



# 永磁直流电机单波绕组的换向分析与研究

潘龙飞, 王建飞, 朱天阳, 高向阳, 陈金来

(天津航海仪器研究所, 天津 300131)

**摘要:** 在直流电机换向分析中, 若不考虑电枢反应和漏磁等影响, 元件换向应发生在主磁场的几何中性区域内, 但实际运行时主磁场也会对换向区域产生较大影响。针对永磁直流电机的绕组结构特点, 文章推导了单波绕组的换向区域宽度; 当该宽度无法满足要求时, 换向元件切割主磁场产生的感应电动势将显著影响换向过程。进一步研究了不同换向时刻下单波绕组换向元件所处主磁场的位置, 推导出换向元件主磁场切割电势的计算公式及其消耗功率。将主磁场切割电势引入经典换向理论公式, 重点分析了第二节距前后跨距不对称时的换向过程, 从而推导出磁极中心线/中性线或电刷应定量偏移的方向和角度。通过样机试验验证了所提方法的正确性, 使电机获得最优力学性能。该技术突破了传统电刷位置的调节方式, 为微小型直流电机的绕组设计、电刷架及定子安装结构设计提供了工程实用方法。

**关键词:** 单波绕组; 换向区域宽度; 第二节距; 前后跨距; 主磁场

**中图分类号:** TM351; TM922.71

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-128X(2026)01-0102-07

## 0 引言

永磁直流电机将电励磁替换为永磁励磁, 可简化电机结构, 减小体积和重量, 提高功率密度, 同时保留直流电机控制特性良好的优点<sup>[1]</sup>, 尤其适用于力矩电机。对于小型、小功率永磁直流电机, 换向性能始终是重要的研究课题, 已有文献研究了电枢反应、漏磁等因素对换向的影响<sup>[2]</sup>。一般认为, 主磁场在换向元件中产生的感应电动势可忽略, 不会影响换向<sup>[3-4]</sup>。然而, 当采用单波绕组时, 永磁直流电机的换向区域宽度较大, 若第二节距前后跨距不对称, 则等效于对电刷位置或磁极中性线发生偏移, 此时换向元件切割主磁场产生的感应电动势将会对换向产生显著影响<sup>[5]</sup>。

基于永磁直流电机单波绕组的结构特点, 本文将推导其换向区域宽度, 与单叠绕组相比, 单波绕组的换向区域宽度较大; 同时, 计算了单波绕组换向元件在换向开始和结束时刻所处主磁场的位置, 并对第二节距不同的前后跨距情况开展讨论分析。结果表明, 当第二节距的前后跨距相等时有利于换向; 反之, 则

需根据绕组结构特点移动磁极中性线相应的角度。进一步, 求解了换向元件在整个换向过程中因切割主磁场而产生的电动势, 完善了经典换向理论公式, 并通过积分求得换向平均功率。最后, 结合换向功率与换向电流的变化特征, 评价换向性能的优劣, 由此归纳出一般性规律与结论。

## 1 直流电机换向过程简述

在永磁直流电机电枢旋转过程中, 当某一元件被电刷短接并从电枢绕组的一条支路转移至另一条支路时, 该元件的电流 $i_a$ 将发生方向改变, 由原方向变为相反方向, 这种元件在被电刷短接期间所经历的电流变化过程称为换向。换向的核心目的在于确保同一极性磁极下绕组元件中的电流方向保持一致性。为实现有效换向, 应尽可能减小换向元件中的电势, 以抑制或改善换向火花; 同时, 需降低换向功率, 从而获得最小的空载电流, 最终达到输出力矩最大化的目标。

直流电机单波左行绕组的换向示意如图1所示。设换向器节距 $y_k=7$  (不失一般性), 并将1号元件的

通信作者: 王建飞, 男, 硕士, 高级工程师, 主要从事微特电机设计方面的工作; E-mail: WZ1001E@126.com

引用格式: 潘龙飞, 王建飞, 朱天阳, 等. 永磁直流电机单波绕组的换向分析与研究[J]. 机车电传动, 2026(1): 102-108.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.014.

Citation: PAN Longfei, WANG Jianfei, ZHU Tianyang, et al. Analysis and research on commutation of simplex wave windings of permanent magnet DC motors[J]. Electric drive for locomotives, 2026(1): 102-108.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.014.

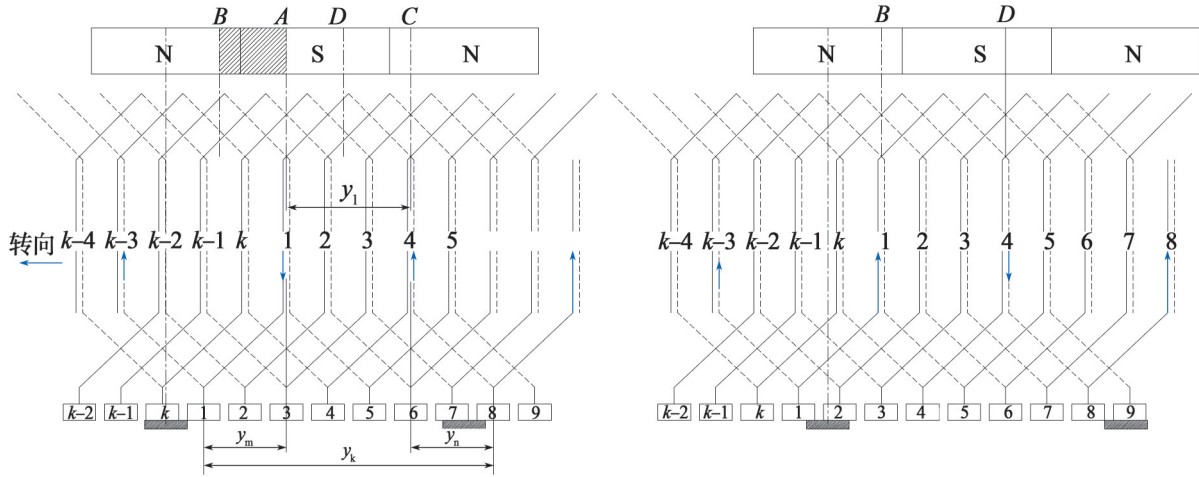


图1 单波左行绕组换向示意图(左为开始,右为结束)

Fig. 1 Schematic diagram of commutation for left-hand simplex wave winding (left: start, right: end)

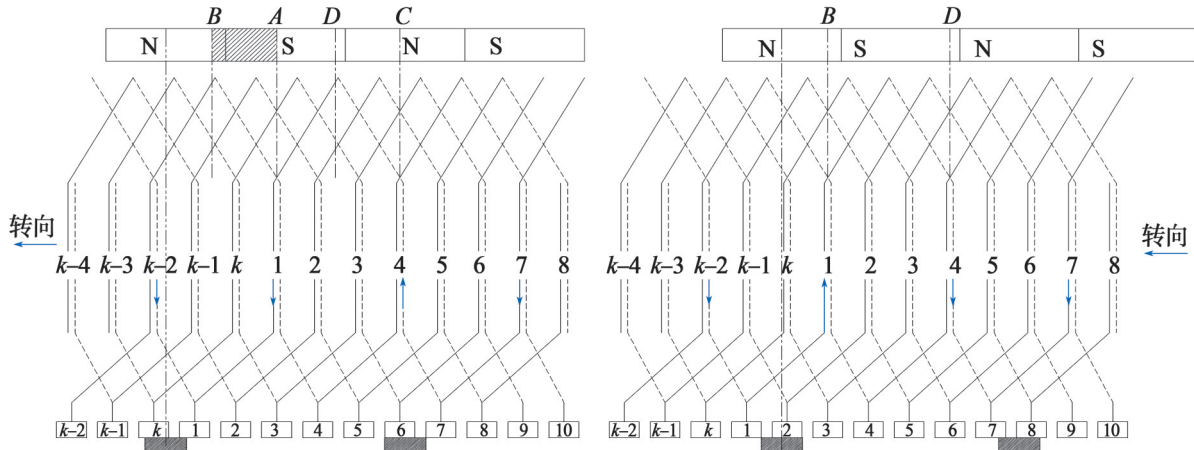


图2 单波右行绕组换向示意图(左为开始,右为结束)

Fig. 2 Schematic diagram of commutation for right-hand simplex wave winding (left: start, right: end)

上层边与下层边分别焊接至1号换向片与8号换向片。当电枢旋转至1号元件上层边所对应的换向片1刚刚与正电刷1前端接触时,其下层边对应的换向片8已与正电刷2接触,此时1号元件被电刷短路,换向过程开始。当电枢继续旋转至下层边对应的换向片8即将与正电刷2的后端脱离接触时,1号元件完成换向,其电流方向由逆时针 $i_a$ 转变为顺时针 $-i_a$ 。在图1中,1号元件上层边与下层边的换向区域分别为 $A \rightarrow B$ 与 $C \rightarrow D$ 。对于右行绕组,其换向过程如图2所示,此时1号元件上层边与下层边的换向区域分别为图2中的 $A \rightarrow B$ 与 $C \rightarrow D$ 。

## 2 换向区域宽度计算

为便于分析和计算,以单位相邻槽距(或换向片距)为基准,并将其折算至转子电枢外径上,作为宽度的标么值1。根据单波绕组第一节距、第二节距、换向节距及极对数之间的基本关系(如图1、图2所示),左行绕组与右行绕组的换向区域宽度的计算分别如式(1)、式(2)所示。

$$C_{bz} = y_d + y_s - \left( \frac{K}{p} - y_k \right) = y_d + y_s + y_k - \frac{K}{p} = y_d + y_s - \frac{1}{p} \quad (1)$$

$$C_{by} = y_d + y_s - \left( y_k + 1 - \left( \frac{K}{p} + 1 \right) \right) = y_d + y_s - y_k + \frac{K}{p} = y_d + y_s - \frac{1}{p} \quad (2)$$

式中:  $C_{bz}$  为左行绕组的换向区域宽度;  $C_{by}$  为右行绕组的换向区域宽度;  $y_d$  为电刷在换向器上的周向宽度;  $y_s$  为单个换向片的实部宽度;  $K$  为换向片数;  $p$  为极对数;  $y_k$  为换向器节距。

由此可见,对于单波绕组,无论左行还是右行,其换向区域宽度均等于电刷宽度与换向片实部宽度之和减去极对数的倒数。

单叠绕组的换向区域宽度计算如式(3)所示。

$$C_d = y_d - y_c \quad (3)$$

式中:  $C_d$  为单叠绕组换向区域宽度;  $y_c$  为换向片间的绝缘层宽度。

比较式(1)、式(2)与式(3)可知,单波绕组的换向区域宽度大于单叠绕组,约为后者的1.5倍以上。换向元件中感应的电动势与电机转速成正比,该电动势越大,对换向越不利。因此,单波绕组多应用于低速力

矩电机，而高速伺服电机（如空心杯电机）则多选用单叠绕组。例如，取极对数 $p=4$ ，换向片数 $K=33$ ，片间绝缘宽度标么值 $y_c=0.1$ ，换向片实部宽度标么值 $y_s=0.9$ ，电刷宽度标么值 $y_d=1$ 。经计算，单叠绕组的换向区域宽度 $C_d$ 为0.90、单波绕组换向区域宽度 $C_b$ 为1.65，后者约为前者的1.8倍。此时，单波绕组换向区域宽度对应的角度值为 $72^\circ$ ，而磁极中性区难以做到如此大的角度。为获得良好的换向性能，单波绕组的第一节距 $y_1$ 应尽量接近极距 $\tau$ ，且 $\tau$ 取值较大，以减小换向区域宽度所对应的角度值。

3 换向元件所处主磁场位置分析

在分析单波绕组换向过程中换向元件所处主磁场位置之前，先进行坐标系设定，并做出如下假设：

①磁极的物理中心线与几何中心线对齐，物理中

性线与几何中性线对齐。暂不考虑电枢反应、漏磁及其他因素引起的磁极中性线偏移。

②两正电刷（或两负电刷）之间的距离为一对极，即 $2\tau=K/p$ 。定义 $y_m$ 为单波绕组第二节距的前跨距； $y_n$ 为第二节距的后跨距。

③如图1和图2所示，以电枢向左运动（逆时针）为例，以第一个正电刷的中心为原点建立坐标系，磁极中心线与电刷中心线在纵轴上对齐；当电枢向右运动（顺时针）时，则以第二个正电刷的中心为原点建立坐标系，磁极中心线与电刷中心线在纵轴上对齐，同时上、下层边互换，且 $y_m$ 与 $y_n$ 互换。

④电机转子采用槽楔式换向器，换向片的实部中心与槽中心对齐。

基于单波绕组的基本结构参数和换向区域宽度的定义，计算得到表1结果。

表1 换向元件在开始和结束时刻所处磁场的位置  
Table 1 Positions of commutating element at start and end in magnetic field

| 序号 | 项目                                  | 右行绕组                                                  | 左行绕组                                      |
|----|-------------------------------------|-------------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| 1  | 元件上层边在换向初始时刻的位置 $X_{LC}$            | $\frac{y_d+y_s}{2}-\frac{1}{p}+y_m$                   | $\frac{y_d+y_s}{2}+y_m$                   |
| 2  | $X_{LC}$ 距转子行进方向最近的磁极中性线距离 $\alpha$ | $\frac{y_d+y_s}{2}-\frac{1}{p}+y_m-\frac{K}{4p}$      | $\frac{y_d+y_s}{2}+y_m-\frac{K}{4p}$      |
| 3  | 元件上层边在换向结束时刻的位置                     | $y_m-\frac{y_d+y_s}{2}$                               | $y_m-\frac{y_d+y_s}{2}+\frac{1}{p}$       |
| 4  | 元件下层边在换向初始时刻的位置 $X_{FC}$            | $\frac{y_d+y_s}{2}-\frac{1}{p}+y_m+y_1$               | $\frac{y_d+y_s}{2}+y_m+y_1$               |
| 5  | $X_{FC}$ 距转子行进方向最近的磁极中性线距离 $\beta$  | $\frac{y_d+y_s}{2}-\frac{1}{p}+y_m+y_1-\frac{3K}{4p}$ | $\frac{y_d+y_s}{2}+y_m+y_1-\frac{3K}{4p}$ |
| 6  | 元件下层边在换向结束时刻的位置                     | $y_m-\frac{y_d+y_s}{2}+y_1$                           | $y_m-\frac{y_d+y_s}{2}+\frac{1}{p}+y_1$   |

对表1中换向开始时刻换向元件上层边、下层边到最近磁极中性线的距离求和，可得到式(4)。

$$\alpha+\beta=C_b+y_m-y_n$$
 (4)

式中： $\alpha$ 为换向开始时刻元件上层边沿转子行进方向至最近磁极中性线的距离； $\beta$ 为换向开始时刻元件下层边沿转子行进方向至最近磁极中性线的距离。

设 $\alpha'=C_b-\alpha$ ， $\beta'=C_b-\beta$ ，则 $\alpha'$ 、 $\beta'$ 分别表示换向结束时刻，元件上层边、下层边沿转子行进反方向距最近磁极中性线的距离，可得到式(5)、式(6)。

$$\alpha'+\beta'=C_b-(y_m-y_n)$$
 (5)

$$(\alpha-\alpha')+(\beta-\beta')=2(y_m-y_n)$$
 (6)

若 $y_m=y_n$ ，则 $\alpha'+\beta'=\alpha+\beta=C_b$ ，且有 $\alpha=\beta'$ ， $\beta=\alpha'$ ，即换向开始时刻上层边、下层边沿转子行进方向距磁极中性线的距离，分别等于换向结束时刻下层边、上层边沿转子行进反方向距磁极中性线的距离，实现了互换，如图1所示。此时，换向元件上、下层边的中心线在换向开始与结束时刻的位置关于磁极中心线对称，这种换向条件对换向有利。

若 $y_m\neq y_n$ ，假定 $y_m=y_n+1$ ，则 $(\alpha-\alpha')+(\beta-\beta')=2$ ，

且会出现 $\alpha>\alpha'$ 和 $\beta>\beta'$ 的情况，这表明在换向开始时刻换向元件上层边和下层边距磁极中性线的距离均大于换向结束时刻对应的距离，如图2所示。若 $\alpha>1, \beta>1$ ，且极距 $\tau\approx 4$ ，则换向开始时刻元件位置处于磁极角度 $45^\circ$ 以上，即主磁场较强区域，这对换向不利。对式(4)进行变换，可得式(7)。

$$(\alpha-\frac{y_m-y_n}{2})+(\beta-\frac{y_m-y_n}{2})=C_b$$
 (7)

式(7)表明换向元件上、下层边的初始换向时刻沿转子行进方向移动 $(y_m-y_n)/2$ ，则换向效果等同于 $y_m=y_n$ 时的情况，有利于换向。

4 换向电势分析

在分析直流力矩电机换向的电磁作用原理时，一般认为换向元件在电磁场作用下产生两种电动势：其一为电抗电动势 $e_r$ （包括自感电动势 $e_L$ 与互感电动势 $e_M$ ）；其二为旋转电动势 $e_a$ ，其由换向元件切割交轴电枢反应磁场而产生。上述两种电动势的方向均与换向元件在换向前的电流方向一致，从而延迟换向<sup>[6-7]</sup>。

上述两种换向电势均未考虑换向元件在气隙主磁场中产生的电势。通常换向元件的两条边始终处于气隙磁场的较弱区域, 且该区域的宽度不小于换向元件的换向区域宽度。对于单叠绕组, 依据前文分析, 换向区域宽度较小, 可近似满足上述条件。但对于单波绕组, 由于换向区域宽度较大, 换向过程中元件边可能进入气隙磁场较强区域, 此时气隙主磁场将在换向元件中产生切割电势, 进而对换向产生影响。以下将对单波绕组情况下换向元件切割气隙主磁场产生的电势进行分析推导。

假设气隙磁场呈正弦分布, 则导体切割磁场产生的感应电动势 $e$ 可按式(8)计算。

$$e = Bl_a v = k_1 B \quad (8)$$

式中:  $B$  为气隙磁密;  $l_a$  为电枢铁芯长度,  $v$  为电枢行进的线速度;  $k_1$  为反电势与气隙磁密的比例系数。

换向元件边处的气隙磁密由式(9)计算, 相应的感应电动势则由式(10)计算。

$$B(x) = \sin\left(\frac{2\pi p}{K}x + \frac{\pi}{2}\right) = \cos\left(\frac{2\pi p}{K}x\right) \quad (9)$$

$$e(x) = k_1 B(x) = k_1 \cos\left(\frac{2\pi p}{K}x\right) \quad (10)$$

式中:  $x$  为换向元件经历的换向宽度。

换向元件产生的切割电动势, 即其上、下层边之间的电势差, 按式(11)计算。

$$e_z(x) = k_1 B(S_0 - x) - k_1 B(S_0 + y_1 - x) = 2k_1 k_d \sin\left(\frac{2\pi p}{K}\left(S_0 - x + \frac{y_1}{2}\right)\right), x \in [0, C_b] \quad (11)$$

式中:  $S_0$  为换向开始时刻换向元件1上层边所在的 $x$ 轴坐标;  $k_d$  为绕组的短距系数,  $k_d = \sin(\pi p y_1 / K)$ 。

将表1中左行或右行绕组的初始位置值 $S_0$ 代入式(11), 即可求得换向元件的切割电势, 结果如式(12)所示。

$$e_z(x) = -2k_1 k_d \sin\left(\frac{2\pi p}{K}\left(\frac{C_b}{2} + \frac{y_m - y_n}{2} - x\right)\right) \quad (12)$$

根据经典换向理论, 假定电刷与换向器间的接触电阻为线性, 且仅与接触面积成反比。考虑电势 $e_r$ 、 $e_a$ 、 $e_z$ , 则换向电流 $i$ 由式(13)给出。

$$i = \frac{C_b - 2x}{C_b} i_a + \frac{\Sigma e}{R} \frac{x}{C_b} \left(1 - \frac{x}{C_b}\right) + \frac{e_z}{R} \frac{x}{C_b} \left(1 - \frac{x}{C_b}\right) = i_1 + i_k + i_z \quad (13)$$

式中:  $i_a$  为换向元件在换向初始时刻的电流;  $R$  为电刷与换向片完全接触时的接触电阻;  $i_1$  为直线换向电流,

$i_1 = \frac{C_b - 2x}{C_b} i_a$ ;  $i_k$  为由 $\Sigma e$ 引起的延迟换向电流,  $i_k = \frac{\Sigma e}{R} \frac{x}{C_b} \left(1 - \frac{x}{C_b}\right)$ , 其中 $\Sigma e = e_r + e_a$ ;  $i_z$  为换向元件切割主磁场产生的换向电流,  $i_z = \frac{e_z}{R} \frac{x}{C_b} \left(1 - \frac{x}{C_b}\right)$ 。

主磁场切割电势 $e_z$ 在换向区域内所需的平均电磁

功率由式(14)给出。

$$P_z = \frac{1}{C_b} \int_0^{C_b} e_z(x) \frac{e_z(x)}{R} \frac{x}{C_b} \left(1 - \frac{x}{C_b}\right) dx = \frac{1}{R \cdot C_b^2} \int_0^{C_b} \left( -2k_1 k_d \sin\left(\frac{2\pi p}{K}\left(\frac{C_b}{2} + \frac{y_m - y_n}{2} - x\right)\right) \right)^2 \cdot x \left(1 - \frac{x}{C_b}\right) dx = \frac{(k_1 k_d)^2}{3R} - \frac{(k_1 k_d)^2}{R(2\pi p C_b)^3} \cdot (K^2 + 4C_b^2)^2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi p}{K}(y_m - y_n)\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi p C_b}{K} - \tan^{-1}\left(\frac{2\pi p C_b}{K}\right)\right) \quad (14)$$

式中:  $\sin\left(\frac{2\pi p C_b}{K} - \tan^{-1}\left(\frac{2\pi p C_b}{K}\right)\right) \geq 0$ , 当 $y_m = y_n$ 时, 换向元件主磁场引起的平均功率 $P_z$ 取得最小值; 否则, 换向损耗增加, 最终表现为电源输出功率增大, 电枢电流上升。

理想的换向电流呈线性变化, 由 $i_a$ 线性过渡至 $-i_a$ 。实际换向电流需考虑 $\Sigma e$ 、 $e_z$ 及 $\Sigma e + e_z$ 所带来的影响。在同一坐标系下, 绘制单波绕组第二节距前后跨距不同情况下的电势和电流曲线, 如图3~图5所示, 其中 $i_1$ 为直线换向电流,  $i_1 + i_k$ 为延迟换向电流,  $i_1 + i_k + i_z$ 为合成换向电流,  $e_z$ 为换向过程中切割主磁场所产生的电势。由于微小型直流电机通常不设换向极, 且 $\Sigma e \geq 0$ , 故换向类型主要为延迟换向。本文仅讨论 $e_z$ 对单波绕组延迟换向的影响, 相关波形如图3~图5所示。

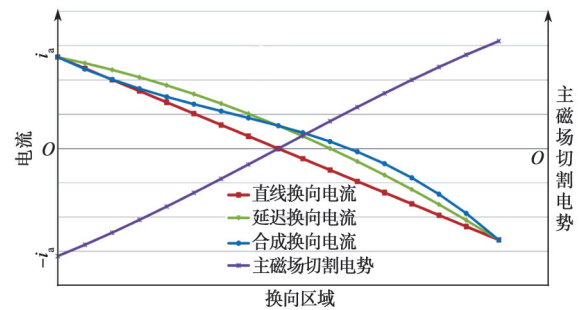


图3 单波绕组 $y_m = y_n$ 时换向元件切割主磁场的电势和电流  
Fig. 3 Electromotive force and current in commutating elements cutting main magnetic field at  $y_m = y_n$  in simplex wave winding

由图3可知, 取 $y_m = y_n$ 时,  $e_z(x)$ 在换向区域内关于 $C_b/2$ 对称。当 $x < C_b/2$ 时起到加速换向的作用; 当 $x > C_b/2$ 时起到延迟换向的作用; 当 $x = C_b/2$ 时 $e_z = 0$ 。合成换向电流整体表现为相对于原有延迟换向的进一步延迟, 但影响程度较小。

由图4可知, 取 $y_m = y_n - 1$ 时,  $e_z(x)$ 不再关于 $C_b/2$ 对称。在 $x < (C_b - 1)/2$ 区域内起到加速换向的作用; 在 $x > (C_b - 1)/2$ 时则起到延迟换向的作用, 且 $e_z(C_b) > -e_z(0)$ ; 在 $x = (C_b - 1)/2$ 时 $e_z = 0$ 。可以看出, 相对于原有的延迟换向,  $e_z$ 使延迟换向显著加剧, 这对元件换向极为不利。

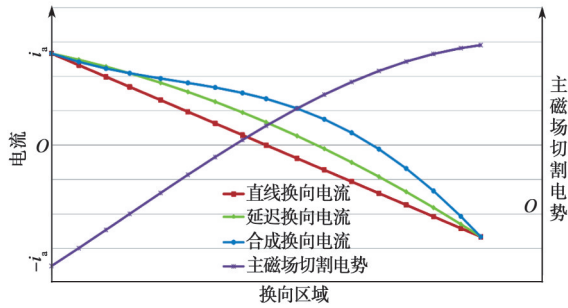


图4 单波绕组 $y_m=y_n-1$ 时换向元件切割主磁场的电势和电流

Fig. 4 Electromotive force and current in commutating elements cutting main magnetic field at  $y_m=y_n-1$  in simplex wave winding

由图5可知,取 $y_m=y_n+1$ 时, $e_z(x)$ 不再关于 $C_b/2$ 对称。在 $x < (C_b+1)/2$ 区域内起到加速换向的作用;在 $x > (C_b+1)/2$ 时起到延迟换向的作用,且 $e_z(C_b) < -e_z(0)$ ;在 $x=(C_b+1)/2$ 时 $e_z=0$ 。整体合成换向电流接近直线换向,对换向有利。但实际上,这仅限于单向旋转的电机;当电机反向旋转时,图5所示的情况将转变为图4,从而出现明显加剧的延迟换向。

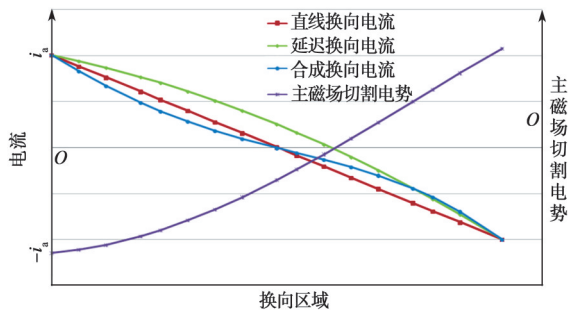


图5 单波绕组 $y_m=y_n+1$ 时换向元件切割主磁场的电势和电流

Fig. 5 Electromotive force and current in commutating elements cutting main magnetic field at  $y_m=y_n+1$  in simplex wave winding

在单波绕组第二节距前后跨距不对称的情况下,换向元件的主磁场切割电势相对换向区域呈不对称分布,导致换向明显延迟,同时消耗更多的换向功率,引起电枢电流增大。为消除这一不利影响,需将电动机的永磁磁极中心线相对电刷中心线,向第二节距前后跨距中取值较小的一侧移动 $|y_m-y_n|/2$ 的距离,对应的机械角度为 $|y_m-y_n|/2 \times 360/Z$  (其中 $Z$ 为电枢槽数),此时式(10)修正为式(15)。

$$e'(x) = k_1 B(x) = k_1 \cos \left( \frac{2\pi p}{K} \left( x - \frac{y_m - y_n}{2} \right) \right) \quad (15)$$

则式(12)可修正为式(16)。

$$e'_z(x) = -2k_1 k_d \sin \left( \frac{2\pi p}{K} \left( \frac{C_b}{2} - x \right) \right) \quad (16)$$

式(16)即等效于式(12)中 $y_m=y_n$ 的型式,将换向元件主磁场切割电势对换向的影响降低至最小。同时,换向元件主磁场换向平均功率 $P_z$ 取得最小值。

## 5 应用分析及实际案例

### 5.1 单波绕组不同前后跨距的应用分析

在换向电势分析中,同时需考虑磁极物理中性线的偏移。为减小磁阻力矩,某些直流电机常采用斜极或斜槽方式进行改善。对微小型直流电机而言,斜槽会减小槽的有效面积且冲片叠装工艺复杂,而分块式斜极永磁体可直接加工成型,因此目前多采用斜极结构。一般斜极的角度取为一个齿距,即 $\varphi = 360^\circ/Z$ ,此时磁极的物理中性线近似向斜极方向滞后 $\varphi/2$ 机械角度。

前文已详述合成 $\Sigma e$ 、换向元件主磁场切割电势 $e_z$ 对换向和换向功率的影响,以及改善换向的方法。结合斜极造成的磁极中性线偏移情况,在工程设计和实际应用中可总结如下规律和方法:

①对于单向旋转的直流电动机,可沿旋转反方向移动电刷<sup>[8]</sup>,以抵消合成电势 $\Sigma e$ 造成电枢电流延迟过零的影响,从而改善换向;也可沿旋转方向将单波绕组第二节距的前跨距设计为大于后跨距,以改善换向。

②对于双向旋转的直流电机,应尽可能使单波绕组第二节距的前、后跨距相等,且第一节距 $y_1$ 应尽量接近极距 $\tau$ ,并取到较大数值,实际设计时则需要考虑电枢结构、磁路工作点等因素<sup>[9]</sup>。

③对于双向旋转的直流电机,若存在斜极或第二节距的前后跨距不相等等情况,则需移动电刷或磁极以改善换向,减小空载电枢电流。针对斜极结构,应将磁极几何中心/中性线相对电刷中心线向斜的方向偏移约 $\varphi/2$ 机械角度(或电刷中心线反向移动);针对第二节距前后跨距不等的情况,则需将磁极几何中心/中性线向第二节距前后跨距中取值较小的一侧移动 $|y_m-y_n|/2$ 的距离,对应的机械角度为 $|y_m-y_n|/2 \times 360/Z$ 。当两者同时存在时,应根据各自偏移方向进行求和或求差,并依据带磁极位置的绕组布线图及实际嵌线工艺进行计算和设定。

由此可见,准确移动磁极或电刷位置,可保障直流电机换向的有效性和高效性,实现电机最小空载电流和最优力矩性能。对于微小型直流电机,受结构或材料强度限制,难以在电刷架上设计腰槽结构以实现电刷移动,依据本文方法,可精确设计磁极中心线/中性线的位置,而电刷架则采用固定通孔或沉孔安装,从而规避电刷架的设计问题。在特殊情况下,若电刷架在定子上的安装与定子自身的固定存在干涉,则可将单波绕组第二节距的前后跨距设计为不相等,再调节磁极或电刷位置,以获得适合的电刷架安装和定子固定位置。

### 5.2 实例分析

本文设计的某型直流力矩电机主要参数如表2

所示。

表2 某型直流力矩电机主要参数

Table 2 Main parameters of a certain type of DC torque motor

| 参数项目 | 参数值或说明 | 参数项目     | 参数值     |
|------|--------|----------|---------|
| 极对数  | $p=8$  | 换向节距     | $y_k=9$ |
| 槽数   | $Z=71$ | 第一节距     | $y_1=4$ |
| 换向片数 | $K=71$ | 第二节距     | $y_2=5$ |
| 绕组类型 | 右行     | 第二节距的前跨距 | $y_m=3$ |
| 斜极角度 | 1个齿距   | 第二节距的后跨距 | $y_n=2$ |

设计时, 定子采取斜极措施, 斜1个齿距, 即 $\varphi=360^{\circ}/71 \approx 5.07^{\circ}$ , 磁极中性线应偏移的角度为 $\theta_1=2.49^{\circ}$ 。第二节距的前后跨距不等,  $y_m=y_n+1$ ,  $|y_m-y_n|/2$ 对应的角度为 $\theta_2=2.54^{\circ}$ 。

为便于加工与调试, 工程上通常将电刷架组件与定子导磁环固定连接, 并在导磁环上设置刻线, 用以调整磁极中性线的位置。图6为磁极几何中性线偏移对齐情况, 其中左位置1为磁极中性线对齐偏置角度刻线 $\theta_1+\theta_2$ ; 中位置2为磁极中性线对齐偏置角度刻线 $\theta_1$ ; 右位置3为磁极中性线对齐偏置角度刻线 $\theta_1-\theta_2$ 。对这3种工况分别进行测试, 结果如表3所示。

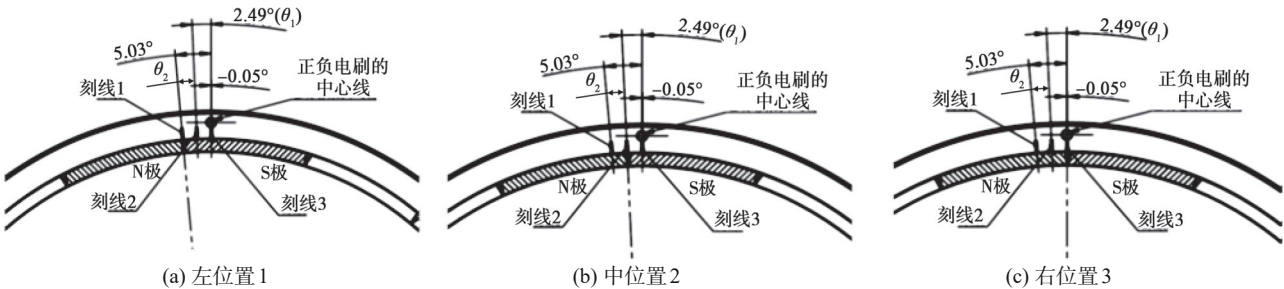


图6 磁极几何中性线偏移对齐

Fig. 6 Alignment of magnetic pole geometric neutral line offset

表3 不同磁极中性线偏置位置的某型直流力矩电机试验数据对比

Table 3 Comparison of test data for a certain type of DC torque motor with different magnetic pole neutral line offset positions

| 序号 | 项目                 | 左位置1           | 中位置2           | 右位置3           |
|----|--------------------|----------------|----------------|----------------|
| 1  | 24 V空载电流           | 0.430 A        | 0.243 A        | 0.063 A        |
| 2  | 力矩灵敏度              | 1.203 4 N·m/A  | 1.612 6 N·m/A  | 1.733 1 N·m/A  |
| 3  | 线性度                | 4.09 %         | 1.56 %         | 1.59%          |
| 4  | 2.5 N·m堵转力矩下的电压和电流 | 14.5 V/1.845 A | 12.7 V/1.568 A | 12.4 V/1.462 A |
| 5  | 力矩波动 (1 A下)        | 6.37%          | 3.66 %         | 2.27 %         |

由表3可知, 当磁极几何中性线对齐右位置3时, 电机性能最优, 对齐中位置2次之, 对齐左位置1最差。在对齐右位置3工况下, 电机空载电流小, 力矩灵敏度高, 力矩波动小, 且相同堵转力矩下所需的电压和电流均较低。

多数情况下, 单波绕组第二节距的前后跨距设计为相等, 此时只需考虑因斜极引起的物理中性线偏移, 类似于图6中的 $\theta_1$ , 将磁极几何中性线对准该偏置角度 $\theta_1$ , 电机即可获得最优性能, 这一结论已在多型直流电机中得到验证。对于本实例电机, 因第二节距的前后跨距不相等, 还需额外考虑偏置角度 $\theta_2$ , 即磁极几何中性线对准的最优位置为 $\theta_1$ 与 $\theta_2$ 之差, 这表明斜极方向与第二节距前后跨距中取值较大的一侧方向一致。在实际生产的一批该型电机中, 发现当磁极几何中性线对准 $\theta_1+\theta_2$ 的位置时 (即图6中的左位置1) 获得最优性能。经分析确认, 这是由于绕下线过程中因观察方向不同, 将绕组布线图中第二节距的前跨距与后跨距进行了调换, 导致斜极方向与第二节距前后跨距中取值较大的一侧方向相反。

6 结论

本文针对永磁直流电机单波绕组, 推导了换向区域宽度公式, 分析了不同换向时刻换向元件所处主磁场的位置以及第二节距前后跨距不同取值情况下对换向的影响, 进而给出了主磁场切割电势及其消耗功率的计算方法, 完善了经典换向理论。主要结论如下:

- ①单波绕组的换向区域宽度大于单叠绕组, 以单位换向片距为标幺值1时, 该宽度可表示为电刷宽度标幺值与换向片实部宽度标幺值之和减去极对数的倒数。
- ②当第二节距的前后跨距相等时, 换向元件上、下层边的中心线在换向开始与结束时刻关于磁极中心线对称, 换向功率最小, 对换向有利; 当跨距不等时, 换向元件在换向开始或结束时刻处于主磁场较强区域, 导致不利换向, 此时应将永磁磁极中性线相对电刷中心线向跨距较小的一侧移动 $|y_m-y_n|/2$ 的距离, 以改善换向性能。
- ③对于采用斜极的微型直流电机, 斜极会使磁

极物理中性线向斜极方向偏移 $1/2$ 的斜极角度。当斜极和前后跨距不等同时存在时,磁极中性线的总偏移量需根据各自偏移方向进行求和或求差。

④以某型直流力矩电机为例,采用上述中性线调整方法后,电机获得了最优的空载电流、力矩灵敏度、堵转力矩及力矩波动等技术指标。该方法实现了电刷位置的精准定位,有利于电机结构的小型化与轻量化设计。

#### 参考文献:

- [1] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.  
TANG Renyuan. Modern permanent magnet machines: theory and design[M]. Beijing: China Machine Press, 2016.
- [2] LAMME B G. A theory of commutation and its application to interpole machines[J]. Proceedings of the American institute of electrical engineers, 1911, 30(9): 2049-2094.
- [3] GLOWACZ Z, GLOWACZ W. Mathematical model of DC motor for analysis of commutation processes[C]//IEEE. 2007 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. Cracow: IEEE, 2007: 138-141.
- [4] SAWA K, ISATO M, UENO T, et al. Commutation characteristics and brush wear of DC motor at high rotation speed [C]//IEEE. 2017 IEEE Holm Conference on Electrical Con-  
tacts. Denver: IEEE, 2017: 176-181.
- [5] 叶金虎. 精密直流永磁电动机[M]. 北京: 科学出版社, 2017.  
YE Jinhu. Precision DC permanent magnet motors[M]. Beijing: Science Press, 2017.
- [6] 陈钊. 永磁直流电机换向及其相关问题的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.  
CHEN Zhao. Research on the commutation and related issues of brushes permanent magnet DC motor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010.
- [7] 杨克信. 直流电机换向问题的研究[J]. 船电技术, 2003, 23(1): 13-16.  
YANG Kexin. Research on the commutation of DC motor [J]. Marine electric & electronic technology, 2003, 23(1): 13-16.
- [8] 高明缙. 电刷位移对直流电机的影响[J]. 上海大中型电机, 2019(1): 21-23.  
GAO Mingjin. The influence of brush displacement on DC motors[J]. Shanghai large & medium electrical machines, 2019(1): 21-23.
- [9] 邢逾, 熊飞, 钱华, 等. 永磁直流力矩电动机中极槽配合与电机可靠性关系[J]. 微特电机, 2014, 42(6): 73-75.  
XING Yu, XIONG Fei, QIAN Hua, et al. Relationship between the pole-slot matching and reliability on permanent magnet DC torque motor[J]. Small & special electrical machines, 2014, 42(6): 73-75.

## Analysis and research on commutation of simplex wave windings of permanent magnet DC motors

PAN Longfei, WANG Jianfei, ZHU Tianyang, GAO Xiangyang, CHEN Jinglai

(Tianjin Navigation Instrument Research Institute, Tianjin 300131, China)

**Abstract:** In the analysis of DC motor commutation, if the effects of armature reaction and leakage flux are not considered, the commutation of elements shall occur in the geometric neutral zone of the main magnetic field. However, during actual operation, the main magnetic field also significantly influences the commutating zones. Based on the winding structural characteristics of permanent magnet DC motors, the commutating zone width for simplex wave windings was deduced. When this width failed to meet requirements, the induced electromotive force (EMF) generated by commutation elements cutting the main magnetic field notably affected the commutation process. In further research, the positions of commutation elements in the main magnetic field were examined at different commutation timings, and the calculation formula for the main magnetic field cutting EMF and the power consumption were deduced. By introducing the main magnetic field cutting EMF into the classical commutation theory formula, the commutation process for asymmetric front and rear spans of the second pitch was mainly analyzed. Consequently, the direction and angle for quantitative offset of the magnetic pole centerline/neutral line or brush were deduced. Prototype testing validates that the proposed method optimizes the motor's mechanical performance. This technology overcomes the limitations of traditional brush position adjustment methods, providing a practical engineering approach for the winding design, brush carrier, and stator installation structure of micro and small DC motors.

**Keywords:** simplex wave winding; commutating zone width; second pitch; front and rear spans; main magnetic field