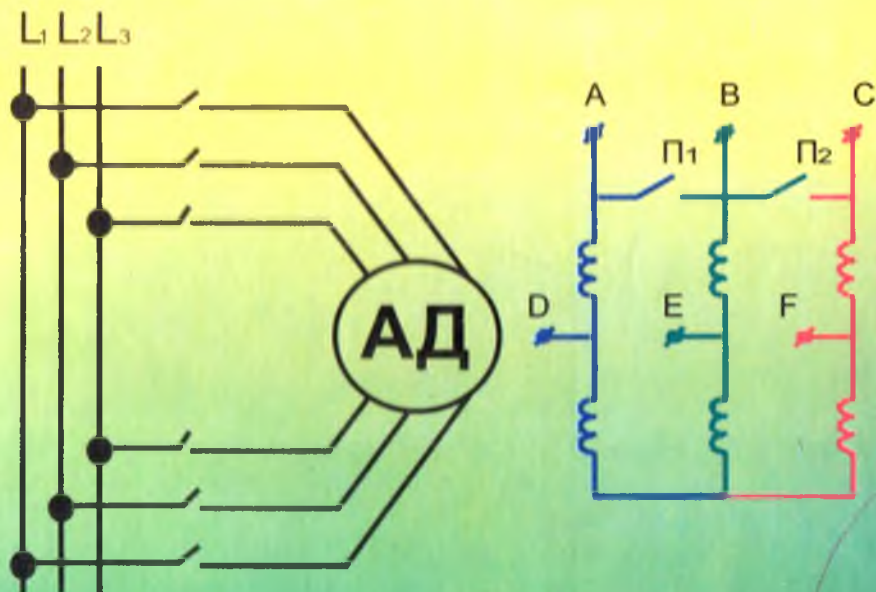


БОБОЖАНОВ М.К.

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С
ПОЛЮСОПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ
ОБМОТКАМИ, ИСПОЛЪЗУЕМЫЕ В ЦЕЛЯХ
ЭНЕРГО-И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ**



ТАШКЕНТ

b21.313.3
Б 72

А.Н.У.О.А.А.

**ТАШКЕНТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ АБУ РАЙХАНА БЕРУНИ**

М.К. БОБОЖАНОВ

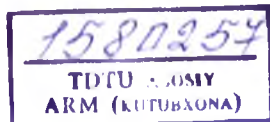
**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С
ПОЛЮСОПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ
ОБМОТКАМИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ
В ЦЕЛЯХ ЭНЕРГО – И
РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ**

под редакцией проф.Х.Г.Каримова

**The Tashkent State Technical University
named after Abu Raykhan Beruni
Makhsud Bobojanov**

**“Electrical machines with pole - changing windings using
with aim of energy – and resource saving”
under edition of Prof. Kh.G.Karimov**

TASNIPLANDI



ТАШКЕНТ - 2011

М.К. Бобожанов. Электрические машины с полюсопереключаемыми обмотками, используемые в целях энерго- и ресурсосбережения. Под редакцией проф.Х.Г.Каримова. Т.: 2011, 184 с.

В данной монографии дается информация о модернизированном методе ДЗПФ, о новой методике проектирования двухскоростных двигателей с полюсопереключаемыми обмотками, которая охватывает все возможные варианты проектирования, а также приводятся результаты анализа свойств новополученных обмоток применением классического и других методов и экспериментальные данные по испытанию электрических машин с одной обмоткой.

Книга рассчитана на научных работников и специалистов, работающих в области энергетики, а также студентов бакалавриатуры и магистратуры по направлениям «Электроэнергетика» и «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

Печатается на основе решения Ученого Совета Ташкентского государственного технического университета.

Рецензенты:

д.т.н., проф. Аллаев К.Р.

д.т.н., проф. Арипов Н.М.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, существует широкий класс механизмов, который по технологическому процессу требует от электропривода двух фиксированных скоростей, причем одна из них, обычно высшая, является основной, а вторая - вспомогательной.

К таким механизмам относятся:

- лифты, подъемники и элеваторы, в которых рабочий процесс происходит при большой скорости, а пуск и остановка - при малой скорости;

- металлорежущие и деревообрабатывающие станки, центробежные сепараторы, землечерпалки, сельхозмашины и другие механизмы, скорость которых желательно изменять в зависимости от размеров, твердости и других физических качеств обрабатываемого материала или в зависимости от технологических факторов;

- оборудование нефтяных скважин, где низшая скорость применяется для перекачки нефти, а высшая - для установки труб.

В последнее время наиболее актуальным является вопрос использования второй скорости с целью экономии электроэнергии в малозагруженных режимах работы (в особенности, для механизмов с вентиляторным моментом нагрузки).

Однако существующие двухскоростные двигатели (ДД) имеют на статоре две отдельные обмотки для каждой из скоростей, что приводит к значительному недоиспользованию активной части двигателей (до 70 %), понижению энергетических показателей, а также усложняет изготовление и ремонт двухскоростных двигателей. Эти недостатки препятствуют широкому применению двухскоростных двигателей взамен нормальных односкоростных двигателей в целях энерго- и ресурсосбережения для турбомеханизмов.

Усовершенствование ДД есть важная задача и использование одной полюсопереключаемой обмотки (ППО) вместо двух отдельных обмоток может рассматриваться как один из методов усовершенствования двухскоростного двигателя переменного тока.

Имеются также двухскоростные асинхронные генераторы, применяемые, например, в ветровых электростанциях или на отдельно стоящих гидроэлектростанциях, где в зависимости от скорости ветра или воды может использоваться первая или вторая

скорость. В существующих двухскоростных генераторах тоже закладываются две отдельные обмотки, вследствие чего они имеют большие габаритные размеры, вес, пониженные выходные мощности и энергетические показатели. Модернизация этих генераторов дала бы возможность получить эффективный, компактный асинхронный двухскоростной генератор для оптимального использования энергии ветра и воды.

Разработкой ППО занимались многие ученые из разных стран мира (Великобритания - профессора Г.Роуклифф, В.Фонг и др., Германия – Г.Ауингер, Россия – В.И.Попов, А.М.Харитонов, В.Н.Ванурин и др., Украина – М.К.Захаров, А.А.Войтех и др.) и как результат этих исследований было разработано множество схем ППО на разные соотношения полюсов и фаз.

Однако большинство из этих схем не находят практического применения из-за ухудшенных энергетических показателей или из-за большого количества выводов и переключающих контактов (масляных выключателей при большой мощности).

Исходя из вышесказанного можно констатировать, что создание двухскоростных электрических машин переменного тока, приближающихся по своим энергетическим и массогабаритным показателям к обычным односкоростным машинам является одной из актуальных проблем.

При этом основной задачей является разработка новой схемы обмотки, позволяющей получить две фиксированные скорости вращения. Эти обмотки должны иметь симметричное распределение катушек по фазам и ветвям, минимальное количество выводных концов и переключающих контактов, т.е. простую технологию изготовления, а также обладать улучшенными электромагнитными свойствами, приближенными к свойствам обмоток нормального исполнения.

Вторым шагом при создании таких двигателей является решение задачи оптимального проектирования ДД с такой обмоткой, т.е. задачи наибольшего использования преимуществ ППО.

Последним этапом является проведение экспериментальных испытаний новых электрических машин и сравнение результатов эксперимента с данными теоретических расчетов, а также выработка рекомендаций для создания новых типов электроприводов с целью рационального использования электроэнергии и природных ресурсов с учетом требований, предъявляемых к электроприводу.

В данной монографии приведены результаты научных исследований, проведенных автором в течение многих лет по разработке и внедрению двухскоростных электрических машин с полюсопереключаемыми обмотками.

Приводится информация по усовершенствованию метода ДЗПФ с целью получения схем полюсопереключаемых обмоток на большое и близкое соотношения полюсов, имеющих упрощенную технологию изготовления и улучшенные энергетические показатели.

Представлена новая методика проектирования двухскоростных двигателей с одной обмоткой, которая охватывает все возможные варианты создания таких двигателей.

Анализ свойств новополученных полюсопереключаемых обмоток осуществлен применением классического метода и двумерного метода представления магнитного поля, который был усовершенствован с целью использования для специальных обмоток.

Проектирование, изготовление и экспериментальное исследование опытных образцов двухскоростных двигателей с ППО было осуществлено в лабораториях кафедры «Электроснабжение» ТамбГУ и на различных промышленных предприятиях Республики Узбекистан, а также в научных центрах известных фирм и ведущих университетов стран Европы.

Часть теоретических и экспериментальных исследований была осуществлена в отделе R&D и в лаборатории фирмы «Шиндлер» (Швейцария), где был изготовлен и успешно испытан лифтовый двигатель с полюсопереключаемой обмоткой. Автор книги проходил стажировку на этой фирме при финансовой поддержке Швейцарской Академии технических наук в 1997-1998 г.г.

На кафедре «Электрические машины и привода» университета Гельмута Шмидта в Гамбурге (Германия) также был осуществлен большой объем научных работ, проведен анализ свойств двухскоростного двигателя с полюсопереключаемой обмоткой применением двумерной теории магнитного поля, были экспериментально исследованы магнитное поле и другие характеристики двухскоростного полюсопереключаемого двигателя.

На кафедре «Системы электропривода и силовой электроники» в университете Лейбница в Ганновере были сделаны научные доклады по проделанным работам в этом направлении и совместно анализированы свойства новоразработанных ППО.

Исследования по расчету и экспериментальному изучению двухскоростного двигателя с полюсопереключаемой обмоткой на близкое соотношение полюсов были проведены в университете высоких технологий Гебзе (Турция). Экспериментальные исследования были проведены в лабораториях фирм «Gamak» и «Ateslik», а также в лаборатории «Электромеханики» института стандартизации Турции.

Автор выражает свою благодарность за оказанную помощь и поддержку главному конструктору и специалистам отдела R&D фирмы «Шиндлер» Дарио Будич, Андреа Холински, Урс Аммон, профессору Эккехард Болте – заведующему кафедрой «Электрические машины и привода» университета Гельмута Шмидта, проф.Хакан Ходжа оглу –заведующему кафедрой «Электро-энергетика» университета высоких технологий Гебзе (Турция), профессору Ганс Отто Зайнш, профессору Бернд Поник и доктору Йорг Штейнбринк из кафедры «Системы электропривода и силовой электроники» университета Лейбница в Ганновере, профессору Ралфу Ханичу из кафедры «Электрические машины и возобновляемые источники энергии» технического университета Берлина.

Особая благодарность своему учителю доктору технических наук, профессору Хуршиду Газиевичу Каримову за общее координирование работ по данному направлению и за редактирование текста данной книги.

ГЛАВА 1

РАСШИРЕНИЕ МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ ППО ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОБМОТОК, ОБЛАДАЮЩИХ УЛУЧШЕННЫМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ СВОЙСТВАМИ

1.1. Основы метода ДЗПФ и возможные пути ее модернизации

Существующие в настоящее время принципы проектирования двухскоростных обмоток еще не позволяют строить обмотки на широкий спектр соотношений чисел пар полюсов и фаз, приближающихся по технологии изготовления к обычным обмоткам серийных машин переменного тока [1,2].

Во многих случаях двухскоростные обмотки, полученные вышеприведенными принципами, со стороны одной полюсности имеют близкую к синусоидальной картину намагничивающих сил (н.с.), а со стороны второй полюсности в кривой н.с. имеются высшие гармонические.

Новый подход для построения схем совмещенных и полюсопереключаемых обмоток был сделан со стороны профессора кафедры «Электроснабжение» Ташкентского государственного технического университета Х.Г. Каримова [3-6].

В отличие от других методов, в которых одна из полюсностей получается путем реверсирования направления токов в некоторых катушках, в основу этого метода положен новый принцип, при котором берутся две двухслойные петлевые обмотки нормального исполнения с заданными числами полюсов p_1 и p_2 и фаз m_1 и m_2 , и одновременно используются в процессе проектирования двухскоростной обмотки.

При этом схема переключения обмотки не принимается готовой, а формируется в процессе самого построения или выбирается из ранее известных базовых схем с учетом картин распределения фазных токов по пазам машины для каждой полюсности и сопряжения фаз совмещаемых обмоток.

Для упрощения процесса построения схемы обмотки введен новый способ представления токораспределения в виде дискретно-заданной прост-ранственной функции, вкратце ДЗПФ, откуда и метод получил название «метод ДЗПФ».

Дискретным элементом ДЗПФ обычной обмотки является состояние проводника. Это название присваивается катушечной стороне обмотки с одним условным проводником, по которому протекает единичный ток того или иного направления в пазу, принадлежащем к одной из фаз обмотки и обозначенным одинаково с этой фазой. Например, состояния а,в,с –это условные проводники с единичными токами (или ЭДС) положительного направления в пазах (т.е. «от нас»), принадлежащие, соответственно, фазам А, В,С. Знак «минус» перед а,в и с соответствует проводникам с единичными токами (или ЭДС) отрицательного направления в пазах (т.е. “к нам”).

Этот метод первоначально использовался для построения электрически совмещенных обмоток бесконтактной асинхронной машины. В дальнейшем он получил развитие в применении к ППО.

Для наглядного представления принципа метода ДЗПФ и достоинств обмоток, полученных этим методом воспользуемся графическим способом представления фазового распределения катушек обмотки. Этот способ впервые был предложен профессором Исмаил Кайс из Багдадского университета для графического представления процесса построения схем ППО по методу ФМ [7].

Для объяснения сути этого способа сначала в качестве примера рассмотрим картину фазового распределения обычной трехфазной двухполюсной 2m- зонной обмотки, выполненной в 6 пазах.

ДЗПФ нижнего слоя обычной 2m- зонной трехфазной двухслойной петлевой обмотки с числом полюсов $p=1$, размещаемой в 6 пазах будет иметь следующий вид (рис.1.1.1).

1	2	3	4	5	6	Номера пазов
А	- С	В	- А	С	- В	ДЗПФ _{ниж}
0	60°	120°	180°	240°	300°	Угол сдвига

Рис.1.1.1 Фазовое распределение катушек в 2m - зонной обмотке

Сдвиг между катушками, принадлежащим разным фазам и лежащим в соседних пазах равен $\pi/3$ рад. или 60°. Такое значение

угла сдвига между пазами сохраняется постоянным для всей обмотки и результирующее значение угла получается путем суммирования всех углов сдвига. Суммарный угол сдвига для одной пары полюсов или в пределах двойного полюсного деления равен 2π или 360° . ДЗПФ второго слоя получается в зависимости от значения шага обмотки со сдвигом и изменением знака ДЗПФ нижнего слоя.

Если вышеприведенная обмотка будет выполняться m- зонной, то число пазов на полюс и фазу будет равным также $q=2$ и ДЗПФ нижнего слоя будет иметь вид :

1	2	3	4	5	6	Номера пазов
A	A	B	B	C	C	ДЗПФ _{ниж}
0	0	120°	120°	240°	240°	Угол сдвига

Рис.1.1.2 Фазовое распределение катушек в m - зонной обмотке

Как известно такая обмотка называется также трехзонной, и каждый слой обмотки имеет токораспределение с одинаковым знаком.

Как видно из этих таблиц, в идеальном случае построения трехфазной обмотки сдвиг между катушками разных фаз должен составить 120° ($2\pi/3$) или 60° ($\pi/3$) при сохранении постоянства ширины фазных зон.

Отклонение от этих значений ведет к появлению несимметрии в картине н.с. и ухудшению энергетических параметров, причем чем больше разница в углах сдвига между обычными (идеальными) и новыми обмотками, вернее токораспределениями тем больше будут иметь место негативные явления в работе электрической машины. Разницу $\Delta\phi$ между углами лучше взять в абсолютном значении, т.к. отклонение от нормального сдвига влево или вправо должно оцениваться одинаково:

$$|\Delta\phi| = \phi_{\text{обычн.}} - \phi_{\text{новая}}$$

Теперь рассмотрим процесс построения схемы ППО с соотношением полюсов $3/4$ в 72 пазах. С этой целью берем токораспределения двухслойных петлевых шестизонных обмоток статора, используемых в двигателях промышленного исполнения

4АН280М6 УЗ и 4АН280 S 8 УЗ [1,8], размещенных в 72 пазах, с числами пар полюсов $p_1=3$ и $p_2=4$, с шагами катушек 1-11 ($y=10$) и 1-9 ($y=8$), а также обмоточными коэффициентами $K_{обм1}=0,925$ и $K_{обм2}=0,945$.

На рис.1.1.3 и 1.1.4 представлены ДЗПФ совмещаемых обмоток.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	-	71	72	Номера пазов
а	а	с	с	с	с	в	в	в	в	а	а	-	а	а	ДЗПФ _{1в}
а	а	а	а	с	с	с	с	в	в	в	в	-	в	в	ДЗПФ _{1н}
0	0	0	0	60°	60°	60°	60°	120°	120°	120°	120°	-	300°	300°	Угол сдвига для нижнего слоя
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	0	0	$ \Delta\phi $

Рис.1.1.3 ДЗПФ нижнего (ДЗПФ_{1н}) и верхнего (ДЗПФ_{1в}) слоев 6-полюсной обмотки

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	-	71	72	Номера пазов
d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	f	-			ДЗПФ _{2в}
d	d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	-	e	e	ДЗПФ _{2н}
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	-	300°	300°	Угол сдвига для нижнего слоя

Рис.1.1.4 ДЗПФ нижнего (ДЗПФ_{2н}) и верхнего (ДЗПФ_{2в}) слоев 8-полюсной обмотки;

За основу проектируемой ППО возьмем схему переключения «шесть трехфазных звезд». Для образования пары состояний, аналогичных ДЗПФ принятой схемы переключения или схемы БО, расположим ДЗПФ, указанных совмещаемых обмоток друг под другом парами отдельно нижних и верхних слоев и произведем δ – сдвиг верхней ДЗПФ $2p_1$ – полюсной обмотки влево на два паза (рис.1.1.5). Установлено, что смещением δ можно достигнуть

соответствия между парами состояний ДЗПФ совмещаемых обмоток и БО.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	71	72		
a	a	c	c	c	c	в	в	в	в	a	a	a	a	$\delta=2$	ДЗПФ _{1в}
		d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	e	e	e	с ДЗПФ _{2в}

a	a	a	a	c	c	c	c	b	b	b	b	в	в	в	в	ДЗПФ _{1н}
d	d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	f	e	e	e	ДЗПФ _{2н}

Рис.1.1.5. ДЗПФ 6- и 8-полюсных обмоток, размещенные друг под другом, после сдвига δ и смещения верхних ДЗПФ относительно нижних.

Смещением δ , по существу, уменьшается шаг $2p_1$ – полюсной обмотки и, следовательно, уменьшается ее обмоточный коэффициент. Однако, одновременным сдвигом вправо двух верхних ДЗПФ можно добиться повышения $K_{об1}$, при некотором уменьшении этого коэффициента для обмотки, имеющей $2p_2$ полюсов, т.е. произвести выравнивание значений $K_{об1}$ и $K_{об2}$. После смещения верхних ДЗПФ вправо на два паза (рис.1.1.5.) усредненные обмоточные коэффициенты по рабочим гармоникам двухскоростной обмотки будут иметь значения: $K_{обм1}=0,925$ и $K_{обм2}=0,945$. После этих операций каждой катушке БО должна будет соответствовать катушечная группа проектируемой обмотки.

Наряду со сдвигом δ , в рассматриваемом методе, имеется возможность выполнять сдвиг ξ , который осуществляется путем смещения с неизменным взаимным расположением нижней и верхней ДЗПФ одной из совмещаемых обмоток относительно ДЗПФ другой обмотки. Сдвиг ξ не нарушает соответствие, установленное сдвигом δ , и в ряде случаев приводит к относительному улучшению электромагнитных свойств ППО.

В целом, метод ДЗПФ позволяет получать схемы обмоток на основе принципа совместного рассмотрения токораспределений двух обычных обмоток с различными фазными зонами в широком диапазоне соотношений чисел полюсов и фаз. Для каждого случая совмещения имеются свои особенности, закономерности, значения δ и ξ , а также соответствующая схема БО. В первоначальной форме метод ДЗПФ был предложен таким образом и далее для

нахождения распределения катушек по ветвям необходимо было начертить развернутую схему БО и определить ДЗПФ БО.

Для упрощения этого процесса и с целью получения высокотехнологичных ППО с улучшенными электромагнитными свойствами метод ДЗПФ был усовершенствован и модернизирован с использованием способа представления распределения катушек по фазам и таблиц сопряжения фаз [2,9].

Таким образом, после достижения оптимального совмещения ДЗПФ двух обмоток и прежде чем перейти к нахождению соответствующей схемы переключения для этой обмотки и распределения катушек по ветвям, нужно произвести анализ сопряжений фаз, соответствующих двум полюсностям.

Понятие сопряжение фаз означает, какая фаза одной полюсности будет сочетаться с одной из фаз второй полюсности. Если обозначения фаз для первой полюсности принять как А,В,С, соответственно первая, вторая и третья фазы, а для второй полюсности – D, E, F, то в зависимости от наличия комбинаций фаз в ДЗПФ можно будет найти подходящую схему переключения ППО.

Прежде чем перейти к подробному описанию нового метода остановимся на таблицах сопряжений фаз и выборе схем переключения.

1.2. Сопряжение фаз и выбор схемы переключения

Как было сказано ранее для выбора подходящей схемы переключения и осуществления распределения катушек по ветвям используются таблицы сочетания фаз, которые в первоначальной форме были предложены в работах А.А.Войтеха для построения и анализа ППО табличным методом [10,11].

Для использования по вышеназванной цели, эти таблицы были усовершенствованы и в новом виде они дают возможность наглядно показать возможные комбинации сопряжения фаз при любой схеме переключения [12]. Элементами таблиц являются пересечения фаз соответствующих одной и другой полюсности, если одна из фаз первой полюсности сочетается с другой фазой второй полюсности, то в соответствующей ячейке ставится символ $\cap$, а в случае отсутствия сочетания символ - $\emptyset$.

Рассмотрим таблицы сочетания фаз для наиболее применяемых схем переключения двухскоростных обмоток.

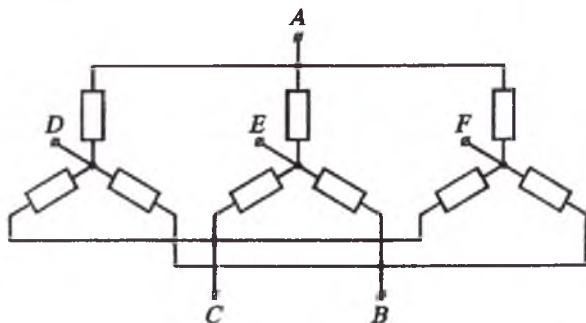


Рис. 1.2.1. Схема переключения YYY/YYY

Для схемы переключения «три трехфазные звезды - YYY/YYY», представленной на рис.1.2.1, сопряжения фаз приведены в таблице 1.2.1. В этом случае все элементы таблицы пересечения фаз A - D, A - E, A - F, B - D, B - E, B - F, C - D, C - E, C - F являются непустыми подмножествами. Здесь A, B, C – последовательность фаз при числе полюсов p_1 , а D, E, F - последовательность фаз при числе полюсов – p_2 . Это означает, что каждая фаза одной полюсности будет сопрягаться с каждой фазой второй полюсности.

Таблица 1.2.1
Сопряжения фаз при схеме «три трехфазные звезды»

P ₁	P ₂		
	D	E	F
A	∩	∩	∩
B	∩	∩	∩
C	∩	∩	∩

Кроме сопряжения фаз нужно учитывать также с какими знаками будут сопрягаться фазы, так как от этого будет зависеть порядок включения катушки в ветвь – согласное или встречное. В самом простом случае для этой схемы будет сопряжение фаз с противоположными знаками, т.е. катушка со стороны одной полюсности будет иметь положительное направление тока, а со

стороны второй полюсности – противоположное направление. Катушки во всех ветвях будут между собой включаться только последовательно – согласно. Если сопряжения фаз будут со смешанными комбинациями знаков (с одинаковым и противоположным знаками), то идеальной схемой переключения будет «шесть трехфазных звезд», но в специальных случаях возможно приведение ППО с таким ДЗПФ к схеме «три трехфазные звезды», которая является более практичной, чем первая.

Таблица сопряжения фаз по схемам переключения «шесть трехфазных звезд», «четыре трехфазные звезды» и «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями» могут быть получены из табл.1.2.1 как частные случаи выполнения схемы. В этих случаях таблица 1.2.1 будет иметь дополнительные ячейки в зависимости от схемы переключения.

При схеме переключения Δ / Δ не все фазы с одной и другой полюсности «встречаются» между собой, т.е. фазы А и F, В и E, С и D не будут иметь сопряжения в пазах статора. В свою очередь элементы таблицы 1.2.2 (таблица сопряжения фаз для этой схемы), соответствующие пересечению этих фаз, являются пустыми подмножествами. Это означает, что катушки или ветви, принадлежащие к фазе А при первой полюсности не будут принадлежать к фазе F при другой полюсности и катушки в фазах В и С не будут принадлежать фазам E и D соответственно.

Таблица 1.2.2

Сопряжения фаз при схеме «треугольник – двойной треугольник»

P ₁	P ₂		
	D	E	F
A	∩	∩	∅
B	∩	∅	∩
C	∅	∩	∩

Для наиболее распространенной схемы переключения “звезда – двойная звезда” – Y/Y_Y таблица сопряжения фаз будет иметь следующий вид:

Сопряжение фаз при схеме «звезда – двойная звезда»

P ₁	P ₂		
	D	E	F
A	∩	∅	∅
B	∅	∩	∅
C	∅	∅	∩

В таблице 1.2.3. большое число элементов является пустыми подмножествами, т.к. катушки или ветви ППО при такой схеме до и после переключения полюсов остаются принадлежащими одной и той же фазе (имеется в виду порядковый номер фазы), только меняется направление тока в половине катушек. Комбинация знаков здесь имеет следующий характер: катушки в пазах с одинаковыми знаками сопряжения фаз будут включаться в ветви, где не происходит изменение направления тока при переключении полюсов, а катушки с разными знаками сопряжения фаз включаются в ветви не допускающие изменение направления тока. Способ включения катушки в ветвь, т.е. «последовательно - согласно» или «последовательно - встречно» определяется в зависимости от знака со стороны соответствующей полюсности. Поэтому для каждого конкретного случая путем сравнения всех возможных вариантов выполнения обмотки нужно выбрать наиболее оптимальный.

Как для таблицы 1.2.1 и здесь могут быть рассмотрены частные случаи выполнения обмоток на основе схем переключения с дополнительными ветвями.

Если в схеме переключения имеются дополнительные ветви, которые не будут использоваться в работе электрической машины со стороны одной из полюсностей, то в ДЗПФ этой полюсности в тех пазах, где должны были расположены катушки будут поставлены символы «О», а в ДЗПФ другой полюсности будет указан символ фазы, к которой она относится. Эта катушка будет присваиваться к ветви с этим же названием. Для схемы переключения «YYY/YYY с дополнительными ветвями» дополнительные ветви будут обозначены соответствующим образом и распределение катушек осуществляется специфически.

Для схемы переключения Y/Y дополнительно указывается символ O в точке соединения на нуль выводов трех ветвей. Этот символ будет использоваться при указании принадлежности ветвей, в катушках которых не меняется направление тока.

Таблица сопряжения фаз для других возможных схем переключения ППО получается по такому же принципу, дальнейшим продолжением этих таблиц. Зная эти таблицы сопряжения фаз и имея совмещенные токораспределения (ДЗПФ) двух одноименных слоев можно найти соответствующую схему переключения.

Далее должна составляться таблица ветвей обмотки, где катушки в зависимости от принадлежности к какой либо ветви или сопряжению фаз будут записываться в соответствующую ячейку таблицы. Каждой ветви будет придаваться обозначение в зависимости от соответствующего сопряжения фаз. Например, для схемы переключения «три трехфазные звезды» (рис.1.2.1), таблица ветвей обмотки будет иметь 9 ячеек.

В зависимости от принадлежности к сопряжению фаз номера катушек будут записываться в соответствующую ячейку таблицы. По таблице ветвей можно рассчитать величины индуцируемых ЭДС и обмоточных коэффициентов и сравнить их между собой.

После осуществления полного расчета параметров обмотки подходящих для принятия можно составить развернутую схему обмотки на основе таблицы ветвей.

Этот процесс легко поддается формализации и может быть осуществлен при помощи ПЭВМ, т.е. существует возможность полной автоматизации процесса получения схемы полюсо-переключаемой обмотки на любое соотношение полюсов и при любой схеме переключения.

Порядок построения ППО согласно новому, модернизированному методу ДЗПФ состоит из следующих этапов:

1. Составление и совместное рассмотрение токораспределений (ДЗПФ) соответствующих двум полюсностям;
2. Формирование окончательной пары совмещенных ДЗПФ;
3. Подбор соответствующей схемы переключения;
4. Получение таблицы распределения катушек по ветвям;
5. Анализ и сравнение вариантов;
6. Графическое построение полюсопереключаемой обмотки.

Таким образом, можно полностью отказаться от ранее используемой методики получения распределения катушек, связанной с графическим представлением развернутой схемы и составлением ДЗПФ для базовой обмотки и с нахождением соответствия между токораспределениями новой и базовой обмоток, и тем самым значительно упростить процесс получения схемы ППО. Кроме того, значительно расширяются возможности метода.

Далее более подробно остановимся на получении схем для наиболее часто используемых ППО.

1.3. Развитие метода ДЗПФ для получения схем ППО на близкое соотношение полюсов

Разработка схем ППО на близкое соотношение полюсов является одной из актуальных задач ввиду большой распространенности двухскоростных электрических машин с близким соотношением скоростей. В первую очередь сюда относятся механизмы с вентиляторным типом нагрузки или так называемые турбомеханизмы (насосы, вентиляторы, воздуходувки и т.д.) [2,13 - 17]. Кроме этого такие обмотки могут найти применение в двухскоростных асинхронных генераторах для ветровых установок. Эти обмотки должны быть высокотехнологичными, иметь минимальное количество выводов и переключающих контактов (лучше вообще не иметь), а также обладать улучшенными электромагнитными свойствами, с тем, чтобы их использование на статоре двухскоростной электрической машины позволило приблизить их по массогабаритным и электромагнитным показателям к обычным электрическим машинам нормального исполнения.

Одним из наиболее распространенных соотношений скоростей в двухскоростных двигателях, используемых на приводах механизмов с вентиляторным типом нагрузки, и в двухскоростных генераторах является соотношение 3:4. При этом первая скорость 1000 об/мин является основной, на которой электрическая машина будет работать в случае полной загрузки механизма, а вторая скорость (750 об/мин) – вспомогательной и используется, как было сказано выше, для регулирования производительности, для рационального использования электроэнергии и природных

ресурсов в режимах недогрузки, а также может служить первой ступенью при ступенчатом пуске [17 - 24].

Двухскоростные двигатели с соотношением полюсов 6/8 как и двигатели на другие соотношения полюсов могут выполняться с двумя отдельными обмотками или с одной полюсопереключаемой обмоткой, имеющей две группы выводов для каждой полюсности.

Многими авторами в течение нескольких лет были разработаны схемы полюсопереключаемых обмоток на соотношение полюсов 3:4 при разных числах пазов статора.

Однако, несмотря на большое количество разработанных обмоток, лишь некоторые из них находят практическое применение.

При пояснении сущности метода ДЗПФ был приведен пример построения ППО на основе базовой схемы «шесть трехфазных звезд» с числами пар полюсов $p_1=3$ и $p_2=4$, размещаемой в 72 пазах. Эта обмотка имеет высокие значения обмоточных коэффициентов.

Однако изготовление обмотки на основе такой базовой схемы является сложной задачей особенно для маленьких чисел пазов, т.к. схема переключения «шесть трехфазных звезд» является не очень технологичной ввиду большого количества ветвей и переключающих контактов.

Для упрощения технологии изготовления и уменьшения числа переключающих контактов можно выполнить полюсопереключаемые обмотки на близкое соотношение полюсов на основе базовой схемы «три трехфазные звезды» - «YYY/YYY» (рис.1.3.1). В этом случае совмещаемые обмотки представляют собой обычные m- зонные обмотки.

Обмотки по такой схеме применяются в ряде серийно выпускаемых двигателях и показывают достаточно существенную техническую и экономическую эффективность. Например, в одних и тех же габаритах и при одном и том же числе полюсов (шесть) двигатель 4А 132М 8/6 УЗ с двумя отдельными обмотками развивает мощность 3,2 кВт, в то же время двигатель 4А132 М 6/4 с ППО рассматриваемого типа развивает 6кВт, а односкоростной двигатель 4А 132 М 6УЗ нормального исполнения- 7,5 кВт.

Однако этого явно недостаточно, когда требуется высокое использование активного объема машины (особенно в машинах большой мощности).

Эта задача выполнима путем применения модернизированного метода ДЗПФ для построения схем таких ППО.

В качестве примера рассмотрим построение полюсoperеключаемой обмотки с соотношением пар полюсов 3 : 4 [25 -27].

За исходные обмотки возьмем две двухслойные петлевые m -зонные обмотки статора, размещенные в 36 пазах, с числами пар полюсов $p_1=3$ и $p_2=4$, шагом $y=1-7$ и $y=1-5$. Число пазов на полюс и фазу для этих обмоток будут равны $q_1=3$ и $q_2=4$. ДЗПФ и фазовое распределение этих обмоток представлены на рис.1.3.1 и 1.3.2.

Пазы статора																																				Поллюсность p = 3	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36		
E	E	E	E	E	E	D	D	D	D	E	E	E	E	E	F	F	F	F	D	D	D	D	E	E	E	E	F	F	F	F	D	D	D	D	E	E	
0	0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	240°	240°	0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	240°	240°	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Угол сдвига
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Δφ		

Рис.1.3.1 ДЗПФ и фазовое распределение 6- полюсной обмотки

Пазы статора																																				Полус- ность					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36						
В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	В	Полус- ность p=4
А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	А	А	А	В	В	В	С	С	С	В	Угол сдвига				
0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	0	0	0	0	120°	120°	120°	240°	240°	0	0	Δφ			

Рис.1.3.2 ДЗПФ и фазовое распределение 8-полюсной обмотки

Как видно из этих ДЗПФ углы сдвига в этих обмотках не отличаются от идеальной m -зонной обмотки, т.е. во всех пазах $|\Delta \phi| = 0$.

Расположив нижний ряд ДЗПФ каждой обмотки друг под другом (рис.1.3.3.), по состоянию наименования фазы в пазу можно получить результирующее совмещение двух обмоток. Анализируя сопряжения фаз можно заметить, что каждая фаза одной полюсности соприкасается со всеми фазами второй полюсности,

т.е. по таблицам сопряжения фаз для этой обмотки подходит схема переключения «три трехфазные звезды».

Пазы статора																																				Полносность, p ₁ =3 p ₂ =4
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	
D	D	D	D	E	E	E	E	F	F	F	F	D	D	D	D	E	E	E	E	F	F	F	F	D	D	D	D	E	E	E	E	F	F	F	F	p ₁ =3
A	A	A	A	B	B	B	B	C	C	C	C	A	A	A	A	B	B	B	B	C	C	C	C	A	A	A	A	B	B	B	B	C	C	C	C	p ₂ =4

Рис.1.3.3. ДЗПФ нижних слоев 8 и 6 полюсных обмоток, размещенные друг под другом

Следующей задачей является составление таблицы ветвей обмотки, где катушки в зависимости от принадлежности к какой либо ветви или сопряжению фаз будут записываться в соответствующую ячейку таблицы. Например, проводник в пазу под номером 1 при $p_1=3$ полюсной обмотки соответствует фазе **D**, а при $p_2=4$ фазе **A**, следовательно, это сопряжение фаз принадлежит ветви **A-D**. Основываясь на этот принцип, составляем таблицу распределения катушек, сгруппированных в ветви базовой схемы (табл.1.3.1).

Таблица 1.3.1

Таблица распределения катушек

Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек
A-D	1,2,3,28	B-D	4,13,14,15	C-D	16,25,26,27
A-E	19,20,29,30	B-E	5,6,31,32	C-E	7,8,17,18
A-F	10,11,12,21	B-F	22,23,24,33	C-F	9,34,35,36

По этой таблице можно произвести расчет индуцируемых ЭДС и обмоточных коэффициентов и сравнить их между собой.

Как показали результаты расчета, полученная полюсо-переключаемая обмотка совершенно симметрична со стороны $2p_1$ полюсности, значения амплитуд и углы сдвига между фазами равны между собой, а со стороны $2p_2$ имеет место расхождение

векторов ЭДС между ветвями одноименной фазы по амплитуде на 4,9% и по фазе на 11° электрических градусов и, соответственно, это приводит к различию обмоточных коэффициентов. В этих случаях для улучшения электромагнитных свойств и обеспечения более высокого использования активной части машины (особенно в машинах большой мощности) целесообразно использовать обмотки по схеме «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями»; они также очень удобны в эксплуатации, т.к. отсутствует дополнительное коммутирующее устройство.

Число дополнительных ветвей в каждой фазе указанных обмоток в общем случае может быть равным n , но чаще от одного до трех. Числа катушек i в дополнительных ветвях каждой фазы могут быть четными и нечетными. Построение таких обмоток осложняется необходимостью устранения уравнильных токов в дополнительных ветвях. При питании обмотки со стороны меньшей полюсности в дополнительных ветвях наводится ЭДС и они должны взаимокompенсироваться между собой; в противном случае, могут появляться уравнильные токи. Отсутствие этих токов связано с выполнением следующих условий:

1) вектора суммарных ЭДС ветвей фазы совпадают по величине и направлению при помещении обмотки в магнитное поле с большим числом полюсов $2p_2$;

2) вектора суммарных ЭДС ветвей фазы совпадают по величине и направлению при помещении обмотки в магнитное поле с меньшим числом полюсов $2p_1$ при $n=3$ и $i=\text{нечетное}$;

3) вектора ЭДС одной ветви совпадают по величине и направлены встречно при помещении обмотки в магнитное поле с меньшим числом полюсов $2p_1$ при $n=1 \div z$ и $i=\text{четное}$;

4) вектора ЭДС одной ветви совпадают по величине и отстают друг от друга на $2\pi/i$ электрических градусов при помещении обмотки в магнитное поле с меньшим числом полюсов $2p_1$ при $n=1 \div z$ и $i \geq 3$;

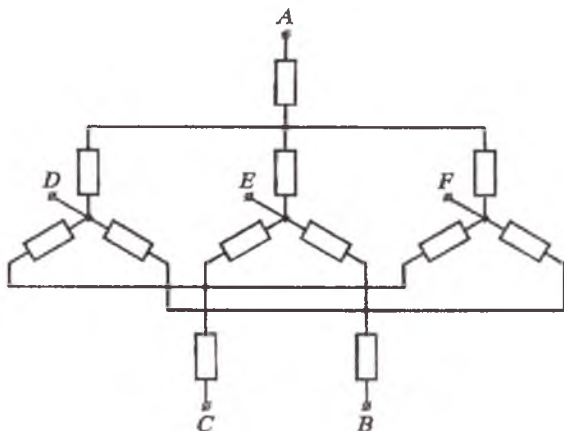


Рис. 1.3.4. Схема переключения YYY/YYY с дополнительными ветвями

На основе данных предыдущего примера можно построить ППО по схеме « YYY/YYY по одной дополнительной ветви в каждой фазе». Эта схема переключения представлена на рис.1.3.4.

В зависимости от необходимого числа витков в фазе со стороны одной и другой полюсности w_1 и w_2 определяется число дополнительных ветвей и число катушек в них.

В данном случае, согласно условию 4 катушки должны быть соединены последовательно и распределиться так, чтобы угол сдвига по отношению друг к другу при помещении обмотки в магнитное поле с меньшим числом полюсов был равен 120 эл. градусов, и общая сумма ЭДС должна быть равна нулю.

Для этого из ДЗПФ на рис.1.3.3, представляющего собой совмещение нижних слоев исходных обмоток, исключим по одной катушке из каждой фазы полюсной зоны со стороны полюсности $2p_1$. Соответственно, со стороны полюсности $2p_2$ это могут быть катушки в пазах под номерами: для фазы A - 1, 21, 29; для фазы B - 5, 13, 33; для фазы C - 9, 17, 25 (на рис.1.3.5 они подчеркнуты снизу). Эти катушки выводятся в дополнительные ветви и, перераспределяясь по фазам, участвуют в создании магнитного поля полюсности $2p_2$:

Пазы статора																																				Полносность
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	
0	D	D	D	0	E	E	E	0	F	F	F	0	D	D	D	0	E	E	E	0	F	F	F	0	D	D	D	0	E	E	E	0	F	F	F	p ₁ =3
A	A	A	B	B	B	C	C	C	A	A	A	B	B	B	C	C	C	A	A	A	B	B	B	C	C	C	A	A	A	B	B	B	C	C	C	p ₂ =4

Рис.1.3.5 Вывод катушек в дополнительные ветви

Определим номера катушек в каждой ветви обмотки по методу предыдущего примера и составим таблицу ветвей с номерами катушек сгруппированных в базовую схему (табл.1.3.2).

Таблица 1.3.2

Таблица распределения катушек ППО при схеме переключения “УУУ/УУУ с доп. ветвями”

Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек
A-D	2,3,28	B-D	4,14,15	C-D	16,26,27
A-E	19,20,30	B-E	6,31,32	C-E	7,8,18
A-F	10,11,12	B-F	22,23,24	C-F	34,35,36
A _{доп}	1,21,29	B _{доп}	5,13,33	C _{доп}	9,17,25

Очевидно, катушки дополнительных ветвей целесообразно выполнить проводом с сечением в три раза больше (в этих катушках протекает ток в 3 раз больший) и соответственно с числом витков в три раза меньше, чем в остальных катушках. При этом будет достигнуто практически полное согласование магнитных индукций в воздушном зазоре, условием которого является выполнение равенства:

$$\frac{w_1 \cdot k_{обм1}}{w_2 \cdot k_{обм2}} = \frac{p_1}{p_2}$$

Небольшое различие в величинах магнитных индукций может быть за счет разницы в значениях обмоточных коэффициентов.

Таблица 1.3.3

Расчетные данные ППО со стороны $p_1=3$ при
схеме переключения YYY/YYY с доп.ветвями

	Ветви								
	D-A	D-B	D-C	E-A	E-B	E-C	F-A	F-B	F-C
A	5,26	5,26	5,26	5,26	5,26	5,26	5,26	5,26	5,26
$K_{обм}$	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876	0,876
φ	195°	195°	195°	315°	315°	315°	75°	75°	75°

Таблица.1.3.4

Расчетные данные ППО со стороны $p_2=4$ при
схеме переключения YYY/YYY с доп.ветвями

	Ветви								
	A-D	A-E	A-F	B-D	B-E	B-F	C-D	C-E	C-F
A	6,64	6,64	6,64	6,64	6,64	6,64	6,64	6,64	6,64
$K_{обм}$	0,831	0,831	0,831	0,831	0,831	0,831	0,831	0,831	0,831
φ	50°	50°	50°	170°	170°	170°	290°	290°	290°

Как можно увидеть по результатам расчетов (табл.1.3.3, 1.3.4), данная обмотка со стороны обеих полюсностей имеет обычное распределение катушек по фазам, угол между фазами равен 120°, величины ЭДС, индуцированных в одноименных параллельных ветвях равны по амплитуде и по фазе, а в ветвях, относящихся разным фазам, индуцируются ЭДС равные по амплитуде и сдвинутые по фазе на 120°. Одним словом не имеется ни внешняя, ни внутренняя несимметрия. Картины намагничивающих сил, создаваемые ППО со стороны обеих полюсностей близки к синусоиде и обмотка имеет достаточно высокие обмоточные коэффициенты. Обмотка является совершенно симметричной по отношению к источнику питания.

Следует отметить, что вышеприведенную обмотку, построенной по методу ДЗПФ можно получить в числах пазов кратным 36. В случае выполнения при числе пазов 72 обмотка будет обладать аналогичными свойствами как предыдущая в 36 пазах. На рис.1.3.6. приведены ДЗПФ нижних слоев 8 и 6 полюсных обмоток, размещенные друг под другом [2].

Пазы статора																																				Полус- ность
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	
x	x	d	d	d	d	d	d	x	x	e	e	e	e	e	e	e	x	x	f	f	f	f	f	x	x	x	d	d	d	d	d	x	x	e	e	
a	a	a	a	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	c	c	a	a	a	a	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	c	c	
Пазы статора																																				Полус- ность
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	
e	e	e	e	x	x	f	f	f	f	f	f	x	x	d	d	d	d	d	d	x	x	e	e	e	e	e	e	x	x	f	f	f	f	f	f	
a	a	a	a	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	c	a	a	a	a	a	a	a	b	b	b	b	b	b	c	c	c	c	c	c	

Рис.1.3.6. ДЗПФ нижних слоев 8 и 6 полюсных обмоток, размещенные друг под другом.

Для получения соответствия вышеприведенной обмотки к базовой схеме на рис.1.3.4 в дополнительные ветви выносятся катушки: для фазы *A* – 1, 2, 41, 42, 57, 58; для фазы *B* – 9, 10, 25, 26, 65, 66; для фазы *C* – 17, 18, 33, 34, 49, 50.

В таблицах 1.3.5 и 1.3.6 приведены расчетные данные ППО со стороны 6 и 8 полюсов, а на рис.1.3.7 и 1.3.8 показаны картины намагничивающих сил, создаваемые данной обмоткой.

Таблица 1.3.5

Расчетные данные ППО со стороны $p_1=3$ при схеме переключения YYY/YYY с доп.ветвями и $Z_1=72$

	Ветви								
	D-A	D-B	D-C	E-A	E-B	E-C	F-A	F-B	F-C
<i>A</i>	10,466	10,466	10,466	10,466	10,466	10,466	10,466	10,466	10,466
□	0,872	0,872	0,872	0,872	0,872	0,872	0,872	0,872	0,872
φ	52,5°	52,5°	52,5°	172,5°	172,5°	172,5°	- 67,5°	- 67,5°	- 67,5°

Таблица.1.3.6

Расчетные данные ППО со стороны $p_2=4$ при схеме переключения YYY/YYY с доп.ветвями и $Z_1=72$

	Ветви								
	A-D	A-E	A-F	B-D	B-E	B-F	C-D	C-E	C-F
<i>A</i>	19,646	19,646	19,646	19,646	19,646	19,646	19,646	19,646	19,646
□	0,819	0,819	0,819	0,819	0,819	0,819	0,819	0,819	0,819
φ	60°	60°	60°	- 60°	- 60°	- 60°	180°	180°	180°

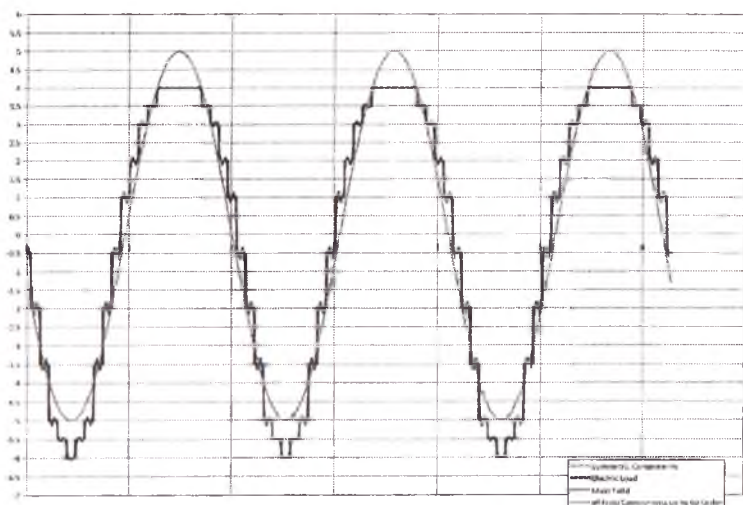


Рис.1.3.7. Картины намагничивающих сил ППО со стороны 6 полюсов

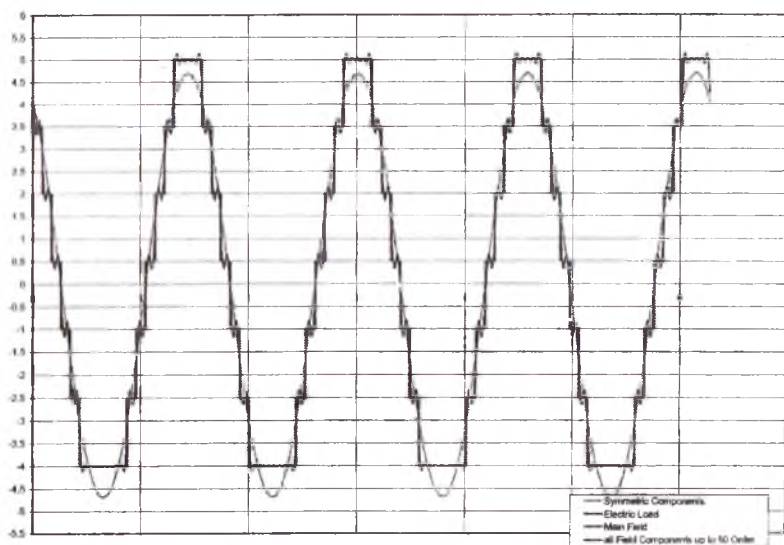


Рис.1.3.7. Картины намагничивающих сил ППО со стороны 8 полюсов

В принципе получение схем ППО на основе схемы переключения «УУУ/УУУ с дополнительными ветвями» возможно также при совмещении ДЗПФ m – и $2m$ - зонных или двух $2m$ - зонных обмоток.

В таких случаях ДЗПФ одной полюсности принимается как основной или “базовый” и в нем не будут осуществляться изменения. Со стороны второй полюсности необходимо осуществлять “маленькие” трансформации в ДЗПФ при сохранении свойств обмотки для получения соответствия к БО. Причем трансформации для каждого случая совмещения специфические в зависимости от соотношения полюсов получаемой ППО, схемы переключения и числа пазов статора.

Для подробного объяснения этого рассмотрим процесс получения схемы ППО на соотношение полюсов $3/4$ при числе пазов 72 на основе схемы переключения «три трехфазные звезды с тремя дополнительными ветвями». В отличие от схемы переключения на рис.1.3.4 в каждой фазе будут по три дополнительной ветви, включенных между собой параллельно. Совмещаемые обмотки представляют собой обычные $2m$ - зонные двухслойные обмотки. В качестве основного ДЗПФ принимаем токораспределение со стороны $p = 4$. При выполнении обмотки обычной $2m$ - зонной с этой стороны число пазов на полюс и фазу будет равен $q = 3$. На рис.1.3.6 представлен ДЗПФ нижнего слоя 8-полюсной обмотки с указанием углов сдвига между катушками в соседних пазах.

Пазы статора																				Полносность
а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	0	0	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	0	0	
21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36					
а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	0	0	
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	
а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	0	0	
57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72					
а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	а	
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	0	0	

Рис.1.3.6. ДЗПФ нижнего слоя 8-полюсной обмотки

Со стороны 6- полюсов при выполнении обмотки обычной 2m- зонной число пазов на полюс и фазу будет равен $q = 4$. На рис.1.3.7 показано ДЗПФ нижнего слоя 6-полюсной обмотки.

Пазы статора																																				Поллюсность																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																		
d	d	d	d	f	f	f	f	e	e	e	e	d	d	d	d	f	f	f	e	e	e	e	d	d	d	d	f	f	f	e	e	e	e	e	e		e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e	e

Рис.1.3.7. ДЗПФ нижнего слоя 6-полюсной обмотки

Как можно увидеть из этих рисунков ДЗПФ обеих обмоток не отличаются от обычных 2m- зонных обмоток, т.е. во всех пазах $|\Delta \varphi| = 0$. Обычное совмещение в таком виде ДЗПФ 6 и 8 полюсных обмоток ничего не даст, т.к. в этом случае не получим желаемого сопряжения фаз. Поэтому в ДЗПФ 6 полюсной обмотки будем производить трансформации. Сначала произведем сдвиг ДЗПФ нижнего слоя на одно полюсное деление вправо, т.е. на 12 пазов в результате чего в первом пазу в нижнем слое ДЗПФ будет находится катушка «-d ». В качестве следующего шага будем производить трансформации в токораспределении нижнего слоя 6-полюсной обмотки. В первую очередь число q сократим от 4 до 3 и получим как бы две одинаковые обмотки. Далее в некоторых пазах сократим q до 2 и до 1 с таким расчетом, чтобы количество катушек принадлежащих двум фазам было равно 3.

Согласно принципам построения основной схемы обмотки (УУУ/УУУ) состояний в этих парах должны меняться три раза. Поэтому ДЗПФ обмотки делится на число частей, кратное трем (в данном случае, на три), и на границах этих частей осуществляется «переход соответствия», т.е. например, если в первом пазу фазе Д соответствует А, в 49 пазу соответствует С. Вблизи границ состояния проводников полюсности $2p_1$ (пазы 22 и 24, 46 и 48, 70 и 72) выбираются согласно общим правилам симметрирования

рассматриваемой схемы обмотки: одинаковое число катушек в ветвях, равенство ЭДС ветвей по амплитуде и фазе и т.д.

Теперь некоторые катушки со стороны 6 полюсов нужно выводить в дополнительные ветви с целью обеспечения согласования величин магнитных индукций в воздушном зазоре со стороны одной и другой полюсности и получения обмотки с малым расхождением ЭДС в параллельных ветвях и близкой синусоиде картины намагничивающих сил.

Для фазы Д это катушки в пазах с номерами 2 и 38, 11 и 47, 20 и 56; для фазы Е с номерами 8 и 44, 26 и 62 и т.д. В результате получим состояния ДЗПФ, представленные на рис.1.3.8.

Благодаря тому, что из восьми одинаковых катушек две внесены в дополнительные ветви, а шесть – в основные ветви, в этой обмотке так же достигается соотношение чисел витков $w_1/w_2=p_1/p_2=3/4$.

Паза статора																																				Полосность	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36		
a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b	b		p ₂ =4
d	0	d	f	f	f	e	0	e	d	0	d	f	0	f	e	e	e	d	0	d	f	0	e	d	0	d	f	f	f	e	0	e	d	0	d		p ₁ =3

Паза статора																																			Полусность		
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71		72	
a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b	b	a	a	a	c	c	c	b	b		b	p ₂ =4
f	0	f	c	e	e	d	0	d	f	0	e	d	0	d	f	f	f	e	0	e	d	0	d	f	0	f	e	e	e	d	0	d	f	0		e	p ₁ =3

Рис.1.3.8. Результирующий ДЗПФ нижнего слоя ППО

Отсюда можно легко распределить катушки по основным и дополнительным ветвям схемы переключения. Тогда в первую ветвь первой звезды будут включены катушки с порядковыми номерами: 1,3, 19,21,-10,-12, во вторую ветвь — 25, 27, - 34, -36,43, 45, в третью ветвь — - 49,51, -58, -60, 67, 69, , в первую ветвь второй звезды включены катушки: - 48,55,57, -64,-65, -66, во вторую ветвь — 7, 9, -16,-17, -18, -72, в третью ветвь — -24, 31, 33,-40, - 41,- 42, в первую ветвь третьей звезды включены катушки : - 28, -29, -30, 37, 39, - 46, во вторую ветвь — -52, -53, -54,61, 63, -70,

в третью ветвь — - 4, -5,-6, 13,15, -22, в первую параллельную ветвь первой группы 2,38, во вторую параллельную ветвь — - 11,-47, в третью параллельную ветвь — 20,56, в первую параллельную ветвь второй группы 26, 62, во вторую параллельную ветвь — - 35, - 71, в третью параллельную ветвь — 8, 44, в первую параллельную ветвь третьей группы 14, 50, во вторую параллельную ветвь — -23,- 59, в третью параллельную ветвь — 32, 68. Знак « - » при порядковом номере катушек соответствует их встречному включению по отношению к катушкам, номера которых приведены без знака.

При числе полюсов $2p_2=8$ в схему будут включены все 72 катушки, в трех дополнительных параллельных ветвях трех групп соответственно создаются ЭДС, совпадающие по фазе и равные по величине. При числе полюсов $2p_1=6$ катушки, включенные в дополнительные ветви, оказываются обесточенными и в схему включены 54 катушки, которые объединены в три трехфазные звезды. В контурах, образуемых катушками дополнительных ветвей, уравнивающие токи отсутствуют при обоих числах полюсов.

Обмотка со стороны 3 пар полюсов является симметричной, а со стороны 4 пар полюсов расхождение векторов ЭДС (создаваемых восьмью полюсной вращающейся волной магнитного поля) одноименных ветвей второй звезды относительно первой, первой относительно третьей звезды составляет $3,4^\circ$, по амплитуде вектора ЭДС ветвей второй и третьей звезд одинаковы и превышают ЭДС ветвей первой звезды на 1,2 %.

Однако, несмотря на указанное расхождение векторов в ветвях каждой из фаз, со стороны восьмью полюсов обмотка является симметричной по отношению к источнику питания, т.к. в ветвях, соответственно первых, вторых, третьих трехфазных звезд и в группах дополнительных параллельных ветвей ЭДС образуют совершенно симметричные трехфазные системы. Обмоточные коэффициенты ППО с $2p_1$ и $2p_2$ –полюсной стороны, соответственно равны $K_{обм1}=0,778$ и $K_{обм2}=0,82$.

Как было сказано ранее, обмотка соединяется в схему три трехфазные звезды с девятью дополнительными ветвями. Дополнительные ветви увеличивают число витков фазы обмотки со стороны большей полюсности и позволяют использовать в качестве номинального напряжения обмотки со стороны обеих

полюсностей одно напряжение – напряжение промышленной сети, т.к. в этом случае совпадают кратности чисел пар полюсов и чисел витков, приходящихся на величину фазного напряжения с каждой из сторон обмотки (эти кратности, соответственно равны 3:4 и 18:24). Следствием отмеченного является то, что удастся согласовать магнитные индукции, т.е. выбрать одну и ту же величину (принятую для машин нормального исполнения) индукции магнитного поля для обеих полюсностей и этим самым значительно улучшить использование активных материалов электрической машины.

1.4. Разработка схем ППО на большое соотношение полюсов использованием модернизированного метода ДЗПФ

Двухскоростные двигатели с большой разницей соотношения чисел пар полюсов широко используются в многочисленных лифтовых установках, подъемно-транспортных и сельскохозяйственных машинах. В большинстве случаев эти механизмы имеют напряженный режим работы и большую частоту включений (до 240 в час) [2, 28 - 30]. Как показывают исследования, в электроприводах с такими режимами работ соотношение частот вращения 1:4 является наиболее целесообразным, так как при этом соотношении удастся существенно уменьшить потери электрической энергии, массу и габариты двигателей [31,32].

Применяемые в настоящее время двухскоростные двигатели с большим соотношением скоростей также имеют на статоре две отдельные обмотки для двух частот вращения, что приводит к резкому ухудшению степени использования электрической машины, снижению ее энергетических показателей и усложнению технологии изготовления и ремонта. Например, лифтовой двухскоростной двигатель 4АН250S6/24У3 развивает при высшей частоте вращения номинальную мощность 12 кВт, а двигатель нормального исполнения 4АН250 S6 У3 при тех же габаритах – 55 кВт. Как видно, резервы по улучшению использования машины здесь значительные и целесообразность применения на двухскоростном двигателе одной специальной полюсопереключаемой обмотки очевидна.

Существующие схемы ППО на большое соотношение полюсов не находят практического применения из-за большого количества

выводных концов, переключающих контактов, а также достаточно сложной технологии изготовления, обусловленной выполнением разношаговых катушек на разное число витков[1,8].

Наиболее эффективными для полюсопереключаемых обмоток с большой разницей чисел пар полюсов являются схемы переключения «звезда -двойная звезда» и «звезда- двойная звезда с дополнительными ветвями», базовые схемы которых показаны на рис.1.4.1а,б. Обмотки выполненные на их основе, целесообразны к использованию в двигателях с напряженным режимом, широко применяемых в подъемно-транспортных машинах, лифтовых установках, машиностроении и в сельском хозяйстве. Они обеспечивают две частоты вращения, отличающиеся в 2 или 4 раза, но, как было сказано ранее, наиболее целесообразным соотношением из них является $p_1/p_2=1/4$. Эти обмотки имеют минимальное количество выводов (6 или 9), дополнительных контактов и технология их изготовления идентична технологии для обычных двухслойных петлевых обмоток с одинаковыми шагом и числом витков в катушках и могут быть выполнены на магнитопроводах с минимальным числом пазов (назовем это число модулем обмотки), равным 12,18,24,30 и 36.

При подаче питания к зажимам А,В,С обмотки в воздушном зазоре двигателя образуется вращающееся магнитное поле большого числа пар полюсов p_2 , а при подаче питания к зажимам D, E, F и замыкании контактов переключателя П1 – магнитное поле меньшего числа пар полюсов p_1 .

Как было сказано выше и как видно из схемы переключения каждая фаза одной полюсности будет в сопряжении только с одной фазой другой полюсности (т.е. катушки каждой фазы остаются принадлежащими этой же фазе), а также направление тока в катушках включенных между выводами D,E,F и переключателем П1 изменяется на противоположное.

Для построения схемы полюсопереключаемой обмотки и здесь необходимо совместное рассмотрение дискретно-заданных пространст-венных функций двух обычных обмоток с большим и меньшим числом полюсов. В качестве примера рассмотрим процесс построения ППО на соотношение полюсов 1: 4 в 18 пазах статора.

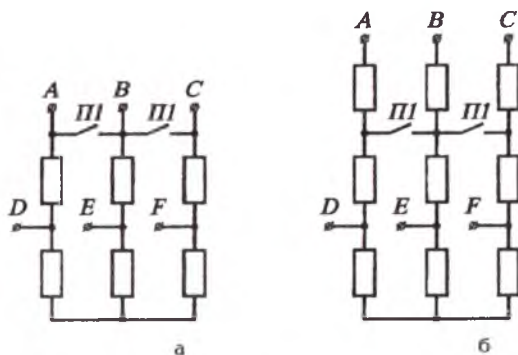


Рис.1.4.1 Схемы переключения для ППО

а) «звезда -двойная звезда»

б) «звезда- двойная звезда с дополнительными ветвями»

С этой целью берем токораспределения двухслойных петлевых обмоток статора. Со стороны двух полюсов берем ДЗПФ $2m$ – зонной обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q=3$, а со стороны восьми полюсов ДЗПФ m - зонной обмотки с дробным $q=1\frac{1}{2}$. На рис.1.4.2 и 1.4.3 показаны ДЗПФ нижних слоев 2 – и 8 –полюсных обмоток [2,31].

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	Пазы
d	d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	f	f	f	e	e	e	$p_1=1$
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	Угол сдвига для нижнего слоя
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$ \Delta\phi $

Рис.1.4.2 ДЗПФ нижнего слоя 2- полюсной обмотки

1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Пазы
a	a	b	c	c	a	b	b	c	a	a	b	c	c	a	b	b	c	$p_2=4$
0	0	120°	240°	240°	0	120°	120°	240°	0	0	120°	240°	240°	0	120°	120°	240°	Угол сдвига для ниж- него слоя
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$ \Delta\varphi $

Рис.1.4.3. ДЗПФ нижнего слоя 8- полюсной обмотки

Как видно из этих ДЗПФ углы сдвига в этих обмотках не отличаются от идеальной $2m$ -зонной и m -зонной обмоток, т.е. во всех пазах $|\Delta\varphi|=0$. Теперь совместим эти два слоя ДЗПФ. На рис.1.4.4 показано совмещение ДЗПФ нижних слоев двух обмоток.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Пазы
d	d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	f	f	f	e	e	e	$p_1=1$
a	a	b	c	c	a	b	b	c	a	a	b	c	c	a	b	b	c	$p_2=4$

Рис.1.4.4. Совмещение ДЗПФ нижних слоев 2- и 8 полюсной обмоток

Анализируя сопряжения фаз этих ДЗПФ можно заметить, что за исключением некоторых пазов (пазы под номерами 3,6,9,12,15,18,) сочетания фаз соответствует схеме переключения «звезда – двойная звезда». Здесь возможно применение схемы переключения «звезда – двойная звезда с дополнительными ветвями». В дополнительные ветви выносятся катушки, недостаточно эффективные при создании суммарной ЭДС фазы, но расположенные симметрично относительно друг друга. Для нашего примера катушки в пазах под номерами 6,15 будут в дополнительной ветви первой фазы, катушки в пазах под номерами 3,12 - в дополнительной ветви второй фазы и катушки в пазах под номерами 9,18- в дополнительной ветви третьей фазы или другими словами в дополнительные ветви выводятся катушки, расположенные в

«несоответствующих» пазах. Эти катушки не будут участвовать в работе электрической машины со стороны 2 полюсов и в ДЗПФ вместо катушек, выведенных в дополнительные ветви будут поставлены символы 0.

С учетом этого ДЗПФ на рис 1.4.4 имеет вид :

1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Пазы
d	d	0	<u>f</u>	<u>f</u>	0	e	e	0	<u>d</u>	<u>d</u>	0	f	f	0	<u>e</u>	<u>e</u>	0	$p_1=1$
a	a	b	c	c	a	b	b	c	a	a	b	c	c	a	b	b	c	$p_2=4$

Рис. 1.4.5 ДЗПФ нижних слоев с учетом вывода катушек в дополнительные ветви

Следует отметить, что путем подбора шага со стороны 2-полюсов, т.е. основной скорости можно получить очень удачное совпадение слоев и близкую к синусоиде картину н.с. На рис.2.4.6 показана ДЗПФ нижнего и верхнего слоев ППО со стороны двух полюсов при шаге 7.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	Пазы
0	f	f	0	e	e	0	d	d	0	f	f	0	e	e	0	d	d	ДЗПФ ₁
d	d	0	f	f	0	e	e	0	d	d	0	f	f	0	e	e	0	ДЗПФ _{1н}

Рис.1.4.6 ДЗПФ нижнего и верхнего слоев ППО со стороны 2 – полюсов при шаге $y=7$

Если внимательно анализировать ДЗПФ нижнего и верхнего слоев ППО со стороны 2 – полюсов, то можно увидеть, что распределение катушек во втором слое как будто заполняют “пустые” пазы и в конечном счете получается токораспределение очень близкое к исходной ДЗПФ.

С помощью таблиц сопряжения фаз из ДЗПФ на рис.1.4.5 можно получить таблицу распределения катушек по ветвям. Схему переключения “звезда- двойная звезда с дополнительными ветвями” на рис.1.4.16 можно разделить на следующие ветви : для первой фазы – А-П1, П1- Д, Д- 0, для второй фазы – В-П1, П1- Е, Е- 0, для третьей фазы – С-П1, П1- F, F-0. При этом ветви

расположенные до переключателя, А-П1, В-П1 и С-П1 являются дополнительными.

Таблица.1.4.1

Таблица ветвей обмотки при схеме
“звезда - двойная звезда с доп. ветвями”

Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек
А-П1	6,15	В-П1	3,12	С-П1	9,18
П1-Д	10,11	П1-Е	16,17	П1-Ф	4,5
Д-0	1,2	Е-0	7,8	Ф-0	13,14

Результаты расчета индуцируемых ЭДС в ветвях и обмоточных коэффициентов показали, что обмоточный коэффициент со стороны основной скорости равен $K_{обм1}=0,925$, величины ЭДС индуцируемых в параллельных ветвях равны по амплитуде и имеют одинаковую фазу. Отношение эффективных чисел витков $K_{обм2} \cdot w_2 / K_{обм1} \cdot w_1 = 2,695$ максимальное. Обмотка совершенна симметрична по отношению к питающей сети. Забегая вперед можно сказать, что результаты анализа свойств этой обмотки показали близость её параметров к обмоткам нормального исполнения.

Несмотря на большие преимущества, эта обмотка имеет один недостаток, связанный с наличием 9 выводных концов.

С целью уменьшения выводных концов до минимума, т.е. до 6 были продолжены научные исследования в этом направлении. Как стало известно в процессе работы для получения высокоэффективной ППО с соотношением полюсов 1/4 на основе базовой схемы « звезда – двойная звезда» (рис.1.4.1 а) необходимо в ДЗПФ малой полюсности производить некоторые трансформации.

Для примера рассмотрим процесс построения схемы ППО при числе пазов 18, где в качестве исходной 8-полюсной обмотки возьмем нормальную m-зонную обмотку, а в качестве основной или «типовой» 2-полюсной также нормальную 2m-зонную обмотку. Запишем ДЗПФ нижних слоев этих обмоток друг под другом:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	пазы
a	a	b	c	c	a	b	b	c	a	a	b	c	c	a	b	b	c	$p_2=4$ исход- ная обмотка
0	0	120°	240°	240°	0	120°	120°	240°	0	0	120°	240°	240°	0	120°	120°	240°	Угол сдвига
d	d	d	f	f	f	e	e	e	d	d	d	f	f	f	e	e	e	$p_1=1$ типовая обмотка
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	Угол сдвига

Рис.1.4.7 Совмещение ДЗПФ нижних слоев 2- и 8-полюсной обмоток

Как в предыдущем примере, здесь возникает аналогичная проблема с “несоответствующими” пазами, где сопряжения фаз не соответствует к данной схеме переключения. В том случае эти катушки были выведены в дополнительные ветви, но этот раз должна осуществляться трансформация фаз или синтезирование обмотки с числом полюсов p_1 , с тем чтобы каждая фаза одной полюсности соприкасалась только одной фазой второй полюсности. Это означает, что катушки лежащие в этих пазах и принадлежащие к одной из фаз должны поменять свою фазную принадлежность с целью соответствия ДЗПФ обмотки к вышеприведенной схеме, но с условием сохранения свойств обмотки.

На рис.1.4.8 представлено синтезирование 2-полюсной обмотки, здесь в третьей строке записана ДЗПФ одного слоя синтезированной обмотки, т.е. ДЗПФ полюсopersеключаемой обмотки, относящаяся к меньшей полюсности $p_1=1$. Она получена как бы «модулированием» ДЗПФ исходной обмотки с помощью ДЗПФ типовой обмотки. В основе этого процесса использован принцип приближения тока-распределения и картины МДС полюсopersеключаемой обмотки со стороны полюсности $2p_1$ к токораспределению и картине МДС типовой обмотки, хотя степень такого приближения ограничена возможностью изменять только знаки состояний проводников в ДЗПФ исходной обмотки при неизменном распределении фазных зон. Смысл «приближения»

заключается в определении в каждом пазу знака состояния проводника ДЗПФ синтезируемой обмотки в зависимости от состояния проводника ДЗПФ типовой обмотки в этом пазу и взаимного расположения векторов фазных токов (или ЭДС) в трехфазной системе. Таким образом, со стороны 2-полюсов получается следующая синтезированная обмотка.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	пазы
a	a	b	c	c	a	b	b	c	a	a	b	c	c	a	b	b	c	$p_2=4$ исходн. обмотка
d	d	d	<u>f</u>	<u>f</u>	<u>f</u>	e	e	e	<u>d</u>	<u>d</u>	<u>d</u>	f	f	f	<u>e</u>	<u>e</u>	<u>e</u>	$p_1=1$ типовая обмотка
d	d	<u>e</u>	<u>f</u>	<u>f</u>	d	e	e	<u>f</u>	<u>d</u>	<u>d</u>	e	f	f	<u>d</u>	<u>e</u>	<u>e</u>	f	$p_1=1$ синтез. обмотка

Рис.1.4.8 Синтезирование 2-полюсной обмотки

Например, если состояние проводника в ДЗПФ исходной обмотки «b» (паз под номером 3), в ДЗПФ типовой «d», то поскольку к «d» ближе «-e» (мгновенные токи совпадают по направлению), а не «e», в ДЗПФ синтезируемой обмотки записывается «-e»; если в ДЗПФ исходной обмотки «с» (пазы 4 и 5), в ДЗПФ типовой «-f», то в ДЗПФ синтезируемой обмотки записывается «-f», и т.д. Следовательно, порядок построения $2p_1$ - полюсной части полюсопереключаемой обмотки состоит в поочередном рассмотрении каждого паза и записи ДЗПФ синтезируемой обмотки в соответствии с вытекающими из предыдущего правилами:

1) при совпадении состояний по очередности фаз и знаку они записываются без изменения знака (пазы 1 и 2);

2) если фазы состояний не совпадают, а знаки совпадают, то записывается состояние исходной обмотки с противоположным знаком (паз 3);

3) если фазы состояний совпадают, а знаки нет, то записывается состояние исходной обмотки с противоположным знаком (пазы 4 и 5);

4) при несовпадении состояний по фазе и знаку состояние исходной обмотки записывается без изменения знака (паз 6).

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	пазы $p_1=1$ синтез. обмотка
d	d	e	f	f	d	e	e	f	d	d	e	f	f	d	e	e	f	
0	0	300°	60°	60°	0	120°	120°	60°	180°	180°	120°	240°	240°	180°	300°	300°	240°	Угол сдвига синтез. обмотки
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	Угол сдвига идеал. обм.
0	0	60°	0	0	60°	0	0	60°	0	0	60°	0	0	60°	0	0	60°	$ \Delta\phi $

Рис.1.4.9 ДЗПФ и фазовое распределение ППО со стороны $p_1=1$

На рис.1.4.9 представлен ДЗПФ и фазовое распределение ППО со стороны $p_1=1$. Теперь производим визуальный анализ фазового распределения новой синтезированной обмотки. Например, фазовое распределение проводника в пазу под номером 3 от предыдущего составляет 300° или если отсчет вести против часовой стрелки 60°. Как можно увидеть отсюда фазовое распределение трансфор-мированных фаз немного отличается от идеального распределения. Если разницу между углами сдвига представить в виде диаграмм, то можно увидеть что разница лишь в 60° возникает в шести пазах. Эта разница не будет иметь заметного влияния на свойства обмотки, что показали экспериментальные исследования двигателей с этой ППО.

Очевидно, по полученной ДЗПФ с помощью таблиц сопряжения фаз можно легко получить таблицу распределения катушек по ветвям и составить схему соединений ППО. Схему переключения “звезда- двойная звезда” можно разделить на следующие ветви : для первой фазы – П1- Д, Д- 0, для второй фазы – П1- Е, Е- 0, для третьей фазы – П1- F, F- 0.

Таблица 1.4.2

Таблица ветвей обмотки при схеме “звезда - двойная звезда”

Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек	Название ветви	Номера катушек
П1-Д	6,10,11	П1-Е	12,16,17	П1- F	4,5,18
Д-0	1,2,15	Е-0	3,7,8	F-0	9,13,14

В табл.1.4.2 приведено распределение катушек ППО по ветвям схемы переключения “звезда – двойная звезда”.

Следует отметить, что эти обмотки отличаются высокой технологичностью и меньшим числом соединений по сравнению с аналогичными обмотками, полученными известными методами полюсоамплитудной и фазовой модуляции (ПАМ и ФМ).

Для сравнения фазового распределения катушек или структуру обмотки возьмем схему аналогичной двухслойной ППО, т.е. с соотношением полюсов $p_1/p_2=1/4$ при числе пазов $z=18$ и шагом обмотки $y=7$ [33], которая использовалась в двухскоростных двигателях АИР80В16/4, выпускаемых НПО «Укрэлектромаш» (г. Харьков, Украина).

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	пазы
a	b	a	c	a	c	b	c	b	a	b	a	c	a	c	b	c	b	$p_2=4$
0	120°	180°	240°	0	60°	120°	240°	300°	0	120°	180°	240°	0	60°	120°	240°	300°	Угол сдвига
d	e	d	f	d	f	e	f	e	d	e	d	f	d	f	e	f	e	$p_1=1$
180°	120°	180°	240°	180°	240°	300°	240°	300°	0	300°	0	60°	0	60°	120°	60°	120°	Угол сдвига

Рис.1.4.10 ДЗПФ и фазовое распределение промышленно применяемой ППО

На рис.1.4.10 показаны ДЗПФ и фазовое распределение вышеназванной промышленной ППО. Если фазовое распределение этой обмотки со стороны основной полюсности ($p_1=1$) сравнить с фазовым распределением идеальной $2m$ –зонной обмотки идентичной полюсности (рис.1.4.11), то можно увидеть, что расхождение в значениях углов сдвига $|\Delta\phi|$ изменяется от 180° до 240° градусов. Это означает насколько существенна данная обмотка по фазовому распределению отличается от обычной обмотки.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	пазы $p_1=1$
d	e	d	f	d	f	e	f	e	d	e	d	f	d	f	e	f	e	
180°	120°	180°	240°	180°	240°	300°	240°	300°	0	300°	0	60°	0	60°	120°	60°	120°	Угол сдвига пром. обм.
0	0	0	60°	60°	60°	120°	120°	120°	180°	180°	180°	240°	240°	240°	300°	300°	300°	Угол сдвига идеал. обм.
180°	120°	180°	180°	120°	180°	180°	120°	180°	180°	120°	180°	180°	240°	180°	180°	240°	180°	$ \Delta\varphi $

Рис.1.4.11. Сравнение углов сдвига промышленной ППО со стороны 2-полюсов с обычной обмоткой.

Технология изготовления этой обмотки более сложна, т.к. она имеет больше межкатушечных соединений (31 вместо 16 в нашей ППО), что связано большим расходом изоляционных материалов.

В НПО «Укрэлектромаш» были изготовлены и успешно прошли промышленные испытания двухскоростные двигатели с вышеприведенными ППО. Как показали результаты экспериментальных исследований двигателей с этой ППО, с их применением возможно получение высоких удельных показателей по мощности и пусковым характеристикам. Более подробно об этом остановимся в следующих главах.

В вышеприведенных примерах были рассмотрены обмотки, в которых двум полюсным делениям $2\tau_1$ меньшей полюсности $2p_1$ соответствуют 18 пазов, т.е. в данном случае число 18 есть модуль обмотки. Очевидно, в числах пазов, кратных модулю, можно разместить ППО с соотношениями чисел пар полюсов $p_1/p_2=1/4, 2/8, 3/12, \dots$ и т.д. Однако именно этот модуль в значительной степени определяет свойства и характеристики ППО.

Аналогично можно получить ППО при модуле (числе пазов) $Z_1=24$. В этом случае со стороны $p_2=4$ обмотка будет обычной m -зонной с $q=2$, а со стороны $p_1=1$ обычная $2m$ -зонная обмотка будет трансформироваться и получим синтезированную обмотку. На рис. 1.4.12 представлены ДЗПФ и фазовые распределения этой обмотки.

Паза статора																								Полюсность
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	$p_2=4$
A	a	b	b	c	c	A	a	b	b	c	c	A	a	b	b	c	c	A	a	b	b	c	c	
0	0	120°	120°	240°	240°	0	0	120°	120°	240°	240°	0	0	120°	120°	240°	240°	0	0	120°	120°	240°	240°	Угол сдвига
d	d	e	e	f	f	d	d	e	e	f	f	d	d	e	e	f	f	d	d	e	e	f	f	$p_1=1$ синт.обм.
0	0	60°	60°	60°	60°	0	0	120°	120°	60°	60°	180°	180°	120°	120°	240°	240°	180°	180°	60°	60°	240°	240°	Угол сдвига

Рис.1.4.12 ДЗПФ и фазовое распределение ППО $p_1/p_2=1/4$, $Z=24$

Как можно увидеть отсюда со стороны большой полюсности ППО представляет собой обычную m - зонную обмотку, с другой стороны фазовое распределение катушек очень близко к распределению обычной $2m$ - зонной обмотки, т.е. данная ППО по своим свойствам близка к обмоткам нормального исполнения [2,34].

Следует отметить, что в случае работы при схеме двойная звезда полностью обеспечивается симметричность обмотки, величины ЭДС наводимых в параллельных ветвях одноименных фаз равны между собой, а ЭДС разных фаз сдвинуты относительно друг друга на 120 град. Кроме этого обмотка совершенно симметрична по отношению к питающей сети. С точки зрения технологичности, данная обмотка представляет собой обычную двухслойную обмотку с одинаковым шагом. Процесс укладки обмоток может быть автоматизирован, если изготовить каждую полуфазу обмотки отдельно.

Таким образом, можно констатировать, что с помощью модернизированного метода ДЗПФ можно получить высокотехнологичные полюсопереключаемые обмотки с большим соотношением полюсов для двигателей лифтов и подъемно-транспортных механизмов.

ГЛАВА 2

АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ РАЗРАБОТАННЫХ ППО

Анализ гармонического состава магнитодвижущих сил (МДС) очень важен для определения свойств обмотки, поэтому необходимо производить анализ картин МДС ППО со стороны обеих полюсностей.

Сначала анализ будем производить по классическому методу путем разложения в ряд Фурье кривой МДС обмотки и определения коэффициента дифференциального рассеяния. Более углубленный анализ будем осуществлять с использованием нового метода двумерного представления поля.

2.1. Анализ электромагнитных свойств новых ППО по классическому методу

С целью определения оптимального шага ППО с различным модулем произведен анализ электромагнитных свойств всех возможных вариантов обмотки, т.е. определен с помощью разложения в ряд Фурье гармонический состав МДС для обеих полюсностей с учетом обмоточных коэффициентов по каждой гармонике и рассчитаны коэффициенты дифференциального рассеяния. Из-за большого объема вычислений все расчеты этого анализа целесообразно провести способами, поддающимися формализации для использования персонального компьютера.

Для расчета обмоточных коэффициентов вектор ЭДС катушки удобно представить как геометрическую сумму единичных ЭДС каждой из сторон катушки, индуцируемых магнитным полем с числом полюсов p [8]:

$$\overline{E} = E \cdot e^{j\varphi N} - E \cdot e^{j\varphi(N+y)}, \quad (2.1.1)$$

где E – единичная амплитуда ЭДС; N – номер катушки; $\varphi = \frac{360}{Z} \cdot p$ – пространственный угол сдвига между фазами; Z – число пазов, занимаемых обмоткой; y – шаг обмотки.

В случае последовательного соединения n катушек амплитуда результирующей ЭДС определяется по выражению

$$E_{рез} = \left[\sum_{i=1}^n E_{N_i} \right], \quad (2.1.2)$$

Теперь при известном распределении катушек по фазам или по параллельным ветвям обмотки обмоточный коэффициент фазы или ветви для любой гармоники можно рассчитать как

$$k_{обм\ p} = \frac{E_{рез}}{2 \cdot n} \quad (2.1.3)$$

Коэффициент дифференциального рассеяния определяется с помощью программной модели диаграммы Гёргеса [8,35,36], т.е. без графического ее построения. Для математического представления распределения катушек по пазам воспользуемся структурной матрицей $M[J, I]$, имеющей число столбцов, равное числу пазов $\frac{Z}{p}$ (или в ряде случаев равное периоду повторяемости картины МДС Z_n), и число строк, равное числу фаз. Операцию определения координат вершин многоугольника Гёргеса путем поочередного сложения векторов, записанных в виде элементов столбцов матрицы $M[J, I]$, можно условно представить выражениями

$$B_h = \sum_{I=1}^h M[J, I] \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot J\right); \quad (2.1.4)$$

$$C_h = \sum_{I=1}^h M[J, I] \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot J\right); \quad (2.1.5)$$

где h - изменяется от 1 до $\frac{Z}{p}$; J принимает значения 0, 1 и 2.

Расчет координат центра тяжести многоугольника МДС сводится к определению среднеарифметического значения координат вершин многоугольника, т.е.

$$B_h = \frac{\sum_{h=1}^{\frac{Z}{p}} B_h}{Z/p}; \quad (2.1.6)$$

$$C_h = \frac{\sum_{h=1}^{\frac{Z}{p}} C_h}{Z/p} \quad (2.1.7)$$

Квадрат радиуса инерции многоугольника МДС для каждой вершины можно определить по формуле

$$R_{1_h}^2 = (B_h - B)^2 + (C_h - C)^2, \quad (2.1.8)$$

А среднее значение

$$R_2 = \frac{\sum_{h=1}^{z/p} R_{1_h}^2}{Z/p}; \quad (2.1.9)$$

Расчет радиуса окружности для рабочей гармоники при известном обмоточном коэффициенте производится с учетом числа слоев обмотки по формуле

$$R_3 = \frac{k_{обм}}{2\pi} \cdot \frac{Z}{p} \cdot l \cdot k_{исп}, \quad (2.1.10)$$

где l – число слоев обмотки; $k_{исп}$ – коэффициент используемости обмотки, учитывающий отключение части катушек при меньшей полюсности в ППО по схеме переключения «звезда – двойная звезда с дополнительными ветвями».

Теперь коэффициент дифференциального рассеяния

$$\sigma = \left(\frac{R_2}{R_3^2} - 1 \right) \cdot 100\%. \quad (2.1.11)$$

По рассмотренным методикам были созданы программы определения обмоточного коэффициента и коэффициента дифференциального рассеяния, позволяющая определить значение σ без построения диаграммы Гертеса [8,28].

Далее, не останавливаясь подробно на всех данных анализа электромагнитных свойств, целесообразно привести лишь его основные результаты, наиболее важные с точки зрения проектирования и расчета двигателей с ППО на разные соотношения чисел пар полюсов.

2.1.1 Анализ свойств ППО с близким соотношением полюсов по классическому методу

Сначала проведем анализ ППО с соотношением полюсов $p_1/p_2=3/4$, выполненной на основе базовой схемы “три трехфазные звезды по одной дополнительной параллельной ветви в каждой фазе” при числе пазов статора $Z_1=36$ для определения оптимального шага обмотки [2].

В табл.2.1.1 и 2.1.2 приведены величины амплитуд различных гармоник в относительных единицах и в процентах по отношению к амплитуде первой гармоники и величины амплитуды гармоник с учетом обмоточных коэффициентов при различных шагах обмотки ($y = 4, 5, 6$).

Для определения оптимального шага обмотки проанализируем полученные расчетные данные обмотки, приведенные в табл.2.1.1 и 2.1.2.

Таблица 2.1.1

Величины амплитуд гармоник ППО с соотношением полюсов 3:4

Z	p	y	K _{обм}	Амплитуды высших гармонических МДС, %														
				1	2	3	4	5	7	8	9	10	11	13	14	15	16	17
36	3	4	0,789	100	36,6	0	0	5,36	3,83	0	0	7,32	9,09	7,7	5,23	0	0	1,58
		5	0,88	100	18,9	0	0	1,43	1,02	0	0	3,78	9,1	7,69	2,7	0	0	0,42
		6	0,911	100	0	0	0	5,35	3,82	0	0	0	9,1	7,7	0	0	0	1,57
	4	4	0,831	100	9,24	0	0	4,53	2,64	12,5	0	10	1,68	1,74	1,61	0	1,15	5,8
		5	0,831	100	9,24	0	0	4,53	2,64	12,5	0	10	1,68	1,74	1,61	0	1,15	5,8
		6	0,731	100	26,6	0	0	6,94	7,6	12,5	0	10	4,83	2,67	2,48	0	3,32	5,8

Таблица 2.1.2

Данные анализа электромагнитных свойств ППО с соотношением полюсов 3:4

Z	p	y	K _{обм}	Амплитуды высших гармонических МДС с учетом обмоточных коэффициентов, %														
				1	2	3	4	5	7	8	9	10	11	13	14	15	16	17
36	3	4	0,789	100	26,8	0	0	1,44	1,3	0	0	5,36	9,09	7,7	3,8	0	0	0,42
		5	0,88	100	7,18	0	0	0,1	0,74	0	0	1,36	9,1	7,69	1,02	0	0	0,03
		6	0,911	100	0	0	0	1,43	1,02	0	0	0	9,1	7,7	0	0	0	0,4
	4	4	0,831	100	1,7	0	0	1,02	0,4	12,5	0	10	0,3	0,4	0,36	0	0,2	5,8
		5	0,831	100	1,7	0	0	1,02	0,4	12,5	0	10	0,3	0,4	0,36	0	0,2	5,8
		6	0,731	100	14,1	0	0	2,4	4,0	12,5	0	10	2,57	0,93	0,86	0	1,76	5,8

Как можно увидеть из таблиц в картине намагничивающих сил полюсонересключаемой обмотки со стороны 6 полюсов при шаге $y=4$ кроме первой гармоники присутствуют 2-я, 5-я, 7-я, 10-я, 11-я, 13-я, 14-я и 17-я гармонические, их амплитуда в процентном соотношении составляет 36,6%, 5,4%, 3,8%, 7,3%, 9,1%, 7,7%, 5,2%, 1,6% соответственно, а с учетом обмоточных коэффициентов их влияние уменьшается до 26,8%, 1,44%, 1,03%, 5,36%, 9,1%, 7,7%, 3,83%, 0,42%.

При шаге $y=5$ гармонические этих же порядков имеют амплитуды – 18,95%, 1,44%, 1,03 %, 3,79%, 9,1%, 7,7%, 2,71%, 0,42% соответственно, но с учетом обмоточных коэффициентов их величина сильно уменьшается, т.е.-7,18%, 0,103%, 0,074%, 1,44%, 9,1%, 7,7%, 1,03%, 0,03%.

При удлинённом еще на один паз шаге $y=6$ в картине н.с. присутствуют 5-я, 7-я, 11-я, 13-я и 17-я гармонические со

следующими значениями амплитуд в процентном отношении 5,36%, 3,83%, 9,1%, 7,7%, 1,58% соответственно и с учетом их обмоточных коэффициентов -1,44%, 1,03%, 9,1%, 7,7% и 0,42%.

Со стороны 8 полюсов в картине намагничивающих сил при шаге обмотки $y=4$ имеют место 2-я, 5-я, 7-я, 8-я, 10-я, 11-я, 13-я, 14-я, 16-я и 17-я гармонические (табл.2.1.2), их амплитуда составляет 9,24%, 4,534%, 2,64%, 12,5%, 10%, 1,68%, 1,74%, 1,62%, 1,155% и 5,882% соответственно, а с учетом обмоточных коэффициентов 1,71%, 1,03 %, 0,488%, 12,5%, 10 %, 0,31%, 0,395%, 0,367%, 0,213% и 5,882%.

При шаге $y=5$ обмотки гармонический состав н.с. и обмоточные коэффициенты этих же порядков имеют одинаковые значения.

При шаге $y=6$ со стороны 8 – полюсов в картине н.с. обмотки будут иметь место 2-я, 5-я, 7-я, 8-я, 10-я, 11-я, 13-я, 14-я, 16-я и 17-я гармонические, их амплитуда в процентном соотношении составляет 26,6%, 6,95%, 7,6%, 12,5%, 10%, 4,84%, 2,67%, 2,48%, 3,33% и 5,882% соответственно, с учетом обмоточных коэффициентов 14,16%, 2,41%, 4,05%, 12,5%, 10 %, 2,57%, 0,93%, 0,86%, 1,77% и 5,882%.

Как видно из анализа со стороны 6 полюсов при шаге $y=6$ содержание высших гармонических минимальное.

Однако со стороны 8 полюсов в картине н.с. присутствуют четные гармонические с большими амплитудами (например, амплитуда 2-ой гармонической с учетом обмоточного коэффициента по отношению к амплитуде первой гармоники составляет 14,16 %).

Поскольку в этих двухскоростных двигателях обе скорости являются равноценными, электромагнитные свойства ППО с обеих сторон должны быть оптимальными. Поэтому в качестве оптимального шага выбираем $y=5$.

Теперь рассмотрим анализ гармонического состава ППО с соотношением полюсов $p_1/p_2=3/4$, выполненного на основе базовой схемы “три трехфазные звезды по три параллельной ветви в каждой фазе” при числе пазов статора $Z_1=72$ для определения оптимального шага обмотки.

В табл.2.1.3, 2.1.4 и 2.1.5 приведены величины амплитуд различных гармоник в относительных единицах и значения

обмоточных коэффициентов, а также величины амплитуд с учетом обмоточных коэффициентов.

Как видно из вышеприведенных данных оптимальным шагом для этой ППО является $y=12$. Следует ещё раз отметить, что данная обмотка представляет собой обычную $2m$ -зонную обмотку и её свойства с обеих сторон близки к свойствам обычных обмоток.

Таблица 2.1.3

Расчетные данные гармонического анализа ППО
($p_1/p_2=3/4$, $Z_1=72$, $y=11$)

ν	$2p_1=6$			$2p_2=8$		
	A_ν	$k_{об\nu}$	A_ν с учетом $k_{об\nu}$	A_ν	$k_{об}$	A_ν с учетом $k_{об\nu}$
1	1	0,77	0,77	1	0,9	0,9
2	0,34	0,07	0,023	0,55	0,27	0,14
3	0,09	0,2	0,018	0,21	0,31	0,065
4	0,11	0,33	0,036	0,01	0,28	0,002
5	0,043	0,036	0,0009	0,05	0,03	0,0015
7	0,028	0,08	0,00224	0,02	0,17	0,0034
9	0,047	0,13	0,006	0,03	0,36	0,0108
11	0,021	0,01	0,0002	0,01	0,16	0,016
13	0,036	0,012	0,00036	0,01	0,03	0,0003
15	0,03	0,014	0,00096	0,008	0,33	0,0026
17	0,047	0,1	0,0047	0,02	0,89	0,0178

Таблица 2.1.4

Расчетные данные гармонического анализа ППО
($p_1/p_2=3/4$, $Z_1=72$, $y=12$)

ν	$2p_1=6$			$2p_2=8$		
	A_ν	$k_{об\nu}$	A_ν с учетом $k_{об\nu}$	A_ν	$K_{об\nu}$	A_ν с учетом $k_{об\nu}$
1	1	0,77	0,77	1	0,83	0,83
2	0,43	0,0004	0,0001	0,33	0,385	0,12
3	0,02	0,09	0,0018	0,05	0,001	0,00005
5	0,033	0,03	0,0009	0,06	0,11	0,0066
7	0,058	0,22	0,012	0,03	0,28	0,0084
9	0,057	0,56	0,03	0,05	0,004	0,0002
11	0,026	0,14	0,003	0,07	0,28	0,0196
13	0,036	0,12	0,004	0,02	0,11	0,0022
15	0,069	0,57	0,039	0,02	0,009	0,00018

Расчетные данные гармонического анализа ППО

(p₁/p₂=3/4, Z₁=72, y=13)

ν	2p ₁ =6			2p ₂ =8		
	A _ν	k _{обν}	A _ν с учетом k _{обν}	A _ν	k _{обν}	A _ν с учетом k _{обν}
1	1	0,77	0,77	1	0,55	0,55
2	0,52	0,07	0,003	0,56	0,34	0,19
3	0,22	0,2	0,044	0,23	0,35	0,08
5	0,013	0,028	0,0003	0,06	0,2	0,0012
7	0,026	0,097	0,002	0,01	0,19	0,001
9	0,077	0,14	0,001	0,01	0,36	0,036
11	0,016	0,014	0,0002	0,02	0,04	0,0008
13	0,016	0,012	0,00019	0,02	0,19	0,0038
15	0,029	0,012	0,034	0,01	0,29	0,0029
17	0,017	0,12	0,002	0,007	0,51	0,003

2.1.2. Сопоставление параметров новой ППО с аналогичными обмотками

С целью изучения свойств новой полюсопереключаемой обмотки с соотношением полюсов 3:4 при 72 пазах, выполненной на основе схемы переключения «YYY/YYY с дополнительными ветвями», и сопоставления их аналогичной обмоткой полученной по методу полюсо - амплитудной модуляции (ПАМ) были проведены расчеты совместно со специалистами кафедры «Системы электропривода и силовая электроника» университета Лейбница в Ганновере с помощью специальной программы “WET” (Wicklungs - Entwurfs-Tool). На рис.2.1.1 и 2.1.2 показаны диаграммы Гергеса и указаны коэффициенты дифференциального рассеяния σ основной гармоники новой ППО со стороны 6 и 8 полюсов.

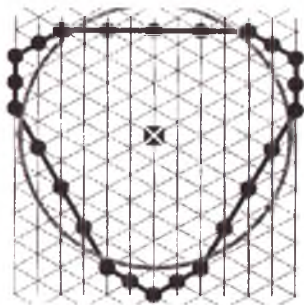


Рис.2.1.1: Диаграмма Гергеса новой ППО со стороны 6 полюсов $\sigma_3 = 4,16\%$

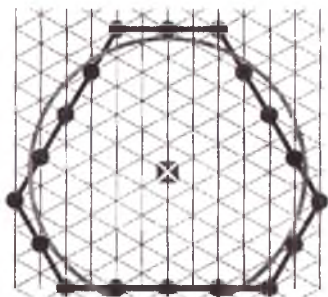


Рис.2.1.2: Диаграмма Гергеса новой ППО со стороны 8 полюсов $\sigma_4 = 2,18\%$

Для сравнения проанализируем структурные строения аналогичной полюсопереключаемой обмотки, полученной применением метода ПАМ на соотношение полюсов 3:4 при числе пазов 72 [37]. Токораспределения (ДЗПФ) этой обмотки со стороны 6 и 8 полюсов приведены на рис.2.1.3 и 2.1.4.

Пазы статора																																				Угол сдвига	$p_1=3$		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36				
b	b	b	b	a	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	$p_1=3$
0°	0°	0°	0°	+240°	+240°	+240°	+240°	+180°	+180°	+180°	+180°	-120°	-120°	-120°	-120°	-120°	-120°	-240°	-240°	-240°	-300°	-300°	-240°	0°	+300°	+300°	+300°	+300°	+120°	+180°	+180°	+120°	+120°	0°	+120°	0°	Угол сдвига	$p_1=3$	

Пазы статора																																							Угол сдвига	$p_1=3$
37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72					
a	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	$p_1=3$	
+180°	+180°	+180°	+180°	-120°	-120°	-120°	-120°	0°	0°	0°	0°	+240°	+240°	+240°	+300°	+300°	+300°	+240°	+120°	+120°	+180°	+180°	0°	-60°	-60°	-60°	-60°	-240°	-240°	-180°	-180°	-240°	+60°	+60°	+60°	0°	+300°	0°	Угол сдвига	$p_1=3$

Рис.2.1.3 ДЗПФ и фазовое распределение 6- полюсной ПАМ обмотки

[illegible][illegible]

Рис.2.1.4. ДЗПФ и фазовое распределение 8- полюсной ПАМ обмотки

Как можно увидеть из анализа структуры обмотки со стороны этой полюсности, она сильно отличается от обычной обмотки в данном случае 2m-зонной обмотки, где число пазов на полюс и фазу должно было равно 3.

Картины намагничивающих сил, создаваемые ПАМ обмоткой показаны на рис.2.1.5 и 2.1.6.

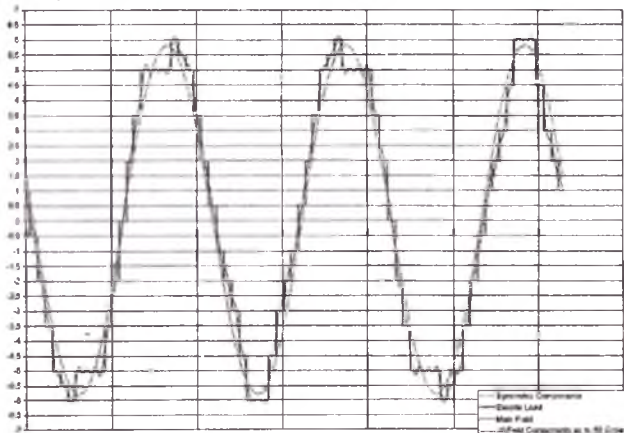


Рис.2.1.5. Картина намагничивающих сил ПАМ обмотки со стороны 6 полюсов

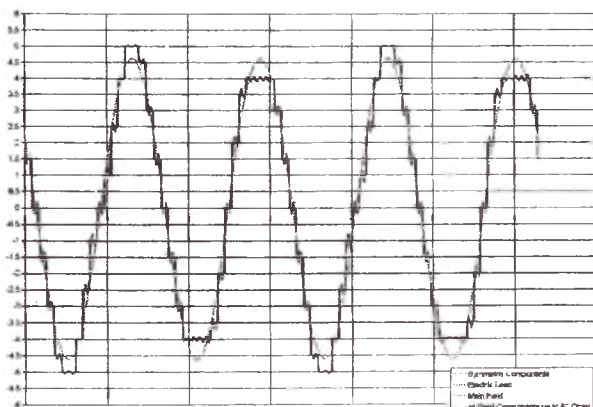


Рис.2.1.6. Картина намагничивающих сил ПАМ обмотки со стороны 8 полюсов

На рис.2.1.7 и 2.1.8 показаны диаграммы Гергеса и указаны коэффициенты дифференциального рассеяния σ основной гармоники ПАМ обмотки со стороны обеих полюсностей.

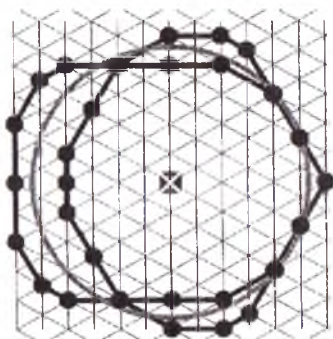


Рис.2.1.7: Диаграмма Гергеса ПАМ обмотки со стороны 6 полюсов $\sigma_3 = 2,61\%$

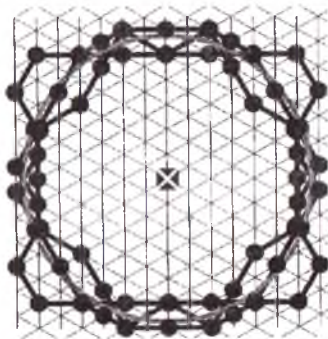


Рис.2.1.8: Диаграмма Гергеса ПАМ обмотки со стороны 8 полюсов, $\sigma_4 = 5,61\%$

Как можно увидеть из вышеприведенного сравнения новая обмотка обладает улучшенными параметрами чем обмотка, полученная по методу ПАМ. Диаграммы Гергеса новой обмотки более близки к окружности. Это означает, что в картинах намагничивающих сил новой обмотки гораздо меньше высших гармонических, чем в ПАМ обмотке.

2.1.3 Анализ свойств ППО с соотношением полюсов 1:4

С целью определения оптимального шага ППО на соотношение полюсов $p_1/p_2=1/4$ с различным модулем произведен анализ электромагнитных свойств всех возможных вариантов обмотки [2,28]. В табл.2.1.6 приведены основные результаты расчета.

Таблица 2.1.6
Данные анализ электромагнитных свойств ППО с соотношением полюсов 1:4

Схема обмотки	$K_{\text{мот}}$	Модуль	Число пар полюсов	Шаг	$K_{\text{мот}}$	Амплитуды высших гармонических МДС с учетом обмоточных коэффициентов, %						Коэф-т дифф. рассеяния, %	$K_{\text{мот}} W_2 / K_{\text{мот}} W_1$
						2	5	7	11	13	17		
«3-х-звездчато-двойная»	1	12	$p=4$	5	0,866	43,3	17,32	12,32	7,86	6,64	8,55	46,225	2,535
			$p=1$	5	0,683	-	0,99	0,69	6,19	5,25	0,28	2,848	
	1	18	$p=4$	7	0,831	1,42	0,853	0,404	0,257	0,327	4,88	41,157	2,4
			$p=1$	7	0,691	-	0,256	1,973	1,256	0,096	4,063	2,075	
	1	24	$p=4$	9	0,866	-	17,32	12,37	7,87	6,66	5,09	9,66	
			$p=4$	10	0,75	12,48	15,0	10,71	6,81	5,77	4,41	21,847	
			$p=1$	9	0,647	-	1,418	3,48	0,017	0,014	1,433	2,331	2,676
			$p=1$	10	0,677	-	0,62	0,26	0,106	0,09	0,106	0,94	2,215
	1	30	$p=4$	11	0,827	-	0,723	0,287	0,097	0,072	0,055	18,01	
			$p=4$	12	0,792	3,95	0	0,187	0,561	0,607	0,462	17,483	
			$p=1$	11	0,651	-	2,145	3,074	0,005	0,179	0,136	1,95	2,54
			$p=1$	12	0,677	-	0	1,066	0,374	0,133	0,10	0,97	2,339
	1	36	$p=4$	14	0,831	1,413	0,852	0,404	0,257	0,327	4,886	5,868	
			$p=1$	14	0,657	-	0,254	2,0	0,045	0,001	0,41	1,151	2,529
«3-х-звездчато-двойная» с двигательными ветвями	2/3	18	$p=1$	7	0,925	-	0,267	1,068	0,674	0,103	5,439	1,465	2,695
	3/4	24	$p=1$	9	0,718	-	2,459	1,035	0,012	0,095	0,426	0,687	3,238
			$p=1$	10	0,751	-	1,075	0,072	0,685	0,576	0,032	1,269	2,663
	4/5	30	$p=1$	11	0,735	-	2,966	0,977	0,014	0,019	0,014	1,48	2,512
			$p=1$	12	0,765	-	0	0,377	0,16	0,014	0,011	0,7	2,588
	3/5	30	$p=1$	11	0,9	-	2,46	2,46	0,001	0,288	0,22	1,539	3,062
			$p=1$	12	0,937	-	0	0,851	0,111	0,215	0,164	0,617	2,817
	2/3	36	$p=1$	14	0,773	-	0,472	0,45	0,244	0,012	0,671	0,844	3,225

Как показали результаты анализа, при модуле 12 единственным оптимальным шагом является $y=5$. При этом шаге со стороны меньшей полюсности амплитуды 5-ой, 7-ой гармоник МДС минимальны, коэффициент дифференциального рассеяния равен 2,848% и приближается к значению этого коэффициента для 2m- зонной обмотки с $y=5$ ($\sigma=2,30\%$).

При модуле 18 со стороны $p=4$ (обычная двухслойная m-зонная обмотка) 2-, 7-, 11- и 16-я гармонические составляющие и соответствующие им обмоточные коэффициенты минимальны при

шаге $y=7$, а со стороны $p=1$ амплитуды высших гармоник с учетом их обмоточных коэффициентов составляют: $A_5=0,256\%$, $A_7=1,973\%$, $A_{11}=1,256\%$, $A_{13}=0,096\%$, $A_{17}=4,063\%$.

Шаг $y=7$ при модуле 18 можно считать оптимальным, так как при нем ППО имеет также наибольшее значение отношения эффективных чисел витков в фазе $K_{обм2}W_2 / K_{обм1}W_1$ равное 2,4, а коэффициент дифференциального рассеяния со стороны $p=1$ равен 2,075 % и весьма близок к значению этого коэффициента для промышленных обмоток нормального исполнения. Оптимальность шага сохраняется и при отключении 1/3 части катушек со стороны $p=1$ (схема включения «двойная звезда с дополнительными ветвями»). При этом обмоточный коэффициент по основной гармонике увеличивается до значения 0,925, соотношение эффективных чисел витков в фазе – до 2,695, а значение коэффициента дифференциального рассеяния уменьшается и составляет 1,465%.

Для ППО с модулем 24 трудно указать один оптимальный шаг. Если при меньшей частоте вращения ($p=4$) более удобен шаг $y=9$, то при большей частоте ($p=1$) – шаг $y=10$. Обмотка при шаге $y=9$ и $p=4$ имеет максимальное значение обмоточного коэффициента (табл.2.1.7), в воздушном зазоре отсутствуют четные гармоники, коэффициент дифференциального рассеяния равен 9,66%. Как видно из таблицы, ППО со стороны $p=4$ имеют повышенные значения коэффициента дифференциального рассеяния, что, однако, присуще обмоткам всех типов при малом числе пазов на полюс и фазу. К примеру, в существующих промышленных двигателях раздельная обмотка с $p=4$ и модулем 24 также имеет $\sigma=9,649\%$.

При шаге $y=10$ со стороны $p=1$ в картине МДС практически отсутствуют высшие гармонические основных порядков, обмоточный коэффициент $K_{обм1}=0,678$ (при шаге $y=9$, $K_{обм1}=0,649$), а коэффициент дифференциального рассеяния $\sigma=0,94\%$. Отметим для сравнения, что промышленная двухслойная обмотка, применяемая в двигателе 4А 200М4У3 ($z=48$, $y=10$), имеет $\sigma=0,67\%$. Из приведенного здесь следует, что для ППО в модуле 24 значение шага следует выбирать в зависимости от режимов работы и требований к электроприводу с двухскоростным двигателем. Для получения максимального значения $K_{обм2}W_2 / K_{обм1}W_1$, а также лучших электрических показателей при малой частоте вращения

целесообразно выбрать шаг $y=9$, а в случае более жестких требований к режимам работы на высокой частоте выбирается $y=10$.

Для ППО с модулем 30 следует рассмотреть три случая выполнения: первый – на основе схемы переключения “звезда – двойная звезда”, второй и третий на основе схем “звезда – двойная звезда с дополнительными ветвями” при отключении со стороны $p=1$ 20% и 40% катушек от их общего числа. Наиболее подходящими шагами для ППО при таком модуле являются $y=11$ и 12. Они могут быть использованы во всех случаях выполнения обмотки в зависимости от режима работы двигателя и требований к электроприводу. При шаге $y=12$ ППО имеют улучшенный гармонический состав МДС, особенно в случае отключения 20 и 40 % катушек, и двигатель с такими обмотками по своим свойствам практически ничем не отличается от односкоростной машины нормального исполнения.

Оптимальным шагом для ППО с модулем 36 является $y=14$. При этом шаге двигатель имеет хорошие показатели для обеих полюсностей как при использовании всех катушек обмотки, так и при отключении 1/3 части катушек.

Как видно из табл.2.1.6, во всех случаях отношение $K_{обм2}w_2 / K_{обм1}w_1 < p_2/p_1 = 4/1$. Однако это согласуется с необходимостью уменьшить отношение $K_{обм2}w_2 / K_{обм1}w_1$ у двухскоростных двигателей, выпускаемых промышленностью. Такая особенность характерна для всех двигателей с большим соотношением p_2/p_1 и объясняется возрастающим со стороны полюсности $2p_2$ влиянием активного и индуктивного сопротивлений обмотки статора на поток машины. Так, это отношение у двигателя 4АН 200Л6/24 равно 2,38, у МД17 МА 2/8 – 2,89, у АИН 180 В 6/24 – 3,02.

Теперь анализ свойств этих ППО произведем более углубленно с использованием современных теорий расчета электромагнитного поля в случае проектирования двигателей на основе конкретных магнитопроводов и будем сравнивать результаты расчетов.

2.2 Применение метода двумерного представления магнитного поля для анализа свойств двухскоростных двигателей с ППО

Известные теории машин переменного тока исходят из упрощенного представления ступенчатого поля в воздушном зазоре, которые учитывают только радиальную компоненту. При этом отклонение от действительного распределения поля описывается через ширину воздушного зазора корректируемого коэффициентом Картера, путем ввода индуктивности рассеяния и без учета ширины шлица паза статора, т.е. ширина шлица принимается бесконечно малой.

Многие ученые из разных стран занимались данной проблемой, например немецкие ученые проф. К.Оберретт, проф. И.Колбе, а также в ТашГТУ д.т.н. Г.Адылов в своих работах большое внимание уделили этим вопросам [38- 42].

Совершенно оригинальный подход к решению этой проблемы был сделан профессором Эккехард Болте, заведующим кафедрой «Электрические машины и привода» Гамбургского университета Бундесвера. Им разработана новая теория трех- и двумерного представления магнитного поля, позволяющая учитывать ширину шлица паза статора и другие параметры машины [43 - 46].

2.2.1. Основы метода

В электрических машинах переменного тока поле создается токами статора, которые характеризуются токовым слоем на поверхности статора. Следовательно, токовый слой имеет две составляющие, а именно

$$\vec{a}(x_1, z, t) = a_x(x_1, z, t)\vec{e}_x + a_z(x_1, z, t)\vec{e}_z \quad (2.2.1)$$

Составляющие a_x и a_z связаны между собой через условие $\text{div} \vec{a} = 0$. Составляющую a_x можно выразить через a_z , которая в свою очередь выводится из схемы распределения обмотки.

$$\text{div} \vec{a} = \frac{\partial}{\partial x} a_x + \frac{\partial}{\partial z} a_z = 0$$

Из-за конструктивного выполнения обмотки должно выполняться условие:

$$\left(\int_0^{2p\tau_p} a_x dx = 0 \right) \quad f(z) = 0$$

т.е. замкнутый интеграл по всей окружности внутренней расточки статора должно быть равно нулю. Изменение a_z вдоль воздушного зазора, т.е. в зависимости от угла φ или линейной координаты x можно получить исходя из принципа распределения катушек обмоток по пазам статора.

На рис 2.2.1а показана катушка, обтекаемая током i , из которой путем последовательного соединения и принципа суперпозиции будет выводиться выражение для м.д.с. обмотки Φ_z , т.е. для z компоненты токовой нагрузки, в зависимости от угла φ для любой симметричной многофазной обмотки.

Изменение a_z по оси z обозначим через Z_z , которое получается также из распределения обмотки. Значение a_z остается постоянной в области железа статора и падает до нуля в области лобовых частей обмотки (см. рис.2.2.1. б).

Такое падение в области лобовых частей, т.е. в диапазоне $\frac{l}{2} \leq z \leq \frac{l}{2} + h_s$, описывается уравнением (2.2.4).

$$Z_{z, \text{wk}}(z) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \pi \frac{z - l/2}{h_s} \right] \quad \text{для} \quad \frac{l}{2} \leq z \leq \frac{l}{2} + h_s \quad (2.2.4)$$

где l — длина пакета статора;

h_s — длина лобовой части обмотки.

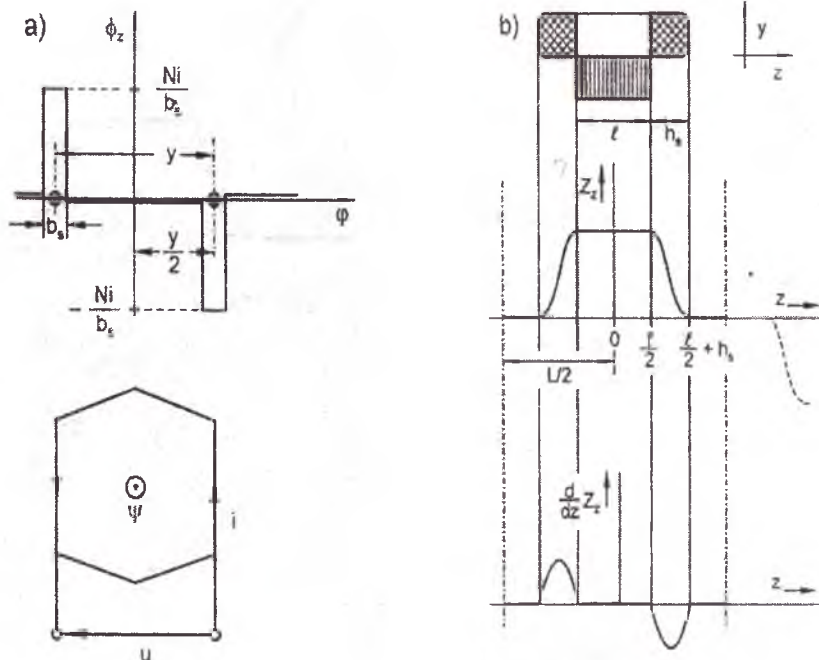


Рис 2.2.1 . $a_z(\varphi, z)$ для одной катушки

а) $\phi_z(\varphi)$ - изменение $a_z(\varphi, z)$ вдоль воздушного зазора

б) $Z_z(z)$ -изменение $a_z(\varphi, z)$ по оси z .

Изменение a_z по оси z и по фазе φ можно совместить в одном выражении

$$a_z(\varphi, z) = \phi_z(\varphi) \cdot Z_z(z) \quad (2.2.5)$$

Следует отметить, что при моделировании электрических машин с фиксированной длиной пакета статора достаточно произвести расчет в двухмерном пространстве вместо трехмерного расчета. Это объясняется тем, что поле создаваемое в лобовых частях очень мало по сравнению с магнитным полем в активной части машины и его влиянием можно пренебречь.

С учетом этого для нашего случая при цилиндрической системе координат достаточно иметь следующее выражение :

$$\vec{a}(\varphi_1, t) = a_z(\varphi_1, t) \vec{e}_z$$

При этом приближенно можно принять , что $\nabla a \equiv \nabla \phi_z$

Прежде чем начинать вывод формулы для определения МДС обмотки анализируем площадь поперечного сечения электрической машины и примем необходимые условия для проведения расчета. Площадь поперечного сечения электрической машины как показано на рис.2.2.2 разделим на 4 части :

- а) внешняя область с индексом А и проницаемостью μ_0 ;
 - б) область статора с индексом S и проницаемостью $\mu_0 \mu_{rs}$;
 - в) область воздушного зазора с индексом L и проницаемостью μ_0 ;
 - г) область сердечника ротора с индексом R и проницаемостью $\mu_0 \mu_{rR}$
- где r_1 , r_2 и r_3 – радиусы ротора, внутренней и внешней стенки статора.

При расчете поля делаются следующие упрощения:

- а) магнитная проницаемость пакетов статора и ротора равно бесконечности;
- б) электрическая проводимость магнитопровода равна нулю, т.е. не возникают потери от вихревых токов;
- в) внутренняя поверхность статора и внешняя поверхность ротора принимаются гладкими;
- г) токовые нагрузки (МДС), создаваемые обтекаемыми током проводниками в пазах статора заменяются токовыми слоями на поверхности статора, с шириной открытости паза и бесконечно малой толщиной;
- д) не учитывается влияние токов в роторе.

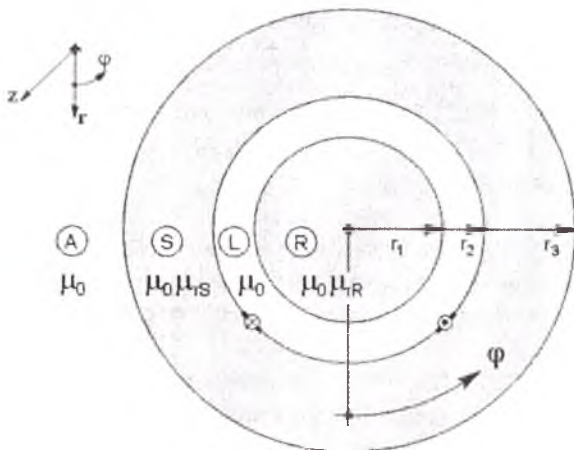


Рис.2.2.2. Разделение пространства расположения электрической машины

Как видно из этого рисунка катушка приведенная на рис.3.2.1 а указана на внутренней расточке статора и за начало отсчета принято середина этой катушки.

Теперь будем выводить выражение МДС для симметричной обмотки с шириной зоны 60° (2m-зонная обмотка), которая состоит из

1,2,3, χ q катушек в катушечной группе

1,2,3, ρ $K_{wa}p$ катушечных групп в фазе

1,2,3, κ m числа фаз

где K_{wa} - коэффициент, определяющий вид обмотки :

$K_{wa}=1$ – для однослойной обмотки

$K_{wa}=2$ - для двухслойной обмотки

А. МДС одной катушки

МДС ν -ой гармоники $\phi_{z,1,1,1}^\nu$, создаваемой первой катушкой первой катушечной группы первой фазы согласно рис.2.2.1. а. определяется из следующего выражения:

$$\phi_{z,1,1,1}^\nu(\varphi) = b \sin \nu \varphi \quad (2.2.6)$$

где $\nu=1,2,3, \dots$ порядок гармонической (2.2.7)

$$\nu \bar{b} = -\frac{2N}{p\tau_p} \nu k_s \nu k_N i_{111} \dots \text{ амплитуда МДС гармонической} \\ \nu\text{-го порядка} \quad (2.2.8)$$

$$\nu k_s = \sin \frac{\nu \pi y}{p 2 \tau_p} \dots \text{ коэффициент укорочения} \\ \text{гармонической} \\ \nu\text{-го порядка} \quad (2.2.9)$$

$$\nu k_N = si \frac{\nu \pi b_s}{p 2 \tau_p} \dots \text{ коэффициент учета ширины шлица паза} \\ \text{для} \\ \text{гармонической } \nu\text{-го порядка} \quad (2.2.10)$$

$$\tau_p = \frac{2\pi r_B}{2p} \dots \text{ полюсное деление} \quad (2.2.11)$$

r_B - внутренний радиус статора
 b_s - ширина шлица паза статора;
 N ... число витков в катушке;
 i_{111} ... ток катушки;

$x = r_B \cdot \varphi$... линейная координата, отсчитываемая по окружности

завора от произвольной точки;

φ - угол смещения радиуса от начала отсчета.

Из уравнения (2.2.6) получается МДС (токовая нагрузка) создаваемая χ - той катушкой ρ - катушечной группы κ -той фазы со следующей трансформацией координат :

$$\varphi_{\chi, \rho, \kappa} = \varphi - (\chi - 1) \cdot \alpha_N - (\rho - 1) \cdot \frac{2}{k_{wa}} \cdot m \cdot q \cdot \alpha_N - (\kappa - 1) \cdot \frac{2\pi}{pm} \quad (2.2.12)$$

$$\alpha_N = \frac{2\pi}{(2pmq)} - \text{ угол между осями двух соседних катушек} \\ (2.2.13)$$

$$\nu \phi_{z, \chi, \rho, \kappa} = \nu b(i_{\chi, \rho, \kappa}) \sin \left[\nu \varphi - \frac{\nu}{p} (\chi - 1) \frac{\pi}{mq} - \frac{\nu}{p} (\rho - 1) \frac{k_{wa} \pi}{2} - \frac{\nu}{p} (\kappa - 1) \frac{2\pi}{m} \right] \\ (2.2.14)$$

Б. Соединение q катушек в катушечную группу

Здесь принимается, что q катушек, входящие в катушечную группу (ρ, k) соединены последовательно. На рис.2.2.3 показана схема соединения двух катушек, представляющих одну катушечную группу, т.е. в этом случае число пазов на полюс и фазу $q=2$. Принимается также, что токи в катушках равны между собой

$$i_{1,\rho,k} = i_{2,\rho,k} = i_{\rho,k}.$$

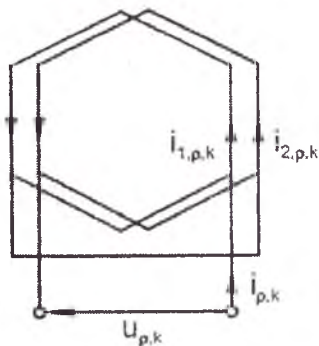


Рис.2.2.3. Последовательное соединение q катушек катушечной группы (ρ, k) для случая $q=2$.

Суммирование по катушкам в катушечной группе осуществляется, исходя из уравнения (2.2.14) с использованием следующей формулы суммирования

$$\sum_{\chi=1}^q \sin(\alpha\chi + \beta) = \frac{\sin q \frac{\alpha}{2}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \sin[(q+1) \frac{\alpha}{2} + \beta] \quad (2.2.1)$$

5)

С использованием (2.2.15) получается

$$\begin{aligned} \sum_{\chi=1}^q \sin(\alpha\chi + \beta) &= \sum_{\chi=1}^q \sin\left(-\frac{\nu}{p} \frac{\pi}{mq} \chi + \beta\right) \\ &= \frac{\sin q \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{mq} \frac{1}{2}}{\sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq}} \sin\left[-(q+1) \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq} + \beta\right] \\ &= q \cdot \frac{\sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq}}{q \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq}} \sin\left[-(q+1) \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq} + \beta\right] \\ &= q \cdot {}^{\nu}k_Z \cdot \sin\left[-(q+1) \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq} + \beta\right] \end{aligned}$$

Итак, суммирование дает выражение в виде умножения $q \cdot {}^{\nu}k_Z$, где ${}^{\nu}k_Z \dots$ коэффициент зоны.

Упрощение в аргументе позволяет привести его к виду

$$\frac{\nu}{p} \frac{\pi}{mq} - (q+1) \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq} = \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2mq} - \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2m} = \frac{\nu}{2} \frac{\pi}{2pmq} (1-q) = \frac{\nu}{2} (1-q) \alpha_N,$$

$$\nu\varphi + \nu(1-q) \frac{\alpha_N}{2} = \nu[\varphi - (q-1) \frac{\alpha_N}{2}]$$

Смещение начало координат в сторону центра тяжести первой катушечной группы на величину β_1 (см. рис. 2.2.4)

С использованием следующего выражения

$$\beta_1 = (q-1) \frac{\alpha_N}{2} \quad (2.2.16)$$

получаем

$$\nu(\varphi - \beta_1) = \nu\varphi_1, \quad \varphi_1 = \varphi - \beta_1; \quad (2.2.17)$$

Это означает, что начало координат будет смещаться в сторону центра тяжести первой катушечной группы на величину β_1 и новая система координат будет обозначена как φ_1 , с учетом этого выражение для МДС принимает вид

$$\nu\phi_{z,\rho,\kappa} = q \cdot \nu k_z \cdot \nu b \cdot (i_{\rho,\kappa}) \cdot \sin[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\rho-1) \frac{k_{wa}\pi}{2} - \frac{\nu}{p}(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \quad (2.2.18)$$

В. Соединение 2р катушечных групп в фазу

При суммировании p катушечных групп, по которым проходит ток $i_{\rho,k}$ должен учитываться порядок и принцип включения их в фазу. На рис.2.2.4 показана в виде примера схема трехфазной двухслойной обмотки, а на рис. 2.2.5. дано схематическое представление принципа включения катушечных групп фазы k .

Сначала рассмотрим процесс соединения для двухслойной обмотки. После этого покажем результаты соединения катушечных групп для однослойной обмотки. Если в схеме обмотки будут параллельные ветви (количеством a), нужно будет вводить понятие тока в параллельных ветвях $i_{z,k}$. При этом нужно обратить внимание на то, что четные катушечные группы должны включаться встречно по отношению к катушечным группам с нечетными номерами. Это достигается путем добавления дополнительной составляющей $(\rho-1)$ в аргумент выражения (2.2.18):

$${}^{\nu}\phi_{z,\rho,k} = q^{\cdot\nu} k_z \cdot {}^{\nu}b \cdot (i_{z,k}) \cdot \sin[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\rho-1)\pi - \frac{\nu}{p}(\kappa-1)\frac{2\pi}{m} + (\rho-1)\pi] \quad (2.2.18a)$$

При применении формулы сложения (2.2.15) в выражении (2.2.18) будет принято, что токи в параллельных ветвях $i_{z,k}$ равны между собой. В противном случае суммирование можно было провести только по последовательно соединенным катушечным группам.

$$i_{z,k} = i_k / a \quad (2.2.19)$$

Суммирование 2р катушечных групп в фазе:

$$\sum_{\rho=1}^{2p} \sin[-(\frac{\nu}{p}-1)\pi\rho + \beta] = \frac{\sin 2p(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{2}}{\sin(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{2}} \sin[-(2p+1)(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{2} + \beta]$$

Так как выражение $2p(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{2} = (\nu-p)\pi$ дает кратность по отношению π в целое число раз, сумма будет давать не равные нулю значения, если действительно

$$\frac{\nu}{p} - 1 = 2a, \quad a = 0, 1, 2, 3, 4, \dots \quad (2.2.20)$$

С использованием формулы волны (3.2.20) и подставляя $2a$ вместо

$\frac{\nu}{p} - 1$ получаем

$$\frac{\sin 2p2a\frac{\pi}{2}}{\sin 2a\frac{\pi}{2}} = \frac{2p\frac{\pi}{2} \cos 2p2a\frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2} \cos a\pi} = 2p \frac{\cos pa2\pi}{\cos a\pi},$$

$$\sum_{\psi} \dots = 2p \frac{1}{\cos a\pi} \sin[-(2p+1)a\pi + \beta] = 2p \frac{\cos(-a\pi)}{\cos a\pi} \sin \beta = 2p \sin \beta$$

Выражение стоящее на левой стороне уравнения представляет собой неопределенность типа « ∞/∞ » и здесь нужно применить правило Бернулли-Лопиталя.

С помощью этого уравнение (2.2.18a) примет вид:

$${}^{\nu}\phi_{z,\kappa} = q^{\cdot\nu} k_z \cdot 2p^{\cdot\nu} b \cdot (i_k / a) \cdot \sin[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\kappa-1)\frac{2\pi}{m}],$$

причем нужно ввести только те гармоники, которые отвечают условиям числа порядка гармоник (2.2.18).

Г. Применение для однослойных обмоток

В однослойных обмотках соседние катушечные группы одной фазы сдвинуты на $2mq$ пазовых делений, как это было принято во внимание в выражении (2.2.12). В этом случае не имеются встречно включенные катушечные группы, суммирование производится для p катушечных групп. Последовательность анализа для однослойных обмоток аналогично двухслойным обмоткам ведет к такому же условию порядкового числа, т.е. к (2.2.20), как множитель появляется величина p . Следовательно для z - составляющей (компоненты) токовой нагрузки фазы k с условием порядкового числа волны (2.2.20) получаем функцию зависящей от φ следующего вида

$${}^{\nu}\phi_{z,k} = q^{\cdot\nu} k_z \cdot k_{wa} \cdot p^{\cdot\nu} b \cdot \left(\frac{i_k}{a} \right) \cdot \sin \left[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p} (k-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad (2.2.21)$$

Уравнение (2.2.21) действительно для одно- и двухслойных обмоток.

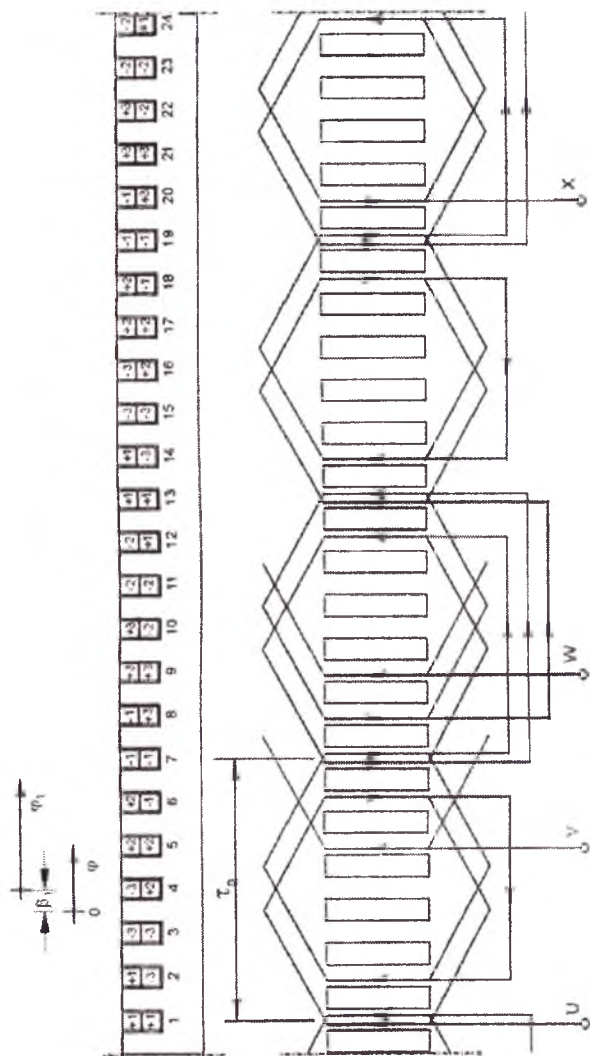
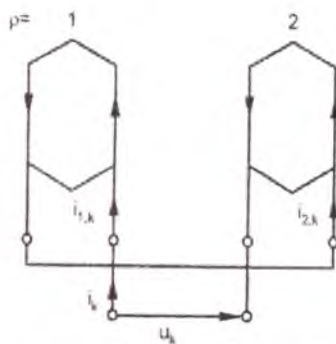
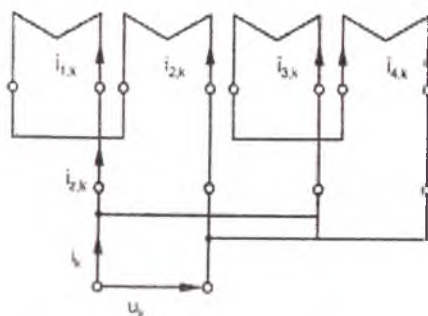
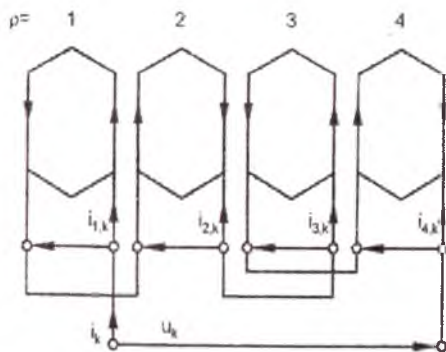


Рис 2.2.4. Конструкция и токораспределение трехфазной двухслойной обмотки с шириной фазной зоны 60° .
 Наверху: План расположения пазов статора и система координат,
 Внизу: Схема обмотки для первой фазы, представлена для 4^x -полусного выполнения ($2p=4$) с относительной шириной катушки $y/\tau_p=5/6$ и числом пазов на полюс и фазу равным 2 ($q=2$), при этом $2p$ катушечных групп фазы включены последовательно.



TE 338 Prof. Bolto Fra. 07/01 TB.22.2014.04.05.bmp

Рис.2.2.5. Схематичное представление соединения катушечных групп одной фазы, для случая $p=2$.

Двухслойная обмотка

а) Все катушечные группы соединены последовательно: $i_k = i_{1,k}$, четные катушечные группы включены встречно по отношению к катушечным группам с нечетными номерами

б) Последовательно-параллельное соединение катушечных групп в схему с двумя параллельными ветвями $a=2$.

Однослойная обмотка

Последовательное соединение катушечных групп в однослойной обмотке.

Д. Соединение m статорных фаз

Для стационарного режима симметрично построенной и симметрично питаемой машины может быть написано следующее выражение для тока:

$$i_k(t) = \operatorname{Re}\{ \underline{I}_1 \sqrt{2} \exp j[\omega t - (\kappa - 1) \frac{2\pi}{m}] \} \quad (2.2.22)$$

Подставив это в выражение (3.2.21) получаем

$$\phi_{z,k} = q \frac{k_{wa} p}{a} \nu k_z \nu b (I_1 \sqrt{2}) \operatorname{Re}\{ \exp j[\omega t + \varphi_1 - (k-1) \frac{2\pi}{m}] \} \sin\{ \nu \varphi_1 - \frac{\nu}{p} (k-1) \frac{2\pi}{m} \} T \quad (2.2.23)$$

С учетом формул: $\sin \alpha = \frac{1}{2j} [\exp j\alpha - \exp(-j\alpha)],$

$$\operatorname{Re}\{a + jb\} \cdot c = \operatorname{Re}\{ac + jbc\},$$

$$\operatorname{Re}\{(a + jb) + (c + jd)\} = \operatorname{Re}\{a + jb\} + \operatorname{Re}\{c + jd\}$$

получаем

$$\begin{aligned} \phi_{z,k} &= \nu b (I_1 \sqrt{2}) \frac{k_{wa} p q}{a} \nu k_z \left[\operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_1 - (k-1) \frac{2\pi}{m} + \nu \varphi_1 - \frac{\nu}{p} (k-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} - \right. \\ &- \operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_1 - (k-1) \frac{2\pi}{m} - \nu \varphi_1 + \frac{\nu}{p} (k-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} \Big] = \\ &= \nu b (I_1 \sqrt{2}) \frac{k_{wa} p q}{a} \nu k_z \left[\operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_1 + \nu \varphi_1 - (\frac{\nu}{p} + 1)(k-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} - \right. \\ &- \operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_1 - \nu \varphi_1 + (\frac{\nu}{p} - 1)(k-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} \Big]. \end{aligned}$$

После этих преобразований формально возникают два члена для порядкового числа ν . Эта формула может быть приведено в вид одного выражения путем принятия порядковых чисел. При этом

выбирается второй член, т.к. он описывает для положительных значений ν поле, вращающееся в положительном направлении φ_1 .

Первая составляющая описывается путем принятия

$$\nu/p = -(2a+1), \quad \text{где} \quad a = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$$

в формулу волны (3.2.20), что потом выражается окончательно через числовой ряд

$$\nu/p = (2a+1),$$

$$\text{где } a = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \dots \quad (2.2.24)$$

Зная, что ${}^{-\nu}b = -{}^{\nu}b$ и ${}^{-\nu}k_z = {}^{\nu}k_z$ получим с формулой волны (2.2.24)

$${}^{\nu}\phi_{z,\kappa} = -{}^{\nu}b(I_1\sqrt{2})\frac{k_{wa}pq}{a} {}^{\nu}k_z \cdot \operatorname{Re}\left\{\frac{1}{2j}\exp j[\omega t + \varphi_1 - \nu\varphi_1 + (\frac{\nu}{p}-1)(\kappa-1)\frac{2\pi}{m}]\right\}$$

Использование формулы суммирования:

$$\sum_{\kappa=1}^m \exp j(\alpha + \kappa\beta) = \frac{\sin m\frac{\beta}{2}}{\sin \frac{\beta}{2}} \exp j[\alpha + (m+1)\frac{\beta}{2}]$$

дает

$$\sum_k \exp j\kappa(\frac{\nu}{p}-1)\frac{2\pi}{m} = \frac{\sin m(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{m}}{\sin(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{m}} \exp j[(m+1)(\frac{\nu}{p}-1)\frac{\pi}{m}]$$

Только те поля будут самоуничтожаться, для которых действительно:

$$(\frac{\nu}{p}-1) = b'm \quad b' = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Поскольку $\frac{\nu}{p}$ принимает только нечетные значения,

соответственно для m должно вводиться условие для различных случаев:

$$(\frac{\nu}{p}-1) = 2bm \quad \text{— для нечетных } m$$

$$(\frac{\nu}{p}-1) = bm \quad \text{— для четных } m$$

Поскольку теория будет развиваться только для случая $m=3$, в дальнейшем работа должна продолжаться с формулой волны, без ссылки, что выражение (2.2.25) действительно только для нечетного количества фаз,

$$\frac{\nu}{p} = 2bm + 1 \quad b = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.2.25)$$

С использованием выражения (3.2.25) получаем:

$$\sum_k \exp jk \left(\frac{\nu}{p} - 1 \right) \frac{2\pi}{m} = m \frac{\cos \left(\frac{\nu}{p} - 1 \right) \pi}{\cos \left(\frac{\nu}{p} - 1 \right) \frac{\pi}{m}} \exp j(m+1)2b\pi = m,$$

$$\exp j[\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1 - \left(\frac{\nu}{p} - 1 \right) \frac{2\pi}{m}] = \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1),$$

использование формулы

$$\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2j} (a + jb) \right\} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ j(a + jb) \},$$

дает возможность получить следующее выражение для МДС обмотки:

$$\begin{aligned} \nu\phi_z &= \frac{m}{2} \cdot \nu b (I_1 \sqrt{2}) \frac{k_{wa} pq}{a} \cdot \nu k_z \operatorname{Re} \{ j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1) \} = \\ &= -\frac{m}{2} \cdot \frac{2 I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot \frac{k_{wa} pq}{a} \cdot N \cdot \nu k_N \cdot \nu k_S \cdot \nu k_Z \cdot \operatorname{Re} \{ j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1) \} = \\ &= -\frac{m}{2} \cdot \frac{2 I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot (w \cdot \nu k_w) \cdot \operatorname{Re} \{ j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1) \} \end{aligned}$$

где $w = \frac{k_{wa} \cdot p}{a} \cdot q \cdot N$ число последовательно соединенных витков

в фазе

a число параллельных ветвей.

$\nu k_w = \nu k_N \cdot \nu k_S \cdot \nu k_Z$ обмоточный коэффициент ν -ой гармоники

$$\begin{aligned} \nu \phi_z &= \frac{m}{2} \cdot \frac{2I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot (w \cdot \nu k_w) \cdot \sin(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1) = \\ &= \nu \hat{\phi}_z \sin(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1) \end{aligned}$$

(2.2.26)

$$\text{где } \nu \hat{\phi}_z = m \frac{I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} (w \cdot \nu k_w) \quad (2.2.27)$$

Таким образом, по формуле (2.2.26) можно вычислить МДС, создаваемую трехфазной 2m- зонной обмоткой. Если сравнить эту формулу с классической формулой определения МДС, то можно заметить, что согласно новому методу обмоточный коэффициент определяется по другому, т.е. согласно новой теории двухмерного представления магнитного поля необходимо учитывать ширину шлица паза статора [47 - 52].

Выявление разницы в значениях обмоточных коэффициентов определяемых по классическому и новому методам рассмотрим на примере

2m – зонной двухслойной обмотки, представленной на рис.2.2.4 при выполнении двигателя на магнитопроводе 4A71B4Y3 [53].

Данные магнитопровода: Число пазов статора $Z_1=24$, внутренний диаметр

статора $D_{\text{внутр}} = 70$ мм, ширина шлица паза статора

$$b_s=2 \text{ мм.}$$

Величина полюсного деления в этом случае будет:

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 70}{4} = 54,95 \text{ мм}$$

Для 1^{ой} гармоники определим значения коэффициента укорочения, зонного коэффициента и коэффициента учета ширины шлица паза статора.

Значение коэффициента укорочения для этого случая:

$$k_{s1} = \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{y}{\tau_p} = \sin 1 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{5}{6} = \sin \frac{5\pi}{12} = 0,965$$

Зонный коэффициент определяется следующим образом:

$$k_{z_1} = \frac{\sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2 \cdot m}}{q \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}} = \frac{\sin \left(1 \cdot \frac{\pi}{6} \right)}{2 \sin \left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 2} \right)} = \frac{0,5}{2 \cdot 0,2588} = 0,965$$

Определение коэффициента ширины шлица паза должно осуществляется согласно формуле (2.2.10)

$${}^{\nu}k_N = si \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{b_s}{\tau_p}$$

Функция “si ” , так называемый «интегральный синус», определяется в общем случае как $si(x) = \frac{\sin x}{x}$.

С учетом этого выражение для определения коэффициента ширины шлица паза можно написать следующим образом :

$${}^{\nu}k_N = si \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{b_s}{\tau_p} = \frac{\sin \left(\frac{\nu}{p} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b_s}{\tau_p} \right)}{\frac{\nu}{p} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b_s}{\tau_p}}$$

С использованием этой формулы можно рассчитать значение ${}^{\nu}k_N$ для любой гармоники при наличии информации о ширине шлица паза b_s и полюсного деления τ_p .

Для рассматриваемого случая величина коэффициента ширины шлица паза для первой гармоники k_{N_1} будет равна

$$k_{N_1} = si \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{b_s}{\tau_p} = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2}{55} \cdot 1 \right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2}{55} \cdot 1} = \frac{0,057}{0,05711} = 0,999$$

Величина обмоточного коэффициента для 1^{ой} гармоники согласно новой методики будет равна :

$$k_{w_1} = k_{N_1} \cdot k_{S_1} \cdot k_{Z_1} = 0,999 \cdot 0,965 \cdot 0,965 = 0,93$$

Таким образом значение обмоточного коэффициента для первой гармоники, вычисленного по новому методу получается равным

0,93, а согласно классическому способу - 0,931, т.е. разница в значениях $K_{обм}$ составляет 0,1 %.

Аналогичным образом можно вычислить значения этих коэффициентов для других гармоник.

В табл.2.2.1 приведены значения обмоточных коэффициентов вычисленных по двум методам:

Таблица 2.2.1

Результаты расчета обмоточных коэффициентов обычной 2m-зонной обмотки по классическому методу и по новому методу на магнитопроводе 4A71B4Y3.

Порядок гармоники	Значения обмоточных коэффициентов		Разница в %
	по классическому методу	по новому методу	
1	0,931	0,930	0,1
5	0,067	0,066	1,49
7	0,067	0,0652	2,68
11	0,931	0,87	6,55
13	0,931	0,847	9
17	0,067	0,0569	15

Как можно увидеть из этого сравнения с увеличением порядка гармоники значения коэффициента $K_{обм}$ будет уменьшаться, что означает уменьшение влияния высших гармонических на работу электрической машины. Особенно этот фактор имеет значение для зубцовых гармоник 11^{го} и 13^{го} порядков, имеющих одинаковые обмоточные коэффициенты с основной гармоникой.

Далее рассмотрим развитие данного метода для применения к ППО с целью изучения влияния ширины шлица паза на работу двухскоростных двигателей с одной обмоткой.

2.3. Развитие метода двухмерного представления магнитного поля для расчета обмоточных коэффициентов ППО

Новый метод определения МДС и обмоточного коэффициента имеет особое значение для вычисления обмоточных коэффициентов полюсопереключаемых обмоток, применяемых в двухскоростных двигателях. Ввиду того, что эти обмотки могут иметь как нормальное, так и специфическое распределение

проводников по фазам и по параллельным ветвям, определение значения МДС должно осуществляться путем суммирования МДС отдельных катушек включенных в отдельные ветви с последующим общим суммированием МДС ветвей в зависимости от схемы включения ППО [52].

Для расчета МДС, создаваемой обмотками не являющимися $2m$ -зонными необходимо дальнейшее развитие теории до возможности применения её для любой последовательности включения катушек.

Сначала рассмотрим применение нового метода для случая выполнения обмотки m -зонной, т.к. некоторые ППО со стороны одной из полюсностей представляют собой обычную m -зонную обмотку, например ППО на соотношение полюсов $1/4$ по базовой схеме «двойная звезда - звезда» со стороны большой полюсности выполняется именно такой.

В этом случае формула (2.2.12) пишется следующим образом :

$$\varphi_{\chi, \rho, \kappa} = \varphi - (\chi - 1) \cdot \alpha_N - (\rho - 1) \cdot m \cdot q \cdot \alpha_N - (\kappa - 1) \cdot \frac{2\pi}{m} \quad (2.3.1)$$

В этой формуле отношение $\frac{2}{k_{w_a}}$ опускаем, т.к. почти все актуальные ППО выполнены двухслойными. Величина пазового деления α_N для m -зонных обмоток определяется по формуле:

$$\alpha_N = \frac{2\pi}{pmq}$$

Подстановкой этого выражения в формулу (3.2.14) получим :

$$\varphi_{\chi, \rho, \kappa} = b(i_{\chi, \rho, \kappa}) \sin \left[\nu \varphi - \frac{\nu}{p} (\chi - 1) \frac{2\pi}{mq} - \frac{\nu}{p} (\rho - 1) 2\pi - \frac{\nu}{p} (\kappa - 1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad (2.3.2)$$

Особенностью m -зонной обмотки является ещё то, что расстояние между соседними катушечными группами (т.е. «повторяемость») равна не π , как для $2m$ -зонных обмоток, а 2π радианам или 360° градусам.

Суммирование МДС катушек в катушечной группе с использованием формулы (2.2.15) дает:

$$\sum_{\chi=1}^q \sin(\alpha\chi + \beta) = \sum_{\chi=1}^q \sin\left(-\frac{\nu}{p} \frac{2\pi}{mq} \chi + \beta\right) = \frac{\sin q \frac{\nu}{p} \frac{2\pi}{mq} \frac{1}{2}}{\sin \frac{\nu}{p} \frac{2\pi}{mq}} \sin\left[-(q+1) \frac{\nu}{p} \frac{2\pi}{mq} + \beta\right] =$$

$$= \frac{\sin \frac{\nu \pi}{p m}}{\sin \frac{\nu \pi}{p m q}} \sin[-(q+1) \frac{\nu \pi}{p m q} + \beta] = q \cdot \frac{\sin \frac{\nu \pi}{p m}}{q \sin \frac{\nu \pi}{p m q}} \sin[-(q+1) \frac{\nu \pi}{p m q} + \beta]$$

Как видно из этого выражения, коэффициент зоны для m -зонной обмотки имеет другую формулу:

$$\nu k_z = \frac{\sin \frac{\nu \pi}{p m}}{q \sin \frac{\nu \pi}{p m q}}$$

Упрощение в аргументе синуса позволяет приводит его к следующему виду:

$$\frac{\nu 2\pi}{p m q} - (q+1) \frac{\nu \pi}{p m q} = \frac{\nu 2\pi}{p m q} - q \frac{\nu \pi}{p m q} = \frac{\nu \pi}{p m q} - q \frac{\nu \pi}{p m q} = \frac{\nu 2\pi}{2 p m q} (1-q) = \frac{\nu}{2} (1-q) \alpha_N,$$

$$\nu \varphi + \nu (1-q) \frac{\alpha_N}{2} = \nu [\varphi - (q-1) \frac{\alpha_N}{2}]$$

Сдвиг начала координат и в этом случае будет определяться по формуле

$$\beta_1 = (q-1) \frac{\alpha_N}{2}$$

Отсюда получаем

$$\nu(\varphi - \beta_1) = \nu \varphi_1, \quad \varphi_1 = \varphi - \beta_1$$

С учетом этого, выражение для определения МДС $\phi_{z, \rho, \kappa}$ примет вид:

$$\nu \phi_{z, \rho, \kappa} = q \cdot \nu k_z \cdot \nu b \cdot (i_{\rho, \kappa}) \cdot \sin[\nu \varphi_1 - \frac{\nu}{p} (\rho-1) 2\pi - \frac{\nu}{p} (\kappa-1) \frac{2\pi}{3}] \quad (2.3.3)$$

При суммировании ρ -го количества катушечных групп, по которым проходит ток $i_{\rho, \kappa}$ будем учитывать порядок и принцип включения их в фазу. Поскольку в m -зонных обмотках катушки соединяются только согласно, дополнительная составляющая в аргументе выражения (2.2.18а) опускается:

$$\nu \phi_{z, \rho, \kappa} = q \cdot \nu k_z \cdot \nu b \cdot (i_{z, \kappa}) \cdot \sin[\nu \varphi_1 - \frac{\nu}{p} (\rho-1) 2\pi - \frac{\nu}{p} (\kappa-1) \frac{2\pi}{3}] \quad (2.3.3a)$$

Следует отметить, что в случае выполнения обмотки m – зонной количество катушечных групп будет равно числу полюсов p и суммирование МДС всех катушечных групп осуществляется по формуле

$$\sum_{p=1}^p \sin[-\frac{\nu}{p} 2\pi\rho + \beta] = \frac{\sin \frac{\nu}{p} \pi}{\sin \frac{\nu}{p} \pi} \sin[-(p+1) \frac{\nu}{p} \pi + \beta]$$

С использованием формулы (2.2.20) в упрощенном виде получим выражение

$$\nu\phi_{z,k} = q \cdot \nu k_z \cdot p \cdot \nu b \cdot \left(\frac{i_k}{a}\right) \cdot \sin[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\kappa-1) \frac{2\pi}{3}]$$

Присутствие коэффициента a в этой формуле означает, что в случае наличия параллельных ветвей, значение тока i_k уменьшается в a раз, где a – количество параллельных ветвей.

С использованием выражения (2.2.22) для стационарного режима симметрично построенной машины, питаемой симметричным напряжением имеем

$$\nu\phi_{z,k} = q \cdot \frac{\nu}{a} k_z \cdot \nu b \cdot (I_1 \sqrt{2}) \cdot \operatorname{Re}\{\exp j[\omega t + \varphi_I - (\kappa-1) \frac{2\pi}{3}]\} \sin[\nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\kappa-1) \frac{2\pi}{3}] \quad (2.3.4)$$

С учетом формул преобразования получаем:

$$\begin{aligned} \nu\phi_{z,k} &= b(I_1 \sqrt{2}) \frac{pq}{a} \nu k_z \left[\operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_I - (\kappa-1) \frac{2\pi}{m} + \nu\varphi_1 - \frac{\nu}{p}(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} - \right. \\ &- \operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_I - (\kappa-1) \frac{2\pi}{m} - \nu\varphi_1 + \frac{\nu}{p}(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} \Big] = \\ &= b(I_1 \sqrt{2}) \frac{pq}{a} \nu k_z \left[\operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_I + \nu\varphi_1 - (\frac{\nu}{p} + 1)(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} - \right. \\ &- \operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1 + (\frac{\nu}{p} - 1)(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \right\} \Big] \end{aligned}$$

С этой формулы возьмем вторую слагаемую, т.к. она описывает вращающееся поле в положительном направлении φ_1 и с учетом формулы (2.2.6) получаем:

$$\nu\phi_{z,k} = -\nu b(I_1 \sqrt{2}) \frac{pq}{a} \nu k_z \cdot \operatorname{Re}\left\{ \frac{1}{2j} \exp j[\omega t + \varphi_I - \nu\varphi_1 + (\frac{\nu}{p} - 1)(\kappa-1) \frac{2\pi}{m}] \right\}$$

С использованием формул суммирования и подстановкой формулы для νb получаем окончательную формулу для расчета МДС m -зонной обмотки:

$$\begin{aligned} \nu \phi_z &= \frac{m}{2} \nu b(I_1 \sqrt{2}) \frac{pq}{a} \nu k_z \operatorname{Re}\{j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1)\} = \\ &= -\frac{m}{2} \cdot \frac{2 I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot \frac{pq}{a} \cdot N \cdot \nu k_N \cdot \nu k_S \cdot \nu k_Z \cdot \operatorname{Re}\{j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1)\} = \\ &= -\frac{m}{2} \cdot \frac{2 I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot (w \cdot \nu k_w) \cdot \operatorname{Re}\{j \exp j(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1)\} \quad (2.3.5) \end{aligned}$$

то есть

$$\begin{aligned} \nu \phi_z &= m \cdot \frac{I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} \cdot (w \cdot \nu k_w) \cdot \sin(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1) = \\ &= \nu \hat{\phi}_z \sin(\omega t + \varphi_I - \nu \varphi_1) \end{aligned}$$

где $\nu \hat{\phi}_z = m \frac{I_1 \sqrt{2}}{p \tau_p} (w \cdot \nu k_w)$ - амплитуда МДС;

$w = \frac{pq}{a} \cdot N$ - число последовательно соединенных витков в фазе;

$\nu k_w = \nu k_N \cdot \nu k_S \cdot \nu k_Z$ - обмоточный коэффициент ν -ой гармоники.

С помощью этой формулы можно рассчитать МДС для любой m -зонной обмотки, соединяемых в схему «звезда» или «треугольник» и определить обмоточные коэффициенты.

Как было упомянуто ранее ППО с соотношением полюсов 1:4 на основе базовой схемы «звезда – двойная звезда» со стороны большой полюсности выполнены m -зонными при различных модулях выполнения (числе пазов статора) и включаются в схему «звезда».

В качестве примера рассмотрим расчет обмоточных коэффициентов одной из ППО при модуле 24 [52] со стороны

большой полюсности, в случае проектирования ДД с этой обмоткой на магнитопроводе 160 MW-4/16С со следующими данными: $D_{\text{внеш}}/D_{\text{внутр}} = 265 \text{ мм}/175 \text{ мм}$, $Z_1 = 48$, $b_s = 3,2 \text{ мм}$.
Обмоточные данные ППО:

Число витков в катушке $N = 22$ витков,

шаг обмотки $y = 9$.

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 175}{16} = 34,34 \text{ мм}$$

или значение τ_p в пазовых делениях равно 3.

Для 1^{ой} гармоник определим значения коэффициента укорочения, зонного коэффициента и коэффициента учета ширины шлица паза статора.

Значение коэффициента укорочения для этого случая:

$$k_{s1} = \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{y}{\tau_p} = \sin 1 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{9}{3} = \sin \frac{3\pi}{2} = -1$$

Зонный коэффициент определяется следующим образом:

$$k_{z1} = \frac{\sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{m}}{q \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{mq}} = \frac{\sin \left(1 \cdot \frac{\pi}{3} \right)}{2 \sin \left(\frac{\pi}{2 \cdot 3} \right)} = \frac{0,866}{2 \cdot 0,5} = 0,866$$

Определение коэффициента ширины шлица паза осуществляется согласно формуле (2.2.10)

$$k_{N1} = \sin \frac{\nu}{p} \frac{\pi}{2} \frac{b_s}{\tau_p} = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{3,2}{34,34} \cdot 1 \right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{3,2}{34,34} \cdot 1} = \frac{0,1458}{0,1463} = 0,996$$

Величина обмоточного коэффициента для 1^{ой} гармоник будет равна :

$$k_{w1} = k_{N1} \cdot k_{s1} \cdot k_{z1} = 0,996 \cdot (-1) \cdot 0,866 = -0,863$$

Аналогичным образом можно вычислить значения этих коэффициентов для других гармоник.

Знак “ - ” перед обмоточным коэффициентом одной из гармоник означает, что волна данной гармоник будет вращаться в

противоположную сторону относительно волн с положительными знаками.

В таблице 2.3.1 приведены результаты расчета обмоточных коэффициентов для различных порядков гармоник и величины амплитуд МДС с учетом этих коэффициентов, а также указана разность в значениях этих амплитуд, рассчитанных по классическому и по новому методам.

Таблица 2.3.1

Результаты расчета обмоточных коэффициентов
по новому методу для $2p=16$ на магнитопроводе
160 MW-4/16C

2 p ₂ = 1 6						
ν	k_{sehn}	k_Z	k_N	$k_{\text{обм}}$	Величина A_ν с учетом $k_{\text{обм}}$	Разница ΔA_ν %
1	-1	0,866	0,996	- 0,863	99,65	0,346
5	-1	- 0,866	0,9135	0,791	15,82	8,66
7	1	- 0,866	0,834	-0,722	10,3	16,62
11	1	0,866	0,62	0,5369	4,8792	38
13	-1	0,866	0,497	- 0,43	3,306	50,3
17	-1	- 0,866	0,244	0,211	1,24	75,6

где k_{sehn} - коэффициент укорочения для ν -ой гармоники;
 k_Z - зонный коэффициент для ν -ой гармоники;
 k_N - коэффициент учета ширины шлица паза для ν -ой гармоники;

$k_{\text{обм}}$ - обмоточный коэффициент для ν -ой гармоники.

A_ν - амплитуда ν -ой гармоники МДС

ΔA_ν - разница в амплитудах ν -ой гармоники, рассчитанных по классическому и новому методам.

Следует отметить, что в данной обмотке при расчете классическим методом указанные в таблице гармоники имели одинаковые значения обмоточного коэффициента равное 0,866. Расчет с использованием нового метода с учетом ширины шлица паза показал, что обмоточные коэффициенты высших гармонических должны иметь более уменьшенное значение и за счет этого влияние высших гармонических заметно уменьшается. Особенно для гармонических высоких порядков разница достигает до 75,6%, что означает значительное уменьшение влияния высших гармонических на работу ДД со стороны этой полюсности.

Для расчета МДС или обмоточных коэффициентов этой ППО со стороны высшей скорости мы не можем использовать эту формулу, т.к. с этой стороны обмотка представляет собой модулированную обмотку и поэтому нужно вывести новую формулу для расчета МДС и обмоточных коэффициентов.

В общем случае для расчета МДС обмотки, имеющей произвольное распределение катушек по фазам и по параллельным ветвям, т.е. не m – зонной и не $2m$ – зонной обмоток необходимо выводить новые формулы при сохранении главного принципа метода. Поскольку МДС катушечной группы, ветви и фазы образуется путем суммирования МДС катушек входящих в их состав сначала нужно составить формулу для МДС произвольно взятой катушки обмотки.

Величину МДС, создаваемую произвольно взятой катушкой X принадлежащей фазе K можно определить по следующей формуле:

$$\phi_{z, X, K} = b \cdot \sin \nu \varphi_X = \frac{2N}{p \tau_p} \cdot \kappa_s \cdot \kappa_N \cdot i_{X, K} \cdot \sin \nu \cdot \varphi_X \quad (2.3.6)$$

где X - номер катушки;

K - номер фазы.

$\varphi_{X, K}$ - угол поворота относительно начала отсчета для катушки номером

X , принадлежащей фазе K

Первый индекс в обозначении $\varphi_{X, K}$ означает месторасположение катушки по расточке статора, а второй индекс K показывает принадлежность данной катушки одной из фаз и используется для определения тока фазы при расчете МДС. Трансформация координат катушек будет происходить согласно выражению:

$$\varphi_{X, K} = \varphi - (X - 1) \cdot \alpha_N - (K - 1) \cdot \frac{2\pi}{m} \quad (2.3.7)$$

где

$$\alpha_N = \frac{2\pi}{Z_1} \cdot p - \text{пазовое деление}$$

С учетом этого МДС, создаваемая произвольно взятой катушкой обмотки будет определяться следующим образом:

$${}^v\phi_{z,X,K} = {}^v b(i_{X,K}) \cdot \sin \left[v \cdot \varphi - \frac{v}{p} \cdot (X-1) \cdot \alpha_N - \frac{v}{p} \cdot (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3} \right]$$

(2.3.8)

Суммирование МДС катушек осуществляется в зависимости от принадлежности катушек к определенной ветви и фазе.

Для схем, имеющих одинаковое количество катушек во всех ветвях (напр. «звезда-двойная звезда», «три трехфазные звезды»), МДС обмотки определяется как

$${}^v\phi_{z_{\text{обмотки}}} = \sum_{\kappa=1}^m \sum_{\Lambda=1}^{\overline{ma}} \sum_S^{\overline{\Lambda}} {}^v\phi_{z,X,K} \quad (2.3.9)$$

где m - число фаз обмотки;

Λ - число ветвей обмотки;

S - количество катушек в ветви

Таблица 2.3.2

Результаты расчета обмоточных коэффициентов по классическому и по новому методам для $2p=4$ на магнитоприводе 160 MW-4/16С

Порядок гармоник	Значения обмоточных коэффициентов		Разница в %
	по классическому методу	по новому методу	
1	0,647	0,647	0
5	0,214	0,212	0,51
7	0,397	0,392	1,1
11	0,0353	0,0343	2,6
13	0,0353	0,0338	4
17	0,397	0,371	6,3

В таблице 2.3.2 приведены результаты расчета обмоточных коэффициентов вышеприведенного полюсопереключаемого ДД со стороны $2p=4$ для различных порядков гармоник и величины амплитуд МДС с учетом этих коэффициентов, а также указана

разность в значениях этих амплитуд, рассчитанных по классическому и по новому методам.

Как видно из этой таблицы со стороны меньшей полюсности разница в значениях обмоточных коэффициентов будет небольшим. Хотя амплитуды высших гармонических МДС с этой стороны обмотки имеют небольшие значения, с учетом новых обмоточных коэффициентов их значения будут еще меньшими.

Это означает, что на основе вышеуказанного магнитопровода с применением данной ППО можно создать двухскоростной двигатель имеющий улучшенные энергетические параметры.

Подтверждением этих теоретических результатов стало экспериментальное исследование двухскоростного АД с аналогичной ППО выполненного на вышеприведенном магнитопроводе лифтового двигателя 160 MW-4/16С. Этот двигатель был изготовлен и прошел полный курс промышленных испытаний на фирме «Шиндлер» (Швейцария). Как показали результаты испытаний, новый ДД имеет повышенные значения полезных мощностей, механические характеристики имеют гладкий вид.

При проектировании аналогичного ДД с этой же ППО на магнитопроводе односкоростного двигателя 1LA7163-4AA60 фирмы Сименс, со следующими данными магнитопровода:

$D_{\text{внеш}} / D_{\text{внутр}} = 235 \text{ мм} / 143,56 \text{ мм}$, $Z_1=48$, $b_s=2,8 \text{ мм}$, получим следующие результаты:

Если сравнить значения обмоточных коэффициентов, вычисленных новым методом при первом и втором магнитопроводах, то можно заметить, что во втором случае величины обмоточных коэффициентов для высших гармоник будут значительно меньше, чем в первом магнитопроводе.

Это объясняется тем, что для второго магнитопровода отношение

$\frac{b_s}{\tau_p}$ будет большим из-за маленького значения τ_p , хотя паз статора в этом случае имеет также меньшую ширину шлица.

**Результаты расчета обмоточных коэффициентов
по классическому и новому методам для $2p=4$ и 16
на магнитопроводе 1LA7163-4AA60**

Порядок гармони- ки ν	Значения обмоточных коэффициентов				Разница в значениях обмоточных коэффициентов, %	
	по класси- ческому методу	по новому методу	по класси- ческому методу	по новому методу	для $2p=4$	для $2p=16$
	$2p=4$	$2p=16$	$2p=4$	$2p=16$	для $2p=4$	для $2p=16$
1	0,647	0,866	0,647	0,859	0	0,8
5	0,214	0,866	0,211	0,781	0,01	9,8
7	0,397	0,866	0,392	0,704	0,01 2	18,7
11	0,035 3	0,866	0,034	0,499	0,03	42,37
13	0,035 3	0,866	0,0338	0,382	0,04 2	55,8
17	0,397	0,866	0,368	0,1765	0,07 2	79,5

Таким образом можно прийти к выводу, что при проектировании ДД с большим соотношением полюсов на основе магнитопроводов с меньшим внутренним диаметром статора влияние высших гармонических будет меньше чем в машинах с большим диаметром.

Следует отметить, что для некоторых схем переключения ППО, имеющих основные и дополнительные ветви, необходим особый подход при расчете МДС и обмоточных коэффициентов, например, для ППО на основе схемы «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями» нужно сепаративное определение значений МДС катушек в основных и дополнительных ветвях, т.к. эти катушки могут иметь разное число витков и изготавливаются из проводов разного сечения, но токи протекаемые по этим катушкам будут иметь одинаковые значения, т.к. эти ветви включаются последовательно.

С учетом этого МДС катушки, включенной в основную ветвь определяется

$${}^{\nu}\phi_{z,X,\kappa_{осн}} = {}^{\nu}b_{осн} \cdot \sin \nu \varphi_{X_{осн}} = \frac{2N_{осн}}{p\tau_p} \cdot {}^{\nu}\kappa_s \cdot {}^{\nu}\kappa_N \cdot i_{X,\kappa} \cdot \sin \nu \cdot \varphi_{X_{осн}} \quad (2.3.10)$$

где ${}^{\nu}b_{осн} = -\frac{2N_{осн}}{p\tau_p} {}^{\nu}\kappa_s {}^{\nu}\kappa_N i_{X,\kappa}$ - амплитуда МДС катушки, включенной

в основную ветвь

$N_{осн}$ - число витков в основной катушке;

$X_{осн}$ - номера катушек, включенных в основные ветви.

МДС катушки, включенной в дополнительную ветвь определяется

$${}^{\nu}\phi_{z,X,\kappa_{доп}} = {}^{\nu}b_{доп} \cdot \sin \nu \varphi_{X_{доп}} = \frac{2N_{доп}}{p\tau_p} \cdot {}^{\nu}\kappa_s \cdot {}^{\nu}\kappa_N \cdot i_{X,\kappa} \cdot \sin \nu \cdot \varphi_{X_{доп}} \quad (2.3.11)$$

где ${}^{\nu}b_{доп} = -\frac{2N_{доп}}{p\tau_p} {}^{\nu}\kappa_s {}^{\nu}\kappa_N i_{X,\kappa}$ - амплитуда МДС, включенной в дополнительную ветвь;

$N_{доп}$ - число витков в дополнительной катушке;

$X_{доп}$ - номера катушек, включенных в дополнительные ветви.

В свою очередь МДС основных и дополнительных ветвей определяются отдельно в зависимости от количества катушек включаемых в эти ветви.

$${}^{\nu}\phi_{z_{ветви}} = \sum_S {}^{\nu}\phi_{z,X,\kappa} \quad (2.3.12)$$

Здесь верхняя граница суммирования остается открытой, т.к. число катушек в ветвях может быть разной в зависимости от выполнения обмотки.

Следующим шагом будет определение МДС фазы путем суммирования МДС основных и дополнительных ветвей. Для

этого случая выполнения обмоток формула для определения МДС будет иметь вид:

$$\nu \phi_{z, \text{фазы } k} = \sum_{S_{\text{осн}}} \nu \phi_{z, X_{\text{осн}}, k} + \sum_{S_{\text{доп}}} \nu \phi_{z, X_{\text{доп}}, k} \quad (2.3.13)$$

где $S_{\text{осн}}$, $S_{\text{доп}}$ - количество катушек в основных и дополнительных ветвях;

МДС обмотки будет определяться путем суммирования МДС основной и дополнительной ветвей:

$$\phi_{z, \text{обмотки}} = \sum_{k=1}^m \nu \phi_{z, \text{фазы}} \quad (2.3.14)$$

Параллельные ветви, будь они основные или дополнительные, должны создавать одинаковые по величине МДС и при расчете МДС обмотки с несколькими параллельными ветвями можно взять значение МДС только одной ветви. Если величины МДС параллельных ветвей по каким то причинам отличаются друг от друга, то в расчете берется среднее значение МДС.

По этой методике был проведен анализ гармонического состава ППО с соотношением полюсов $p_1/p_2 = 3/4$ на основе схемы переключения «три трехфазные звезды по одной дополнительной ветвью в фазе» в случае проектирования ДД на основе магнитопровода AGM100L6 со следующими данными:

$D_{\text{внеш}}/D_{\text{внутр}} = 150 \text{ мм}/103 \text{ мм}$, $Z_1 = 36$, $b_s = 2,8 \text{ мм}$.

Базовая схема обмотки представлена на рис.2.3.1. Как видно из этой схемы ветви D_2, D_3 и D_4 , E_2, E_3 и E_4 , F_2, F_3 и F_4 являются основными ветвями, а ветви D_1, E_1 и F_1 – дополнительными.

В этом случае во все ветви включаются по 3 катушки, однако катушки включенные в основные ветви имеют в три раза больше число витков (100), чем катушки включенные в дополнительные ветви (33), шаг обмотки $y=5$.

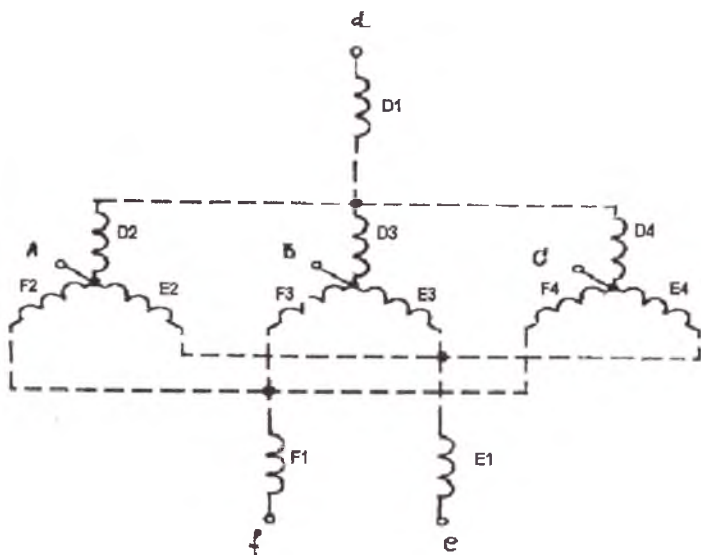


Рис.2.3.1 Схема переключения ППО «три трехфазные звезды по одной параллельной ветвью в фазе».

Сначала расчет проводим со стороны 8 полюсов, так как со стороны этой полюсности в работе электрической машины будут участвовать все 36 катушек обмотки. Полюсное деление в этом случае будет равно:

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 103}{8} = 40,42 \text{ мм}$$

или значение τ_p в пазовых делениях равно 4,5.

Как было сказано выше, здесь нужно отдельно определить МДС основных и дополнительной ветвей, произвести сравнение МДС параллельных ветвей каждой из фаз и между фазами и определить МДС каждой из фаз и далее МДС обмотки.

Как показали результаты расчета, МДС, создаваемая катушками, включенными в параллельные ветви, равны по величине и совпадают по фазе, т.е. обмотка симметрична с этой стороны.

Значения обмоточных коэффициентов, вычисленных по классическому и по новому методу приведены в таблице 2.3.4.

Результаты анализа свойств ППО с $p_1/p_2=3/4$ на
магнитопроводе AGM100L6

Порядок гармоник v	Значения обмоточных коэффициентов				Разница в значениях обмоточных коэффициентов, %		Амплитуды гармоник МДС с учетом обмоточных коэффициентов %	
	по классическому методу		по новому методу				по новому методу	
	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8
1	0,88	0,831	0,879	0,830	0,1	0,11	100	100
2	0,333	0,154	0,331	0,153	0,4	0,6	7,12	1,703
5	0,063	0,188	0,061	0,18	2,3	3,84	0,099	0,98
7	0,063	0,154	0,0602	0,1419	4,3	7,6	0,07	0,452
8	0	0,831	0	0,749	0	9,8	0	11,2
10	0,333	0,831	0,304	0,706	8,6	15	1,3	8,5
11	0,88	0,154	0,788	0,126	10,4	18	8,14	0,25
13	0,88	0,188	0,754	0,1481	14,3	21,2	6,6	0,314
14	0,333	0,188	0,278	0,135	16,5	28,1	0,85	0,266
16	0	0,154	0	0,099	0	35,5	0	0,14
17	0,063	0,831	0,0481	0,5019	23,6	39,6	0,023	3,55

Как видно из этой таблицы при проектировании ДД на основе магнитопровода

AGM100L6 влияние 8^{ой}, 10^{ой} и 17^{ой} гармоник, имеющих большие значения амплитуд в картине н.с., со стороны 8 полюсов будет уменьшено соответственно на 9,8 %, 15% и 39,6 % (см.табл.2.3.4).

Со стороны 6 полюсов в работе ДД будут участвовать только те катушки, которые включены в основные ветви.

Величина полюсного деления в этом случае будет равна

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 103}{6} = 53,9 \text{ мм}$$

или значение τ_p в пазовых делениях равно 6.

Со стороны 6 полюсов влияние 2^{ой}, 11^{ой} и 13^{ой} гармоник, имеющих большие значения амплитуд в картине н.с. будет уменьшено соответственно на 0,4 %, 10,4 % и 14,3 %

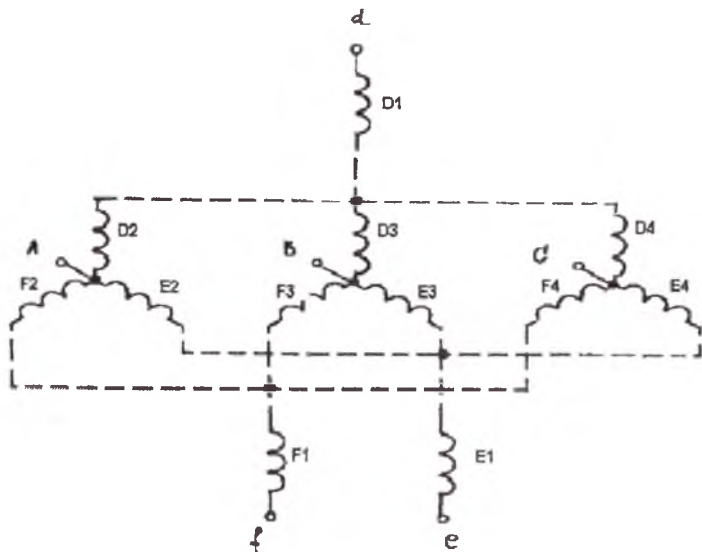


Рис.2.3.1 Схема переключения ППО «три трехфазные звезды по одной параллельной ветвью в фазе».

Сначала расчет проводим со стороны 8 полюсов, так как со стороны этой полюсности в работе электрической машины будут участвовать все 36 катушек обмотки. Полюсное деление в этом случае будет равно:

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 103}{8} = 40,42 \text{ мм}$$

или значение τ_p в пазовых делениях равно 4,5.

Как было сказано выше, здесь нужно отдельно определить МДС основных и дополнительной ветвей, произвести сравнение МДС параллельных ветвей каждой из фаз и между фазами и определить МДС каждой из фаз и далее МДС обмотки.

Как показали результаты расчета, МДС, создаваемая катушками, включенными в параллельные ветви, равны по величине и совпадают по фазе, т.е. обмотка симметрична с этой стороны.

Значения обмоточных коэффициентов, вычисленных по классическому и по новому методу приведены в таблице 2.3.4.

**Результаты анализа свойств ППО с $p_1/p_2=3/4$ на
магнитопроводе AGM100L6**

Порядок гармоник ν	Значения обмоточных коэффициентов				Разница в значениях обмоточных коэффициентов, %		Амплитуды гармоник МДС с учетом обмоточных коэффициентов %	
	по классическом у методу		по новому методу				по новому методу	
	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8	2p=6	2p=8
1	0,88	0,831	0,879	0,830	0,1	0,11	100	100
2	0,333	0,154	0,331	0,153	0,4	0,6	7,12	1,703
5	0,063	0,188	0,061	0,18	2,3	3,84	0,099	0,98
7	0,063	0,154	0,0602	0,1419	4,3	7,6	0,07	0,452
8	0	0,831	0	0,749	0	9,8	0	11,2
10	0,333	0,831	0,304	0,706	8,6	15	1,3	8,5
11	0,88	0,154	0,788	0,126	10,4	18	8,14	0,25
13	0,88	0,188	0,754	0,1481	14,3	21,2	6,6	0,314
14	0,333	0,188	0,278	0,135	16,5	28,1	0,85	0,266
16	0	0,154	0	0,099	0	35,5	0	0,14
17	0,063	0,831	0,0481	0,5019	23,6	39,6	0,023	3,55

Как видно из этой таблицы при проектировании ДД на основе магнитопровода

AGM100L6 влияние 8^{ой}, 10^{ой} и 17^{ой} гармоник, имеющих большие значения амплитуд в картине н.с., со стороны 8 полюсов будет уменьшено соответственно на 9,8 %, 15% и 39,6 % (см.табл.2.3.4).

Со стороны 6 полюсов в работе ДД будут участвовать только те катушки, которые включены в основные ветви.

Величина полюсного деления в этом случае будет равна

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot r_B}{2p} = \frac{\pi \cdot D_{\text{внутр}}}{2p} = \frac{3,14 \cdot 103}{6} = 53,9 \text{ мм}$$

или значение τ_p в пазовых делениях равно 6.

Со стороны 6 полюсов влияние 2^{ой}, 11^{ой} и 13^{ой} гармоник, имеющих большие значения амплитуд в картине н.с. будет уменьшено соответственно на 0,4 %, 10,4 % и 14,3 %

Анализируя вышеприведенные примеры определения обмоточных коэффициентов ППО согласно новому методу можно прийти к выводу, что путем подбора соответствующего магнитопровода возможно достижение значительного уменьшения влияния высших гармонических вплоть до полного «уничтожения». Это означает, что можно найти такие значения внутреннего диаметра статора и ширины шлица паза статора, при котором одна или несколько гармоник превращаются в нуль, т.е. может происходить так называемое полное «уничтожение» нежелательной гармоники.

ГЛАВА 3.

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДВУХСКОРОСТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ОДНОЙ ПОЛЮСОПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ОБМОТКОЙ

3.1. Особенности проектирования двухскоростных двигателей с одной обмоткой

Разработка нового метода получения схем ППО на широкий диапазон соотношения чисел полюсов и фаз, имеющих упрощенную технологию изготовления и улучшенные электромагнитные свойства, есть первый шаг на пути создания новых двухскоростных двигателей, вторым не менее важным шагом является решение задачи оптимального проектирования, так как при полной очевидности преимуществ применения ППО, реализация их возможна только в случае эффективного использования её возможностей. Другими словами более полное использование преимуществ полюсопереключаемых обмоток дает возможность получить высокоэффективные и компактные двухскоростные двигатели.

Следует отметить, что задача проектирования ДД с одной обмоткой является непростым процессом и её можно сравнить с одновременным проектированием двух односкоростных двигателей, имеющих взаимосвязанные между собой параметры и изменение которых невозможно осуществить в одностороннем порядке [2,54].

Изучение и анализ зарубежного опыта и существующих методов проектирования электрических машин показали, что в данное время не существует единого метода проектирования ДД с одной ППО, хотя ДД с ППО, разработанные по схеме Даландера и по методу ПАМ выпускаются электромашиностроительными заводами и фирмами всего мира и широко используются на практике.

В качестве примера можно привести всемирно известную книгу профессора технического университета Дрезден Карла Фогта по расчету электрических машин [55]. В этой книге приводится проектирование ДД на базе односкоростного двигателя с $P_{2ном} = 3$ кВт и $n_{ном} = 1500$ об/мин. На этом магнитопроводе с применением ППО по схеме Даландера с соотношением полюсов 1:2 удастся

получить с аналогичной стороны полезную мощность $P_2=2,2$ кВт, что составляет 73,3% исходной номинальной мощности, а при применении двух отдельных обмоток эта величина достигает всего 1,1 кВт (30 % исходной мощности).

Вышеприведенный пример еще раз подтверждает необходимость разработки новой методики для проектирования ДД с полюсопереключаемыми обмотками.

3.2. Возможные варианты проектирования ДД

Начальным элементом для начала проектирования ДД с ППО является магнитопровод, на основе которого должен проектироваться этот двигатель. Здесь могут быть три случая:

- а) проектирование ДД с ППО на основе магнитопровода существующего двухскоростного двигателя;
- б) проектирование ДД с ППО на магнитопроводе односкоростного двигателя нормального исполнения;
- в) комплексное проектирование ДД с ППО с изменением конфигураций пакетов статора и ротора;

Проектирование ДД с возможностью изменения конфигурации пакетов статора и ротора, т.е. комплексное проектирование, дает возможность наиболее полно проявить преимущества применения ППО. Однако, в большинстве случаев из-за трудностей изготовления и внедрения в промышленное производство магнитопровода нового типа (не входящего в стандартный ряд), задача ограничивается расчетом и применением ППО на существующих магнитопроводах при стремлении максимально использовать её преимущества по массогабаритным и энергетическим показателям. Это означает, что все три приведенных случая являются правомочными в одинаковой мере и поэтому мы подробно рассмотрим все три случая.

3.3. Расчет и проектирование ДД с ППО на базе серийных магнитопроводов двухскоростных двигателей

В первом случае имеется в распоряжении магнитопровод с большой площадью паза статора и оптимально рассчитанный пакет ротора для соответствующего режима работы ДД с отдельными обмотками, хотя этот двигатель будет иметь заниженные величины

полезных мощностей из-за недостаточного использования активной части двигателя.

Проектирование ДД с ППО дает возможность увеличить полезные мощности, улучшить энергетические показатели и упростить технологию изготовления и ремонта, благодаря использованию одной ППО вместо двух отдельных обмоток. При этом возможно получение недоиспользованной площади паза статора после укладки обмотки и требуется забить клин большого объема.

Для решения проблемы проектирования двухскоростных двигателей на основе стандартных магнитопроводов двухскоростных двигателей разработана новая методика по расчету и проектированию двухскоростных двигателей.

Решение этой задачи осуществляется в несколько этапов :

1. Выбор рациональной схемы полюсопереключаемой обмотки
2. Определение числа витков в катушке.
3. Расчет сечения провода в катушке.
4. Проверочный расчет магнитопровода

А. Выбор рациональных схем обмоток

Выбор рациональных схем обмоток для двухскоростных двигателей является начальным этапом решения задачи проектирования ДД и актуальной проблемой и возможен на основе анализа значений обмоточного коэффициента, коэффициента дифференциального рассеяния, энергетических показателей и т.д. Существует целый ряд полюсопереключаемых обмоток на разные соотношения чисел пар полюсов, которые выполняются с различными базовыми схемами $Y/\Delta, Y/\Delta\Delta, \Delta/\Delta\Delta, Y/YY, YYY/YYY.$, а также с дополнительными ветвями. Число выводов этих обмоток колеблется от 6 до 18, а число переключающих контактов, необходимых для переключения обмотки с одной полюсности на другую, изменяется от 2 до 18. Дополнительные выводы усложняют технологию изготовления двигателей, а большое число переключающих контактов приводит к усложнению аппаратуры управления, что неприемлемо для электропривода лифтов и других механизмов, где используются ДД, т.к. размеры шкафов станции управления не позволяют устанавливать более одного дополнительного контактора.

Наиболее оптимальными для применения являются ППО на основе базовых схем “УУУ/УУУ”, “УУУ/УУУ с дополнительными ветвями”, которые имеют минимальное количество выводных концов (6) и для переключения обмотки не требуются дополнительные контакты.

Одним из основных условий выбора схемы обмотки для любого соотношения полюсов является значение соотношения индукций в воздушном зазоре со стороны одной и другой полюсности. Отношение индукций в воздушном зазоре и полезных моментов двигателя при переключении с одной скорости на другую может быть описано следующими выражениями [8,56]:

$$B_{\delta*} = \frac{B_{\delta 2}}{B_{\delta 1}} = \frac{k_{e2} \cdot U_{\phi 2} \cdot W_{\phi 1} \cdot k_{обм1} \cdot p_2}{k_{e1} \cdot U_{\phi 1} \cdot W_{\phi 2} \cdot k_{обм2} \cdot p_1} \quad (3.1)$$

$$M_* = \frac{M_2}{M_1} = \frac{(k_{e2} \cdot U_{\phi 2} \cdot W_{\phi 1} \cdot k_{обм1} \cdot p_2)^2}{(k_{e1} \cdot U_{\phi 1} \cdot W_{\phi 2} \cdot k_{обм2} \cdot p_1)^2} \quad (3.2)$$

Другим важным показателем обмотки является показатель использования габарита электродвигателя. Использование габарита электродвигателя при переключении с одной скорости на другую можно оценить, воспользовавшись выражением:

$$k_* = \frac{k_2}{k_1} = \frac{U_{\phi 2}^3 \cdot k_{e2}}{U_{\phi 1}^3 \cdot k_{e1}} \left(\frac{k_{обм1} \cdot W_{\phi 1} \cdot p_1}{k_{обм2} \cdot W_{\phi 2} \cdot p_2} \right)^2 \quad (3.3)$$

Анализ этого выражения показывает, что при $k_* < 1$ мощность с увеличением частоты вращения электродвигателя уменьшается, т.е. на высокой скорости электродвигатель недоиспользован;

при $k_* = 1$ мощность на валу двигателя при всех частотах вращения остается постоянной;

при $k_* > 1$ мощность двигателя растет с увеличением его частоты вращения, использование двигателя на высокой скорости увеличивается.

В выражениях (3.1- 3.3) индексы 1 и 2 относятся к большему и меньшему числу пар полюсов, соответственно.

Основными параметрами в формулах (3.1 - 3.3), зависящих от самой обмотки, являются число последовательно соединенных витков в фазе W_{ϕ} и обмоточный коэффициент, которые вместе образуют составляющую - эффективное число витков в фазе [2,56].

$$W_{\text{эф.}\phi} = W_{\phi} \cdot k_{\text{обм}}$$

Коэффициент использования активной части двигателя по научной литературе европейских стран определяется по формуле

$$k_{\text{исп}} = \frac{P}{\frac{\pi \cdot D_{\text{внеш}}^2}{4} \cdot l_{\delta}}$$

или еще проще

$$k_{\text{исп}} = \frac{P}{D_{\text{внеш}}^2 \cdot l_{\delta}}$$

где P – номинальная полезная мощность на валу двигателя;

$D_{\text{внеш}}$ – внешний диаметр статора;

l_{δ} – длина пакета статора.

Единицей измерения этого параметра является кВт/дм³. Во избежание путаницы между этими коэффициентами для второго коэффициента можно принять обозначение $K_{\text{исп}}$.

Существующие полюсопереключаемые обмотки в зависимости от схемы переключения имеют различные соотношения W_{ϕ_2} / W_{ϕ_1} . Например, ППО на основе трех трехфазных звезд (YYY/YYY) имеет соотношение W_{ϕ_2} / W_{ϕ_1} – равное единице и поэтому согласование индукций может производиться с помощью обмоточных коэффициентов и подключения разных напряжений. Во избежание перегрева двигателя на низкой скорости со стороны высокой скорости можно недоиспользовать габариты двигателя.

При схемах “три трехфазные звезды с дополнительными ветвями” возможно достижение согласования индукций при близких соотношениях полюсов ($p_1/p_2=2:3, 3:4$ и т.д.) путем исключения части катушек со стороны меньшей полюсности.

Базовая схема переключения Y/YU (звезда – двойная звезда) позволяет получать соотношения W_{ϕ_2} / W_{ϕ_1} равное двум. Кроме того, разница в обмоточных коэффициентах модулированных обмоток дает возможность довести соотношение W_{ϕ_2} / W_{ϕ_1} – до трех. Обмотка имеет шесть выводов, по три для каждой полюсности и для переключения с одной полюсности на другую требуется 2 переключающих контакта, т.е. один двухполюсный контактор.

Получение больших значений W_{ϕ_2} / W_{ϕ_1} , как было указано, достигается применением базовой схемы “Y/YU с

дополнительными ветвями". Такие обмотки имеют девять выводных концов, но для переключения достаточно иметь один дополнительный двухполюсный контактор.

Б. Определение числа витков в катушке

Число последовательно соединенных витков в фазе полюсопереключаемой обмотки рассчитывается по формуле:

$$W_{\phi.ппо} = \frac{k_e \cdot U_{\phi}}{4,44 \cdot f \cdot k_{обм.ппо} \cdot \Phi} \quad (3.4)$$

исходя из условия, что магнитный поток Φ , создаваемый одной из отдельных обмоток (обычно обмоткой меньшей полюсности) в воздушном зазоре остается постоянным и при применении в этом двигателе полюсопереключаемой обмотки.

Число витков в пазу

$$u_n = \frac{w_{\phi.ппо} \cdot 2 \cdot a \cdot m}{Z_1} \quad (3.5)$$

где a - число параллельных ветвей;

m - число фаз обмотки;

Z_1 - число пазов статора

После определения u_n , его значение округляют до ближайшего целого числа и вновь определяют $W_{\phi.ппо}$, а также число последовательно соединенных витков в фазе со стороны другой полюсности, но это только предварительное определение числа витков в катушке. Для окончательного выбора числа витков в катушке необходимо определить сечение провода в катушках и произвести проверочный расчет магнитопровода.

В. Расчет сечения провода в катушке

Сечение провода с изоляцией можно определить при известном значении числа витков в пазу, площади изолированного паза, коэффициента заполнения паза и числа параллельных ветвей по следующей формуле :

$$Q_{из} = \frac{F \cdot k_{зап}}{2 \cdot a \cdot u_n} \quad (3.6)$$

где $Q_{из}$ - сечение изолированного провода,

F - площадь изолированного паза,

$K_{зап}$ - коэффициент заполнения паза,

2а - число параллельных ветвей,

u_n - число витков в пазу.

Следует отметить, что по методике, принятой в странах Европы, коэффициент заполнения паза определяется по формуле :

$$k_{\text{зап.паз}} = \frac{\frac{\pi}{4} \cdot d^2 \cdot u_n}{F} \quad (3.7)$$

где d - диаметр неизолированного провода.

Допустимые значения $K_{\text{зап}}$ колеблется от 0,3 до 0,4 и с учетом этого применение этой формулы для магнитопроводов производства стран Европы имеет свои особенности и составляющая, стоящая в числителе и означающая площадь занимаемой обмоткой должна определяться применением значений коэффициента заполнения. Диаметр голого провода может быть определен по следующей формуле:

$$d = \sqrt{\frac{F \cdot k_{\text{зап.Exp}}}{\frac{\pi}{4} \cdot u_n}} \quad (3.8)$$

Кроме того, при выборе сечения провода для полюсопереключаемой обмотки следует проверить его по плотности тока со стороны обеих полюсностей путем использования общеизвестной формулы:

$$\Delta = \frac{I}{Q} \quad \text{А/мм}^2 \quad (3.9)$$

Плотность тока со стороны обеих полюсностей должна быть в допустимых пределах. В зависимости от выбранной марки обмоточного провода определяют диаметр, а затем сечение голого провода. В большинстве случаев для ППО, переключаемых по схеме Y/YU, при выборе сечения провода берется провод существующей раздельной обмотки на меньшую скорость или провод с диаметром на ступень выше.

Прежде чем начинать проверку магнитопровода, следует выяснить какую площадь занимают существующие раздельные обмотки и ППО.

$$F_{\text{обм.разд}} = F_{\text{обм}_1} + F_{\text{обм}_2} \quad (3.10)$$

$$F_{\text{обм}_1} = d_{\text{из}_1}^2 \cdot u_{n_1} \cdot n_{\text{эл}_1} \quad (3.11)$$

$$F_{обм_2} = d_{из_2}^2 \cdot u_{n_2} \cdot n_{эл_2} \quad (3.12)$$

$$F_{обм_{ппо}} = d_{из_{ппо}}^2 \cdot u_{n_{ппо}} \cdot n_{эл_{ппо}} \quad (3.13)$$

Разница в площадях $\Delta F = F_{обм.разд} - F_{обм.ппо}$, по ее значению и по данным о площади изолированного паза существующих магнитопроводов можно выбрать другой магнитопровод с меньшей площадью паза при одинаковых диаметрах провода, т.е. уменьшить габариты асинхронного двигателя.

Г. Проверочный расчет магнитопровода

Расчет начинается со сравнения магнитных потоков, создаваемых отдельными обмотками и полюсопереключаемой обмоткой одной и другой полюсности или со сравнения величин эффективных чисел витков в фазе. Разница между магнитными потоками не должна превышать 10-15%. Если со стороны одной из полюсностей имеется расхождение более 15%, необходимо уменьшить его изменением числа витков в ППО. Если эта разница в допустимых пределах, то можно продолжить расчет.

Магнитная индукция в воздушном зазоре:

$$B_{\delta} = \frac{p \cdot \Phi}{D \cdot l_{\delta}} \quad (3.14)$$

где D - внутренний диаметр статора

l_{δ} - длина пакета статора.

Магнитная индукция в зубцах статора и ротора:

$$B_{Z_1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_1}{b_{Z_1} \cdot k_{c_1}} \quad (3.15)$$

$$B_{Z_2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_2}{b_{Z_2} \cdot k_{c_2}} \quad (3.16)$$

где t_1, t_2 - зубцовые деления статора и ротора;

b_{Z_1}, b_{Z_2} - ширины зубцов статора и ротора;

k_{c_1}, k_{c_2} - коэффициенты заполнения сталью пакетов статора и ротора.

Магнитная индукция в ярме статора и ротора

$$B_a = \frac{\Phi}{2h_a \cdot l_{\delta_1} \cdot k_{c_1}} \quad (3.17)$$

$$B_j = \frac{\Phi}{2h_j \cdot l_{\delta_2} \cdot k_{c_2}} \quad (3.18)$$

где h_a - высота ярма статора;

h_j - высота ярма ротора.

Предварительно определив значения B_{z1} , B_{z2} , B_a , B_j , их сравнивают с расчетными значениями магнитных индукций. Если значение какой-то из них больше допустимого, то магнитопровод будет насыщаться и, следовательно, необходимо изменить число витков в катушке. Для полной проверки магнитопровода определяются магнитные напряжения воздушного зазора, зубцовых зон, ярм статора и ротора и находится намагничивающий ток статора со стороны обеих полюсностей. Значение намагничивающего тока должно быть меньше или на уровне номинального тока двигателя с двумя раздельными обмотками.

Следует отметить, что значение коэффициента k_e , учитывающего падение напряжения в обмотке статора имеет пониженные значения для больших полюсностей ($2p > 12$) и не дается в справочных материалах. В рассматриваемых случаях он может опуститься до значений 0,7-0,65. следовательно, определение соотношений индукций, соотношений моментов по формулам (3.17) и (3.18), а также коэффициента использования по формуле (3.19) является приближенной. В связи с этим при проектировании целесообразно воспользоваться соотношением эффективных чисел витков в фазе выпускаемых промышленностью ДД двигателей с двумя раздельными обмотками.

$$\frac{w_{\phi_2}}{w_{\phi_1}} = \frac{w_{\phi_2} \cdot k_{обм_2}}{w_{\phi_1} \cdot k_{обм_1}}$$

По этой методике, были спроектированы двухскоростные асинхронные двигатели АИР 80 А8/2, АИР 80 В16/4 на Харьковском заводе "ХЭЛЗ", МД 17 М А 2/8 и МД 17 М В 2/8 на Ярославском заводе "ЯЭМЗ" с различными полюсопереключаемыми обмотками [57- 60].

На основе расчетных данных были изготовлены опытные образцы полюсопереключаемых ДД, которые успешно прошли экспериментальные исследования и были рекомендованы для внедрения в производство.

Совместно со специалистами всемирно известной фирмы "Шиндлер" (Швейцария) были проведены теоретические и

экспериментальные исследования по созданию ДД с ППО для привода лифтов. Расчеты проводились с помощью программы “Elmas”, предназначенной для автоматизированного проектирования электрических машин на компьютере, но были внесены некоторые коррективы по расчету ряда параметров ППО.

При этом было рассмотрено несколько возможных вариантов выполнения лифтовых двигателей с различными числами пазов ротора, различными размерами и материалами к.з. кольца ротора и скоса пазов ротора. Результаты расчета приведены в таблицах 3.1 и 3.2.

В табл.3.1 приведены расчетные данные лифтового двигателя с ППО при различных значениях скоса пазов ротора по сравнению с существующим лифтовым двигателем фирмы “Шиндлер” в том же габарите. В расчетах в качестве материала к.з. кольца принят так называемый материал “новое серебро (Neusilber)”, с химической формулой $\text{CuNi}_{18}\text{Zn}_{20}$.

Как видно из этой таблицы с уменьшением скоса паза ротора увеличивается пусковой момент с обеих сторон, уменьшается номинальный ток статора и плотность тока, но незначительно увеличивается пусковой ток.

В таблице 3.2 приведены расчетные данные нового лифтового двигателя с ППО, в случае проектирования на базе магнитопровода двигателя фирмы Рейвах (Испания). Технические данные различных вариантов выполнения нового ДД были рассчитаны для случаев изготовления к.з. кольца из различных материалов (CuZn_{37} , CuSn_8 -бронза и “новое серебро”) и с разными сечениями, также были изменены число витков в катушке и величина воздушного зазора. Как видно из этой таблицы при варьировании значениями вышеприведенных параметров можно получить различные значения моментов, токов и других параметров ДД при пуске и при работе двигателя в номинальном режиме. При этом число пазов ротора было принято больше чем в статоре, что также способствует увеличению моментов ДД.

Таблица 3.1

Расчетные данные лифтового двигателя с ЛПО

4-полосная сторона

Тип двигателя	δ мм	Сече- ние к. з. коль- ца мм ²	Сход- ство про- тора град	Мате- риал к. з. кольца	$P_{\text{двиг}}$ кВт	U_n В	$M_{\text{ном}}$ Нм	$M_{\text{пуск}}$		$I_{\text{ном}}$ А	$I_{\text{пуск}}$		$\cos \varphi$	η %	$\rho_{\text{ном}}$ об/мин	$S_{\text{ном}}$ %	Δ А/мм ²	ΣP Вт	Вес обмот- ки кг
								Нм	%		А	%							
160MW140-4/16CR	1,4	100	5,5	Н-серебро	6,7	400	48,5	117	291	16,6	52,4	316	0,772	72,5	1276	14,9	7,54	2409	10,9
160MW140-4/16CR	1,4	100	4	Н-серебро	10	400	69,2	158,5	229	22,26	65,77	295	0,797	74,2	1244	17,0	6,29	3175	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	"	"	9	400	62,3	158,5	254	20,31	65,77	324	0,771	76,5	1278	14,8	5,74	2552	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	3,5	"	10	400	69,2	160	231	22,23	66,23	297	0,798	74,2	1244	17,0	6,2	3169	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	"	"	9	400	62,3	160	256	20,29	66,23	326	0,772	76,5	1279	15,0	5,74	2548	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	3	"	9	400	62,3	161,2	258	20,28	65,89	324	0,772	76,5	1279	14,7	5,74	2544	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	2,5	"	9	400	62,3	162,1	260	20,27	66,65	328	0,772	76,6	1279	14,7	5,74	2542	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	2,0	"	9	400	62,3	162,8	261	20,25	66,48	328	0,773	76,6	1279	14,7	5,72	2539	11,18

16 – полюсная сторона

Тип двигателя	δ мм	Сече- ние ж. з. коль- ца мм ²	Скос паза ро- то- ра град	Мате- риал к.з. колла	$P_{\text{ном}}$ кВт	U_n В	$M_{\text{ном}}$ Нм	$M_{\text{пуск}}$ Нм	$I_{\text{ном}}$ А	$I_{\text{пуск}}$ А	$I_{\text{пуск}}$ %	Соэф	η %	$\rho_{\text{ном}}$ об/мин	$S_{\text{ном}}$ %	Δ А/мм ²	ΣP Вт	Вес обмот- ки кг
160MW140-4/16CR	1,4	100	5,5	Н-серебро	1,7	400	48,5	73	151	21	130	0,506	28,2	315	16,0	17,14	4072	10,9
160MW140-4/16CR	1,4	100	4	Н-серебро	2,5	400	69,2	87,05	126	24,17	128	0,462	35,5	292	22,0	10	3898	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	"	"	2	400	62,3	87,05	140	18,34	132	0,437	36	308	17,8	9,8	3577	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	3,5	"	2,5	400	69,2	89,49	129	18,77	129	0,462	36	295	21,0	10	3850	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	"	"	2	400	62,3	89,49	143	18,29	132	0,437	36,3	310	17,0	9,78	3527	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	3	"	2,25	400	62,3	91,7	147	18,25	134	0,437	36,6	311	17,0	9,75	3503	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	2,5	"	2,25	400	62,3	93,65	150	18,21	135	0,437	36,8	313	16,5	9,73	3484	11,18
160MW140-4/16CR	"	"	2,0	"	2,25	400	62,3	95,27	153	18,18	136	0,437	37	314	16,2	9,72	3468	11,18

Расчетные данные нового лифтового двигателя на базе машины типа УСЕ150-4/16

Технические данные										Пусковая точка										Технические данные										Технические данные									
Тип двигателя	δ	Коротко-замыкающее кольцо	Скор. пазов ротора град	Вес обм. Осн кг	W _к	P _{ном}	U	2p	M _{пуск}		I _{пуск}		M _{ном}	I _{ном}	cosφ	η	Пом	S _н	Δ	ΣP	M*																		
									Мгн-л к.з. кольца мм ²	Сред. выск. в клетке	Нм	%										А	%																
VCE150-4/16	1	См2а37	60	10,167	20	10	400	4	194	418	86	69,2	20,74	0,839	81,1	1335	11	5,86																					
Z ₁ /Z ₂ =48/72	"	"	"	"	"	2,5	"	16	113	159	28,4	159	69,2	0,441	45,4	337	10	10,05			1,717																		
	1,4	"	"	"	"	10	400	4	194	381	85,6	69,2	22,43	0,786	79,7	1328	11,4	6,346	2475																				
	"	"	"	"	"	2,5	400	16	111	142	30,4	"	21,37	0,445	36,7	330	12	12,09	4175	1,747																			
	1,4	"	5	"	"	10	400	4	186	375	84,4	375	69,2	0,783	79,6	1327	11,5	6,36	2492																				
	"	"	"	"	"	2,5	"	16	97,9	324	29,6	324	"	0,446	35,7	311	17,5	12,2	4282	1,899																			
	1,4	Новое соребо	3	10,167	"	10	400	4	188	303	68	303	69,2	0,786	72,9	1214	19	6,343	3306																				
	"	"	"	"	"	2,5	"	16	115	139	29,8	139	"	0,445	35,9	323	13,8	12,09	4224	1,638																			
	1,4	"	"	"	"	10	400	4	193	326	73,3	326	69,2	0,786	75,4	1255	16,3	6,34	3007																				
	"	"	"	"	"	2,5	"	16	114	140	30,1	140	"	0,445	36,2	4207	13,3	12	4207	1,68																			
	1,4	"	"	"	"	10	400	4	195	364	81,8	364	69,2	0,786	78,4	1306	12,9	6,346	2634																				
	"	"	"	"	"	2,5	"	16	112	142	30,3	142	"	0,445	36,5	328	12,5	12,09	4185	1,734																			
	1,4	CuSn8	3	10,167	20	10	400	4	192	395	88,6	395	69,2	0,786	80,3	1338	10,8	6,346	2405																				
	"	"	"	"	"	2,5	"	16	111	142	30,5	142	"	0,445	36,7	330	12	12,09	4171	1,729																			
	1,4	"	"	"	20	10	400	4	191	399	89,6	399	69,2	0,786	80,6	1343	10,4	6,346	2369																				

1,4	"	200	"	"	"	"	10	400	4	195	364	81,8	364	69,2	22,43	0,786	78,4	1306	12,9	6,346	2634	
"	"	"	"	"	"	"	2,5		16	112	142	30,3	142	"	21,37	0,445	36,5	328	12,5	12,09	4185	1,734
1,4	C ₁₂ Sn8	120	3	10,167	20	"	10	400	4	192	395	88,6	395	69,2	22,43	0,786	80,3	1338	10,8	6,346	2405	
"	"	"	"	"	"	"	2,5	"	16	111	142	30,5	142	"	21,37	0,445	36,7	330	12	12,09	4171	1,729
1,4	"	125	"	"	20	"	10	400	4	191	399	89,6	399	69,2	22,43	0,786	80,6	1343	10,4	6,346	2369	
"	"	"	"	"	"	"	2,5	"	16	110	142	30,5	142	"	21,37	0,445	36,7	330	12	12,09	4169	1,736
1	CuZn3 7	60	3	9,6584	19	"	10	400	4	211	440	93,8	440	69,2	21,3	0,819	82,1	1352	9,86	6,02		
"	"	"	"	"	"	"	2,5	"	16	123	118	23,1	118	"	19,51			341	9	1104		1,715
1,4	CuZn3 7	60	"	"	"	"	10	400	4	210	377	94,4	377	69,2	23,25	0,76	80,6	1346	10,2	6,378	2378	
"	"	"	"	"	"	"	2,5	"	16	120	142	33,3	142	"	23,41	0,439	34,4	335	10,6	13,25	4673	1,75
1,4	Neusilb	150	3	"	"	"	10	400	4	209	345	80,1	345	69,2	23,25	0,76	76,7	1281	14,6	6,578	2854	
"	"	"	"	"	"	"	2,5	2	16	123	141	32,9	141	"	21,4	0,439	34	331	11,7	13,24	4700	1,699

Из всех приведенных вариантов наиболее подходящим для применения на лифтах соответствует вариант исполнения двигателя с числом витков в катушке $w_k=20$, со скосом паза ротора 3° , с сечением бронзового к.з. кольца 120мм^2 , значение воздушного зазора равно 1,4 мм. В этом случае значения (кратности) пусковых моментов и токов находятся в допустимых пределах, двигатель будет иметь улучшенные энергетические параметры и более жесткие механические характеристики, чем существующие лифтовые двигатели.

На основе магнитопровода лифтового двигателя 160MW-4/16CR был спроектирован новый полюсопереключаемый двигатель с соотношением полюсов 4/16, при числе пазов статора 48 [61,62]. Подробная информация о результатах экспериментальных испытаний приводится в главах 4 и 5.

3.4. Проектирование ДД с ППО на магнитопроводах однокоростных двигателей нормального исполнения

В этом случае задача проектирования представляет собой задачу “пересчета”, т.е. в качестве основного критерия при проектировании нового двигателя будет выбрано сохранение постоянства величины B_δ магнитной индукции в воздушном зазоре со стороны основной скорости.

Как известно коэффициент использования габарита стандартного однокоростного двигателя будет наибольшим и наша задача заключается в максимальном приближении значений коэффициента использования k_{use} двухкоростного двигателя к этому коэффициенту с целью получения высоких энергетических параметров в новом двигателе.

В общем, для этого случая также необходимо выполнение всех 4 вышеназванных этапов проектирования, но требуется внесение корректировок по некоторым этапам.

В некоторых случаях (особенно в двигателях с большими соотношениями полюсов) из-за превышения величин магнитных индукций в зубцах или в ярме статора или ротора со стороны второй полюсности приходится снижать значения величины магнитной индукции в воздушном зазоре с обеих сторон, что может привести к уменьшению значений полезных мощностей двигателя.

Следует отметить, что при проектировании ДД с применением ППО на близкое соотношение полюсов на основе базовой схемы “три трехфазные звезды с дополнительными ветвями” благодаря получению одинаковых значений магнитных индукций в воздушном зазоре со стороны обеих полюсностей, имеется возможность избежать насыщения магнитопровода и максимально приблизить величины полезных мощностей ДД к номинальным мощностям односкоростных двигателей таких же габаритов.

При проектировании ДД на основе таких ППО число витков в катушке будет в 3 раза больше, чем в односкоростном двигателе, из-за большого числа параллельных ветвей $a=3$. Следовательно, нужно уменьшить сечение провода для обеспечения возможности размещения катушек в пазы статора. Требуемое сечение провода обеспечивается за счет суммирования сечений параллельных ветвей базовой схемы. В случае применения схемы “три трехфазные звезды по одной дополнительной ветви на каждую фазу” сечение провода в катушках дополнительных ветвей будет таким же как в односкоростном двигателе или может использоваться три параллельных провода как в катушках, включенных в основные ветви.

При определении числа витков в катушке особое внимание следует уделить выбору значений k_e в зависимости от базовой схемы обмотки, особенно при проектировании двухскоростных двигателей с ППО на близкое соотношение полюсов. Как показывает опыт проектирования и последующие экспериментальные исследования таких двигателей, неправильное принятие значений k_e может привести к недоиспользованию габарита двигателя и понижению энергетических показателей.

В отличие от предыдущего случая вместо формул (3.11), (3.12), будет использоваться только одна формула для определения площади паза занимаемой односкоростной обмоткой (однослойной или двухслойной)

$$F_{\text{обм.односкоростн.}} = d_{\text{из}}^2 \cdot u_n \cdot n_{\text{эл}}$$

Разница в площадях ΔF составляет небольшую величину и имеет менее важное значение, чем в предыдущем случае.

При проведении проверочного расчета магнитопровода если будет иметь место насыщение магнитопровода можно использовать магнитопровод с такой же конфигурацией пазов статора и ротора, но с удлиненным пакетом статора и ротора.

С помощью этой методики были спроектированы ДД с ППО при соотношении полюсов 1:4 на базе магнитопроводов односкоростных двигателей типа АИН 160 М6НБ, 4АМ 160S4, выпускаемых Владимирским и Ярославскими машиностроительными заводами (Россия) и были изготовлены опытные образцы, которые были успешно испытаны в лабораториях ЯЭМЗ и ТамГТУ [51].

В научной кооперации с учеными кафедры "ЕМА" Гамбургского университета Бундесвера (Германия) был спроектирован двухскоростной асинхронный двигатель с ППО ($p_1/p_2=1/4$, $Z_1=48$) на базе односкоростного двигателя типа 1LA7163-4AA60, выпускаемого фирмой Сименс с номинальной мощностью 11 кВт и номинальной частотой вращения 1460 об/мин и изготовлен опытный образец [34]. Детальная информация о результатах экспериментов этого двигателя приводится в главах 4 и 5.

С целью изучения свойств полюсопереключаемого ДД с близким соотношением полюсов совместно со специалистами института высоких технологий Гебзе (Стамбул, Турция) была спроектирована двухскоростная асинхронная машина с ППО ($p_1/p_2=3/4$, $Z_1=36$) по базовой схеме "три трехфазные звезды с дополнительными ветвями" на основе магнитопровода односкоростного двигателя AGM100L6. Односкоростной асинхронный двигатель AGM100L6 выпускается англо-турецкой фирмой "Gamak" и имеет следующие номинальные данные $P_2=1,5$ кВт, $n=925$ об/мин и т.д.

На основе расчетных данных был изготовлен опытный образец двухскоростной асинхронной машины с ППО, которая прошла полный курс промышленных испытаний [63 - 65].

Результаты экспериментальных исследований этой асинхронной машины также приводятся в главах 4 и 5.

3.5. Комплексное проектирование ДД с ППО изменением конфигураций пакетов статора и ротора

Третий случай проектирования является более сложным процессом, чем первые два случая проектирования, т.к. в этом случае необходимо варьировать несколькими параметрами (геометрические размеры магнитопровода, материалы к.з. кольца, скоос пазов, электрические параметры двигателя и т.д.). Одним

свом при обеспечении требуемых значений моментов, токов и энергетических показателей двигателя нужно стремиться к минимизации массогабаритных показателей ДД. При этом расчет можно осуществить по методу последовательных приближений, т.е. поэтапным варьированием каждым параметром по отдельности.

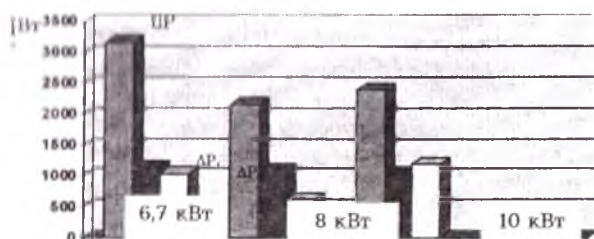
Тип Лифта Этаж	$P_{ном}$ кВт	U В	$M_{ном}$ Нм	2р	$M_{ном}$		$I_{ном}$ А	$L_{ном}$		cosφ	η %	$\xi_{ном}$ %	J А/мм ²	P ₂ Вт	ΣР Вт	ΔР ₁ Вт	ΔР ₂ Вт
					Нм	%		А	%								
VCE 150- 4/16 N Ном- выя	7	400	46,4	4	96	207	18,1	50,5	279	0,783	67,7	12,7	8,7	6649	3171	1129	1038
				16	73	157	13,4	15,6	134	0,561	38,5	27,2	13,9	1387	3156	2052	572
VCE 150- 4/16 N Ном- выя	10 2,5	460	69,2	4	173	230	22,8	80,2	352	0,786	80,3	10,8	7,1	9716	2405	1040	1195
				16	131	160	21,4	30,5	143	0,445	36,7	17,6	12,9	2419	4171	3776	329
VCE 150- 4/15 N Ном- выя	8 2	400	55,4	4	126	227	20,0	67,2	336	0,765	78,3	10,0	7,1	7761	2162	1095	621
				16	83	150	17,5	23,8	126	0,497	31,1	13,0	13,2	1873	4149	3813	285

В качестве первого шага в этом направлении был осуществлен расчет нового ДД с целью модернизации и улучшения свойств лифтового двигателя VCE150-4/16 фирмы "Рейвах". Расчеты производились применением программы "Elmas" на два варианта исполнения с соотношениями мощностей 10/2,5кВт и 8 /2 кВт при изменении конфигурации и размеров пазов статора и ротора, но с сохранением постоянства внешних размеров магнитопровода.

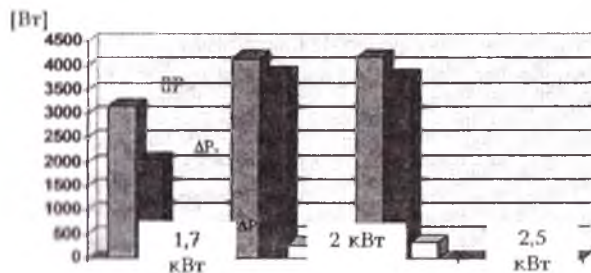
Как показали результаты расчета, новый двигатель 10 /2,5 кВт будет иметь улучшенные энергетические показатели, чем существующий лифтовой двигатель фирмы "Рейвах" с

соотношением мощностей 6,7/1,7 кВт на такое же соотношение скоростей. Суммарные потери в новом двигателе ΣP со стороны высокой скорости составляют 2405 Ватт вместо 3171 Ватт, значения к.п.д. соответствующие каждой скорости равны 80,3 и 36,7 вместо 67,7 и 30,5, значения скольжения равны 10,8 и 17,6 вместо 12,7 и 27,2, плотность тока имеет более низкие значения, т.е. двигатель будет нагреваться более медленно.

На рис 3.5.1. приведены сравнительная таблица данных существующего двигателя фирмы Рейвах (REIVAJ) и расчетных данных новых ДД с ППО и диаграммы потерь со стороны обеих полюсностей.



$2p = 4$



$2p = 16$

Рис.3.5.1. Сравнение энергетических параметров существующего и проектируемых двигателей

Из диаграммы наглядно видны преимущества создания ДД с ППО с изменением конфигурации пазов статора и ротора.

Кроме того были проведены расчеты для получения оптимального ДД с ППО на соотношение мощностей 4,4 / 1,1 кВт. При сохранении таких же внешних размеров, уменьшением размеров паза статора и ротора можно получить лифтовой двигатель с улучшенными энергетическими параметрами, кратности пусковых моментов и токов со стороны каждой полюсности равны 2,32 и 1,63, 3,66 и 1,5, что является наиболее оптимальными значениями для таких двигателей. Значения к.п.д. и $\cos \phi$ соответствующие высокой скорости равны 78% и 0,811 вместо 71,2% и 0,75 у существующего двигателя.

По поручению руководства фирмы “Шиндлер” был рассмотрен вариант усовершенствования этого двигателя с целью минимизации массогабаритных показателей и модернизации дизайна выполнения ДД. При сохранении вышеприведенных энергетических параметров размеры ДД можно уменьшить значительно и даже с изменением дизайна выполнения магнитопровода и двигателя в целом. На рис.3.5.2 показан возможный вариант выполнения магнитопровода нового ДД на соотношение мощностей 4,4 / 1,1 кВт.

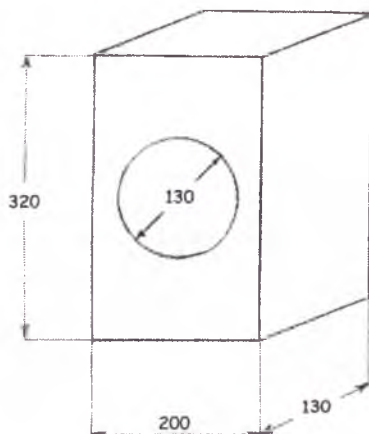


Рис.3.5.2. Возможный вариант выполнения магнитопровода нового ДД 4,4 / 1,1 кВт

Как видно из рисунка, внутренний диаметр расточки статора и длина пакета статора составляют всего 13 см, т.е. двигатель будет очень компактным. Это еще раз подтверждает преимущества комплексного способа проектирования полюсопереключаемых двигателей, который дает возможность наиболее полно использовать преимущества ППО и создать новые ДД максимально приближенных по своим энергетическим и массогабаритным показателям к обычным односкоростным двигателям. С другой стороны здесь требуется вложение средств, на создание новых шаблонов для пакетов статора и ротора.

На рис 3.5.3. показана конфигурация пакетов статора и ротора, а в таблице 3.5.1 приведены расчетные данные геометрических размеров магнитопроводов вышеприведенных лифтовых двигателей.

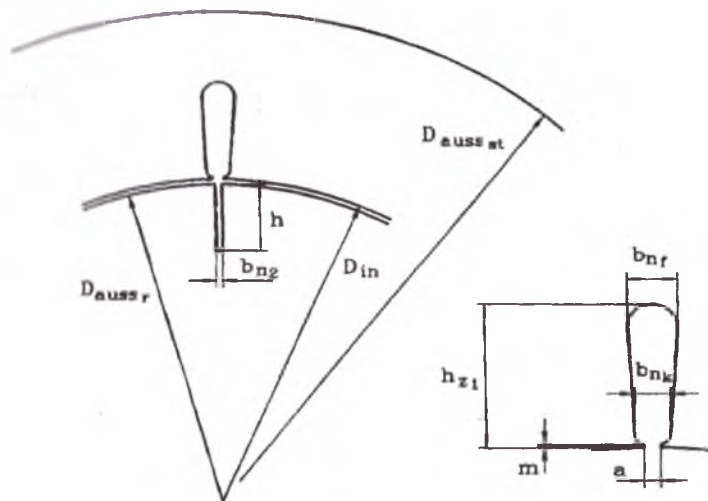


Рис.3.5.3. Конфигурация пакетов статора и ротора новых ДД

Таблица 3.5.1

**Расчетные данные геометрических размеров магнитопроводов
лифтовых ДД**

Соотношение мощностей	10 /2,5 кВт	4,4 / 1,1 кВт	4,4 / 1,1 кВт
Соотношение полюсов	4/16	4/16	4/16
Пакет статора			
Внешний диаметр $D_{\text{вн ст}}$	265 мм	265 мм	200 мм
Внутренний диаметр $D_{\text{вн}}$	175 мм	175 мм	130 мм
Длина пакета l_b	150 мм	90 мм	130 мм
Ширина паза: в головке паза $b_{\text{вк}}$	5,87 мм	4,5 мм	5,32 мм
на основании паза $b_{\text{осн}}$	8,48 мм	7,48 мм	7,48 мм
Общая высота паза h_{z1}	26 мм	28 мм	22 мм
Ширина шлица паза a	2,8 мм	2,6 мм	2,6 мм
Высота шлица паза m	0,5 мм	0,5 мм	0,5 мм
Число пазов статора Z_1	48	48	48
Пакет ротора:			
Внешний диаметр $D_{\text{вн рг}}$	172,2 мм	173 мм	128 мм
Ширина паза $b_{\text{в2}}$	1,7 мм	1,7 мм	1,7 мм
Общая высота паза h	18 мм	14,8 мм	15 мм
Число пазов Z_2	72	72	72

Сравнивая геометрические размеры этих магнитопроводов с размерами аналогичных ДД с отдельными обмотками можно легко заметить, что при обеспечении требуемых значений моментов, токов и энергетических показателей удастся минимизировать массогабаритные показатели двигателя.

Таким образом, можно констатировать, что комплексное проектирование ДД с ППО при изменении конфигураций пакетов статора и ротора и в целом самого двигателя дает возможность наиболее полно использовать преимущества ППО и создать новые ДД, приближенные по своим энергетическим и массогабаритным показателям к обычным односкоростным двигателям.

ГЛАВА 4

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ПОЛЮСОПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ОБМОТКАМИ

4.1 Экспериментальные исследования рабочих и механических характеристик двухскоростных полюсопереключаемых двигателей с большим соотношением полюсов

Как было упомянуто в предыдущих главах, совместно со специалистами швейцарской фирмы “Шиндлер” был разработан новый двухскоростной лифтовый двигатель с ППО [59] на основе магнитопровода существующего лифтового двигателя 160MW-4/16CR.

По результатам расчета был изготовлен новый двухскоростной лифтовой асинхронный двигатель, который прошел полный курс промышленных испытаний в “Feasibility studie” фирмы “Шиндлер” в соответствии с требованиями мирового стандарта, предъявляемых к лифтовым двигателям.

Испытания проводились при напряжениях 400, 415 и 460 В. Результаты испытаний показали [62,66], что новый двухскоростной двигатель на соотношение скоростей 1500 (об/мин) / 375 (об/мин) развивает полезные мощности 10 / 2,5 кВт (вместо 6,7 / 1,7 кВт в существующем двигателе с двумя отдельными обмотками), значения токов и моментов находятся в допустимых пределах. Механические характеристики со стороны обеих скоростей имеют гладкий вид (4.1.1).

В таблице 4.1.1. приведено сравнение данных нового двухскоростного лифтового двигателя с данными существующего лифтового двигателя фирмы «Шиндлер» с двумя отдельными обмотками, а также с параметрами полюсопереключаемых двухскоростных лифтовых двигателей, изготовленных на «ЯЭМЗ» с одной и той же ППО на статоре [59].

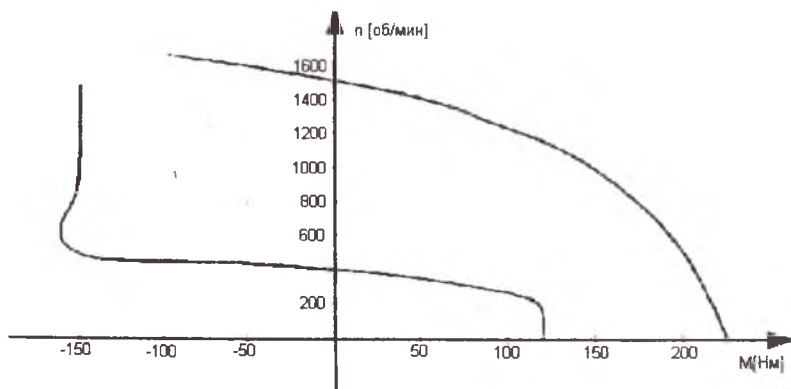


Рис. 4.1.1. Механические характеристики нового двигателя 160MW4/16C при $U=400$ В (“Шиндлер”, Швейцария).

Таблица 4.1.1.

Сравнение данных лифтовых двигателей

Тип лифтового двигателя	Напря- жение	Отношение полезных мощностей	Кратность пускового тока	Внешн. диаметр статора $D_{\text{внеш}}$	Внутр. диаметр статора $D_{\text{внутр}}$	Длина пакета статора l_s	Кэффи- циент исполь- зования	Вес двигате- ля
	В	кВт/кВт	-	мм	мм	мм	кВт/дм ³	кг
160MW4/16C Шиндлер	400	6,7/1,7	3,16/1,3	265	175	150	0,81	90
4AM160S4/16	380	5/1,25	4,9/2,0	272	185	143	0,602	135
4AM160M4/16	380	8/2	4,9/2,0	272	185	183	0,75	160
160MW4/16C	400	10/2,5	3,5/2,0	265	175	150	0,95	90
160MW4/16C	460	10/2,5	3,5/2,0	265	175	150	0,95	90

Как видно из этой таблицы, благодаря применению ППО на статоре двухскоростного двигателя достигается увеличение коэффициента использования относительно существующего лифтового двигателя с раздельными обмотками от 0,81 до 0,95 кВт/дм³, а по сравнению с полюсопереключаемыми двигателями изготовленными на «ЯЭМЗ» (ныне ОАО “ELDIN”) новый двухскоростной лифтовой двигатель, изготовленный на «Шиндлер» позволяет получить «скачок» в повышении полезных мощностей почти в два раза, даже в меньшем объеме активной части двигателя, т.е. значение коэффициента использования возрастает от 0,602 до 0,95, а также исчезает «провал» момента имеющий место в механической характеристике.

Это объясняется более удачной конфигурацией магнитопроводов статора и ротора, имеющих большие ширины зубцов и изготовленных из высококачественной марки электротехнической стали. Эти факторы позволяют увеличить величину магнитной индукции B_δ (или магнитного потока) в воздушном зазоре и тем самым достичь более высокие значения полезных мощностей.

Однако, небольшое насыщение стали всё же имело место в ярме статора со стороны $2p=4$ ($B_j=1,95$ вместо $B_{j\text{доп}}=1.8$ Тл), т.к. двигатель был изготовлен на существующем магнитопроводе, что способствовало незначительному увеличению потерь.

В таблице 4.1.2. показаны экспериментальные данные лифтовых двигателей фирмы «Рейвах» VCE 150-4/16 и AM160-4/18C с соотношениями мощностей 6,7 / 1,7 кВт и 10 / 2,2 кВт и нового двигателя с ППО, а на рис.4.1.2 показаны диаграммы потерь этих двигателей с указанием величин потерь в статоре и в роторе в статическом режиме работы ДД.

Как можно увидеть из этого сравнения общие потери в новом ДД со стороны высокой скорости на 485 Вт меньше чем в двигателе AM160-4/18C. Это означает, что новый двигатель будет потреблять меньше электроэнергии.

Кроме того, новый двигатель был выполнен на магнитопроводе, который на 20 мм короче чем в двигателе AM160-4/18C, соответственно расход меди и изоляционных материалов будет меньше в двигателе 160MW 140- 4/16CR.

На рис.4.1.3 показана энергетическая диаграмма нового полюсопереключаемого лифтового двигателя с подробным указанием потерь при работе в режимах с полезными мощностями 8 кВт и 10кВт (со стороны основной скорости).

Как было отмечено выше расчетная программа «Elmas» была предназначена для проектирования односкоростных двигателей и не давала возможность непосредственного ввода значений обмоточных коэффициентов и всех схем переключения ППО, за исключением схем «звезда» и «треугольник». Приближенные значения обмоточных коэффициентов достигнуты с помощью ввода различных значений ширины катушки. Несмотря на это результаты испытаний нового двигателя подтвердили расчетные данные и показали еще раз преимущества двигателей с ППО.

Таблица 4.1.2.

Экспериментальные данные лифтовых двигателей

Тип двигателя	Р _{ном} кВт	U В	М _{ном} Нм	2 р	М _{пуск}		I _{ном} А	I _{пуск}		cosφ	η %	S _{но} %	J А/м ²	P ₂ Вт	ΣР Вт	ΔP ₁ Вт	ΔP ₂ Вт
					Нм	%		А	%								
VCE 150- 4/16 Реймах	6,7	400	46,4	4	96	207	18,1	50,5	279	0,783	67,7	14,9	8,7	6649	3171	1129	1038
	1,7			1 6	73	157	13,4	15,6	134	0,561	30,5	27,2	13,9	1387	3156	2052	572
AM160 -4/18 С	10	400	69,2	4	135	195	22,4	78,8	352	0,686	67,2	14,8	8,1	9616	4693	1830	2290
	2,2			1 6	110	159	25,4	31,6	125	0,484	24,1	19,6	22,4	1942	6128	5342	479
160M W 140- 4/16CR Новый	10	460	69,2	4	200	289	24,5	78,5	320	0,697	69,0	13,8	6,9	9376	4208	1792	1531
	2,5			1 6	104	150	22,8	28,3	124	0,444	27,7	17,6	12,9	2239	5842	4800	509

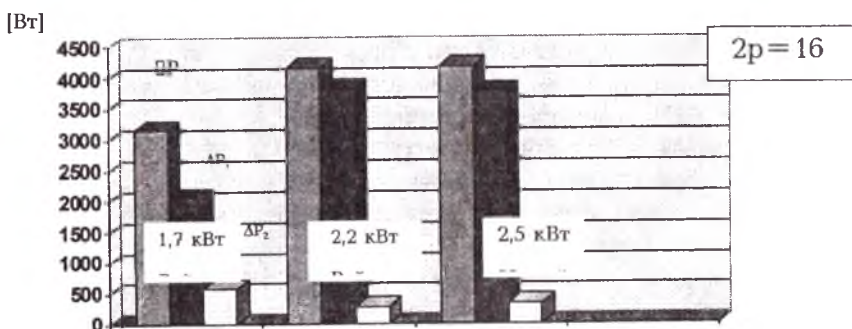
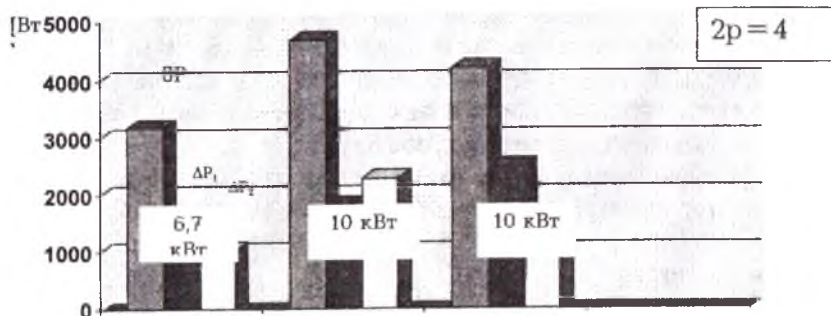
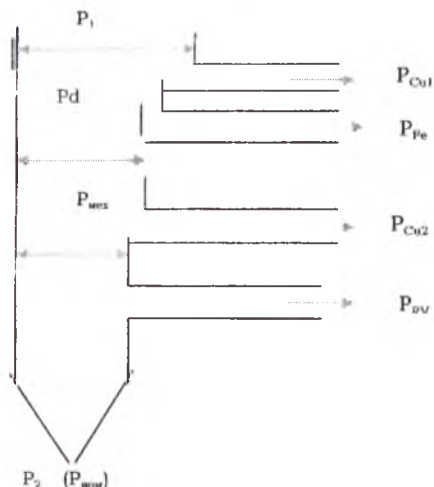


Рис.4.1.2 Сравнение энергетических параметров лифтовых двигателей

Энергетическая диаграмма лифтового двигателя



Тип двигателя	Новый 160MW140-4/16CR			
Число полюсов	2p=4	2p=16	2p=4	2p=16
Мощность кВт	8	2	10	2,5
Напряжение В	415		460	
P_1 Вт	10697	6122	13584	8081
ΔP_{cu1} Вт	1370	3386	1792	4800
ΔP_{Fe} Вт	410	389	700	389
P_d Вт	8917	2347	11092	2892
ΔP_{cu2} Вт	1236	376	1531	509
P_{mech} Вт	7681	1971	9561	2383
P_{RV} Вт	185	144	185	144
P_2 Вт	7495	1827	9376	2239

Рис.4.1.3. Энергетическая диаграмма и таблица экспериментальных данных нового лифтового двигателя при различных режимах

где P_1 – подводимая к электродвигателю мощность;
 ΔP_{cu1} , ΔP_{cu2} – потери в меди статора и ротора;
 ΔP_{Fe} – потери в железе (стали);
 P_d – электромагнитная мощность;
 P_{mech} – механическая мощность;
 ΔP_{RV} – потери на трение и от высших гармоник;
 $P_2 = P_{mech} - \Delta P_{RV}$ – полезная мощность на валу двигателя.

В табл.4.1.3. приведено сравнение расчетных данных нового ДД 160MW-4/16С с экспериментальными данными этого же двигателя и существующего лифтового двигателя фирмы «Рейвах».

Как видно из этой таблицы экспериментальные данные пусковых и номинальных моментов и токов незначительно отличаются от расчетных, значения номинальной скорости меньше чем в расчете, что обуславливается закладкой большого количества меди с целью получения достаточного заполнения паза, что привело к уменьшению величины магнитного потока (магнитной индукции) в воздушном зазоре из-за увеличения коэффициента k_e , учитывающего падение напряжения в обмотке статора. Поэтому дальнейшие эксперименты были проведены при напряжении $U=460$ В и получены более улучшенные показатели. Как можно увидеть из таблицы с увеличением напряжения и соответственно величины магнитной индукции двигатель будет иметь более жесткие механические характеристики, улучшаются энергетические параметры и уменьшаются потери.

В этой же таблице указаны результаты расчетов или возможные варианты выполнения новых ДД с ППО в случае комплексного проектирования на базе магнитопроводов VCE95 и VCE150 фирмы Рейвах (см. главу 3). При этом возможно получение новых лифтовых двигателей на соотношение мощностей $10 / 2,5$ кВт и $8 / 2$ кВт общие потери которых со стороны высшей скорости будет меньше, чем в существующем двухскоростном двигателе с полезными мощностями $6,7 / 1,7$ кВт.

Лифтовая машина фирмы «Шиндлер», оснащенная новым полюсопереключаемым двигателем 160MW-4/16CR был доставлен из Швейцарии в Ташкент и находится в лаборатории кафедры «Электроснабжение».

На рис. 4.1.4 показан общий этой установки.

Таблица 4.1.3.

Сравнение расчетных и экспериментальных данных нового двухскоростного двигателя 160MW-4/16CR и существующего лифтового двигателя фирмы «Рейвах».

Технические данные				Точка пуска				Точка номинального режима											
Тип двигателя	δ	К.з. кольцо	Скор пазов	Вес обм Gcu	P ₂	U	2p	M _{max}	I _{пуск}	M _n	I _n	cosφ	η	n _n	S	J	ΣΔP	P _{эл}	
	мм	Материал	Град.	кг	кВт	В		Нм	%	А	%		%	1/млн	%	А/мм ²	Вт	Вт	
Новый двигатель 160MW/140-CR (Теор. данные)	1,4	Neusilb „	200	11,18	10 2,5	400	4 16	154 78,7	221 114	65 23,7	291 123	0,794 0,463	0,74 33,1	1242 278	17,2 25,8	6,32 10,87	3198 4127	1135 3361	1903 711
	1,4	Neusilb „	100	11,18	10 2,5	400	4 16	153 79	221 114	65 24,1	271 121	0,789 0,509	66,6 26,5	1206 257	19,6 31,5	6,78 11,27	4382 5165	1616 3710	2177 921
Новый двигатель 160MW/140-CR (Эксп. данные)	1,4	Neusilb	100	11,18	10 2,5	460	4 16	200 104	289 150	78,5 28,3	321 124	0,697 0,444	69 27,7	1293 309	13,8 17,6	6,91 12,9	4208 5842	2492 4800	1531 509
	1	CuSn8	11		6,7 1,7	400	4 16	96 73	50,51 5,6	198 134	279 134	0,783 0,561	67,7 30,5	1310 273	12,6 27,2	8,7 13,87	3171 3156	1129 2052	1038 572
NewMotor(Pас ч.) VCEI50 – 4/16	1,4	CuSn8	120	10,17	10 2,5	400	4 16	173 111	250 160	80,2 30,5	352 142	0,786 0,445	80,3 36,7	1338 331	10,8 12	7,07 12,09	2405 4157	1077 3768	1195 322,6
NewMotor(Pас ч.) VCEI 95 – 4/16	1,4	CuSn8	200	8,6	8 2	400	4 16	126 83	227 150	67,2 23,8	336 136	0,765 0,497	78,3 31,1	1342 326	10 13	7,07 13,2	2162 4149	1095 3813	921 284,8

Neusilber (новое серебро) – CuNi18 Zn20

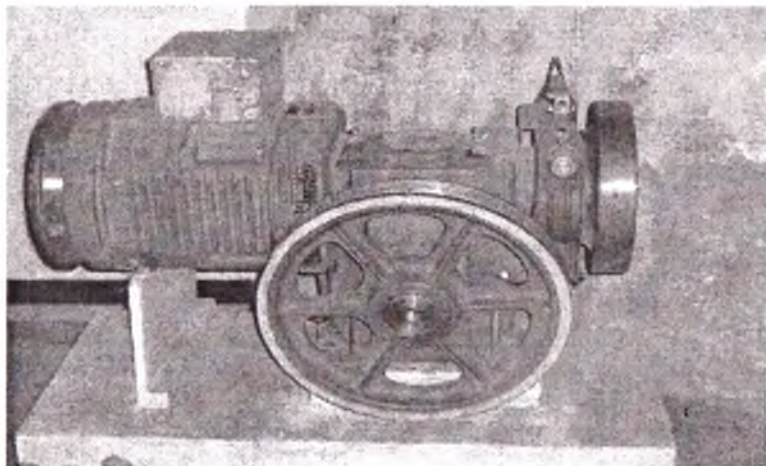


Рис.4.1.4. Общий вид лифтовой машины фирмы «Шиндлер», оснащенной новым двигателем 160MW-4/16CR с ППО

Как было упомянуто ранее в главе 3 совместно с учеными кафедры «Электрические машины и привода» гамбургского университета Гельмута Шмидта разработан опытный образец двухскоростного асинхронного двигателя с ППО на соотношение полюсов 1:4 на базе магнитопровода односкоростного двигателя типа 1LA7163-4AA60 [34, 67].

Для экспериментального исследования нового двухскоростного двигателя в соответствии с требованиями мирового стандарта, предъявляемых к лифтовым двигателям, был создан экспериментальный стенд в лаборатории этой же кафедры с использованием современных измерительных и регистрирующих приборов.

На рис. 4.1.5. - 4.1.6. показаны общий вид нового двухскоростного двигателя 1LA7163-4/16AA60 с ППО и панель измерительных приборов экспериментального стенда в целом, управляемого от персонального компьютера.

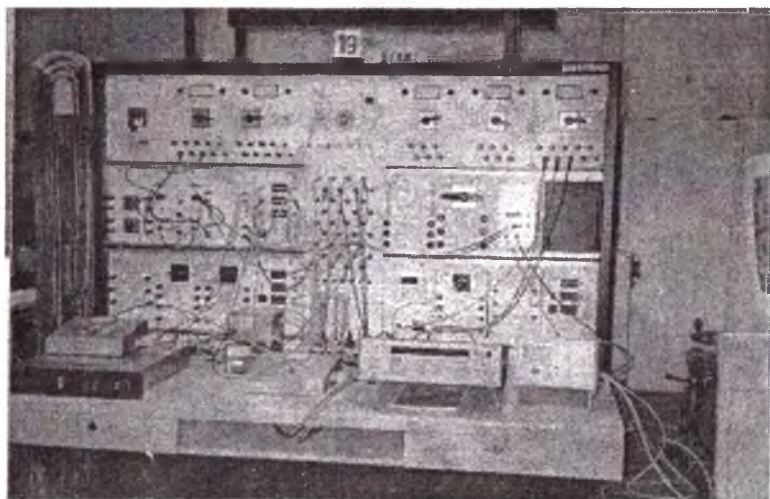
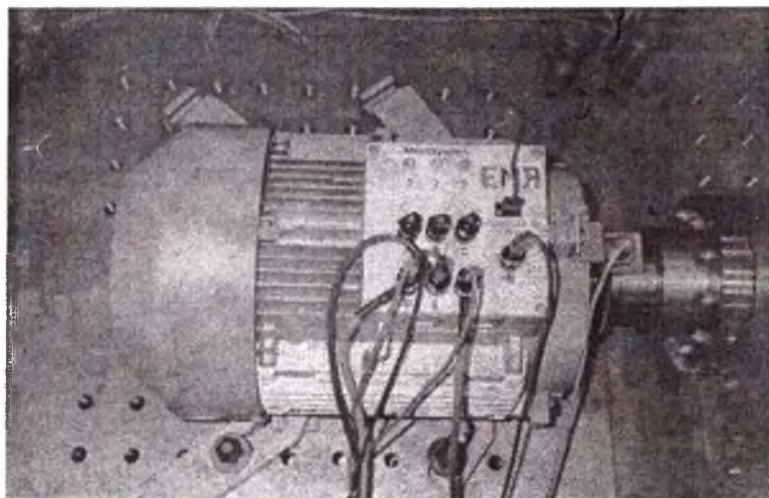


Рис.4.1.5. Общий вид нового двухскоростного двигателя и панель измерительных приборов

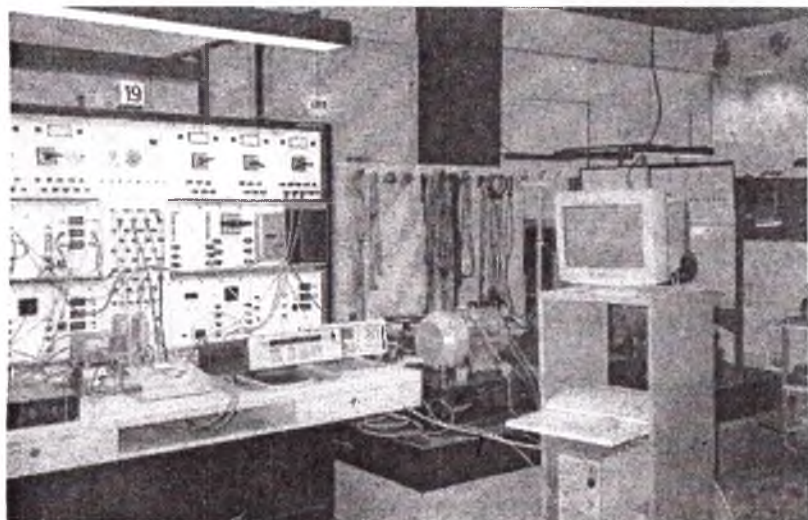


Рис.4.1.6. Общий вид экспериментального стенда

Результаты исследований при напряжении $U = 400$ В показали: при $2p_1 = 4$ полезная мощность двигателя P_2 со стороны высокой скорости может достигать 9 кВт, к.п.д и $\cos \phi$ соответствующие

этой мощности, составляют 84% и 0,79, номинальный ток равен 19 А, а значение скольжения s равно 2 %, т.е. скоростная характеристика жесткая. Рабочие характеристики двухскоростного двигателя со стороны $2p_1=4$ при напряжении 400 В показаны на рис.4.1.7.

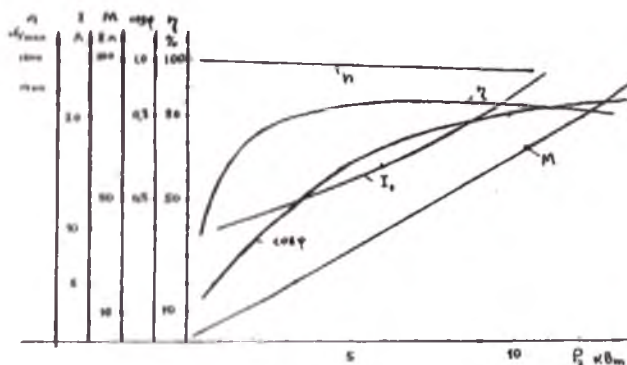


Рис.4.1.7. Рабочие характеристики нового двухскоростного двигателя с ППО со стороны $2p_1=4$ при $U=400$ В.

Испытание на нагрев в продолжительном режиме при такой нагрузке на валу показало, что перегрев двигателя в течение часа непрерывной работы составил 110°C и далее температура оставалась постоянной, когда допустимая температура нагрева при классе изоляции F составляет 155°C .

Вышесказанное дает основание сказать, что со стороны $2p_1=4$ новый двухскоростной двигатель приближается к исходному односкоростному.

Однако со стороны $2p_2=16$ при напряжении $U=400$ В имело место насыщение магнитопровода вследствие увеличения величины магнитной индукции в воздушном зазоре, так как из-за использования существующей конструкции магнитопровода односкоростного двигателя не удастся достичь необходимого согласования магнитных индукций в воздушном зазоре со стороны обеих полюсностей.

Экспериментальным путем было установлено, что приемлемым для этой полюсности является напряжение $U=320$ В, хотя в этом случае величина магнитной индукции в воздушном зазоре со стороны $2p_1=4$ тоже будет уменьшаться, что приводит к уменьшению полезной мощности на валу двигателя. Дальнейшие

экспериментальные исследования были продолжены при напряжении $U=320$ В.

На рис.4.1.8 показаны рабочие характеристики опытного образца ДД со стороны обеих полюсностей при напряжении $U=320$ В.

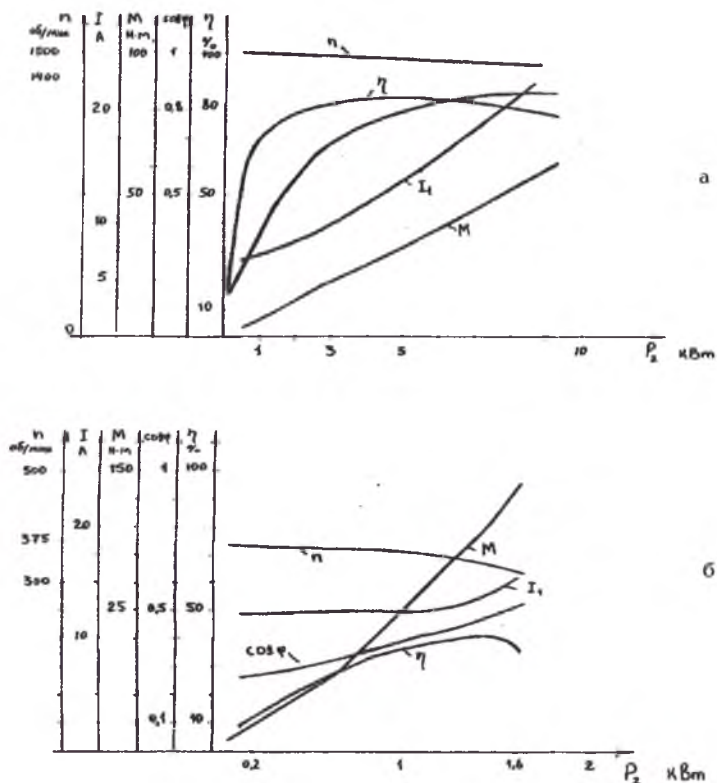


Рис.4.1.8. Рабочие характеристики нового двухскоростного двигателя с ППО при $U=320$ В.

а) при $2p_1=4$

б) при $2p_2=16$

Как показали результаты теста, полезная мощность на валу двигателя со стороны основной скорости уменьшается примерно до 6 кВт, хотя значения к.п.д., коэффициента мощности и скольжения остаются почти на таком же уровне ($\eta=83\%$, $\cos \varphi=0,83$, $s=2\%$) как при $P_2=9$ кВт [67].

Со стороны $2p_2=16$ значение полезной мощности составляет 1,5 кВт, значения к.п.д, коэффициента мощности и скольжения соответствующие этой мощности равны 40%, 0,48 и 8%.

Для оценки полученных параметров нового двигателя было произведено сравнение с параметрами промышленно выпускаемого лифтового двигателя 160 MW 140-4/16/CR с двумя обмотками того же габарита, но с другими размерами магнитопровода (табл.4.1.4).

Таблица 4.1.4.

Сравнение параметров лифтовых двигателей

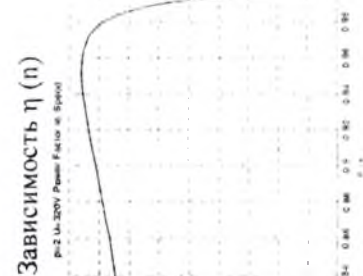
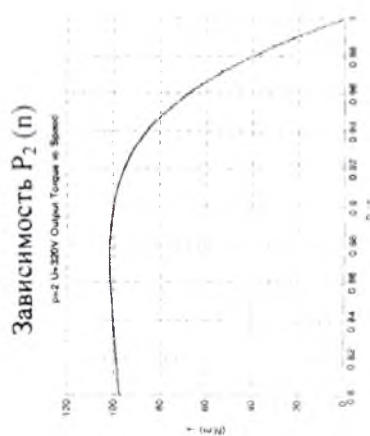
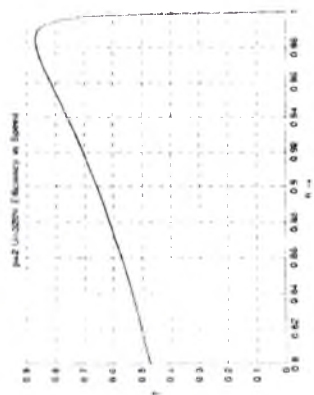
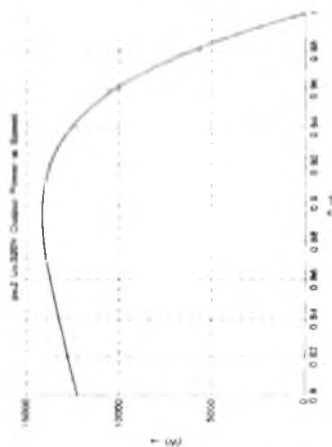
Тип двигателя	Лифтовой двигатель 160 MW 140- 4/16/CR		Новый двухскоростной двигатель 1LA7163-4/16AA60	
Габарит	160		160	
Воздушный зазор, мм	1,4		0,4	
Длина пакета статора, мм	150		135	
Суммарный объем пакетов статора и ротора, дм ³	7,70		5,53	
Расход меди, кг	10,9		5,18	
Вес двигателя, кг	90		72,8	
Число пар полюсов	4	16	4	16
Полезная мощность, кВт	6,7	1,7	6,0	1,5
Номинальная частота вращения, об/мин	1276	315	1475	345
Коэффициент полезного действия, %	72,9	28,2	81	40
Коэффициент мощности	0,772	0,506	0,83	0,48

Как видно из таблицы новый двигатель имеет меньший суммарный объем пакетов ротора и статора (5,53 дм³ вместо 7,7 дм³), т.е. степень использования ($K_{исп}$) активной части двигателя более высока, расход обмоточной меди составляет 5,18 кг вместо 10,9 кг, а сам двигатель легче на 17,2 кг. Скоростные характеристики нового двигателя более жестки, чем у существующего двигателя, а также он имеет улучшенные энергетические показатели.

Кроме этого были сняты зависимости мощности, кпд, момента и коэффициента мощности от скорости нового лифтового двигателя

со стороны обеих полюсностей при напряжении $U=320$ В (рис.4.1.9 - 4.1.10).

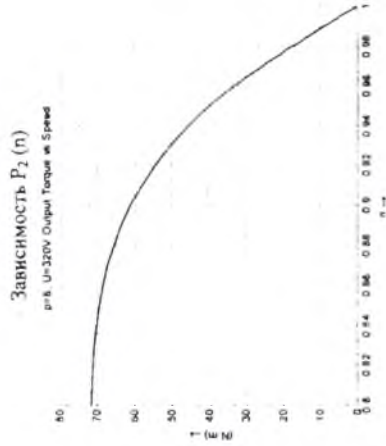
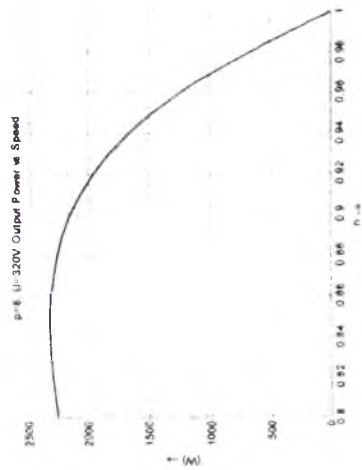
Из этих кривых можно увидеть, что имеются запасы двигателя по увеличению полезных мощностей при увеличении суммарного сечения проводников в пазу и обеспечении согласования индукций в воздушном зазоре, что связано с изменением конфигурации пакетов статора и ротора.



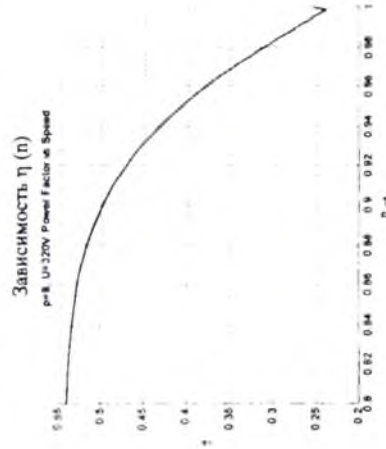
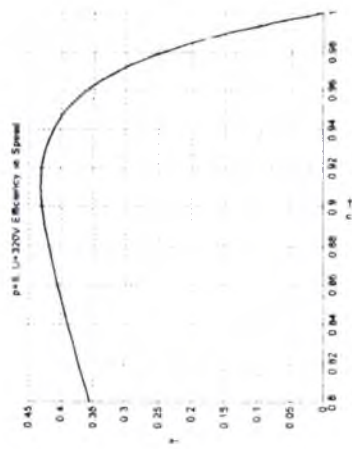
Зависимость M (n)

Зависимость $\cos\phi$ (n)

Рис 4.1.9 Характеристики нового лифтового двигателя 1A7163-4/16 AA60, $p=2$



Зависимость M (n)



Зависимость $\cos\varphi$ (n)

Рис. 4.1.10 Характеристики нового лифтового двигателя 1ЛА7163-4/16 АА60, $p=8$

4.2. Исследование магнитного поля двухскоростного двигателя

С целью изучения магнитных полей, создаваемых ППО со стороны обеих полюсностей в вышеназванном ДД 1LA7163-4/16AA60 были проведены исследования с помощью датчика Холла и измерительных катушек [68].

На рис. 4.2.1 показан общий вид экспериментальной установки.

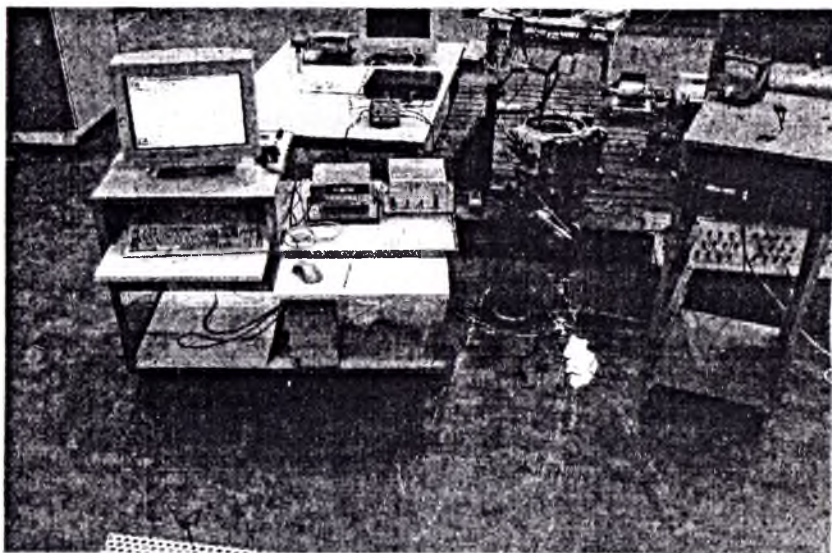


Рис.4.2.1. Общий вид экспериментальной установки для исследования магнитного поля ДД

При этом были рассмотрены 3 случая:

1) ДД без ротора, 2) ДД с массивным ротором и 3) ДД со своим ротором.

На рис.4.2.2 показана картина поля ДД с ППО без ротора со стороны 4 полюсов, а на рис.4.2.3 и 4.2.4 показаны кривая изменения МДС в воздушном зазоре и спектр высших гармонических в кривой МДС.

Как можно заметить отсюда из-за отсутствия ротора амплитуды высших гармоник имеют большие значения: амплитуды 5-ой, 7-ой и 17-ой гармоник составляют 31%, 55 %, 48% соответственно по сравнению с амплитудой основной гармоники.

На рис.4.2.5- 4.2.7 показаны картина поля ДД без ротора со стороны 16 полюсов, кривая изменения МДС и спектр высших гармонических в кривой МДС. С этой стороны также амплитуды высших гармонических имеют большие значения (5-я гармоника - 78,2 %, 7-я - 55 %, 11-я – 36,5 % и т.д.).

Для проверки достоверности теоретических результатов по расчету магнитного поля было проведено сопоставление кривых МДС, построенных по расчетным и экспериментальным данным.

На рис.4.2.8 - 4.2.9 показано сравнение кривых МДС двигателя 1LA7163-4/16AA60 со стороны 4 и 16 полюсов. Здесь красным цветом показаны расчетные данные и черным цветом экспериментальные. Как можно увидеть из этого рисунка эти кривые полностью совпадают по форме, незначительные скачки амплитуд связаны с тем, что датчик Холла имеет ширину равной нескольким миллиметрам, а не одну линию. Это подтверждает правильность проведенных расчетов.

Далее были исследованы картины полей ДД при наличии в расточке статора массивного ротора. Как видно из картин полей, форм кривых изменения МДС и спектров высших гармонических в кривых МДС (рис.4.2.10 - 4.2.15) массивный ротор оказывает демпфирующее действие со стороны обеих полюсностей и амплитуды высших гармонических сильно уменьшаются. Со стороны $p=2$ амплитуды 5-ой, 7-ой и 17-ой гармоник уменьшаются до 6,4%, 10 %, 5 % соответственно, а при $p=8$ амплитуда 5-ой гармоники равна 38% и 11-ой – 5 %.

На рис.4.2.16 - 4.2.21 показаны картины полей со стороны 4 и 16 полюсностей, кривые изменения МДС и спектры высших гармонических в кривой МДС полюсопереключаемого ДД со своим родным ротором.

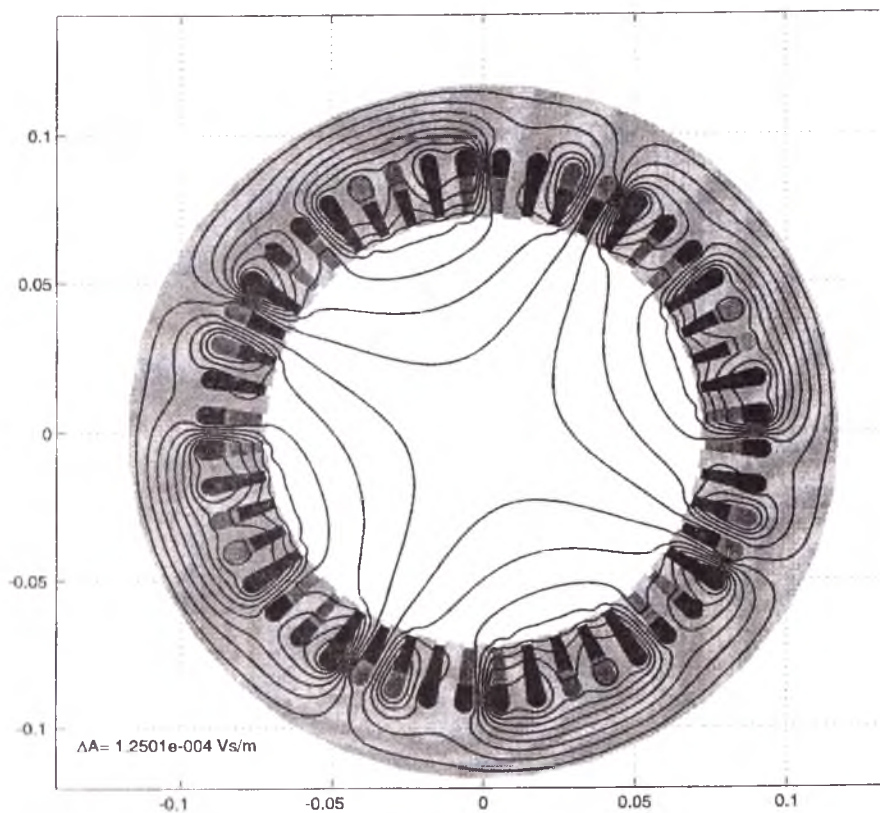


Рис.4.2.2 Картина поля ДД без ротора со стороны $2p = 4$

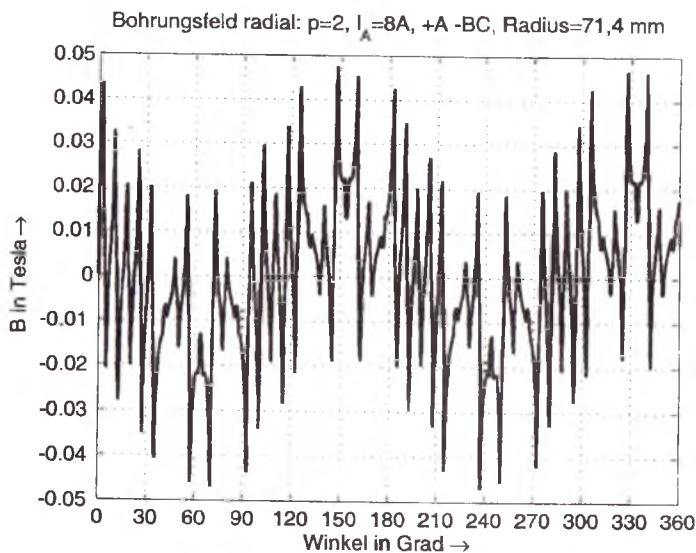


Рис. 4.2.3. Кривая изменения МДС ДД без ротора, $2p=4$

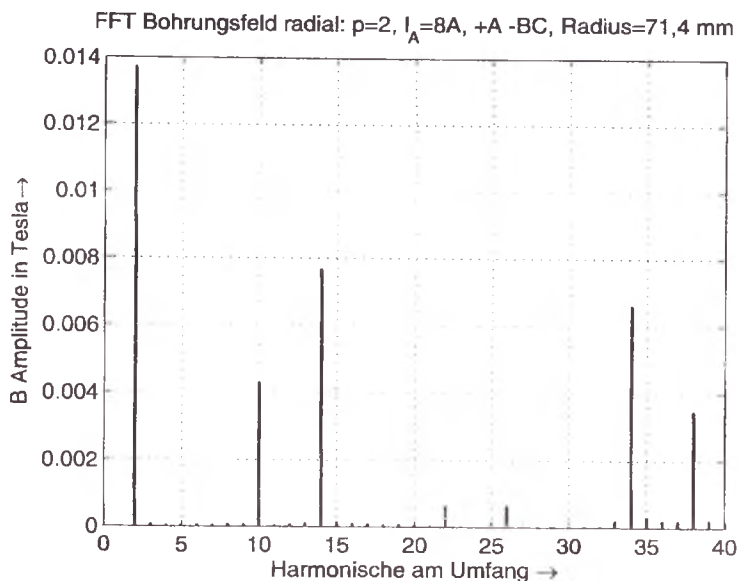


Рис. 4.2.4. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=4$

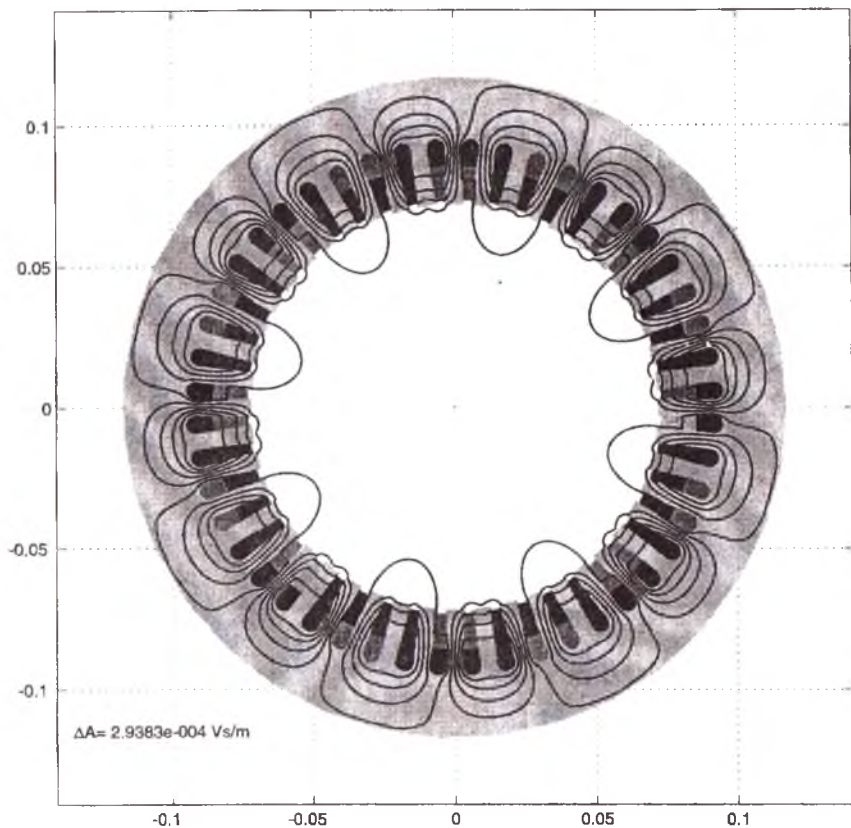


Рис.4.2.5. Картина поля ДД без ротора со стороны $2p = 16$

Bohrungsfeld radial: $p=8$, $I_D=8A$, +D -EF, Radius=71,4 mm

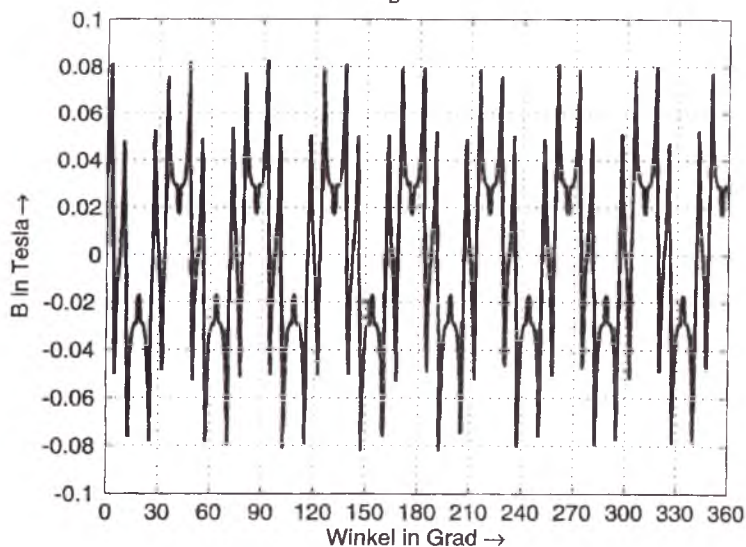


Рис.4.2.6. Кривая изменения МДС ДД без ротора, $2p=16$

FFT Bohrungsfeld radial: $p=8$, $I_D=8A$, +D -EF, Radius=71,4 mm

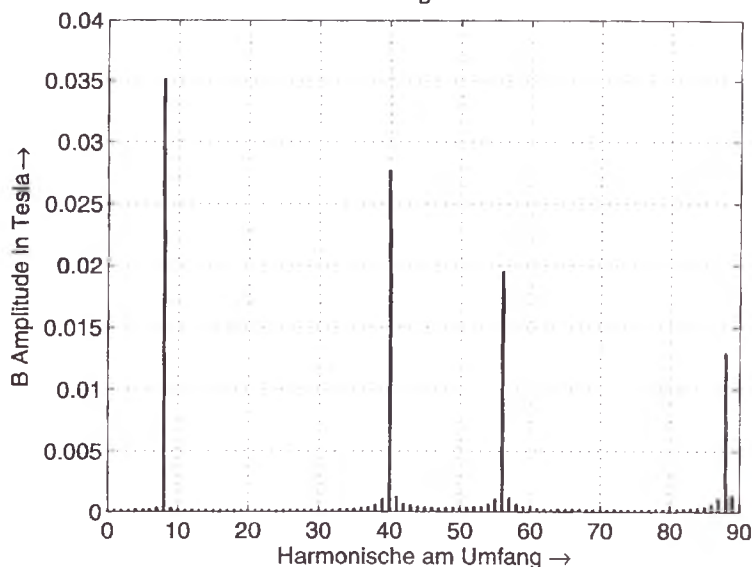


Рис.4.2.7. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=16$

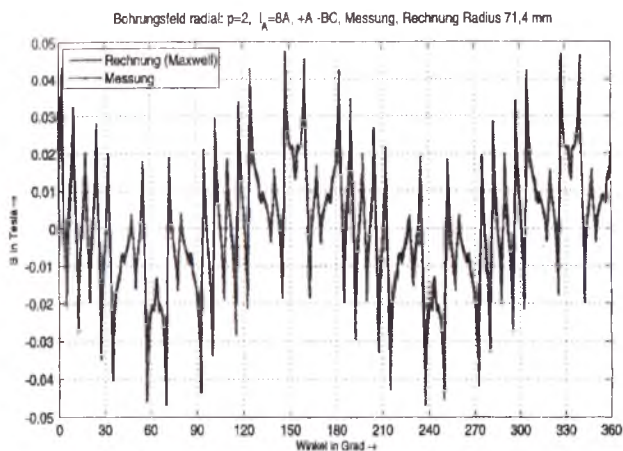


Рис. 4.2.8. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных,
 $2p=4$

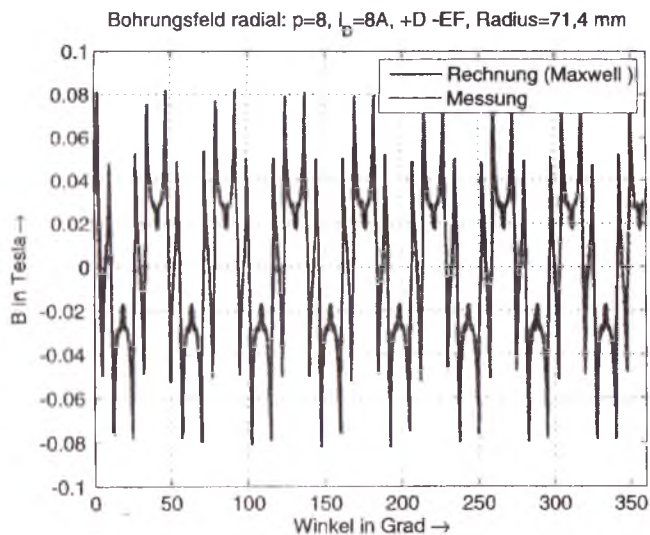


Рис. 4.2.9. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных,
 $2p=16$

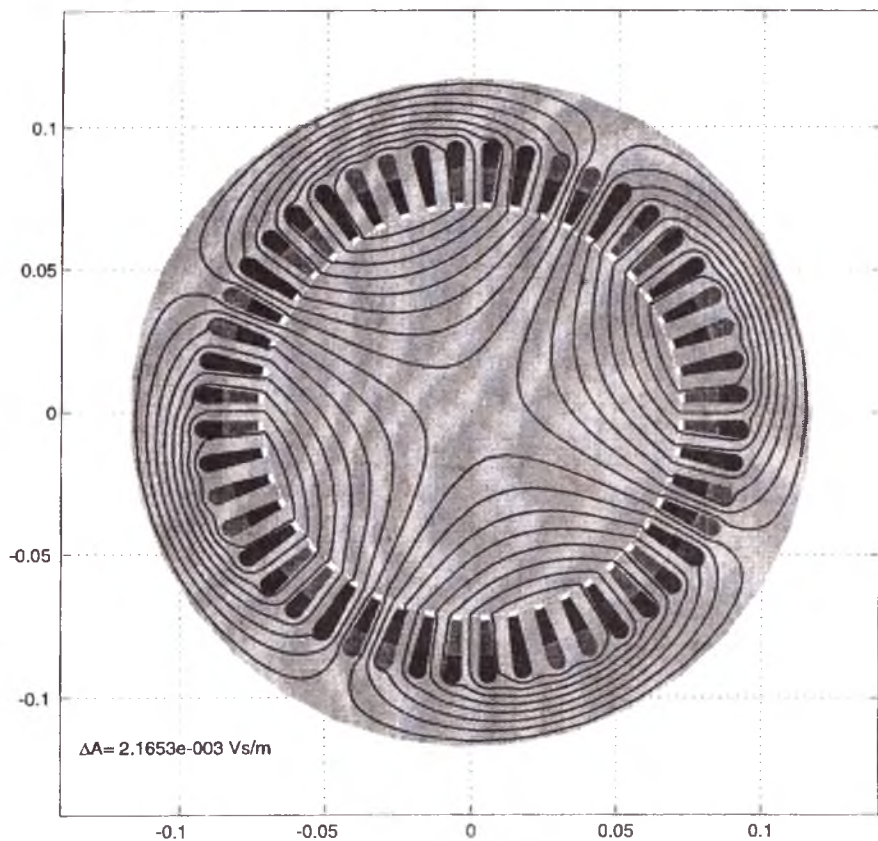


Рис.4.2.10. Картина поля ДД с массивным ротором со стороны $2p = 4$

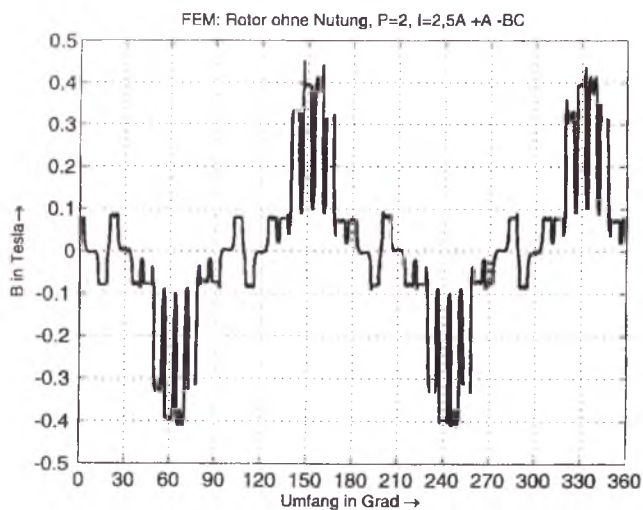


Рис.4.2.11. Кривая изменения МДС ДД с массивным ротором, $2p=4$

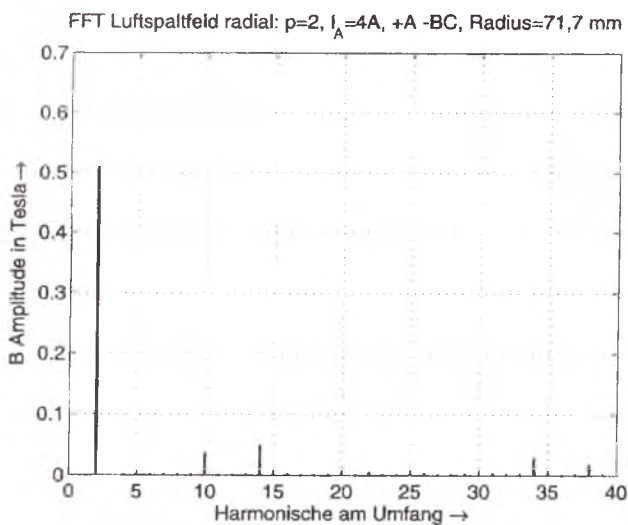


Рис.4.2.12. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=4$

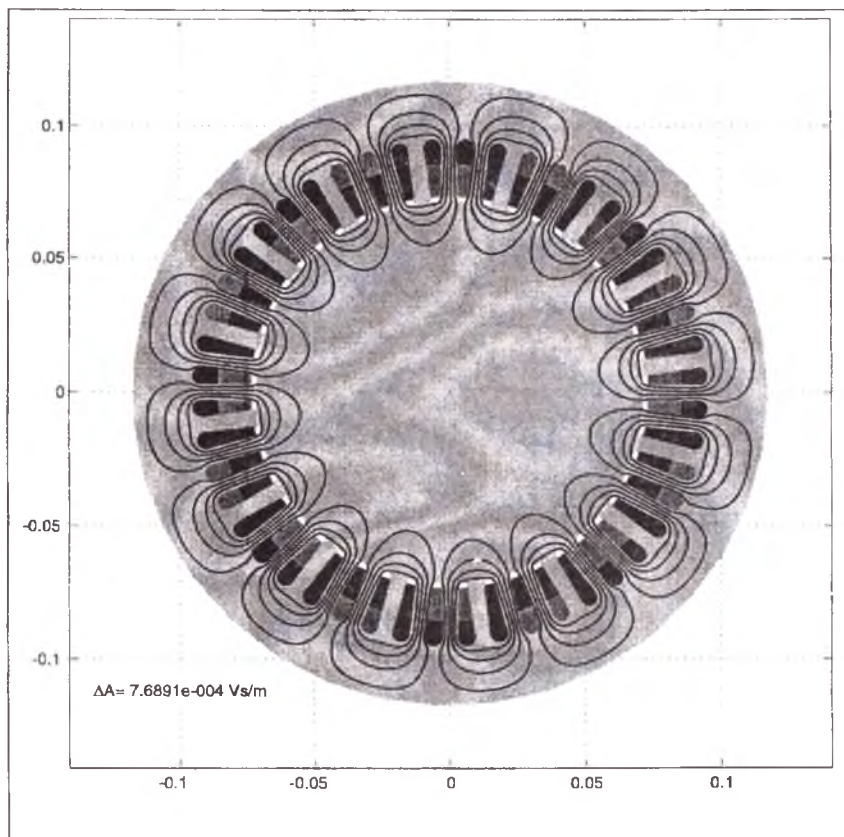


Рис.4.2.13. Картина поля ДД с массивным ротором
со стороны $2p = 16$

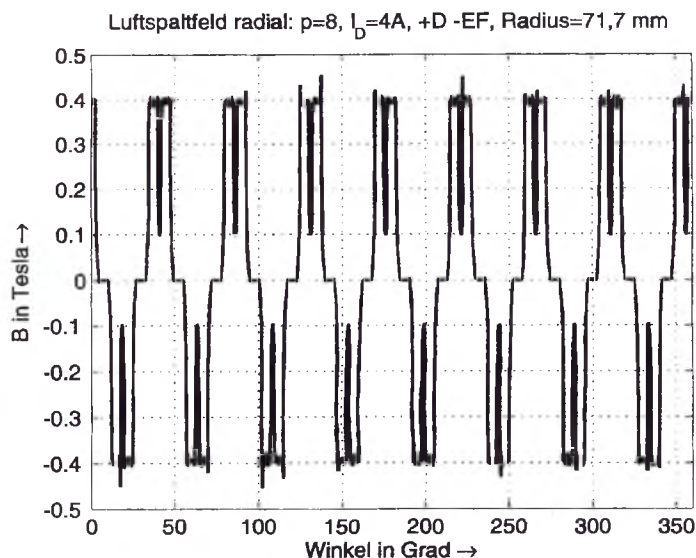


Рис.4.2.14. Кривая изменения МДС ДД с массивным ротором, $2p=16$

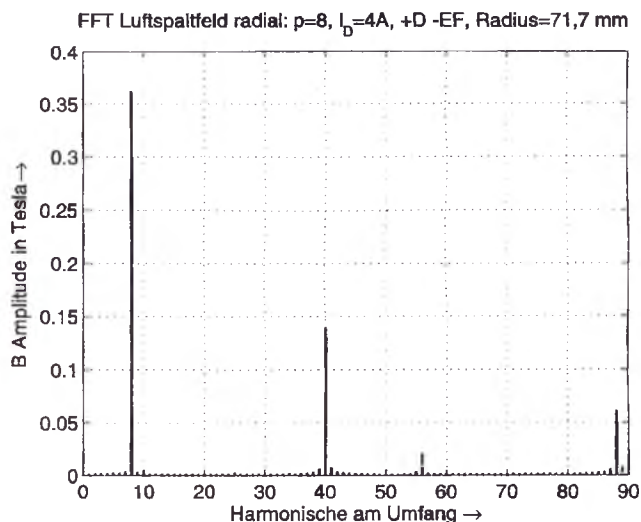


Рис.4.2.15. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=16$

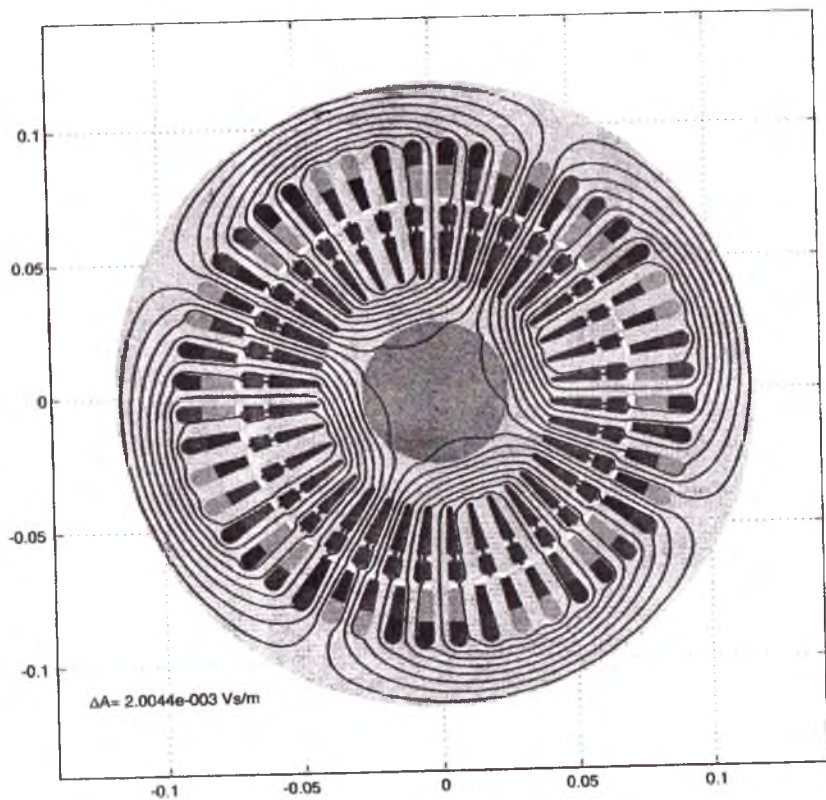


Рис.4.2.16. Картина поля ДД со своим ротором со стороны $2p = 4$

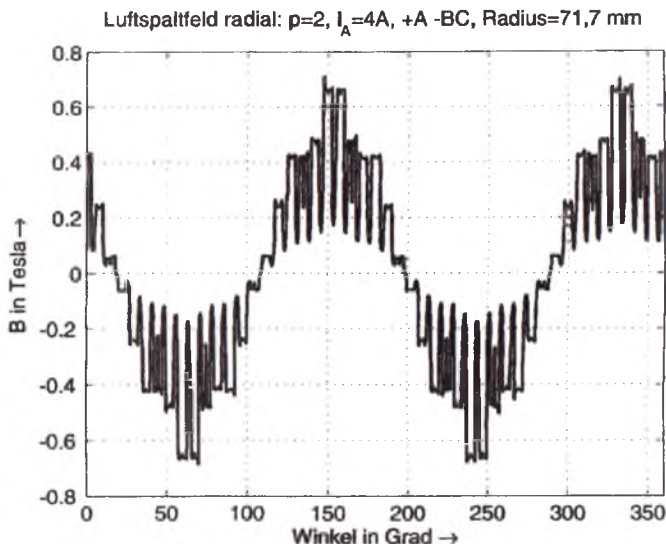


Рис.4.2.17. Кривая изменения МДС ДД со своим ротором, $2p=4$
 FFT Luftspaltfeld radial: $p=2$, $I_A=4A$, $+A-BC$, Radius=71,7 mm

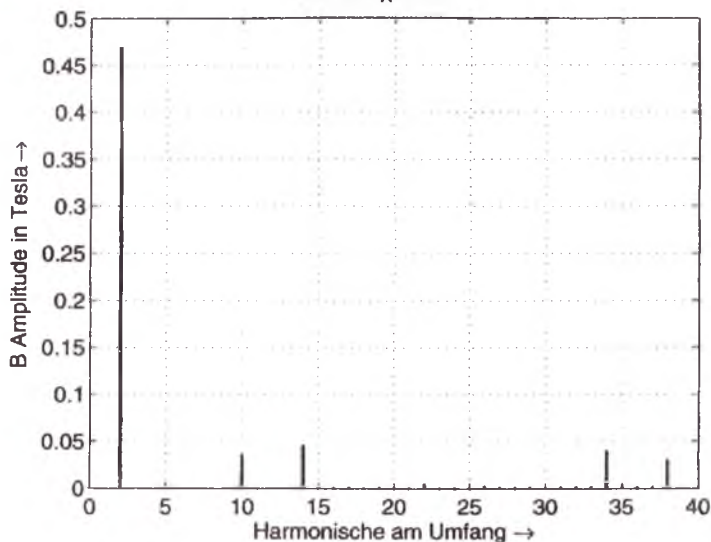


Рис.4.2.18. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=4$

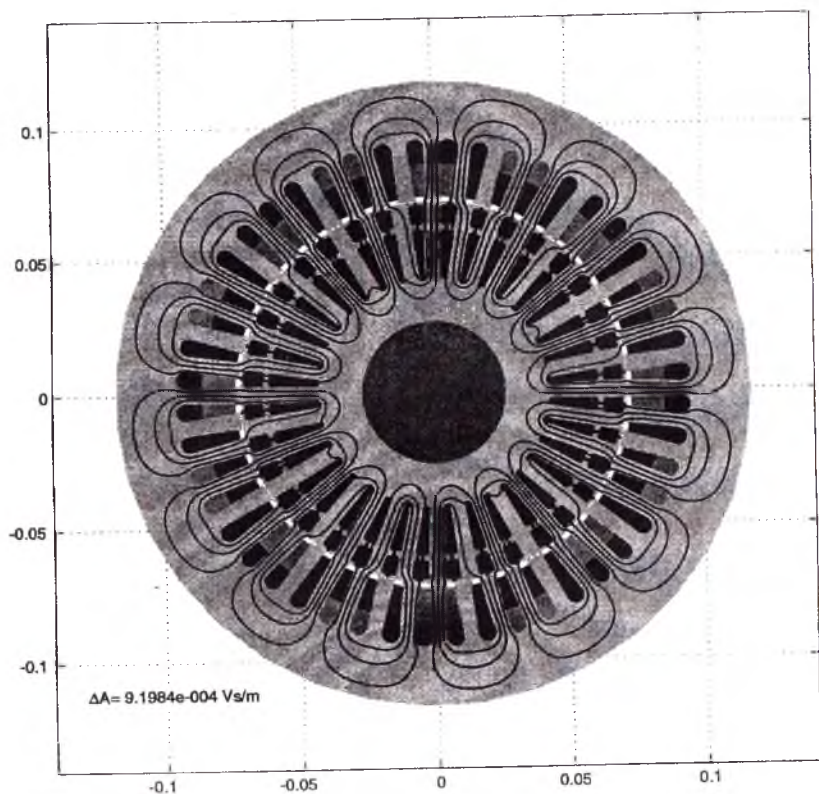


Рис.4.2.19. Картина поля ДД со своим ротором со стороны $2p=16$

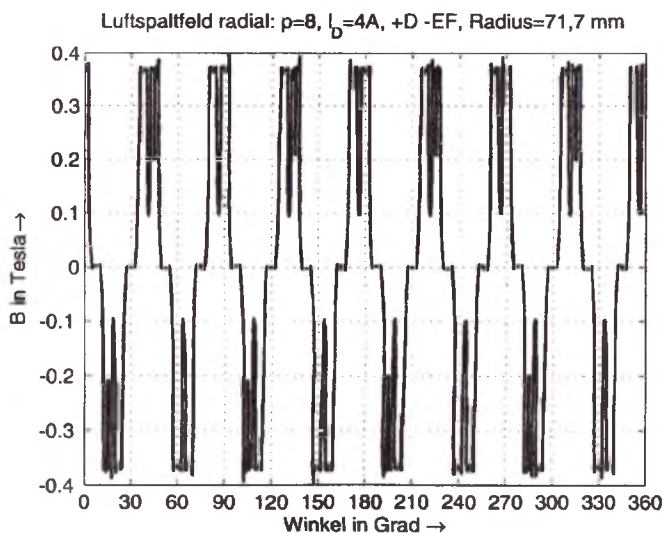


Рис.4.2.20. Кривая изменения МДС ДД со своим ротором, $2p=16$

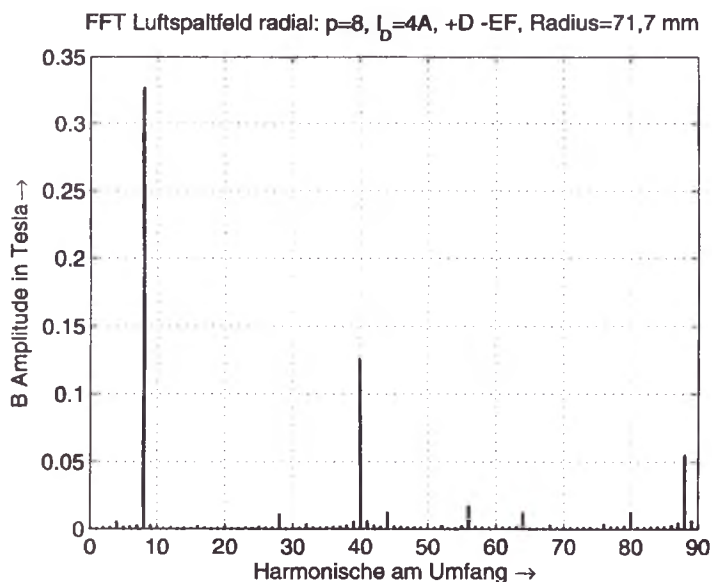


Рис.4.2.21. Спектр высших гармонических в кривой МДС, $2p=16$

В этом случае кривые МДС имеют очень благоприятные формы, содержание гармоник минимальное, за исключением наличия 5-ой и 11-ой гармоник со стороны 16 полюсов. Однако они не оказывают существенного влияния на работу ДД, т.к. лифтовый двигатель на этой скорости работает в течение короткого времени только в режиме дотягивания до этажа.

В целом экспериментальные исследования магнитного поля ДД показали, что гармонический состав магнитных полей, создаваемых полюсопереключаемой обмоткой находится в допустимых пределах.

4.3. Экспериментальные исследования рабочих и механических характеристик двухскоростной полюсопереключаемой асинхронной машины с близким соотношением полюсов

Для экспериментального исследования свойств полюсопереключаемой асинхронной машины на один из наиболее распространенных соотношений скоростей (3:4) совместно со специалистами института высоких технологий Гебзе (Стамбул, Турция) была разработана двухскоростная асинхронная машина (ДАМ) с ППО по базовой схеме «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями» на основе магнитопровода односкоростного двигателя AGM100L6.

Как было сказано ранее базовая схема «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями» является очень практичной, т.к. позволяет обеспечить согласование магнитных индукций в воздушном зазоре со стороны обеих полюсностей и не требует для переключения скоростей дополнительных контактов.

Начальная стадия испытания ДАМ (измерение сопротивлений, опыты холостого хода и короткого замыкания) были проведены в лаборатории «Электромеханики» института стандартизации Турции в городе Гебзе, причем измерение сопротивлений отдельных ветвей и фаз было осуществлено автономно и при соединении в базовую схему (см. рис.2.3.1).

Опыты х.х. со стороны обеих полюсностей были проведены при постепенном увеличении значения напряжения с помощью автотрансформатора от 0 до 330В.

Как было определено теоретически в главе 1 данная ППО является симметричной как по фазам так и по параллельным ветвям. Для экспериментального удостоверения равнозначности значений ЭДС в параллельных ветвях и в фазах были сняты осциллограммы ЭДС и токов в этих ветвях при холостом ходе и при работе ДАМ под нагрузкой. Результаты экспериментальных исследований подтвердили полную симметричность обмотки.

В лабораториях “Электромеханики” фирм “Арчелик” и “Gamak”, а также в лаборатории кафедры «Электрический привод и силовая электроника» технического университета Йилдиз в Стамбуле опытный образец новой ДАМ с ППО прошел полный курс промышленных испытаний в двигательном и в генераторном режимах [65]. На рис.4.3.1. показан общий вид экспериментального стенда, созданного на фирме “Gamak”.

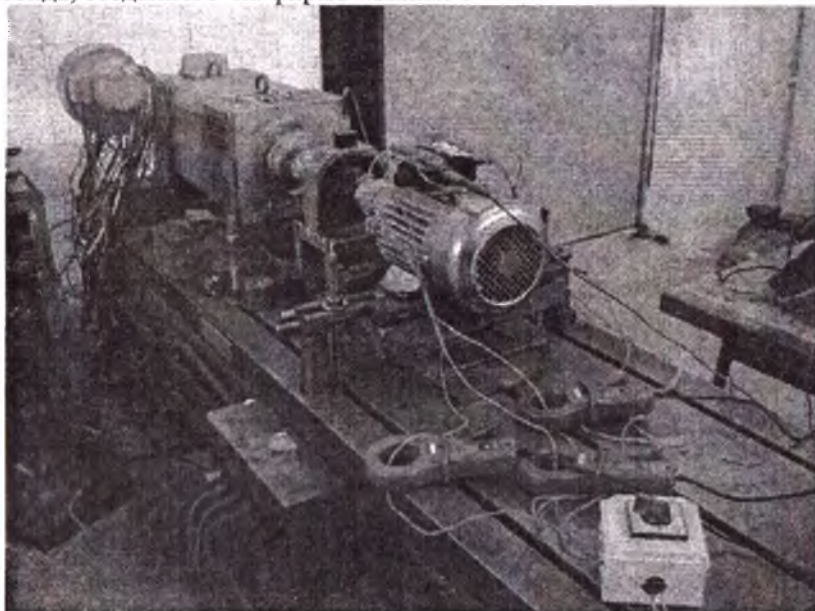


Рис. 4.3.1 Общий вид экспериментального стенда

Результаты экспериментальных исследований нового двигателя показали: со стороны 6 полюсов полезная мощность нового двигателя достигает 1200 Вт, к.п.д. и $\cos \varphi$ соответствующие этой мощности, составляют 76,9 % и 0,722, номинальный ток статора

равен 3,7 А, а значение скольжения s равно 3,9 %. Со стороны 8 полюсов значение полезной мощности составляет почти 1000 Вт (982 Вт), значения к.п.д., коэффициента мощности и скольжения, соответствующие этой мощности, равны 73 %, 0,663 и 5,6 % [63,64].

Рабочие характеристики новой двухскоростной машины в двигательном режиме показаны на рис.4.3.2 и 4.3.3.

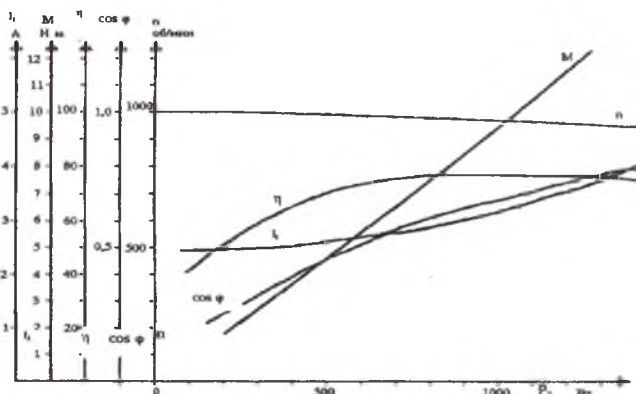


Рис.4.3.2. Рабочие характеристики новой МДМ при $M_1/M_2 = 3$

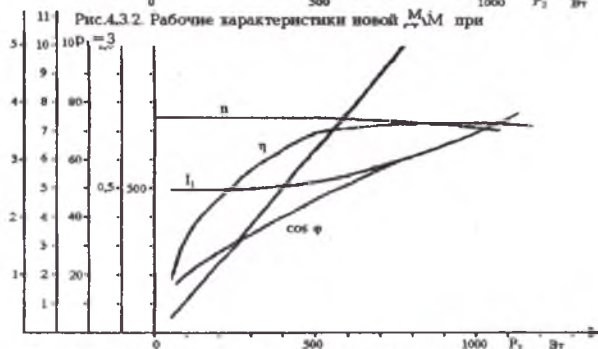


Рис.4.3.3. Рабочие характеристики новой ДАМ при $p_2 = 4$

Для оценки полученных результатов было произведено сравнение энергетических параметров нового двигателя с энергетическими параметрами серийных односкоростных двигателей фирмы «Gamak», имеющих идентичные частоты вращения и близкие полезные мощности. В таблице 4.3.1 приведено сравнение технических данных нового ДД с ППО

AGM 100L6/8 относительно параметров двигателей AGM 90L6 и AGM 100L8.

Таблица 4.3.1

Сравнение параметров двигателей AGM 90L6, AGM 100L8 и AGM 100L6/8

Тип двигателя	Двигатель AGM 90L6	Двигатель AGM 100L8	Новый ДД с ППО AGM 100L6/8	
Число полюсов	6	8	6	8
Полезная мощность на валу, Вт	1100	1100	1200	982
Номинальная частота вращения об/мин	915	680	961	712
Номинальное скольжение %	8,5	9,33	3,9	5,06
К.п.д.,%	76,8	72	76,9	73
Коэффициент мощности	0,69	0,66	0,722	0,663

Как видно из вышеприведенного сравнения новый двух-скоростной двигатель имеет улучшенные энергетические показатели со стороны обеих полюсностей, коэффициент мощности со стороны 6 полюсов равен 0,722 и к.п.д. со стороны 8 полюсов равен 73%, вместо 0,69 и 72 % в односкоростных асинхронных двигателях близкой мощности и идентичной полюсности, а механические характеристики нового двигателя со стороны обеих полюсностей более жесткие.

На рис.4.3.4 представлены механические характеристики нового двигателя AGM100L6/8. Как видно из рисунка механические характеристики имеют гладкий вид, пусковой момент со стороны 8 полюсов (18,516 Нм) больше, а пусковой ток меньше (11,73 А), чем со стороны 6 полюсов (16,817 Нм и 15,89А). Это свойство позволяет применить такие двигатели также для привода механизмов с тяжелыми условиями пуска (пуск под нагрузкой), т.е. запускать на малой скорости и после этого переходит на большую скорость. При этом загрузка питающей сети пусковым током будет

наименьшей, что наиболее выгодно использовать такие двигатели в районах со слабой питающей сетью [69 - 71].

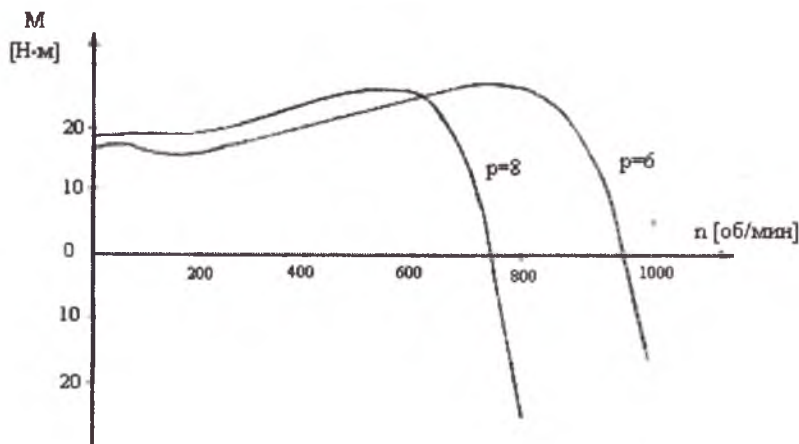


Рис.4.3.4. Механические характеристики новой ДАМ AGM100L6/8

Испытания новой ДАМ в генераторном режиме были проведены при непосредственном подключении к питающей сети и в автономном режиме с подключением конденсаторных батарей. При этом автором были изучены научные работы ученых в этом направлении, особенно большой опыт работы научной группы под руководством проф. К.Аллаева [72-76].

Как показали результаты испытаний в качестве генератора по величине выдаваемых мощностей новая ДАМ приближается к асинхронным генераторам нормального исполнения в идентичном габарите. В автономном режиме работы генератора удалось достичь значения коэффициента мощности 0,9. Формы вырабатываемых напряжений близки к синусоиде со стороны обеих полюсностей, на рис.4.3.5, 4.3.6, 4.3.7 и 4.3.8 представлены кривые изменения напряжения на выходе генератора со стороны 6 и 8 полюсов и диаграммы гармонических составов [77 - 81].

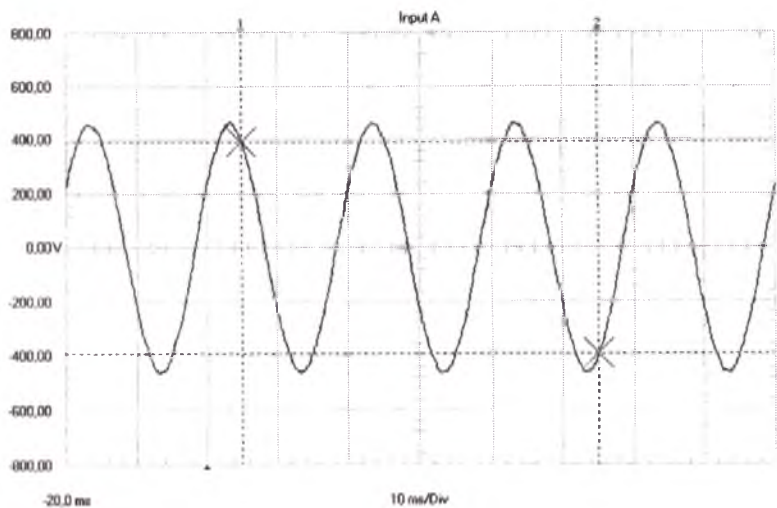


Рис.4.3.5. Кривая изменения напряжения на выходе ДАМ со стороны 6 полюсов.

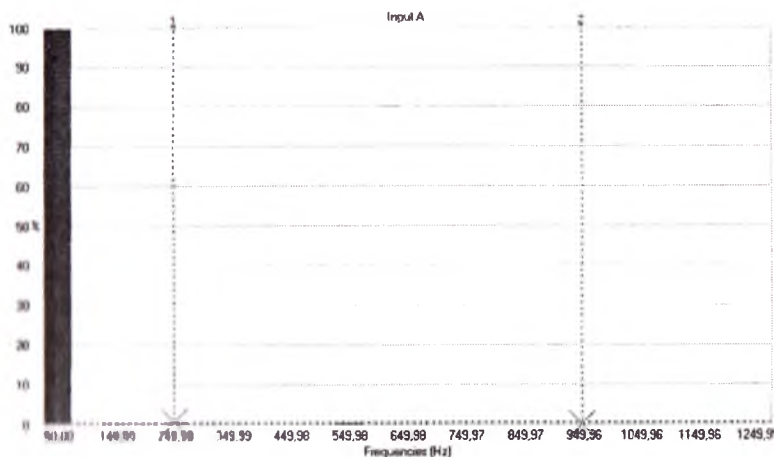


Рис.4.3.6. Диаграмма гармонического состава кривой изменения напряжения на выходе ДАМ со стороны 6 полюсов.

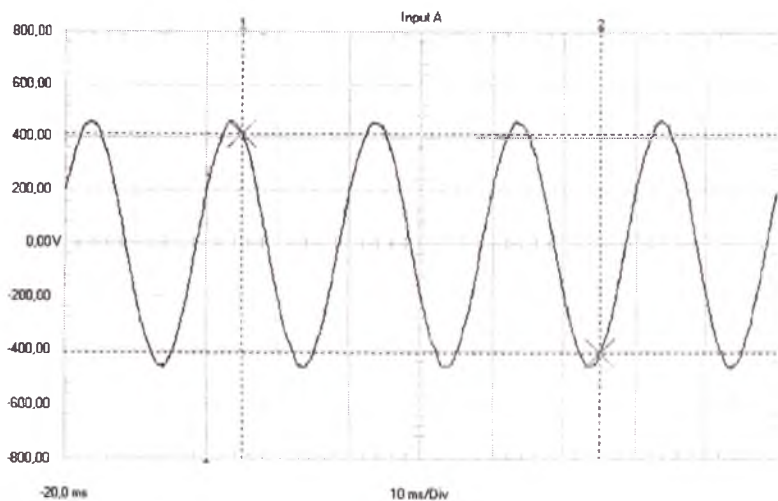


Рис.4.3.7. Кривая изменения напряжения на выходе ДАМ со стороны 8 полюсов.

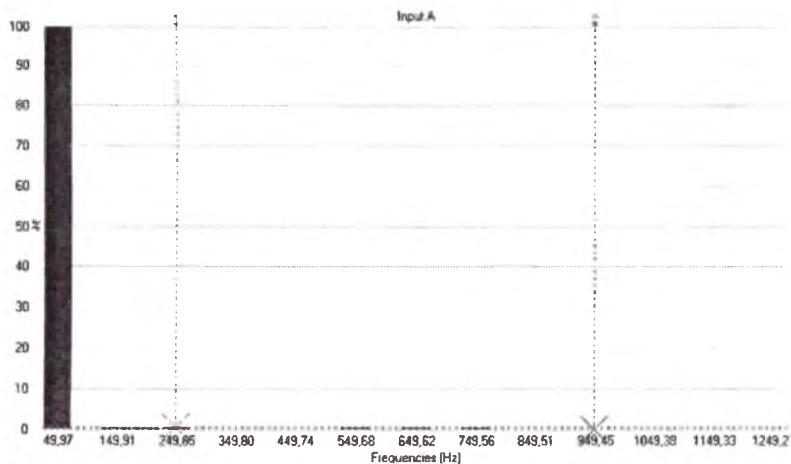


Рис. 4.3.8. Диаграмма гармонического состава кривой изменения напряжения на выходе ДАМ со стороны 8 полюсов.

Как видно из вышеприведенных кривых и диаграмм содержание высших гармонических в кривых изменения напряжения минимальное, т.е. форма напряжения очень близка к синусоиде.

Для оценки достигнутой степени использования активной части односкоростного двигателя при создании на его основе ДД было произведено сравнение данных двигателей спроектированных по известному методу проф.К.Фогта и по новому методу (Табл.4.3.2.).

В этой таблице приводятся данные двухскоростных двигателей с обмоткой Даландера при соотношении полюсов 2:4 и с двумя отдельными обмотками при соотношении скоростей 2:3 в случае их проектирования на основе магнитопровода односкоростного двигателя с $P_{2ном}=3$ кВт и $n_{ном}=1418$ об/мин.

Как было также упомянуто в 4-ой главе достигаемые мощности со стороны 4 полюсов составляют 73,3% и 37% от первоначальной полезной мощности используемого двигателя. Значение этого параметра равен 80 % в новом двигателе AGM100L6/8. Кроме того механические характеристики последнего более жесткие.

Таблица.4.3.2.

Сравнительная таблица

по методу проф.Фогта

Тип двигателя	Число полюсов	Полезная мощность Вт	Частота вращения об / мин	Скольжение %
Базовый двигатель	4	3000	1418	5,46
ДД с обмоткой Даландера	4	2200 (73,3 %)	1405	6,3
	2	2800	2850	5
ДД с двумя отдельными обмотками	4	1100 (37 %)	1440	4
	6	800	955	4,5

по новому методу проектирования

Тип двигателя	Число полюсов	Полезная мощность Вт	Частота вращения об / мин	Скольжение %
Базовый двигатель AGM 100L6	6	1500	925	7,5
ДД с ППО	6	1200 (80 %)	961	3,9
AGM 100L6/8	8	982	712	5,06

Анализируя полученные результаты экспериментальных испытаний новой ДАМ в двигательном и генераторном режимах можно прийти к выводу, что имеется реальная возможность создания новых типов высокоэффективных, компактных и надежных двухскоростных асинхронных машин, имеющих массогабаритные и энергетические параметры приближенные к параметрам обычных односкоростных асинхронных машин. Эти асинхронные машины могут быть использованы как в качестве генераторов в ветровых установках или в отдельно стоящих гидростанциях, так и в качестве двигателей на многочисленных механизмах широкой области применения и тем самым внести большой вклад для рационального использования электроэнергии и природных ресурсов [82].

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ДВУХСКОРОСТНЫМИ АСИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ

5.1. Исследование динамических режимов работы электроприводов на основе двухскоростных асинхронных двигателей с большим соотношением полюсов

Кроме исследования в статических режимах было проведено исследование динамических режимов работы электроприводов с двухскоростными полюсопереключаемыми двигателями с целью определения соответствия новых электроприводов к предъявляемым требованиям.

В научно-исследовательской лаборатории фирмы «Шиндлер» была изучена работа электропривода лифта с новым ДД 160MW-4/16CR при симуляции работы лифта в режимах : пуск, работа на постоянной скорости, переключение на вторую скорость (замедление) и останов [2,62].

На рис.5.1.1 показана диаграмма работы лифтовой установки, откуда видно, что время пуска составляет 1,5 с., время работы на постоянной скорости 7,5 с., замедление -1,0 с. и остановка в течение 2 секунд. На нижнем графике показано изменение потребляемой мощности P при работе лифта.

В таблице 5.1.1 приведены данные по потерям в роторе и в статоре нового полюсопереключаемого двигателя при работе с соотношением номинальных мощностей 8 / 2 кВт и 10 / 2,5 кВт.

Перегрев обмотки в течении трех часов непрерывной работы по циклу составил 98 °, при классе изоляции F. По уровню шума и вибрации новый двигатель удовлетворяет требования, предъявляемые к лифтовым двигателям.

Таблица 5.1.1

Сравнительная таблица потерь в роторе и в статоре нового двигателя
160MW140-4/16CR с полюсопереключаемой обмоткой

Сотношения мощностей		8 / 2 кВт				10 / 2,5 кВт			
Режимы работы		Пуск	Работа на постоянной скорости	Замедление	Дотягивание до этажа	Пуск	Работа на постоянной скорости	Замедление	Дотягивание до этажа
Продолжительность		с	7,5	1	2	1,5	7,5	1	2
$\Delta P_{\text{эл}}$	Вт	11826	1370	10011	3386	15139	1792	13696	4800
$\Delta P_{\text{мд}}$	Вт	24976	1236	10176	376	31416	1531	10557	509
$dW_{\text{эл}}$	Вт час	2,46	2,854	1,39	1,88	3,1	3,733	1,9	2,66
$dW_{\text{мд}}$	Вт час	5,2	2,575	1,41	1,2	6,5	3,18	1,465	0,282

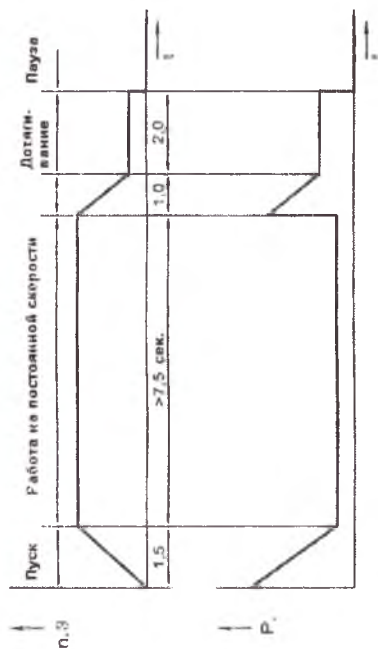


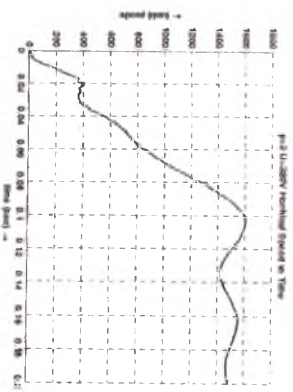
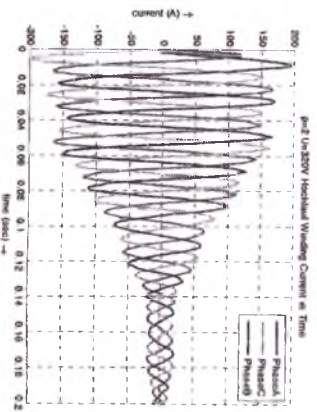
Рис.5.1.1.1. Диаграмма работы лифтовой машины в повторно-кратковременном режиме

В лаборатории кафедры «Электрические машины и привода» университета Гельмут Шмидта была изучена работа электропривода с новым двухскоростным двигателем 1LA7163-4/16AA60 в динамических режимах и сняты переходные характеристики.

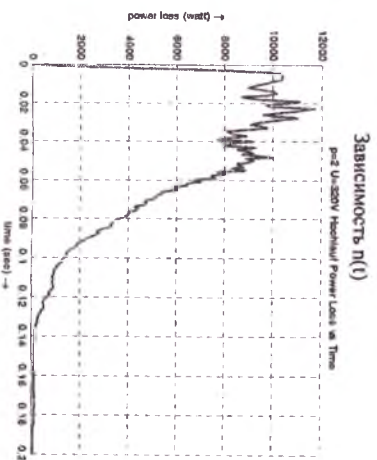
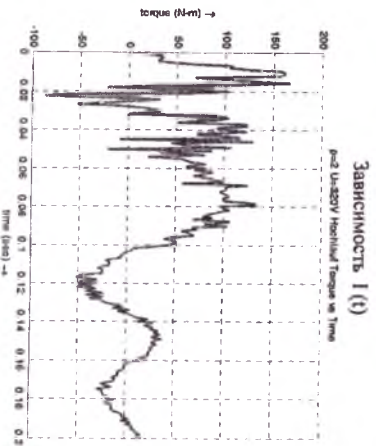
Сначала были изучены переходные процессы и сняты кривые изменения тока статора, скорости, момента и потери мощности в зависимости от времени при пуске из состояния покоя со стороны 2 и 8 полюсностей. На рис.5.1.2 и 5.1.3 показаны кривые изменения вышеназванных параметров ($I(t)$, $n(t)$, $M(t)$, $\Delta P(t)$).

Как можно заметить из этих кривых наступление установившегося режима работы двигателя происходит очень быстро, для $p=2$ через 0,2 с. и для $p=8$ после 0,12 с. Выделение дополнительных потерь уменьшается до минимальной величины за промежуток времени равным 0,14 с. при пуске со стороны основной скорости (1500 об/мин), а со стороны низкой скорости (375 об/мин) за 0,08 с., т.е. кратковременно.

Рис.5.1.5 Переключение полнотности двигателя



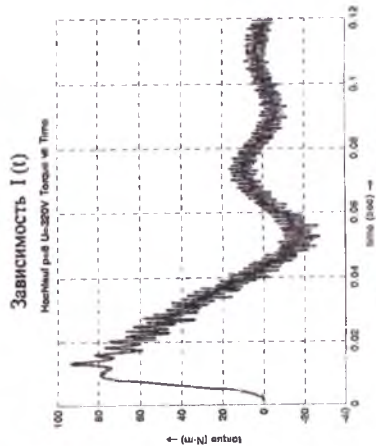
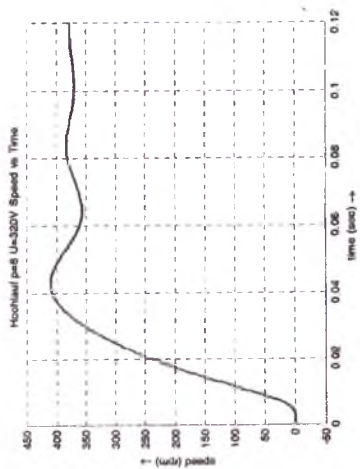
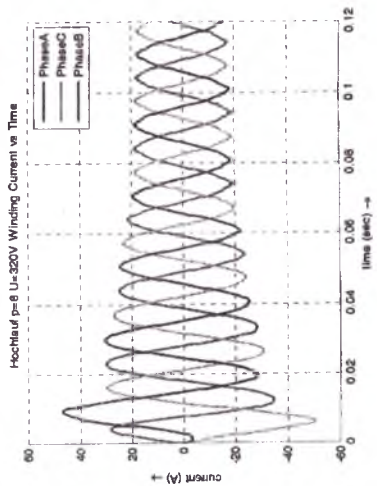
1ЛA7163-4/16 AΔ60 с p=8 на p=2 под нагрузкой 40Нм



Зависимость $M(t)$

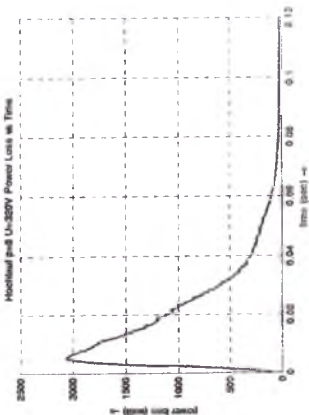
Зависимость $\Delta P(t)$

Рис. 5.1.2. Пуск двигателя 1ЛA7163 – 4/16 AΔ60 на полнотности p=2



Зависимость $I(t)$

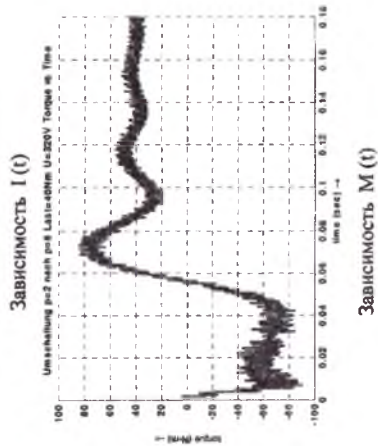
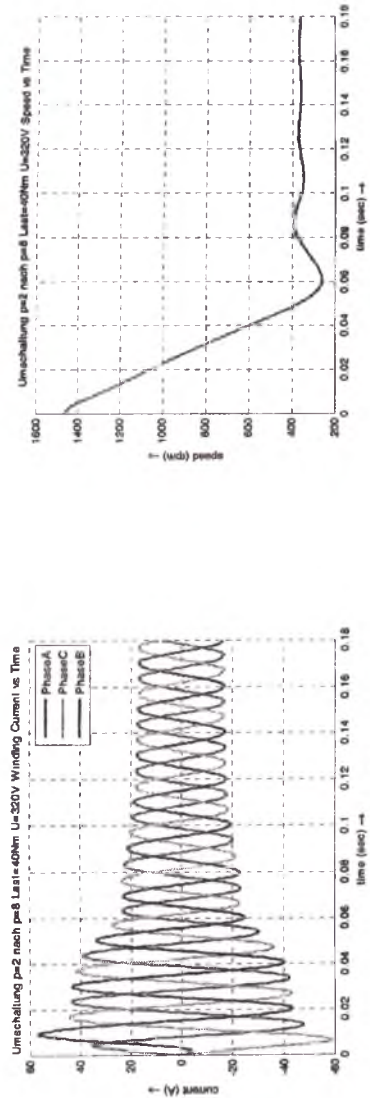
Зависимость $n(t)$



Зависимость $M(t)$

Зависимость $\Delta P(t)$

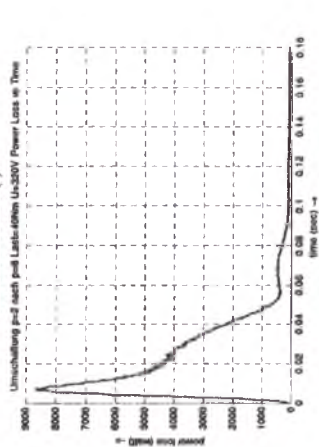
Рис 5.1.3. Пуск двигателя 1LA7163-4/16 AA60 на полюсности $p=8$



Зависимость $M(t)$

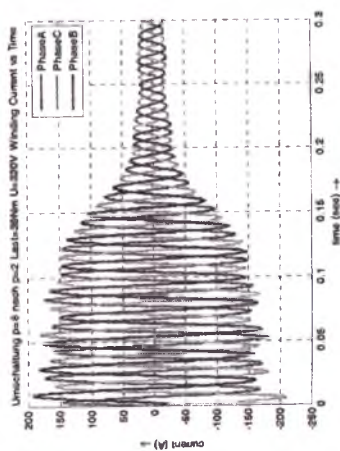
Зависимость $I(t)$

Зависимость $p(t)$

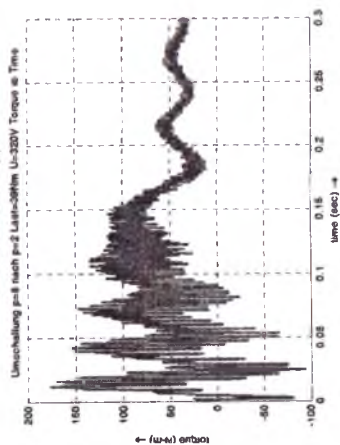


Зависимость $\Delta P(t)$

Рис. 5.1.4 Переключение полюсности двигателя 1LA7163-4/16 AA60 с $r=2$ на $r=8$ под нагрузкой 40Nm

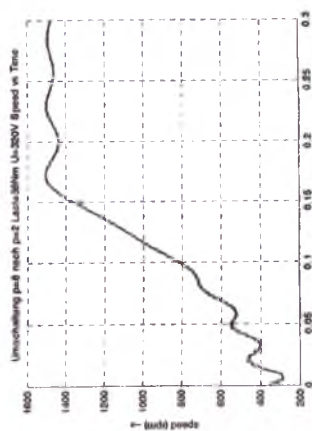


Зависимость $I(t)$

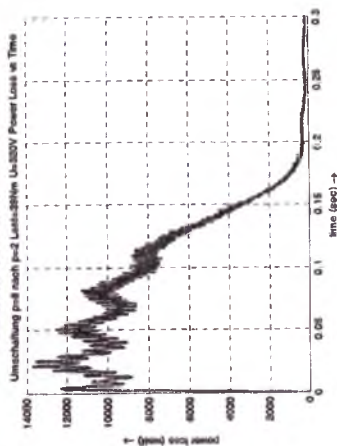


Зависимость $M(t)$

Рис 5.1.5 Переключение полюсности двигателя



Зависимость $n(t)$



Зависимость $\Delta P(t)$

1LA7163-4/16 AA60 с p=8 на p=2 под нагрузкой 40Нм

С целью изучения работы нового электропривода в режимах переключения полюсностей были проведены эксперименты и сняты кривые изменения тока статора, скорости, момента и потери мощности двухскоростного лифтового двигателя с нагрузкой на валу 40 Нм.

На рис.5.1.4 показаны кривые изменения $I(t)$, $n(t)$, $M(t)$ и $\Delta P(t)$ в случае переключения ДД с основной скорости на вспомогательную скорость, что происходит при приближении кабины лифта к нужному этажу.

Как можно увидеть из этих кривых установление значений токов статора наступает через 0,18 с., установление значения скорости на отметке 375 об/мин происходит уже через 0,12 с. и значение момента устанавливается после истечения 0,13 с. Выделение дополнительных потерь уменьшается до минимума через 0,12 с. При обратном переключении, т.е. в случае перехода от низкой скорости к высшей (рис.5.1.5), достижение установившихся значений параметров наступает через 0,25 – 0,3 секунд после переключения.

Резюмируя все результаты исследований в динамическом режиме работы электропривода с лифтовым двигателем 1LA7163 - 4/16AA60 можно сказать, что время протекания переходных процессов, уровни шума и вибрации в двигателе во всех случаях были в допустимых пределах.

Таким образом, как показали испытания на действующих установках в промышленных условиях, все электропривода лифтов на основе ДД с полюсопереключаемой обмоткой полностью удовлетворяют всем основным требованиям, предъявляемым к электроприводу лифтов.

5.2 Экспериментальное исследование работы полюсопереключаемой асинхронной машины с близким соотношением полюсов в динамических режимах

Для подробного изучения работы новой системы электропривода с ДАМ на соотношение полюсов 3/4 были проведены исследования в динамических режимах. Новый электропривод на основе полюсопереключаемой асинхронной машины был исследован в следующих динамических режимах работы [23]:

- а) пуск вхолостую на 750 оборотах и переход на 1000 обороты;
- б) пуск вхолостую на 1000 оборотах и переход на 750 обороты;
- с) пуск вхолостую на 750 оборотах, постепенная нагрузка до номинальной и переход на 1000 оборотов и обратно.

Как показали результаты экспериментальных исследований время пуска при прямом пуске на 750 и 1000 оборотах находятся в допустимых пределах.

В третьем случае новая ДАМ сочлененная с приводным ДПТ была запущена без нагрузки со стороны 8 полюсов при вращающемся ДПТ и постепенно нагружалась по 3 Нм до номинальной нагрузки (12 Нм). После наступления установившегося режима работы при номинальной нагрузке ДАМ была переключена на высшую скорость. На рис.5.2.1 показаны кривые изменения токов в фазах нового асинхронного двигателя в этом динамическом режиме работы электропривода. Как видно из этого рисунка переходный процесс переключения скорости имел несколько затяжной характер из-за создания нагрузки для ДАМ на валу ДПТ с постоянной скоростью 750 оборотов. В начале ток двигателя падает, т.к. переключатель скоростей имел промежуточное нулевое положение и переключение осуществлялось через него, т.е. двигатель на какое то время теряет питание и только после этого подключается питание к группе выводов соответствующей 6 полюсов. Наступление установившегося режима работы ДАМ на высшей скорости вращения имел несколько затяжной характер из-за инерционности ДПТ, создающего нагрузки для испытуемого двигателя.

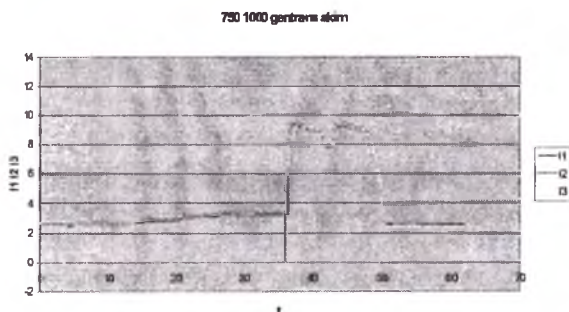


Рис. 5.2.1 Кривые изменения фазных токов новой ДАМ

Для более наглядного объяснения протекания переходного процесса в этом режиме на рис.5.2.2 показаны кривые изменения

токов в более растянутом виде в промежутке от 35,5 по 37 секунды.

dorduncu 1015

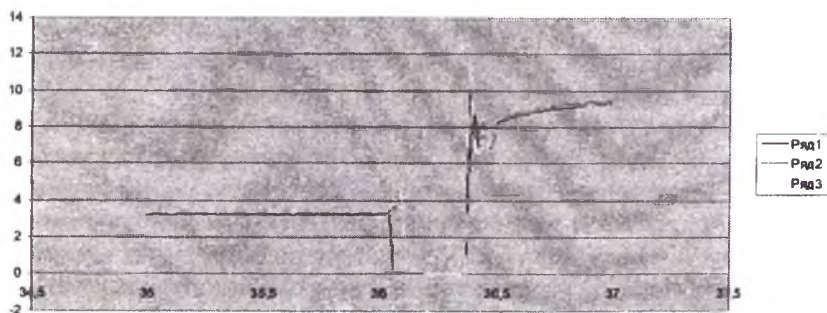


Рис.5.2.2 Растянутое представление изменения фазных токов ДАМ в промежутке времени от 35,5 по 37 с.

besinci 1015

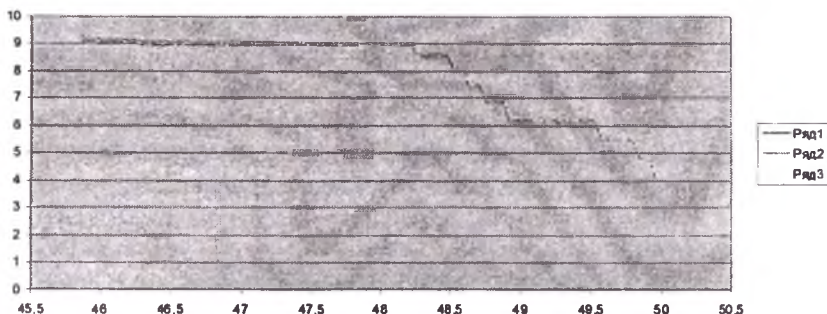


Рис. 5.2.3 Растянутое представление изменения фазных токов ДАМ в промежутке времени от 48 по 50 с.

На рис.5.2.3 представлены кривые изменения токов в фазах при переходе ДАМ с 750 на 1000 оборотов в более растянутом виде.

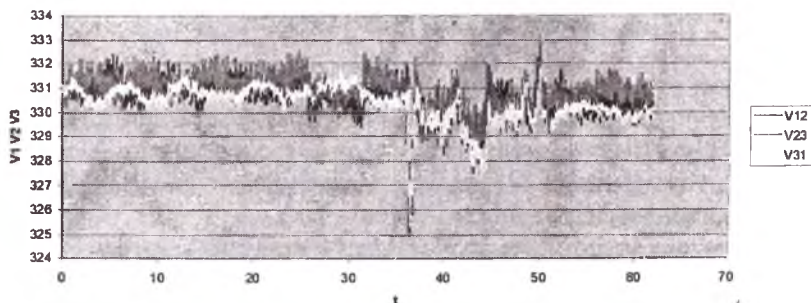


Рис. 5.2.4 Кривые изменения напряжения на зажимах новой ДАМ в динамическом режиме

На рис.5.2.4 представлены кривые изменения напряжения на зажимах двигателя при работе ДАМ в вышеприведенном режиме. Как видно из этого рисунка, в электрической сети имело место расхождение величин линейного напряжения в разных фазах, что также в какой то степени негативно повлияет на работу ДАМ. Скачкообразное уменьшение величин напряжения в промежутке от 36 секунды до 36,4-ой секунда связано с переключением асинхронной машины с 750 на 1000 оборотов.

Как видно из приведенных выше кривых переходных процессов функционирование нового электропривода на основе двухскоростного полюсопереключаемого асинхронного двигателя с близким соотношением скоростей в динамических режимах аналогично работе электропривода на основе обычного односкоростного короткозамкнутого асинхронного двигателя, время протекания процессов пуска, перехода с одной скорости на другую и торможения без нагрузки и под нагрузкой находятся в допустимых пределах. Это означает, что имеется реальная возможность создания и внедрения в производство нового типа электропривода на основе полюсопереключаемой асинхронной машины, которая будет обеспечивать рациональное использование электроэнергии и природных ресурсов.

5.3 Технико-экономическое сравнение новой и существующей систем электроприводов

Совместно с технологами фирмы «Шиндлер» был проведен более подробный анализ технологичности нового двигателя 160 MW-4/16С с ППО и технико-экономическое сравнение существующей системы лифта и вновь создаваемой системы на основе полюсопереключаемых двигателей (табл.5.3.1).

Как можно увидеть из этой таблицы стоимости изготовления новых двигателей на базе магнитопроводов VCE 095 и VCE150 с одной полюсопереключаемой обмоткой значительно ниже, чем их существующие аналоги, меньше израсходуется материал и требуется меньше времени на изготовление.

Новые полюсопереключаемые двухскоростные двигатели с соотношением полезных мощностей $8 / 2$ кВт и $10 / 2,5$ кВт выполняются в габаритах, которые имеют конструкцию на лапах и для которых лифтовая машина может комплектоваться без муфты с редуктором типа W140 и следовательно ее цена будет более низкой.

Как известно новая система электропривода лифта на основе двухскоростного двигателя с полюсопереключаемой обмоткой будет включать в себя один дополнительный контактор с двумя контактами.

С учетом стоимости дополнительного контактора итоговый выигрыш от внедрения каждой системы электропривода с новым ДД будет расти по мере увеличения мощности лифтовых двигателей, например для электропривода лифта с полюсопереключаемым двигателем мощностью $6,7/1,7$ кВт итоговый выигрыш составляет 230 швейцарских франков (153 долларов США), с двигателем мощностью $8 / 2$ кВт – 1933 швейцарских франков (1288 долларов США), а с двигателем мощностью $10 / 2,5$ кВт – 1842 швейцарских франков (1228 долларов США). Как видно из вышеприведенного анализа новая система электропривода более дешевая, чем существующие системы электроприводов.

Таблица 5.3.1
Сравнительная таблица цен систем лифтов с новым и существующим электроприводами

Данные двигателей	Существующие двигатели фирмы Reivaj				Фланцевый двигатель				Новый двигатель СППО			
	Двигатель на лапах				Двигатель на лапах				Двигатель на лапах			
Мощность	кВт	4,4	5,4	6,7	8	10	6,7	8	6,7	8	10	10
Тип		VCE 095	VCE 125	VCE 150	AM 160	AM 160	VCE 150	VCE 095	VCE 095	VCE 095	VCE 150	VCE 150
Длина пакета статора	мм	95	125	150	170	170	150	95	95	95	150	150
Внутр. диаметр статора	мм	175	175	175	170	170	175	175	175	175	175	175
Вес обмотки	кг	8,70	10,00	10,90	12,80	12,90	10,90	8,45	7,10	8,45	10,16	10,16
Стоимость изготовления	Фр./шт	600,00	675,00	830,00	1411,00	1500,00	830,00	650,00	550,00	650,00	830,00	830,00
Стоимость материала	Фр./шт	312,05	343,53	420,13	695,50	760,00	420,13	300,00	250,00	300,00	450,00	450,00
Время на изготовление	час	3,87	4,19	4,46	9,13	9,03	4,46	4,10	3,87	4,10	4,42	4,42
Редуктор + Муфта + Двигатель + дополнительный контактор												
Редуктор		W140			W163		W140		W140			
Муфта			нет		да			нет		нет		
Редуктор + муфта		1270	1270	1270	2512	2512	1270	1270	1270	1270	1270	1270
Стоимость контактора	Фр./ Шт											
Стоимость контактора	Фр./ Шт								50	70	70	70
Итоговый выигрыш	Фр								230	1933	1842	1842

В тресте «Ташкентлифт» были проведены исследования по усовершенствованию лифтовых двигателей путем применения полюсо-переключаемых обмоток. Объектом исследования являлась лифтовая установка грузоподъемностью 320 кг, установленная в одном из подъездов жилого дома Шайхантаурского района города Ташкента.

На приводе этой установки был установлен двухскоростной асинхронный короткозамкнутый двигатель серии АИН180-6/18 с двумя отдельными обмотками на статоре с числом пазов 54 и с отношением чисел полюсов 6/18.

Паспортные данные существующего двигателя:

$n = 950$ об/мин, $P_{\text{ном}} = 3,55$ кВт и $n = 320$ об/мин, $P_{\text{ном}} = 1,18$ кВт,

Этот двигатель принят в качестве базового для расчета экономической эффективности внедрения нового двигателя.

Расчет экономического эффекта был произведен аналитическим методом определения экономического эффекта при усовершенствовании устройств и установок потребителя. При этом методе исходит из того, сколько двигателей имеется на предприятии, сколько из них выходит из строя за год с существующей обмоткой и как это число сократилось после внедрения полюсопереключаемой обмотки. Зная цену на обмоточную медь легко подсчитать затраты приближенно.

Исходные данные: Трест «Ташкентлифт» обслуживает лифты в количестве 4000 штук, установленных в жилых домах города Ташкента. В месяц выходит из строя примерно $n=50$ двигателей с существующими обмотками, т.е. в год 600 двигателей.

Обмотка большой скорости двухслойная, шаг обмотки $y=7$, число витков в катушке 10 и она изготовлена из провода с диаметром изолированного провода $d_{\text{изол}} = 1,25$ мм. Вес одной катушки 146, 47 грамм и вес обмотки для большой скорости 7,909 кг.

Обмотка для малой скорости однослойная, шаг обмотки $y=3$, число витков в катушке 41. Катушки обмотки изготовлены из провода $d_{\text{изол}} = 0,9$ мм. Вес одной катушки 247, 13 г и вес обмотки для малой скорости 6,67251 кг.

В целом расход меди на один двигатель составляет:

$$G_M = 7,90938 + 6,67251 = 14, 581 \text{ кг}$$

Кроме того, двигатели с вышеуказанной обмоткой часто выходили из строя, что приводило к дополнительным расходам на

обмоточную медь, на изоляционные материалы, на ремонт и обслуживанию этих двигателей.

Вместо этого двухскоростного лифтового двигателя был спроектирован и испытан новый двигатель на базе магнитопровода АИН180-6/18 с одной полюсопереключаемой обмоткой, разработанной в Ташкентском государственном техническом университете проф. Х.Г.Каримовым и М.К.Бобожановым.

При этом основным критерием был принят сохранение значения магнитной индукции и для достижения большей надежности при работе лифтового двигателя в режимах перегрузки, в случаях понижения напряжения и при ревизии на пониженной скорости была заложена больше обмоточной меди в пазы статора 10 кг, вместо 8,5 кг полученного расчетным путем.

Как показали результаты расчета, годовой экономический эффект от внедрения новой ППО в лифтовых двигателях, относящихся тресту «Ташкентлифт» (только за счет экономии обмоточной меди) составляет 12 000 000 (двенадцать миллионов) сум.

В прядильной фабрике АООТ имени Бабура была проведена НИР по теме «Разработка новой системы электропривода на основе полюсопереключаемого асинхронного двигателя для чесальной машины» и была передана на производственное внедрение новая система электропривода.

В результате испытаний было установлено, что при использовании новой системы электропривода увеличивается срок службы двигателей, уменьшается расход обмоточной меди и изоляционных материалов при изготовлении и ремонте, снижаются капитальные затраты на приобретение новых двигателей и коммутирующей аппаратуры, т.е. конкретно это суммируется в следующие данные:

1. Срок службы двигателей увеличивается на 30%;
2. Затраты на приобретение новых двигателей и коммутирующей аппаратуры сокращаются на 40%;
3. Расход обмоточной меди уменьшается на 18,6%;
4. Расход изоляционных материалов уменьшается на 25%;
5. Расход на перемотку двигателей уменьшается на 30%.

Годовой экономический эффект от внедрения в АООТ имени Бабура составляет 22350 000 (двадцать два миллиона триста пятьдесят тысяч) сум. (акт внедрения приводится в Приложении 1).

Совместно со специалистами АООТ «ЯЭМЗ» была проведена оценка технологичности нового лифтового двигателя 4AM160 M 4/16 с полюсопереключаемой обмоткой 8 /2 кВт и был рассчитан годовой экономический эффект от внедрения взамен существующему двигателю МД17 MB2/8L с двумя отдельными обмотками.

Как показали результаты анализа, технология изготовления полюсопереключаемой обмотки более проста, т.к. намотку обмотки можно производить по шести полуфазам с двумя переходными изоляционными трубками без пайки, число паяк составляет 4. В процентном отношении ППО на 30% менее трудоемка, расход обмоточной меди уменьшается на 25 % и меньше расходуются изоляционные материалы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования по созданию простых и надежных электроприводов на основе высокоэффективных двухскоростных электрических машин переменного тока для широкого класса механизмов и по разработке высокоэффективных двухскоростных асинхронных генераторов является актуальной тематикой сегодняшнего дня.

Актуальность тематики связана с необходимостью модернизации существующих многочисленных электроприводов с ДД и замены некоторых односкоростных двигателей двухскоростными с целью экономии электроэнергии в малозагруженных режимах работы в связи с технологическими или сезонными изменениями нагрузки, а также облегчение пуска и торможения мощных двигателей. Наряду с этим актуально также усовершенствование выпускаемых промышленностью асинхронных двухскоростных генераторов для более эффективного использования энергии ветра, воды и т.д.

В результате проведенных теоретических исследований установлено, что дальнейшее усовершенствование электроприводов с двухскоростными асинхронными двигателями для турбомеханизмов и лифтов, а также ветровых установок с двухскоростными асинхронными генераторами состоит в упрощении их главного элемента — двухскоростной асинхронной машины с двумя отдельными обмотками.

Применение одной ППО взамен двух отдельных обмоток в двухскоростных электрических машинах позволяет увеличить выходные мощности, более эффективно использовать активную часть или улучшить энергетические показатели, экономить обмоточную медь и изоляционные материалы, а также упростить технологии изготовления и ремонта.

Разработка схем ППО с минимальным числом выводов и переключающих контактов, с улучшенными электромагнитными свойствами, а также с упрощенной технологией изготовления является первым шагом в этом направлении.

Метод ДЗПФ усовершенствован применением передовых методов представления (распределения катушек по фазам и таблиц сопряжения фаз), что расширило возможности этого метода и позволяет получать схемы ППО, приближающихся по своим

электромагнитным и технологическим свойствам к обмоткам нормального исполнения.

Разработка высокотехнологичных схем ППО на близкое соотношение полюсов возможно на основе базовых схем «три трехфазные звезды» и «три трехфазные звезды с дополнительными ветвями» получаемых с помощью этого метода. Эти схемы переключения являются самыми применимыми (не требуются дополнительных переключателей, достаточно легко согласовать магнитную индукцию в воздушном зазоре).

Для ППО на большое соотношение полюсов наиболее эффективными схемами переключения являются «звезда- двойная звезда» и «звезда- двойная звезда с дополнительными ветвями». Наряду с достаточным уровнем эксплуатационных характеристик и экономических показателей, разрабатываемые ППО на основе таких схем отличаются высокой технологичностью, минимальным числом выводных концов и переключающих контактов.

С использованием нового метода на основе двухмерного представления магнитного поля был осуществлен уточненный расчет обмоточных коэффициентов ППО на основе конкретных магнитопроводов лифтовых и односкоростных двигателей с учетом ширины шлица паза и других параметров пакета статора, а также был проведен анализ изменения параметров ППО в зависимости от конфигурации магнитопровода.

В результате теоретических расчетов установлено, что путем подбора соответствующего магнитопровода возможно значительное уменьшение величин обмоточных коэффициентов или превращение их в нуль для гармонических высоких порядков.

Разработана новая универсальная методика проектирования двухскоростных двигателей с одной обмоткой, которая дает возможность спроектировать ДД на магнитопроводах существующих двухскоростных и односкоростных двигателей, а также изменять конфигурации пакетов статора и ротора.

Экспериментальные исследования двухскоростных электрических машин с ППО в статических режимах работы подтвердили правильность расчетных данных и полное соответствие их энергетических показателей требуемым значениям.

Исследования магнитного поля в воздушном зазоре лифтового двигателя с ППО показали, что гармонический состав магнитных

полей, создаваемых полюсопереключаемой обмоткой находится в допустимых пределах.

Проведение экспериментальных исследований работы систем электро-приводов лифта и других механизмов показали, что новая система электропривода полностью удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к системам электроприводов таких механизмов в динамических режимах.

Результаты научных исследований, приведенные в данной книге могут быть использованы при создании новых двух-скоростных асинхронных машин для применения в качестве двигателей на приводе лифтов, подъемно - транспортных установок, насосов, дымососов, компрессоров и других механизмов, а также в качестве генераторов для ветровых установок и для отдельно стоящих гидростанций.

ИСПОЛЬЗОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. «Методы построения обмоток для многоскоростных электрических машин». Т.: Издательство «Fan va texnologiya», 2010, 170 с.
2. Бобожанов М.К. Электрические машины с полюсопереключаемыми обмотками, используемые в целях энерго – и ресурсосбережения. Дисс. докт. техн. наук. Ташкент, 2006. – 357 с.
3. Каримов Х.Г. Методы построения полюсопереключаемых обмоток для двигателей регулируемых электроприводов широкого применения// Узбекский журнал “Проблемы информатики и энергетики”.- Ташкент, 1992 - №4.с. 41-47.
4. Каримов. Х.Г., Тупогуз Ю.А. Формализация составления схем много-фазных совмещенных обмоток электрических машин.// Электричество. – Москва, 1985 - №8.- С. 51-53.
5. Каримов. Х.Г. Основы теории и разработка регулируемых бесконтактных электроприводов переменного тока широкой области применения: Дисс.. докт. техн. наук. – Ташкент, 1992. – 353с.
6. Каримов. Х.Г., Тупогуз Ю.А. Метод построения электрически совмещенных обмоток переменного тока // Электричество. – Москва, 1987.- №9 – С. 29-38.
7. Ismail K.S. A new graphical approach to three phase two speed induction motor winding design. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.13, №4, December 2003.
8. Бобожанов М.К. Электропривод лифтовых установок на основе двигателей с полюсопереключаемыми обмотками. Дисс. ...канд.техн. наук, Ташкент, 1994.-225 С.
9. Бобожанов М.К., Исаходжаева Д.Ш. Усовершенствование метода ДЗПФ. // Техника юлдузлари.- Ташкент, 2005, №4. С.44– 46.
10. Войтех А.А. Построение и анализ полюсопереключаемых обмоток асинхронных двигателей табличным методом//Техническая термодинамика, 1984.- №1- С. 69-75.
11. Войтех А.А.Табличный метод построения совмещенных и полюсопереключаемых обмоток асинхронных машин// Техническая термодинамика. - 1979.- №2- С. 58-64.
12. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Мамарасулова Т.С., Рафикова Г.Р..Применение таблиц сопряжения фаз для построения

полюсопереключаемых обмоток. // Вестник ТашГТУ – Ташкент, 2005 - №4 - С.43 –46.

13. Karimov Kh.G.,Bobojanov M.K.,Rismukhamedov D.A.Improved two speeds motors for the Energy saving and Automation Problems. World Conference on Intelligent Systems for Industrial Automation (WCIS 2000, Germany, Uzbekistan), 2000 – С. 361-364.

14. Бобожанов М.К. Создание энергосберегающего электропривода для насосных установок// Научно-технический журнал ФерПИ.- Фергана, 2003- №1- С.50-54.

15. Бобожанов М.К., Умаров Х.С. Экономия электроэнергии на насосной станции // Техника юлдузлари. - Ташкент, 2002. - №4 – С. 58- 62.

16. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Рациональное использование электроэнергии и водных ресурсов на насосных станциях// Сб. науч. статей международной научной конференции «Инновация–2003»-Ташкент, 2003,- С.115-118.

17. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Вопросы энергосбережения на насосных и вентиляторных установках. Высокие технологии и развитие высшего технического образования в ХХІ веке. Тезисы докладов второй международной научно-технической конференции, 27-28 апреля 2004.- Ташкент, 2004 - С.273-275.

18. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Задача энерго- и ресурсосбережения путем рационального использования электроприводов на основе полюсопереключаемых двухскоростных двигателей//Вестник ТашГТУ. - Ташкент,2003. - №1- С.55– 59.

19. Бобожанов М.К., Садыкова М.Ш. Энергосберегающий электропривод на основе полюсопереключаемого асинхронного двигателя // Техника юлдузлари - Ташкент, 2006. - №1- С.53-54.

20. Закабулин А.В. Совершенствование управления режимами работы асинхронных полюсопереключаемых двигателей сельскохозяйственных механизмов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.– М., 2002. – 28 с.

21. Бобожанов М.К. Задача оптимизации функционирования энергосберегающего электропривода для насосных станций // Научно-техническая конференция, посвященная 50-летию Ташкентского университета информационных технологий «Жамиятнинг хозирги замон тараққиётида телекоммуникация ва

ахборот технологияларининг роли ва аҳамияти», Тошкент, 27-30 сентябрь, 2005. – Ташкент, 2005.- том II. -С. 48-51.

22. Бобожанов М.К., Каримов Х.Г., Рисмухамедов Д.А. Создание энерго- и ресурсосберегающих электроприводов на основе полюсопереключаемых двигателей // Вестник ТашГТУ. - Ташкент, 2005.- Специальный выпуск. – С. 219 – 221.

23. Бобожанов М.К. Экспериментальные исследования работы энергосберегающего электропривода // Вестник ТашГТУ.- Ташкент, 2004- №2 – С.81- 86.

24. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Энергосберегающие электрические машины с полюсо-переключаемыми обмотками. Сборник научных трудов XXXIX Международной научно-практической конференции «Повышение эффективности электрического хозяйства потребителей в условиях ресурсных ограничений», 16 – 20 ноября 2009 г., Москва.

25. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Методика построения и анализ электромагнитных свойств полюсопереключаемой обмотки // Вестник ТашГТУ. – Ташкент, 2004.- №3 - С.71-78.

26. Бобожанов М.К. Полюсопереключаемая обмотка с улучшенными электромагнитными свойствами для двухскоростных двигателей// Доклады Академии наук Республики Узбекистан. - Ташкент, 2006.- №1- С. 6-10.

27. Рисмухамедов Д.А. Полюсопереключаемые асинхронные двигатели для турбомеханизмов Дисс. ...канд.техн. наук, Ташкент, 2006.-225 С.

28. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Новые полюсопереключаемые обмотки для асинхронных двигателей механизмов с напряженным режимом работы // Электричество - Москва, 1996.- №1- С. 27-32.

29. Karimov Kh.G., Bobojanov M.K. New design of pole-changing windings for induction motors for intense operating conditions // Electrical technology, 1996, (United Kingdom) -№1.- P. 19-28.

30. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Полюсопереключаемые обмотки с соотношением частот вращения 1:4 // Известия ВУЗов (серия “Технические науки)- Ташкент, 1998.- №1-4. - С. 58-63.

31. Бобожанов М.К. Высокоэффективный полюсопереключаемый двухскоростной лифтовый двигатель //Проблемы информатики и энергетики.- Ташкент, 2005 - № 4-5. - С. 35-40.

32. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Developing and testing of two speed pole-changing lift motor. Журнал «Проблемы энерго- и ресурсосбережения», №1-2, 2009, с.31-39.
33. А.с.№ 1309201. Полюсопереключаемая трехфазная обмотка/ Ванурин В.Н. Опубл. в БИ 19, 1988.
34. Bobojanov M., Bolte E. Polumschaltbare Asynchronmotoren : neue Perspektiven."UNIFORSCHUNG". Forschungsmagazin der Universitaet der Bundeswehr Hamburg. 12. Jahrgang. 2002. Seite 2-7.
35. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. Пер. с англ./ Под ред. Э.Г. Каганова – М. Энергия, 1981.
36. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Пер. с нем.- М. Энергия, 1968
37. Bruns M. Polumschaltbare Kurzschlussläufer mit PAM Wicklung. Technische Universität Hannover, Institut für Elektrische Maschinen. 1979.
38. Oberretl, K.: Das zweidimensionale Luftspaltfeld einer Drehstromwicklung mit offenen Nuten. Archiv fuer Elektrotechnik 53 (1970), S.371-381.
39. Kolbe J.: Zur numerischen Berechnung und analytischen Nachbildung des Luftspaltfeldes von Drehstrommaschinen. Hamburg, 1983.
40. Одилов Г. Дифференциальное рассеяние обмотки якоря явнополюсной синхронной машины // Электричество.- Москва, 2002. - № 9 - С.66-69.
41. Одилов Г. Решение краевой задачи для уравнения электромагнитного поля катушки якоря электрической машины переменного тока // Проблемы информатики и энергетики – Ташкент, 1992. - №5-6 - С.49-54
42. Одилов Г. Метод расчета главной и дифференциального рассеяния индуктивностей обмотки якоря электрической машины переменного тока // Проблемы информатики и энергетики – Ташкент, 1993. - №5.- С.43-48.
43. Bolte E. Theorie des Kaefiglaeufermotors unter Berücksichtigung des zweidimensionalen Feldes im Luftspalt und in den Nuten und aller Ankerrückwirkungen. Archiv fuer Elektrotechnik 68 (1985) 433 -441.
44. Bolte, E. and Gerling, D.: Design of Induction Motor Variable-Speed Drives Based on a Two Dimensional Analytical Analysis of the Magnetic Field in the Air- Gap and the Slots. New Trends in Modelling

and Control of Electrical Machines. North Holland, Amsterdam, New York, Oxford, Tokyo, 1991.

45. Bolte E.: Analysis of Transient Performance of Squirrel Cage Induction Motors with Frequency Inverter Supply Taking into Account Two-Dimensional Field Distribution and Current Displacement in the Rotor Bars. International Conference on Electrical Machines 2000, Helsinki, Finland.

46. Bolte E.: Transient current distribution in a cylindrical solid conductor placed in a semiclosed slot. Research Journal "Electrical Engineering", Volume 85, Number 1, February 2003.

47. Болте Э., Бобожанов М.К. Анализ асинхронного короткозамкнутого двигателя с учетом двухмерного распределения поля // Электрика. - Москва, 2006. - № 9. - С.14-22.

48. Иванов-Смоленский А.В., Мартинов В.А. Расчет обмоточных коэффициентов симметричных многофазных обмоток переменного тока // Электричество - Москва, 1982.- №1- С. 69-72.

49. Иванов – Смоленский А.В., Мартынов В.А. Автоматизация составления схем симметричных многофазных обмоток переменного тока // Электротехника.- Москва, 1980.- №8.- С. 1-5.

50. Кузнецов А.В. Многоскоростные асинхронные двигатели. Структурный синтез, проектирование и технологичность полюсопереключаемых обмоток. Дисс. канд.техн.наук. – Одесса – 1988, 201с.

51. Шапиро Л. Я., Лохматов А. П. Коэффициент дифференциального рассеяния специальных обмоток электрических машин переменного тока//Труды МЭИ. 1979, Вып.110, с. 46-50.

52. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Использование теории двухмерного распределения поля для анализа свойств полюсопереключаемых обмоток // Энергия ва ресурс тежаш муаммолари.- Ташкент, 2005.- №4.- С.20-31.

53. Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская Е.А. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник/А. 90. М.: Энергоиздат, 1982. 504 с.

54. Бобожанов М.К. Проектирование двухскоростных двигателей с одной полюсопереключаемой обмоткой // Электрика - Москва, 2004.- №11.С.12-19.

55. Karl Vogt. Berechnung elektrischer Maschinen. Weinheim, New York, Basel Cambridge, Tokio : VCH, 1996.

56. Медведко Ю.А. Тихоходный многоскоростной электропривод вентиляторов для телятников с родильным отделением. Дисс. канд. техн. наук., зерноград, 1987. 195 с.

57. А.с. №1730711 (СССР). Полюсопереключаемая трехфазная двухслойная обмотка на $q/4q$ пар полюсов./ Х.Г.Каримов, М.К.Бобожанов.-Опубл.в БИ 1992, №16.

58. Патент Российской Федерации №1836784. Полюсопереключаемая трехфазная обмотка на $q/4q$ пар полюсов./ Х.Г.Каримов, М.К.Бобожанов; Л.И.Рябокоть, В.В.Безручко.-Опубл. в БИ 1993, №31.

59. Патент Российской Федерации №1836785. Трехфазная полюсопереключаемая обмотка на $q/4q$ пар полюсов./ Х.Г.Каримов, М.К.Бобожанов, В.А.Сырцов. - Опубл.в БИ 1993, №31.

60. Предварительный патент РУз № 6084. Полюсопереключаемая трехфазная обмотка / Х.Г. Каримов, М.К. Бобожанов, Д.А. Рисмухамедов. Опубл. в Б.И. 1999, № 4.

61. Каримов Х.Г., Бобожанов М.К., Рисмухамедов Д.А. Новые двухскоростные двигатели с одной обмоткой //Проблемы информатики и энергетики.Ташкент, 2001. - №1.- С.46-50.

62. Messprotokolle Schindler, 1997.

63. Бобожанов М.К. Экспериментальные исследования двухскоростного полюсопереключаемого двигателя с близким соотношением полюсов// Вестник ТашГТУ. - Ташкент, 2004. - №1.- С.78-84.

64. Бобожанов М.К.Высокоэффективная полюсопереключаемая асинхронная машина. Сб.научн. трудов седьмой научно-практической конференции “Передовые технологии и методы создания и эксплуатации авиакосмической техники”, Часть 3. - Ташкент, 2004. – С. 9-11.

65. Протоколы испытаний двухскоростного двигателя с ППО, фирма «Arcelik», “Gamak”, Стамбул, 2003.

66. Karimov Kh.G. , Bobojanov M.K. Two speeds induction motors with an improved design of pole - changing windings. Electromotion 1999, 3rd International Symposium, Patras, Greece, N1, 1999, P. 35-38.

67. Бобожанов М.К. Экспериментальные исследования двухскоростного двигателя с полюсопереключаемой обмоткой // Вестник ТашГТУ- Ташкент, 2002. - №4.- С. 49 – 52.

68. Бобожанов М.К. Исследование магнитного поля полюсо-переключаемого двигателя // Вестник ТашГТУ. – Ташкент, 2006.- № 3. С. 53-56.

69. Karimov Kh.G., Bobojanov M.K. Energy- and resource saving by means of two- speed pole- change asynchronous machines. The opportunities for application of Information technologies for development of education and economic growth, 1st Seminar among KALM,TSTU and Ustoz, July 3-5, 2003, Tashkent, P. 170-171.

70. S.DIEWS, Kh.Karimov, M.Bobojanov. Effects of applying motors with polechanging windings in a thermal power plant // Энергия ва ресурс тежаш муаммолари. – Ташкент, 2006. - №2. - С. 74 - 76.

71.Каримов Х.Г., Бобожанов М.К. Высокоэффективная двух-скоростная асинхронная машина с полюсопереключаемой обмоткой // Сб. научн. Трудов международного симпозиума «Создание информационной сети Темпус по энергетике для Центральной Азии». - Ташкент,2004. – С.9-11.

72. W.Nürnberg, R.Hanitsch. Die Prüfung elektrischer Maschinen.- 7. Auflage. Berlin Heidelberg, 2001,S.346.

73. Ibrahim Khalil. Theoretische und experimentelle Untersuchungen an Asyn- chronmaschinen mit Sonderwicklungen und Massivläufer. Dissertation zur Verleihung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur.Berlin,1982.

74. Garsten Fräger. Neuartige Kaskadenmaschine für buerstenlose Drehzahl-stellantriebe mit geringem Stromrichteraufwand.Forschr.-Ber.VDI Reihe 21 Nr:189, Düsseldorf:VDI-Verlag 1995.

75. Stephan Rust. Einfluss synchroner Oberwellenmomente auf das Anlauf-verhalten von Asynchronmotoren mit Käfigläufer. Von der Fakultät für Maschinenwesen der Universität Hannover zur Erlangung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur genehmigte Dissertation, 1994.

76. Аллаев К.Р. Режимы электрических систем с асинхронными турбогенераторами.- Ташкент :Фан ва технологиялар маркази босмахонаси, 2005. - 286 с.

77. Бобожанов М.К. Экспериментальные исследования нового двухскоростного асинхронного генератора с ППО для ветровых установок// НТЖФерПИ - Фергана, 2004. - №2.- С.79-84.

78. Бобожанов М.К. Новые асинхронные генераторы для ветровых установок. Высокие технологии и развитие высшего технического образования в XXI веке. Тез. докл. второй

международной научно-технической конф. 27-28 апреля. - Ташкент, 2004.- С.255-256.

79. Бобожанов М.К., Хакан Ходжа огли. Асинхронный полюсопереключаемый генератор для ветровых установок // Энергия ва ресурс тежаш муаммолари. Ташкент, 2005. - №2-3.- С.10-15.

80. Бобожанов М.К. Разработка и исследование новых асинхронных генераторов для ветровых установок // Сб. науч. статей международной научно - практической конференции “Инновация 2004”- Ташкент, 2004. - С.34-36.

81. Бобожанов М.К. Полюсопереключаемый асинхронный генератор для ветровых установок // Электрика. – Москва, 2005 - №8 - С.35-36.

82. Бобожанов М.К. Решение проблемы энерго- и ресурсосбережения путем использования новой системы электропривода // Труды международной конференции «Инженерное образование и наука в XXI веке», Том 3.- Алматы, 2004. - С. 30-33.

БОБОЖАНОВ МАХСУД КАЛАНДАРОВИЧ

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С
ПОЛЮСОПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ
ОБМОТКАМИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ЦЕЛЯХ
ЭНЕРГО- И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ**

(Монография)

**Подписано в печать 04.11.2011. Формат 60x84 ¹/₁₆.
Гарнитура «Times Uz». Офсетная печать.
Печ.л. 11,25. Тираж 100. Заказ № 202.**

**Отпечатано в типографии
«Fan va texnologiyalar Markazining boshqaruvchisi».
100066, г. Ташкент, ул. Алмазар, 171.**