

## ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С КОГТЕОБРАЗНЫМИ ПОЛЮСАМИ

Розглянуто особливості конструкції та розрахунку вентильного електродвигуна з кігтеобразними полюсами.

Рассмотрены особенности конструкции и расчета вентильного электродвигателя с когтеобразными полюсами.

The peculiarities of structure and calculation of the semiconductor rectifier electric engine with beak-shaped poles have been considered.

### Введение

Основными типами бесконтактных электродвигателей, используемых в регулируемом электроприводе, в частности тяговом, являются асинхронные и вентильные. В настоящей работе рассмотрены вентильные двигатели (ВД), как одно из быстроразвивающихся научно-технических направлений. Действительно, электропривод на основе вентильных двигателей все более широко используется в таких областях техники и промышленности, как приборная автоматика, станкостроение и робототехника, автоматизированные технологические линии, транспорт, аэрокосмическая техника, насосное и компрессорное оборудование и др. [1], где ранее в основном использовали асинхронные двигатели. Этому, кроме развития силовой полупроводниковой техники, в основном способствовало внедрение бесконтактной конструкции вентильных двигателей.

Преимущества бесконтактной конструкции очевидны: простота и технологичность производства, практически полное отсутствие технического обслуживания в процессе эксплуатации, высокая ремонтпригодность. Такой конструкцией обладают следующие ВД: индукторные, реактивные, с постоянными магнитами, с когтеобразными полюсами и с вращающимися трансформаторами. ВД с вращающимися трансформаторами в электроприводе не применяются поскольку, несмотря на бесконтактность, конструктивно являются еще более сложными, чем машины со скользящими контактами.

В настоящее время наиболее перспективными для применения в диапазоне малых мощностей являются реактивные ВД, малых и средних мощностей – ВД с постоянными магнитами [1], средних и больших мощностей – индуктор-

ные. Однако, для применения в тяговом приводе наибольший интерес представляют собой индукторные ВД и ВД с когтеобразными полюсами.

### Особенности конструкции и расчета

Ниже представлены особенности конструкции и расчета ВД с когтеобразными полюсами как наименее изученного и представляющего большой интерес как основа для тягового привода, охватывающего весь диапазон мощностей.

Статор и якорная обмотка у ВД с когтеобразными полюсами такие же, как и в обычных синхронных и асинхронных машинах. В остальном имеются существенные отличия. Ротор не имеет обмоток и состоит из вала с немагнитной вставкой (три части вала сварены трением) и двух полюсных систем северной и южной полярности, каждая из которых представляет собой цилиндрическую стальную отливку с когтеобразными полюсными выступами (рис. 1 и рис. 2).

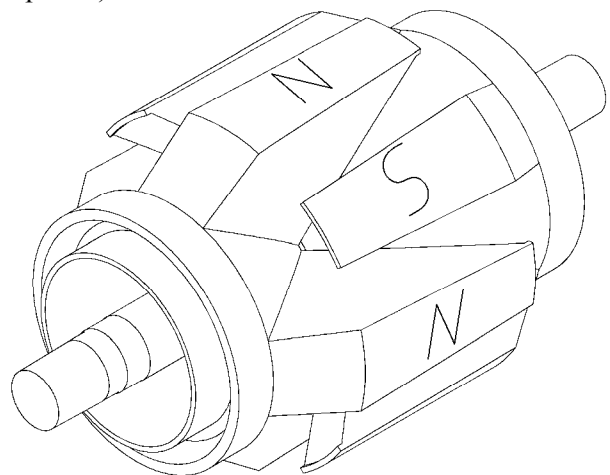


Рис. 1. Общий вид ротора с когтеобразными полюсами

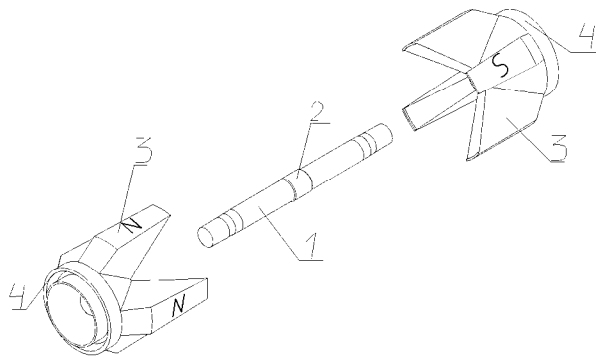


Рис. 2. Составные части когтеобразного ротора:  
1 – вал; 2 – немагнитная вставка; 3 – когтеобразные полюсные выступы; 4 – цилиндры полюсных систем

Обмотку возбуждения располагают на статоре и выполняют в виде двух колец.

Роль магнитопровода выполняют не только ротор и статор, но также подшипниковые щиты и станина [2] (рис. 3).

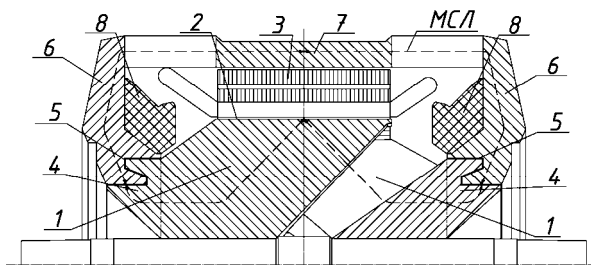


Рис. 3. Магнитная цепь ВД с когтеобразными полюсами:

1 – полюс; 2 – воздушный зазор; 3 – статор;  
4 – цилиндр полюсных систем; 5 – дополнительный воздушный зазор; 6 – подшипниковый щит; 7 – станина;  
8 – обмотка возбуждения; МСЛ – магнитная силовая линия

Особенностями расчета ВД с когтеобразными полюсами являются расчеты: магнитной цепи, индуктивных сопротивлений и добавочных потерь.

Как указано в [2], магнитная цепь ВД с когтеобразными полюсами является сложной благодаря своей трехмерной пространственной конфигурации и наличию развитых магнитных потоков рассеяния. Упрощенная схема замещения магнитной цепи двухполюсного ВД с когтеобразными полюсами представлена на рис. 4 [3]. Обозначения без штрихов относятся к левой половине, а обозначения со штрихами – к правой половине машины относительно оси поперечной симметрии машины на рис. 3. Элементы магнитной цепи представлены в виде источников МДС и магнитных сопротивлений. Однако в инженерной практике используется метод магнитных проводимостей [4]. Приведенная в [4] методика расчета магнитной цепи синхронных машин с когтеобразными полюса-

ми для малой и средней мощности после проведенного расчета ВД мощностью 1220 кВт оказалась применимой и для машин большой мощности [2].

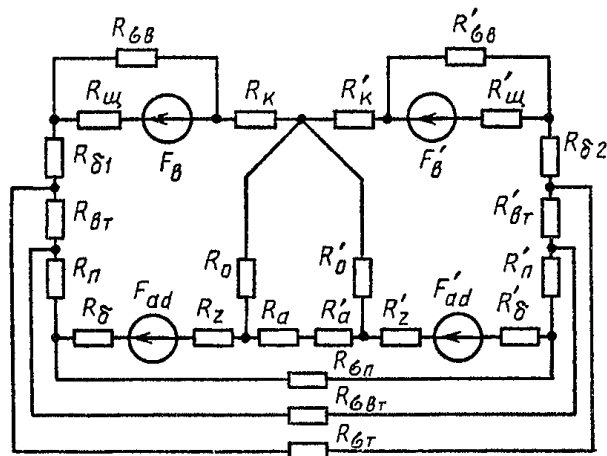


Рис. 4. Упрощенная схема замещения магнитной цепи ВД с когтеобразными полюсами:

$F_b$  – МДС одной ОБ;  $F_{ad}$  – МДС якоря на один полюс, приведенная к ОБ;  $R_к, R_щ, R_{\delta 1}, R_{\delta \tau}, R_{\delta}, R_z, R_a, R_0$  – соответственно, магнитные сопротивления половины наружного корпуса, левого бокового щита, дополнительного зазора, цилиндра полюсных систем, полюса, зубцового слоя якоря, спинки якоря (на полюс), пакета якоря между рабочим зазором и корпусом для полюса одной полярности;  $R_{св}, R_{стп}, R_{свт}, R_{ст}$  – соответственно, магнитные сопротивления рассеяния вокруг ОБ, между полюсами, между цилиндрами полюсных систем, между торцами пакета якоря и выступающими за пределы активной зоны участками полюсов

При расчете магнитного поля в воздушном зазоре ВД с когтеобразными полюсами, как и для явнополюсных машин, пользуются следующими коэффициентами: расчетной полюсной дуги  $\alpha_i$ , формы поля возбуждения  $k_\Phi$  и  $k_f$ , формы поля реакции якоря по продольной  $k_{ad}$  и  $k_a$  и поперечной  $k_{aq}$  осей и приведения МДС реакции якоря к МДС обмотки возбуждения  $k_d$  и  $k_q$ .

Несмотря на то, что у ВД с когтеобразными полюсами воздушный зазор между активными поверхностями выполняется равномерным, расчет магнитного поля в воздушном зазоре в общем случае усложняется. Этому способствует не только указанная выше сложная конфигурация магнитопровода и значительная протяженность пути потока, но также аксиальная составляющая магнитного потока в полюсах и, как следствие, переменная ширина активных поверхностей полюсов [5]. Переменная ширина активных поверхностей полюсов необходима

для уменьшения неравномерного распределения индукции по поверхности полюса.

В связи с этим в расчетные формулы для  $\alpha_i$ ,  $k_f$ ,  $k_{ad}$ ,  $k_a$ ,  $k_d$  и  $k_q$  введены поправки, уменьшающие эти коэффициенты в зависимости от величины скоса полюсов.

В результате проведенного расчета ВД большой мощности выяснилось, что рекомендуемая оптимальная геометрия активной поверхности полюса, при которой средняя относительная полюсная дуга равна 0,6...0,62, а максимальная – 0,9...0,95 [6] не улучшает добротность магнитопровода, а только увеличивает магнитные потоки рассеяния, делая невозможным размещение обмотки возбуждения таких размеров, чтобы создать требуемый основной магнитный поток. Опытным путем удалось установить, что для ВД с когтеобразными полюсами большой мощности более оптимальной будет средняя полюсная дуга, равная  $\approx 0,583$  и максимальная  $\approx 0,664$ . В связи с этим, формулы для определения вышеназванных коэффициентов можно использовать без поправок, что упрощает расчет. Более сильное же искажение кривой противо-ЭДС, чем в случае с большим скосом полюсов, не имеет существенного значения для ВД.

Как отмечалось в [2], одними из важнейших параметров определяющих работу ВД в переходных режимах, являются сверхпереходные индуктивные сопротивления. Однако расчетное определение их для машин традиционной конструкции и для машин с когтеобразными полюсами идет двумя разными путями. В общем случае сопротивление магнитопровода протекающим по нему вихревым токам является комплексным. В расчетах машин традиционной конструкции можно легко отдельно определить его мнимую составляющую, являющую собой индуктивное сопротивление. Но в машинах с когтеобразными полюсами это сделать невозможно.

В этом случае расчет выполняется так же, как и для машин с массивными полюсами [7]. В данной работе определение сверхпереходных параметров производится при помощи теоремы Умова-Пойнтинга, записанной в виде:

$$\underline{S} = \frac{1}{2} \int_S \underline{E}_m \cdot \underline{H}_m dS = \frac{1}{2} \cdot I_m^2 \cdot (r_{di} + jX_{di}), \quad (1)$$

откуда

$$r_{di} + jX_{di} = \frac{2 \cdot \underline{S}}{I_m^2}, \quad (2)$$

где  $\underline{E}_m$  и  $\underline{H}_m$  – комплексные амплитуды напряженностей магнитного и электрического полей на поверхности полюса;

$I_m$  – комплексная амплитуда вихревых токов в полюсе;

$\underline{S}$  – комплексная мощность, выделяемая в полюсе.

В работе [8] проведено уточнение расчетных формул и даны рекомендации по выбору поверхностей полюсов, поглощающих мощность  $\underline{S}$ .

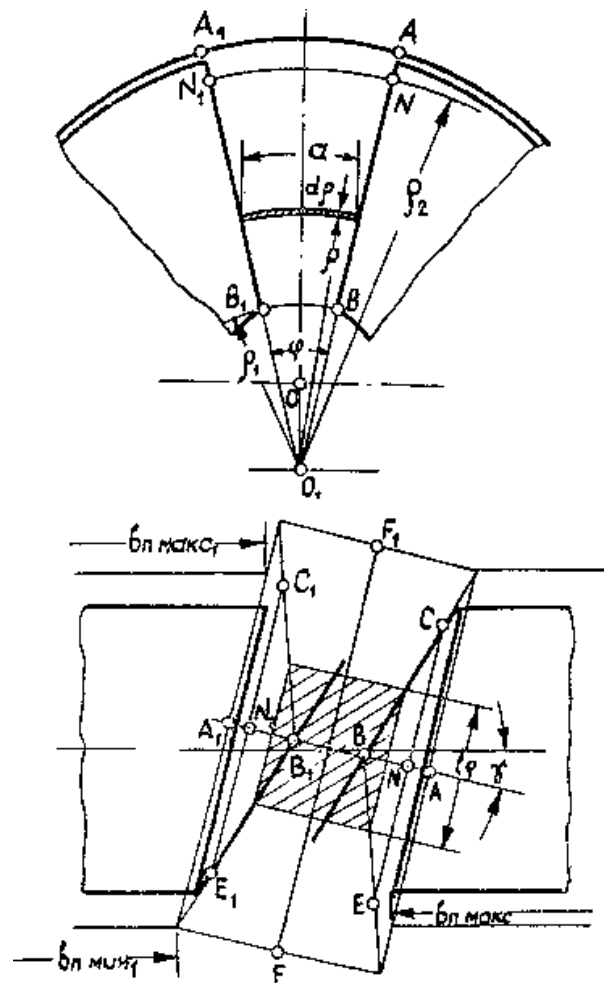


Рис. 5. Область тангенциального рассеяния

Т.к. площадь междуполюсного пространства необходимо определить точно, то для этого можно воспользоваться исходными положениями для расчета магнитных проводимостей междуполюсного рассеяния [4]. После некоторых преобразований получаем весьма удобные для инженерных расчетов формулы. В [4] поверхность междуполюсного рассеяния подразделяется на ряд идеализированных составляющих: тангенциальную, торцевую, угловую и

внутреннюю. Область тангенциального рассеяния имеет вид рис. 5.

Площадь тангенциального рассеяния определяется по формуле

$$S_{\tau} = \text{ctg} \beta'_1 \cdot (\rho_2^2 - \rho_1^2) - 2 \cdot \rho_2 \cdot \text{ctg} \beta'_1 \cdot (\rho_2 - \rho_1), \quad (3)$$

где  $\text{ctg} \beta'_1$  – котангенс расчетного угла скоса полюса;

$\rho_1, \rho_2$  – радиусы, проведенные из точки пересечения условных продолжений поверхностей тангенциального рассеяния полюсов [4].

Область торцевого и углового рассеяния имеет вид рис. 6.

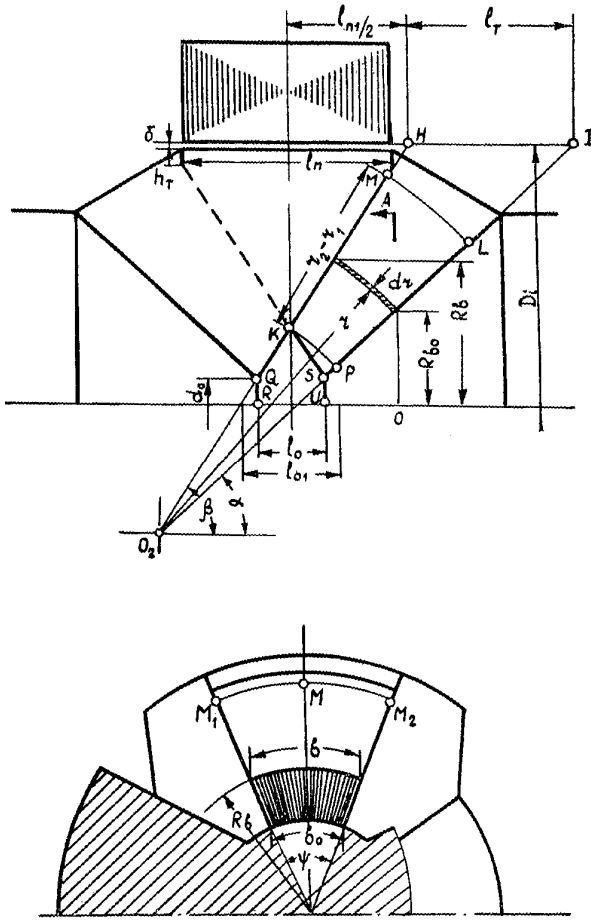


Рис. 6. Область торцевого и углового рассеяния

Площадь углового рассеяния пренебрежимо мала по сравнению с остальными поверхностями, поэтому ею можно пренебречь. Площадь торцевого рассеяния определяется по формуле:

$$S_T = \frac{\pi \cdot \alpha_{\min 1}}{p} \left( \frac{\sin \beta}{2} \cdot (r_2^2 - r_1^2) + \frac{\sin \alpha}{2} \times$$

$$\times (r_2^2 - r_1^2) - B \cdot (r_2 - r_1) \right), \quad (4)$$

где  $\alpha_{\min 1}$  – расчетный коэффициент минимального полюсного перекрытия;

$\beta$  – угол скоса полюса;

$r_1, r_2$  – радиусы нижней и верхней границы области рассеяния;

$\alpha$  – угол скоса поверхности полюсной системы другой полярности, расположенной напротив торца полюса, площадь поверхности которого определяется;

$B$  – размер [4];

$p$  – число пар полюсов.

Область внутреннего рассеяния имеет вид рис. 7.

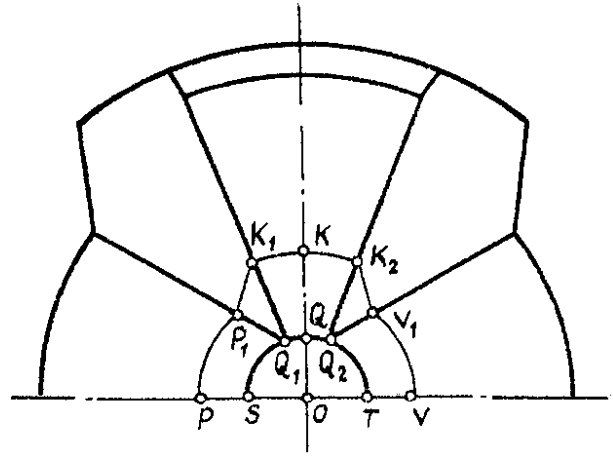


Рис. 7. Область внутреннего рассеяния

Площадь внутреннего рассеяния определяется по формуле:

$$S_i = \frac{\pi \cdot R_{\text{Mmin1}}^2}{p} + \frac{(2 \cdot R_{\text{Mmin1}} + \frac{l_0}{2} \text{tg} \beta) \cdot \frac{l_0}{2} \text{tg} \beta}{p}, \quad (5)$$

где  $R_{\text{Mmin1}}$  – радиус основания полюса;

$l_0$  – расстояние между цилиндрами полюсных систем [4].

Площадь поверхности рассеяния полюса определяется как сумма площадей идеализированных составляющих

$$Q_{\sigma} = 2S_{\tau} + S_T + S_i. \quad (6)$$

Далее определяются параметры элементов схемы замещения машины по продольной и поперечной осям (в переходных режимах). Сверхпереходные сопротивления определяются

как входные сопротивления по отношению к зажимам машины [8] (рис. 8).

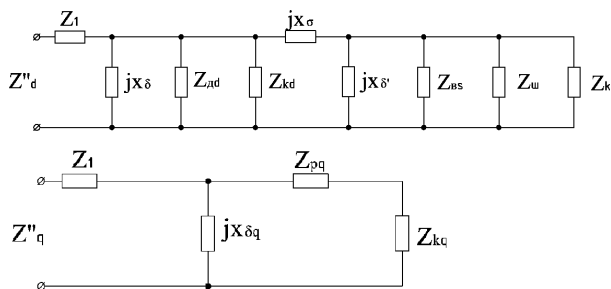


Рис. 8. Схемы замещения по двум осям синхронной машины с когтеобразными полюсами для расчета сверхпереходных индуктивных сопротивлений:

$Z_d''$  и  $Z_q''$  – полные сверхпереходные сопротивления, соответственно, по продольной и поперечной осям;  $Z_1$  – полное индуктивное сопротивление обмотки якоря;  $jX_\delta$  и  $jX_{\delta q}$  – индуктивное сопротивление основного воздушного зазора, соответственно, по продольной и поперечной осям;  $Z_{ld}$  и  $Z_{pq}$  – полные сопротивления, отображающие демпфирующие контуры массивных полюсов, соответственно, по продольной и поперечной осям;  $Z_{kd}$  и  $Z_{kq}$  – “–” короткозамыкающих колец, соответственно, по продольной и поперечной осям;  $Z_{bs}$  – “–” обмотки возбуждения;  $Z_{ш}$  – “–” подшипниковых щитов;  $Z_k$  – “–” станины;  $jX_\sigma$  – индуктивное сопротивление междуполюсного рассеяния;  $jX_{\delta'}$  – индуктивное сопротивление дополнительного воздушного зазора

Мнимая составляющая  $Z_d''$  и  $Z_q''$  будет искомым сверхпереходным индуктивным сопротивлением, соответственно, по продольной и поперечной осям.

Добавочные потери в синхронных машинах с когтеобразными полюсами, как правило, больше, чем в синхронных машинах обычного исполнения. Прежде всего, это связано с наличием массивного ротора, ферромагнитных щитов и станины по которым замыкается основной магнитный поток.

Добавочные потери состоят из: добавочных потерь в лобовых частях обмотки якоря, добавочных потерь в пазовой части обмотки якоря, добавочных потерь в обмотке возбуждения, добавочных потерь в сердечнике якоря, добавочных потерь в станине и щитах [9]. Это можно отнести и к ВД с когтеобразными полюсами. Причем точное расчетное определение их настолько сложно, что для синхронных машин с когтеобразными полюсами их определяют экспериментально и на основании эксперимента даются приближенные формулы. Также можно

воспользоваться методом физического моделирования и определить добавочные потери по переводной формуле [9].

Данные выражения целесообразно применять для высокоскоростных синхронных машин повышенной частоты. Для ВД, работающего с номинальной частотой 80 Гц, на начальном этапе проектирования допустимым является приближенная оценка добавочных потерь. В проектируемом ВД добавочные потери, рассчитанные по переводной формуле, оказались равными 0,3 % от номинальной мощности. Более точное определение добавочных потерь требует новых исследований в области именно вентильных двигателей.

### Выводы

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что ВД с когтеобразными полюсами является огромной неисследованной областью, которой могут быть посвящены десятки научных и инженерных работ, которые, наряду с оптимальным проектированием, могут создать мощную базу для электрической тяги и иных областей управляемого электропривода.

Продольный разрез тягового ВД с когтеобразными полюсами представлен на рис. 9.

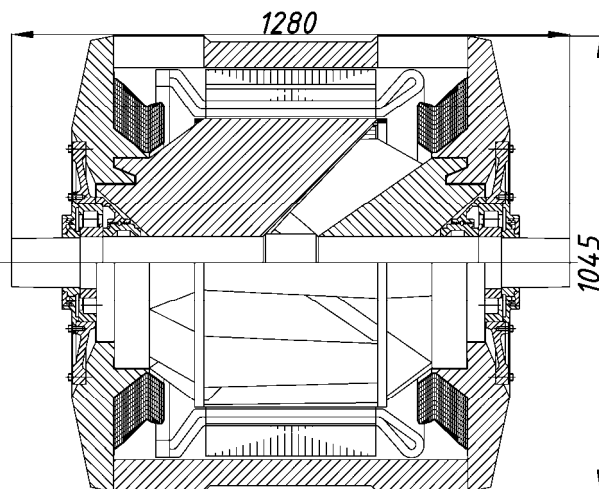


Рис. 9. Продольный разрез тягового ВД с когтеобразными полюсами

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Овчинников, И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе [Текст] : курс лекций / И. Е. Овчинников. – СПб.: КОРОНА-Век, 2006. – 336 с.
2. Друбецкий, А. Е. Особенности конструкции вентильного электродвигателя с когтеобразными полюсами [Текст] / А. Е. Друбецкий // Гірнична електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. – 2009. – Вип. 83. – С. 104-110.

3. Бут, Д. А. Бесконтактные электрические машины [Текст] : учеб. пособие для электромех. и электроэнерг. спец. вузов / Д. А. Бут. – М.: Высш. шк., 1990. – 416 с.
4. Рыжков, В. С. Методика расчета магнитной проводимости междуполосного рассеяния в машинах с когтеобразными полюсами [Текст] / В. С. Рыжков // Бесконтактные электрические машины. – 1968. – т. 7. – С. 137-157.
5. Рыжков, В. С. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре синхронной машины с когтеобразными полюсами [Текст] / В. С. Рыжков // Бесконтактные электрические машины. – 1975. – Вып. 14. – С. 134-160.
6. Ротор синхронной машины с когтеобразными полюсами [Текст] : а. с. № 313259 (СССР) / Л. А. Зильберштейн, Г. А. Минаева, В. А. Потенко и др. // Открытия, изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки. – 1971. – № 26.
7. Пик-Пичак, А. А. К расчету массивного ротора [Текст] / А. А. Пик-Пичак. // Вестник электропромышленности. – 1959. – № 6. – С. 36-44.
8. Туманов, В. И. Расчетное и экспериментальное определение сверхпереходных параметров синхронных машин с внешнезамкнутым магнитным потоком [Текст] / В. И. Туманов // Вестник электропромышленности. – 1962. – № 6. – С. 41-44.
9. Рыжков, В. С. Добавочные потери в бесконтактных синхронных машинах с когтеобразным ротором [Текст] / В. С. Рыжков // Электротехника. – 1967. – № 5. – С. 31-35.

Поступила в редколлегию 09.03.2010.

Принята к печати 17.03.2010.