

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМУ МОМЕНТУ ВЕНТИЛЬНЫХ МАШИН С АКСИАЛЬНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ КОММУТАЦИИ И ПРОИЗВОЛЬНОГО ЧИСЛА ФАЗ ЯКОРНОЙ ОБМОТКИ

С.А. Ганджа

г. Челябинск, ЮУрГУ

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE ELECTROMAGNETIC MOMENT OF THE BRUSHLESS MACHINES WITH AN AXIAL FLOW FOR VARIOUS TYPES OF SWITCHING AND RANDOM NUMBER OF PHASES OF AN ANCHOR WINDING

S.A. Gandja

Chelyabinsk, South Ural State University

Приведены зависимости электромагнитного момента и коэффициента эффективности якорной обмотки для различных типов коммутации при произвольном числе фаз. Дан сравнительный анализ двух типов коммутации.

Ключевые слова: вентильный электропривод, вентильные машины с аксиальным зазором, коммутация вентильных машин.

The dependences of the electromagnetic torque and efficiency factor of the anchor winding for various types of switching and random number of phases are described. The comparative analysis of two switching types is carried out.

Keywords: brushless electric drive, brushless axial gap electric machines, switching of brushless electric machine.

В настоящее время на рынке электротехнических изделий появился и активно развивается новый класс электроприводов на базе вентильных электрических машин с аксиальным потоком (ВМАП). Потребности промышленного производства заставляют развивать теоретические исследования этих изделий в различных направлениях, в частности, в направлении повышения надежности. Одним из эффективных способов повышения надежности является увеличение числа фаз якорной обмотки. В связи с этим актуальной является задача теоретического исследования коммутации ВМАП для произвольного числа фаз.

Под коммутацией вентильной машины следует понимать подключение и отключение фаз обмотки якоря электронными ключами к внешней цепи. По характеру протекания тока коммутации подразделяются на однополупериодные, когда ток в секциях фаз протекает только в одном направлении, и двухполупериодные, когда ток протекает в обоих направлениях. Однополупериодная коммутация требует для своей работы более простой электронный коммутатор с меньшим числом силовых ключей, но при этом привод в целом имеет худшую энергетику за счет менее эффективного использования меди якоря.

Поэтому из нижеприведенного анализа этот вид коммутации исключен.

Коммутации различают по периоду подключения фазы на межкоммутационном интервале. Когда фаза якоря проходит без коммутации все полюсное деление, говорят о 180-градусной коммутации. Если фаза подключается, когда она полностью зашла под полюсное деление, и отключается, когда она подошла к границе другого полюсного деления, то говорят о $(180-180/m)$ -градусной коммутации (где m – число фаз).

На практике наибольшее распространение получили вентильные электрические машины в трехфазном исполнении, работающие при двухполупериодной 120-градусной коммутации. Этот тип коммутации достаточно хорошо исследован. Расширим теоретические исследования для ВМАП с произвольным числом фаз, включая $(180-180/m)$ -градусную и 180-градусную коммутацию. Из возможных схем подключения фаз к питанию рассмотрим вариант с гальванически развязанными фазами.

Анализ $(180-180/m)$ -градусной коммутации для ВМАП с произвольным числом фаз

Для анализа коммутации определим взаимодействие амперпроводников фаз с магнитным по-

лем постоянных магнитов при различных положениях якоря и индуктора друг относительно друга. При этом реальное распределение индукции в воздушном зазоре заменим трапецидальным с эквивалентной амплитудой.

Под коэффициентом полюсной дуги будем понимать отношение

$$\alpha_\delta = \frac{b_m}{\tau},$$

где b_m – ширина полюса; τ – полюсное деление.

Линейную нагрузку проводников фазы представим в виде прямоугольников по ширине равными фазной зоне, а по амплитуде – средней линейной нагрузке фазы (рис. 1). Анализ проведем для относительных величин, приняв за базовое значение амплитуду индукции и среднюю линейную нагрузку на среднем диаметре аксиальной машины. Такое представление электрической машины для анализа следует признать традиционным [1].

Выведем уравнение электромагнитного момента для обобщенной аксиальной машины, представляющей собой диск с распределенным токовым слоем, который пронизывается магнитным потоком (рис. 2).

На рис. 3 представлена диаграмма различных положений ампервитков на межкоммутационном интервале для двух полюсных делений и моменты подключения и отключения соответствующих фаз.

Уравнение элементарного электромагнитного усилия, действующего на бесконечно малый участок обобщенной аксиальной машины, на основании закона Ампера можно записать в следующем виде:

$$dF = B di dr,$$

где B – индукция элементарного участка; di – ток элементарного участка; dr – длина элементарного участка.

Для элементарного момента можно записать уравнение

$$dM = r dF = B r di dr, \quad (1)$$

где r – радиус расположения элементарного участка.

Представим индукцию как произведение амплитуды индукции в воздушном зазоре на относительную функцию изменения индукции в пределах полюсного деления:

$$B = B_\delta B(\alpha_{эл}), \quad (2)$$

где $\alpha_{эл}$ – угловая координата в электрических градусах.

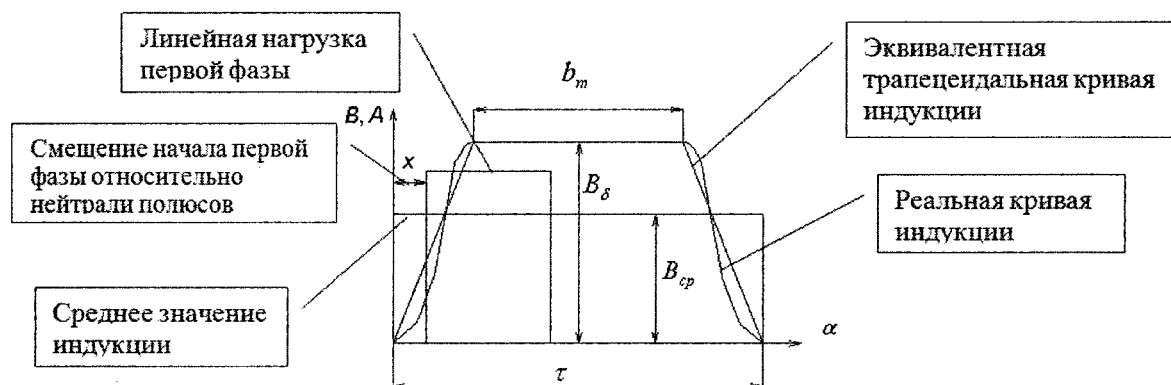


Рис. 1. Представление индукции в воздушном зазоре

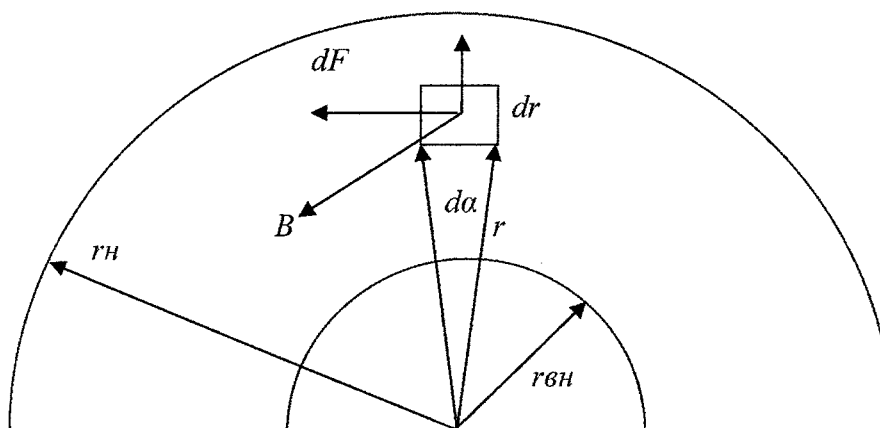


Рис. 2. Эскиз обобщенной аксиальной машины

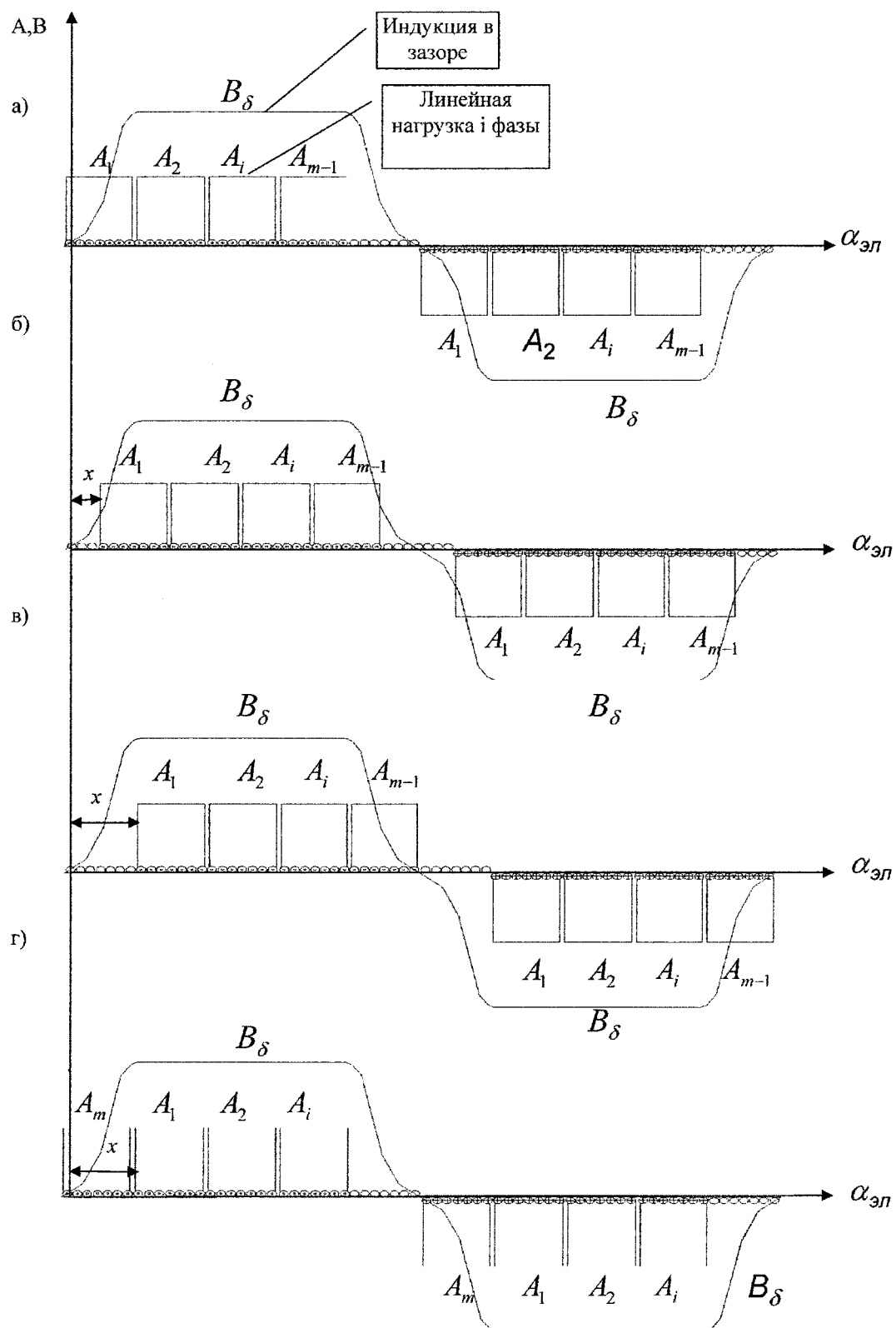


Рис. 3. Диаграмма переключения секций при двухполупериодной $(180-180/m)$ -градусной коммутации: а) положение подключения первой фазы, б) положение максимального момента, в) положение перед отключением фазы с номером $(m-1)$, г) положение подключения фазы с номером m и отключения фазы с номером $(m-1)$

По аналогии с индукцией выразим функцию линейной нагрузки на среднем радиусе диска обобщенной аксиальной машины в зависимости от полюсного деления

$$A(x) = A_{cp} A_i(\alpha_{эл}, x),$$

где A_{cp} – амплитуда линейной нагрузки на среднем радиусе диска; $A_i(\alpha_{эл}, x)$ – относительная функция изменения линейной нагрузки для i -й фазы в пределах полюсного деления в электрических градусах; x – смещение начала первой фазы относительно нейтральной полюсов.

С учетом того, что между геометрическими и электрическими градусами существует соотношение

$$\alpha = 2p\alpha_{эл},$$

где $2p$ – число полюсов обобщенной аксиальной машины, выражение для тока элементарного участка можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} di(x) &= \frac{2\pi r_{cp} A_{cp} A_i(\alpha_{эл}, x)}{2\pi r} r 2p d\alpha_{эл} = \\ &= 2pr_{cp} A_{cp} A_i(\alpha_{эл}, x) d\alpha_{эл}. \end{aligned} \quad (3)$$

Подставив (2) и (3) в (1), получим выражение для электромагнитного момента элементарного участка, который создает i -я фаза

$$dM_{fi}(x) = 2pr_{cp} A_{cp} B_{\delta} B(\alpha_{эл}) A_i(\alpha_{эл}, x) r dr d\alpha_{эл}. \quad (4)$$

Для определения момента i -й фазы возьмем интеграл по поверхности диска обобщенной аксиальной машины

$$\begin{aligned} M_{fi}(x) &= \int_{r_{вн}}^{r_{н}} \int_0^{2\pi} dM_{fi}(x) = \\ &= 2pr_{cp} B_{\delta} A_{cp} \int_{r_{вн}}^{r_{н}} \int_0^{2\pi} B(\alpha_{эл}) A_i(\alpha_{эл}, x) r dr d\alpha_{эл} = \\ &= \frac{P}{2} B_{\delta} A_{cp} D_{cp}^2 L_k \int_0^{\pi_{эл}} B(\alpha_{эл}) A_i(\alpha_{эл}, x) d\alpha_{эл}, \end{aligned} \quad (5)$$

где D_{cp} – средний диаметр кольца обобщенной аксиальной машины; L_k – толщина кольца обобщенной аксиальной машины.

За базовое значение момента примем выражение

$$M_6 = \frac{P}{2} B_{\delta} A_{cp} D_{cp}^2 L_k. \quad (6)$$

Тогда зависимость относительного момента от смещения якоря относительно индуктора x для i -й фазы будет иметь вид

$$M_{fi}^*(x) = \int_0^{\pi_{эл}} B(\alpha_{эл}) A_i(\alpha_{эл}, x) d\alpha_{эл}. \quad (7)$$

Разложим функцию индукции и линейной нагрузки в гармонический ряд. Учтем при этом симметрию кривых относительно координатных осей [2].

Относительное значение индукции в воздушном зазоре:

$$B(\alpha_{эл}) = \sum_{n=1}^k a_n \sin(n\alpha_{эл}); \quad (8)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi_{эл}} \left[\int_0^{\frac{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})}{2}} \frac{2\alpha_{\delta}}{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})} \sin(n\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} + \right. \\ &\quad + \int_{\frac{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})}{2} + \pi\alpha}^{\frac{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})}{2} + \pi\alpha} \sin(n\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} + \\ &\quad \left. + \int_0^{\frac{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})}{2}} \frac{2(1-\alpha_{\delta})}{\pi_{эл}(1-\alpha_{\delta})} \sin(n\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} \right], \end{aligned} \quad (9)$$

где k – число членов гармонического ряда.

Относительное значение линейной нагрузки i -й фазы:

$$\begin{aligned} A_i(\alpha_{эл}, x) &= \sum_{n1=1}^{k1} (a1_{n1}(i, x) \sin(n1\alpha_{эл}) + \\ &\quad + b1_{n1}(i, x) \cos(n1\alpha_{эл})); \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} a1_{n1}(i, x) &= \frac{1}{\pi_{эл}} \left[\int_{-\pi_{эл} + (i-1)\frac{\pi_{эл}}{m} + x}^{-\pi_{эл} + i\frac{\pi_{эл}}{m} + x} (-1) \sin(n1\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} + \right. \\ &\quad \left. + \int_{(i-1)\frac{\pi_{эл}}{m} + x}^{i\frac{\pi_{эл}}{m} + x} \sin(n1\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} \right]; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} b1_{n1}(i, x) &= \frac{1}{\pi_{эл}} \left[\int_{-\pi_{эл} + (i-1)\frac{\pi_{эл}}{m} + x}^{-\pi_{эл} + i\frac{\pi_{эл}}{m} + x} (-1) \cos(n1\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} + \right. \\ &\quad \left. + \int_{(i-1)\frac{\pi_{эл}}{m} + x}^{i\frac{\pi_{эл}}{m} + x} \cos(n1\alpha_{эл}) d\alpha_{эл} \right], \end{aligned} \quad (12)$$

где $k1$ – число членов в гармоническом ряду; i – номер фазы; m – число фаз.

Результирующий момент будет определяться суммой моментов всех фаз (одна фаза отключена)

$$M_{180-180/m}^*(x) = \sum_{i=1}^{m-1} M_{fi}^*(x). \quad (13)$$

Межтактовый интервал в электрических градусах составит величину $\frac{\pi_{эл}}{m}$. Среднее значение

относительного момента в межтактовом интервале будет равно среднему моменту двигателя, так как электромагнитные процессы в межтактовых интервалах идентичны. Следовательно, среднее значение относительного электромагнитного момента можно определить по формуле

$$M_{\text{ср}(180-180/m)}^* = \frac{\int_0^{\frac{\pi_{\text{эл}}}{m}} M_{180-180/m}^*(x) dx}{\frac{\pi_{\text{эл}}}{m}}. \quad (14)$$

Из диаграммы рис. 3 видно, что не все ампервитки вносят одинаковую долю в создание электромагнитного момента. Часть из них находится в зоне сильного магнитного поля с максимальной индукцией, часть – в зоне ослабленного поля и геометрической нейтрали, часть витков отключена от источника. Определим, какая часть среднего относительного момента приходится на один электрический градус полюсного деления. По этому показателю можно судить об эффективности якорной обмотки в целом. Введем этот безразмерный показатель, назовем его коэффициентом эффективности якорной обмотки. Он будет зависеть от коэффициента полюсной дуги, числа фаз и может быть определен с помощью следующего выражения:

$$K_{\text{эф}(180-180/m)}(\alpha_{\delta}, m) = \frac{M_{\text{ср}(180-180/m)}^*}{\pi_{\text{эл}}}. \quad (15)$$

Графическая зависимость коэффициента эффективности якорной обмотки от числа фаз и коэффициента полюсной дуги для рассматриваемого типа коммутации представлена на рис. 4.

Абсолютное значение среднего момента можно определить, если умножить относительное среднее значение, взятое из (15), на базовую величину (6):

$$M_{\text{ср}(180-180/m)} = \frac{\pi}{2} B_{\delta} A_{\text{ср}} D_{\text{ср}}^2 L_{\text{к}} K_{\text{эф}(180-180/m)}. \quad (16)$$

Анализ зависимостей показывает, что для увеличения эффективности якорной обмотки с

точки зрения повышения среднего электромагнитного момента необходимо увеличивать число фаз и коэффициент полюсной дуги.

Анализ 180-градусной коммутации для ВМАПс произвольным числом фаз

По аналогии с приведенным анализом выведем основные зависимости для 180-градусной коммутации.

Диаграмма переключений ампервитков для двухполупериодной 180-градусной коммутации представлена на рис. 5.

Зависимости индукции в воздушном зазоре, линейной нагрузки, момента одной фазы полностью соответствуют уравнениям (8, 10, 13).

Зависимость суммарного момента от угла поворота для рассматриваемого типа коммутации (все фазы включены)

$$M_{180}^*(x) = \sum_{i=1}^m M_{fi}^*(x). \quad (17)$$

Среднее значение момента

$$M_{\text{ср}180}^* = \frac{\int_0^{\frac{\pi_{\text{эл}}}{2m}} M_{180}^*(x) dx}{\frac{\pi_{\text{эл}}}{2m}}. \quad (18)$$

По аналогии с (14) определим коэффициент эффективности якорной обмотки

$$K_{\text{эф}180}(\alpha_{\delta}, m) = \frac{M_{\text{ср}180}^*}{\pi_{\text{эл}}}. \quad (19)$$

Графическая зависимость коэффициента эффективности якорной обмотки для рассматриваемого типа коммутации представлена на рис. 6.

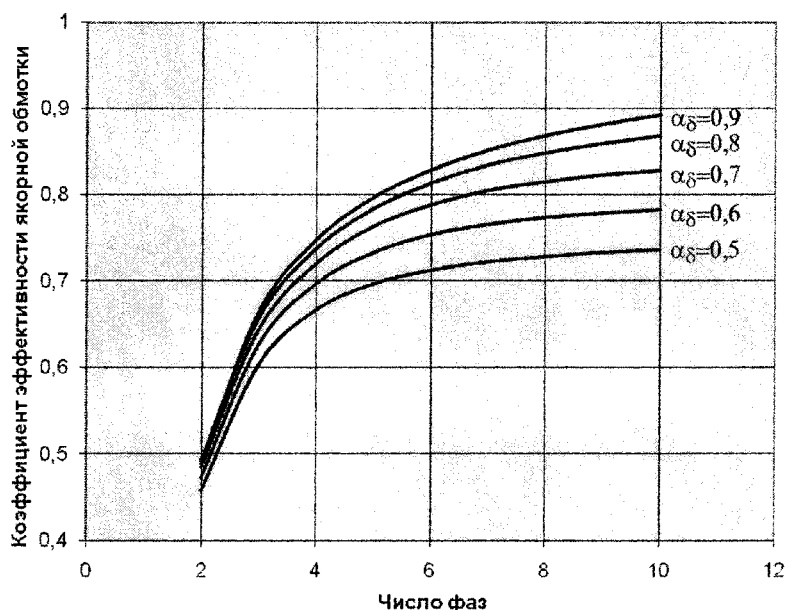


Рис. 4. Зависимость коэффициента эффективности якорной обмотки от числа фаз при разных значениях коэффициента полюсной дуги для (180–180/m)-градусной коммутации

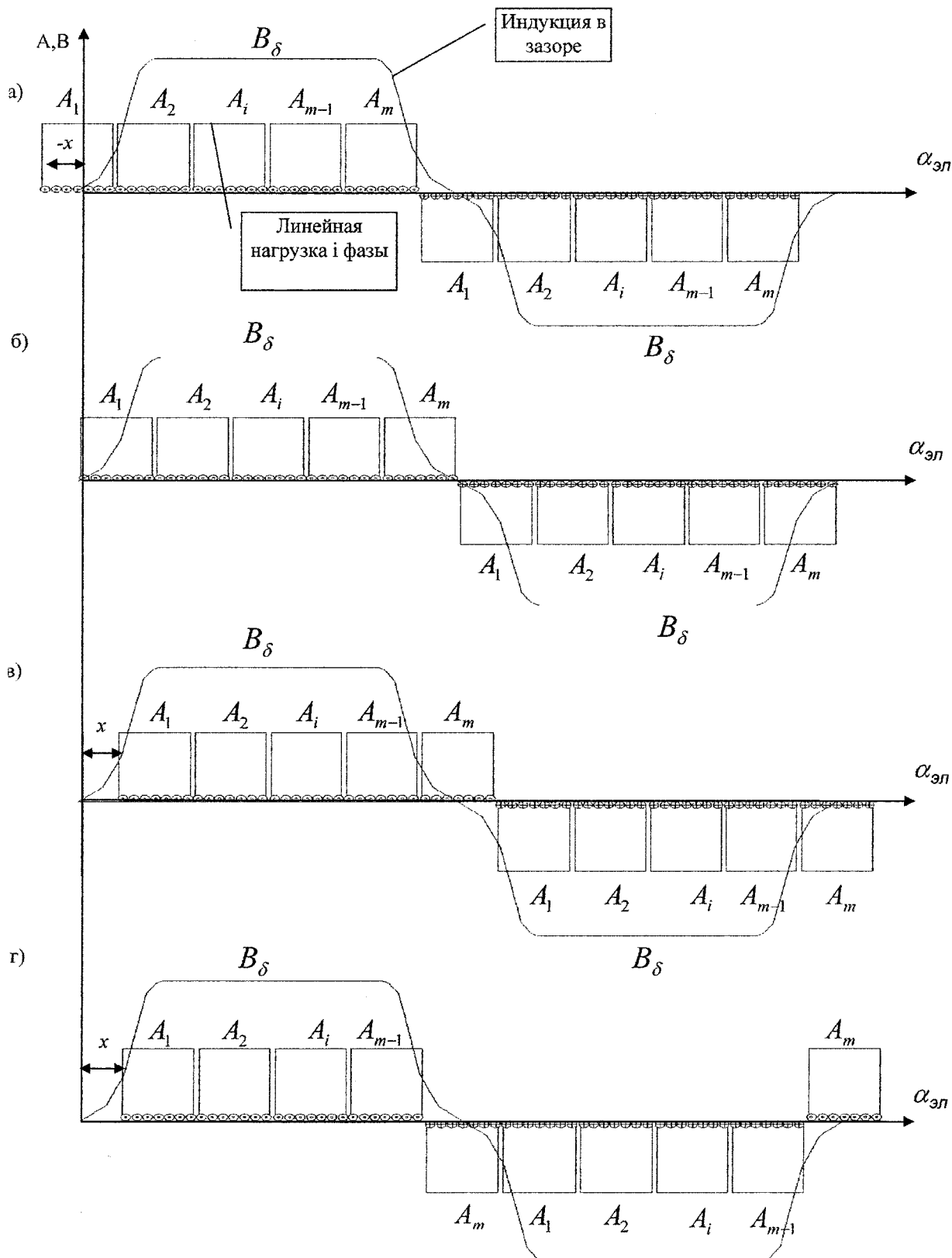


Рис. 5. Диаграмма переключения секций при двухполупериодной 180-градусной коммутации: а) положение подключения первой фазы, б) положение максимального момента, в) положение переключения фазы с номером m , г) положение изменения тока в фазе m

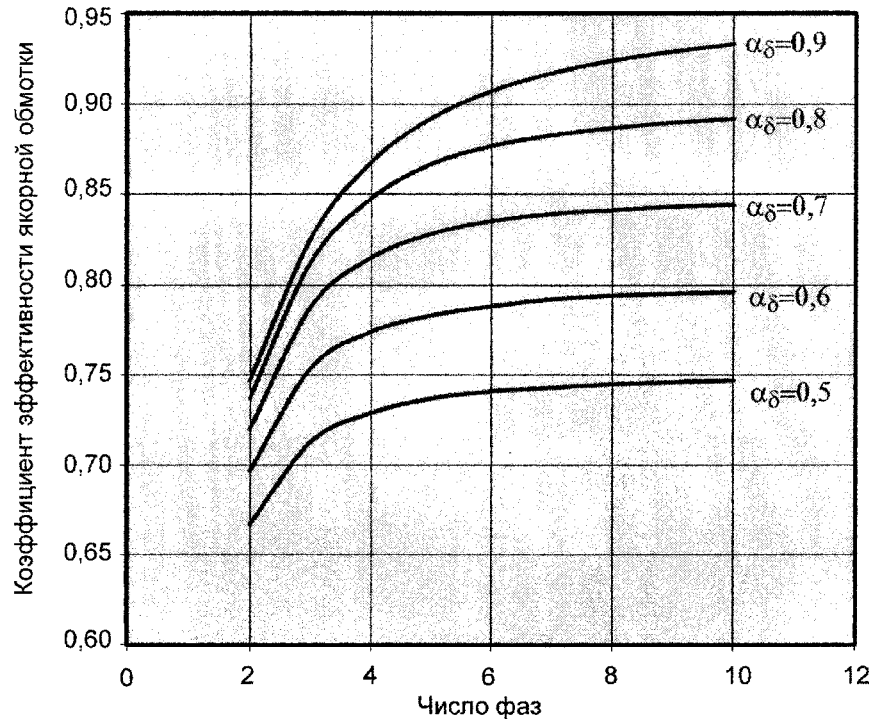


Рис. 6. Зависимость коэффициента эффективности якорной обмотки при разных значениях коэффициента полюсной дуги для 180-градусной коммутации

Абсолютное значение среднего момента можно определить по уравнению

$$M_{\text{ср}180} = \frac{\pi}{2} B_\delta A_{\text{ср}} D_{\text{ср}}^2 L_{\text{к}} K_{\text{эф}180}. \quad (20)$$

По аналогии с приведенным анализом можно сделать вывод, что при использовании 180-градусной коммутации для увеличения эффективности якорной обмотки с точки зрения повышения среднего электромагнитного момента необходимо увеличивать число фаз и коэффициент полюсной дуги.

Проведем сравнение эффективности (180–180/*m*)-градусной коммутации и 180-градусной коммутации, взяв в качестве критерия электромагнитный момент.

Сравнение (180–180/*m*)-градусной коммутации и 180-градусной коммутации по развиваемому электромагнитному моменту

Сравнение двух типов коммутации проведем для одинаковых размеров активных частей и одинаковых электромагнитных нагрузок.

Найдем отношение электромагнитных моментов (180–180/*m*)-коммутации и 180-градусной коммутации при этих условиях.

$$\begin{aligned} \frac{M_{\text{ср}180}}{M_{\text{ср}(180-180/m)}} &= \frac{\frac{\pi}{2} B_\delta A_{\text{ср}} D_{\text{ср}}^2 L_{\text{к}} K_{\text{эф}180}}{\frac{\pi}{2} B_\delta A_{\text{ср}} D_{\text{ср}}^2 L_{\text{к}} K_{\text{эф}(180-180/m)}} = \\ &= \frac{K_{\text{эф}180}}{K_{\text{эф}(180-180/m)}}. \end{aligned} \quad (21)$$

Качественный анализ показывает, что 180-градусная коммутация более предпочтительна, так как для любого коэффициента полюсной дуги и числа фаз имеет большее значение коэффициент эффективности якорной обмотки по сравнению с (180–180/*m*)-градусной коммутацией (см. рис. 4 и 6).

Для количественной оценки этого преимущества найдем отношение электромагнитных моментов для наиболее типичного коэффициента полюсной дуги ВМАП, равного 0,8. Зависимость этого отношения от числа фаз представлена на рис. 7.

Представленная кривая показывает, что наибольшее преимущество 180-градусная коммутация имеет при небольшом количестве фаз. Так для 3-фазной обмотки отношение электромагнитных моментов составляет 0,8, то есть для трех фаз 180-градусная коммутация на 20 % эффективней с точки зрения создания электромагнитного момента. При увеличении числа фаз это преимущество теряется. Так для 10-фазной обмотки это отношение составляет 0,97. То есть преимущество 180-градусной коммутации по развиваемому электромагнитному моменту составляет только 3 %. Аналогичные выводы можно сделать и для других значений полюсной дуги.

Следует отметить, что представленный анализ показывает преимущество типов коммутации только с точки зрения развития электромагнитного момента и не учитывает технические сложности реализации электронного оборудования.

Окончательный вариант выбора типа коммутации остается за разработчиком привода, который

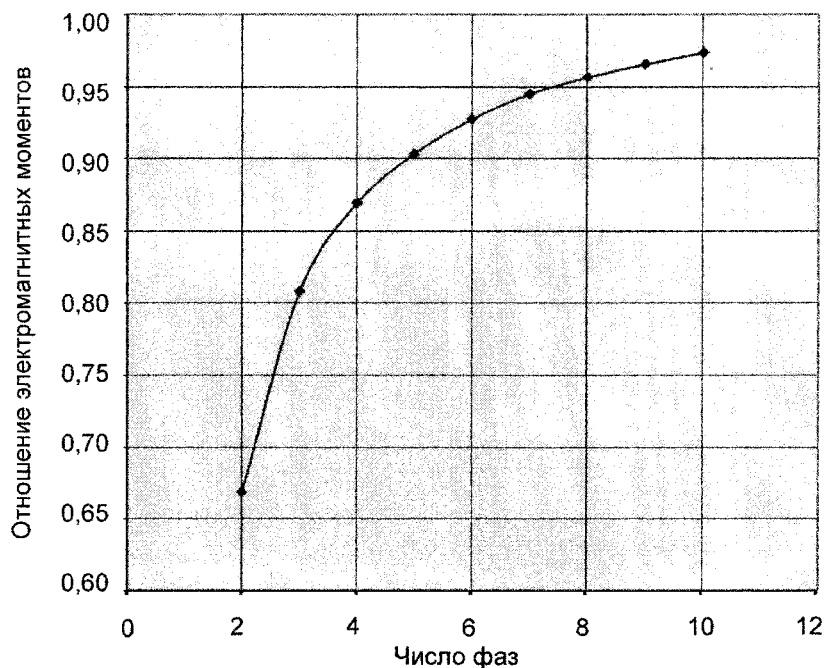


Рис. 7. Отношение электромагнитного момента для $(180-180/m)$ -градусной коммутации к электромагнитному моменту для 180-градусной коммутации при коэффициенте полюсной дуги 0,8

должен учесть технические проблемы и материальные затраты.

Выводы

1. С точки зрения увеличения электромагнитного момента целесообразно увеличивать число фаз для всех типов коммутации.
2. 180-градусная коммутация имеет преимущество во всем диапазоне изменения коэффициента полюсной дуги и числа фаз. При малом числе

фаз это преимущество более явное (15–20 %). С увеличением числа фаз это преимущество уменьшается.

Литература

1. Вольдек, А.И. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений / А.И. Вольдек. – 3-е изд., перераб. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
2. Выгодский, М.Я. Справочник по высшей математике / М. Я. Выгодский. – М., 1964. – 872 с.

Поступила в редакцию 23.09.2010 г.

Ганджа Сергей Анатольевич. Кандидат технических наук, доцент кафедры электромеханики и электромеханических систем, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск. Область научных интересов – разработка вентильных электрических машин с аксиальным магнитным потоком. Контактный телефон: 8 (351) 267-90-57.

Gandja Sergey. Candidate of Science (Engineering), Assistant Professor of the Electromechanics and Electromechanical Systems Department of South Ural State University, Chelyabinsk. Research interests: design of brushless electric machines with electric drives with axial flux. Tel: 8 (351) 267-90-57.