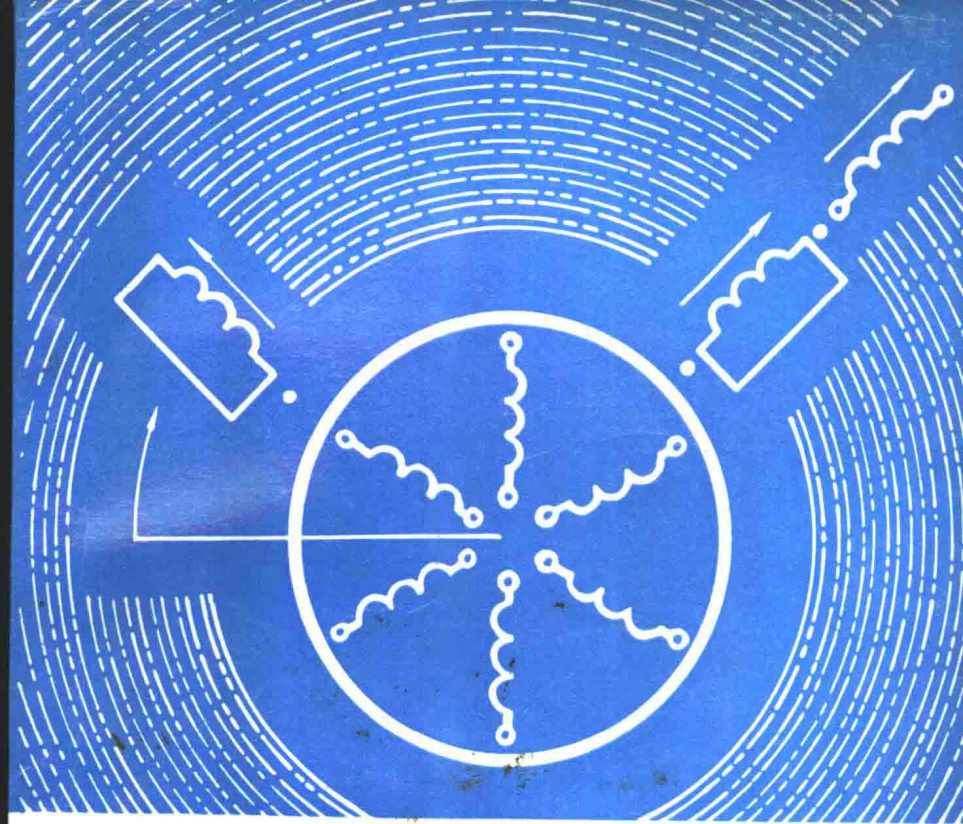




〔苏〕И.П.科佩洛夫 В.Л.伏鲁明

晶闸管电动机中的 机电能量转换

机械工业出版社

晶闸管电动机中的 机电能量转换

〔苏〕И.П.科佩洛夫 В.Л.伏鲁明
罗应立 曲凤波 张奕黄 译



机械工业出版社

(京)新登字 054 号

晶闸管电动机是由变频器和电动机所组成的机电一体化
的电机。本书将变频器与电动机紧密地结合在一起进行研究，
介绍晶闸管电动机的基本理论及分析计算方法。书中研究了
晶闸管电动机的过渡过程及准稳态过程，研究了变频器的时
间谐波和磁场的空间谐波对性能的影响。本书所介绍的理论
与分析计算方法应用范围很广，它不但可用来分析常见的变
频调速电机及其系统，而且对研制新型的变频调速装置具有
指导意义。

本书适合于从事变频调速系统及其变频器、电动机研究、
设计、制造及运行的工程技术人员，也可供大专院校相关专
业的研究生及高年级学生参考。

**Электромеханическое преобразование
энергии в вентильных двигателях**

И.П.Колылов В.Л.Фрумин

Энергоатомиздат 1986

晶闸管电动机中的机电能量转换

〔苏〕 И.П.科佩洛夫 В.Л.伏鲁明

罗应立 曲凤波 张奕黄 译

责任编辑：刘思源 责任校对：丁丽丽

周娟

刘秀芝

封面设计：肖晴 版式设计：冉晓华

责任印制：卢子祥

机械工业出版社出版(北京阜成门外百万庄南街一号)

邮政编码：100037

(北京市书刊出版业营业许可证出字第117号)

人民交通出版社印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

开本 $787 \times 1092^{1/32}$ · 印张 $6^{5/8}$ · 字数 142千字

1993年9月北京第1版·1993年9月北京第1次印刷

印数 0 001—2 000 · 定价：8.50 元

ISBN 7-111-03515-1/TM · 439

前 言

现代电机制造部门的一个典型趋势是可调交流电力拖动的应用领域的扩大。其方案之一是基于晶闸管电动机（以下简称为ВД）[⊖]的电力拖动。

ВД是由机电变换装置和可控半导体整流器，即变频器所组成的电机。其作用原理和工作特性非常接近于广泛应用的换向器电动机。它同换向器电动机一样，轴的转速与电网频率无关，并可保证在所有四个象限内工作。它还具有双边的转速调节性能和很高的力能指标。

与此同时，因为没有换向器和电刷，ВД的可靠性高，寿命长，保养和维护的费用低。

应该指出，ВД的突出特点在于，其结构形式和线路是多种多样的。一方面，使我们有可能在多种不同的电力拖动系统及多种运行状态和工作条件下应用ВД；另一方面，也使我们难以描述这种电机中机电能量转换的普遍原理，难以找出通用的分析方法，因而，妨碍了ВД的研制和应用。

本书要向读者提供一种研究ВД中机电能量转换过程的通用方法。利用这种方法，使我们能对各种形式的ВД进行概括性的数学描述，而将具体电路和结构的分析归结为统一数学模型的一个特殊情况。

通用方法的基础是借助于一些特殊的坐标变换，将变频

⊖ 原文为 ВЕНТИЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ，因在书中反复出现，原文亦简写为ВД。——译者注

器和机电变换装置的数学模型结合起来，并应用离散过程的连续逼近方法。作者力图从电机的现代数学理论出发，采用矩阵分析及状态方程的数值解等先进方法。

在多数章节中，对分析方法进行了描述，获得了相应的方程组，并讨论了它们的求解方法。在许多情况下，为了直观一些，还提供了计算或实验的结果。

在书中提供了一些处理方法使研究工作得以简化。这些方法使我们能对所得到的结果进行综合性的处理，例如用标准型式的运动方程，采用多项式逼近及实验规划原理等。为了使广大的读者都易于阅读，所有结果和变换都是以足够详细的形式给出的。

第1章是绪论，其中介绍了在带有变频器的电机中实现单向能量变换的条件，对机电能量变换装置和变频器的结构和电路进行了说明和分类。

第2章论述了本书所用的分析方法及采用的假定条件，推导了BД的统一的运动方程。该章是本书的重点。

在第3章和第4章，利用连续逼近方法研究稳态和暂态的运动方程。

第5章分析断续供电的BД的工作特点。

第6章研究磁场中的高次空间谐波对瞬时及平均电磁转矩的影响。

本书引用了乌克兰函授工学院B.Д.多波罗诺夫斯基副博士和Г.Л.格林别尔格工程师的研究结果。

作者非常感谢技术科学博士Ш.И.鲁基泽教授，他在评阅本书时，作了许多宝贵的指导和建议；感谢B.К洛仁柯副博士在编辑本书时以及M.И.罗曼宁柯工程师在准备手稿时所提供的帮助。

欢迎读者对本书提出意见。请将意见寄到以下地址：
113114 Москва, М-114, Шлюзовая Наб., 10, Энергоато-
тиздат.

作 者

译 者 的 话

本书作者之一是在原苏联享有盛名的电机专业学者，原苏联科学院通讯院士科佩洛夫教授。该书特点在于将变频器和电动机紧密地结合在一起进行研究，综合考虑变频器的时间谐波和电机磁场的空间谐波对晶闸管电动机中机电能量变换过程的影响。

本书所指晶闸管电动机泛指由变频器和电动机所组成的机电一体化电机。其变频器由转子位置传感器或电枢电压相位传感器控制。本书介绍的理论与分析计算方法适合于多种不同类型的晶闸管电动机。因此，它既可用于对现有晶闸管电动机进行分析计算，又可用以指导人们研制新结构的晶闸管电动机。

书名“晶闸管电动机”俄文为 Вентильный Двигатель, 意为“开关管电动机”。原则上包括晶闸管与晶体管换流两种类型，现根据书中具体内容及国内习惯，译为晶闸管电动机，也常称为无换向器电动机。

本书由罗应立、曲凤波和张奕黄同志合译，翻译工作得到了汤蕴璆教授的大力支持和帮助，在此，表示衷心的感谢。

译 者

目 录

前 言

第 1 章 晶闸管电动机 (BД) 的结构、工作特点和应用范围	1
1.1 在带有变频器的电机中实现单向能量转换的条件	1
1.2 变频器电机的分类及 BД	6
1.3 电机的半导体换流及 BД 变频器的分类	9
1.4 BД 机电变换装置的结构	16
1.5 BД 的调节特性、工作状态及应用领域	19
第 2 章 BД 的机电能量转换方程	25
2.1 分析方法	25
2.2 BД 变频器的计算模型和合成换流函数	29
2.3 BД 机电变换装置的计算模型	34
2.4 将 m 相 BД 模型变换为等效正交模型	47
2.5 在定向坐标系中的机电能量转换方程	54
第 3 章 对离散过程作连续逼近时 BД 的暂态运行	62
3.1 电压型 BД 的运动方程	62
3.2 电流型 BД 的运动方程	72
3.3 具有接在直流环上的附加绕组时 BД 的运动方程	91
3.4 小扰动时 BД 的过渡过程	100
第 4 章 BД 的准稳态运行	110
4.1 电压型 BД 的准稳态方程	110
4.2 电流型 BД 的准稳态方程	117
4.3 在标准型中的准稳态分析	122
4.4 BД 的多项式模型	139

4.5 排斥型B ₁₁ 的准稳态方程	145
第5章 由电源的离散性所决定的机电过程	150
5.1 在电压型B ₁₁ 中电流和电磁转矩的脉动	150
5.2 在电流型B ₁₁ 中电流和电磁转矩的脉动	158
5.3 机电变换装置绕组和铁心中的附加损耗	168
第6章 磁场有空间谐波时的机电能量转换	173
6.1 在磁场包含空间谐波时B ₁₁ 的计算模型	173
6.2 在定向坐标系中的运动方程	179
6.3 磁场的高次空间谐波对形成B ₁₁ 平均电磁 转矩的作用	185
6.4 机电变换装置磁路饱和的影响	194
结束语	197
参考文献	198

第 1 章 晶闸管电动机(ВД)的 结构、工作特点和应用范围

1.1 在带有变频器的电机中实现单向能量转换的条件

最近几十年来,可控电力拖动得到了广泛的应用。在这种电力拖动中,电机是经过可调变频器接到电源的。这类电力拖动包括调频异步和同步拖动、以双馈异步电机为基础的拖动以及直流及交流 ВД 等。尽管电机和变频器线路的结构形式是多种多样的,但仍然可以将其控制方式分为三种:频率控制、位置控制与相位控制。

在频率控制中,变频器的开关元件换接的频率是由控制系统给定的,它与转子的角速度及其瞬时空间位置无关。在位置控制中,开关元件换接的时刻是与转子相对于定子的回转角相关联的。在相位控制中,开关元件的换接时刻是根据被换接绕组中的电动势(电压)的相位角来确定的。

在电机的各种工作状态中,与变频器联接的绕组中的电流频率是与相应电源中电流的频率有区别的。

由此,就需要确定,在带有变频器的电机中为了实现能量转换,电源频率和开关元件切换频率之间应该有一个什么样的关系。当然,可将电机中产生非零平均电磁转矩的条件作为评价电机特性的准则^[26,27]。

下面研究最简单的模型——在转子电路中带有变频器的双绕组隐极电机(图1-1)。假设定、转子电路中的电源电

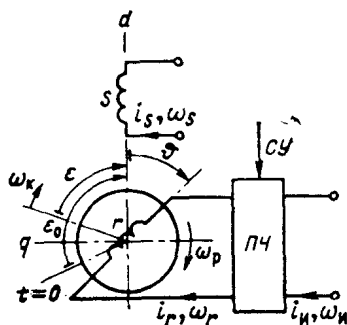


图1-1 转子电路中带有变频器的双绕组电机
 $\Pi\Upsilon$ —变频器 CY —控制信号

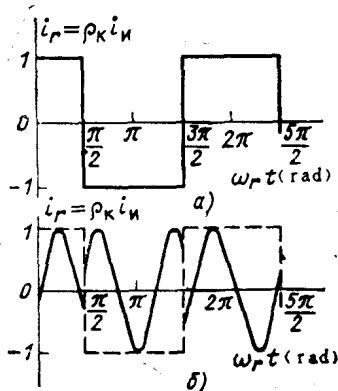


图1-2 变频器输出端电流波形
 a) 直流电源供电 b) 交流电源供电

流的瞬时值（相应地用 i_{ns} 与 i_{nr} 表示）是时间的余弦函数：

$$\left. \begin{aligned} i_{ns} &= I_{nsm} \cos(\omega_{ns} t + \varphi_{ns}) \\ i_{nr} &= I_{nrm} \cos(\omega_{nr} t + \varphi_{nr}) \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

式中 I_{nsm} 与 I_{nrm} —— 电源电流的幅值；

ω_{ns} 与 ω_{nr} —— 电源电流的角频率；

φ_{ns} 与 φ_{nr} —— 电源电流的初相角。

在 $\omega_{ns} = \omega_{nr} = 0$ ，且 $\varphi_{ns} = \varphi_{nr} = 0$ 的情况下，得到直流电机的模型；在 $\omega_{ns} \neq 0$ ，而 $\omega_{nr} = 0$ （或 $\omega_{ns} = 0$ ，而 $\omega_{nr} \neq 0$ ）的情况下，得到混合供电的电机模型；在 $\omega_{ns} \neq 0$ ，且 $\omega_{nr} \neq 0$ 的情况下，得到交流电机的模型。

将位于转子回路中的变频器设想成是一个无惯性的开关元件，它可对电流进行周期性的瞬时切换，在角频率 $\omega_{nr} = 0$ ，即直流供电的情况下实现对电流方向的改变（图1-2a）；在

角频率 $\omega_{\pi r} \neq 0$ ，即交流供电的情况下实现对其相位的改变（图1-26）。转子的初始位置用定子绕组d轴和转子绕组r轴之间的夹角 ε_0 来表示。为清楚起见，令转子通过初始位置的瞬间正好对应于两次换流之间的时间间隔（换流间隔）的中点，即对应于加在变频器的相邻两个控制信号之间的时间间隔的中点。在变频器开关元件的换接频率 $\omega_{\pi r}$ 任意变化的情况下，与换流间隔的中点所对应的转子坐标轴的位置（用 ε 角表示）在工作过程中是变化的。在图1-1所示以顺时针方向为正方向的条件下，该坐标在空间的角速度由下式决定：

$$\omega_{\pi} = -p\varepsilon \quad (1-2)$$

式中 p ——微分算子 d/dt 。

转子的角速度 ω_p （用每秒电弧度 $\ominus$ 表示）可由从定子d轴算起的以电弧度表示的转子转角 ϑ 决定。当然，将 ϑ 与转子实际转角 ϑ_m 联系起来的是一个大小等于电机的极对数 n 的比例系数：

$$\omega_p = p\vartheta \quad (1-3)$$

式中

$$\vartheta = n\vartheta_m$$

很明显，开关元件换接的角频率 ω_r 和中心坐标 $\ominus$ 的角速度 ω_{π} 以及转子角速度 ω_p 三个量之间的关系为：

$$\omega_r = \omega_p - \omega_{\pi} \quad (1-4)$$

变频器的输入电流和输出电流之间的关系通常借助于换流函数 ρ_{π} 表示^[71]，换流函数是相对值时间函数，由变频器的结构和工作程序决定：

$$i_r = \rho_{\pi} i_{\pi} \quad (1-5)$$

对于与图1-2a对应的研究对象，换流函数 ρ_{π} 可以定义

$\ominus$ 即以弧度表示的电角度。——译者注

$\ominus$ 即与换流间隔的中心所对应的转子坐标轴的位置。——译者注

为:

$$\rho_x = \text{sign}(\cos \omega_r t) \quad (1-6)$$

将式(1-6)分解为傅氏级数, 则可确定换流函数的基波, 利用式(1-1)和式(1-5)可进而确定转子绕组中电流的基波:

$$\left. \begin{aligned} \rho_x &= \rho_{x1} \cos \omega_r t \\ i_r &= \rho_{x1} I_{r\text{rm}} \cos(\omega_s t + \varphi_n) \cos \omega_r t \end{aligned} \right\} \quad (1-7)$$

式中 ρ_{x1} ——换流函数基波幅值, $\rho_{x1} = 4/\pi$ 。

由式(1-7)可知, 在一般情况下, 当变频器由角频率为 ω_s 的交流电源供电时, 换流函数的基波对电源频率的交流电流在幅值上和相位上起调制作用。

文献[32]给出的关系式, 将电磁转矩的大小与电机各回路的磁场储能, 在发生虚位移 $\partial \delta_s$ 时的增量 ∂W_m 联系起来, 用这个关系式可以确定所研究的模型机的电磁转矩 $M(t)$:

$$M(t) = -\partial W_m / \partial \delta_s \quad (1-8)$$

对于双绕组电机, 磁场储能可通过定转子绕组的自感和互感 L_s 、 L_r 与 L_{sr} 来确定:

$$W_m = \frac{1}{2} L_s i_s^2 + L_{sr} i_s i_r + \frac{1}{2} L_r i_r^2 \quad (1-9)$$

如果忽略磁路的饱和, 并假定磁场在空间的分布是正弦形的, 则可认为自感和互感具有以下形式:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \text{const} \\ L_r &= \text{const} \\ L_{sr} &= L_{sr\text{m}} \cos \delta \end{aligned} \right\} \quad (1-10)$$

这样, 由式(1-8)就可求出电机电磁转矩的瞬时值:

$$M(t) = -\rho_{x1} n I_{sm} I_{rm} L_{sr\text{m}} \cos(\omega_s t + \varphi_n)$$

$$\times \cos(\omega_n t + \varphi_n) \cos \omega_r t \sin \vartheta \ominus \quad (1-11)$$

如果考虑到在稳态转子以恒定的角速度 ω_p 旋转，因而转子的转动角度 ϑ 等于：

$$\vartheta = \omega_p t - \varepsilon_0$$

那么，在定子绕组之间的互感变化一周所需时间 $T = 2\pi/\omega_p$ 内，电磁转矩的平均值由下式确定：

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M(t) dt = \frac{\rho_{\pi,1} n I_{sm} I_{rm} L_{arm}}{4T} \times \int_0^T \cos[(\omega_n \pm \omega_s)t + (\varphi_n \pm \varphi_s) \pm \omega_r t] \sin(\omega_p t - \varepsilon_0) dt \quad (1-12)$$

不难确定，所得结果是四项之和（包括了“ $\pm$ ”号的四种可能组合），且只有在以下条件下所得结果才不等于零：

$$(\omega_n \pm \omega_s) \pm \omega_r = \pm \omega_p \quad (1-13)$$

这样，在带有变频器的电机中，为了实现单向能量转换，开关元件换接的角频率 ω_r 与电源的角频率和转子角速度之间的关系必须满足式(1-13)。

应该指出，对变频器电机推导出的能量转换条件式(1-13)是用于普通交流电机的已知关系式^[26,73]的推广。实际上，如果假定开关元件换接的角频率 ω_r 等于零，那么从式(1-13)可得：

$$\omega_n \pm \omega_s = \pm \omega_p \quad (1-14)$$

能量转换条件式(1-13)对于以换向器-电刷换向的各种型式的电机同样是适用的。例如，对于带换向器的直流电

⊖ 式中 I_{sm} 、 I_{rm} 、 ω_s 、 ω_n 、 φ_s 与 φ_n 依次分别对应于式(1-1)中的 I_{asm} 、 I_{arm} 、 ω_{as} 、 ω_{an} 、 φ_{as} 与 φ_{an} 。——译者注

机, 既然 $\omega_s = \omega_r = 0$, 由式(1-13)就有 $\omega_r = \omega_p$, 再考虑到式(1-4)就可得到 $\omega_s = 0$ 。这样, 对于经典的换向器式直流电机适用的一条已知规则就再次得到证实: 电刷位置相对于磁极应该是固定不动的。

1.2 变频器电机的分类及Bd

为了实现式(1-13)所表示的变频器电机的单向能量转换条件, 式中所包含的各个角频率(角速度)之间可以具有多种多样的关系。从式(1-13)可知, 在研制变频器电机时, 将电源频率与变频器换接频率之间的关系作为主要指标之一是合理的。而另一个重要指标, 则是变频器的控制方式——频率控制、位置控制或者相位控制。

在表1-1中列出了两项指标可能的组合。这些可能的组合给出了在变频器电机中实现能量转换的各种可能的方法。

如果对表中内容进行分析, 就可发现一系列特征。例如, 在可控同步电动机中, 无论是用传统方式对励磁绕组供电(即用直流供电), 还是采用双馈供电(即对 m 相励磁绕组通以交流电流从而形成旋转磁场), 式(1-13)都是自动满足的。这是因为, 转子相对于定子 $\ominus$ 同步旋转的速度为:

$$\omega_p = \omega_s + \omega_r \quad (1-15)$$

类似的现象也发生在异步化同步机中。其差别仅仅在于, 变频器开关元件换接的角频率是由希望得到的转差率来确定:

$$\omega_r = \omega_s \quad (1-16)$$

在频率控制的异步电动机和在双馈异步电动机中, 既然次级绕组中感应电流的角频率 $\omega_{s.s}$ 与转差率成正比, 即

$\ominus$ 原文为转子相对于磁场。——译者注

$\omega_{\text{ннн}} = \omega s$, 而转子角速度 $\omega_p = \omega(1-s)$, 所以式(1-13)也是自动满足的。

在直流及交流BД中, 正像在相应的换向器-电刷式电机中一样, 转子的角速度不应该取决于电源的频率。由式(1-13)可知, 只有在以下条件下转子的角速度才不会取决于电源的频率:

$$\omega_s = \omega_n \quad (1-17)$$

$$\omega_r = \omega_p \quad (1-18)$$

当采用转子位置传感器或者采用绕组电动势(电压)相位传感器时, 就可以使变频器开关元件换接的角频率 ω_r 和转子的任意角速度 ω_p 之间自动维持相等的关系。与此同时, 正如从式(1-14)可推知的那样, 在BД的稳态过程中, 换流间隔的中心坐标 ε 的角速度。

$$\omega_\varepsilon = 0 \quad (1-19)$$

因而, 该坐标的值应该是一个不变量:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = \text{const} \quad (1-20)$$

在实际构成一台BД时, 为保证 $\omega_\varepsilon = 0$ 与 $\varepsilon = \text{const}$ 的状态能够实现, 而将转子位置传感器作成一组相对于定子固定不动的、用以记录转子的相对运动的敏感元件。应该指出, 如将转子位置传感器的敏感元件沿着转子旋转方向以两倍速度旋转, $\omega_\varepsilon = 0$ 的状态也是可以保证的。但是该方案与第一方案相比, 在力能特性上不具有任何优越性, 而只会使电机的结构复杂, 所以, 在实际上并不采用。

根据式(1-12), 并计及式(1-17)与式(1-18)可得 BД 的平均电磁转矩为:

$$M = \frac{\rho_{\kappa 1} n I_{sm} I_{nm} L_{sr}}{4} \sin \varepsilon \cos(\varphi_\kappa - \varphi_s) \quad (1-21)$$

表1-1 在变频电动机的一些基本型式中实现单向能量转换条件的例子

电流 种类	角速度(角频率)之间的关系				变频器控制方式		
	ω_s	ω_m	ω_p	ω_r	频率控制	位置控制	相位控制
直流	0	0	0	$\omega(s)$ ②	调频同步电动机	—	—
	0	0	0	变化 ω_p	—	靠位置传感器实现同步的BЛ	根据电压相位实现同步的BЛ
	ω_r	0	ω_r	$2\omega_r$ ②	双馈同步电动机	—	—
混合	ω	0	ω	$\omega(1-s)$ ② = ωs	异步化同步机	—	—
供电	ω	0	ω	$\omega(1-s)$ ωs	—	—	双馈异步电动机
	$\omega_r s (u_{mn})$ ③	0	$-\omega_r s$	$\omega_r(1-s)$ $\omega(s)$ ②	调频异步电动机	—	—
交流	ω	ω	0	变化 ω_p	—	带有转子位置传感器的交流BЛ	—
	ω	$\omega (u_{mn})$ ①	0	变化 ω_p	—	带有转子位置传感器的排斥型BЛ	—

① $\omega (u_{mn})$ —— 由于变压器耦合在绕组中所感应电流的角频率。② $\omega(s)$ —— 变频器给定控制信号的角频率。③ $S(u_{mn})$ —— 与 $\omega(u_{mn})$ 相对应的转差率。