

7. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. Л.: Энергоиздат, 1981. 288 с.

8. Фортов В. Е. Взрывные генераторы мощных импульсов электрического тока. М.: Наука, 2002. 399 с.

9. Русин Ю. С. Метод приближенного расчета электрической емкости // Электричество. 1960. № 11. С. 48.

10. Адамов В. Е., Бакланов Г. И., Устинов А. И. Статистика промышленности. М.: Наука, 1976. 439 с.

S. V. Braun

Saint Petersburg State Marine Technical University

V. A. Bystrov

Krylov of State Research Centermail

L. P. Kozlova

Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

CONNECTION BETWEEN ELECTRICAL AND GEOMETRICAL PARAMETERS

Approximate method of definition of solenoid capacity convenient for practical calculations is proposed [n the paper. This method is reseved as a result of comparison of examined analytical solutions of similar technical problems. Necessity of calculation of capacity appears under different and wireless device manufacturing. Practical character of ordinary problems does not demand high accuracy of result. Approximate method of definition of solenoid capacity is proposed.

Electric capacity, solenoid, wire, circular winding, mean value, error

УДК 621.313

М. А. Ваганов, А. А. Гарчук

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Магнитная индукция в воздушном зазоре вентильного двигателя

Составлено выражение для магнитной индукции в воздушном зазоре двигателя с возбуждением от постоянных радиально намагниченных магнитов прямоугольного сечения, которое может быть использовано при анализе поперечной геометрии вентильного двигателя с целью определения как оптимального значения диаметра расточки статора, так и определения оптимального значения магнитной индукции в воздушном зазоре двигателя.

Постоянные магниты, кривая размагничивания, остаточная индукция и коэрцитивная сила, магнитная индукция в воздушном зазоре, ширина и высота постоянного магнита, коэффициент полюсного перекрытия

Вентильный двигатель представляет собой функциональное объединение двух преобразователей: электромеханического и полупроводникового, управляемого с помощью датчика положения ротора. Такая система, состоящая из неоднородных по своему принципу действия блоков, оказывается, тем не менее, достаточно надежной в сравнении с коллекторным двигателем постоянного тока практически при тех же потребительских свойствах.

В настоящее время в вентильных двигателях в качестве источника магнитного поля возбуждения используются главным образом постоянные магниты, имеющие в ряде случаев достаточно сложную химическую и физическую структуру [1]. Материалы, из которых изготавливаются постоянные магниты, характеризуются, в первую очередь, тремя физическими величинами: остаточная магнитная индукция B_r , определяющая началь-

ный магнитный поток магнита; коэрцитивная сила H_c , от которой зависит степень устойчивости магнита относительно внешних размагничивающих магнитных полей и, наконец, максимальная энергия магнитного поля магнита. Другой важной характеристикой постоянного магнита является его стоимость, определяющая стоимость готового изделия с этим постоянным магнитом. К числу наиболее дешевых относятся феррит-бариевые или феррит-стронциевые магниты, имеющие остаточную магнитную индукцию порядка 0.3 Тл. Их альтернативой служат более дорогие магниты, например типа «нежебор», содержащие в своей основе химические элементы неодим, железо и бор и обеспечивающие остаточную магнитную индукцию до 1.44 Тл. Применение подобных магнитов в электрических машинах позволяет существенно снизить расход меди и стали, но при общем повышении стоимости этих машин.

С этим вопросом тесно связано качество спроектированной машины, зависящее от критериев, используемых в процессе проектирования. Среди них наиболее предпочтителен массогабаритный показатель.

Ротор в вентильных двигателях, как правило, многополюсный и имеет от двух до восьми пар полюсов при использовании радиально намагниченных магнитов. При большем числе пар полюсов применяется ротор коллекторного типа с тангенциально намагниченными магнитами. В данной статье рассматриваются только радиально намагниченные магниты.

Электромеханический преобразователь вентильного двигателя включает в себя два активных элемента: статор с обмоткой и ротор с постоянными магнитами. Эти два элемента в совокупности должны быть спроектированы таким образом, чтобы обеспечить наилучшее использование активного объема двигателя относительно электромагнитного момента. Данное положение будем рассматривать как возможный критерий проектирования и на его базе будем составлять соответствующую расчетную математическую модель вентильного двигателя.

Проведем мысленный эксперимент. Зафиксируем наружный диаметр пакета стали статора и его длину, а также длину воздушного зазора. Тогда увеличение диаметра расточки статора за счет уменьшения высоты его зубцовой зоны (т.е. уменьшение сечения меди обмотки статора) при

одновременном увеличении наружного диаметра ротора и соответствующем возрастании высоты постоянных магнитов будет сопровождаться снижением электромагнитного момента двигателя. Точно так же уменьшение диаметра расточки статора с одновременным увеличением высоты зубцовой зоны статора (увеличение сечения меди его обмотки) и соответствующее уменьшение наружного диаметра ротора за счет уменьшения высоты постоянных магнитов будет иметь своим следствием новое уменьшение электромагнитного момента двигателя. Из этого однозначно следует, что обязательно должен существовать некоторый оптимальный диаметр расточки статора, при котором электромагнитный момент, развиваемый двигателем, будет иметь максимально возможное значение в данном фиксированном объеме.

В связи с этим необходимо разработать такую математическую модель вентильного двигателя, которая позволила бы реализовать предложенный алгоритм. Для этого должны быть решены две задачи: составление выражения для амплитуды магнитной индукции в воздушном зазоре, учитывающего свойства материала постоянных магнитов (а именно, остаточную магнитную индукцию и коэрцитивную силу) и их геометрические размеры (высота и ширина постоянных магнитов), а также разработка описания зубцовой зоны статора при учете значений магнитных индукций в зубцах и сердечнике статора.

Рит-бариевые и редкоземельные постоянные магниты характеризуются практически прямой кривой размагничивания [2], за исключением ее начальной части в зоне точки коэрцитивной силы H_c (рис. 1). Для удобства математического описания подобных кривых размагничивания выполняется спрямление этих кривых в их начальной части и вводится в рассмотрение расчетная или условная коэрцитивная сила H'_c .

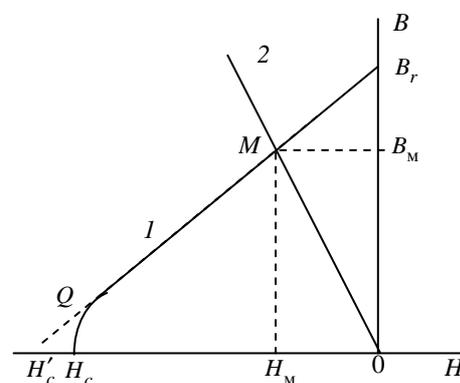


Рис. 1

Для перечисленных материалов постоянных магнитов кривая возврата [1] совпадает с основной кривой размагничивания материала, т. е. коэффициент возврата равен единице (при этом условии можно считать, что постоянный магнит стабилизирован, т. е. после прекращения воздействия внешней размагничивающей или намагничивающей МДС восстанавливается положение рабочей точки на кривой возврата).

Реальная криволинейная зависимость $B = f(H)$ материала постоянного магнита представлена на рис. 1 в виде кривой $H_c QMB_r$. Для получения аналитического решения задачи целесообразно выполнить спрямление кривой $H_c QMB_r$. С этой целью практически прямолинейный участок QMB_r кривой $H_c QMB_r$ продолжим влево вниз до пересечения с осью абсцисс в точке H'_c . И тогда получим аналитическое выражение для спрямленной кривой I размагничивания материала постоянного магнита в следующем форме [3]:

$$B = B_r - HB_r / H'_c. \quad (1)$$

Для получения решения задачи в общем виде, а также с целью большей наглядности анализа полученного решения целесообразно ввести в рассмотрение относительные единицы для магнитных величин, принимая за базу для магнитной индукции остаточную магнитную индукцию материала постоянного магнита B_r , а для напряженности магнитного поля расчетную коэрцитивную силу H'_c . При этих условиях, например, магнитная индукция в воздушном зазоре в относительных единицах или, что то же самое, относительное значение магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\delta*} = B_{\delta} / B_r$, а относительное значение напряженности магнитного поля в нейтральном сечении магнита $H_{M*} = H_M / H'_c$.

Разделим левую и правую части (1) на B_r и тогда, имея в виду, что относительное значение магнитной индукции в произвольном сечении $B_* = B / B_r$ и относительное значение напряженности магнитного поля в этом же сечении $H_* = H / H'_c$, получим выражение для кривой размагничивания материала постоянного магнита в относительных единицах

$$B_* = 1 - H_*. \quad (2)$$

Применительно к рис. 1 выражение (2) описывает прямую $H'_c B_r$, но только в относительных единицах. И на этой прямой располагается рабочая точка M постоянного магнита с координатами H_M и B_M . При этом B_M определяет магнитную индукцию в нейтральном сечении магнита, а величина H_M характеризует напряженность магнитного поля в данном сечении. Нейтральное сечение постоянного магнита (имеется в виду поперечное сечение относительно собственного магнитного потока данного магнита), находящегося в воздухе или встроенного в конкретное изделие, представляет собой такое его поперечное сечение, в котором собственный магнитный поток постоянного магнита оказывается максимально возможным и равным Φ_M . По мере удаления от нейтрального сечения в направлении силовых линий магнитный поток уменьшается из-за наличия потоков магнитного рассеяния Φ_{σ} , выходящих из постоянного магнита в окружающее пространство. Так что в рабочей зоне внешней магнитной цепи постоянного магнита, а в рассматриваемом случае это воздушный зазор δ в магнитной системе вентильного двигателя (рис. 2), получим магнитный поток Φ_{δ} .

Предполагая магнит идеально намагниченным, можно считать магнитную индукцию B_M постоянной во всех точках нейтрального сечения, и тогда $\Phi_M = B_M b_M l_M$.

На рис. 2 представлен поперечный разрез электромеханической части вентильного двигателя, где приняты следующие обозначения: 1 – пакет стали статора с обмоткой уложенной в пазы по расточке статора; 2 – ротор (как правило, шихтованный), размещенный в расточке статора; 3 – постоянные магниты; 4 – сквозные отверстия в стали ротора, позволяющие снизить потоки рассеяния с боковых поверхностей постоянных магнитов. В большинстве случаев используются постоянные магниты в форме брусков шириной b_M , высотой h_M и длиной l_M . Длина l_M представляет собой аксиальный размер, т. е. размер магнита в направлении оси двигателя. В данном случае примем размер $l_M = l_1$ [4], [5], представляющий собой длину пакета стали статора.

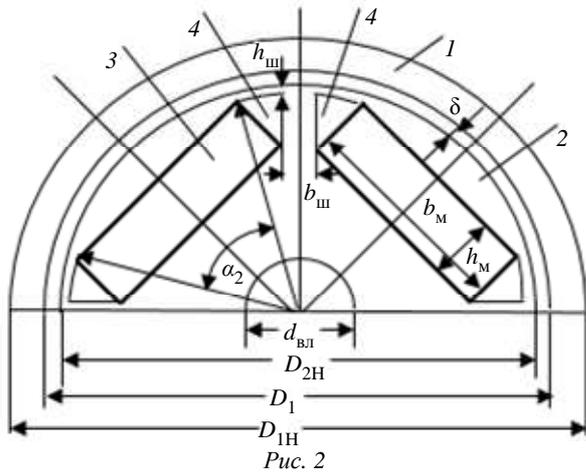


Рис. 2

Полный магнитный поток постоянного магнита $\Phi_M = \Phi_\delta + \Phi_\sigma$. Данное выражение может быть преобразовано к виду $\Phi_M = \Phi_\delta (1 + \Phi_\sigma / \Phi_\delta) = \Phi_\delta k_\sigma$. Коэффициент $k_\sigma = 1 + \Phi_\sigma / \Phi_\delta$ называется коэффициентом рассеяния магнитной системы и для постоянных магнитов прямоугольного сечения $k_\sigma = 1.33 \dots 1.35$. При этом учитываются потоки рассеяния как с боковых поверхностей магнита площадью $h_M l_M$, так и с его торцевых поверхностей площадью $b_M h_M$.

Поток рассеяния Φ_σ следует рассматривать как основной поток рассеяния, связанный с принципом работы самого постоянного магнита, практически не зависящий от условий работы магнита в конкретной магнитной системе.

После установки постоянных магнитов в магнитную систему электрической машины могут появиться условия для создания дополнительных или вторичных потоков рассеяния $\Phi_{\sigma d}$. Так, например, в рассматриваемом случае постоянные магниты располагаются в окнах прямоугольного сечения $b_M h_M$ (рис. 3), между которыми существуют соединительные мостики (шунты) высотой $h_{ш}$ и шириной $b_{ш}$.

Это, прежде всего, поток рассеяния $\Phi_{\sigma ш}$ (рис. 4) постоянных магнитов l вокруг окон 2. На рис. 4 (фрагмент рис. 2) замкнутая кривая 3 представляет собой одну из силовых линий магнитного потока рассеяния $\Phi_{\sigma ш}$. Поток рассеяния

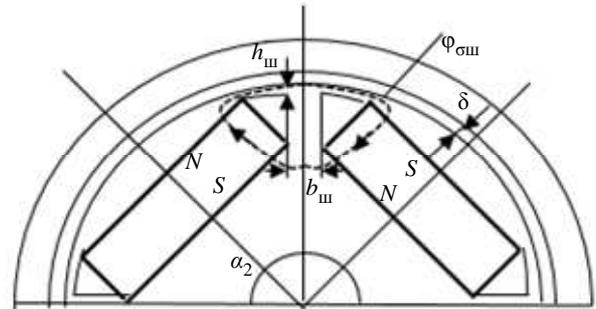


Рис. 3

$\Phi_{\sigma ш}$ создается полной МДС постоянного магнита $F_M = H_M h_M$. При расчете этого потока рассеяния $\Phi_{\sigma ш}$ для простоты можно принять высоту шунта (рис. 2) $h_{ш} = b_{ш} / 2$, и тогда магнитные индукции $B_{ш}$ на этих участках магнитной системы будут теоретически одинаковыми. Напряженность магнитного поля в шунтах, соответствующую магнитной индукции $B_{ш}$, обозначим через $H_{ш}$. Длина пути средней силовой линии $L_{ш.ср}$ потока $\Phi_{\sigma ш}$ определяется приближенно выражением $L_{ш.ср} = h_M \cos(\pi / (2p)) + h_M \sin(\pi / (2p)) = \sqrt{2} \cdot h_M \cos(\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{2p})$. На основании закона полного тока падение магнитного потенциала в шунте $L_{ш} H_{ш}$ равно МДС постоянного магнита F_M и отсюда напряженность магнитного поля в шунте $H_{ш} = H_M b_M / L_{ш}$.

По кривой намагничивания материала ротора для полученного значения $H_{ш}$ находим магнитную индукцию в шунте $B_{ш}$ и соответствующий магнитный поток через два шунта $\Phi_{\sigma ш} = 2 B_{ш} h_{ш} l_M$.

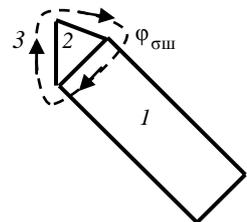


Рис. 4

Второй возможный вариант существования потока рассеяния $\Phi_{\sigma ш}$ представлен на рис. 3, когда силовые линии потока рассеяния проходят по мостику высоты $h_{ш}$ непосредственно от одного магнита к соседнему и создаются в соответствии с рис. 3 двойной МДС $2 F_M = 2 H_M h_M$.

В этом случае длина пути средней силовой линии $L_{ш.ср}$ потока $\Phi_{\sigma ш}$ будет определяться выражением $L_{ш.ср} = 2 h_M \cos(\pi/(2p)) + 2 b_{ш}$.

Полезный магнитный поток постоянного магнита (или, что то же самое, магнитный поток в воздушном зазоре) будет определяться выражением $\Phi_{\delta} = \Phi'_{\delta} - 2 \Phi_{\sigma ш}$, где $\Phi'_{\delta} = \Phi_M / k_{\sigma} = B_M b_M l_M / k_{\sigma}$.

Введем в рассмотрение полюсное деление статора $\tau_1 = \pi D_1 / (2p)$, и тогда поверхность рашточки статора, соответствующая одному полюсному делению, будет определяться выражением $Q_{\delta} = \tau_1 l_1 = \pi D_1 l_1 / (2p)$. При этом условии среднее значение магнитной индукции в воздушном зазоре δ вентильного двигателя $B_{\delta ср} = \Phi_{\delta} / Q_{\delta} = B_M b_M l_M / (Q_{\delta} k_{\sigma}) = 2p B_M b_M l_M / (\pi D_1 l_1 k_{\sigma})$. Принимая $l_M = l_1$, получим следующее выражение:

$$B_{\delta ср} = 2p B_M b_M / (\pi D_1 k_{\sigma}).$$

Для определения амплитудного значения магнитной индукции в воздушном зазоре снова воспользуемся законом полного тока, в соответствии с которым падение магнитного потенциала в магнитной цепи вентильного двигателя, т. е. в воздушном зазоре, а также в зубцовой зоне и в сердечнике статора $F_{\delta} k_H$ равно МДС постоянного магнита $F_M = H_M h_M$. Коэффициент k_H учитывает падение магнитного потенциала в стали статора, а МДС $F_{\delta} = 1.6 B_{\delta} \delta k_{\delta} 10^6$ представляет собой падение магнитного потенциала в воздушном зазоре на пару полюсов. Коэффициент k_{δ} учитывает увеличение магнитного сопротивления воздушного зазора при зубчатом якоре. Из равенства $F_M = F_{\delta} k_H$ получим выражение для амплитуды магнитной индукции в воздушном зазоре.

Предварительно запишем выражение (1) относительно координат B_M, H_M рабочей точки M постоянного магнита на прямой возврата (рис. 1).

$$B_M = B_r - H_M B_r / H'_c. \quad (3)$$

Раскрывая равенство $F_M = F_{\delta} k_H$, получим $2 H_M h_M = 1.6 B_{\delta} \delta k_{\delta} k_H 10^6$. Отсюда находим напряженность магнитного поля в нейтральном сечении

$$H_M = 1.6 B_{\delta} \delta k_{\delta} k_H 10^6 / h_M. \quad (4)$$

После подстановки (4) в (3) получим

$$B_M = B_r - 1.6 \cdot 10^6 B_{\delta} \delta k_H B_r / (h_M H'_c). \quad (5)$$

Введем в рассмотрение отношение $B_{\delta ср} / B_{\delta} = \alpha_2$, где α_2 представляет собой коэффициент полюсного перекрытия. При учете полученного выражения для α_2 , выражение для среднего значения магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\delta ср} = 2p B_M b_M l_M / (\pi D_1 l_1 k_{\sigma})$ перепишем в следующей форме $B_{\delta} = 2p B_M b_M l_M / (\pi \alpha_2 D_1 l_1 k_{\sigma})$. Отсюда получим выражение для магнитной индукции в нейтральном сечении магнита

$$B_M = \pi \alpha_2 B_{\delta} D_1 l_1 k_{\sigma} / (2p b_M l_M). \quad (6)$$

Приравняв правые части выражений (5) и (6), получим следующее выражение для амплитуды магнитной индукции в воздушном зазоре вентильного двигателя:

$$B_{\delta} = B_r / (\pi \alpha_2 D_1 l_1 k_{\sigma}) / [(2p b_M l_M) + 1.6 \cdot 10^6 \delta k_{\delta} k_H B_r / (h_M H'_c)]. \quad (7)$$

В него входят ширина b_M постоянного магнита и его высота h_M , которые можно выразить через диаметр рашточки статора D_1 и коэффициент полюсного перекрытия α_2 , а также через число пар полюсов p двигателя, используя рис. 2.

$$b_M = (D_1 - 2\delta - 2h_{ш}) \sin(\pi \alpha_2 / (2p)), \quad (8)$$

Для вывода выражения, определяющего высоту постоянного магнита h_M воспользуемся рис. 5, который отличается от рис. 2 дополнительным построением ΔOAC , в котором известны сторона AO и углы $\angle AOC = \beta$ и $\angle ACO = \gamma$. В частности, $AO = D_1 / 2 - \delta - h_{ш}$ и $\beta = (1 - \alpha_2) \pi / (2p)$, $\gamma = \pi - \pi / (2p)$.

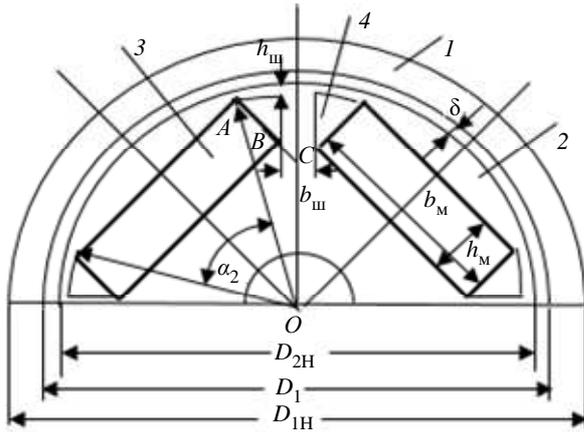


Рис. 5

Используя теорему синусов для ΔOAC , можно определить отрезок $AC = AO \sin \beta / \sin \gamma$. В соответствии с рис. 5 отрезок $AC = AB + BC$. Так как $h_M = AB = AC - BC$, а $BC = b_{ш} / [2 \operatorname{tg}(\pi / (2p))]$, то высота постоянного магнита

$$h_M = AO \sin \beta / \sin \gamma - b_{ш} / [2 \operatorname{tg}(\pi / (2p))], = (D_1 / 2 - \delta - h_{ш}) \sin \beta / \sin \gamma - b_{ш} / [2 \operatorname{tg}(\pi / (2p))].$$

Для простоты и удобства дальнейших вычислений можно принять $b_{ш} = 2 h_{ш}$ и тогда получим

$$h_M = (D_1 / 2 - \delta - h_{ш}) \sin \beta / \sin \gamma - h_{ш} \operatorname{ctg}(\pi / (2p)) = (D_1 / 2 - \delta) \sin \beta / \sin \gamma - h_{ш} [\sin \beta / \sin \gamma + \operatorname{ctg}(\pi / (2p))].$$

Окончательно выражение для высоты постоянного магнита будет иметь следующий вид

$$h_M = (D_1 / 2 - \delta) \sin(1 - \alpha_2) \pi / (2p \sin \pi / (2p)) - h_{ш} [\operatorname{ctg} \alpha_2 \pi / (2p) - \operatorname{ctg} \pi / 2p (1 + \sin \alpha_2 \pi / (2p))]. \tag{9}$$

Из сравнения выражений (8) и (9) следует, что высота постоянного магнита h_M и его ширина b_M

определяются диаметром расточки статора D_1 , воздушным зазором δ и высотой шунтирующего мостика $h_{ш}$, а также зависят от числа пар полюсов двигателя p и от коэффициента полюсного перекрытия α_2 , который в данном случае является основной варьируемой переменной, характеризующей оптимальную поперечную геометрию двигателя, т. е. такое соотношение в радиальном направлении между статором и ротором, когда будет наблюдаться наилучшее использование активных материалов двигателя в целом относительно его электромагнитного момента.

В частности, увеличение, например, значения α_2 будет сопровождаться возрастанием ширины b_M постоянного магнита при одновременном уменьшении его высоты h_M , что в соответствии с выражением (7) вызовет изменение магнитной индукции B_δ в воздушном зазоре двигателя, а значит, и изменение его электромагнитного момента.

На основании изложенного материала могут быть сделаны следующие выводы:

1. Доказано существование оптимальной поперечной геометрии вентильного двигателя, обеспечивающее наилучшее использование активных материалов относительно его электромагнитного момента.

2. Введен в рассмотрение коэффициент полюсного перекрытия как основная варьируемая переменная, позволяющая выполнить поиск оптимального диаметра расточки статора вентильного двигателя.

3. Составлено выражение для магнитной индукции в воздушном зазоре вентильного двигателя, включающее в себя основные размеры постоянного магнита.

4. Получены выражения для высоты и ширины постоянного магнита, зависящие от диаметра расточки статора и коэффициента полюсного перекрытия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арнольд Р. Р. Расчет и проектирование магнитных систем с постоянными магнитами. М.: Энергия, 1969. 184 с.
2. Борисов Г. А. Постоянные магниты в электрических машинах. СПб.: ООО «Техномедиа» / Элмор, 2007. 155 с.
3. Борисов Г. А. Использование постоянных магнитов в электрических машинах: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2002. 75 с.
4. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины. М.: Высш. шк., 1990. 218 с.
5. Бертинов А. И., Бут Д. А., Мизюрин Б. Л. Специальные электрические машины. Источники и преобразователи энергии / под ред. Б. Л. Алиевского. М.: Энергоатомиздат, 1993. 256 с.

М. А. Vaganov, А. А. Garchuk
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

MAGNETIC INDUCTION IN THE AIR GAP VALVE ENGINE

Compiled expression for the magnetic induction in the air gap of the motor with excitation from permanent magnets radially magnetized rectangular cross section, which can be used in the analysis of cross-sectional geometry of the BLDC motor to determine how the optimal values of the bore diameter of the stator, and determine the optimal value of magnetic induction in the air gap of the motor.

Permanent magnets, demagnetization curve, residual induction and coercive force, magnetic induction in the air gap, the width and height of the permanent magnet, the pole overlap ratio and right
