

**Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования  
Национальный исследовательский Томский политехнический  
университет**

**На правах рукописи**

**ПАЮК ЛЮБОВЬ АНАТОЛЬЕВНА**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИИ МАШИНЫ  
ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ  
ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА  
КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ**

**Диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук**

**Специальность: 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и  
системы»**

**Научный руководитель:  
доктор технических наук, доцент  
Аристов Анатолий Владимирович**

**Томск – 2012**

## СОДЕРЖАНИЕ

|                                                                                                                                        |       |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| ВВЕДЕНИЕ                                                                                                                               | 4 с.  |
| I. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ<br>ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ С МАШИНОЙ<br>ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ               | 11 с. |
| 1.1. Области применения и технические требования, предъявляемые к<br>электроприводам колебательного движения                           | 11 с. |
| 1.2. Анализ способов возбуждения колебательных режимов работы в<br>электрических машинах переменного тока                              | 18 с. |
| 1.3. Перспективы использования машины двойного питания в режиме<br>периодического движения                                             | 25 с. |
| 1.4. Динамические показатели электропривода переменного тока                                                                           | 31 с. |
| 1.5. Выводы по разделу                                                                                                                 | 34 с. |
| II. ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ОБЩЕЙ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ<br>ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ КОЛЕБАТЕЛЬНОМ ДВИЖЕНИИ                                  | 35 с. |
| 2.1. Математическое описание электродвигателя колебательного движения                                                                  | 35 с. |
| 2.2. Связь параметров машины двойного питания с геометрическими<br>размерами исполнительного двигателя                                 | 43 с. |
| 2.2.1. Влияние частоты колебаний ротора двигателя на динамические<br>показатели электропривода колебательного движения                 | 53 с. |
| 2.3. Связь динамических показателей исполнительного двигателя с<br>геометрическими размерами электрической машины                      | 54 с. |
| 2.4. Анализ динамических показателей электродвигателя колебательного<br>движения                                                       | 59 с. |
| 2.4.1 Анализ влияния геометрических размеров электрической машины на<br>динамические показатели электропривода колебательного движения | 71 с. |
| 2.5. Выводы по разделу                                                                                                                 | 80 с. |
| III. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ<br>КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ                                                          | 81 с. |

|                                                                                                                                                              |        |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------|
| 3.1. Математическая модель электродвигателя колебательного движения при потенциальном и токовом питании                                                      | 81 с.  |
| 3.2. Анализ влияния геометрических размеров электрической машины на динамические характеристики электропривода колебательного движения при фазовой модуляции | 90 с.  |
| 3.3. Оптимизация параметров электрической машины двойного питания для обеспечения заданных динамических показателей                                          | 102 с. |
| 3.4. Выводы по разделу                                                                                                                                       | 114 с. |
| IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ                                             | 115 с. |
| 4.1. Описание экспериментальной установки и методики исследования                                                                                            | 115 с. |
| 4.2. Результаты экспериментального исследования и их анализ                                                                                                  | 120 с. |
| 4.3. Результаты практического внедрения и их анализ                                                                                                          | 127 с. |
| 4.4. Выводы по разделу                                                                                                                                       | 133 с. |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ                                                                                                                                                   | 134 с. |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ                                                                                                                                            | 137 с. |
| ПРИЛОЖЕНИЕ                                                                                                                                                   | 148 с. |

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** Безредукторный электропривод колебательного движения (ЭКД) переменного тока, в состав которого входит машина двойного питания (МДП), всё чаще и чаще применяется в современной промышленности.

К областям использования электропривода колебательного движения с машиной двойного питания относятся: вибровозбудители для транспортировки, сортировки и перемешивания готового сырья при производстве пластмасс; валогенераторные и гребные установки автономных судов; электроприводы с глубоким регулированием скорости, высокой перегрузочной способностью и обеспечением тяжелого пуска из стопорного режима, а так же колонковые электромеханические буровые снаряды с возвратно-вращательным движением коронки на базе погружного маслонаполненного асинхронного двигателя [1, 19, 25, 26, 72].

Вопросами разработки данного типа электрических машин занимаются ведущие организации и научные коллективы: НИИэлектроприводов, МЭИ, ВНИИЭ, НИИ ГП "ХЭМЗ", ИТЦ «ЛаборКомплексСервис», и за рубежом фирмы «Siemens AG», «AEG», «Brown Boveri», «Mizubisi», «Toshiba», а компанией «Matsushita Electric Industrial Co» уже начат серийный выпуск бесконтактных асинхронизированных двигателей.

Общим вопросам теории машины двойного питания (МДП) посвящен ряд публикаций, как отечественных [4, 18, 25, 33, 53, 54], так и зарубежных авторов [58, 64, 67, 70, 71]. Огромный научный вклад в развитие этого направления, в плане создания современной теории МДП и основ их практического использования внесены Касьяновым В. Т., Загорским А. Е., Abdessemed, R. , R., Huang S., J. Shun, Xie G., Scian Ilario, Dorrell David G., Holik Piotr J. и многими другими российскими и зарубежными учеными [24, 30, 82, 85, 87]. Следует отметить работы Г. Б. Онищенко и И.Л. Локтевой, которые разработали методику расчета и проектирования МДП, при работе

ее в режиме однонаправленного движения [40], а также работы В. И. Луковникова, А. В. Аристова, Е. А. Шутова, С. А. Ткалича по исследованию колебательных режимов работы электродвигателей переменного тока [9–11, 30, 31, 58–60].

Не смотря на это, ряд теоретических и практических вопросов остаются до сих пор недостаточно изученными. Так, фактически не рассмотрены вопросы влияния геометрии машины двойного питания на статические и динамические характеристики электропривода колебательного движения при линейной фазовой модуляции, что существенно снижает его внедрение в производство.

Таким образом, теоретические исследования влияния геометрии машины двойного питания на динамические свойства безредукторного электропривода колебательного движения, а также вопросы проектирования его являются актуальной задачей и имеют практическую ценность.

**Объектом исследования** является безредукторный электропривод колебательного движения, выполненный на базе машины двойного питания

**Предметом исследования** являются динамические показатели электропривода колебательного движения при амплитудно-фазовой модуляции питающих напряжений или токов.

**Цель работы** состоит в исследовании влияния геометрических размеров электрической машины двойного питания на динамические показатели электропривода колебательного движения и разработка на ее основе научно-обоснованных рекомендаций по их проектированию, настройке и промышленному применению.

Для достижения указанной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Рассмотреть основные особенности и тенденции развития колебательных электроприводов с машиной двойного питания.
2. Провести анализ оценки динамических показателей электропривода колебательного движения.

3. Установить аналитическую взаимосвязь между геометрическими размерами машины двойного питания и её динамическими характеристиками.

4. Реализовать математические модели электропривода колебательного движения для исследования его динамических показателей.

5. Разработать методику оптимизации геометрических размеров исполнительного двигателя для анализа и синтеза по заданным динамическим показателям.

6. Разработать рекомендации по проектированию и эксплуатации ЭКД с улучшенными динамическими показателями.

7. Провести экспериментальные исследования с целью проверки адекватности математического описания ЭКД.

**Методы исследования.** В диссертационной работе применены: положения математической теории электрических машин, численные методы решения дифференциальных уравнений, математическое моделирование и программирование в средах MathCAD-14, Matlab-2007. Проверка результатов теоретических исследований осуществлялась экспериментальными методами.

**Достоверность полученных результатов.** Обоснованность и достоверность научных выводов и результатов базируется на строгом использовании математического аппарата теории электрических машин, подтверждается моделированием на основе современных программных продуктов, качественным и количественным соответствием данных соответствием данных проведённых исследований.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

1. Установлена аналитическая зависимость геометрических размеров электрического двигателя и параметров электрической машины двойного питания при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы.

2. Определена аналитическая зависимость динамических показателей электропривода колебательного движения с геометрическими размерами

электрического двигателя, включенного по схеме машины двойного питания, с учётом параметров источников питания и нагрузки.

3. Разработаны математические модели электроприводов периодического движения с учетом несимметрии параметров обмоток двигателя, вызванной разночастотным возмущением, позволяющие исследовать динамические и кинематические характеристики с учетом геометрии машины двойного питания при потенциальной и токовой фазовой модуляциях.

4. Разработана методика определения геометрических параметров электродвигателя колебательного движения, обеспечивающая минимум динамических показателей при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы.

#### **Практическая ценность работы:**

1. Разработана программа расчета позволяющая определять статические и динамические характеристики электропривода колебательного движения, выполненного на базе асинхронного двигателя или машины двойного питания при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы.

2. Найдено решение, защищенное патентом РФ на полезную модель «Электропривод колебательного движения», позволяющее расширить эксплуатационные возможности электропривода колебательного движения, работающего в режиме источника колебательного усилия путем улучшения качества воспроизводимых колебаний за счет устранения высокочастотных пульсаций в выходном спектре электромагнитного усилия.

3. Предложены практические рекомендации по оптимизации геометрических размеров машины двойного питания в составе электропривода колебательного движения с целью обеспечения требуемых динамических показателей.

#### **Реализация результатов работы.**

Основные результаты теоретических и экспериментальных исследований, а также выработанные рекомендации по проектированию электроприводов колебательного движения с машиной двойного питания переданы для внедрения на ООО «Сибирская метанольная химическая компания» г. Томск, подразделение ОАО «Газпром», а так же в учебный процесс, для подготовки студентов Энергетического института Национального исследовательского Томского политехнического университета по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника» по дисциплине «Имитационное моделирование электромеханических систем».

Подтверждением реализации результатов диссертационной работы является наличие актов о внедрении.

#### **Основные защищаемые положения:**

1. Методика расчёта параметров электрической машины двойного питания в зависимости от её геометрических размеров.
2. Методика расчета динамических показателей электропривода колебательного движения с учетом геометрии машины двойного питания и способа возбуждения колебательного режима работы.
3. Методика оптимизации геометрии исполнительного двигателя ЭКД по заданным динамическим показателям при работе его в режиме вынужденных колебаний.
4. Рекомендации на основе численных результатов моделирования по проектированию, разработке и применению машины двойного питания в составе ЭКД с требуемыми динамическими показателями.

**Апробация работы.** Основные положения и результаты работы обсуждались на следующих конференциях: X Юбилейной международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные техника и технологии», г. Томск, 2004–2011 гг.; международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», г. Томск, 2009 г, 2011 г; всероссийской научной

конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Наука, технологии и инновации», г. Новосибирск, 2011 г.

**Публикации.** Результаты выполненных исследований отражены в 12 научных работах, в том числе: 4 статьях в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, 1 патенте РФ на полезную модель.

**Структура диссертационной работы.** Диссертационная работа состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы и приложения. Общий объём работы составляет 148 страницы машинописного текста, включая 60 рисунков, 9 таблиц, список использованной литературы из 102 наименований и 2 приложений на 5 страницах.

**В первой главе** проведён анализ области исследования, рассмотрены основные тенденции развития ЭКД, в том числе с машиной двойного питания, обоснованы перспективы применения её в безредукторном электроприводе колебательного движения, определены основные динамические показатели, характеризующие качество переходного процесса.

Приведенный обзор позволяет заключить, что перспективными с точки зрения обеспечения высоких динамических и энергетических показателей являются колебательные электроприводы переменного тока на базе АД и МДП при разночастотном питании. Такие ЭКД характеризуются простотой, хорошей управляемостью и позволяют регулировать выходные параметры колебаний в широких пределах.

**Во второй главе** было составлено математическое описание МДП, как обобщенного электромеханического преобразователя энергии, работающего в режиме вынужденных колебаний. Были получены аналитические зависимости, устанавливающие взаимосвязь между параметрами электрической машины и ее геометрическими размерами для фазового способа возбуждения колебательного режима работы. Полученные выражения позволили определить при заторможенном вторичном элементе двигателя значения пусковых токов обмоток и пускового колебательного электромагнитного момента. На основании их анализа было установлено, что

наибольшее влияние на значения ударных токов обмоток статора и ротора МДП, а также колебательного электромагнитного момента оказывают выбор размеров внутреннего диаметра расточки статора  $D$  и сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора  $q_{\text{эф1}}$  и ротора  $q_{\text{эф2}}$ . Полученные результаты исследований позволяют на этапе структурного проектирования провести оптимизацию геометрии МДП по требуемым динамическим показателям.

На основании анализа свободных составляющих токов и момента были определены условия и рекомендации по обеспечению безударного пуска машины двойного питания при запуске в колебательный режим за счет выбора начальных фаз питающих напряжений.

**В третьей главе** на разработанной математической модели были проведены исследования работы ЭКД.

Подтверждено влияние частоты колебаний ротора на параметры МДП и динамические показатели электропривода. Составлен алгоритм, который позволяет определить оптимальные геометрические размеры исполнительного двигателя ЭКД с обеспечением заданных динамических показателей. Приведены статические характеристики ЭКД.

**В четвёртой главе** приведены экспериментальные исследования оптимизации геометрии МДП при заданных динамических показателях. Результаты исследований, полученных экспериментальным путём, подтверждают результаты, полученные на математической модели ЭКД и при помощи аналитических выражений.

Экспериментально подтверждена возможность использования алгоритма оптимизации геометрии ЭМ при заданных динамических показателях.

# **I. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ С МАШИНОЙ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ**

Современный электропривод колебательного движения (ЭКД) – это регулируемый электропривод переменного тока, который может быть как редукторным, так и безредукторным.

Безредукторный электропривод колебательного движения достаточно широко применяется в различных областях промышленности и имеет ряд преимуществ, таких как более высокая точность закона движения подвижного элемента исполнительного двигателя, плавность управления и меньшие массогабаритные показатели, что достигается за счет отсутствия дополнительных механических звеньев преобразования движения. С развитием тенденции увеличения выходной мощности на нагрузке все чаще в электроприводах такого типа применяют в качестве приводного двигателя – машину двойного питания. Под машиной двойного питания (МДП) понимают – полностью управляемую электрическую машину, в которой подводимые к индукционной машине напряжения не имеют ограничений по своим параметрам [37], или, согласно ГОСТ 27471-87, ее рассматривают как асинхронную машину с фазным ротором, у которой обмотки статора и ротора присоединяются к одному или разным источникам переменного тока.

## **1.1. Области применения и технические требования, предъявляемые к электроприводам колебательного движения**

Первые попытки возбуждения и использования колебательных режимов работы электродвигателей вращательного и поступательного движения были сделаны более 70 лет назад [53, 93].

Колебательное движение рабочего органа находит самое широкое применение в разнообразных и многочисленных технологических процессах.

Достаточно назвать такие крупные области: как машиностроение, строительство, химическая промышленность, нефтегазовая отрасль (электрическое бурение), горная промышленность, сельское хозяйство, техника измерения, контроля и управления, где требуются регулируемые по форме, амплитуде, частоте и фазе механические одно-, двух- или трехкоординатные крутильные или линейные колебания [1, 2, 3, 21, 37].

В таблице 1.1 представлены области применения электродвигателей колебательного движения и граничные технические требования, предъявляемые к ним. Так, в машиностроении в настоящее время механические колебания широко используются в технологических процессах при виброточении, виброфрезеровании, шлифовке, вибросварке, вибронапрессовке, литье в формы, перемешивании [60, 70, 76, 84]. Здесь в процессе работы требуются регулируемые по амплитуде и частоте как линейные, так и угловые колебания. Причем, с целью обеспечения требуемого качества обрабатываемых изделий (не ниже 3-5 класса), регулирование должно быть плавным, бесступенчатым. В ряде технологических операций необходимо обеспечение сдвига нейтрали колебаний или формирование траектории колебательного движения в виде круга, эллипса и т.д. [61]. Достаточно жесткие требования предъявляются в машиностроении к закону колебаний рабочего инструмента при виброобкатке или шлифовке, где используются гармонические колебания высокостабильные по амплитуде, частоте и фазе.

Особо следует выделить по своей уникальности виброперемешивание расплавов, требующие амплитуды колебаний до  $10^3$  [мм] при очень низкой частоте колебаний, достигающей  $10^{-2}$  [Гц] [1].

В строительстве колебательное движение используется: для прокладки кабелей, транспортировке, вибродроблении, при виброуплотнении грунта или бетона, при вибропрессовании керамического кирпича и грунтоблоков различных размеров, при возведении гидросооружений: причалов, пристаней

Области применения ЭКД и граничные требования, предъявляемые ими.

Таблица 1.1

| Отрасли производства                        | Вид колебаний | Частота, Гц                 | Амплитуда, м <sup>-3</sup> ; рад    | Ускорение, м/с <sup>2</sup> ; рад/с <sup>2</sup> | Масса, момент инерции, кг; Г·см/с <sup>2</sup> | Закон движения | Мощность привода кВт |
|---------------------------------------------|---------------|-----------------------------|-------------------------------------|--------------------------------------------------|------------------------------------------------|----------------|----------------------|
| Машиностроение                              | линейный      | $10^{-2} \div 10^4$         | $10^{-4} \div 10^3$                 | $0.5 \div 10^4$                                  | $0.1 \div 10^3$                                | Г, ГН, ГД      | 1-20                 |
|                                             | Угловой       | $0.1 \div 50$               | $10^{-2} \div 5$                    | $0.5 \div 10^3$                                  | $10^{-5} \div 10^{-3}$                         | Г, ГН          | 0,12-50              |
| Строительство                               | линейный      | $1 \div 10^3$               | $10^{-5} \div 3 \cdot 10^3$         | $10^{-3} \div 10^3$                              | $1 \div 10^2$                                  | ГП             | 0,4-100              |
|                                             | Угловой       | $1 \div 2 \cdot 10^4$       | $10^{-3} \div 3$                    | $2 \div 10^4$                                    | -                                              | ГП, ГН         | 0,6-11               |
| Горная<br>Промышленность                    | линейный      | $3 \div 150$                | $0.5 \div 40$                       | $2 \div 2 \cdot 10^3$                            | -                                              | -              | 0,03-50              |
|                                             | Угловой       | $15 \div 100$               | $0.1 \div 0.2$                      | $10 \div 300$                                    | $10^2 \div 10^4$                               | Г              | 1-50                 |
| Сельское хозяйство                          | линейный      | $3 \div 10$                 | $5 \div 25$                         | $2 \div 10^4$                                    | $10 \div 10^2$                                 | -              | 1-10                 |
|                                             | угловой       | $25 \div 1500$              | $0.1 \div 0.2$                      | $40 \div 400$                                    | -                                              | -              | 1-10                 |
| Химическая<br>Промышленность                | линейный      | $15 \div 100$               | $10 \div 90$                        | $4 \div 2 \cdot 10^3$                            | $0.1 \div 10^2$                                | -              | 0,1-5                |
|                                             | угловой       | $25 \div 100$               | $10^{-2} \div 2$                    | $5 \div 500$                                     | -                                              | -              | 1-1,5                |
| Текстильная<br>Промышленность               | линейный      | $2 \div 50$                 | $25 \div 600$                       | $10 \div 2.5 \cdot 10^4$                         | $2 \cdot 10^{-2} \div 10^{-1}$                 | ТР-Н           | 0,5-3                |
|                                             | угловой       | $0.1 \div 0.5$              | $2 \cdot 10^{-1} \div 3$            | $0.8 \div 15$                                    | $10^{-2} \div 10^{-3}$                         | ТР-Н           | 0,25-5               |
| Техника измерения,<br>контроля и управления | линейный      | $2 \cdot 10^{-6} \div 10^3$ | $2 \cdot 10^{-6} \div 3 \cdot 10^3$ | $2 \cdot 10^{-7} \div 4 \cdot 10^3$              | $10^{-2} \div 5 \cdot 10^{-1}$                 | Г, ТР          | 0,1-5,5              |
|                                             | угловой       | $10^{-2} \div 10^2$         | $10^{-4} \div 10^3$                 | $2 \cdot 10^{-5} \div 5 \cdot 10^4$              | $0.2 \cdot 10^{-4} \div 10^{-3}$               | Г              | 0,1-10               |
| Бытовая<br>техника, реклама                 | линейный      | $25 \div 100$               | $2 \div 20$                         | $50 \div 10^3$                                   | $0^{-2} \div 10^{-1}$                          | Г              | 0,5-4                |
|                                             | угловой       | $0.5 \div 5$                | $2 \cdot 10^{-2} \div 10^{-1}$      | $2 \cdot 10^{-2}$                                | $10^{-4} \div 10^{-2}$                         | Г, ТР          | 0.3-8                |
| Портативные<br>информационные<br>терминалы  | линейный      | $0.3 \div 300$              | $1.5 \cdot 10^{-3} \div 10^{-1}$    | $15 \div 10^2$                                   | $10^{-3} \div 10^{-1}$                         | Г              | 0,05-0,6             |
| Нефтегазовая отрасль                        | угловой       | 5 - 15                      | $2.5 \cdot 10^{-2} - 10^{-1}$       | $3.8 \div 2 \cdot 10^3$                          | $10^2 \div 10^3$                               | Г              | 1-15                 |

Г –гармонический, ГН –гарм. со сдвигом нейтралей, ТР- треугольный, ГП- гарм. пилообразный, ГД- гарм. двухкоординатный

различных сооружений для подъёма и спуска судов на верфях при их изготовлении и ремонте, опор мостов, укреплении берегов, котлованов, откосов и т.п. на берегах рек, морей, озёр и других водоёмов [95]. Как правило, здесь используются вибропогружатели (рис. 1.1), обеспечивающие линейные колебания с частотами  $1 \div 10^3$  [Гц], амплитудами  $10^{-5} \div 3 \cdot 10^3$  [мм], ускорениями  $10^{-3} \div 10^3$  [м/с<sup>2</sup>].



Рис. 1.1. Вибропогружатель

В вибротранспортировке используются полигармонические или двух частотные колебания. Для автоматизации операций подачи, перемещения, загрузки заготовок, деталей в рабочую зону различного технологического оборудования применяют линейные виброприводы (рис. 1.2), со скоростями подачи  $0,2 \div 1,5$  [м/мин] [93].

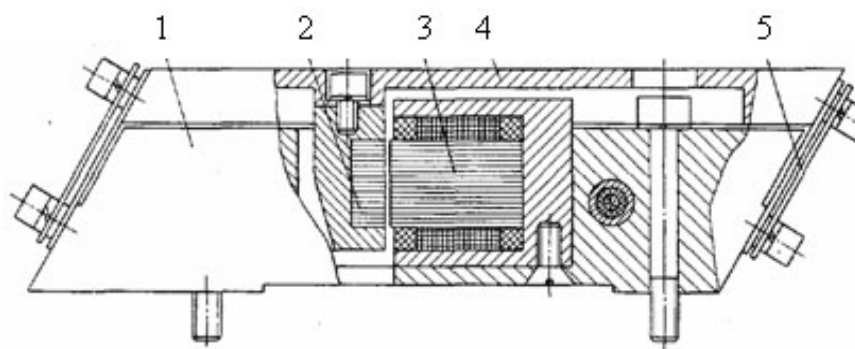


Рис. 1.2. Линейный вибропривод подачи: 1 – корпус; 2 – якорь электромагнита; 3 – электромагнит; 4 – платформа; 5 – рессора

Аналогичные требования к параметрам механических колебаний предъявляются в горной и химической промышленности для нанесения гальванических, химических и анодизационных покрытий, физико-химической обработке порошковых материалов и т.п., а также в сельском хозяйстве [92]. Диапазоны потребных частот, амплитуд и ускорений составляют для этих отраслей соответственно по линейным координатам:  $0,2 \div 150$  [Гц],  $0,5 \div 90$  [мм],  $2 \div 10^4$  м/с<sup>2</sup> и по угловым:  $1,5 \div 100$  [Гц],  $10^{-2} \div 2$  [рад],  $5 \div 500$  [рад/с<sup>2</sup>].

Колебания используются так же в: сельском хозяйстве, сейсморазведке, вибробурении, в устройствах отделения руды, для очистки бурового раствора от выбуренной породы при бурении нефтяных и газовых скважин (вибросепарация), при вибросортировке (вибросито рис. 1.3), в системах вибровспашки и уборки плодов, виброизмельчения и вибросушки.



Рис. 1.3. Анализатор для сухого отсева сыпучих материалов по крупности частиц в периодическом режиме

В качестве одной из крайних границ можно указать здесь на сейсморазведку, где при исследованиях кристаллической части земной коры и верхней мантии требуется амплитуда колебательного усилия порядка  $10^6$  [Н] [1].

В текстильной промышленности используются механические колебания по треугольному, трапецеидальному и некоторым другим специальным законам движения, например, для прокидки челнока в ткацких станках [52], или в механизмах раскладки нити при намотке ее на бобину [54]. Стабильность

амплитуды и положения нейтрали должны быть при этом не менее 3%, а точность воспроизведения закона движения не хуже 0,5%. Особо жесткие требования предъявляются к застою нитеводителя в крайних положениях при перемещениях его с нитью и намотке на бобину, что, как известно, приводит к быстрому износу механических нитераскладочных механизмов. Амплитуда колебаний прокладчика уточной нити ткацкого станка достигает в современном производстве порядка 3 м при частотах колебания от 2 до 5 [Гц], а при намотке  $80 \div 240$  [мм].

Амплитудно-частотная область, которую занимает испытательная техника её границы по линейным колебаниям составляют:  $0,1 \div 10^3$  [Гц],  $2 \cdot 10^{-6} \div 10^3$  [мкм],  $0,25 \div 800$  [м/с<sup>2</sup>] – и по угловым  $10^{-2} \div 10^2$  [Гц,  $2 \cdot 10^{-2}$ ]  $\div 2 \cdot 10^2$  [рад],  $10^{-1} \div 10^4$  [рад/с<sup>2</sup>]. Так, в калибровочных вибростендах, предназначенных для градуировки угловых акселерометров, необходимы высокостабильные угловые колебания синусоидальной и прямоугольной формы по ускорению с частотой  $0,01 \div 30$  Гц и амплитудами  $10^{-2} \div 10^2$  [рад] [90] со стабильностью по амплитуде не более 0,5%, частоте 0,1% и фазе 2%. Особое место занимают экспериментальные калибровочные вибростенды, работающие в инфранизком частотном диапазоне, порядка  $10^{-3}$  [Гц], или портативные калибровочные вибростенды для контроля, например, турбоагрегатов типа ВКЭ-1. В этих случаях предъявляются специфические требования не только к конструкции привода исполнительного механизма, но и к самой контрольно-измерительной аппаратуре. Законы колебаний, применяемые в испытательной технике при механических испытаниях различных приборов на усталость, вибропрочность, виброустойчивость или надежность на резонансных частотах, имеют самые различные формы: от синусоидальных до поличастотных [94] с одной или несколькими фиксированными значениями частоты, или с плавной разверткой ее в некотором диапазоне. В качестве примера, на рис. 1.4. представлена виброустановка для проверки качества бетонных оснований, фундаментов и

опор, которая имеет два рабочих положения вибратора: по вертикали и горизонтали и обеспечивает грузоподъемность виброустановки до 2,5 [кг].



Рис. 1.4. Виброустановка электродинамическая ВСВ-133

В системах измерения, контроля и управления требуются механические колебания самой различной формы с широким диапазоном регулирования по частоте и амплитуде. Например, в оптоэлектрических устройствах различного назначения, предназначенных для оптоэлектрического сканирования и модуляции оптического излучения, применяются синусоидальные, треугольные и поличастотные законы колебаний с частотами  $1 \div 10^{-3}$  [Гц] и амплитудами  $10 \div 5 \cdot 10^2$  [мм] [97].

В некоторых сканирующих устройствах, а также в лазерных системах управления движением луча, нашли применение двух координатные механические колебания с различными периодическими законами. В большинстве случаев, точность поддержания амплитуды и положения нейтрали колебаний должна составлять не менее 1%, а частоты 0.5%.

В портативных информационных терминалах (сотовые телефоны) так же применяются виброприводы, линейного типа, границы колебаний составляют: по частоте  $0.3 \div 300$  [Гц], по амплитуде –  $1.5 \cdot 10^{-3} \div 10^{-1}$  [мкм]. Его конструкция достаточно проста и имеет следующие составляющие: постоянный магнит, статор с обмоткой, основу на которой смонтирован статор, корпус и контакты подключения обмоток [85].

Критический анализ механических колебаний в различных областях промышленности, показал, что необходимо создавать универсальные колебательные электропривода, в которых регулируются по форме, амплитуде, фазе и частоте механические колебания: по линейным координатам –  $10^{-3} \div 2 \cdot 10^4$  [Гц];  $10^{-6} \div 3 \cdot 10^3$  [мм];  $2 \cdot 10^{-7} \div 10^4$  [м/с];  $10^{-1} \div 10^5$  [Н], по угловым координатам –  $10^{-2} \div 4 \cdot 10^2$  [Гц];  $2 \cdot 10^{-5} \div 2 \cdot 10^3$  [рад];  $2 \cdot 10^{-2} \div 5 \cdot 10^4$  [рад/с];  $10^{-3} \div 10^4$  [Н·м] – и их стабилизацию с предельной точностью до 0,5% по амплитуде, 0.1% по частоте и  $2^\circ$  по фазе.

## **1.2. Принципы построения электроприводов колебательного движения**

Все большее распространение приобретают безредукторные колебательные электропривода (ЭКД), построенные на базе практически всех типов серийно выпускаемых электрических машин: асинхронных, двигателей постоянного тока, синхронных, шаговых электродвигателей, работающих непосредственно в режиме периодического движения [1, 32, 33, 37]. Это обусловлено, в первую очередь, рядом таких преимуществ, как: исключение потерь энергии в дополнительных механических звеньях преобразования движения, снижение мощности управления и повышения надежности всей системы в целом. Кроме того, простота и удобство сопряжения электрических машин с электронными узлами управления, возможность плавно и на ходу регулировать параметры механических колебаний при обеспечении высокой равномерности движения, широкий диапазон воспроизведения колебаний по частоте, амплитуде и форме – все это предопределяет бурное развитие и широкое применение ЭКД на их основе. При этом, низкочастотный безредукторный электропривод может использоваться как управляемый источник колебательного перемещения или усилия [18].

На рис. 1.5. представлена классификация электроприводов с электродвигателями переменного и постоянного тока, работающими в колебательных режимах без механических преобразователей движения. Классификация составлена по результатам анализа известных принципов построения и способов практической реализации электроприводов колебательного движения [14, 23, 29, 38, 41, 61, 84].

Согласно ей ЭКД подразделяются на замкнутые и разомкнутые. В ЭКД замкнутого типа используются либо автоколебания, возникающие в нелинейных системах, либо слежение за периодическим задающим сигналом. Автоколебательные приводы, например, с последовательно соединенными генератором и двигателем постоянного тока легко реализуются на серийных электрических машинах, но не могут обеспечить широких диапазонов регулирования параметров режима колебаний. Создаваемые ими колебания являются квазисинусоидальными и не регулируются по форме. Введение обратных связей в замкнутых ЭКД позволяют наиболее полно решить задачу формирования периодических законов движения подвижного элемента двигателя, а также поддержания энергетически выгодных режимов работы электромеханического преобразователя энергии [9, 10, 12, 13]. Подобные приводы обеспечивают достаточно широкий диапазон плавного регулирования колебания выходного вала (штока), но необходимость иметь хорошо управляемое широкодиапазонное задающее устройство периодических сигналов заданной формы, а также датчик обратной связи, сильно усложняет их.

Применение следящего колебательного привода с точки зрения конструктивного исполнения является в общем случае достаточно трудной технической задачей. В результате сложность в изготовлении, настройке, эксплуатации и увеличенная мощность управления следящих ЭКД бывают не всегда экономически оправданы.

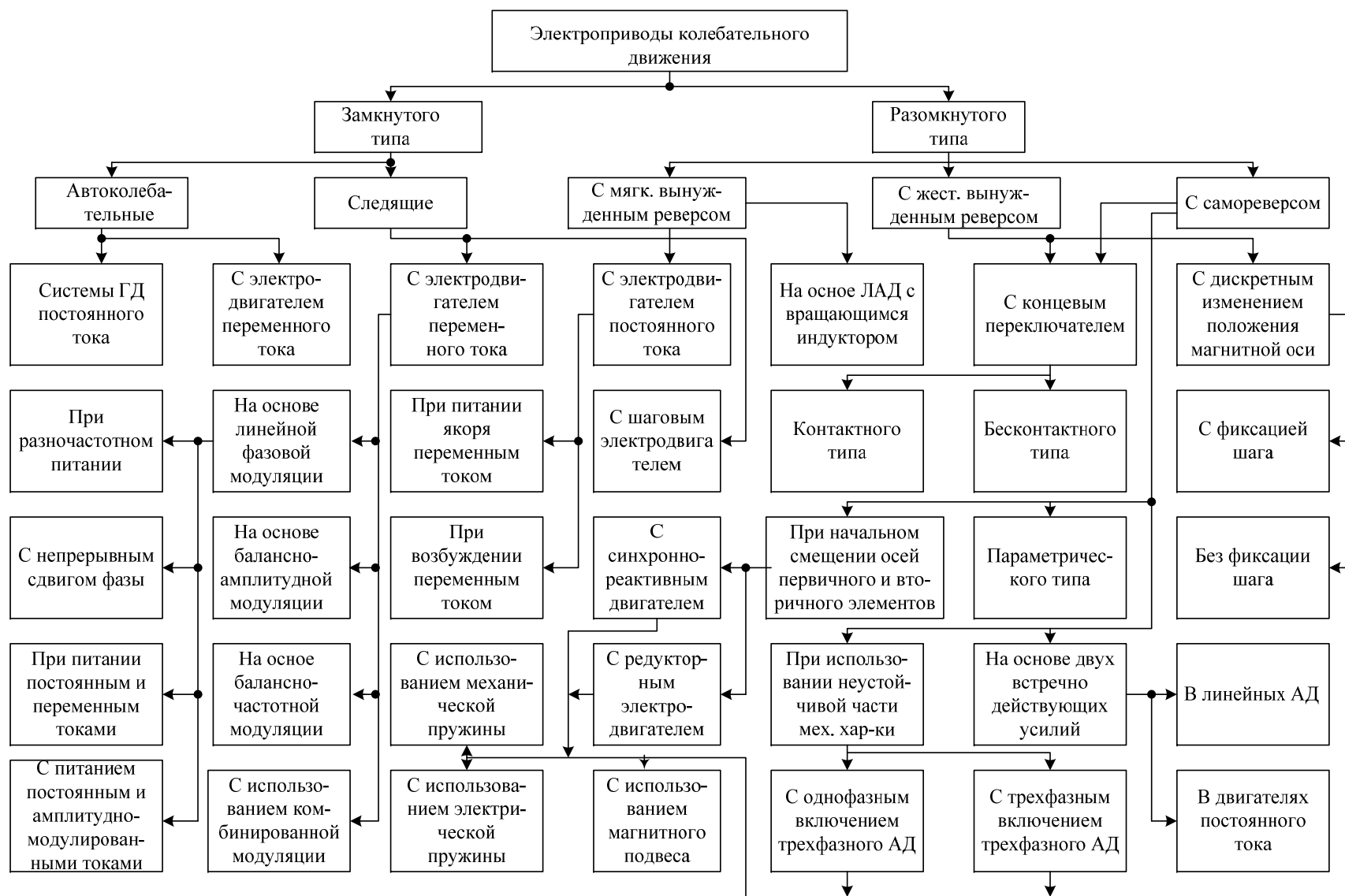


Рис. 1.5. Классификация электроприводов колебательного движения

Наиболее просты, с точки зрения реализации, системы разомкнутого типа. Для таких приводов характерна сравнительно малая мощность управления при более широком диапазоне регулирования параметров колебания. Они могут быть построены или с вынужденным периодическим реверсом электромагнитного усилия, путем специального питания электродвигателей, или с самореверсом, вследствие наличия автоколебательных процессов [9]. Реверс может быть мягким, когда электромагнитное усилие в момент смены направления движения уменьшается до нуля, и жестким, когда усилие существенно не изменяется.

Самореверс возникает, например, при питании АД через конденсаторы или через концевые переключатели, управляемые при движении бегуна (ротора); в электродвигателях, выполненных из двух частей, в которых создаются встречно-действующие усилия; при работе на неустойчивой части механической характеристики АД, а также при частичном смещении осей первичного и вторичного элементов явнополусных электродвигателей в нейтральном положении [33]. Электроприводы с самореверсом просты в исполнении, но диапазоны регулирования параметров колебаний, возбуждаемых ими, невелики.

Жесткий периодический реверс реализуется с помощью контактных или бесконтактных переключателей полярности или фазы напряжения питания. В частности, в электроприводах на основе шагового режима ШД и АД он может быть сформирован за счет периодического изменения положения оси магнитного поля путем переключения вентилей, включенных в фазные обмотки двигателя. К недостаткам данного класса приводов следует отнести, в первую очередь, плохие кинематические и динамические свойства, вызванные наличием вредных усилий (рывков, ударов). Возникающие в момент переключения большие ударные токи и моменты вызывают увеличенные динамические потери, а сам привод характеризуется низким коэффициентом полезного действия. Кроме того, двигатель работает в тяжелом динамическом

режиме, что, как известно, значительно снижает надежность системы в целом. Использование серийных асинхронных двигателей общепромышленного назначения в таких режимах приводит к недопустимым токовым перегрузкам обмотки статора и преждевременному выходу машины из строя.

В ряде электроприводов колебательного движения с мягким периодическим реверсом используются те же принципы, что и в следящих системах, а именно: применение различных видов модуляции напряжений питания обмоток двигателя переменного тока. При построении ЭКД с мягким вынужденным реверсом используются три основных вида модуляции: линейная фазовая, балансно–амплитудная и балансно–частотная [18, 33, 66].

Вид модуляции, положенный в основу возбуждения колебаний, имеет определяющее значение при построении специализированных ЭКД. Так, одновременно с преимуществами следящих систем по управляемости, такие способы возбуждения режима мягкого периодического реверса как амплитудный и частотный сохраняют и их основной недостаток – необходимость применения специальных задающих устройств периодических сигналов. Например, с точки зрения режима работы электромеханического преобразователя, более выгодна в энергетическом отношении балансно – частотная модуляция питающих токов [10]. В данном случае, необходимо чтобы в воздушном зазоре электродвигателя колебательного движения возникало качающееся магнитное поле при питании обмоток ротора напряжением с несущей частотой  $\omega$  и балансно-модулированным по частоте периодическим сигналом частоты колебаний  $\Omega$ . Поэтому управление электрической машиной требует двух регулируемых по частоте мощных генераторов, работающих отдельно на каждую из фаз обмотки исполнительного двигателя и управляемых от отдельных задающих устройств. Подключение одной из фаз двигателя непосредственно к сети в данном случае невозможно. Все это приводит к значительному увеличению мощности управления. В итоге снижается общий коэффициент полезного действия ЭКД.

Кроме того, сложность и трудность создания управляемых по частоте генераторов с малой девиацией частоты сдерживает распространение ЭКД с частотно – токовым управлением.

Перспективным является использование линейной фазовой модуляции, которая, например, в двухфазных АД, может быть реализована различными способами: при разночастотном питании фаз двигателя; за счет непрерывного изменения фазового сдвига между питающими напряжениями; при питании одной из фаз постоянным, а другой – переменным токами. Фазовый способ позволяет получить диапазоны плавного регулирования амплитуды, частоты и положения нейтрали колебаний до четырех порядков, дает возможность создавать колебания без специальных задающих устройств периодических сигналов. ЭКД на базе АД при питании постоянным и переменным токами прост, легко реализуется, но не позволяет воспроизводить колебания инфранизкой частоты [10, 23, 28, 32, 38, 41, 50].

Для получения непрерывно изменяющегося сдвига фаз между питающими напряжениями АД используются как электронные схемы, так и фазовращатели, выполненные на информационных микромашинках, например, поворотных трансформаторах, приводимых в движение отдельным двигателем. Регулированием частоты вращения поворотного трансформатора осуществляется изменение частоты колебаний. Существенным недостатком подобных устройств является наличие большого числа дополнительных звеньев преобразования энергии: поворотного трансформатора, приводного двигателя с собственной схемой регулирования частоты вращения, а также механического редуктора в случае использования нескольких поворотных трансформаторов для управления формой колебаний [13, 14, 67]. Это приводит к ухудшению энергетических и массогабаритных показателей электропривода в целом.

Выше перечисленные недостатки устраняются при фазовом способе возбуждения колебаний, основанном на разночастотном питании двухфазного АД. Обмотки двигателя в этом случае запитываются от генераторов стабильных

частот (несинхронизированный ЭКД), а частота колебаний регулируется посредством изменения одной из частот питающих напряжений. Диапазон регулирования частоты колебаний определяется стабильностью частот питающих генераторов, и при использовании в качестве задатчиков частоты кварцевых резонаторов составляет  $10^5$  [Гц], а частота воспроизводимых колебаний достигает практически тысячных долей Гц [21].

При амплитудном способе возбуждения колебаний качающееся магнитное поле возникает в воздушном зазоре электродвигателя колебательного движения, если одно из фазных напряжений (потокосцеплений) представляет собой периодическую временную функцию частоты  $\omega$ , балансно-модулированную периодическим сигналом частоты  $\Omega$  по амплитуде.

Особое внимание в последнее время уделяется синхронизированным электроприводам колебательного движения [63]. Построение привода по схеме разночастотного питания дает возможность использовать лишь один управляемый генератор, так как одна из фаз двигателя (обмотка возбуждения) включается непосредственно в сеть. Обмотка управления двигателя в этом случае запитывается через синхронизирующее устройство, которое отслеживает частоту сети  $f_1$  и преобразует ее в  $f_2$  таким образом, что разность частот  $(f_1 - f_2)$ , определяющая частоту колебаний  $\Omega = 2\pi(f_1 - f_2)$ , остается постоянной. При таком варианте достоинства частотного способа уступают простоте фазовой модуляции, а характеристики электропривода, синхронизированного с сетью, предпочтительны и в плане энергетики, поскольку из структуры ЭКД исключается промежуточное звено преобразования энергии – управляемый по частоте инвертор тока с КПД 0,4 - 0,6.

Перспективным направлением повышения энергетических и динамических показателей синхронизированных колебательных электроприводов переменного тока является построение ЭКД на основе АД с фазным ротором [23, 71]. Выполнение на роторе двух взаимно

перпендикулярных обмоток и подключение их параллельно обмоткам статора позволяет существенно повысить ЭКД и мощность привода [9], за счет компенсации инерционности нагрузки и формирования в колебательном двигателе синхронных свойств [41]. В синхронном режиме мгновенные значения скорости изменения колебательного электромагнитного поля и подвижного элемента двигателя совпадают, скольжение отсутствует, что приводит к снижению потерь на нагрев, улучшению динамических показателей колебательной системы. Согласное взаимодействие электромагнитных полей статора и ротора позволяет формировать в тех же габаритах исполнительного двигателя значительное колебательное электромагнитное усилие. Работа такого электропривода характеризуется большими значениями скорости, полезной мощности и КПД. Благодаря формированию колебательного синхронного режима электропривод, называемый иначе приводом на основе машины двойного питания (МДП), обеспечивает лучшие динамические и энергетические характеристики [37].

Критический анализ представленных типов электроприводов колебательного движения позволяет заключить, что перспективными с точки зрения обеспечения высоких энергетических и динамических показателей являются колебательные электроприводы переменного тока на базе АД и МДП при разночастотном питании, построенные по принципу синхронизации с сетью. Такие ЭКД характеризуются простотой, хорошей управляемостью и позволяют регулировать выходные параметры в широких пределах.

### **1.3. Перспективы использования машины двойного питания в режиме периодического движения**

В настоящее время, как было отмечено ранее, в промышленности весьма широко используются электроприводы колебательного движения. Объемы производства, а, следовательно, и мощности необходимые для всевозможных

целей растут с каждым годом далеко не по линейному закону. Необходимость автоматизации всех видов промышленности, обеспечение качества и надежности производимых изделий (как промышленного, так и бытового обеспечения), все это вызывает более требовательное отношение к разработке и созданию новых электротехнических систем и методов применения электротехнических изделий. Как известно основными потребителями мощности являются электрические машины, в частности системы колебательного электропривода. Соответственно, создание более экономичных, и при этом более надежных и качественных, колебательных комплексов и систем, ведет непосредственно к уменьшению энергетических затрат, при получении высококачественных результатов работ.

Машина двойного питания, как основной элемент в современных автоматизированных электромеханических системах, позволит существенно повысить технико-экономические показатели различных технологических установок. Это связано в первую очередь с тем, сама МДП, как электромеханический преобразователь энергии, характеризуется высокими энергетическими показателями, обладает хорошей управляемостью, обеспечивает большой пусковой момент [7]. Данные положительные качества машины двойного питания находят все более широкое применение ее в составе приводов механизмов с ударной нагрузкой, таких, например, как дробилки, экскаваторы, транспортеры, все более интенсивно вытесняя традиционные электроприводы постоянного тока [70, 96, 98].

На базе МДП можно получить основные разновидности машин переменного тока: синхронную машину с постоянной скоростью в рабочем режиме, имеющую большой пусковой момент и плавную ресинхронизацию; асинхронную машину с мягкой механической характеристикой и большим пусковым моментом; шаговый силовой двигатель, в котором благодаря большому пусковому моменту разгон машины до синхронной скорости можно достичь за время, соответствующее одному периоду намагничивающей силы

поля статора без потери шага. Принцип действия всех этих машин вытекает из общей теории машины двойного питания. Такое обобщение приобретает особенно большое значение при комплексных научных исследованиях электрических машин, с целью определения их возможностей и приоритетов в составе современных автоматизированных комплексов [11].

И, наконец, возможность изменять функции регулирования на обмотках вторичного элемента МДП по заданному алгоритму позволяет осуществлять в ней автоматическое регулирование перегрузочного момента в синхронном режиме при различных коэффициентах загрузки, в том числе и при нагрузке большей номинальной [90].

Результаты испытаний опытных образцов таких, так называемых, асинхронизированных синхронных машин (АСМ), по опубликованным данным, свидетельствуют об их достаточно высокой эффективности и широких функциональных возможностях при использовании в асинхронизированных гидрогенераторах мощностью до 50 [МВ·А], приводах турбокомпрессоров, тягодутьевых механизмах, применяемых для собственных нужд ТЭЦ, в асинхронизированных компенсаторах [66].

На сегодняшний день, большое внимание теоретическим вопросам исследования МДП уделено в работах Загорского А.Е., Бушнёва Д.В. и многих других российских ученых [10, 13, 14, 21, 22, 35].

Обзор литературы по данному вопросу показал, что машины двойного питания и электропривода на их основе применяют для: нереверсных механизмов, требующих ограниченные изменения скоростей: вентиляторов, насосов, дымоходов и др.; управления транспортными механизмами при групповом питании электродвигателей с короткозамкнутым ротором от комплексного устройства; валогенераторных и гребных установок автономных судов; электротехнического комплекса генерирования электроэнергии; управления центробежных механизмов (насосов); электроприводов запорной

арматуры, а так же для подачи мелкозернистых и порошковых материалов в вибрационных питателях [13, 15, 41].

Уникальной следует считать и возможность использования машин двойного питания в системах синхронной передачи угла, а также в метрологических установках для измерения начальных моментов электрических машин [9].

В последнее время машина двойного питания является основным источником для возобновляемых источников энергии – ветроэлектростанций (ВЭС), которые всё более востребованы в современном мире, как за границей, так и в России [17, 23, 27, 36]. Например, Мустафаевым Р.И. предложен электропривод для ветроэлектростанции (ВЭС) на основе машины двойного питания, в котором регулирование частоты вращения двигателя в зоне низких скоростей ветра осуществляется путём раздельного управления амплитудой и частотой, питающего роторную обмотку напряжения, что позволяет изменять как активную, так и реактивную составляющие ВЭС [37].

Способность машин двойного питания работать с двойной синхронной скоростью при высоких энергетических показателях, простая доступность к регулированию электромагнитного момента за счет изменения функции регулирования по роторным обмоткам, возможность перехода от синхронного режима работы МДП к асинхронному – все это позволяет ожидать от МДП, при работе ее в режиме вынужденных колебаний, показателей, превышающих показатели серийно выпускаемых вбросендов.

Закон движения ротора (бегунка) электродвигателя определяется в основном законом движения пространственного вектора тока статора (индуктора). Движение ротора будет колебательным, если хотя бы один из фазных токов представляет собой периодическую временную функцию частоты  $\omega$ , балансно-модулированную периодическим сигналом частоты  $\Omega$  по амплитуде или частоте, или модулированную монотонным сигналом со скоростью  $\Omega$  по фазе [20].

Создание колебательного режима работы в МДП, как и в асинхронных машинах, может осуществляться за счет создания качающегося электромагнитного поля в воздушном зазоре двигателя, что достигается, как было описано выше, например, в результате балансно–амплитудной, частотной или фазовой модуляции фазных потокосцеплений [9, 33].

Отличие состоит лишь в том, что модуляцию последних в машине двойного питания производят одновременно по обмоткам первичного (статора) и вторичного (ротора) элементов, причём, формируемые качающиеся электромагнитные поля обмоток могут взаимоскладываться или вычитаться [32].

Если магнитная система электрической машины ненасыщенна, то характер изменения в воздушном зазоре в полной мере передаёт положение результирующего вектора потокосцепления. Аналитические выражения обобщенных векторов фазных потокосцеплений обмоток статора и ротора при разночастотном питании, с учетом симметричности МДП в электрическом и магнитном отношении:

$$\dot{\psi}_0 = (\psi_{\alpha s} + \psi_{\alpha r}) + j(\psi_{\beta s} + \psi_{\beta r}) = \psi e^{-j\chi_0},$$

где  $\psi_{\alpha s} + \psi_{\alpha r} = \psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta s} + \psi_{\beta r} = \psi_{\beta}$  – суммарные потокосцепления, приведенные к осям  $\alpha$  и  $\beta$  соответственно:

$$\psi = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2} \text{ – модуль комплексного числа;}$$

$$\chi_0 = \arg \left[ \dot{\psi}_0 \right] = \arctg \left( \frac{\psi_{\beta}}{\psi_{\alpha}} \right) \text{ – закон движения пространственного вектора}$$

потокосцепления  $\dot{\psi}_0$  в воздушном зазоре относительно первичного элемента двигателя.

Ниже представлен годограф результирующего вектора потокосцепления (рис. 1.6) при питании обмоток статора и ротора от источника тока.

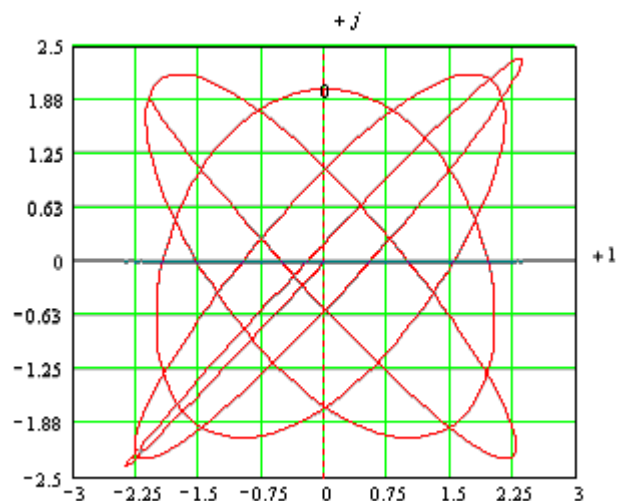


Рис. 1.6. Годограф результирующего вектора потокосцепления  $\dot{\psi}_0$  при питании обмоток статора и ротора от источника тока

При колебательном режиме работы результирующий вектор потокосцепления  $\dot{\psi}_0$  (рис. 1.6) колеблется относительно 0. Возникает качающееся электромагнитное поле, обуславливая тем самым появление знакопеременного электромагнитного момента на валу двигателя.

Современные колебательные комплексы наиболее целесообразно строить на основе использования управляемых машин переменного тока, в качестве которых могут быть использованы как электрические машины серийного изготовления (асинхронные машины с фазным или короткозамкнутым ротором), так и специально спроектированные для работы в режиме вынужденных колебаний. Причем, если в первом случае использование серийных машин предполагает дополнительные меры, направленные на доработку механических частей двигателя. Во втором, следует ожидать более высокие технико-экономические показатели, так как машина проектируется непосредственно для конкретно заданной установки, с учетом свойств всех остальных элементов, входящих в данный колебательный комплекс будет адаптирована под требования ЭП.

Несомненно, целесообразность использования электрических машин переменного тока, и в первую очередь МДП, в режиме колебательного

движения продиктованы, с одной стороны, хорошей управляемостью электромеханических преобразователей энергии и их высокой совместимостью со средствами вычислительной техники, а с другой – высокой надежностью и низкой стоимостью, благодаря отработанной технологии при их производстве.

Колебательный электропривод как «источник периодического перемещения» используется, например, в калибровочных вибростендах, сканирующих устройствах, виброобрабатывающих механизмах, как «источник колебательного усилия» – в приводах разрушающих и измерительных испытательных систем для исследования механических свойств материалов и изделий.

Анализ современного состояния и перспектив развития безредукторных колебательных комплексов на базе электрических машин переменного тока указывает на тенденцию создания машин, обладающих высокими динамическими и энергетическими характеристиками. Применение с этой целью МДП позволит существенно расширить потребный диапазон амплитуд, частот и ускорений как угловых, так и линейных колебаний, создать более экономичные ЭКД с новыми функциональными возможностями.

#### **1.4. Динамические показатели электропривода переменного тока**

Современный электропривод переменного тока работает в самых разных областях от портативных устройств до систем передачи и распределения электроэнергии, мощности их составляют от сотен ватт до мегаватт соответственно. Но объединяет их одно – динамика, как основной показатель работы привода, а колебательный электропривод это ещё и ряд особенностей работы в динамических режимах работы, вызванных формированием данного специфического режима работы. Поэтому при проектировании и разработке таких приводов необходимо искать новые методы оценки эффективности работы исполнительного элемента электропривода [10, 11, 72].

Под динамическими показателями в электроприводе понимают – показатели, отражающие качественную и количественную работу электропривода на заданные параметры, к ним относятся: кратность максимального момента, ударные значения электромагнитного момента и фазных токов электрической машины, время переходного процесса, перерегулирование, постоянство амплитуды колебаний, динамическое смещение нейтрали колебаний и др. [34, 35, 23].

Получение заданных динамических свойств электропривода обеспечивается двумя способами: путём разработки специализированных систем управления, позволяющих создать требуемые законы управления, или путём создания специальных электрических машин с соответствующими электромагнитными свойствами.

Если первый подход получения заданных динамических показателей электропривода является классическим, и он достаточно широко освещен в литературе [58, 68, 69, 73, 74, 83, 97 и др.], то второй – встречается реже, работы носят единичный характер и зачастую рассмотрен лишь для вращательного режима работы [24, 92, 94].

При исследовании переходных процессов в двигателях (МДП), работающих в колебательном режиме работы, наряду с ограничениями по нагреву и КПД используются также ограничения, которые подразделяются на ограничения установившегося режима и динамического. К ограничениям установившегося режима относятся: кратность максимального момента, коэффициент мощности. К ограничениям динамического режимов относятся время переходного процесса, максимальные значения токов статора или ротора, максимальный колебательный электромагнитный момент, т.е. величины, определяющие быстродействие системы и ее перерегулирование [24, 36, 61].

Кроме указанных, в практике проектирования электрических машин используются также ограничения конструктивного и технологического характера [33]. Эти ограничения накладывают условия на выполнение и

размещение обмоток, на их предельные значения диаметров и длин проводников, что прямо или косвенно должны учитываться при составлении уравнений, связывающие геометрические размеры исполнительного двигателя с его электрическими параметрами.

### 1.5 Выводы по разделу

На основании проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. В настоящее время просматривается тенденция роста потребности в электроприводах колебательного движения средней и большой мощности, обладающих высокой управляемостью и обеспечивающих требуемые динамические характеристики;
2. Перспективными с точки зрения обеспечения заданных динамических показателей являются электроприводы колебательного движения, выполненные на базе электрической машины двойного питания, колебательный режим в которых обеспечивается за счет линейной фазовой модуляции питающих напряжений или токов;
3. Колебательный режим работы электромеханического преобразователя характеризуется наличием в течение цикла работы колебаний режимов двигателя, генератора и электромагнитного тормоза, которые необходимо учитывать при анализе динамики электропривода колебательного движения;
4. В настоящее время в отечественной и зарубежной практике отсутствует исследования по учету влияния геометрических размеров исполнительного двигателя на динамические показатели электропривода колебательного движения, что сдерживает дальнейшее внедрение электроприводов данного класса в промышленности.

## **II. ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ОБЩЕЙ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ ПРИ КОЛЕБАТЕЛЬНОМ ДВИЖЕНИИ**

При математическом описании электродвигателя колебательного движения будем исходить из представлений об обобщенном электромеханическом преобразователе энергии (ОЭМПЭ), который, как известно, имеет две взаимно перпендикулярные обмотки на статоре и роторе, подключенные к источникам напряжений (токов). Дифференциальные уравнения, описывающие работу, ОЭМПЭ известны и хорошо изучены [23, 30, 33]. Ввиду особенностей работы колебательного электропривода, будем проводить математическое описание в системе координат  $\alpha$ ,  $\beta$  неподвижной относительно ротора при общепринятых допущениях.

### **2.1. Математическое описание электродвигателя колебательного движения**

Рассмотрение машины двойного питания как системы, работающей в колебательном режиме, даёт возможность опираться на общую теорию электрических машин переменного тока. Традиционно при моделировании электромагнитных и механических процессов, протекающие в динамических и статических режимах симметричной машины переменного тока, описываются системой уравнений электрического равновесия в цепях ее обмоток и уравнением электромеханического преобразования энергии. Данные уравнения описывают обобщённую модель, идеализированной двухполюсной двухфазной симметричной электрической машины, имеющей на статоре и роторе по паре обмоток с взаимно перпендикулярными осями. Такая модель позволяет получить систему уравнений с постоянными коэффициентами, что позволяет получить простые аналитические соотношения для анализа.

Исследовать реальную электрическую машину, работающую в колебательном режиме только аналитическими методами, базирующимися на решении выше указанных уравнений и модели, невозможно. Это в первую очередь связано с тем, что параметры колебательной электрической машины зависят от токов и частоты колебаний, характера кривой намагничивания, пространственного и временного распределения магнитодвижущей силы в воздушном зазоре, температуры и многих других факторов. Непосредственный учет их привел бы к громоздким системам нелинейных уравнений с периодическими коэффициентами и бигармоническими возмущениями, из которых некоторые величины нельзя было бы выразить в аналитическом виде [55]. В связи с этим, при исследованиях режимов работы и процессов энергообмена в электромеханических преобразователях энергии, принято рассматривать некоторую обобщенную двухфазную несимметричную идеализированную электрическую модель колебательной машины, имеющей две пары взаимно перпендикулярных обмоток на статоре и роторе, эквивалентных соответствующим многофазным обмоткам реальной машины и, подключенных к источникам напряжений (токов), представляемых в виде суммы произведений двух периодических функций разных частот (рис. 2.1.) [33]. При общепринятых допущениях, таких как: магнитная цепь машины ненасыщена, явления гистерезиса, потери в стали и краевые эффекты не учитываются, магнитодвижущие силы и индукции распределены в пространстве синусоидально, коэффициент погружения вторичного элемента в первичный равен единице, принятая модель позволяет с достаточной точностью описывать и анализировать реальные процессы, происходящие в колебательном электродвигателе, и определить необходимые параметры и переменные. При необходимости, часть этих ограничений может быть снята и исследована для каждого конкретного случая.

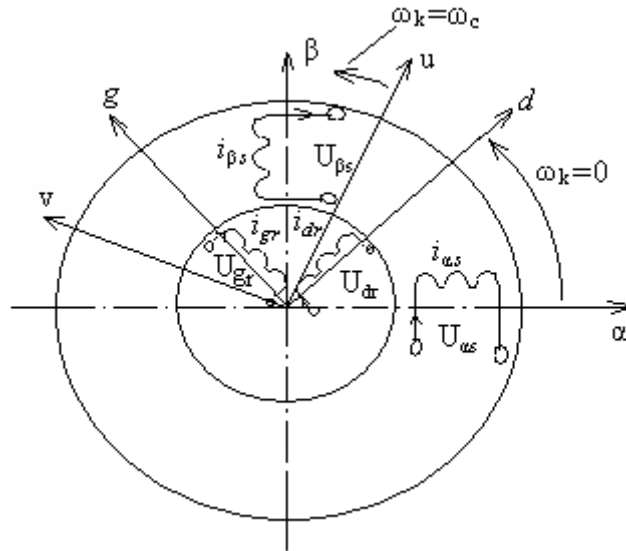


Рис. 2.1 Физическая модель обобщенного электродвигателя включенного по схеме МДП

На рис. 2.1 представлена физическая модель обобщенного электродвигателя включенного по схеме МДП при периодическом режиме работы, согласно которой за положительные направления токов и напряжений выбраны направления, совпадающие с осями соответствующих обмоток статора и ротора, где  $\omega_k$  – скорость координатных осей. В соответствии с рис. 2.1, дифференциальные уравнения равновесия для напряжений статора и ротора в общем случае записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_s; \\ \bar{U}_r &= \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_r,\end{aligned}\tag{2.1}$$

где  $\bar{U}_s, \bar{U}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_r, \bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$  – обобщенные (резльтирующие) вектора напряжений, токов, потокосцеплений статора и ротора;  $R_s, R_r$  – активные сопротивления статора и ротора;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора машины двойного питания.

Для описания электромагнитных переходных процессов в МДП систему уравнений (2.1) необходимо дополнить уравнениями связи между токами и

потокосцеплениями, уравнением движения ротора и уравнением движения подвижного элемента.

Уравнения связи между токами и потокосцеплениями и обратно для общего случая в векторной форме имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}\bar{i}_s &= \bar{\Psi}_s \frac{1}{L_s \sigma} - \bar{\Psi}_r \frac{1}{L_r \sigma} \cdot K_r; \\ \bar{i}_r &= \bar{\Psi}_r \frac{1}{L_r \sigma} - \bar{\Psi}_s \frac{1}{L_s \sigma} K_s.\end{aligned}\quad (2.2)$$

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r; \\ \bar{\Psi}_r &= L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r,\end{aligned}\quad (2.3)$$

где  $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$  – коэффициент рассеяния Блонделя;  $L_s, L_r$  – полные индуктивности статора и ротора, рассчитываемые по следующим формулам:

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m; \quad L_r = L_{r\sigma} + L_m, \quad (2.4, 2.5)$$

где  $K_s = L_m / L_s$  – коэффициент взаимосвязи обмотки статора с обмоткой ротора;  $K_r = L_m / L_r$  – коэффициент взаимосвязи обмотки ротора с обмоткой статора.

При работе электрической машины в режиме периодического движения взаимное положение обмоток статора и ротора меняется по закону:

$$\chi(t) = \sum_j^{\infty} \chi_{mj} \sin(\Omega_j t + \alpha_j), \quad (2.6)$$

что приводит в свою очередь, к изменениям значений собственных и взаимных индуктивностей обмоток. Модуляция их тем значительней, чем ярче выражены у электрической машины полюса на статоре и роторе. Такая конструкция электрической машины характерна не только для двигателей постоянного тока, синхронных машин, но и для машин двойного питания, у которых с целью повышения позиционной электромагнитной составляющей момента, ротор может быть выполнен явнополюсным [8, 75].

Уравнение механического равновесия МДП, работающей в колебательном режиме, имеет следующий вид:

$$J_{\Sigma} \frac{d^2 \chi}{dt^2} + R_g \frac{d\chi}{dt} + C_m^{-1} \chi \pm M_c + M_{\text{тр}} \text{sign} \frac{d\chi}{dt} = M_{\text{эм}} \quad (2.7)$$

где  $R_g$  – коэффициент демпфирующего момента нагрузки;  $C_m^{-1}$  – коэффициент позиционного момента нагрузки;  $M_c$  – момент статической нагрузки на валу двигателя;  $M_{тр}$  – момент сухого трения,  $\chi$  – координата подвижного элемента двигателя,  $J_\Sigma$  – суммарный момент инерции, который состоит из момента инерции двигателя  $J_{дв}$  и нагрузки  $J_n$ .

Уравнения электрического равновесия обобщенного электромеханического преобразователя, представленных в матричной форме и записанных относительно токов обмоток, имеет вид:

$$L \frac{di}{dt} = U - Ri + \omega [KLi] - \frac{dL}{dt} i \quad (2.8)$$

Матрица полных индуктивностей обмоток преобразователя может быть представлена суммой матриц индуктивностей взаимной индукции и индуктивностей рассеяния:

$$L = L_m T + L_\sigma, \quad (2.9)$$

где  $T$  матрица коэффициентов взаимной индукции обмоток (матрица перехода) имеет вид:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos\omega t & -\sin\omega t \\ 0 & 1 & \sin\omega t & \cos\omega t \\ \cos\omega t & \sin\omega t & 1 & 0 \\ -\sin\omega t & \cos\omega t & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

где значение частоты  $\omega$  зависит от принятой системы координат.

При использовании непреобразованной системы координат элементы матрицы коэффициентов взаимной индукции взаимно перемещающихся обмоток изменяются по гармоническому закону с угловой частотой  $\omega t$ . А при использовании преобразованной системы координат эти элементы постоянны. Матрица индуктивностей рассеяния обмоток является квадратной диагональной и записывается в виде [23]:

$$L_{\sigma} = \begin{bmatrix} L_{s\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{r\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{r\sigma} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

где  $L_{s\sigma}$ ,  $L_{r\sigma}$  – индуктивности рассеяния статора и ротора МДП.

Система дифференциальных уравнений в векторно-матричной форме относительно токов обмоток имеет следующий вид:

$$\frac{d\bar{i}}{dt} = L^{-1} \left[ \bar{U} - \left[ \left( r - \omega_k L + \frac{dL}{dt} \right) \bar{i} \right] \right] \quad (2.12)$$

При использовании преобразованной системы координат элементы матрицы индуктивности  $dL/dt = 0$ , тогда выражение (2.11) упрощается:

$$\frac{d\bar{i}}{dt} = L^{-1} \left[ \bar{U} - [(r - \omega_k L) \bar{i}] \right] \quad (2.13)$$

Колебательный электромагнитный момент определяется в виде:

$$M_{\dot{y}} = L_m (\bar{i}_{\alpha s} \bar{i}_{\beta r} - \bar{i}_{\alpha r} \bar{i}_{\beta s}) \quad (2.14)$$

Уравнение (2.12) в развернутом виде можно представить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{di_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{di_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha s} & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{\beta s} & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{\alpha r} & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{\beta r} \end{bmatrix}^{-1} \times \quad (2.15)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} U_{\alpha s} \\ U_{\beta s} \\ U_{\alpha r} \\ U_{\beta r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{\alpha s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{\beta s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{\alpha r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{\beta r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega L_m & 0 & -\omega L_{\beta r} \\ \omega L_m & 0 & \omega L_{\alpha r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix}$$

Согласно выражениям (2.15) уравнения обобщенного колебательного электромеханического преобразователя энергии в преобразованной системе координат  $\alpha, \beta$  ( $\omega_k=0$ ), согласно [11] можно записать в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} U_{\alpha s} = i_{\alpha s} R_{\alpha s} + \frac{L_{\alpha s} di_{\alpha s}}{dt} + \frac{L_m di_{\alpha r}}{dt}; \\ U_{\beta s} = i_{\beta s} R_{\beta s} + \frac{L_{\beta s} di_{\beta s}}{dt} + \frac{L_m di_{\beta r}}{dt}; \\ U_{\alpha r} = i_{\alpha r} R_{\alpha r} + \frac{L_{\alpha r} di_{\alpha r}}{dt} + \frac{L_m di_{\alpha s}}{dt} - \omega(L_{\beta r} i_{\beta r} + L_m i_{\beta s}); \\ U_{\beta r} = i_{\beta r} R_{\beta r} + \frac{L_{\beta r} di_{\beta r}}{dt} + \frac{L_m di_{\beta s}}{dt} + \omega(L_{\alpha r} i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s}). \end{cases} \quad (2.16)$$

Система уравнений (2.16) и уравнения (2.6, 2.7, 2.14) являются математической моделью обобщенного электродвигателя колебательного движения и позволяют получить адекватный результат при исследованиях режимов периодического движения машины двойного питания. Данная модель МДП представляет собой алгоритм расчета системы (2.15) с учетом уравнения обобщенной нагрузки (2.7), уравнений связи параметров МДП и геометрических размеров ЭМ и начальных условий (рис. 2.2) [52].

Алгоритм расчёта включает в себя следующие блоки: ввод данных; расчёт параметров ЭМ; расчёт корней характеристического уравнения; расчёт коэффициентов затухания; формирование начальных фаз питающих напряжений (токов); расчёт пусковых токов и электромагнитного момента; блок сравнения расчётных и заданных значений токов и момента; вывод результатов.

Исходными данными для расчёта являются начальные значения геометрических параметров ЭМ: внутренний диаметр статора ( $D$ ), длина магнитопровода ( $l_\delta$ ), сечение эффективного числа проводников статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ), а также параметры источников питания и нагрузки.

Далее рассчитываются параметры ЭМ, а именно: сопротивление взаимной индукции, активные и полные индуктивные сопротивления фаз обмоток статора и ротора [2]. На следующем шаге алгоритма расчета

определяются корни характеристического уравнения и коэффициенты затухания.



Рис. 2.2. Алгоритм расчёта МДП при колебательном режиме работы

Затем производится расчет значения начальных фаз питающих напряжений (токов), из условия обеспечения безударного пуска по току или моменту [7]. Далее рассчитываются свободные и вынужденные составляющие пусковых токов фаз обмоток статора и ротора и электромагнитного момента, которые сравниваются с

заданными значениями. Завершается расчёт выводом результата, который представлен в виде графика.

Оперирование с математической моделью ЭКД, оказывается полезным при проведении ряда теоретических исследований, как общего, так и частного характера и позволяет сопоставить результаты аналитических расчетов с результатами математического моделирования.

Кроме того, необходимо отметить, что при моделировании целесообразно использовать метод динамического синтеза, который основан на принципиальной особенности управляемых электрических машин, заключающейся в том, что в них любая переменная, характеризующая режим работы, может быть принята в качестве регулируемой. Метод заключается в выборе в качестве управляемых таких величин, которые связаны с механической и электромагнитной инерцией и позволяет осуществить раздельное исследование процессов, происходящие в статорных и роторных частях машины, в выборе целесообразных законов регулирования этих величин и использование их в качестве исходных при решении уравнений.

## **2.2. Связь параметров машины двойного питания с геометрическими размерами исполнительного двигателя**

Для исследования влияния геометрических размеров исполнительного двигателя на динамические и энергетические характеристики необходимо установить взаимосвязь между его электромагнитными нагрузками и геометрическими параметрами. При этом целесообразно воспользоваться методом и допущениями, изложенными [24].

В качестве варьируемых параметров для управляемых электродвигателей колебательного движения, как было отмечено ранее, рекомендуется выбирать: внутренний диаметр расточки статора ( $D$ ), длину магнитопровода ( $l_\delta$ ) и сечение эффективных проводников обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ). Остальные

параметры выражаются через них с учетом постоянных коэффициентов, присущих данному виду двигателя.

Активное сопротивление фазы статора  $r_s$  и ротора  $r_r$  согласно [25] определяем по основной расчётной формуле:

$$r = k_r \rho_{\text{ж}} \frac{L}{q_{\text{эф}} a}, \quad (2.17)$$

где  $L$  – общая длина эффективных проводников фазы обмотки, определяется по выражению:  $L = l_{\text{ср}} W$ , здесь  $l_{\text{ср}}$  – средняя длина витка обмотки,  $W$  – число витков фазы обмотки;  $q_{\text{эф}}$  – сечение эффективного проводника фазы обмотки,  $a$  – число параллельных ветвей,  $\rho_{\text{ж}}$  – удельное сопротивление материала обмотки при расчётной температуре,  $k_r$  – коэффициент увеличения активного сопротивления фазы обмотки от действия эффекта вытеснения тока.

Число витков обмотки статора определим, используя известные выражения для магнитного потока:

$$\Phi = \frac{B_{\delta} D l_{\delta}}{p} = \frac{k_E U}{4 k_B f W k_{\text{об}}}, \quad (2.18)$$

где  $B_{\delta}$  – значение индукции в воздушном зазоре;  $p$  – число пар полюсов ЭМ;  $f$  – частота питающей сети;  $k_E$  – коэффициент, учитывающий падение напряжения в обмотке статора;  $k_B$  – коэффициент формы поля;  $k_{\text{об}}$  – обмоточный коэффициент.

Из данного равенства определяем число витков по выражению:

$$W = \frac{k_E}{4 k_B k_{\text{об}}} \cdot \frac{p U}{B_{\delta} f} \cdot \frac{1}{D l_{\delta}}, \quad (2.19)$$

или  $W = K_1 \cdot \frac{1}{D l_{\delta}},$

где  $K_1 = \frac{k_E}{4 k_B k_{\text{об}}} \cdot \frac{p U}{B_{\delta} f}$  – коэффициент, учитывающий влияние ЭДС статора и формы поля асинхронного двигателя.

Подставив выражение (2.19) в (2.17) получим зависимости активных сопротивлений фаз статора и ротора от геометрических параметров электрической машины:

$$\begin{aligned} r_s &= \frac{k_{r1} K_{1s} (2l_\delta + k_1 \pi D p)}{D l_\delta q_{\text{эф1}} a_1 \rho_{\theta 1}} ; \\ r_r &= \frac{k_{r2} K_{1r} (2l_\delta + k_1 \pi p D_2)}{D_2 l_\delta q_{\text{эф2}} a_2 \rho_{\theta 2}}, \end{aligned} \quad (2.20)$$

где  $k_1$  – коэффициент приведения параметров первичной обмотки к параметрам вторичной обмотки,  $l_\delta$  – длина магнитопровода,  $D$  – внутренний диаметр расточки статора,  $D_2$  – внешний диаметр ротора, который определяем по выражению:  $D_2 = D - 2\delta$ , согласно рекомендациям [34].

Для МДП активные сопротивления обмоток статора и ротора, приведенные к осям  $\alpha$ ,  $\beta$  рассчитываются с учетом [21, 22] запишутся в следующем виде:

$$\begin{aligned} r_{\alpha s} &= \frac{1}{\omega} \left[ A_1 \cdot \frac{1}{D q_{\text{эф1}}} + A_2 \cdot \frac{1}{l_\delta q_{\text{эф1}}} \right] ; \\ r_{\beta s} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[ A_1 \cdot \frac{1}{D q_{\text{эф1}}} + A_2 \cdot \frac{1}{l_\delta q_{\text{эф1}}} \right] ; \\ r_{\alpha r} &= \frac{1}{\omega} \left[ A_3 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta) q_{\text{эф2}}} + A_4 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_\delta q_{\text{эф2}}} \right] ; \\ r_{\beta r} &= \frac{1}{\omega + \Omega} \left[ A_3 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{(D - 2\delta) q_{\text{эф2}}} + A_4 \cdot \frac{(1 - \frac{2\delta}{D})^2}{l_\delta q_{\text{эф2}}} \right], \end{aligned} \quad (2.21)$$

где  $\delta$  – величина воздушного зазора; коэффициенты  $A_1 \div A_4$  определяемые выражениями:

$$A_1 = \pi p \frac{k_{r1} k_{E1} p_1 U_1}{a_1 k_{B1} k_{o\delta 1} B_\delta} ; \quad A_2 = \frac{2,2 A_1}{p_1} ; \quad A_3 = [A_1]^* k_1 ; \quad A_4 = [A_2]^* k_1 .$$

Здесь коэффициенты  $[A_1]^*$ ,  $[A_2]^*$  находятся при соответствующей замене параметров статора на роторные.

Индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора определяются выражением:

$$L_\sigma = 2,5110^{-2} \left( \frac{W}{100} \right)^2 \cdot \frac{l_\delta}{pq} \Sigma \lambda ,$$

где  $q$  – число пазов на полюс и фазу;  $\Sigma \lambda$  – коэффициент магнитной проводимости, учитывающий пазовую ( $\lambda_{\Pi}$ ), лобовую ( $\lambda_{\text{Л}}$ ) и дифференциальную ( $\lambda_{\text{Д}}$ ) составляющие:

$$\Sigma \lambda = \lambda_{\Pi} + \lambda_{\text{Л}} + \lambda_{\text{Д}} .$$

Так, для обмоток  $\alpha s$ ,  $\beta s$  первичного элемента они могут быть рассчитаны с учетом выбранной конфигурации паза и вида обмотки по формулам:

$$\begin{aligned} L_{\sigma \alpha s} &= \frac{1}{\omega^2} A_5 \cdot \frac{1}{D^2 l_\delta} \Sigma \lambda_1 ; \\ L_{\sigma \beta s} &= \frac{1}{(\omega + \Omega)^2} A_5 \cdot \frac{1}{D^2 l_\delta} \Sigma \lambda_2 , \end{aligned} \quad (2.22)$$

где  $A_5$  – коэффициент пропорциональности, который рассчитывается по

следующему выражению:  $A_5 = 6,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{p}{q} \left( \frac{k_E U_1}{k_B k_{o\delta 1} B_\delta} \right)^2$ ;  $\Sigma \lambda_1$ ,  $\Sigma \lambda_2$  – коэффициенты

магнитной проводимости обмоток статора и ротора, учитывающие: пазовую, лобовую и дифференциальную составляющие, которые в свою очередь определяем по следующим формулам:

$$\lambda_{\text{Л}} = A_6 \cdot \frac{D}{l_\delta} + A_7 \cdot \frac{1}{l_\delta} - \text{лобовая составляющая,}$$

$$\lambda_{\text{Д}} = A_8 \cdot \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{(D - 2\delta)} \cdot q_{\text{эф}}^2 + A_9 \cdot \frac{(D - A_{10})[(D - 2\delta) - A_{11}]}{D(D - 2\delta)} -$$

дифференцирующая составляющая,

$$\text{где } A_6 = \frac{q\beta}{p}(0,534k_{\text{лп}} - 0,341), \quad A_7 = q \left[ 0,534 \frac{k_{\text{лп}}\beta h_{\text{лп}}}{p} + 0,341(2B + h_{\text{лп}}) \right],$$

$$A_8 = 0,00575 \frac{1}{Z_1 \delta}, \quad A_9 = \frac{0,261}{Z_1 \delta} [2 - (k_{\text{об1}})^2 (1 + \Delta Z_1)], \quad A_{10} = \frac{\gamma_1 \delta Z_1}{\pi}, \quad A_{11} = \frac{\gamma_2 \delta Z_2}{\pi}$$

коэффициенты взаимосвязи лобового и дифференцирующего рассеяния;

Здесь  $\beta$ ,  $k_{\text{лп}}$ ,  $h_{\text{лп}}$ ,  $B$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $\Delta Z$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  – соответственно коэффициент укорочения шага обмотки и коэффициент, определяемый числом пар полюсов машины и наличием изоляции в лобовых частях; высота паза статора; длина вылета лобовых частей; число пазов статора и ротора; коэффициенты, зависящие от соотношения ширины шлица, величины зубцового деления и воздушного зазора.

Пазовая магнитная проводимость определяется исходя из выбранной конфигурации паза. Так, для трапециидального паза она может быть рассчитана, согласно [23], как:

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{1}{\omega} \left( A_{12} \cdot \frac{q_{\text{эф}}}{D^3 l_{\delta}} + A_{13} \cdot \frac{1}{D^2 l_{\delta}} \right),$$

где коэффициенты взаимосвязи для пазового рассеяния рассчитываются по выражениям:

$$A_{12} = \frac{0,4mak_E p U_1 Z_1}{c_1 k_{\text{лп}} k_B k_{\text{об1}} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{\text{см}})} \cdot \left( \frac{c_1}{3c_5} k_{\beta} + \frac{c_2}{c_5} k'_{\beta} + \frac{3c_3}{c_6} k'_{\beta} \right);$$

$$A_{13} = \frac{0,4mak_E p U_1 k'_{\beta}}{c_1 k_{\text{лп}} k_B k_{\text{об1}} B_{\delta} (1 - 1/\xi k_{\text{см}}) c_7},$$

где  $c_1 \div c_7$ ,  $k_{\text{лп}}$  – коэффициенты пропорциональности, заполнения паза изолированными проводами,  $\xi$  – отношение индукции в зубцах и воздушном зазоре.

Для вторичного элемента индуктивности рассеяния обмоток  $\alpha r$ ,  $\beta r$  определяются аналогично, путем соответствующей замены параметров статора на роторные с учетом коэффициента приведения  $k_1$ .

Полную взаимоиндуктивность колебательного электродвигателя можно рассчитать по следующему выражению:

$$L_m = x_m \omega ,$$

где  $x_m$  – сопротивление взаимной индукции обмоток статора и ротора определяем по методике [23]:

$$x_m = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{k_m}{D l_\delta}, \quad (2.23)$$

где  $k_m$  – коэффициент, учитывающий особенности электрической машины, который находим следующим образом:

$$k_m = \frac{2,5mk_{\text{обл}}K_1^2}{10^8 \delta k_\mu p^2},$$

где  $k_\mu$  – коэффициент насыщения магнитной цепи,  $m$  число фаз электрической машины.

Полные индуктивности обмоток статора и ротора (выражения 2.4, 2.5) по осям  $\alpha$  и  $\beta$  запишутся как:

$$L_{\alpha s} = L_{\sigma \alpha s} + L_m; L_{\beta s} = L_{\sigma \beta s} + L_m; L_{\alpha r} = L_{\sigma \alpha r} + L_m; L_{\beta r} = L_{\sigma \beta r} + L_m; \quad (2.24)$$

Динамический момент инерции вторичного элемента для асинхронных машин с достаточной степенью точностью можно рассчитать по эмпирической формуле:

$$J_a = (0.58 \div 0.68)(D - 2\delta)^4 l_\delta. \quad (2.25)$$

Согласно рекомендациям [32] для машин двойного питания его следует увеличить на 5%.

Расчёт параметров электрической машины можно свести к алгоритму, представленному на рис. 2.3.

Алгоритм расчёта включает в себя следующие блоки: ввод данных и ограничений; определение диапазона переменных; расчёт коэффициентов; расчёт активных сопротивлений фаз обмоток статора и ротора ЭМ; определение конфигураций пазов и расчёт проводимостей рассеяния; определение полных индуктивностей рассеяния фаз обмоток статора и ротора; анализ и вывод результатов.

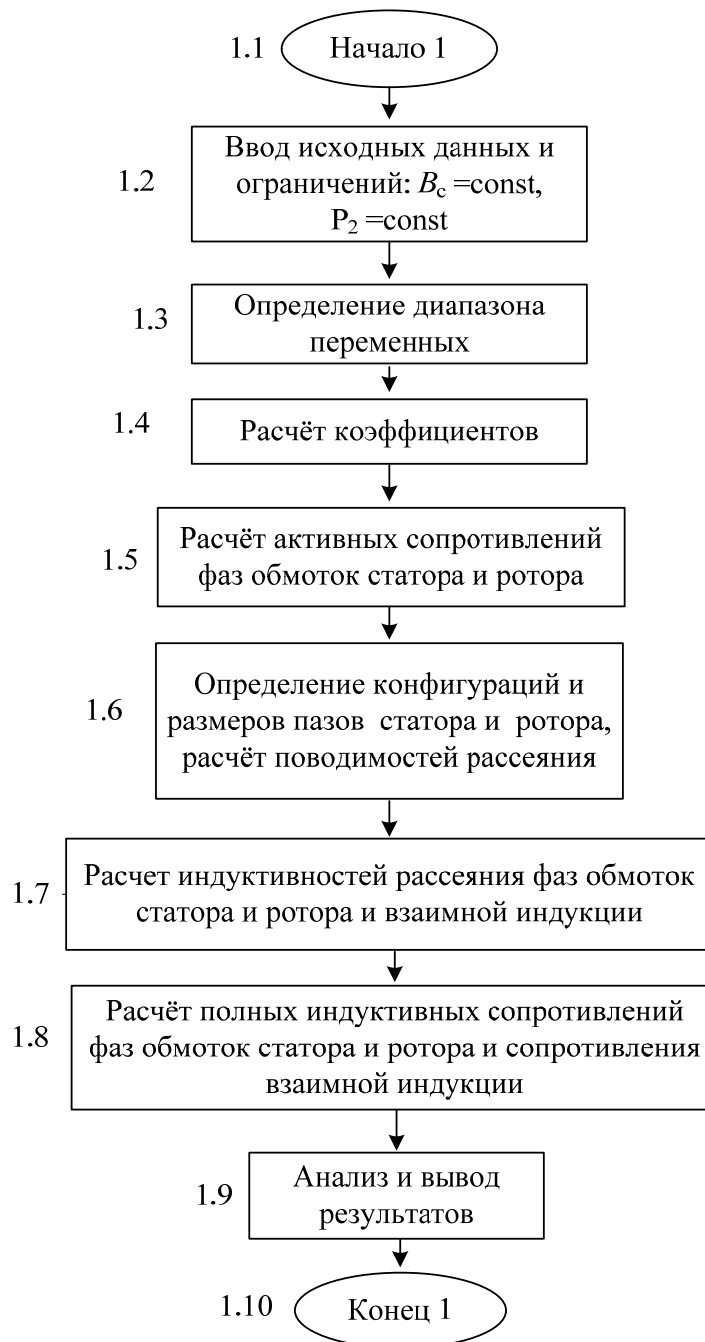


Рис. 2.3. Алгоритм расчёта параметров электрической машины в зависимости от её геометрии

Исходными данными для расчёта являются начальные значения геометрических параметров ЭМ: внутренний диаметр расточки статора ( $D$ ), длина магнитопровода ( $l_\delta$ ), сечение эффективного числа проводников статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ).

Далее рассчитываются параметры ЭМ, а именно: сопротивление взаимной индукции, активные и полные индуктивные сопротивления фаз обмоток статора и ротора по выражениям (2.21–2.24). Результатом являются массивы данных.

Полученные выражения позволяют оценить влияние частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$  и его геометрических размеров на электрические параметры электромеханического преобразователя энергии при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы.

Так, на рис. 2.3 – 2.6 представлены области изменения активного сопротивления обмотки статора и полной ее индуктивности по оси  $\alpha$  при варьировании размерами МДП. Численные расчеты проведены для двигателя с фазным ротором типа МТН–011–6У, имеющего следующие номинальные параметры:  $R_s=4,5$  [Ом];  $R_r=7,41$  [Ом];  $x_s=4,11$  [Ом];  $x_r=3,778$  [Ом];  $x_m=5,3$  [Ом];  $L_s=0,00131$  [Гн];  $L_r=0,0012$  [Гн],  $L_m=0,0085$  [Гн].

Проанализировав, полученные графики (рис. 2.4 – 2.5) можно прийти к выводу, что при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  от 0,073 до 0,079 [м] и внутреннего диаметра статора  $D$  от 0,128 до 0,136 [м] активное сопротивление статора по оси  $\alpha$  ( $R_{\alpha s}$ ) уменьшается практически по линейному закону (не имея точек экстремума) от значения 33 до 3,99 [Ом], что составляет 12%.

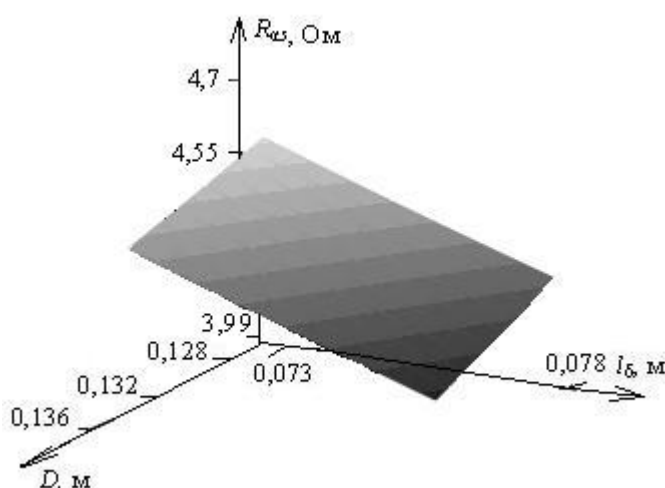


Рис. 2.4. Область изменения активного сопротивления статора по оси  $\alpha$  при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$ ,  $\Omega=31,4$  [рад/сек]

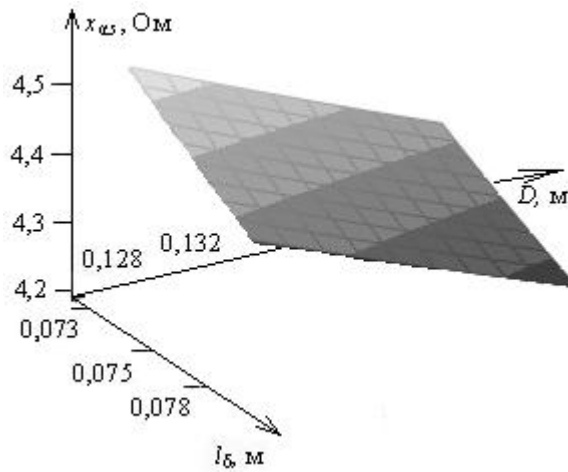


Рис. 2.5. Область изменения полного индуктивного сопротивления статора при  $I_{\delta} = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\text{эф1}} = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф2}} = \text{const}$ ,  $\Omega = 31,4$  [рад/сек]

Аналогично изменяется активное сопротивление статора по оси  $\beta$ , и активные сопротивления ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ . Они также имеют тенденцию к уменьшению своих значений при возрастании варьируемых параметров, однако отклонение их от базового значения составляет всего 2,5%. Полные индуктивные сопротивления статора и ротора, напротив, увеличиваются в среднем на 2%.

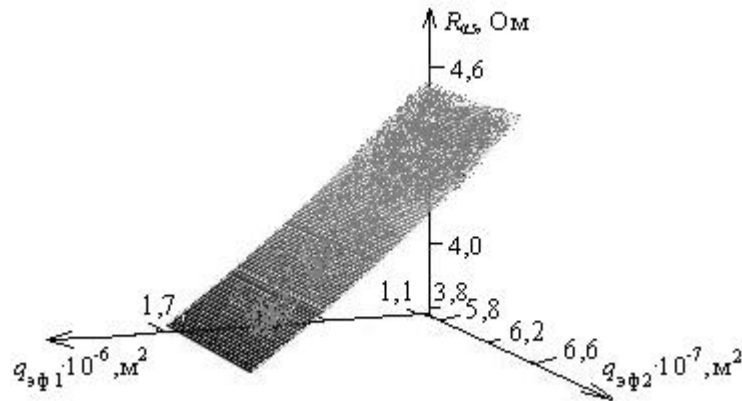


Рис. 2.6. Область изменения активного сопротивления статора по оси  $\alpha$  при  $q_{\text{эф1}} = \text{var}$ ,  $q_{\text{эф2}} = \text{var}$ ,  $I_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $\Omega = 31,4$  [рад/сек]

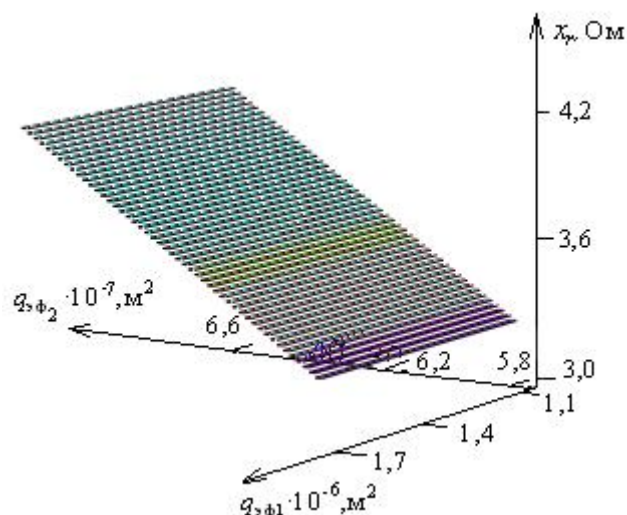


Рис. 2.7. Область изменения полного индуктивного сопротивления статора при  $q_{\Phi 1} = \text{var}$ ,  $q_{\Phi 2} = \text{var}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $\Omega = 31,4$  [рад/сек]

Согласно рис. 2.6, 2.7 наибольшее влияние на параметры МДП, работающей в колебательном режиме работы, оказывают изменение величин сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора и ротора. При варьировании их значений в пределах:  $q_{\Phi 1}$  от  $1,1 \cdot 10^{-6}$  до  $1,7 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>],  $q_{\Phi 2}$   $5,8 \cdot 10^{-7}$  до  $6,6 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>] активное сопротивление обмотки статора по оси  $\alpha$  ( $R_{\alpha s}$ ) изменялось в пределах от 4,56 до 3,8 [Ом], что составило 20%. Аналогично уменьшается и активное сопротивление статора по оси  $\beta$  ( $R_{\beta s}$ ). В этом случае также наблюдается уменьшение активных сопротивлений ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$  на 3% и 4% соответственно. Полные индуктивные сопротивления обмоток статора  $x_s$  и ротора  $x_r$  увеличиваются на 12% и 26,0% соответственно. Они так же не имеют точек экстремума.

Таким образом, подстановка полученных выражений (2.21 – 2.25) в уравнения математической модели (2.16) позволяет наметить пути оптимизации геометрии электродвигателя колебательного движения по динамическим, энергетическим или точностным показателям.

### 2.2.1. Влияние частоты колебаний ротора МДП на динамические показатели электропривода колебательного движения

Произведём оценку влияние частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$  на электрические параметры МДП исходя из выражений (2.22-2.24) при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы. На рис. 2.7, 2.8 представлены зависимости активных сопротивлений, индуктивностей рассеяния и взаимной индукции статора и ротора по оси  $\beta$ , рассчитанных согласно выражениям (2.21 – 2.25).

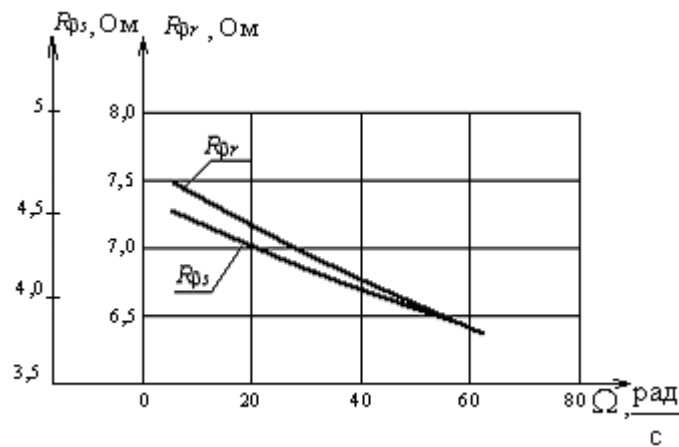


Рис. 2.7. Зависимости активных сопротивлений обмоток статора и ротора по оси  $\beta$  от частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$

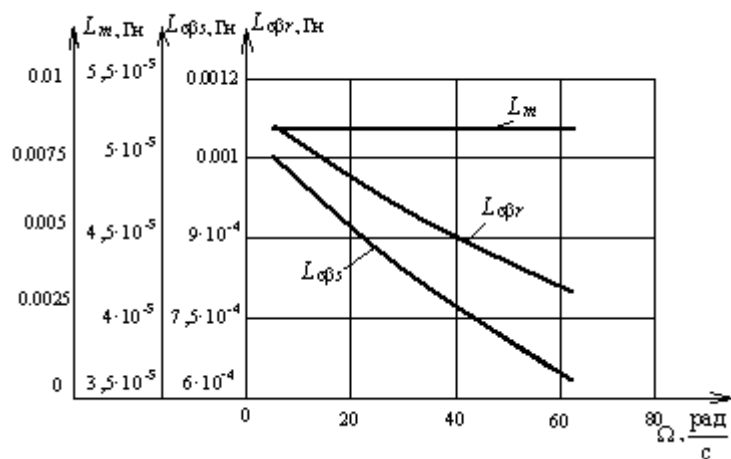


Рис. 2.8. Зависимости индуктивностей рассеяния обмоток статора  $L_{\sigma s}$  и ротора  $L_{\sigma r}$  и взаимоиндуктивности  $L_m$  от частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$

Результаты анализа показали, что с увеличением частоты колебаний подвижного элемента двигателя  $\Omega$  от 6,283 до 62,832 [рад/с] активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора уменьшаются, соответственно для:  $R_{\beta s}$  с величины 4,5 до 3,8 [Ом];  $R_{\beta r}$  – с 7,6 до 6,4 [Ом], что составляет 15%, и  $L_{\sigma\beta s}$  с  $5,185 \cdot 10^{-5}$  до  $3,6 \cdot 10^{-5}$  [Гн],  $L_{\sigma\beta r}$  с  $1,144 \cdot 10^{-3}$  до  $7,948 \cdot 10^{-4}$  [Гн], – 30,6% и 56,4% (рис. 2.7, 2.8). Величина взаимоиндуктивности остаётся при этом неизменной  $L_m = 0,00850$  [Гн]. Следует отметить, что полные индуктивные сопротивления статора и ротора по оси  $\beta$ , при увеличении частоты колебаний ротора двигателя в заданном интервале уменьшаются, соответственно на 5 и 3 %.

Следовательно, при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы МДП необходимо при расчётах электрических параметров машины учитывать диапазон изменения частоты колебаний ротора  $\Omega$ .

### 2.3. Связь динамических показателей исполнительного двигателя с геометрическими размерами электрической машины

Для того чтобы определить связь динамических показателей исполнительного двигателя с геометрическими размерами электрической машины, необходимо определить ударные значения токов в обмотках статора и ротора.

При потенциальном питании к обмоткам статора и ротора ЭМПЭ прикладываются напряжения, запись которых в не преобразованной системе координат имеет вид:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_{m1} \sin(\omega_1 t + \alpha); \\ U_2(t) &= U_{m2} \sin(\omega_2 t + \beta); \\ U_3(t) &= U_{m3} \sin(\omega_1 t + \gamma); \\ U_4(t) &= U_{m4} \sin(\omega_2 t + \varphi). \end{aligned} \quad (2.26)$$

где  $U_{m1}$ ,  $U_{m2}$ ,  $U_{m3}$ ,  $U_{m4}$  – амплитудные значения питающих напряжений;  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\varphi$  – начальные фазы напряжений на обмотках, выраженные в радианах,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  – угловые частоты питания статора и ротора  $\omega_2 = \omega_1 + \Omega$ .

В преобразованной системе координат  $\alpha, \beta$  система уравнений (2.22) имеет вид:

$$\begin{aligned}
 U_{\alpha s}(t) &= U_m \gamma_1 e^{j(\omega_1 t + \alpha)} = U_m \gamma_1 \sin(\omega_1 t + \alpha); \\
 U_{\beta s}(t) &= U_m \gamma_2 e^{j(\omega_2 t + \beta)} = U_m \gamma_2 \sin(\omega_1 t + \beta + \Omega t); \\
 U_{\alpha r}(t) &= -U_m \gamma_3 e^{j(\omega_1 t + \gamma)} \cos(\chi) - U_m \gamma_4 e^{j(\omega_2 t + \varphi)} \sin(\chi) = \\
 &= U_m \gamma_3 \sin(\omega_1 t + \gamma) \cos(\chi) - U_m \gamma_4 \sin(\omega_1 t + \varphi + \Omega t) \sin(\chi); \\
 U_{\beta r}(t) &= U_m \gamma_4 e^{j(\omega_2 t + \varphi)} \sin(\chi) + U_m \gamma_3 e^{j(\omega_1 t + \gamma)} \cos(\chi) = \\
 &= U_m \gamma_3 \sin(\omega_1 t + \varphi + \Omega t) \cos(\chi) + U_m \gamma_4 \sin(\omega_1 t + \gamma) \sin(\chi),
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

где  $\gamma_i$  – коэффициенты сигналов.

Уравнения (2.16) для МДП во временной плоскости в системе координат  $\alpha, \beta, 0$  запишется в виде:

$$\begin{cases}
 U_{\alpha s}(t) = i_{\alpha s}(t)R_{\alpha s} + \frac{L_{\alpha s} di_{\alpha s}}{dt} + \frac{L_m di_{\alpha r}}{dt}; \\
 U_{\beta s}(t) = i_{\beta s}(t)R_{\beta s} + \frac{L_{\beta s} di_{\beta s}}{dt} + \frac{L_m di_{\beta r}}{dt}; \\
 U_{\alpha r}(t) = i_{\alpha r}(t)R_{\alpha r} + \frac{L_{\alpha r} di_{\alpha r}}{dt} + \frac{L_m di_{\alpha s}}{dt} - \omega(L_{\beta r} i_{\beta r}(t) + L_m i_{\beta s}(t)); \\
 U_{\beta r}(t) = i_{\beta r}(t)R_{\beta r} + \frac{L_{\beta r} di_{\beta r}}{dt} + \frac{L_m di_{\beta s}}{dt} + \omega(L_{\alpha r} i_{\alpha r}(t) - L_m i_{\alpha s}(t)).
 \end{cases} \tag{2.28}$$

При пуске МДП (при заторможенном вторичном элементе) на начальном этапе, можно принять  $\omega=0$ . В операторной форме система (2.28) с учетом (2.27) после математических преобразований и при равенстве углов  $\alpha'=\gamma, \beta'=\varphi$  запишется следующим образом:

$$\begin{cases}
 \frac{U_m \gamma_1 p(\omega_1 \cos(\alpha) + p \sin(\alpha))}{(p - j\omega_1)} = (R_{\alpha s} + L_{\alpha s} p) i_{\alpha s}(p) + L_m p i_{\alpha r}(p); \\
 \frac{U_m \gamma_2 p(\omega_2 \sin(\beta) - p \cos(\beta))}{(p - j\omega_2)} = (R_{\beta s} + L_{\beta s} p) i_{\beta s}(p) + L_m p i_{\beta r}(p); \\
 \frac{U_m \gamma_3 p(\omega_1 \sin(\alpha) + p \cos(\alpha))}{(p - j\omega_1)} = (R_{\alpha r} + L_{\alpha r} p) i_{\alpha r}(p) + L_m p i_{\alpha s}(p); \\
 \frac{U_m \gamma_4 p(\omega_2 \cos(\beta) - p \sin(\beta))}{(p - j\omega_2)} = (R_{\beta r} + L_{\beta r} p) i_{\beta r}(p) + L_m p i_{\beta s}(p),
 \end{cases} \tag{2.29}$$

где  $p$  – оператор Лапласа.

Из первого уравнения системы (2.29) найдём значение пускового тока ротора по оси  $\alpha$   $i_{\alpha r}(p)$ , выразив его через ток статора  $i_{\alpha s}(p)$ :

$$i_{\alpha r}(p) = \frac{U_m \gamma_1 p (\omega_1 \cos(\alpha) + p \sin(\alpha)) - i_{\alpha s}(p) (p^2 - \omega_1^2) (R_{\alpha s} + L_{\alpha s} p)}{L_m p^2 (p - j\omega_1)}.$$

Токи  $i_{\alpha s}(p)$ ,  $i_{\beta s}(p)$ ,  $i_{\beta r}(p)$  определяются аналогично и имеют вид:

$$\begin{aligned} i_s(p) = U_m \cdot \left\{ \frac{[\gamma_2 (R_{\beta r} + L_{\beta r} p) + \gamma_4 L_m p] (\omega_2 \cos(\beta) - p \sin(\beta))}{(p^2 + (\omega_1 + \Omega)^2) (p^2 (L_{\beta s} L_{\beta r} - L_m^2) + p (R_{\beta r} L_{\beta s} + R_{\beta s} L_{\beta r}) + R_{\beta s} R_{\beta r})} + \right. \\ \left. + j \frac{[p \gamma_1 (R_{\alpha r} + L_{\alpha r} p) - L_m \gamma_3 p] (\omega_1 \cos(\alpha) - p \sin(\alpha))}{(p^2 + \omega_1^2) (p^2 (L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) + p (R_{\alpha s} L_{\alpha r} + R_{\alpha r} L_{\alpha s}) + R_{\alpha s} R_{\alpha r})} \right\}; \\ i_r(p) = U_m \cdot \left\{ \frac{[\gamma_4 (R_{\beta s} + L_{\beta s} p) + \gamma_2 L_m p] (\omega_2 \sin(\beta) - p \cos(\beta))}{(p^2 + (\omega_1 + \Omega)^2) (p^2 (L_{\beta s} L_{\beta r} - L_m^2) + p (R_{\beta r} L_{\beta s} + R_{\beta s} L_{\beta r}) + R_{\beta s} R_{\beta r})} + \right. \\ \left. + j \frac{[p \gamma_1 L_m - \gamma_3 (R_{\alpha s} + L_{\alpha s} p) p] (\omega_1 \cos(\alpha) + p \sin(\alpha))}{(p^2 + \omega_1^2) (p^2 (L_{\beta s} L_{\beta r} + L_m^2) + p (R_{\beta r} L_{\beta s} + R_{\beta s} L_{\beta r}) + R_{\beta s} R_{\beta r})} \right\}; \end{aligned} \quad (2.30)$$

Для перехода во временную плоскость необходимо, найти корни характеристического уравнения, а затем определить вынужденные и свободные составляющие токов.

Так, например, для тока  $i_{\alpha s}(p)$  характеристическое уравнение будет иметь вид:

$$p^2 (L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2) + p (R_{\alpha r} L_{\alpha s} + R_{\alpha s} L_{\alpha r}) + R_{\alpha s} R_{\alpha r} = 0,$$

а его решением будут являться два корня  $p_1 = -\alpha_1$  и  $p_2 = -\alpha_2$ , соответствующие апериодически затухающим свободным составляющим тока статора:

$$p_{1,2} = \frac{-(R_{\alpha r} L_{\alpha s} + R_{\alpha s} L_{\alpha r})}{2(L_m^2 + L_{\alpha s} L_{\alpha r})} \pm \sqrt{\frac{(R_{\alpha r} L_{\alpha s} + R_{\alpha s} L_{\alpha r})^2 + 4(R_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) R_{\alpha s} R_{\alpha r}}{4(L_m^2 + L_{\alpha s} L_{\alpha r})}}.$$

Аналогично определяются корни характеристического уравнения и по оси  $\beta$ :

$$p_{3,4} = \frac{-(R_{\beta r} L_{\beta s} + R_{\beta s} L_{\beta r})}{2(L_m^2 + L_{\beta s} L_{\beta r})} \pm \sqrt{\frac{(R_{\beta r} L_{\beta s} + R_{\beta s} L_{\beta r})^2 + 4(R_{\beta r} L_{\beta s} + L_m^2) R_{\beta s} R_{\beta r}}{4(L_m^2 + L_{\beta s} L_{\beta r})}}.$$

Выражения (2.30) имеют также комплексно-сопряженные корни  $p_{5,6}=\pm j\omega_1$ ,  $p_{7,8}=\pm j\omega_2$ , определяющие вынужденные составляющие токов. Выражение, определяющее значение тока  $i_{as}(p)$  будет иметь вид:

$$I_{as0} = \frac{U_m}{(L_m^2 + L_{as}L_{ar})} \times \sqrt{\frac{\omega_1^2 [L_{ar}(\alpha_1\alpha_2 - \omega_1^2) - R_{ar}(\alpha_1 + \alpha_2)]^2 + [R_{ar}(\alpha_1\alpha_2 - \omega_1^2) - L_{ar}\omega_1^2(\alpha_1 + \alpha_2)]^2}{(\alpha_2 + \omega_1)(\alpha_1 + \omega_1)}};$$

С учётом корней характеристических уравнений и функций регулирования во временной плоскости пусковые токи МДП примут следующий вид:

$$\begin{aligned} I_{\alpha s \text{пуск}}(t) &= I_{\alpha s0} \sin \left[ \omega_1 t - \arctg \left[ \frac{\omega_1 (L_{ar}(\alpha_1\alpha_2 - \omega_1^2) - R_{ar}(\alpha_1 + \alpha_2))}{R_{ar}(\alpha_1\alpha_2 - \omega_1^2) + L_{ar}(\alpha_1 + \alpha_2)\omega_1^2} \right] \right] + I_{\alpha s1}e^{-\alpha_1 t} + I_{\alpha s2}e^{-\alpha_2 t}; \\ I_{\beta s \text{пуск}}(t) &= I_{\beta s0} \cos \left[ \omega_2 t - \arctg \left[ \frac{\omega_2 (L_{\beta r}\omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4) - R_{\beta r}(\alpha_3\alpha_4 - \omega_2^2))}{\omega_2^2 (R_{\beta r}(\alpha_3 + \alpha_4) + L_{\beta r}(\alpha_3\alpha_4 - \omega_2^2))} \right] \right] + I_{\beta s1}e^{-\alpha_3 t} + I_{\beta s2}e^{-\alpha_4 t}; \\ I_{\alpha r \text{пуск}}(t) &= I_{\alpha r0} \sin \left[ \omega_1 t - \arctg \left[ \frac{\alpha_1\alpha_2 - \omega_1^2}{\omega_1(\alpha_1 + \alpha_2)} \right] \right] + I_{\alpha r1}e^{-\alpha_1 t} + I_{\alpha r2}e^{-\alpha_2 t}; \\ I_{\beta r \text{пуск}}(t) &= I_{\beta r0} \sin \left[ \omega_2 t - \arctg \left[ \frac{(\alpha_3 + \alpha_4)\omega_2^2}{\omega_2^2 - \alpha_3\alpha_4} \right] \right] + I_{\beta r1}e^{-\alpha_3 t} + I_{\beta r2}e^{-\alpha_4 t}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

где  $I_{as0}$ ,  $I_{\beta s0}$ ,  $I_{ar0}$ ,  $I_{\beta r0}$  – амплитуды режима установившегося короткого замыкания вынужденных составляющих токов,  $I_{as1}$ ,  $I_{as2}$ ,  $I_{\beta s1}$ ,  $I_{\beta s2}$ ,  $I_{ar1}$ ,  $I_{ar2}$ ,  $I_{\beta r1}$ ,  $I_{\beta r2}$  – модули свободных составляющих токов с коэффициентами затухания, соответственно  $\alpha_i$ , выраженные через параметры электрической машины и функции регулирования представлены в таблице 2.1.

Полученные выражения (2.33) с учетом табл. 2.1 позволяют оценить всё пространство геометрических параметров электрической машины, обеспечивающих заданные пусковые токи.

Расчётные соотношения для определения пусковых токов Таблица 2.1

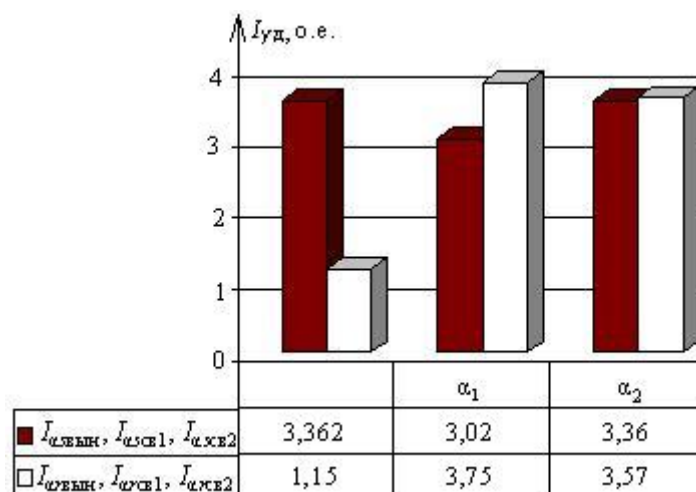
| $i, j$         | Амплитуда $I_{i,j}$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | $i$         | $\varphi_i$                                                                                                                                                                                                                     |
|----------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $I_{as0}$      | $\frac{U_m \gamma_1}{L_{as} L_{ar} + L_m^2} \sqrt{\omega_1^2 [L_{ar} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - R_{ar} (\alpha_1 + \alpha_2)]^2 + [R_{ar} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) + L_{ar} \omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)]^2}$ $\frac{(\alpha_1^2 + \omega_1^2) \cdot (\alpha_2^2 + \omega_1^2)}{}$                               | $\varphi_1$ | $\text{Arctg} \left[ \frac{\omega_1 (L_{ar} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - R_{ar} (\alpha_1 + \alpha_2))}{R_{ar} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) + L_{ar} (\alpha_1 + \alpha_2) \omega_1^2} \right]$                       |
| $I_{as1}$      | $\frac{U_m \llbracket -\gamma_1 (R_{ar} + L_{ar} (-\alpha_1)) + \gamma_3 L_m (-\alpha_1) \rrbracket \cdot (\omega_1 \cos(\alpha) - (\alpha_1) \sin(\alpha))}{(L_{ar} L_{as} + L_m^2) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_2 - \alpha_1)}$                                                                                               | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{as2}$      | $\frac{U_m \llbracket -\gamma_1 (R_{ar} + L_{ar} (-\alpha_2)) + \gamma_3 L_m (-\alpha_2) \rrbracket \cdot (\omega_1 \cos(\alpha) - (\alpha_2) \sin(\alpha))}{(L_{ar} L_{as} + L_m^2) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_1 - \alpha_2)}$                                                                                               | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{\beta s0}$ | $\frac{U_m \gamma_2}{L_{\beta s} L_{\beta r} + L_m^2} \sqrt{\omega_2^2 [L_{\beta r} (\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2) - R_{\beta r} (\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + [R_{\beta r} (\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2) + L_{\beta r} \omega_2^2 (\alpha_3 + \alpha_4)]^2}$ $\frac{(\alpha_3^2 + \omega_2^2) \cdot (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}{}$ | $\varphi_2$ | $\text{Arctg} \left[ \frac{(R_{\beta r} (\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2) + L_{\beta r} \omega_2^2 (\alpha_3 + \alpha_4))}{\omega_2 (R_{\beta r} (\alpha_3 + \alpha_4) - L_{\beta r} (\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2))} \right]$ |
| $I_{\beta s1}$ | $\frac{U_m \llbracket -\gamma_2 (R_{\beta r} + L_{\beta r} (-\alpha_3)) + \gamma_4 L_m (-\alpha_3) \rrbracket \cdot ((\alpha_3) \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\beta r} L_{\beta s} + L_m^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2) (\alpha_4 - \alpha_3)}$                                                                             | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{\beta s2}$ | $\frac{U_m \llbracket -\gamma_2 (R_{\beta r} + L_{\beta r} (-\alpha_4)) + \gamma_4 L_m (-\alpha_4) \rrbracket \cdot ((\alpha_4) \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\beta r} L_{\beta s} + L_m^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2) (\alpha_3 - \alpha_4)}$                                                                             | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{ar0}$      | $\frac{U_m \gamma_1}{L_{as} L_{ar} + L_m^2} \frac{L_m \omega_1 \sqrt{[(\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2)^2 - \omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)^2]}}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2) \cdot (\alpha_2^2 + \omega_1^2)}$                                                                                                                         | $\varphi_3$ | $\text{Arctg} \left[ \frac{(\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2)}{\omega_1 (\alpha_1 + \alpha_2)} \right]$                                                                                                                           |
| $I_{ar1}$      | $\frac{U_m \llbracket \gamma_3 (R_{as} + L_{as} (-\alpha_1)) + \gamma_1 L_m (-\alpha_1) \rrbracket \cdot (\omega_1 \cos(\alpha) - (\alpha_1) \sin(\alpha))}{(L_{ar} L_{as} + L_m^2) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_2 - \alpha_1)}$                                                                                                | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{ar2}$      | $\frac{U_m \llbracket \gamma_3 (R_{as} + L_{as} (-\alpha_2)) + \gamma_1 L_m (-\alpha_2) \rrbracket \cdot (\omega_1 \cos(\alpha) - (\alpha_2) \sin(\alpha))}{(L_{ar} L_{as} + L_m^2) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_1 - \alpha_2)}$                                                                                                | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{\beta r0}$ | $\frac{U_m \gamma_1}{L_{\beta r} L_{\beta s} - L_m^2} \frac{L_m \omega_2 \sqrt{[(\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2)^2 + \omega_2^2 (\alpha_3 + \alpha_4)^2]}}{(\alpha_3^2 + \omega_2^2) \cdot (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                               | $\varphi_4$ | $\text{Arctg} \left[ \frac{\omega_2 (\alpha_3 + \alpha_4)}{(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4)} \right]$                                                                                                                           |
| $I_{\beta r1}$ | $\frac{-U_m \llbracket \gamma_4 (R_{\beta s} + L_{\beta s} (-\alpha_3)) + \gamma_2 L_m (-\alpha_3) \rrbracket \cdot ((\alpha_3) \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\beta r} L_{\beta s} + L_m^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2) (\alpha_4 - \alpha_3)}$                                                                             | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |
| $I_{\beta r2}$ | $\frac{-U_m \llbracket \gamma_4 (R_{\beta s} + L_{\beta s} (-\alpha_4)) + \gamma_2 L_m (-\alpha_4) \rrbracket \cdot ((\alpha_4) \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\beta r} L_{\beta s} + L_m^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2) (\alpha_3 - \alpha_4)}$                                                                             | —           |                                                                                                                                                                                                                                 |

## 2.4. Анализ динамических показателей электродвигателя колебательного движения

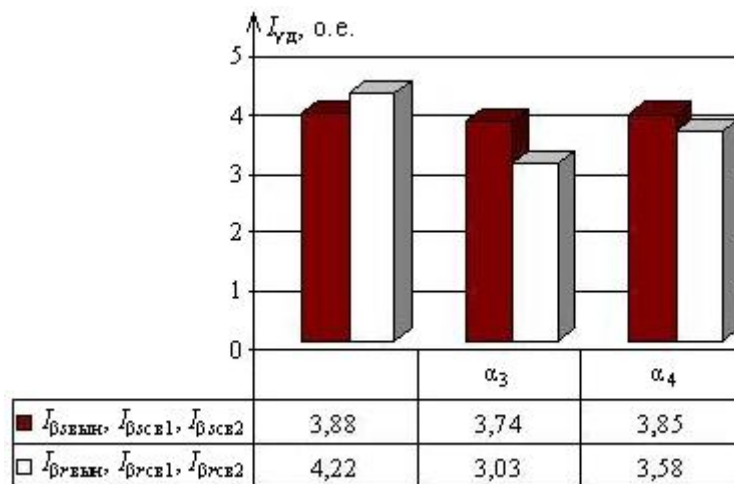
Оценка динамических свойств колебательного электропривода с МДП при пуске может быть проведена с помощью аналитических методов по характеру затухания свободных составляющих токов.

Согласно результатам расчёта, для низкочастотных колебаний, когда частота колебаний  $\Omega$  на порядок меньше частоты  $\omega_1$ , отклонение активных и полных индуктивностей по осям обмоток при изменении  $\Omega$  не превышает соответственно 15 и 3 %. Для активных сопротивлений фаз обмоток статора и ротора по оси  $\beta$  такой перепад является существенным. Поэтому необходимо оценить весовой вклад каждой из составляющей в формирование общего значения пускового тока, а так же времени переходного процесса (время затухания каждой из составляющей) статора или ротора. Самым простым в данном случае является графическое представление каждой составляющей рассчитанной согласно выражениям (2.33) и их анализ.

На рис. 2.9, 2.10 представлена оценка весового вклада коэффициентов затухания  $\alpha_1 \div \alpha_4$  на амплитуды  $I_{удij}$  и время переходных процессов  $\tau_{пнij}$  вынужденных и свободных составляющих пусковых токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ .

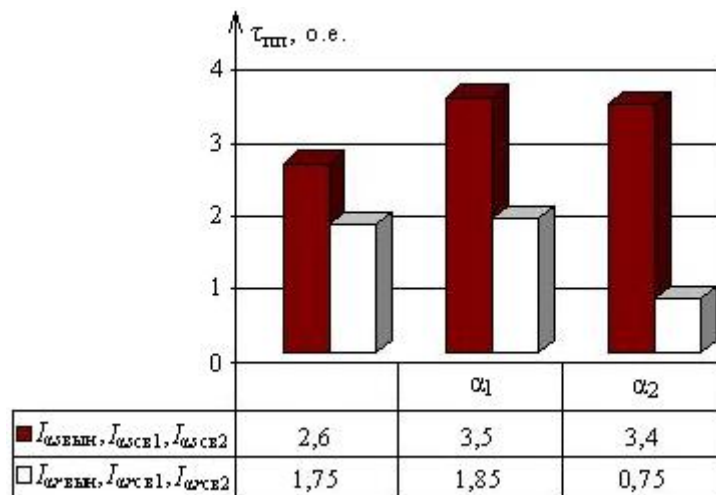


а)

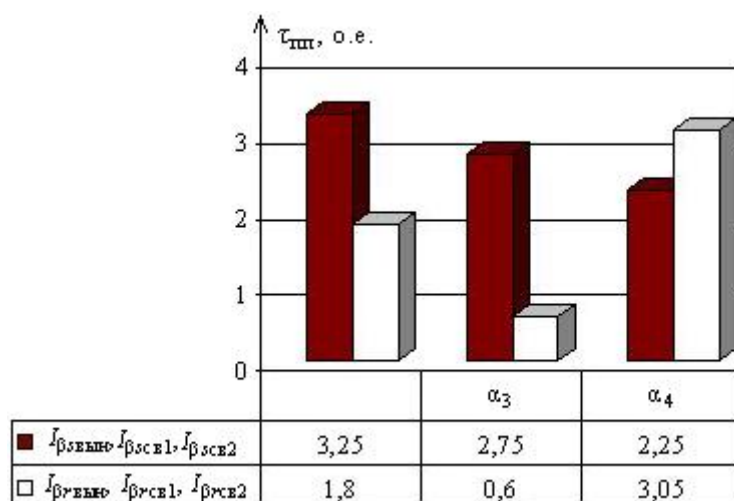


б)

Рис. 2.9. Амплитуды токов статора и ротора от коэффициентов затухания  $\alpha_i$



а)



б)

Рис. 2.10. Значения времени переходного процесса токов статора и ротора от коэффициентов затухания  $\alpha_i$

Анализ вынужденных и свободных составляющих токов статора и ротора по соответствующим осям  $\alpha$  и  $\beta$  показал, что наибольшее влияние на формирование ударного значения токов оказывают свободные составляющие с коэффициентами затухания  $\alpha_1$ , и  $\alpha_3$ , а на время переходного процесса –  $\alpha_2$  и  $\alpha_4$ . Поэтому для расчёта пусковых токов МДП, работающей в режиме вынужденных колебаний, можно пренебречь составляющими с коэффициентами затухания вида  $I_{уд\ i,j\max} \cdot e^{(-\alpha_2 t)}$ ,  $I_{уд\ i,j\max} \cdot e^{(-\alpha_4 t)}$ .

Согласно [11], для МДП, работающей в колебательном режиме работы, апериодические затухающие токи зависят не только от функций регулирования статора, но и ротора и достигают своих максимальных значений при начальных фазах питающих напряжений, равных:

$$\begin{aligned}\alpha' &= \arctg\left(\frac{\alpha_2}{\omega_1}\right); \\ \beta' &= \arctg\left(\frac{\omega + \Omega}{\alpha_2}\right).\end{aligned}\tag{2.32}$$

Выражения (2.30) с учётом условия (2.32) для соответствующих осей и рекомендаций [31] позволяют определить максимальные значения ударных токов статора и ротора МДП, которые имеют вид:

$$\begin{aligned}I_{\alpha суд\max} &= I_{\alpha s0} + \\ &+ I_{\alpha s1} \exp\left[\frac{-\alpha_1\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) + \arctg\left(\frac{\alpha_2}{\omega_1}\right) - \phi\right]}{\omega_1}\right] + I_{\alpha s2} \exp\left[\frac{-\alpha_2\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) + \arctg\left(\frac{\alpha_2}{\omega_1}\right) - \phi\right]}{\omega_1}\right]; \\ I_{\beta суд\max} &= I_{\beta s0} + \\ &+ I_{\beta s1} \exp\left[\frac{-\alpha_3\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) + \arctg\left(\frac{\alpha_4}{\omega_2}\right) - \phi\right]}{\omega_2}\right] + I_{\beta s2} \exp\left[\frac{-\alpha_4\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) + \arctg\left(\frac{\alpha_4}{\omega_2}\right) - \phi\right]}{\omega_2}\right];\end{aligned}\tag{2.33}$$

$$\begin{aligned}
I_{\alpha r y \text{дmax}} &= I_{\alpha r 0} + \\
&+ I_{\alpha r 1} \exp \left[ \frac{-\alpha_1 \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) + \arctg \left( \frac{\alpha_2}{\omega_1} \right) - \phi \right]}{\omega_1} \right] + I_{\alpha r 2} \exp \left[ \frac{-\alpha_2 \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) + \arctg \left( \frac{\alpha_2}{\omega_1} \right) - \phi \right]}{\omega_1} \right]; \\
I_{\beta r y \text{дmax}} &= I_{\beta r 0} + \\
&+ I_{\beta r 1} \exp \left[ \frac{-\alpha_3 \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) + \arctg \left( \frac{\alpha_4}{\omega_2} \right) - \phi \right]}{\omega_2} \right] + I_{\beta r 2} \exp \left[ \frac{-\alpha_4 \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) + \arctg \left( \frac{\alpha_4}{\omega_2} \right) - \phi \right]}{\omega_2} \right].
\end{aligned}$$

Если учесть, что составляющие вида  $I_{ij1}$  в выражениях (2.35) затухают значительно быстрее, но они в свою очередь значительно превышают составляющие вида  $I_{ij2}$ , то величины ударных токов выражены с достаточной точностью составляющими вида  $I_{i,0}$  и  $I_{ij1}$ . Значения вида  $I_{ij1}$  можно оценить в сравнении с асинхронным режимом работы МДП по коэффициентам ослабления:

$$\begin{aligned}
K_{oc,i} &= \frac{I_{i1\text{МДП}}}{I_{i1\text{АД}}} = \frac{1 - v(\alpha_i + 2)}{\alpha_i}; \\
K_{oc,j} &= \frac{I_{j1\text{МДП}}}{I_{j1\text{АД}}} = \frac{1 - \alpha_j}{v(\alpha_j - 1)},
\end{aligned}$$

где  $v = (\alpha_2 L_m) / (R_{ar} - \alpha_2 L_{ar})$ . В реальных машинах, согласно [35],  $v < 0$ , это говорит о том, что в МДП значения ударных токов в фазах обмоток статора и ротора значительно ниже, чем по сравнению с АД.

Выражения (2.33) позволяют наметить пути компенсации свободных составляющих токов статора и ротора ЭМ за счёт выбора значений начальных фаз функций регулирования.

Так с учётом таблицы 2.1, и анализа свободных составляющих для подавления ударных значений токов МДП необходимо, чтобы выполнялось следующее условие:

$$\begin{aligned}\omega_1 \cos(\alpha') - \alpha_1 \sin(\alpha') &= 0; \\ \alpha_3 \cos(\beta') + \omega_2 \sin(\beta') &= 0,\end{aligned}$$

исходя из которого, можно сделать следующий вывод, для того чтобы обеспечить безударный пуск по току МДП, работающей в режиме вынужденных колебаний, необходимо чтобы начальные фазы функций регулирования в момент включения соответствовали условию:

$$\alpha' = \arctg\left(\frac{\omega_1}{\alpha_1}\right); \quad \beta' = \arctg\left(\frac{-\omega_2}{\alpha_3}\right). \quad (2.34)$$

Записав уравнения (2.31) с учётом начальных фаз питающих напряжений можно проанализировать влияние их на ударные значения токов статора и ротора (рис. 2.11). На рис. 2.11 представлена временная зависимость тока статора по оси  $\alpha$  с учётом выполнения условия (2.34) (кривая 2) и без – (кривая 1). Как видно, при коррекции фазы питающего напряжения ударное значение тока статора составляет 5,464 [о.е.], а без неё – 7,07 [о.е.], что составляет 30%.

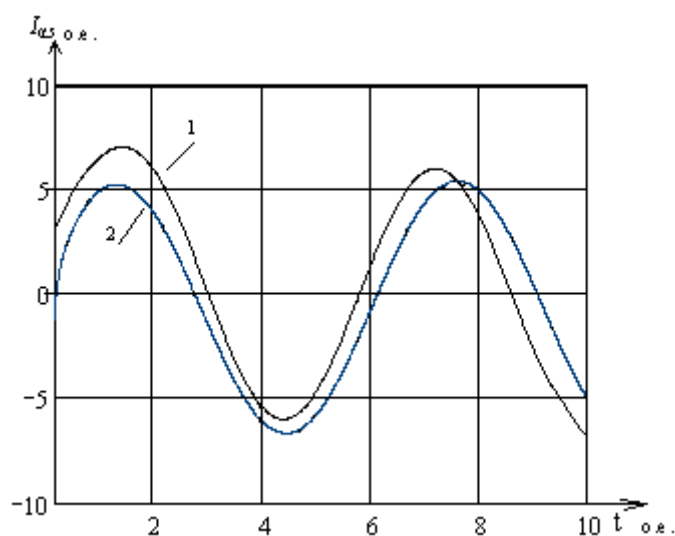


Рис. 2.11. Временные зависимости тока: без учёта алгоритма – 1, с учётом алгоритма – 2

Согласно [3], колебательный пусковой электромагнитный момент при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы МДП описывается произведением токов вида (2.33) и может быть записан в следующем виде:

$$\begin{aligned}
M_{\text{пуск}}(t) = & M_{01} \cos[\Theta_4] \sin[\Theta_1] + M_{02} \cos[\Theta_2] \sin[\Theta_3] + M_1 \sin[\Theta_1] e^{-\alpha_3 t} + \\
& M_2 \sin[\Theta_1] e^{-\alpha_4 t} + M_3 \cos[\Theta_4] e^{-\alpha_1 t} + M_4 e^{-\alpha_1 t} + M_5 e^{-\alpha_2 t} + M_6 \cos[\Theta_4] e^{-\alpha_2 t} + \\
& + M_7 e^{-\alpha_3 t} + M_8 e^{-\alpha_4 t} + M_9 \sin[\Theta_3] e^{-\alpha_3 t} + M_{10} \sin[\Theta_3] e^{-\alpha_4 t} + M_{11} \cos[\Theta_2] e^{-\alpha_1 t} + \\
& + M_{12} e^{-\alpha_1 t} + M_{13} e^{-\alpha_2 t} + M_{14} \cos[\Theta_2] e^{-\alpha_1 t} + M_{15} e^{-\alpha_3 t} + M_{16} e^{-\alpha_4 t},
\end{aligned} \quad (2.35)$$

где  $M_{01}$ ,  $M_{02}$  – амплитуды вынужденных составляющих электромагнитного момента,  $M_i$  – модули свободных составляющих момента с коэффициентами затухания  $\alpha_i$  и  $\alpha_i'$ ,  $\Theta_i$  – начальные фазы при соответствующих аргументах вынужденных и свободных составляющих, представлены в таблице Приложения 1.

Согласно п. было установлено влияние частоты колебаний ротора  $\Omega$  исполнительного двигателя на его параметры, как следствие, необходимо определить как это отразится на динамических показателях. На рис. 2. приведены графики изменения ударных значений колебательного электромагнитного момента и тока статора от частоты колебаний ротора исполнительного двигателя, который может быть как МДП (кривая 1), так и АД (кривая 2).

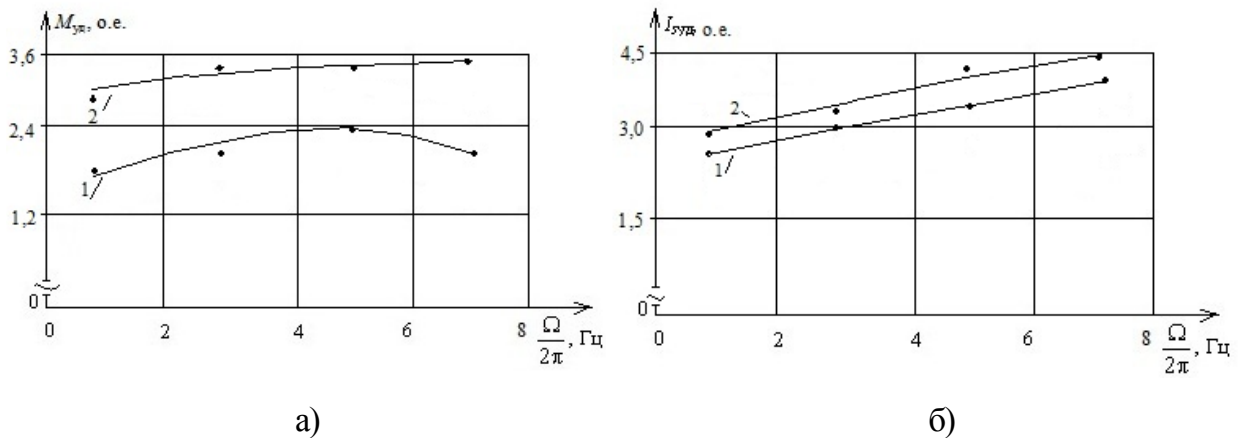


Рис. 2. 12 Зависимости ударных значений: а) колебательного электромагнитного момента; б) тока статора по оси  $\alpha$  от частоты колебаний ротора  $\Omega$ : 1 – МДП; 2 – АД

Анализ данных зависимостей показал, что увеличение частоты колебаний ротора исполнительного двигателя  $\Omega$  в пределах от 1 до 7 [Гц] приводит к тому, что ударные значения колебательного электромагнитного момента увеличиваются до определённого максимума, который имеет место для обеих ЭМ, но частоты,

соответствующие им разные. Так максимум для МДП наблюдается при  $\Omega/2\pi=5$  [Гц] и составляет  $M_{удmax1}=2,38$  [о.е.], а для АД –  $\Omega/2\pi=3,2$  [Гц] и составляет  $M_{удmax1}=3,55$  [о.е.]. Ток статора для обоих случаев подключения ЭМ имеет одинаковый возрастающий характер.

Выражение пускового колебательного электромагнитного момента МДП (2.35), так же имеет большое количество как вынужденных, так и свободных оставляющих. С целью упрощения выражения (2.34) и его дальнейшего анализа был оценен весовой вклад низкочастотных составляющих пускового колебательного электромагнитного момента при изменении частоты колебаний ротора  $\Omega$  (рис. 2.13). Рис. 2.13 иллюстрирует результаты расчётов, здесь не представлены гармонические составляющие:  $M_6, M_7, M_8, M_{10}, M_{11}, M_{13}, M_{16}$  в виду их малости на порядок по сравнению с остальными составляющими. Они не прогрессируют при изменении частоты электропривода колебательного движения  $\Omega$ , и не определяют общий характер переходных процессов.

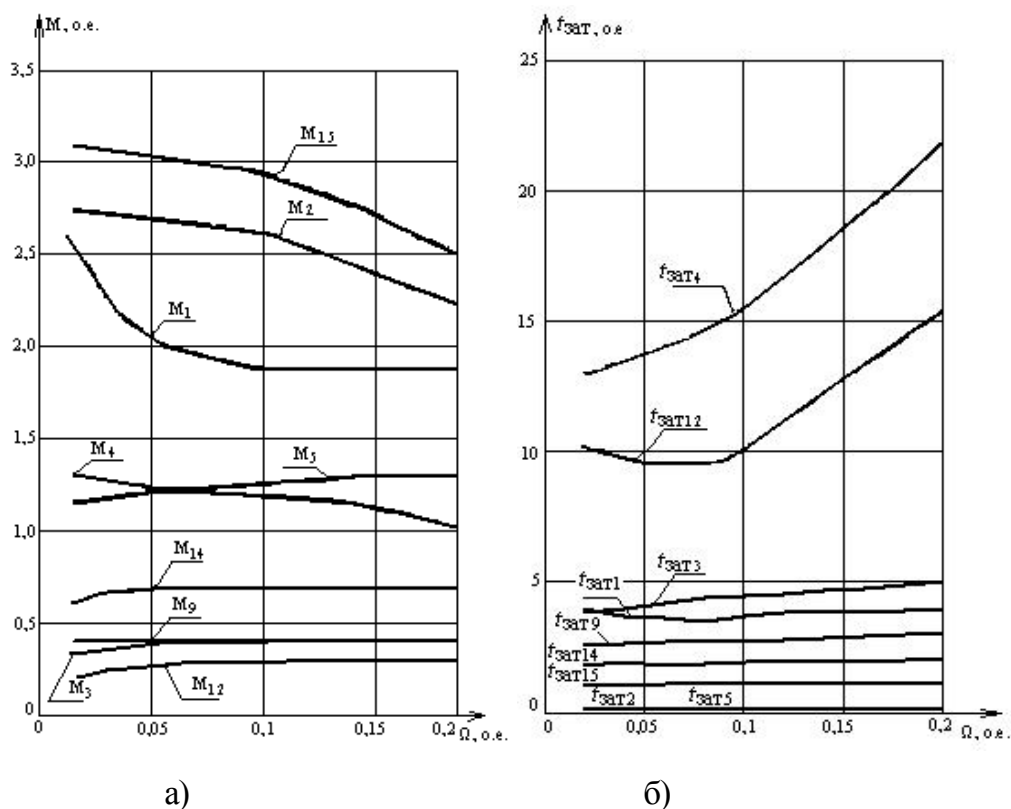


Рис. 2.13. Зависимости: а) амплитуд, б) постоянных времени затухания составляющих пускового колебательного момента МДП от частоты колебаний  $\Omega$

Анализ влияния частоты колебаний ротора на вынужденные составляющие электромагнитного момента ЭКД показал, что на формирование ударного значения наибольшее влияние оказывают составляющие  $M_1, M_2, M_{15}$  (18–29 %), а на время затухания –  $M_4, M_{12}$  (69% и 50% соответственно).

На рис. 2.14 представлены временные зависимости колебательного электромагнитного момента при полном учёте всех составляющих (кривая 1) и с учётом только  $M_1, M_2, M_{15}, M_4, M_{12}$  (кривая 2).

Отметим, что их вклад в общее значение ударного колебательного электромагнитного момента не превышает 13%, что позволяет в дальнейшем при исследованиях их не учитывать.

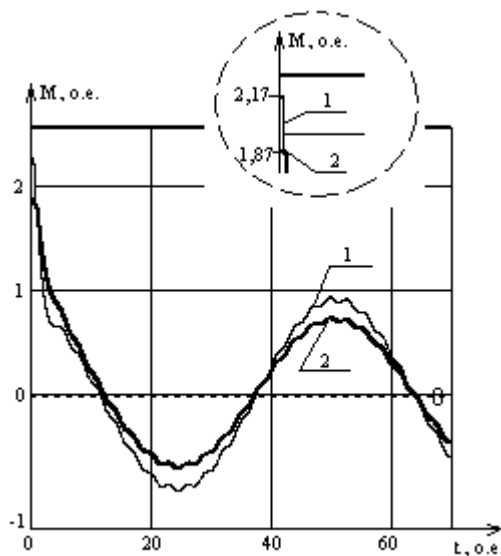


Рис. 2.14. Временные зависимости пускового электромагнитного момента: 1– все составляющие; 2 – составляющие:  $M_1, M_2, M_{15}, M_4, M_{12}$

Результаты расчёта показали, что наибольшее влияние на формирование ударного колебательного электромагнитного момента оказывают составляющие  $M_1, M_2, M_3$  и  $M_4, M_9, M_{12}$  с коэффициентами затухания  $\alpha_1, \alpha_3, \alpha_4$  и их комбинация ( $\alpha_1 + \alpha_3$ ):

$$\begin{aligned}
 M_{\text{пуск}}(t) = & M_{01} \cos[\Theta_4] \sin[\Theta_1] + M_{02} \cos[\Theta_2] \sin[\Theta_3] + \\
 & + (M_1 \sin[\Theta_1] + M_9 \sin[\Theta_3]) e^{-\alpha_3 t} + M_2 \sin[\Theta_1] e^{-\alpha_4} + \\
 & + M_3 \cos[\Theta_4] e^{-\alpha_1 t} + (M_4 + M_{12}) e^{-\alpha_1 t}.
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

Если пусковой электромагнитный момент определять по выражению (2.35), то ошибка составит 10,2 %, что соответствует инженерным методикам расчёта.

Аналогично, как и для фазных токов можно рассчитать начальную фазу питающего напряжения, при которых апериодические составляющие тока вида  $I_{i,1}$ , определяющие  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  и  $M_4$ ,  $M_9$ ,  $M_{12}$  будут скомпенсированы, что позволит осуществить безударный пуск по моменту.

$$\alpha' = \arctg\left(\frac{\omega_1}{\alpha_2}\right); \quad \beta' = \arctg\left(\frac{-\omega_2}{\alpha_4}\right). \quad (2.37)$$

На рис. 2.15 представлен пусковой колебательный электромагнитный момент МДП, рассчитанный по выражению (2.38) и с учётом выражения (2.37), с учётом фазы кривая 2 и без учёта фазы кривая 1, из него следует, что при коррекции фазы питающего напряжения ударное значение момента составляет 3,12 [о.е.], а без неё – 1,05 [о.е.], т.е. в три раза меньше.

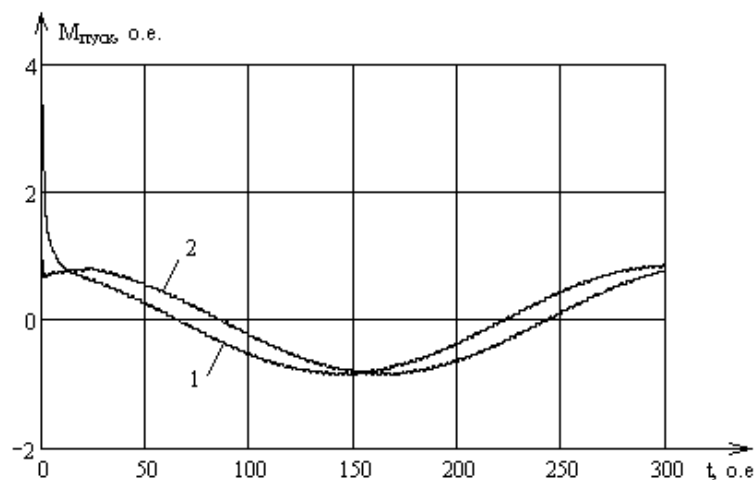


Рис. 2.15. Временные зависимости электромагнитного момента МДП при пуске на частоту  $\Omega=31,4 \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}}\right]$  без учёта алгоритма (2.37) – 1 и с учётом – 2

Анализ выражений (2.34) и (2.37) показывает, что отличие безударного пуска по току от безударного пуска по моменту при колебательном режиме работы МДП заключается только в разности значений начальных фаз питающих напряжений  $\gamma$ , которые в первом случае определяются коэффициентами затухания  $\alpha_1$ ,  $\alpha_3$ , а во втором –  $\alpha_2$ ,  $\alpha_4$ . Несмотря на то, что

коэффициенты затухания  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  зависят от скорости вращения исполнительного двигателя [29], расчёт пусковых характеристик с учётом выражений (2.34) и (2.37) при условии постоянства коэффициентов затухания даёт адекватные результаты. Это объясняется, прежде всего, тем, что амплитуда установившейся скорости колебания как минимум на порядок ниже синхронной скорости МДП при круговом поле, а сам процесс разгона вторичного элемента двигателя происходит весьма медленно (по сравнению со скоростью протекания электромагнитных переходных процессов).

Учитывая, что первый максимальный по амплитуде пик момента во всех случаях возникает примерно в интервале 0,005...0,02 [с] согласно [59], то предложенный способ подавления ударных моментов оказывается весьма эффективным, а допущение о постоянстве коэффициентов затухания достаточно правомерными.

Результаты анализа позволяют сделать вывод о возможности обеспечения безударного пуска по моменту или току электрической машины двойного питания при её запуске в колебательный режим работы за счёт выбора начальных фаз функций регулирования.

На основании выше изложенного был разработан алгоритм расчёта динамических показателей приводного двигателя электропривода колебательного движения, при формировании колебаний за счёт фазовой модуляции (рис. 2. 16). Алгоритм состоит из нескольких основных блоков: расчёта параметров ЭМ (выражения 2-21. –2.24) и ввода ограничений; расчёта корней характеристических уравнений и коэффициентов затухания; определение вынужденных и свободных составляющих исходя из условий пуска двигателя; расчёт пусковых токов и электромагнитного момента.



Рис. 2. 16. Алгоритм расчёта ударных значений токов статора и ротора и электромагнитного момента в зависимости от её геометрии

## 2.4.1 Анализ влияния геометрических размеров электрической машины на динамические показатели электропривода колебательного движения

Как было показано выше выражения (2.31) позволяют рассчитать ударные значения токов обмоток статора и ротора по соответствующим осям  $\alpha$  и  $\beta$ , при варьировании геометрическими размерами электрической машины. В качестве примера на рис. 2.17 – 2.19, представлены графики распределения ударных значений тока статора и ротора по осям, а также ударного значения электромагнитного момента при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  и внутреннего диаметра расточки статора  $D$  электрической машины.

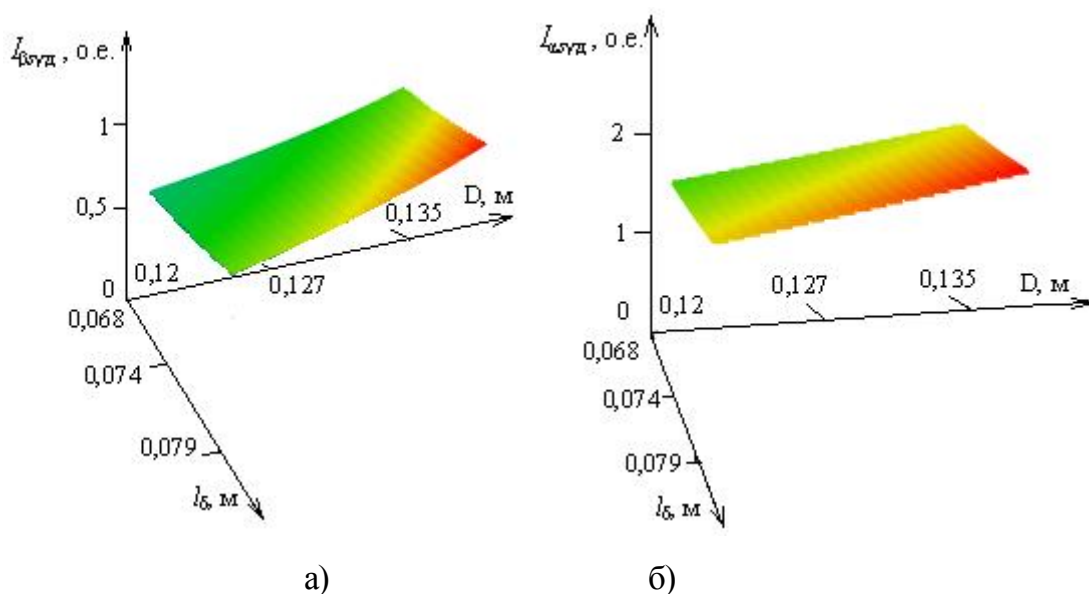


Рис. 2.17. Области распределения ударных значений тока статора  $I_{суд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б)

по оси  $\beta$  при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

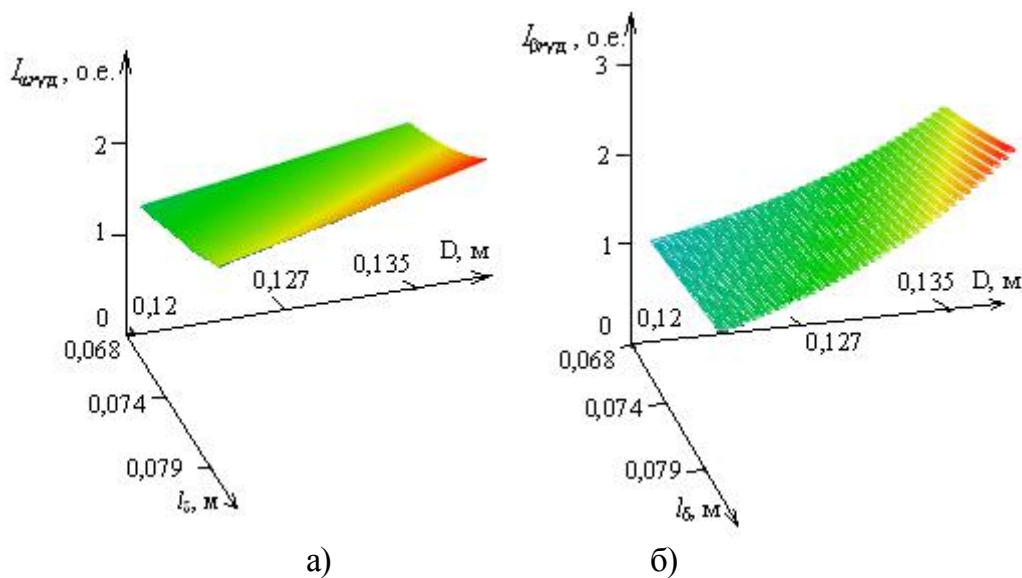


Рис. 2.18. Области распределения ударных значений тока ротора  $I_{руд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

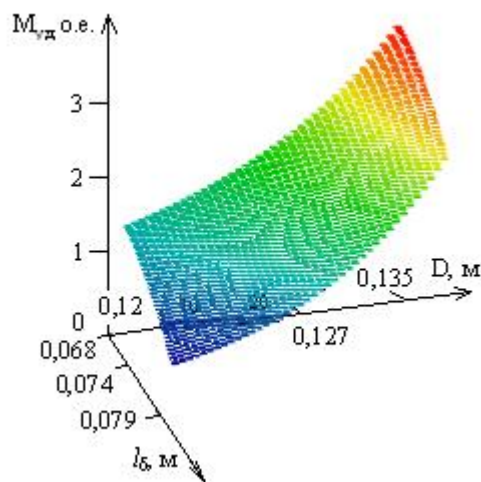


Рис. 2.19. Область распределения ударных значений электромагнитного момента:

при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Анализ рис. 2.17 – 2.19 показал, что при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  базового двигателя от 0,068 до 0,079 [м] и внутреннего диаметра расточки статора  $D$  от 0,12 до 0,135 [м] ударные значения токов статора по осям  $\alpha$  и  $\beta$   $I_{\alpha суд}$ ,  $I_{\beta суд}$  увеличиваются, не имея точек экстремума, с 1,57 до 2,6 [о.е.] и с 0,631 до 1,428 [о.е.], соответственно, т.е. в 1,5 и 2,3 раза, а ротора  $I_{\alpha руд}$ ,  $I_{\beta руд}$  – с 1,374 до 2,36 [о.е.] и с 1,02 до 2,6 [о.е.] соответственно, т.е. в 1,8 и 2,58 раза. Ударные значения электромагнитного момента двигателя так же

увеличиваются с 1,2 до 3,42 [о.е.], т.е. в 2,85 раза, и имеют характер изменения аналогичный токам.

На рис. 2.20 – 2.22 представлены графики распределения ударных значений тока статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , а также ударных значений электромагнитного момента при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  и сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{\text{эф}2}$ .

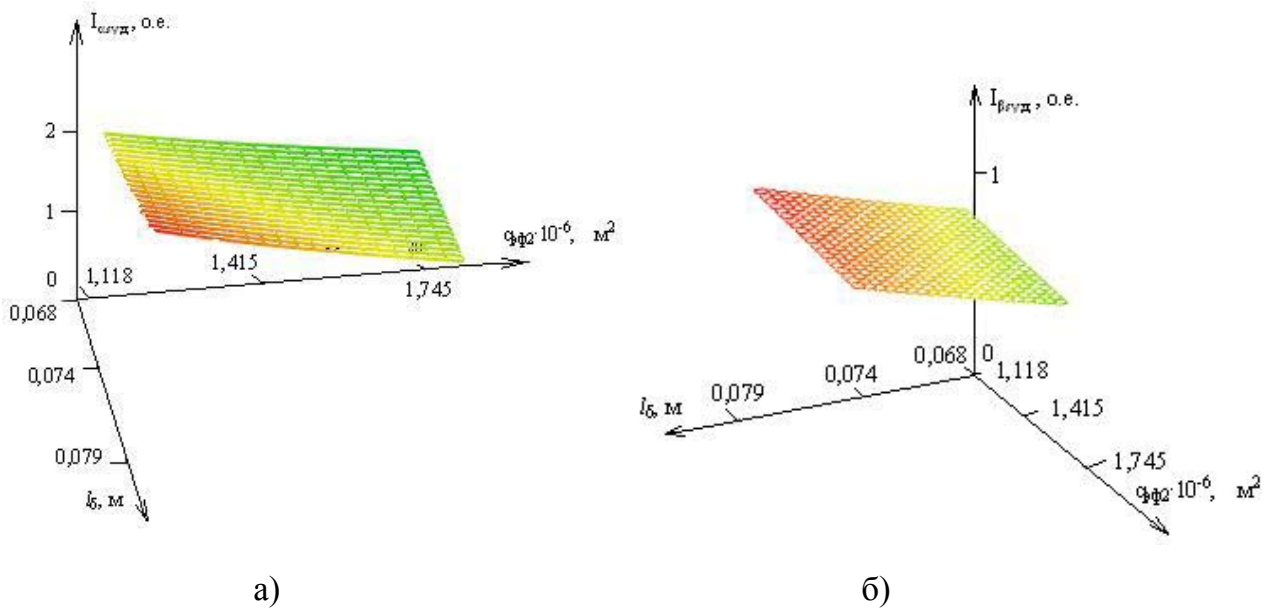


Рис. 2.20. Области распределения ударных значений тока статора  $I_{\text{суд}}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $q_{\text{эф}2} = \text{var}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф}1} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

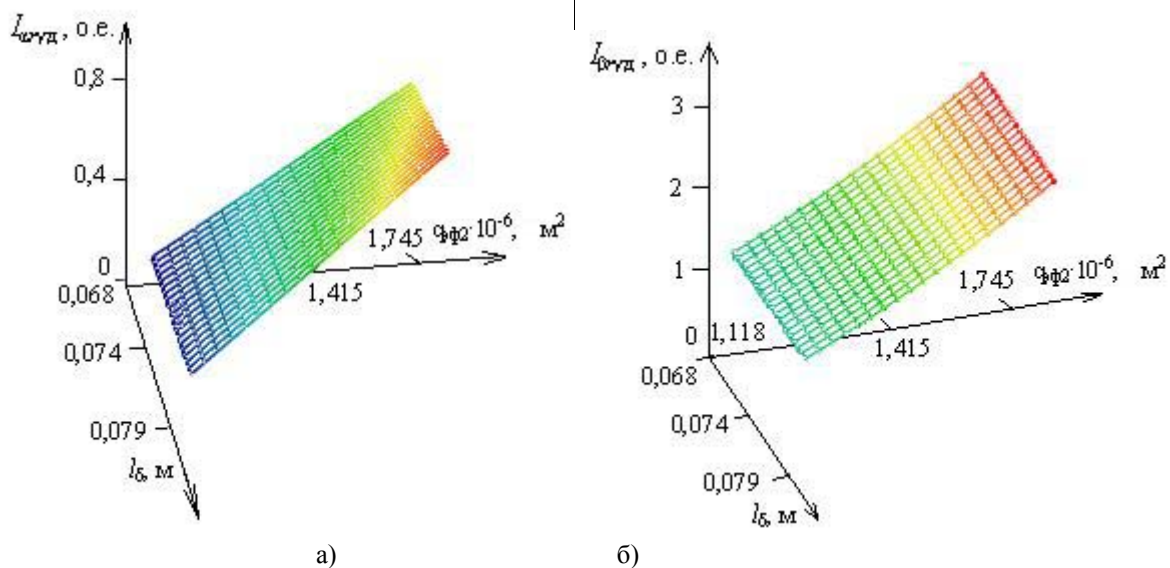


Рис. 2.21. Области распределения ударных значений тока ротора  $I_{\text{руд}}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $l_\delta = \text{var}$ ,  $q_{\text{эф}2} = \text{var}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф}1} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

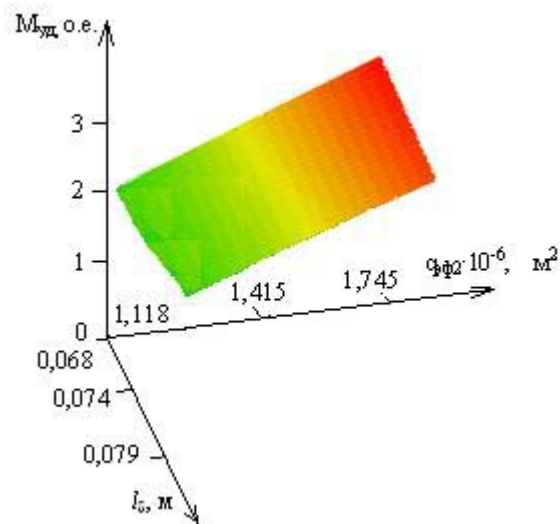


Рис. 2.22. Область распределения ударных значений электромагнитного момента:

$$\text{при } l_{\delta} = \text{var}, q_{\text{эф}2} = \text{var}, D = \text{const}, q_{\text{эф}1} = \text{const} \text{ и } \Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

Анализ полученных результатов (рис. 2.20 – 2.22) показал, что при изменении длины магнитопровода  $l_{\delta}$  от 0,068 до 0,079 [м] и эффективного сечения проводников фаз обмоток ротора  $q_{\text{эф}2}$  от  $1,18 \cdot 10^{-6}$  до  $1,745 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>] ударные значения токов статора по оси  $\alpha$   $I_{\alpha\text{суд}}$ , изменяются с 2,08 до 1,7 [о.е.], т.е. уменьшаются на 22%, и по оси  $\beta$   $I_{\beta\text{суд}}$  увеличиваются от 0,86 до 1,075 [о.е.], т.е. увеличиваются на 25%, а ротора  $I_{\alpha\text{руд}}$ ,  $I_{\beta\text{руд}}$  – от 0,126 до 0,973 [о.е.] и от 1,27 до 3,03 [о.е.], соответственно, т.е. в 7,5 и 2,75 раза. Характер изменения ударных значений токов равномерный. Ударные значения электромагнитного момента двигателя так же увеличиваются от 2,2 до 4,1 [о.е.], т.е. в 1,86 раза, характер изменения аналогичен токам.

На рис. 2.23 – 2.25 представлены графики ударных значений тока статора и ротора по соответствующим осям  $\alpha$  и  $\beta$ , а также ударного значения электромагнитного момента при изменении внутреннего диаметра расточки статора  $D$  и эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{\text{эф}2}$ .

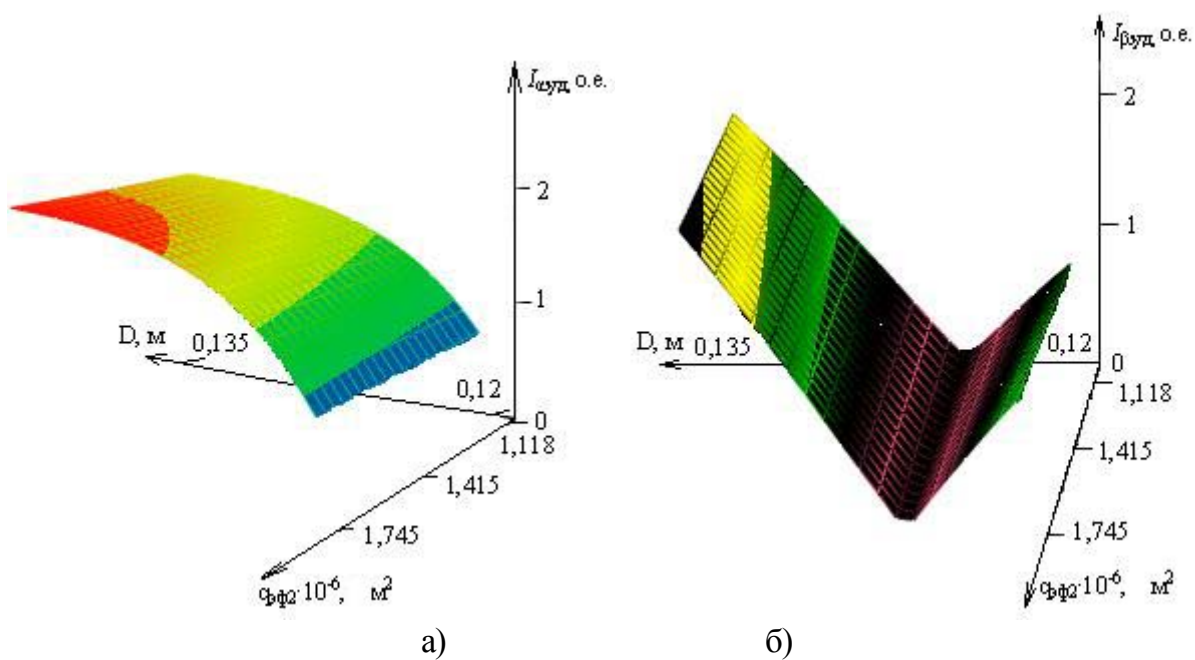


Рис. 2.23. Области распределения ударных значений тока статора  $I_{\sigma\text{уд}}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $q_{\text{эф2}} = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф1}} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

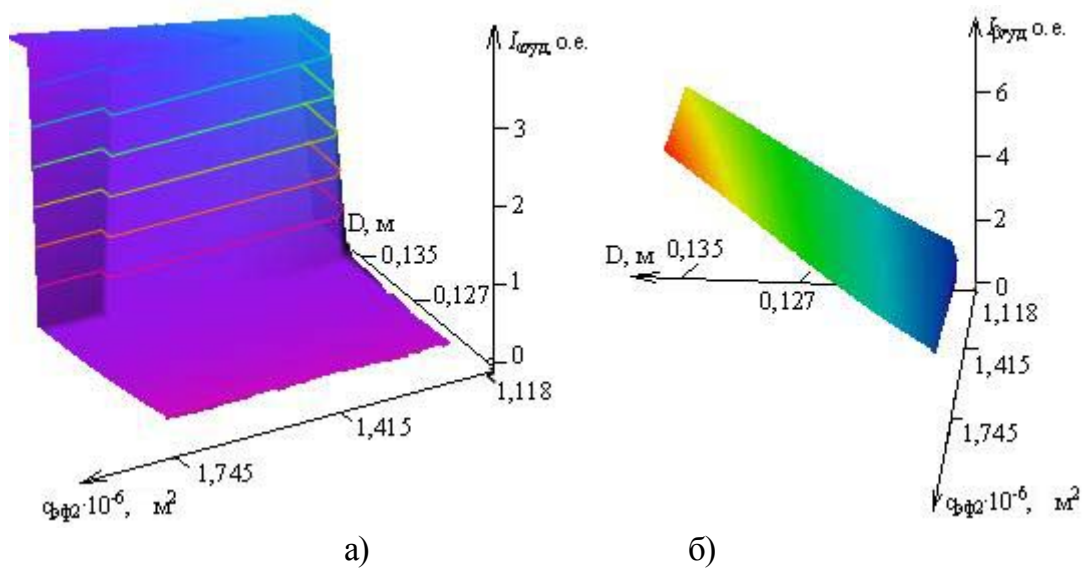


Рис. 2.24. Области распределения ударных значений тока ротора  $I_{\text{руд}}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $q_{\text{эф2}} = \text{var}$ ,  $D = \text{var}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф1}} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

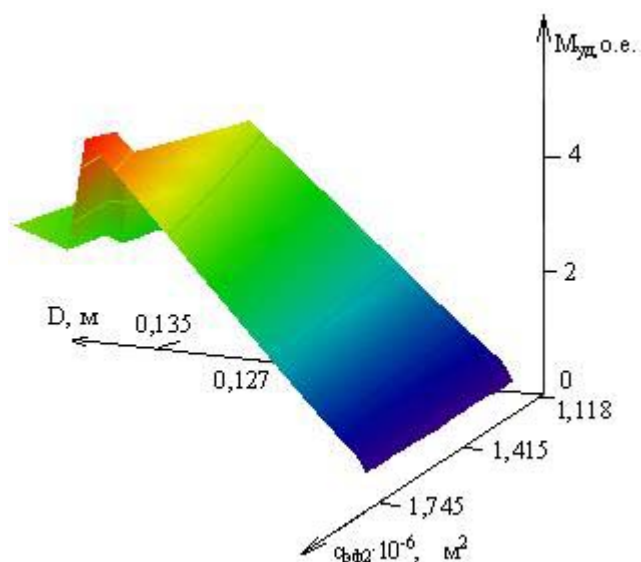


Рис. 2.25. Область распределения ударных значений электромагнитного момента при

$$q_{эф2} = \text{var}, D = \text{var}, l_{\delta} = \text{const}, q_{эф1} = \text{const} \text{ и } \Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

Анализ полученных результатов показал (рис. 2.23 – 2.25), что при изменении внутреннего диаметра расточки статора  $D$  от 0,12 до 0,136 [м] и эффективного сечения проводников фазы обмотки ротора  $q_{эф2}$  от  $1,18 \cdot 10^{-6}$  до  $1,745 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>] ударные значения токов статора по оси  $\alpha$   $I_{\alpha\text{суд}}$  и  $\beta$   $I_{\beta\text{суд}}$  увеличиваются с 0,925 до 2,22 [о.е.] и с 0,789 до 2,2 [о.е.], соответственно, т.е. увеличивается в 2,4 и 2,78 раз. Область изменения ударных значений тока статора по оси  $\alpha$  имеет минимальное значение  $I_{\alpha\text{судmin}} = 0,08$  [о.е.], при  $D = 0,126$  [м] и на всем диапазоне изменения  $q_{эф2}$ . Ударные значения токов ротора по оси  $\alpha$   $I_{\alpha\text{руд}}$  изменяется с 0,21 до 2,9 [о.е.], т.е. в 13,8 раз с точкой экстремума  $I_{\alpha\text{рудmin}} = 0,018$  [о.е.], при  $D = 0,136$  [м] и  $q_{эф2} = 1,745 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>], и по оси  $\beta$   $I_{\beta\text{руд}}$  изменяется с 1,7 до 7,8 [о.е.], т.е. увеличивается в 4,6 раза, практически равномерно. Ударные значения колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$  при изменении данных параметров геометрии увеличиваются от 0,5 до 3,26 [о.е.], т.е. в 6,52 раза, и имеют точки экстремума: максимума –  $M_{удmax} = 5,1$  [о.е.] при  $D = 0,134$  [м] и  $q_{эф2} = 1,58 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>], минимума  $M_{удmin} = 2,78$  [о.е.] в точке  $q_{эф2} = 1,613 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>] и при изменении  $D$  от 0,121 до 0,125 [м]. Наличие точек экстремума в расчетных областях рис. (2.22, а, и 2.23) говорит о том,

что в зависимости от уровня допустимого значения ударного тока или момента возможно получение двух и более решений. Свидетельствующее о возможности постановки задачи оптимизации геометрических размеров МДП в соответствии с заданными динамическими показателями при варьировании внутреннего диаметра расточки статора  $D$ , и сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{эф2}$ .

На рис. 2.26 – 2.28 представлены графики распределения ударных значений тока статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , а также ударных значений электромагнитного момента при изменении эффективного числа проводников фаз статора  $q_{эф1}$  и ротора  $q_{эф2}$ .

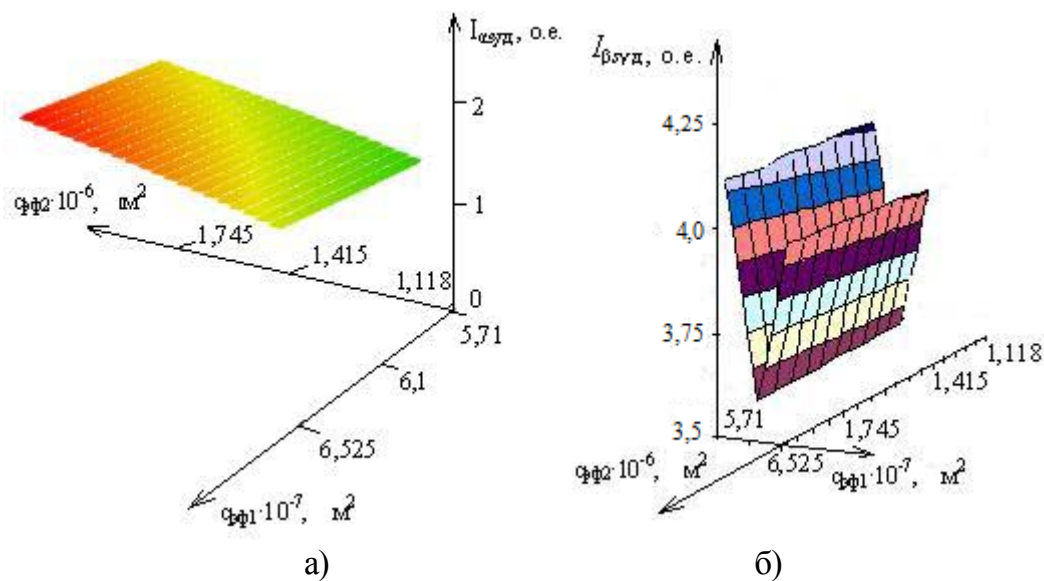


Рис. 2.26. Области распределения ударных значений тока статора  $I_{суд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  при  $q_{эф2} = \text{var}$ ,  $q_{эф1} = \text{var}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ , и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

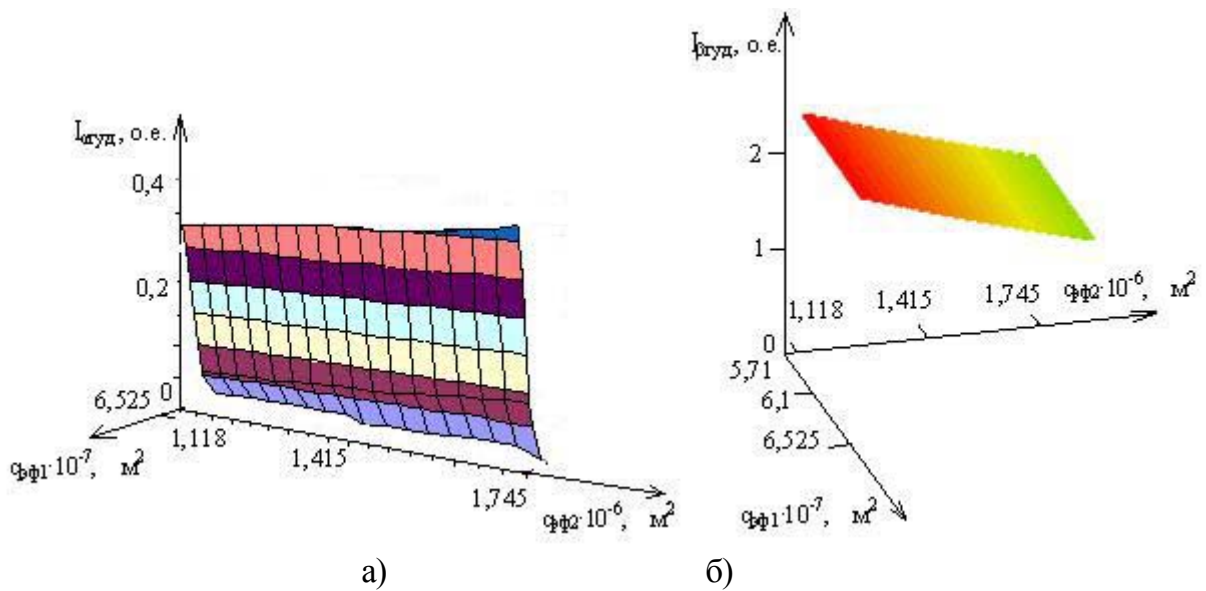


Рис. 2.27. Области распределения ударных значений тока ротора  $I_{руд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по

оси  $\beta$  при  $q_{\phi 2} = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{var}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ , и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

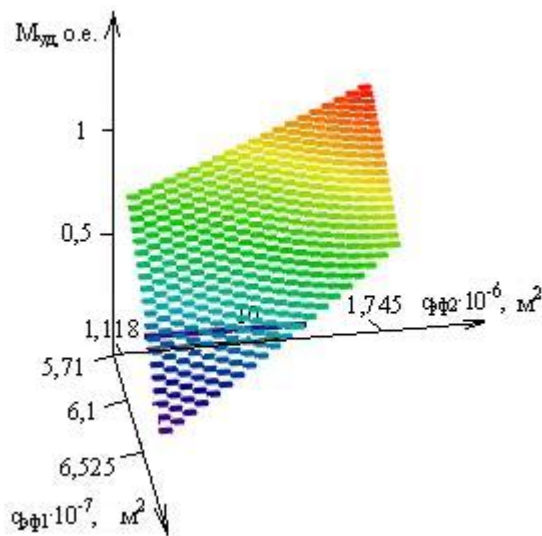


Рис. 2.28. Область распределения ударных значений электромагнитного момента: при

$q_{\phi 2} = \text{var}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{var}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $l_{\delta} = \text{const}$ , и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Анализ рис. 2.26 – 2.28 показал, что при изменении сечения эффективного числа проводников фазы обмоток статора  $q_{\phi 1}$  от  $5,718 \cdot 10^{-7}$  до  $6,525 \cdot 10^{-7} [\text{м}^2]$  и ротора  $q_{\phi 2}$  от  $1,18 \cdot 10^{-6}$  до  $1,745 \cdot 10^{-6} [\text{м}^2]$  ударные значения токов статора по оси  $\beta$   $I_{\beta \text{руд}}$ , изменяются от 3,6 до 4,18 [о.е.], т.е. увеличивается в 1,07 раз, с точкой экстремума 7,12 [о.е.] при  $q_{\phi 1} = 5,92 \cdot 10^{-7} [\text{м}^2]$  и на всем диапазоне изменения  $q_{\phi 2}$ , и по оси  $\alpha$   $I_{\alpha \text{руд}}$  изменяются с 1,4 до 2,32 [о.е.], т.е.

увеличиваются на 65% и не имеет точек экстремума, а ротора  $I_{аруд}$ , – с 0,308 до 3,22 [о.е.], т.е. увеличивается на 5% с точкой экстремума  $I_{арудmin}= 0,12$  [о.е.], при  $q_{эф1}= 5,92 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>] и  $q_{эф2}=1,42 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>], и  $I_{вруд}$  изменяется с 2,4 до 1,758 [о.е.], т.е. уменьшается на 36% равномерно. Ударные значения электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$  изменяются следующим образом: при увеличении  $q_{эф1}$  от  $5,718 \cdot 10^{-7}$  до  $6,525 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>]  $M_{уд}$  изменяется с 0,6 до 0,04 [о.е.] и при увеличении  $q_{эф2}$  от  $1,18 \cdot 10^{-6}$  до  $1,745 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>]  $M_{уд}$  напротив увеличивается от 0,6 до 1,1 [о.е.].

Проанализировав влияние геометрических параметров электрической машины на динамические показатели можно сформулировать следующие рекомендации по проектированию и эксплуатации МДП при работе ее в колебательном режиме:

- при проектировании МДП, предназначенных для работы в колебательном режиме работы за счет фазовой модуляции, необходимо учитывать изменение активных сопротивлений фаз обмоток статора и ротора от частоты колебаний ротора в интервале от 1 до 10 [Гц];
- для обеспечения при колебательном режиме работы безударного пуска МДП по моменту или току необходимо, чтобы начальные фазы питающих напряжений источников питания удовлетворяли соответственно условиям (2.34, 2.37).
- На этапе проектирования МДП, работающей в режиме периодического реверса, необходимо учитывать то, что наибольшее влияние на формирование ударного электромагнитного момента оказывают изменение внутреннего диаметра расточки статора  $D$  и сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{эф2}$ , а на ударные токи статора и ротора – сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора  $q_{эф1}$  и ротора  $q_{эф2}$ .

## 2.5. Выводы

На основании выше изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Уравнения (2.20–2.22) устанавливают взаимосвязь между геометрическими размерами машины двойного питания, работающей в режиме вынужденных колебаний, и её электрическими параметрами, что позволяет на этапе структурного проектирования оптимизировать геометрию электродвигателя колебательного движения с целью обеспечения заданных значений последних.
2. Установлено, что при фазовом способе формирования колебательного режима работы МДП, необходимо учитывать влияние частоты колебаний ротора  $\Omega$  на параметры электрической машины.
3. Выражения (2.31, 2.36), позволяют аналитически рассчитать значения пусковых токов и колебательного электромагнитного момента МДП с точностью до 10,2 %, что соответствует инженерным методикам расчёта.
4. Для обеспечения безударного пуска по току или моменту машины двойного питания, работающей в колебательном режиме начальные фазы питающего напряжения должны удовлетворять соответственно условиям (2.34, 2.37).
5. Установлено, что наибольшее влияние на значения ударных токов обмоток статора и ротора МДП, а также колебательного электромагнитного момента оказывают выбор размеров внутреннего диаметра расточки статора  $D$  и сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора  $q_{\text{эф1}}$  и ротора  $q_{\text{эф2}}$ , что позволяет провести оптимизацию геометрии МДП с целью обеспечения требуемых динамических показателей.

### III МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ

#### 3.1. Математическая модель электродвигателя колебательного движения при потенциальном и токовом питании

За основу математической модели электродвигателя колебательного движения при потенциальном или токовом питании принята система дифференциальных уравнений (2.15 – 2.17), описанная в гл. 2. п. 2.1.

Как уже отмечалось ранее, в зависимости от целевого назначения колебательного электропривода он может быть подключён либо к источнику напряжения, либо к источнику тока. В первом случае МДП будет выполнять функцию «источника перемещения», а во втором – «источника силы» [35].

Для случая машины двойного питания система уравнений Кирхгофа, описывающая электромагнитные процессы, протекающие в МДП, представлена в параграфе 2.1. Так, согласно п. 1.4, функции управления при формировании колебательного режима работы фазовым способом (мгновенные временные зависимости источников тока) имеют вид:

$$\begin{aligned} I_{\alpha s}(t) &= I_{m1} \sin(\omega_1 t + \alpha); \\ I_{\beta s}(t) &= I_{m2} \sin(\omega_2 t + \beta); \\ I_{\alpha r}(t) &= -I_{m3} \sin(\omega_1 t + \gamma) \cdot \cos(\chi) + I_{m4} \sin(\omega_2 t + \phi) \cdot \sin(\chi); \\ I_{\beta r}(t) &= I_{m4} \sin(\omega_2 t + \phi) \cdot \cos(\chi) + I_{m3} \sin(\omega_1 t + \gamma) \cdot \sin(\chi), \end{aligned} \quad (3.1)$$

где  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$ ,  $I_{m3}$ ,  $I_{m4}$  – амплитудные значения токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ .

При питании статорных обмоток АД от источника тока, выражения (3.1) сокращаются до двух, и запишутся только для статорных токов.

Как было отмечено выше, в математическую модель необходимо дополнить уравнением движения ротора, которое описывает механические

процессы. Оно составляется на основе закона равновесия моментов и записано в гл. 2.

При исследовании электромеханических переходных процессов протекающих в МДП, работающей в колебательном режиме работы, необходимо задать начальные условия, а также данные о нагрузке, функциях регулирования, определить базовые величины и рассчитать параметры двигателя в относительных единицах и коэффициенты, входящие в математическую модель. Все величины, входящие в математическую модель записываются в относительных единицах, которые определяются делением текущего значения на базовую величину по методикам [21, 12]. Коэффициенты математической модели, с учётом выражений (2.22 - 2.24) рассчитываются согласно методике [22] и приведены в таблицах 3.3 и 3.4.

Математические модели МДП при питании от источников напряжений или токов, реализованные в интегрированной математической среде моделирования, представлены на рис. 3.1., 3.2. Они позволяют получать решения системы дифференциальных уравнений, описывающей электромеханические, переходные и установившиеся механические процессы в МДП, приближенным численным методом Эйлера в программной среде MathCAD, и запишутся в виде системы (3.2, 3.3). Несмотря на недостатки данного метода, такие как: ограниченность решения, нестабильность системы, накапливающаяся ошибка расчёта, данная модель позволяет в полной мере провести анализ влияния параметров нагрузки, источника питания на динамические характеристики МДП и получить адекватный результат.

Исходными данными для расчета являются параметры двигателя и источников питания, начальные условия координаты и скорости ротора двигателя, интервал изменения времени  $t$ , количество точек для численных расчетов, Они задаются в блоках 2, 3, 4 (рис. 3.1.). В блоке 5 определяется приращение интервала времени  $\Delta t$ , влияющее на точность вычисления. В блоке 6 производится расчет фазных токов  $I_{as}$ ,  $I_{\beta s}$ ,  $I_{ar}$ ,  $I_{\beta r}$ , возникающих на обмотках статора и ротора, при питании их от источников напряжения.



Рис. 3.1.

Данная модель позволяет определить напряжения  $U_{\alpha s}$ ,  $U_{\beta s}$ ,  $U_{\alpha r}$ ,  $U_{\beta r}$ , при токовом питании (рис. 3.2). С помощью блоков 7, 8, 9 вычисляются: угловая скорость вращения вала двигателя  $\omega(t)$ , закон движения  $\chi(t)$ , колебательный электромагнитный момент  $M_{эм}(t)$ . Блок 10 реализует проверку окончания подсчета, и если результат положительный, то осуществляется графический вывод рассчитанных функций.

Система итерационных уравнений для электромеханического преобразователя, работающего в режиме МДП, при питании его от источника напряжения имеет вид:

$$\begin{pmatrix} t_{j+1} \\ i_{\alpha s_{j+1}} \\ i_{\beta s_{j+1}} \\ i_{\alpha r_{j+1}} \\ i_{\beta r_{j+1}} \\ \omega_{j+1} \\ \chi_{j+1} \\ M_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_j + dt \\ i_{s\alpha_j} + dt \left[ \alpha_{\alpha s} U_1 \sin(\omega_1 t_j + \alpha') - \alpha_{\alpha s} K_{\alpha r} (U_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \cos \chi_j + U_4 \sin(\omega_2 t_j + \phi) \sin \chi_j) - \right. \\ \left. - i_{\beta s_j} \omega_j \frac{K_{\beta s} \cdot K_{\beta r}}{\sigma_\beta} - i_{s\alpha_j} \alpha_{\alpha s} - i_{\beta r_j} \omega_j \frac{K_{\beta s}}{\sigma_\beta} + i_{\alpha r_j} \alpha_{\alpha r} K_{\alpha s} \right] \\ i_{\beta s_j} + dt \left[ \alpha_{\beta s} U_2 \sin(\omega_1 t_j + \beta') - \alpha_{\beta s} K_{\beta r} (-U_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \sin \chi_j + U_4 \sin(\omega_2 t_j + \phi) \cos \chi_j) - \right. \\ \left. - i_{\alpha s_j} \omega_j \frac{K_{\alpha s} K_{\alpha r}}{\sigma_\alpha} - i_{\beta s_j} \alpha_{\beta s} + i_{\alpha r_j} \omega_j \frac{K_{\alpha s}}{\sigma_\alpha} + i_{\beta r_j} \alpha_{\beta r} K_{\beta s} \right] \\ i_{\alpha r_j} + dt \left[ \alpha_{\alpha r} (U_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \cos \chi_j + U_4 \sin(\omega_1 t_j + \phi) \sin \chi_j) - K_{\alpha r} \alpha_{\alpha s} U_1 \sin(\omega_1 t_j + \alpha) + \right. \\ \left. + \alpha_{\alpha s} K_{\alpha r} i_{\alpha s_j} - i_{\beta s_j} \omega_j \frac{K_{\beta r}}{\sigma_\beta} + i_{\beta r_j} \omega_j \frac{1}{\sigma_\beta} - i_{\alpha r_j} \alpha_{\alpha r} \right] \\ i_{\beta r_j} + dt \left[ \alpha_{\beta r} (-U_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \sin \chi_j + U_4 \sin(\omega_2 t_j + \phi) \cos \chi_j) - K_{\beta r} \alpha_{\beta s} U_2 \sin(\omega_2 t_j + \beta') - \right. \\ \left. - \frac{K_{\alpha r}}{\sigma_\alpha} \omega_j i_{\alpha s_j} - \alpha_{\beta s} K_{\beta r} i_{\beta s_j} - i_{\alpha r_j} \omega_j \frac{1}{\sigma_\beta} - i_{\beta r_j} \alpha_{\beta r} \right] \\ \omega_j + dt \left( \frac{1}{J} (L_m (i_{\beta s_j} i_{\alpha r_j} - i_{\alpha s_j} i_{\beta r_j}) - R_g \omega_j - C_m^{-1} \chi_j - M_c) \right) \\ \chi_j + dt \omega_j \\ L_m (i_{\beta s_j} i_{\alpha r_j} - i_{\alpha s_j} i_{\beta r_j}) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

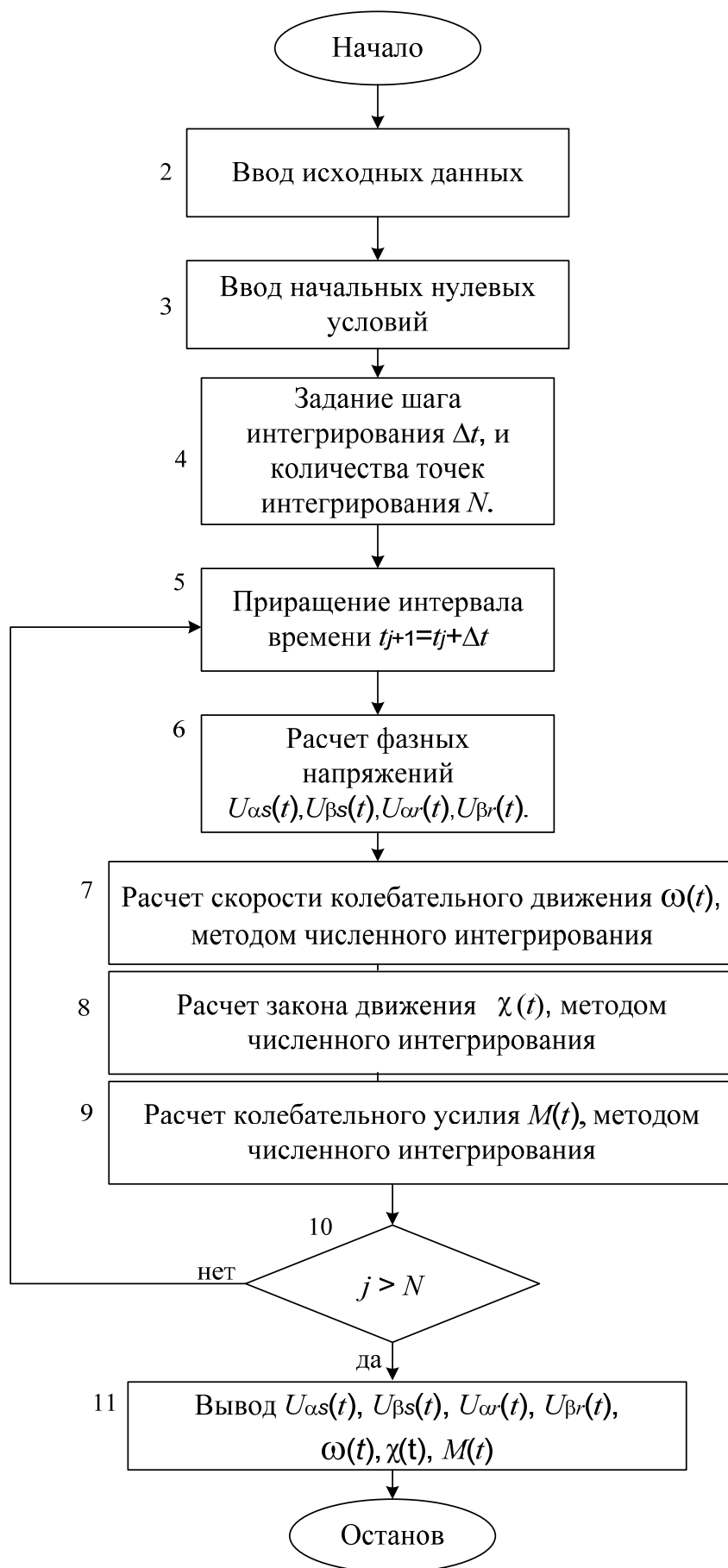


Рис. 3.2.

Система итерационных уравнений для электромеханического преобразователя, работающего в режиме МДП, при питании его от источника тока, имеет вид:

$$\begin{bmatrix} t_{j+1} \\ U_{\alpha s j+1} \\ U_{\beta s j+1} \\ U_{\alpha r j+1} \\ U_{\beta r j+1} \\ \omega_{j+1} \\ \chi_{j+1} \\ M_{j+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_j + dt \\ \left( I_1 (R_{\alpha s} \sin(\omega_1 t_j + \alpha') + \omega_1 L_{\alpha s} \cos(\omega_1 t_j + \alpha')) + L_m (I_3 \omega_1 \cos(\omega_1 t_j + \gamma) \cos(\chi_j) - I_4 \omega_2 \cos(\omega_2 t_j + \varphi) \sin(\chi_j)) \right) \\ \left( I_2 (R_{\beta s} \sin(\omega_2 t_j + \beta') + \omega_2 L_{\beta s} \cos(\omega_2 t_j + \beta')) - L_m (I_3 \omega_1 \cos(\omega_1 t_j + \gamma) \sin(\chi_j) + I_4 \omega_2 \cos(\omega_2 t_j + \varphi) \cos(\chi_j)) \right) \\ \left[ -I_3 \cos(\chi_j) (R_{\alpha r} \sin(\omega_1 t_j + \gamma) + \omega_1 L_{\alpha r} \cos(\omega_1 t_j + \gamma)) + I_4 \sin(\chi_j) (R_{\alpha r} \sin(\omega_2 t_j + \varphi) + \omega_2 L_{\alpha r} \cos(\omega_2 t_j + \varphi)) - \right. \\ \left. - I_1 L_m \omega_1 \cos(\omega_1 t_j + \alpha) \right] \\ \left[ I_4 \cos(\chi_j) (R_{\beta r} \sin(\omega_2 t_j + \varphi) + \omega_2 L_{\beta r} \cos(\omega_2 t_j + \gamma)) + I_3 \sin(\chi_j) (R_{\beta r} \sin(\omega_1 t_j + \gamma) + \omega_1 L_{\beta r} \cos(\omega_1 t_j + \gamma)) + \right. \\ \left. + I_2 L_m \omega_2 \cos(\omega_2 t_j + \beta) \right] \\ \omega_j + dt \frac{pL_m}{J_\Sigma} \left[ I_1 \sin(\omega_1 t_j + \alpha') (I_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \sin(\chi_j) + I_4 \sin(\omega_2 t_j + \varphi) \cos(\chi_j)) - \right. \\ \left. - I_2 \sin(\omega_2 t_j + \beta') (-I_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \cos(\chi_j) + I_4 \sin(\omega_2 t_j + \varphi) \sin(\chi_j)) - R_g \omega_j - C_m^{-1} \chi_j - M_c \right] \\ \chi_j + dt \omega_j \\ I_1 \sin(\omega_1 t_j + \alpha') (I_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \sin(\chi_j) + I_4 \sin(\omega_2 t_j + \varphi) \cos(\chi_j)) - \\ - I_2 \sin(\omega_2 t_j + \beta') (-I_3 \sin(\omega_1 t_j + \gamma) \cos(\chi_j) + I_4 \sin(\omega_2 t_j + \varphi) \sin(\chi_j)) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Исследования динамических режимов работы МДП проводились на базе асинхронного кранового двигателя с фазным ротором типа МТН-011-6У1 со степенью защиты IP44 и синхронной частотой вращения равной  $n_0=1250 \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right]$ , мощностью  $P_2=1,4$  [кВт] [16]. Параметры исследуемого двигателя представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1.

| Энергетические показатели |     |        | Механическая характеристика |                  |                 | Параметры схемы замещения |       |       |       |       |
|---------------------------|-----|--------|-----------------------------|------------------|-----------------|---------------------------|-------|-------|-------|-------|
| $\cos\varphi$             | $p$ | $\eta$ | $m_m$                       | $s_{\text{ном}}$ | $s_{\text{кр}}$ | $X_m$                     | $R_1$ | $X_1$ | $R_2$ | $X_2$ |
| о.е.                      |     | %      | о.е.                        | %                | %               | Ом                        | Ом    | Ом    | Ом    | Ом    |
| 0,79                      | 3   | 77     | 2,47                        | 10,8             | 15              | 4,12                      | 4,507 | 4,11  | 0,508 | 3,77  |

Расчетные базовые значения приведены в таблице 3.2., при угловой частоте колебаний  $\Omega=6,28 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$ . Коэффициенты математической модели приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.2.

| Основные базовые величины |       |       |                               | Вспомогательные базовые величины |       |       |                                               |                                                   |                                                   |                                               |
|---------------------------|-------|-------|-------------------------------|----------------------------------|-------|-------|-----------------------------------------------|---------------------------------------------------|---------------------------------------------------|-----------------------------------------------|
| $U_b$                     | $I_b$ | $P_b$ | $\omega_b$                    | $t_b$                            | $Z_b$ | $L_b$ | $M_{\text{мех } b}$                           | $L_{\text{мех } b}$                               | $R_{\text{мех } b}$                               | $C_{\text{мех } b}$                           |
| В                         | А     | кВт   | $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$ | с                                | Ом    | Гн    | $\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$ | $\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}^3}{\text{рад}^3}$ | $\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}^2}{\text{рад}^2}$ | $\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$ |
| 311.127                   | 6.318 | 2.978 | 314.159                       | 0.00318                          | 48.76 | 0.155 | 28.437                                        | 0.00086                                           | 0.272                                             | 85.311                                        |

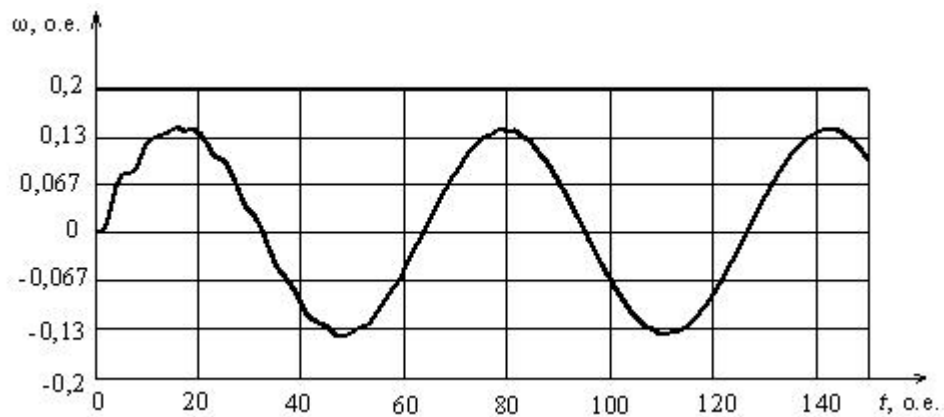
Таблица 3.3

| Относительные величины при $\Omega=0,02$ о.е. или $6,28 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$ |               |          |               |          |               |          |               |       |       |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|----------|---------------|----------|---------------|----------|---------------|-------|-------|
| $R_{as}$                                                                                            | $R_{\beta s}$ | $R_{ar}$ | $R_{\beta r}$ | $L_{as}$ | $L_{\beta s}$ | $L_{ar}$ | $L_{\beta r}$ | $L_m$ | $J$   |
| 0,116                                                                                               | 0,11          | 0,195    | 0,19          | 0,0541   | 0,059         | 0,061    | 0,059         | 0,054 | 0,017 |

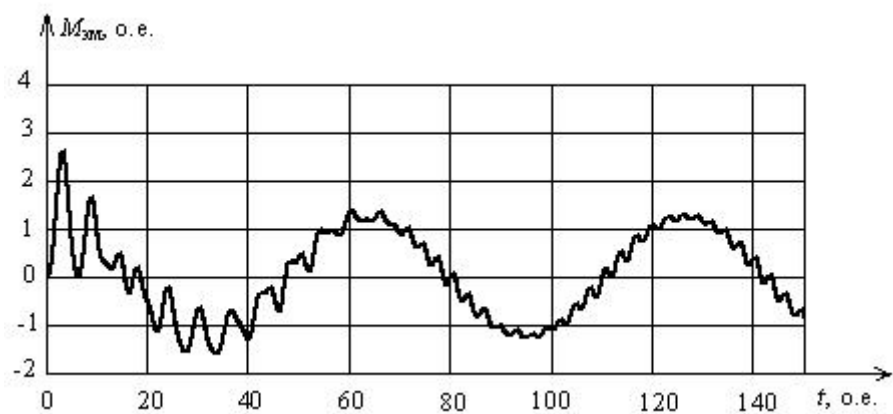
Таблица 3.4.

| Коэффициенты математической модели МДП при $\Omega=0,02$ о.е. или $6,28 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$ |                |               |                    |               |                    |               |                    |               |                    |          |               |          |               |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------|---------------|--------------------|---------------|--------------------|---------------|--------------------|---------------|--------------------|----------|---------------|----------|---------------|
| $\sigma_\alpha$                                                                                                     | $\sigma_\beta$ | $\alpha_{as}$ | $\alpha_{\beta s}$ | $\alpha_{ar}$ | $\alpha_{\beta r}$ | $\alpha_{as}$ | $\alpha_{\beta s}$ | $\alpha_{ar}$ | $\alpha_{\beta r}$ | $K_{as}$ | $K_{\beta s}$ | $K_{ar}$ | $K_{\beta r}$ |
| 0,124                                                                                                               | 0,126          | 146,313       | 148,904            | 129,466       | 132,055            | 16,986        | 16,948             | 25,0          | 25,254             | 0,99     | 0,996         | 0,87     | 0,881         |

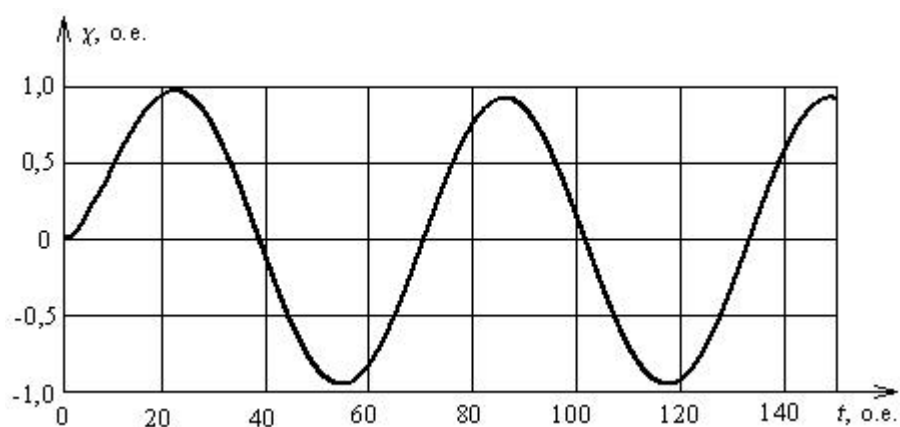
Результаты моделирования при питании обмоток МДП от источников напряжения и тока при пуске на частоту  $\Omega=31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$  представлены на рис. 3.3, 3.4, они сняты при  $C_m^{-1}=0$  [о.е.],  $R_g=3.462$  [о.е.],  $J_2=21.75$  [о.е.],  $M_c=0$ .



а)

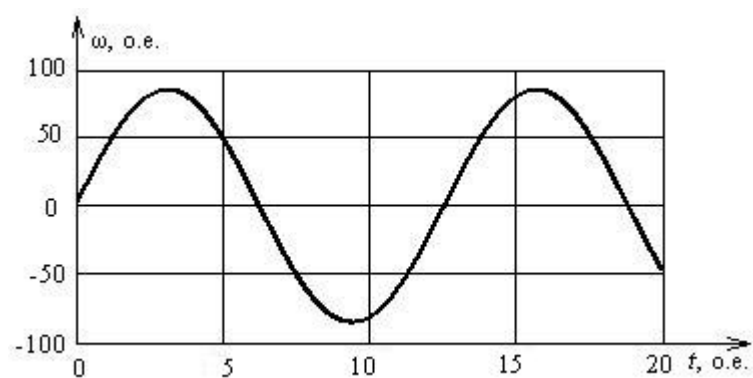


б)

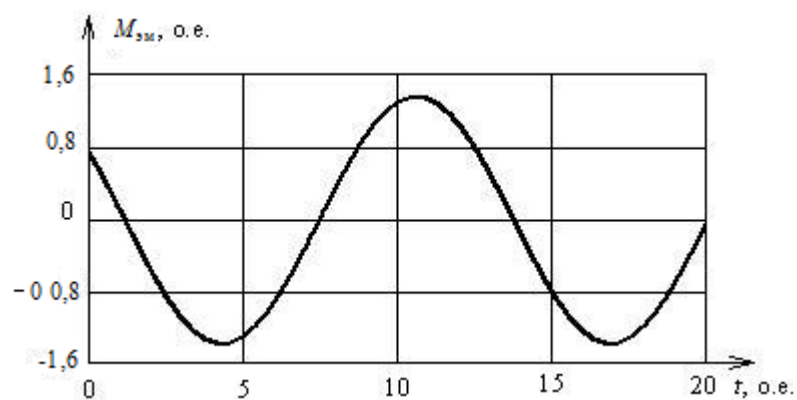


в)

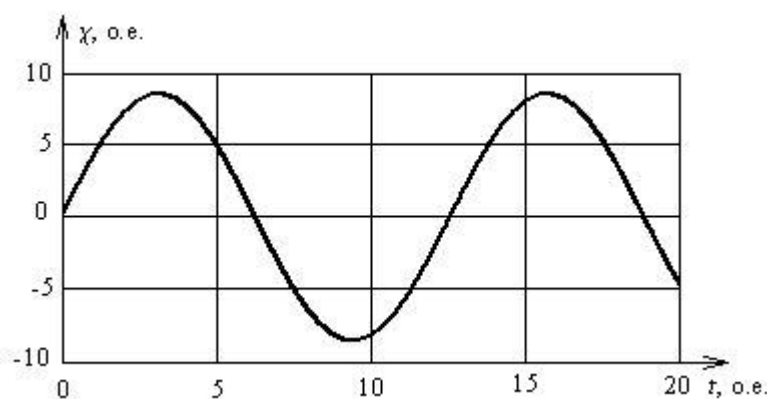
Рис. 3.3. Временные диаграммы: а) угловой скорости; б) колебательного электромагнитного момента и в) координаты подвижного элемента МДП при питании её обмоток от источника напряжения и запуске на частоту  $\Omega=31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$



а)



б)



в)

Рис. 3.4. Временные диаграммы: а) угловой скорости; б) колебательного электромагнитного момента и в) координаты подвижного элемента МДП при питании её обмоток от источника тока и запуске на частоту  $\Omega=31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

При потенциальном питании обмоток МДП в процессе пуска колебательный электромагнитный момент имеет ударное значение  $M_{\text{удпот}}=2,6$  [о.е.], что в 2.16 раза больше, чем при токовом питании. При пуске зависимость изменения угловой скорости ротора МДП при потенциальном питании (рис. 3.2, а) имеет незначительные колебания, которые обусловлены гармоническими составляющими двойной частоты питающей сети, и они заметно влияют на её форму. Время переходного процесса увеличивается в 5 раз.

### 3.2 Анализ влияния геометрических размеров электрической машины на динамические характеристики электропривода колебательного движения при фазовой модуляции

Для проведения анализа влияния геометрических размеров электрической машины, работающей в колебательном режиме, на динамические показатели при питании её обмоток от источника напряжения и тока, воспользуемся математическими моделями (3.1) и (3.2). С целью обобщения результатов моделирования исследования проводились при работе исполнительного двигателя в режимах АД и МДП.

На рис. 3.5 – 3.7 представлены зависимости ударных значений колебательного электромагнитного момента двигателя и закона движения ротора двигателя, а также ударных значений токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  электрической машины.

На зависимостях (рис. 3.5–3.7) приняты следующие обозначения: 1 – МДП с согласным взаимодействием электромагнитных полей; 2 – прямое включение АД.

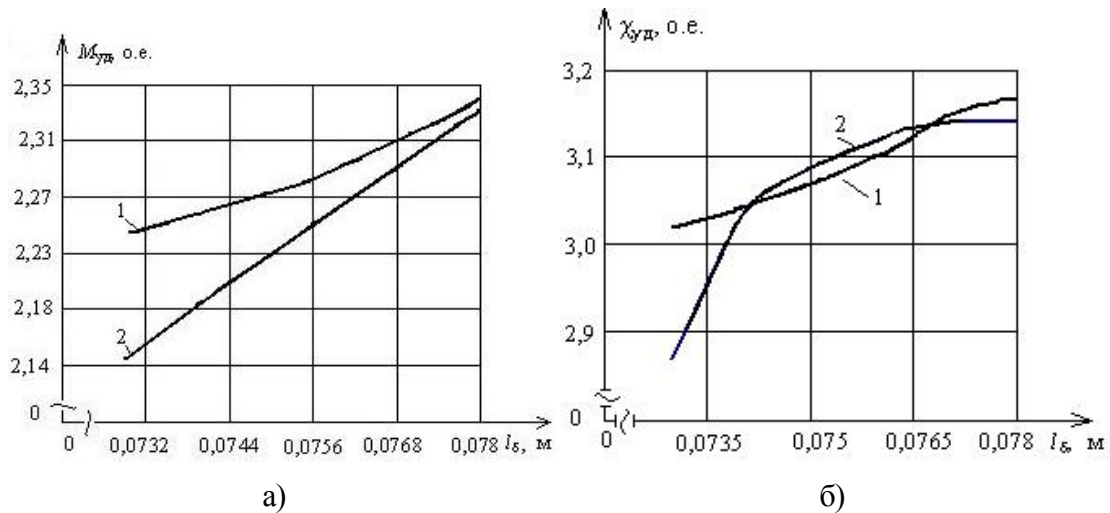


Рис. 3.5. Зависимости ударных значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}(l_\delta)$ ; б) закона движения ротора двигателя  $\chi_{уд}(l_\delta)$  от длины магнитопровода  $l_\delta$ , при

$$D = \text{const}, q_{\text{эф1}} = \text{const}, q_{\text{эф2}} = \text{const} \text{ и } \Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

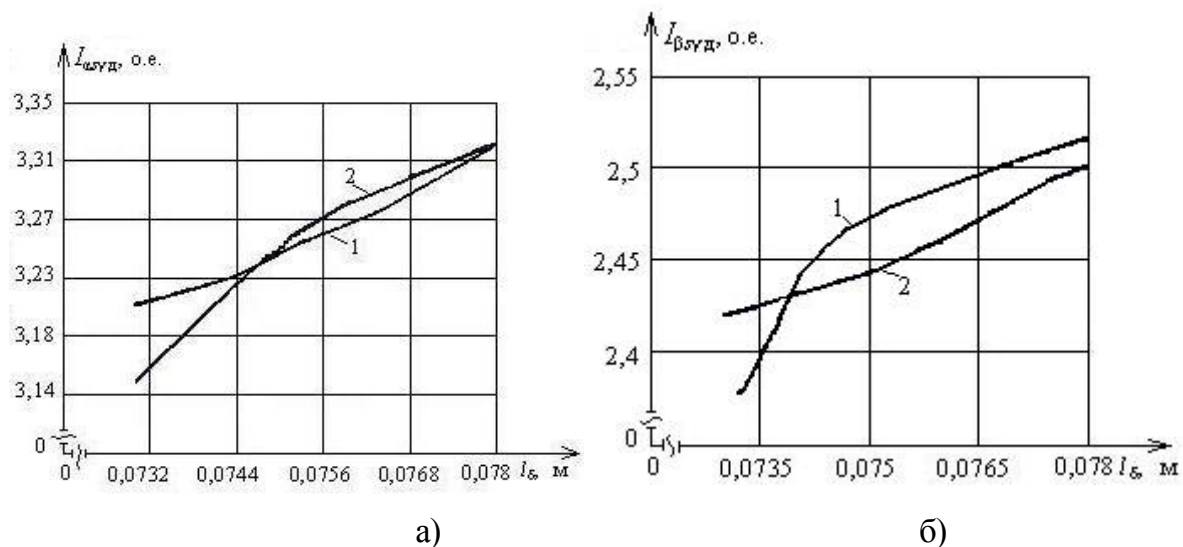


Рис. 3.6. Зависимости ударных значений тока статора  $I_{суд}$ : а) по оси  $\alpha$   $I_{асуд}(l_\delta)$ ; б) по оси  $\beta$   $I_{\betaсуд}(l_\delta)$  от длины магнитопровода  $l_\delta$ , при  $D = \text{const}, q_{\text{эф1}} = \text{const}, q_{\text{эф2}} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

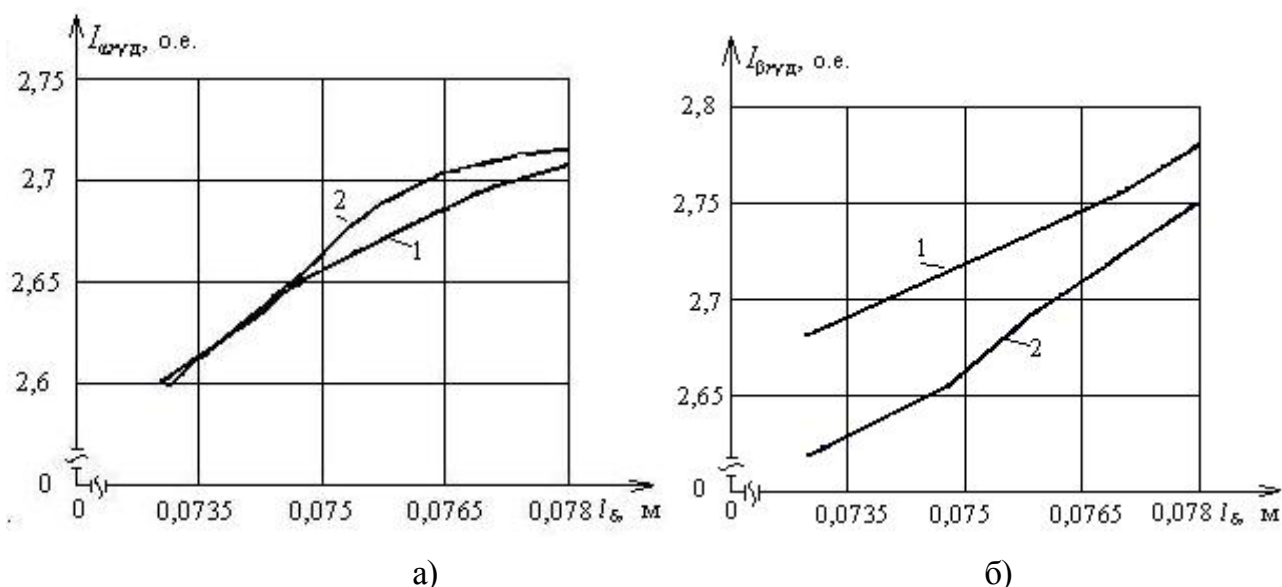


Рис. 3.7. Зависимости ударных значений тока ротора  $I_{руд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  от длины магнитопровода  $l_\delta$ , при  $D = \text{const}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Анализ рис. 3.5 – 3.7 показал, что при изменении длины магнитопровода  $l_\delta$  в пределах от 0,072 до 0,078 [м] ударные значения колебательного электромагнитного момента и закона движения ротора двигателя увеличиваются в режиме МДП на 5%, АД на 8,2 и 10,5 %, ударные же значения токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$  увеличиваются в режиме МДП на 5%, а – АД на 7,2%, и так же не имеют точек экстремума, что объясняется увеличением активных сопротивлений фаз обмоток статора и ротора.

На рис. 3.8 – 3.10 представлены графики распределения ударных значений колебательного электромагнитного момента, закона изменения подвижного элемента двигателя, токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , при изменении внутреннего диаметра расточки статора  $D$ .

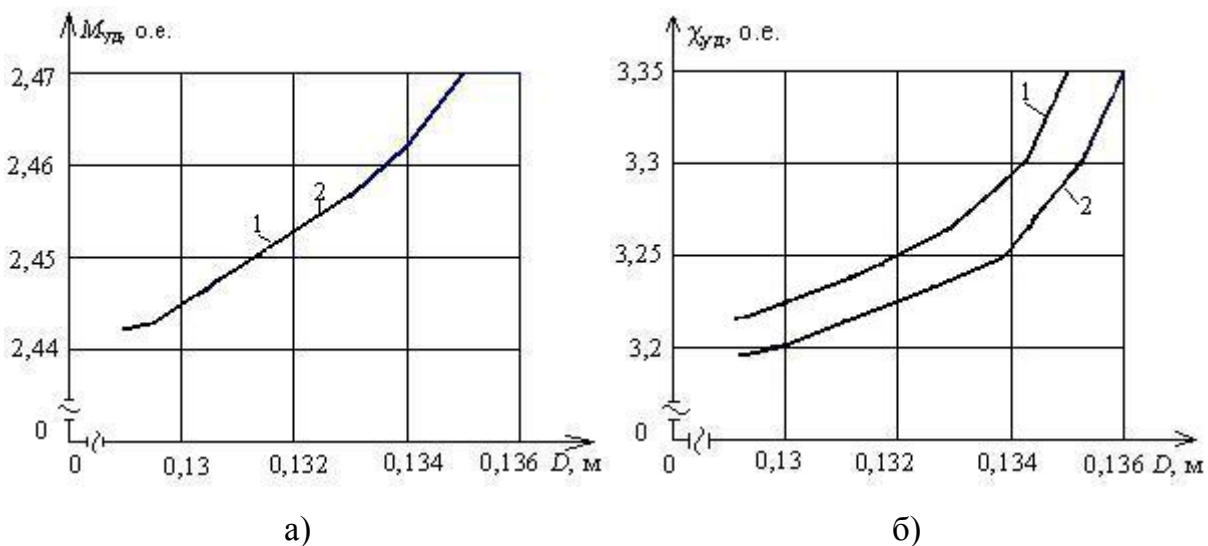


Рис. 3. 8. Зависимости ударных значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$ ; б) закона движения ротора двигателя,  $\chi_{уд}$  от внутреннего диаметра расточки

статора  $D$ , при  $l_\delta = \text{const}$ ,  $q_{эф1} = \text{const}$ ,  $q_{эф2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Анализ рис. 3. 8 показал, что изменение внутреннего диаметра расточки статора  $D$  от 0,128 до 0,136 [м] не оказывает существенного влияния на величину ударных значений колебательного электромагнитного момента, отклонение составляет всего 1%, причём зависимости для МДП и АД совпадают. Ударное значение закона движения ротора двигателя  $\chi_{уд}$  увеличивается для МДП на 4%, для АД на 5% и имеют экспоненциальный характер. Объясняется это тем что, увеличиваются активные сопротивления фаз обмоток статора и ротора, а так же – индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки статора из-за увеличения пазового рассеяния. Паз становится более узким и глубоким, дифференциальное и лобовое рассеяния уменьшаются.

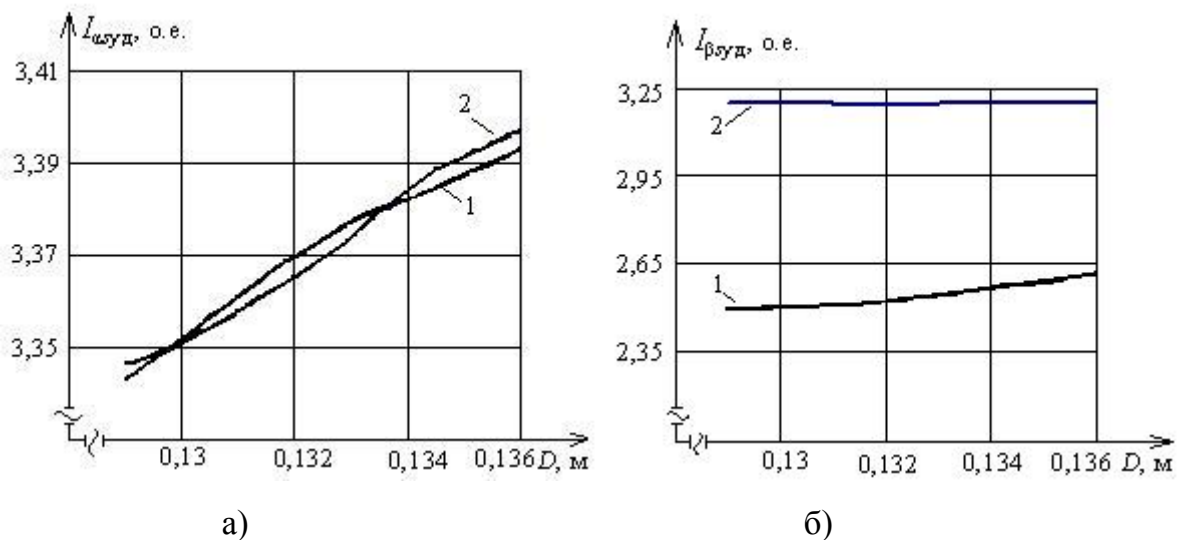


Рис. 3.9. Зависимости ударных значений токов статора  $I_{суд}$ : а)  $I_{\alphaсуд}$ ; б)  $I_{\betaсуд}$  от

внутреннего диаметра расточки статора  $D$ , при  $l_\delta = \text{const}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Увеличение внутреннего диаметра расточки статора  $D$  в заданном интервале приводит к увеличению ударного тока статора по оси  $\alpha$   $I_{\alphaсуд}$  на 2% (в режимах МДП и АД), а по оси  $\beta$   $I_{\betaсуд}$  – на 10% (в режиме МДП), но для АД он не изменяется на всём интервале изменения  $D$ .

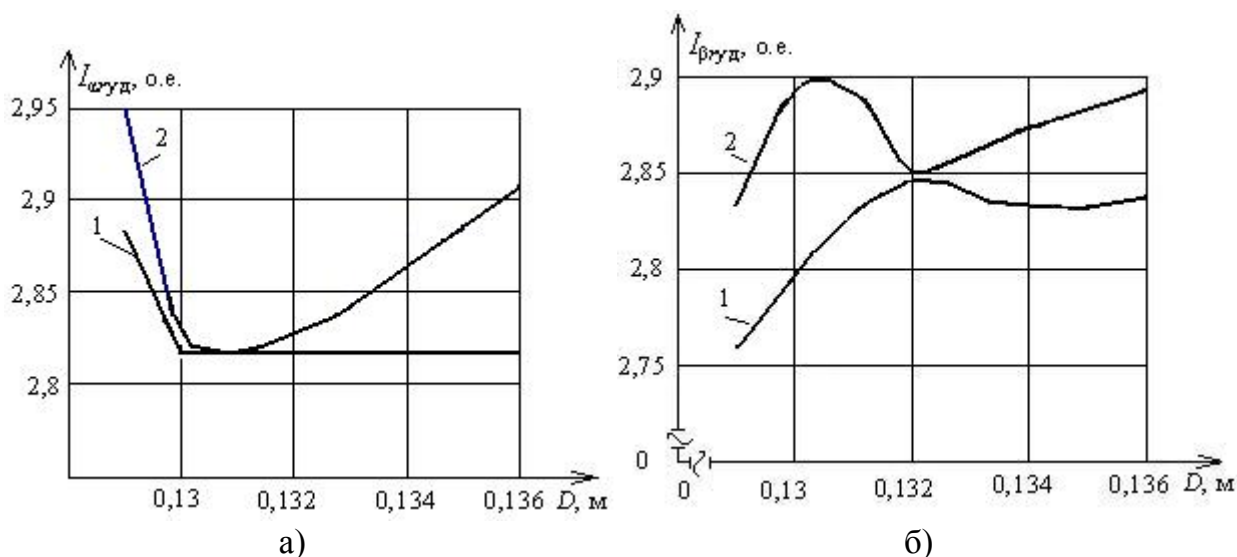


Рис. 3.10. Зависимости ударных значений тока ротора  $I_{руд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  от

внутреннего диаметра расточки статора  $D$ , при  $l_\delta = \text{const}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Увеличение внутреннего диаметра расточки статора  $D$  оказало наибольшее влияние на ударные значения тока ротора по оси  $\beta$ . Так, при

изменении  $D$  в заданном диапазоне,  $I_{\omega\text{уд}}$  увеличивается на 2%, а  $I_{\beta\text{уд}}$  – на 2,5%, как для МДП, так и для АД. Кроме того, имеют место точки экстремума: по оси  $\alpha$  – это минимум  $I_{\omega\text{удmin}}=2,82$  [о.е.] при  $D=0,1315$  [м], а по оси  $\beta$  и максимума и минимума. Причём вторые для режима АД и МДП имеют разные значения как ударных токов, так внутреннего диаметра расточки статора. В режиме МДП  $I_{\beta\text{уд}}$  имеет точки максимума  $I_{\beta\text{удmax}}=2,848$  [о.е.],  $D=0,1324$  [м] и минимума  $I_{\beta\text{удmin}}=2,838$  [о.е.],  $D=0,130$  [м]. Для АД также есть точки экстремума это –  $I_{\beta\text{удmaxАД}}=2,9$  [о.е.],  $D=0,1308$  [м] и  $I_{\beta\text{удmin}}=2,87$  [о.е.],  $D=0,1324$  [м]. Наличие точек экстремума может говорить о резком возрастанием значений свободной составляющей типа  $I_{\beta r} \cdot e^{-\frac{\alpha}{4} t}$ , которая формирует амплитуду ударных значений данного тока.

На рис. 3.11 – 3.13 представлены графики изменения ударных значений колебательного электромагнитного момента, закона движения подвижного элемента двигателя, токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , при изменении сечения эффективного числа проводников фазы обмотки статора  $q_{\text{эф1}}$  в пределах от  $5,62 \cdot 10^{-7}$  до  $5,72 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>].

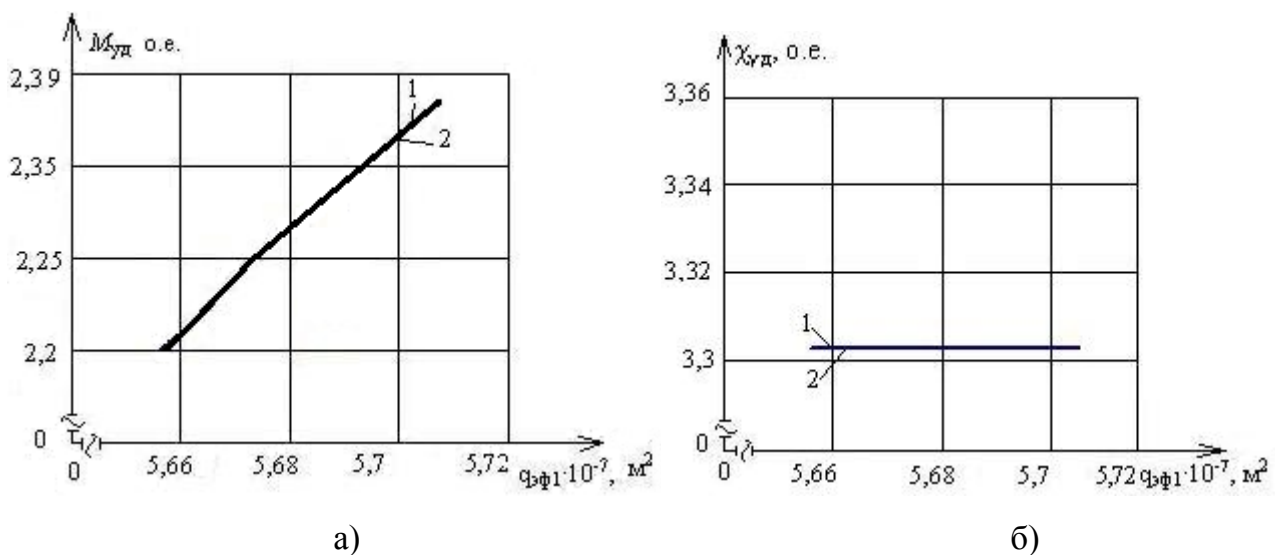


Рис. 3.11. Зависимости ударных значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{\text{уд}}$ ; б) закона движения ротора двигателя  $\chi_{\text{уд}}$  от сечения эффективного числа проводников фазы обмоток статора  $q_{\text{эф1}}$ , при  $I_{\delta}=\text{const}$ ,  $D=\text{const}$ ,  $q_{\text{эф2}}=\text{const}$  и  $\Omega=31,4$  [ $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$ ]

Анализ рис. 3.11 показал, что при изменении сечения эффективного числа проводников фазы обмотки статора  $q_{\text{эф1}}$  в указанных пределах ударные

значения колебательного электромагнитного момента  $M_{уд}$  (рис. 3.11, а) увеличиваются на 9%. Причём зависимости для МДП и АД совпадают, и имеют точку экстремума:  $M_{удmin}=2,34$  [о.е.] при  $q_{эф1}=5,689 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>], а ударные значения закона движения подвижного элемента двигателя  $\chi_{уд}$  (рис. 3.11, б) изменяются аналогично, но не изменяются на всем диапазоне изменения  $q_{эф1}$ .

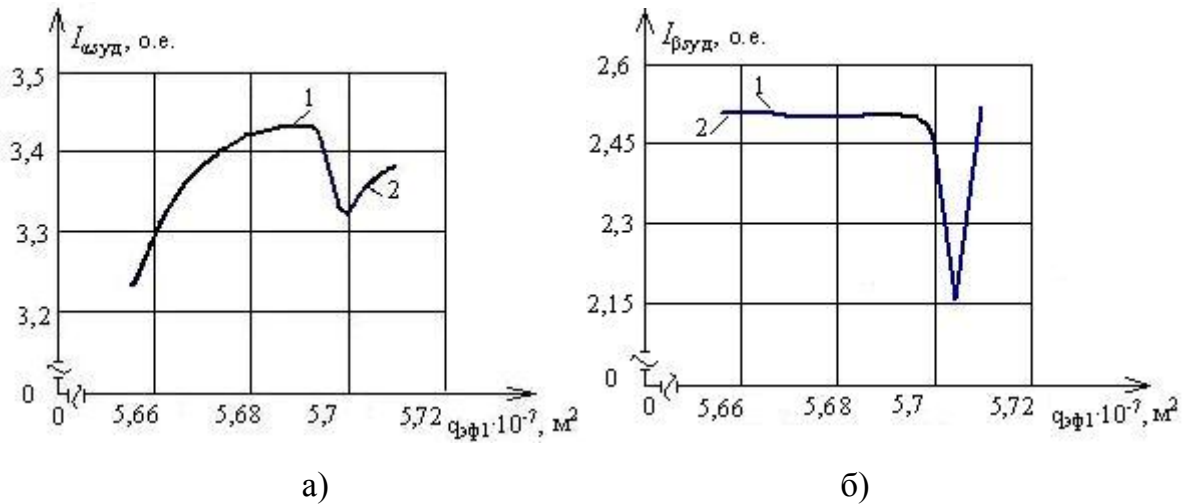


Рис. 3.12. Зависимости ударных значений тока статора  $I_{суд}$ : а)  $I_{асуд}$ ; б)  $I_{βсуд}$  от сечения эффективного числа проводников фазы обмотки статора  $q_{эф1}$ , при  $l_\delta = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,

$$q_{эф2} = \text{const} \text{ и } \Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

При увеличении сечения эффективного числа проводников фазы обмотки статора  $q_{эф1}$  с  $5,62 \cdot 10^{-7}$  до  $5,72 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>] кривые ударных значений тока статора по оси  $\alpha$  и  $\beta$  совпадают как для МДП, так и для АД. Они увеличиваются с 3,23 до 3,42 [о.е.] и с 2,5 до 2,52 [о.е.], т.е. на 6% и 1%, соответственно. Так же, как и в предыдущем случае, имеют точки экстремума: по оси  $\alpha$   $I_{асудmin}=3,32$  [о.е.], при  $q_{эф1}=5,7 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>], по оси  $\beta$  –  $I_{βсудmin}=2,15$  [о.е.], при  $q_{эф1}=5,71 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>] (провал составляет 16%). Большой провал по току можно объяснить тем, что при увеличении  $q_{эф1}$  уменьшается число витков  $W$ , полюсное деление  $\tau$ , и как следствие уменьшение активного сопротивления фазы обмотки статора. Кроме того в колебательном режиме работы ЭМ на частоту колебаний ротора  $\Omega=31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$ , необходимо учитывать уменьшение активного сопротивления статора и ротора по оси  $\beta$  на 8%.

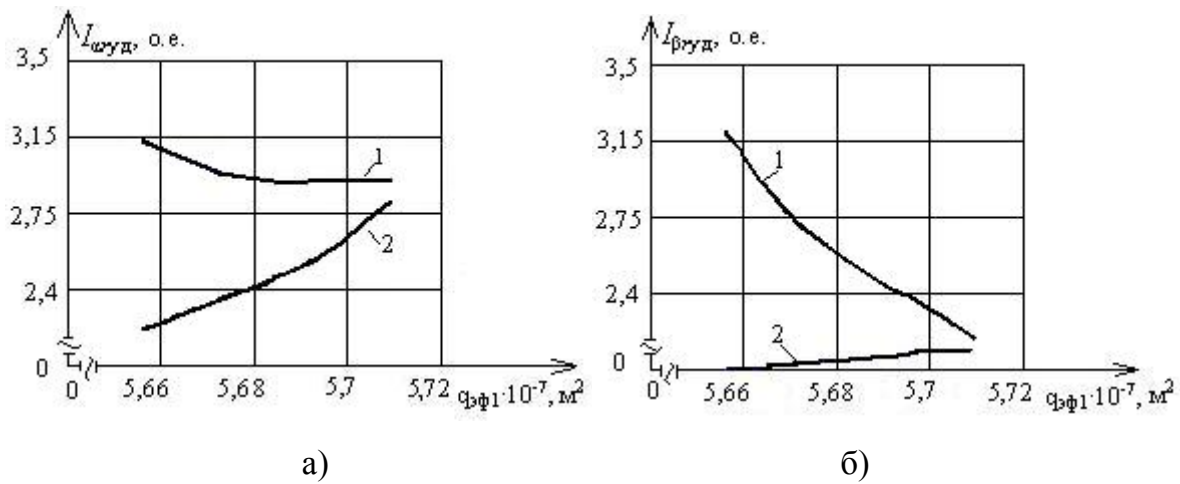


Рис. 3.13. Зависимости ударных значений тока ротора  $I_{rud}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  от сечения эффективного числа проводников фазы обмотки статора  $q_{\phi 1}$ , при  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{\phi 2} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Ударные значения тока ротора  $I_{rud}$  по осям  $\alpha$  и  $\beta$  при изменении  $q_{\phi 1}$  не имеют точек экстремума, и изменяются по экспоненциальному закону в пределах: по оси  $\alpha$   $I_{\alpha rud}$  от 3,15 до 2,78 [о.е.] для МДП и от 2,3 до 3,77 [о.е.] – АД, т.е. на 13% и 64%, соответственно.

На рис. 3.14 – 3.16 представлены зависимости ударных значений колебательного электромагнитного момента  $M_{уд}(q_{\phi 2})$ , закона движения ротора двигателя  $\chi_{уд}(q_{\phi 2})$ , токов статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$  от изменения сечения эффективного числа проводников фазы ротора  $q_{\phi 2}$  в пределах от  $1,28 \cdot 10^{-6}$  до  $1,69 \cdot 10^{-6} \text{ [м}^2\text{]}$ .

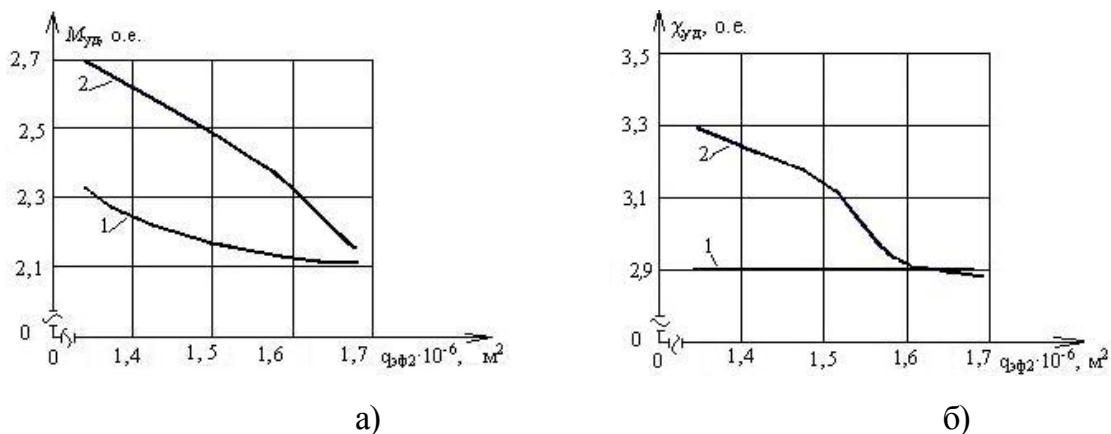


Рис. 3.14. Зависимости ударных значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$ ; б) закона движения ротора двигателя  $\chi_{уд}$  от сечения эффективного числа проводников фазы обмоток ротора  $q_{\phi 2}$ , при  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Увеличение  $q_{\text{эф2}}$  в заданных пределах приводит к уменьшению ударных значений колебательного электромагнитного момента двигателя с 2,32 до 3,1 [о.е.] (для МДП) и – с 2,7 до 2,15 [о.е.] (для АД), т.е. на 9,6% и 20%, соответственно. При этом, величина ударного значения закона движения ротора двигателя остаётся постоянной для МДП, а для АД увеличивается с 3,3 до 2,87 [о.е.], т. е., на 12%. Следовательно МДП, работающая в колебательном режиме работы, при изменении  $q_{\text{эф2}}$  более устойчива, чем АД.

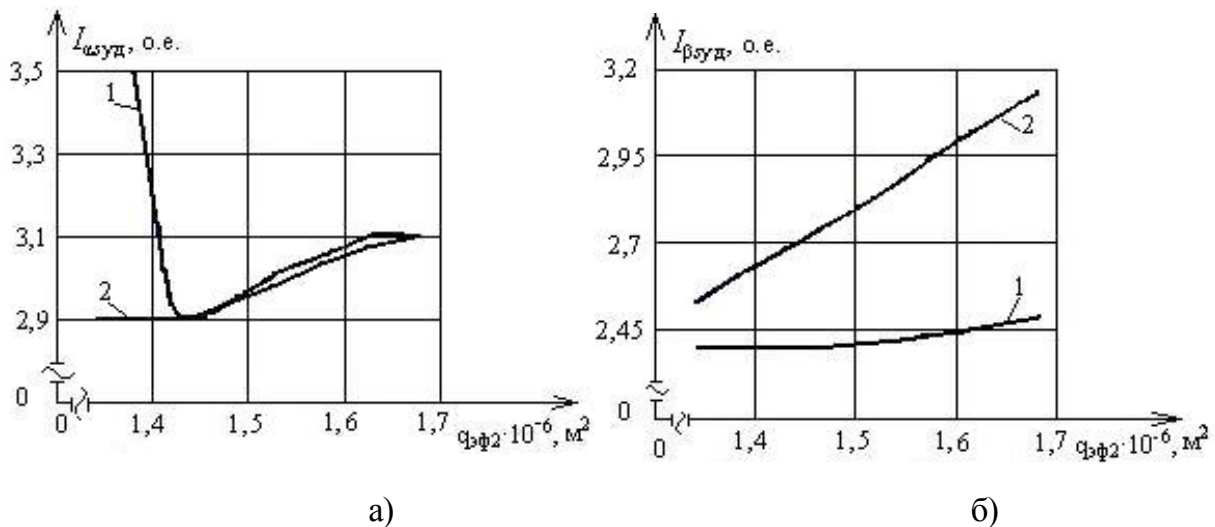


Рис. 3.15. Зависимости ударных значений тока статора  $I_{\text{суд}}$ : а)  $I_{\alpha\text{суд}}$ ; б)  $I_{\beta\text{суд}}$  от сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{\text{эф2}}$ , при  $l_{\delta} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{\text{эф1}} = \text{const}$  и

$$\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

При увеличении  $q_{\text{эф2}}$  в тех же пределах ударные значения тока статора по оси  $\alpha$  для МДП и АД изменяется по-разному. Для МДП он уменьшается с 3,5 до 3,1 [о.е.], что составляет 11% и имеет точку экстремума (минимума) равной  $I_{\alpha\text{сmin}} = 2,9$  [о.е.] при  $q_{\text{эф2}} = 1,44 \cdot 10^{-6} [\text{м}^2]$ . Но для АД  $I_{\alpha\text{с}}$  увеличивается по экспоненциальному закону с 2,9 до 3,1 [о.е.] (на 7%), напротив не имея точек экстремума.

Зависимости ударных значений тока ротора (рис. 3.16) при изменении сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{\text{эф2}}$  в пределах от  $1,28 \cdot 10^{-6}$  до  $1,69 \cdot 10^{-6} [\text{м}^2]$  по оси  $\alpha$  возрастают по экспоненте для МДП с 3,2 до 3,78 [о.е.], и для АД – с 2,8 до 3,25 [о.е.], т.е. на 18% и 16%, соответственно, и по оси  $\beta$  не изменяются во всём диапазоне изменения  $q_{\text{эф2}}$ .

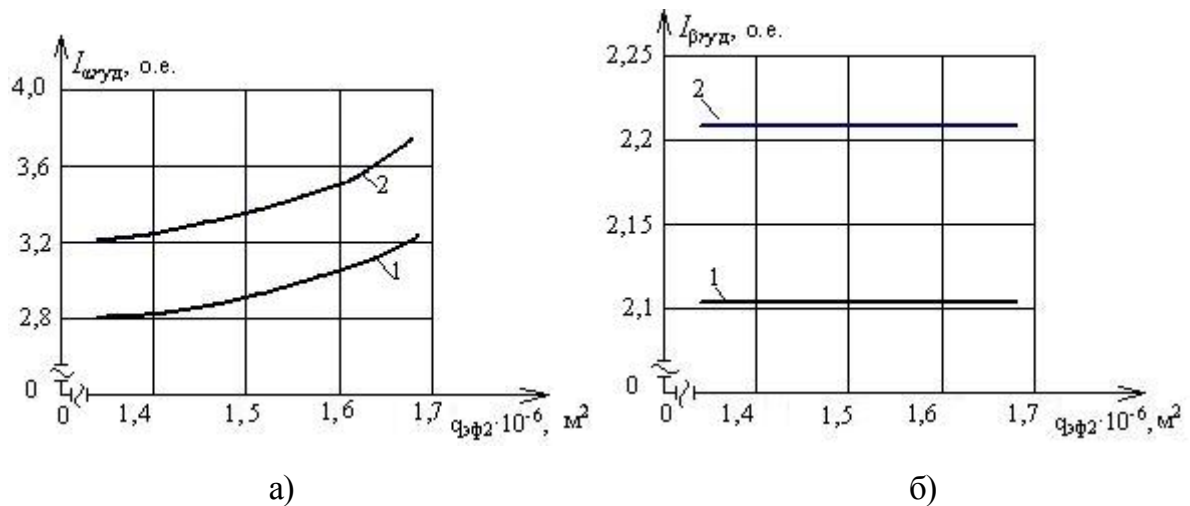


Рис. 3.16. Зависимости ударных значений тока ротора  $I_{руд}$ : а) по оси  $\alpha$ ; б) по оси  $\beta$  от сечения эффективного числа проводников фаз обмотки ротора  $q_{эф2}$ , при  $l_\delta = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{эф1} = \text{const}$  и

$$\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

Анализ изменения геометрических параметров электрической машины (рис. 3.7 – 3.18) показал, что наибольшее влияние на её динамические показатели оказывает изменение внутреннего диаметра расточки статора  $D$ , сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора  $q_{эф1}$  и  $q_{эф2}$  ротора. Так же наблюдаются точки экстремума, наличие которых можно объяснить следующим образом. При изменении выше обозначенных параметров геометрии ЭМ уменьшается величина полюсного деления  $\tau$ . Данный параметр задаёт диапазон устойчивой работы МДП в колебательном режиме и его уменьшение ведёт тому, что она работает как АД.

Приступая к анализу влияния параметров электрической машины на её динамические характеристики при питании от источника тока, следует обратить внимание на некоторые особенности её работы. Если статорные и роторные обмотки подключить к источникам напряжения, то токи в этих обмотках будут определяться их полными сопротивлениями. Если же обмотки подключены к источникам тока, то токи, как известно, будут определяться токами источника. Машина будет являться источником колебательного усилия [11, 24, 35]. В случае с АД, ток в роторной обмотке протекает под действием ЭДС, наведенной магнитным полем статорных обмоток, т.е. обмотки ротора

подключены к источникам ЭДС, и токи в них будут определяться полными сопротивлениями роторных обмоток. При работе МДП от источников тока, наибольшее влияние на динамические характеристики оказывает взаимоиנדукция обмоток  $L_m$ , остальные параметры в рабочем диапазоне токов машины не влияют на динамику процессов. Например, колебательное усилие будет оставаться постоянным с изменением температуры обмоток, и т.д. Согласно выражению (2.24) взаимоиנדукция обмоток  $L_m$  зависит от внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ), длины магнитопровода ( $l_\delta$ ) и частоты колебаний ротора  $\Omega$ .

Следует отметить, что для МДП отсутствуют ударные значения электромагнитного момента, поэтому анализ проводился по максимальным значениям колебательного электромагнитного момента.

На рис. 3.17 – 3.18 представлены зависимости влияния длины магнитопровода ( $l_\delta$ ) и внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) на динамические характеристики МДП и АД при питании их обмоток от источников тока, а именно, изменение величины ударного (максимального) значения колебательного электромагнитного момента и ударного значения закона движения ротора от изменяемых параметров в заданном диапазоне.

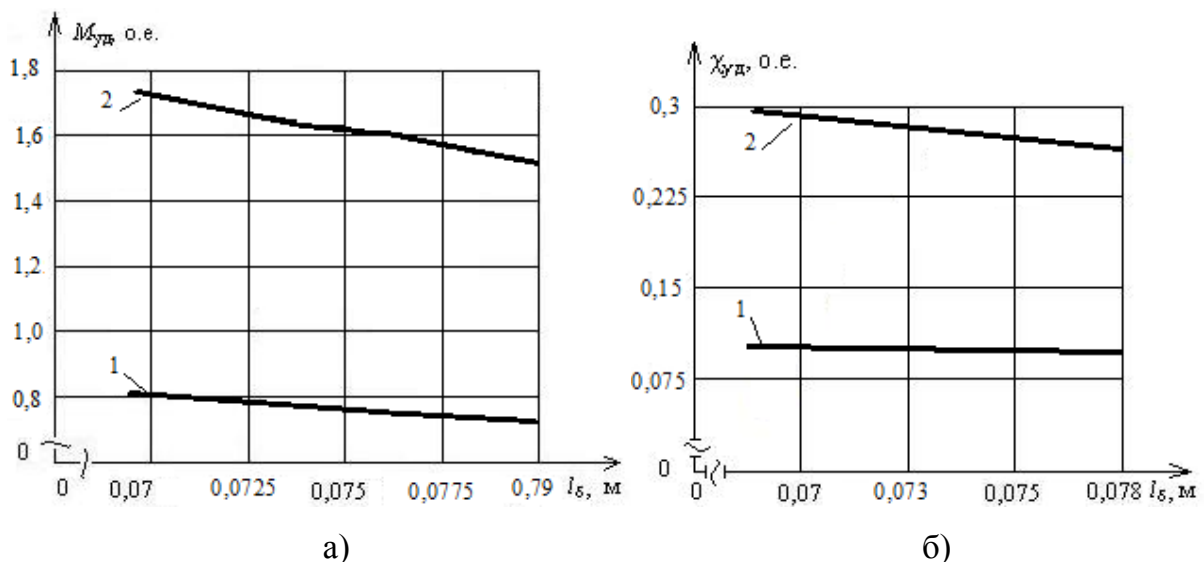


Рис. 3.17. Зависимости ударных (максимальных) значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$ ; б) закона изменения подвижного элемента двигателя

$\chi_{уд}$  от длины магнитопровода  $l_\delta$ , при  $q_{эф2} = \text{const}$ ,  $D = \text{const}$ ,  $q_{эф1} = \text{const}$  и  $\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$

Увеличение ( $l_\delta$ ) в пределах от 0,068 до 0,079 [м] приводит к тому, что максимальные (ударные) значения: колебательного электромагнитного момента двигателя уменьшаются для МДП в пределах с 0,803 до 0,761 [о.е.] и для АД – с 1,71 до 1,57 [о.е.], т.е. на 5% и 8%, соответственно. При этом, ударные значения закона изменения подвижного элемента двигателя для МДП изменяется с 0,1 до 0,098, а для АД – с 0,3 до 0,27 [о.е.], т. е., на 2% и 10%, соответственно, это говорит о том, что МДП более устойчива, чем АД.

Изменение  $D$  в пределах от 0,126 до 0,136 [м] приводит к тому, что ударные (максимальные) значения: колебательного электромагнитного момента двигателя уменьшаются для МДП в пределах с 0,803 до 0,757 [о.е.], а для АД – с 1,714 до 1,544 [о.е.], т.е. на 5,7% и 10%, соответственно. Ударные значения закона изменения ротора двигателя при этом так же уменьшаются с 0,104 до 0,098 для МДП и – с 0,294 до 0,26 [о.е.] для АД, т. е., на 5% и 11,5%, соответственно.

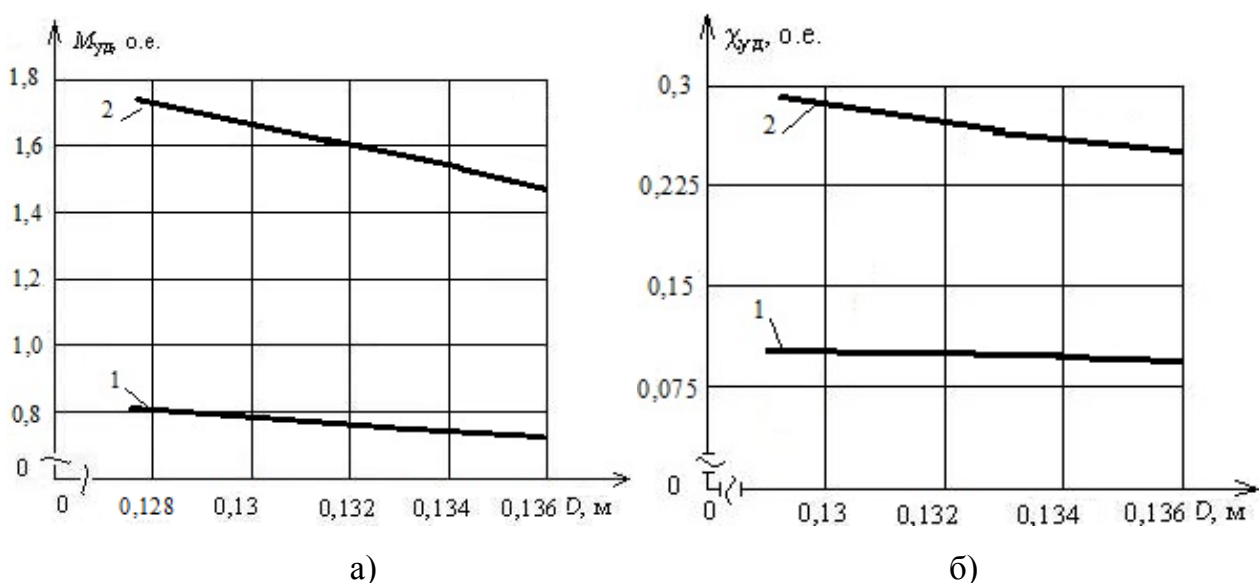


Рис. 3.18. Зависимости ударных (максимальных) значений: а) колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{уд}$ ; б) закона изменения подвижного элемента двигателя  $\chi_{уд}$  от внутреннего диаметра расточки статора  $D$ , при  $q_{\phi 2} = \text{const}$ ,  $l_\delta = \text{const}$ ,  $q_{\phi 1} = \text{const}$  и

$$\Omega = 31,4 \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right]$$

На основании анализа изменения геометрических параметров электрической машины (рис. 3.17 – 3.18) можно сделать следующий вывод о том, что динамические показатели уменьшаются в среднем на 9%, при питании её обмоток от источников тока. Значит они не оказывают сильного влияния и

нет точек экстремума, а полученные кривые (рис. 3.17 и 3.18) имеют практически линейный характер.

### **3.3. Оптимизация параметров электрической машины двойного питания для обеспечения заданных динамических показателей**

Согласно [58] любая задача оптимизации сводится к определению экстремума (минимума или максимума) заданной скалярной функции при определенных ограничениях, которые могут обладать самыми разнообразными свойствами, определяемыми видом функции.

Поведение любой системы или процесса описывается математическим выражением в частных или полных производных, которое зачастую можно оценить с помощью методов математического программирования и численных методов.

Различают два основных класса математического программирования – задачи линейного и нелинейного программирования. К первым относятся такие, в которых и целевая функция, и все функции ограничений линейны относительно переменных. Во всех других случаях говорят о задачах нелинейного программирования. В настоящее время хорошо изучены и нашли широкое применение в электромеханических системах следующие задачи:

- решаемые методами классической математики;
- с линейными ограничениями и целевой функцией;
- с сепарабельной целевой функцией;
- с функцией, которая не зависит от ограничений.

Поиск оптимального решения любой задачи – это нахождение решения, которое удовлетворяет нескольким условиям. При синтезе электроприводов колебательного движения исходят из того, что критериями оптимальности могут являться точность, быстродействие, энергоэффективность или динамические показатели [10, 11]. К последним, можно отнести: ударные

значения токов обмоток статора и ротора, электромагнитного момента, время переходного процесса, динамическое смещение нейтрали колебаний.

Основной задачей проектирования безредукторных электроприводов углового и линейного колебательного движения (ЭКД) является нахождение такого решения, при котором наряду с указанными в техническом задании выходными параметрами максимально удовлетворяется и ряд динамических показателей, таких как: ударные значения токов и момента, динамическое смещение нейтрали колебаний, время переходного процесса. Обеспечить требуемый их уровень, только за счет оптимизации алгоритмов управления электроприводом, не всегда приносит желаемых результатов. Решать данную задачу требуется комплексно и, в первую очередь, необходимо оптимизировать сам электромеханический преобразователь энергии, с учетом специфики его работы.

Как известно, оптимальность любой системы определяется рядом её критериев и накладываемыми ограничениями при решении поставленной задачи. К последним, лимитирующим показателям, можно отнести эксплуатационно-технические и конструкционно-технологические ограничения. Критериями оптимизации в данном случае выступают габариты ЭКД, которые нельзя изменить в сторону увеличения по независящим от нас причинам, а динамику такого привода требуется улучшить.

При оптимизации динамических показателей электропривода колебательного движения, работающего на базе машины двойного питания (МДП) за счет линейной фазовой модуляции питающих напряжений [11], целесообразно воспользоваться методом градиентного спуска [52]. Отправной точкой для решения поставленной задачи будут являться выражения, связывающие геометрические размеры электромеханического преобразователя энергии, а именно: внутренний диаметр расточки статора ( $D$ ), длина магнитопровода ( $l_\delta$ ) и сечение эффективных проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ), с его электрическими параметрами [7]. Алгоритм расчета можно разбить на ряд его этапов.

На первом этапе выбираются: произвольное начальное приближение функции (функция в заданном диапазоне должна быть непрерывной) и матрица вторых производных. Последняя должна быть положительна.

В нашем случае функциями будут выступать выражения, определяющие значения токов обмоток статора и ротора, а также колебательного электромагнитного момента при заторможенном вторичном элементе МДП [7].

Так, например, выражение для определения значения ударного тока статора по оси  $\alpha$  можно представить в виде:

$$I_{\alpha s}(D, l_{\delta}, q_{\text{эф}1}, q_{\text{эф}2}) = I_{\alpha s0} \sin \left[ \omega_1 t - \text{Arctg} \left[ \frac{\omega_1 (L_{\alpha r} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - R_{\alpha r} (\alpha_1 + \alpha_2))}{R_{\alpha r} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) + L_{\alpha r} (\alpha_1 + \alpha_2) \omega_1^2} \right] \right] + \\ + I_{\alpha s1} e^{-\alpha_1 t} + I_{\alpha s2} e^{-\alpha_2 t},$$

где  $I_{\alpha s0}$  – амплитуда режима установившегося короткого замыкания вынужденных составляющих токов, определяемая через параметры электрической машины как:

$$I_{\alpha s0} = \frac{U_m}{(L_m^2 + L_{\alpha s} L_{\alpha r})} \times \\ \times \sqrt{\frac{\omega_1^2 [L_{\alpha r} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - R_{\alpha r} (\alpha_1 + \alpha_2)]^2 + [R_{\alpha r} (\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - L_{\alpha r} \omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)]^2}{(\alpha_2 + \omega_1)(\alpha_1 + \omega_1)}},$$

где  $I_{\alpha s1}(D, l_{\delta}, q_{\text{эф}1}, q_{\text{эф}2})$ ,  $I_{\alpha s2}(D, l_{\delta}, q_{\text{эф}1}, q_{\text{эф}2})$  – модули составляющих свободных токов, с соответствующими коэффициентами затухания  $\alpha$ , которые находим по следующим выражениям:

$$I_{\alpha s1} = \frac{U_m [\gamma_1 (R_{\alpha r} + (L_{\alpha r} \alpha_1)) + \gamma_3 L_m (\alpha_1)] [\omega_1 \cos(\alpha') + \alpha_1 \sin(\alpha')]}{(L_m^2 + L_{\alpha s} L_{\alpha r}) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_2 - \alpha_1)}, \\ I_{\alpha s2} = \frac{U_m [\gamma_1 (R_{\alpha r} + (L_{\alpha r} \alpha_2)) + \gamma_3 L_m (\alpha_2)] [\omega_1 \cos(\alpha') + \alpha_2 \sin(\alpha')]}{(L_m^2 + L_{\alpha s} L_{\alpha r}) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_1 - \alpha_2)},$$

где  $\gamma_1, \gamma_3$  – коэффициенты сигналов по обмоткам статора и ротора;  $\alpha'$  – начальная фаза питающего напряжения,  $\alpha_1, \alpha_2$  – коэффициенты затухания,  $L_{\alpha r} = f(D, l_{\delta}, q_{\text{эф}1}, q_{\text{эф}2})$ ,  $R_{\alpha r} = f(D, l_{\delta}, q_{\text{эф}1}, q_{\text{эф}2})$  – полная индуктивность и активное сопротивление фазы обмотки ротора по оси  $\alpha$ , выражения для которых определили ранее в гл. 2. (2.19–2.21), выраженные через геометрические размеры МДП.

На втором этапе выбираются начальные приближения двух выбранных варьируемых геометрических размеров МДП, например:  $D$ ,  $l_\delta$ , то начальным приближением можно считать  $D_0$  и  $l_{\delta 0}$ , которые принимаются за базовые размеры исполнительного двигателя и строятся последовательности:

$$D^{(k+1)} = D^k - \Delta_k I_{\alpha s 1}'(D^k, l_\delta^k),$$

$$l_\delta^{(k+1)} = l_\delta^k - \Delta_k I_{\alpha s 2}'(D^k, l_\delta^k),$$

где  $k$  – количество точек;  $I_{\alpha s 1}'(D^k, l_\delta^k)$ ,  $I_{\alpha s 2}'(D^k, l_\delta^k)$  – производные функции  $I_{\alpha s}(D, l_\delta)$  по каждому из изменяемых параметров;  $\Delta_k$  – величина приращения функции, которое определяется исходя из неравенства:

$$I_{\alpha s}(D^{(k+1)}, l_\delta^{(k+1)}) < I_{\alpha s}(D^{(k)}, l_\delta^{(k)})$$

На третьем этапе, исходя из заданной ошибки вычисления  $\varepsilon$ , рассчитывается градиент для выбранного тока статора в функции от внутреннего диаметра расточки статора  $D$  и длины магнитопровода ротора  $l_\delta$ :

$$DI_{\alpha s}(D, l_\delta) = \sqrt{\left(\frac{dI_{\alpha s}(D, l_\delta)}{dD}\right)^2 + \left(\frac{dI_{\alpha s}(D, l_\delta)}{dl_\delta}\right)^2}$$

и определяется область допустимого его распределения, соответствующая  $\max$  или  $\min$  функции. Программа для вычисления минимума двух переменных методом градиентного спуска в прикладном пакете Mathcad представлена в следующем виде:

$$\min = \left| \begin{array}{l} \text{while } DI_{\alpha s}(D, l_\delta) < \varepsilon \\ \quad D_0 \leftarrow D \\ \quad l_{\delta 0} \leftarrow l_\delta \\ \quad D \leftarrow D - \Delta \cdot \frac{dI_{\alpha s}(D, l_\delta)}{dD} \\ \quad l_\delta \leftarrow l_\delta - \Delta \cdot \frac{dI_{\alpha s}(D, l_\delta)}{dl_\delta} \\ \quad \alpha \leftarrow \frac{\Delta}{2} \text{ if } I_{\alpha s}(D, l_\delta) > I_{\alpha s}(D_0, l_{\delta 0}) \\ \quad P_0 \leftarrow D \\ \quad P_1 \leftarrow l_\delta \end{array} \right. \quad (3.3)$$

$$P = \min(D, l_{\delta}),$$

где  $D_0, l_{\delta 0}$  – произвольное начальное приближение, которые примем номинальными,  $\Delta \equiv 0.01$  – шаг приращения функции,  $\varepsilon \equiv 0.001$  – ошибка вычисления,  $P$  – массив результатов вычисления.

Оптимизацию геометрии исполнительного двигателя ЭКД можно представить в виде алгоритма (рис. 3. 19), который можно разбить на ряд этапов.

Предварительно производится расчёт параметров ЭМ (блок 3.2) и её динамических показателей (блок 3.3). Далее определяются лимитирующие показатели, шаг приращения и ошибка (блок 3.4). В блоке 3.5 выбираются произвольное начальное приближение параметров из условия, что функция в заданном диапазоне должна быть непрерывной и матрица вторых производных положительна (блоки 3.6 и 3.7). При выполнении условия 3.7 рассчитывается градиент исходя из заданной ошибки вычисления  $\varepsilon$  целевой функции и варьируемых переменных.

Если условие не выполняется, то возвращаемся к блоку 3.2 и корректируем параметры электрической машины. Затем полученные значения сравниваются с требуемыми, если они соответствуют им или меньше, то происходит останов программы блоком 3.13 и далее выводится результат в виде массива данных. При не выполнении условия блока 3.12 происходит коррекция параметров электрической машины.

В соответствии с рассмотренным алгоритмом были проведены расчеты по определению оптимальных значений геометрических размеров МДП, выполненной на базе электрической машины МТ–11–6, имеющей электрические:  $R_s=4,5$  [Ом];  $R_r=7,4$  [Ом];  $L_s=0,0131$  [Гн];  $L_r=0,012$  [Гн],  $L_m=8.34 \cdot 10^{-3}$  [Гн] и геометрические:  $D=0,132$  [м];  $l_{\delta}=0,075$  [м];  $q_{\phi 1}=6,1 \cdot 10^{-7}$  [м<sup>2</sup>];  $q_{\phi 2}=1,415 \cdot 10^{-6}$  [м<sup>2</sup>], параметры при запуске на частоту колебаний  $\Omega=2\pi 5$  [рад/с]. Величина шага  $\Delta$  составила 0,01 при ошибки вычисления  $\varepsilon =0,001$ .

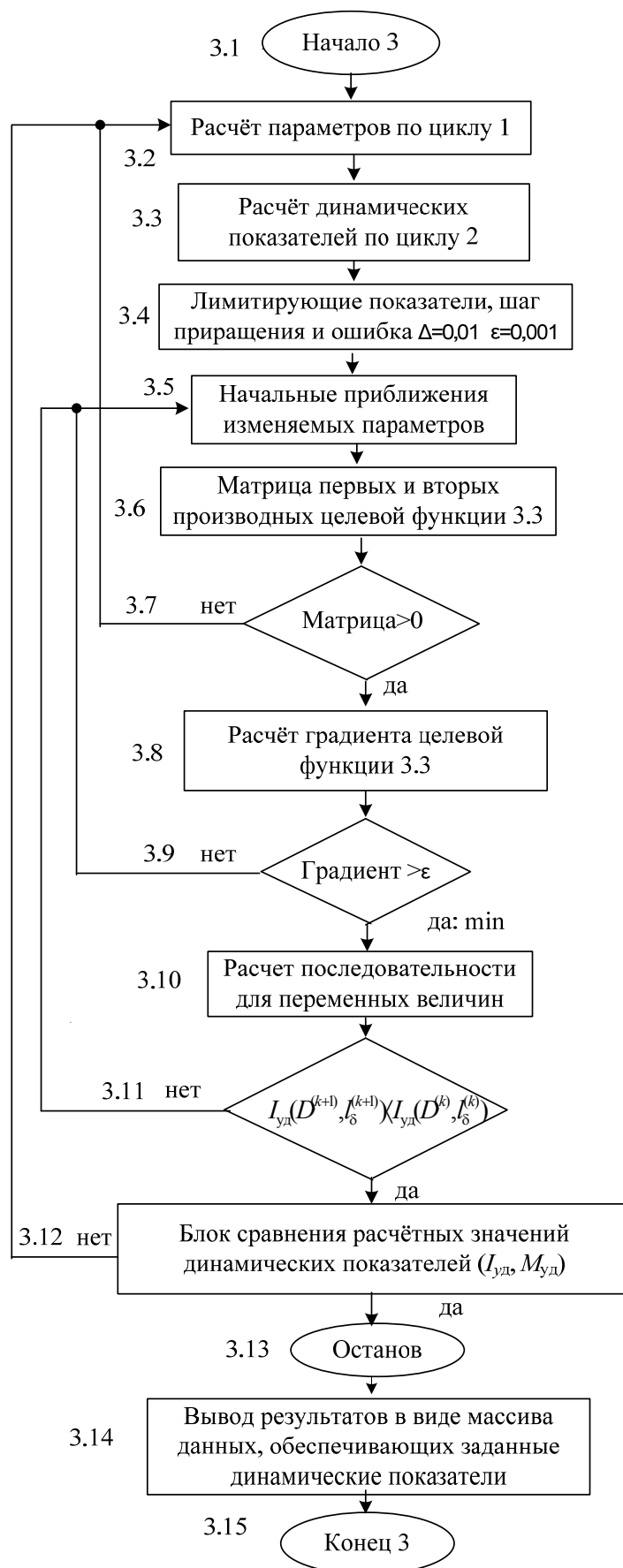


Рис.3. 19. Алгоритм оптимизации динамических показателей исполнительного двигателя в зависимости от его геометрии

Результаты расчетов представлены на рис. 3.20–3.22. На них приведены расчетные и заданные плоскости, пересечение которых определяет всю гамму сочетаний двух выбранных геометрических размеров.

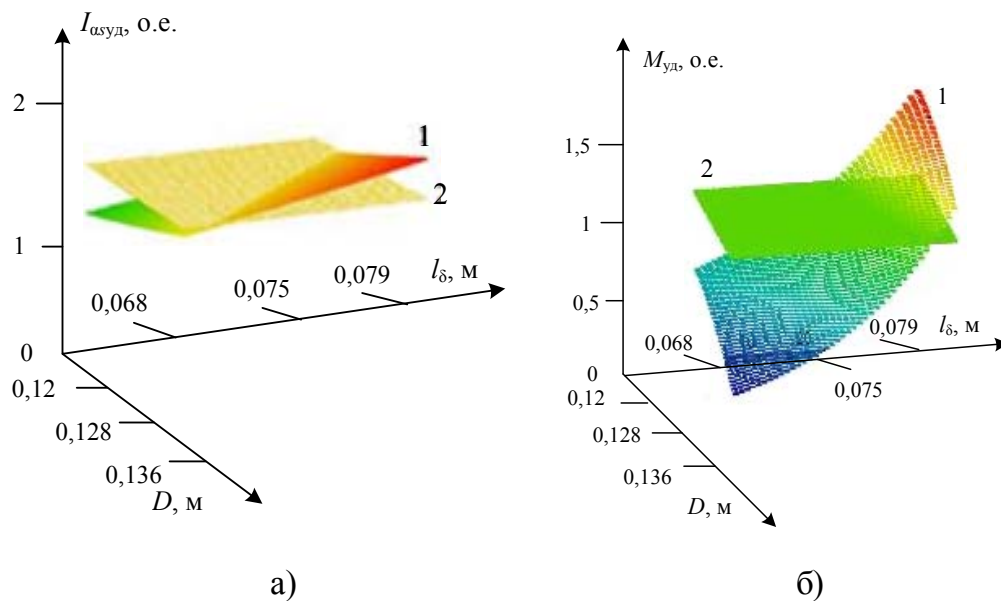


Рис. 3. 20. Области распределения: а) ударного тока статора по оси  $\alpha$ , б) пускового колебательного электромагнитного момента: 1—определение минимума функции методом градиентного спуска; 2 – массивы требуемых значений тока и момента

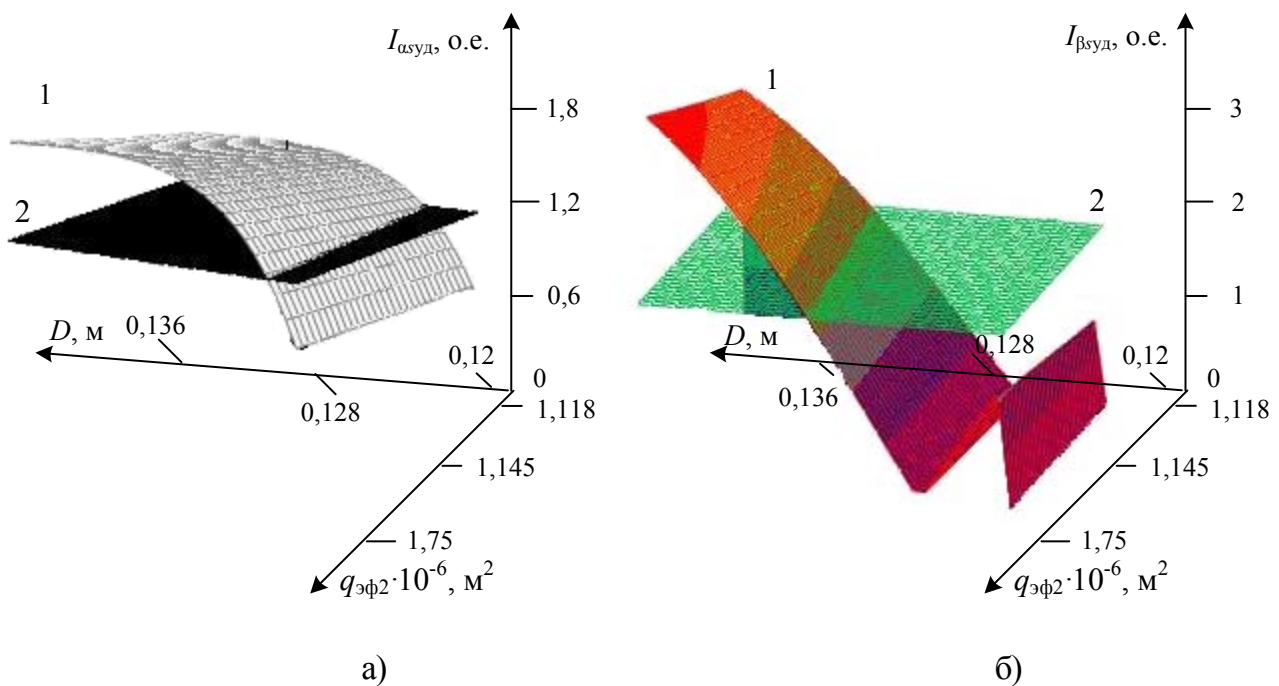


Рис. 3. 21. Распределение зависимости ударного тока статора: а) по оси  $\alpha$ , б) –  $\beta$ : 1–определение минимума функции методом градиентного спуска; 2 – массивы требуемых значений тока и момента

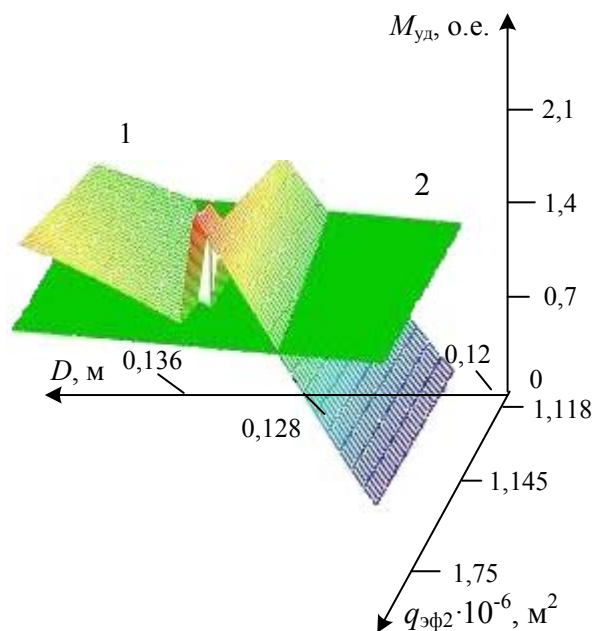


Рис. 3. 22. Распределение зависимости ударного колебательного электромагнитного момента: 1 – определение минимума функции методом градиентного спуска; 2 – массивы требуемых значений тока и момента

При расчетах массивы заданных значений (плоскости 2) формировались перемножением номинального тока статора (электромагнитного момента) на соответствующие коэффициенты перегрузки, выступающие в данном случае как эксплуатационно-технические лимитирующие показатели.

Массив заданных значений (рис. 3.21 плоскость 2) формируется перемножением номинального тока статора или электромагнитного момента на коэффициент перегрузки, который определяется из справочной литературы [34].

Полученные результаты (рис. 3.20) иллюстрируют, что при заданных допустимых значениях тока статора  $I_{\text{пуск}}=1,25$  [о.е.] и колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{\text{пуск}}=1,5$  [о.е.], общим решением для выбранного типа двигателя явились: в первом случае значения внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) в диапазоне от 0,122 до 0,129 [м], и длине магнитопровода ротора ( $l_{\delta}$ ) от 0,068 до 0,079 [м], а во втором – от 0,122 до 0,132 [м] и от 0,069 до 0,078 [м], соответственно при условии, что полная активная мощность остаётся постоянной.

Аналогично, можно задать изменяемыми параметрами значения внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) в пределах от 0,12 до 0,136 [м] и сечения

эффективного числа проводников фазы обмотки ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ) в пределах от  $1,118 \cdot 10^{-6}$  до  $1,715 \cdot 10^{-6} \text{ [м}^2\text{]}$ . Так, при заданных значениях тока статора  $I_{\text{пуск}} = 1,45 \text{ [о.е.]}$  и колебательного электромагнитного момента двигателя  $M_{\text{пуск}} = 1,4 \text{ [о.е.]}$ , общим решением являются в первом случае значения внутреннего диаметра расточки статора  $D$  от 0,12 до 0,125 [м] и сечения эффективного числа проводников фазы обмотки ротора  $q_{\text{эф2}}$  от  $1,118 \cdot 10^{-6}$  до  $1,715 \cdot 10^{-6} \text{ [м}^2\text{]}$  и во втором –  $D$  изменяется в пределах от 0,125 до 0,129 [м], и  $q_{\text{эф2}}$  от  $1,118 \cdot 10^{-6}$  до  $1,715 \cdot 10^{-6} \text{ [м}^2\text{]}$ . Притом, что номинальные значения внутреннего диаметра расточки статора составляет  $D_{\text{н}} = 0,132 \text{ [м]}$  и  $q_{\text{эф2н}} = 1,418 \cdot 10^{-6} \text{ [м}^2\text{]}$ . Результаты, полученные при оптимизации геометрии машины двойного питания в составе колебательного электропривода с заданными динамическими показателями, по данному алгоритму показали, что они отличаются от номинальных значений на 8% и 21% в большую и в меньшую сторону, соответственно.

Установлено, что в зависимости от уровня допустимого значения ударного тока (момента) возможно получение двух и более решений, удовлетворяющих требований поставленной задачи (рис. 3.21, 3.22, б). Последнее объясняется наличием точек экстремума в расчетных областях (плоскости 1).

В заключение следует отметить, что, данная методика оптимизации позволяет определить оптимальные соотношения между геометрией электрической машины и динамическими характеристиками электропривода колебательного движения с точность до 4%, что вполне является допустимым при инженерных расчетах.

Результаты проведенных исследований позволяют сформулировать рекомендации по проектированию и выбору электромеханических преобразователей энергии для работы их в составе электропривода колебательного движения:

- Наибольшее влияние на формирование ударных значений токов статора и ротора оказывают изменение внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ), сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора

( $q_{\text{эф2}}$ ), а на значение ударного колебательного электромагнитного момента – сечение эффективного числа проводников фазы обмотки статора ( $q_{\text{эф1}}$ ).

- Исходя из целевого назначения электропривода колебательного движения при выборе исполнительного двигателя из стандартного ряда необходимо руководствоваться следующими соображениями:

- если фазные обмотки МДП подключаются к источникам напряжения и речь идет о позиционном электроприводе, то следует выбирать электродвигатель с минимальной длиной магнитопровода ( $l_{\delta}$ );

- если фазные обмотки МДП подключаются к источникам тока и речь идет о силовом электроприводе, то следует выбирать электродвигатель с максимальной длиной магнитопровода.

Такой подход позволяет на этапе структурного синтеза снизить величины ударных значений токов, а также колебательного электромагнитного момента в среднем на 5 – 7%.

- При проектировании электромеханического преобразователя энергии, работающего в режиме вынужденных колебаний за счет фазовой модуляции питающих напряжений (токов) в заданном частотном диапазоне колебаний необходимо обеспечивать выполнение следующих соотношений между его геометрическими размерами:

- 1) для обеспечения снижения ударного колебательного электромагнитного момента относительно его паспортных данных при условии:

- постоянства сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ )

$$l_{\delta}/D = 0,9 \text{ [o.e.]};$$

- постоянства внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) и длины магнитопровода ( $l_{\delta}$ )

$$q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}} = 0,88 \div 0,94 \text{ [o.e.]};$$

- 2) для обеспечения снижения ударных значений токов при условии:

- постоянства сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ )

$$l_{\delta}/D=1,05 \text{ [о.е.]};$$

– постоянства внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) и длины магнитопровода ( $l_{\delta}$ )

$$q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}}=0,9 \div 0,99 \text{ [о.е.]}. \quad \bullet$$

В случае проектирования электропривода колебательного движения, для работы его на фиксированной частоте колебаний, соотношения геометрических размеров исполнительного двигателя должны удовлетворять следующим условиям:

– для обеспечения безударного пуска по моменту:

$$q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}}=0,92 \text{ при } l_{\delta\text{н}}/D_{\text{н}}=1 \text{ [о.е.]},$$

$$l_{\delta}/D=1,02 \div 1,05 \text{ при } q_{\text{эф1н}}/q_{\text{эф2н}}=1 \text{ [о.е.]};$$

– для обеспечения безударного пуска по току:

$$q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}}=1,075 \text{ [о.е.] при } l_{\delta\text{н}}/D_{\text{н}}=1 \text{ [о.е.]},$$

$$l_{\delta1}/D=0,96 \text{ [о.е.] при } q_{\text{эф1н}}/q_{\text{эф2н}}=1 \text{ [о.е.]}. \quad \bullet$$

Предложенный метод и алгоритм оптимизации геометрии электромеханического преобразователя энергии позволяет на этапе проектирования спрогнозировать величину динамических показателей электропривода колебательного движения, при этом расчет геометрии электрической машины следует проводить для максимальной частоты колебаний.

### **3.4. Выводы по разделу:**

1. Результаты моделирования подтверждают, что наибольшее влияние на динамические показатели электродвигателя колебательного движения оказывает увеличение сечения эффективных проводников его обмоток и внутреннего диаметра расточки статора, в области изменяемых параметров наблюдаются точки экстремума, это позволяет говорить о возможности проектирования электропривода с заданными динамическими характеристиками.

2. Предложенный способ определения оптимальных геометрических размеров электрической машины при заданных динамических показателях позволяет при тех же значениях ударных токов или электромагнитного момента уменьшить геометрию электрической машины на 9-15%.

3. Рекомендации выработанные при математическом моделировании могут быть использованы при проектировании и эксплуатации МДП в составе ЭКД на заданные динамические показатели.

## **IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ**

С целью оценки адекватности полученных в работе теоретических результатов, в данном разделе приведены результаты экспериментальных исследований колебательного электропривода на базе машины двойного питания. Основная задача экспериментальной части работы состояла в определении динамических показателей электропривода при различной геометрии электрической машины.

### **4.1. Описание экспериментальной установки и методики исследования**

Экспериментальные исследования проводились на установке, блок-схема и внешний вид которой приведены на рис. 4.1, 4.2. Она состоит из: системы управления статором и ротором МДП, реализованной на базе асинхронного двигателя с фазным ротором, блока датчиков (БД) с системой преобразования аналогового сигнала в цифровой, персональный IBM-совместимый компьютер со встроенной платой ввода-вывода данных.

Системы управления статора и ротора МДП состоят из: преобразователей частоты со звеньями постоянного тока, который задаёт модуляционную частоту, линейных автотрансформаторов (ЛАТР) и автономных инверторов напряжения (АИН), включенных со стороны статора и ротора – с несущей частотой  $f_1=50$  Гц и частотой модуляций  $f_1=55$  Гц, соответственно, блока усиления сигнала так же встроенного в данную систему.



В качестве МДП использовалась электрическая машина переменного тока типа МТН-011-6У1 со следующими параметрами:  $P_n=1400$  Вт, номинальное напряжение  $U_n=220$  В, номинальный ток статора  $I_n=3,35$  А,  $\eta=76\%$ ,  $\cos\varphi_n=0,78$ , номинальная частота вращения  $n_n=1250$  об/мин.

Экспериментальная установка (рис. 4.2) позволяет исследовать ЭКД, в случае, когда приводным двигателем является как МДП, так и АД. Разница при включении электромеханического преобразователя составляет только наличие или отсутствие питания на роторных обмотках, соответственно.

Экспериментальная установка также имеет в своём составе персональный компьютер (ПК), коннектор, предназначенный для обеспечения удобного доступа к "входам / выходам" платы сбора данных PCI 6024E персонального компьютера. Коннектор имеет следующие параметры: 8 аналоговых дифференцирующих входов; 2 аналоговых выхода; 8 цифровых входов / выходов.

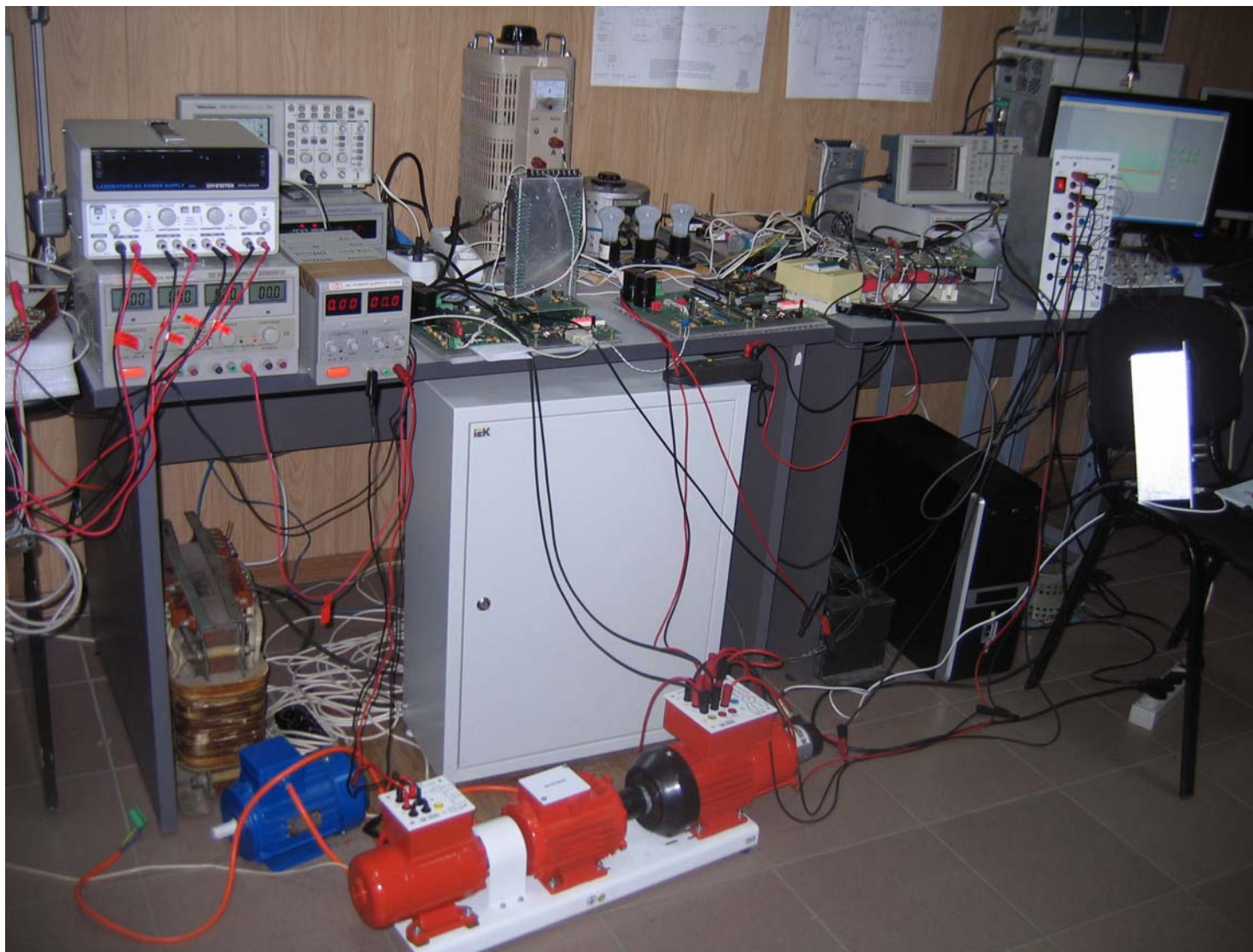


Рис. 4.2. Внешний вид экспериментальной установки

Трёхфазный выпрямитель, собранный по схеме Ларионова, представляет собой отдельный блок с возможностью регулировки выходного напряжения от 0 до 205 В, и отслеживанием мгновенного значения тока в фазе. Он является питанием для трёхфазного автономного инвертора напряжения (АИН), который расположен на отдельной плате, где есть возможность программного или ручного задания частоты от 0 до 60 Гц и амплитуды выходного напряжения инвертора от 0 до 200 [В]. Данный комплекс является разработкой кафедры «Электропривода и электрооборудования» Энергетического института при Национальном исследовательском Томском политехническом университете и основан на контроллере американской фирмы «Texas Instrument».

Программная часть комплекса включает: программную среду персонального компьютера (Windows XP); разработанные регистраторы режимных параметров машины, пульт управления, всё это реализовано на программном продукте Microsoft Visual Basic в программе Labview.

Блок "ввода / вывода" цифровых сигналов (составная часть БД) предназначен для ввода сигналов типа «сухой контакт» и вывода сигналов через контакты промежуточного реле. Датчики тока и напряжения применялись для определения токов и напряжений в фазе статора и ротора, информация с которых так же идёт на блок "ввода / вывода" цифровых сигналов на измерительные преобразователи «ток – напряжение» (5 А/1 А)/ 5 В и «напряжение – напряжение» (1000 В/100 В)/ 5 В.

Информация о скорости вращения вала двигателя поступала с датчика скорости, в качестве которого выступал преобразователь угловых перемещений фотоэлектрический типа ВЕ 178А с напряжением питания 15 [В]. Входными сигналами датчика скорости являются серия импульсов и опорный импульс, 6 каналов выходных сигналов с прямоугольной формой импульса, 2500 импульсов за оборот, диапазон изменения рабочих частот вращения вала от 0 до 6000 [мин<sup>-1</sup>], диапазон частот формирования импульсов, от 0 до 130 [кГц], погрешность, до 4 угл. мин, габариты (диаметр/высота) 55/77 [мм] и массой 0,33 [кг].

Датчики данного типа предназначены для использования в системах автоматического регулирования станков и информационной связи по положению между исполнительными механизмами станка и ЧПУ (модель ВЕ 178А, ВЕ 178А5), а также для управления приводом подачи и корректировки программы металлорежущих станков с ЧПУ (модель ВЕ178А-1, ВЕ178А5-1).

С датчика скорости информация поступает так же на БД и на интегрирующее и дифференцирующее звенья для получения информации о законе движения подвижного элемента и угловом ускорении, которое косвенно можно считать электромагнитным моментом двигателя.

Эксперимент проводился при изменении задания частоты колебаний  $\Omega_k$  в диапазоне от 6,26 до 50,24 [ $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$ ] ( $f_2$  задавалась в пределах от 1 до 8 [Гц]) и напряжении питания МДП со стороны статора  $U_1$  от 80 до 200 [В] (т.е. 0,33 и 0,95 [о.е.]) и – ротора  $U_2$  от 100 до 200 [В] (т.е. 0,42 и 0,95 [о.е.]), аналогичные пределы изменения устанавливались для АД. Многократно проводились опыты (8-10 раз) одного и того же режима работы, чтобы исключить случайную ошибку измерения.

Систематическая погрешность, возникающая при измерении мгновенной частоты колебаний электродвигателя, ударных значений токов статора и ротора, а так же электромагнитного момента, определяется точностью приборов применяемых при исследовании. При обработке данных после интегратора и дифференциатора учитывались постоянные времени данных звеньев. В эксперименте использовались серийные приборы, прошедшие метрологическую поверку на соответствие нормам точности. На основании этого относительная погрешность, возникающая при измерении выше упомянутых параметров, определяется величиной не более 10%.

## 4.2. Результаты экспериментального исследования и их анализ

При проведении испытаний ЭКД необходимо учитывать ряд особенностей, таких как:

1. Необходимо учитывать состав питающего напряжения, которое формируется автономными инверторами напряжений, и влияет на динамические показатели электропривода колебательного движения.

2. Не учитывалось влияние демпфирующей и позиционной составляющих нагрузки, которые были учтены при моделировании.

В таблице 4.1. приведены основные геометрические размеры для двух вариантов испытуемого двигателя.

Таблица 4.1.

| Двигатель МТН-011-6 (1)                                 | Двигатель МТН-011-6 (2)                                 |
|---------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------|
| $l_{\delta n1}=0,075$ [м]                               | $l_{\delta n2}=0,075$ [м]                               |
| $D_{n1}=0,132$ [м]                                      | $D_{n2}=0,132$ [м]                                      |
| $q_{\text{эф}1н}=5,675 \cdot 10^{-7}$ [м <sup>2</sup> ] | $q_{\text{эф}12н}=5,17 \cdot 10^{-7}$ [м <sup>2</sup> ] |
| $q_{\text{эф}2н}=1,418 \cdot 10^{-6}$ [м <sup>2</sup> ] | $q_{\text{эф}2н}=1,2 \cdot 10^{-6}$ [м <sup>2</sup> ]   |

Следует отметить, что оба варианта двигателей отличаются только сечением эффективного числа проводников фаз обмоток статора и ротора. Электрические параметры электродвигателя 2 были рассчитаны согласно методикам [5, 8] с учетом включения трехфазного двигателя по двухфазной схеме и составили: активные сопротивления статора  $R_{\alpha s}=6,9$  [Ом],  $R_{\beta s}=5,9$  [Ом], приведенные сопротивления ротора  $R_{\alpha r}=10,3$  [Ом],  $R_{\beta r}=9,2$  [Ом]; индуктивности рассеяния статорных:  $L_{\sigma \alpha s}=6,4$  [мГн],  $L_{\sigma \beta s}=5,9$  [мГн], роторных:  $L_{\sigma \alpha s}=8,4$  [мГн],  $L_{\sigma \beta s}=8,0$  [мГн] обмоток, взаимная индуктивность  $L_m=0,152$  [Гн].

Для подтверждения полученных ранее теоретических результатов, а именно, влияния частоты колебаний ротора на параметры электрической машины, работающей в колебательном режиме, и как следствие, на динамические показатели были сняты и проанализированы ударные значения тока статора и колебательного электромагнитного момента двигателя,

работающего в режимах АД и МДП, при различных частотах колебаний:  $\Omega_1=6,28$  рад/с,  $\Omega_2=18,84$  рад/с,  $\Omega_3=31,4$  рад/с и  $\Omega_4=43,96$  рад/с.

На рис. 4.3 представлены графики изменения ударных значений токов в фазах статора и ротора двигателя по осям  $\alpha$  и  $\beta$   $I_{уд}=f(\Omega/2\pi)$  и колебательного электромагнитного момента  $M_{уд}=f(\Omega/2\pi)$  от частоты колебаний  $\Omega$ .

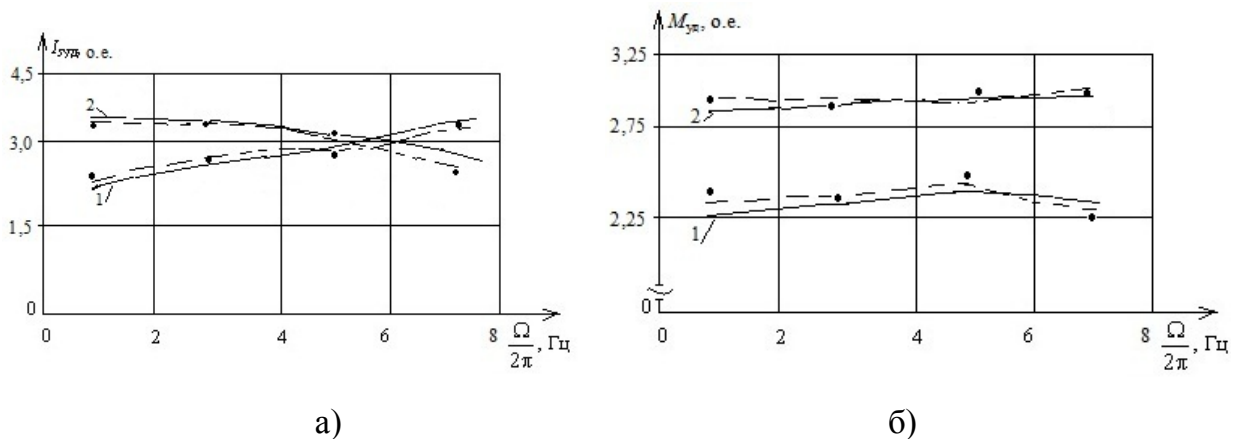
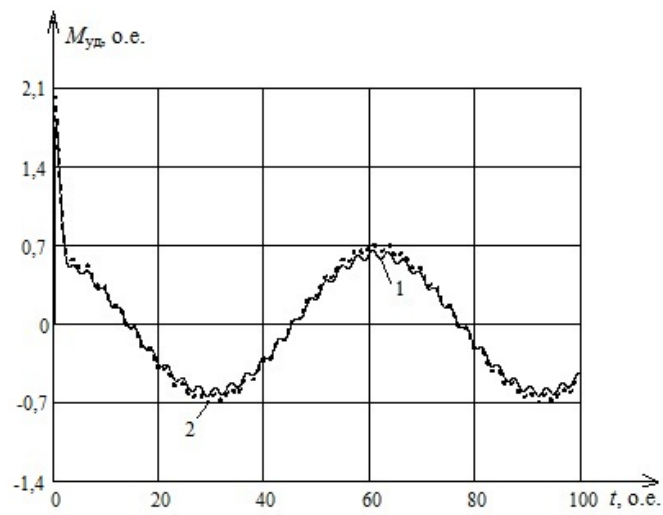


Рис. 4.3. Зависимости ударных значений: а) токов в фазе статора (1 – по оси  $\alpha$ ; 2 – по оси  $\beta$ ); б) колебательного электромагнитного момента (1 – режим МДП, 2 – режим АД) от частоты колебаний электропривода  $\Omega/2\pi$  (--- – эксперимент, — – расчёт)

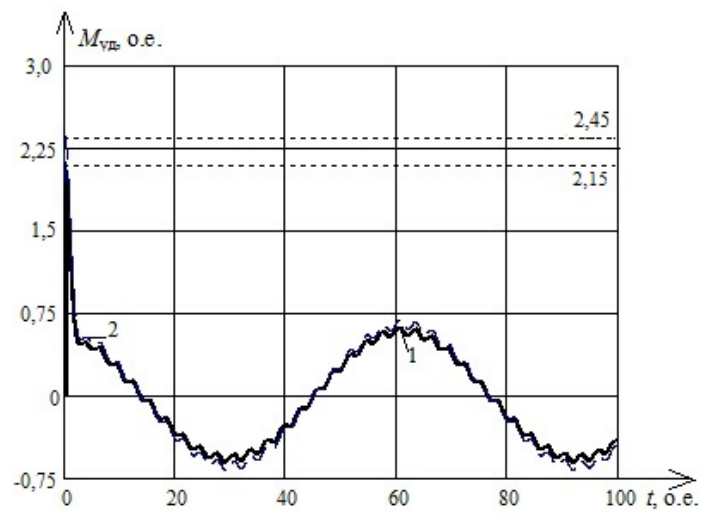
Исследования показали, что изменение ударных значений токов (рис. 4.3, а) имеет определённую закономерность, так по оси  $\alpha$  токи статора возрастают с 2,3 до 3,38 [о.е.], а по оси  $\beta$  – напротив уменьшаются с 3,35 до 2,32 [о.е.] для указанного диапазона частот. Значения ударного колебательного момента при изменении частоты колебаний ротора  $\Omega$  в заданном диапазоне (рис. 4.3, б) имеют максимум для МДП на частоте – 4,65 Гц, для АД точки экстремума не наблюдается, а происходит постепенное увеличение  $M_{уд}$  в среднем на 14%.

Расхождение между расчётными и экспериментальными данными, полученных для "заторможенного" пуска не превышает 8%, что подтверждает правомерность использования выражений (2.21, 2.22, 2.24, 2.31, 2.36) для расчета параметров электрической машины и ее динамических показателей.

На рис. 4.5 и 4.6 представлены расчётные и экспериментальные зависимости тока статора и колебательного электромагнитного момента для двигателей 1 и 2.

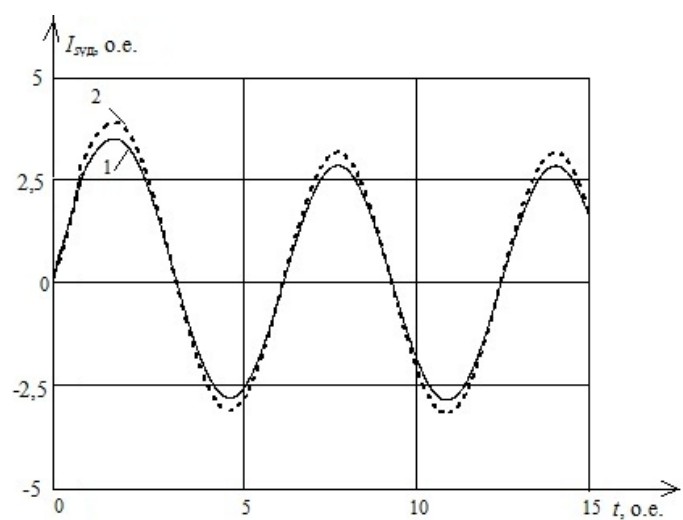


а)

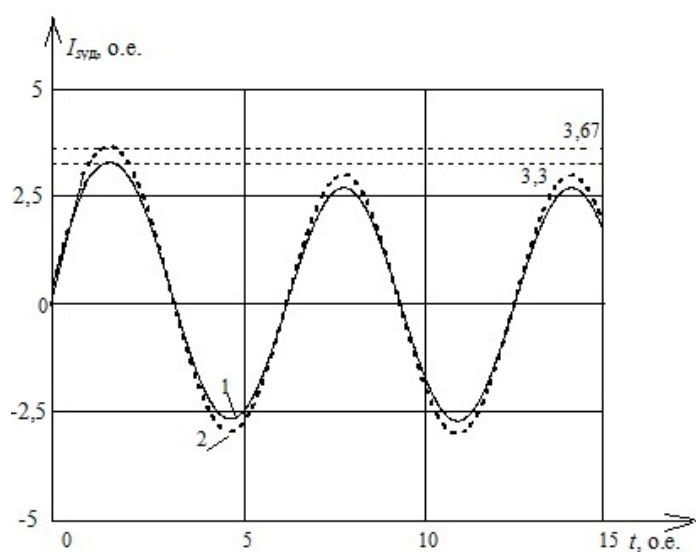


б)

Рис. 4.5. Временные зависимости колебательного электромагнитного момента МДП при частоте колебаний ротора  $\Omega/2\pi = 5$  Гц: а) вариант 1, б) вариант 2 (--- — эксперимент, — — расчёт)



а)



б)

Рис. 4.6. Временные зависимости тока статора МДП при частоте колебаний ротора  $\Omega/2\pi = 5$  Гц: а) вариант 1, б) вариант 2 (--- – эксперимент, — – расчёт)

Установлено, что для заданных величин геометрических параметров, расчётные значения ударного тока статора по оси  $\alpha$  и колебательного электромагнитного момента составили: для варианта 1 –  $I_{асудрасч1} = 3,45$  о.е.,  $M_{удрасч1} = 1,95$  о.е.; для варианта 2 –  $I_{асудрасч2} = 3,3$  о.е.,  $M_{удрасч2} = 2,15$  о.е.

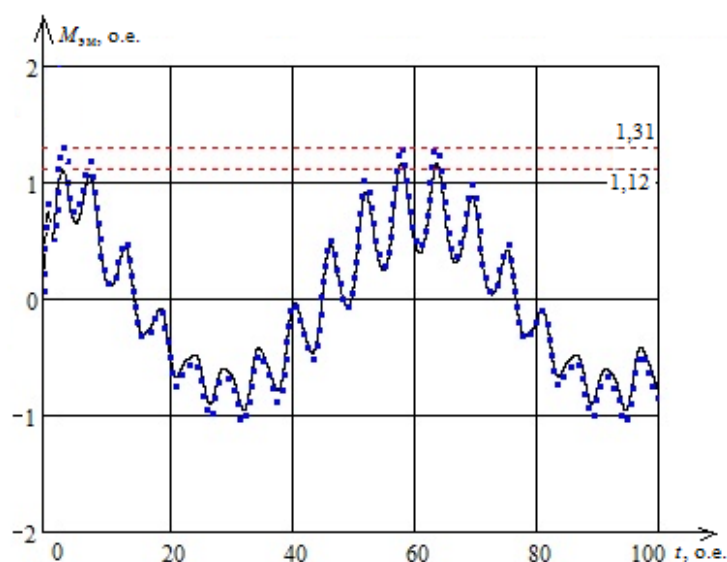
Результаты анализа полученных измерений приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

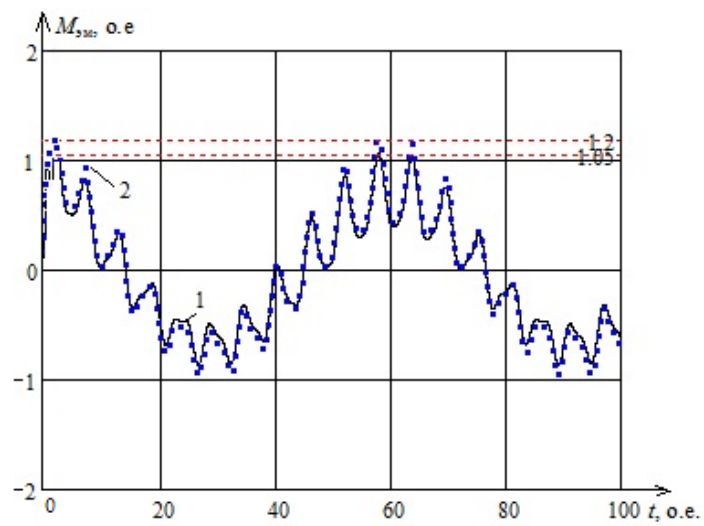
| № | $M_{удрасч},$<br>о.е | $M_{удэкс},$ о.е | $I_{удрасч},$ о.е | $I_{удэкс},$ о.е. |
|---|----------------------|------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | 1,95                 | 2,1              | 3,45              | 3,78              |
| 2 | 2,15                 | 2,25             | 3,3               | 3,67              |

Анализ полученных экспериментальных и расчётных данных показал, что ошибка составляет не более 10%.

Так же было подтверждена возможность безударного пуска по току или моменту МДП при разных геометрических параметрах ЭМ. Расчётные значения начальных фаз питающих напряжений при реализации безударного пуска по моменту и току для двигателей 1 и 2 составили:  $\alpha'_{1.1}=17,8^\circ$ ,  $\beta'_{1.1}=0,74^\circ$ ,  $\alpha'_{1.2}=10,6^\circ$ ,  $\beta'_{1.2}=0,97^\circ$  для первого случая, и  $\alpha'_{2.1}=50,67^\circ$ ,  $\beta'_{2.1}=45^\circ$ ,  $\alpha'_{2.2}=36^\circ$ ,  $\beta'_{2.2}=33,36^\circ$  – для второго, соответственно. На рис. 4.7 и 4.8 представлены временные зависимости колебательного электромагнитного момента и тока статора МДП, реализованной на разных электрических машинах, типоразмер которых приведён в таблице 4.1.

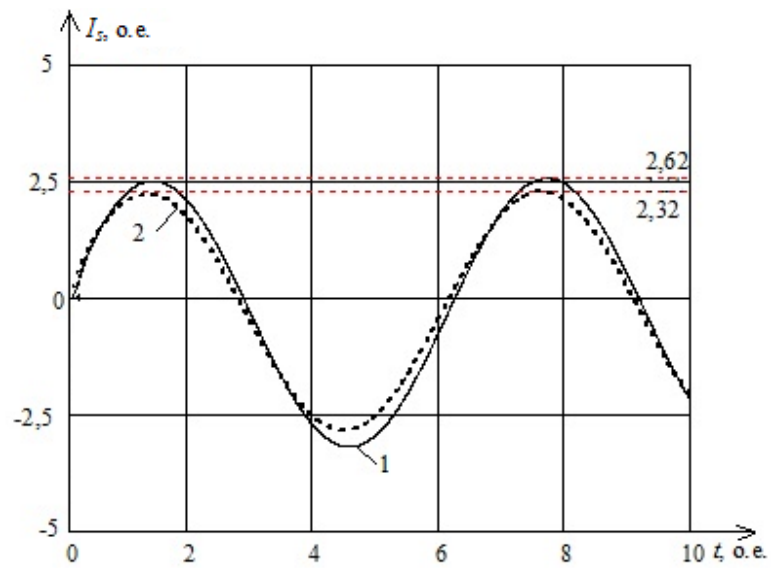


а)

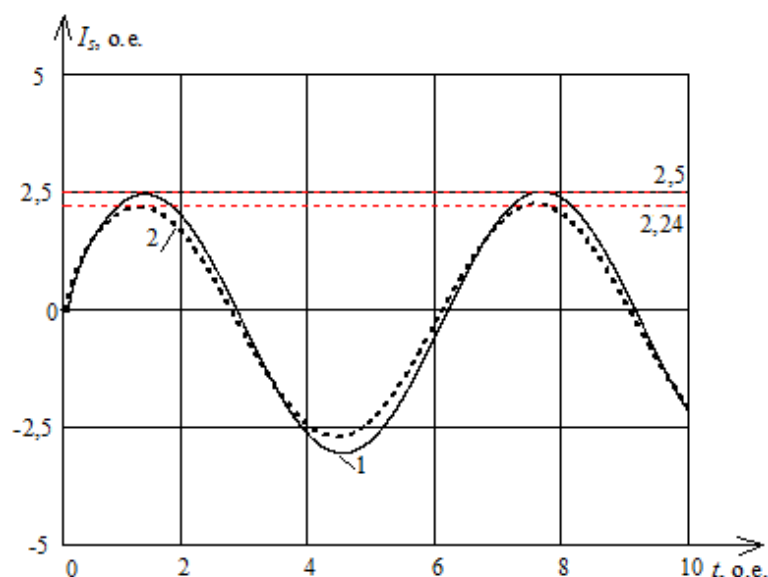


б)

Рис. 4.7. Временные зависимости колебательного электромагнитного момента МДП при безударном пуске на частоту  $\Omega/2\pi = 5$  Гц а) вариант 1, б) вариант 2 (--- – эксперимент, — – расчёт)



а)



б)

Рис. 4.8. Временные зависимости тока статора МДП при безударном пуске на частоту  $\Omega/2\pi = 5$  Гц а) вариант 1, б) вариант 2 (--- – эксперимент, — – расчёт)

Как видно из рисунка 4.7 в кривой колебательного электромагнитного момента присутствуют пульсации, которые можно объяснить влиянием составляющих с частотами  $(\omega_1 + \omega_2)$  и кратные им.

Для заданных величин геометрических параметров, расчётные значения тока статора по оси  $\alpha$  и колебательного электромагнитного момента при реализации безударного пуска составили: для варианта 1 –  $I_{\alpha \text{ расч1}} = 2,32$  о.е.,  $M_{\text{расч1}} = 1,12$  о.е.; для варианта 2 –  $I_{\alpha \text{ расч2}} = 2,24$  о.е.,  $M_{\text{расч2}} = 1,05$  о.е.

Результаты анализа полученных измерений приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3.

| № | $M_{\text{расч, о.е.}}$ | $M_{\text{экс, о.е.}}$ | $I_{\text{расч, о.е.}}$ | $I_{\text{экс, о.е.}}$ |
|---|-------------------------|------------------------|-------------------------|------------------------|
| 1 | 1,12                    | 1,31                   | 2,32                    | 2,62                   |
| 2 | 1,05                    | 1,2                    | 2,24                    | 2,5                    |

Результаты полученных экспериментальных и расчётных данных показывают, что существует ошибка в 9,5%. Кроме того при реализации безударного пуска по току наблюдается несовпадение по фазе между кривыми 1 и 2 на  $5,6^\circ$ . Это связано со скоростью обработки данных с датчиков тока и персонального компьютера. В целом отметим, что полученные

экспериментальные данные подтверждают теоретические предположения, сделанные ранее и расходятся с ними на 8-9,5%, что соответствует инженерным методикам расчёта.

### 4.3. Результаты практического внедрения и их анализ

В первой главе отмечалось, что наибольшая потребность в колебательных электроприводах с синусоидальными и асимметричными выходными параметрами наблюдается в химической промышленности при производстве пластмасс и синтетических смол в первичной форме. Для предприятия «Сибметахим» г. Томск был разработан вариант ЭКД вибросита (рис. 4.9), который позволяет увеличить производительность и качество готовой продукции. Его технические данные и основные характеристики приведены в табл. 4.4. Данный ЭКД используется для удаления грата (неровности, заусенцы на поверхности гранулы, слипшиеся гранулы и т.д.) при производстве сырья для пластмасс в виде гранул.

Таблица 4.4

|                                     |       |
|-------------------------------------|-------|
| Диаметр корпуса, м                  | 1,2   |
| Ситовая поверхность, м <sup>2</sup> | 1,0   |
| Количество фракций                  | 3...4 |
| Мощность двигателя, кВт             | 1,1   |
| Габаритные размеры:                 |       |
| высота, мм                          | 1565  |
| длина, мм                           | 1720  |
| ширина, мм                          | 1720  |
| Масса, кг                           | 444   |

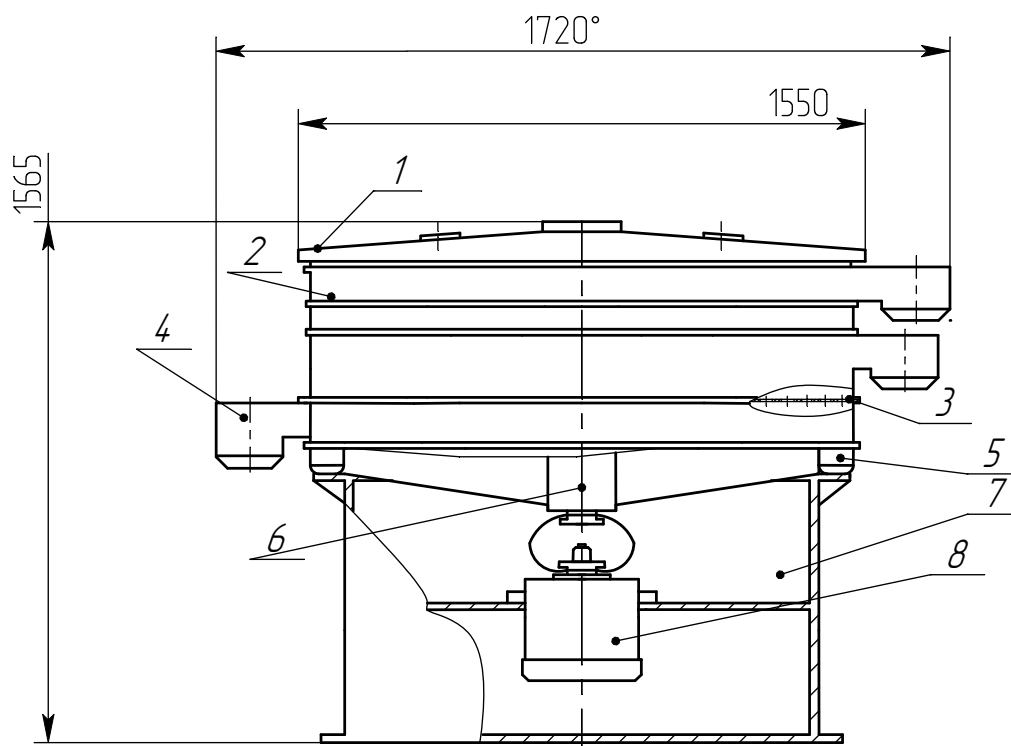


Рис. 4.9. Вибросито СВ – 1.2: 1 – крышка, 2 – обечайка, 3 – сетка на каркасе, 4 – патрубок разгрузки, 5 – виброизолятор, 6 – вибровозбудитель, 7 – рама, 8 – электродвигатель

Образец вибропривода СВ (рис. 4.9) был разработан согласно теоретическим представлениям и рекомендациям, выработанным ранее, и результатам моделирования ЭКД. Они позволили существенно упростить работу линии, так как два двигателя, которые были ранее в данной конструкции и создавали де балластные колебания, заменили на один. В данном случае колебания передаются непосредственно двигателем через муфту на исполнительный орган – сито. ЭКД построен на использовании мягкого периодического реверса с заданными динамическими характеристиками.

ЭКД вибросита СВ, позволяет обеспечить:

1. Регулирование частоты колебаний в пределах от 0,2 до 8 [Гц];
2. Угловое перемещение от 1,5 до 5°;
3. Формирование асимметричного закона движения с целью обеспечения оптимальной траектории движения в зависимости от формы гранул и их размера, за счёт чего происходит увеличения производительности труда.

Известно, что при производстве пластмасс виброобработка широко применяется в химической промышленности от изменения механических свойств материалов до виброуплотнения сыпучего сырья. Вибросито СВ находится в составе вибрационного питателя.

Характеристики данного питателя и вибросита были учтены при моделировании и анализе динамических показателей привода при изменении геометрии исполнительного двигателя. Кроме того здесь возможно использования машины двойного питания в качестве приводного двигателя для вибросита

Особенностью работы вибрационных сит типа СВ является характер колебаний просеивающих поверхностей. В отличие от других конструкций вибрационных сит в виброситах типа СВ применяется пространственная (трехкомпонентная) вибрация просеивающих поверхностей. Подобный характер колебаний обеспечивает непрерывное изменение по величине и направлению инерционных нагрузок, что позволяет получить оптимальные условия рассева, особенно, для материалов с размерами частиц близкими к размерам ячейки сетки. Трехмерное движение просеивающей поверхности объединяет в себе движение плоскорешетного классификатора и грохота.

Исследования подтвердили наличие в колебательном электромагнитном моменте пульсаций двойной частоты питающей сети. С целью их устранения и улучшения качества воспроизводимых колебаний электромагнитного усилия, было предложено осуществлять питания исполнительного двигателя от источников, модулированных по частоте периодическим сигналом частоты  $\Omega$  в соответствии с функциональной схемой (рис. 4.10).

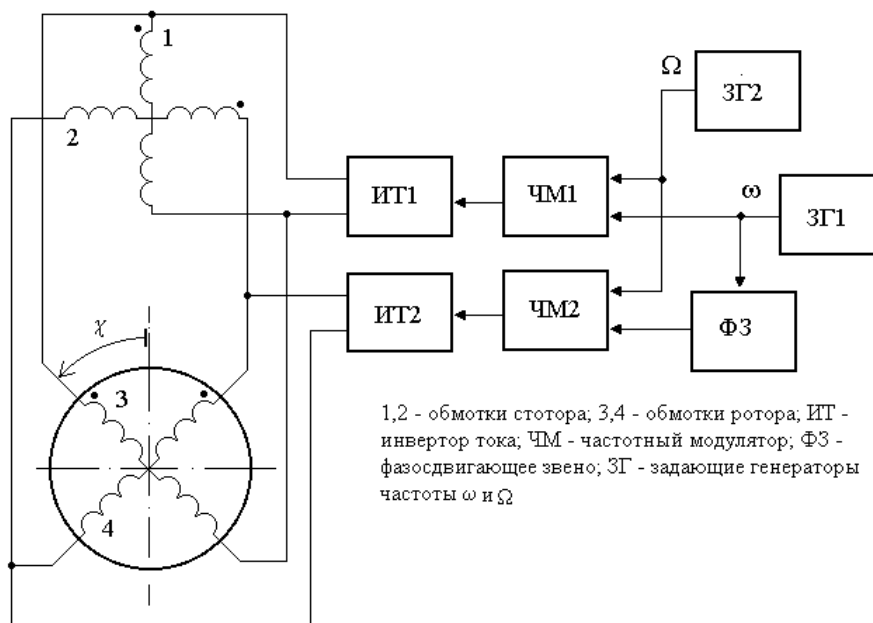


Рис. 4.10. Функциональная схема ЭКД с улучшенными эксплуатационными возможностями

Она содержит исполнительный двигатель, имеющий две взаимно перпендикулярные обмотки на статоре 1, 2 и роторе 3, 4, задающие генераторы ЗГ1, ЗГ2, частотные модуляторы ЧМ1, ЧМ2, фазовое звено ФЗ, инверторы тока ИТ1, ИТ2. Обмотки статора 1 и ротора 3, исполнительного двигателя соединены параллельно и подключены к выходу инвертора тока ИТ1, вход которого соединен с выходом частотного модулятора ЧМ1, а обмотка статора 2 и ротора 4 соединены параллельно и подключены к выходу инвертора тока ИТ2, вход которого соединен с выходом частотного модулятора ЧМ2. Первый вход частотного модулятора ЧМ1 подключен к выходу задающего генератора ЗГ1, а второй вход – к выходу задающего генератора ЗГ2. Первый вход частотного модулятора ЧМ2 подключен к выходу фазового звена ФЗ, вход которого соединен с выходом задающего генератора ЗГ1, а второй вход – к выходу задающего генератора ЗГ2.

Электропривод колебательного движения работает следующим образом. Напряжение с задающего генератора ЗГ1 частоты  $\omega$ , равной паспортной частоте питания выбранного типа двигателя, определяем по выражению:

$$U_{зг1} = k_{зг1} \sin(\omega t), \quad (4.1)$$

где  $k_{зг1}$  – коэффициент пропорциональности ЗГ1.

Данный сигнал, который формирует выражение (4.1), поступает на первый вход частотного модулятора ЧМ1, на второй вход которого поступает напряжение с задающего генератора ЗГ2, которое запишется в виде:

$$U_{зг2} = k_{зг2} \sin(\Omega t), \quad (4.2)$$

где  $k_{зг2}$  – коэффициент пропорциональности;  $\Omega$  – частота колебаний ротора двигателя.

В результате на выходе частотного модулятора ЧМ1 формируется напряжение, которое учитывает выражения (4.1 и 4.2) и запишется в следующем виде:

$$U_{чм1} = k_{чм1} k_{зг1} k_{зг2} \sin((\omega/\Omega) \sin \Omega t), \quad (4.3)$$

где  $k_{чм1}$  – коэффициент передачи частотного модулятора.

Одновременно, напряжение с задающего генератора ЗГ1 поступает на вход фазового звена ФЗ и сдвигается по фазе на  $90^0$ , которое определяем по выражению:

$$U_{фз} = k_{фз} k_{зг1} \cos(\omega t), \quad (4.4)$$

где  $k_{фз}$  – коэффициент передачи фазового звена.

Сформированное напряжение с выхода фазового звена  $U_{фз}$  выражение (4.4) подается на первый вход частотного модулятора ЧМ2. На второй вход частотного модулятора ЧМ2 поступает напряжение с задающего генератора ЗГ2 выражение (4.2). В результате на выходе частотного модулятора ЧМ2 формируется выходное напряжение вида:

$$U_{чм2} = k_{чм1} k_{фз} k_{зг1} k_{зг2} \cos((\omega/\Omega) \sin \Omega t), \quad (4.5)$$

где  $k_{чм2}$  – коэффициент передачи частотного модулятора.

Полученные напряжения, которые определяем по выражениям (4.1 – 4.5) с выходов частотных модуляторов ЧМ1 и ЧМ2 поступают, соответственно, на входа инверторов тока ИТ1 и ИТ2, где преобразуются в пропорциональное значение токов частоты  $\omega$ , балансно-модулированные периодическим сигналом частоты  $\Omega$  по частоте:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= I_{m1} \sin\left(\frac{\omega}{\Omega} \sin \Omega t\right); \\ i_2(t) &= I_{m2} \cos\left(\frac{\omega}{\Omega} \sin \Omega t\right), \end{aligned} \quad (4.6)$$

где  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$  – амплитуды токов статора и ротора, определяем по выражениям:  $I_{m1} = k_{чм2} k_{ит1} k_{зг2} k_{зг1}$ ;  $I_{m2} = k_{зг2} k_{ит2} k_{фз} k_{чм1} k_{зг1}$ ;  $k_{ит1}$ ,  $k_{ит2}$  – коэффициенты пропорциональности инверторов тока ИТ1 и ИТ2; и усиливается по мощности.

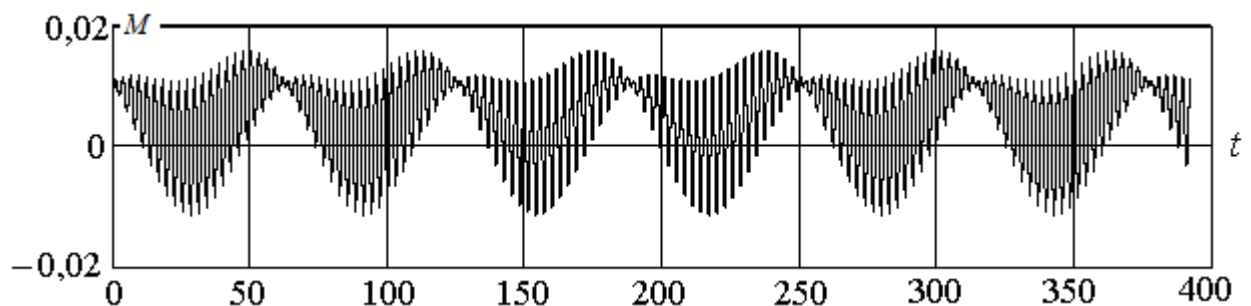
Обмотки исполнительного двигателя 1, 3 соединены параллельно и подключены к выходу инвертора тока ИТ1, а обмотки 2, 4 – к выходу инвертора тока ИТ2.

В результате взаимодействия токов  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  в воздушном зазоре электрической машины возникает качающееся электромагнитное поле под действием которого подвижный элемент исполнительного двигателя начинает совершать колебательные движения с частотой  $\Omega$ , развивая момент (усилие):

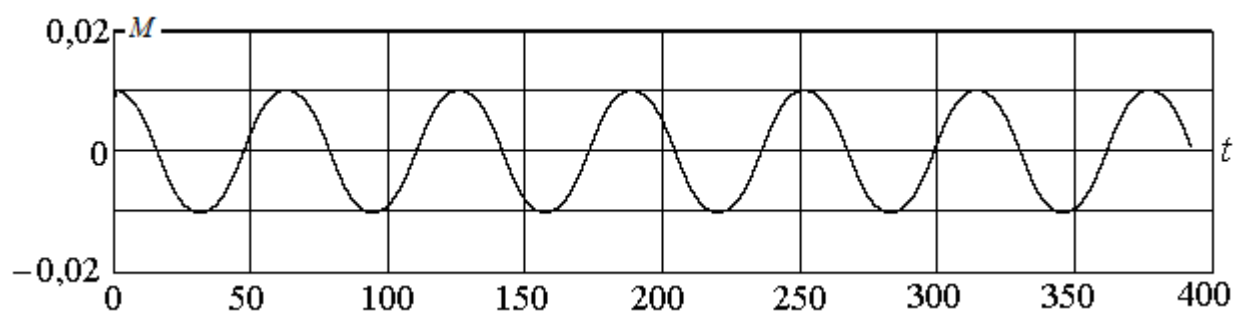
$$M(t) = M_{m1} \sin(\Omega t + \delta_1) + M_{m2} \sin(3\Omega t + \delta_2),$$

где  $M_{m1}$ ,  $M_{m2}$ ,  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  – амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих электромагнитного момента (усилия), определяемые параметрами двигателя и источниками питания.

На рис. 4.11 представлены временные зависимости колебательного электромагнитного момента (усилия) при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы, полученные с учётом (рис. 4.11, б) и без учёта (рис. 4.11, а) выражений (4.1–4.6).



а)



б)

Рис. 4.11. представлены законы изменения электромагнитного момента при фазовом способе возбуждения колебательного режима работы: а) без учёта алгоритма (4.6) и б) с учётом алгоритма (4.6)

Изменяя частоту задающего генератора ЗГ2 устанавливают требуемую частоту колебаний электромагнитного усилия  $\Omega$ , а изменением коэффициента передачи одного из инверторов – амплитуду колебаний.

#### 4.4. Выводы по разделу

Проведенные экспериментальные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Анализ расчётных и экспериментальных данных подтверждает их хорошую сходимость, что позволяет рекомендовать выражения (2.31, 2.34, 2.36, 2.37) для анализа и синтеза МДП при работе в режиме колебательного движения.
2. Предложено новое техническое решение, позволяющее расширить эксплуатационные возможности электропривода колебательного движения за счёт устранения высокочастотных пульсаций в колебательном электромагнитном усилии, при частотной модуляции питающих фазных токов.
3. Разработанная экспериментальная установка позволяет исследовать динамические режимы электрических машин периодического движения при различных видах потенциальной и токовой возбуждениях колебательного режима работы и модуляции питающих напряжений (токов).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедрение современных высокоэффективных электроприводов колебательного движения в различные области народного хозяйства невозможно без дальнейшего развития теории и практики исследования динамических показателей электрических машин и, в частности, электрической машины двойного питания, работающей в режиме мягкого периодического реверса. В связи с этим, проведенные в диссертационной работе исследования позволяют осуществлять управление переходными процессами, что является новым шагом на пути совершенствования данного класса электроприводов.

Полагая, что результаты проведенных исследований достаточно полно сформулированы в выводах, сопровождающих каждую главу, в заключении отметим лишь наиболее важные из них, имеющие принципиальные значения:

1. В настоящее время просматривается тенденция роста потребности в электроприводах колебательного движения средней и большой мощности, обладающих высокой управляемостью и обеспечивающих требуемые динамические характеристики. Наиболее перспективным видится применение в них в качестве исполнительного двигателя машины двойного питания, колебательный режим в которых обеспечивается за счет линейной фазовой модуляции питающих напряжений или токов.

2. На основании математического описания обобщенной модели электрической машины двойного питания разработана математическая модель электропривода колебательного движения, учитывающая несимметрию параметров электрической машины, за счет разночастотного питания обмоток статора и ротора.

3. Впервые выявлена аналитическая взаимосвязь между параметрами машины двойного питания и её геометрическими размерами, что позволяет на этапе структурного синтеза осуществлять выбор исполнительного двигателя для заданного частотного диапазона изменения частоты колебаний.

4. Впервые установлена аналитическая взаимосвязь между динамическими показателями электропривода колебательного движения и геометрией исполнительного двигателя при пуске на заданную частоту колебаний. Установлено, что расчет и проектирование исполнительного двигателя следует осуществлять, руководствуясь следующими положениями:

- наибольшее влияние на формирование ударных значений токов статора и ротора оказывают изменение внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ), сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ), а на значение ударного колебательного электромагнитного момента – сечение эффективного числа проводников фазы обмотки статора ( $q_{\text{эф1}}$ );

- исходя из целевого назначения электропривода колебательного движения приоритет при выборе исполнительного двигателя из стандартного ряда необходимо отдавать: при потенциальном питании – электрическим машинам с минимальной длиной магнитопровода ( $l_{\delta}$ ), а при токовом – с максимальной. Такой подход позволяет на этапе структурного синтеза снизить величины ударных значений токов и колебательного электромагнитного момента в среднем на 5 – 7%;

- для обеспечения при пуске на заданную частоту колебаний минимального значения ударного момента необходимо, чтобы при проектировании электромеханического преобразователя энергии, в случае постоянства сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ), выполнялось условие  $l_{\delta}/D = 1,05$  [о.е.], а при постоянстве внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) и длины магнитопровода ( $l_{\delta}$ ) –  $q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}} = 0,88$  [о.е.];

- для обеспечения при пуске минимального значения ударного тока необходимо, что бы при условии постоянства сечения эффективного числа проводников фаз обмоток статора ( $q_{\text{эф1}}$ ) и ротора ( $q_{\text{эф2}}$ ) выполнялось условие  $l_{\delta}/D = 0,97$  [о.е.], а при постоянстве внутреннего диаметра расточки статора ( $D$ ) и длины магнитопровода ( $l_{\delta}$ ) –  $q_{\text{эф1}}/q_{\text{эф2}} = 0,9$  [о.е.].

5. Теоретически обоснован алгоритм и экспериментально доказана возможность обеспечения безударного пуска электропривода колебательного движения по моменту или току за счет выбора начальных фаз питающих напряжений (токов).

6. На базе метода градиентного спуска разработан алгоритм оптимизации геометрии электрической машины двойного питания при колебательном режиме работы по динамическим показателям.

7. Предложено устройство для расширения функциональных возможностей электропривода колебательного движения с машиной двойного питания, защищенное патентом РФ №90277, позволяющее приблизить закон изменения развиваемого колебательного усилия к гармоническому закону, за счет токовой частотной модуляции.

## СПИСОК ЛИТРАТУРЫ

1. Абрамов Б.И. Частотно – регулируемый электропривод буровой установки БУ– 4200/250 / Б. И. Абрамов, А. И. Кочан, Б. М. Бреслав, В. Д. Кочетков, О. И. Кожakov, В. А. Шиненков, В. К. Васильев, Е. В. Кириллов, П. Р. Люлькович // Электротехника, 2009. – №1. – С. 8–13.
2. Аипов Р.С. Линейный электропривод колебательного движения. Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т., 1994. – 77 с.
3. Аипов Р.С., Линенко А.В. Проектирование колебательного линейного электропривода технологического назначения // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: 8 Международная н. – т. конф. студентов и аспирантов, Москва, 28 февраля – 1 марта, 2002. Т.д. Т. 2. М: Изд. МЭИ. 2002. – 89 с.
4. Аристов А.В., Паюк Л.А. Взаимосвязь ударных токов электропривода колебательного движения с геометрическими параметрами МДП при потенциальной фазовой модуляции //Известия вузов. Электромеханика, 2010. – № 3. – С. 54–57.
5. Аристов А.В., Паюк Л.А. Взаимосвязь динамических показателей электропривода колебательного движения с геометрическими параметрами МДП при фазовой модуляции // Электромеханика, электротехнические комплексы и системы, 2010. – С. 116–121.
6. Аристов А.В., Паюк Л.А., Воронина Н.А. Асинхронный электропривод с прерывистым движением подвижного элемента // Электричество, 2009. – № 12. – С. 41–44.
7. Аристов А.В., Паюк Л.А. Управление переходными процессами в электрических машинах периодического движения // Известия Томского политехнического университета, 2009. – т. 314 – № 4. – С. 59–64.
8. Аристов А.В., Паюк Л.А. Взаимосвязь динамических показателей электропривода колебательного движения с геометрическими

- параметрами МДП при потенциальной фазовой модуляции //Электромеханические преобразователи энергии: Материалы IV Международной научно-технической конференции – Томск, 13-16 октября 2009. – Томск: ТПУ, 2009. – С. 348–353 (18610563).
9. Аристов, А. В. Современное состояние и перспективы развития машин двойного питания в составе электропривода колебательного движения / Аристов А. В. // Изв. Томск. политехн. ун-та, 2004. – Т. 307– № 6. С. 135–139.
  10. Аристов, А. В. Закон движения подвижного элемента машины двойного питания при балансно-частотной токовой модуляции / Аристов А. В.; Краснояр. гос. техн. ун-т. // Оптимизация режимов работы электротехнических систем: Межвузовский сборник научных трудов.: Красноярск, 2004. – С. 57–64.
  11. Аристов А. В. Электропривод колебательного движения с машиной двойного питания. Томск: Издательско-полиграфическая фирма ТПУ, 2000. – 176 с.
  12. Бекишев Р. Ф. Анализ результатов экспериментального исследования системы управления вибрационным электромагнитным активатором при работе в различных средах / Р. Ф. Бекишев, А. С. Глазырин, П. А. Карагодин, С. В. Цурпал, Д. В. Шелестюк // Изв. ТПУ. 2005. – Т. 308– № 7. – С. 109–112.
  13. Бородин М. Ю. Оптимизация режимов электропривода с обобщенной машиной переменного тока / М. Ю. Бородин, В. Н. Поляков // Электротехника. 2009. – №9. – С. 54–59.
  14. Боченков Б. М. Управление электроприводом переменного тока при наилучшем сочетании энергетических свойств и эффективности использования напряжения. / Б. М. Боченков, Ю. П. Филюшов // Электротехника. 2009. – №7. – С. 8–14.
  15. Брацыхин Е. А. Технология пластических масс. 3-е изд. Переработанное и дополненное. – Л.: Химия. 1982. – 328 с.

16. Бушнев Д. В. Регулирование выходных параметров электропривода периодического движения при частотной модуляции питающего напряжения/ Д. В. Бушнев, С. В. Кононенко, С. А. Ткалич, Д. В. Черных // Межвузовский сборник н.т.р. Воронежский Гос. Техн. Ун – т. Воронеж. Изд-во. ВГТУ, 1999. – С. 90–94.
17. Бушнёв Д. В. Исследование асинхронного электропривода периодического движения с варьируемыми законами управления: Автореф. дис. на соискание уч. степ. к.т.н. ВГТУ, Воронеж, 2000. 17 с.
18. Веселовский О. Н., Линейные асинхронные двигатели. / О. Н. Веселовский, А. Ю. Коняев, Ф. Н. Сарапулов. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 256 с.
19. Гельве Ф. А. Алгоритмы оптимального управления гребной электрической установки с машиной двойного питания: Автореф. дис. на соискание уч. степ. к.т.н. С-ПбГУВК, Санкт-Петербург, 2009. 22 с.
20. Дерхачерян, Михран. Машины двойного питания как источники электроэнергии / Дерхачерян Михран, Вълчев Неделчо ; Русен. унив. // Науч. тр. Сер. 3.1. 2002. – Т. 39. – С. 18–21.
21. Джавахишвили, Г. А. Трёхфазный электромагнитный вибропривод в стационарных установках / Джавахишвили Г. А. // Изв. аграр. науки. 2005. – Т. 3; № 1. – С. 92–97.
22. Дмитриев, В. Н. Исследование дебалансов с переменным статическим моментом для частотно-регулируемого вибрационного электропривода / Дмитриев В. Н., Горбунов А. А., Мавзютов И. И. // Вестн. УлГТУ. 2006. – № 4. – С. 67-70.
23. Ефимов А. А. Динамика электромеханических систем. Учебное пособие. Томск.: изд. ТПИ им С. М. Кирова, 1981. – 93 с.
24. Загорский А. Е., Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока. / А.Е. Загорский, Ю.Г. Шакарян. - М.: Энергоатомиздат, 1986. – 176 с.

25. Иоханнабер Ф. Литьевые машины. Справочное руководство 4-е. изд. Перевод с английского под общ. ред. д-ра. т. н., проф. Э. Л. Калиничева – Спб.: ЦОП «Профессия», 2010. – 432 с.
26. Кавецкий Г. Д. Оборудование для производства пластмасс. – М.: Химия. 1986. – 224 с.
27. Касьянов В. Т. Электрическая машина двойного питания, как общий случай машин переменного тока, «Электричество» 1931. – № 20–22.
28. Ключев В. И. Теория электропривода: Уч. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.: ил.
29. Кобелев А.С. Концепция разработки электромагнитного ядра асинхронных электродвигателей энергоэффективных серий / А.С. Кобелев, Л. Н. Макаров, А. М. Русаковский // Электротехника. 2008. – № 11. – С. 12–24.
30. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М. – Л., Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
31. Колесников, А. А. Синергетический синтез нелинейных электромеханических осцилляторов / Колесников А. А. // Международная научная конференция "Системный синтез и прикладная синергетика" (ССПС-2006), Пятигорск, 3-5 окт., 2006: Сборник докладов. – Пятигорск, 2006. – С. 106–111.
32. Копейник А. И., Малофеев С. И. Колебательные управляемые электромеханические системы: Учеб. пособие. – Владимир: Посад, 2001. – 127 с.
33. Копылов И. П., Горяинов Ф. А., Клоков Б. К. Проектирование электрических машин: Учебное пособие для вузов/ И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков; под ред. И. П. Копылова. – М., Энергия. 1980. – 496 с.
34. Луковников В. И. Электромашинный безредукторный колебательный электропривод. – Электротехническая промышленность. Электропривод, 1980, вып. 8 (88). – С. 14–18.

35. Луковников В. И. Электропривод колебательного движения. М.: Энергоатомиздат. 1984. – 152с.
36. Луковников В. И. Динамические режимы работы асинхронного электропривода. / В. И. Луковников, В. П. Середа – М.: Изд-во. ВЗПИ, 1990. – 211 с.
37. Мещеряков В. И. Исследование системы АД, включенной по схеме МДП / В. И. Мещеряков, С. Г. Арченцов, Ю. В. Карих // Вестник ЛГТУ. 2001. – №1. – С. 77–84.
38. Москаленко В. В. Электродвигатели специального назначения. – М.: Энергоиздат, 1981. – 104 с.
39. Мустафаев, Р. И. Моделирование динамических и статистических режимов работы ветроэлектрической установки с асинхронной машиной двойного питания / Р. И. Мустафаев, Л. Г. Гасанова // Электротехника. 2008. – № 9. – С. 11–15.
40. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. / Г. Б. Онищенко, И. Л. Локтева - М.: Энергия, 1979., 200 с.
41. Панкратов А.В. Вибропривод для электростатического закрепляющего устройства манипулятора / Панкратов А. В. // Изв. Акад. инж. наук Рос. Федерации. 2005. – Т. 15. – С. 154–157. – Библиогр.: 3 назв.
42. Патент на полезную модель 90277, Российская Федерация, МПК H02P 7/00. Электропривод колебательного движения [Текст] / Авторы: Аристов А. В., Паюк Л. А., патентообладатель Государственное высшее образовательное учреждение «Томский политехнический университет». – № 2009125765/22; заявл. 06.07.2009.; опублик. 27.12.2009.; Бюл. № 36. – 2 с: ил.
43. Паюк Л.А., Аристов А.В. Влияние геометрии электрической машины на динамические показатели электропривода колебательного движения //Современные техника и технологии: Сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции студентов,

- аспирантов и молодых учёных – Томск, 19-22 апреля 2011. – Томск: ТПУ, 2011. – Т. №1– С. 507–509.
44. Паюк Л. А., Аристов А. В. Синтез электропривода колебательного движения на заданные динамические показатели //Электромеханические преобразователи энергии: Материалы V Международной научно-технической конференции Памяти А. Г. Сипайлова - Томск, 12-14 октября 2011. - Томск: ТПУ, 2011. – С. 208–212.
  45. Паюк Л.А., Аристов А.В., Оптимизация геометрии машины двойного питания при работе в режиме вынужденных колебаний // Электромеханика, 2011. – № 6. – С. 21–25.
  46. Паюк Л. А. Электропривод колебательного движения //Наука, Технологии и Инновации: Сборник трудов всероссийской научной конференции молодых учёных - Новосибирск, 1 - 4 декабря 2011. Новосибирск: НГТУ, 2011. – С. 90–94.
  47. Паюк Л.А. Исследование влияний частоты колебаний на пусковой режим работы электропривода колебательного движения //Современные техника и технологии: Сборник трудов XVI Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых - Томск, 12-16 апреля 2010. – Томск: ТПУ, 2010. – С. 458–460.
  48. Паюк Л.А. Взаимосвязь параметров машины двойного питания с геометрическими размерами при колебательном режиме работы //Современные техника и технологии: Сборник трудов XV Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных - Томск, 4-8 мая 2009. – Томск: ТПУ, 2009. – С. 458–460.
  49. Паюк Л.А., Аристов А.В. Анализ электромагнитного поля машины двойного питания при работе в специальных режимах //Современные техника и технологии (СТТ'2005): Труды XI Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных: в

- 2 т. - Томск, 29 марта-2 апреля 2005 г. – Томск: Изд. ТПУ, 2005. – С. 325–327.
50. H 02 F 33/00. Vibrating linear actuator/ Matsushita Electric Ind. Co. Ltd, Shimoda Kazuhiro, Kawano Shinichiro, Nishiyama Noriyoshi, Iwahori Toshiyuki. – № 10/300411 ; Заявл. 20.11.2002 ; Оpubл. 17.08.2004 ; Приор. 22.11.2001, № 2001–358109 (Япония) ; НПК 318/114.
51. Петров И. И. Специальные режимы работы асинхронного электропривода / И. И. Петров, А. М. Мейстель – М.: Энергия. 1968. – 264 с.
52. Пинчук, Н. Д. Новые направления в производстве электрических машин двойного питания с использованием асинхронизированного принципа управления / Н. Д. Пинчук, И. А. Кади-Оглы, А. В. Сидельников // Вести в электроэнергетике. 2005. – № 1. – С. 43–48.
53. Садовский Б. Д. Асинхронный двигатель как машина возвратно-поступательного движения. – Вестник электропромышленности, 1940. – № 7. – С. 8–10.
54. Свириденко С. Х. и др. Элементы автоматизации металлорежущих станков. М.: Машиностроение, 1964. – 212 с.
55. Соколов М. М. Электропривод с линейными асинхронными двигателями / М. М. Соколов, Л.К. Сорокин – М.: Энергия, 1974. – 136 с.
56. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Применение асинхронных двигателей прямолинейного движения для привода прокладчика точной нити ткацкого станка // В кн. Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т.4. М.: Энергия, 1971. – С. 252–254.
57. Сухарев А. Г. Курс методов оптимизации: Уч. пос. – 2-е. изд./ А. Г. Сухарев, А. В. Тимохов, В. В. Федоров - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005., 368 с.
58. Ткалич С. А. Принципы построения систем управления колебательным электроприводом с повышенными энергетическими показателями // Исследование специальных электрических машин и Машино – вентильных систем. Томск. ТПИ, 1987. – С. 21–27.

59. Ткалич С. А. Разработка колебательного электропривода с повышенными энергетическими показателями: Диссертация на соискание учёной степени к.т.н.: 05.09.03 / Ткалич С. А.; ТПУ. – Томск, 1988. – 294 с.: ил.
60. Ткалич, С. А. Безаварийное управление колебательным электроприводом при амплитудном регулировании в условиях несимметричной нагрузки / С. А. Ткалич, Д. С. Рыбаков, В. М. Ткалич // Труды Всероссийской конференции "Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве", Воронеж, 26-28 апр., 2005. – Воронеж, 2005. – С. 67–68.
61. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1986. – 344с.
62. Тутаев Г.М., Ломакин А.Н. Математическая модель двигателя двойного питания при векторном управлении /Изв. Вузов. Электромеханика. – 2007. – №5. – С. 8–14.
63. А. с. 51097 (СССР). Устройство для автоматического регулирования напряжения генератора переменного тока/ А. А. Фельдбаум. Опубл. в Б.И., 1937. – №5.
64. Фельдштейн Е. Э. Режущий инструмент и оснастка станков с ЧПУ. – Минск, 1988. – 451 с.
65. Хархута Н. Я. Машины для уплотнения грунтов. Теория, расчет и конструкции. Л.: Машиностроение, 1973. – 175 с.
66. Харитонычев, М. Ю. Автономная судовая валогенераторная установка на основе машины двойного питания: Автореф. дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук : 05.09.03 / Харитонычев М. Ю. ; Нижегор. гос. техн. ун-т. – Нижний Новгород, 2007. – 20 с. : ил.
67. Хватов, С. В. Управляемые автономные асинхронные генераторы для малой энергетики / С. В. Хватов, В. Г. Титов, О. С. Хватов // Пробл. создания и эксплуат. нов. типов электроэнерг. оборуд. – 2004. – № 6. – С. 99–109.

68. Черных Д. В. Разработка математическое моделирование замкнутых колебательных электромеханических систем с частотным управлением: Автореф. дис. на соискание уч. степ. к.т.н. ВорГТУ, Воронеж, по спец. 05.09.01, 05.09.03. 2001. – 22 с.
69. Чиликин М. Г. Теория автоматизированного электропривода / Учебное пособие для вузов./ М. Г. Чиликин, В. И. Ключев, А. С. Сандлер – М.: Энергия, 1979. – 616с.
70. Шакарян Ю. Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоатомиздат, 1984. – 192 с.
71. Шамберов, В. Н. Фрикционные колебания в следящих приводах с электродвигателем / Шамберов В. Н. // Проектир. и технол. электрон. средств. 2005. – № 3. – С. 50–55.
72. Шахова Н. В. Кручение и перемотка химических нитей. М.: Высшая школа, 1975. – 240 с.
73. Шрейнер Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитриенко; Академия наук Молдавской ССР Отдел энергетической кибернетики Под ред. Г. В. Чалого. – Кишинёв: «Штиинца», 1982. – 224 с.
74. Шубравый И. И. Моделирование автоколебательной самонастраивающейся системы следящего привода // Сб. науч. труд. Всесоюзного заочного ин-та машиностроения. 1973. Вып. 1. – С. 48–64.
75. Шукялис А. Применение электрических машин поступательного движения в вибрационных устройствах // Науч. труды вузов Литовской ССР. Вибротехника. 1973. Вып. 3(20). – С. 42–46.
76. Шутов Е. А. Динамические процессы индукционной машины двойного питания в режиме вынужденных колебаний: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: Спец.05.09.01. / Е. А. Шутов; Томский политехнический институт; Науч. рук. А. В. Лоос. – Томск, 1990. – 227 с.: ил.

77. Эллер Э. А. Двигатель двойного питания с последовательным соединением обмоток статора и ротора // Тр. ЛИИ. 1936. N 5. С. 272-305.
78. Юшманов Ю. И. Исследование режимов работы МДП при частоте 50 Гц: Автореф. дис. канд. техн. наук. Свердловск. УПИ. 1960. – 23 с.
79. Якубайтис Э. А. Синтез асинхронных конечных автоматов. Рига. Зинатне, 1970. – 326 с.
80. Япольский Я. С. Магнитофугальные ударные машины. Электричество, 1925. – №11. – С.646–653.
81. Andressen E. Linearer Kurzlaufer - Induktionst - motor mit stellbaren Sekundarteil und diskretiwiertlicher Standeranordnung. "ETZ". 1975. 195. N2.
82. Abdessemed, R. Sliding-mode control application to a decoupled torque and reactive power control of doubly-fed induction machines / Abdessemed R., Nemmour A. L. // Electromotion. 2004. – Т. 11; № 4. – S. 225–233.
83. Bruderlin R. Eine Methode zur Messung von Anlaufmomenten. El. u. M. – N5. – 1924.
84. Grob H. Eine neue Motorschaltung."ETZ". 1901. – N10. – S.211.
85. Huang S., Xie G. Evaluation of switched-reluctance machine through generalized sighing equations // J. Shanghai Univ. – 1998. № 2. S. 117-121.
86. Jang Shun – Chang Methods electromagnets projected of the electrical double – supply machines Jhongauo dianji gong Hong xuebao: pwc. Chin. Juc. Ebc. Ng. – 2001. – S. 21.
87. Jordan H. Erzwungene Schwingungen von Asynchronmaschinen. Elektrotechnische Zeitung. 1963. Bd A84. – N20. – S.15–20.
88. Pat. 883837 (England). Linear induction motor / E. Lauithwaite.
89. Pat. 6777895 USA, H 02 F 33/00. Vibrating linear actuator / Matsushita Electric Ind. Co. Ltd, Shimoda Kazuhiro, Kawano Shinichiro, Nishiyama Noriyoshi, Iwahori Toshiyuki. – № 10/300411 ; Заявл. 20.11.2002 ; Опубл. 17.08.2004 ; Приор. 22.11.2001, № 2001-358109 (Япония) ; НПК 318/114.
90. Pat. 7148636 USA, H 02 P 1/00 (2006.01). Motor drive control apparatus / Matsushita Electric Industrial Co., Ltd, Ueda Mitsuo, Nakata Hideki, Yoshida

- Makoto. – № 10/447957 ; Заявл. 30.05.2003 ; Оpubл. 12.12.2006 ; Приор. 31.05.2002, № 2002–160560 (Япония); НПК 318/114.
91. Pat. 10259068.0 (Германия) Schleifringlose doppeltgespeiste Asynchronmaschine / Herbst Manfred; Siemens AG. – Заявл. 17.12.2002; Опублик. 15.07.2004.
  92. Scian, Ilario. Assessment of losses in a brushless doubly-fed reluctance machine / Scian Ilario, Dorrell David G., Holik Piotr J. // IEEE Trans. Magn. – 2006. – Т. 42; № 10. – S. 3425–3427.
  93. Shima Kazuo, Ide Kazumasa, Takahashi Miyoshi, Okada Masayuki, Nagura Osamu. Fast calculation of field currents and reactances for doubly fed generators with rotor duct pieces // IEEE Trans. Magn. 2006. – Т. 42; № 11. – S. 3730–3736.
  94. Späth W. Ein Elektromechanischer Schwindungserzeuger (Schwindungsmotor). – Elektrotechnische Zeitung, 1929, Bd 50, № 13. – S. 455–458.
  95. Wu, Li. Wind generator stabilization with doubly-fed asynchronous machine / Wu Li, Wang Zhi-xin // J. Shanghai Jiaotong Univ. Sci. 2007. – Т. 12; № 2. – S. 271-282.
  96. Экспериментальное исследование сдвига центра колебания двигателя колебательного движения пульсирующего тока и беспружинного поршневого компрессора. / Senulis A., Guseinovieñ E., Jankūnas V., Urmonieñ L., Andziulis A., Didžiokas R. // Elektron. ir elektrotech. 2007. – № 7. – S. 63–66.
  97. [http://www.ntpo.com/patents\\_electronics](http://www.ntpo.com/patents_electronics).
  98. <http://www.geoneftemash.ru/157.htm>.
  99. [http://ntpo.com/techno/techno1\\_7/engine\\_84.shtml](http://ntpo.com/techno/techno1_7/engine_84.shtml).
  100. <http://www.metrarus.ru/kip/element.php-ID=6808.htm>.
  101. <http://www.dez.dmitrow.ru/production/agregati/vsh12.htm>.
  102. <http://td-automatika.ru/catalog/detail>.

Приложение 1.

Таблица 1.

| $i, j$   | Амплитуда $M_{ij}$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
|----------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $M_{01}$ | $-\frac{U_m^2 \gamma_1^2 L_m \omega_2}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{\sqrt{(\omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)^2 + (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4)^2) \left( [R_{\alpha r}(\omega_1^2 - \alpha_1 \alpha_2) - L_{\alpha r} \omega_1^2(\alpha_1 + \alpha_2)]^2 + \omega_1^2 [L_{\alpha r}(\omega_1^2 - \alpha_1 \alpha_2) + R_{\alpha r}(\alpha_1 + \alpha_2)]^2 \right)}}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_1^2)(\alpha_3^2 + \omega_2^2)(\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$          |
| $M_{02}$ | $-\frac{U_m^2 \gamma_1 \gamma_2 L_m \omega_1}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{\sqrt{(\omega_1^2(\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (\omega_1^2 - \alpha_1 \alpha_2)^2) \left( [R_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) - L_{\beta r} \omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + \omega_2^2 [L_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) + R_{\beta r}(\alpha_3 + \alpha_4)]^2 \right)}}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_1^2)(\alpha_3^2 + \omega_2^2)(\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$       |
| $M_1$    | $-\frac{U_m^2 \gamma_1 (\alpha_3 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{[\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_3 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_3] \sqrt{([R_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) - L_{\beta r} \omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + \omega_2^2 [L_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) + R_{\beta r}(\alpha_3 + \alpha_4)]^2)}}{(\alpha_3 - \alpha_4)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_1^2)(\alpha_3^2 + \omega_2^2)}$ |
| $M_2$    | $-\frac{U_m^2 \gamma_1 (\alpha_4 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{[\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_4 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_4] \sqrt{([R_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) - L_{\beta r} \omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + \omega_2^2 [L_{\beta r}(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) + R_{\beta r}(\alpha_3 + \alpha_4)]^2)}}{(\alpha_3 - \alpha_4)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_2^2 + \omega_1^2)(\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$ |
| $M_3$    | $-\frac{U_m^2 \gamma_1 L_m \omega_2}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{(\omega_1^2 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha)) [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_1 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_1] \sqrt{\omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)^2 + (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4)^2}}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_3^2 + \omega_2^2)(\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                       |
| $M_4$    | $-\frac{U_m^2 [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_1 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_1] [\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_3 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_3] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha)) (\alpha_3 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2) (\alpha_1^2 + \omega_1^2)}$                                                                            |
| $M_5$    | $-\frac{U_m^2 [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_1 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_1] [\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_3 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_3] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha)) (\alpha_4 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2) (\alpha_1^2 + \omega_1^2)}$                                                                            |
| $M_6$    | $\frac{U_m^2 L_m \omega_2^2}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{(\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha)) [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_2 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_2] \sqrt{\omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4)^2 + (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4)^2}}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1^2 + \omega_1^2)(\alpha_3^2 + \omega_2^2)(\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                                 |
| $M_7$    | $\frac{U_m^2 [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_2 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_2] [\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_3 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_3] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha)) (\alpha_3 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2)(L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                       |

|          |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
|----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $M_8$    | $-\frac{U_m^2 [\gamma_1 (R_{\alpha r} + \alpha_2 L_{\alpha r}) - \gamma_3 L_m \alpha_2] [\gamma_4 (R_{\beta s} + \alpha_4 L_{\beta s}) + \gamma_2 L_m \alpha_4] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha)) (\alpha_4 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                        |
| $M_9$    | $\frac{U_m^2 L_m \omega_1^2}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{(\alpha_3 \cos(\beta) - \omega_2 \sin(\beta)) [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_3 L_{\beta r}) - \gamma_4 L_m \alpha_3] \sqrt{\omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (\omega_1^2 - \alpha_1 \alpha_2)^2}}{(\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                                   |
| $M_{10}$ | $\frac{U_m^2 L_m \omega_1^2}{(L_{\alpha s} L_{\alpha r} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{(\alpha_4 \cos(\beta) - \omega_2 \sin(\beta)) [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_4 L_{\beta r}) - \gamma_4 L_m \alpha_4] \sqrt{\omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)^2 + (\omega_1^2 - \alpha_1 \alpha_2)^2}}{(\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                                   |
| $M_{11}$ | $\frac{U_m^2 (\omega_2 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{[\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_2 L_{\alpha s}) + \gamma_1 L_m \alpha_1] \sqrt{([R_{\beta r} (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) - L_{\beta r} \omega_2^2 (\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + \omega_2^2 [L_{\beta r} (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) + R_{\beta r} (\alpha_3 + \alpha_4)]^2)}}{(\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$  |
| $M_{12}$ | $-\frac{U_m^2 [\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_1 L_{\alpha s}) - \gamma_1 L_m \alpha_1] [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_3 L_{\beta r}) - \gamma_4 L_m \alpha_3] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha)) (\alpha_3 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                        |
| $M_{13}$ | $\frac{U_m^2 [\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_1 L_{\alpha s}) - \gamma_1 L_m \alpha_1] [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_4 L_{\beta r}) - \gamma_4 L_m \alpha_4] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_1 \sin(\alpha)) (\alpha_4 \cos(\beta) + \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_1^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                         |
| $M_{14}$ | $-\frac{U_m^2 (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s})} \cdot \frac{[\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_2 L_{\alpha s}) + \gamma_1 L_m \alpha_2] \sqrt{([R_{\beta r} (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) - L_{\beta r} \omega_2^2 (\alpha_3 + \alpha_4)]^2 + \omega_2^2 [L_{\beta r} (\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4) + R_{\beta r} (\alpha_3 + \alpha_4)]^2)}}{(\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$ |
| $M_{15}$ | $\frac{U_m^2 [\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_2 L_{\alpha s}) - \gamma_1 L_m \alpha_2] [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_3 L_{\beta r}) + \gamma_4 L_m \alpha_3] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha)) (\alpha_3 \cos(\beta) - \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_3^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                         |
| $M_{16}$ | $-\frac{U_m^2 [\gamma_3 (R_{\alpha s} + \alpha_2 L_{\alpha s}) + \gamma_1 L_m \alpha_2] [\gamma_2 (R_{\beta r} + \alpha_4 L_{\beta r}) - \gamma_4 L_m \alpha_4] (\omega_1 \cos(\alpha) + \alpha_2 \sin(\alpha)) (\alpha_4 \cos(\beta) - \omega_2 \sin(\beta))}{(L_{\alpha r} L_{\alpha s} + L_m^2) (L_m^2 - L_{\beta r} L_{\beta s}) (\alpha_1 - \alpha_2) (\alpha_3 - \alpha_4) (\alpha_2^2 + \omega_1^2) (\alpha_4^2 + \omega_2^2)}$                                                                                                        |

Таблица 2.

| Кэфф. затухания / Нач. фаза | Выражение                                                                                                                                                                                                           |
|-----------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\alpha_1$                  | $\frac{-(R_{ar}L_{as} + R_{as}L_{ar})}{2(L_m^2 + L_{as}L_{ar})} + \sqrt{\frac{(R_{ar}L_{as} + R_{as}L_{ar})^2 + 4(R_{ar}L_{as} + L_m^2)R_{as}R_{ar}}{4(L_m^2 + L_{as}L_{ar})}}$                                     |
| $\alpha_2$                  | $\frac{-(R_{ar}L_{as} + R_{as}L_{ar})}{2(L_m^2 + L_{as}L_{ar})} - \sqrt{\frac{(R_{ar}L_{as} + R_{as}L_{ar})^2 + 4(R_{ar}L_{as} + L_m^2)R_{as}R_{ar}}{4(L_m^2 + L_{as}L_{ar})}}$                                     |
| $\alpha_3$                  | $\frac{-(R_{br}L_{bs} + R_{bs}L_{br})}{2(L_m^2 + L_{bs}L_{br})} + \sqrt{\frac{(R_{br}L_{bs} + R_{bs}L_{br})^2 + 4(R_{br}L_{bs} + L_m^2)R_{bs}R_{br}}{4(L_m^2 + L_{bs}L_{br})}}$                                     |
| $\alpha_4$                  | $\frac{-(R_{br}L_{bs} + R_{bs}L_{br})}{2(L_m^2 + L_{bs}L_{br})} - \sqrt{\frac{(R_{br}L_{bs} + R_{bs}L_{br})^2 + 4(R_{br}L_{bs} + L_m^2)R_{bs}R_{br}}{4(L_m^2 + L_{bs}L_{br})}}$                                     |
| $\alpha_1$                  | $\alpha_1 + \alpha_3$                                                                                                                                                                                               |
| $\alpha_2$                  | $\alpha_1 + \alpha_4$                                                                                                                                                                                               |
| $\alpha_3$                  | $\alpha_2 + \alpha_3$                                                                                                                                                                                               |
| $\alpha_4$                  | $\alpha_2 + \alpha_4$                                                                                                                                                                                               |
| $\Theta_1$                  | $\omega_1 t - \text{Arctg} \left[ \frac{\omega_1 (L_{ar}(\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) - R_{ar}(\alpha_1 + \alpha_2))}{R_{ar}(\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2) + L_{ar}(\alpha_1 + \alpha_2)\omega_1^2} \right]$   |
| $\Theta_3$                  | $\omega_1 t - \text{Arctg} \left[ \frac{(\alpha_1 \alpha_2 - \omega_1^2)}{\omega_1 (\alpha_1 + \alpha_2)} \right]$                                                                                                  |
| $\Theta_2$                  | $\omega_2 t - \text{Arctg} \left[ \frac{(R_{br}(\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2) + L_{br}\omega_2^2(\alpha_3 + \alpha_4))}{\omega_2 (R_{br}(\alpha_3 + \alpha_4) - L_{br}(\alpha_3 \alpha_4 - \omega_2^2))} \right]$ |
| $\Theta_4$                  | $\omega_2 t - \text{Arctg} \left[ \frac{\omega_2 (\alpha_3 + \alpha_4)}{(\omega_2^2 - \alpha_3 \alpha_4)} \right]$                                                                                                  |

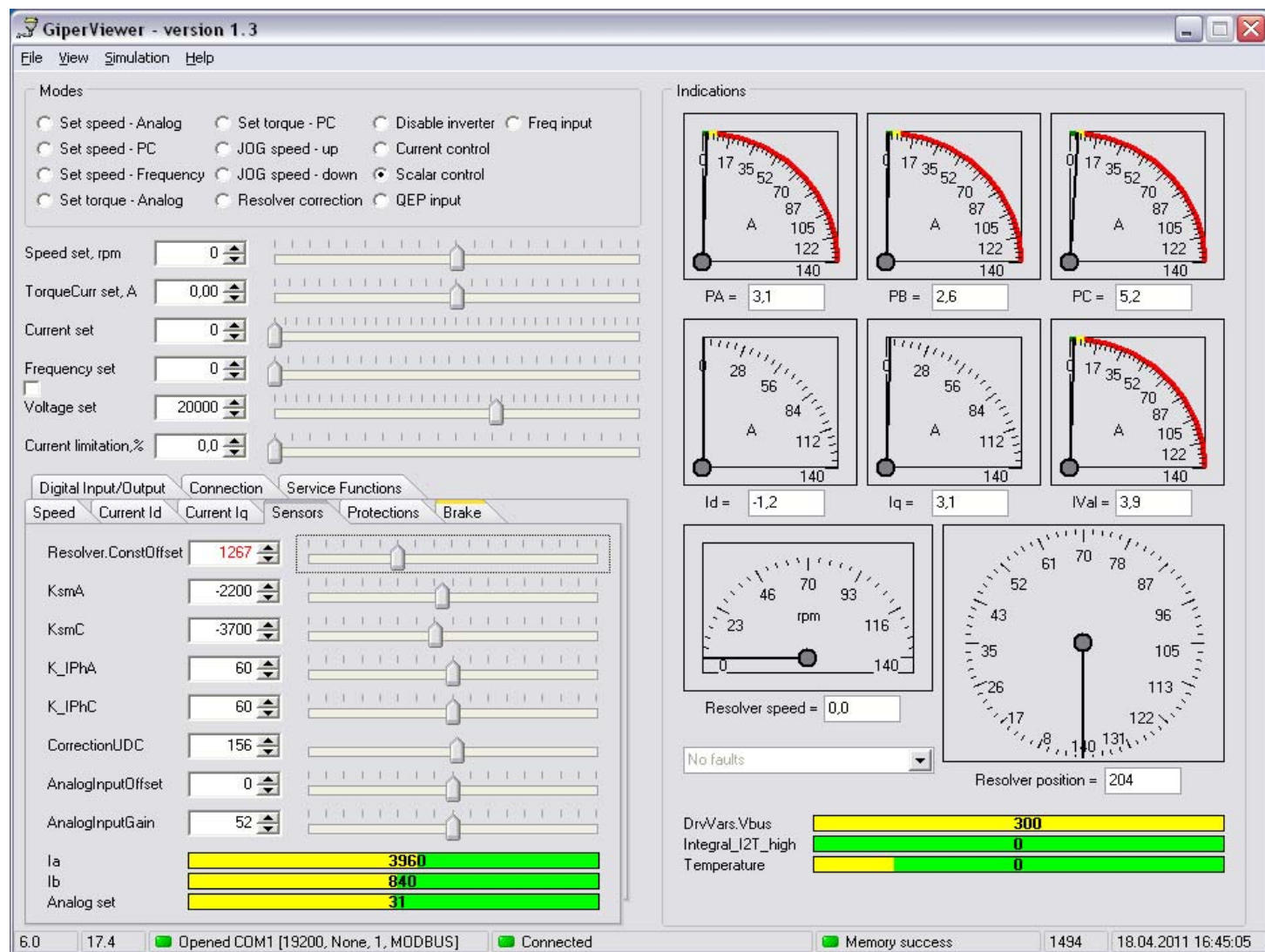


Рис. П2.1. Внешний вид панели управления инверторами

