 中进行。

在两点反相换流器中有六个长度为 $2/3U_D$ 的电压向量 U_0 、...、 U_5 和两个长度为零的零向量 U_6 、 U_7 。这些电压向量 U_0 、...、 U_7 在图 7 中在一个定

子固定的空间向量坐标系 α 、 β 中表示。当把电压时间电平看作一个磁通（终端磁通）时，它可以在空间向量系中同样如电压 U_0 、...、 U_7 作为向量描述。当六个电压向量 U_0 、...、 U_5 中的一个接通时，一个这样的终端磁通向量 $\underline{\Psi}_k$ 以每秒 $2/3U_D$ 的速度在电压向量的方向上运动，在零向量 U_6 、 U_7 接通时，它保持不动。当在基波时钟时一个接一个接通电压向量 U_0 、...、 U_5 时，产生终端磁通向量 $\underline{\Psi}_k$ 的六角形曲线。

电压时间电平触发装置 42 的基本思想是为电压时间电平集成稳态和动态初始控制和纠错，以便将其提供。

当电压时间电平或者终端磁通 $\underline{\Psi}_k$ 位于对于瞬时状态适宜的稳态值时，精确调整首先要调节的变量扭矩和定子电流分量。前提是，该值可稳态地以最大可用电压实现。

在同步的脉冲模式的情况下，虽然调节自身当然仍仅提供基波目标值，但是与异步调制不同，通过使用磁通触发装置初始控制包括谐波的稳态电压。从调节的基波目标值求出为该触发装置的目标磁通曲线，然后在触发装置中从它针对瞬时值确定开关操作，由此确定谐波。

虽然目标电压仅对稳态适用，但是目标磁通路径适用于稳态和动态。由此实现，使用需要的微分的动态初始控制转移到时间上离散工作的触发装置 42 中。时间离散化在这里应该理解为通过同步脉冲模式的时钟。

通过调节跟踪目标磁通路径，自动保证电压对磁通的积分常数的跟踪，可以不再出现等化过程。

在触发装置 42 的脉冲模式表中，现在代替电压向量和换算为开关时间的开关角，必须预先给出电压向量和终端磁通值（=电压积分）。磁通目标值 $\underline{\Psi}_{k\text{soll}}$ 产生一个要达到的开关阈值，从它使用瞬时中间电路电压 U_D 和迄今达到的磁通实际值 Ψ_k 每次新计算开关时间 T_{schalt} 。由此终端磁通 $\underline{\Psi}_k$ 的所有错误在达到各开关阈值时被修正。由此错误修正的调节方法具有非周期响应。

因为终端磁通 $\underline{\Psi}_{k\text{soll}}$ 不能直接作为扭矩施加的操作变量使用，因为在欧姆电阻 R_S 上的电压降只能认为是稳态的，所以为修正也仅可以使用准稳态终端磁通实际值 $\underline{\Psi}_k$ 。

为保持规定的终端磁通路径对脉冲模式的修正措施按照图 8 导致下面不同的开关阈值。

开关类型：

1. “角”（从一个电压向量变化到另一个）：

磁通数值阈值：投影轴垂直于新向量，开关阈值相应于该新磁通轨迹与投影轴的交点

作用：通过根据目标定子电流确定终端磁通实际值，可以做到把定子磁通实际值也动态地设定在中心，同时磁通数值错误由于在电阻 R_s 上的电压降以非常好的近似预先控制补偿。磁通被设定在中心，磁通数值错误被修正。

2. “零接通”（从一个电压向量变化到一个零向量，下一电压向量是同一电压向量）：

投影轴垂直于先行的（第一象限）或者再下一个（第二象限）电压向量。

3. “零角”（从一个电压向量变化到一个零向量，下一电压向量是另一电压向量）：

投影轴垂直于下一电压向量。

4. “零切断”（从零向量变化到一个电压向量）

磁通角阈值：当终端磁通连续的目标角等于脉冲模式的开关角时，零向量切断和接通下一电压向量。

作用：因为实际磁通空间向量在接通零向量时在由脉冲模式规定的位置中止磁通轨迹，所以在继续运行时在达到切断目标角时，通过在定子磁通和转子磁通空间向量之间的目标角的目标磁通空间向量从而扭矩，可以非常精确地调整。角度错误通过接通零向量由实际值、和通过切断零向量根据目标值被最可能地补偿。

因此脉冲模式表由这种开关的顺序组成，其中除磁通阈值的值外，存储开关类型、接通状态（电压向量）和投影轴。

图 9 概括表示根据本发明的一个有利的方法的实现。根据该图，从一个

预先给定的转子磁通数值 $|\underline{\Psi}_{R\text{soll}}|$ 借助磁通调节器 12 求形成磁通的电流分量 $I_{S\text{dsoll}}$ 。从扭矩目标值 M_{soll} 借助扭矩调节器 8 和用从电动机模型 14 求得的转子磁通数值实际值 $|\underline{\Psi}_R|$ 计算形成扭矩的电流分量 $I_{S\text{qsoll}}$ 。此外，用一个计算的稳态转子转差频率 ω_R 确定用于脉冲模式选择和用于预先计算需要的初始控制的、稳态适宜的定子旋转频率 ω_S (=定子磁通的角速度)。这两个电流分量 $I_{S\text{dsoll}}$ 和 $I_{S\text{qsoll}}$ ，在它们如在按照图 6 的结构中用设备 34 和 36 乘之前，各在数值上被限定。于是在设备 34 的输出上存在一个漏磁通目标值 $\underline{\Psi}_\sigma$ ，它加在转子磁通实际值 $\underline{\Psi}_R$ 上，使得在加法器 40 的输出上存在一个定子磁通目标值 $\underline{\Psi}_{S\text{soll}}$ 。该定子磁通目标值 $\underline{\Psi}_{S\text{soll}}$ 用一个假想的定子旋转频率 ω_S 乘，它们的乘积通过另一个加法器 40 加在一个位于设备 36 的输出上的电压值上。由此得到定子电压的一个稳态目标值 $\underline{U}_{S\text{stat}}$ 。稳态定子电压值的该目标值 $\underline{U}_{S\text{stat}}$ 对于中间回路电压 U_D 标准化。该标准化了的稳态定子电压 $\underline{U}_{S\text{stat}}$ 的正交分量变换为极分量激励电平 a 和电压角 δ_u 。为此使用坐标变换器 46。极分量激励电平 a 一方面为寻址优化的脉冲模式的角度表被直接使用和为寻址脉冲选择电平被平滑使用，另一方面为求基波终端磁通数值 $|\underline{\Psi}_K|$ 使用。为此把极分量激励电平 a 导向乘法器 48。乘法器 48 的第二输入上存在中间回路电压 U_D 。由此导致去标准化。在该乘法器 48 的输出上的值接着通过定子旋转频率 ω_S 除，以便产生基波终端磁通数值 $|\underline{\Psi}_K|$ ，即 $|\underline{\Psi}_K| = \frac{a \cdot U_D \cdot \frac{2}{\pi}}{\omega_S}$ (参见图 11 右端中部)。

从极分量电压角 δ_u (根据图 2 在电压 $\underline{U}_{S\text{stat}}$ 和转子磁通 $\underline{\Psi}_R$ 之间的角)通过减去 90° 求出终端磁通 $\underline{\Psi}_K$ 和转子磁通 $\underline{\Psi}_R$ 之间的角 δ_{Ψ_K} (或者 X_{soll})，即 $\delta_{\Psi_K} = \delta_u - 90^\circ = \arcsin \frac{U_{S\text{stat}}}{a \cdot U_D \cdot 2/\pi}$ (参见图 9 右端下部)。在该角 δ_{Ψ_K} 上借助另一个加法器 50 加上电动机模型 14 的连续的转子磁通角 γ_{Ψ_R} ，得到用于电压时间电平触发装置的现行终端磁通目标角 $\gamma_{\Psi_K\text{soll}}$ ，即 $\gamma_{\Psi_K\text{soll}} = \gamma_{\Psi_R} + \delta_{\Psi_K}$ (参见图 9 右端下部)。

图 10 举例清楚表示扭矩调节器和磁通调节器 8 和 12，与此相对，图 11 表示连接的稳态和动态初始控制器。

通过间接计算稳态定子电压 $\underline{U}_{S\text{stat}}$ ，一方面得到激励电平 a ，另一方面可

以把该激励电平 a 限制在弱磁场区。激励电平 a 为选择脉冲模式所需要。该激励电平 a 直接用于寻址脉冲模式的角度表，而平滑后用于寻址脉冲模式选择电平 U/f 电平。在把激励电平 a 限制在弱磁场区时（图 11），必须这样进行电压角 δu 的计算，使得形成稳态扭矩的电压分量 U_{Sdstat} （图 11）继续相应于它的目标值。该电压 δu 用下面的等式：

$$\delta_u = \arcsin \frac{u_{sdstat}}{a_{begr}} + 90^\circ = \arcsin \frac{USdstat}{a_{begr} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot U_D} + 90^\circ$$

计算。

按照图 11，形成磁场的电流分量 I_{Sdsoll} 的目标值为计算在形成扭矩的电压分量 U_{Sdstat} 的通道中作用的定子电阻 R_S 上的欧姆电压降必须限制在一个相应于在瞬时运行状态下可实现的磁通的值。为使在激励电平的限制中被初始控制的扭矩不出现任何稳态错误，这是需要的。

在求脉冲模式时欧姆定子电阻 R_S 无关紧要，因为它为谐波相对于漏抗可以忽略。由此可以进行脉冲模式与负载无关的预先计算。通过该预先计算然后确定终端磁通路径。然而，对于调整扭矩 M_{soll} 的基波，不能忽略欧姆电阻 R_S 。在它上面的电压降引起终端磁通 $\underline{\Psi}_K$ 和定子磁通 $\underline{\Psi}_S$ 之间的差。

所需要的静止状态在同步的脉冲模式下首先在零向量 U_6 、 U_7 存在时实际上通过每一新的开关状态实现的假设允许，在比较终端磁通实际值 $\underline{\Psi}_K$ 与选择的磁通数值阈值 $\underline{\Psi}_{KSchw}$ 时在欧姆定子电阻 R_S 上的稳态电压降为基础，其相应于作为稳态考虑的电流目标值。

为此，根据图 12，为计算当前终端磁通，需要在积分定子电压 \underline{U}_S 前减去由瞬时定子电流 \underline{I}_S 在欧姆定子电阻 R_S 上引起的电压降，并由此计算定子磁通瞬时值。在定子固定的坐标 α 、 β 中适当进行积分，然后在转子磁通同步的坐标系 d 、 q 中借助坐标旋转器 52 旋转定子磁通分量 $\Psi_{S\alpha}$ 、 $\Psi_{S\beta}$ ，由此能够用在转子坐标中存在的电流目标值 I_{Sdsoll} 和 I_{Sqsoll} 确定稳态的终端磁通分量 Ψ_{Kq} 和 Ψ_{Kd} 。为另外使用该终端磁通分量 Ψ_{Kq} 和 Ψ_{Kd} ，把它们通过另一个坐标旋转器 54 重新旋转回到定子固定的坐标 $\Psi_{k\alpha}$ 和 $\Psi_{k\beta}$ 。于是在该坐标旋转器 54 的输出上出现定子固定的磁通分量 $\Psi_{k\alpha}$ 和 $\Psi_{k\beta}$ 。由此以相当好的近似代替终端磁通 $\underline{\Psi}_K$ 动态施加定子磁通 $\underline{\Psi}_S$ ，并从而直接施加定子电流 \underline{I}_S 和扭矩

M。等化过程通过欧姆电阻 R_S 得以避免。

图 13 详细表示在基本转速区中电压时间电平触发装置的结构。在该结构中，56、58 和 60 各表示存储器，62 表示用于整流器线性化的设备，64 表示为磁通数值阈值计算开关时间的设备，66 表示为磁通角度阈值计算开关时间的设备，68 表示求终端磁通实际值 $\underline{\Psi}_K$ 的设备，70 表示象限投影设备，72 表示用于从开关状态 T_1 、 T_2 和 T_3 产生标准电压实际值 \underline{U}_S 的电压分量的 $U_{S\alpha}$ 和 $U_{S\beta}$ 的设备，74 表示开关时间计数器。在存储器 56、58 和 60 存储离线计算的脉冲模式 PM，其中在存储器 56 中存储一个具有磁通数值阈值的表和一个具有磁通角度阈值的表。在存储器 58 中存储一个具有投影轴的表，而在存储器 60 中存储一个具有开关状态（电压向量）的表。

取决于调整变量终端磁通目标值 Ψ_{Ksoll} 的极分量激励电平 a ，从存储器 56 中读出一个对额定磁通标准化了的磁通数值阈值和一个相应的磁通角度阈值 $\gamma_{\Psi KSchw}$ 。该读出的标准化了的磁通数值阈值通过乘法器 76 与调整变量终端磁通目标值 Ψ_{Ksoll} 的极分量基波终端磁通数值 $|\underline{\Psi}_K|_{soll}$ 相乘。作为结果得到与激励电平 a 相应的磁通数值阈值 Ψ_{KSchw} 。该磁通数值阈值 Ψ_{KSchw} 在设备 64 中首先与一个投影的终端磁通实际值 Ψ_{Kproj} 比较，后者存在于象限投影设备 70 的输出端。求得的差供给除法器 78，在该除法器 78 的第二输入上有值 $1/\sqrt{3} U_D$ ，其相应于终端磁通 $\underline{\Psi}_K$ 的一个在投影轴上有关的路径速度。在除法器 78 的输出上存在一个相应的开关时间 $T_{schalt\Psi}$ ，它供给具有开关状态的表的存储器 60 的输入。通过该开关时间 $T_{schalt\Psi}$ 接通一个零向量 U_6 、 U_7 、一个“角”或者一个“零角”。

从存储器 56 读出的 $\gamma_{\Psi KSchw}$ 在设备 66 中与连续的终端磁通角度 $\gamma_{\Psi Ksoll}$ 比较，其差用该磁通角度的路径速度除。路径速度正比于定子旋转频率 ω_S 。在除法器 78 的输出上出现为切断一个零向量的开关时间 $T_{schalt\gamma}$ ，它同样供给存储器 60 的第二输入。

取决于这些 $T_{schalt\Psi}$ 和 $T_{schalt\gamma}$ ，从存储器 62 读出下一（第 i 个）开关状态，并把该开关时间分配给所属反相换流器支路。产生的开关时间 T_1 、 T_2 和 T_3 供给用于整流器线性化的设备 62 和用于产生定子电压目标值 \underline{U}_S 的电压分量 $U_{S\alpha}$ 和 $U_{S\beta}$ 的设备 72 的一个坐标变换器 82。该坐标变换器 82 的两个输出各与一个乘法器 84 和 86 连接，在乘法器 84 和 86 的第二输入上各存在因子

$2/3U_D$ 。在这两个乘法器 84 和 86 的输出上各有定子电压目标值 U_S 的一个电压分量 $U_{S\alpha}$ 和 $U_{S\beta}$ 。从这些电压分量 $U_{S\alpha}$ 和 $U_{S\beta}$ 使用设备 68 计算终端磁通实际值分量 $\Psi_{K\alpha}$ 和 $\Psi_{K\beta}$ ，关于设备 68 在图 12 中表示出它的一个实施例。借助象限投影设备 70 从这两个计算的终端磁通实际值分量 $\Psi_{K\alpha}$ 和 $\Psi_{K\beta}$ 得到一个在象限零上投影的终端磁通实际值 Ψ_{Kproj} 。

借助设备 62，脉冲整流器 62 的取决于电流的电压错误也通过同步的脉冲模式得以补偿。为此把整流器输出电流 I_1 、 I_2 和 I_3 供给该设备 62。后面连接的开关时间计数器 74 保证准确输出事先算出的时间，并由此保证该终端磁通控制器组件像电压控制器组件那样无缺点的行为。因为在整流器线性化后开关状态的顺序可能不再相应于由脉冲模式规定的顺序，所以为避免以软件方式对开关重新排序，应该使用一个计数器硬件，在该硬件中输出的顺序仅依赖于加载的开关时间，而与加载的顺序无关。

在出错的或者过短的零向量 U_6 、 U_7 的情况下，角度错误或者动态电压角度部分不再能够通过它的改变被控制。但是通过该角度主要影响扭矩，而扭矩在每一运行点是高动态的，且与磁通无关被调整。因此如在完全控制的情况一样，必须优先于磁通初始控制和调节进行扭矩初始控制和调节，特别是形成磁场的电流分量的动态改变由于大的旋转时间常数而对转子磁通 Ψ_R 的作用极为减弱。不过重要的是，不把不再是不受影响的形成磁场的电流分量 I_{Sdsoll} 放大到额定值，因为那时它对于脉冲反相换流器不再起重要的限流作用。

终端磁通 Ψ_{Ksoll} 的角度 $\delta_{\Psi K}$ 为此必须通过磁通数值阈值 Ψ_{KSchw} 被影响。磁通数值阈值 Ψ_{KSchw} 的动态改变在恒定的中间回路电压 U_D 的情况下引起以恒定的路径速度延伸的磁通路径变长或变短，由此终端磁通 Ψ_{Ksoll} 的角度 $\delta_{\Psi K}$ 相对于转子磁通 Ψ_R 改变。

该路径以和在异步调制时动态磁场减弱的原理作用，然而在同步时钟的情况下与此相反可被精确初始控制，因为一个象限的路径改变的区域通过为该象限确定脉冲模式已知。

调节结构的这一改变，由于对于零向量 U_6 或者 U_7 的依赖性，在激励电平为从 0.8 到 0.9 的完全调整前已经动态开始，然后在达到控制极限时也

稳态作用，这意味着，形成磁场的电流分量 I_{Sdsoll} 和转子磁通 $\underline{\Psi}_R$ 也是静止的，不再受影响。这里稳态初始控制为准确的目标角度考虑。

为改变磁通路径的长度，在瞬时象限中改变磁通路径的开关阈值，使它向较小的或者较大的值移动。图 14 中表示为全块的路径缩短，图 16 表示在侧面脉冲模式例如 3 重侧面的情况下的路径缩短。从该几何图形可以认为，路径长度改变和相应角度改变与阈值改变线性相关。需要的匹配因子从下式得出：

$$K_{Schw} = 1 - \frac{\Delta\delta_{\Psi K}}{60^\circ}$$

在图 14 中，用该匹配因子 K_{schw} 从一个预先计算的磁通数值阈值 Ψ_{KschVB} 产生一个减小的磁通数值阈值 $\Psi_{Kschred}$ ，由此路径的长度 S_0 缩短 ΔS 。

在具有开关到侧面（角折入）的脉冲模式的情况下有下面的特征，路径的长度 S_0 只依赖于最大磁通阈值，而不依赖于所有较小的阈值。亦即所有磁通阈值的简单的比例改变都满足上面给出的等式。因此这一功能与脉冲模式无关。

基本上，通过动态的路径长度变化 ΔS 能够相对于转子磁通 $\underline{\Psi}_R$ 向前和向后旋转终端磁通角 $\delta_{\Psi K}$ ，相应于提高（在行进方向）或者降低（在制动方向）旋转扭矩 M_{soll} 。但是必须注意，由于磁通的减少在向前旋转时调节一个比在稳态运行时小的形成磁场的电流，但在向后旋转时由于磁通增加调节一个较大的电流。因此角 $\delta_{\Psi K}$ 的向后旋转仅允许在很小的程度内使用。

不过这并不表示什么严重问题，因为较大的角度变化仅在扭矩升高到控制极限时才需要。在扭矩降低时，由初始控制要求激励电平小于 1，这稳态地导致选择具有零向量 U_6 、 U_7 的脉冲模式。这里可以动态地接通异步的零电压空间向量。每象限允许的零电压的数量在此可用参数规定。

当在到完全控制的过渡区域中出现对于所需要的角度变化本来就过短的零向量 U_6 、 U_7 时，在进行路径缩短时必须在这里在零电压时通过可实现的角度补偿考虑它，因为否则会进行过补偿。

为此，不用匹配因子 K_{schw} 乘其上接通零向量 U_6 、 U_7 的磁通数值阈值 Ψ_{KschVB} ，而是使其不变。因为在第一和第二半象限零向量的接通阈值各自有另

外的投影轴，从中对于切断阈值产生按照图 16 的零向量

- 在第一半象限中的零向量：

延迟 $\Delta s \approx \Delta \gamma_{\Psi K}$ 接通，无切断角修正，

- 在第二半象限中的零向量：

不延迟接通，切断角延迟 $\Delta \gamma_{\Psi K}$ 。

由此调节功能由零向量阻止，仅角度变化通过路径缩短起作用。

图 17 表示电压电平触发装置的结构，它与按照图 13 的结构的不同仅在于附加设备 88。附加设备 88 受控对现行终端磁通目标角 $\gamma_{\Psi K S_{\text{oll}}}$ 和磁通数值阈值 $\Psi_{K_{\text{schw}}}$ 作用。对于现行终端磁通目标角 $\gamma_{\Psi K S_{\text{oll}}}$ 的作用在第二半象限内进行，与此相对，对于磁通数值阈值 $\Psi_{K_{\text{schw}}}$ 的作用在“角”的情况下进行。为接收这些受控输入，附加设备 88 有两个开关 90 和 92。在开关 92 的输入上有为目标磁通路径的终端磁通实际值 $\Psi_{K\alpha}$ 、 $\Psi_{K\beta}$ 的角度差。该差可以在每一象限的开始和在中点确定。每一象限的中点借助设备 94 识别。借助设备 96 和 98 预先计算一个被计算的终端磁通实际值 $\Psi_{K\alpha}$ 、 $\Psi_{K\beta}$ 的角度。

接着从该角度差求匹配因子 K_{schw} ，用它在接通零向量 U_6 、 U_7 之外修改磁通数值阈值 $\Psi_{K_{\text{schw}}}$ 。在第二半象限中该角度差还必须为切断零向量与磁通角度阈值 $\gamma_{\Psi K S_{\text{oll}}}$ 相加。

通过本发明的这一方法，把高调节动态直接开关的方法与离线优化的脉冲模式的优化稳态方法结合起来。

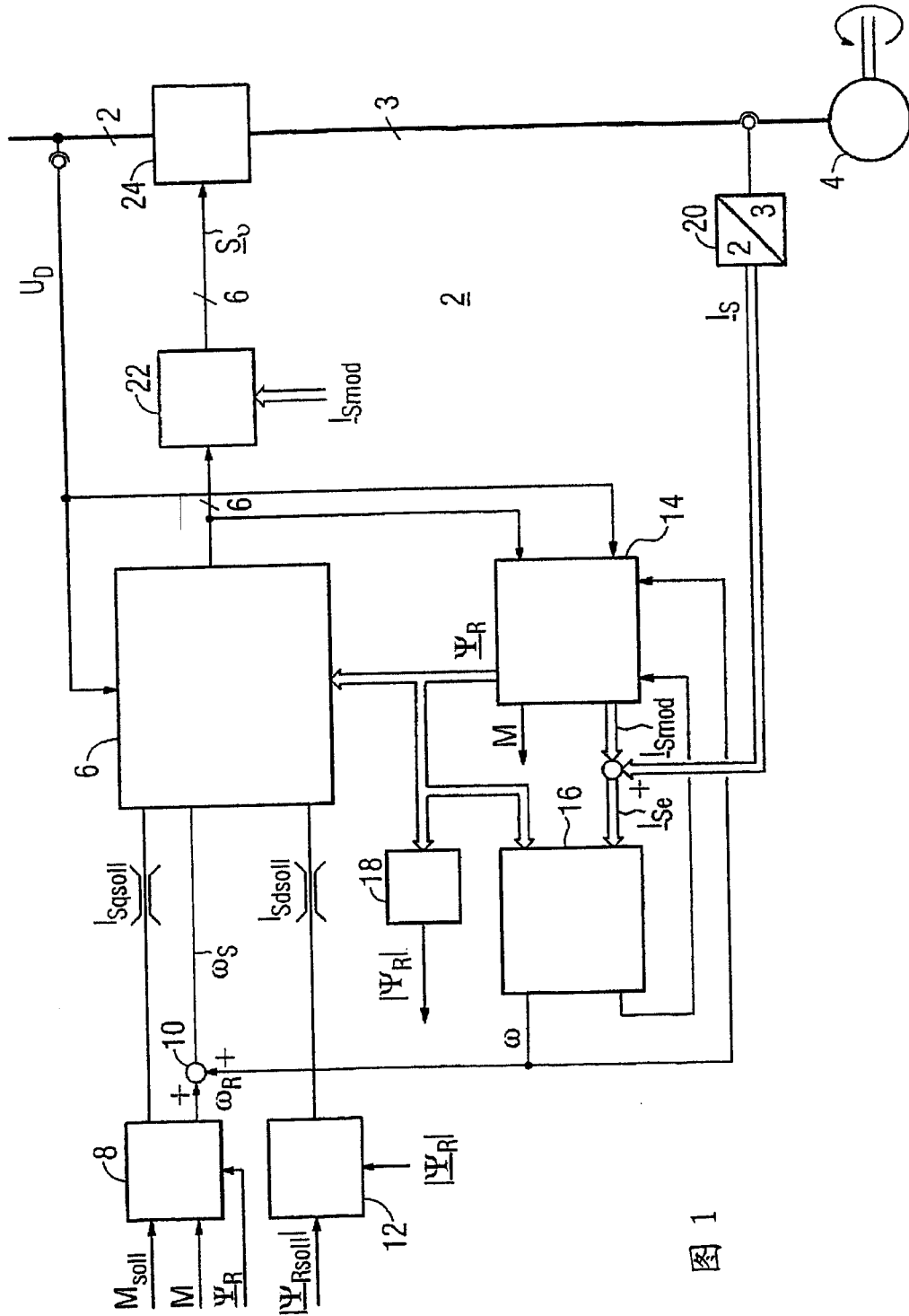


图 1

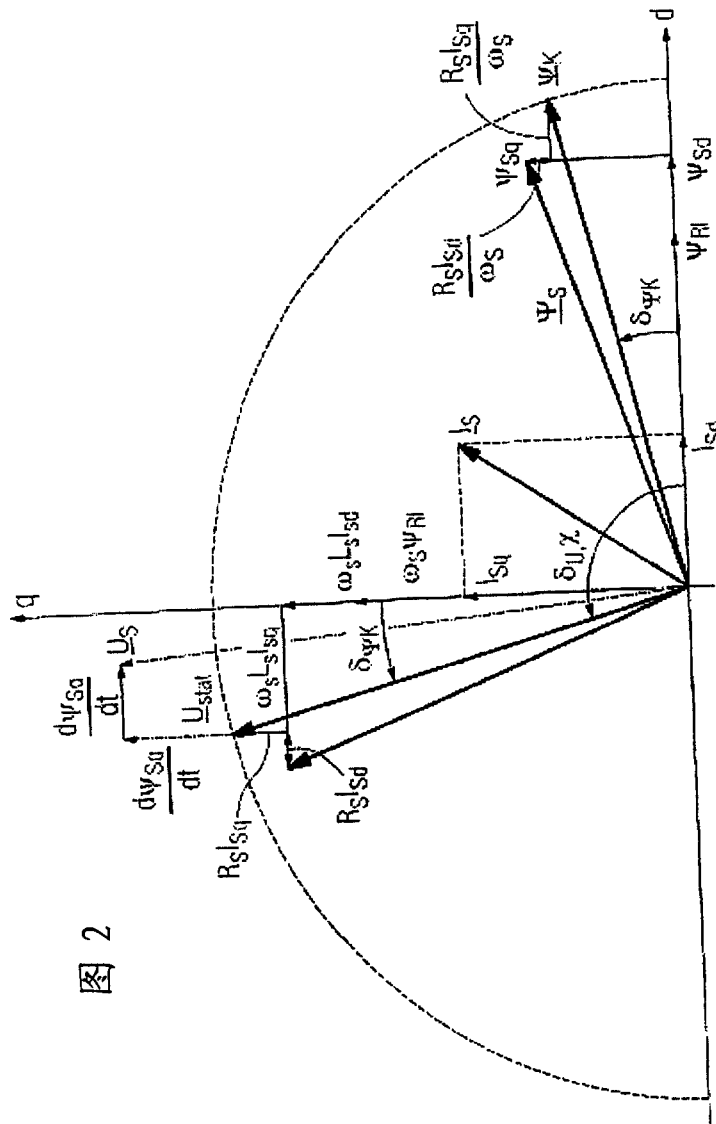


图 2

图 3

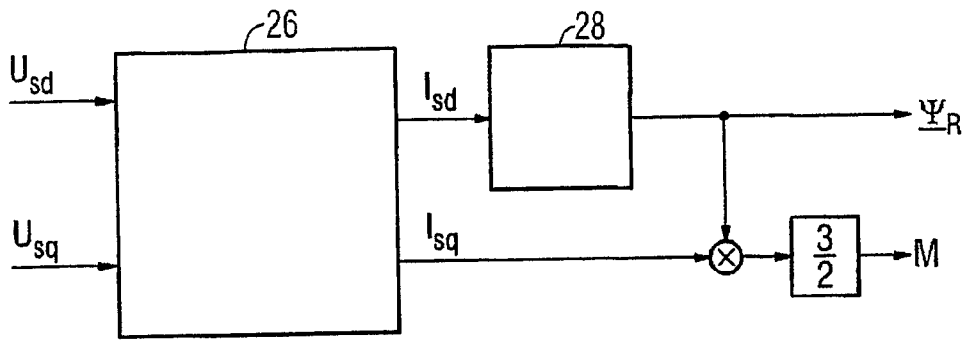
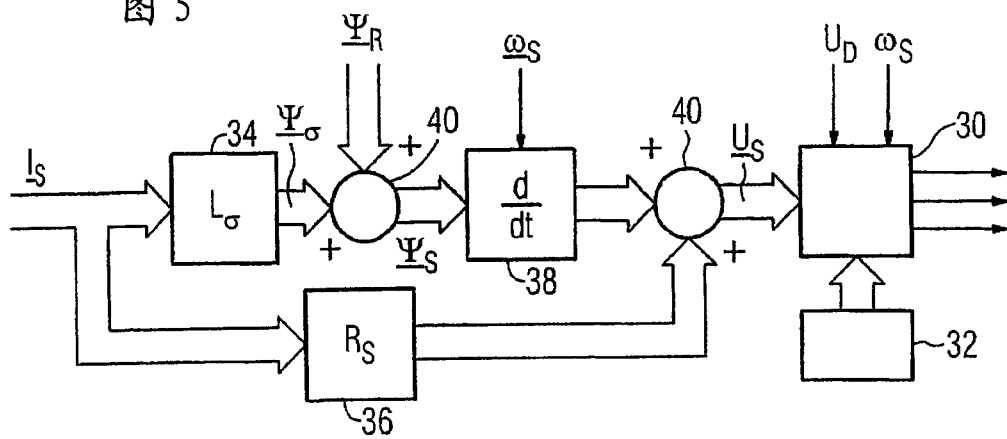


图 5



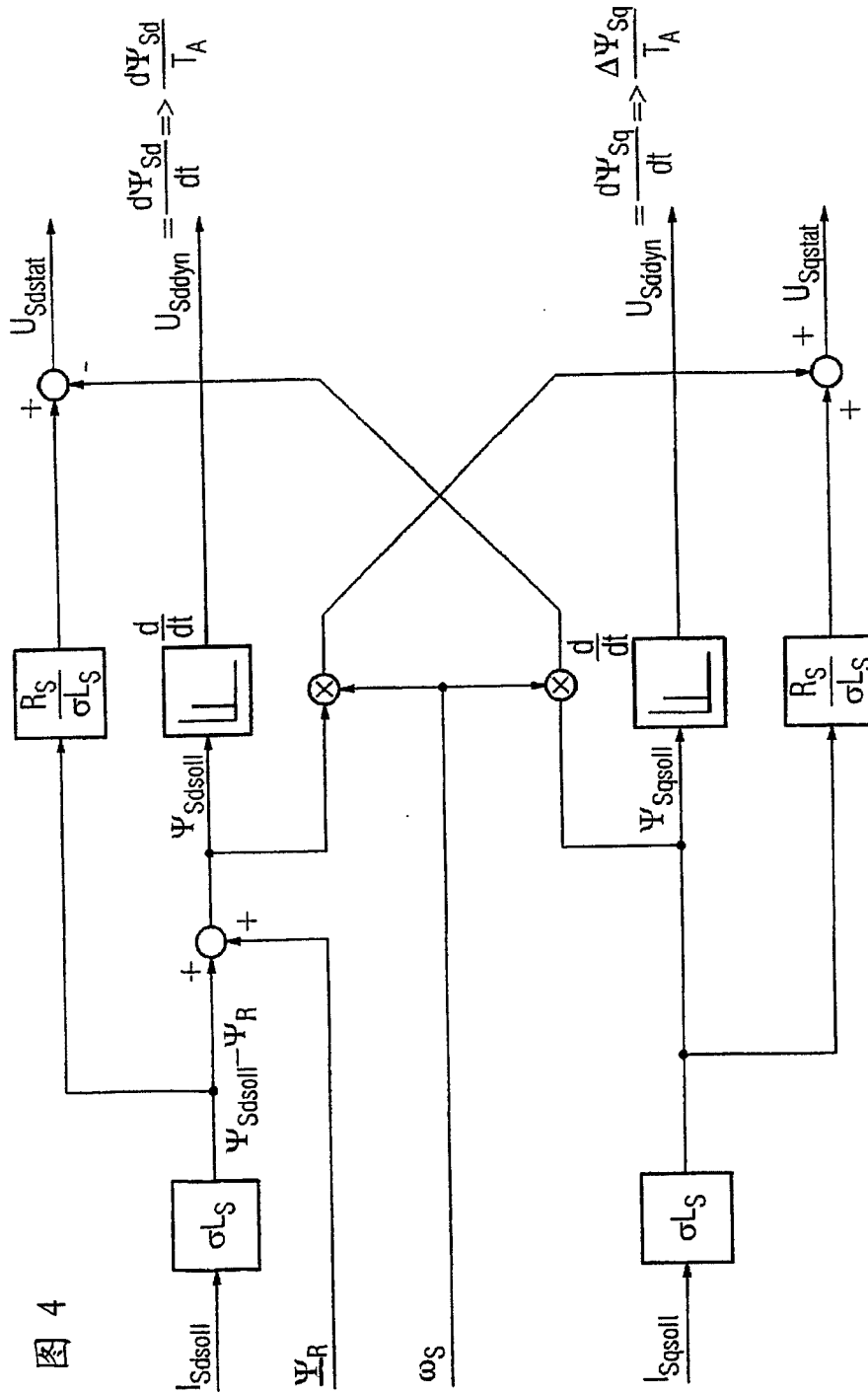
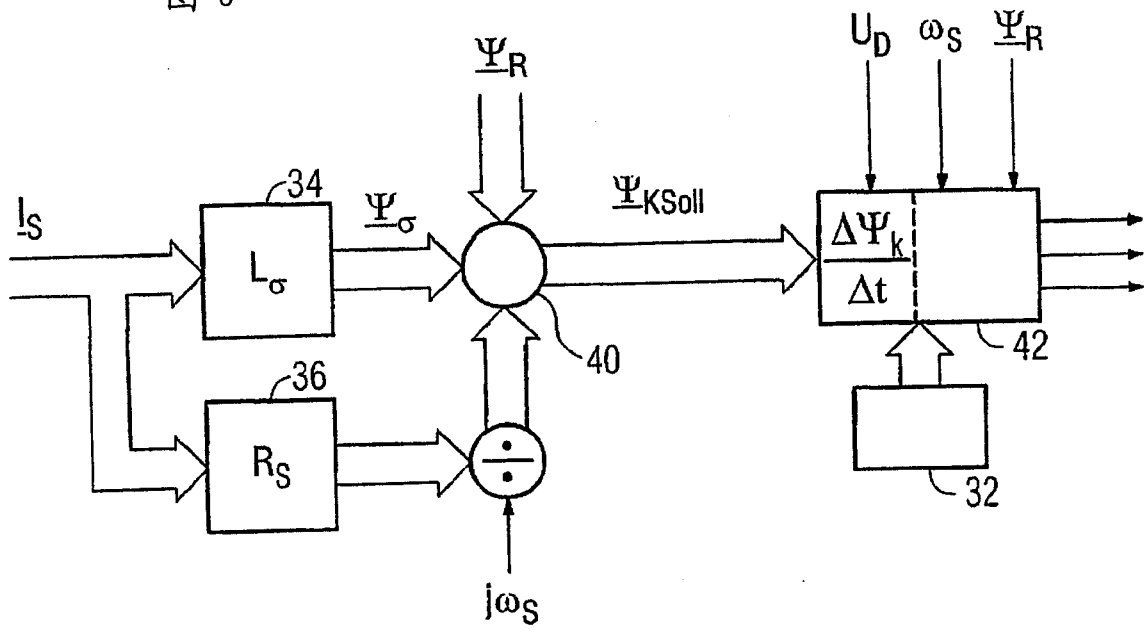


图 4

图 6



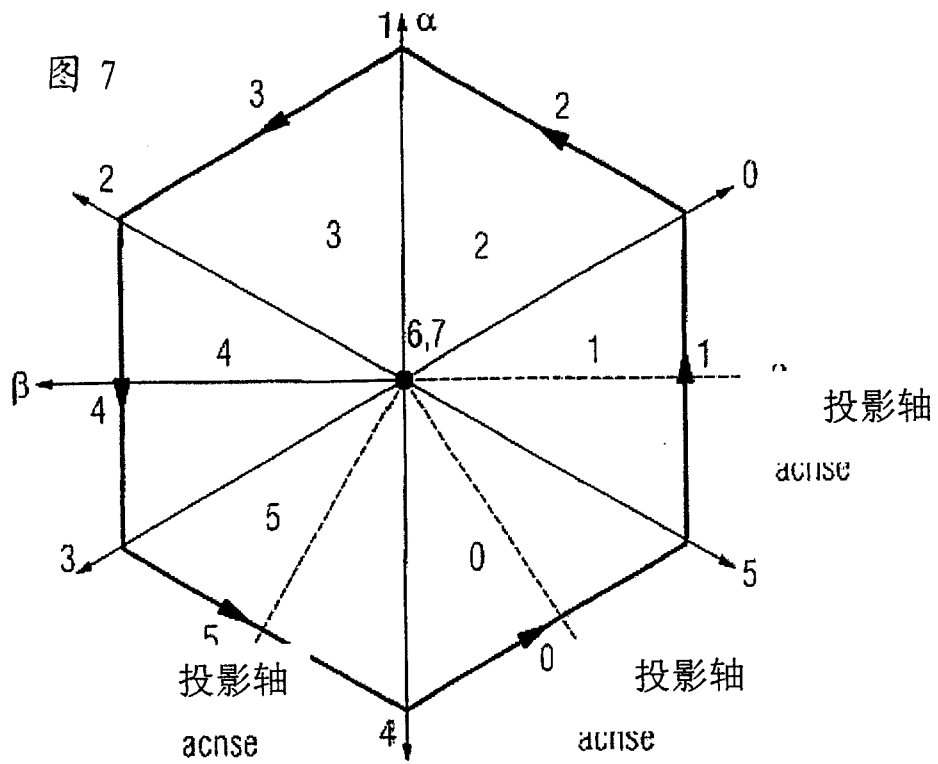
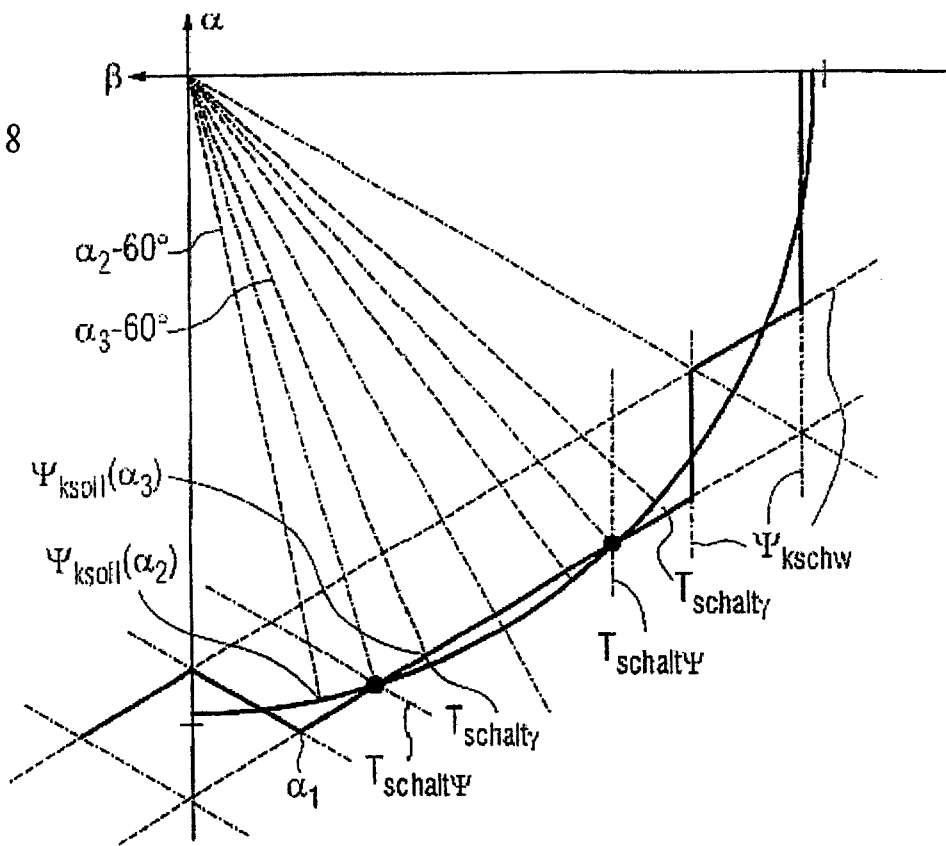


图 8



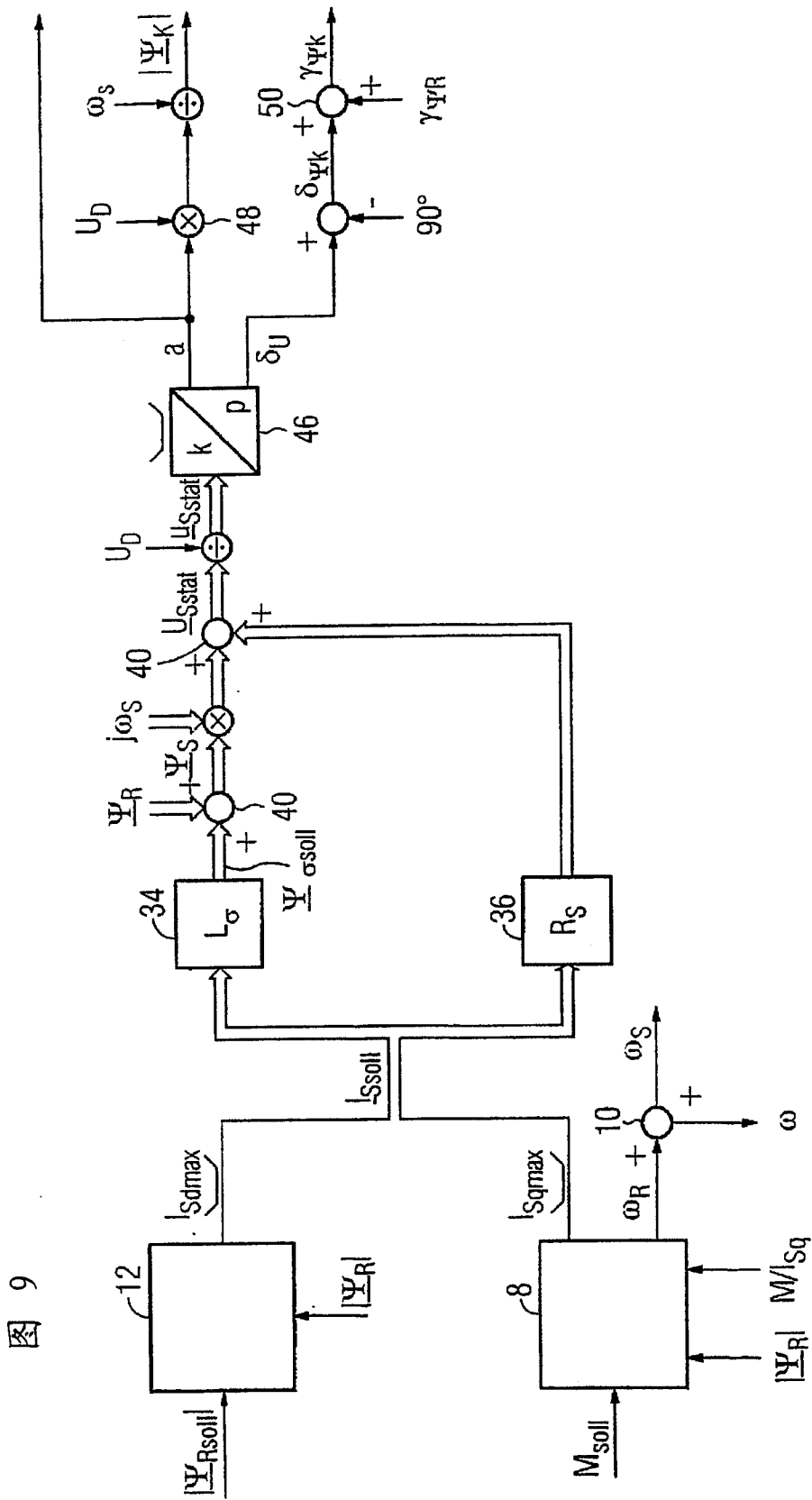


图 9

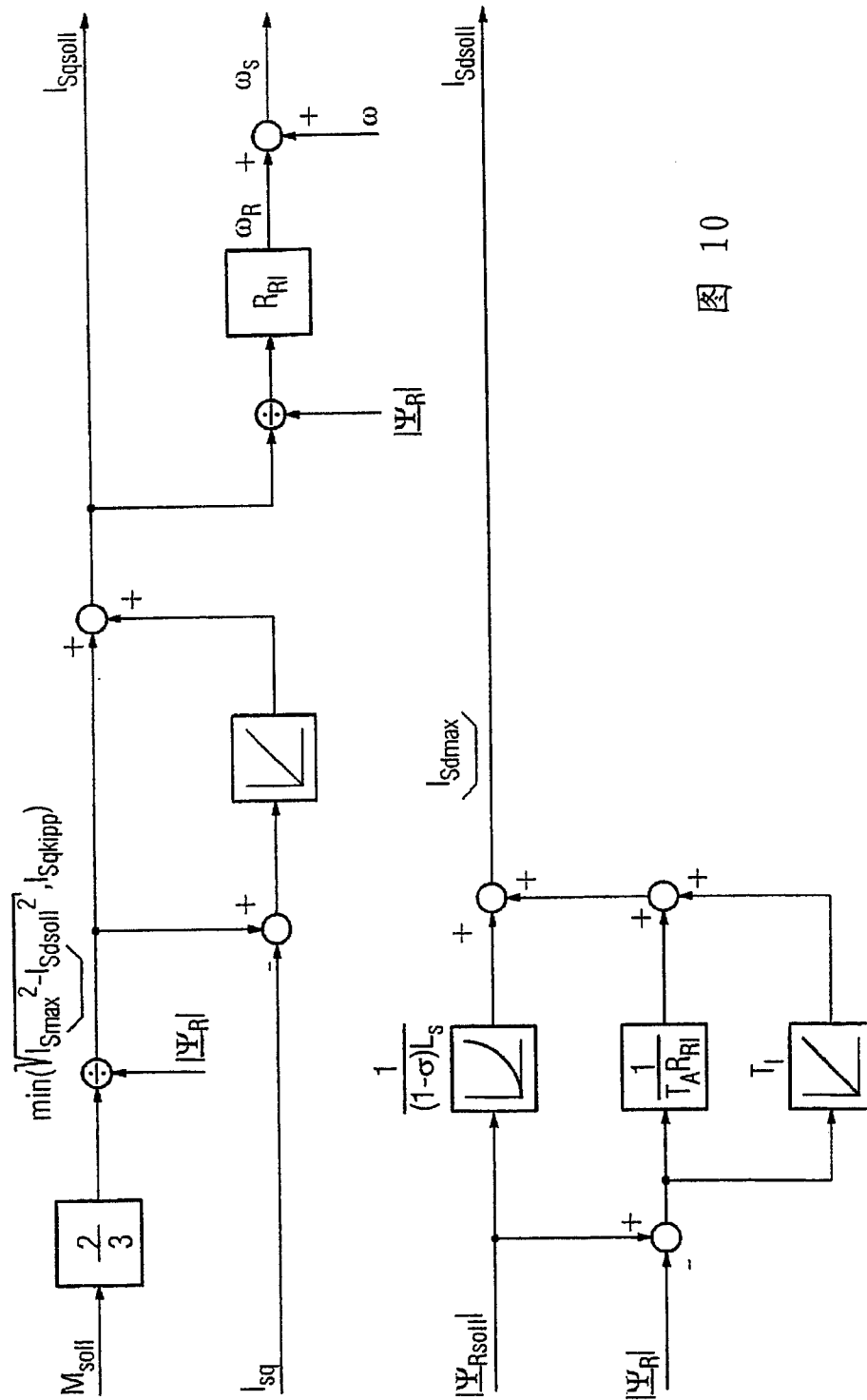


图 10

图 12

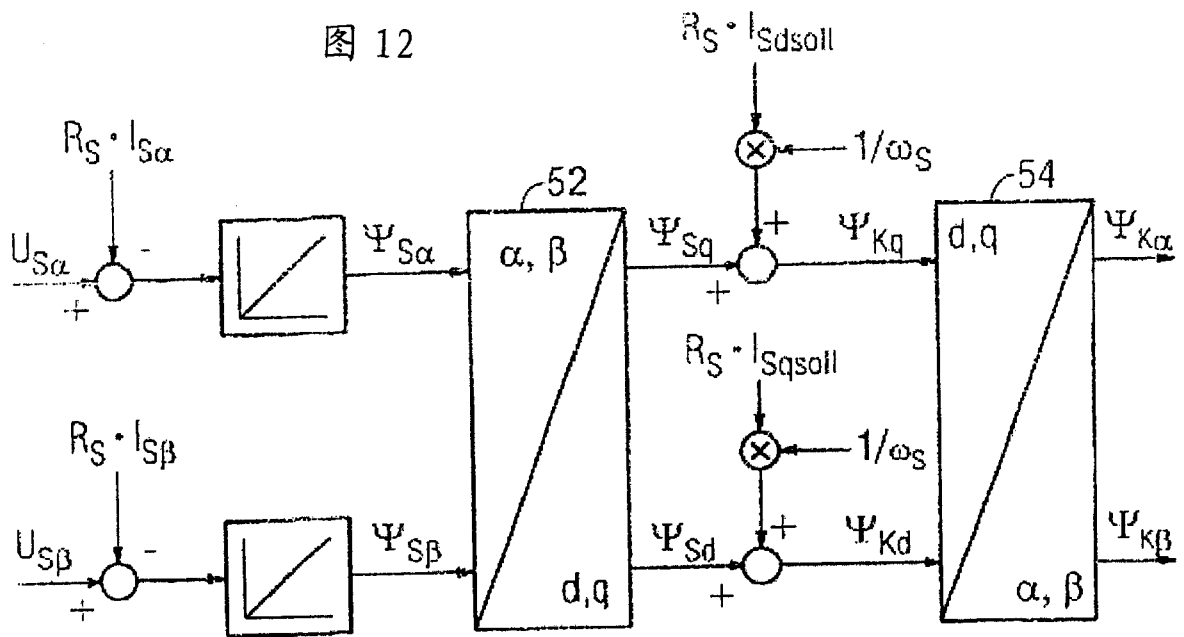
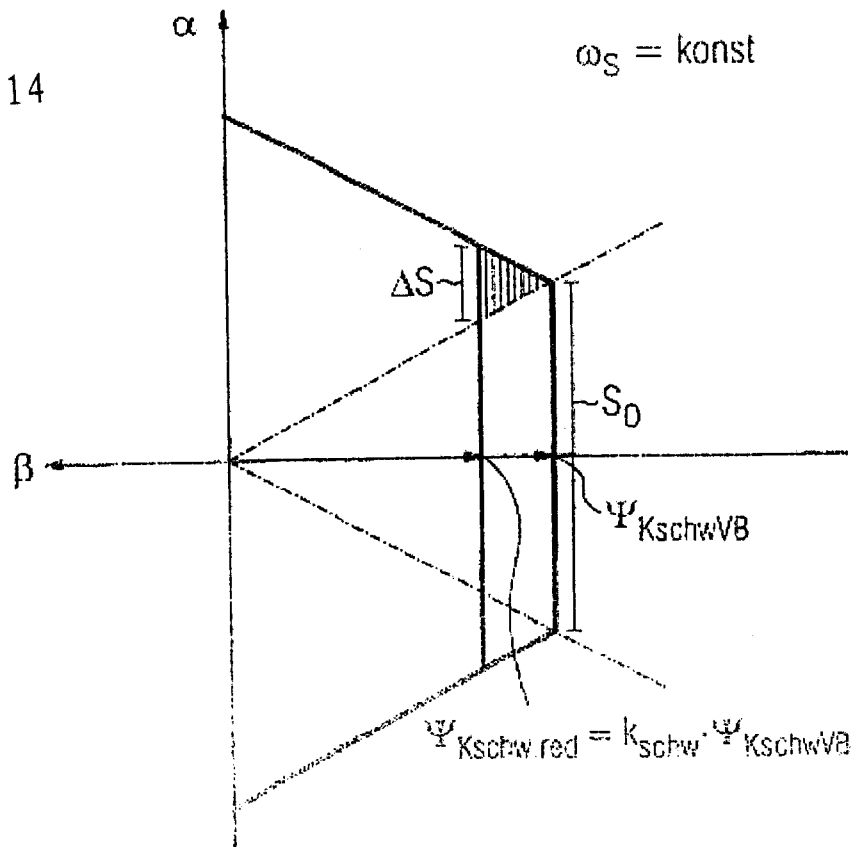


图 14



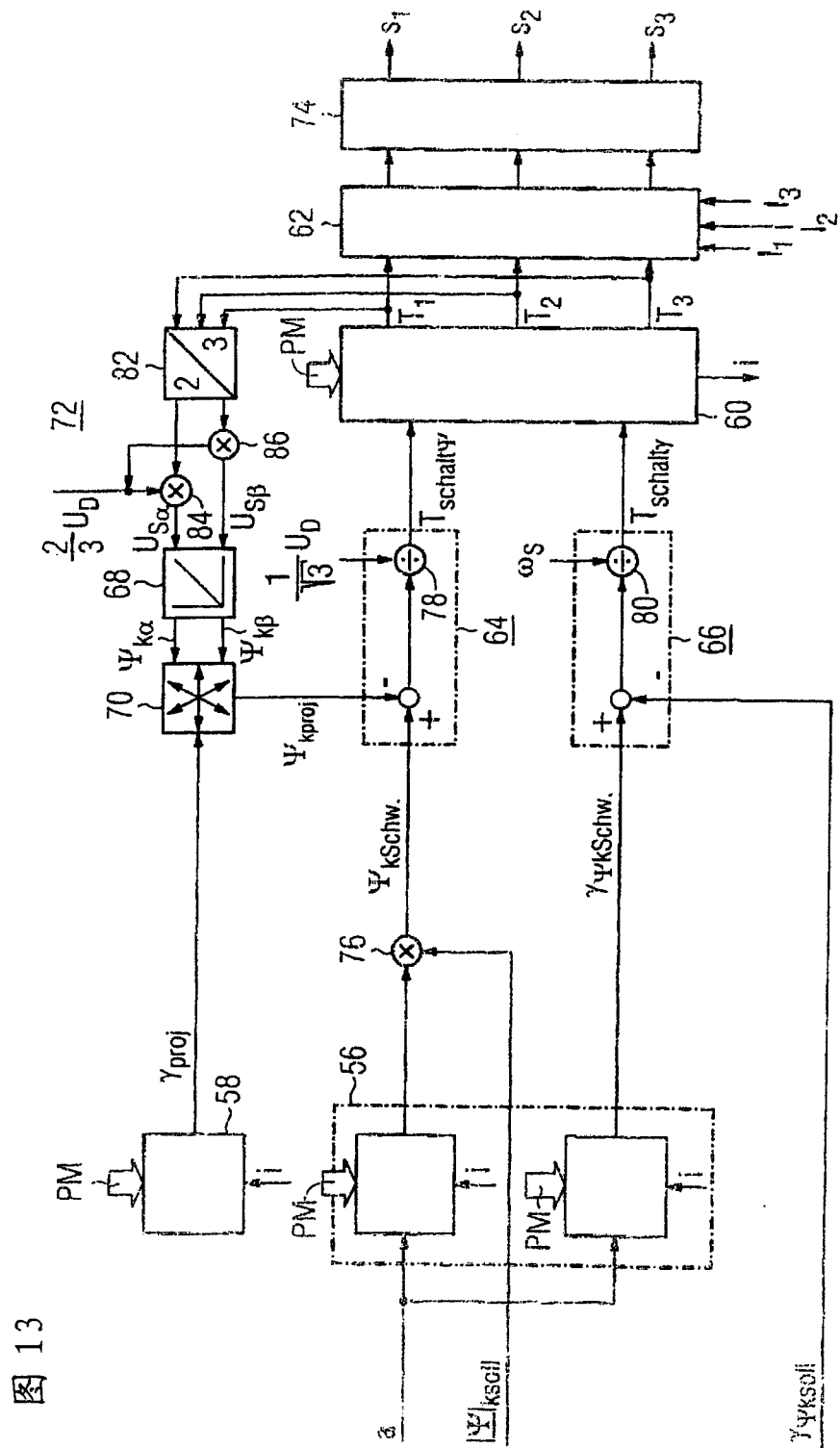


图 13

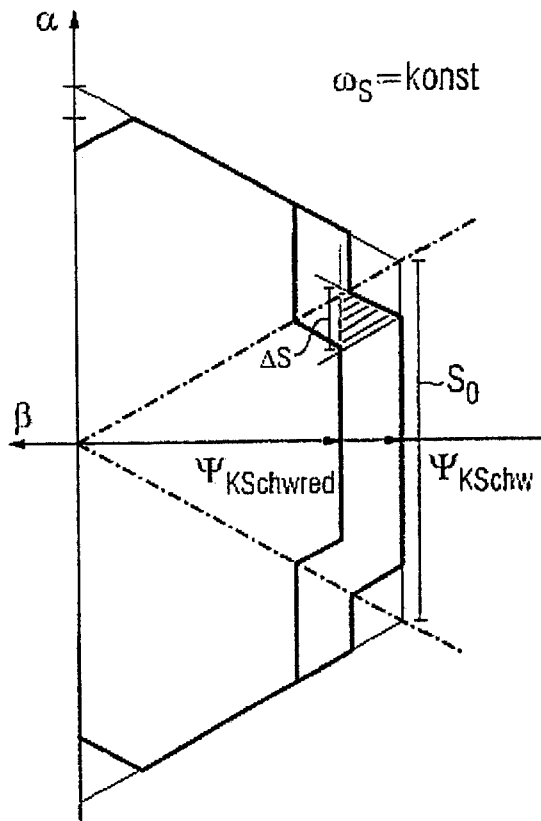


图 15

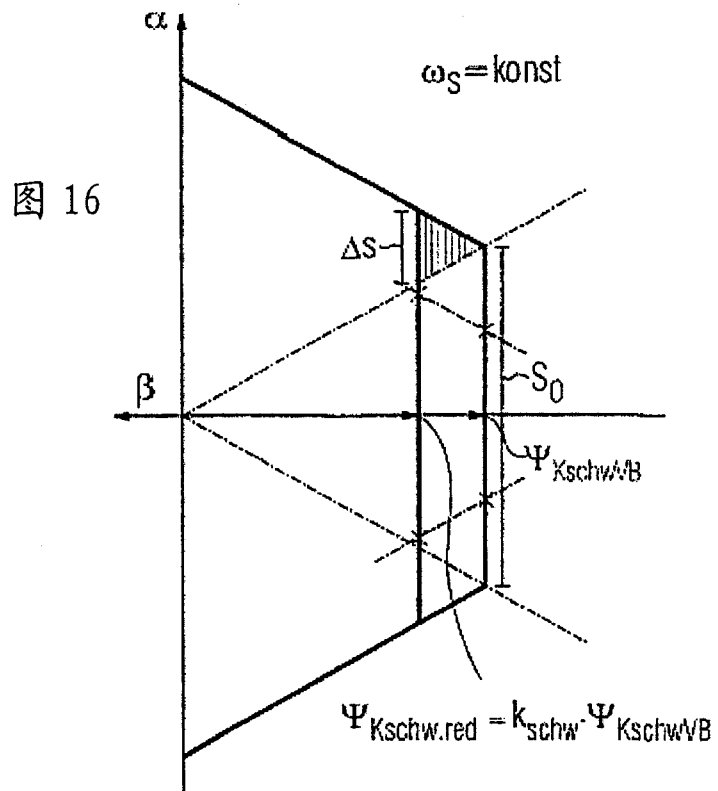


图 16

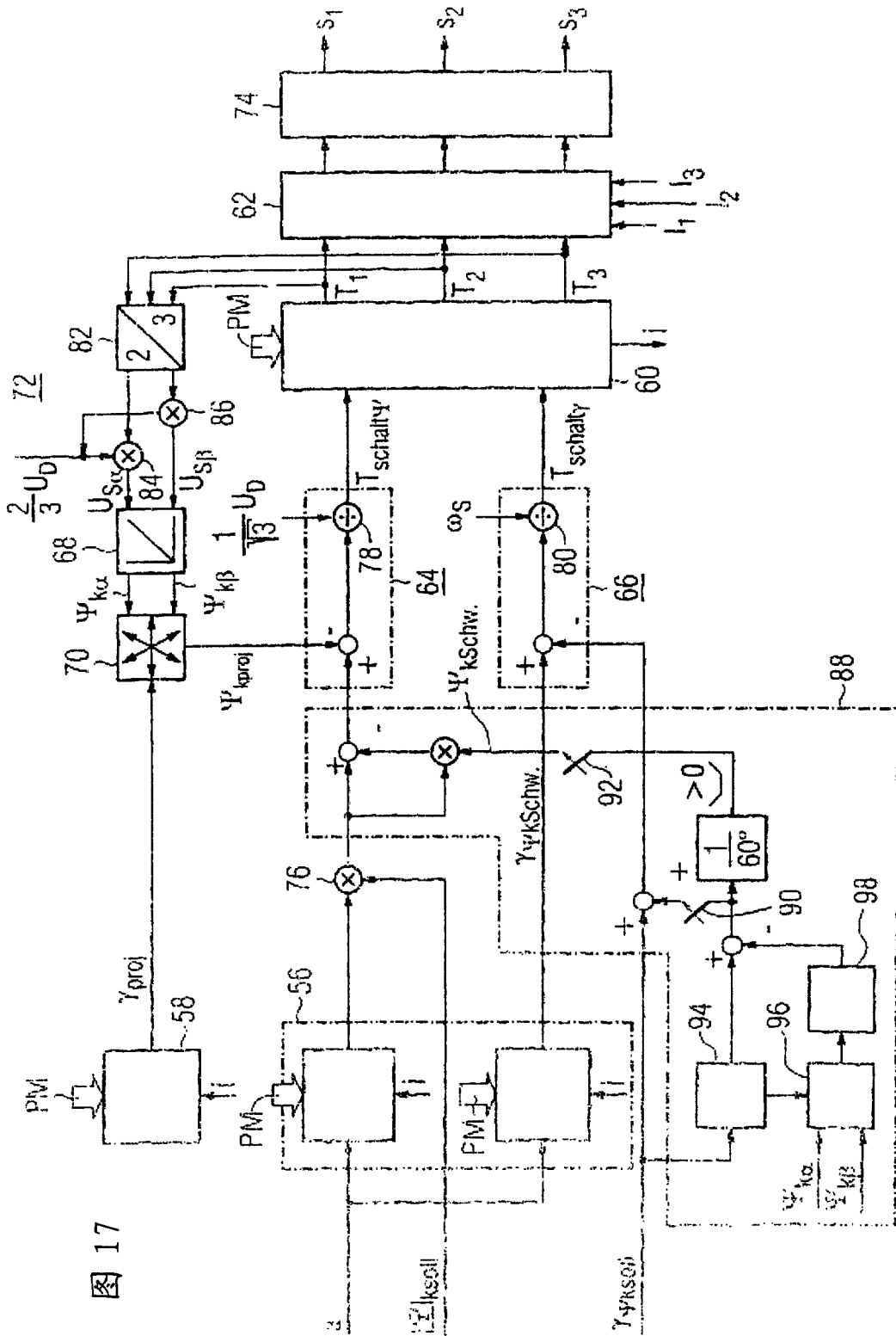


图 17