

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

Открытое акционерное общество  
«Научно-производственный центр «Полюс»

На правах рукописи

**Завьялова Ольга Юрьевна**

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСОКОТОЧНЫХ  
РЕГУЛЯТОРОВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ  
ОРГАНОВ СИСТЕМ ОРИЕНТАЦИИ И СТАБИЛИЗАЦИИ  
КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

Специальность 05.09.03- Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель д.т.н.,  
профессор Ю.М. Казанцев

Томск - 2013

## **Аннотация**

Ключевые слова: электромеханический исполнительный орган, система ориентации и стабилизации космического аппарата, моделирование, широтно-импульсный модулятор, система управления, прогнозирование, синтез регулятора, электропривод, двухфазный синхронный двигатель с постоянными магнитами.

Во введении обосновывается актуальность совершенствования законов управления электромеханическими системами космических аппаратов, формулируются цели работы, указывается научная новизна исследования, а также приводятся основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе приведено описание основных электромеханических исполнительных органов систем ориентации и стабилизации космических аппаратов, их классификация, рассмотрены области применения. Затронуты особенности применения электроприводов с синхронным двигателем с постоянными магнитами, используемых в качестве исполнительных органов космического аппарата и способы их управления. Приведен обзор точностных характеристик отечественных и зарубежных электроприводов электромеханических исполнительных органов систем ориентации и стабилизации, применяемых в настоящее время.

Вторая глава посвящена разработке имитационной модели электропривода электромеханического исполнительного органа. Рассмотрены основные принципы моделирования, приведен метод электромеханических аналогий как способ описания механических систем. Дано описание основных составляющих имитационной модели электропривода электромеханического исполнительного органа, приведены результаты моделирования и верификация модели.

В третьей главе проведен синтез законов управления электроприводами электромеханического исполнительного органа по

условию нулевой ошибки. Обосновывается целесообразность формирования управляющего сигнала в функции текущих и прогнозируемых параметров силовой части схемы. Предлагаются аналитические решения уравнений, прогнозирующих пульсирующую составляющую тока в непрерывной части системы, формируются законы управления для разных видов модуляции. Приводятся схемы регуляторов и модуляторов реверсивных электроприводов электромеханического исполнительного органа.

Четвертая глава содержит результаты разработки высокоточного регулятора электропривода электромеханического исполнительного органа, реализующего принцип прогнозирования, приводится имитационная модель устройства, схемная реализация широтно-импульсного модулятора, результаты исследования, сравнительный анализ полученных характеристик, исследование адекватности имитационной модели.

В заключении сформулированы выводы по диссертационной работе.

## Содержание

Аннотация .....	2
Введение .....	6
Глава 1 Электромеханический исполнительный орган системы ориентации и стабилизации космического аппарата .....	14
1.1 Определение, принцип действия и особенности ЭМИО.....	14
1.2 Обзор отечественных и зарубежных ЭМИО.....	20
1.3 Способы управления динамическим моментом и точностные характеристики ЭП ЭМИО.....	29
1.4 Выводы.....	38
Глава 2 Разработка имитационной модели ЭП ЭМИО.....	40
2.1 Моделирование электромеханических узлов и систем.....	40
2.2 Метод аналогий.....	42
2.3 Имитационная модель ЭП ЭМИО.....	48
2.4 Результаты моделирования.....	61
2.5 Выводы .....	69
Глава 3 Синтез высокоточного регулятора ЭП ЭМИО по условию нулевой ошибки.....	71
3.1 Следящий регулятор тока с управлением по условию нулевой ошибки.....	72
3.2 Управление ЭП ЭМИО с прогнозированием приращения тока в силовой цепи.....	74
3.3 Регуляторы реверсивных ЭП ЭМИО.....	80
3.4 Модуляторы реверсивных ЭП ЭМИО.....	88
3.5 Выводы .....	93

Глава 4 Исследование высокоточного регулятора ЭП ЭМИО.....	95
4.1 Имитационная модель ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки.....	95
4.2 Исследование имитационной модели ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки .....	100
4.3 Исследование адекватности разработанных имитационных моделей .....	109
4.4 Сравнительный анализ статических и динамических характеристик ЭП ЭМИО .....	118
4.5 Выводы.....	130
Заключение .....	132
Литература .....	134
Приложение .....	148

## **Введение**

Эффективность функционирования космического аппарата (КА) на орбите во многом зависит от точности и надежности работы его системы ориентации и стабилизации.

Управлением ориентацией КА называется осуществление заданного углового движения триэдра осей, жестко связанного с корпусом КА, относительно некоторой заданной системы одноименных осей, находящейся в пространстве. Начало триэдров находится в одной и той же точке корпуса КА, в которой движение вокруг центра масс не влияет на движение самого центра масс. В случае если повороты КА связаны с движением центра масс, то управление угловым положением КА называется угловой стабилизацией. Система, обеспечивающая это управление, называется системой ориентации и стабилизации КА [89].

Управление ориентацией КА является в большинстве случаев главным режимом управления его движением. Это следует из того, что управление ориентацией, как правило, происходит непрерывно, нередко продолжаясь многие месяцы, в то время как длительность других режимов – коррекции траектории, спуска, сближения – исчисляется десятками минут или секунд. Кроме того, ни коррекция траектории полета, ни маневр спуска с орбиты, ни наведение научной аппаратуры на заданные объекты исследования, ни наведение антенн на Землю или солнечных батарей на Солнце немыслимы без управления ориентацией КА.

Развитие многочисленных функциональных областей применения электромеханических систем для КА с первых дней освоения космического пространства сопровождалось интенсивными научно-исследовательскими и опытно-конструкторскими работами как в условиях наземных испытаний отдельных электрических машин, приборов и различных систем для КА, так и особенно их отработки в космических условиях орбитального полета. Значительный вклад в решение задачи управления ориентацией КА внесли

ученые К.Б. Алексеев, А.А. Анчев, Г.Г. Бебенин, М.Л. Дертозос, И.В. Новожилов, Б.В. Раушенбах, Ж.К. Робердж, В.В. Румянцев, А.В. Сорокин, Е.Н. Токарь, Н.Н. Шереметьевский.

Как известно, в 1957 году был запущен первый спутник Земли, а уже 13.04.1963 г. был осуществлен запуск космической электротехнической лаборатории «Омега» («Космос-14», «Космос-23»), созданной под руководством А.Г. Иосифьяна, на которой впервые была установлена электромеханическая система ориентации. В процессе летных испытаний спутников «Омега» подтверждена эффективность работы электромеханической системы ориентации и правильность построения ее структуры, которая в своей основе сохранилась до настоящего времени.

В США аналогичная система ориентации была впервые испытана на спутнике «Нимбус» в августе 1964 года [111].

С появлением КА, предназначенных для длительного функционирования в космическом пространстве и требующих постоянной ориентации, для осуществления высокоточной угловой стабилизации и динамичных поворотов КА относительно центра масс, широко применяются системы ориентации и стабилизации с электромеханическими исполнительными органами (ЭМИО).

На КА «Космос-14» была установлена трехосная система ориентации и стабилизации, которая позволяла ориентировать данный КА и с помощью теплового пеленгатора (построителя местной вертикали) и одновременно на Солнце при применении соответствующих датчиков. В полете был исследован режим «закрутки» всего спутника вместе с раскрытыми солнечными батареями вокруг оси, ориентированной на Солнце с помощью двигателей-маховиков. При этом солнечные батареи были жестко закреплены относительно корпуса спутника.

На КА «Космос-23» проверялись оптимальные законы управления, исследовались динамические характеристики, т. е. регистрировались и

передавались на Землю по телеметрии параметры угловых поворотов в функции времени системы ориентации с ЭМИО.

Исследование этих экспериментальных закономерностей в орбитальном полете дало возможность оценить отдельные компоненты сопротивления окружающей среды при движении спутника. Было установлено, что из всех внешних возмущающих сил: аэродинамических, гравитационных, светового давления, воздействия метеорной пыли, магнитных и плазменных воздействий наибольшее значение имеют силы аэродинамические и гравитационные [7, 10, 12].

Ориентация и стабилизация КА в пространстве относительно осей базовой системы отсчета достигается за счет использования стабилизирующих свойств некоторых внешних и внутренних вращающихся моментов [48]. При этом внешние моменты обусловлены взаимодействием КА с окружающей средой. К таким моментам относятся аэродинамический, гравитационный, магнитный и момент от давления солнечных лучей. Внутренние моменты возникают в результате относительного движения отдельных частей КА, таких как шторки оборудования, двигатели-маховики, солнечные батареи, истечение с борта КА газов и жидкостей и т.д. В случае нежесткого КА появляется влияние упругих составляющих колебаний частей КА относительно друг друга, например, колебания гравитационных штанг, солнечных батарей и других нежестких выносных конструкций.

Поэтому на использовании внешних моментов основываются пассивные методы ориентации, внутренних – активные, а на совместном использовании внешних и внутренних моментов – комбинированные (рис. 1).





Рисунок 1 – Классификация систем ориентации и стабилизации

Особенностью пассивных систем ориентации (или пассивных систем стабилизации) является их крайняя простота, отсутствие исполнительных органов для создания управляющих моментов и т.п. Однако очевидно, что пассивные системы пригодны только для поддержания некоторого режима ориентации КА, обусловленного характером используемых внешних моментов, и не могут осуществлять управления ориентацией, под которым понимается принципиальная возможность придать любое положение корпусу КА и, если надо, поддерживать положение в течение заданного времени.

Несмотря на то, что методы активной стабилизации требуют больших затрат энергии, они получили наибольшее распространение. По сравнению с пассивными методами они более эффективны при парировании внешних возмущений и более точны. Активная стабилизация КА может быть

реализована либо с помощью реактивных двигателей ориентации, либо с помощью электромеханических систем. В работах К.Б. Алексева, Г.Г. Бебенина и Б.В. Раушенбаха, Е.Н. Токаря [9, 89] подробно рассмотрены методы решения задачи управления ориентацией и первым и вторым способом, различные режимы процесса управления, указаны достоинства и недостатки обоих способов управления ориентацией, отмечено что, в отличие от систем, базирующихся на реактивных двигателях, использующих невозполнимые на борту запасы топлива или газа, требующих к тому же сложной системы его хранения и распределения в условиях космического полета, электромеханические системы используют электроэнергию, восполняемую солнечными батареями. Следовательно, управление осуществляется практически без затрат топлива. Это качественное отличие позволяет значительно увеличить эксплуатационный ресурс системы управления ориентацией КА. В настоящее время во всех электромеханических системах ориентации длительно существующих околоземных КА и орбитальных космических станций в качестве исполнительных органов используются силовые гироскопы и управляющие двигатели-маховики (УДМ). Это обусловлено экономией рабочего тела (топлива или газа) для микрореактивных двигателей на борту, как уже было отмечено выше, а также высокой точностью ориентации, надежностью, экологической чистотой и возможностью сохранения «прозрачной среды» вокруг объекта, необходимой для работы бортового оптического оборудования.

Управление ориентацией осуществляется с их помощью за счет перераспределения кинетического момента между исполнительным органом и корпусом КА. При этом стабилизация с помощью УДМ осуществляется изменением угловой скорости маховика, установленного по соответствующей оси КА, а изменение кинетического момента комплекса силовых гироскопов производится за счет изменения положения главных осей роторов с помощью активных моментных устройств, размещенных на

осях карданова подвеса и включенных в регулирующие цепи систем ориентации.

Отличия в принципе действия УДМ и силовых гироскопов существенно не влияют на динамические характеристики системы ориентации. УДМ и силовые гироскопы имеют разные области применения.

В частности, силовые гироскопы применяют, если для управления ориентацией КА требуется реализовать большой кинетический момент и большие управляющие моменты. По этим причинам и ввиду конструктивной сложности силовые гироскопы более целесообразны для тяжелых орбитальных станций и больших космических структур [11, 110, 111].

УДМ применяются на автоматических КА (спутниках, предназначенных для исследования природных ресурсов и спутниках связи) и относительно легких орбитальных станциях. Маховичная система ориентации применена на спутниках «Омега», «Метеор», «Ресурс», «Глонасс» и других [30, 111].

Поскольку главными параметрами, определяющими эффективность работы УДМ в системах ориентации, являются развиваемый ими управляющий динамический и суммарный кинетический момент, а опыт разработки УДМ показывает, что погрешность реализации динамического момента достигает 20 %, и это при учете величины момента сопротивления вращению при задании входного сигнала, то актуальной задачей является разработка высокоточных регуляторов ЭМИО системы ориентации и стабилизации КА с погрешностью реализации динамического момента менее 5 % [115].

**Объектом исследования** является электропривод (ЭП) ЭМИО системы ориентации и стабилизации КА на базе двухфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами.

**Предметом исследования** являются алгоритмы управления ЭП ЭМИО и его точностные характеристики.

**Целью диссертационной работы** является улучшение точностных характеристик контура формирования динамического момента ЭП ЭМИО синтезом высокоточных регуляторов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи:**

- провести анализ существующих алгоритмов управления ЭП ЭМИО;
- создать имитационную модель ЭП ЭМИО для исследования его динамических характеристик;
- разработать алгоритмы управления ЭП ЭМИО и провести синтез высокоточных регуляторов, обеспечивающих работу ключевых элементов ЭП ЭМИО в различных режимах;
- исследовать динамические характеристики разработанной имитационной модели ЭП ЭМИО с высокоточным регулятором.

**Методы исследования** базируются на теории электрических машин и электрического привода, теории дискретных систем управления, теории дифференциальных и алгебраических уравнений, вычислительных методах, современных инструментальных системах и методах математического моделирования.

**Достоверность и обоснованность** полученных результатов и выводов диссертационной работы подтверждается корректностью поставленных задач, обоснованностью принятых допущений, адекватностью используемой при исследовании математической модели, компьютерным моделированием, экспериментальной проверкой результатов, сравнительным анализом полученных результатов теоретического и экспериментального исследования.

**Научная новизна диссертационной работы** заключается в следующем:

- создана структурированная модель ЭМИО, как элемента системы ориентации и стабилизации КА, позволяющая описать его работу в реальных электрических и механических координатах и определить эффективные стратегии управления;

- разработан закон управления ЭП ЭМИО с прогнозированием пульсирующей составляющей тока силовой цепи, обеспечивающий повышение точности управления динамическим моментом;

- предложены структуры и алгоритмы работы регуляторов, обеспечивающих высокую точность стабилизации динамического момента ЭМИО.

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

- разработан моделирующий комплекс прибора «Агат-15М», позволяющий проводить исследования динамических и статических режимов работы ЭМИО;

- проведена схемная реализация высокоточных регуляторов ЭП ЭМИО, обеспечивающих улучшенные точностные характеристики.

**Реализация результатов работы.** Результаты исследований и разработанные имитационные модели использовались при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ ОАО «НПЦ «Полюс» (г. Томск) по программе разработки ЭП на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, использующихся в качестве ЭМИО систем ориентации и стабилизации КА (приборов типа «Агат»), с улучшенными массогабаритными, динамическими и ресурсными характеристиками.

#### **На защиту выносятся:**

- математическая модель ЭП ЭМИО на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, состоящая из моделей его структурных звеньев, позволяющая описать его работу в реальных электрических и механических координатах и определить эффективные стратегии управления;

- метод синтеза высокоточного регулятора ЭП ЭМИО по условию нулевой ошибки на интервале после коммутации ключевого элемента;

- структуры и алгоритмы управления регуляторов и модуляторов, обеспечивающие повышение точности стабилизации динамического момента ЭП ЭМИО.

# ГЛАВА 1

## ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ОРГАН СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ И СТАБИЛИЗАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

### 1.1 Определение, принцип действия и особенности ЭМИО

Электромеханический исполнительный орган системы ориентации и стабилизации космического аппарата – это электромеханическая система, состоящая из преобразователей электроэнергии, электромеханических и механических преобразователей, управляющих и информационных устройств и непосредственно исполнительного органа, в результате работы которых к корпусу КА прикладываются все необходимые управляющие моменты. В состав ЭМИО также входят и устройства сопряжения с внешними электрическими, механическими, управляющими и информационными системами [10, 12, 88, 109].

Принцип действия ЭМИО основан на законе сохранения количества движения замкнутой системы материальных тел и описывается векторным уравнением

$$\frac{d\vec{H}}{dt} + \vec{\Omega} \times \vec{H} = \vec{M}, \quad (1.1)$$

где  $\vec{H}$ ,  $\vec{\Omega}$  и  $\vec{M}$  - векторы кинетического момента, абсолютной угловой скорости и момента внешних сил. Если  $\vec{\Omega} \times \vec{H} = 0$ , то  $\vec{M} = \frac{d\vec{H}}{dt}$ , что соответствует одностепенному гиросtabilизатору. Если кинетический момент постоянен ( $\frac{d\vec{H}}{dt} = 0$ ), то из (1.1) получается уравнение двухстепенного гиросtabilизатора; полное уравнение (1.1) описывает трехстепенной гиросtabilизатор.

Средства технической реализации трех рассмотренных случаев существенно различны. Поэтому одноосные гиостабилизаторы принято называть управляющими двигателями-маховиками, а прочие – гироскопическими исполнительными органами [89].

В состав ЭМИО на базе УДМ входят собственно двигатель-маховик и электронный блок управления ЭБУ.

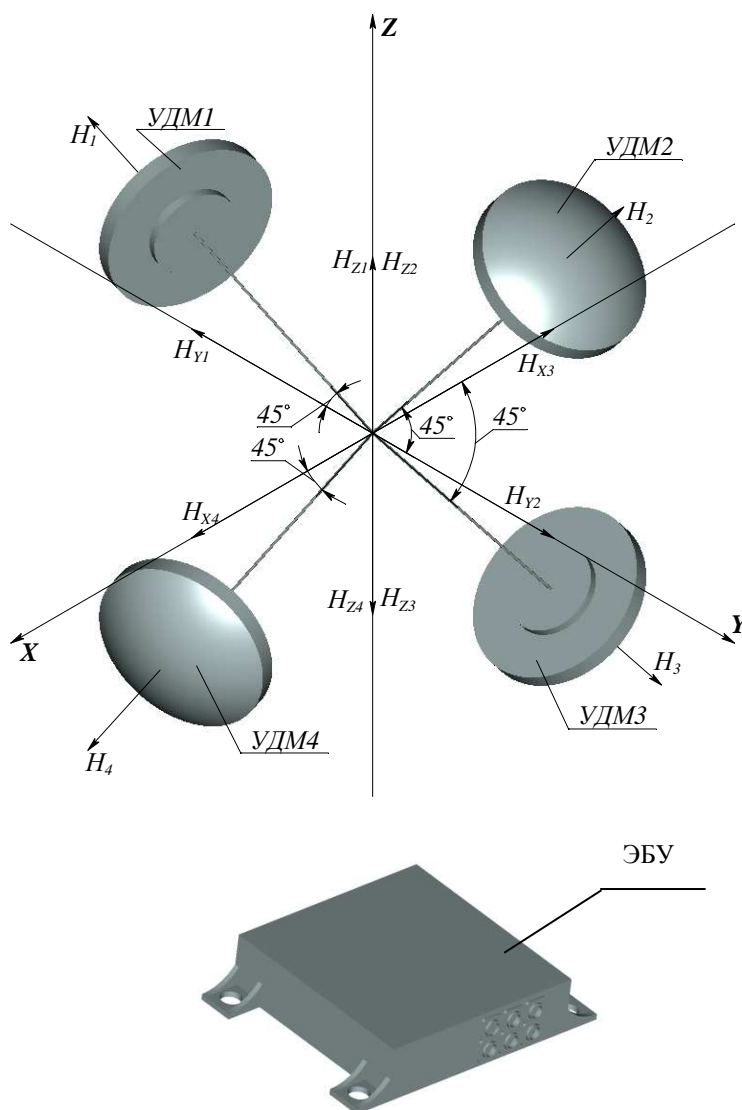


Рисунок 1.1 – Кинематическая схема ЭМИО

Управляющие моменты по трем осям ортогональной системы координат создаются комплексом из нескольких УДМ. Пример современного ЭМИО (для не моноблочной конструкции) показан на рисунке 1.1, где УДМ1, УДМ2 и УДМ3, УДМ4 своими осями попарно расположены в

плоскостях YOZ и XOZ. При  $H_1=H_2=H_3=H_4$  или  $H_1=H_2=H_3=H_4=0$  система нейтральна, а при целенаправленном нарушении этих равенств создается пространственный вектор кинетического момента, имеющий необходимые проекции на оси управления.

Основными выходными характеристиками УДМ являются кинетический

$$H(t) = J \cdot \Omega(t)$$

и динамический моменты

$$M_{\text{д}}(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} = \frac{dH(t)}{dt},$$

где  $J$  – момент инерции маховика,  $\Omega(t)$  – угловая скорость. В обычном ЭП сигнал управления  $N_y$  определяет величину и знак скорости, а момент имеет подчиненное значение, зависящее от закона управления. В данном случае сигналу управления должен соответствовать динамический момент, а угловая скорость определяется накопленным значением согласно соотношению:

$$\Omega(t) = \int_0^t \frac{M_{\text{д}}(t)}{J} dt, \quad H(t) = \int_0^t M_{\text{д}}(t) dt.$$

При некотором максимальном значении угловой скорости наступает режим насыщения и УДМ теряет возможность создавать динамический момент, при этом  $M_{\text{д}} = 0$ , а, следовательно, маховик необходимо затормозить до нулевой скорости  $\Omega = 0$ , после чего способность создавать момент восстанавливается. Такой режим работы УДМ принято называть «разгрузкой», которая является необходимым условием работы всех силовых гироскопических устройств.

Поэтому, исходя из назначения, ЭП ЭМИО имеет следующие специфические характеристики:

- отсутствие полезной нагрузки на валу двигателя в обычном для ЭП понимании;



- необходимость точного управления динамическим моментом, а не скоростью;

- жесткие ограничения по массогабаритным характеристикам.

Для получения таких характеристик наиболее пригодны двигатели трех типов: гистерезисные, асинхронные и синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) [14, 28, 31, 35, 77, 80, 88].

Гистерезисные двигатели, как и все синхронные машины, имеют абсолютно жесткую моментно-скоростную характеристику, поэтому не нужны специальные технические средства для стабилизации момента. Несмотря на эти достоинства, гистерезисные двигатели не нашли широкого применения в ЭМИО вследствие низкого КПД ( $0,15 \div 0,5$ ) и повышенного момента сопротивления, обусловленного остаточным магнитным потоком ротора.

Асинхронные двигатели нормального исполнения в силу нелинейности моментно-скоростной характеристики могут использоваться в ЭМИО только в комплекте со сложной аппаратурой. В этом случае ЭП работает с высоким КПД и имеет низкий момент сопротивления. Известны внедренные асинхронные ЭП с использованием специализированных сигнальных процессоров, обладающих достаточным быстродействием и надежностью. Однако такие разработки достаточно сложны в практической реализации.

Для упрощения аппаратуры управления асинхронным двигателем разработаны специальные широкопазные конструкции ротора электрического двигателя УДМ с повышенным сопротивлением обмотки. В первой из этих конструкций короткозамкнутые стержни ротора имеют вид тонких пластин, погруженных в магнитопровод ротора. При изменении скорости от нуля до номинальной изменяется сопротивление роторной обмотки следующим образом. При низкой скорости ротора частота его перемагничивания равна частоте питания, в результате магнитное поле проникает в магнитопровод на необходимую глубину, охватывая лишь часть площади стержня роторной обмотки. По мере разгона УДМ частота

перемагничивания падает, приближаясь к частоте скольжения. В связи с этим магнитное поле проникает в ротор на возрастающую глубину, что приводит к увеличению эффективной площади стержня и уменьшению его сопротивления. Так как момент асинхронного двигателя пропорционален величине активных потерь, то вследствие вышеуказанной зависимости момента от скорости пусковой режим глубокопазного двигателя характеризуется повышенным моментом, что способствует выравниванию моментно-скоростной характеристики.

В рабочем диапазоне скоростей электромагнитный момент изменяется на 10-15 %. КПД глубокопазного двигателя выше, чем у гистерезисного.

В качестве асинхронного двигателя с повышенным сопротивлением обмотки может служить и двигатель с полым ротором. Этот двигатель имеет нелинейные монотонно падающие характеристики и КПД в пределах 10-30 %. Несмотря на принимаемые меры по выравниванию моментно-скоростной характеристики и повышению КПД из-за сложности в реализации системы управления асинхронные двигатели не нашли широкого применения в ЭП ЭМИО.

Таким образом, оба рассмотренных типа двигателей имеют существенные недостатки. Наиболее перспективным по линейности регулировочной характеристики и по энергетическим параметрам являются СДПМ с немагнитным статором.

Двигатель обычного исполнения с магнитным статором создает большой момент сопротивления из-за вихревых токов в магнитопроводе. У двигателя с немагнитным статором [64] обмотка уложена в пазы обмоткодержателя, выполненного из диэлектрика, например, из пластмассы.

В такой конструкции вихревые токи имеются лишь в проводниках обмотки, поэтому они выполнены многожильным проводом, что на порядок снижает данную составляющую момента сопротивления.

Анализ тенденций развития зарубежных ЭМИО и положительные результаты эксплуатации отечественных разработок подтверждают эффективность немагнитной конструкции статора [8, 16, 28, 50, 51, 108].

Специфика работы УДМ состоит в том, что в процессе управления частота вращения, периодически увеличиваясь или снижаясь, проходит через нулевое значение. Создаваемый двигателем динамический момент имеет пульсационную составляющую с частотой, кратной частоте вращения. В диапазоне малых частот пульсации момента негативно отражаются на динамике системы ориентации. Поэтому для улучшения динамических характеристик системы ориентации необходимо уменьшать пульсационную составляющую динамического момента.

Для уменьшения пульсаций динамического момента и повышения КПД необходимо соответствующим образом выбрать режим электропитания фазных обмоток, при этом возможны две формы питающего напряжения (тока): гармоническая и квазипрямоугольная. Синхронный двигатель, с синусоидальным током статора и с синусоидальной формой противо-ЭДС при идеальной конструкции обмоток и магнитной системы ротора не создает пульсаций момента, при этом КПД двигателя достигает значения 96 %, что намного выше, чем у асинхронных или гистерезисных двигателей [33, 71, 80, 122, 123].

Таким образом, для обеспечения максимально возможных значений по линейности регулировочной характеристики, КПД и малых значений пульсаций момента, наибольшее распространение получил СДПМ.

Основными преимуществами ЭП на базе СДПМ являются [15, 61, 62, 80, 93]:

- 1 Бесконтактность и отсутствие узлов требующих обслуживания;
- 2 Большая перегрузочная способность по моменту (кратковременно кратность максимального момента равна 5 и более);
- 3 Высокое быстродействие в переходных процессах по моменту.
- 4 Высокие энергетические показатели (КПД и  $\cos\varphi$ );

5 Практически неограниченный диапазон регулирования частоты вращения и возможность регулирования частоты вращения по различным законам;

7 Низкий перегрев СДПМ за счет малых потерь в роторе увеличивает срок службы ЭП, поскольку увеличивается ресурс изоляционных материалов работающих при более низких температурах;

8 Минимальные массогабаритные показатели при прочих равных условиях;

9 Значительный срок службы и надежность.

Перечисленные преимущества СДПМ определяют перспективы использования данного двигателя в ЭП ЭМИО для решения задач ориентации и стабилизации КА. Принципы построения силовой части ЭП ЭМИО на базе СДПМ уже устоялись, поэтому главным направлением его совершенствования является разработка и оптимизация алгоритмов управления [80].

## 1.2 Обзор отечественных и зарубежных ЭМИО

В настоящее время в области разработки и изготовления, различных ЭМИО для нужд космической отрасли работает большое количество различных организаций и компаний которые представляют на рынке свои разработки.

В целях систематизации проектирования новых типов ЭМИО и унификации производства новых приборов по функциональным узлам на совещании представителей фирм, производящих оборудование для КА был утвержден унифицированный ряд УДМ. Основные технические параметры УДМ унифицированного ряда представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Параметры	Микро УДМ (1,5 – 7)		Малые УДМ (12 – 42)			Средние УДМ (50 – 100)	
Кинетический момент, Н·м·с	3	7	15	25	35	50	100
Диаметр маховика, мм, не более	200	250	300	350	350	350	400
Максимальный управляющий момент, Н·м	0,02	0,05	0,01	0,15	0,20	0,30	0,50
Дискретность формирования $M_{упр}$ , Н·м, не более	100		100 – 200			500	
Момент трогания на оси, Н·м	0,0010	0,0014	0,0014	0,0014	0,0014	0,0014	0,0020
Потребляемая мощность с учетом блока электроники, Вт, не более: при $M_{упр} = M_{max}$ при $M_{упр} = 0$	17,5 5	38,0 10	80 10	120 10	240 13	296 15	520 15
Масса, кг, не более: двигатель блок управления (без резервирования)	2,6 1,5	3,4 1,8	4,5 2,0	5,0 2,2	5,5 2,4	6,0 2,5	9,5 3,0
Габаритные размеры двигателя, мм, не более: диаметр высота	220 68	270 68	320 68	370 68	370 68	370 68	420 80
Надежность («холодное» резервирование электромеханической части)	0,98 для всех УДМ						

УДМ классифицированы по трем группам: «микро», «малые» и «средние» в соответствии с требуемыми для системы ориентации управляющими моментами. Допускается возможность вариации частоты вращения, диаметра маховика, выбора схем управления и информационного обмена в зависимости от приоритетов разработки КА [11].

Можно выделить несколько лидирующих иностранных компаний в области разработки и изготовления, различных ЭМИО для нужд космической отрасли: Ithaco Space systems Inc.; NASA Goddard Space Flight Center; Teldix GmbH; Space sciences corp.; Honeywell inc.

Компания **Ithaco Space systems Inc.** (США) разработала ЭМИО T-Wheel, специально для ориентации малых и средних КА, который состоит из точно сбалансированного алюминиевого маховика, установленного на подшипниках из нержавеющей стали, управляемого с помощью бесконтактного двигателя постоянного тока. Одна из исключительных особенностей ЭМИО T-Wheel состоит в том, что он может быть использован в качестве независимого исполнительного органа или дополнен оптикой датчика горизонта для определения положения и позиционного управления КА.

Кроме того, для использования в средних и крупных КА компания **Ithaco** выпускает ЭМИО E-WHEEL [118].

Основные характеристики ЭМИО T-Wheel и E-WHEEL приведены в таблице 1.2.

КА Submillimeter Wave Astronomy Satellite (SWAS), был разработан для программы Small Explorer (SMEX), целью которой являлась разработка небольших и относительно недорогих научных КА. Высокая степень точности ориентации КА SWAS на небесные объекты требует крайне низкого показателя фазового дрожания. Также для SWAS требовался ЭМИО со значением динамического момента больше, чем любой сравнимый по размерам коммерчески доступный ЭМИО. Для этого компанией **NASA Goddard Space Flight Center** был разработан ЭМИО Flywheel, который является уникальным благодаря своим небольшим размерам, с чрезвычайно низким остаточным дисбалансом, высоким значением динамического момента, управляемого с большой точностью. Это основные характеристики, которые требуются все большему количеству малых коммерческих спутников [121].

Основные характеристики ЭМИО Flywheel приведены в таблице 1.2.

Компания **Teldix GmbH** является одним из крупнейших в Европе изготовителем ЭМИО для систем ориентации и стабилизации спутников [125]. Выпускаемые компанией ЭМИО представлены в четырех различных

исполнениях с возможностью создания управляющих моментов в диапазоне от 0,04 Н·м·с до 68 Н·м·с. Они применяются для управления спутниковых систем массой от 65 кг до 3 тонн и более при использовании на геостационарных орбитах. Продукция компании использовалась в программах развертывания спутников для целей наблюдения Земли на низких орбитах. Teldix принимала участие в Европейских космических программах (Arbitax, Artemis, Eurasisat, Europe Star, EUROSTAR, Hispasat, Hot Bird, Inspector MARECS, MARS EXPRESS, Microscope, Proteus/Jason, Spacebus, Telecom, Turksat-1, TV-SAT), а также в ряде международных космических программ (Amos, Arabsat II, China-sat-8, Echostar VI, Intelsat VII, IRAS, Nahuel, NATO-IV, Orion-1, -2, Pioneer, Planet-A, Sirius 1-3, Superbird, Telstar, Tempo, Thaicom, Worldstar).

По состоянию на июль 2007 более 433 ЭМИО установлены и успешно используются в 280 спутниках связи и наблюдения, а также в научно-исследовательских спутниках. Общее время работы всех функционирующих на данный момент ЭМИО производства Teldix составляет 3075 лет.

В таблице 1.2 приведены основные характеристики для некоторых выпускаемых этой компанией ЭМИО.

Основное направление деятельности компании **Space sciences corp.** – разработка и исследование в области применения микроэлектронных устройств для космической техники [124].

ЭМИО SunSpace разрабатывались, прежде всего, для небольших спутников. ЭМИО SunSpace обеспечивает точную стабилизацию КА по трем осям, имеют высокие показатели динамических моментов, которые делают их применение особенно эффективным для быстрых и небольших спутников.

ЭМИО SunSpace имеет моноблочную конструкцию, т.е. электронный блок управления интегрирован в корпус ЭМИО.

Компания **Honeywell corp.** (США) предлагает на рынке свои последние разработки в области создания ЭМИО для КА различного

назначения [116, 117]. Ниже в таблице 1.2 приведены основные характеристики некоторых предлагаемых ЭМИО.

Все поставляемые компанией **Honeywell corp.** ЭМИО выпускаются в моноблочном исполнении, благодаря чему достигается минимальное значение общей массы устройства и облегчается установка на КА.

УДМ, разрабатываемые **НПП «ВНИИЭМ» (Россия)**, выполнены на основе бесконтактного двигателя постоянного тока и предназначены для использования в качестве исполнительного органа систем ориентации и стабилизации средних и малых КА с длительным сроком службы [103]. Электродвигатель обеспечивает реверсивное вращение ротора-маховика, его торможение, а величина создаваемого им управляющего момента при этом может плавно меняться в заданном диапазоне в соответствии с сигналом управления, подаваемым на вход УДМ.

ДМ и ДМБ, разработанные **НПП «ВНИИЭМ»**, имеют конструктивно обособленный электронный блок управления, размещаемый в герметичном приборном контейнере КА. В ДМ1-20, ДМ5-50, ДМ10-25, предназначенных для малых КА, а также ДМ20-250 электромеханический и электронный блоки конструктивно совмещены.

УДМ разработанные **НПП «ВНИИЭМ»** в течение ряда лет успешно эксплуатировались на КА «МЕТЕОР-3», «РЕСУРС», «ЭЛЕКТРО» (GOMS), КОРОНАС-ФОТОН. В экспериментальной системе ориентации гидрометеорологического КА «Метеор-М» и системе ориентации университетского спутника «Татьяна-2» используется ДМ1-20.

Основные характеристики и габаритные размеры разрабатываемых **НПП «ВНИИЭМ»** УДМ приведены в таблице 1.2.

ЭМИО разработанные и изготовленные **ОАО «НПЦ «Полюс» (Россия)** эксплуатируются в автоматических КА связи и, дистанционного зондирования Земли, космического мониторинга природной среды, исследования дальнего космоса [78].

В **ОАО «НПЦ «Полюс»** Разработаны все основные типы ЭМИО:



- УДМ различных конфигураций, в том числе для малых КА;
- гиростабилизаторы, гиродины, бигиродины, силовые гироскопы, накопители кинетической энергии.

Так, ЭМИО «Агат-9», «Агат-15М» (таблица 1.2) разработанные ОАО «НПЦ «Полюс» в течение ряда лет эксплуатируются на КА системы ГЛОНАСС (рис. 1.2), гражданское использование которого базируется на применении навигационных технологий в транспортном комплексе [79, 104].



Рисунок 1.2 – КА «Глонасс-М»

Кроме того ЭМИО «Агат-15М» эксплуатируется на израильском телекоммуникационном КА «Amos-5» (рис. 1.3), который предназначен для обеспечения связью, вещанием и широкополосными услугами территории Африки и Израиля. Спутник «Amos-5» успешно запущен в паре со спутником-ретранслятором «Луч-5» (рис. 1.4), на котором также установлен ЭМИО «Агат-15М». КА «Луч-5» предназначен для обеспечения связи пилотируемых комплексов, обмена ТВ новостями и программами между телецентрами; проведения телемостов, телеконференций, репортажей, ретрансляции информации и организации связи в чрезвычайных условиях и в труднодоступных районах, решения других задач [79].

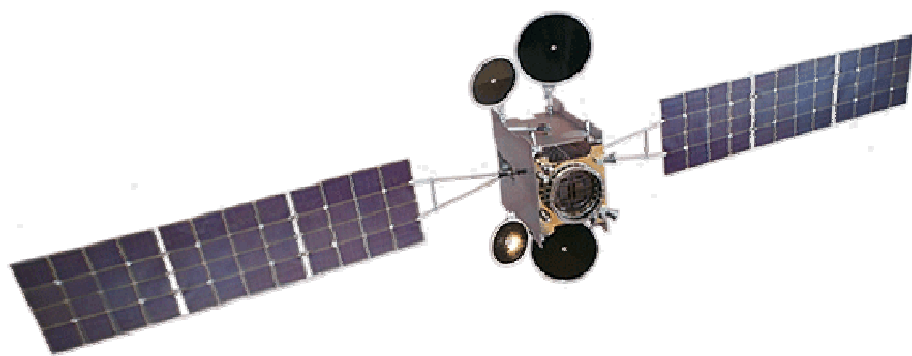


Рисунок 1.3 – КА «Amos-5»



Рисунок 1.4 – КА «Луч-5»

В настоящее время для российского спутникового оператора ГПКС изготавливаются КА непосредственного телевидения «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2» и спутник связи «Экспресс-АМ8», в которых также использованы ЭМИО «Агат-15М». Для российского спутникового оператора ГПКС изготавливаются два спутника тяжелого класса негерметичного исполнения с большим количеством транспондеров и развитой антенной системой «Экспресс-АМ5», «Экспресс-АМ6», на которых установлены ЭМИО «Агат-40» (таблица 1.2) [95, 113].

ЭМИО «Агат-15М» изготавливается для международных космических проектов, таких как украинский КА «LYBID» и казахский КА «KazSat-3», предназначенные для предоставления услуг распределительных сетей регионального и зарубежного телевидения и радиовещания, сбора новостей,

непосредственного телевидения, предоставления услуг мультимедиа и Интернет, обеспечения передачи данных, телефонии, видеоконференцсвязи и Интранет на основе VSAT [34].

Кроме того ЭМИО «Агат-15М» установлен на российской автоматической межпланетной станции «Фобос-Грунт» (рис. 1.5), предназначенной для доставки образцов грунта со спутника Марса, Фобоса, на Землю, определения физико-химических характеристик грунта Фобоса, исследований происхождения спутников Марса, процессов взаимодействия его атмосферы и поверхности, взаимодействия малых тел Солнечной системы с солнечным ветром [105].



Рисунок 1.5 – КА «Фобос-Грунт»

Таблица 1.2

Производитель	Модель	Н, Н·м·с	М <sub>д</sub> , мН·м	Частота вращения, об/мин	Масса, кг
Ithaco Space systems Inc. NY	T-Wheel	16,6	32	± 5100	5,9
		4	25	± 5100	2,55
	E-Wheel	50	300	± 3850	10,6
NASA Goddard Space Flight Center	Flywheel	±4	±140	Нет информации	3,3 (без учета ЭБУ)
Teldix GmbH	RSI 18-220/45	18	±220	±4500	<6,3
	RSI 30-280/30	30	±280	±3000	<8,5
	RSI 68-170/60	68	±170	±6000	<8,9
Space sciences corp.	SunSpace	0,65	50	±4200	0,44
Honeywell corp.	HR04	0,2 – 1,0	28	±9000	1,2
	HR12-HR14	12	От 100 до 200	±6000	6
		25			7
		50			9,5
HR0610	4 – 12	550	±6000	От 3,6 до 5,0	
НПП «ВНИИЭМ»	ДМ1-20	1	0,02	±65000	1,4
	ДМ10-25	10	0,25	±66000	4
	ДМБ	29,4	0,35	±61200	13,8 (без учета ЭБУ)
ОАО «НПЦ «Полюс»	Агат-9	50 или 70	±200	±5332	8,5 или 10 кг (без учета ЭБУ)
	Агат-15М	15	±150	±6000	3,7 (без учета ЭБУ)
	Агат-40	40	±200	±6000	8,3 (без учета ЭБУ)

Видно, что параметры, указанные в таблице 1.2 для зарубежных ЭМИО в целом типичны для отечественных разработок.

На основании представленных данных об основных характеристиках отечественных и зарубежных ЭМИО можно сделать вывод, что все большее распространение получает моноблочное исполнение, когда электронный блок управления интегрирован в корпус УДМ и расположен под маховиком. Практически во всех последних разработках применяются СДПМ. Во многих ЭМИО применено микропроцессорное управление.

Также в последние годы в области создания ЭМИО наметилась тенденция создания малогабаритных УДМ с высокой частотой вращения, большим значением динамического момента, управляемого с высокой степенью точности для малых КА. К преимуществам малых КА в силу отсутствия большого количества сложных деталей относится высокая технологичность, малые сроки изготовления, низкая стоимость, относительная простота выведения на орбиту. Недостатками можно считать малый объем для полезной нагрузки (миниатюрность спутников не позволяет устанавливать на них мощные приемники, передатчики и другие приборы), а также небольшой срок активного существования.

### 1.3 Способы управления динамическим моментом и точностные характеристики ЭП ЭМИО

Сигнал управления динамическим моментом  $N_y$  вырабатывается устройствами системы ориентации и стабилизации и как в любой замкнутой автоматической системе в процессе отработки заданного направления ориентации или стабилизации может изменяться в широких пределах от  $-N_{y \max}$  до  $+N_{y \max}$ , проходя через нулевое значение. Следовательно, и динамический момент должен изменяться в соответствующем диапазоне

$$M_d = K_M N_y,$$

где  $K_M$  – коэффициент пропорциональности.

Свободному вращению двигателя (выбегу) препятствует момент сопротивления  $M_c(t)$ , представляющий собой сложную функцию угловой скорости. Электродвигатель УДМ физически создает электромагнитный момент  $M_{эм}(t)$ , поэтому принудительное вращение определяется двумя моментами:

$$M_d(t) = M_{эм}(t) - M_c(t). \quad (1.2)$$

Из выражения (1.2) вытекают два способа управления динамическим моментом УДМ: прямой и косвенный. Первый способ основан на измерении динамического момента с введением сигнала, пропорционального измеренной величине  $M_d(t)$ , в цепь обратной связи замкнутого контура управления моментом двигателя. Такой способ управления осуществляется с помощью специального датчика динамического момента.

Известно большое число датчиков динамического момента. Все они основаны на измерении деформации упругих элементов (валов, опор, подвесок и т.д.). Деформации измеряются различными методами: с помощью тензодатчиков, оптодатчиков, лазеров и т.д. Главный недостаток таких устройств с точки зрения конструирования УДМ – это наличие упругих элементов между основанием двигателя и платформой КА, что способствует увеличению массы прибора, повышению колебательности системы управления моментом, усложнению конструкции прибора и, значит, к снижению его надежности и к уменьшению точности ориентации вектора кинетического момента. Кроме того, при построении системы прямого управления моментом подразумевается наличие (использование) эффективного электромеханического преобразователя, который под

действием сигналов управления достаточно точно преобразует электрическую энергию в механическую в заданной полосе пропускания.

Более прост косвенный способ, при котором регулирование управляющего динамического момента осуществляется регулированием электромагнитного момента в соответствии с выражением  $M_{эм} = K_M N_y$  с учетом измеренного значения момента сопротивления. Измерение электромагнитного момента и преобразование в электрический сигнал реализуется достаточно просто. При косвенном способе  $M_d = K_M N_y - M_c$  управление динамическим моментом осуществляется с погрешностью, обусловленной величиной момента сопротивления. Для компенсации этой погрешности в системе ориентации и стабилизации производится оценка момента сопротивления по параметрам динамического цикла в режиме стабилизации, а величина оценки  $K'_c M_c$  вводится в закон управления:

$$M_d = K_M N_y - M_c + K'_c M_c.$$

Видно, что если  $K'_c = 1$ , то  $K'_c M_c - M_c = 0$  и управление осуществляется без погрешности.

При реализации данного метода основное внимание сосредотачивается на конструировании эффективного электромеханического преобразователя, имеющего линейную зависимость между сигналом управления и электромагнитным моментом, обладающего высоким КПД, хорошими массогабаритными параметрами, высокой надежностью в условиях эксплуатации. Для минимизации момента сопротивления проводятся специальные мероприятия, такие, как выбор подшипников, смазки, введение повышенной точности обработки и т.д.

Для регулирования динамического момента ЭП на базе СДПМ существуют различные способы управления ключами инвертора.

Так, управление ключами инвертора осуществляется с помощью позиционной обратной связи [8, 25, 26, 53, 54, 74]. При этом способе управления напряжение в фазных обмотках двигателя задается в функции

положения ротора. ЭП с таким способом управления нашел широкое применение за счет высокого значения КПД. Однако при данном способе управления не отслеживаются мгновенные значения фазных токов, а электромагнитный момент зависит от углового положения ротора, что приводит к неравномерности частоты вращения двигателя, сужает границы устойчивости и затрудняет демпфирование.

При векторном управлении ключами инвертора контролируемые координаты, измеренные в неподвижной системе координат статора, преобразуются к вращающейся системе координат ротора [14, 27, 35, 39, 52, 77, 88, 90, 114]. Контролируемыми параметрами при данном способе являются переменные состояния: векторы тока статора  $\vec{i}_1$  и ротора  $\vec{i}_2$ , потокосцепление статора  $\vec{\psi}_1$  и ротора  $\vec{\psi}_2$ , главное потокосцепление двигателя  $\vec{\psi}_d = L_d (\vec{i}_1 + \vec{i}_2)$ , где  $L_d$  – суммарная индуктивность фазных обмоток двигателя. Полученные переменные состояния используются для формирования управляющих воздействий. Угол между осью координат статора и ротора, необходимый для вычисления переменных состояния в координатах ротора, определяется, как правило, с помощью датчиков Холла, расположенных в воздушном зазоре двигателя. Базовым элементом такого управления является преобразователь координат (векторный преобразователь). Недостатком векторного способа управления является сложность управляющих и функциональных устройств.

Частным случаем векторного управления является частотно-токовый способ [19, 44, 46, 47]. При регулировании фазного тока регулируется электромагнитный момент двигателя, поскольку он пропорционален амплитудному значению фазного тока:  $M_{эм} \equiv I_{фм}$ . В соответствии с уравнением (1.2) при регулировании электромагнитного момента с учетом измеренного значения момента сопротивления двигателя регулируется управляющий динамический момент. Частотно-токовый способ управления предполагает «следающее» регулирование токов в обмотках двигателя, при



котором регулятор отслеживает эталонные синусоидальные или близкие к ним сигналы, при этом обеспечивается равномерность вращения двигателя. Частота и фаза тока определяются угловой скоростью и угловым положением ротора двигателя.

Поэтому для обеспечения более точного управления, необходимо формировать ток двигателя с учетом текущих параметров вращения ротора [33, 70].

Качество управления положением КА определяется точностью реализации требуемого управляющего момента и уровнем его пульсаций, особенно в зоне частот менее 50 Гц [115].

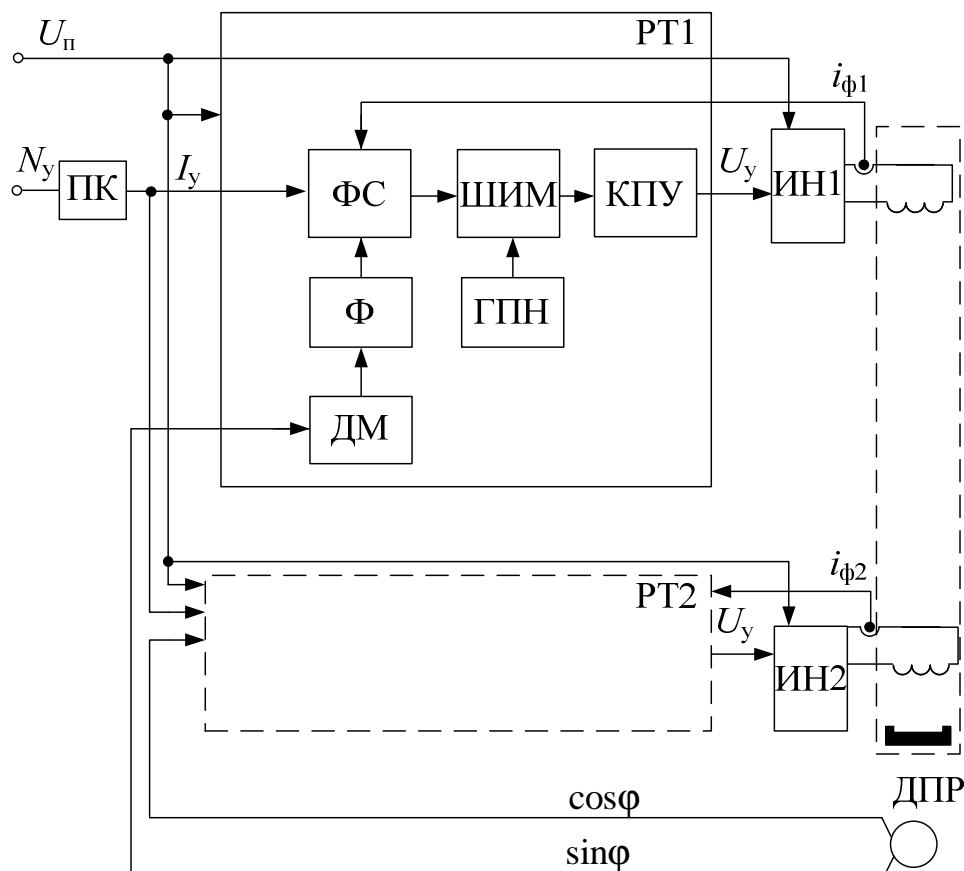
Если не принимать специальных мер при скорости, близкой к нулю и постоянстве по абсолютной величине фазных токов СДПМ будет иметь неравномерный электромагнитный, а, следовательно, и управляющий момент [76].

Управляющий динамический момент, развиваемый двигателем, в первом приближении пропорционален величине тока, протекающего в обмотке статора:  $M_d = k_d I_{\text{фм}}$ , где  $k_d$  – коэффициент пропорциональности между током и моментом двигателя. Часто используется схема управления двигателем, которая предусматривает поддержание тока в фазах двигателя пропорциональным входному сигналу:  $I_{\text{фм}} = k_i N_y$ , где  $k_i$  – коэффициент пропорциональности. Уравнение движения ротора в этом случае принимает вид

$$J \left( \frac{d\Omega}{dt} + \frac{d\Omega_{\text{КА}}}{dt} \right) = k_d k_i N_y - M_c,$$

где  $\frac{d\Omega_{\text{КА}}}{dt}$  – ускорение объекта управления – КА (пренебрежимо мало и в дальнейшем считаем равным 0). Точность реализации динамического момента при данном способе управления будет определяться величиной момента сопротивления и стабильностью коэффициентов  $k_d$  и  $k_i$  [115].

На рисунке 1.6 представлена схема ЭП ЭМИО «Агат-15М», разработанного в «ОАО «НПЦ «Полюс».



$U_{\text{п}}$  – напряжение питания.

Рисунок 1.6 – Схема ЭП ЭМИО «Агат-15М»

ЭП ЭМИО «Агат-15М» состоит из электронного блока управления и двухфазного СДПМ с датчиком положения ротора (ДПР) [46, 47]. Электронный блок управления включает в себя: инверторы первой и второй фаз (ИН1, ИН2), создающие в обмотках двигателя токи; преобразователь кода (ПК), осуществляющий преобразование кодового сигнала управления  $N_y$  в аналоговый  $I_y$  и регуляторы тока РТ1, РТ2 преобразующие этот сигнал в импульсы для управления ключами инверторов  $U_y$  и реализующие частотно-токовый способ управления силовыми ключами инверторов. При параметрическом синтезе регуляторов тока ЭП ЭМИО «Агат-15М» использовались типовые решения, номиналы элементов входящих в их

состав, определены методом направленного перебора с оценкой качества переходных характеристик [56].

Для создания динамического момента в обмотках двигателя, с помощью инверторов, формируются токи первой и второй фаз  $i_{\phi 1}$  и  $i_{\phi 2}$ , сдвинутые относительно друг друга на 90 эл. град.

Информация об угле поворота, формируется в ДПР. Для работы датчика на выводы обмотки возбуждения подается высокочастотное питающее напряжение. Сигналы с ДПР представляют собой огибающую низкочастотную синусоиду промодулированную высокочастотным напряжением. Частота огибающей синусоиды пропорциональна угловой скорости.

Полученные сигналы с ДПР поступают на входы соответствующих демодуляторов (ДМ), где происходит выделение низкочастотного сигнала. Для устранения помех и выделения сигнала, несущего информацию об угле поворота ротора двигателя на выходе демодуляторов обычно включены низкочастотные фильтры (Ф).

Отфильтрованные сигналы поступают на вход формирователя сигналов управления (ФС), где происходит перемножение с сигналом задания  $I_y$  и сравнение с сигналами обратной связи с датчиков тока первой и второй фазы ( $i_{\phi 1}$ ,  $i_{\phi 2}$ ). Результатом сравнения является управляющий сигнал, который подается на вход двухполярного двухстороннего широтно-импульсного модулятора (ШИМ), где происходит его сравнение с опорным пилообразным сигналом, формируемым генератором пилообразного напряжения (ГПН). В зависимости от величины управляющего сигнала длительность выходных импульсов ШИМ меняется.

Полученные управляющие импульсы поступают на вход каскада промежуточного усиления (КПУ), где они согласуются по уровню и затем поступают на силовые ключи инверторов первой или второй фазы.

В результате переключения силовых ключей инверторов, в обмотках двигателя с помощью токозадающего дросселя формируется ток фазы

синфазный с сигналом ДПР, амплитудное значение которого пропорционально управляющему воздействию.

В СДПМ реверсивных ЭП ДПР устанавливается таким образом, чтобы пространственный вектор напряжения был сдвинут на 90 эл. град. относительно пространственного вектора потока. На рисунке 1.7 представлена физическая модель СДПМ, составленная из идеальных физических объектов [33, 75].

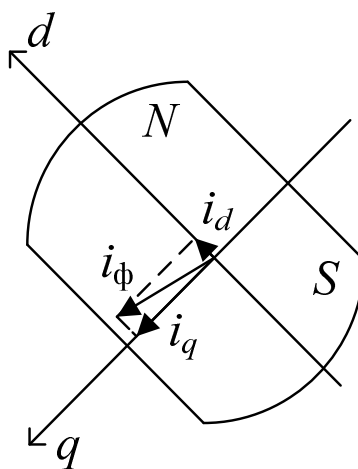


Рисунок 1.7 – Физическая модель СДПМ

Ось магнитного поля ротора в синхронной машине принято обозначать  $d$ , а перпендикулярную ей ось –  $q$ . При анализе машины ось  $d$  считается вещественной осью и совмещается с осью потока ротора.

Математическое описание во вращающейся, со скоростью вращения ротора, системе координат, представлено системой уравнений:

$$\begin{cases} u_d = R_1 \cdot i_d + L_1 \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_1 \cdot i_q, \\ u_q = R_1 \cdot i_q + L_1 \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_1 \cdot i_d + \omega \cdot \Phi_\delta, \\ M_{эм} = z_{п} \cdot \Phi_\delta \cdot i_q, \\ J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (1.3)$$

где  $u_d$  и  $u_q$  – напряжение по продольной  $d$  и поперечной  $q$  оси,

$R_1$  – активное сопротивление обмотки статора;

$i_d$  и  $i_q$  – ток по продольной  $d$  и поперечной  $q$  оси;

$L_1$  – индуктивное сопротивление обмотки статора;

$\Phi_\delta$  – магнитный поток;

$\omega = \Omega \cdot z_{\text{п}}$ ,  $z_{\text{п}}$  – число пар полюсов.

Как видно из рисунка 1.7 и системы уравнений (1.3), ошибка формирования управляющего момента связана, прежде всего, с точностью настройки положения ДПР в двигателе, от которой зависит величина угла между вектором тока фазы и проекцией вектора тока на ось  $q$ . Чем больше угол между вектором тока и его проекцией, тем меньшая часть тока создает полезный момент. При равенстве нулю данного угла обеспечивается не только требуемая равномерность момента двигателя, но и наибольшая его величина при заданном токе  $I_y$ . Поскольку, в этом случае потокосцепление ротора в двигателе постоянно, а проекция вектора тока на продольную ось  $i_d$  равна нулю, электромагнитный момент двигателя  $M_{\text{эм}}$  пропорционален току по поперечной оси  $i_q$ , который равен заданному току  $I_y$ , тогда  $M_{\text{эм}} = k_{\text{эм}} I_y$ , при этом  $I_y \equiv I_{\text{фм}}$ .

Вторым фактором, влияющим на отклонение управляющего момента от максимального значения является существенное отличие формы создаваемого тока от синусоидальной. Как следует из предыдущего примера, отклонение тока фазы вызывает колебания вектора тока  $i_\phi$  а, следовательно, и его проекции  $i_q$ . Чем выше пульсации тока, тем больше отклонение результирующего момента от максимального значения. Ошибка при создании момента складывается из ошибок формирования тока в обеих фазах. Для уменьшения ошибки при обычной двухсторонней модуляции возможно использование следующих подходов: увеличение частоты ШИМ (влечет за собой уменьшение пульсирующей составляющей тока); увеличение индуктивности дросселя, включенного последовательно с фазной обмоткой, также снижает пульсации. Увеличение рабочей частоты ШИМ

приводит к увеличению динамических потерь на ключах инверторов и создает помехи по управляющим цепям, поэтому его проводят до определенных пределов. Увеличение индуктивности дросселя, формирующего ток, не может происходить бесконечно, потому что ограничено физическими размерами самого сердечника. Задача снижения ошибки формирования управляющих моментов тесно связана с формированием наиболее оптимальной формы тока в фазах двигателя.

Для обеспечения более точного управления, с погрешностью менее 5 %, необходимо формировать ток двигателя с учетом текущих параметров вращения ротора [33].

#### 1.4 Выводы

1 ЭМИО системы ориентации и стабилизации КА предназначены для создания управляющих динамических моментов, исходя из этого, ЭП ЭМИО имеет специфические характеристики, такие как: отсутствие полезной нагрузки на валу двигателя, жесткие ограничения по массогабаритным характеристикам, необходимость точного управления динамическим моментом. Наиболее перспективным, в этом случае является СДПМ, который по сравнению с асинхронными, гистерезисными и коллекторными двигателями постоянного тока обладает следующими преимуществами: высокое быстродействие, большой диапазон регулирования частоты вращения, высокую точность создаваемого момента при этом более надежен и имеет значительный срок службы.

2 В последние годы в области создания ЭМИО наметилась тенденция создания малогабаритных УДМ с высокой частотой вращения, большим значением динамического момента, управляемого с высокой степенью точности.

3 При проектировании ЭП ЭМИО на базе СДПМ наиболее часто применяют косвенный способ управления моментом, основанный на

формировании электромагнитного момента с учетом момента сопротивления. Качество регулирования электромагнитного, а, следовательно, динамического момента тесно связано со способом управления силовыми ключами инвертора. Поэтому для обеспечения более точного управления, необходимо формировать управляющие сигналы для ключей инвертора с учетом текущих параметров вращения ротора (тока, частоты вращения, ЭДС двигателя).

## ГЛАВА 2

### РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЭП ЭМИО

#### 2.1 Моделирование электромеханических узлов и систем

Отличительной особенностью моделирования как метода исследования является возможность изучения, прогнозирования и оптимизации таких процессов и объектов, физический (натурный) эксперимент с которыми затруднителен или невыгоден. Во многих случаях для ЭМИО, натурный эксперимент может быть выполнен лишь один раз, требует много времени или попросту невозможен в земных условиях.

Моделирование в подобных ситуациях во много раз сокращает сроки и стоимость исследований, повышает обоснованность принимаемых решений. Преимущества моделирования позволяют миновать ряд промежуточных стадий в проведении научных исследований и разработок и обратиться непосредственно к промышленному производству [69].

Компьютерные технологии в проектировании ЭП ЭМИО подразумевают максимальное использование средств, предоставляемых современными программными пакетами. Виртуальная электромеханическая система может быть набрана из блоков и исследована, т. е. определены статические, энергетические и динамические характеристики, по которым можно судить о соответствии их техническому заданию на проектирование [13, 18, 32, 106].

Современные пакеты схемотехнического моделирования, позволяя использовать различные формы представления моделей, объединяют возможности моделирования принципиальных и функциональных схем, и поэтому могут эффективно служить для исследования и проектирования ЭП ЭМИО.



Схемотехническое моделирование – это моделирование электрических процессов в электронных устройствах, приведенных в виде принципиальных электрических схем. При схемотехническом моделировании применяются компонентные динамические модели элементов, где в отличие от информационного моделирования, требуется решение уравнений равновесия (или топологических уравнений), которыми являются первый и второй законы Кирхгофа и компонентных (уравнения отдельных элементов схемы) уравнений. При схемотехническом моделировании определяются формы и параметры сигналов во всех точках схемы. Типовые пакеты схемотехнического моделирования позволяют решить все основные задачи исследований:

- расчет режима цепи по постоянному току;
- анализ чувствительности характеристик цепи к вариации параметров элементов;
- анализ характеристик линеаризованной цепи в частотной области при воздействии одного или нескольких сигналов;
- анализ переходных процессов (временной анализ) при воздействии сигналов различной формы и при разных начальных условиях.

Наибольшее распространение в области компьютерного моделирования электронных систем получили прикладные пакеты такие как OrCAD 9, MatLab Simulink, DesighnLab, Workbench, Circuit Marker и др. [33, 106, 107]. Они имеют наиболее полную библиотеку моделей полупроводниковых элементов электронных схем. Описание моделируемой схемы в программу может быть введено либо в текстовом виде любым текстовым редактором, либо в виде принципиальной электрической схемы с помощью графических редакторов систем OrCAD, PCAD, Micro-Cap.

Пакет программ Pspice наилучшим образом приспособлен для использования на современных персональных компьютерах и стал по существу международным стандартным моделирующим пакетом, включает

встроенные модели основных типов ЭРИ и библиотеку параметров элементов. С помощью директив управления задается вид анализа, способ задания начальных условий, способ вывода результатов.

Пакет PSpice [33, 106] осуществляет все необходимые виды анализа электронной аппаратуры: временной, частотный, Фурье, анализ чувствительности характеристик цепи к вариации параметров элементов, статистический и т.д.

В диссертации для моделирования исследуемых ЭП ЭМИО как на функциональном, так и схематехническом уровне используется пакет OrCAD 9, который объединяет в себе возможности анализа, синтеза, расчета и конструирования электронных схем и обладает к тому же очень обширной библиотекой (более 200 тыс.) электронных компонентов.

Этот пакет позволяет проводить самый глубокий анализ электронных блоков, осуществлять проектирование печатных плат для разработанной и исследованной электронной схемы, создавать управляющие файлы для фотоплоттеров. Дополненный специальными пакетами (PLSyn, Max+plusII, XACTStep), пакет OrCAD 9 позволяет синтезировать логические интегральные схемы (ПЛИС) типа Altera, XiLinx и другие.

Возможность выполнения формальных макромоделей, оформленных в виде подсхем, позволяет эффективно использовать этот пакет для структурного и функционального моделирования сложных динамических систем [41-47, 56, 66, 126].

## 2.2 Метод аналогий

Исходными для формирования математических моделей объектов являются компонентные и топологические уравнения.

Компонентными уравнениями называются уравнения, описывающие свойства элементов (компонентов), другими словами, это уравнения математических моделей элементов [72].

Топологические уравнения описывают взаимосвязи в составе моделируемой системы.

В совокупности компонентные и топологические уравнения конкретной физической системы представляют собой исходную математическую модель системы.

Компонентные и топологические уравнения в системах различной физической природы отражают разные физические свойства, но могут иметь одинаковый формализованный вид. Одинаковая форма записи математических соотношений позволяет говорить о формальных аналогиях компонентных и топологических уравнений. Такие аналогии существуют для механических поступательных, механических вращательных, электрических, гидравлических (пневматических), тепловых объектов. Единство математического описания особенно удобно при анализе систем, состоящих из физически разнородных подсистем.

Компонентные уравнения имеют вид:

$$F_k\left(\frac{dV}{dt}, V, t\right) = 0.$$

Топологические уравнения:

$$F_T(V) = 0,$$

где  $V = (v_1, v_2, \dots, v_n)$  – вектор фазовых переменных;  $t$  – время.

Различают фазовые переменные двух типов, их обобщенные наименования – фазовые переменные типа потенциала и типа потока. Каждое компонентное уравнение характеризует связи между разнотипными фазовыми переменными, относящимися к одному компоненту, а топологические уравнения – связи между однотипными фазовыми переменными в разных компонентах.

**Электрические системы.** В электрических системах фазовыми переменными являются электрические напряжения и токи. Компонентами систем могут быть простые двухполюсные элементы и более сложные двух- и многополюсные компоненты. К простым относят сопротивление, емкость и индуктивность, характеризуемые одноименными параметрами  $R$ ,  $C$ ,  $L$ . Компонентные уравнения простых двухполюсников:

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt},$$

$$U_L = L \frac{di_L}{dt},$$

$$U_R = i_R \cdot R,$$

где  $i_R$ ,  $U_R$  – ток и напряжение на сопротивлении;  $i_c$ ,  $U_c$  – ток и напряжение на емкости;  $i_L$ ,  $U_L$  – ток и напряжение на индуктивности.

Эти модели лежат в основе моделей других более сложных компонентов. Большая сложность может определяться нелинейностью уравнений или учетом зависимостей параметров  $R$ ,  $C$ ,  $L$  от температуры или наличием более двух полюсов. Однако многополюсные компоненты могут быть сведены к совокупности взаимосвязанных простых элементов. Топологические уравнения выражают законы Кирхгофа для напряжений и токов.

**Механические системы.** Фазовыми переменными в механических поступательных системах являются силы и скорости. Используют одну из двух возможных электромеханических аналогий. В дальнейшем описывается та из них, в которой скорость относят к фазовым переменным типа потенциала, а силу считают фазовой переменной типа потока. Учитывая формальный характер подобных аналогий, в равной мере можно применять и противоположную терминологию.

Компонентное уравнение, характеризующее инерционные свойства тел, в силу закона Ньютона имеет вид:

$$F = M \frac{du}{dt},$$

где  $F$  – сила;  $M$  – масса;  $u$  – поступательная скорость.

Упругие свойства тел описываются компонентным уравнением, которое можно получить из уравнения Гука. В одномерном случае (если рассматриваются продольные деформации упругого стержня).

$$G = E \cdot \varepsilon,$$

где  $G$  – механическое напряжение;  $E$  – модуль упругости;

$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$  – относительная деформация;  $\Delta l$  – изменение длины  $l$  упругого тела

под воздействием  $G$ . Учитывая, что  $G = \frac{F}{S}$ , где  $F$  – сила,  $S$  – площадь

поперечного сечения тела, и дифференцируя, имеем:

$$\frac{dF}{dt} = \frac{S \cdot E}{l} \cdot \frac{d(\Delta l)}{dt};$$

$$\text{или } \frac{dF}{dt} = gu,$$

где  $g = \frac{S \cdot E}{l}$  – жесткость (величину, обратную жесткости, называют

гибкостью  $L_M$ );  $u = \frac{d\Delta l}{dt}$  – скорость.

Топологические уравнения в механических системах твердых тел характеризуют, во-первых, закон равновесия сил: сумма сил, приложенных к телу, включая силу инерции, равна нулю (принцип Даламбера); во-вторых, закон скоростей, согласно которому сумма относительной, переносной и абсолютной скоростей равна нулю.

В механических вращательных системах справедливы компонентные и топологические уравнения поступательных систем с заменой

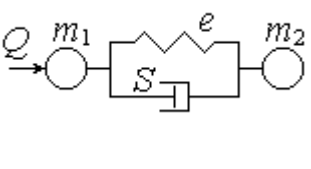
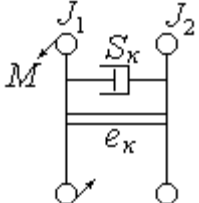
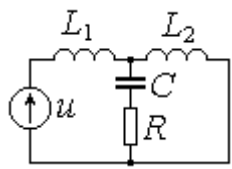
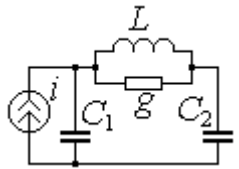
поступательных скоростей на угловые, сил – на вращательные моменты, масс – на моменты инерции, жесткостей – на вращательные жесткости.

Нетрудно заметить наличие аналогий между электрической и механической системами. Так, токам и напряжениям в первой из них соответствуют силы (либо моменты) и скорости механической системы, компонентным уравнениям и фигурирующим в них параметрам  $C$  и  $L$  – уравнения и параметры  $M$  и  $L_M$ , очевидна аналогия между топологическими уравнениями.

Имеется и существенное отличие в моделировании электрических и механических систем: первые из них одномерны (на макроуровне), а процессы во вторых часто приходится рассматривать в двумерном или трехмерном пространстве. Однако отмеченные выше аналогии остаются справедливыми, если их относить к проекциям сил и скоростей на каждую пространственную ось. Основные виды электромеханических аналогий приведены в таблице 2.1 [68, 72, 99].

Электромеханические аналогии позволяют исследовать механические системы на компонентном уровне, что дает возможность более наглядно учитывать влияние отдельных параметров на характеристики системы. При этом моделирование отдельных узлов может производиться на функциональном (формированием передаточных функций) и на компонентном (использованием электромеханических аналогий) уровне [65].

Таблица 2.1

Механические системы		Электрические аналоги	
Поступательное перемещение	Вращательное перемещение	Первая система аналогий	Вторая система аналогий
			
Сила $Q$	Момент силы $M$	Напряжение $u$	Ток $i$
Перемещение $x$	Угловое перемещение $\varphi$	Заряд $q$	Потокоцепление $\psi$
Скорость $v = dx/dt$	Угловая скорость $\Omega = d\varphi/dt$	Ток $i = dq/dt$	Напряжение $u = d\psi/dt$
Податливость $e = x/Q = 1/c$ ( $c$ – жесткость)	Податливость $e_k = \varphi/M = 1/c_k$ ( $c_k$ – жесткость)	Емкость $C = q/u$	Индуктивность $L = \psi/i$
Масса $m = \frac{Q}{dv/dt}$	Момент инерции массы $J = \frac{M}{d\Omega/dt}$	Индуктивность $L = \frac{u}{di/dt}$	Емкость $C = \frac{i}{du/dt}$
Механическое сопротивление $S = Q/v$	Механическое сопротивление $S_k = M/\Omega$	Сопротивление $R = u/i$	Проводимость $g = i/u$
Время $t$	Время $t$	Время $t$	Время $t$

### 2.3 Имитационная модель ЭП ЭМИО

Современный ЭП с использованием полупроводниковых узлов состоит из трех основных частей:

1 Силовая часть, содержащая полупроводниковый преобразователь, основная функция которого заключается в преобразовании электрической энергии между источником питания и двигателем.

2 Электромеханическая часть, содержащая маховик, соединенный непосредственно с ротором двигателя.

3 Информационная (управляющая) часть, служащая для управления полупроводниковым преобразователем и обеспечивающая заданный режим работы ЭП.

Для исследования и проектирования ЭП ЭМИО на базе СДПМ в ОАО «НПЦ «Полус» при непосредственном участии автора разработана имитационная модель, состоящая из четырех моделей: силовой электрической цепи, электромеханических преобразований в двигателе, механической системы и регулятора тока (рис. 2.1).

Имитационная модель ЭП ЭМИО построена на компонентном и частично на функциональном уровне [29, 41-47].

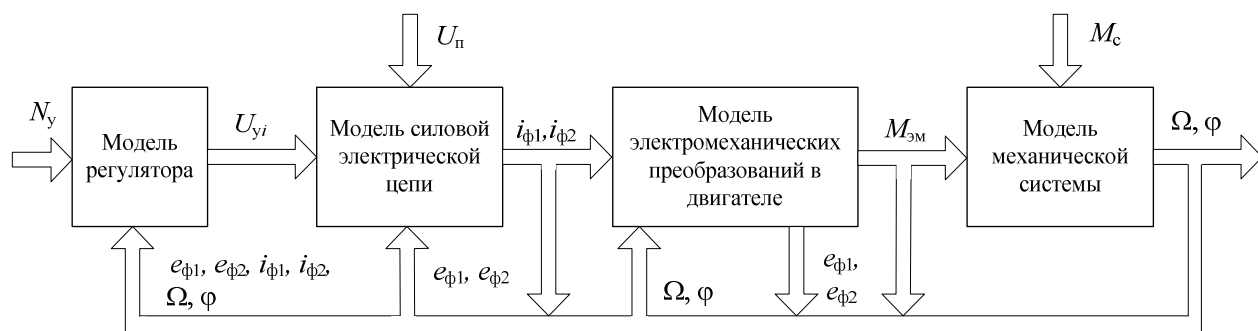


Рисунок 2.1 – Функциональная схема имитационной модели ЭП ЭМИО



Модель механической системы ЭП ЭМИО составлена на функциональном уровне с учетом следующих особенностей.

Как известно, совершенно разнотипные механические системы сводятся к трем основным расчетным схемам: 1) трехмассовой упругой системе, 2) двухмассовой упругой системе, 3) жесткому приведенному механическому звену или одномассовой системе [109]. Эти три расчетные механические схемы дают возможность изучать общие свойства автоматизированного ЭП. Трехмассовая упругая система используется при необходимости более детального анализа условий движения механической части ЭП. В подавляющем большинстве случаев основные особенности взаимодействия электрической и упругой механических частей системы достаточно полно выявляются при простейшем представлении механической части в виде двухмассовой упругой системы. Поэтому в настоящее время основным содержанием общей теории упругих механических систем являются изучение динамических особенностей двухмассовой электромеханической системы ЭП с линейными и нелинейными электрическими и механическими связями и разработка методов их оптимизации [59].

Однако, поскольку маховик в УДМ выполнен совместно с валом, в математической модели будем использовать расчетную схему с жестким приведенным механическим звеном. В результате модель механической системы, составленную по методу аналогий (таблица 2.1), представим в виде уравнения

$$M_{\text{эм}} - M_{\text{с}} = J \frac{d\Omega}{dt}.$$

В первом приближении, модель одномассовой механической системы ЭП ЭМИО, представлена на рисунке 2.2.

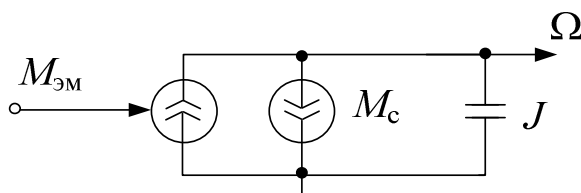


Рисунок 2.2 – Модель одномассовой механической системы  
ЭП ЭМИО

Рассмотрим более подробно состав модели.

Момент сопротивления относится к числу основных характеристик, так как оказывает постоянное возмущающее воздействие на динамику системы ориентации. Величина момента сопротивления нелинейно зависит от частоты вращения и содержит следующие составляющие:

$$M_c = M_T + M_{\text{аэр}} + M_{\text{п}} + M_{\text{в}}, \quad (2.1)$$

где  $M_T$  – момент трогания;

$M_{\text{аэр}}$  – аэродинамический момент;

$M_{\text{п}}$  – момент трения подшипников;

$M_{\text{в}}$  – момент от вихревых токов в обмотке статора.

Слагаемые формулы (2.1) зависят от ряда параметров: давления, температуры газовой среды в гермокамере и посадочного места УДМ, нагрузки на опоры, частоты вращения маховика. Кроме того, на значение момента сопротивления оказывает влияние изменение давления газовой среды в гермокамере, обусловленное газоотделением материалов и смазки за время эксплуатации.

Трение в шарикоподшипниковых опорах ротора двигателя представляет собой сложный физический процесс, обусловленный контактными и общими деформациями соприкасающихся тел, макро- и микрогеометрией поверхностей качения, свойствами смазки, сопротивлением потока смазки, окружающей рабочие элементы подшипника, и физическими

свойствами материалов контактирующих пар, поэтому момент трения может быть установлен только экспериментально.

Невозможность расчетного определения моментов трения приводит к необходимости ориентироваться на их экспериментальное определение.

Момент аэродинамического сопротивления вращению маховика зависит от формы, конструктивных параметров маховика и гермокамеры, физических параметров среды, частоты вращения.

Расчеты аэродинамической составляющей  $M_{\text{аэр}}$  базируются на многочисленных допущениях и упрощениях, используемых для решения конкретных и узких задач.

Индукционный момент сопротивления  $M_{\text{в}}$  обусловлен потерями в статоре от вихревых токов. В общем случае  $M_{\text{в}}$  зависит от параметров конструкции обмотки статора электродвигателя и магнитной индукции в воздушном зазоре, определяющих потери в статоре, а также от частоты вращения маховика и температуры обмотки.

Следует отметить, что на практике возможно только определение общего момента сопротивления вращению. О соотношении между  $M_{\text{п}}$ ,  $M_{\text{а}}$ ,  $M_{\text{в}}$  и удельном влиянии каждой из составляющих на общую величину момента сопротивления можно судить по характеру изменения общего момента сопротивления.

Учитывая сказанное выше и на основании использования экспериментальных данных, принято допущение о пропорциональности момента сопротивления частоте вращения. В качестве исходных данных о характере изменения момента сопротивления и его величине используются результаты измерений параметров двигателя УДМ-15-0,15 разработанного в ОАО «НПЦ «Полюс» и входящего в состав ЭМИО «Агат-15М»:

- максимальный электромагнитный момент  $M_{\text{эм макс}}=0,15 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ;
- максимальный кинетический момент  $H_{\text{макс}}=15 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$ ;

- максимальная угловая скорость  $\Omega_{\text{макс}} = \pm 628$  рад/с;
- момент инерции УДМ  $J = 0,02388$  кг·м<sup>2</sup>.

Модель составлена на функциональном уровне с использованием метода электромеханических аналогий. Управляющим воздействием здесь является электромагнитный момент двигателя, возмущающим воздействием – момент сопротивления. Регулируемыми переменными являются угловая скорость и перемещение. Данная модель позволяет исследовать работу ЭП ЭМИО с учетом конструктивных особенностей механической части.

Модель механических преобразований (рис. 2.3) описывается следующим уравнением:

$$M_d(t) = M_{эм}(t) - M_c(t),$$

где  $M_c(t) = \kappa_c \cdot H(t) + M_T \cdot \text{sign}(H(t))$ .

В свою очередь,  $\kappa_c$  – коэффициент пропорциональности по угловой скорости;  $M_T \cdot \text{sign}(H(t))$  – момент трогания.

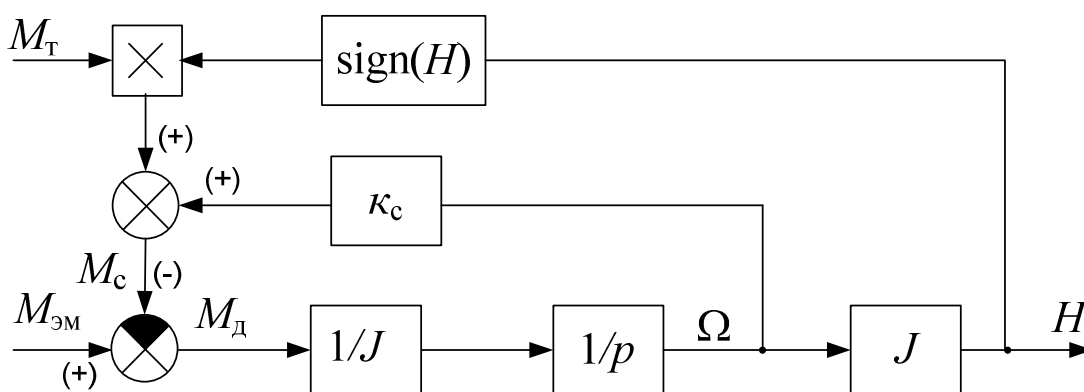


Рисунок 2.3 – Структура модели механических преобразований в двигателе

Большое многообразие электрических двигателей объединяют процессы преобразования энергии из механической в электрическую и обратно. Для описания имитационной модели ЭП ЭМИО используется

модель электромеханических преобразований, составленная для СДПМ на основе общего подхода и общепринятых допущений математического описания процессов в электромеханических преобразователях [31, 63].

При составлении модели электромеханических преобразований для СДПМ, дополнительно наряду с общими, был использован ряд допущений, позволяющих применить принцип суперпозиций к описанию магнитных полей от различных источников и обеспечить понимание основных закономерностей преобразования энергии в этой машине:

1 Для СДПМ характерны значительный воздушный зазор и низкая степень насыщения, поэтому используется модель без учета нелинейности магнитной цепи.

2 Магнито жесткий материал магнитопровода не подвергается размагничиванию.

3 Отсутствие насыщения делает все сосредоточенные электрические параметры независимыми от электрических переменных.

4 Реальные обмотки и постоянные магниты заменяются эквивалентными токовыми слоями, создающими требуемое значение и форму напряженности или магнитодвижущих сил магнитного поля в равномерном воздушном зазоре электрического двигателя.

5 Запасенная магнитная энергия, используемая для описания электрического двигателя, рассматривается лишь как энергия статического магнитного поля.

6 Постоянный магнит является идеальным источником напряженности магнитного поля и представляет собой бесконечно тонкую пластину.

7 Потери в стали отсутствуют.

Для упрощения аналитической трактовки уравнений СДПМ часто применяется преобразование к переменным, связанным с подвижной системой координат [1-5, 33, 75, 85, 95]. При этом широко используется промежуточное преобразование идеальной машины к двухфазной модели,

отражающей фундаментальные свойства синхронных электромеханических преобразователей.

Известны различные варианты преобразования координат. Чаще всего используется метод, инвариантный по амплитуде, так как он может напрямую применяться при цифровой реализации управления электромеханическим преобразователем.

Преобразование переменных  $z_{abc}$  из трехфазной неподвижной системы координат  $abc$  в подвижную систему  $d-q$ , обычно проводится в два этапа. Вначале трехфазная система преобразуется с помощью матрицы преобразования  $T_{32}$  в неподвижную двухфазную систему координат  $\alpha-\beta$ , что удобно при последующей реализации цифровых алгоритмов управления:

$$z_{abc} = \begin{bmatrix} z_a \\ z_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{32} z_{abc}$$

Далее следует преобразование из неподвижной двухфазной системы координат  $\alpha-\beta$  в подвижную систему  $d-q$ :

$$z_{dq} = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = T_\theta z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix}.$$

Физическая модель СДПМ приведена на рисунке 2.4, где статор такой же, как в трехфазных машинах переменного тока, а на роторе располагаются постоянные магниты.

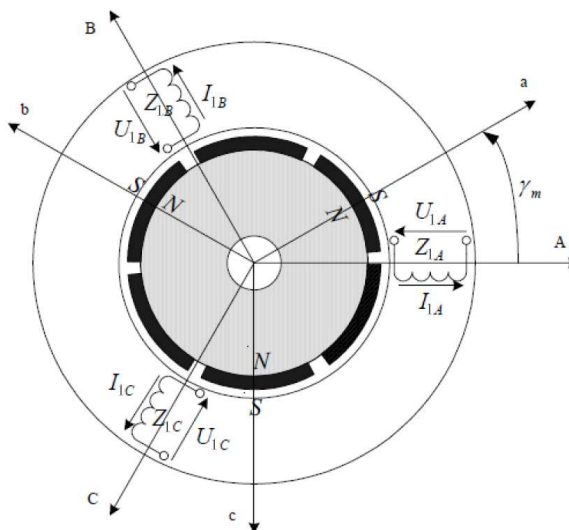


Рисунок 2.4 – Физическая модель СДПМ

С учетом приведенных выше допущений, уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора в неподвижной системе координат, базирующейся на втором законе Кирхгофа (ротор не имеет обмоток) запишутся в виде:

$$\vec{u}_1 = R_1 \cdot \vec{i}_1 + \frac{d\vec{\psi}_1}{dt},$$

где  $\vec{u}_1$  – вектор фазного напряжения статора;  $\vec{i}_1$  – вектор фазного тока статора;  $\vec{\psi}_1$  – вектор фазного потокосцепления статора.

На пути упрощения математического описания СДПМ и вообще машин переменного тока эффективным является метод пространственного вектора.

Суть метода сводится к тому, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Трехфазные уравнения синхронного двигателя чаще всего сводятся к двухфазной системе, у которой две фазы сдвинуты на 90 градусов, как показано на рисунке 2.5.

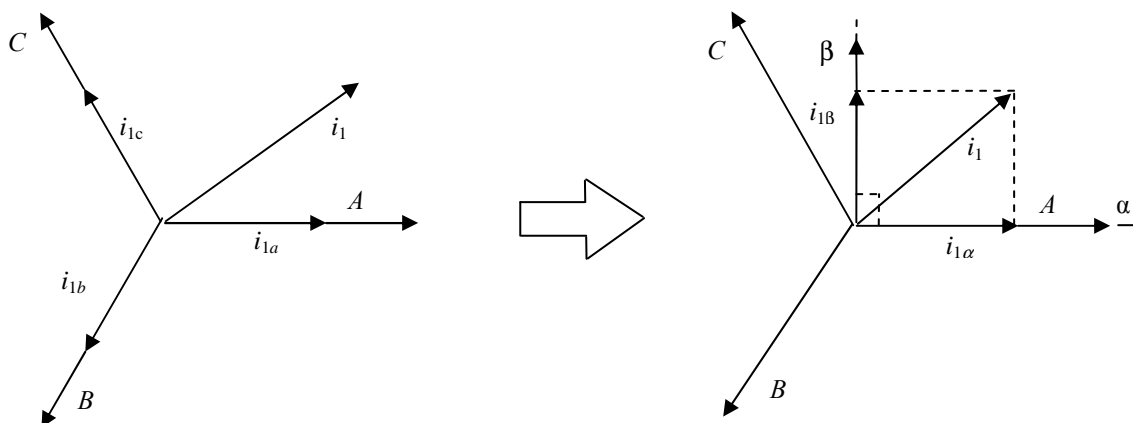


Рисунок 2.5 – Преобразование координат Кларка

Используя преобразование координат Кларка составляющие вектора тока будут определяться следующими зависимостями:

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = \frac{2}{3}i_{1a} - \frac{1}{3}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{1\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{10} = \frac{2}{3}(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}), \end{cases}$$

где  $i_a, i_b, i_c$  – фазные токи обмотки статора в системе координат  $abc$ .

Тогда уравнения, описывающие СДПМ в системе координат  $\alpha$ - $\beta$ , могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + L_1 \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \omega \cdot \psi_{2\beta}; \\ U_{1\beta} = R_1 \cdot i_{1\beta} + L_1 \frac{di_{1\beta}}{dt} - \omega \cdot \psi_{2\alpha}; \\ M_{эм} = \frac{3}{2} z_{п} (\psi_{1\alpha} \cdot i_{1\beta} - \psi_{1\beta} \cdot i_{1\alpha}), \end{cases} \quad (2.2)$$

где  $\psi_{2\alpha} = \psi_2 \cdot \cos \omega t$ ;  $\psi_{2\beta} = \psi_2 \cdot \sin \omega t$ ;  $\psi_{1\alpha} = L_1 \cdot i_{1\alpha} + \psi_{2\alpha}$ ;  $\psi_{1\beta} = L_1 \cdot i_{1\beta} + \psi_{2\beta}$ ;  
 $U_{1\alpha}, U_{1\beta}, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}$  – составляющие векторов напряжений, токов, потокосцеплений по осям  $\alpha$  и  $\beta$ .



Поскольку рассматривается двухфазный СДПМ, в этом случае

$$i_{1\alpha} = i_{\phi 1};$$

$$i_{1\beta} = i_{\phi 2}.$$

В соответствии с системой уравнений (2.2) на рисунке 2.6 приведена схема замещения двухфазного СДПМ.

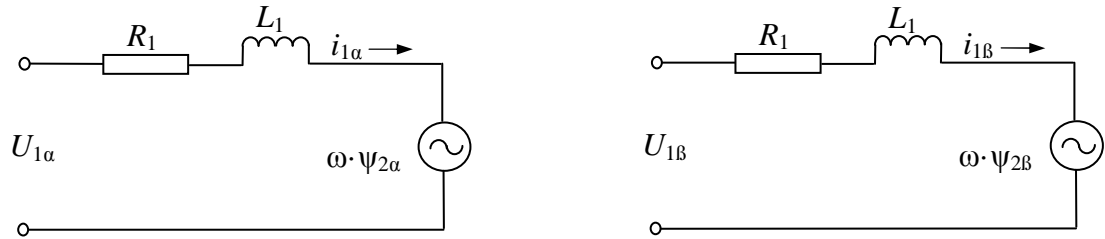


Рисунок 2.6 – Схема замещения двухфазного СДПМ

Запишем систему уравнений для двухфазного СДПМ в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$

$$\begin{cases} L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + R_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + c_{\alpha} \cdot \Phi_{\delta} \cdot \sin \omega t = U_{\alpha} - \Delta U_{\alpha}; \\ L_{\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + R_{\beta} \cdot i_{\beta} + c_{\beta} \cdot \Phi_{\delta} \cdot \sin \omega t = U_{\beta} - \Delta U_{\beta}; \\ J \frac{d\Omega}{dt} + M_c = c_m \cdot \Phi_{\delta} (i_{\alpha} \cdot \sin \omega t + i_{\beta} \cdot \cos \omega t), \end{cases}$$

где  $L_{\alpha}$ ,  $L_{\beta}$  – индуктивность фаз;  $R_{\alpha}$ ,  $R_{\beta}$  – активное сопротивление фаз;  $U_{\alpha}$ ,  $U_{\beta}$  – фазные напряжения;  $\Delta U_{\alpha}$ ,  $\Delta U_{\beta}$  – падение напряжения на транзисторах инвертора;  $c_{\alpha}$ ,  $c_{\beta}$  – коэффициенты пропорциональности по напряжению фаз;  $c_m$  – коэффициент пропорциональности по моменту.

Модель электромеханических преобразований в неподвижной системе координат  $\alpha$ - $\beta$  (рис. 2.7) построена на функциональном уровне с реализацией математических операций, описывающих процесс электромеханических преобразований:

$$\begin{cases} M_{эм}(t) = \Phi_{\delta} \cdot i_{\phi 1}(t) \cdot \sin \varphi(t) + \Phi_{\delta} \cdot i_{\phi 2}(t) \cdot \cos \varphi(t); \\ e_{\phi 1}(t) = \Phi_{\delta} \cdot \omega(t) \cdot \sin \varphi(t); \\ e_{\phi 2}(t) = \Phi_{\delta} \cdot \omega(t) \cdot \cos \varphi(t), \end{cases} \quad (2.3),$$

где  $\varphi(t)$  – угловое положение ротора двигателя;  $e_{\phi 1}(t)$ ,  $e_{\phi 2}(t)$  – ЭДС вращения обмоток двигателя.

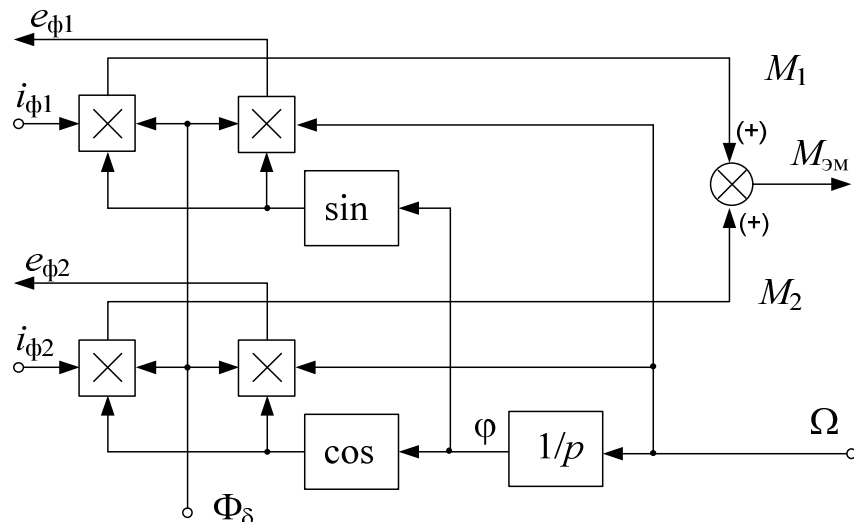


Рисунок 2.7– Структура модели электромеханических преобразований в двигателе

ЭДС в обмотках двигателя имитируются управляемыми источниками напряжения  $e_{\phi 1}$ ,  $e_{\phi 2}$ , выходной сигнал которых пропорционален угловой скорости в функции углового положения ротора СДПМ, электромагнитный момент равен сумме электромагнитных моментов обмоток двигателя, которые имитируются управляемыми источниками тока  $M_1$ ,  $M_2$ , чей выходной сигнал пропорционален току соответствующих обмоток двигателя в функции их углового положения относительно ротора.

Модель силовой электрической цепи ЭП ЭМИО (рис. 2.8) на базе двухфазного СДПМ включает в себя по каждой фазе один однофазный мостовой инвертор напряжения, сопротивление  $R_{\phi}$ , индуктивность  $L_{\phi}$  и ЭДС

$e_\phi$  обмоток двигателя. В качестве ключей в плечах инвертора используются модели стандартных компонентов: МОП-транзисторов и диодов с заданными параметрами. Поскольку модель реализована на компонентном уровне, это позволяет исследовать режимы работы любого элемента в силовой электрической цепи [58, 60, 97].

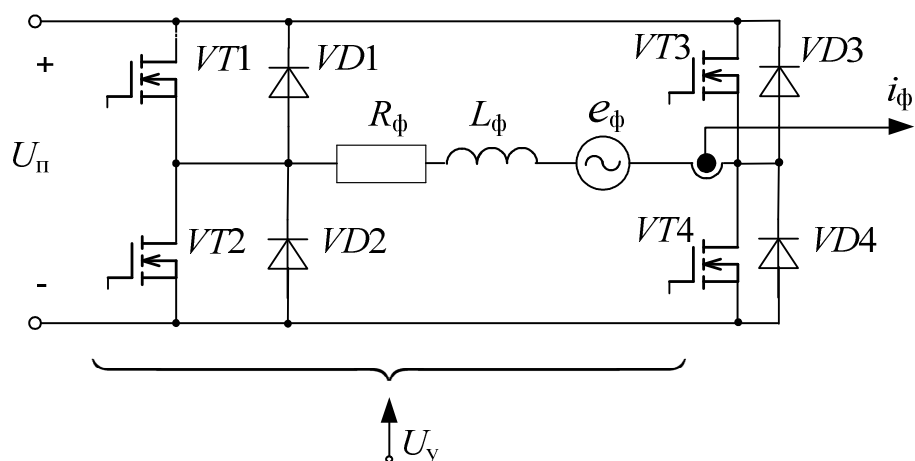


Рисунок 2.8 – Структура модели силовой электрической цепи

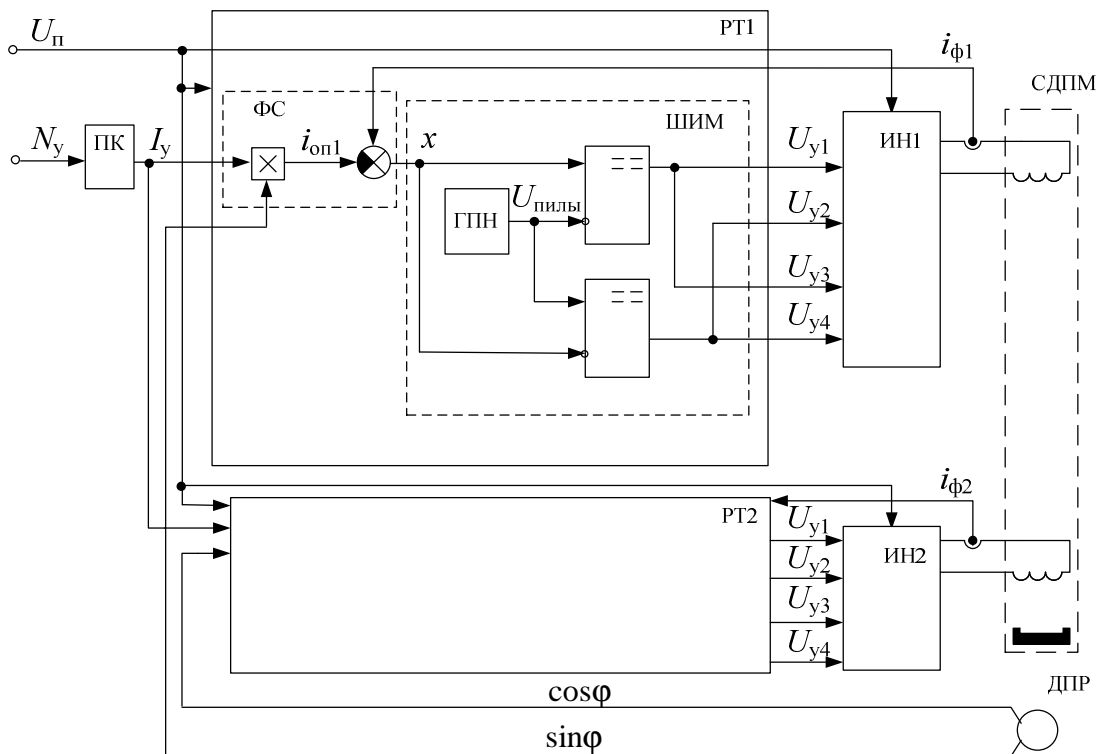
Структура имитационной модели ЭП ЭМИО приведена на рисунке 2.9. Информационная часть ЭП ЭМИО проектируется для выполнения следующих функций:

- 1 Обработка входного цифрового сигнала и преобразование его в сигнал задания;
- 2 Измерение параметров системы, несущих информацию о величине и форме тока в обмотках двигателя, угловой скорости, углом положения ротора, управляющем моменте;
- 3 Преобразование входных задающих сигналов и измеренных возмущающих переменных в управляющее воздействие для силовой части.

Для выполнения основных функций по обработке сигналов регуляторы тока включают следующие элементы: генераторы пилообразного напряжения, формователи управляющих сигналов, реализованные с

помощью элементов сравнения (компараторов) и аналоговых перемножителей, каскады фильтров, цифроаналоговые преобразователи. Регулятор тока в реальной системе это сложный узел, состоящий из большого количества компонентов.

Очевидно, что на начальном этапе для разработки стратегии управления нет необходимости в модели, включающей в себя множество реальных компонентов. Поэтому большинство компонентов регуляторов тока РТ1, РТ2, реализующих частотно-токовый способ управления силовыми ключами инверторов ИН1, ИН2, в модели представлены на функциональном уровне. Согласование сигналов управления ключами инверторов осуществляется с помощью источников напряжения и тока, управляемых напряжением и источников напряжения, управляемых током. Формирователи управляющих сигналов (ФС) реализованы на функциональном уровне с помощью элементов сравнения и перемножения. Генераторы пилообразного двухполярного напряжения (ГПН) реализованы с помощью источников сигналов специальной формы с заданными параметрами. Компараторы в регуляторах тока, осуществляющие функцию двухполярного двухстороннего ШИМ, реализованы элементами сравнения. Для обеспечения необходимой степени достоверности к моделям идеализированных компонентов добавлены звенья, имитирующие задержки распространения сигналов по цепям управления, введены компоненты учитывающие паразитные параметры цепей ( $L_{\text{пар}}$ ,  $C_{\text{пар}}$ ,  $R_{\text{пров}}$ ). Рисунок 2.9 дает представление об основных компонентах регуляторов тока.



$i_{оп1}(t)$ ,  $i_{оп2}(t)$  - опорный ток;  $x(t)$  - сигнал ошибки по току;  $U_{пилы}(t)$  - пилообразное напряжение.

Рисунок 2.9 – Структура имитационной модели ЭП ЭМИО с регулятором тока реализующим частотно-токовый способ управления

Использование моделей, структура которых представлена на рисунках 2.1 – 2.4, 2.7 – 2.9, позволяет описать поведение ЭП ЭМИО на базе СДПМ в реальных электрических и механических координатах и определить наиболее эффективные стратегии управления, систем рассматриваемого класса [46]. Для быстрого и удобного решения задачи исследования использован разумный компромисс между двумя противоречивыми факторами: стремлением отразить все свойства замкнутой системы регулирования, ее элементов и степенью сложности математического описания.

#### 2.4 Результаты моделирования

На рисунках 2.10 – 2.16 приведены результаты моделирования ЭП ЭМИО «Агат-15М». При синтезе регулятора тока, реализующего частотно-

токовый способ управления силовыми ключами инвертора, использовались типовые решения. На этапе моделирования, для удобства синтеза, регулятор тока ЭП ЭМИО «Агат-15М» выполнен частично на компонентном уровне на операционных усилителях с навесными элементами, номиналы которых определены методом направленного перебора с оценкой качества переходных характеристик [56].

При моделировании использованы параметры ЭП ЭМИО «Агат-15М»:

- диапазон изменения электромагнитного момента  $M_{эм}$  от минус 0,15 до +0,15 Н·м;
- диапазон изменения кинетического момента  $H$  от минус 15 до +15 Н·м·с;
- момент инерции вращающихся частей УДМ  $J=0,02388\pm 0,00024$  кг·м<sup>2</sup>;
- момент сопротивления УДМ при максимальном кинетическом моменте  $M_{смакс.}$  не более 0,017 Н·м;
- момент сопротивления УДМ при минимальном кинетическом моменте  $M_{смин.}$  не более 0,0033 Н·м;
- момент трогания  $M_T=0,0025$  Н·м;
- индуктивность фаз  $L_{\phi 1}, L_{\phi 2}$  0,299 мГн;
- активное сопротивление фаз  $R_{\phi 1}, R_{\phi 2}$  0,3 Ом;
- магнитный поток  $\Phi_{\delta} = 0,95 \cdot 10^{-4}$  Вб;
- число пар полюсов СДПМ  $z_{п} = 4$ .

На рисунке 2.10 приведены диаграммы сигналов ошибки  $x(t)$ , пилообразного напряжения ШИМ  $U_{пилы}(t)$ , управления ключевыми элементами инвертора  $U_{y1}(t)$ ,  $U_{y2}(t)$ ,  $U_{y3}(t)$ ,  $U_{y4}(t)$ , напряжения на диагонали инвертора  $U_d(t)$ , тока первой фазы  $i_{\phi 1}(t)$ .

На рисунке 2.11 приведены диаграммы изменения токов первой и второй фазы двигателя в режиме разгона при максимальном значении управляющего воздействия. Видно, что пульсации фазных токов обуславливают пульсации электромагнитного (рис. 2.12), а, следовательно, динамического момента (рис. 2.14).

Рассматривался вариант разгона двигателя до частоты вращения 175 об/мин (что соответствует кинетическому моменту  $H=0,43$  Н·м·с) и последующего торможения. Анализ изменения электромагнитного момента от времени при максимальном значении управляющего воздействия (рис. 2.12) показывает, что отклонение электромагнитного момента от заданного значения в установившемся режиме  $\delta_{эм}$ , рассчитанное следующим образом:

$$\delta_{эм} = \left| \frac{M_{зад} - M_{эм}}{M_{зад}} \right| 100\% \quad (2.4)$$

достигает 12 %. При этом отклонение динамического момента от заданного выше, чем отклонение электромагнитного момента на величину момента сопротивления и составляет более 12 % (рис. 2.14), поскольку при увеличении частоты вращения увеличивается момент сопротивления (рис. 2.15).

На рисунке 2.13 представлен переходный процесс электромагнитного момента при пуске с максимальным управляющим воздействием. Из представленного рисунка видно, что время переходного процесса разработанной имитационной модели ЭП ЭМИО составляет 0,6 мс, присутствует перерегулирование  $\Delta M_{эм}=17$  %.

Кроме того при увеличении частоты вращения увеличивается частота и амплитуда ЭДС вращения в соответствии с выражением 2.3 (рис. 2.16). Что учтено в имитационной модели.

Адекватность модели подтверждается результатами экспериментального исследования ЭП ЭМИО «Агат-15М» в главе 4.

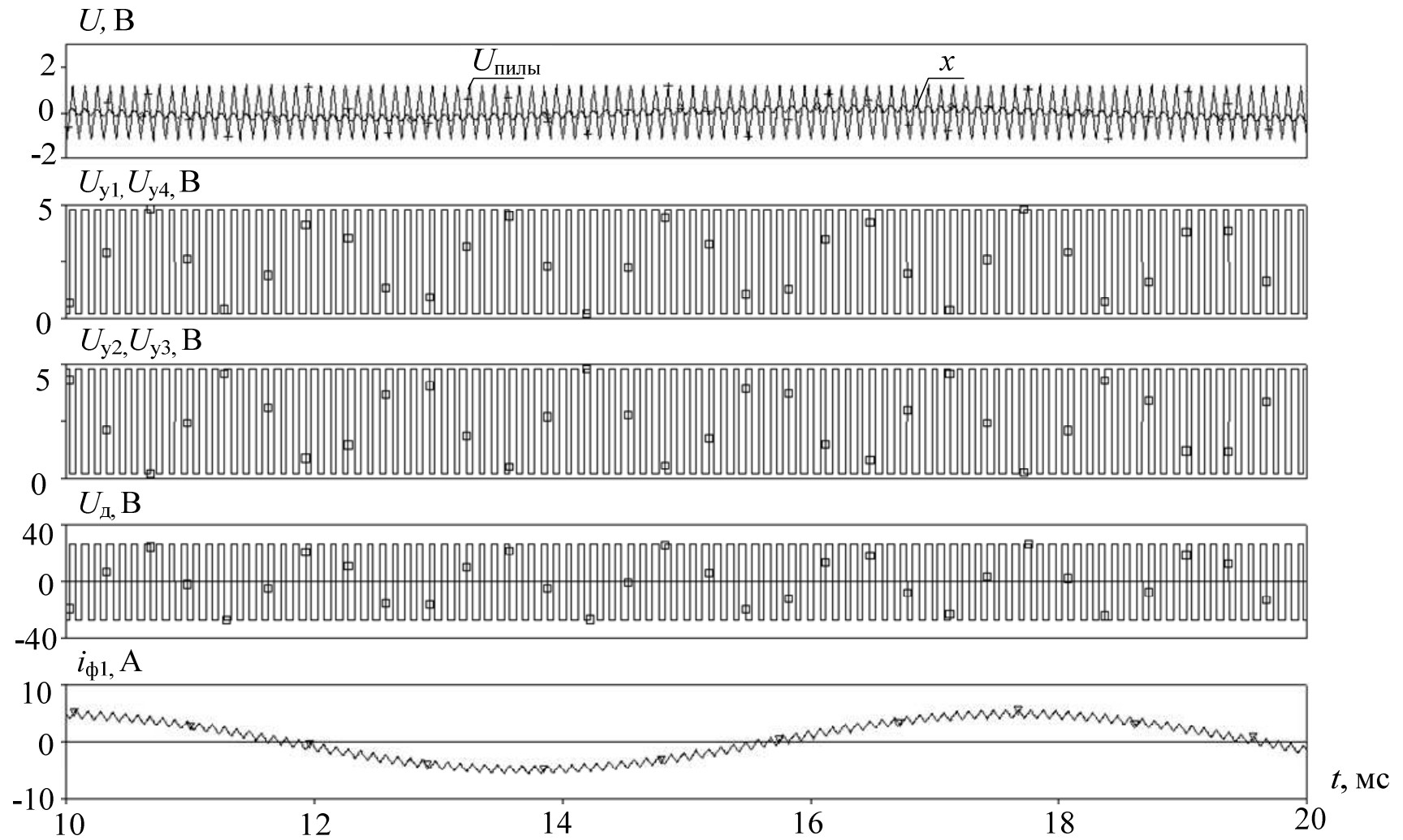


Рисунок 2.10 – Диаграммы сигналов  $U_{\text{пилы}}(t)$ ,  $x(t)$ ,  $U_{y1}(t)$ ,  $U_{y2}(t)$ ,  $U_{y3}(t)$ ,  $U_{y4}(t)$ ,  $U_{\text{д}}(t)$ ,  $i_{\phi 1}(t)$   
при максимальном управляющем воздействии



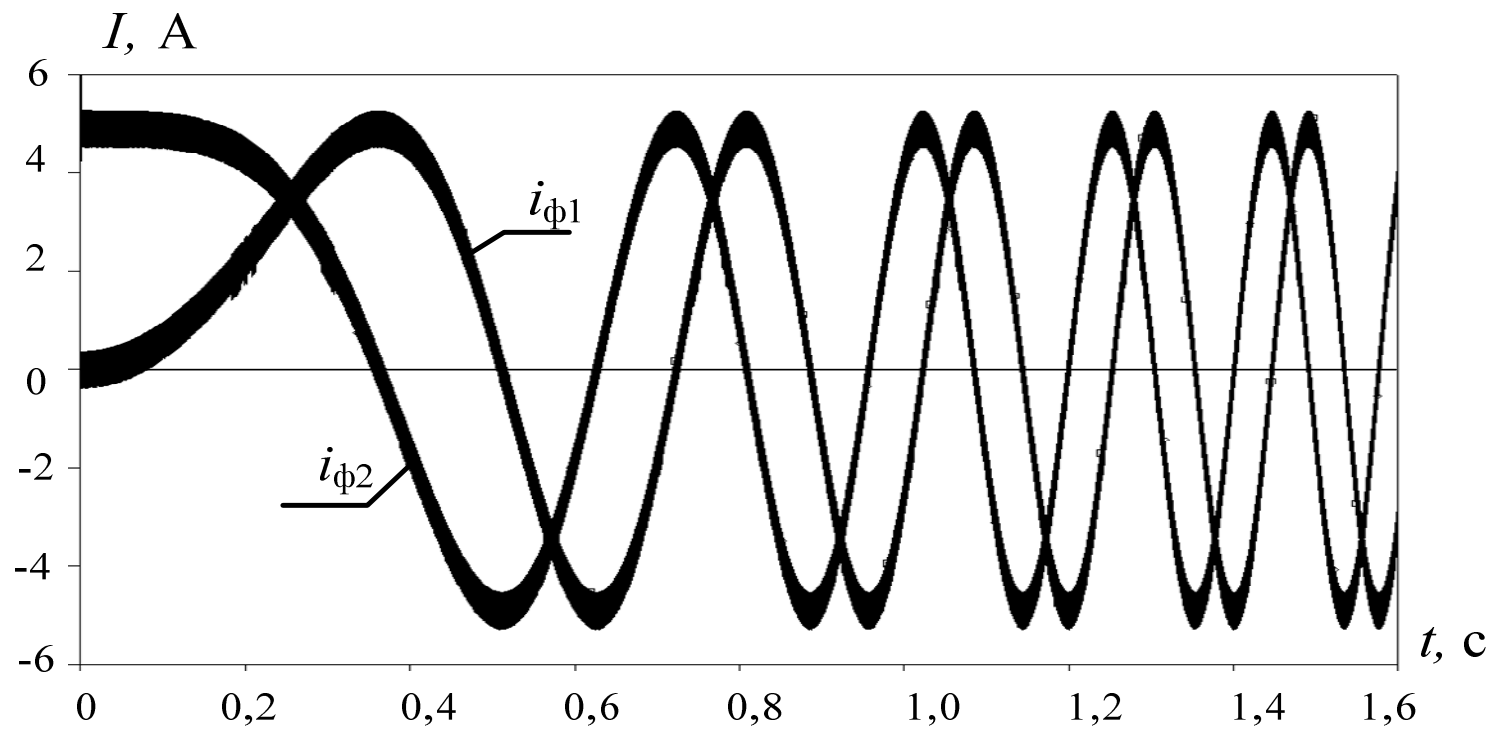


Рисунок 2.11 – Изменение токов первой и второй фазы двигателя в режиме разгона при максимальном управляющем воздействии

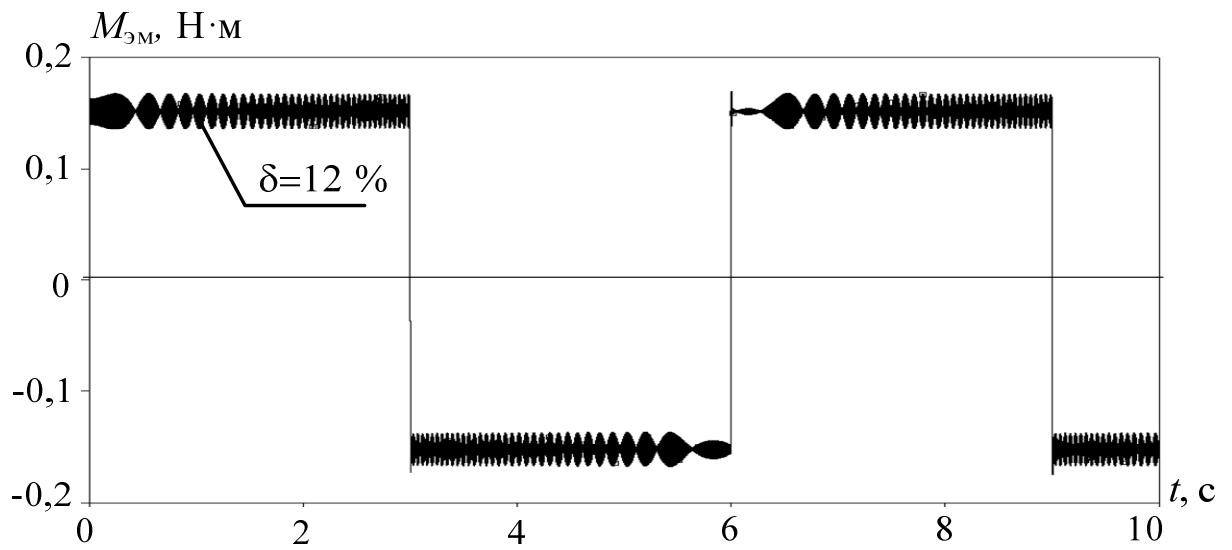


Рисунок 2.12 – Изменение электромагнитного момента при смене знака управляющего воздействия

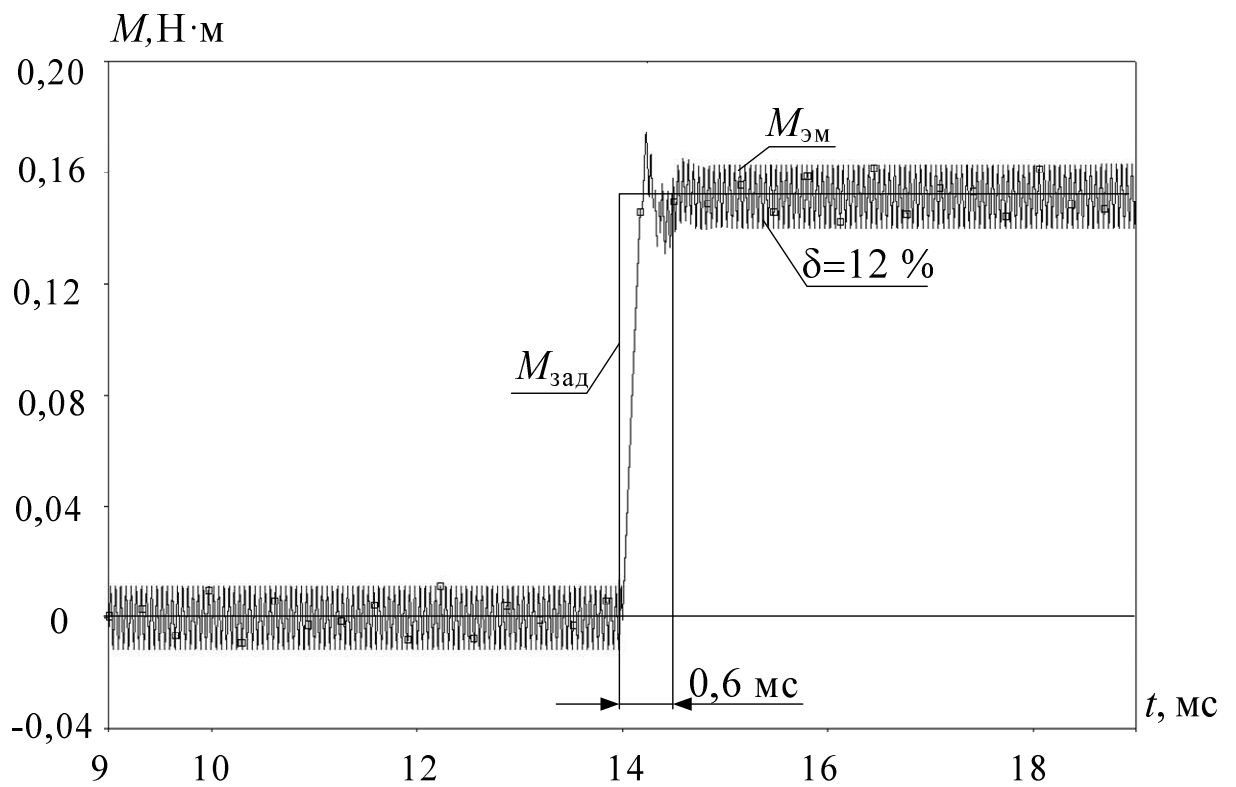


Рисунок 2.13 – Переходный процесс электромагнитного момента при пуске с максимальным управляющим воздействием

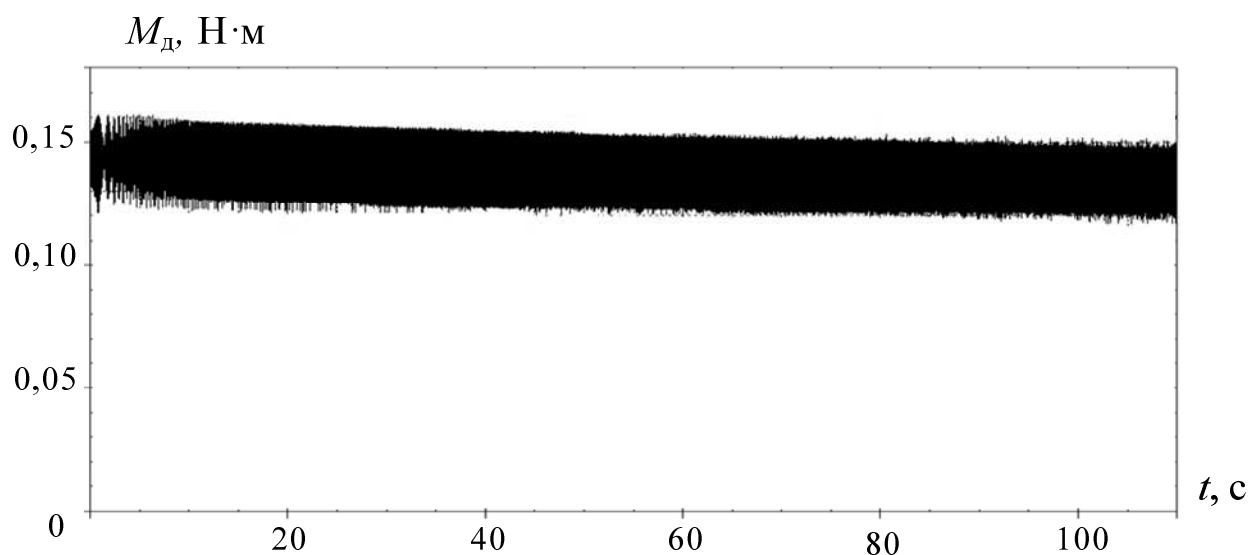


Рисунок 2.14 – Изменение динамического момента при разгоне двигателя с максимальным управляющим воздействием от нулевой до максимальной частоты вращения

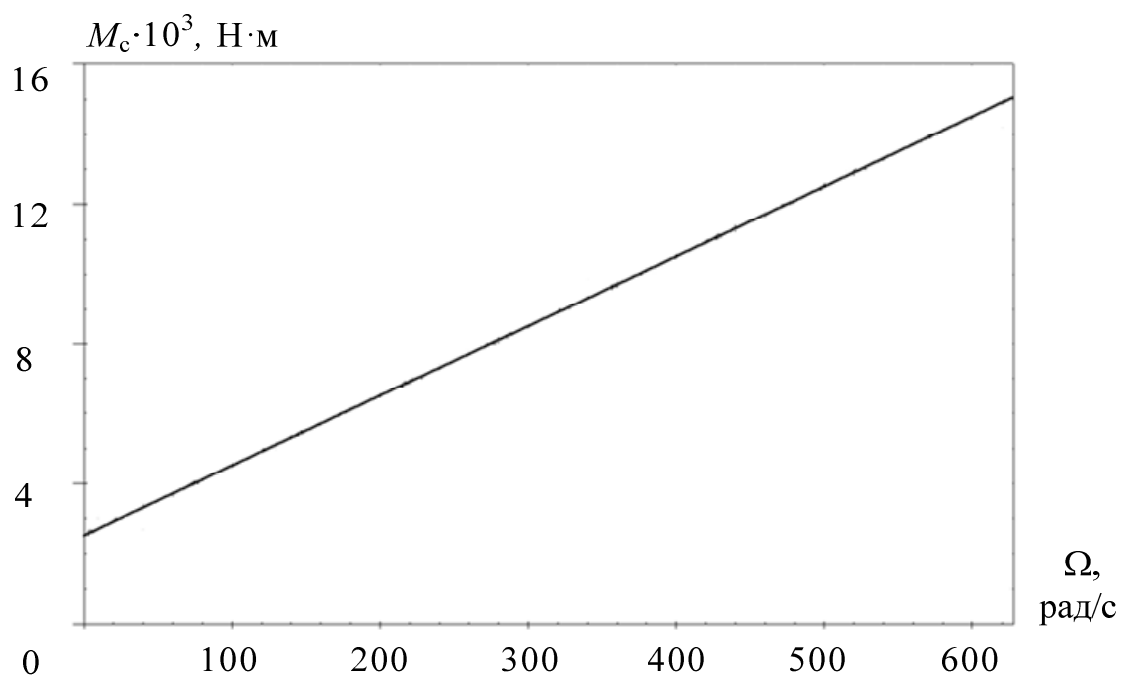


Рисунок 2.15 – Зависимость момента сопротивления от угловой скорости

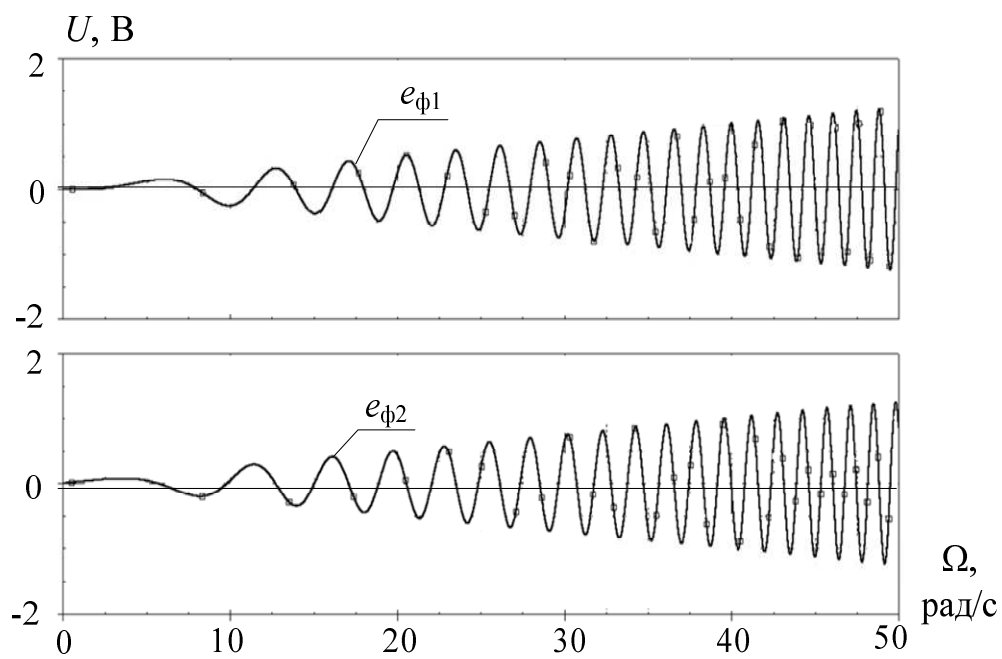


Рисунок 2.16 – Зависимость ЭДС фаз СДПМ от угловой скорости

## 2.5 Выводы

1 В диссертации для моделирования исследуемого ЭП ЭМИО как на функциональном, так и компонентном уровне используется пакет OrCAD 9, который объединяет в себе возможности анализа, синтеза, расчета и конструирования электронных схем, обладая при этом обширной библиотекой.

2 Метод электромеханических аналогий, основанный на том, что компонентные и топологические уравнения в системах различной физической природы отражают разные физические свойства, но имеют одинаковый формализованный вид, особенно удобен при анализе систем, состоящих из физически разнородных подсистем и позволяет исследовать механические системы на компонентном уровне, что дает возможность более наглядно учитывать влияние отдельных параметров на характеристики системы. При этом моделирование отдельных узлов может производиться на функциональном (формированием передаточных функций) и на компонентном (использованием электромеханических аналогий) уровне.

3 Разработанная имитационная модель позволяет описать поведение ЭП ЭМИО на базе СДПМ в реальных электрических и механических координатах и определить наиболее эффективные стратегии управления. Для быстрого и удобного решения задачи исследования использован разумный компромисс между двумя противоречивыми факторами: стремлением отразить все свойства замкнутой системы регулирования, ее элементов и степенью сложности математического описания.

4 Погрешность реализации управляющего динамического момента, полученная в результате моделирования ЭМИО «Агат-15М» с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, составляет 12 % при максимальном

управляющем воздействии, в зоне малых (менее 10 % от максимального) управляющих воздействий эта погрешность пропорционально возрастает. Поэтому актуальной задачей является разработка высокоточных регуляторов ЭП ЭМИО системы ориентации и стабилизации КА.

### ГЛАВА 3

## СИНТЕЗ ВЫСОКОТОЧНОГО РЕГУЛЯТОРА ЭП ЭМИО ПО УСЛОВИЮ НУЛЕВОЙ ОШИБКИ

Заметно повысить качество частотно-токового регулирования можно с помощью алгоритмов оптимального прогнозирующего управления, которые находят все более широкое применение в связи с активным развитием силовой электроники и микропроцессорной техники. Управление с прогнозированием это управление, при котором управляющие воздействия вырабатываются на основе как текущих, так и ожидаемых в будущем значений координат системы управления. Сущность таких алгоритмов заключается в прогнозировании результатов управления на некотором малом временном интервале (интервале управления) и определении оптимальной управляющей последовательности, наилучшим образом удовлетворяющей задаче управления. Подобные стратегии управления предполагают наличие математической модели объекта управления, определяющей векторы переменных состояния и возмущений, а также состав управляющих воздействий и их возможные (физически реализуемые) значения. Состав независимых координат, управляемых в рамках прогнозирующей стратегии управления, определяется на основе анализа модели [98, 112].

Поскольку система управления ЭП ЭМИО содержит в своем составе силовые полупроводниковые преобразовательные устройства ее можно отнести к классу дискретных систем регулирования с нелинейной импульсной частью. К ним относят в первую очередь дискретные системы с широтно-импульсной и частотно-импульсной модуляцией, системы с управляемым выпрямителем, системы с цифровыми регуляторами, системы с переменной структурой, а также другие. Этот класс обладает рядом общих свойств, рассматривается с единых позиций и исследуется одинаковыми методами [67, 73, 82, 86, 87, 119, 120].

### 3.1 Следящий регулятор тока с управлением по условию нулевой ошибки

Рассмотрим схему регулятора тока, включающего энергетический канал, состоящий из нелинейной импульсной части и непрерывной части, и канал управления (рис. 3.1).

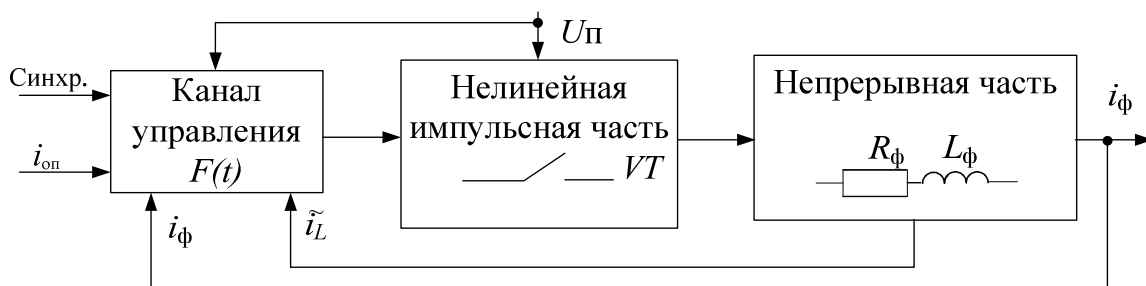


Рисунок 3.1 – Схема регулятора тока

В этой схеме управление основано на изменениях структуры системы, которые определяют динамические процессы.

Динамические процессы в системе тесно связаны с накоплением и передачей энергии, поэтому процессы формирования управляющих воздействий необходимо рассматривать совместно с процессами преобразования энергии [6, 20, 23, 36, 37, 55, 83, 84, 91, 92, 100, 101, 102].

Рассмотрим процедуру синтеза управления следящего регулятора тока по условию нулевой ошибки. Ток силовой цепи  $i_\phi(t)$  представим в виде двух составляющих:

$$i_\phi(t) = i_{cr}(t) + \tilde{i}_L(t),$$

где  $i_{cr}(t)$  – сглаженная составляющая тока силовой цепи, которая должна повторять опорный ток  $i_{оп}(t)$ ;  $\tilde{i}_L(t)$  – пульсирующая составляющая тока силовой цепи, обусловленная импульсной модуляцией.



Если выполняется условие

$$i_{\text{cr}}(t) - i_{\text{он}}(t) = 0, \quad (3.1)$$

ток  $\tilde{i}_L(t)$  представляет собой переменный ток треугольной формы с нулевой постоянной составляющей и амплитудой равной половине приращения тока фазной обмотки.

Условие (3.1) выполняется, если в качестве сигнала развертки  $Y_p(t)$  в законе управления использовать прогнозируемое значение пульсирующей составляющей тока силовой цепи  $\tilde{i}_L(t)$  на интервале после коммутации ключа, так чтобы в момент коммутации импульсного элемента регулятора выполнялось условие:

$$Y_p(t_k) = -\tilde{i}_L(t_k).$$

Таким образом, для ШИМ заднего фронта получаем закон управления вида:

$$F(t) = x(t) + Y_p(t); \quad (3.2)$$

$$VT = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq t_k; \\ 0 & \text{при } t_k \leq t \leq T, \end{cases}$$

где  $t_k$  – момент коммутации, определяется наименьшим положительным корнем уравнения  $F(t) = 0$ ;  $x(t) = i_{\phi}(t) - i_{\text{он}}(t)$ ;  $VT = 1$  – силовой ключ открыт,  $VT = 0$  – силовой ключ закрыт.

При односторонней широтно-импульсной модуляции заднего фронта импульса прогноз значения сигнала ошибки по току основан на том, что в установившемся режиме работы ее значение в момент коммутации равно половине приращения тока фазной обмотки, так как среднее за период модуляции значение сигнала  $i_{\phi}(t)$  равно нулю. Поэтому сигнал развертки формируется в соответствии с выражением

$$Y_p(t) = -\frac{1}{2L_{\phi}} \int_t^T U_{L\phi}(t) dt, \quad (3.3),$$

где  $U_{L\phi}$  – напряжение на индуктивности силовой цепи на интервале после коммутации ключа;  $T$  – длительность периода модуляции;  $t \in (0, T)$ .

Если период модуляции много меньше периода формируемого тока силовой цепи  $T_\phi$ , а напряжение на индуктивности в схеме меняется незначительно, принимаем  $U_{L\phi}(t)$  постоянным и равным текущему значению. Тогда уравнение (3.3) приводится к виду

$$Y_p(t) = \frac{-U_{L\phi}}{2L_\phi} T \left(1 - \frac{t}{T}\right) \quad (3.4)$$

и в схеме, представленной на рисунке 3.1 реализуется регулирование тока с нулевой ошибкой.

### 3.2 Управление ЭП ЭМИО с прогнозированием приращения тока в силовой цепи

Рассмотрим реализацию предложенного способа в ЭП при различных видах модуляции.

3.2.1 При широтно-импульсной модуляции переднего фронта импульса, где  $U_{L\phi} = U_\Pi - e_\phi - i_\phi \cdot R_\phi$ ,  $e_\phi = \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega$  – ЭДС, наводимая в фазной обмотке;  $\kappa_\phi, \kappa_d$  – коэффициенты пропорциональности, закон управления (3.2) с учетом (3.4) принимает вид:

$$\begin{aligned} F_+(t) &= x(t) + Y_{p+}(t); \\ Y_{p+}(t) &= \frac{(1-t_c)T(U_\Pi - \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{2L_\phi}; \\ V_1 &= \begin{cases} 0 & \text{при } t_c = 0; \\ 1 & \text{при } F_+(t) < 0; \end{cases} \\ V_2 &= \begin{cases} 0 & \text{при } t_c = 0; \\ 1 & \text{при } F_+(t) > 0, \end{cases} \end{aligned} \quad (3.5)$$

где  $F_+(t)$  – управляющий сигнал для включения напряжения питания положительной и отрицательной полярности;  $Y_{p+}(t)$  – сигнал развертки для  $F_+(t)$ ;  $V_1, V_2$  – широтно-модулированные управляющие сигналы

положительной и отрицательной полярности;  $t_c = \left\{ \frac{t}{T} \right\}$  – пилообразный сигнал синхронизации ( $\{ \}$  – дробная часть числа).

3.2.2 При широтно-импульсной модуляции заднего фронта импульса, когда  $U_{L\phi} = -e_\phi - i_\phi \cdot R_\phi = -\kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi$ , закон управления (3.2) с учетом (3.4) принимает вид:

$$\begin{aligned}
 F_0(t) &= x(t) + Y_{p0}(t); \\
 Y_{p0}(t) &= \frac{(1-t_c)T(-\kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{2L_\phi}; \\
 V_1 &= \begin{cases} 1 & \text{при } t_c = 0 \text{ и } F_0(t) < 0; \\ 0 & \text{при } F_0(t) > 0; \end{cases} \\
 V_2 &= \begin{cases} 1 & \text{при } t_c = 0 \text{ и } F_0(t) > 0; \\ 0 & \text{при } F_0(t) < 0, \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

где  $F_0(t)$  – сигнал для отключения напряжения питания положительной и отрицательной полярности;  $Y_{p0}(t)$  – сигналы развертки для  $F_0(t)$ .

3.2.3 В ЭП ЭМИО с двухсторонней модуляцией для управления по прогнозируемому приращению тока в силовой цепи необходимо отдельно формировать две последовательности управляющих сигналов. Для включения и отключения напряжения питания на входе непрерывной части системы, при этом для прогнозирования пульсирующей составляющей тока непрерывной части достаточно определить его приращение для режимов после коммутации ключевого элемента.

При двухсторонней широтно-импульсной модуляции прогноз значения сигнала ошибки по току основан на том, что в установившемся режиме работы ее значения дважды за период модуляции меняют полярность. Смена полярности происходит через равные промежутки времени, так как среднее значение этой составляющей за период модуляции равно нулю. Если моменты синхронизации совместить с моментами смены полярности сигнала

ошибки от включения напряжения питания, для двухсторонней широтно-импульсной модуляции закон управления (3.2) принимает вид:

$$\begin{aligned} F_+(t) &= x(t) + Y_{p+}(t); \\ F_-(t) &= x(t) + Y_{p-}(t); \\ F_0(t) &= x(t) + Y_{p0}(t); \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$Y_{p\pm}(t) = \frac{1}{L_\Phi} \int_{t_c}^T U_{L\Phi}(t) dt;$$

$$Y_{p0}(t) = \frac{1}{L_\Phi} \int_{t_{c0}}^T U_{L\Phi}(t) dt,$$

где  $t_{c0} = \left\{ (t + 0,5T) / T \right\}$  – второй сигнал синхронизации, сдвинутый на полпериода модуляции относительно сигнала  $t_c$ .

Пренебрегая падением напряжения на импульсных элементах и считая изменение  $U_{L\Phi}(t)$  на интервале модуляции незначительным получим:

$$\begin{aligned} Y_{p+}(t) &= \frac{(1-t_c)T(U_{\text{п}} - \kappa_\Phi \cdot \kappa_{\text{д}} \cdot \omega - i_\Phi \cdot R_\Phi)}{L_\Phi}; \\ Y_{p-}(t) &= \frac{(1-t_c)T(-U_{\text{п}} - \kappa_\Phi \cdot \kappa_{\text{д}} \cdot \omega - i_\Phi \cdot R_\Phi)}{L_\Phi}; \\ Y_{p0}(t) &= \frac{(1-t_{c0})T(-\kappa_\Phi \cdot \kappa_{\text{д}} \cdot \omega - i_\Phi \cdot R_\Phi)}{L_\Phi}; \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$V_1 = \begin{cases} 0 & \text{при } F_0(t) > 0; \\ 1 & \text{при } F_+(t) < 0; \end{cases}$$

$$V_2 = \begin{cases} 0 & \text{при } F_0(t) < 0; \\ 1 & \text{при } F_-(t) > 0. \end{cases}$$

Управление электромагнитным моментом ЭП с мостовым инвертором с четырьмя ключевыми элементами, шунтированными обратными диодами, в режимах потребления и рекуперации энергии осуществляют переключением ключевых элементов в соответствии с логическими выражениями:

$$\begin{aligned}
 U_{y1} &= V_1 I_{\text{оп(лог)}}; \\
 U_{y2} &= V_2 I_{\text{оп(лог)}}; \\
 U_{y3} &= \overline{V_1} I_{\text{оп(лог)}}; \\
 U_{y4} &= \overline{V_2} I_{\text{оп(лог)}},
 \end{aligned}$$

где  $I_{\text{оп(лог)}}$  – логический сигнал полярности опорного тока фазной обмотки.

3.2.4 На рисунке 3.2 приведена схема блока формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора  $V_1$  и  $V_2$ , осуществляющего модуляцию переднего фронта импульса, который состоит из: двух формирователей логического сигнала, двух логических элементов 2И и двух  $RS$ -триггеров Т1, Т2.

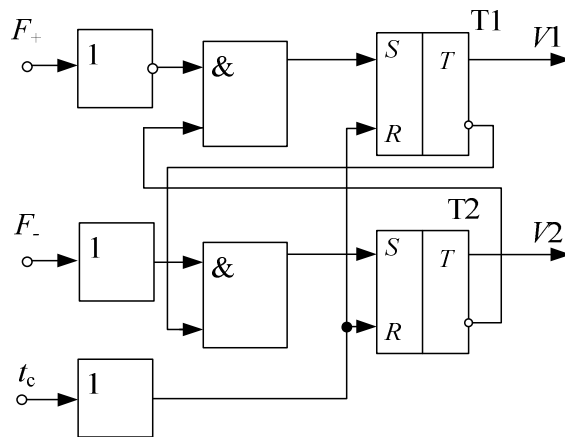


Рисунок 3.2 – Блок формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора, осуществляющего модуляцию переднего фронта импульса

Управление триггерами Т1, Т2 осуществляется в соответствии с логическими выражениями:

$$\begin{aligned}
 S_{T1} &= \overline{F_{л+}} \overline{V_2}; & R_{T1} &= t_{лс}; \\
 S_{T2} &= F_{л-} \overline{V_1}; & R_{T2} &= t_{лс},
 \end{aligned}$$

где  $S_{T1}$ ,  $S_{T2}$  – сигналы, поступающие на  $S$ -вход триггеров Т1, Т2;  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  – сигналы, поступающие на  $R$ -вход триггеров Т1, Т2;

$F_{л+}, F_{л-}$  – логическое значение сигналов  $F_+(t), F_-(t)$ ;  $t_{лс}$  – логическое значение сигнала  $t_c$ .

Такое формирование широтно-модулированных управляющих сигналов  $V_1$  и  $V_2$  соответствует закону управления (3.5).

3.2.5 На рисунке 3.3 приведена схема блока формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора  $V_1$  и  $V_2$ , осуществляющего модуляцию заднего фронта импульса, который состоит из: двух формирователей логического сигнала, двух логических элементов 2И и двух RS-триггеров Т1, Т2.

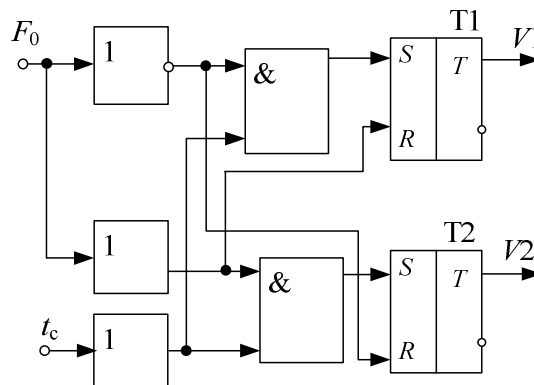


Рисунок 3.3 – Блок формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора, осуществляющего модуляцию заднего фронта импульса

Управление триггерами Т1, Т2 осуществляется в соответствии с логическими выражениями:

$$S_{T1} = \overline{F_{л0}} t_{лс}; \quad R_{T1} = F_{л0};$$

$$S_{T2} = F_{л0} t_{лс}; \quad R_{T2} = \overline{F_{л0}},$$

где  $F_{л0}$  – логическое значение сигнала  $F_0(t)$ .

Такое формирование широтно-модулированных управляющих сигналов  $V_1$  и  $V_2$  соответствует закону управления (3.6).

На рисунке 3.4 приведена схема блока формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора  $V_1$  и  $V_2$ , осуществляющего двухстороннюю модуляцию напряжения питания, который состоит из: четырех формирователей логического сигнала и двух RS-триггеров Т1 и Т2.

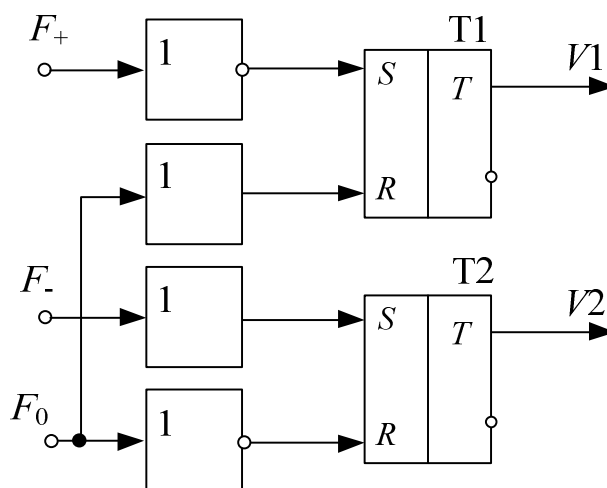


Рисунок 3.4 – Блок формирования широтно-модулированных сигналов управления регулятора, осуществляющего двухстороннюю модуляцию напряжения питания

Управление триггерами Т1, Т2 осуществляется в соответствии с логическими выражениями:

$$S_{T1} = \overline{F_{л+}}; \quad R_{T1} = F_{л0};$$

$$S_{T2} = F_{л-}; \quad R_{T2} = \overline{F_{л0}},$$

$F_{л+}$ ,  $F_{л-}$  – логические значения сигналов  $F_+(t)$ ,  $F_-(t)$ .

Такое формирование широтно-модулированных управляющих сигналов  $V_1$  и  $V_2$  соответствует закону управления (3.7).

Разработанный способ управления вращающим моментом СДПМ по условию нулевой ошибки обеспечивает переключение импульсных элементов мостового инвертора при условии равенства сигнала ошибки по току силовой цепи и сигнала развертки, участвующего в формировании соответствующего управляющего сигнала.

### 3.3 Регуляторы реверсивных ЭП ЭМИО

В реверсивных ЭП ЭМИО, в отличие от нереверсивных более широкий диапазон выходных сигналов, в котором необходимо сохранять работоспособность и динамические показатели системы. Поэтому функции управления в реверсивных ЭП сложнее. Для обеспечения необходимых требований по управлению разработаны различные алгоритмы управления реверсивных ЭП [1, 21, 22, 38, 40, 41, 42, 43, 47, 49, 54, 57, 81, 105].

Для стабилизации фазного тока с сохранением заданной формы в реверсивных ЭП происходит непрерывное сравнение измеренного тока с эталонным. Что позволяет обеспечить регулирование фазного тока при различных дестабилизирующих воздействиях с заданным качеством. Регулирование с обратной связью по мгновенным значениям приводит к ослаблению влияния всех нестабильностей фазовых характеристик в схеме, что важно для управления СДПМ.

Перечислим основные способы формирования фазного тока в реверсивном ЭП [94]:

- односторонняя модуляция напряжения питания с двухполярным на периоде коммутации выходным напряжением инвертора;
- односторонняя модуляция напряжения питания с однополярным на периоде коммутации выходным напряжением инвертора;
- двухсторонняя модуляция напряжения питания с двухполярным на периоде коммутации выходным напряжением инвертора;
- двухсторонняя модуляция напряжения питания с однополярным на периоде коммутации выходным напряжением инвертора.

Использование для реверсивных ЭП законов управления с прогнозированием приращения тока в непрерывной части системы потребовало дополнительных каналов регулирования и специальных алгоритмов выбора требуемого канала. Ниже приводится обзор законов



управления и структуры, реверсивных ЭП реализующих основные способы формирования выходного напряжения.

### 3.3.1 Односторонняя двухполярная модуляция

Управление реверсивным ЭП с односторонней двухполярной модуляцией может быть реализовано по закону управления (3.5). Однако при смене полярности опорного и соответственно фазного тока вид модуляции изменится. В этом случае управляемый фронт меняется с переднего на задний или – наоборот, что приведет к искажению симметричности от знака возможной статической ошибки.

Чтобы сохранить вид модуляции используется алгоритм управления со сдвигом на полпериода сигнала периодической развертки. Для мостового инвертора  $U_{п+}=U_{п}$ , а  $U_{п-}=-U_{п}$ . При этом по закону управления с прогнозированием пульсирующей составляющей тока (3.2) и формированием сигнала развертки по (3.5) [55] получим закон управления вида

$$F(t) = x(t) + \left( \frac{(1-t_p)U_{L\phi}T}{2L_{\phi}} \right),$$

$$\text{при } i_{оп}(t) > 0 \begin{cases} U_{L\phi} = U_{п} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi}, t_p = t_{p+}; \\ VT = \begin{cases} 1 \text{ при } 0 \leq t_{p+} \leq t_k; \\ -1 \text{ при } t_k \leq t_{p+} \leq T, \end{cases} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\text{при } i_{оп}(t) < 0 \begin{cases} U_{L\phi} = -U_{п} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi}, t_p = t_{p-}; \\ VT = \begin{cases} -1 \text{ при } 0 \leq t_{p-} \leq t_k; \\ 1 \text{ при } t_k \leq t_{p-} \leq T, \end{cases} \end{cases}$$

где  $t_{p+} = T \cdot \{t/T\}$ ;  $t_{p-} = T \cdot \{(t+T/2)/T\}$  – временные координаты для сигнала развертки;  $VT=1$  к входу непрерывной части подключено напряжение  $U_{п}$ ,  $VT=-1$  к входу непрерывной части подключено напряжение  $-U_{п}$ .

На рисунке 3.5 приведена схема ЭП с двухполярной односторонней модуляцией и управлением по выражению (3.9). Регулятор ЭП состоит из двух шин синхронизации  $U_{синх.(+)}$ ,  $U_{синх.(-)}$ , блока формирования

периодической развертки (БПР), блока формирования управляющих сигналов (УС),  $RS$ -триггера ( $T$ ) и узла выделения сигнала ошибки  $x(t)$ .

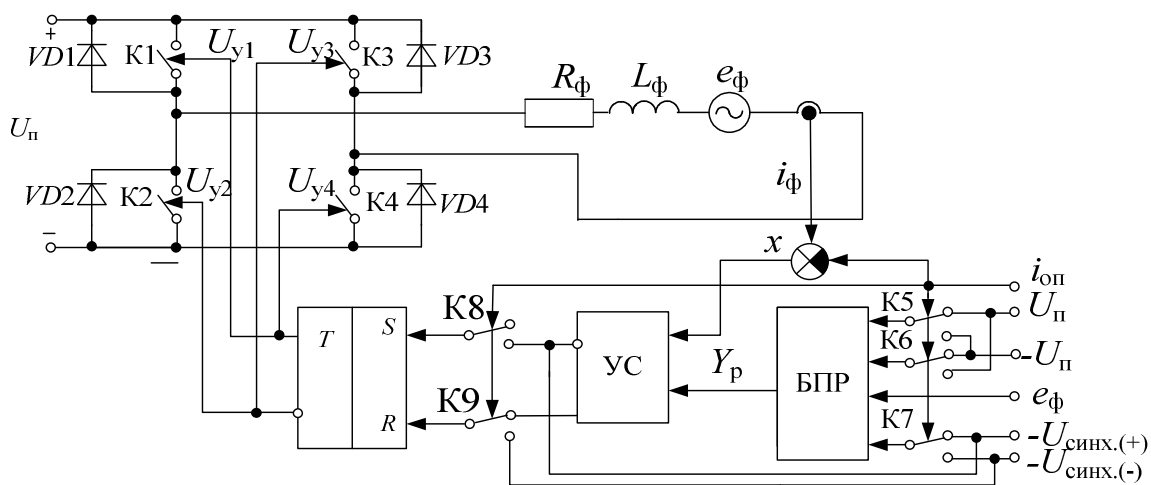


Рисунок 3.5 – Схема реверсивного ЭП с двухполярной односторонней модуляцией

Синхроимпульсы  $U_{\text{синх.}(+)}$ ,  $U_{\text{синх.}(-)}$  на шинах синхронизации определяют начало и длительность периода модуляции  $T$ , синхроимпульсы сдвинуты между собой на половину периода модуляции.

При положительной полярности опорного сигнала  $i_{\text{оп}}(t)$  в переключателях  $K5$ – $K9$  первый сигнальный вход соединен с выходом, при этом на  $S$ -вход  $RS$ -триггера поступает сигнал синхронизации  $U_{\text{синх.}(+)}$ , который устанавливает  $RS$ -триггер в состояние логической единицы в начале каждого периода ( $VT=1$ ). На  $R$ -вход  $RS$ -триггера поступает напряжение с прямого выхода блока УС, которое устанавливает  $RS$ -триггер в состояние логического нуля ( $VT=0$ ), первый вход БПР соединен с шиной питания  $U_{\text{п}}$ , второй вход блока БПР – с шиной  $-U_{\text{п}}$ , на четвертый вход БПР поступает сигнал синхронизации  $U_{\text{синх.}(+)}$ .

При отрицательной полярности опорного сигнала  $i_{оп}(t)$  в переключателях К5–К9 второй сигнальный вход соединен с выходом, при этом на  $R$ -вход  $RS$ -триггера поступает сигнал синхронизации  $U_{синх.(-)}$ , который устанавливает  $RS$ -триггер в состояние логического нуля в начале каждого периода ( $VT=0$ ). На  $S$ -вход  $RS$ -триггера поступает напряжение с инверсного выхода блока УС, которое устанавливает  $RS$ -триггер в состояние логической единицы ( $VT=1$ ), на первый вход блока БПР соединен с шиной питания  $-U_{п}$ , второй вход – с шиной  $U_{п}$ , на четвертый вход БПР поступает сигнал синхронизации  $U_{синх.(-)}$ .

Блок импульсных элементов К1 – К4 подает на вход непрерывной части напряжение питания  $U_{п}$  при состоянии  $RS$ -триггера  $VT=1$  и напряжение питания  $-U_{п}$  при состоянии  $RS$ -триггера  $VT=0$ . В результате при  $i_{оп}(t) > 0$  напряжение питания  $U_{п}$  поступает на вход непрерывной части при появлении синхроимпульса  $U_{синх.(+)}$ , а напряжение питания  $-U_{п}$  при сигнале управления  $F(t) > 0$ , при  $i_{оп}(t) < 0$  напряжение питания  $-U_{п}$  поступает на вход непрерывной части при появлении синхроимпульса  $U_{синх.(-)}$ , а напряжение питания  $U_{п}$  при сигнале управления  $F(t) < 0$ .

### 3.3.2 Односторонняя однополярная модуляция

В реверсивном ЭП с формированием фазного тока способом односторонней однополярной модуляции имеется три состояния ключевого элемента: при  $VT=1$  к входу непрерывной части системы подключено напряжение  $U_{п}$ ; при  $VT=-1$  – напряжение  $-U_{п}$ ; при  $VT=0$  – нулевое напряжение. Однополярная на периоде коммутации модуляция напряжения питания реализуется двумя каналами управления с законом управления (3.2) с сигналами периодической развертки по (3.5) для каждой полярности, в результате уравнения для формирования управляющих сигналов принимают вид:

$$\begin{aligned}
F_+(t) &= x(t) + Y_{p+}(t); \\
F_-(t) &= x(t) + Y_{p-}(t),
\end{aligned}
\tag{3.10}$$

при модуляции заднего фронта импульса

$$\begin{aligned}
Y_{p0+}(t) &= \frac{(1-t_{c0})T(-\kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{L_\phi}; \\
Y_{p0-}(t) &= -\frac{(1-t_{c0})T(-\kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{L_\phi},
\end{aligned}$$

при модуляции переднего фронта импульса

$$\begin{aligned}
Y_{p+}(t) &= \frac{(1-t_c)T(U_\Pi - \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{L_\phi}; \\
Y_{p-}(t) &= \frac{(1-t_c)T(-U_\Pi - \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi)}{L_\phi}.
\end{aligned}$$

Алгоритм работы ключевых элементов реверсивного ЭП при модуляции заднего фронта импульса описывается следующим образом:

- подача напряжения  $U_\Pi$  при сигнале управления  $F_+(t) < 0$  или подача напряжения  $-U_\Pi$  при сигнале управления  $F_-(t) > 0$  в начале периода синхронизации по синхронизирующему сигналу  $U_{\text{синх}}$ ;

- подача напряжения  $U_0 = \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi$  до конца периода синхронизации при сигналах управления  $F_+(t) \geq 0$  или  $F_-(t) \leq 0$ .

Алгоритм при модуляции переднего фронта импульса имеет следующую последовательность:

- подача напряжения  $U_0 = \kappa_\phi \cdot \kappa_d \cdot \omega - i_\phi \cdot R_\phi$  в начале периода синхронизации по синхронизирующему сигналу  $U_{\text{синх}}$ ;
- подача напряжения  $U_\Pi$  при сигнале управления  $F_+(t) \leq 0$  или подача напряжения  $-U_\Pi$  при сигнале управления  $F_-(t) \geq 0$

При управлении модуляцией переднего фронта сигнал синхронизации определяет начало интервала паузы, а при управлении модуляцией заднего фронта – начало интервала подачи напряжения.

На рисунке 3.6 приведена схема реверсивного ЭП с однополярной на периоде односторонней модуляцией, в регуляторе которого управляющие сигналы формируются по (3.10).

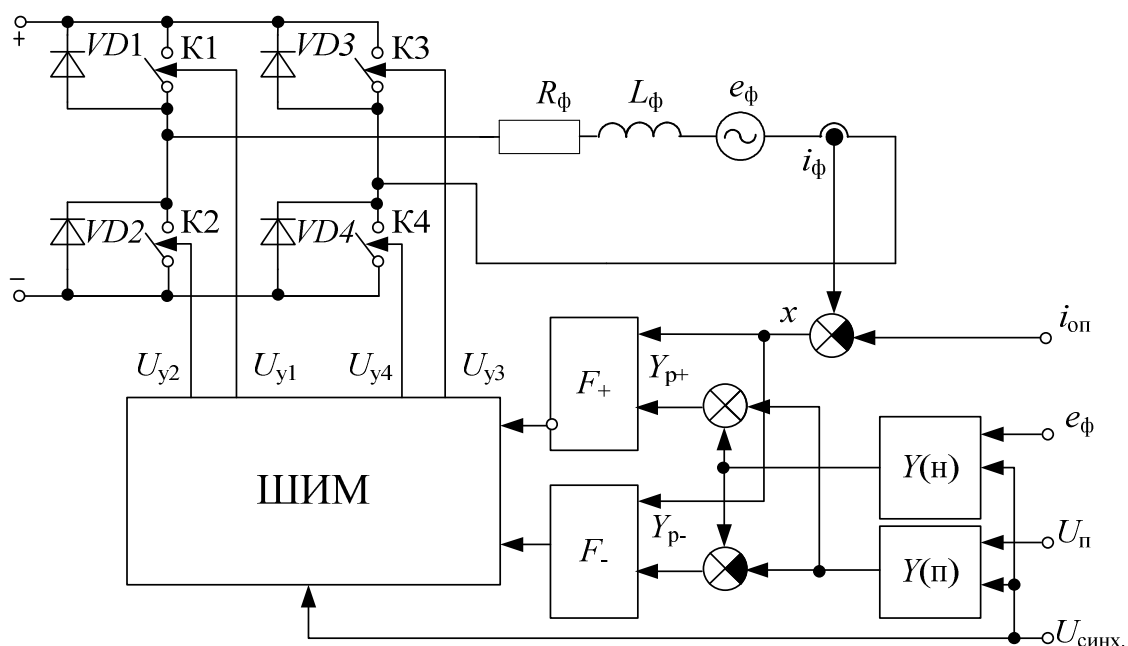


Рисунок 3.6 – Схема реверсивного ЭП с однополярной односторонней модуляцией

Схема состоит из следующих блоков: ключевых элементов К1–К4, собранных по мостовой схеме, непрерывной части ( $L_\phi$ ,  $R_\phi$ ), датчика тока (ДТ), узла выделения сигнала ошибки, двух узлов формирования управляющего сигнала  $F_+(t)$ ,  $F_-(t)$ , ШИМ и блока развертки. Блок развертки состоит из узла формирования сигнала развертки в функции напряжения ЭДС и узла формирования сигнала развертки в функции напряжения питания. При модуляции заднего фронта сигнал формируется по выражению

$$Y_{p0}(t) = \frac{(1-t_{c0})T(-\kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}},$$

при модуляции переднего фронта по выражениям:

$$Y_{p+}(t) = \frac{(1-t_c)T(U_{п} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}};$$

$$Y_{p-}(t) = \frac{(1-t_c)T(-U_{п} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}}.$$

В схему также входят узел суммирования и узел выделения разности составляющих сигнала развертки. На выходе узла суммирования формируется сигнал периодической развертки  $Y_{p+}(t)$ , а на выходе узла выделения разности – сигнал периодической развертки  $Y_{p-}(t)$ .

### 3.3.3 Двухсторонняя двухполярная модуляция

Управление реверсивным ЭП с двухсторонней двухполярной модуляцией осуществляется по закону управления (3.2). Формирование сигнала развертки осуществляется по (3.5) или (3.6) при этом для мостового инвертора  $U_{L(+)} = U_{п} - e_{\phi} - i_{\phi} \cdot R_{\phi}$ ,  $U_{L(-)} = -U_{п} - e_{\phi} - i_{\phi} \cdot R_{\phi}$ .

### 3.3.4 Двухсторонняя однополярная на периоде модуляция

Управление реверсивным ЭП с двухсторонней однополярной на периоде модуляцией производится двумя каналами управления с законом (3.2) и формированием сигналов развертки по (3.7) или (3.8) для каждой полярности. В реверсивном ЭП с однополярной модуляцией имеется три состояния ключевого элемента: при  $VT = 1$  к входу непрерывной части системы подключено напряжение  $U_{п}$ , при  $VT = -1$  – напряжение  $-U_{п}$ , при  $VT = 0$  – нулевое напряжение. Выражения для формирования управляющих сигналов имеют вид (3.11)

$$\begin{aligned}
F_+(t) &= x(t) + Y_{p+}(t); \\
F_-(t) &= x(t) + Y_{p-}(t); \\
F_0(t) &= x(t) + Y_{p0}(t); \\
Y_{p+}(t) &= \frac{(1-t_c)T(U_{\pi} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}}; \\
Y_{p-}(t) &= \frac{(1-t_c)T(-U_{\pi} - \kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}}; \\
Y_{p0}(t) &= \frac{(1-t_{c0})T(-\kappa_{\phi} \cdot \kappa_{д} \cdot \omega - i_{\phi} \cdot R_{\phi})}{L_{\phi}}.
\end{aligned}
\tag{3.11}$$

На рисунке 3.7 приведена схема реверсивного ЭП с двухсторонней однополярной на периоде модуляцией и управлением по (3.11).

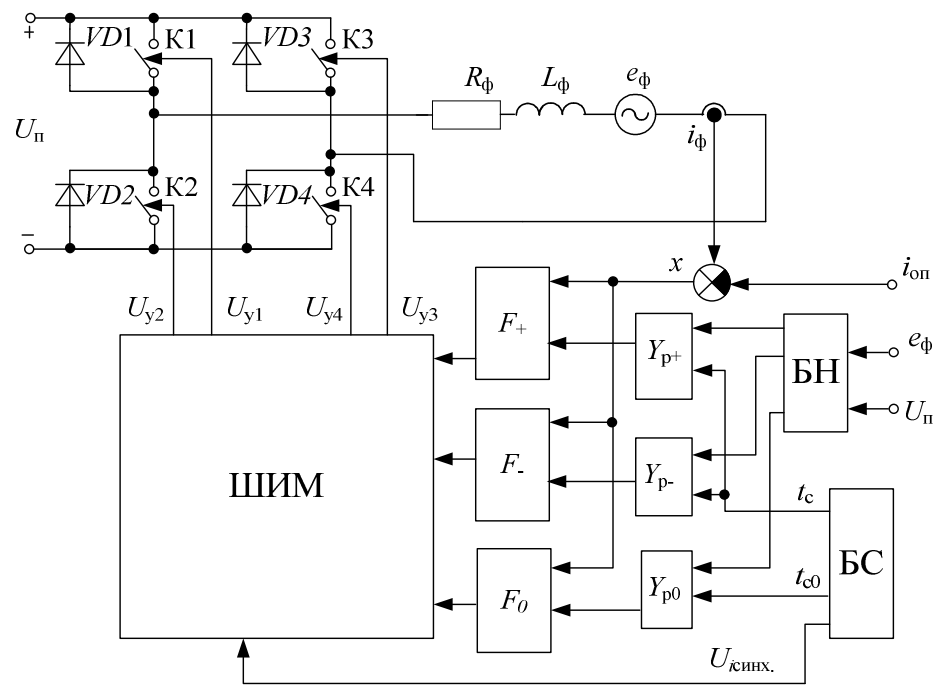


Рисунок 3.7 – Схема реверсивного ЭП с двухсторонней однополярной модуляцией

Узлы формирования сигналов периодических разверток  $Y_{p+}(t)$ ,  $Y_{p-}(t)$ ,  $Y_{p0}(t)$  формируют соответствующие сигналы развёртки. Входы этих узлов соединены с выходами блока БН определения напряжений, поступающих на индуктивность  $L_{\phi}$  непрерывной части при различных состояниях ключевых

элементов и выходами блока синхронизирующих сигналов БС. На первом выходе блока БН формируется сигнал пропорциональный напряжению, действующему на индуктивность  $L_\phi$  непрерывной части при  $VT=1$ , на втором выходе узла БН – при  $VT=-1$ , на третьем выходе узла БН – при  $VT=0$ . На первом выходе блока синхронизирующих сигналов БС формируется временной сигнал  $t_c = \{t/T\}T$ , на втором –  $t_{c0} = \{(t+T/2)/T\}$ .

### 3.4 Модуляторы реверсивных ЭП ЭМИО

Управление работой ключевых элементов К1 – К4 в схеме реверсивных ЭП (рис. 3.6, 3.7) осуществляется блоком ШИМ, который вырабатывает управляющие сигналы для поддержания заданного выходного напряжения в режимах потребления и рекуперации энергии. Также в ШИМ обеспечивает защиту стоек ключевых элементов от сквозных токов и минимизацию динамических потерь при переключении.

Для защиты стоек ключевых элементов от сквозных токов, как правило, применяют способ переключения только ключей диагонали формирующей заданную полярность выходного напряжения (ключевые элементы противоположной диагонали закрыты). Существуют два алгоритма формирования однополярного на периоде коммутации напряжения [55]:

- несимметричный, переключается один ключевой элемент, другой постоянно включен;
- поочередный, при котором переключаются ключевые элементы рабочей диагонали, при этом частота переключения ключевых элементов вдвое меньше частоты модуляции напряжения питания.

Предложенные способы модуляции позволяют управлять переключением ключевых элементов без формирования задержки на включение. Для защиты от сквозных токов в переходных процессах в узлы модуляции управляющие стойкой ключевых элементов вводятся блокировки,



запрещающие одновременное открытие обоих ключевых элементов одной стойки, а в цепь блокировок вводится задержка на включение, достаточная для надежного запираения отключаемого ключевого элемента.

При работе реверсивного ЭП возможен режим потребления и рекуперации энергии. Режим потребления энергии с положительным напряжением реализуется включением ключевых элементов К1 и К4 инвертора (рис. 3.6, 3.7) (положительной диагонали), а режим паузы – отключением одного из включенных ключевых элементов, при этом ток непрерывной части замыкается по цепи «включенный ключевой элемент – обратный диод», режим рекуперации энергии осуществляется отключением всех ключевых элементов инвертора, при этом ток замыкается по цепи «обратный диод – источник питания – обратный диод», а режим паузы включением одного из ключевых элементов К2 или К3 (отрицательной диагонали) инвертора, соответственно потребление энергии с отрицательным напряжением реализуется включением ключевых элементов К2 и К3 инвертора (отрицательной диагонали), а режим паузы – отключением одного из включенных ключевых элементов, режим рекуперации энергии – отключением всех ключевых элементов, а режим паузы включением одного из ключевых элементов К1 или К4 (положительной диагонали) инвертора.

На рисунке 3.8 приведена схема блока ШИМ переднего фронта для реверсивного ЭП (3.5), обеспечивающего поочередное управление ключевыми элементами в соответствии с уравнениями (3.5).

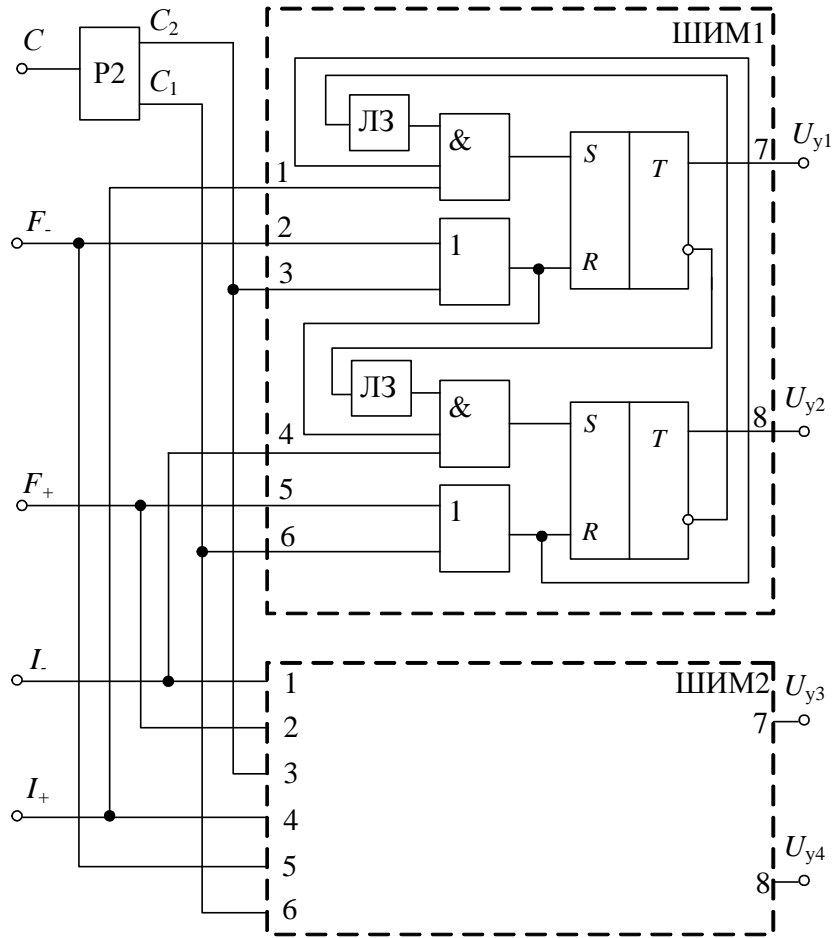


Рисунок 3.8 – Блок однополярного модулятора переднего фронта импульса реверсивного ЭП

Переключение ключевых элементов инвертора производится модулированными сигналами  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$ ,  $U_{y3}$ ,  $U_{y4}$ , каждый из которых формируется  $RS$ -триггером, на  $RS$ -входы которых подаются логические сигналы:

$$\begin{aligned}
 S_1 &= (F_{л+} \vee C_2) \wedge I_+ \wedge ЛЗ_{\bar{Y}2}; & R_1 &= F_{л-} \vee C_1; \\
 S_2 &= (F_{л-} \vee C_1) \wedge I_- \wedge ЛЗ_{\bar{Y}1}; & R_2 &= F_{л+} \vee C_2; \\
 S_3 &= (F_{л-} \vee C_2) \wedge I_- \wedge ЛЗ_{\bar{Y}4}; & R_3 &= F_{л+} \vee C_1; \\
 S_4 &= (F_{л+} \vee C_1) \wedge I_+ \wedge ЛЗ_{\bar{Y}3}; & R_4 &= F_{л-} \vee C_2,
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

где  $C_1$  и  $C_2$  – сигналы, управляющие отключением напряжения питания, формируются распределителем импульсов на два канала  $P2$  из сигналов синхронизации  $C$ , формируемых блоком синхронизации;  $I_+$  и  $I_-$  – сигналы

полярности фазного тока, выдается датчикам тока (ДТ), индексы при  $R S$  сигналах  $RS$ -триггеров соответствуют порядковому номеру ключевого элемента, которым управляет соответствующий  $RS$ -триггер.

При положительном токе фазы датчик тока ДТ выдает сигнал  $I_+$ , который разрешает включение первого и четвертого ключевых элементов инвертора, а при отрицательном токе фазы – сигнал  $I_-$ , который разрешает включение второго и третьего ключевых элементов инвертора.

Сигналы  $ЛЗ_{\bar{Y}_1}, ЛЗ_{\bar{Y}_2}, ЛЗ_{\bar{Y}_3}, ЛЗ_{\bar{Y}_4}$  запрещают одновременное включение ключевых элементов одной стойки, они формируются с задержкой на включение, что обеспечивает защиту от сквозных токов при быстрой смене полярности опорного сигнала.

На рисунке 3.9 приведена схема блока ШИМ реверсивного ЭП (рис.3.7) для двухсторонней модуляции по уравнениям (3.11).

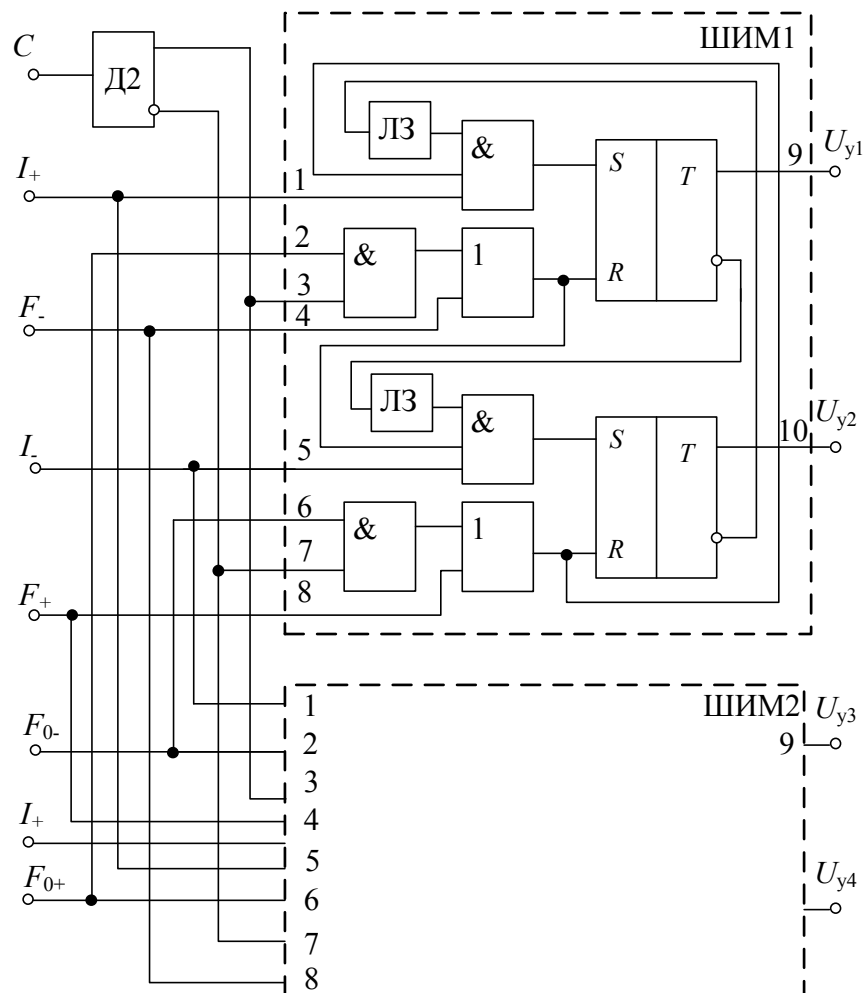


Рисунок 3.9– Блок двухстороннего однополярного на периоде модулятора реверсивного ЭП

Переключение ключевых элементов инвертора производится сигналами  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$ ,  $U_{y3}$ ,  $U_{y4}$ , каждый из которых формируется  $RS$ -триггером, на  $RS$ -входы которых подаются логические сигналы:

$$\begin{aligned}
 S_1 &= (F_{л+} \vee F_{л0-} \wedge C_2) \wedge I_+ \wedge ЛЗ_{\overline{Y_2}}; & R_1 &= F_{л-} \vee F_{л0+} \wedge \overline{C_2}; \\
 S_2 &= (F_{л-} \vee F_{л0+} \wedge \overline{C_2}) \wedge I_- \wedge ЛЗ_{Y_1}; & R_2 &= F_{л+} \vee F_{л0-} \wedge C_2; \\
 S_3 &= (F_{л-} \vee F_{л0+} \wedge C_2) \wedge I_- \wedge ЛЗ_{\overline{Y_4}}; & R_3 &= F_{л+} \vee F_{л0-} \wedge \overline{C_2}; \\
 S_4 &= (F_{л+} \vee F_{л0-} \wedge \overline{C_2}) \wedge I_+ \wedge ЛЗ_{\overline{Y_3}}; & R_4 &= F_{л-} \vee F_{л0+} \wedge C_2,
 \end{aligned}$$

где  $F_{л0+}$ ,  $F_{л0-}$  – логические значения сигналов  $F_{0+}(t)$ ,  $F_{0-}(t)$ ;  $C_2$  и  $\overline{C_2}$  – сигналы, управляющие распределением отключения напряжения питания, формируются делителем на два Д2 из сигналов синхронизации  $C$ ,

формируемых блоком синхронизации;  $I_+$  и  $I_-$  – сигналы полярности тока ЭД, выдаются датчикам тока (ДТ), индексы при  $R, S$  сигналах  $RS$ -триггеров соответствуют порядковому номеру ключевого элемента, которым управляет соответствующий  $RS$ -триггер.

Отличие работы двухстороннего модулятора (рис. 3.9) от работы одностороннего модулятора (рис. 3.8) заключается в том, что отключение напряжения питания производится не сигналами синхронизации, а управляющими сигналами, которые распределяются сигналами синхронизации.

### 3.5 Выводы

1 В ЭП с ШИМ управление основано на изменении структуры системы, характер которых определяет динамические процессы, обеспечивающие преобразование одного вида энергии в другой с заданным качеством. Поскольку энергетические и динамические процессы в ЭП взаимно обусловлены, изменение координат, характеризующих движение системы, связано с накоплением и передачей энергии в реактивных элементах непрерывной части системы, то процессы управления нельзя рассматривать изолированно от процессов преобразования энергии.

2 Предложенный закон управления ЭП с прогнозированием приращения тока в силовой цепи позволяет создавать регуляторы, обеспечивающие заданное быстродействие и инвариантность к возмущениям по напряжению питания и ЭДС фазы, а при двухсторонней модуляции инвариантность к параметрическим возмущениям.

3 Разработанные блоки модуляции для односторонней и двухсторонней ШИМ обеспечивают безопасное управление ключевыми элементами реверсивного ЭП в режимах потребления и рекуперации энергии. Частота коммутации ключевых элементов в два раза ниже частоты модуляции напряжения питания, что обеспечивается переключением в момент коммутации только одного ключевого элемента.

## ГЛАВА 4

### ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСОКОТОЧНОГО РЕГУЛЯТОРА ЭП ЭМИО

Для исследования разработанного высокоточного следящего регулятора с управлением по условию нулевой ошибки [81], и сравнения его с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора разработаны имитационные модели ЭП ЭМИО, реализованные в среде OrCAD 9. В модели СДПМ использованы следующие параметры:

- диапазон изменения электромагнитного момента  $M_{эм}$  от минус 0,15 до +0,15 Н·м;
- диапазон изменения кинетического момента  $H$  от минус 15 до +15 Н·м·с;
- момент инерции вращающихся частей УДМ  $J=0,02388\pm 0,00024$  кг·м<sup>2</sup>;
- момент сопротивления УДМ при максимальном кинетическом моменте  $M_{смакс.}$  не более 0,017 Н·м;
- момент сопротивления УДМ при минимальном кинетическом моменте  $M_{смин.}$  не более 0,0033 Н·м;
- момент трогания  $M_T=0,0025$  Н·м;
- индуктивность фаз  $L_{\phi 1}, L_{\phi 2}$  0,299 мГн;
- активное сопротивление фаз  $R_{\phi 1}, R_{\phi 2}$  0,3 Ом;
- магнитный поток  $\Phi_{\delta} = 0,95 \cdot 10^{-4}$  Вб;
- число пар полюсов СДПМ  $z_{п}=4$ .

4.1 Имитационная модель ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки

Структура имитационной модели ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки представлена на рисунке 4.1. Указанная модель включает в себя двухфазный СДПМ,

мостовые инверторы напряжения первой и второй фаз ИН1, ИН2 и два регулятора.

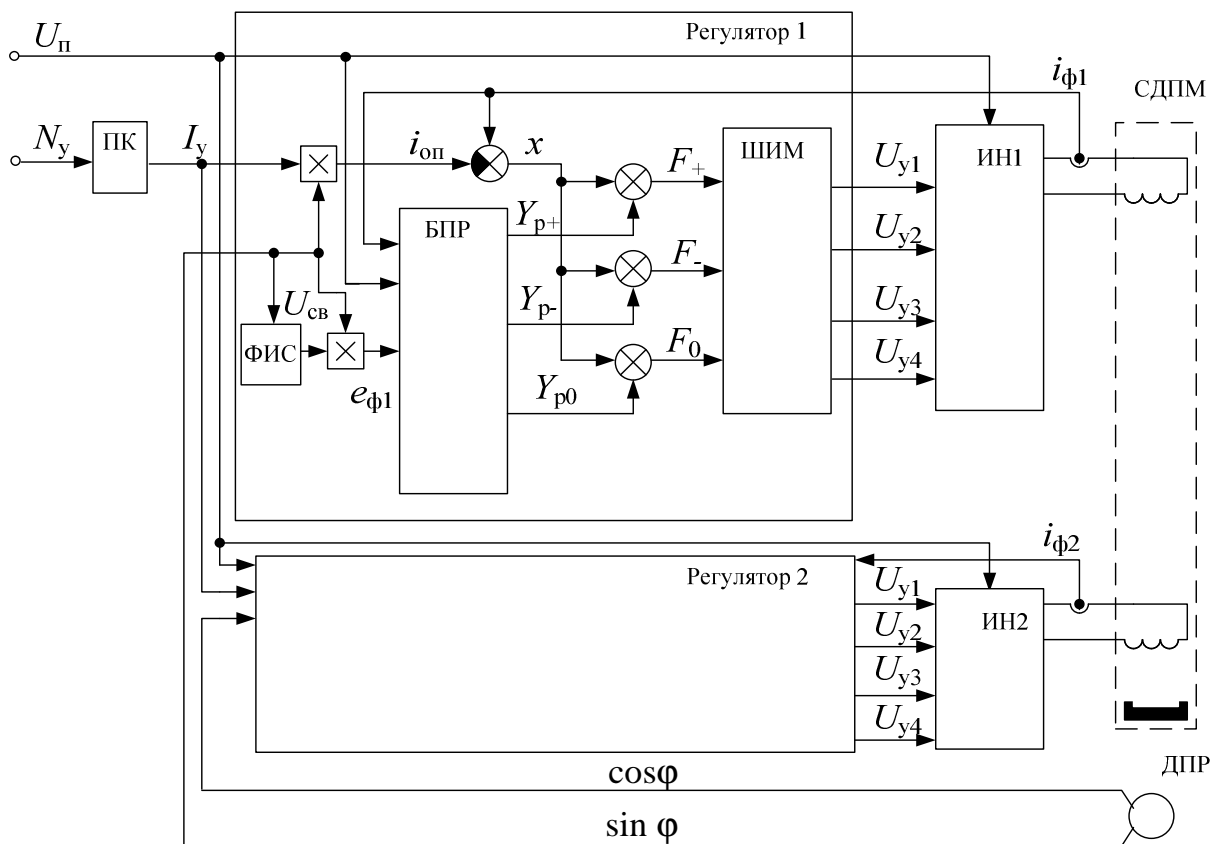


Рисунок 4.1 – Структура имитационной модели ЭП ЭМИО с управлением по условию нулевой ошибки (патент РФ № 2457610)

Модели электромеханических преобразований в двигателе и механической системы идентичны моделям, описанным в главе 2, представлены на рисунке 2.3, 2.7. Модели выполнены на функциональном уровне с использованием метода электромеханических аналогий.

Модель инвертора реализована на компонентном уровне с использованием стандартных компонентов, таких как МОП-транзисторы и диоды с заданными параметрами, это позволяет исследовать режимы работы любого элемента в силовой электрической цепи. Подробное описание данной модели приведено в главе 2 (рис. 2.9).



Модель следящего регулятора с управлением по условию нулевой ошибки построена на компонентном и частично функциональном уровне. Модель имитирует работу регулятора, реализующего управление СДПМ, позиционной коммутацией обмоток с импульсной модуляцией напряжения питания и состоит из узлов сложения, сравнения и умножения, а также блока периодических разверток (БПР), формирователя импульсов скорости (ФИС) и ШИМ (рис. 4.1).

Формирование управляющих сигналов для переключения импульсных элементов инверторов в регуляторе осуществляется узлами сложения в соответствии с выражением (3.8).

ЭДС вращения обмоток вычисляется узлом умножения в соответствии с выражениями:

$$e_{\phi 1}(t) = U_{св}(t) \cdot \sin\varphi(t) = \Phi_{\delta} \cdot \omega(t) \cdot \sin\varphi(t);$$

$$e_{\phi 2}(t) = U_{св}(t) \cdot \cos\varphi(t) = \Phi_{\delta} \cdot \omega(t) \cdot \cos\varphi(t),$$

где  $U_{св}(t)$  – напряжение, пропорциональное угловой скорости, полученное после преобразования сигнала ДПР формирователем импульсов скорости.

Прогноз значений пульсирующей составляющей тока в силовой цепи к моменту коммутации в каждой точке интервала  $t \in (0, T)$  осуществляется в соответствии с выражением (3.7).

Для двухсторонней однополярной широтно-импульсной модуляции оптимальным выбором является трехуровневая система регулирования  $(1, 0, -1)$ , которая придает разработанной модели свойства астатической дискретной системы и оптимизирует управление в моменты переключения силовых ключей инвертора при переходе через нуль опорного сигнала [58]. Поэтому в БПР формируется три сигнала развертки:  $Y_{p+}(t)$ ,  $Y_{p0}(t)$ ,  $Y_{p-}(t)$ , которые необходимы для формирования управляющих сигналов  $F_{+}(t)$ ,  $F_{-}(t)$ ,  $F_0(t)$  в соответствии с выражениями:

$$F_{+}(t) = x(t) + Y_{p+}(t), \quad Y_{p+}(t) = \frac{U_{п} - e_{\phi i} - i_{\phi i} \cdot R_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left( 1 - \left( \frac{t}{T} \right) \right);$$

$$F_0(t) = x(t) + Y_{p0}(t), \quad Y_{p0}(t) = \frac{-e_{\phi i} - i_{\phi i} \cdot R_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left( 1 - \left( \frac{t + T/2}{T} \right) \right);$$

$$F_-(t) = x(t) + Y_{p-}(t), \quad Y_{p-}(t) = \frac{-U_{\pi} - e_{\phi i} - i_{\phi i} \cdot R_{\phi i}}{L_{\phi i}} T \left( 1 - \left( \frac{t}{T} \right) \right).$$

Управляющими сигналами  $F_+(t)$ ,  $F_-(t)$ ,  $F_0(t)$  формируется широтно-модулированное напряжение питания обмотки двигателя по следующему алгоритму:

- положительное напряжение питания  $U_{\pi}$  подключается к входу обмотки двигателя при  $F_+(t) > 0$  и положительной полярности опорного сигнала ( $Zn_+=1$ );

- положительное напряжение питания  $U_{\pi}$  отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при  $F_0(t) > 0$ ;

- отрицательное напряжение питания  $-U_{\pi}$  подключается к входу обмотки двигателя при  $F_-(t) > 0$  и отрицательной полярности опорного сигнала ( $Zn_-=1$ );

- отрицательное напряжение питания  $-U_{\pi}$  отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при  $\bar{F}_0(t) > 0$ . На рисунке 4.2 представлен блок ШИМ однополярного модулятора реверсивного ЭП.

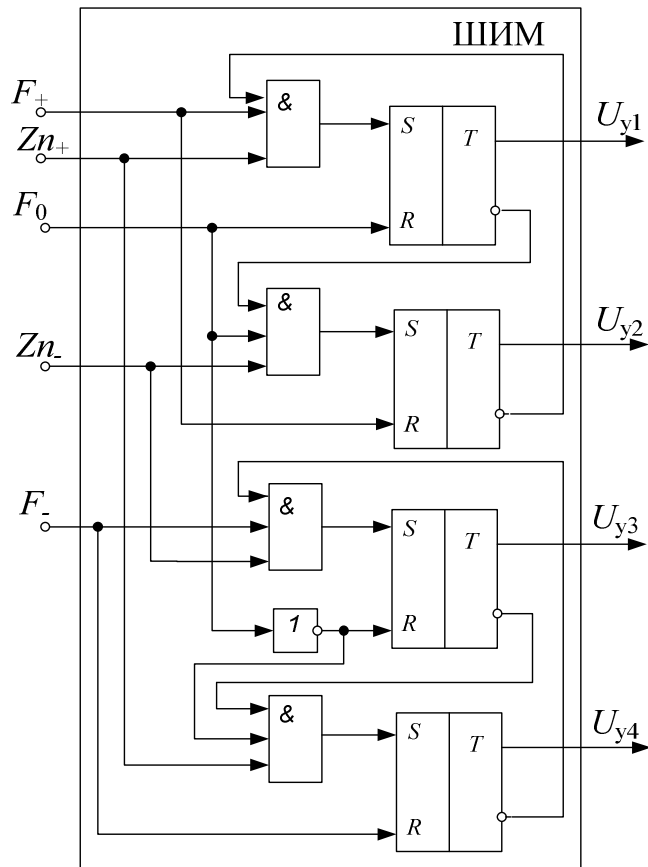


Рисунок 4.2 – Блок двухстороннего однополярного модулятора реверсивного ЭП

Переключение ключевых элементов  $VT1 - VT4$  производится сигналами  $U_{y1}, U_{y2}, U_{y3}, U_{y4}$ , каждый из которых формируется  $RS$ -триггером, на  $RS$ -входы которого подаются логические сигналы:

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \bar{Q}_2 \wedge F_{л+} \wedge Zn_+; & R_1 &= F_{л0}; \\
 S_2 &= \bar{Q}_1 \wedge F_{л0} \wedge Zn_-; & R_2 &= F_{л+}; \\
 S_3 &= \bar{Q}_4 \wedge F_{л-} \wedge Zn_-; & R_3 &= \bar{F}_{л0}; \\
 S_4 &= \bar{Q}_3 \wedge \bar{F}_{л0} \wedge Zn_+; & R_4 &= F_{л-},
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

где  $\bar{Q}_1 \dots \bar{Q}_4$  – сигналы, формируемые на инверсном выходе  $RS$ -триггеров, запрещающие одновременное включение ключевых элементов одной стойки. Индексы при сигналах  $RS$ -триггеров  $R, S, \bar{Q}$  соответствуют порядковому

номеру ключевого элемента, которым управляет соответствующий *RS*-триггер.

#### 4.2 Исследование имитационной модели ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки

Разработанная имитационная модель позволяет исследовать различные режимы работы с оценкой статических и динамических характеристик ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки.

Рассмотрим результаты формирования управляющих воздействий в модели с прогнозированием.

На рисунке 4.3 приведены диаграммы сигналов ошибки  $x(t)$ , сигналов развертки  $Y_{p+}(t)$ ,  $Y_{p0}(t)$ , управляющего сигнала для включения напряжения положительной полярности  $F_+(t)$ , управляющего сигнала для отключения напряжения положительной и отрицательной полярности  $F_0(t)$ , напряжения  $U_d(t)$ . Из рисунка 4.3 видно, что положительное напряжение питания  $U_n$  подключается к входу обмотки двигателя при значении управляющего сигнала для включения напряжения положительной полярности  $F_+(t)$  больше нуля и отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при значении управляющего сигнала для отключения напряжения питания положительной и отрицательной полярности  $F_0(t)$  больше нуля.

На рисунке 4.4 приведены диаграммы сигналов ошибки  $x(t)$ , сигналов развертки  $Y_-(t)$ ,  $Y_0(t)$ , управляющего сигнала для включения напряжения отрицательной полярности  $F_-(t)$ , управляющего сигнала для отключения напряжения положительной и отрицательной полярности  $F_0(t)$ , напряжения  $U_d(t)$ . Отрицательное напряжение питания  $-U_n$  подключается к входу обмотки двигателя при значении управляющего сигнала для включения напряжения отрицательной полярности  $F_-(t)$  больше нуля и отключается с замыканием накоротко входа обмотки двигателя при значении

инвертированного управляющего сигнала для отключения напряжения питания положительной и отрицательной полярности  $\overline{F}_0(t)$  больше нуля. Как показано на рисунках 4.5, 4.6 переключение ключевых элементов  $VT1 - VT4$  производится сигналами  $U_{y1}, U_{y2}, U_{y3}, U_{y4}$ , каждый из которых формируется  $RS$ -триггером, на  $RS$ -входы которого подаются логические сигналы в соответствии с выражениями 4.1.

На рисунке 4.7 приведены диаграммы изменения токов первой и второй фазы двигателя в режиме разгона при максимальном значении управляющего воздействия.

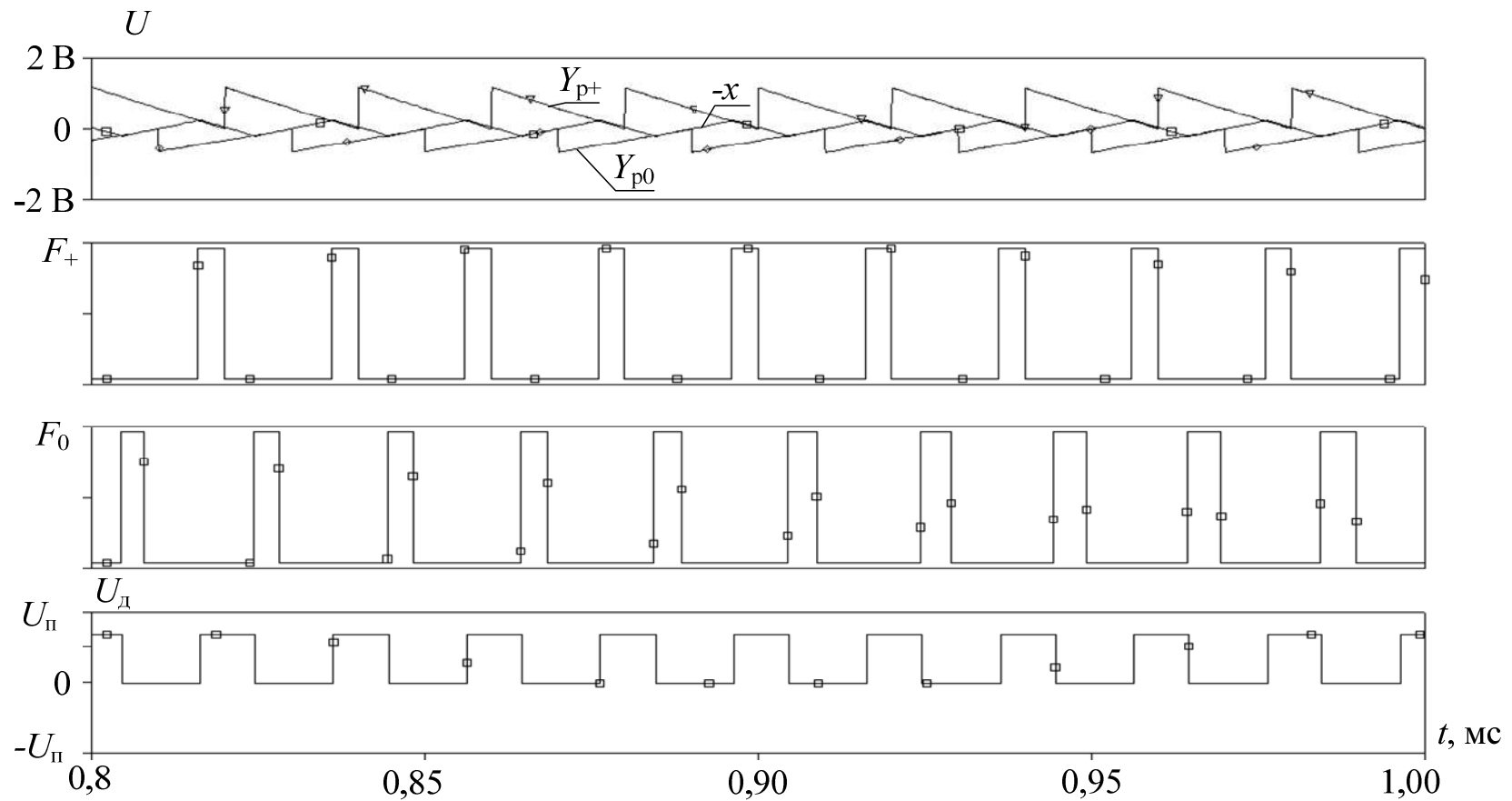


Рисунок 4.3 - Диаграммы сигналов  $x(t)$ ,  $Y_{p+}(t)$ ,  $Y_{p0}(t)$ ,  $F_+(t)$ ,  $F_0(t)$ ,  $U_{\text{д}}(t)$  при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

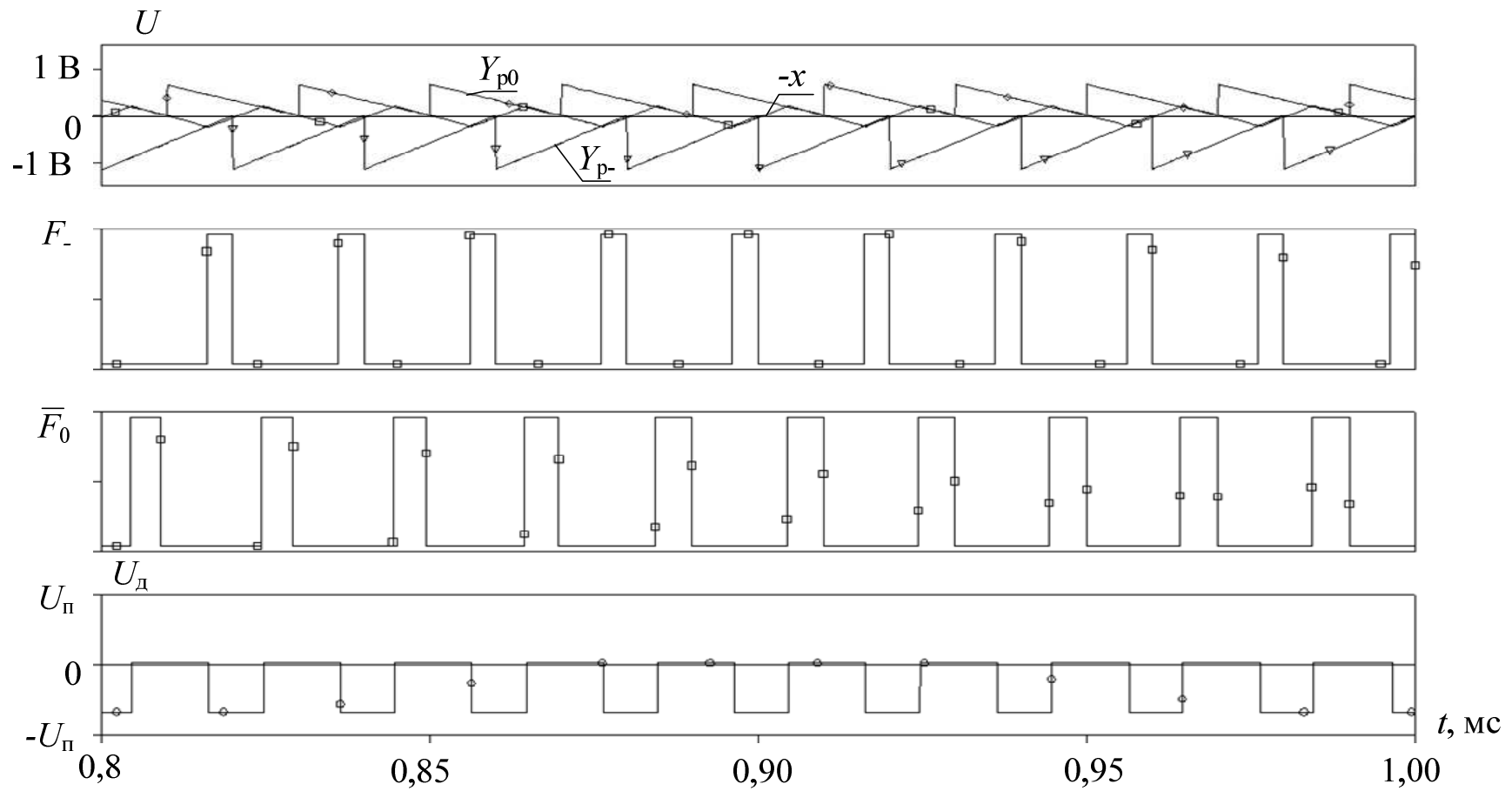


Рисунок 4.4 – Диаграммы сигналов  $x(t)$ ,  $Y_p(t)$ ,  $Y_{p0}(t)$ ,  $F_-(t)$ ,  $\bar{F}_0(t)$ ,  $U_d(t)$  при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

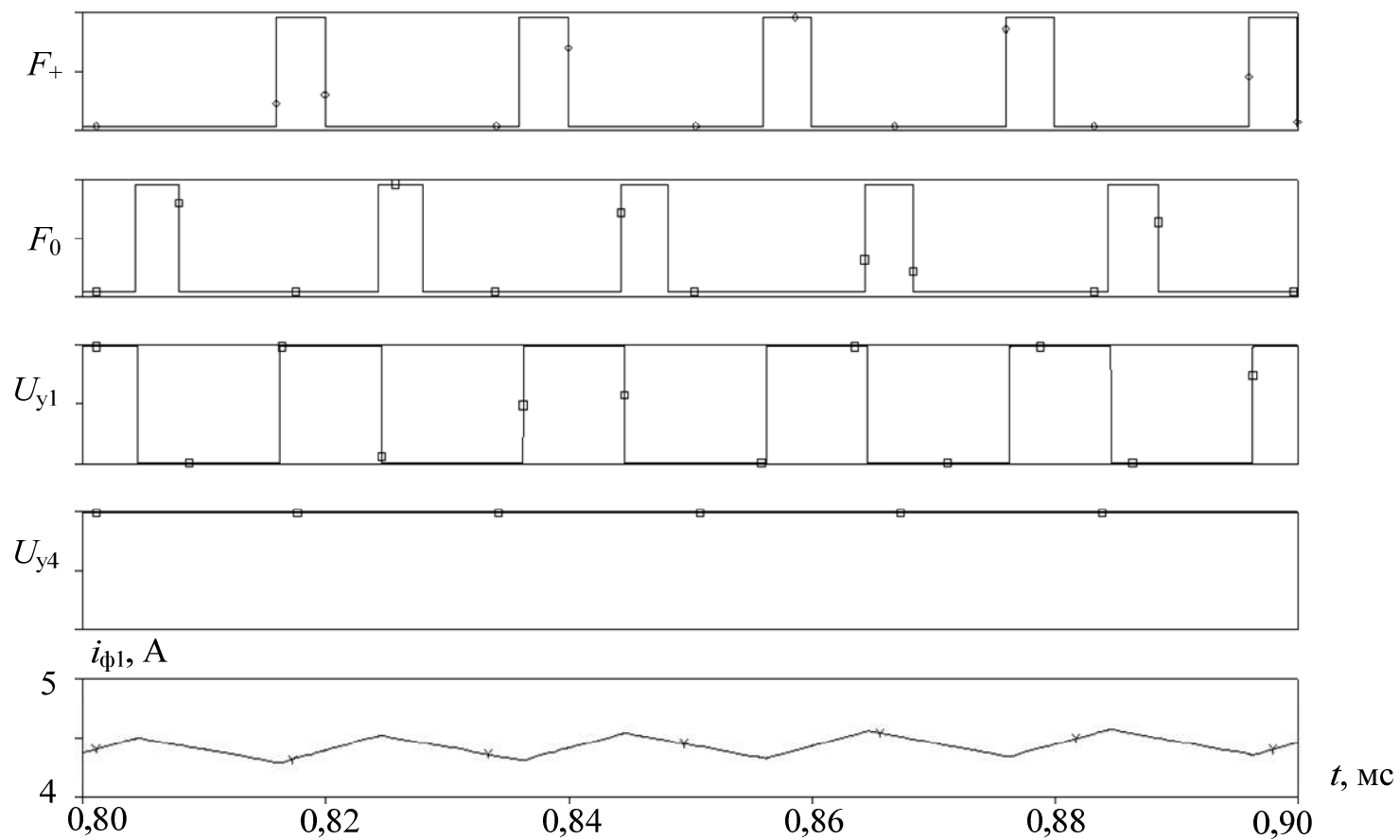


Рисунок 4.5 - Диаграммы сигналов  $F_+(t), F_0(t), U_{y1}(t), U_{y4}(t), i_{\phi 1}(t)$  при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции



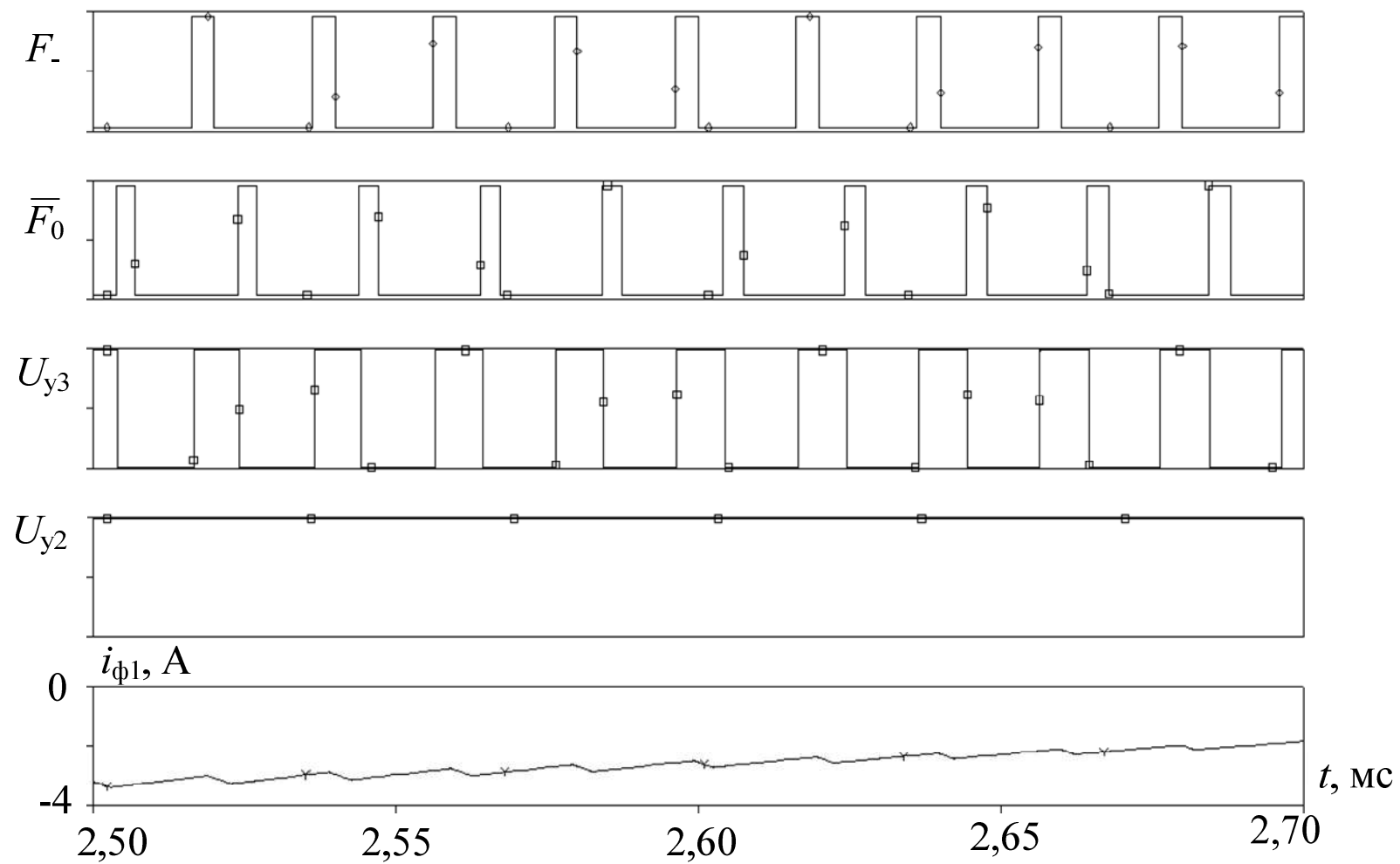


Рисунок 4.6 – Диаграммы сигналов  $F(t)$ ,  $\bar{F}_0(t)$ ,  $U_{y2}(t)$ ,  $U_{y3}(t)$ ,  $i_{\phi 1}(t)$  при однополярной двухсторонней широтно-импульсной модуляции

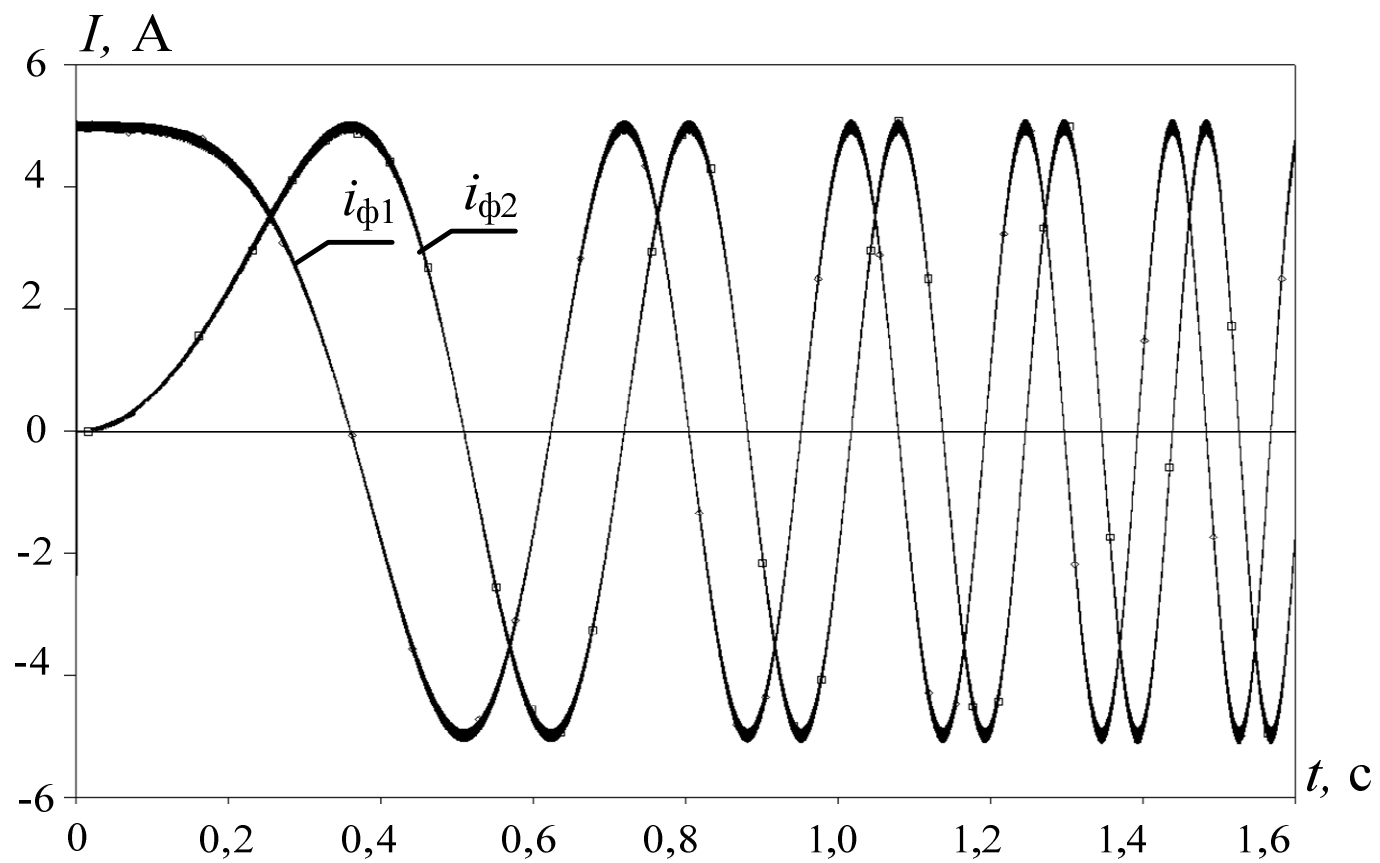


Рисунок 4.7 – Диаграмма токов первой и второй фазы двигателя при максимальном управляющем воздействии

Пульсации электромагнитного момента в модели с прогнозированием при максимальном управляющем воздействии представлены на рисунке 4.8 переходный процесс при пуске с нулевых начальных условий представлен на рисунке 4.9.

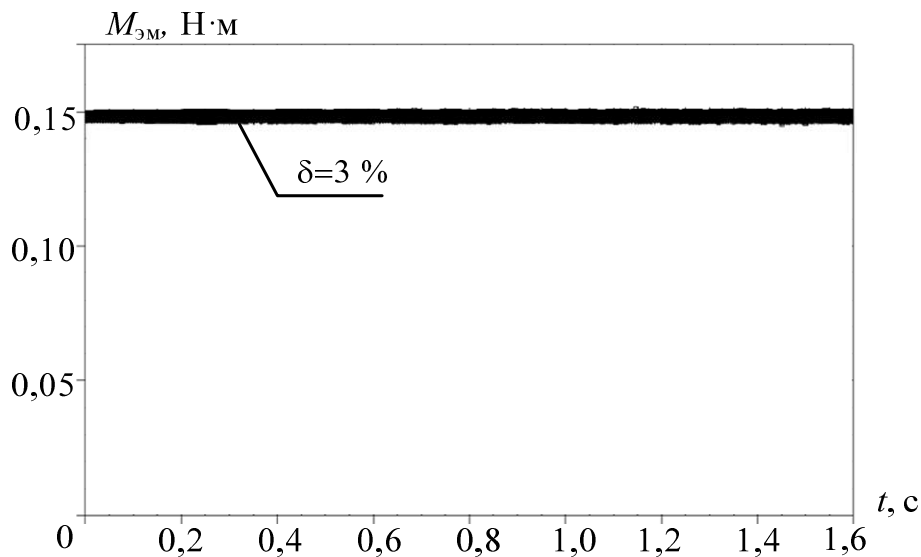


Рисунок 4.8 – Диаграмма электромагнитного момента при разгоне двигателя с максимальным управляющим воздействием

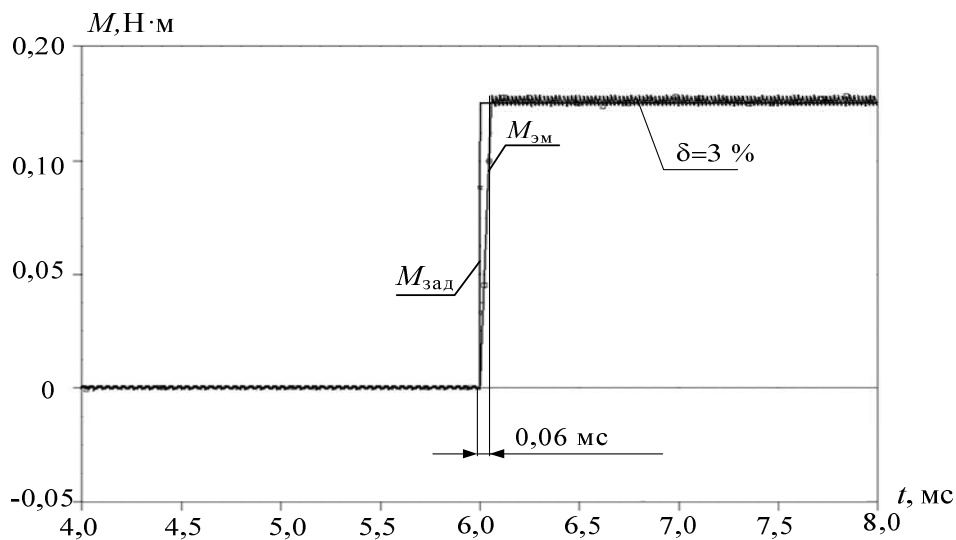


Рисунок 4.9 – Переходный процесс электромагнитного момента при пуске двигателя с максимальным управляющим воздействием

На рисунках 4.10, 4.11 приведены диаграммы изменения момента сопротивления и ЭДС первой и второй фаз при разгоне двигателя.

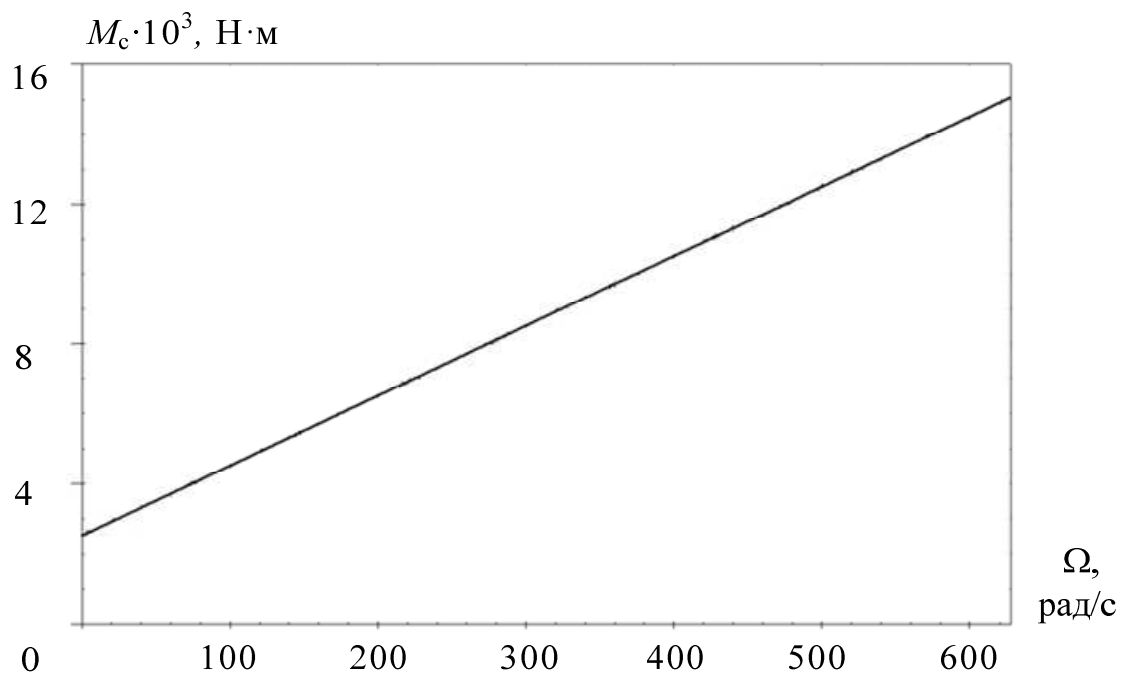


Рисунок 4.10 – Зависимость момента сопротивления от угловой скорости

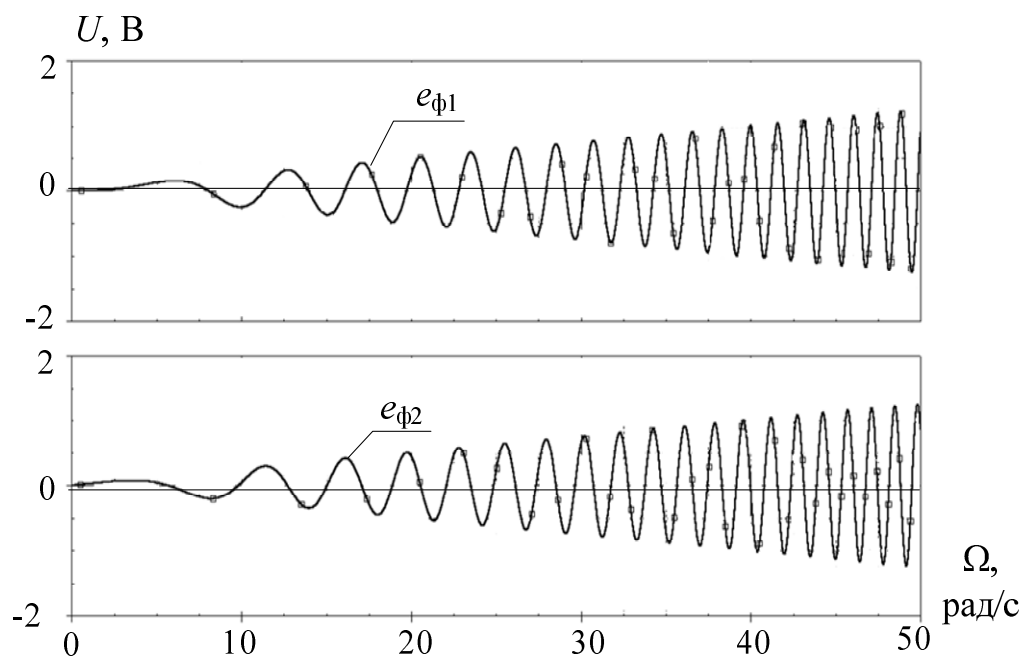


Рисунок 4.11 – Зависимость ЭДС фаз СДПМ от угловой скорости

Видно, что в случае использования следящего регулятора с управлением по условию нулевой ошибки, максимальное отклонение тока в моменты коммутации от заданного опорного не превышает амплитуды пульсирующей составляющей. При этом, среднее за период значение сигнала ошибки равно нулю. Разработанный регулятор позволяет формировать ток в фазах двигателя без провалов при переключении обмоток (рис. 4.7). Электромагнитный момент в данной модели формируется, с уровнем пульсаций 3 %, время переходного процесса составляет 0,06 мс, а перерегулирование отсутствует (рис. 4.8, 4.9).

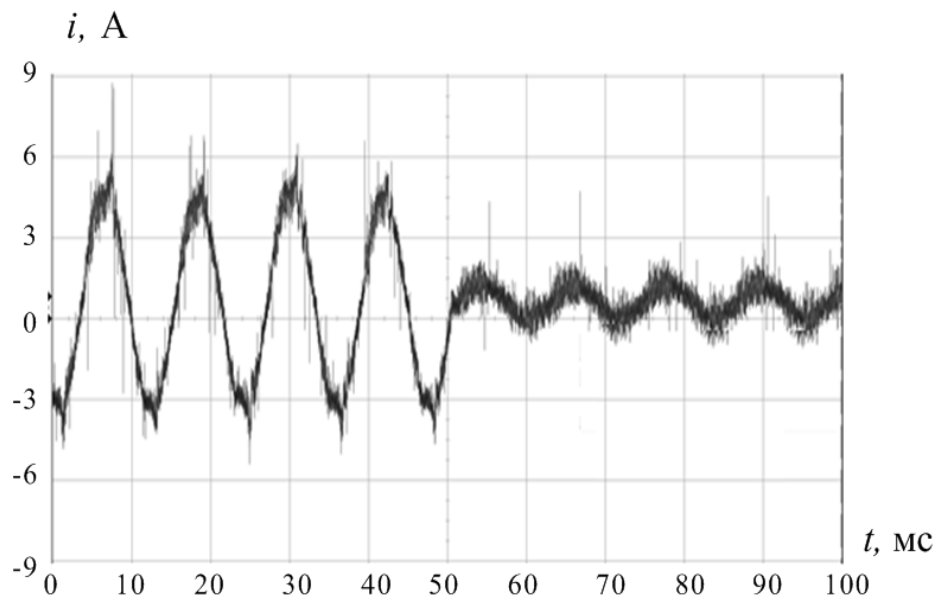
#### 4.3 Исследование адекватности разработанных имитационных моделей

Оценка адекватности разработанных имитационных моделей ЭП ЭМИО на базе СДПМ с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора и модели со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки проводится путем сравнения статических и динамических характеристик моделей со статическими и динамическими характеристиками ЭП ЭМИО «Агат-15М», разработанного в ОАО «НПЦ «Полюс». Анализ также включает в себя сравнение сигналов в ключевых точках регуляторов.

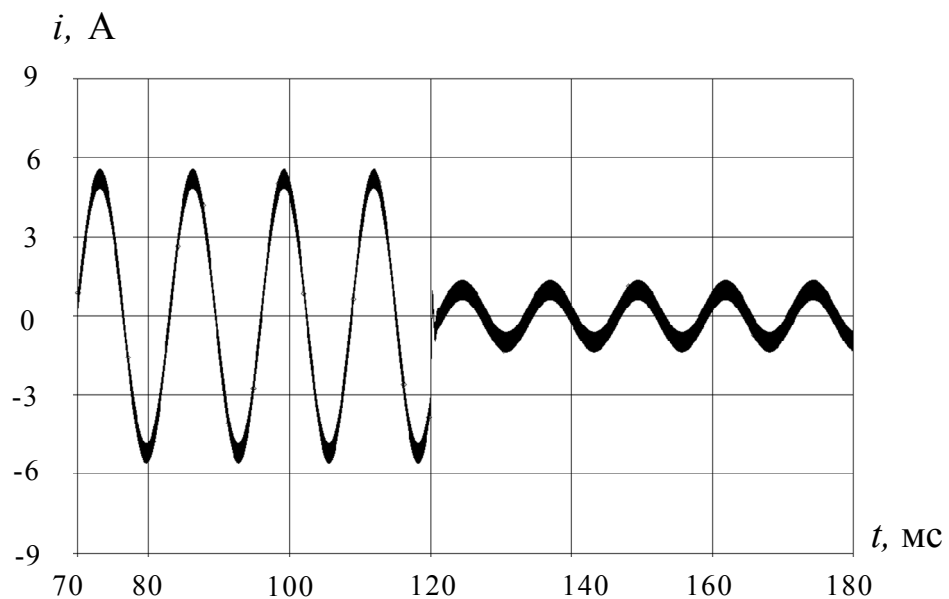
ЭМИО «Агат-15М» состоит из блока автоматики, содержащего четыре независимых канала управления моментом, и четырех УДМ, параметры которых соответствуют параметрам моделей и приводятся в начале четвертой главы. В канале управления моментом используется регулятор тока, реализующий частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора с двухполярным двухсторонним ШИМ.

На рисунке 4.12 а) приведена осциллограмма изменения фазного тока ЭМИО «Агат-15М» при ступенчатом изменении управляющего воздействия. Для сравнения, на рисунке 4.12 б) приведена диаграмма изменения фазного тока при ступенчатом изменении управляющего воздействия полученная в

результате моделирования. На основе представленных диаграмм, можно сделать вывод, что характер изменения фазного тока при ступенчатом управляющем воздействии в имитационной модели практически повторяет экспериментально снятую осциллограмму (при максимальном значении управляющего воздействия амплитудное значение тока фазы, измеренного экспериментально, составляет 5,46 А, а полученное в результате моделирования – 5,50 А; при значении управляющего воздействия в четыре раза меньше максимального амплитудное значение тока фазы, измеренное экспериментально составляет 1,30 А, а полученное в результате моделирования – 1,35 А), что говорит об адекватности разработанной модели.



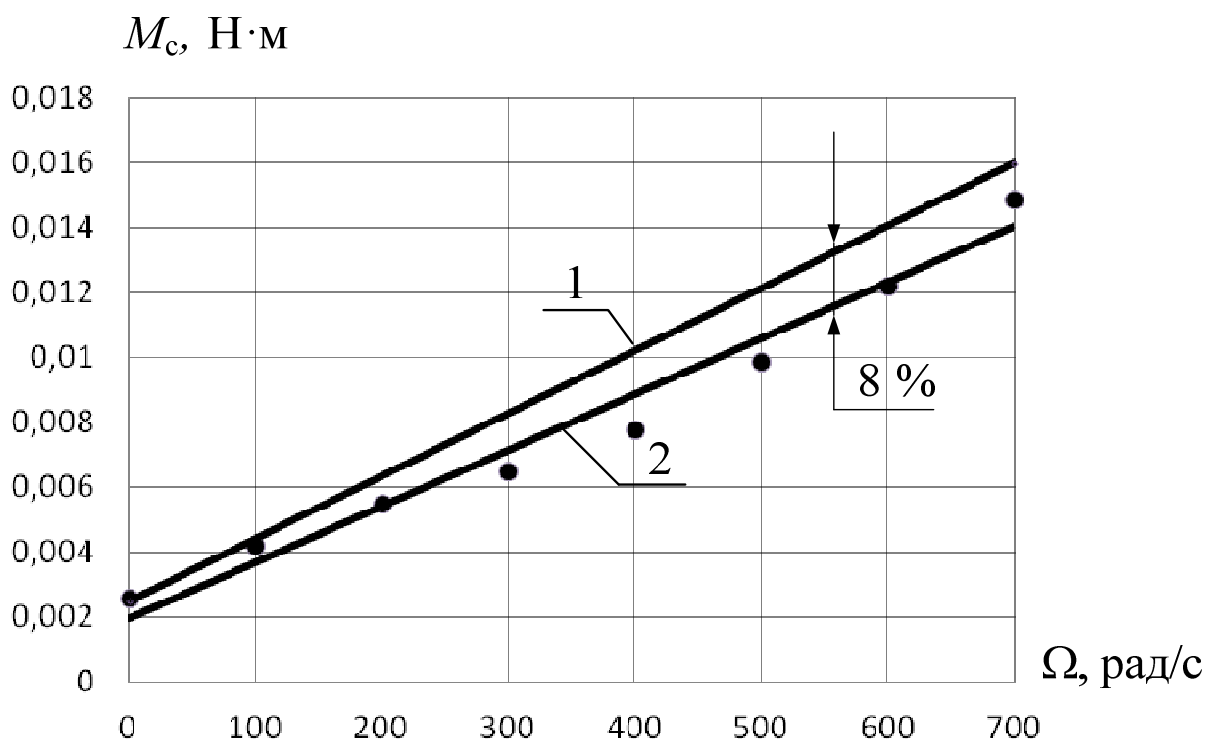
а) ЭМИО «Агат-15М»



б) имитационная модель

Рисунок 4.12 – Диаграмма изменения фазного тока при изменении управляющего воздействия

На рисунке 4.13 представлены зависимость момента сопротивления от частоты вращения блока УДМ-15-0,15, входящего в состав ЭМИО «Агат-15М» полученная экспериментально и в результате моделирования.



- 1- Имитационная модель;
- 2- УДМ-15-0,15.

Рисунок 4.13 – Зависимость момента сопротивления от угловой скорости

Видно, что в разработанных имитационных моделях правильно учтено влияние момента сопротивления на формирование динамического момента (рис. 4.13). Зависимость линейна и с точностью до 8 % совпадает с трендом экспериментально снятой зависимости момента сопротивления двигателя УДМ-15-0,15.

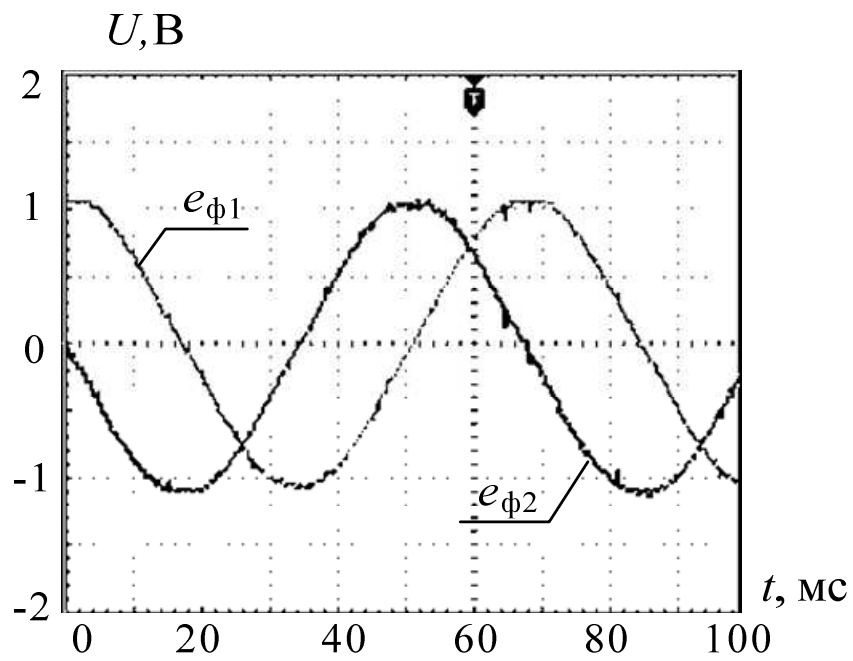
Форма наводимой ЭДС полученная экспериментально и в результате моделирования представлена на рисунках 4.14 – 4.17. Измеренные и полученные в результате моделирования амплитудные значения ЭДС создаваемой в обмотках двигателя УДМ-15-0,15 при различных значениях частоты вращения приведены в таблице 4.1.



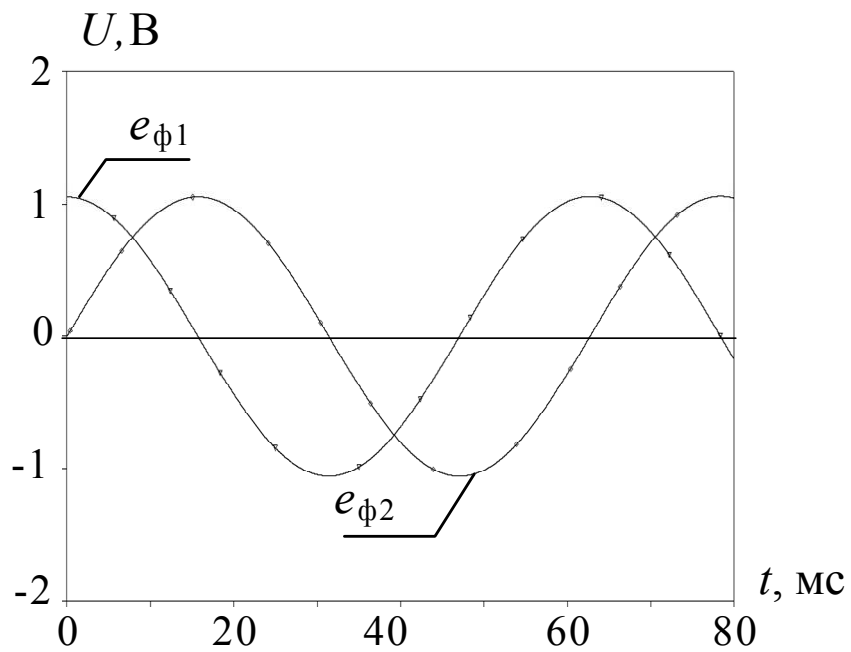
Таблица 4.1

Частота вращения, об/мин	Амплитудное значение ЭДС, В	
	измеренное экспериментально	полученное в результате моделирования
100	1,1	1,1
750	3,6	3,7
3000	10,0	9,9
6000	18,0	18,0

Видно, что амплитудное значение ЭДС в имитационной модели соответствует с точностью до 2,5 % амплитудному значению ЭДС ЭМИО «Агат-15М» и прямо пропорционально частоте вращения. В разработанных моделях влияние ЭДС в обмотках двигателя имитируются управляемыми источниками напряжения в соответствии с выражением (2.3).

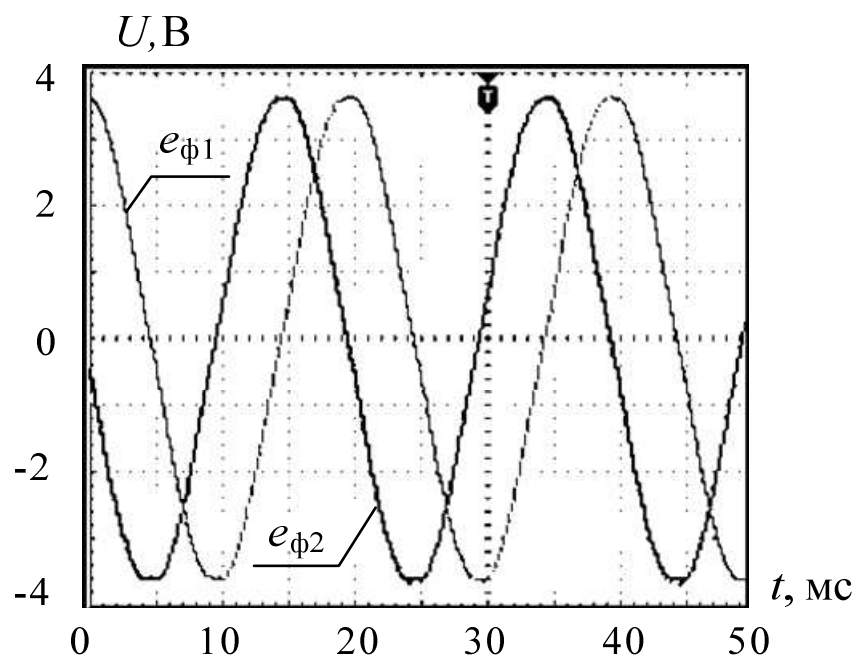


а) ЭМИО «Агат-15М»

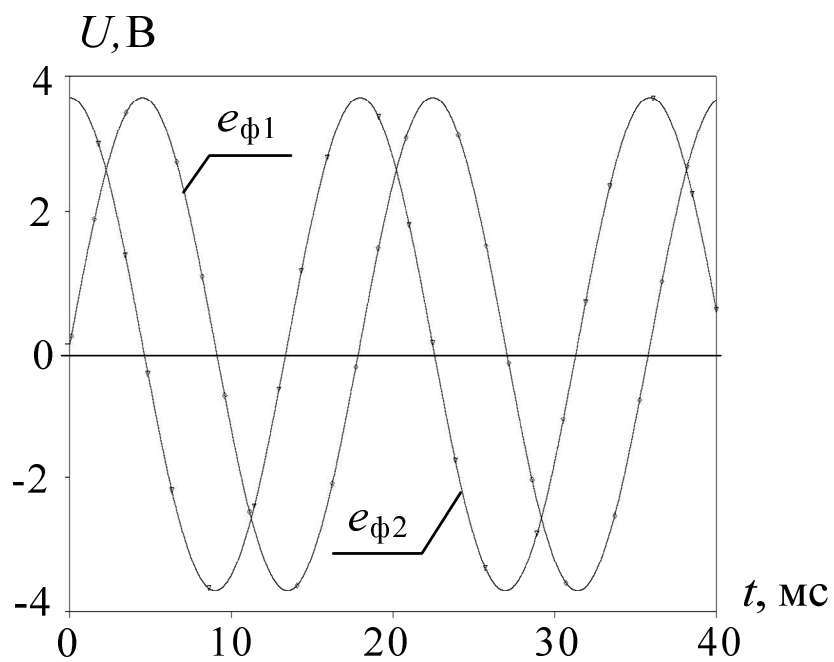


б) имитационная модель

Рисунок 4.14 – ЭДС первой и второй фазы двигателя при частоте вращения 100 об/мин

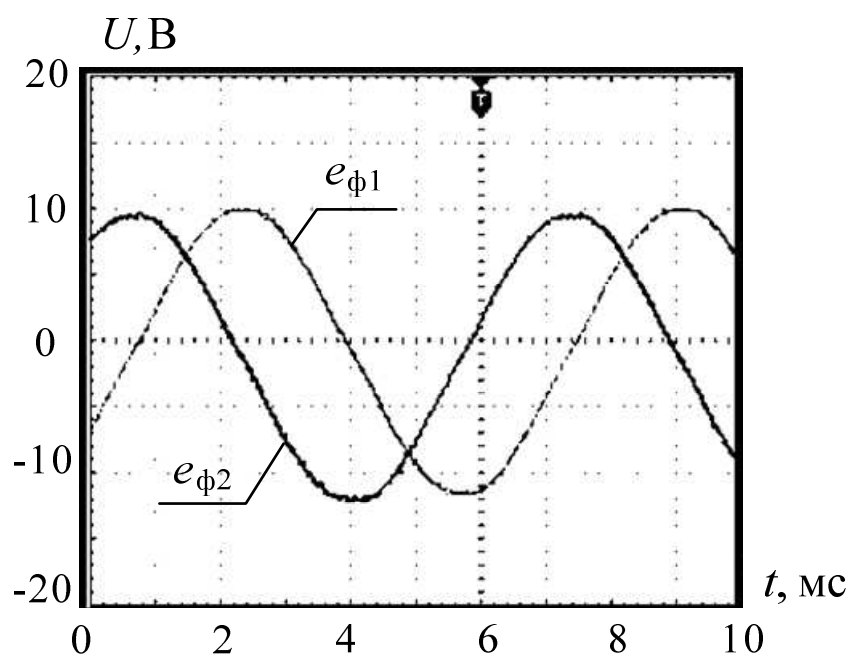


а) ЭМИО «Агат-15М»

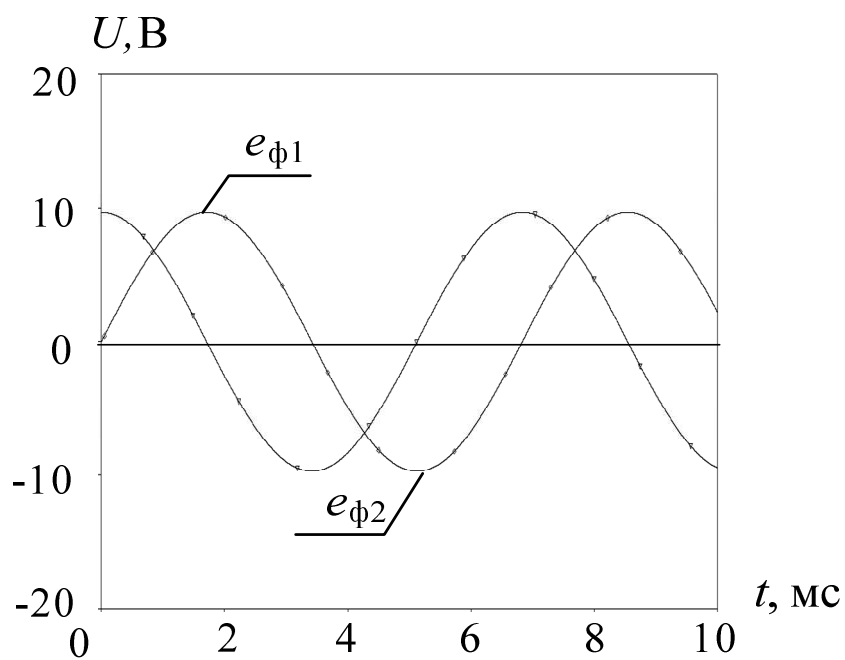


б) имитационная модель

Рисунок 4.15 – ЭДС первой и второй фазы двигателя при частоте вращения 750 об/мин

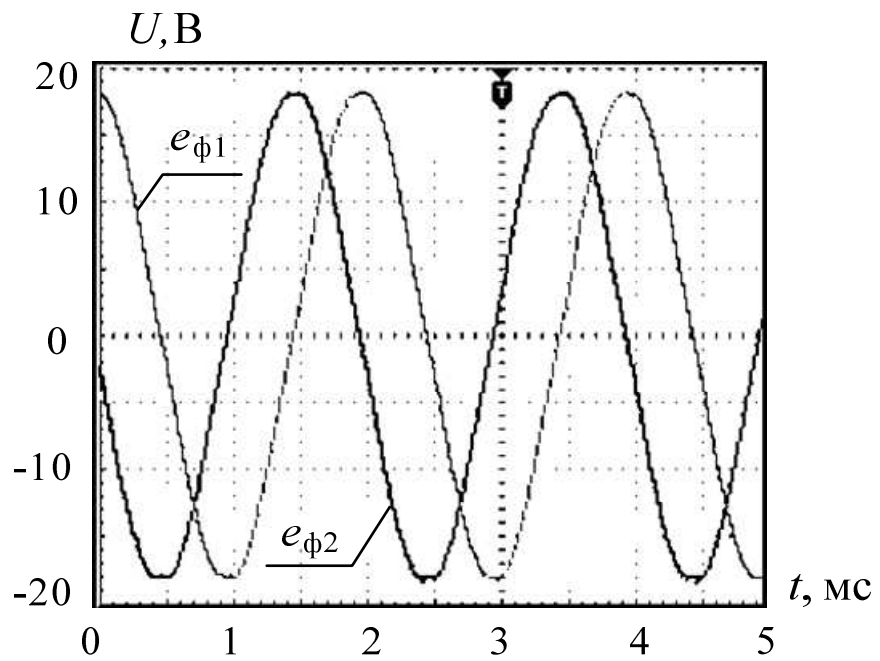


а) ЭМИО «Агат-15М»

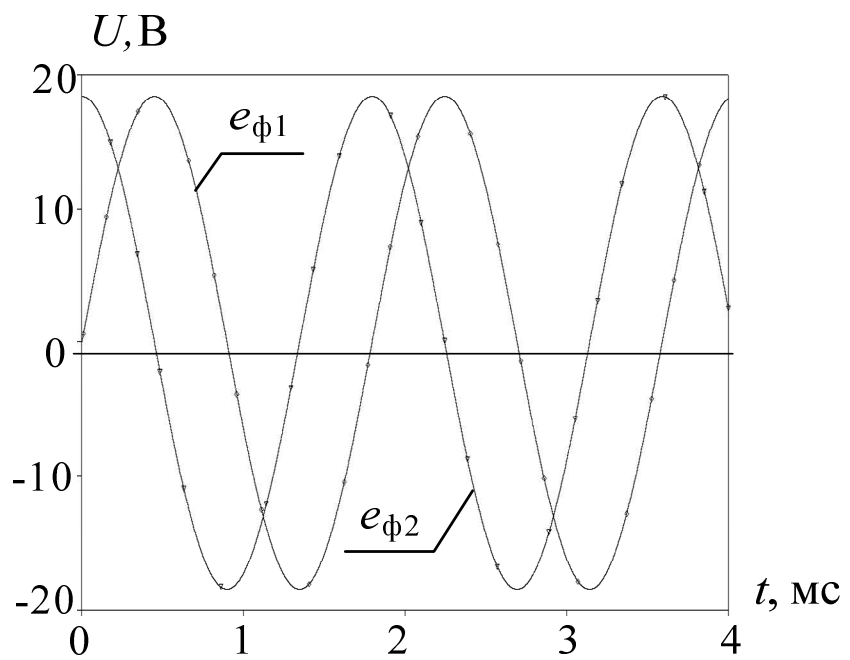


б) имитационная модель

Рисунок 4.16 – ЭДС первой и второй фазы двигателя при частоте вращения 3000 об/мин



а) ЭМИО «Агат-15М»



б) имитационная модель

Рисунок 4.17 – ЭДС первой и второй фазы двигателя при частоте вращения 6000 об/мин

Рассмотренные результаты моделирования и экспериментальных исследований позволяют сделать вывод об адекватности разработанных имитационных моделей.

#### 4.4 Сравнительный анализ статических и динамических характеристик ЭП ЭМИО

Разработанные имитационные модели позволяют исследовать различные режимы работы с оценкой характеристик ЭП ЭМИО. Исследуются динамические и статические характеристики ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, и разработанным следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки, реакция системы на изменение сигнала задания, поведение системы в различных режимах работы.

Как правило, при работе ЭМИО в составе КА в условиях натурной эксплуатации большую часть времени двигатель работает в режиме стабилизации частоты вращения. Режимы разгона и торможения при максимальном управляющем воздействии применяется один два раза за весь срок активного существования КА.

Рассмотрим статические и динамические характеристики ЭП ЭМИО в режимах разгона, стабилизации частоты вращения и реверса при максимальном управляющем воздействии. В качестве объектов исследований используются разработанные модели.

##### 4.4.1 Исследование модели ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления

Описание исследуемой модели и ее параметры подробно рассмотрены в главе 2.

На рисунке 4.18 приведена диаграмма переходного процесса электромагнитного момента создаваемого ЭП ЭМИО с регулятором тока,

реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора при пуске с максимальным управляющим воздействием.

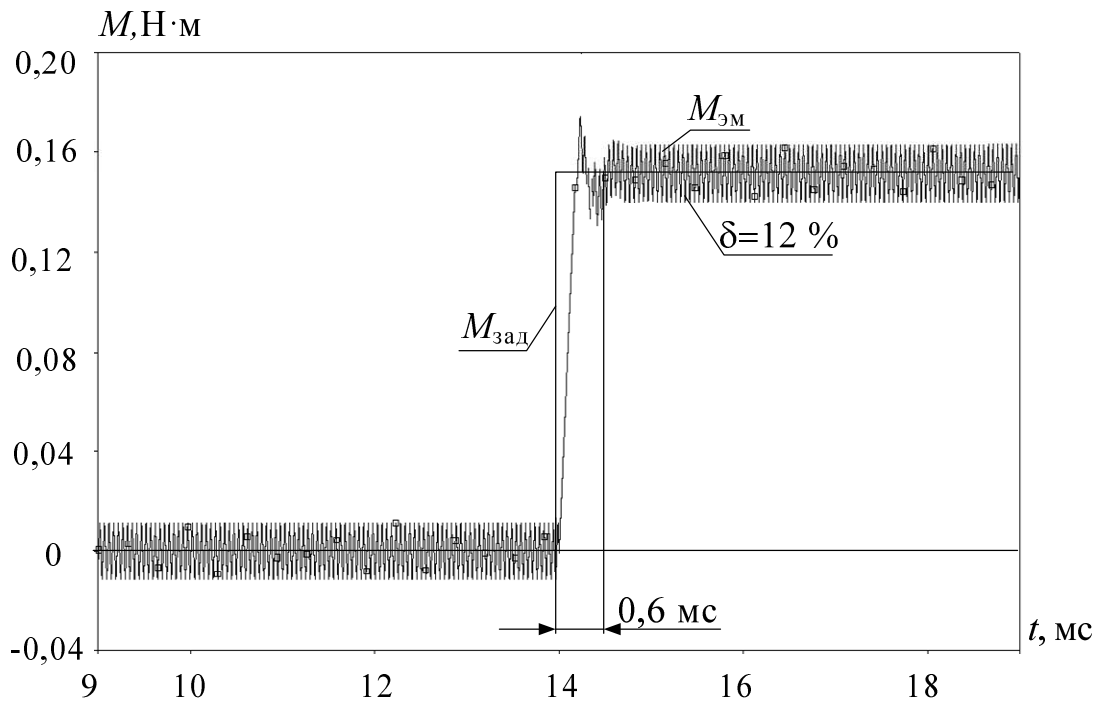


Рисунок 4.18 – Переходный процесс электромагнитного момента при пуске с максимальным управляющим воздействием

Анализ представленных на данном рисунке результатов показывает, что ЭП ЭМИО достаточно быстро обрабатывает изменение заданного момента. Время переходного процесса составляет около 0,6 мс.

На рисунках 4.19, 4.20 представлены результаты моделирования процессов разгона, стабилизации и реверса ЭП ЭМИО.

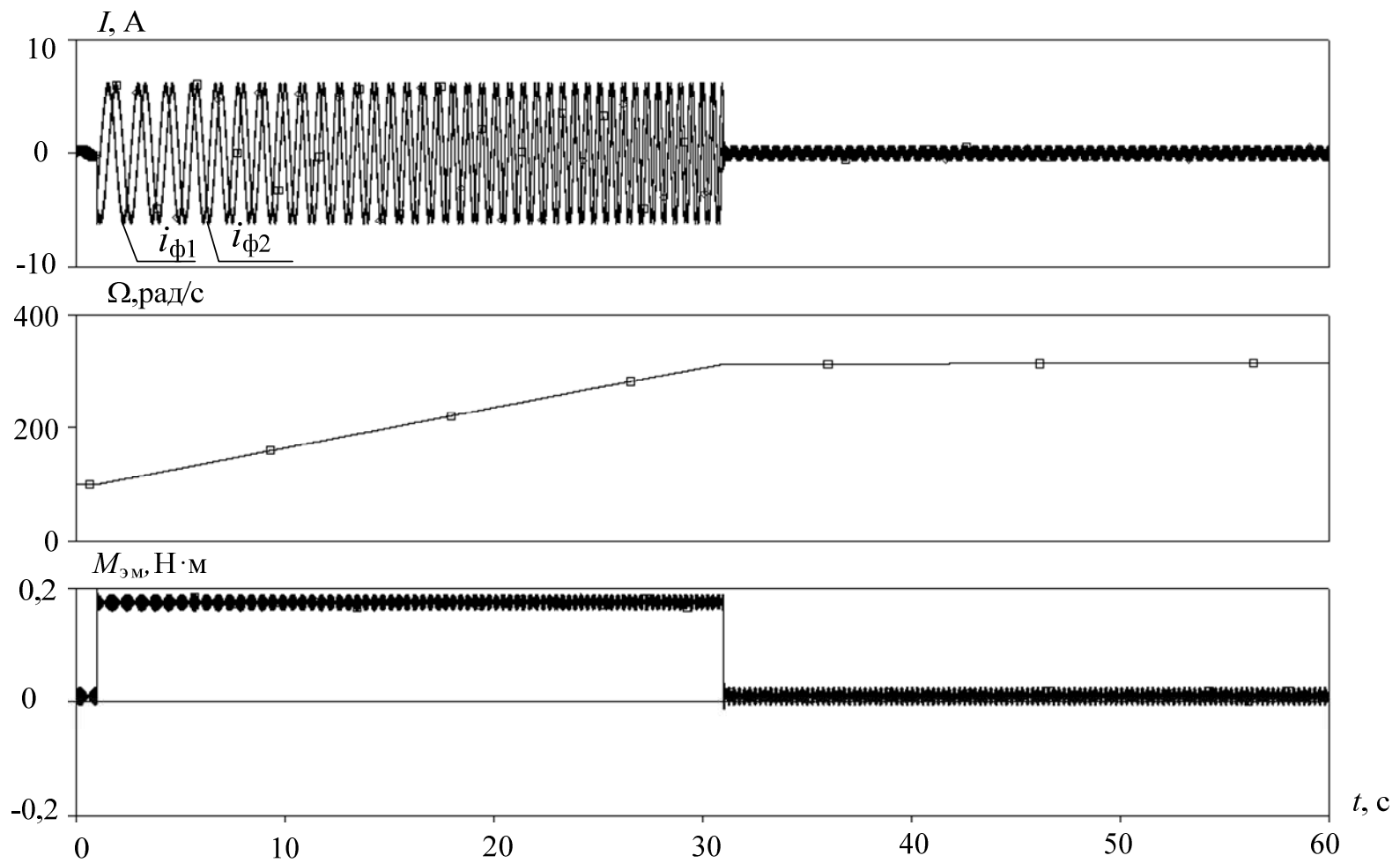


Рисунок 4.19 – Диаграммы сигналов  $i_{\phi 1}(t)$ ,  $i_{\phi 2}(t)$ ,  $\Omega(t)$ ,  $M_{эм}(t)$  в режиме разгона и стабилизации



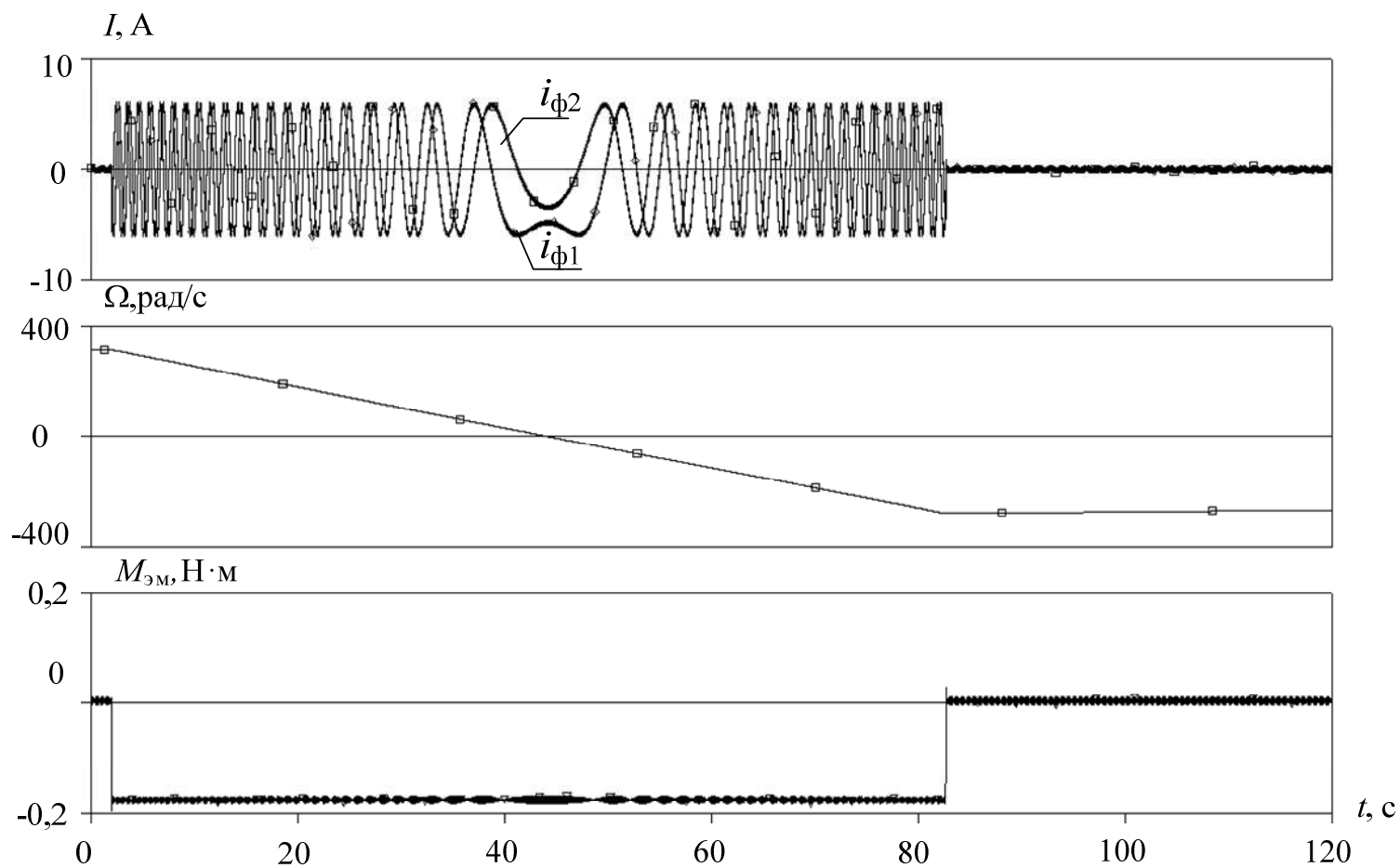


Рисунок 4.20 – Диаграммы сигналов  $i_{\phi 1}(t)$ ,  $i_{\phi 2}(t)$ ,  $\Omega(t)$ ,  $M_{эм}(t)$  в режиме реверса и последующей стабилизации

На рисунке 4.19 представлен режим разгона и стабилизации. Стабилизация частоты вращения достигается заданием управляющего воздействия такой величины, при котором электромагнитный момент, вырабатываемый регулятором тока ЭП ЭМИО, равен моменту сопротивления  $M_{эм}=M_c$ , тогда динамический момент равен нулю, а частота вращения УДМ поддерживается постоянной. Пульсации момента при максимальном управляющем воздействии рассчитываются по (2.4) и составляют 12 % при этом способе управления.

Как видно из рисунков, в режимах разгона и реверса с максимальным управляющим воздействием (рис. 4.19, 4.20) ЭП поддерживает электромагнитный момент на уровне, заданного воздействия. При этом, за счет стабильного поддержания момента, угловая скорость изменяется линейно, с постоянным ускорением. Однако вследствие значительных пульсаций тока в ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, присутствуют пульсации электромагнитного и динамического момента составляющие 12 % при максимальном управляющем воздействии. Для обеспечения режима стабилизации задается электромагнитный момент равный не более 10 % от максимального значения, т.е. при работе в области малых управляющих воздействий пульсации электромагнитного и динамического момента достигают 100 %.

Проведем анализ причин больших пульсаций момента, характерных для ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора и двухсторонней двухполярной модуляцией.

Формирование электромагнитного момента происходит в модели электромеханических преобразований согласно выражению:

$$M_{эм}(t) = \Phi_{\delta} \cdot i_{\phi 1}(t) \cdot \sin \varphi(t) + \Phi_{\delta} \cdot i_{\phi 2}(t) \cdot \cos \varphi(t).$$

Поскольку магнитный поток принимается постоянным, пульсации электромагнитного момента в большой степени зависят от пульсирующей

составляющей тока первой и второй фазы. На рисунке 2.12 показаны осциллограммы токов первой и второй фазы двигателя в режиме разгона с максимальным управляющим воздействием. Пульсации тока для этой модели достигают 0,4 А и наблюдаются при любом угловом положении ротора.

На рисунке 2.11 представлены диаграммы сигналов, поясняющие процесс формирования управляющих воздействий для коммутации силовых ключей. Из представленных диаграмм, при двухсторонней двухполярной модуляции для формирования тока в фазах к обмотке прикладывается напряжение  $U_{\pi} - e_{\phi} - i_{\phi} \cdot R_{\phi}$  (нарастание тока фазы) и  $-U_{\pi} - e_{\phi} - i_{\phi} \cdot R_{\phi}$  (спад тока). Такое управляющее воздействие обеспечивает максимальную скорость нарастания и спада формируемого тока, и как следствие, большие пульсаций тока на периоде модуляции. Среднее за период значение тока при этом равно заданному значению.

Одним из способов уменьшения пульсаций при таком алгоритме управления, является увеличение частоты переключения силовых ключей инвертора. Пульсации тока уменьшатся в этом случае, пропорционально увеличению частоты.

На рисунке 4.21 представлены диаграммы тока первой и второй фазы, угловой скорости и электромагнитного момента в режиме разгона УДМ. Частота переключения силовых ключей при этом составила 40 кГц, т.е. вдвое выше, чем в первом случае (20 кГц).

Пульсации электромагнитного момента, рассчитанные по (2.4) составили 6 %. Характер пульсаций тока фаз и момента остается тем же (рис. 4.21).

Увеличение частоты модуляции, как средство уменьшения пульсаций, имеет свои ограничения. Силовые МОП-транзисторы, используемые в качестве силовых ключей, могут эффективно применяться на частотах до 100 кГц. Дальнейшее увеличение частоты влечет за собой большие потери на переключениях.

К тому же, при малом управляющем воздействии пульсации тока и момента, остаются сравнимы с уровнем задающего воздействия. Большинство ЭМИО, используемых в настоящее время на КА, работают в режиме небольших управляющих воздействий, поэтому для обеспечения более точного ориентирования для ЭП необходимо повышать точность в области малых управляющих воздействий.

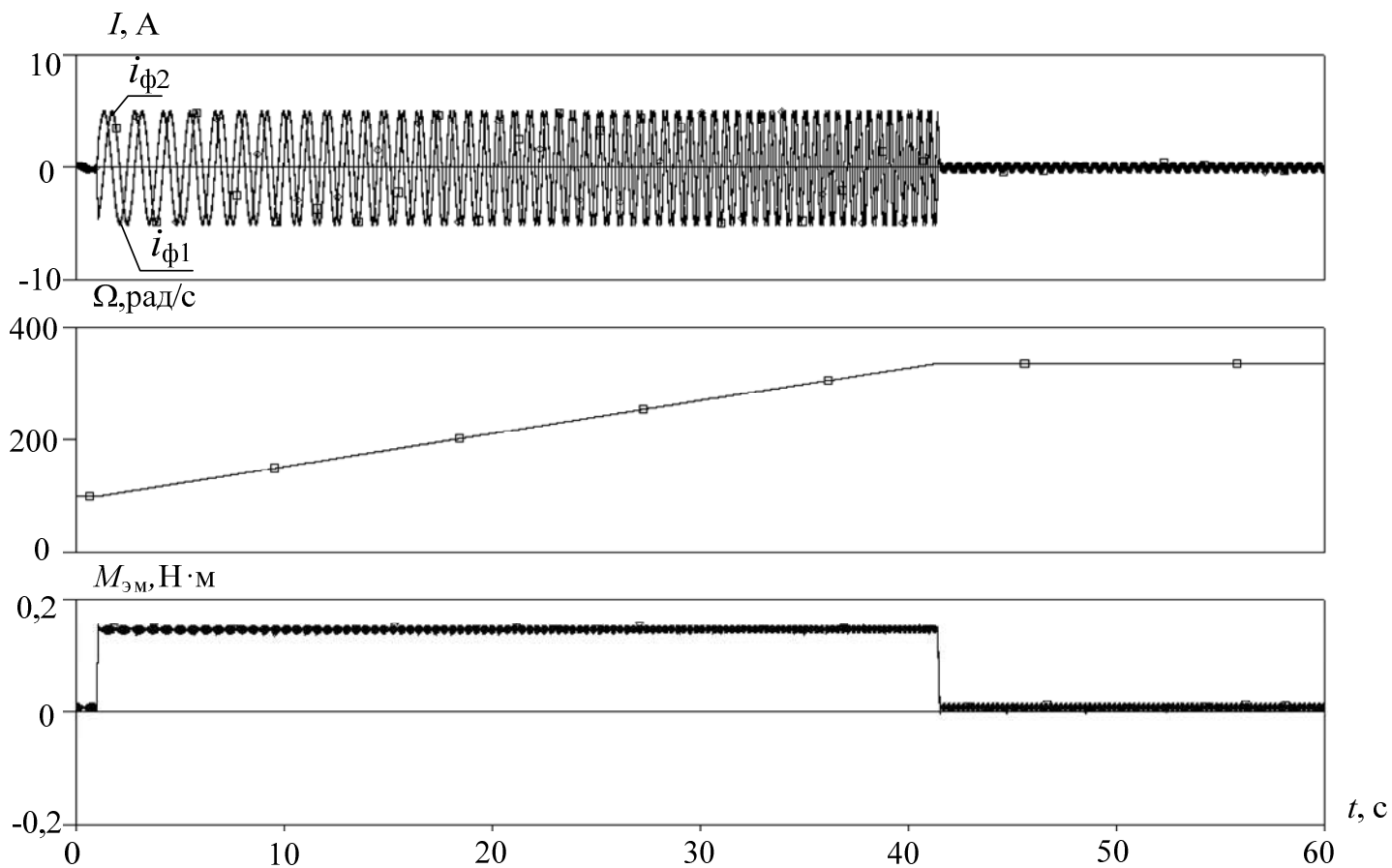


Рисунок 4.21 – Диаграммы сигналов  $i_{\phi 1}(t)$ ,  $i_{\phi 2}(t)$ ,  $\Omega(t)$ ,  $M_{эм}(t)$  в режиме разгона и стабилизации при частоте работы ключей 40 кГц

#### 4.4.2 Исследование модели ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки

Моделирование ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки проводилось для различных условий. Результаты моделирования, оценивающие реакцию на воздействие ступенчатого управляющего воздействия в режимах пуска и реверса, приведены на рисунках 4.22, 4.23.

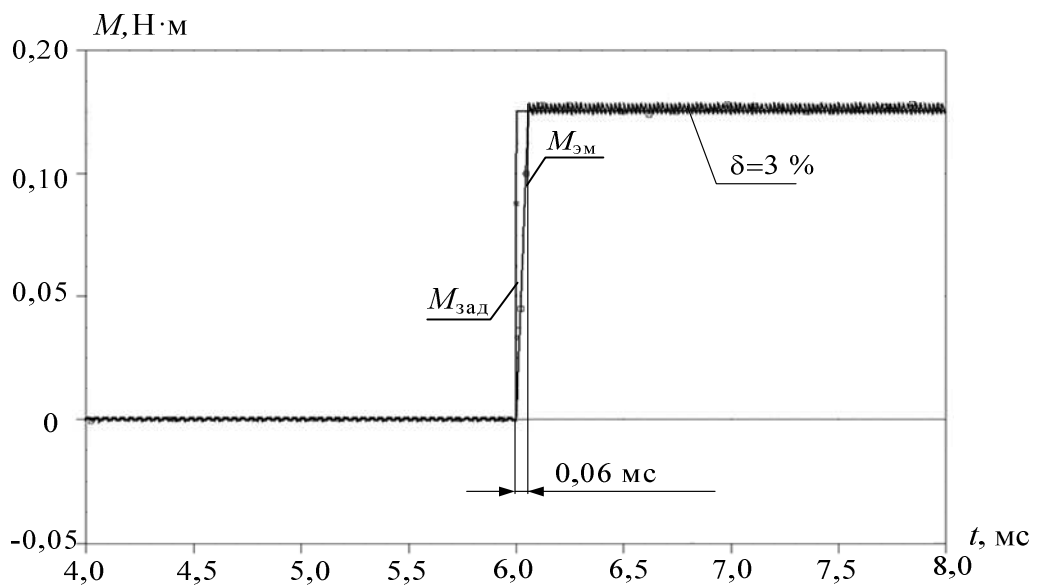


Рисунок 4.22 – Переходный процесс электромагнитного момента при пуске двигателя с максимальным управляющим воздействием

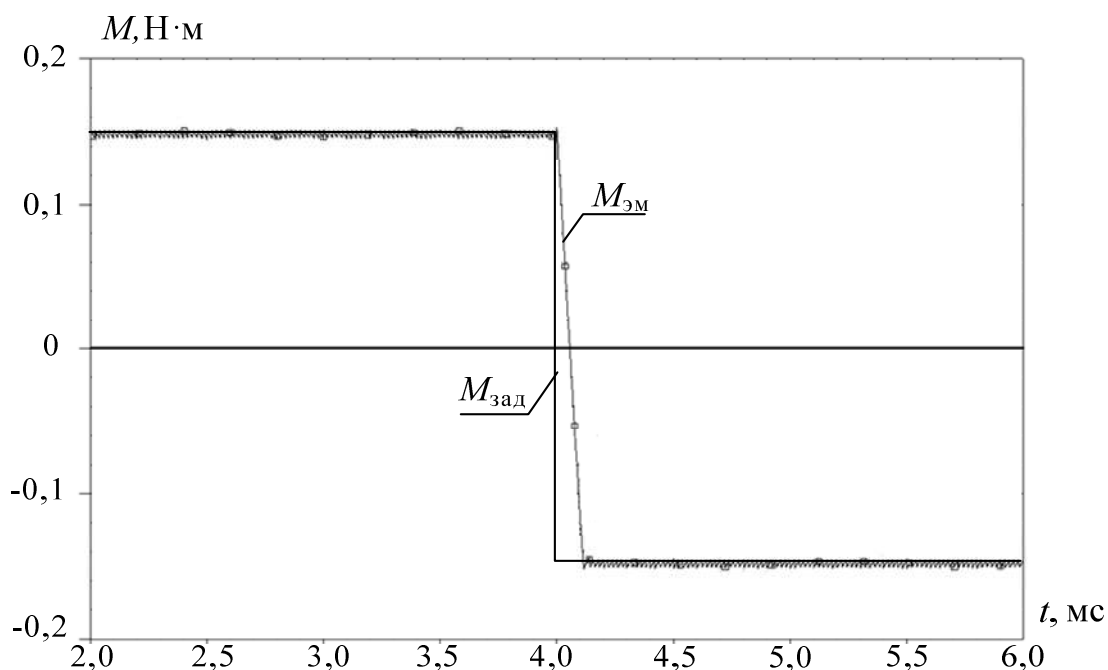


Рисунок 4.23 – Переходный процесс электромагнитного момента при реверсе двигателя с максимальным управляющим воздействием

Анализ результатов показал, что время переходного процесса составляет 0,06 мс при пуске и 0,12 мс при реверсе, при этом отсутствует выброс, полученный при моделировании ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора.

Результаты моделирования ЭП ЭМИО с прогнозированием пульсирующей составляющей тока в силовой цепи в режимах разгона, стабилизации и реверса представлены на рисунках 4.24, 4.25.

Моделирование режимов разгона и реверса проводилось при максимальном управляющем воздействии, а, следовательно, и максимальном значении электромагнитного момента. Стабилизация достигалась подачей управляющего воздействия, электромагнитный момент при котором равен моменту сопротивления.

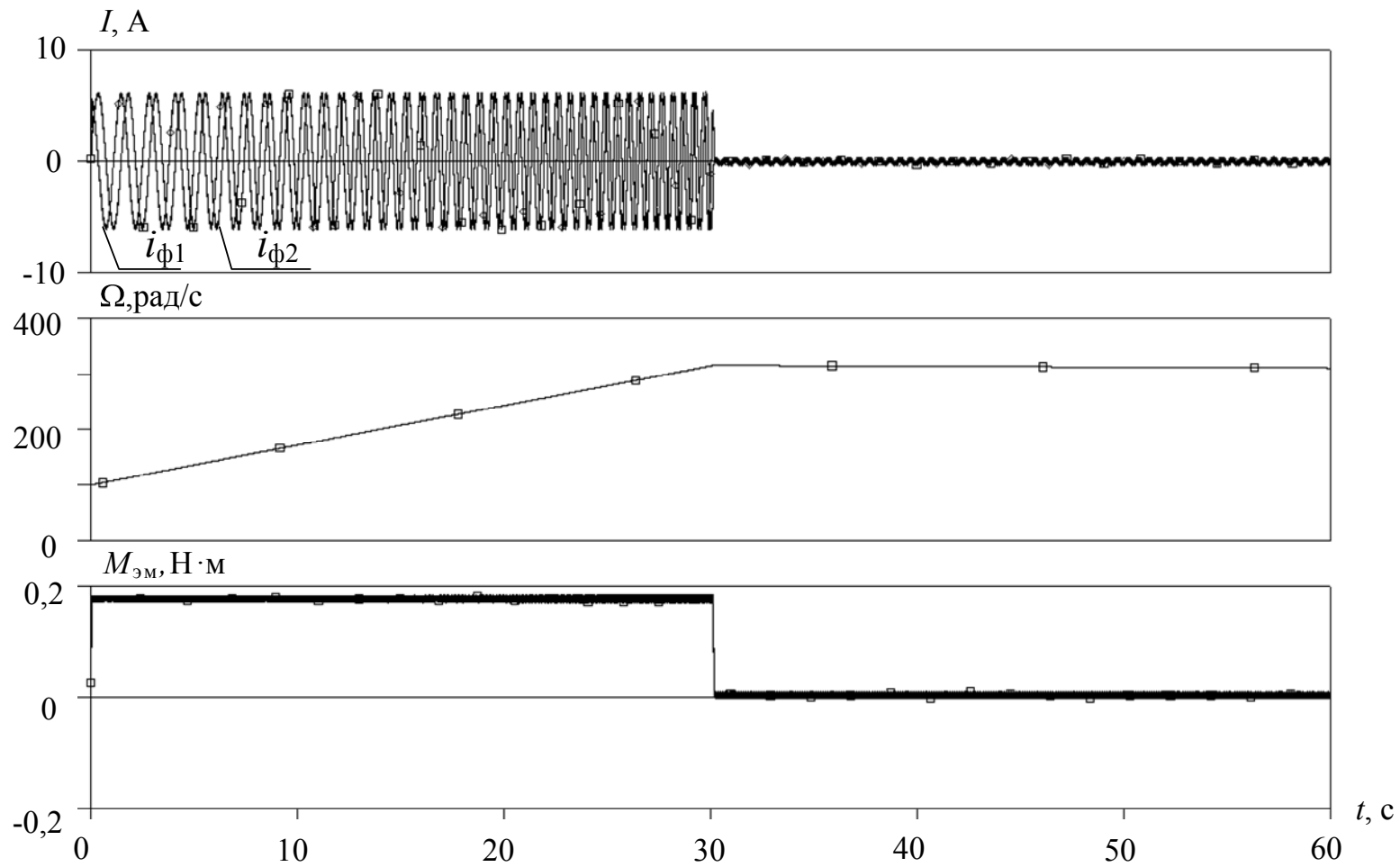


Рисунок 4.24 – Диаграммы сигналов  $i_{\phi 1}(t)$ ,  $i_{\phi 2}(t)$ ,  $\Omega(t)$ ,  $M_{эм}(t)$  в режиме разгона и стабилизации



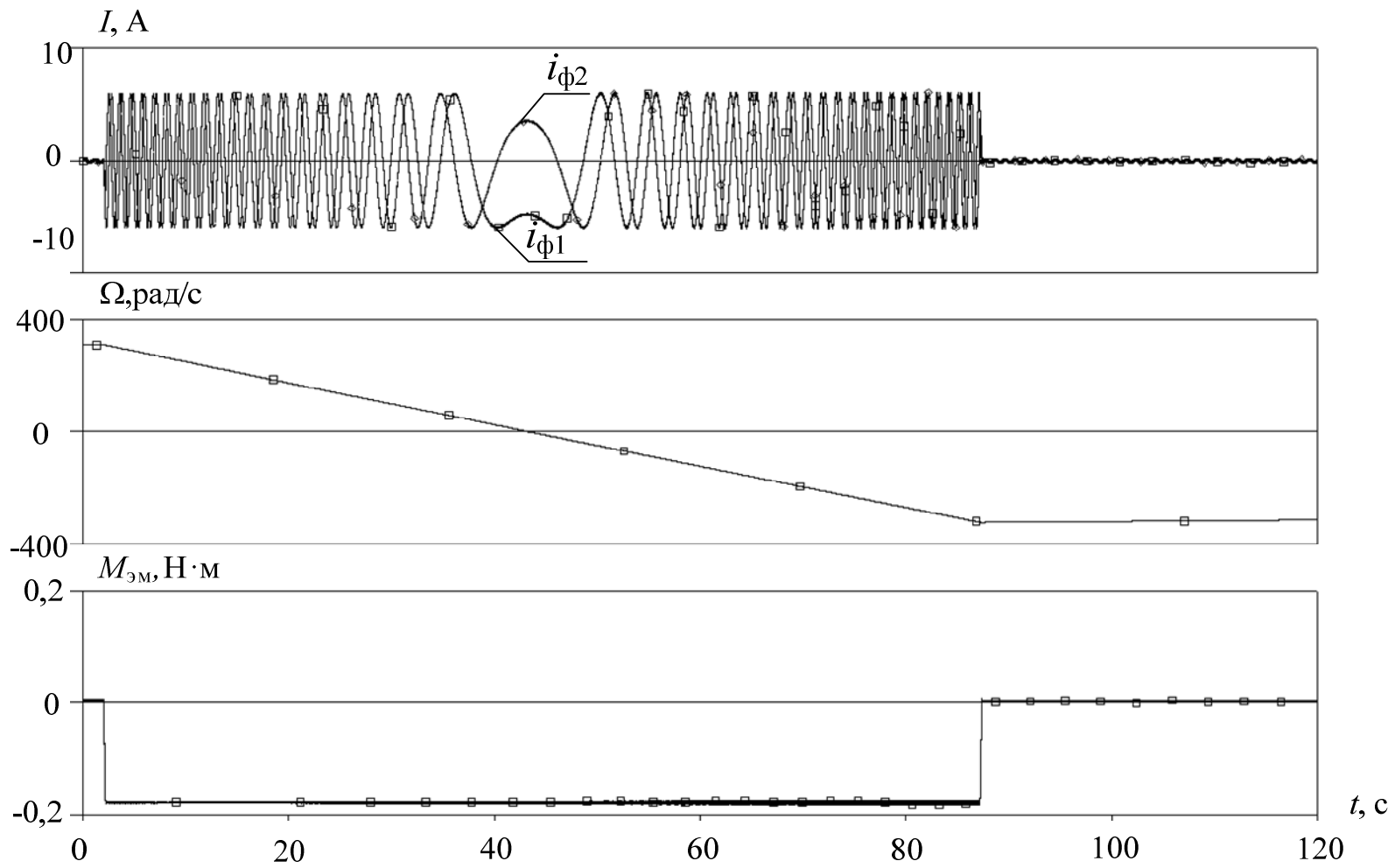


Рисунок 4.25 – Диаграммы сигналов  $i_{\phi 1}(t)$ ,  $i_{\phi 2}(t)$ ,  $\Omega(t)$ ,  $M_{эм}(t)$  в режиме реверса и последующей стабилизации

При проведении моделирования для обеих моделей задавались одинаковые управляющие воздействия и начальные условия.

Из полученных данных, модель ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки показывает более качественные выходные характеристики. Как и в случае модели с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, угловая скорость в режимах разгона и реверса (рис. 4.24, 4.25) изменяется линейно, в режиме стабилизации пульсации по скорости отсутствуют. При этом пульсации тока в фазах УДМ существенно меньше, особенно в области малых управляющих воздействий (рис. 4.24). Пульсации тока фаз в модели со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки составляют 0,11 А, что меньше чем в модели с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора (0,4 А) при той же частоте работы силовых ключей.

Анализ результатов моделирования показал, что пульсации электромагнитного момента при максимальном управляющем воздействии, составили 3 % при способе управления с прогнозированием.

#### 4.5 Выводы

1 Для исследования разработанного высокоточного следящего регулятора с управлением по условию нулевой ошибки, и сравнения его с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора ЭП ЭМИО с частотно-токовым способом управления были разработаны имитационные модели ЭП ЭМИО, реализованные на компонентном и частично функциональном уровне.

2 Установлено, что в случае использования следящего регулятора с управлением по условию нулевой ошибки, максимальное отклонение тока в моменты коммутации от заданного опорного не превышает амплитуды пульсирующей составляющей. При этом, среднее за период значение

сигнала ошибки равно нулю. Разработанный регулятор позволяет формировать ток в фазах двигателя без провалов при переключении обмоток. Пульсации тока фаз в этом случае меньше, чем в модели с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, при той же частоте переключения силовых ключей. Электромагнитный момент в данной модели формируется, с уровнем пульсаций 3 %.

3 В условиях натурной эксплуатации большую часть времени двигатель работает в режиме стабилизации частоты вращения, пульсации электромагнитного момента при работе в области малых (менее 10 % от максимального) управляющих воздействий в ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора, сравнимы со средним значением электромагнитного момента. В ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки пульсации тока и электромагнитного момента меньше в четыре раза, что особенно важно в области малых управляющих воздействий.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена задача управления ЭП ЭМИО на базе СДПМ, обеспечивающая улучшение его точностных характеристик.

Основные результаты выполненного исследования заключаются в следующем:

1 Разработана имитационная модель ЭП ЭМИО на базе СДПМ, состоящая из структурных звеньев: регулятора, силовой электрической цепи, электромеханических преобразований в двигателе и механической части системы, реализованная на компонентном и частично функциональном уровне с использованием стандартных компонентов, что позволяет исследовать режимы работы любого узла ЭП ЭМИО в реальных электрических и механических координатах, при различных стратегиях управления.

2 Предложены законы управления и алгоритмы структурно-параметрического синтеза ЭП ЭМИО, основанные на прогнозировании приращения тока в силовой цепи, позволяющие создавать регуляторы, обеспечивающие высокую точность стабилизации динамического момента ЭМИО.

3 Разработаны блоки модуляции для односторонней и двухсторонней ШИМ обеспечивающие безопасное управление ключевыми элементами реверсивного ЭП в различных режимах работы.

4 Проведено исследование имитационных моделей ЭП ЭМИО с разработанным высокоточным следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки, и сравнение его с ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ управления силовыми ключами инвертора. Установлено, что в ЭП ЭМИО с частотно-токовым способом управления погрешность реализации электромагнитного момента составляет 12 % и присутствует перерегулирование  $\Delta M_{эм}=17\%$ . В случае использования следящего регулятора с управлением по условию нулевой

ошибки, максимальное отклонение тока в моменты коммутации от заданного опорного не превышает амплитуды пульсирующей составляющей, при этом среднее за период значение сигнала ошибки равно нулю. Разработанный регулятор позволяет формировать ток в фазах двигателя без провалов при переключении обмоток. Время переходного процесса в ЭП ЭМИО со следящим регулятором с управлением по условию нулевой ошибки в 10 раз меньше, чем в ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ. Кроме того, в разработанном регуляторе отсутствует перерегулирование, а погрешность реализации электромагнитного момента составляет 3 %, что в четыре раза меньше, чем в ЭП ЭМИО с регулятором тока, реализующим частотно-токовый способ. Таким образом, поставленная задача: улучшение точностных характеристик ЭП ЭМИО, выполнена.

5 Результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанных имитационных моделей. Предложенные законы управления, алгоритмы структурно-параметрического синтеза ЭП ЭМИО и имитационные модели использовались в рамках создания аппаратно-программного моделирующего комплекса прибора «Агат-15М» и при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ ОАО «НПЦ «Полюс» по программе разработки ЭМИО для систем ориентации и стабилизации КА (приборов типа «Агат»), с улучшенными массогабаритными, динамическими, точностными и ресурсными характеристиками и подтвердили эффективность работы электропривода по быстродействию и пульсациям момента в различных режимах.

## Литература

- 1 Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами // Известия ТПУ. Энергетика. 2011. Т. 319 № 4. С. 93-99.
- 2 Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Микропроцессорная система прямого управления моментом электроприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // Известия вузов. Электромеханика. 2011. № 6. С. 62-67.
- 3 Абд Эль Вхаб Амр Рефки. Математическое описание прямого управления моментом электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // IV Всероссийская научно-практическая конференция «Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов российских вузов». Томск, 24-26 мая 2011 г. С. 20-23.
- 4 Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С. Реализация цифровой системы прямого управления моментом электропривода для синхронного двигателя с постоянными магнитами // V Юбилейная международная научно-техническая конференция «Электромеханические преобразователи энергии» имени Г.А. Сипайлова, ТПУ, Томск, 12-14 октября 2011 г. С. 133-136.
- 5 Абд Эль Вхаб Амр Рефки. Моделирование и исследование электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами при прямом управлении моментом // Международная научно-практическая конференция «Современные проблемы и пути их решения в науке, транспорте, производстве и образовании 2011». Одесса: Черноморье – 2011 – Выпуск 4. Т.9. С. 71-79.
- 6 Аванесов В.М. Релейное управление следящими статическими преобразователями. Ч. I. Структуры систем управления: анализ и синтез // Электричество. 2000. № 10. С. 45-53.

- 7 Адасько В.И., Иосифьян А.Г., Трифонов Ю.В., Шереметьевский Н.Н. Космические аппараты оперативного метеорологического и природно-ресурсного назначения. Проблемы. Технические решения. Международная интеграция. // Электротехника. 1991. №9. С. 32-38.
- 8 Адволокин Н.П., Гращенко В.Т., Лебедев Н.И. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока /. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1984.
- 9 Алексеев К. Б., Бебенин Г. Г. Управление космическим летательным аппаратом. М. Машиностроение. 1964г. 402 с.
- 10 Ардашов, А.А. Тенденции построения космических платформ для перспективных малых космических аппаратов./ Ардашов, А.А. и др. Изв. ВУЗОВ. Приборостроение. 2007 Т.50.№6. С. 55-58.
- 11 Арефьев В.П., Сорокин А.В., Башкеев Н.И., Кондратьев О.А. Инерционные исполнительные органы систем ориентации космических аппаратов. // Гироскопия и навигация. – 1995. №2 (9). С. 7-11.
- 12 Арефьев, В.П. Комплекс управляющих двигателей-маховиков «КМХ Колокол» для КА «Ямал» / В.П. Арефьев, А.В. Сорокин, Н.И. Башкеев и др.// Ракетно-космическая техника. Труды Ракетно-космической корпорации «Энергия». Серия XII выпуск 1. Расчет, проектирование, конструирование и испытания космических систем. г. Королёв, 2002 г. С. 49-54.
- 13 Арайс Е.А., Дмитриев В.М. Моделирование неоднородных цепей и систем на ЭВМ. М.: Радио и связь, 1982.
- 14 Асинхронизированный вентильный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока / И.П. Копылов, Ю.П. Сонин, И.В. Гуляев, Г.М. Тутаев // Электротехника. 2000. № 8. С. 59-62.
- 15 Балковой А.П., Цацекин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 328 с.

- 16 Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1982.
- 17 Белман Р. Динамическое программирование. М.: Изд-во иностр. Лит., 1960.
- 18 Белов Г.А. Анализ динамики импульсного стабилизатора напряжения // ЭТВА. 1983. Вып. 14. С. 88-100.
- 19 Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением /Под ред. Н.В. Бродовского. М.: Энергия, 1974.
- 20 Брусин В.А., Угриновская Е.Я. Децентрализованное адаптивное управление с эталонной моделью // Автоматика и телемеханика. 1992. № 10. С. 29-36.
- 21 Буков В.Н., Князев И.А. Робастное оптимальное управление // Автоматика и телемеханика. 1991. № 3. С. 15-21.
- 22 Букреев В.Г., Параев Ю.И., Перепелкин Е.А. Применение метода модального управления для стабилизации электромеханических систем с широтно-импульсной модуляцией // Электричество. 1998. № 1. С. 48-50.
- 23 Букреев В.Г. Стабилизация электромеханических систем с дискретным управлением // Электротехника. 1997. № 7. С. 16-19.
- 24 Букреев В.Г. Субоптимальное управление электроприводом с широтноимпульсной модуляцией // Электротехника. 1988. № 4. С. 64-66.
- 25 Булатов О.Г., Лабунцов В.А. Пономаренко А.И. Развитие одноканальных систем управления с вентильными преобразователями // Электричество. 1980. № 9. С. 14-21.
- 26 Булгаков А.А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.
- 27 Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М.: Наука, 1966.
- 28 Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. М.: Высш. шк., 1985.



- 29 Бутаков А.Н., Булдаков В.Н., Филонова С.Ю., Чеснокова Т.Ю., Плеснивый А.Н., Лянзбург В.П. /Математическая модель маховичного электромеханического исполнительного органа / Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов НПП «Полюс». Томск: МГП «РАСКО» при изд-ве «Радио и связь», 2001. С. 340-347.
- 30 Верещагин В.П., Вейнберг Д.М., Стома С.А. Опыт эксплуатации силовых гироскопов-гиродинов с магнитными опорами на орбитальном комплексе «Мир» // Труды ВНИИЭМ. Электромеханические устройства космических аппаратов. М., 1997. Т.97. С. 5-12.
- 31 Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
- 32 Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. С-Петербург. Корона принт. 2001.
- 33 Герман-Галкин С.Г. Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: Корона-Век, 2008.
- 34 Государственное космическое агентство Украины. Официальный веб-сайт. Спутник связи «Лыбидь-М» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nkau.gov.ua/nsau/nkau.nsf>.
- 35 Дацковский Л.Х. , Бирюков А.В., Вайнтруб О.Ш., и др. /Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / / Электротехника. 1996. № 10. С. 18-28.
- 36 Джури Э.И. Робастность дискретных систем (обзор) // Автоматика и телемеханика. 1990. №5. С. 3-28.
- 37 Догановский С.А. Параметрические системы автоматического регулирования. М.: Энергия, 1973.
- 38 Домбровский В.В. Синтез оптимальных динамических регуляторов пониженного порядка для нестационарных линейных дискретных

- стохастических систем // Автоматика и телемеханика. 1996. № 4. С. 79-85.
- 39 Дортау В.А., Павлов Ю.П., Рудаков В.В. и др. /Теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением / / Автоматизированный электропривод. М.: Энергия, 1980. С. 93-101.
- 40 Духопальников Б.А. Система импульсно-фазового управления преобразователей с интегрированием управляющего и синхронизирующего напряжений // Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. 1982. № 7. С. 4-5.
- 41 Завьялова О.Ю. Способ управления динамическим моментом маховичного электропривода // XV Труды международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии». Томск, 2009 г. С. 418-420
- 42 Завьялова О.Ю., Лекарев А.Ф. Разработка модели и синтез регулятора маховичного электромеханического исполнительного органа // Электронные и электромеханические системы и устройства. Тезисы докладов научно-технической конференции молодых специалистов. Томск, 2010 г. С. 389-398.
- 43 Завьялова О.Ю. Синтез регулятора электромеханического исполнительного органа системы ориентации и стабилизации космического аппарата // Сборник материалов молодежной конференции. Новые материалы и технологии в ракетно-космической технике. Звездный городок, 2011 г. С. 82-91.
- 44 Завьялова О.Ю., Казанцев Ю.М. Синтез регулятора электромеханического исполнительного органа // Известия ТПУ. Т.320, № 4, 2012 г. С. 162-166.
- 45 Завьялова О.Ю., Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Управление с прогнозированием в вентильном электроприводе электромеханического исполнительного органа // V Юбилейная международная научно-техническая конференция

- «Электромеханические преобразователи энергии» имени Г.А. Сипайлова. Томск, 12-14 октября 2011 г. С. 300-304.
- 46 Завьялова О.Ю., Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Разработка имитационной модели электромеханического исполнительного органа системы ориентации и стабилизации космического аппарата // Материалы XV Международной конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева. Красноярск, 2011 г. Ч. 1, № 4. С. 173-174.
- 47 Завьялова О.Ю., Казанцев Ю.М. Повышение точности управления динамическим моментом двигателя-маховика // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. 2012 г. Т. 126, № 1. С. 39-44.
- 48 Захаров С.Е., Ходорева Е.В. / Структурно-параметрический синтез оптимальной системы ориентации стабилизации малого космического аппарата/ /Новые материалы и технологии в ракетно-космической технике:Сб. мат. молодежной конференции – Звездный городок, 2011. Том 2. С. 91-103.
- 49 Зенков А.К., Бутаков А.Н., Лекарев А.Ф. и др. /Синтез структуры следящего регулятора тока на имитационной модели // Электронные и электромеханические устройства: Тез. Докл. ХУ науч.-техн. Конф. НПЦ «Полюс». Томск, 1997. С. 150-151.
- 50 Зиновьев Г.С. Итоги решения некоторых проблем электромагнитной совместимости вентильных преобразователей // Электротехника. 2000. № 11. С. 12-16.
- 51 Зиновьев Г.С. Основы преобразовательной техники. Новосибирск, 1975. Ч. 3: Методы анализа установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях.
- 52 Иванов-Смоленский А.В., И.П. Копылов, Е.М. Лопухина и др. / Перспективы развития электромеханики в XXI веке // Электротехника. 2000. № 8. С. 1-4.
- 53 Кадель В.И. Принципы оптимальной декомпозиции силовых

- электронных систем и стратегия их проектирования // Проектирование и исследования полупроводниковых и электромеханических преобразователей: Сб. науч. Трудов / Под ред. А.К. Шидловского. Киев: ИЭД АН УССР, 1989. С. 80-92.
- 54 Кадель В.И. Силовые электронные системы автономных объектов. Теория и практика автоматизированной динамической оптимизации. М.: Радио и связь, 1990.
- 55 Казанцев Ю.М. Динамика управляемых преобразовательных устройств. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. 46 с.
- 56 Казанцев Ю.М., Бутаков А.Н., Лекарев А.Ф. Синтез функциональных моделей и исследование динамики систем маховичного электропривода с использованием универсального программного обеспечения // Труды ВНИИЭМ. Электромеханические устройства космических аппаратов. М., 1997. Т.97. С. 116-125.
- 57 Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Метод синтеза регулятора для электропривода. // Электромеханические преобразователи энергии: Материалы Международ. Науч.-техн.конф. Томск: ТПУ, 2001. С. 86-87.
- 58 Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Разработка модели и синтез регулятора бесконтактного электропривода // Приборы и системы. Сер. Управление, контроль, диагностика. 2003. № 6. С. 22-25.
- 59 Ключев В.И., Терехов В.М., Горнов А.О., и др. Состояние и перспективы развития теории электромеханических систем с упругими связями // Автоматизированный электропривод. М.: Энергия, 1980. С. 5-12.
- 60 Кобелев Б.В., Машуков Е.В., Сергеев В.В. Массоэнергетические показатели силовых транзисторных ключей // ЭТВА. 1983. Вып. 14. С. 197-206.
- 61 Козярук А.Е. Высокоэффективный бесконтактный электропривод с цифровым векторным управлением // Электротехника. 1996. № 7.

- С. 12-15.
- 62 Константинов В.Г., Крылов В.С. Вентильные двигатели с аналоговыми и цифровыми системами регулирования, управления для электроприводов автономных объектов // Электротехника. 1996. № 5. С. 32-41.
- 63 Копылов И.П. Электромеханические преобразователи энергии. М.: Энергия, 1973.
- 64 Кронеберг Ю.Н., Гейнц Э.Р., Литвинов В.П. Бесконтактный двигатель с якорем на немагнитной основе // Сб. Двигатели постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами. М.: Наука, 1972. С. 129-135.
- 65 Корячко В.П., Курейчик В.М., Нореков И.П. Теоретические основы САПР.: Энергоатомиздат, 1987.
- 66 Лекарев А.Ф., Чеснокова Т.Ю. Моделирование систем автоматического управления, заданных передаточными функциями на ЭВМ. Новые возможности пакетов программ SPICE и PCAD // Электронные и электромеханические устройства: Тез. Докл. ХУ науч.-техн. Конф. НПЦ «Полус». Томск, 1997. С. 210-211.
- 67 Ловчиков А.Н., Носкова Е.Е. Анализ и синтез импульсных систем // Электротехника. 1988. № 12. С. 38-42.
- 68 Мигулин, В.В. Медведев В.И., Мустель Е.Р., Барыгин В.Н. Основы теории колебаний: Учеб. Рук-во /. М.: Наука, 1988.
- 69 Молчанов А.А. Моделирование и проектирование сложных систем. К.: Выща шк., 1988.
- 70 Мустафа Г.М., Ковалев Ф.И. Сравнительный анализ трех способов управления импульсными следящими инверторами // Электричество. 1989. № 2. С. 29-37.
- 71 Новиков В.А., Рассудов Л.Н. Тенденции развития электроприводов, систем автоматизации промышленных установок и технологических комплексов // Электротехника, 1996, № 7. С. 3-11.
- 72 Норенков И.П. Автоматизированное проектирование. М.: Изд-во

- МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2000.
- 73 Обрусник В.П., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления. Метод. Указания по выполнению курсовой работы для студентов специальности 210106. Томск: ТУСУР,2007.
- 74 Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Наука, 1979.
- 75 Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). Курс лекций. – СПб.: Корона-Век, 2006.
- 76 Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе./ СПб.Корона-Век, 2007.-332с.
- 77 Остриров В.Н., Носач С.В. , Бирюков А.В., Микати Омар /Объектно-ориентированный частотно-регулируемый асинхронный электропривод на современной элементной базе / / Электротехника. 1995. № 7. С. 26-28.
- 78 Открытое акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.polus.tomsknet.ru>.
- 79 Открытое акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iss-reshetnev.ru>.
- 80 Панкратов В.В./Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза/ //Электронные компоненты. – 2007. №2. С. 27-35.
- 81 Пат. 2457610 Способ управления вращающим моментом вентильного двигателя / О.Ю. Завьялова, А.Ф. Лекарев, Ю.М. Казанцев. Оpubл.:27.07.2012. Бюл. № 21.
- 82 Пахомов А.Н., Кривенков М.В. Иванчура В.И. Модальные регуляторы электропривода постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем. // Вестник сибирского государственного

- аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. 2010. № 2. С. 43-54.
- 83 Петров Б.Н., Рутковский В.Ю., Земляков С.Д. Адаптивное координотно-параметрическое управление нестационарными объектами. М.: Наука, 1980.
- 84 Петров Б.И., Полковников В.А., Рабинович Л.В. и др. Динамика следящих приводов: Учебн. Пособие для вузов /. М.: Машиностроение, 1982.
- 85 Плеснивый А.Н./Разработка и исследование математической динамической модели электропривода управляющего двигателя-маховика. // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб.науч.тр. – Новосибирск: Наука, 2007. С. 268-276.
- 86 Поздеев А.Д. Динамические свойства следящих систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями // Электротехника. 1979. № 9. С. 2-5.
- 87 Поздеев А.Д., Донской Н.В. Влияние неполной управляемости вентильных преобразователей на устойчивость замкнутых систем // Электричество. 1972. № 3. С. 36-42.
- 88 Поздеев Д.А., Хрещатая С.А. Частотное управление асинхронным электроприводом с поддержанием постоянства потокосцепления ротора // Электротехника. 2000. № 10. С. 38-41.
- 89 Раушенбах Б.В., Е.Н. Токарь. Управление ориентацией космических аппаратов. Изд-во «Наука», М., 1974.
- 90 Рудаков В.В., Дартау В.А., Россо Т.О., Козярук А.Е. /Частотно-регулируемый синхронный электропривод с векторной системой подчиненного регулирования // Электричество. 1988. № 4. С. 53–56.
- 91 Сазонов В.В. Принцип инвариантности в преобразовательной технике. М.: Энергоатомиздат, 1990.
- 92 Сейдж Э.П., Уайт Ч.С. Оптимальное управление системами. М.: Радио и связь, 1982.

- 93 Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений. М.: Издательский центр Академия, 2006 – 272 с.
- 94 Смирнов В.П., Лабунцов В.А. О способах формирования выходного напряжения автономных инверторов при использовании широтно-импульсной модуляции // Силовая полупроводниковая техника. 1968. Вып. 2. С. 36-47.
- 95 Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987.
- 96 Спутники «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2» и «Экспресс-АМ8». Портал спутниковых и телекоммуникационных технологий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://norma-press.donetsk.ua>
- 97 Стульников В.И., Колчев Е.В. Моделирование полупроводниковых преобразователей. Киев: Техника, 1971.
- 98 Теория управления. Терминология. Вып. 107. М.: Наука, 1988. – с. 56.
- 99 Тетельбаум И.М., Шнейдер Ю.Р. Практика аналогового моделирования динамических систем: Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- 100 Толстов Ю.Г., Мерабишвили П.Ф. Исследование установившихся и переходных процессов в вентильных преобразователях (автономных инверторах) по усредненным величинам // Электричество. 1973. № 7. С. 46-51.
- 101 Уланов Г.М. Динамическая точность и компенсация возмущений в системах автоматического управления. М.: Машиностроение, 1971.
- 102 Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.
- 103 Федеральное государственное унитарное предприятие «Научно-производственное предприятие – Всероссийский научно-исследовательский институт электромеханики с заводом имени



- А.Г. Иосифьяна» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vniiem.ru>.
- 104 Федеральное космическое агентство (Роскосмос) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.roscosmos.ru>.
- 105 Фобос-Грунт. Википедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/w/index.php>.
- 106 Хайнеман Р. PSPICE Моделирование работы электронных схем. М.: ДМК Пресс, 2002.
- 107 Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974.
- 108 Чернышев А.И. Научно-техническая деятельность НПЦ «Полюс». Итоги и перспективы // Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб. науч. трудов. НПЦ «Полюс». Томск: МГП «РАСКО» при изд-ве «Радио и связь», 2001. С. 3-16.
- 109 Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979.
- 110 Шереметьевский Н.Н., Вейнберг Д.М., Верещагин В.П., Мирошник О.М. /Создание и эксплуатация силовых гироскопов-гиродинов с магнитными подшипниками на орбитальном комплексе «Мир» // Электротехника. 1991. №9. С. 38-41.
- 111 Шереметьевский Н.Н. /Электромеханика и мирный космос. / Электротехника. – 1987. №6. С.10-16.
- 112 Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С., Корюков К.Н., Мухаматшин И.А., Калыгин А.И. /Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока / Электротехника. 2004. № 10. С. 43-50.
- 113 Экспресс-АМ5. Википедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/w/index.php>.
- 114 Юньков М.Г., Ильинский Н.Ф. Перспективы развития автоматизированного электропривода // Электротехника. 1980. № 5.

С. 1-5.

- 115 Якимовский Д.О. /Повышение точности управления моментом двигателя-маховика / /Гироскопия и навигации. – 2008. - №3 (62). С.46-52.
- 116 Aerospace Electronic Systems. Defense & Space Electronic Systems Honeywell. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.honeywell.com/dses/space>.
- 117 Honeywell corp. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/Constellation\\_Series\\_Reaction\\_Wheels.pdf](http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/Constellation_Series_Reaction_Wheels.pdf),[http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalog-documents/HR\\_0610\\_Reaction\\_Wheel.pdf](http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalog-documents/HR_0610_Reaction_Wheel.pdf)
- 118 Ithaco Space systems Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www-eng.lbl.gov/~lafever/SNAP/Snap\\_13/ReactionWheel.pdf](http://www-eng.lbl.gov/~lafever/SNAP/Snap_13/ReactionWheel.pdf)
- 119 Kavamura A., Hoft R. Analysis of PWM inverter with feedback control // Int. Power Electronics Conference. Inst. of Electrical Eng. of Japan, 1983. P. 64–71.
- 120 Kavamura A., Hoft R. Instantaneous feedback controlled PWM inverter with adaptive hysteresis // IEEE. Trans. on Ind. Appl. 1984. Vol. 1A-20. № 4. P. 17-25.
- 121 NASA Goddard Space Flight Center. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:[http://www.iafe.uba.ar/astronomia/extrag/iafetransf/pdf/Reaction\\_Momentum-Wheel.pdf](http://www.iafe.uba.ar/astronomia/extrag/iafetransf/pdf/Reaction_Momentum-Wheel.pdf),  
[http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19810020994\\_1981020994.pdf](http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19810020994_1981020994.pdf)
- 122 Pillay P., Krishnan R. Modelling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive//IEEE Trans. Industry Applications.- 1989.-V.25-№ 3. P.265-273.
- 123 Pillay P., Krishnan R. Modelling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive//IEEE Trans. Industry Applications.- 1989.-V.25-№ 2 P. 274-279.

- 124 Space sciences corp. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:  
[https://wiki.umn.edu/pub/FormationFlying/AttitudeDeterm/ReactionWheelsR03\\_092005.pdf](https://wiki.umn.edu/pub/FormationFlying/AttitudeDeterm/ReactionWheelsR03_092005.pdf)
- 125 Teldix GmbH. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:  
[http://ocw.mit.edu/courses/aeronautics-and-astronautics/16-851-satellite-engineering-fall-2003/projects/portfolio\\_nadir2.pdf](http://ocw.mit.edu/courses/aeronautics-and-astronautics/16-851-satellite-engineering-fall-2003/projects/portfolio_nadir2.pdf),  
[High\\_Motor\\_Torque\\_Momentum\\_and\\_Reaction\\_Wheels.aspx](http://www.rockwellcollins.com/sitecore/content/Data/Products/High_Motor_Torque_Momentum_and_Reaction_Wheels.aspx),  
[http://www.rockwellcollins.com/sitecore/content/Data/Products/Space\\_Components/Satellite\\_Stabilization\\_Wheels](http://www.rockwellcollins.com/sitecore/content/Data/Products/Space_Components/Satellite_Stabilization_Wheels)
- 126 Yim-Shu Lee David K.W. Cheng and S.C. Wong. A new approach to the modeling of converters for SPICE simulation // IEEE Trans. on Power Electronics. 1992. Vol.7. № 4. P. 741-753.

**АКТЫ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ**

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

ОАО «НПЦ «Полюс»

к.т.н. И.В. Балюс



*И.В. Балюс*

« 05 » 02 2013 г.

### Акт

**о внедрении результатов диссертационной работы  
Завьяловой О.Ю. «Разработка и исследование высокоточных регуляторов  
электромеханических исполнительных органов систем ориентации и  
стабилизации космического аппарата» в научно-исследовательские и  
опытно-конструкторские разработки выполненные в  
ОАО «НПЦ «Полюс»**

Научно-техническая комиссия в составе заместителя главного конструктора ОАО «НПЦ «Полюс» к.т.н. Лянзбурга В.П., начальников лабораторий: Булдакова В.Н., Бутакова А.Н. составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Завьяловой О.Ю. использовались при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских разработок, выполненных в ОАО «НПЦ «Полюс»:

- по договору № 128/07 с ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва при создании динамической модели прибора «Агат-40» – модели электромеханических и механических преобразований в электроприводе с маховичным электродвигателем;


- в рамках создания аппаратно-программного моделирующего комплекса, разработка которого для прибора 14М240 проводилась по договору № 100/00 с ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва – модели электромеханических и механических преобразований в электроприводе с маховичным электродвигателем;

- по договору № 100/00 и Контракту № 745/АГАТ с ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва для исследования электромеханических исполнительных органов 14М240 и «Агат-15М» на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами в различных режимах работы – структурированная математическая модель электропривода электромеханического исполнительного органа, как элемента системы ориентации и стабилизации космического аппарата;

- по договору № 100/00 и Контракту № 745/АГАТ с ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва – методы динамического синтеза высокоточных регуляторов тока и новые алгоритмы управления.

Отличительными особенностями электромеханических исполнительных органов 14М240, «Агат-15М» и «Агат-40» является высокая точность управления выходным электромагнитным моментом, которая обеспечивается внедрением новых методов проектирования и принципов регулирования систем преобразовательной техники. Массогабаритные и энергетические показатели находятся на уровне современных отечественных и зарубежных достижений в этой области техники. Высокая степень надежности достигается путем дублирования и параллельной работы каналов управления динамическим моментом.

Результаты испытаний и внедрения разработанных устройств, подтверждают адекватность использованных моделей и положений сформулированных в диссертации, правильность принятых схмотехнических решений.

Заместитель главного конструктора, к. т. н.  В.П. Лянзбург

Начальник лаборатории № 83  В.Н. Булдаков

Начальник лаборатории № 82  А.Н. Бутаков



УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

проектирования и испытаний  
систем ориентации и  
коррекции КА ОАО «ИСС»



Е.Н. Якимов

» \_\_\_\_\_ 2013 г.

### Акт

#### **о внедрении приборов 14М240, «Агат-15М» в системы ориентации и стабилизации космических аппаратов «Глонасс-К», «Луч-5А», «Луч-5Б», «Амос-5», «Ямал-300К», «Олимп-К», «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2», «Экспресс-АМ8»**

Настоящий акт составлен о том, что ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва применило разработанные и изготовленные ОАО «НПЦ «Полус» электромеханические исполнительные органы на базе управляемых двигателей-маховиков, а именно:

- прибор 14М240, который находится в эксплуатации в составе системы ориентации и стабилизации космических аппаратов «Глонасс-К», «Луч-5А», «Луч-5Б» и проходит наземные испытания автономно и в составе космических аппаратов «Глонасс-К», «Олимп-К»;

- прибор «Агат-15М», который находится в эксплуатации в составе системы ориентации и стабилизации космических аппаратов «Амос-5», «Ямал-300К» и проходит наземные испытания автономно и в составе космических аппаратов «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2», «Экспресс-АМ8».

Отличительными особенностями данных изделий, обеспечившими их характеристики на уровне лучших мировых достижений в данной области техники являются хорошие массогабаритные показатели, высокая точность управления выходным электромагнитным моментом, высокая степень надежности, достигаемая путем дублирования и параллельной работы каналов управления моментом, длительный срок активного существования – 15,25 года.

Успешное использование данных изделий 14М240 и «Агат-15М» подтверждено испытаниями и эксплуатацией в составе систем ориентации и стабилизации космических аппаратов «Глонасс-К», «Луч-5А», «Луч-5Б», «Амос-5», «Ямал-300К», «Олимп-К», «Экспресс-АТ1», «Экспресс-АТ2», «Экспресс-АМ8».

Начальник сектора



А.И. Рычков

Начальник отдела № 935



А.В. Овчинников