

Министерство образования и науки РФ

Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники (ТУСУР)

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полус»



На правах рукописи

Балковой Николай Николаевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА СИСТЕМЫ
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

д.т.н., профессор Г.Я. Михальченко

Новосибирск – 2018

Содержание

СОДЕРЖАНИЕ.....	2
СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ- МАХОВИКОВ И ОСОБЕННОСТИ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ	14
1.1 Система ориентации и стабилизации космического аппарата. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ, ВХОДЯЩИЕ В ЕЕ СОСТАВ.....	14
1.2 КЛАССИФИКАЦИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ-МАХОВИКОВ ПО СПОСОБУ УПРАВЛЕНИЯ.	21
1.3 УДМ КАК ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕМЕНТ СОИС ПРИ УПРАВЛЕНИИ ПО МОМЕНТУ.....	23
1.4 АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА.....	30
1.5 ХАРАКТЕРИСТИКА МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПРОЕКТИРУЕМОМУ ЭЛЕКТРОПРИВОДУ УДМ	37
ВЫВОДЫ.	45
ГЛАВА 2. СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УДМ. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ НОВОГО УДМ В СОИС КА.....	47
2.1 СИНТЕЗ АСТАТИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА УДМ С ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ.	47
2.2 ПУТИ РЕАЛИЗАЦИИ АСТАТИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА УДМ С ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ....	53
2.3 РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА CORDIC	57
2.4 ЭТАЛОННАЯ ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ УДМ	61
2.5 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СУММИРОВАНИЯ ПИЛООБРАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ, ПРИ АНАЛОГО- ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ	69
2.6 АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ-МАХОВИКОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ, КОМПЕНСИРУЮЩЕЙ МОМЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ	74
ВЫВОДЫ.	83
ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭП УДМ	84
3.1 СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТРЕХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УДМ В СРЕДЕ MATLAB.....	84
3.2 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ	107
3.3 ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УДМ.....	112
ВЫВОДЫ.	118
ГЛАВА 4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ УДМ НА ОСНОВЕ ПРИВОДА С ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ.....	119
4.1 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЦМ	119
4.2 ИССЛЕДОВАНИЕ СДВИГА КОДА РЕАЛЬНОГО УГЛА ОТНОСИТЕЛЬНО ЗАДАННОГО ПРИ СТАБИЛИЗИРОВАННОЙ ЧАСТОТЕ ВРАЩЕНИЯ МАХОВИКА.....	122
4.3 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПИЛООБРАЗНЫХ ЧАСТОТ И ИЧФД	124

4.4	Модуль прецизионного цифрового регулятора динамического момента. Реальные динамические характеристики прибора ДМ2.....	127
4.5	Исследование динамики при трогании и реверсе с малым моментом	135
4.6	Прецизионный цифровой формирователь сигнала кинетического момента двигателя-маховика ДМ2	140
4.7	Построение моментно-скоростных характеристик	144
4.8	Расчет крутизны регулировочной характеристики, определение ее погрешности	146
4.9	Результаты отработки новой системы управления на экспериментальных и опытных образцах приборов.....	149
Выводы.		154
Заключение		157
Список использованных источников.....		159
Приложение 1 (обязательное)		174
Приложение 2 (обязательное)		180
Приложение 3 (обязательное)		182
Приложение 4 (обязательное)		217

Список основных сокращений

- ДПР – датчик положения ротора;
- ДМ2(X) – УДМ с номинальными кинетическим моментом 2 Н·м·с и динамическим моментом 50 мН·м, где X – номер прибора;
- ИО – исполнительный орган;
- ИЧФД - импульсный частотно-фазовый дискриминатор;
- КА – космический аппарат;
- МРХ – моментно-регулирующая характеристика УДМ;
- МСХ – моментно-скоростная характеристика УДМ;
- РДМ – регулятор динамического момента
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;
- ПС – перемножитель сигналов;
- СКМ- кодовый сигнал кинетического момента;
- СГС - силовой гиросtabilизатор;
- СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами;
- СОиС – система ориентации и стабилизации;
- УДМ – управляющий двигатель-маховик;
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
- ЭМИО - электромеханический исполнительный орган;
- ЭЦМ – эталонная цифровая модель движения ротора-маховика с ускорением.

Введение

Актуальность. Космический аппарат (КА) при выполнении своего функционального назначения должен занимать определенное угловое положение в орбитальной системе координат, что достигается с помощью системы ориентации и стабилизации (СОиС). Важными элементами СОиС являются исполнительные органы (ИО), которые создают моменты, прикладываемые к корпусу КА в процессе управления его движением относительно центра инерции.

Из всего многообразия ИО выделяют электромеханические исполнительные органы (ЭМИО) – управляющие двигатели-маховики (УДМ) и силовые гироскопы, которые обеспечивают точное дозирование выходного воздействия в широком диапазоне без использования невозобновляемых источников энергии.

Значительный вклад в развитие теории построения СОиС КА внесли известные отечественные и зарубежные ученые: Б.В. Раушенбах [1], Е.Н. Токарь [2], К.Б. Алексеев, Г.Г. Бебенин [3], Л.И. Каргу [4], В.И. Попов [5], А.Г. Иосифьян [6], В.Ф. Петрищев [7], А.Ю. Ишлинский [8], Н.Н. Шереметьевский, А.А. Анчев, Г.Г. Бебенин, М. Л. Дертозос, Д. М. Вейнберг, В. Н. Васильев [10], Д. С. Пельпор [11], А.Д. Джекот [12], F.L. Markley [13], J.L. Crassidi, J.R. Wertz [14], L-Q. Chen [15], L. Mazzini [15], C.D. Brown [17], W. Hu [18], M.J. Sidi [19], A. Tewari [20], W. Truszkowski [21], V.L. Pisacane [22], D. Sinclair [23], K.J. Walchko [24], Н.Н. Kurokawa [25]. Развитие отечественной тематики исследований, анализа изобретений и конструирования приборов силовой гироскопии стало возможно благодаря изысканиям и труду Лянзбурга В.П., Гладышева Г.Н., Якимовского Д.О.

В связи с интенсивным применением мини- и микро-спутников для решения различных научно-производственных задач космонавтики интерес к управляющим двигателям-маховикам (УДМ) резко возрос. Благодаря своим функциональным возможностям, простоте конструкции и высокой надежности эти исполнительные устройства конкурентоспособны с другими типами исполнительных органов.

Наиболее перспективным для использования в системах управления КА в качестве ЭМИО является электропривод на базе синхронного двигателя с

возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ). Такой тип двигателя имеет высокие энергетические характеристики, а также обладает одними из лучших показателей по управлению скоростью и моментом. Основным функциональным назначением УДМ является формирование динамического момента пропорционально заданному коду управления.

Несмотря на то, что непосредственный метод управления динамическим моментом УДМ известен давно [115, 120, 124] и позволяет получить линейные скоростные и регулировочные характеристики момента, его применение в УДМ невозможно из-за отсутствия простого и точного датчика момента, а также ввиду прочностных и конструктивных ограничений. Введение цифрового интегратора в структуру электропривода, как в [29, 50] и использование в обратной связи сигнала частоты вращения двигателя также не решает проблему точностных и динамических характеристик электропривода УДМ, требует качественного сигнала частоты вращения и дополнительных мер для устранения всплесков динамического момента при начальной синхронизации.

В этой связи, до настоящего времени при разработке УДМ использовался косвенный метод управления динамическим моментом, основанный на регулировании фазного тока двигателя. Ввиду того, что при косвенном методе погрешность реализации динамического момента из-за момента сопротивления может достигать до 20% и полностью компенсировать ее средствами СОиС КА вследствие нелинейностей момента сопротивления, особенно в зоне околонулевых частот вращения не представляется возможным, поиск новых технических решений по управлению динамическим моментом двигателя-маховика является актуальной задачей.

Тема диссертационной работы «Разработка и исследование системы управления динамическим моментом двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата» соответствует перечню критических технологий Федерального уровня, а именно «Технологии создания ракетно-космической и транспортной техники нового поколения» [35].

Целью диссертационной работы является разработка и исследование способа управления динамическим моментом с компенсацией момента

сопротивления и обеспечение линейного характера регулировочной и моментно-скоростных характеристик УДМ во всем диапазоне рабочих частот вращения (в том числе околонулевых), а также устройства для технической реализации этого способа.

Достижение поставленной цели предполагает конкретизацию и решение следующих **задач**:

1. Построение структурных и функциональных схем электропривода УДМ с новой системой управления на основе эталонной цифровой модели (ЭЦМ) и электропривода с фазовой синхронизацией (с фазовой автоподстройкой частоты ФАПЧ).

2. Разработка алгоритма работы ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением.

3. Математическое описание синтезированных структур электропривода УДМ и исследование динамических режимов замкнутой системы автоматического регулирования.

4. Разработка прототипов, проведение экспериментальных исследований и сравнение с теоретическими результатами.

Объектом исследования является электропривод УДМ на базе синхронного двухфазного двигателя с постоянными магнитами.

Предметом исследования является анализ способа управления динамическим моментом УДМ на основе принципа фазовой синхронизации с ЭЦМ, его динамические и точностные характеристики.

Методы исследований. Применяемые для исследования методы относятся к общим методам системного анализа, статистической обработки, фильтрации информации, линейной алгебры и аналитической геометрии, методам структурного и объектно-ориентированного программирования, методам теории автоматического управления, теории электрических машин и электропривода, методам имитационного моделирования и эмпирического исследования. Расчетные исследования выполнены в системах MathCAD 14, MATLAB R2016b. Проверка и отладка работы программ, написанных на языке Verilog, осуществлена во встроенном симуляторе САПР Quartus II 9.0 и в среде симуляции

ModelSim 6.4a. Моментно-скоростные и моментно-регулируемые характеристики электропривода УДМ рассчитаны с помощью программ, написанных в средах разработки Borland C++ Builder 6.0, NetBeans IDE 7.4.

Достоверность и обоснованность полученных научных результатов и выводов подтверждается их соответствием общей теории электротехники и электропривода, адекватностью разработанных моделей, согласованностью с результатами экспериментальных исследований на физической модели устройства, а также положительными решениями патентных экспертиз.

Научная новизна.

Впервые предложен способ управления динамическим моментом двигателя-маховика на основе системы с созданной эталонной цифровой моделью в контуре фазовой синхронизации.

Разработаны алгоритмы работы эталонной цифровой модели УДМ и алгоритмы синхронизации ее параметров с текущими выходными координатами двигателя.

Впервые предложен способ сложения частот пилообразных цифровых сигналов, реализуемый путем отбрасывания старшего бита результата суммирования.

Разработана трехконтурная имитационная модель электропривода УДМ на основе ЭЦМ и принципа фазовой синхронизации.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Предложенный способ и устройство для реализации управления динамическим моментом УДМ позволяют обеспечить линейную форму моментно-скоростных и стабильность крутизны моментно-регулируемой характеристик УДМ, то есть получить пропорциональную зависимость динамического момента от сигнала задания во всем диапазоне изменения кинетического момента и тем самым компенсировать влияние момента сопротивления на процесс ориентации и стабилизации КА.

2. Впервые созданная трехконтурная имитационная модель электропривода УДМ с учетом принятых допущений отражает электромеханические процессы, протекающие в системе управления двигателя-маховика по динамическому

моменту (ускорению). Имитационная математическая модель является структурно-целостным инструментом, который включает в себя систему дифференциальных уравнений, построенную в базисе коммутационно-разрывных функций и необходимые логические функции, позволяющие реконфигурировать независимые контуры регулирования.

3. Предложенный способ сложения частот пилообразных сигналов позволяет перейти от операций с тригонометрическими функциями (4 умножения, 2 сложения) к суммированию пилообразных функций и реализовать этот процесс аппаратно-программными средствами, упростив при этом структуру системы управления.

4. Созданный комплекс математических и научно-технических инструментов позволяет проектировать надежные системы управления динамическим, кинетическим моментами СДПМ с возможностью угловой стабилизации и является гибким средством анализа вновь разрабатываемых приборов и отладки уже существующих.

Практическая значимость работы:

1. Синтезирована система управления УДМ, позволяющая повысить точность реализации динамического момента при заданных динамических характеристиках в широком диапазоне изменения частоты вращения маховика для исключения влияния момента сопротивления на процесс ориентации и стабилизации КА.

2. Разработаны методики испытаний и измерений параметров приборов с новой системой управления, которые заложены в алгоритмы автоматических проверок в составе контрольно-проверочной аппаратуры приборов.

3. Электропривод УДМ с новой системой управления позволяет уменьшить шаг задания динамического момента с 0,1 мН·м до 0,025 мН·м (и менее) и уменьшить погрешность с 10-20 % до 0,5 %, а также погрешность измерения кинетического момента с 3 % до 0,2 % при увеличении разрядности и уменьшении интервала измерения.

4. Изготовлены экспериментальные и опытные образцы приборов. Проведены лабораторно-отрабочные испытания, предварительные испытания, испытания на ЭМС с положительными результатами.

5. Электропривод УДМ с новой системой управления позволяет повысить точности СОиС за счет исключения мертвых зон трогания УДМ, компенсации возмущающих моментов без участия управления СОиС при снижении динамических отклонений стабилизации КА.

Внедрение результатов.

Выполнение задач диссертационной работы осуществлялось в соответствии со следующими договорами и государственными контрактами:

- тема «Создание высокоэффективных инерционных исполнительных органов нового поколения для систем ориентации КА» (шифр ОКР «Гироскоп-2»), государственный контракт № 650-8606/07 с Федеральным космическим агентством от 24.03.2007 при проектировании блока электроники – модуля управления динамическим моментом двигателя-маховика УДМ-2-50;

- договор № 159/13 с ФГУП «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина» от 20.02.13 при проведении работ по изготовлению, испытаниям, созданию имитационной модели прибора УДМ-2-50М;

- по теме «Акварель», договор № 770/766/63-2014-177/14 от 19.11.2014 (с АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва) при эскизном проектировании;

- по теме «Геракл-КВ», договор № 770/770/75-2014-175/14 от 30.09.2014 (с АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва) при создании эскизного проекта;

- по теме «ТЭМ-А-УДМ», договор № 191/15 от 01.10.2015 (с ФГУП «КБ «Арсенал») при выпуске эскизного проекта;

- СЧ ОКР по теме «Нумизмат-МДП», контракт № 180/15/1226-Г от 11.03.2015 с ФГУП «ЦНИИХМ» при разработке эскизного проекта и конструкторской документации; изготовлены устройства с системой управления на основе эталонной цифровой модели и принципа фазовой синхронизации: инженерные модели регулятора динамического момента (РДМ), пульта для

разгона и настройки электродвигателя-маховика, экспериментальные и опытные образцы приборов.

Личный вклад автора: предложены структурная и функциональная схемы системы управления УДМ на основе ЭЦМ и электропривода с фазовой синхронизацией; приведены аналитические соотношения, методики расчета и алгоритмы работы ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением; предложено уточнение математической модели момента сопротивления в части дополнения характера изменения момента трогания; разработан модуль вычисления кода углового положения ротора на основе алгоритма CORDIC; разработан модуль формирователя сигнала кинетического момента; предложен способ сложения частот пилообразных сигналов; разработаны экспериментальные образцы регулятора динамического момента; проведены экспериментальные исследования предложенной системы управления УДМ; создана имитационная модель УДМ, представлено аналитическое описание ее отдельных блоков; работа силовой части представлена в базисе коммутационно-разрывных функций; проведен частотный анализ предложенной системы. В работах, выполненных в соавторстве, соискателю принадлежат: разработка основных теоретических положений и способов их реализации, получение и оценка результатов экспериментальных исследований.

Соответствие паспорту специальности

Диссертационная работа «Разработка и исследование системы управления динамическим моментом двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата» по своему содержанию полностью соответствует профилю специальности 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы» в связи с тем, что работа рассматривает вопросы преобразования электрической энергии и электротехнической информации, а также принципы и средства управления такими электромеханическими исполнительными устройствами систем ориентации и стабилизации космических аппаратов, как управляющие двигатели-маховики. В частности, следующие пункты паспорта специальности полностью соответствуют содержанию работы: п. 1 – «развитие общей теории электротехнических комплексов и систем,

изучение системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем»; п. 3 – «разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления»; п. 4 – «исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов и систем в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях».

Апробация работы.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на научных конференциях различного уровня, в числе которых:

1. VIII Международная научно-техническая конференция молодых специалистов ОАО «НПЦ "ПОЛЮС" 17-21 апреля 2010 г.

2. V Юбилейная международная научно-техническая конференция «Электромеханические преобразователи энергии», посвященной памяти Г.А. Сипайлова, Томск, ТПУ 12-14 октября 2011 г.

3. XXXVI Академические чтения по космонавтике, Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана, 24-27 января 2012 г.

4. Молодёжная конференция «Новые материалы и технологии в ракетно-космической и авиационной технике» 27 -29 июня 2012 г. ФГБУ «НИИ Центр подготовки космонавтов им. Ю.А.Гагарина»

5. XVI Международная научная конференция, посвященная памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (7-9 ноября 2012, г. Красноярск).

6. Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» 14-15 февраля 2013 г. ОАО «НПЦ «Полюс», г.Томск.

7. Научно-техническая конференция «Электронные и электромеханические системы и устройства» 16-17 апреля 2015. АО «НПЦ «Полюс», г.Томск.

8. VIII Молодежная научно-техническая конференция «Инновационный арсенал молодежи" 31 мая – 2 июня 2017. АО «КБ «Арсенал», Санкт-Петербург.

9. Научно-техническая конференция молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» 12-13 апреля 2018 г. ОАО «НПЦ «Полюс», г. Томск.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 18 печатных работах, в том числе имеются 4 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации результатов кандидатских и докторских диссертаций, получены 2 патента на изобретения.

Структура и объем диссертации. Работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованных источников из 141 наименования, 4 приложений. Общий объем диссертации без приложений 173 страницы, в том числе 112 рисунков, 5 таблиц.

Глава 1. Принципы построения систем управления для двигателей-маховиков и особенности их функционирования

1.1 Система ориентации и стабилизации космического аппарата. Электромеханические исполнительные органы, входящие в ее состав.

Система управления угловым движением (СУД) или система ориентации и стабилизации (СОиС) КА относительно центра масс делится на две: систему ориентации, реализующую опорную систему координат и первоначально совмещающую с ней связанную с КА систему координат, и систему стабилизации, использующую информацию системы ориентации об угловом отклонении КА от заданного направления в пространстве и ликвидирующую с помощью различного рода устройств это отклонение [2-12].

Положение космического аппарата (КА) относительно его центра масс может быть определено при помощи связанной с КА системы координат $OXYZ$ и базовой системы отсчета $OX_0Y_0Z_0$. Начала координат этих систем совмещены в центре масс аппарата.

Оси связанной системы координат $OXYZ$ (рис. 1.1) совпадают с главными осями инерции объекта и ориентированы так, что ось OX направлена вдоль продольной оси аппарата, а оси OY и OZ лежат в плоскостях рулей I—III и II—IV соответственно. Очевидно, что эти плоскости определяются плоскостями рулей ракеты-носителя и при орбитальном полете носят условный характер.

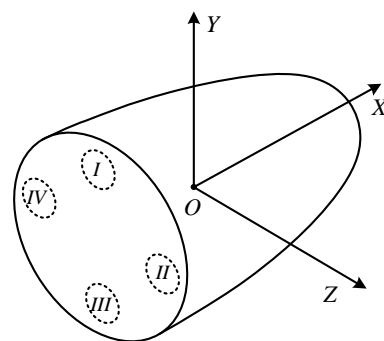


Рисунок 1.1 – Связанная с КА система координат

Для управления ориентацией и стабилизации КА применяются различные инерционные исполнительные органы, выполненные в виде вращающихся осесимметричных тел (роторов), которые относятся к классу силовых гироскопических приборов [3-12].

Возможны самые различные конструкции силовых гироскопических приборов для КА, которые можно было бы классифицировать по тем или иным признакам. Одной из возможных является классификация по количеству степеней

свободы относительно корпуса космического аппарата, которыми обладает силовой гиростабилизатор. Очевидно, что здесь возможны три случая: когда ротор (гироскоп) имеет одну, две или три степени свободы.

Одностепенный гироскопический прибор обладает одной степенью свободы, связанной с его вращением вокруг оси симметрии. Сама ось относительно корпуса КА неподвижна. Такое устройство нередко называют управляющим двигателем-маховиком (реактивным маховиком, инерционным маховиком, реактивной маховой массой, reaction wheel, momentum wheel и т.п.). Изменение его кинетического момента возможно только путем изменения частоты вращения ротора, а изменение динамического момента – путем изменения ускорения ротора. Управляющие маховики делают реверсивными, чтобы иметь возможность создавать моменты как одного, так и противоположного знака.

Двухстепенный гиростабилизатор (гиродин) обладает двумя степенями свободы относительно корпуса КА. Одна из них связана с вращением гироскопа вокруг его оси симметрии, создающим вектор кинетического момента H , а другая - с поворотом оси вращения гироскопа, а следовательно, и вектора H вокруг некоторой оси, перпендикулярной к первой. Гиродин дает управление относительно одной оси и в этом смысле подобен отдельно взятому одностепенному гироскопу. Однако его свойства далеко не совпадают со свойствами одностепенного гироскопа, так как он дает совершенно иной тип управления. Отличие заключается в том, что одностепенный гироскоп создает управляющие моменты путем изменения величины и знака угловой скорости ротора, в то время как в двухстепенном гироскопе угловая скорость ротора стабилизирована на определенном значении, а управляющие моменты возникают в связи с поворотом оси вращения ротора и направленного по ней вектора кинетического момента. Поэтому двухстепенный гироскоп следует предварительно раскрутить и лишь после этого использовать для управления КА. Кроме того, при длительном воздействии внешнего возмущающего момента, вектор кинетического момента может отклониться от исходного положения на значительный угол, что приведет, во первых, к уменьшению величины

управляющего момента по вертикальной оси, а во-вторых, к появлению «паразитного» момента по горизонтальной, перпендикулярной оси вращения карданова подвеса.

Одностепенные и двухстепенные гиросtabilизаторы обладают нежелательными особенностями, связанными с появлением перекрестных гироскопических моментов, вредных с точки зрения управления при появлении угловых скоростей вращения корпуса КА. При этом каждый гироскоп дает не только нужный управляющий момент по своей оси, но и два паразитных момента по двум другим осям (при наличии угловых скоростей относительно этих осей.)

Трехстепенный гиросtabilизатор свободен от паразитных моментов, так как его маховик способен совершать любые повороты относительно корпуса КА. Кинематическая схема такого гиросtabilизатора имеет вид, приведенный на рис. 1.2. Управление КА относительно оси OZ и осей OX и OY осуществляется по-разному. Для поворотов корпуса КА относительно оси OZ надо изменять скорость вращения ротора, в результате чего возникает реактивный момент, подобный тому, который характерен для одностепенного гиросtabilизатора.

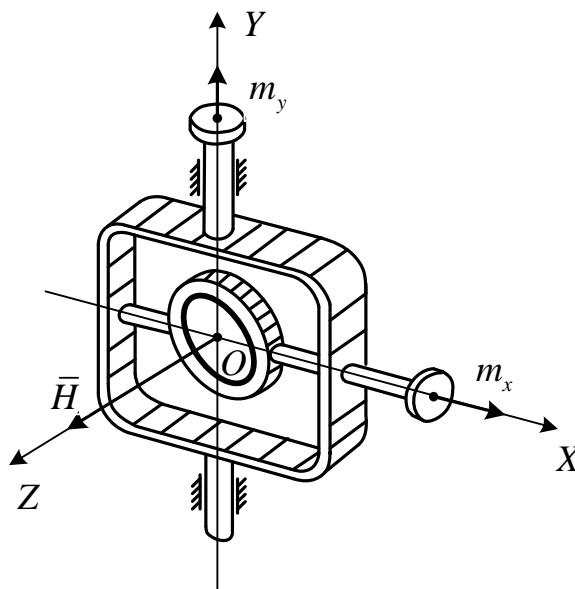


Рисунок 1.2 – Кинематическая схема трехстепенного гиросtabilизатора.

Для поворотов КА вокруг осей OX и OY надо прикладывать моменты m_x и m_y к осям подвеса гироскопа с помощью моментных двигателей. Эти моменты будут вызывать прецессию гироскопа, но поскольку они приложены к гироскопу, постольку численно равные им и противоположно направленные гироскопические моменты будут приложены к корпусу КА. Именно эти реактивные моменты и служат для управления относительно осей OX и OY .

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. Это обусловлено экономией рабочего тела (топлива или газа) для микрореактивных двигателей на борту, а также высокой точностью ориентации, надежностью, экологической чистотой и возможностью сохранения «прозрачной среды» вокруг объекта, необходимой для работы бортового оптического оборудования.

Применение электродвигателей-маховиков в качестве управляющих органов, расположенных по трем центральным осям инерции КА впервые было предложено К.Э.Циолковским в 1902 г [9].

Если КА движется в условиях, когда на него не действуют никакие силы сопротивления, то двигатель-маховик может длительное время обеспечивать силовое управление КА для ориентации корпуса параллельно оси своего ротора. Располагая три таких электродвигателя-маховика так, чтобы оси их роторов были параллельны трем центральным осям инерции КА (рис. 1.3), можно обеспечить трехосную ориентацию и стабилизацию космического аппарата в целом.

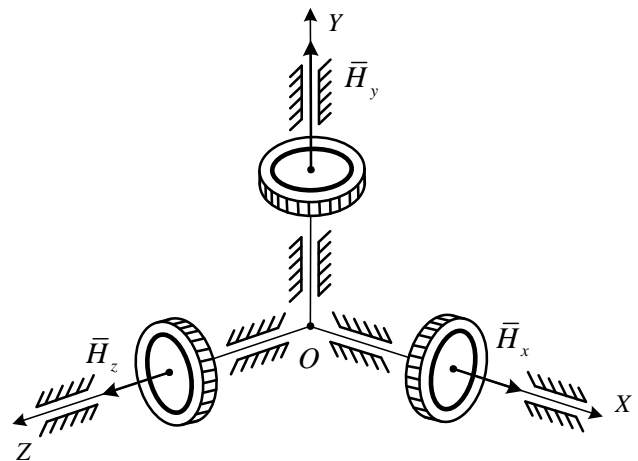


Рисунок 1.3 - Использование двигателей-маховиков для трёхосного управления КА.

В том случае, если на корпус спутника воздействует какой-нибудь внешний момент (силы аэродинамического сопротивления, световое давление, гравитационное поле или др.), то корпус с течением определенного времени приобретает некоторую угловую скорость вокруг какой-либо оси. Эту "паразитную" скорость можно ликвидировать только внешним же моментом - с помощью газореактивной системы или моментных магнитодвигателей. Физически это означает, что "паразитное" вращение приостанавливается, если перевести полученный корпусом кинетический момент "внутрь", запуская, например, ротор двигателя-маховика в направлении, по которому действовала

внешняя сила и внешний вращающий момент. Тогда корпус получит обратное вращение, то есть займет прежнее положение, а ротор будет с определенной скоростью вращаться внутри аппарата так, чтобы произведение момента инерции на угловую скорость вращения ротора в точности равнялось произведению момента инерции самого спутника на полученную им от внешних сил "паразитную" угловую скорость. В таком состоянии, с вращающимся ротором и с неподвижным в пространстве корпусом, спутник может двигаться по своей орбите. Если, однако, вновь появится какое-то сопротивление и снова корпус получит соответствующий импульс силы, который приведет к возникновению "паразитной" угловой скорости, то снова можно разогнать ротор, который примет на себя "паразитный" кинетический момент вращения.

Следует заметить, что этот процесс постепенного нарастания угловой скорости не может продолжаться бесконечно, ибо число оборотов двигателя-маховика дойдет до предельного, определяемого его механической прочностью. В то же время электроэнергетическая система питания не дает возможности дальнейшего увеличения скорости. Этот предел угловой скорости называют обычно "насыщением" двигателя-маховика. С точки зрения законов электротехники двигатель-маховик, например постоянного тока, набирая предельную скорость, может достичь такой ее величины, при которой противоэлектродвижущая сила, возникающая в обмотках ротора, будет равна приложенному напряжению. Ток, протекающий по двигателю, будет стремиться к минимальному значению, а момент вращения - к нулю. При этом уже невозможно будет создать дополнительный момент вращения для компенсации "паразитной" силы, которая возникает на корпусе космического аппарата.

По существу управляющий момент есть ни что иное, как динамический момент электродвигателя:

$$\overline{M}_{ynp} = \overline{M}_\delta = \frac{d\overline{H}}{dt} = J \frac{d\overline{\omega}}{dt} = J\overline{\epsilon}, \quad (1.1)$$

где J - момент инерции двигателя-маховика,

\overline{H} - его кинетический момент,

$\overline{\omega}$ - его угловая скорость,

$\bar{\epsilon}$ -его угловое ускорение.

В общем случае зависимость M_∂ от ω имеет следующий вид (рис. 1.4).

Характерной особенностью этой зависимости является следующее: большой момент $M_\partial = M_0$ при $\omega = 0$, падение M_∂ с возрастанием ω по той или иной кривой и существование значения $\omega = \omega_{\max}$, характеризующего моментом $M_\partial = 0$. Конкретный вид кривой, приведенной на рис. 1.4 зависит от типа применяемого электродвигателя.

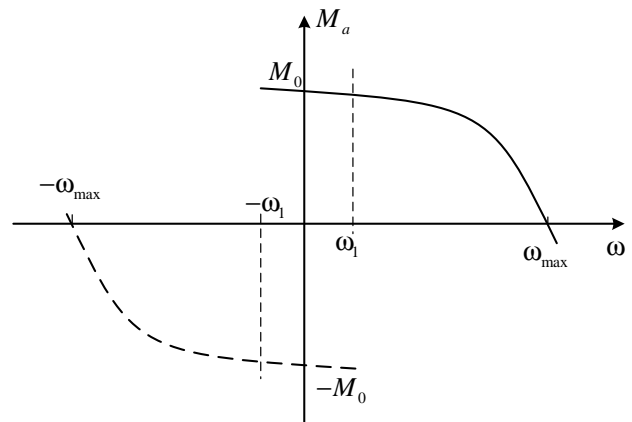


Рисунок 1.4 - Моментная характеристика одностепенного гироскопа.

При $\omega = \omega_{\max}$ одностепенный гироскоп теряет способность к управлению, поскольку исчезает момент между ротором и статором, используемый для ориентации. Нередко границу допустимых значений разумно ограничивать областью, достаточно близкой к $\omega = 0$, например $|\omega| \leq \omega_1$, то есть такой, где полезный управляющий момент еще достаточно велик

Применение электродвигателей-маховиков для систематического накопления "паразитных" кинетических моментов вращения является весьма экономичным, если после достижения двигателем-маховиком своих предельных оборотов одновременно сразу затормозить ротор и тем самым получить свободу для нового накопления внешнего "паразитного" кинетического момента. Этот процесс ликвидации "насыщения", то есть уменьшения скорости вращения, называется «разгрузкой» и обеспечивается приложением к корпусу внешнего момента от специальных устройств (реактивных, плазменных двигателей или электромагнитов) с одновременным включением электрического двигателя в режим торможения противотоком.

В этом случае двигатель-маховик сбрасывает свой кинетический момент и, стало быть, снова становится способным для накопления случайных внешних кинетических моментов, возникающих на космическом аппарате от внешних сил.

Несмотря на то, что для управления вращениями спутника вокруг трех ортогональных осей требуется, как минимум, три УДМ, в целях повышения надежности устанавливают не три, а четыре маховика. Такая избыточность, помимо собственно обеспечения отказоустойчивости системы, позволяет получать в каналах управления моменты, большие, чем максимальный момент одного УДМ. При такой схеме векторы управляющих моментов УДМ 1, 2, 3, 4 проходят через вершины куба, грани которого параллельны осям связанной со спутником системы координат $OXYZ$. Все маховики формируют вектор управляющего момента M с проекциями на оси системы $OXYZ$ - M_x, M_y, M_z .

Пример современного ЭМИО показан на рисунке 1.5, где УДМ1 – УДМ4 своими осями проходят через вершины и центр куба. 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.

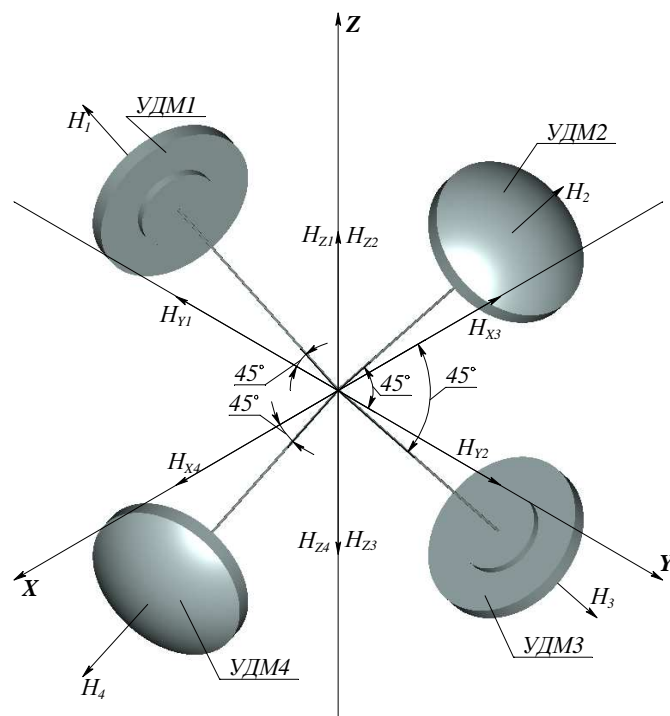


Рисунок 1.5 – Кинематическая схема маховичного ЭМИО.

1.2 Классификация двигателей-маховиков по способу управления.

Для более наглядного и однозначного понимания терминов, относящихся к моментам УДМ, сведем их в таблицу 1.1.

Таблица 1.1 – Моменты УДМ

Термин	Обозначение	Единицы измерения	Определение
Момент инерции	J	кг·м ²	скалярная (в общем случае — тензорная) физическая величина, мера инертности во вращательном движении вокруг оси, подобно тому, как масса тела является мерой его инертности в поступательном движении. Характеризуется распределением масс в теле: момент инерции равен сумме произведений элементарных масс на квадрат их расстояний до базового множества (точки, прямой или плоскости)
Электромагнитный момент	$M_{эм}$	Н·м	момент, возникающий на валу электродвигателя при протекании по его обмоткам электрического тока
Кинетический момент	H	Н·м·с	(син. момент импульса, угловой момент, орбитальный момент, момент количества движения) характеризует количество вращательного движения. Величина, зависящая от того, сколько массы вращается, как она распределена относительно оси вращения и с какой скоростью происходит вращение
Динамический момент	M_d	Н·м	возникает при изменении частоты вращения вала двигателя (т.е. при наличии ускорения) и обусловлен силами инерции всех без исключения движущихся частей электропривода. момент, определяющий ускорение электродвигателя, равный разности между электромагнитным моментом и моментом сопротивления на валу
Управляющий момент	M_y	Н·м	момент, прикладываемый к корпусу КА и обеспечивающий его поворот по одной из осей, по существу управляющий момент есть ни что иное, как динамический момент.
Гироскопический момент	M_g	Н·м	момент гироскопа, уравновешивающий момент внешних сил. Вследствие воздействия этого момента главная ось гироскопа движется не в направлении приложенной силы, а перпендикулярно направлению действующей силы
Момент трогания	M_t	Н·м	Момент, который необходимо создать для начала вращения вала двигателя из состояния покоя (момент, необходимый для приведения в движение одного кольца подшипника относительно другого из состояния покоя). Под моментом трогания ротора-маховика понимается минимальный механический момент, приложенный к валу ротора-маховика, от действия которого начинается его стабильное вращение, или минимальный электромагнитный момент, эквивалентный подаваемому коду управления, при действии которого на активные части электродвигателя начинается стабильное вращение ротора-маховика.
Момент сопротивления	M_c	Н·м	суммарный внутренний помеховый момент УДМ, возникающий как при начале его вращения из состояния покоя, так и при продолжении вращения
Момент вязкого трения	$M_{в.т}$	Н·м	(син. демпферный момент) это момент от перемещения тела в среде жидкости. Он пропорционален скорости вращения или линейного перемещения и изменяет свой знак при изменении направления движения.
Момент сухого трения	$M_{с.т}$	Н·м	это момент от сжатия аморфных тел, трения, резания и т.п., характеризующий переход от состояния покоя к движению и изменяющий свой знак при изменении направления движения привода

В качестве критерия, по которому предлагается классифицировать все УДМ, рассмотрим способ формирования управляющего момента. Согласно этому критерию УДМ можно разделить на четыре категории по реализации пропорциональной зависимости между кодом управления и следующими моментами:

– динамическим с помощью обратной связи по ускорению или сигналам

датчика динамического момента (прямой способ);

- электромагнитным (косвенный способ);

- динамическим на основе электромагнитного момента и обратной связи по углу с компенсацией отклонений от эталонной траектории движения вала (комбинированный способ);

- кинетическим с помощью обратной связи по угловой скорости.

Приборы первых трёх типов формируют реактивные управляющие моменты благодаря их инерционности и развиваемому ускорению маховика (в зарубежной литературе используется термин «reaction wheel» [23]).

УДМ первого типа имеет лучшие характеристики при прохождении околонулевых угловых скоростей по сравнению с прибором второго типа. При этом постоянная времени у такого УДМ значительно (в сотни раз) выше, чем у прибора первого типа, и в разы выше, чем у третьего. Этот факт влияет на выбор параметров системы управления и качество переходных процессов контура угловой стабилизации. В то же время процесс формирования динамического момента у многих приборов данного типа зачастую не является аperiodическим и характеризуется существенным перерегулированием.

УДМ второго типа отличаются малой постоянной времени. То есть время от подачи сигнала на создание управляющего момента до его реализации сравнительно мало (определяется лишь быстродействием интерфейсной и силовой частей блока электроники). Малая постоянная времени является преимуществом таких приборов. Однако при управлении электромагнитным моментом помеховые моменты (например, от вязкого и сухого трения на валу электродвигателя) не компенсируются. Это обстоятельство вынуждает применять в составе СОиС КА алгоритм [48], который бы обеспечивал их оценку и компенсацию с целью минимизации статической ошибки. Кроме того, у данного типа УДМ в процессе управления имеется особое состояние – прохождение ротором околонулевых угловых скоростей. Под действием момента трогания при малом управляющем моменте маховик может «залипнуть» в одном угловом положении, что на определённый интервал времени будет равносильно размыканию цепи управления и приведёт в дальнейшем к существенным

возмущениям, перерегулированию и автоколебаниям в контуре угловой стабилизации.

Третий тип УДМ (предложенный и исследуемый автором в данной работе) объединяет в себе преимущества двух предыдущих и при этом имеет сравнительно небольшую постоянную времени, которая относится только к переходному процессу компенсации внутренних помеховых моментов. Основная составляющая управляющего момента пропорциональна коду управления, который задает уровень тока в фазах двигателя. Таким образом, основная часть момента реализуется точно так же, как в приборах первого типа.

Приборы четвёртого типа часто применяются в качестве одностепенных гиросtabilизаторов (за рубежом используется термин «momentum wheel»). По способу применения в составе СОиС КА они существенно отличаются от приборов первых трёх типов и в данной работе далее рассматриваться не будут.

1.3 УДМ как исполнительный элемент СОиС при управлении по моменту

СДПМ как основополагающая составная часть электропривода УДМ требует наличия системы управления, которая обеспечит требуемые характеристики по монотонности электромагнитного момента, исключит возможность потери управляемости и будет обладать наиболее оптимальными динамическими характеристиками. Наиболее распространенные методы управления СДПМ [41, 107-123] приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Основные методы управления СДПМ

Управление			Преимущества	Недостатки
Синусоидальное	Скалярное		Простая схема управления	Управление не оптимально, не подходит для задач, где нагрузка меняется, возможна потеря управляемости
	Векторное	Полеориентированное управление	СДПР	Плавная и точная установка положения ротора и скорости вращения двигателя, большой диапазон регулирования
			Без ДПР	Не требуется датчик положения ротора. Плавная и точная установка положения ротора и скорости вращения двигателя, большой диапазон регулирования, но меньше, чем с датчиком положения
		Прямое управление моментом		Простая схема управления, хорошие динамические характеристики, большой диапазон регулирования, не требуется датчик положения ротора
Трапецеидальное	Без обратной связи		Простая схема управления	Управление неоптимально, не подходит для задач, где нагрузка меняется, возможна потеря управляемости
	С обратной связью	С датчиком положения на основе магниточувствительных элементов	Простая схема управления	Требуются датчики на основе магниточувствительных элементов (датчики Холла, магниторезистивные элементы и т.п.). Имеются пульсации момента. Предназначен для управления СДПМ с трапециидальной обратной ЭДС, при управлении СДПМ с синусоидальной ЭДС средний момент ниже на 5%.
		Без датчика	Требуется более мощная система управления	Не подходит для работы на низких оборотах. Имеются пульсации момента. Предназначен для управления СДПМ с трапециидальной противо-ЭДС, при управлении СДПМ с синусоидальной ЭДС средний момент ниже на 5%.

Исходя из приведенных в таблице 1.2 данных однозначно следует, что наиболее подходящим методом управления СДПМ применительно к высокоточным УДМ с синусоидальной противо-ЭДС является векторное полеориентированное управление с датчиком положения ротора. На основе этого метода и реализована классическая аналоговая (без мощных вычислителей, как следует из таблицы 1.2) система управления УДМ, которую также называют частотно-токовой [43, 46].

Основными выходными параметрами УДМ являются кинетический

$$H = J\omega \quad (1.2)$$

и динамический

$$M_d = J\dot{\omega} = \dot{H} \quad (1.3)$$

моменты, где J – момент инерции маховика, ω – угловая скорость. В обычном электроприводе сигнал управления N_y определяет значение 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

$$\omega = \int_0^t \frac{M_d}{J} dt \text{ или } H = \int_0^t M_d dt . \quad (1.4)$$

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

На практике максимальное значение угловой скорости маховика меньше того значения, при котором УДМ теряет свои управляющие свойства, что достигается либо стабилизацией ω , либо прекращением управления ($N_y=0$) с последующей разгрузкой УДМ.

Свободному вращению маховика (выбегу) препятствует момент сопротивления [107, 127] M_c , представляющий собой сложную функцию угловой скорости $M_c(\omega)$. Электродвигатель УДМ физически создает электромагнитный момент $M_{эм}$, поэтому маховик вращается под действием двух моментов:

$$M_d = M_{эм} - M_c = \dot{H} = J\dot{\omega}, \quad (1.5)$$

где M_d – динамический момент; $M_{эм}$ – электромагнитный момент; M_c – момент сопротивления вращению маховика; H – кинетический момент УДМ.

Отсюда вытекают два способа управления моментом УДМ: непосредственный и косвенный. Управление первым способом осуществляется в соответствии с выражением

$$M_d = K_{\text{дм}} N_y \quad (1.6)$$

с помощью специального датчика динамического момента (или акселерометра), вырабатывающего сигнал

$$N_d = \frac{1}{K_{\text{дм}}} M_d. \quad (1.7)$$

Системой управления обеспечивается равенство $N_d \cong N_y$, откуда следует искомое $M_d = K_{\text{дм}} N_y$. С учетом большого диапазона изменения M_d его измерение и преобразование в электрический сигнал достаточно проблематично и требует значительных аппаратных затрат. Кроме того, в настоящее время отсутствует отечественная компонентная база данного типа, которая удовлетворяла бы всем жестким требованиям к бортовым приборам (в том числе по ресурсу, надежности и стойкости к специальным воздействующим факторам).

Более прост косвенный способ; в соответствии с выражением

$$M_{\text{эм}} = K_{\text{эм}} N_y \quad (1.8)$$

управляется электромагнитный момент двигателя, измерение которого и преобразование в электрический сигнал реализуется достаточно просто. При косвенном способе

$$M_d = M_{\text{эм}} - M_c = K_{\text{эм}} N_y - M_c = \dot{N}, \quad (1.9)$$

где N_y - сигнал управления, $M_c = M_T + K_c \omega_p$ - момент сопротивления вращению маховика в упрощенном виде, M_T - момент трогания («сухого» трения), $K_{\text{эм}}$ и K_c - соответствующие коэффициенты.

Управление M_d осуществляется с погрешностью, обусловленной значением возмущающего момента M_c . Для компенсации этой погрешности в СОиС производится оценка M_c по параметрам динамического цикла в режиме стабилизации, а значение $K'_c M_c$ вводится в закон управления:

$$M_d = K_{\text{эм}} N_y - M_c + K'_c M_c \quad (1.10)$$

Если $K'_c = 1$, то $K'_c M_c - M_c = 0$, управление осуществляется без погрешности: $M_d = K_{\text{эм}} N_y$.

На практике точная оценка M_c и его составляющих не всегда возможна по техническим причинам, особенно сильное влияние на динамику КА оказывает M_T , воздействие которого равносильно размыканию цепи управления и ведет к перерегулированию и автоколебаниям.

Таким образом, косвенный способ имеет два основных недостатка:

– наличие области неуправляемости динамическим моментом при $N_y < M_T / K_y$;

– повышенная неустойчивость регулировочной характеристики прибора $M_d(N_y)$ вследствие неустойчивости M_c .

УДМ как исполнительный элемент СОиС описывается моментно-скоростными (МСХ) и моментно-регулируемыми (МРХ) характеристиками. МСХ – это зависимость электромагнитного(или динамического) момента от угловой скорости или кинетического момента $M_{эм}(H)$; МРХ – зависимость динамического момента от сигнала управления $M_d(N_y)$.

Из опыта практических разработок следует, что в очень грубом приближении допустима линейная аппроксимация момента сопротивления

$$M_c = M_T + K'_c H, \quad (1.11)$$

где M_T – момент трогания.

С учетом этого МСХ, МРХ и $M_c(H)$ имеют вид, показанный на рисунке 1.6. МСХ располагаются в I и II квадрантах при $M_{эм} > 0$ и во III и IV – при $M_{эм} < 0$. Каждая характеристика имеет два участка: А и Б. Участок А соответствует искусственной МСХ, которая формируется управлением двигателя, например путем стабилизации его тока; участок Б – это естественная характеристика, которая соответствует спадающему току двигателя $I_d = (U_n - C_e \omega) / r_c$, где U_n – напряжение источника питания, $C_e \omega$ – противоЭДС двигателя, r_c – сопротивление обмоток статора. В режиме работы на участке Б регулирующий орган регулятора тока двигателя полностью открыт, а ток I_d и момент $M_{эм} = K_m I_d$ (где K_m – коэффициент пропорциональности) определяются значением противо-ЭДС.

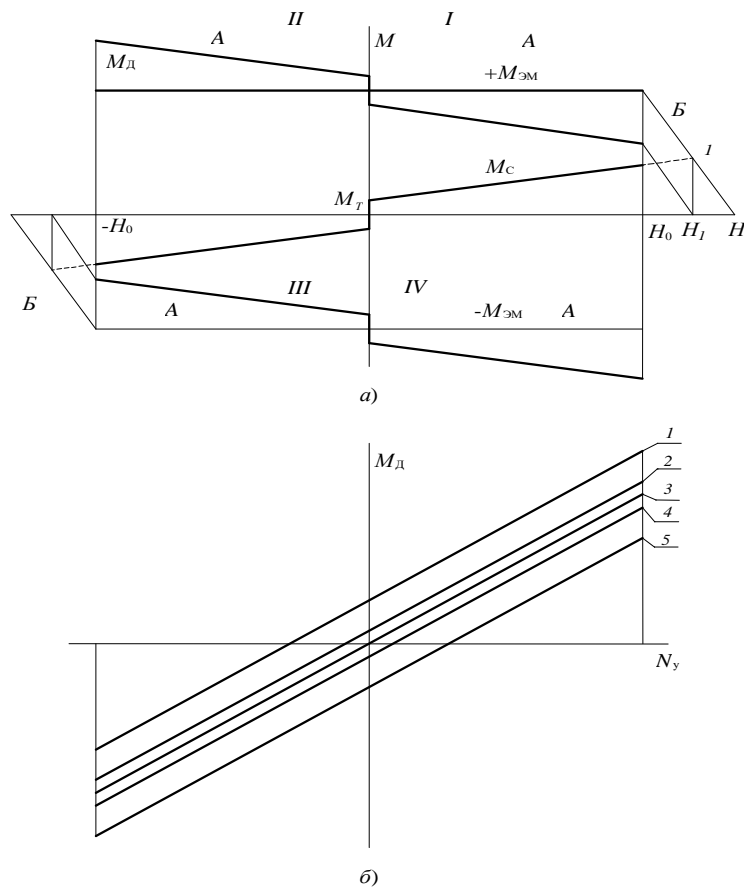


Рисунок 1.6 – Моментные характеристики УДМ

Динамический момент M_d (рисунок 1.6 а) равен $M_{эм} - M_c$. В точке 1 $M_{эм} = M_c$, $M_d = 0$ и угловая скорость соответствует значению H_1 . В целом МСХ в квадрантах I и III соответствует режиму разгона, в котором электрическая энергия источника питания преобразуется в кинетическую энергию маховика. Квадранты II и IV соответствуют генераторному режиму, который имеет сложную зависимость от угловой скорости. В точке H_0 ток двигателя равен $I = (E - U_p) / r_c$, где U_p – напряжение регулятора тока. Так как $E > U_p$, то ток I имеет отрицательное значение, что соответствует его рекуперации в источник питания при условии, что схемно обеспечивается свободная циркуляция энергии из источника питания в двигатель и наоборот. По мере торможения E и U_p уменьшаются, но $(E - U_p) / Ir_c = \text{const}$. В критической точке, расположенной в квадранте II, $U_p = 0$ и $E = Ir_c$. С этого момента рекуперация прекращается, УДМ переходит в двигательный режим, в котором U_p изменяет знак и ток двигателя стабилизируется согласно равенству $(E + U_p) / r_c = I = \text{const}$. Этот режим

сохраняется до остановки двигателя: $E = 0$, после чего рабочая точка переходит в I квадрант согласно равенству: $(E - U_p)/r_{\text{я}} = I = \text{const}$. При отрицательных значениях $M_{\text{эм}}$ в квадрантах III и IV процесс протекает алогично.

Влияние M_c приводит к тому, что выходная МРХ $M_d(N_y)$ неоднозначно зависит от N_y (рисунок 1.6 б) и находится в некоторой зоне, ширина которой определяется величиной M_c . На рисунке 1.6 б прямая 3 соответствует условию $M_c = 0$. Зависимости 2 и 4 при $N_y > 0$ соответствуют режимам работы в квадрантах I и II, а при $N_y < 0$ в квадрантах III и IV в случае, когда $M_c = \pm M_T$. Прямые 1 и 5 относительно квадрантов располагаются аналогично, но при условии: $M_c = \pm M_{c0}$, где M_{c0} соответствует H_0 на рисунке 1.6 а.

На основе результатов анализа можно сделать следующие выводы:

1) косвенный способ управления динамическим моментом характеризуется большой погрешностью из-за влияния момента сопротивления M_c вращению маховика;

2) для уменьшения вредного влияния M_c необходимо принимать технические решения, касающиеся как конструкции УДМ, так и системы управления динамическим моментом.

3) указанные структурные меры в СОиС не ликвидируют потребление мощности на преодоление M_c , ведут к появлению локальных «мертвых зон по управлению, не способны быстро компенсировать возмущение при движении КА, вызванное M_c , поэтому уменьшение значения и поиск путей его компенсации в самом электроприводе остается одной из основных задач при разработке УДМ;

4) при любых методах управления силовая часть регулятора тока и напряжения двигателя УДМ должна иметь двустороннюю проводимость и обеспечивать свободную циркуляцию энергии от источников питания к маховику и обратно.

5) разработка средств технической реализации способа управления динамическим моментом представляет собой актуальную задачу.

1.4 Анализ существующих систем управления моментом двигателя-маховика

Прямой способ управления динамическим моментом

Прямой способ управления динамическим моментом основан на непосредственном измерении динамического момента и введении по цепи обратной связи в замкнутый контур управления двигателем сигнала этого момента.

Для двухфазного двигателя с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре.

Система (рис. 1.7), основанная на этом методе, состоит из двигателя (Д), маховика (М), датчика положения ротора (ДПР), датчика динамического момента (ДДМ) и следующих узлов блока управления двигателем: широтно-импульсных модуляторов (ШИМ), перемножителей сигналов (ПС), регулятора момента (РМ), датчиков тока (ДТ) и преобразователя сигнала момента (ПСМ).

ДПР вырабатывает гармонические ортогональные сигналы, пропорционально текущим значениям этих сигналов формируются токи в фазах двигателя с помощью ШИМ, охваченных обратной связью по току. Сигналы обратной связи в контурах формирования токов вырабатываются с помощью ДТ. Амплитуды фазных токов зависят от выходных сигналов ПС, которые перемножают гармонические ортогональные сигналы ДПР и выходные сигналы РМ. На вход РМ поступает сигнал ошибки с выхода схемы сравнения сигнала управления моментом " U_y^M " и сигнала динамического момента, который образуется на выходе ПСМ.

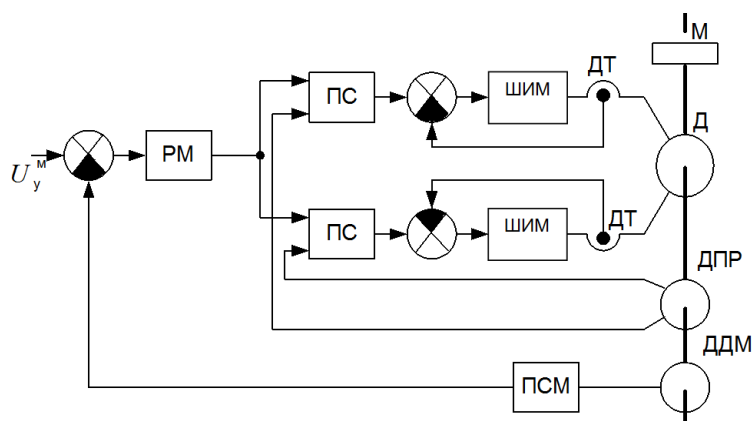


Рисунок 1.7 – Функциональная схема системы непосредственного управления динамическим моментом

Таким образом, система содержит три замкнутых контура регулирования: по току, углу поворота ротора и динамическому моменту. Устойчивость и необходимые динамические качества обеспечиваются корректирующими звеньями, входящими в состав контуров регулирования. Так как динамический момент образуется электромагнитным моментом $M_{эм}$ с точностью до момента сопротивления M_c $M_d = M_{эм} - M_c$, то дестабилизирующие факторы действуют на динамический момент через момент M_c , который при эксплуатации может изменяться в особенно широких пределах. Но вследствие того, что в данной схеме сигнал управления “ U_y^M ” задан динамическим моментом, влияние изменения M_c на значение M_d пренебрежимо мало и в любых условиях динамический момент пропорционален сигналу управления. В этом и состоит основное преимущество данного метода управления маховичным электроприводом.

Есть и дополнительные достоинства: внутренние контуры дают возможность электрической и динамической оптимизации режимов работы двигателя, вследствие чего легко обеспечиваются высокие значения КПД и показатели быстродействия.

Существует также описание изобретения к авторскому свидетельству [49] на устройство управления двигателем-маховиком, которое «обеспечивает точное регулирование динамического момента за счет того, что в состав маховичного электропривода введен цифровой интегратор, который задает угловое ускорение маховика, а следовательно, и динамический момент». Однако в данном патенте ничего не сказано о начальной синхронизации значений интегратора со

скоростью вращения двигателя при включении питания, переключении с основного канала управления на резервный или при возникновении сбоев в бортовой системе электропитания. Если начальная синхронизация не предусмотрена и в такие моменты скорость вращения ротора отлична от нуля, то двигатель с максимальным электромагнитным моментом будет приходить к нулевой начальной скорости, которая автоматически установится в интеграторе, прикладывая при этом к корпусу КА недопустимый управляющий момент. Еще одним недостатком такого устройства является зона нестабильной работы в области нулевых скоростей вращения и малых управляющих моментов, что вызвано моментом трогания и дискретностью датчика скорости, о чем в АС не упоминается. Еще одним существенным вопросом, не нашедшим отражения в АС является показатель качества управления (в т.ч. динамика системы). Предположительно, время переходного процесса недопустимо велико (≥ 5 с) и переходная характеристика имеет ступенчатый характер. Из-за отмеченных недостатков такое устройство также не нашло практического применения электроприводах УДМ.

Прямое управление динамическим моментом для трехфазного двигателя с трапецевидным распределением магнитного поля в зазоре.

В одном из известных двигателей-маховиков реализовано прямое управление по динамическому моменту. Весь алгоритм управления электродвигателем и инверторами, а также модуль интерфейса (МИ) реализованы в контроллере на основе ядра CortexM3. Электродвигатель ДМ представляет собой 3-х фазный БДПТ с трапецевидным распределением магнитного поля в зазоре, коммутация обмоток идет по сигналам от 3-х датчиков Холла. В структуру электродвигателя (рис. 1.9) включен инкрементный магнитный энкодер с разрешением 512 имп./об.

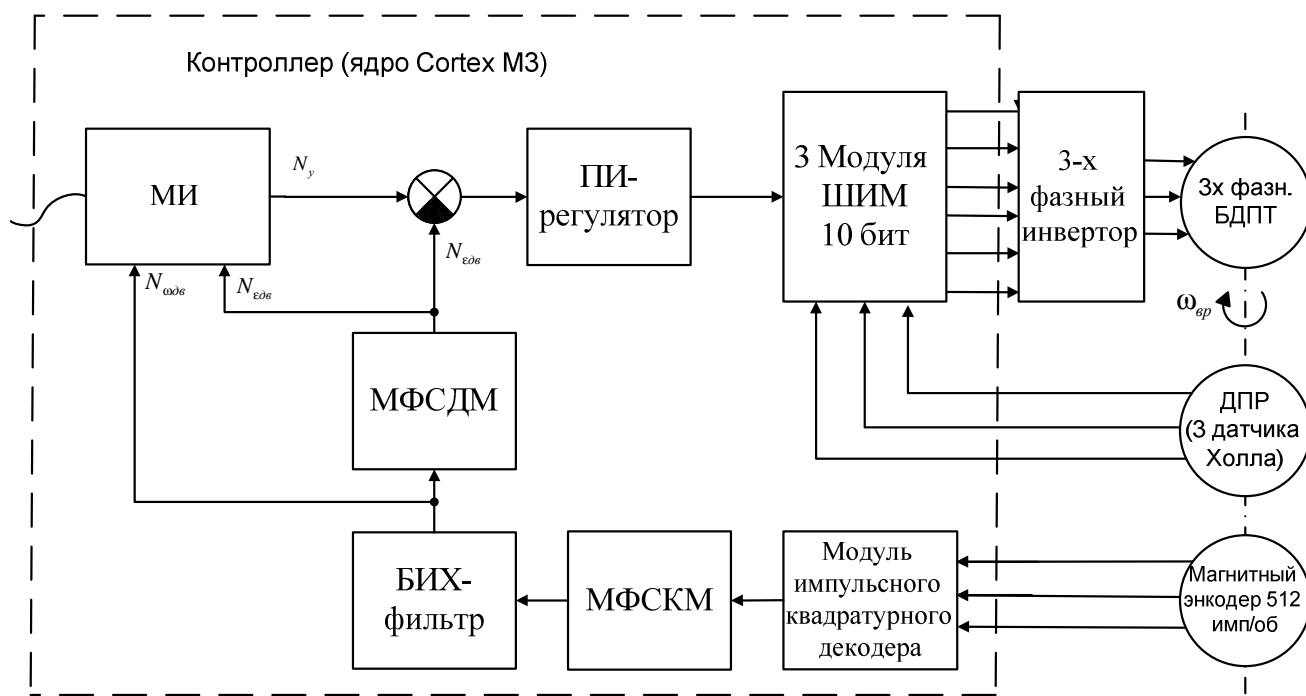


Рисунок 1.8 – Структурная схема электропривода ДМ с прямым управлением динамическим моментом.

Преобразование сигнала частоты вращения двигателя выполняется модулем импульсного квадратурного декодера в составе микроконтроллера. Далее сигнал по частоте вращения сглаживается с помощью фильтра с бесконечной импульсной характеристикой и вычисляется сигнал ускорения (динамический момент) двигателя, который используется в качестве обратной связи в контуре управления. Корректирующее устройство представляет собой ПИ-регулятор. Для формирования фазных токов двигателя используется три 10-и битных комплементарных модуля ШИМ и 3-х фазный инвертор без обратной связи по току, работающий на частоте 20 кГц. Обновление информации по частоте вращения, ускорению и токам в фазах двигателя происходит с тактом 25 мс.

Оценка точности реализации динамического момента производится по значению среднеквадратического отклонения полученного сигнала ускорения за интервал времени 10 с (80 выборок) с периодом 0,125 с. Погрешность реализации динамического момента в такой системе может достигать 5-10 % на высоких угловых скоростях (>4000 об/мин) и 100-300 % на низких угловых скоростях (<10 об/мин). Также имеются всплески, провалы и колебания момента в области нулевой угловой скорости, связанные с принципом работы трехфазного вентильного электродвигателя с трапецевидным распределением магнитного поля в зазоре.

Устройства, использующие непосредственный метод регулирования динамического момента имеют крупные недостатки: сложность устройства и практическая непригодность его для регулирования малых значений динамического момента, близких к нулю; создание дополнительного момента сопротивления на валу двигателя-маховика и низкая чувствительность, малая механическая прочность и низкая надежность. Вследствие этих недостатков устройства в бортовой космической технике практически не применяются.

Косвенный способ управления динамическим моментом через электромагнитный момент

Широкое распространение получил метод косвенного управления, сущность которого состоит в том, что сигнал управления устанавливается в соответствии с сигналом, отражающим внутренние электрические параметры, например ток или напряжение питания двигателя, непосредственно связанные с его электромагнитным моментом. В этом случае обеспечивается изменение кинетического момента УДМ в пределах от минус H до $+H$ со следующим законом формирования динамического управляющего момента (без учета инерционности и насыщения контура формирования M_d):

$$M_d = M_{эм} - M_c \text{sign} H = K_{эм} N_y - M_c \text{sign} H, \quad (1.12)$$

где M_d – динамический момент; $M_{эм}$ – электромагнитный момент; M_c – момент сопротивления вращению маховика; H – кинетический момент УДМ; $\text{sign} H = 1$ при $H \geq 0$, $\text{sign} H = -1$ при $H < 0$; N_y – код управления или управляющий сигнал момента (УСМ); $K_{эм}$ – крутизна моментной характеристики.

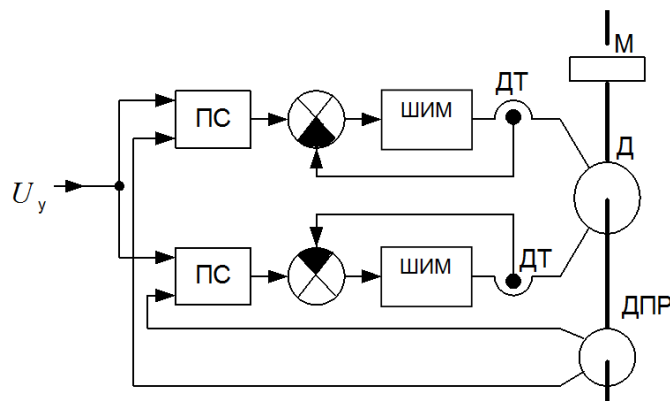


Рисунок 1.9 – Функциональная схема косвенного управления динамическим моментом.

Из уравнения (1.12) следует, что электромагнитный момент $M_{эм}$ составляет бóльшую часть (80-85) % динамического, остальные 15–20 % приходятся на неуправляемый момент сопротивления, который действует как основной дестабилизирующий фактор.

Косвенный метод управления основан на соотношении $M_{эм} \equiv I_{\phi}$, где I_{ϕ} – фазный ток двигателя. Структурная схема косвенного метода управления динамическим моментом приведена на рис. 1.9.

Регулирование фазного тока двигателя обеспечивает создание электромагнитного момента $M_{эм}$, пропорционального сигналу управляющего момента N_y (УСМ). При данном методе управления не учитывается влияние M_c , но обычно он находится в пределах 10-20 % от максимального управляющего момента $M_{y \max}$.

Косвенный способ управления динамическим моментом с одним интегратором и переменным коэффициентом усиления в контуре

Эффективным и распространенным в инженерной практике способом увеличения точности в установившемся режиме является повышение астатизма системы. Для этого сигнал управления формируется как результат интегрирования значений регулируемого параметра. Поскольку момент инерции ротора можно считать постоянным в процессе эксплуатации, $J = \text{const}$, то задача управления маховиком может быть сведена к управлению ускорением движения ротора, соответственно интегралом от регулируемой величины является скорость вращения. Структурная схема астатической системы управления ускорением ротора [50] приведена на рис. 1.10.

Сигнал на входе регулятора тока (РТ) состоит из двух составляющих:

$$N_i(n) = K_Y N_Y + N_K(n) = K_Y N_Y + K_K (\omega_p(n) - \omega(n)) \quad (1.13)$$

где $K_Y N_Y$ – составляющая, пропорциональная входному сигналу, $N_K(n) = K_K (\omega_p(n) - \omega(n))$ – составляющая, пропорциональная разности между расчетной и измеренной скоростями, n – номер текущего такта измерения скорости, K_Y, K_K – коэффициенты пропорциональности. Значение расчетной

скорости $\omega_p(n)$ вычисляется интегрированием входного сигнала – требуемого ускорения в интеграторе (И). Измеренная скорость $\omega(n)$ определяется схемой измерения скорости (ИС) на основании информации об угловом положении ротора, поступающей из дискретного датчика угла (ДУ), в качестве которого целесообразно использовать датчик положения ротора – устройства, входящего в структуру БДПТ.

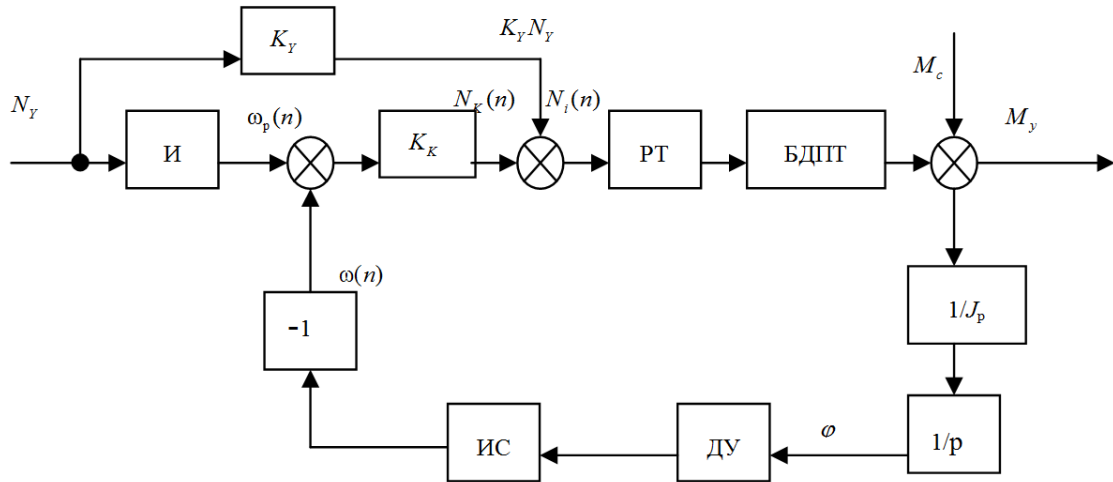


Рисунок 1.10 – Структурная схема астатической системы управления ускорением ротора УДМ.

Для определенности считается, что выходной сигнал датчика имеет вид последовательности импульсов – формирование импульса соответствует повороту ротора на один дискрет датчика $\Delta_{\text{ДУ}}$. Точность измерения скорости (дискрет измерения скорости $\Delta_{\text{ДС}}$) зависит от схемы измерения, дискретности датчика угла и времени измерения.

Для повышения точности и плавности регулирования в установившемся режиме коэффициент усиления контура должен быть равен единице, т. е. $K_K = 1$. С другой стороны, коэффициент усиления контура должен быть достаточным для обеспечения удовлетворительного времени переходного процесса.

Исходя из этого автором статьи [50] предложен вариант схемы на рис. 1.13 с переменным коэффициентом усиления K_K . В данной статье приводится структурная схема канала коррекции, результаты моделирования и основные расчетные соотношения. Управление УДМ предложенным методом позволяет обеспечить реализацию управляющего момента с погрешностью менее 2%, как заявляет автор. Точность поддержания момента в установившемся режиме

определяется разрядностью регулятора тока, дискретом изменения тока двигателя и не зависит от способа и дискрета измерения скорости. Полученные данные справедливы для скоростей вращения ротора $f = 10 \text{ с}^{-1}$.

Но требуемая работа двигателя-маховика предполагает независимость динамического момента от скорости. Все-таки, большую часть времени двигатели-маховики работают в области низких скоростей, с небольшими значениями управляющих моментов. Недостатками такой системы является ее сложность, недопустимо большое время переходного процесса (даже при дискретности датчика угла в 48 импульсов за один оборот ротора и точности измерения скорости $0,13 \text{ с}^{-1}$ по результатам моделирования автора $t_{пп} \leq 2 \text{ с}$), ступенчатость переходной характеристики и как следствие рывки динамического момента, невозможность работать на низких скоростях вращения и малых управляющих моментах по тем же причинам, что и для [49]. В статье также не упоминается про необходимость начальной синхронизации значения интегратора с текущей скоростью вращения двигателя. Электропривод УДМ с такой системой управления ввиду отмеченных недостатков непригоден к эксплуатации в высокодинамичных КА.

1.5 Характеристика момента сопротивления и технические требования к проектируемому электроприводу УДМ

В целом моменты статического сопротивления механизмов подразделяются на две характерные группы: активные и реактивные [107-128]. Активные моменты порождаются силами гравитации и упругой деформации и отличаются способностью вызвать движение механизма даже при отключенном двигателе. Реактивные моменты порождаются силами трения и неупругой деформации и всегда проявляют себя как силы, противодействующие движению. Они возникают и в состоянии покоя, как равное противодействие активному усилию двигателя и активной составляющей момента статического сопротивления механизма.

В [127] составляющие статического момента контретизированы и разделены на следующие виды в зависимости от частоты вращения:

- «— момент внешних сил $M_{вн}$;
- момент сухого трения $M_{с.т} = k_{с.т} \cdot \text{sign}(\omega)$, где $k_{с.т}$ — коэффициент сухого трения;
- момент вязкого трения $M_{в.т} = k_{в.т} \cdot \omega$, где $k_{в.т}$ — коэффициент вязкого трения;
- момент вентиляторный $M_{вент} = k_{вент} \cdot \omega^2 \cdot \text{sign}(\omega)$, где $k_{вент}$ — коэффициент вентиляторного момента.

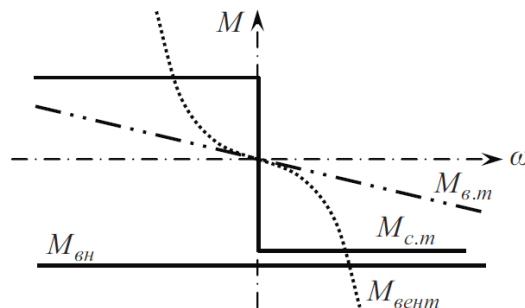


Рис. 2.4 — Составляющие статического момента M_{st} :

$M_{вн}$ — момент внешних сил, $M_{в.т}$ — момент вязкого трения,
 $M_{с.т}$ — момент сухого трения, $M_{вент}$ — вентиляторный момент

Момент внешних сил не зависит от режима работы двигателя. Это, например, момент, возникающий под действием силы тяжести. В процессе работы двигателя этот момент может изменяться произвольным образом, в том числе оставаться постоянным. Момент внешних сил встречается, в основном, в земных условиях. В космосе момент внешних сил обычно отсутствует.

Момент сухого трения постоянен по величине, но зависит от знака частоты вращения и всегда направлен навстречу движению, т.е. является тормозным. Он состоит из коэффициента сухого трения и сигнум-функции. Он обусловлен обычным трением материала в кинематических парах и в подшипниках. Это может быть трение скольжения, трение качения или их комбинация — в зависимости от формы и типа подшипников. Реальная зависимость сухого трения от частоты вращения может отличаться от идеализированной.

Конкретные зависимости момента сухого трения от частоты вращения сложно вывести теоретически, их необходимо получать экспериментально. В целом стремятся уменьшить коэффициент сухого трения, так как он способствует

нагреву кинематических пар, приводит к дополнительным потерям мощности, снижает надежность системы из-за возможных деформаций контактирующих поверхностей. Для этого при изготовлении шестерней используют «взаимно скользкие» материалы, стремятся придать зубцам кинематических пар специальную форму, применяют смазку.

Возможная зависимость момента сухого трения от частоты вращения может состоять из следующих зон. В зоне 1 происходит трогание с места и в первый момент времени при нулевой частоте момент сил равен нулю, а затем очень быстро нарастает. После трогания и начала разгона в зоне 2 величина момента сухого трения несколько снижается, например, из-за разогрева соприкасающихся поверхностей или смазки между ними. В зоне 3 наступает стабилизация момента сухого трения, когда условия трения поверхностей стабилизированы (в частности, температура и консистенция смазки постоянны). В зоне 4 при высоких частотах вращения условия работы трущихся поверхностей могут начать изменяться, например, может увеличиваться температура и из-за этого смазка может стать более жидкой, а слой ее между трущимися поверхностями может уменьшиться, также может начаться разрушение поверхностей и др.

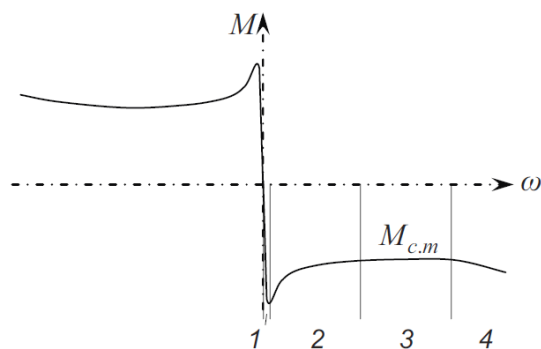


Рис. 2.5 — Характер реального момента сухого трения:
1 — зона трогания, 2 — зона разгона,
3 — зона стабилизации сухого трения,
4 — зона разрушения соприкасающихся поверхностей

Сухое трение может меняться также в зависимости от угла поворота в связи с неидеальностью шестерней — их формы, условий зубчатого зацепления, несоосностью валов и подшипников и т.д. При длительной работе возможна зависимость от времени. Уменьшение момента сухого трения может происходить вследствие притирания поверхностей (их взаимного шлифования), улучшения свойств смазки из-за периодических нагревов и охлаждений и др. Увеличение

момента сухого трения может происходить из-за разрушения соприкасающихся поверхностей или изменений в смазке (например, увеличения ее вязкости вследствие накапливания продуктов истирания поверхностей). Сочетание обоих факторов приводит к некоторому результирующему изменению сухого трения.

Момент вязкого трения пропорционален частоте вращения и возникает, например, из-за наличия жидкой смазки или в других вязких средах. Коэффициент вязкого трения может меняться по величине и знаку в процессе работы, например, при нагреве смазки.

Реальная зависимость момента вязкого трения от частоты вращения может существенно отличаться от идеализированной и содержать несколько зон. В зоне 1 происходит трогание с места при наличии густой смазки, которая существенно мешает движению. В зоне 2 смазка разогревается, разжижается и начинает оказывать меньшее сопротивление движению. В зоне 3 смазка переходит в некое стабильное для нее состояние с постоянной температурой и консистенцией и создает постоянное сопротивление движению, т.е. существует постоянный коэффициент вязкого трения. В зоне 4 возможен перегрев смазки, ее существенное разжижение, вытекание из зоны трения и, следовательно, уменьшение сопротивления движению. Коэффициент вязкого трения при этом может уменьшаться. Тогда с увеличением частоты вращения момент вязкого трения начинает уменьшаться, а не увеличиваться.

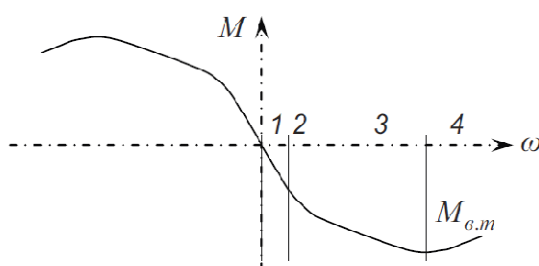


Рис. 2.6 Характер реального момента вязкого трения при наличии смазки:

- 1 — зона трогания с густой смазкой,
- 2 — зона разгона с разогревом и постепенным разжижением смазки,
- 3 — зона работы при стабильной консистенции и сопротивлении смазки,
- 4 — зона перегрева смазки и уменьшение её сопротивления

С точки зрения теории автоматического управления возникает контур положительной обратной связи. В целом это явление обычно считается вредным, так как может приводить к неустойчивой работе двигателя и всей электромеханической системы.

Момент вентиляторный зависит от квадрата частоты вращения. Такой момент сопротивления имеют вентиляторы, гребные винты кораблей, пропеллеры самолетов и т.п. В космических аппаратах вентиляторный момент присутствует в механизмах принудительного охлаждения – газового и жидкостного. У всех них при увеличении частоты вращения увеличивается сопротивляемость газовой или жидкостной среды. В реальности эта зависимость не обязательно квадратичная, показатель степени у частоты вращения может быть любой, в том числе дробный – в зависимости от свойств среды. Если можно считать, что работа вращающегося механизма не влияет на свойства среды, то показатель степени остается неизменным. Но часто такое влияние имеет место, и тогда показатель степени сам зависит от частоты вращения.»

Сопротивление вращению ротора-маховика M_C возникает как при начале его вращения из состояния покоя, так и при продолжении вращения.

Источниками M_C в УДМ являются:

M_{Π} – сопротивление вращению ротора в подшипниковом узле;

M_{CM} – сопротивление вращению ротора, вызванное деформацией смазки;

M_A – аэродинамическое сопротивление ротора-маховика;

M_B – индукционные потери (вихревые токи) в электродвигателе.

Итоговая величина M_C представлена суммой описанных выше составляющих:

$$M_C = M_{\Pi} + M_{CM} + M_A + M_B. \quad (1.14)$$

Экспериментальные данные (рисунки 1.11 – 1.13, П1.1 – П1.12), подтверждают нестабильность момента трогания и нелинейный характер зависимости моментов сопротивления от кинетического момента в вакууме ($1,33 \cdot 10^{-1}$ Па) для УДМ с номинальными кинетическим моментом $2 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ и динамическим моментом $50 \text{ мН} \cdot \text{м}$ (для определенности далее по тексту будем упоминать его как ДМ2). Кроме того, функция M_C имеет сингулярность в виде разрыва первого рода в области перехода через ноль.

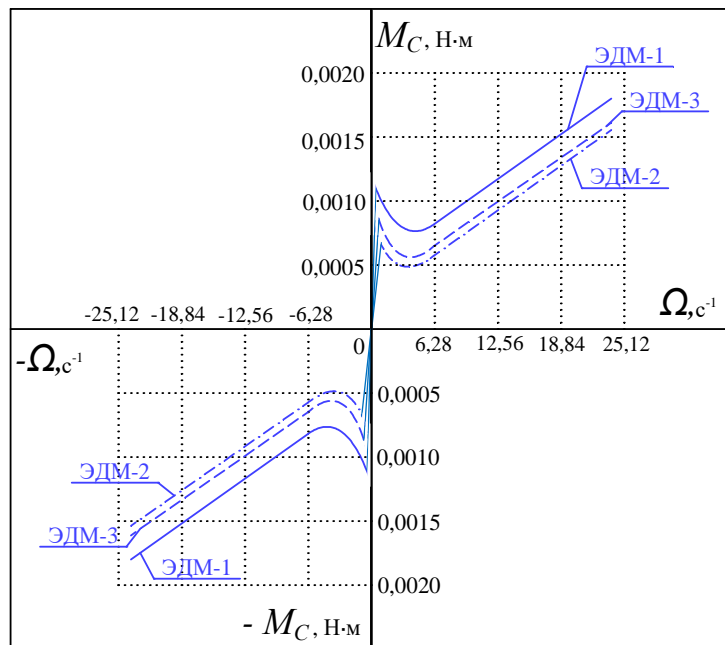


Рисунок 1.11 – График момента сопротивления в зоне нулевых частот вращения ДМ2

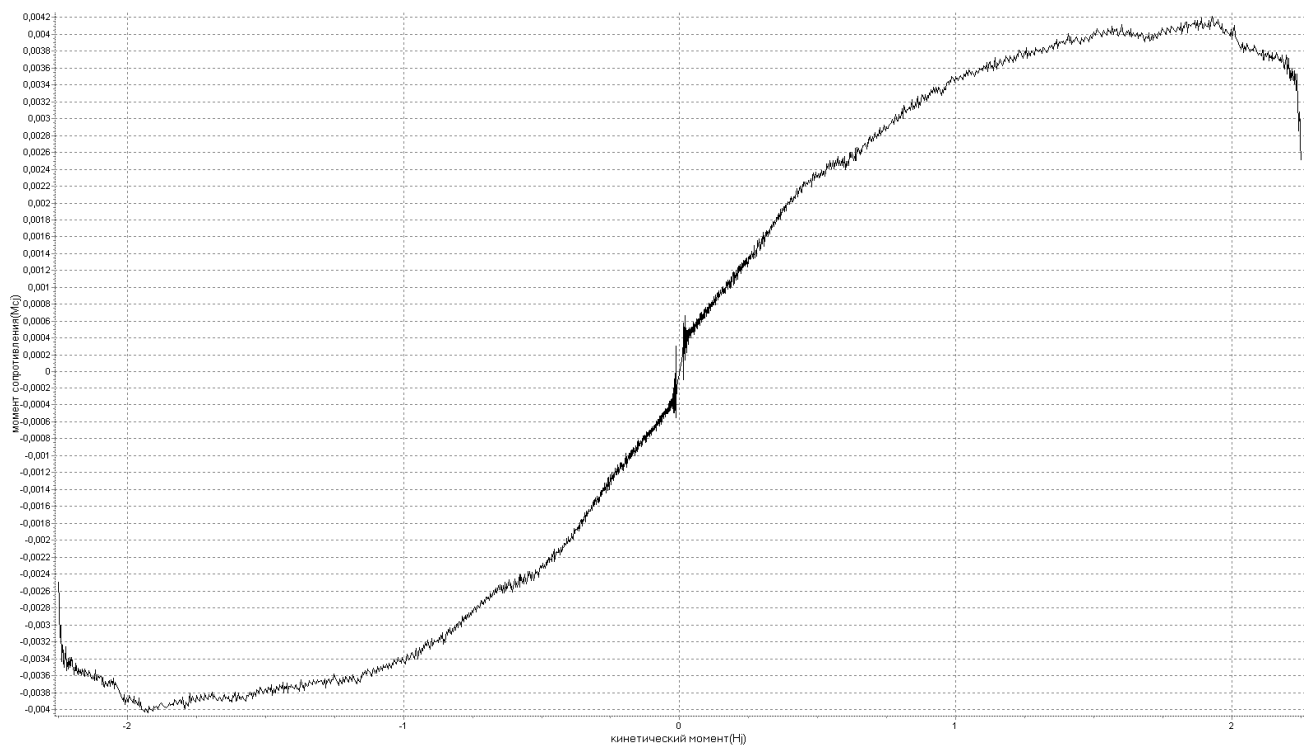


Рисунок 1.12 – Зависимость момента сопротивления вращения от кинетического момента ДМ2 в вакууме при +50 °С

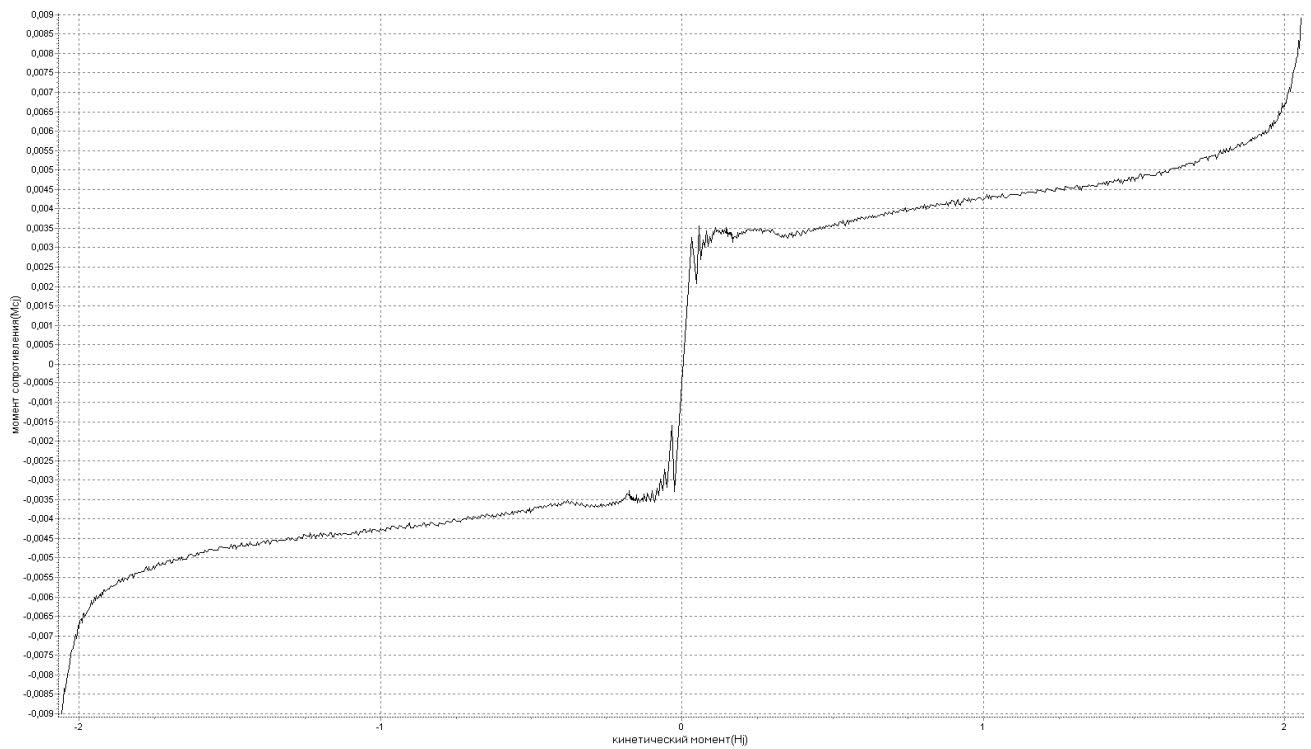


Рисунок 1.13 – Зависимость момента сопротивления вращения от кинетического момента ДМ2 в вакууме при -20 °С

Таким образом, момент M_c – величина переменная, нестабильная и в общем виде зависит от ряда изменяющихся параметров ДМ, примененных материалов и характеристик окружающей среды

$$M_c = f(\omega, \lambda, \mu, t, P_{\text{си}}, T, P, g); \quad (1.15)$$

где ω - частота вращения ротора-маховика;

λ - коэффициент трения качения шарикоподшипника;

μ - параметры смазки, закладываемой в шарикоподшипник;

t - температура в зоне подшипниковых опор;

P, T – давление и температура окружающей среды около ротора-маховика соответственно;

$P_{\text{си}}$ - потери в обмотке статора;

g – ускорение силы тяжести.

При выполнении диссертационной работы были сформулированы основные технические требования (табл. 1.3) к проектируемому электроприводу УДМ с новой системой управления.

Таблица 1.3 – Основные технические требования к проектируемому электроприводу УДМ

Наименование параметра	Обозначение	Норма
Номинальный динамический момент, Н·м	$M_{д.ном}$	$0,05 \pm 0,005$
Номинальный кинетический момент, Н·м·с	$H_{ном}$	$2 \pm 0,02$
Номинальная частота вращения ротора, об/мин	$\omega_{ном}$	4600 ± 46
Напряжение питания, В	$U_{п}$	14...17,5 (16 ном.)
Крутизна регулировочной характеристики электромагнитного момента, Н·м/ед. кода упр.	$K_{д}$	$1 \cdot 10^{-4} \pm 1 \cdot 10^{-5}$
Крутизна регулировочной характеристики динамического момента, Н·м/ед. кода упр.	$K_{эм}$	$1 \cdot 10^{-4} \pm 1 \cdot 10^{-5}$
Момент инерции, приведенный к ротору, кг·м ²	J	$4,1519 \cdot 10^{-3} \pm 4,1519 \cdot 10^{-5}$
Число фаз СДПМ	m	2
Число пар полюсов СДПМ	p	3
Амплитуда противоэлектродвижущей силы СДПМ при $\omega_{ном}$, В	$U_{эдс}$	$6,5 \pm 0,65$
Суммарная индуктивность в фазе СДПМ (с учетом дросселя), Гн	$L_{ф}$	$3,6 \cdot 10^{-4} \pm 3,6 \cdot 10^{-5}$
Суммарное активное сопротивление фазы, Ом	$R_{ф}$	$0,45 \pm 0,1$
Момент сопротивления вращению при $\omega_{ном}$, Н·м	$M_{с.макс}$	$< 25 \cdot 10^{-3}$
Момент трогания, Н·м	$M_{тр}$	$< 24 \cdot 10^{-4}$
Мощность потребления при $M_{д.ном}$ и $H_{ном}$, Вт	$P_{ном}$	< 56
Мощность рекуперации при $M_{д.ном}$ и $H_{ном}$, Вт	$P_{рп}$	> 30
Статическая мощность потребления при $M_{д} = 0$ и $H_{ном} = 0$, Вт	$P_{ст}$	$< 5,5$
Цена единицы младшего разряда сигнала кинетического момента, Н·м·с/ед	K_H	$< 0,004$
Постоянная времени фильтра сигнала кинетического момента, с	τ_H	$< 0,5$
Постоянная времени контура формирования электромагнитного момента, с	$\tau_{эмм}$	$< 0,05$
Постоянная времени контура формирования динамического момента, с	$\tau_{мд}$	$< 0,3$
Время готовности прибора к работе при включении питания, с	$\tau_{нс}$	< 3

Для обеспечения требуемой точности отработки динамического момента необходимо тщательное исследование процессов в районе околонулевых частот вращения и обеспечения линейности моментно-скоростных и регулировочных характеристик УДМ, в том числе и в режиме реверса.

В особенности следует отметить, что нелинейность момента сопротивления негативно сказывается на качестве работы СОиС КА и выполнении им целевого назначения в целом. Таким образом, актуален поиск путей компенсации момента сопротивления УДМ и в частности его момента трогания для нивелирования влияния нелинейности и сингулярности $M_{с.}$.

Наиболее очевидным и логичным вариантом проектирования системы управления УДМ является повышение порядка ее астатизма в комплексе с решением задачи практической реализуемости (с учетом ограничений компонентной базы отечественного производства, стойкой к воздействию специальных факторов), определения условий устойчивости контуров регулирования и синхронизацией начальных координат наблюдателя состояния с текущими параметрами двигателя.

Выводы.

1. В настоящее время электромеханические исполнительные органы – силовые гироскопы и управляющие двигатели-маховики – широко используются во всех системах ориентации длительно существующих околоземных КА и орбитальных космических станций. Это обусловлено экономией рабочего тела (топлива или газа) для микрореактивных двигателей на борту, а также высокой точностью ориентации, надежностью, экологической чистотой и возможностью сохранения «прозрачной среды» вокруг объекта, необходимой для работы бортового оптического оборудования.

2. При разработке исполнительных органов возникает необходимость удовлетворения все возрастающих требований по линейности характеристик управления, диапазону управляющих моментов, точности, быстродействию, ресурсу, потреблению электроэнергии, габаритам и массе, максимальной надежности и жесткости конструкции, динамическим качествам.

3. Момент сопротивления УДМ – величина переменная, нестабильная и в общем виде зависит от ряда изменяющихся параметров ДМ, примененных материалов и характеристик окружающей среды. Кроме того, нелинейность момента сопротивления негативно сказывается на качестве работы СОиС КА и выполнении им целевого назначения в целом.

4. Проведен анализ существующих систем управления динамическим моментом двигателя-маховика. Ни одна из них не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к разрабатываемым УДМ в плане простоты, надежности, возможности практического применения, функционирования в критических режимах и показателей динамики системы. Поэтому поиск новых технических решений по управлению динамическим моментом двигателя-маховика является актуальной задачей. Один из путей разрешения этого противоречия, рассматриваемых в данной работе, связан с синтезом структурной схемы управления УДМ на основе ЭЦМ и принципа фазовой синхронизации.

6. Для создания астатической системы второго порядка по ускорению (замкнутой по углу) необходимо:

- синтезировать структурную и функциональную схему устройства управления динамическим моментом УДМ на основе эталонной цифровой модели (ЭЦМ) и электропривода с фазовой синхронизацией;

- определить тип и количество контуров регулирования;
- синтезировать путь перехода от операций с тригонометрическими функциями к суммированию пилообразных функций и реализовать этот процесс аппаратно-программными средствами;
- разработать и исследовать имитационную модель УДМ на основе электропривода с фазовой синхронизацией;
- исследовать динамические режимы замкнутой системы автоматического регулирования;
- представить систему управления регуляторами тока в базисе коммутационно-разрывных функций;
- реализовать алгоритм CORDIC для вычисления кода углового положения вала двигателя;
- разработать алгоритм работы ЭЦМ, имитирующей сигналы датчика положения ротора (ДПР) двигателя-маховика;
- разработать прецизионный формирователь сигнала кинетического момента, привязанный к такту вычисления, для минимизации погрешности при построении моментно-скоростных характеристик и вычислении крутизны регулировочной характеристики УДМ.

Глава 2. Синтез структурной схемы системы управления УДМ.

Анализ особенностей применения нового УДМ в СОиС КА

2.1 Синтез астатического электропривода УДМ с фазовой синхронизацией.

Одним из вариантов проектирования систем управления электроприводами УДМ является способ, основанный на принципе фазовой синхронизации [58-64] и зачастую применяемый в прецизионных следящих электроприводах. При этом в качестве сигналов задания выступают выходные сигналы эталонной цифровой модели (ЭЦМ) движения ротора-маховика с ускорением. Такой способ позволяет получить от УДМ требуемые параметры по крутизне моментно-регулировочной характеристики в требуемом диапазоне частот вращения, т.к. отработка сигнала управления идет в соответствии с сигналами ЭЦМ и любое отклонение от этих сигналов автоматически компенсируется. По своей технической сути применение такого подхода приводит к увеличению порядка астатизма системы до второго, что в итоге определяет выходную нулевую статическую ошибку по ускорению (динамическому моменту) и частоте вращения в установившихся режимах.

На рисунке 2.1 представлена обобщенная структурная схема устройства, поясняющая принцип действия системы управления динамическим моментом [65-70] УДМ. В ее состав входят: эталонная цифровая модель ЭЦМ, преобразователи частот ПЧ1, ПЧ2, генератор опорной частоты ГОЧ, частотно-фазовый дискриминатор ЧФД, корректирующее устройство КУ, устройство коммутации контуров УКК, ключи К1, К2, электропривод ЭП (в состав которого входят синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов СДПМ, датчик положения ротора ДПР, регуляторы тока РТ).

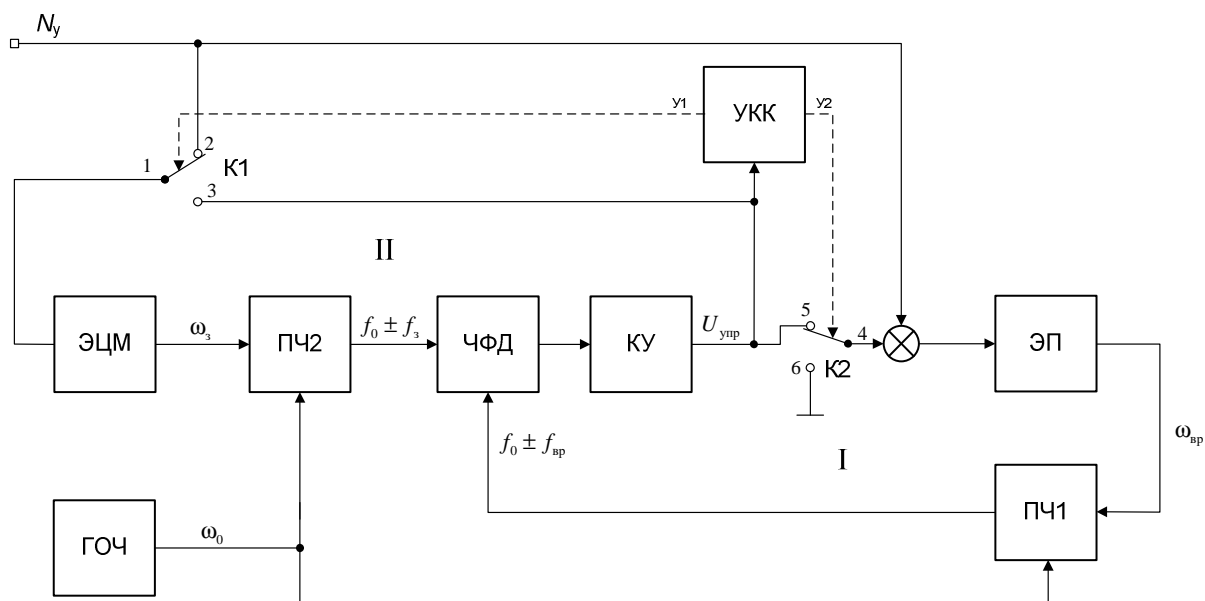


Рисунок 2.1 –Обобщенная структурная схема электропривода

Задающая частота $\pm \omega_3$ вырабатывается ЭЦМ (в виде ортогональных гармонических сигналов или кода углового положения ротора с частотой ω_3), на вход которой через замкнутые контакты 1 и 2 ключа К1 подаются управляющие сигналы динамического момента N_y . В состав модели входят два последовательно соединенных интегратора, первый из которых формирует мгновенное значение частоты ω_3 с темпом изменения (ускорением), пропорциональным входному сигналу управления, а второй преобразует эту частоту в мгновенное значение фазы (углового положения) φ_3 ротора УДМ. В случае использования тригонометрических соотношений для сложения частот выход второго интегратора модели соединяется с конвертором фазы в амплитуду, преобразующим входной пилообразный сигнал в ортогональные гармонические сигналы.

В контур I представленного на рисунке 2.1 устройства входят ЧФД, КУ, УДМ, ПЧ1, К2. Принцип действия преобразователя частоты основан на тригонометрических соотношениях

$$\sin((\omega_0 + \omega_3)t) = \sin(\omega_3 t) \cos(\omega_0 t) + \cos(\omega_3 t) \sin(\omega_0 t);$$

$$\cos((\omega_0 + \omega_3)t) = \cos(\omega_3 t) \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_3 t) \sin(\omega_0 t),$$

а задачей является сложение гармонических частот $\pm \omega_{вр}$ (знак $\omega_{вр}$ определяется направлением вращения), пропорциональной скорости вращения двигателя с опорной частотой ω_0 (вырабатывается ГОЧ) и выделение из

суммарной гармонической частоты $\omega_0 \pm \omega_{вр}$ импульсов с частотой $f_0 \pm f_{вр}$ (при этом может быть выделено от 1 до k импульсов за один период частоты $\omega_0 \pm \omega_{вр}$). Детально процедура преобразования частоты изложена в [71]. Также следует отметить, что для упрощения системы тригонометрические операции могут быть заменены на иные операции, позволяющие производить сложение различных частот с большой точностью.

Импульсы с суммарной частотой $f_0 \pm f_{вр}$ подаются на вход ЧФД, на другой вход которого подается частота $f_0 \pm f_3$, аналогичным образом полученная в ПЧ2.

При равенстве коэффициента передачи первого интегратора модели и аналогичного параметра двигателя ($k_{дв} = 1/J$), заданный динамический момент является результатом отработки частоты ω_3 прецизионной системой для регулирования частоты вращения двигателя [71].

Для согласования начальных значений ЭЦМ с текущей скоростью и угловым положением ротора, т.е. принудительной синхронизацией (например, при включении устройства в момент, когда частота вращения вала двигателя отлична от нулевой) структурная схема устройства переключается с помощью УКК: контакты 1 и 2 и 4 и 5 размыкаются, а контакты 1 и 3, 4 и 6 замыкаются. При этом контур I размыкается и замыкается контур II. Вход УДМ при этом замыкается на нуль, а сигнал управления динамическим моментом N_y отключается от входа модели.

Контур II является следящим и аналогичен контуру I, только в нем УДМ заменен на ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением. Поэтому он уравнивает частоту ω_3 с частотой $\omega_{вр}$, при этом последняя в данном случае является задающей. Коэффициент передачи первого интегратора модели при замыкании контура II скачком увеличивается до максимально допустимой величины с целью ускорения синхронизации.

Контур подчиненного регулирования III входит в структуру ЭП и представляет собой двухфазный мостовой инвертор с обратной связью по току.

После согласования параметров выхода модели по частоте и фазе с соответствующими параметрами вращения УДМ производится обратное переключение контуров в режим управления динамическим моментом:

замыкаются контакты 1 и 2, 4 и 5 и размыкаются 1 и 3, 4 и 6. Коэффициент передачи первого интегратора модели непосредственно перед коммутацией контура I скачком устанавливается в прежнее значение, соответствующее аналогичному параметру двигателя.

Для определения моментов коммутации контуров в УКК отслеживается положение рабочей точки ЧФД (сигнал фазного рассогласования ΔU). Характеристика ЧФД приведена к симметричному относительно начала координат виду, необходимому для управления УДМ в обоих направлениях. На рисунке 2.2 а) представлен один из n возможных участков многозначной логической нелинейности [60-64] характеристики ЧФД. Рабочим участком характеристики, на котором идет управление динамическим моментом, является его линейный участок $A1B1$, выбранный с запасом по отношению ко всей линейной зоне AB (для исключения случайных переключений в режим синхронизации), в пределах которого необходимый для управления двигателем сигнал рассогласования ΔU обеспечивается за счет разности фаз входных импульсов при равенстве их частот. Этот же сигнал рассогласования ΔU используется для переключения контуров. Он подается на УКК, которое имеет гистерезис, функция переключения УКК показана на рисунке 2.2 б). Его выходными сигналами являются сигналы управления ключами $K1$ и $K2$ – $Y1$ и $Y2$ соответственно. На рисунке 2.2 а) горизонтальными штрихпунктирными линиями отмечены пороговые значения ΔU ($\Delta U_{сраб+}$, $\Delta U_{сраб-}$, $\Delta U_{отп+}$, $\Delta U_{отп-}$), соответствующие моментам перехода УКК из одного состояния в другое.

При работе основного контура I управления динамическим моментом $Y1=Y2=0$ и смена этих сигналов на противоположное значение ($Y1=Y2=1$) произойдет при условии $\Delta U_{отп-} \leq \Delta U \leq \Delta U_{отп+}$, вследствие чего основной контур управления будет разомкнут и замкнут контур синхронизации II. При совмещении координат ЭЦМ по частоте и фазе с соответствующими координатами УДМ рабочая точка на характеристике ЧФД перемещается в окрестность точки начала координат (отрезок $A2B2$, т.е. ΔU стремится к нулю), и УКК в течение определенного времени Δt_a анализирует устойчивое положение рабочей точки в пределах этого отрезка. Если в течение Δt_a выполняется условие

$\Delta U_{\text{сраб-}} \geq \Delta U \leq \Delta U_{\text{сраб+}}$, то УКК переключается в положение $Y1=Y2=0$, замыкая контур управления по динамическому моменту I и размыкая контур синхронизации II. При выходе рабочей точки за пределы отрезка A2B2 (невыполнение условия $\Delta U_{\text{сраб-}} \geq \Delta U \leq \Delta U_{\text{сраб+}}$) после начала анализа, УКК не меняет своего значения, синхронизация продолжается, отсчет интервала времени начинается заново.

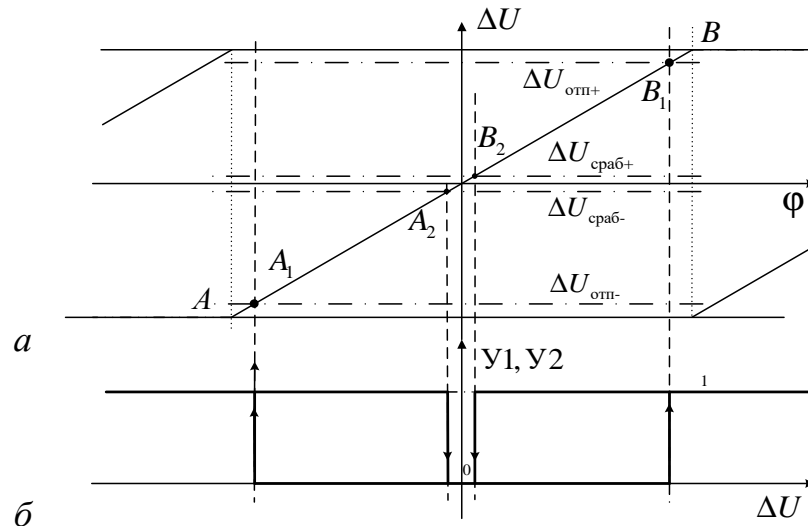


Рисунок 2.2 – Диаграммы работы УКК.

При выходных управляющих сигналах УКК $Y1=Y2=0$ работает основной контур I управления динамическим моментом, рабочая точка которого перемещается по характеристике ЧФД в пределах отрезка A1B1.

Выход рабочей точки за пределы этого участка и переход на горизонтальную часть характеристики, указывающий на рассогласование частот, вызывает переключение управляющих сигналов УКК в состояние $Y1=Y2=1$, при котором размыкается основной контур I и замыкается контур синхронизации II. При совмещении координат модели в части частоты и фазы с соответствующими координатами УДМ рабочая точка на характеристике ЧФД перемещается в окрестность точки начала координат (отрезок A2B2), и УКК переключается в положение $Y1=Y2=0$, замыкая основной I и размыкая дополнительный II контур системы.

УКК также может выполнять функцию переключения режима работы всей системы управления из режима управления электромагнитным моментом с

постоянной синхронизацией координат модели с УДМ и готовностью к коммутации контура коррекции (Y_1, Y_2 установлены в 1 даже после окончания синхронизации) в режим управления по динамическому моменту ($Y_1=Y_2=0$).

Вследствие того, что координаты УДМ при работе контура I всегда согласованы с координатами ЭЦМ, обеспечивается возможность точной стабилизации частоты вращения маховика (при подаче кода управления $N_y = 0$ на определенной скорости вращения последняя фиксируется и остается неизменной вплоть до подачи нового кода управления, отличного от нуля, момент сопротивления при этом компенсируется с помощью необходимой величины фазного тока).

Необходимость начальной синхронизации координат ЭЦМ с реальными выходными координатами двигателя по частоте вращения и углу в данной системе обусловлена стремлением системы минимизировать фазное рассогласование путем приведения вала двигателя с маховиком в исходное состояние с нулевой начальной частотой вращения и нулевым углом, автоматически устанавливающимся в интеграторах ЭЦМ в нештатных и переходных режимах, например, при включении питания, переключении с основного канала управления на резервный или при возникновении сбоя в бортовой системе электропитания. Сведение фазового рассогласования к нулю происходит с максимальным электромагнитным моментом и приводит к формированию недопустимых неконтролируемых управляющих моментов, прикладываемых к корпусу КА.

Для улучшения динамики системы и обеспечения требуемых параметров по быстродействию и перерегулированию ток двигателя формируется не только из сигнала рассогласования между ЭЦМ и УДМ, но и сигнала, пропорционального коду управления. При такой структуре контур с ЭЦМ выполняет функцию коррекции токов двигателя с целью достижения синхронности сигналов ЭЦМ и ДПР УДМ в то время, как сигнал, пропорциональный коду управления, задает основное значение тока в фазах двигателя.

2.2 Пути реализации астатического электропривода УДМ с фазовой синхронизацией

Аналого-цифровой вариант. На основе обобщенной структурной схемы системы управления УДМ (рисунок 2.1) разработана ее функциональная схема (рисунок 2.3),

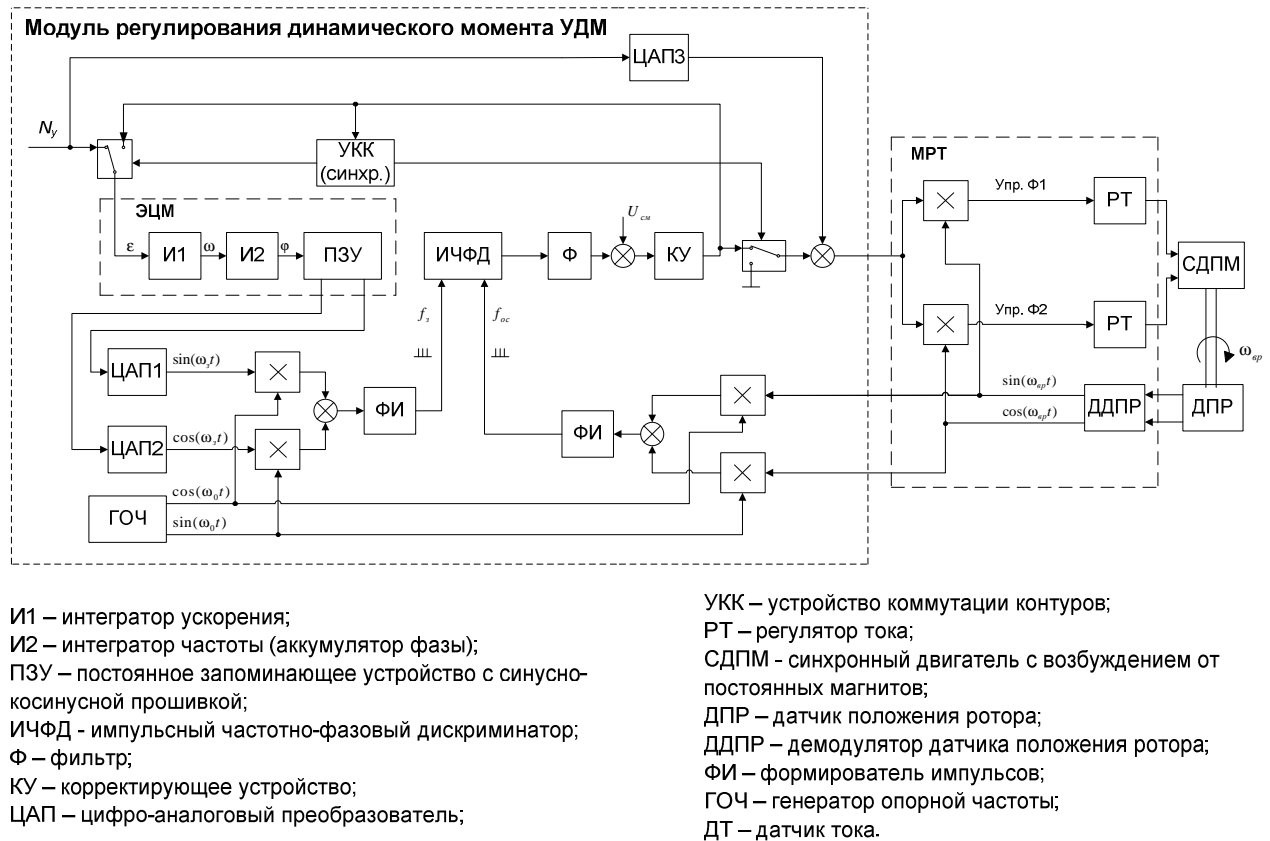


Рисунок 2.3 – Функциональная схема привода

Входной кодовый сигнал управления N_y поступает на ЦАПЗ, а затем на сумматор и определяет основную составляющую сигнала задания для инверторов. Второй составляющей сигнала задания инверторов является выходной сигнал контура коррекции углового положения двигателя, который отслеживает угловое рассогласование между ЭЦМ и реальными координатами двигателя. ЭЦМ состоит из интеграторов И1, И2, постоянного запоминающего устройства ПЗУ и цифро-аналоговых преобразователей ЦАП1, ЦАП2. Для работы на околонулевых частотах вращения и с целью упрощения выявления фазного рассогласования применяются ИЧФД и ГОЧ, определяющий частоту работы ЧФД. С помощью тригонометрических соотношений производится сложение частот, а затем

формирователь импульсов ФИ выделяет короткие импульсы частоты f_z , необходимой для работы ИЧФД.

Демодулятор датчика положения ротора (ДДПР) формирует огибающие выходных сигналов ДПР, которые аналогичным образом преобразуются в короткие импульсы частоты обратной связи f_{oc} и поступают на второй вход ИЧФД. Сглаженный с помощью фильтра (Ф) и смещенный выходной сигнал ИЧФД проходит через корректирующее устройство с функцией пропорционально-дифференцирующего регулятора ПД, после чего представляет собой вторую составляющую для задающего сигнала инверторов. По его сигналам устройство коммутации контуров УКК отслеживает положение рабочей точки ИЧФД и осуществляет переключение контуров.

Выходным сигналом ИЧФД является последовательность импульсов, коэффициент заполнения (γ) которых зависит от разности фаз между одинаковыми по величине входными частотами ($\gamma = \Delta\bar{\phi}$, где $\Delta\bar{\phi}$ - нормированный сигнал фазового рассогласования частот; $\gamma=0,5$ в случае равенства входных частот и при разности их фаз 180°). Данный режим работы ИЧФД называется линейным или режимом фазового сравнения, вал двигателя вращается с заданной частотой. Если же $f_0 \pm f_z > f_0 \pm f_{\epsilon p}$, то $\gamma=1$, то есть на выходе напряжение постоянного уровня, что соответствует разгону электропривода до заданной частоты с максимальным ускорением. При $f_0 \pm f_z < f_0 \pm f_{\epsilon p}$ напряжение на выходе ИЧФД равно 0, $\gamma=0$, что соответствует режиму торможения с максимальным ускорением. Последние два режима отражают работу ИЧФД при насыщении. Изменение режима работы ИЧФД происходит в момент прихода двух импульсов одной из сравниваемых частот между двумя импульсами другой.

Особенностью ИЧФД является его неспособность накапливать фазовую ошибку, превышающую угловое расстояние между импульсами частоты $f_0 \pm f_{\epsilon p}$

$\Phi_0 = \frac{2\pi}{z}$, где z -количество импульсов на один оборот вала двигателя. В результате синхронизация электропривода возможна при произвольном угловом положении

вала, равном $\varphi_0 n + \frac{\varphi_0}{2}$, где n изменяется от 0 до $z-1$. В нашем случае $z=12$, и $\varphi_0 = 30^\circ$ тогда синхронизация электропривода возможна на углах: $15^\circ, 45^\circ, 75^\circ, 105^\circ, 135^\circ, 165^\circ, 195^\circ, 225^\circ, 255^\circ, 285^\circ, 315^\circ, 345^\circ$ (рис. 3.19) относительно нулевого положения. Причем синхронизация сигнала ДПР с заданной частотой может осуществляться на углах $\varphi_0' n' + \frac{\varphi_0'}{2}$, где $\varphi_0' = \frac{2\pi}{z'}$, $z'=4$ - количество импульсов на один период синуса ДПР (2π), n' изменяется от 0 до $z'-1$. Эти углы составляют : $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ относительно нулевого положения синуса заданной частоты.

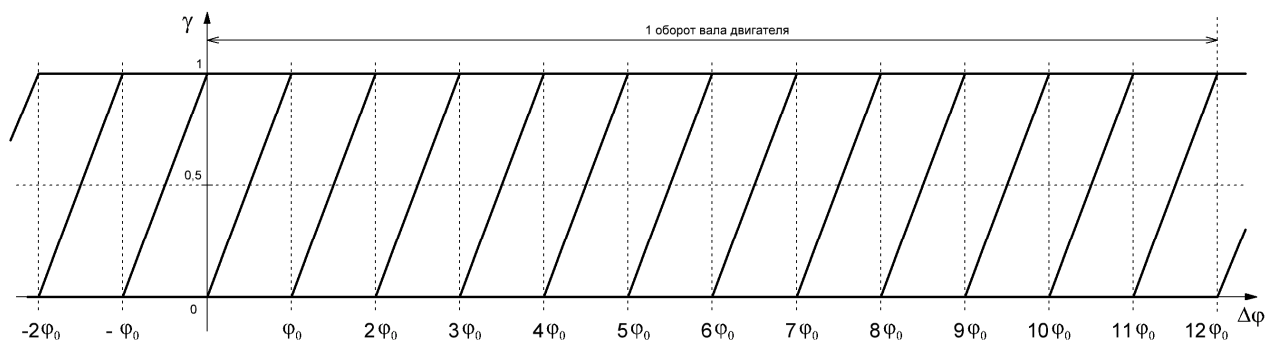


Рисунок 3.19 - семейство выходных характеристик ИЧФД.

Данная система имеет определенные недостатки в виде большого количества аналоговых элементов, как следствие температурной нестабильности, недопустимо большого энергопотребления блока МРДМ (около 4,5 Вт), увеличенных габаритов блока электроники УДМ и критического значения его массы (одна плата МРДМ весит около 400 г) [71].

Цифровой вариант с принципом сложения частот пилообразных сигналов. Проведены инициативные разработки и исследования аналогичной цифровой системы [73] (рисунок 2.4), реализующей принцип фазовой синхронизации. Такая система позволяет заменить сложные тригонометрические операции с гармоническими сигналами, требующими сложения и умножения, на простую операцию сложения с отбрасыванием старших битов результата, добиться высокой точности и стабильности параметров функционирования отдельных

углового положения двигателя, применяется алгоритм Coordinate Rotate in Digital Compute (CORDIC) [74 - 76]. Полученный низкочастотный сигнал складывается с кодом опорной частоты и с помощью ЧФД сравнивается с аналогичным сигналом, поступающим от ЭЦМ. Сглаженный с помощью фильтра (Ф) и смещенный выходной сигнал ЧФД проходит через КУ, после чего представляет собой вторую составляющую для задающего сигнала инверторов. Блок формирования кода частоты вращения (ФЧВК) соединен с БСПИ и выдает контрольную информацию о текущем состоянии двигателя в бортовую вычислительную сеть.

2.3 Реализация алгоритма CORDIC

В качестве датчиков положения ротора СДПМ зачастую используются аналоговые датчики типа синусно-косинусного вращающегося трансформатора.

Выходные ортогональные гармонические сигналы таких датчиков (после трансформации их в цифровой эквивалент) могут быть преобразованы в цифровой код угла с помощью алгоритма CORDIC [74 - 76] (от англ. Coordinate Rotate in Digital Compute; метод «цифра за цифрой», или алгоритм Волдера). Этот алгоритм основан на итерационном методе сведения прямых вычислений сложных функций к выполнению простых операций сложения и сдвига. Такой подход особенно полезен при вычислении тригонометрических функций в программируемых логических схемах (ПЛИС) и микроконтроллерах. Поскольку шаги однотипны, то возможны различные варианты аппаратной реализации, включая последовательное выполнение итераций цикла, а также полностью параллельное вычисление за один такт работы устройства. Очевидно, что данные варианты реализации алгоритма сильно различаются по быстродействию и ресурсоемкости [3].

Алгоритм CORDIC следует из аналитической геометрии на плоскости, а точнее из операции поворота координатных осей. Режим его работы «вектор» используется для определения эквивалентного цифрового кода, соответствующего мгновенным входным цифровым кодам синуса и косинуса

датчика положения ротора. Данный алгоритм можно записать в виде следующих итерационных формул:

$$x_{i+1} = x_i - \sigma_i y_i 2^{-i};$$

$$y_{i+1} = y_i + \sigma_i x_i 2^{-i};$$

$$z_{i+1} = z_i - \sigma_i \arctg(2^{-i}),$$

где $i=0, 1, 2 \dots n-1$ – номер итерации; $\sigma_i = -\text{sign}(y_i)$ – управляющий оператор, который определяет направление поворота координатной плоскости на i -м шаге вычислений.

Начальными значениями алгоритма являются

$$x_0 = \cos(\varphi), y_0 = \sin(\varphi), z_0 = 0.$$

После выполнения n итераций получим

$$x_n \approx K_{\text{деф}} \sqrt{x_0^2 + y_0^2}; y_n \approx 0; z_n \approx \arctg(x_0 / y_0).$$

То есть в конечном результате алгоритма вычисляемый вектор приближается к одной из координатных осей, при этом одновременно происходит последовательное изменение переменной z , которая и является значением угла эквивалентного вектора. Таким образом, при $y \approx 0$ переменная z является искомым цифровым эквивалентом углового положения ротора электродвигателя.

Требуемая точность вычислений достигается увеличением количества итераций и разрядности переменных x, y, z [74-77]. При реализации данного алгоритма в базисе ПЛИС с ограниченной логической емкостью (использовалась отечественная ПЛИС 5576ХС6Т емкостью 50 тысяч эквивалентных вентилей, которая также выполняла функции цифрового регулятора и интерфейса) целесообразно применять последовательную архитектуру, в которой модуль поворота вектора функционирует на тактовой частоте ПЛИС, циклически получая обновленные переменные x, y, z на своем входе после каждого такта в течение полного периода вычисления кода угла. При такой реализации увеличение разрядности переменных уменьшает погрешность вычислений, при этом влияя на количество задействованных логических ячеек ПЛИС, а увеличение количества итераций на одном полном периоде преобразования угла аналогично уменьшает погрешность вычислений, но при этом растягивая период преобразования.

Варьируя количество итераций и разрядность переменных с учетом конкретной задачи, можно добиться желаемой скорости вычислений угла с требуемой точностью при использовании оптимального количества логических ячеек ПЛИС.

В качестве примера приведены реальные осциллограммы работы алгоритма CORDIC на частотах вращения двигателя 600 об/мин (рис. 1) и 6000 об/мин (рис. 2).



Рисунок 2.5 – Входной сигнал (синус) и выходной сигнал угла по алгоритму CORDIC, частота 600 об/мин

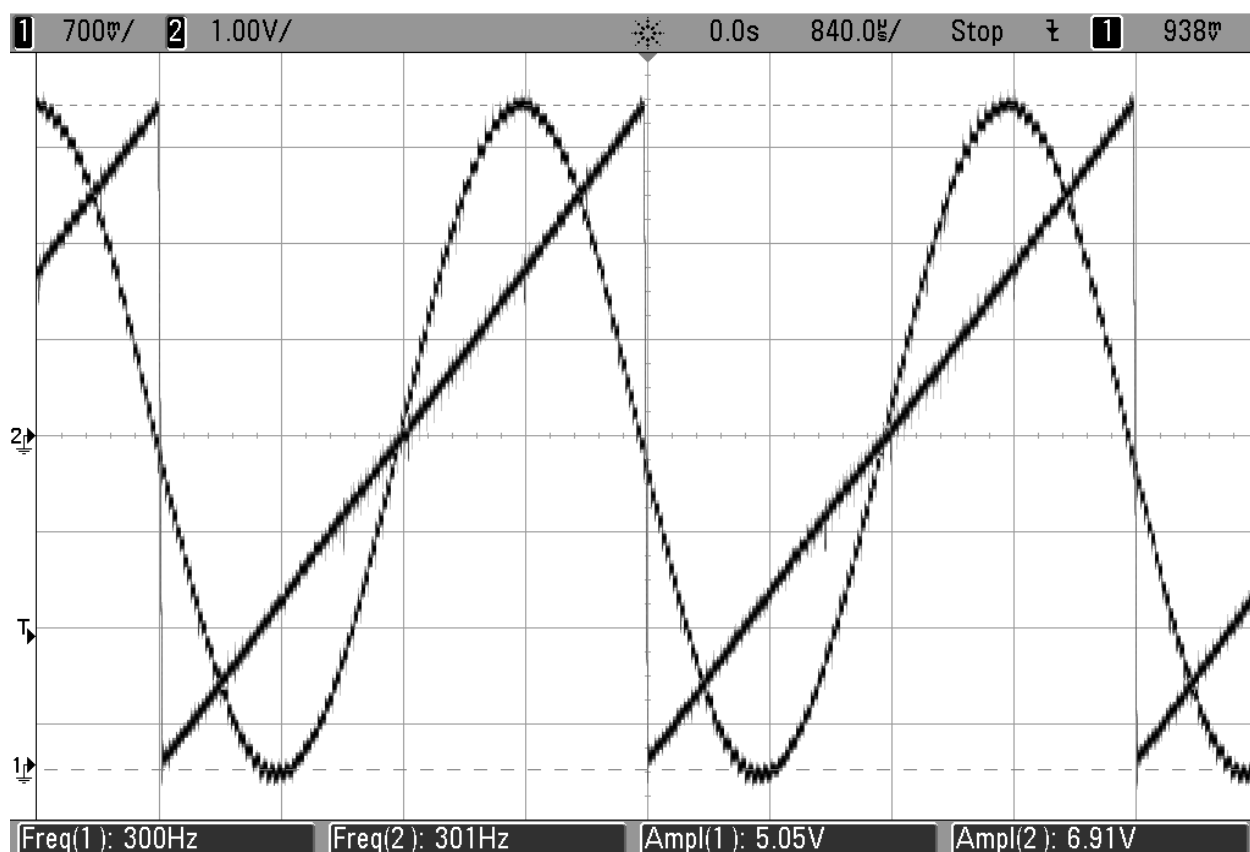


Рисунок 2.6 – Входной сигнал (синус) и выходной сигнал угла CORDIC, частота 6000 об/мин

Ступенчатость сигналов на рис. 2 не связана со скоростью вычисления кода угла ($\tau < 1$ мкс), проявляется при увеличении частоты вращения и зависит от скорости оцифровки сигналов датчика положения ротора 40 кГц. При номинальной частоте вращения электродвигателя 6000 об/мин частота датчика составляет в шестиполюсном двигателя 300 Гц. Таким образом, на период синусоиды при номинальной частоте укладывается $40\,000/300 \approx 133$ точки. Увеличение скорости оцифровки повысит уровень помех из-за зашумленного исходного сигнала огибающей датчика положения ротора, а усиление коэффициента фильтрации этого сигнала приведет к существенному сдвигу по фазе между ЭДС двигателя и током в его фазах. Представленная ступенчатость кода угла составляет относительную погрешность не более 0,5 %, а цифровые фильтры, применяемые в корректирующем устройстве, позволяют минимизировать ее влияние на частоту вращения и момент двигателя. Кроме того, момент инерции ротора и накопленный кинетический момент сглаживают пульсации тока в фазах электродвигателя.

2.4 Эталонная цифровая модель УДМ

Как было сказано ранее, в настоящее время актуально создание системы управления УДМ, действие момента сопротивления в которой компенсируется изменением мгновенных значений фазных токов двигателя в реальном времени. Предлагается реализовать этот путь на основе привода с фазовой синхронизацией, задающими сигналами для которого являются выходные сигналы эталонной цифровой модели (ЭЦМ) движения ротора-маховика с ускорением [78 - 80].

Такого рода модель в структуре электропривода должна обеспечить формирование его линейных характеристик и синхронизацию задающих сигналов с выходными сигналами датчика положения ротора (ДПР) во всех режимах работы. Кроме того применение ЭЦМ с точки зрения теории автоматического управления по своей сути повысит порядок астатизма системы до второго.

В общем случае модель электродвигателя состоит из двух передаточных функций, охваченных обратной связью по ЭДС, как показано на рис. 2.7.

Первая передаточная функция $W_{д1}(p) = K_{д1}/T_{э}p + 1$ отражает процессы, протекающие в электрической части двигателя, вторая $W_{д2}(p) = K_{д2}/T_{м}p$ – процессы в его механической части, $W_{ос}(p) = C$. В этих выражениях $K_{д1}$ – добротность механической характеристики; $T_{э}$ – электромагнитная постоянная времени; $K_{д2}$ – жесткость механической характеристики; $T_{м}$ – электромеханическая постоянная времени; C – электромашинная постоянная двигателя.

Для управления электродвигателем УДМ согласно структурной схеме (см. рис. 2.1) необходима такая модель на входе системы, в которой не учитываются электромагнитная постоянная времени двигателя, потери в инверторах и самом двигателе, ЭДС вращения двигателя, паразитные моменты. Кроме того, выходные напряжения ДПР представляют собой идеальные гармонические колебания. Таким образом, для построения такой эталонной модели необходимо использовать в ее основе лишь передаточные функции, описывающие механические процессы в двигателе, т.е. процессы преобразования

заданного сигнала динамического момента в выходные координаты частоты и углового положения (рис. 2.8).

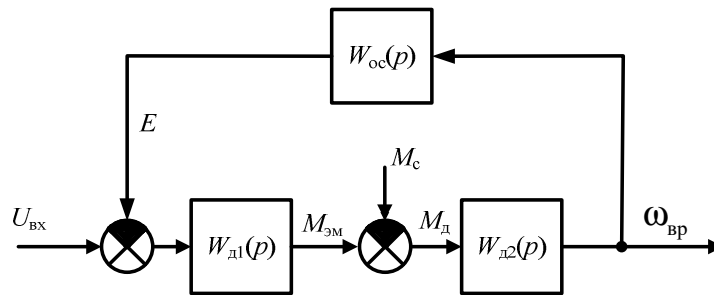


Рисунок 2.7 – Обобщенная структурная схема электродвигателя

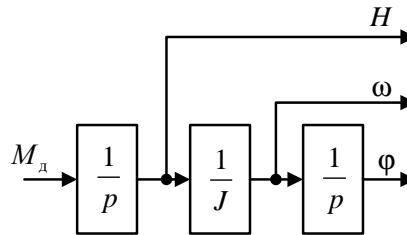


Рисунок 2.8 – Передаточные функции механической части двигателя

Звено с передаточной функцией $1/p$ преобразует управляющий момент M_u в кинетический H , а звено $1/J$ – кинетический момент в угловую скорость ω , где J – обобщенный момент инерции двигателя и маховика, приведенные к валу двигателя. Интегрирование сигнала частоты вращения дает сигнал углового положения вала двигателя.

Устройство, формирующее задающие сигналы в системе управления динамическим моментом (см. рис. 2.3, 2.4), должно выполнять функцию двойного интегрирования. Таким образом, структурную схему модели УДМ (рис. 2.9) можно представить в виде следующих последовательно соединенных блоков: интегратора ускорения (аккумулятор частоты), интегратора частоты (аккумулятор фазы), конвертора фазы в амплитуду и, по необходимости, фильтра низкой частоты.

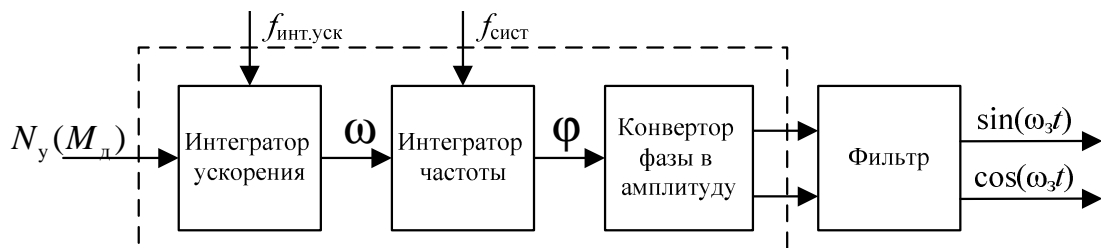


Рисунок 2.9 – Структурная схема модели УДМ

Если система управления динамическим моментом работает с линейно-нарастающими кодами углового положения вала двигателя, конвертор фазы в амплитуду может быть исключен из этой структурной схемы.

Существующие аналоговые схемы, выполняющие функцию интегрирования, не могут быть применены для реализации поставленной задачи, так как имеют нестабильные характеристики, связанные с утечкой тока конденсатора, сильно зависят от температурных условий и не способны обеспечить требуемый диапазон формирования выходных сигналов, соответствующих скорости и угловому положению ротора УДМ при отработке заданных динамических моментов.

Двойное интегрирование для получения требуемой точности воспроизведения характеристик выходного сигнала необходимо проводить с помощью высокопроизводительных микропроцессорных систем или на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), выполняющей одновременно множество независимых друг от друга операций.

В основе алгоритма функционирования ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением лежат следующие требования:

- выходные сигналы углового положения вала должны находиться в диапазоне частот $0 < \omega < \omega_{\max}$;
- при достижении задаваемой программно максимальной частоты, она должна оставаться постоянной вплоть до смены направления динамического момента или подачи кода разгрузки, тем самым имитируется насыщение электромеханического исполнительного органа;
- необходимо зарезервировать код разгрузки, который должен инициировать сброс текущей частоты с программно заданным темпом до нулевого значения;
- необходимо обеспечить однозначное определение направления вращения вала двигателя при многократной смене знака кода управления и включении/выключении питания;
- темп изменения выходной частоты должен быть пропорционален входному коду управления N_y и оставаться постоянным во время действия этого кода, за исключением входа в режим насыщения;

- крутизна характеристик должна изменяться практически мгновенно при смене кода управления;
- необходимо реализовать возможность предустановки аккумулятора частоты в соответствии с текущим кодовым значением частоты вращения вала для увеличения быстродействия контура синхронизации сигналов ЭЦМ с координатами двигателя.

Исходя из этих требований, была разработана функциональная схема ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением (рис. 2.10). Базовым принципом, лежащим в ее основе, является прямой цифровой синтез (Direct Digital Synthesis или DDS [81 - 88]). Отличия данного устройства от типовых DDS-синтезаторов заключаются в следующем:

- ЭЦМ производит функцию двойного интегрирования (а не одного, как в DDS), поэтому, кроме аккумулятора фазы, применяется еще и аккумулятор частоты;
- входной код динамического момента N_y пропорционален ускорению (а не частоте) и может быть как положительным, так и отрицательным;
- в составе ЭЦМ имеются два аккумулятора фазы для формирования синуса и косинуса;
- выходные сигналы содержат информацию о направлении вращения (благодаря однозначному определению чередования фаз).

Аккумулятор частоты проектируется аналогично аккумулятору фазы с возможностью предустановки кода частоты вращения вала двигателя в процессе синхронизации для ускорения приведения координат ЭЦМ в соответствие с координатами двигателя. Каждый из таких аккумуляторов строится на основе накапливающего сумматора-вычитателя, представляющего собой регистр, инкрементирующийся/декрементирующийся на определенное значение входного кода с каждым тактом работы устройства. [81 - 88]

Код управления N_y , поступающий на вход аккумулятора частоты, преобразуется в мгновенные значения выходной частоты с приращением, пропорциональным входному коду и определяющим угловое ускорение, а следовательно, и динамический момент. Данный аккумулятор тактируется

некоторой частотой $F_{CLK/D}$, полученной путем деления основной тактовой частоты устройства в D раз. Нулевой код на выходе этого счетчика соответствует нулевой выходной частоте ω_3 . Следует отметить, что аккумулятор частоты никогда не переполняется и не опрокидывается, так как имеет программное ограничение максимального значения, соответствующее максимальной частоте вращения маховика. Входным кодом аккумулятора фазы является мгновенное значение частоты ω_3 , полученное в аккумуляторе частоты. Этот аккумулятор работает с гораздо большей частотой, имеет большую разрядность и, циклически переполняясь, воспроизводит периодическую функцию угла поворота ротора. Чем больше мгновенное значение кода интегратора частоты, тем быстрее аккумулятор фазы переполняется и тем выше выходная частота.

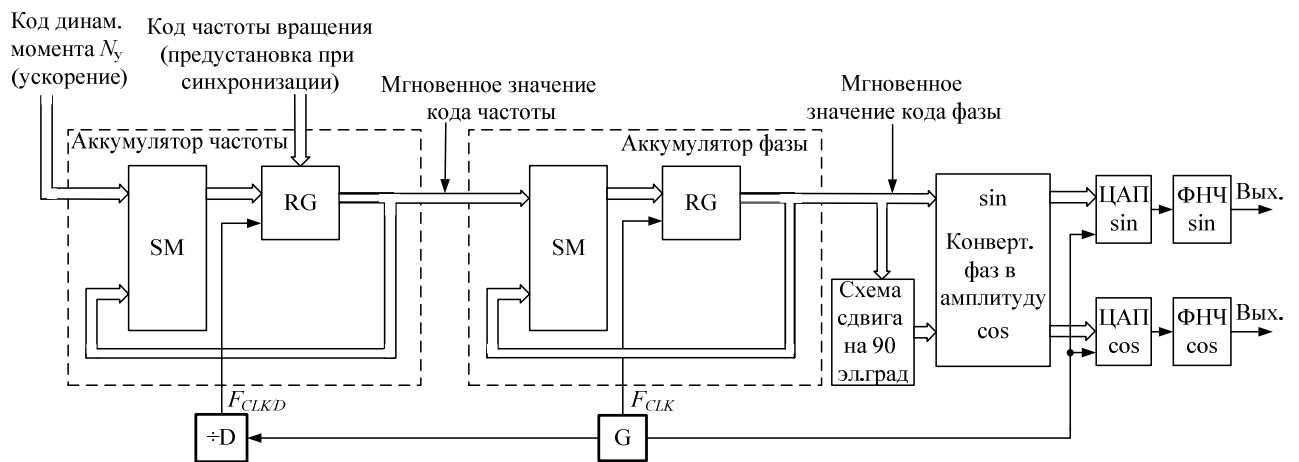


Рисунок 2.10 – Функциональная схема ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением

Преобразование пилообразных сигналов мгновенного кода угла в соответствующие им значения гармонических функций производится в конвертере фаз в амплитуду. На его вход подается усеченное справа значение аккумулятора фазы (число входных разрядов определяется желаемым количеством отсчетов воспроизводимой функции), а на выходах цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) формируются сигналы с частотой ω_3 . На выходе фильтров получают искомые сигналы задающей частоты $\sin(\omega_3 t)$ и $\cos(\omega_3 t)$, имитирующие сигналы ДПР УДМ. В качестве конвертора фаз в амплитуду может быть использовано постоянное запоминающее устройство с таблицами функций синуса и косинуса или программная/аппаратная реализация алгоритма Coordinate Rotate in Digital Compute [74 – 76] (CORDIC).

Формирование выходной частоты не отличается от традиционного способа прямого цифрового синтеза. В устройствах, основанных на этом способе, выходная частота определяется соотношением

$$f_{\text{вых}} = \frac{K F_{CLK}}{2^P},$$

где $f_{\text{вых}} = \omega/2\pi$ – выходная частота, Гц; K – десятичное значение кода частоты; F_{CLK} – системная частота, определяющая скорость увеличения аккумулятора фазы на значение K ; P – разрядность аккумулятора фазы.

Особенность программного обеспечения ЭЦМ в том, что K динамично увеличивается на значение кода N_y с частотой $F_{CLK/D}$, причем $F_{CLK/D}$ определяется, исходя из выражения

$$\frac{K_{\max}}{N_{y\max} F_{CLK/D}} = \frac{H_{\max}}{M_{\text{д max}}} \rightarrow F_{CLK/D} = \frac{K_{\max} M_{\text{д max}}}{H_{\max} N_{y\max}}, \quad (2.1)$$

где K_{\max} – значение кода частоты, определяющее максимальную частоту сигналов ДПР; $N_{y\max}$ – максимальное значение кода управления; $F_{CLK/D}$ – частота приращения мгновенного значения кода частоты; H_{\max} , $M_{\text{д max}}$ – максимальные значения кинетического и динамического моментов УДМ соответственно.

Мгновенное значение аккумулятора частоты определяется выражением

$$K(t) = N_y F_{CLK/D} t, \quad (2.2)$$

Таким образом, мгновенное значение выходной частоты

$$f_{\text{вых}}(t) = \frac{K(t) F_{CLK}}{2^P}, \quad (2.3)$$

Подставив в выражение (2.2) формулы (2.1) и (2.3), получим

$$f_{\text{вых}}(t) = \frac{N_y F_{CLK/D} t F_{CLK}}{2^P} = \frac{N_y t F_{CLK} K_{\max} M_{\text{д max}}}{2^P H_{\max} N_{y\max}}. \quad (2.4)$$

Следует также отметить, что разрядность аккумулятора фазы и системная частота F_{CLK} подбираются таким образом, чтобы темп изменения выходной частоты и фазы был линейным, т.е. ступени мгновенного значения кода фазы имели единичное значение во всем диапазоне рабочих ускорений и частот.

На основе требований к алгоритму работы ЭЦМ, функциональной схемы (рис. 2.3, 2.4) и расчетных соотношений (2.1)–(2.4) разработаны алгоритмы работы аккумуляторов фазы и частоты. Причем эти алгоритмы составлены с использованием синтаксиса, наиболее близкого к языку описания цифровых устройств Verilog [89 – 94], для простого перехода к программируемой логике и написания соответствующего кода.

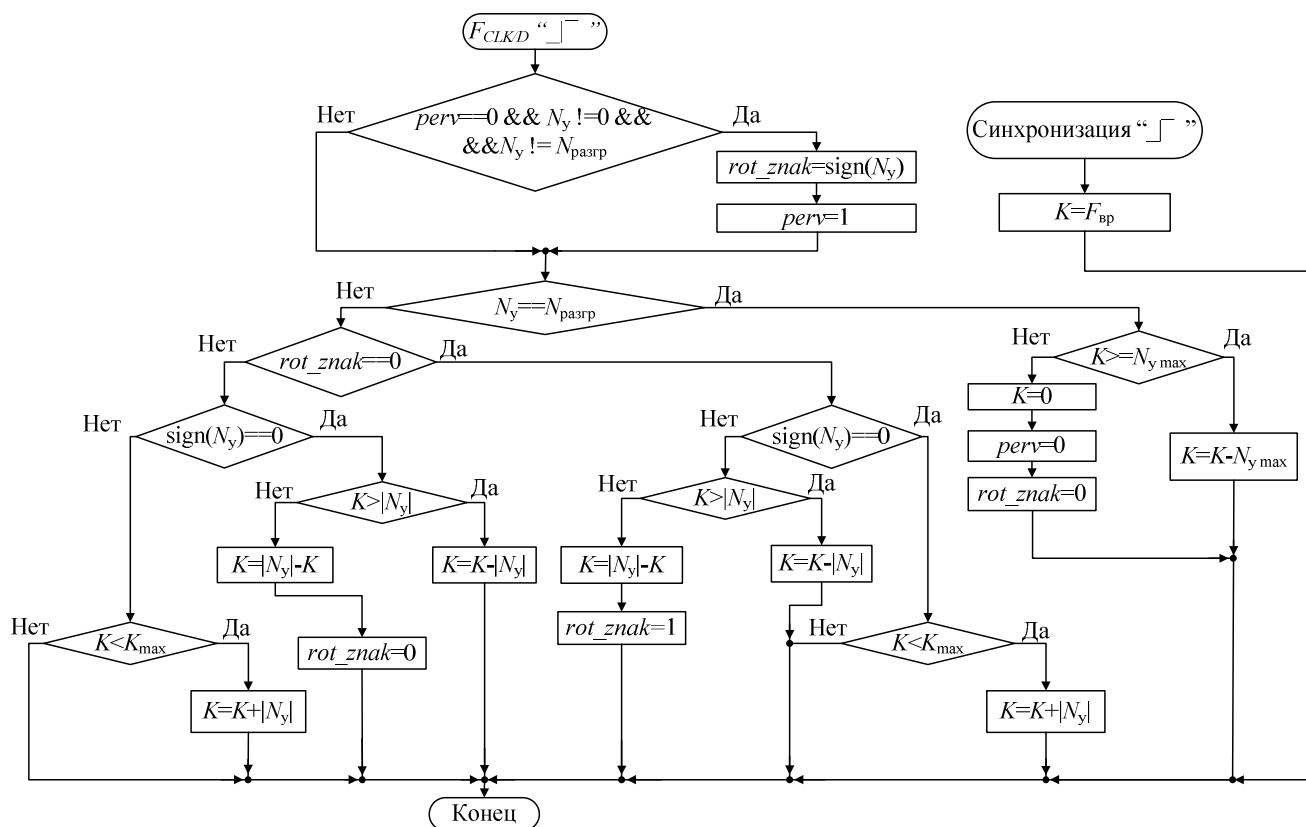


Рисунок 2.11 – Алгоритм функционирования аккумулятора частоты

На блок-схеме алгоритма функционирования аккумулятора частоты (рис. 2.11) с каждым фронтом частоты $F_{CLK/D}$ происходит смена значения s -разрядного двоичного регистра частоты K , которое является входным кодом для аккумулятора фазы. Здесь также происходят инициализация и дальнейшее изменение регистра направления вращения rot_znak , определяющего правильное чередование фаз синуса и косинуса. Если текущий код N_y равен коду разгрузки $N_{разгр}$, то алгоритм идет по отдельной ветви, в которой регистр K с максимальным кодом $N_{y\max}$ за определенное количество тактов доходит до нулевого значения. Тем самым имитируется сброс частоты вращения вала двигателя до нуля. Если текущий код N_y не равен коду разгрузки $N_{разгр}$, то в зависимости от знака направления вращения и направления динамического момента регистр K

инкрементируется или декрементируется на текущее значение N_y . Также при переходе K через нуль меняется значение регистра rot_znak , происходит смена чередования фаз синуса и косинуса, вал двигателя начинает вращаться в противоположную сторону. При достижении максимального значения регистра частоты (условие $K=K_{max}$) нарастание частоты прекращается, что соответствует насыщению УДМ и исчезновению динамического момента. Дальнейшее изменение частоты возможно лишь при условии подачи противоположного кода динамического момента или кода разгрузки. При появлении сигнала инициализации синхронизации регистру K присваивается кодовое значение частоты вращения вала двигателя. Это значение служит исходной координатой, от которой ЭЦМ будет приводиться в соответствие с частотой вращения и угловым положением вала двигателя благодаря контуру синхронизации. Также для ускорения синхронизации уменьшается коэффициент деления D тактовой системной частоты, за счет чего частота $F_{CLK/D}$ увеличивается, а ЭЦМ синхронизируется с двигателем с большей скоростью. По окончании синхронизации коэффициенту деления D присваивается прежнее значение.

Алгоритм работы аккумулятора фазы (рис. 2.12) заключается в изменении регистра аккумулятора фазы A_{sin} на величину текущего значения выходного кода аккумулятора частоты.

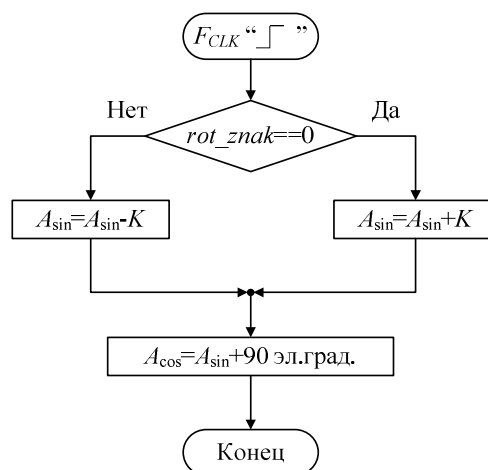


Рисунок 2.12 – Алгоритм функционирования интегратора частоты

Таким образом, в регистре A_{sin} хранится информация о фазе выходного синуса. При этом мгновенное значение фазы косинуса A_{cos} определяется программным сдвигом фазы синуса на 90 электрических градусов. Старшие разряды аккумуляторов фаз синуса и косинуса подаются на вход конвертора фаз в

амплитуду, затем коды амплитуд синуса и косинуса поступают на соответствующий ЦАП. При достижении максимального значения эти аккумуляторы фаз обнуляются, тем самым обеспечивается периодичность выходных сигналов.

2.5 Математическая модель суммирования пилообразных напряжений, при аналого-цифровом преобразовании

В цифровой системе управления УДМ, представленной на рисунке 2.4 применен принцип сложения частот пилообразных сигналов [66]. Поясним более детально, что представляет из себя данная операция.

Суммирование периодических функций развертывающих напряжений $Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right)$ и $Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right)$ с различными частотами $\frac{1}{\tau_1}$ и $\frac{1}{\tau_2}$ производится после аналого-цифрового преобразования (АЦП), далее, после суммирования полученных числовых кодов, отбрасывается старший бит результата.

Здесь $Q\left(\frac{t}{\tau}\right) = \frac{t}{\tau} - E_1\left(\frac{t}{\tau}\right)$ – функция дробной части отношения $\frac{t}{\tau}$, а $E_1(t)$ – целочисленная функция Антье.

Аналого-цифровое преобразование производится здесь для удобства схемотехнического и программного исполнения процесса суммирования развертывающих сигналов. Поскольку $Q\left(\frac{t}{\tau}\right) \in [0, 1)$ для любых значений t и τ , то АЦП может быть смоделировано следующим преобразованием:

$$ADC\left(Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) = E_1\left(2^n \cdot Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) \quad (2.5)$$

где n – количество разрядов АЦП (2.13). Вопрос величины ошибки квантования функции здесь не рассматривается.

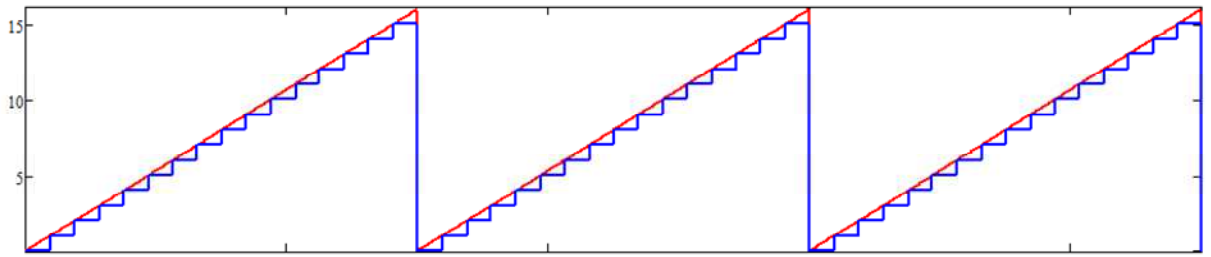


Рисунок 2.13 – Функция развертывающего напряжения до и после аналого-цифрового преобразования

Выполняемая операция, назовем ее для определенности «*цифровое суммирование развертывающих напряжений с отбрасыванием старшего разряда*», реализуется в числовом виде, поэтому моделировать ее лучше в алгоритмической форме:

$$\text{ADC_Sum}(t, \tau_1, \tau_2, n) := \begin{cases} \text{sum} \leftarrow \text{ADC_Q}(t, \tau_1, n) + \text{ADC_Q}(t, \tau_2, n) \\ \text{sum} & \text{if } \text{sum} < 2^n - 1 \\ 0 & \text{if } \text{sum} = 2^n \\ \text{sum} - 2^n & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.6)$$

Как можно видеть из рисунков, приведенных ниже (рисунок 2.14), иллюстрирующих операцию цифрового суммирования развертывающих напряжений, результатом такой операции является такая же функция вида

$\text{ADC}\left(Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right)$ с частотой, определенным образом суммирующей частоты $\frac{1}{\tau_1}$ и $\frac{1}{\tau_2}$.

Назовем это явление «*эффектом суммирования частот*».

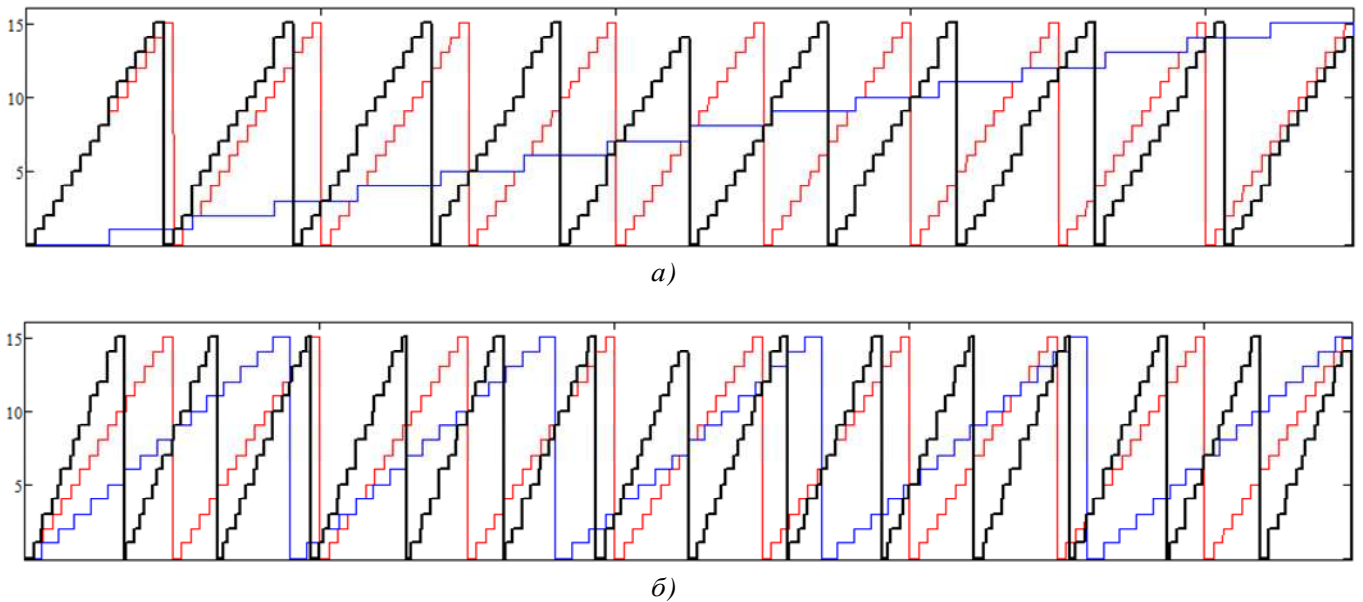


Рисунок 2.14 – Результаты цифрового суммирования развертывающих напряжений с отбрасыванием старшего разряда

В примере на рисунке 2.14, а) складывались функции $ADC\left(Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right)$ и $ADC\left(Q\left(\frac{t}{9\tau}\right)\right)$, можно видеть, что функция $ADC\left(Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right)$ на участке $[0, 9\tau]$ имеет 9 участков возрастания и спада сигнала, а функция $ADC\left(Q\left(\frac{t}{9\tau}\right)\right)$ – один такой участок. Построенная по алгоритму (2.6) суммирующая функция (она выделена на 2.14, а) жирной линией) имеет 10 периодов возрастания и спада сигнала.

В примере на рисунке 2.14, б) складывались функции $ADC\left(Q\left(\frac{t}{5\tau}\right)\right)$ и $ADC\left(Q\left(\frac{t}{9\tau}\right)\right)$, можно видеть, что функция $ADC\left(Q\left(\frac{t}{5\tau}\right)\right)$ на участке $[0, 45\tau]$ имеет 9 участков возрастания и спада сигнала, а функция $ADC\left(Q\left(\frac{t}{9\tau}\right)\right)$ – 5 таких участков. Построенная по алгоритму (2.6) суммирующая функция имеет 14 периодов возрастания и спада сигнала.

Ниже приводятся рассуждения, показывающие, что описанное выше свойство (эффект суммирования частот) не имеет отношения к способу оцифровки и суммирования сигналов с отбрасыванием старшего разряда, а является свойством семейства ортогональных функций вида $Q\left(\frac{t}{\tau}\right)$.

Для доказательства последнего утверждения построим аналог цифрового суммирования частот с отбрасыванием старшего разряда (2.6) в пространстве монотонно возрастающих разрывных аналоговых функций вида $Q\left(\frac{t}{\tau}\right)$:

$$QS(t, \tau_1, \tau_2) := \begin{cases} \text{sum} \leftarrow Q(t, \tau_1) + Q(t, \tau_2) \\ \text{sum} \text{ if } \text{sum} < 1 \\ 0 \text{ if } \text{sum} = 1 \\ \text{sum} - 1 \text{ if } \text{sum} > 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

Очевидно, что данное преобразование обладает теми же свойствами суммирования частот, но реализованными на аналоговых функциях развертывающих напряжений.

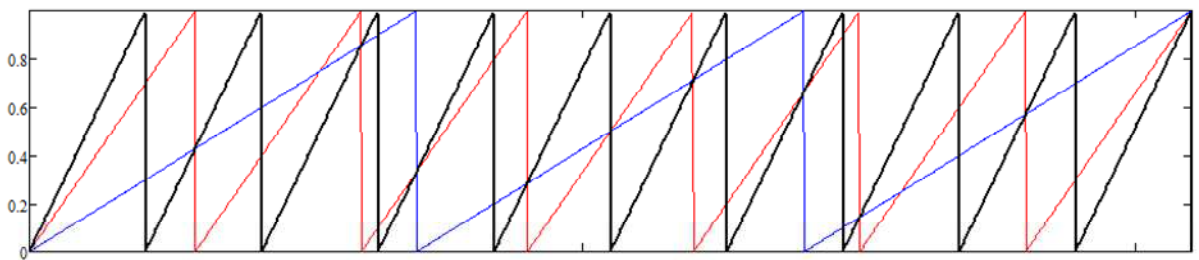


Рисунок 2.15 – Результаты суммирования аналоговых развертывающих напряжений

Пример на рисунке 2.15 иллюстрирует тот факт, что отображение (2.7) обладает эффектом суммирования частот для аналоговых функций. Здесь складываются функции $Q\left(\frac{t}{3\tau}\right)$ и $Q\left(\frac{t}{7\tau}\right)$, и можно видеть, что функция $Q\left(\frac{t}{3\tau}\right)$ на участке $[0, 21\tau]$ имеет 7 участков возрастания и спада сигнала, а функция $Q\left(\frac{t}{7\tau}\right)$ – 3 таких участка. Построенная по алгоритму (2.7) суммирующая функция $QS(t, 3\tau, 7\tau)$ имеет 10 периодов возрастания и спада сигнала.

Можно записать выражение (2.7) не алгоритмически, а с использованием функции $E_1(t)$:

$$QS(t, \tau_1, \tau_2) = Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right)\right) \quad (2.8)$$

Выражения (2.7) и (2.8) являются эквивалентными, в чем можно убедиться исходя из логики построения алгоритма (2.7) или произведя поточечную проверку. Отображение, описываемое формулами (2.7) или (2.8) фактически

является дробной частью суммы ортогональных функций $Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right)$ и $Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right)$ с различными частотами.

Докажем строго, что отображение (2.8) обладает эффектом суммирования частот.

$$\begin{aligned} & Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right)\right) = \\ & = \frac{t}{\tau_1} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(\frac{t}{\tau_1} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right)\right). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Учитывая, что $E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) \in [0, 1)$ и $E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right) \in [0, 1)$ их можно вынести из-под функции целой части $E_1(t)$, имеет место следующее свойство функции $E_1(t)$:

$$E_1\left(E_1\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) = E_1\left(\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.10)$$

Исходя из свойства (2.10), выражение (2.9) может быть расписано следующим образом:

$$\begin{aligned} & \frac{t}{\tau_1} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(\frac{t}{\tau_1} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right)\right) = \\ & \frac{t}{\tau_1} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(\frac{t}{\tau_1} + \frac{t}{\tau_2}\right) + E_1\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + E_1\left(\frac{t}{\tau_2}\right). \end{aligned} \quad (2.11)$$

Произведя сокращение однородных членов с разными знаками в (2.11)(2.7) и приведя дроби к общему знаменателю, получим:

$$\begin{aligned} & Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right) - E_1\left(Q\left(\frac{t}{\tau_1}\right) + Q\left(\frac{t}{\tau_2}\right)\right) = \\ & = \frac{t}{\tau_1} + \frac{t}{\tau_2} - E_1\left(\frac{t}{\tau_1} + \frac{t}{\tau_2}\right) = \left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \cdot \tau_2} t\right) - E_1\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \cdot \tau_2} t\right). \end{aligned} \quad (2.12)$$

Из выражения (2.12) и из определения функции $Q\left(\frac{t}{\tau}\right)$ однозначно следует, что

$$QS(t, \tau_1, \tau_2) = Q\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \cdot \tau_2} t\right) \quad (2.13)$$

Таким образом, доказано, что отображение (2.8) обладает эффектом суммирования частот (2.13) для любых значений t , τ_1 и τ_2 .

Из приведенных выше рассуждений видно, что эффект суммирования частот (2.13) является свойством аналоговых функций вида $Q\left(\frac{t}{\tau}\right)$, а проявление этого эффекта для оцифрованных функций вида $E_1\left(2^n \cdot Q\left(\frac{t}{\tau}\right)\right)$ является лишь следствием из (2.13) и (2.5) и справедливо лишь с точностью дискретизации АЦП и может иметь соответствующие *ошибки квантования* и *апертурные ошибки*.

2.6 Анализ особенностей применения двигателей-маховиков с синтезированной системой управления, компенсирующей момент сопротивления

Вследствие тенденций уменьшения шага дискретизации выходного динамического момента УДМ и повышения требований к точности СОиС КА увеличилось влияние момента сопротивления M_c и момента трогания M_t на переходной процесс выходного динамического момента УДМ, что оказывает непосредственное влияние на СОиС. Поэтому в настоящее время для получения оптимальных характеристик функционирования СОиС КА актуально проведение тщательного анализа и моделирования как отдельных ее составляющих, так и всей системы в целом с учетом потенциальных возмущающих и помеховых моментов.

Особенности применения УДМ нового типа с регулятором динамического момента ни в отечественной, ни в зарубежной литературе не освещены, о чем и пойдет речь в данном параграфе. Ключевые задачи при этом – моделирование работы СОиС КА и сравнение УДМ с системой управления на основе принципа фазовой синхронизации с приборами, управляемыми по электромагнитному моменту.

2.6.1 Модель управляемого вращательного движения КА с УДМ

При моделировании работы СОиС КА на основе УДМ с компенсацией момента сопротивления требуется моделировать функционирование:

– интерфейсной и силовой частей ДМ [97, 98];

- электрической машины на основе синхронного двигателя с постоянными магнитами [100, 101, 109];
- синусно-косинусного вращающегося трансформатора, определяющего угловое положение ротора ДМ и его угловую скорость как производную;
- аналого-цифровых преобразователей и алгоритма CORDIC [74-77], конвертирующего ортогональные гармонические сигналы синусно-косинусного вращающегося трансформатора в линейно изменяющийся пилообразный код угла;
- эталонной цифровой модели ДМ, функционирующей на частоте 20 МГц и выполняющей функцию двойного интегрирования кода управления [78];
- контура регулирования тока (частота коммутации ключей 40 кГц);
- устройства синхронизации и частотно-фазового дискриминатора [59-64].

С целью создания актуальной и более простой математической модели прибора был проведен анализ переходного процесса формирования динамического момента ДМ, который показал, что передаточную функцию компенсирующего и основного (управления электромагнитным моментом) контуров можно с высокой точностью представить в виде апериодических звеньев. По результатам экспериментальной отработки были получены значения постоянных времени, которые представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Характеристики двигателя-маховика ДМ2, использованные при моделировании работы СОиС КА

Характеристика	Значение
Момент инерции ротора J , кг·м ²	0,0031847
Максимальная угловая скорость Ω , рад/с	628
Цена единицы младшего разряда управляющего сигнала, Н·м	2,5e-5
Номинальный момент сухого трения $M_{с.т.ном}$, Н·м	12e-4
Коэффициент вязкого трения $K_{в.т}$, Н·м/(рад/с)	1,433e-5
Максимальный управляющий момент, Н·м	0,05
Постоянная времени контура компенсации τ_2 , с	0,4
Постоянная времени контура формирования электромагнитного момента τ_1 , мкс	500
Коэффициент статического дисбаланса ротора K_c , г·см	1
Коэффициент динамического дисбаланса ротора K_d , г·см ²	3,5

Учитывая вышесказанное, уравнения динамики управляемого вращательного движения КА с ДМ (для упрощения рассмотрим соосную со

связанной системой координат КА схему установки трёх ДМ) запишем в виде [96, 102]

$$\begin{cases} \dot{\bar{\omega}} = J^{-1} \left(\bar{M}_{\Sigma} + \bar{M}_{\text{в.д}} - \dot{\bar{h}} - \bar{\omega} \times (J\bar{\omega} + I(\bar{\Omega} + \bar{\omega})) \right); \\ \dot{\bar{\Omega}} = I^{-1}(-\bar{M}_{\text{с.т}}(\bar{\Omega}) - \bar{K}_{\text{в.т}}\bar{\Omega}) + \bar{U}_{\Sigma} - \dot{\bar{\omega}}; \\ \tau_2 \dot{\bar{U}}_k + \bar{U}_k = I^{-1}(\bar{M}_{\text{с.т}}(\bar{\Omega}) + \bar{K}_{\text{в.т}}\bar{\Omega}) - \dot{\bar{\omega}}; \\ \tau_1 \dot{\bar{U}}_{\Sigma} + \bar{U}_{\Sigma} - \bar{U}_k = \bar{N}, \end{cases} \quad (2.14)$$

где $\bar{\omega}$ – вектор угловых скоростей КА;

J – тензор инерции КА;

\bar{M}_{Σ} – вектор суммарного внешнего возмущающего момента;

$\bar{M}_{\text{в.д}}$ – проекция вектора возмущающего воздействия системы УДМ от динамического и статического дисбалансов роторов;

\bar{h} – вектор кинетических моментов УДМ;

I – диагональная матрица с элементами – моментами инерции роторов УДМ;

$\bar{\Omega}$ – вектор угловых скоростей роторов УДМ;

$\bar{M}_{\text{с.т}}(\bar{\Omega})$ – функция вектора моментов сухого трения на валу УДМ;

$\bar{K}_{\text{в.т}}$ – вектор коэффициентов вязкого трения на валу УДМ;

τ_2 – постоянная времени компенсирующего контура УДМ;

\bar{U}_k – вектор управления компенсирующего контура электродвигателя УДМ;

τ_1 – постоянная времени основного контура управления УДМ;

\bar{U}_{Σ} – суммарный вектор управляющих сигналов, подаваемых на электродвигатель УДМ;

\bar{N} – вектор кодов управления, пропорциональный желаемому изменению динамического момента УДМ.

Уравнения для определения возмущения от динамического дисбаланса ротора в осях УДМ (с учетом того, что ось X – это ось вращения ротора) выглядят следующим образом:

$$M_{\text{дY}}(t) = K_{\text{д}} \omega^2 \cos(\omega t); \quad M_{\text{дZ}}(t) = K_{\text{д}} \omega^2 \sin(\omega t), \quad (2.15)$$

где ω – угловая скорость ротора УДМ;

$K_{\text{д}}$ – коэффициент динамического дисбаланса, $\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$,

а от статического дисбаланса –

$$F_Y(t) = K_c \omega^2 \cos(\omega t); F_Z(t) = K_c \omega^2 \sin(\omega t),$$

где K_c – коэффициент статического дисбаланса, $\text{Н} \cdot \text{с}^2$.

В этом случае момент от УДМ будет определяться из соотношения

$$\bar{M}_B = \bar{r} \times \bar{F}_B, \quad (2.16)$$

где \bar{F}_B – проекция возмущающей силы на оси КА;

\bar{r} – радиус-вектор из центра масс ДМ в центр масс аппарата.

Тогда в уравнении (2.14)

$$\bar{M}_{B,д} = \bar{M}_д + \bar{M}_B.$$

Уравнения динамики дополним уравнением кинематики в кватернионной форме

$$\dot{\Lambda} = \frac{1}{2} \Lambda \otimes \bar{\omega}, \quad (2.17)$$

где Λ – текущий кватернион ориентации КА.

Кроме того, при моделировании учитывается ряд нелинейностей ДМ: насыщение, связанное с достижением предельной угловой скорости ротора и зоны нечувствительности при прохождении его нулевой угловой скорости (для модели ДМ без компенсации помеховых моментов). При прохождении околонулевых угловых скоростей момент сухого трения ротора $M_{с.т.}(\Omega)$ отличен от номинального значения момента сухого трения $M_{с.т.ном}$ [107]. Эта зависимость представлена условием:

$$\begin{aligned} \text{если } |\Omega| < \varepsilon, \text{ то } M_{с.т.}(\Omega) &= (M_{тр} - M_{с.т.ном}) f(\Omega) + M_{с.т.ном}, \\ \text{иначе } M_{с.т.}(\Omega) &= M_{с.т.ном} \text{sign}(\Omega), \end{aligned} \quad (2.18)$$

где ε – малая положительная величина (при моделировании принято $\varepsilon = 10^{-8}$ рад/с);

$M_{тр}$ – момент сопротивления началу вращения ротора;

$f(\Omega)$ – функция, определяющая переходный процесс начала движения ротора ДМ при прохождении околонулевой угловой скорости.

Для рассматриваемого прибора эта функция определяется соотношением, которое получено из анализа экспериментальных данных:

$$f(\Omega) = \frac{e^{(10^4 \Omega + 1)} - 1}{e - 1}. \quad (2.19)$$

При моделировании использовался УДМ с максимальным кинетическим моментом 2 Н·м·с и максимальным динамическим моментом 50 мН·м [103]. Характеристики рассматриваемого прибора представлены в вышеприведенной таблице.

С целью анализа достижимых точностных и динамических характеристик СОиС КА при использовании данного прибора проведем моделирование СОиС КА в режиме стабилизации в условиях идеальных измерений углового положения и угловой скорости.

Помимо компенсации помеховых моментов, СОиС КА должна компенсировать внешние возмущающие моменты, также влияющие на статическую ошибку.

Существуют различные способы компенсации статической ошибки в контуре угловой стабилизации КА [97, 104, 105]. Рассмотрим способ, при котором контур управления КА замыкается ПИД-регулятором:

$$\bar{N} = \bar{K}_\varphi \Delta \bar{\varphi} + \bar{K}_\omega \bar{\omega} + \bar{K}_I \int \Delta \bar{\varphi} dt,$$

$$\text{где } \Delta \bar{\varphi} = [2dQ_x \quad 2dQ_y \quad 2dQ_z]^T.$$

В свою очередь, $dQ = \Lambda \otimes \tilde{Q}$, где Q – требуемый кватернион ориентации КА.

Для качественной оценки применения прибора в составе СОиС КА будем считать в уравнении (2.14) $\bar{M}_\Sigma = \text{const}$ относительно инерциального пространства.

2.6.2 Результаты моделирования

В качестве объекта управления исследован КА с тензором инерции

$$J = \begin{bmatrix} 31 & 0 & 0 \\ 0 & 24 & 0 \\ 0 & 0 & 20 \end{bmatrix} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Осевые моменты роторов УДМ идентичны и соответствуют представленному в таблице.

Интервал формирования управляющих сигналов бортовой цифровой вычислительной машиной принимался равным 100 мс. Вектор внешнего возмущающего момента относительно инерциальной системы координат

$$\bar{M}_{\Sigma} = [10^{-5} \quad -2 \cdot 10^{-5} \quad -8 \cdot 10^{-5}]^T \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Для решения системы уравнений (2.14) выбран метод Рунге – Кутты 4-го порядка с постоянным шагом интегрирования $h = 10^{-6}$ с.

Координаты положения центра масс роторов УДМ относительно центра масс КА:

$$\bar{r}_{\text{ДМ}_X} = [-0.545 \quad -0.0445 \quad -0.4545]^T \text{ м};$$

$$\bar{r}_{\text{ДМ}_Y} = [0.0775 \quad 0.221 \quad 0.0175]^T \text{ м};$$

$$\bar{r}_{\text{ДМ}_Z} = [-0.651 \quad -0.651 \quad -1.145]^T \text{ м}.$$

Требуемый кватернион ориентации Q – единичный. Рассмотрим случай нулевых начальных условий и малых угловых скоростей ротора:

$$\bar{\omega}(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T \text{ } ^\circ/\text{с};$$

$$\Lambda(0) = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T;$$

$$\bar{\Omega}(0) = [1 \quad 1 \quad 0,5]^T \text{ рад/с}.$$

В данном случае наиболее явно проявляется ситуация прохождения околонулевых угловых скоростей роторов. При этом в движение систему приводит внешнее возмущающее воздействие.

Результаты расчетов для СОиС при использовании УДМ с контуром фазовой синхронизации представлены на рисунках 2.16 и 2.17. На рисунках 2.18 и 2.19 показаны аналогичные результаты для системы с УДМ, управляемым только по электромагнитному моменту. При этом в обоих вариантах рассмотрен случай прохождения нулевой угловой скорости ротора по каналу Z.

Анализ результатов показывает, что для СОиС КА, в которой используется только УДМ с управлением электромагнитным моментом, приходится примерно десятикратно увеличивать коэффициент усиления при интегральной составляющей сигнала в законе управления относительно системы, в которой используется УДМ с контуром фазовой синхронизации и ЭЦМ. Такое увеличение требуется для компенсации статической ошибки за время не более 100 с. При

этом, как видно из графиков, время «залипания» ротора значительно выше, чем при использовании УДМ с новой системой управления. Вследствие этого всплеск по стабилизационным отклонениям оказывается примерно в пять раз больше. Кроме того, поскольку интегральная составляющая сигнала выше, увеличивается колебательность системы.

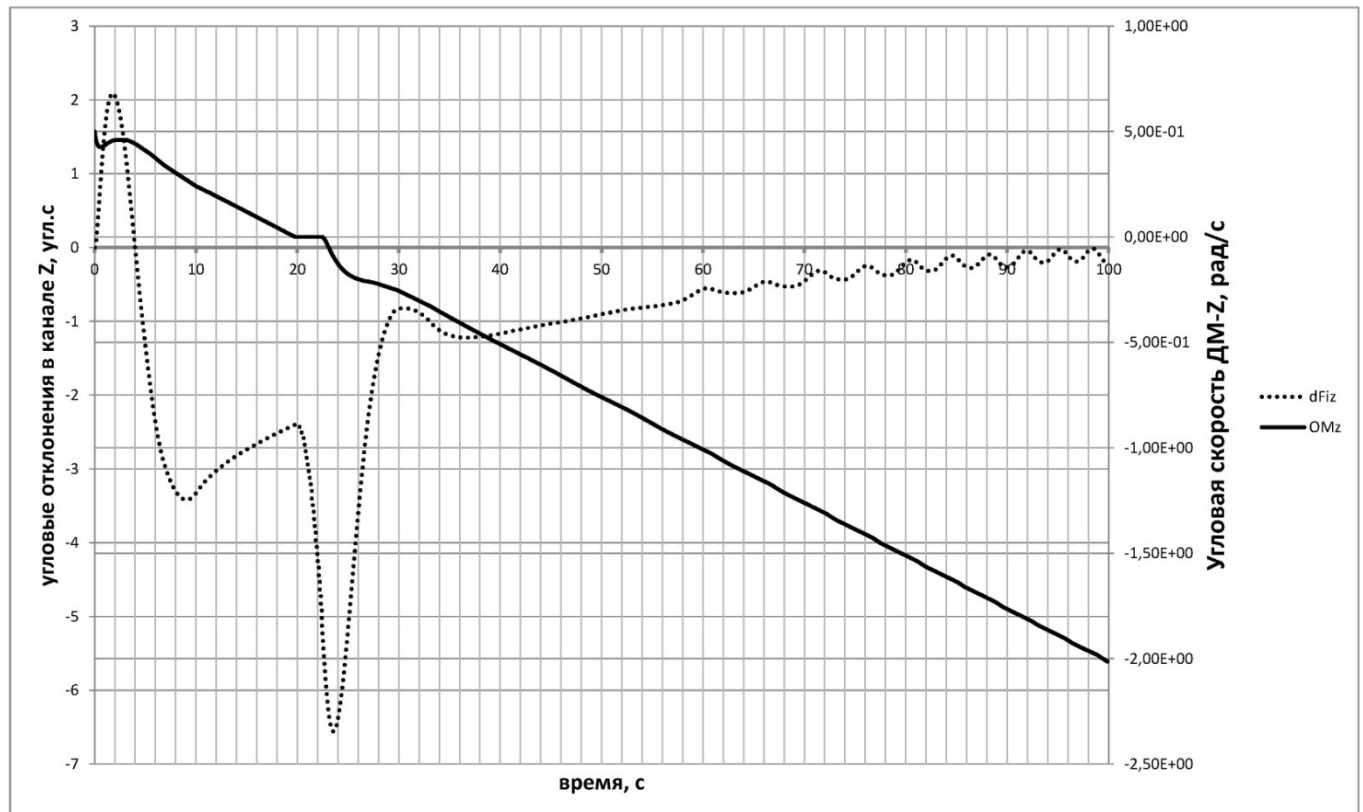


Рисунок 2.16 – Угловые отклонения КА в канале Z в зависимости от времени и угловая скорость стабилизирующего УДМ с контуром фазовой синхронизации

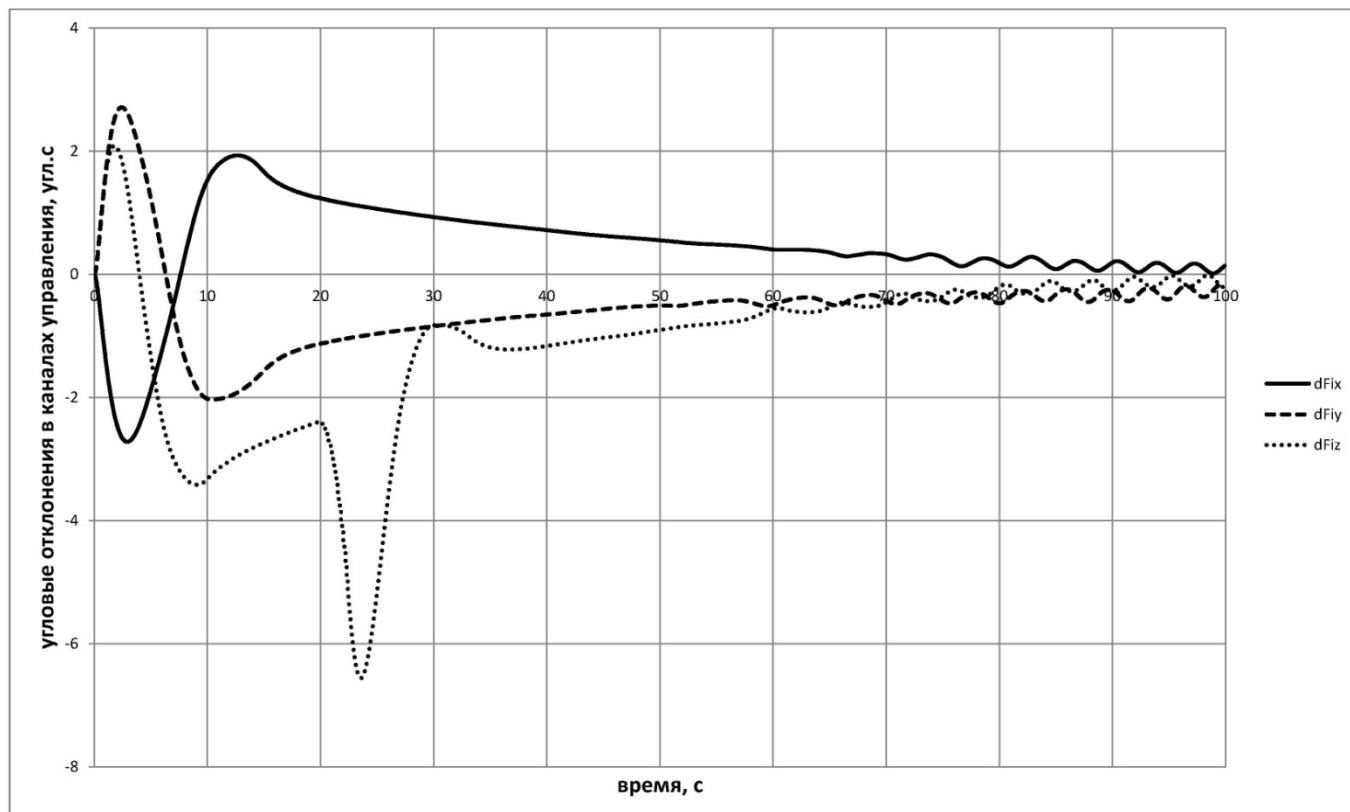


Рисунок 2.17 – Угловые отклонения КА в трёх каналах управления при использовании УДМ с контуром фазовой синхронизации

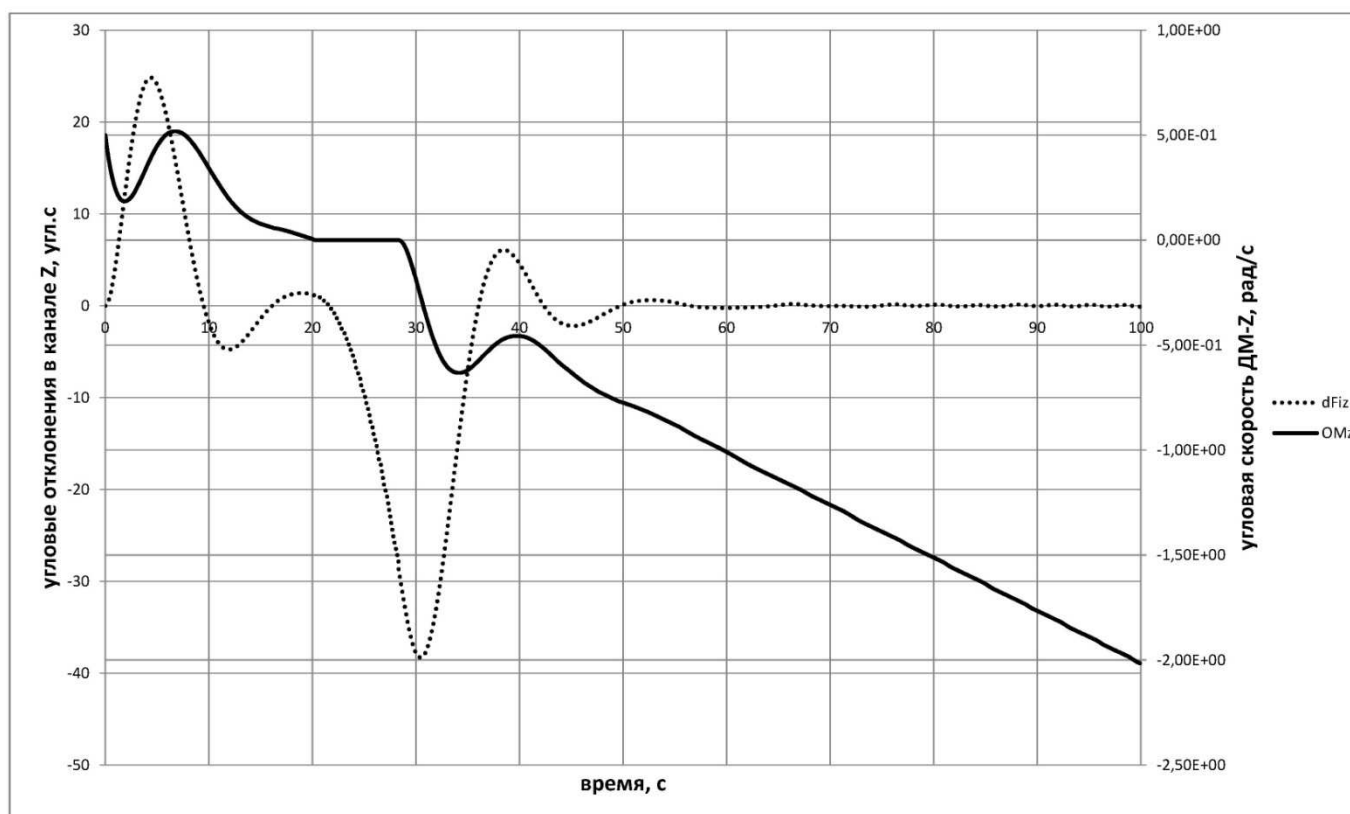


Рисунок 2.18 – Угловые отклонения КА в канале Z в зависимости от времени и угловая скорость стабилизирующего УДМ, управляемого только по электромагнитному моменту

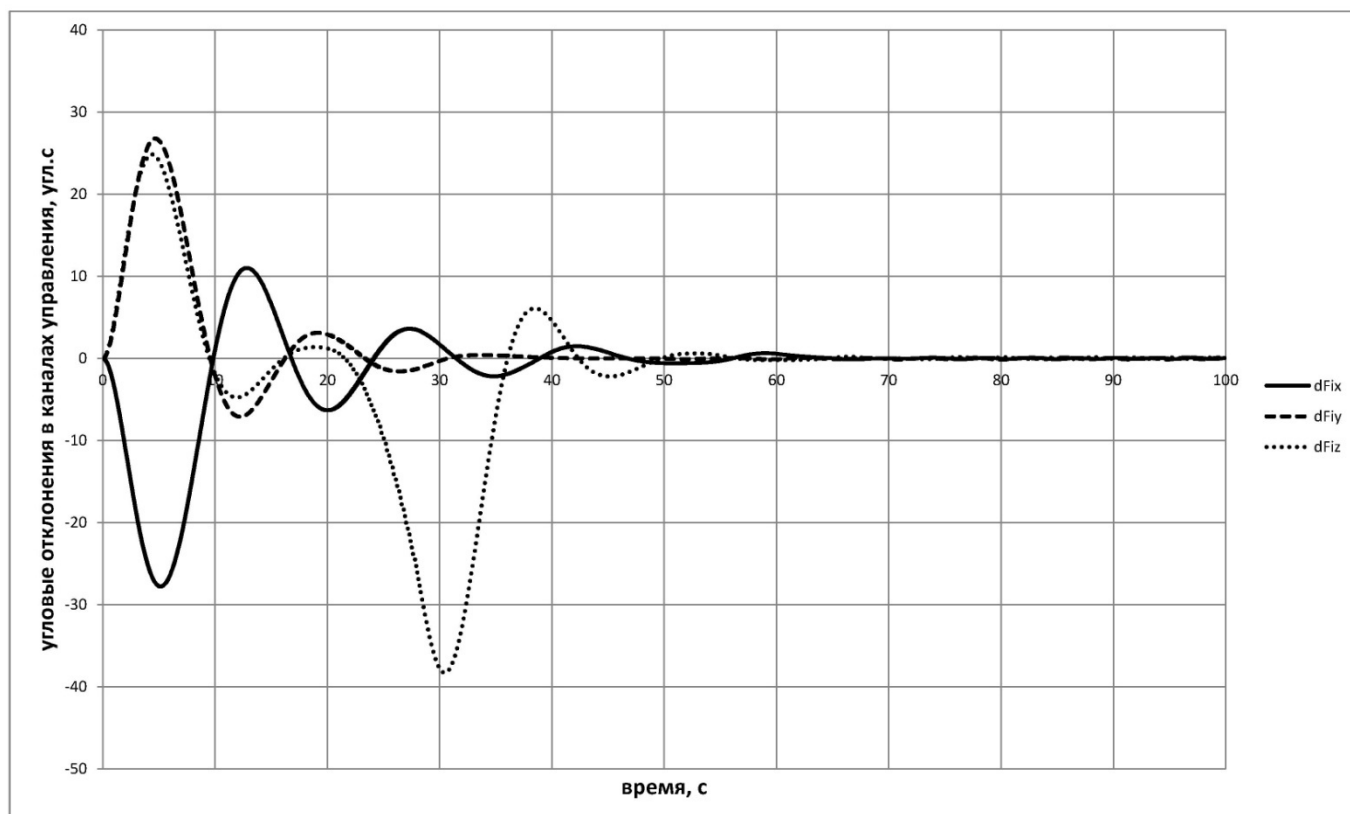


Рисунок 2.19 – Угловые отклонения КА в трёх каналах управления при использовании УДМ, управляемого только по электромагнитному моменту

Выводы.

1. Проведен синтез структурной и функциональной схем трехконтурной астатической (второго порядка) системы управления УДМ на основе принципа фазовой синхронизации с сигналами эталонной цифровой модели. Рассмотрены особенности работы новой системы управления УДМ, определены алгоритмы переключения контуров, а также критические режимы, требующие детальной проработки при реализации.

2. В базисе отечественной ПЛИС реализован алгоритм CORDIC, который позволяет вычислять код углового положения ротора УДМ и использовать его в качестве сигнала обратной связи для контуров фазовой синхронизации.

3. Разработана эталонная цифровая модель УДМ, которая служит формирователем требуемой траектории движения ротора и в совокупности с регуляторами и устройством коммутации контуров выполняет функцию наблюдателя состояния системы. Даны основные расчетные соотношения, составлены алгоритмы функционирования отдельных блоков, описаны основные режимы и выполняемые функции.

4. Изложено математическое обоснование принципа сложения частот пилообразных сигналов, которое позволяет существенно упростить структурную схему системы управления электропривода УДМ для дальнейшей ее реализации с помощью цифровых вычислительных устройств (4 операции умножения и 2 операции суммирования заменяются операцией целочисленного суммирования с отбрасыванием старшего бита результата).

5. Обоснована практическая реализуемость новой системы управления УДМ, которая позволит компенсировать момент сопротивления и добиться линейных регулировочной и моментно-скоростных характеристиках УДМ.

6. Система управления КА, использующая в своем составе УДМ с внутренней компенсацией собственных помеховых моментов на основе контура фазовой синхронизации и ЭЦМ, обладает более высокими точностными и динамическими характеристиками по сравнению с СОиС, в которой используются классические УДМ. Следовательно, применение новых УДМ предпочтительнее для построения прецизионных СОиС КА, так как позволяет уменьшить «мертвую зону» по управлению, колебательность системы, а также стабилизационные отклонения углового положения, особенно в области околонулевых угловых скоростей УДМ

Глава 3. Математические модели элементов ЭП УДМ

3.1 Синтез имитационной математической модели трехконтурной системы управления УДМ в среде MATLAB

3.1.1 Имитационная математическая модель двухфазного СДПМ

У СДПМ (рисунок 3.2) на две статорные обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° , подаются напряжения переменного тока (сдвинутые по фазе относительно друг друга также на 90°). Протекающие по обмоткам токи создают магнитное поле, которое вращается в пространстве с частотой питающих напряжений. Это поле увлекает за собой постоянный магнит ротора, заставляя последний вращаться. У математической модели СДПМ входными переменными являются питающие напряжения на обмотках, а выходными – частота вращения ротора.

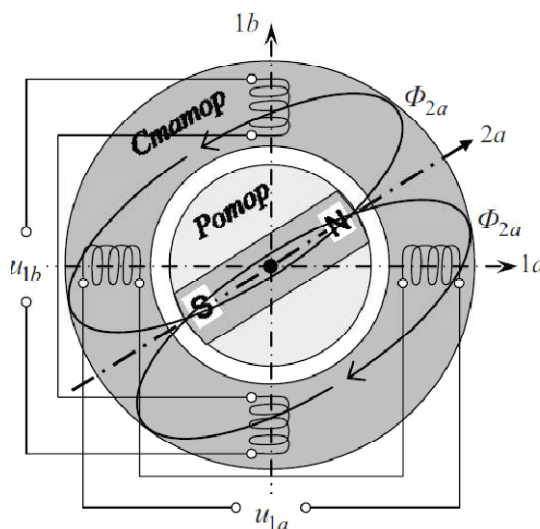


Рисунок 3.1 – Конструкция простейшего двухфазного СДПМ с одной парой полюсов.

Электрическая схема замещения (рисунок 3.2) является упрощенным изображением обмоток и постоянных магнитов для определения уравнений электрического равновесия. Контур каждой фазы содержит резистор, представляющий активное сопротивление обмотки $1a$ и $1b$, напряжение питания обмотки $1a$ и $1b$, и ЭДС, которая отражает индуктивные свойства обмотки $1a$ и $1b$.

Между обмотками $1a$ и $1b$ существует связь через взаимную индуктивность обмоток $l_{1a,1b}$. Магнитный поток постоянного магнита ротора взаимодействует с

обмотками $1a$ и $1b$, создавая в них потокоцепление $\Psi_{\mu 1a}$ и $\Psi_{\mu 1b}$. В результате взаимодействия питающих напряжений и ЭДС, в обмотках протекают токи.

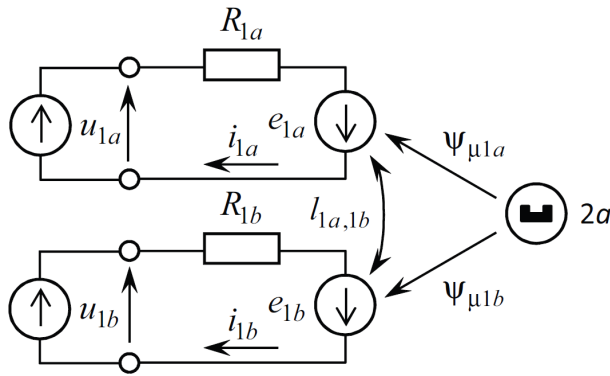


Рисунок 3.2 – Электрическая схема замещения двухфазного СДПМ

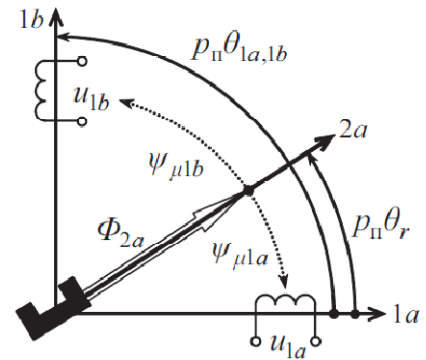


Рисунок 3.3 – Пространственная схема замещения двухфазного СДПМ в собственных осях статора и ротора

Ошибка формирования управляющего момента связана, прежде всего, с точностью настройки и качества сигналов ДПР в двигателе, от которой зависит величина угла между вектором тока фазы и вектором магнитного потока ротора. Чем больше угол между вектором тока и вектором магнитного потока, 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.

Вторым фактором, влияющим на отклонение управляющего момента от максимального значения является существенное отличие формы создаваемого тока и ЭДС СДПМ от синусоидальной. Чем выше пульсации тока, и чем больше гармонических составляющих в ЭДС, тем больше отклонение результирующего момента от максимального значения. Ошибка при создании момента складывается из ошибок формирования тока и нелинейности ЭДС в обеих фазах. Поэтому при проектировании УДМ предъявляются жесткие требования не только к регуляторам тока в фазах, но и к точности изготовления как самой электрической машины, так и ДПР.

Математическая модель с учетом традиционных допущений [42-46], описывающая схему силовой цепи УДМ на основе двух мостовых инверторов и СДПМ (рисунок 3.6), представляет собой систему обыкновенных дифференциальных уравнений относительно токов соответствующих фаз двигателя и угловой скорости СДПМ [107-123]:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{-R}{L}i_1 - \frac{1}{L}e_1 + \frac{E_0KF_1}{L}; \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{-R}{L}i_2 - \frac{1}{L}e_2 + \frac{E_0KF_2}{L}; \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\Phi_\delta \sin \Theta}{J}i_1 + \frac{\Phi_\delta \cos \Theta}{J}i_2 - \frac{M_c}{J}, \end{cases} \quad (3.1)$$

где KF_1, KF_2 – коммутационные функции инверторов соответствующих фаз;

J – момент инерции двигателя;

E_0 – напряжение питания инверторов;

Φ_δ – магнитный поток ротора;

R – полное сопротивление фазы двигателя;

L – полная индуктивность фазы двигателя;

M_c – момент сопротивления.

ЭДС обмоток двигателя e_1, e_2 выражаются через частоту вращения и фазу ротора следующим образом:

$$e_1 = \Phi_\delta \Omega \sin \Theta; \quad e_2 = \Phi_\delta \Omega \cos \Theta. \quad (3.2)$$

В приложении Simulink пакета Matlab R2016b модель двухфазного СДПМ представлена в виде набора структурных блоков [109] (рисунки 3.4, 3.5):

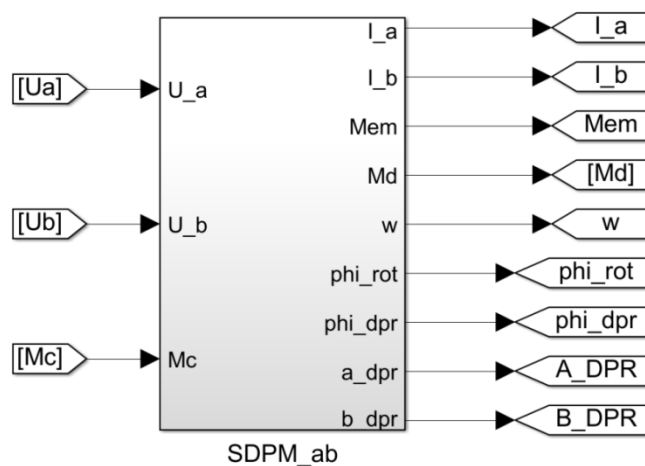


Рисунок 3.4 – Графическое представление подсистемы, реализующей имитационную модель двухфазного СДПМ

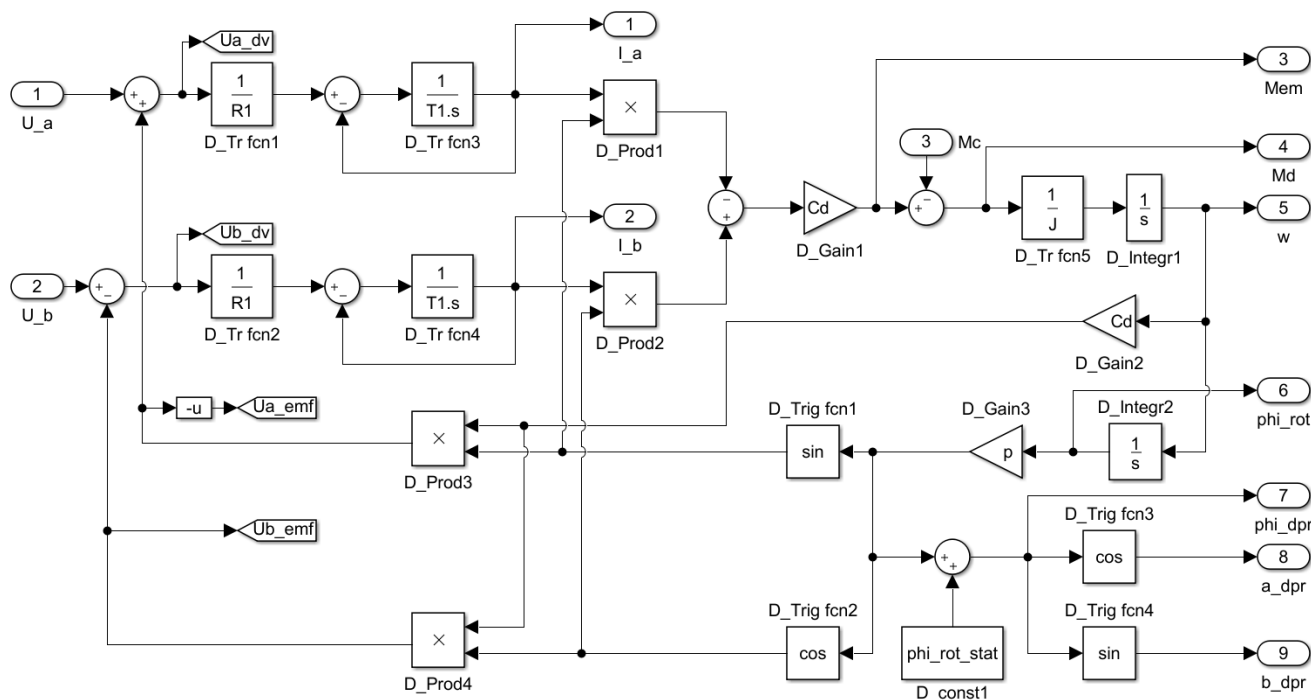


Рисунок 3.5 – Имитационная модель двухфазного СДПМ (подсистема SDPM_ab) в неподвижной системе координат

Здесь

D_Tr fcn1...5 – блоки передаточных функций «Transfer Fcn»;

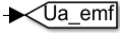
D_Prod1...4 – блоки умножения «Product»;

D_Gain1...3 – усилители «Gain»;

D_Integr1, D_Integr2 – блоки интеграторов «Integrator»;

D_Const1 – блок задания константы «Constant»;

D_Trig fcn1...4 – блоки вычисления тригонометрических функций «Trigonometric Function»;

символом  здесь и далее представлены элементы «Goto» и «From» с соответствующими тэгами внутри символов, упрощающие трассировку и визуализацию цепей сигналов [131-134];

1-9 – входные и выходные порты «Port» подсистемы SDPM_ab.

3.1.2 Имитационная математическая модель силовой цепи двухфазного СДПМ

На рисунке 3.6 представлена схема силовой цепи УДМ. В нее входят два регулятора тока РТ1, РТ2 на основе мостовых инверторов, замкнутых по току с помощью шунта R1, R2 и усилителя датчика тока УДТ. Блоки ШИМ генерируют

требуемые импульсные последовательности на основе коммутационных функций для управления ключами VT1–VT4 с обратными диодами с целью формирования соответствующего напряжения, прикладываемого к нагрузке. Силовые ключи управляются от драйверов ДР1, ДР2. Регуляторы токов формируют квазисинусоидальные токи в соответствии с сигналами ДПР в фазах двигателя амплитудой I_3 в соответствии с сигналами ДПР, устойчивость обеспечивается с помощью корректирующих устройств КУ.

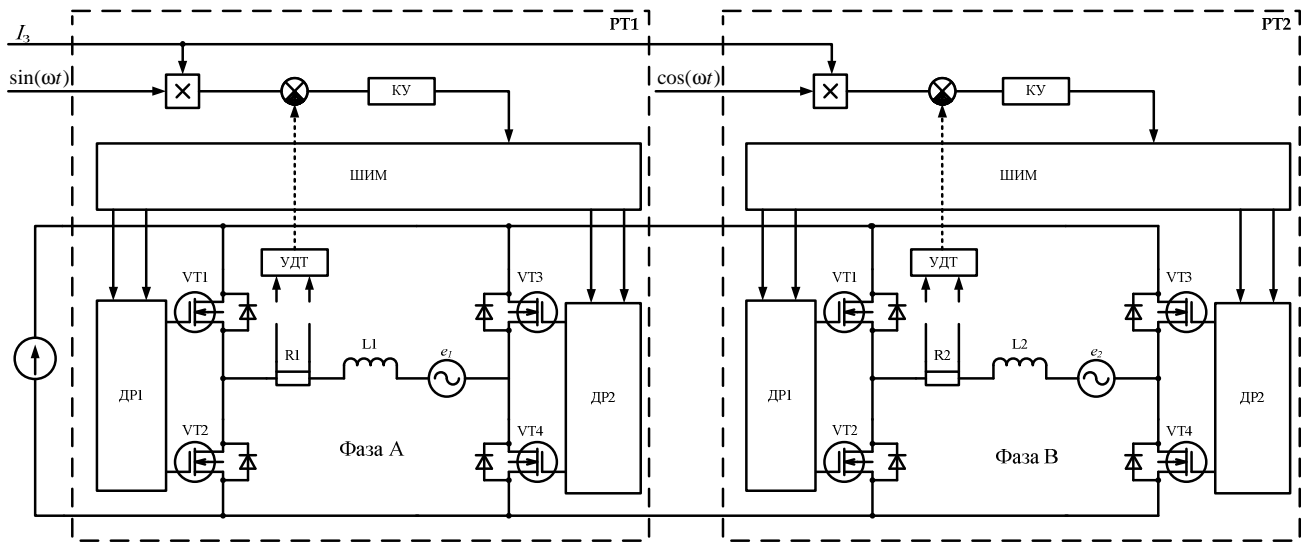


Рисунок 3.6 – Схема силовой цепи двухфазного УДМ

Математическая модель коммутационных функций с широтно-импульсной однополярной реверсивной модуляцией (ШИМ типа ОРМ) для каждого из ключей в стойках мостовых инверторов формируется как сигнум-функция разностного уравнения сигнала ошибки по току и уравнения развертки:

$$\begin{aligned}
 KF_{A1}(t) &= \frac{1}{2} [\text{sign}(\xi_{AP1}(t)) + 1]; & KF_{B1}(t) &= \frac{1}{2} [\text{sign}(\xi_{BP1}(t)) + 1]; \\
 KF_{A2}(t) &= 1 - KF_{A1}(t); & KF_{B2}(t) &= 1 - KF_{B1}(t); \\
 KF_{A3}(t) &= \frac{1}{2} [\text{sign}(-\xi_{AP2}(t)) + 1]; & KF_{B3}(t) &= \frac{1}{2} [\text{sign}(-\xi_{BP2}(t)) + 1]; \\
 KF_{A4}(t) &= 1 - KF_{A3}(t); & KF_{B4}(t) &= 1 - KF_{B3}(t),
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

где $KF_{Ai}(t)$ – коммутационная функция i -го ключа фазы A ,

$KF_{Bi}(t)$ – коммутационная функция i -го ключа фазы B ,

$\xi_{AP1}(t), \xi_{AP2}(t)$ – разностное уравнение ШИМ фазы A ,

$\xi_{BP1}(t), \xi_{BP2}(t)$ – разностное уравнение ШИМ фазы B ,

причем

$$\begin{aligned}\xi_{AP1}(t) &= U_{3A}(t) - U_{P1}(t); & \xi_{BP1}(t) &= U_{3B}(t) - U_{P1'}(t); \\ \xi_{AP2}(t) &= U_{3A}(t) - U_{P2}(t); & \xi_{BP2}(t) &= U_{3B}(t) - U_{P2'}(t);\end{aligned}\quad (3.4)$$

в которых задающие напряжения фаз A и B

$$U_{3A}(t) = U_{\text{оп}} \cdot \sin(\omega t); \quad U_{3B}(t) = U_{\text{оп}} \cdot \cos(\omega t), \quad (3.5)$$

а двуполярные пилообразные развертывающие напряжения ШИМ, которые наиболее просты в реализации цифровыми вычислительными устройствами, а также имеют минимальные значения пульсаций модулированного сигнала, идентичные по уровню варианту с треугольными двуполярными развертывающими напряжениями, представлены следующими соотношениями

$$\begin{aligned}U_{P1}(t) &= 2 \cdot U_{\text{оп}} \left(\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right) - U_{\text{оп}}; & U_{P1'}(t) &= U_{\text{оп}} - \left[2 \cdot U_{\text{оп}} \left(\frac{t+\beta}{a} - E_1 \left(\frac{t+\beta}{a} \right) \right) \right]; \\ U_{P2}(t) &= U_{\text{оп}} - \left[2 \cdot U_{\text{оп}} \left(\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right) \right]; & U_{P2'}(t) &= U_{\text{оп}} - \left[2 \cdot U_{\text{оп}} \left(\frac{t+\beta}{a} - E_1 \left(\frac{t+\beta}{a} \right) \right) \right];\end{aligned}\quad (3.6)$$

здесь $E_1 \left(\frac{t}{a} \right)$, $E_1 \left(\frac{t+\beta}{a} \right)$ – целочисленные функции Антье, а

$\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right)$, $\frac{t+\beta}{a} - E_1 \left(\frac{t+\beta}{a} \right)$ – функции дробных частей;

a – период развертывающих напряжений, с;

β – угол сдвига между развертывающими напряжениями инверторов фаз A

B (может быть равен 0, при $\beta = \frac{a}{2}$ достигается наименьший уровень пульсаций электромагнитного момента [45]), эл. град;

$U_{\text{оп}}$ – амплитуда развертывающего напряжения, В;

ω – частота гармонического напряжения, приложенного к фазе двигателя, рад/с.

Таким образом, коммутационные функции диагоналей мостовых инверторов

$$\begin{aligned}KF_{A1\&A4}(t) &= \begin{cases} 1 \text{ при } KF_{A1}(t) = KF_{A4}(t) = 1; \\ 0 \text{ иначе;} \end{cases} & KF_{B1\&B4}(t) &= \begin{cases} 1 \text{ при } KF_{B1}(t) = KF_{B4}(t) = 1; \\ 0 \text{ иначе;} \end{cases} \\ KF_{A2\&A3}(t) &= \begin{cases} 1 \text{ при } KF_{A2}(t) = KF_{A3}(t) = 1; \\ 0 \text{ иначе;} \end{cases} & KF_{B2\&B3}(t) &= \begin{cases} 1 \text{ при } KF_{B2}(t) = KF_{B3}(t) = 1; \\ 0 \text{ иначе;} \end{cases}\end{aligned}\quad (3.7)$$

а следовательно, итоговые коммутационные функции модулированного напряжения, приложенного к фазам двигателя A и B

$$U_A(t) = U_{\pi} \cdot (KF_{A1\&\&A4}(t) - KF_{A2\&\&A3}(t)); \quad U_B(t) = U_{\pi} \cdot (KF_{B1\&\&B4}(t) - KF_{B2\&\&B3}(t)); \quad (3.8)$$

где U_{π} – постоянное напряжение бортовой сети электропитания.

Далее для наглядности приведены диаграммы, построенные с помощью пакета MathCAD 14 (3.7 - 3.12), поясняющие логику работы силовой части питания двухфазного УДМ.

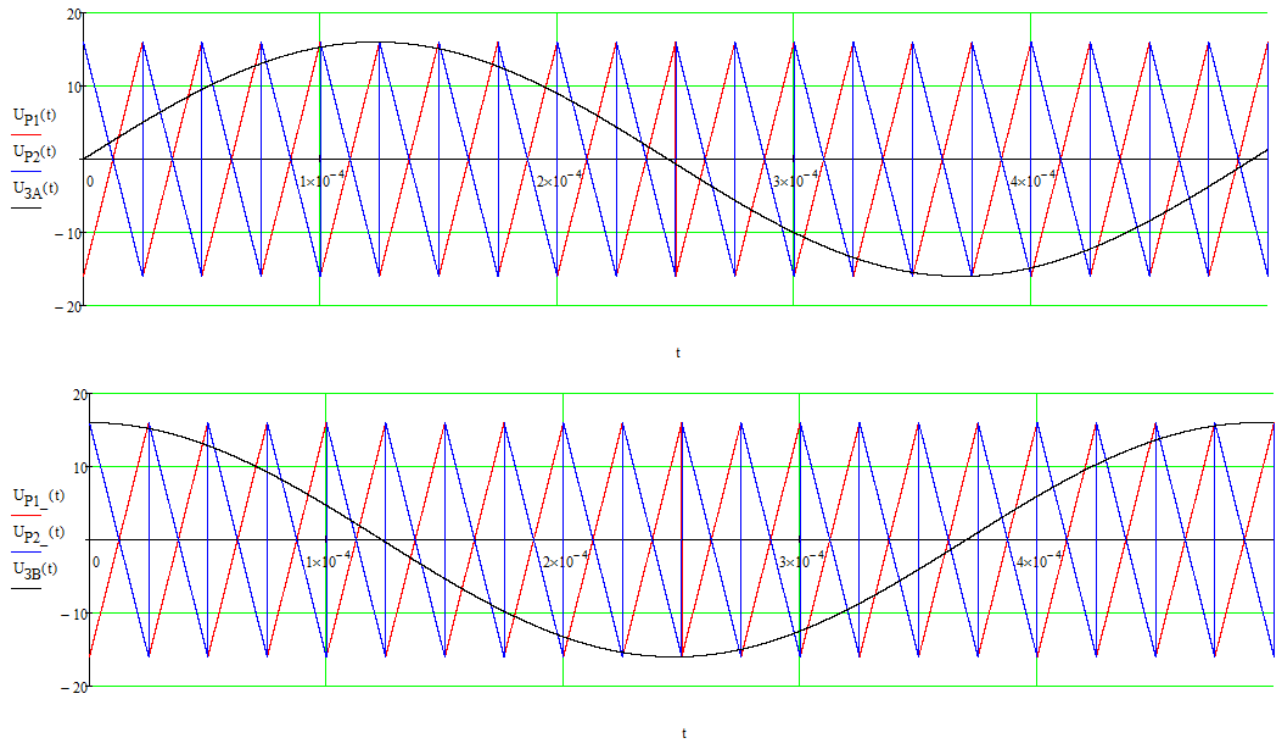


Рисунок 3.7 –Диаграммы, поясняющие формирование развертывающего напряжения и сравнение с задающим сигналом (сдвиг пил инверторов 0 эл. град.)

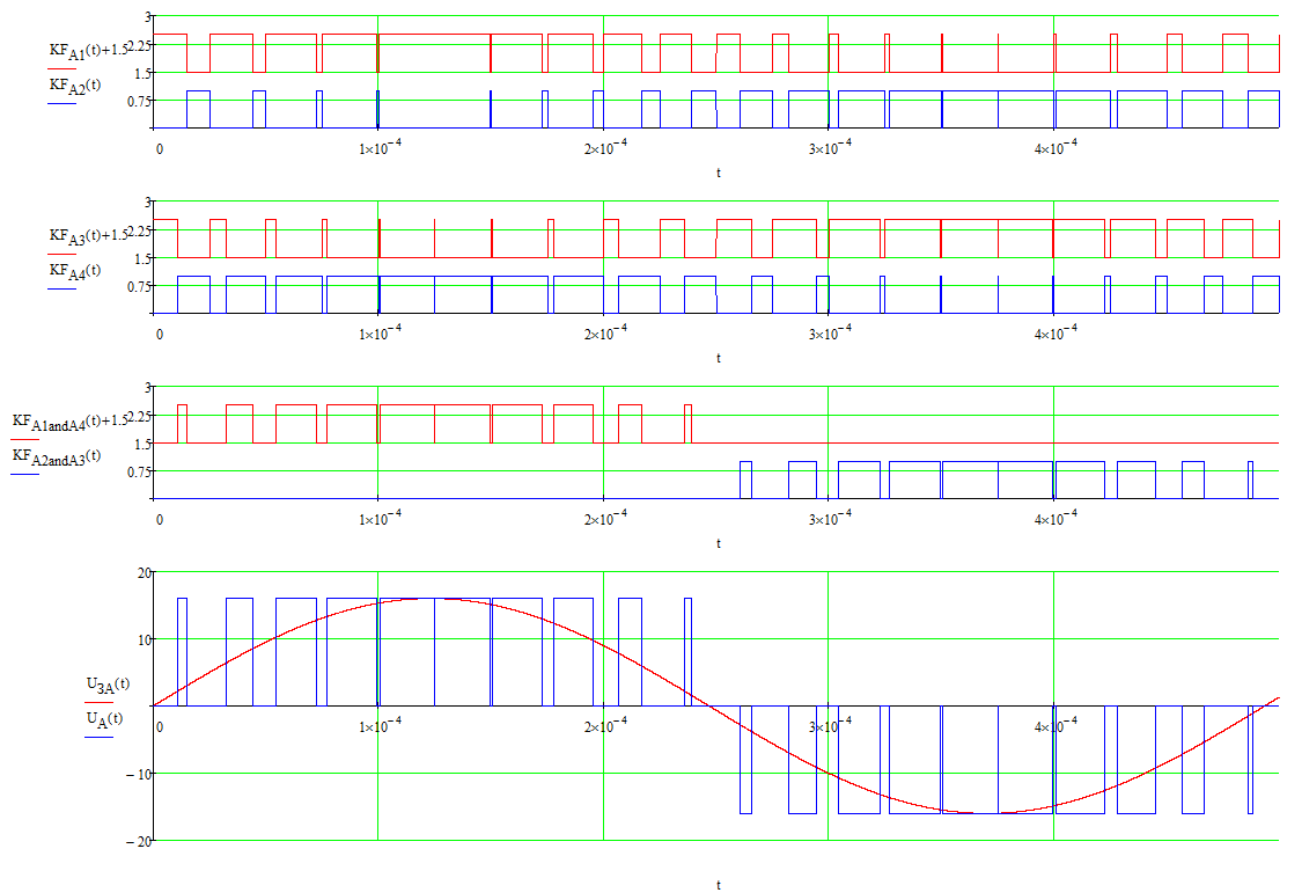


Рисунок 3.8 – Диаграммы, поясняющие логику формирования коммутационных функций ключей, диагоналей инвертора и ШИМ напряжения фазы A (сдвиг пил инверторов 0 эл. град.)

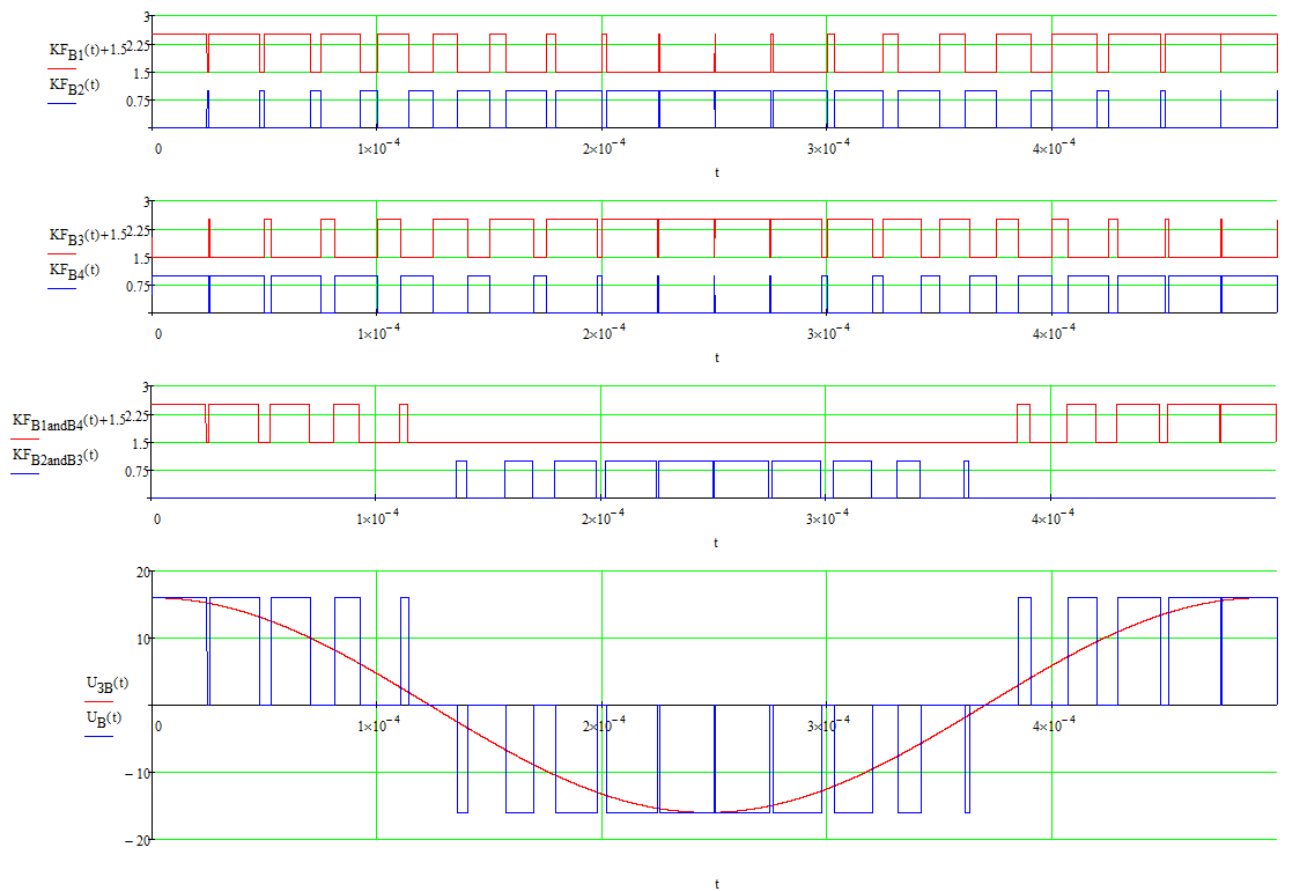


Рисунок 3.9 – Диаграммы, поясняющие логику формирования коммутационных функций ключей, диагоналей инвертора и ШИМ напряжения фазы B (сдвиг пил инверторов 0 эл. град.)

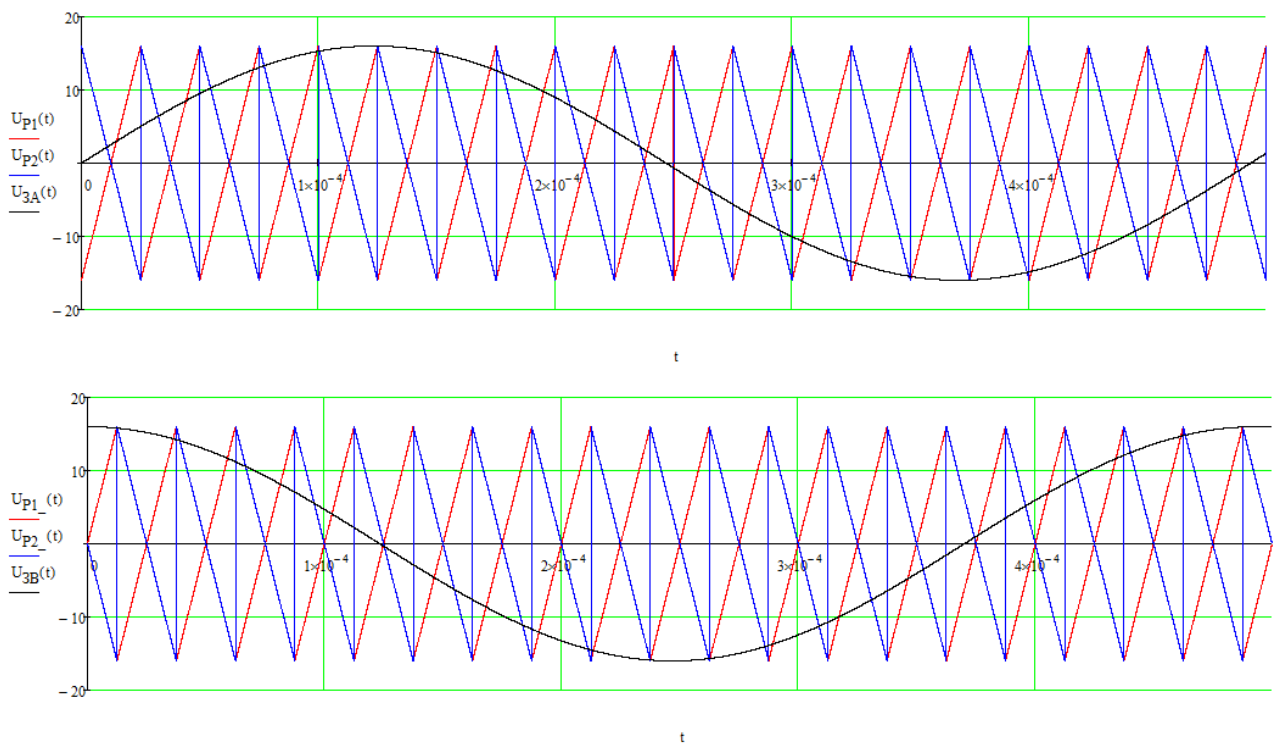


Рисунок 3.10 – Диаграммы, поясняющие формирование развертывающего напряжения и сравнение с задающим сигналом (сдвиг пил инверторов 180 эл. град.)

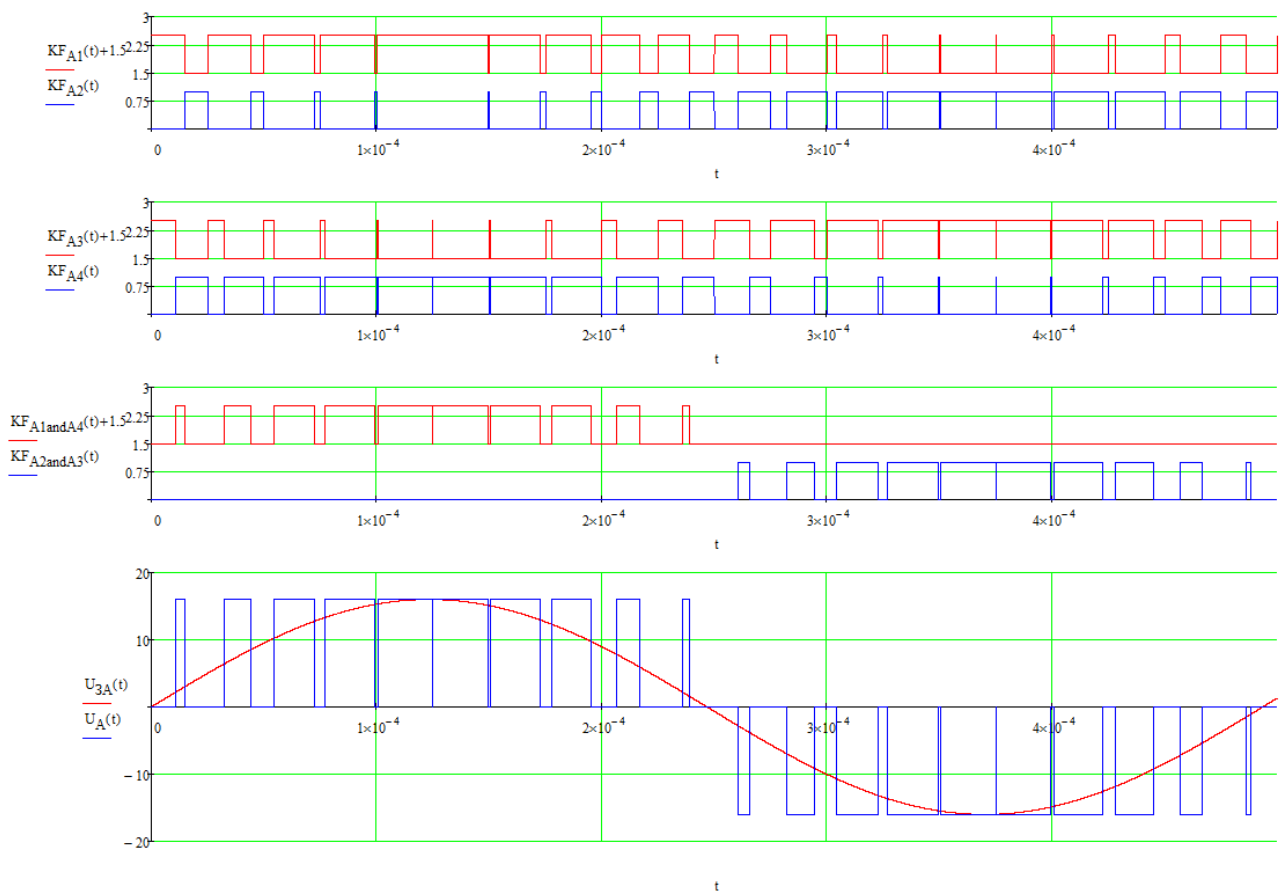


Рисунок 3.11 – Диаграммы, поясняющие логику формирования коммутационных функций ключей, диагоналей инвертора и ШИМ напряжения фазы А (сдвиг пил инверторов 180 эл. град.)

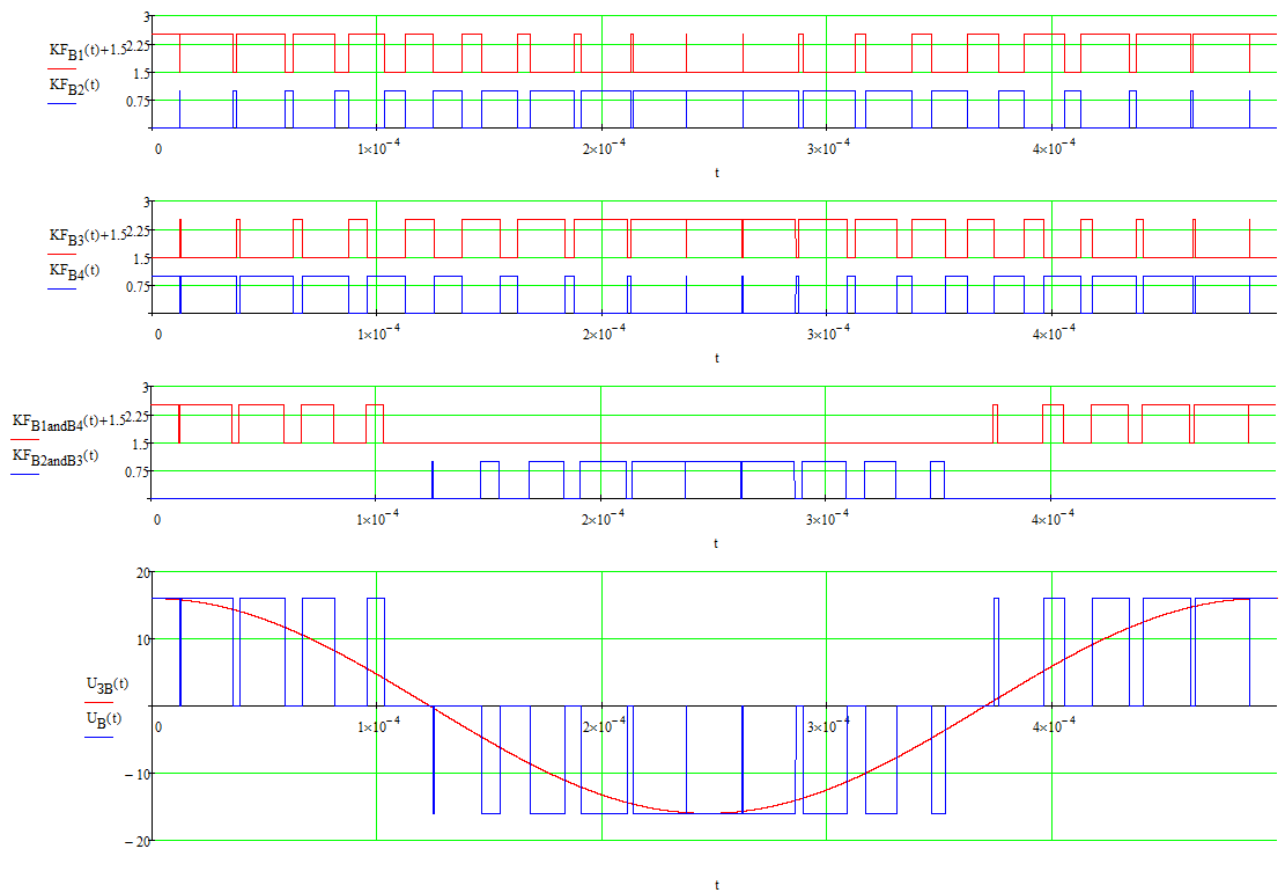


Рисунок 3.12 – Диаграммы, поясняющие логику формирования коммутационных функций ключей, диагоналей инвертора и ШИМ напряжения фазы B (сдвиг пил инверторов 180 эл. град.)

В приложении Simulink пакета Matlab R2016b силовая часть питания двухфазного УДМ представлена следующим образом (рисунки 3.13, 3.14):

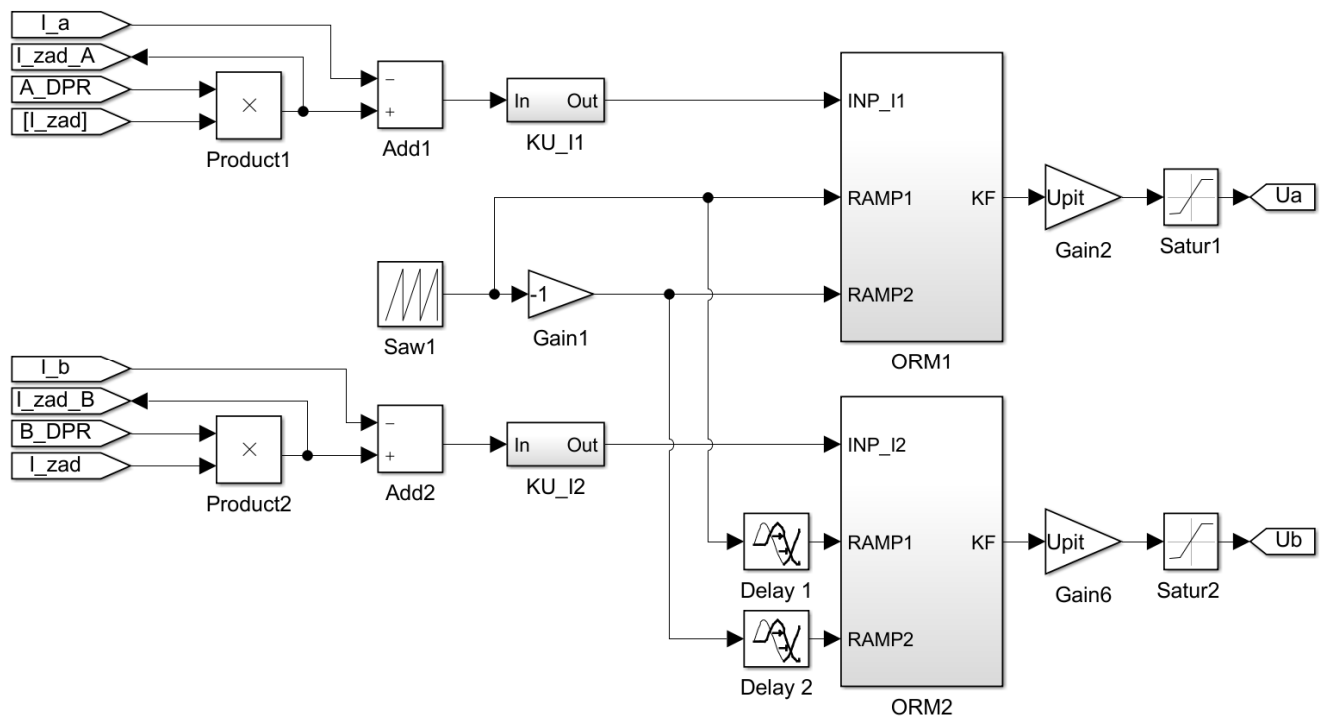


Рисунок 3.13 – Имитационная модель двухфазного регулятора тока для питания УДМ

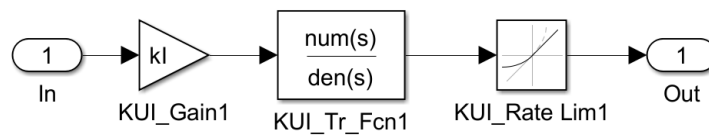


Рисунок 3.14 – Имитационная модель подсистемы корректирующих устройств KU_I1, KU_I2

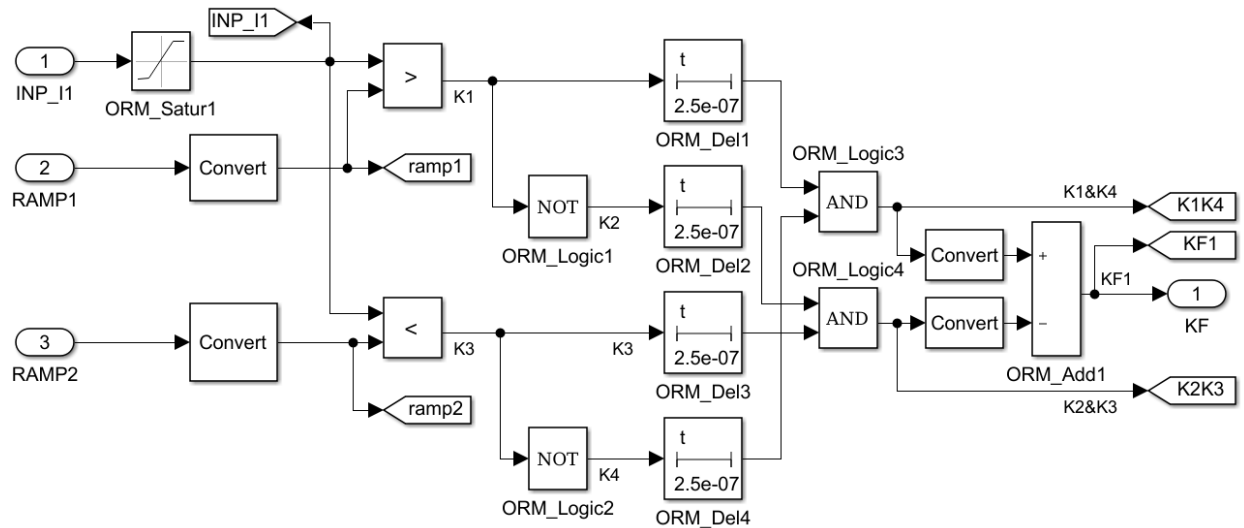


Рисунок 3.15 – Имитационная модель ШИМ, подсистемы ORM1, ORM2

Здесь

KU_I1, 2 – подсистемы корректирующих устройств контуров тока;

ORM1, 2 – подсистемы ШИМ типа OPM;

Saw1 – генератор пилообразного развертывающего напряжения «Repeating Sequence»;

Delay1, 2 – блоки фазового сдвига между развертывающими напряжениями инверторов «Transport Delay»;

Satur1,2, ORM_Satur – блоки ограничения амплитуды сигнала «Saturation»;

KUI_Tr_fcn1 – блок передаточной функции «Transfer Fcn»;

KUI_Rate Lim1 – блок ограничения скорости нарастания сигнала «Rate limiter»;

Convert – блоки конвертации типов сигналов «Data Type Conversion»;

ORM_Logics1...4 – блоки логических функций «Logical Operator»;

ORM_Del1...4 – блоки формирователей мертвого времени ключей для исключения сквозных токов в стойках инверторов «On delay»

Product1, 2 –блоки умножения «Product»;

Add1, Add2, ORM_Add1 –блоки сумматоров «Adder»;

1-3 – входные и выходные порты «Port» подсистем.

3.1.3 Имитационная математическая модель момента сопротивления УДМ

Математическое описание, алгоритмы и модели моментов нагрузки электродвигателей достаточно подробно описаны в [107, 108]. На основе математического аппарата, предложенного Шрейнером Р.Т., реализован блок формирования момента нагрузки (рисунки 3.16-3.21), характерного для УДМ (п. 1.5). Причем впервые внесено уточнение в уже известный математический аппарат в части дополнения характера изменения момента трогания по экспоненциальному закону при «залипании» и после начала движения ротора электродвигателя в соответствии с формулой (2.19). Наглядные отличия характера результирующего момента сопротивления без уточнения и с ним прослеживаются на рисунках 3.22, 3.23. Дополненная математическая модель вычисления нагрузки на валу двигателя описывается следующими соотношениями (для однозначности трактования выкладок терминология взята из [107, 108]):

$$M_c = \begin{cases} M_a + M_p \operatorname{sign} \Omega & \text{при } \Omega \neq 0; \\ f(M, M_{\text{тр}}) & \text{при } \Omega = 0; \end{cases} \quad (3.9)$$
$$f(M, M_{\text{тр}}) = \begin{cases} M & \text{при } |M - M_a| \leq M_{\text{тр}}; \\ M_a + M_{\text{тр}} \operatorname{sign}(M - M_a) & \text{при } |M - M_a| > M_{\text{тр}}, \end{cases}$$

где M_a – активный момент статического сопротивления механизма;

M_p – модуль реактивного момента статического сопротивления, возникающего при движении механизма;

$M_{\text{тр}}$ – модуль реактивного момента статического сопротивления при трогании механизма;

Ω – частота вращения вала двигателя;

M – электромагнитный момент двигателя;

M_c – результирующий момент статического сопротивления механизма, приведенный к валу двигателя.

Для учета сухого и вязкого трения, а также особенностей нагрузки различных механизмов, целесообразно представление модуля реактивной составляющей

момента их статического сопротивления, как комбинации постоянной составляющей, линейной, квадратичной, кубической и специальной функций частоты вращения ротора:

$$M_p = M_0 + A_1 \cdot |\Omega| + A_2 \cdot \Omega^2 + A_3 \cdot |\Omega^3| + (M_{тр} - M_0) \frac{e^{(k \cdot \Omega + 1)^{-1}} - 1}{e - 1} |\Omega|, \quad (3.10)$$

где M_0 – постоянная составляющая модуля реактивного момента;

A_1, A_2, A_3 – весовые коэффициенты переменных составляющих модуля реактивного момента сопротивления механизма;

k – экспериментальный коэффициент, определяющий скорость спада/нарастания момента трогания.

Нелинейный блок Mc_Sub1 позволяет реализовать различные функциональные зависимости модуля реактивного момента от частоты вращения ротора. Соответствующая выражению (3.10) имитационная модель подсистемы приведена на рисунке 3.18. При моделировании электропривода ДМ2 приняты коэффициенты $A_1 = 2,325 \cdot 10^{-5}$; $A_2 = 0$; $A_3 = 0$; $k = 10^3$.

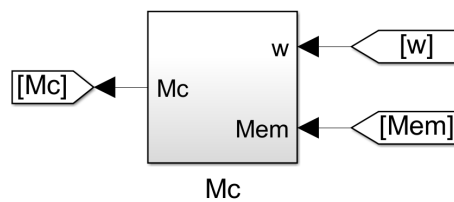


Рисунок 3.16 – Графическое представление подсистемы Mc, реализующей имитационную модель момента сопротивления УДМ

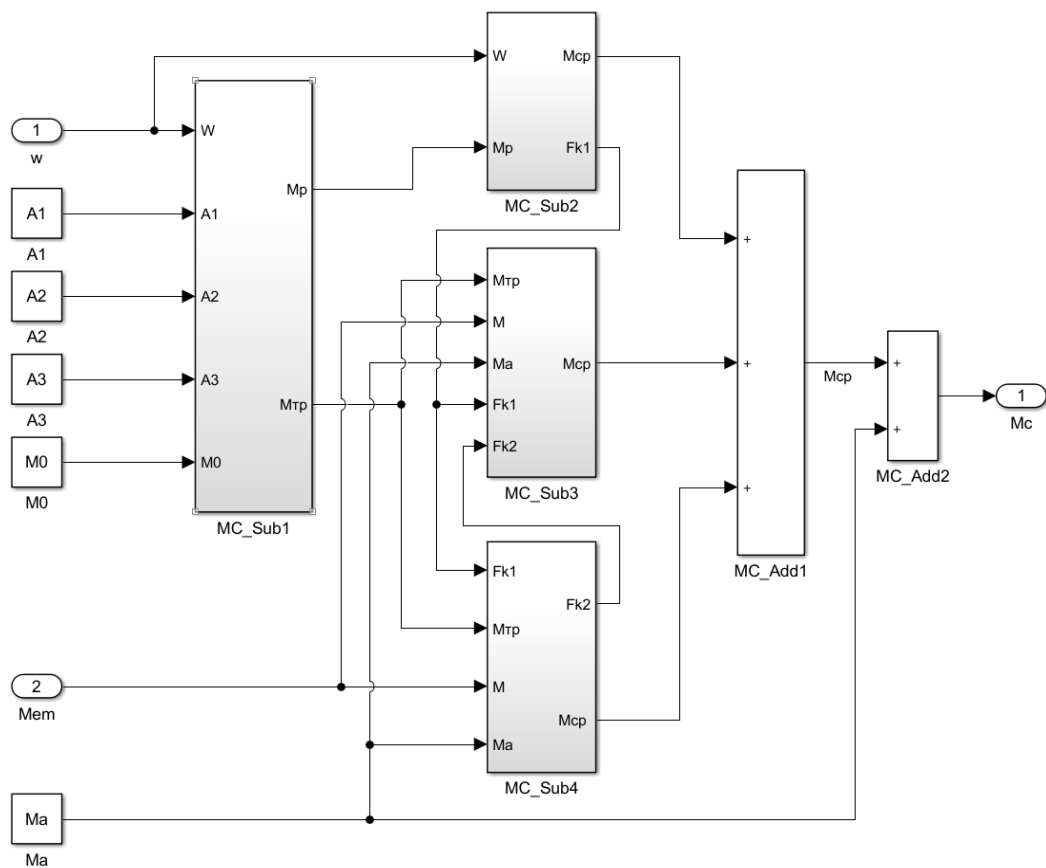


Рисунок 3.17 – Структура имитационной модели блока «Mc»

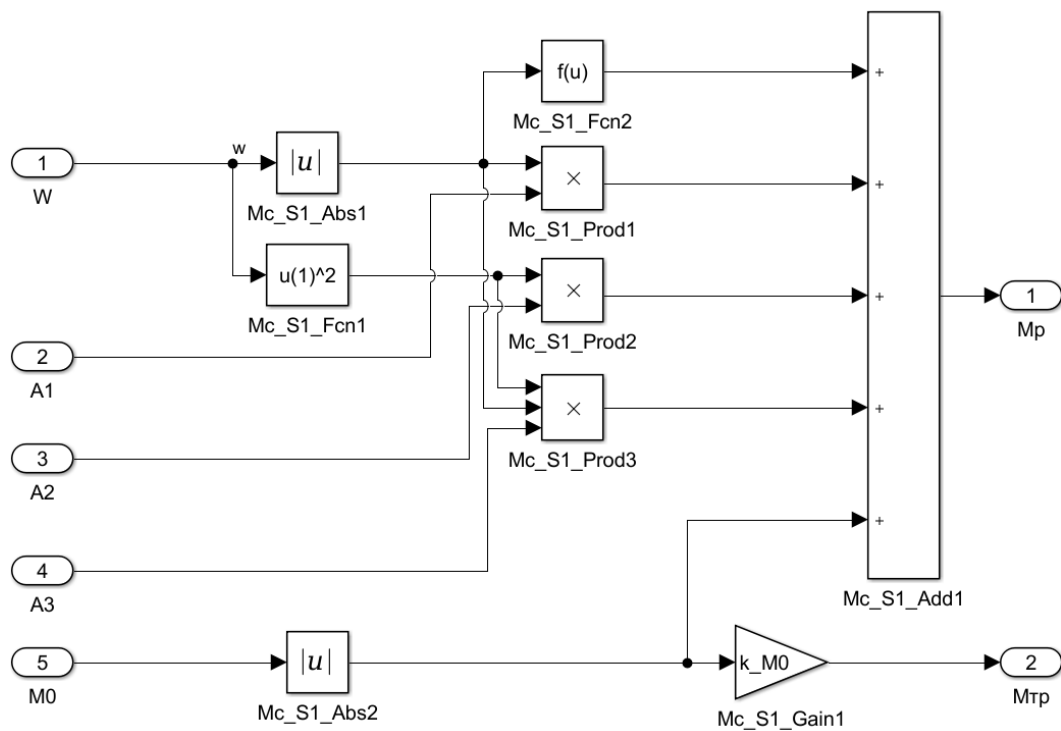


Рисунок 3.18 – Структура имитационной модели блока «MC_Sub1»

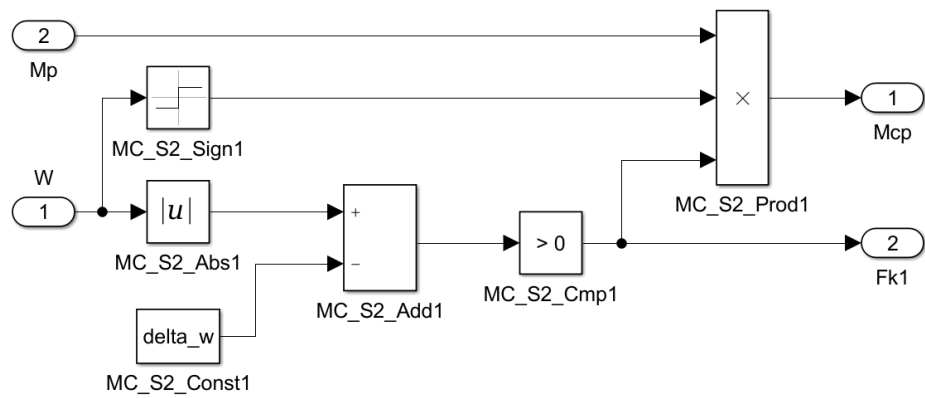


Рисунок 3.19 – Структура имитационной модели блока «MC_Sub2»

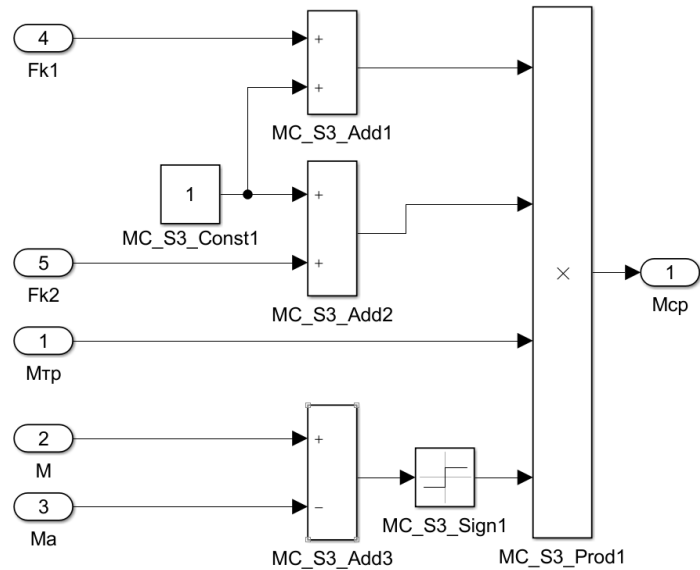


Рисунок 3.20 – Структура имитационной модели блока «MC_Sub3»

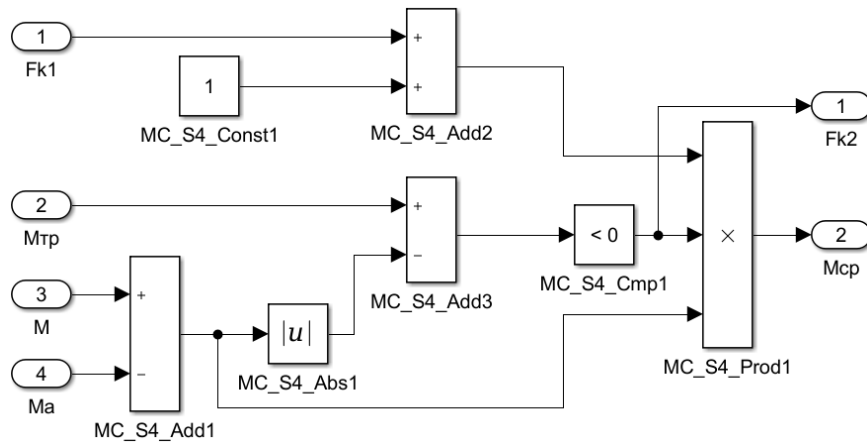


Рисунок 3.21 – Структура имитационной модели блока «MC_Sub4»

Здесь

MC_Sub1...4 – подсистемы блока «Mc», реализующие определенные ветви алгоритма формирования момента нагрузки УДМ;

A_1, A_2, A_3, M_0, M_a , MC_S2_Const1, MC_S3_Const1, MC_S4_Const1 – блоки задания констант «Constant»;

MC_Add1, MC_Add2, Mc_S1_Add1, MC_S2_Add1, MC_S3_Add1...3, MC_S4_Add1...3 – блоки сумматоров/вычитателей «Adder»;

Mc_S1_Prod1...4, MC_S2_Prod1, MC_S3_Prod1, MC_S4_Prod1 – блоки умножения «Product»;

Mc_S1_Abs1, Mc_S1_Abs2, MC_S2_Abs1, MC_S4_Abs1 – блоки определения модулей «Abs»;

Mc_S1_Fcn1, Mc_S1_Fcn2 – блоки специальных функций «Fcn»;

Mc_S1_Cmp1, MC_S2_Cmp1, Mc_S4_Cmp1 – блоки компараторов «Compare To Zero»;

Mc_S1_Gain1 – блок усилителя «Gain»;

MC_S2_Sign1, MC_S3_Sign1 – блоки сигнум-функций «Signum»;

1-5 – входные и выходные порты «Port» подсистем.

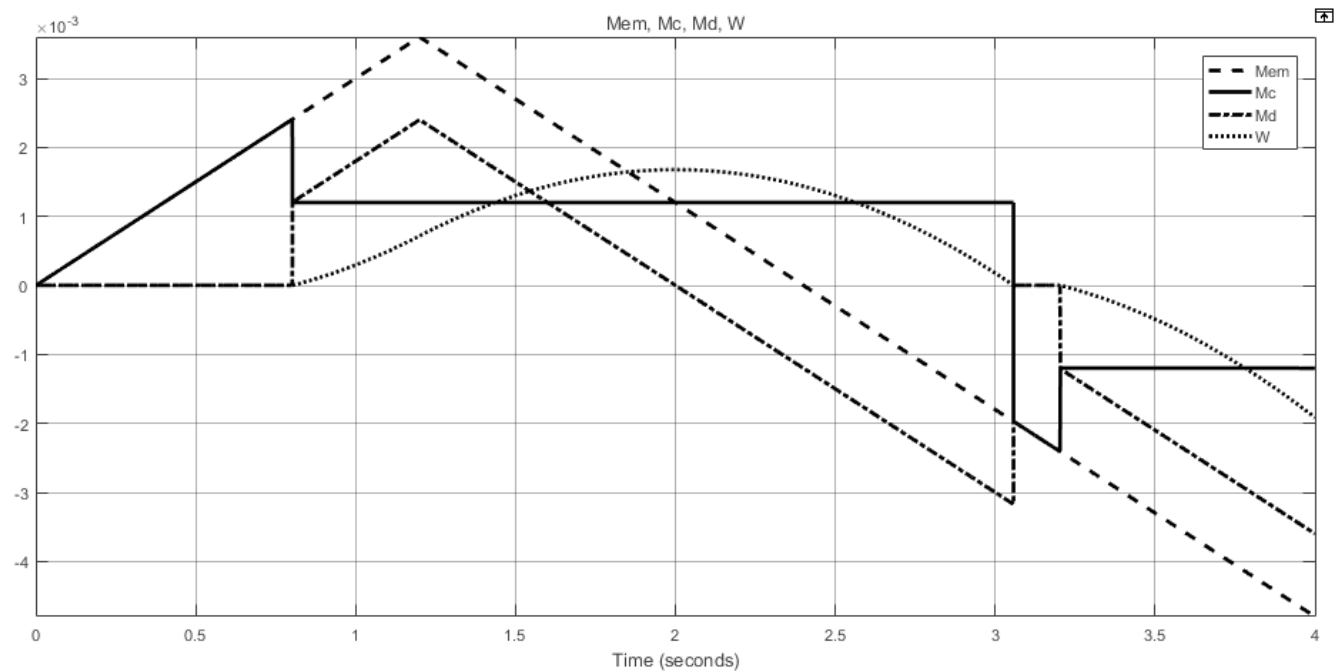


Рисунок 3.22 – Временные диаграммы функционирования блока «Mc» при линейном изменении $M_{ЭМ}$ без уточнения характера момента трогания (согласно [107])

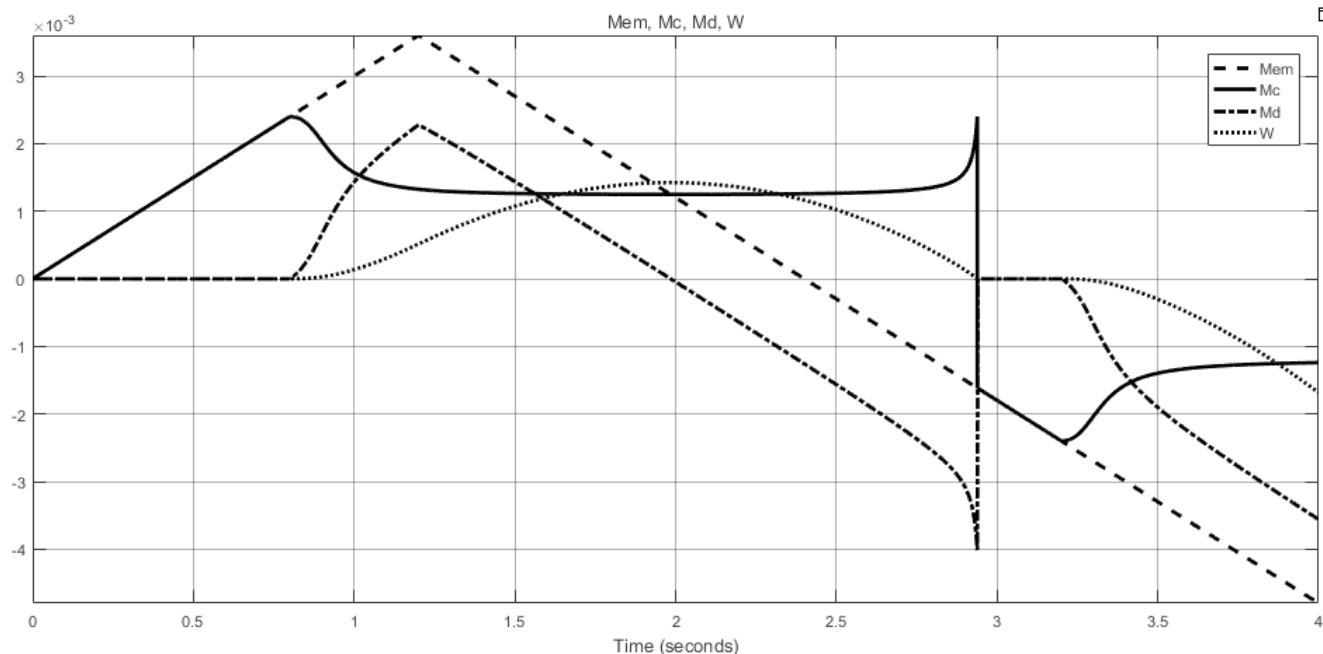


Рисунок 3.23 – Временные диаграммы функционирования блока «Mc» при линейном изменении $M_{ЭМ}$ с уточнением характера момента трогания в виде специальной зависимости от частоты вращения ротора

3.1.4 Имитационная математическая модель ЭЦМ

Имитационная модель УДМ (рисунки 3.24, 3.25) формирует эталонные сигналы угла и частоты вращения ротора с темпом изменения, определяемым заданным кодом управления. Номинальное значение кода управления для ДМ2 составляет ± 2000 с единичным шагом изменения. Детальное пояснение принципов работы ЭЦМ приведено в п. 2.4.

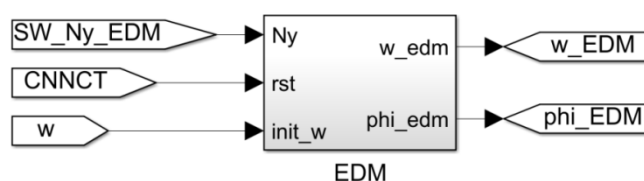


Рисунок 3.24 – Графическое представление подсистемы EDM (etalon digital model), реализующей имитационную модель ЭЦМ

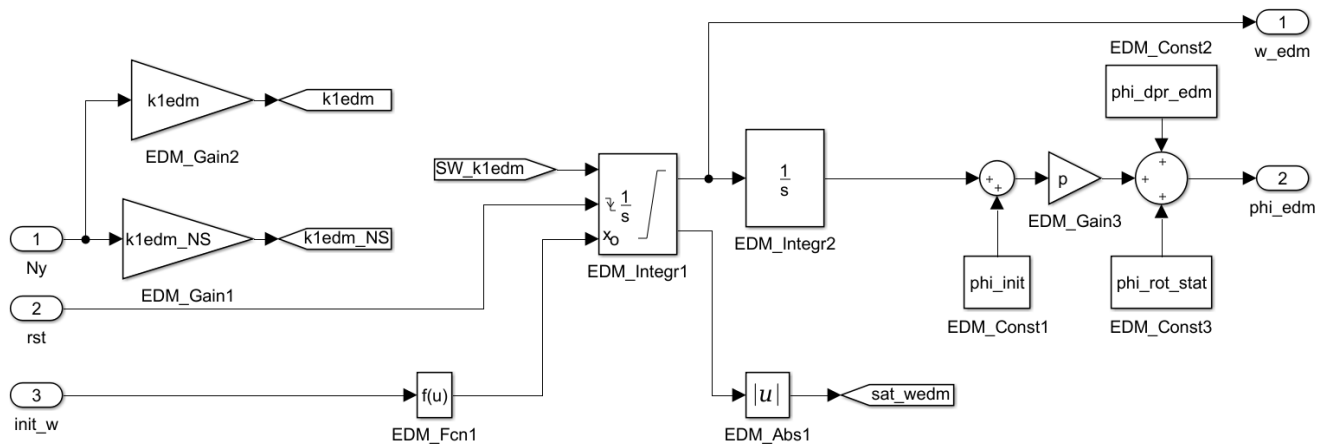


Рисунок 3.25 – Структура имитационной модели блока «EDM»

Здесь

EDM_Gain1...3 – блоки усилителей «Gain»;

EDM_Fcn1 – блоки специальной функции «Fcn», задающей дискретизацию частоты вращения ротора для имитации режима начальной синхронизации прибора при инициализации первого интегратора ЭЦМ;

EDM_Integr1, EDM_Integr2 – интеграторы ЭЦМ «Integrator»;

EDM_abs1 – блок определения модуля числа «Abs»;

EDM_Const1...3 – блоки задания констант «Constant».

1-3 – входные и выходные порты «Port» подсистем.

3.1.5 Имитационная математическая модель корректирующего устройства контуров фазовой синхронизации

Имитационная модель корректирующего устройства (рисунки 3.26, 3.27) представляет собой два ПД-регулятора (состоят из пропорционального, инерционного и форсирующих звеньев) для основного контура управления и контура начальной синхронизации, подключением которых согласно логике, описанной в п. 2.1, управляет устройство коммутации контуров (п. 0)

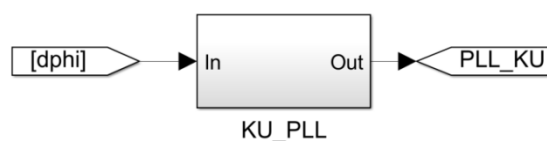


Рисунок 3.26 – Графическое представление подсистемы KU_PLL, реализующей корректирующие устройства для контуров фазовой синхронизации

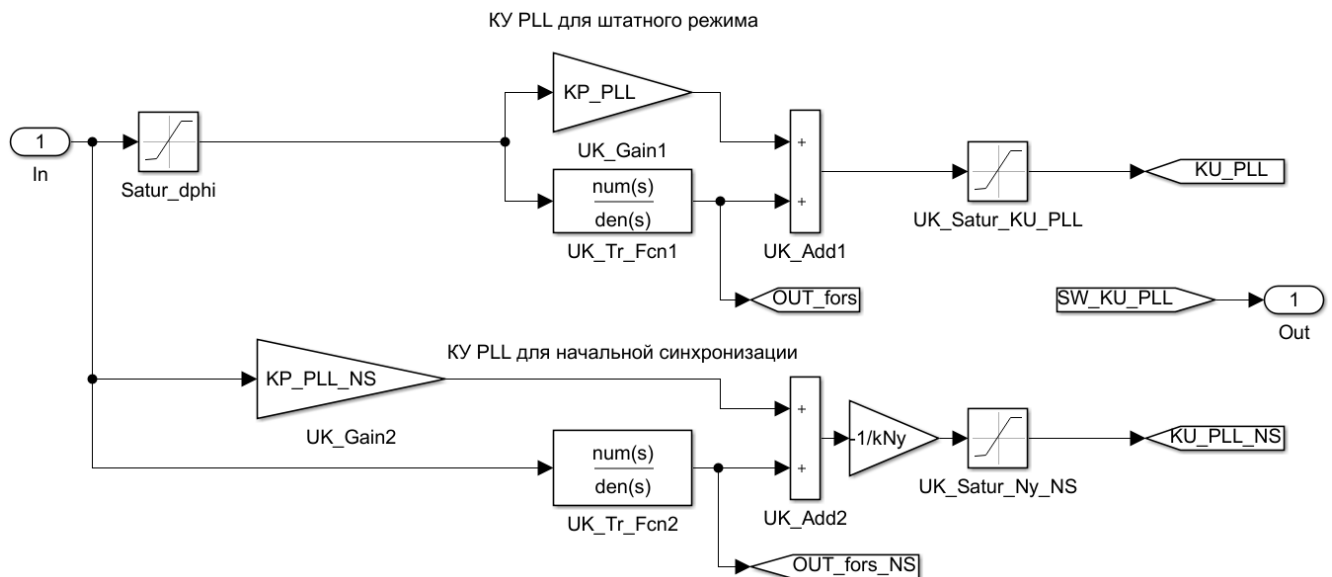


Рисунок 3.27 – Структура имитационной модели блока «KU_PLL»

Здесь

Satur_dphi, Satur_KU_PLL, Satur_Ny_NS – блоки ограничения амплитуды «Saturation»;

UK_Gain1, UK_Gain1 – блоки усилителей «Gain»;

UK_Tr_Fcn1, UK_Tr_Fcn1 – блоки передаточных функций «Transfer Fcn»;

UK_Add1, UK_Add2 – блоки сумматоров «Adder»;

1 – входные и выходные порты «Port» подсистем.

3.1.6 Имитационная математическая модель устройства коммутации контуров

Имитационная модель устройства коммутации контуров (рисунки 3.28, 3.29) представлена набором определенных логических условий и ключей, позволяющих осуществлять начальную синхронизацию, в определенные моменты изменять структуру всей системы, трассировку сигналов и коэффициенты корректирующих устройств согласно логике, описанной в п. 2.1. и выражениям (3.11).

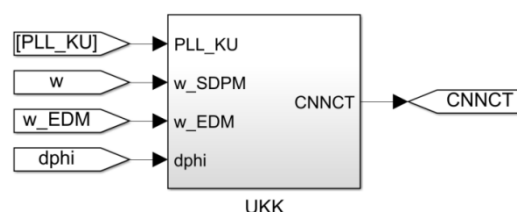


Рисунок 3.28 – Графическое представление подсистемы UKK, реализующей корректирующие устройства для контуров фазовой синхронизации

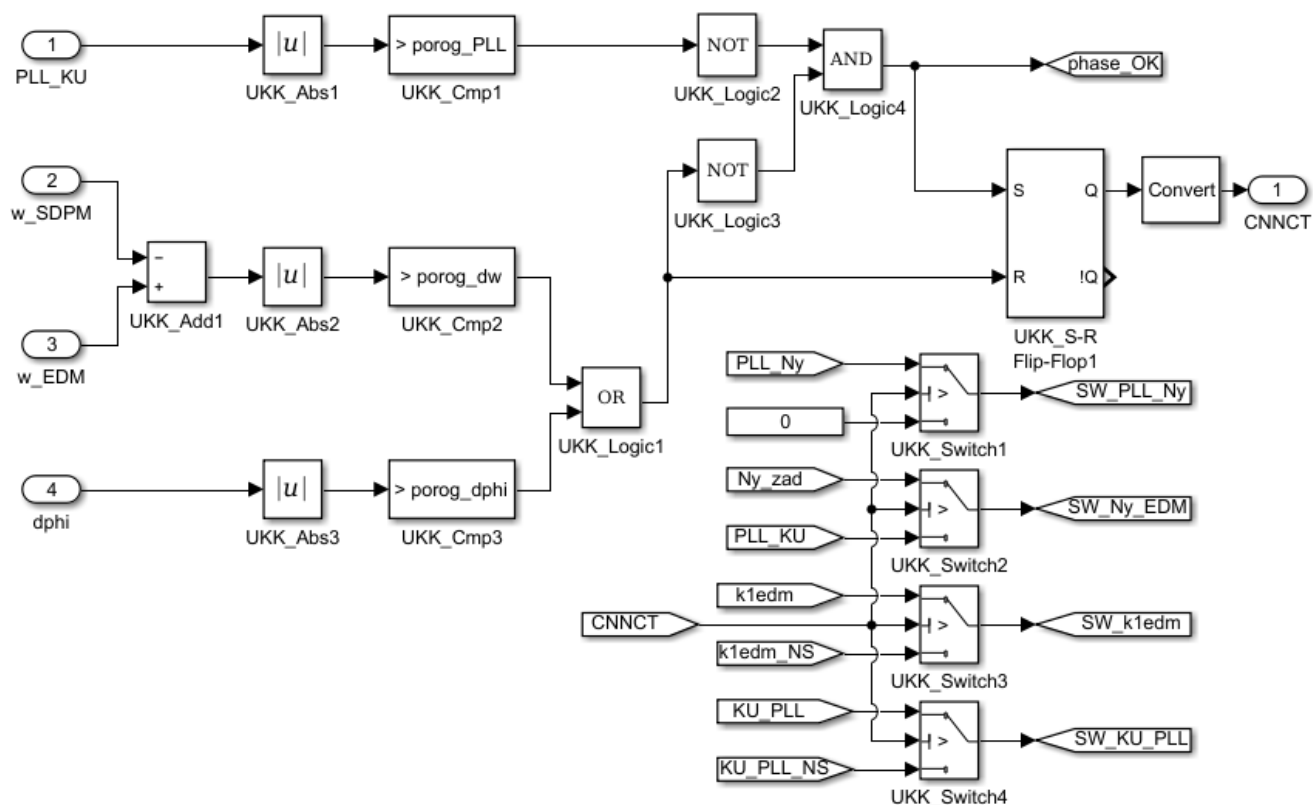


Рисунок 3.29 – Структура имитационной модели блока «UKK»

Здесь

UKK_Add1 – блок сумматора «Adder»;

UKK_abs1...3 – блоки определения модуля числа «Abs»;

UKK_Cmp1...3 – блоки компараторов «Compare To Constant»;

UKK_Logic1...4 – блоки логических функций «Logical Operator»;

UKK_Del1 – блок формирователей временной задержки для однозначного окончания переходного процесса контура начальной синхронизации «On delay»;

UKK_S-R Flip-Flop1 – триггер формирования управляющего сигнала «CNNCT» замыкания основного контура управления УДМ «S-R Flip-Flop»;

UKK_Switch1...4 – ключи для коммутации сигналов «Switch»;

Convert – блоки конвертации типов сигналов «Data Type Conversion»;

1-4 – входные и выходные порты «Port» подсистем.

$$\left\{ \begin{array}{l}
UKK_Logic1(t) = |\omega_EDM(t) - \omega_SDPM(t)| < por_d\omega \vee |d\varphi(t)| < por_d\varphi; \\
\text{если } \left((|PLL_KU(t)| < por_PLL) \wedge UKK_Logic1 \right), \text{ то } CNNCT(t) = 1; \\
\text{иначе если } (UKK_Logic1(t) = 1), \text{ то } CNNCT(t) = 0; \\
\text{если } (CNNCT(t) = 1), \text{ то } \left\{ \begin{array}{l}
SW_PLL_Ny(t) = PLL_Ny(t); \\
SW_Ny_EDM(t) = Ny_zad(t); \\
SW_k1edm(t) = k1edm; \\
SW_KU_PLL(t) = KU_PLL(t);
\end{array} \right. \\
\text{иначе } \left\{ \begin{array}{l}
SW_PLL_Ny(t) = 0; \\
SW_Ny_EDM(t) = PLL_KU(t); \\
SW_k1edm(t) = k1edm_NS; \\
SW_KU_PLL(t) = KU_PLL_NS(t),
\end{array} \right.
\end{array} \right. \quad (3.11)$$

где UKK_Logic1 – выход блока логической функции;
 $\omega_EDM(t)$ – выходная частота ЭЦМ;
 $\omega_SDPM(t)$ – частота вращения вала электродвигателя;
 $por_d\omega$ – пороговое значение разницы по частоте;
 $d\varphi(t)$ – фазовое рассогласование между ЭЦМ и СДПМ;
 $por_d\varphi$ – пороговое значение фазового рассогласования между ЭЦМ и СДПМ;
 $PLL_KU(t)$ – выход блока корректирующего устройства контуров ФАПЧ;
 por_PLL – пороговое значение выходного сигнала корректирующего устройства контура ФАПЧ;

$CNNCT(t)$ – сигнал управления ключами, коммутирующими контуры, при $CNNCT(t) = 0$ контур управления СДПМ разомкнут, замкнут контур начальной синхронизации; при $CNNCT(t) = 1$ контур управления СДПМ замкнут, контур начальной синхронизации разомкнут;

$SW_PLL_Ny(t)$ – выход ключа, коммутирующего сигнал управления РТ;

$PLL_Ny(t)$ – суммарный сигнал задания для инверторов от корректирующего устройства и безынерционной составляющей, пропорциональной коду управления;

$SW_Ny_EDM(t)$ – выход ключа, коммутирующего входной сигнал ЭЦМ;

$Ny_zad(t)$ – заданный код управления;

$SW_k1edm(t)$ – выход ключа, изменяющего коэффициент усиления первого интегратора ЭЦМ;

$k1edm$ – коэффициент усиления первого интегратора ЭЦМ при $CNNCT(t) = 1$;

$SW_KU_PLL(t)$ – выход ключа, коммутирующего сигналы корр. устройства;

$KU_PLL(t)$ – выход корректирующего устройства, работающего при $CNNCT(t) = 1$;

$k1edm_NS$ – коэффициент усиления первого интегратора ЭЦМ при $CNNCT(t) = 0$;

$KU_PLL_NS(t)$ – выход корректирующего устройства, работающего при $CNNCT(t) = 0$.

3.1.7 Полная имитационная математическая модель трехконтурной системы управления УДМ с фазовой синхронизацией

Полная структура имитационной модели УДМ (рис. 3.30) с новой системой управления синтезирована на основе выкладок и структурных звеньев, описанных в 3.1.1–3.1.6. Скрипт для настройки модели представлен в Приложении 2.

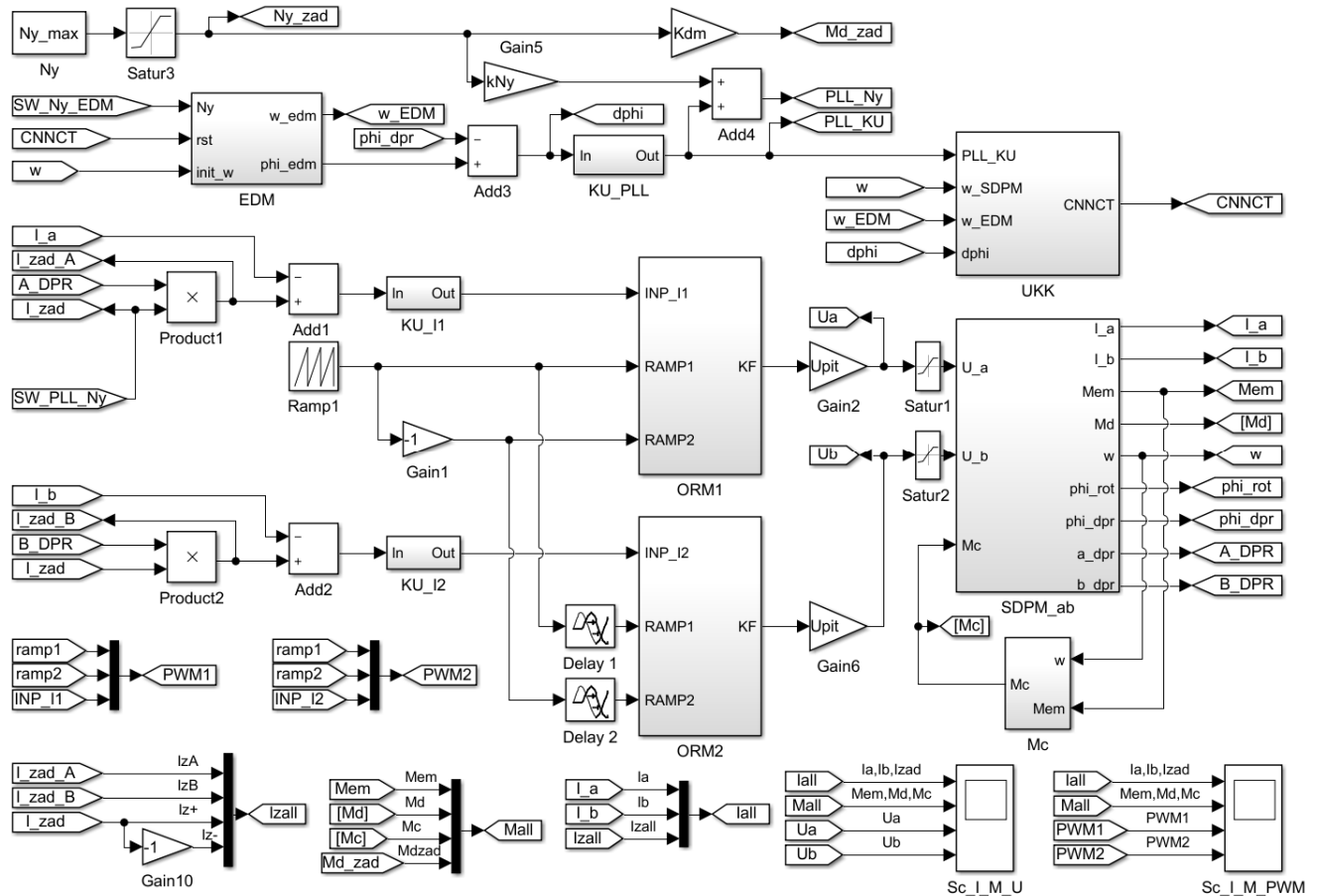


Рисунок 3.30 – Полная структура имитационной модели УДМ

Данная модель позволяет проводить исчерпывающий анализ работы УДМ, включая отработку задающих и возмущающих воздействий, переходные процессы, частотные характеристики, режимы начальной синхронизации, насыщения, разгрузки, выхода из синхронизма с ЭЦМ, трогания, выхода электродвигателя на естественную характеристику, нештатные и аварийные ситуации. Представленная модель также может быть использована при проектировании и анализе работы всей СОиС КА в целом.

Здесь

Ny – константа, задающая код управления «Constant»;

Satur1...3 – блоки ограничения амплитуды «Saturation»;

EDM – подсистема имитационной модели ЭЦМ (п. 3.1.4);

Add1...4 – блок сумматора «Adder»;

Gain1, 2, 5, 6, 10, 11 – блоки усилителей «Gain»;

KU_PLL – подсистема имитационной модели корректирующего устройства для контуров фазовой синхронизации (п. 3.1.5);

UKK – подсистема имитационной модели устройства коммутации контуров (п. 3.1.6);

Ramp1 – генератор пилообразного развертывающего напряжения «Repeating Sequence»;

Product1, Product2 – блоки умножения «Product»;


KU_I1, KU_I2 – подсистемы корректирующих устройств контуров регулирования тока (п. 3.1.2);

ORM1, ORM2 – подсистемы имитационных моделей блоков ШИМ типа OPM (п. 3.1.2);

Delay1, Delay2 – блоки фазового сдвига между развертывающими напряжениями инверторов «Transport Delay»;

SDPM_ab – подсистема имитационной модели синхронного двухфазного двигателя с постоянными магнитами (п. 3.1.1)

Mc – подсистема имитационной модели момента сопротивления УДМ (п. 3.1.3);

символом  представлены элементы «Goto» и «From» с соответствующими тэгами внутри символов, упрощающие трассировку и визуализацию цепей сигналов [131-134];

Sc_I_M_U, Sc_I_M_PWM – блоки фиксации временных диаграмм «Score».

Имитационная математическая модель УДМ путем многочисленных вычислений с применением метода последовательного перебора коэффициентов, параметров и пределов была отлажена и настроена для отображения характеристик, наиболее полно отражающих режимы работы реальных приборов ДМ2 (использованы характеристики, усредненные по внушительному объему экспериментальных статистических данных, полученных при настройке, лабораторных, предъявительских и прямо-сдаточных испытаниях опытных и

экспериментальных приборов ДМ2). Выбраны значения с учетом их практической реализуемости с помощью микроэлектронных цифровых вычислительных устройств с ориентированием исключительно на отечественную компонентную базу, которую можно применить в условиях космического пространства с заданными техническими и эксплуатационными требованиями.

3.2 Результаты моделирования

В качестве справочной информации следует отметить, что в результате идентичных по времени запусков симуляции модели УДМ (5 секунд работы прибора) с линейным и дискретным представлениями ЭЦМ и КУ контуров фазовой синхронизации на одной и той же вычислительной машине (ЦП Intel Core i7-2600K 5,1 ГГц; материнская плата ASUS P8P67 PRO, ГПУ NVIDIA GeForce GTX 570, ОЗУ DDR3 1600 МГц 32 Гб; SSD 250 Гб для ОС Windows 10 Pro и отдельным SSD для файла подкачки 500 GB) была выявлена следующая зависимость: при прочих равных условиях в первом случае (линейный вариант) время моделирования составило 35 минут, во втором (дискретный вариант) – 8 часов 46 минут, что в 15 раз дольше. При этом итоговый результат по точности вычисленных значений частоты вращения маховика, углового положения ротора, токов и моментов УДМ отличается менее, чем на 0,0001 %; существенные отличия по форме и характеру сигналов не зафиксированы (рис. П2.1, П2.2). Исходя из этого, большинство вычислений проведены на модели УДМ с линейным представлением ЭЦМ и КУ контуров фазовой синхронизации. Для получения временных диаграмм, приведенных в основном тексте диссертационной работы и в ее приложениях использованы четыре вычислительные машины с параметрами, подобными машине, представленной выше, для получения, построения и масштабирования временных диаграмм обработано не менее 30 Тб данных.

Погрешность стабилизации частоты вращения УДМ при $N_y=0$ или в режиме ограничения частоты вращения (насыщение ЭМИО) составляет по результатам моделирования и экспериментальным данным реальных приборов не более

0,001 % при переходном процессе смены кода управления и стремится к нулю (так как система астатическая второго порядка) в установившемся режиме, что доказывают диаграммы, представленные на рисунке П2.3.

На рисунках П2.4, П2.5 представлены результаты моделирования работы прибора ДМ2 с номинальными моментами ± 50 мН·м при начальной синхронизации с частотой вращения маховика (480 рад/с). Начальная синхронизация осуществляется за время в пределах одной секунды ($\sim 0,8$ с, что соответствует аналогичному процессу на рисунке реального прибора ДМ2), после чего замыкается основной контур управления и система управления путем регулирования тока в фазах двигателя компенсирует текущий момент сопротивления для стабилизации динамического момента на нулевом уровне. Установление динамического момента имеет вид апериодического переходного процесса второго порядка. Перерегулирование находится в пределах 30%. Время переходного процесса не превышает 0,5 с, постоянная времени эквивалентного апериодического звена не более 170 мс. С 3-ей по 10 секунду и с 17-ой по 20 секунду отрабатывает номинальный динамический момент 50 мН·м. С 10-ой по 17-ю секунду формирует номинальный динамический момент -50 мН·м, рекупируя энергию в питающую сеть за счет генераторного режима при торможении, что видно по превышению тока в фазах двигателя над сигналом задания по току.

Рисунок П2.6 иллюстрирует процесс начальной синхронизации при частоте вращения маховика 480 рад/с, токи в фазах двигателя, моменты и ШИМ-сигналы для обеих фаз двигателя в режимах торможения на выбеге и стабилизации нулевого момента. Характер процессов аналогичен вышеописанным.

На рисунке П2.7 более детально представлена динамика начальной синхронизации с последующим формированием номинального динамического момента 50 мН·м при отключенном безинерционном управлении по возмущению, т. е. только за счет контура фазовой синхронизации без основного сигнала задания по току. Установление динамического момента имеет вид апериодического переходного процесса второго порядка. Перерегулирование находится в пределах 30%. Время переходного процесса не превышает 0,5 с,

постоянная времени эквивалентного апериодического звена не более 170 мс, что соответствует аналогичным характеристикам реального прибора ДМ2 и повторяет форму осциллограммы, представленной на рисунке 4.19 с точностью до 5 %. Более наглядно различие в динамике системы при различных ее конфигурациях можно отследить по рисункам П2.8, П2.9.

На рисунках П2.10–П2.14 представлена динамика работы регуляторов тока при изменении момента с 0 до 50 мН·м, с +50 до -50 мН·м и наоборот, приведены импульсные последовательности прикладываемых к фазам напряжений для формирования квазисинусоидальных токов. Динамика регуляторов тока также представлена в виде апериодического переходного процесса второго порядка. Перерегулирование находится в пределах 10%. Время переходного процесса не превышает 400 мкс, постоянная времени эквивалентного апериодического звена не более 120 мкс, что соответствует аналогичным характеристикам реального прибора ДМ2 (рисунки 4.20-4.22). Фазовые сдвиги не более 10 электрических градусов между заданным и формируемым током в фазах обусловлены наличием фильтров в корректирующем устройстве и не приводят к существенному снижению КПД двигателя ($\sin(90^\circ)=1$, $\sin(80^\circ)=0,9848$), обеспечивая при этом требуемые характеристики по устойчивости системы и показателями качества динамики.

На рисунке П2.15 приведены полный цикл разгонов и торможений с номинальными динамическими моментами ± 50 мН·м во всем диапазоне рабочих частот вращения маховика. Время разгона от 0 до 2 Н·м·с при номинальном динамическом моменте составляет 40 с. Момент сопротивления компенсируется системой управления во всем рабочем диапазоне, позволяя добиться линейности характеристики динамического момента. При переходе через нулевую частоту вращения имеется всплеск динамического момента, обусловленный прохождением точки сингулярности, вызванной действием момента трогания. Максимальная потребляемая от 16 В источника мощность составляет 40 Вт, рекуперированная мощность достигает величины 11 Вт (доступна для дальнейшего использования в бортовой питающей сети). Данные цифры соответствуют реальной мощности ДМ2 с точностью не хуже 5 %.

Рисунок П2.16 отражает работу прибора при кусочно-постоянном линейно изменяющемся коде управления с дискретом 50 при нулевой начальной частоте вращения маховика. За первые 0,7 с моделирования осуществляется начальная синхронизация, на 1-ой секунде подается код управления, двигатель преодолевает момент трогания и начинает вращаться, коды управления увеличиваются до определенного значения и с 3-ей секунды начинают уменьшаться с тем же дискретом, но в два раза чаще. Примерно на 6,4 с происходит переход через нулевую частоту вращения, маховик реверсируется и продолжает разгон в другую сторону. На 9-ой секунде меняется знак частота приращения кода управления в 5 раз относительно первоначальной. На рисунке П2.17 представлена подобная ситуация с реверсами прибора при синусоидальном изменении кода управления с дискретом 1 до максимальной амплитуды ± 50 при нулевой начальной частоте вращения. Отчетливо прослеживается влияние момента трогания при реверсах, наблюдается перерегулирование и кратковременное «залипание» ротора (не более 0,3 с), система управления успешно компенсирует данную нелинейность и позволяет добиться по интегральному значению требуемой величины заданного динамического момента. На рисунке П2.18 представлена аналогичная ситуация при номинальной частоте вращения маховика 481 рад/с. За время не более 0,7 с происходит начальная синхронизация и затем двигатель отрабатывает заданное синусоидальное воздействие. Видно, что с увеличением частоты вращения возрастают колебания токов и моментов вследствие увеличения противо-ЭДС и необходимостью увеличения времени открытого состояния ключей для формирования токов, необходимых для формирования заданного динамического момента. Данные пульсации момента определяются частотой коммутации ключей, которая в случае с ДМ2 составляет 40 кГц, однако их влияние пренебрежимо мало вследствие инерционности маховика и самого КА в целом, поэтому при анализе возмущающих моментов эта составляющая обычно опускается.

Рисунок П2.19 позволяет исследовать внутренний процесс разгрузки ЭМИО, используя соответствующую команду. Первые 0,7 с занимает начальная синхронизация, до 2-ой секунды частота вращения (~ 53 рад/с) стабилизируется и,

начиная с 2-ой секунды подается команда разгрузки, двигатель с номинальным моментом тормозится до нулевой частоты вращения с динамикой, определяемой работой только контура фазовой синхронизации. С 8-ой до 9,5 с двигатель разгоняется в противоположную сторону с номинальным моментом и с 9,5 с также подается команда разгрузки, после остановки маховик неподвижен, система управления удерживает текущее угловое положение, определяемое ЭЦМ.

На рисунках П2.20–П2.24 приведены временные диаграммы трогания маховика из неподвижного состояния при малых кодах управления ($M_{тр}=2,4$ мН·м выбран для моделирования как худший случай, на практике обычно значительно ниже). Более подробно физические процессы и их математическое описание при трогании маховика описаны в пп. 1.5, 3.1.3. Полученные диаграммы представляют особенную ценность, т.к. позволяют исследовать характер поведения прибора с новой системой управления в области нулевой частоты вращения, что в реальных условиях с настоящим прибором сделать практически невозможно ввиду отсутствия на текущее время измерителей столь малых динамических моментов (порядок $2,5 \cdot 10^{-5}$ Н·м). Исходя из этих диаграмм можно сделать вывод, что система преодолевает момент трогания с динамикой контура фазовой синхронизации, причем время начала движения обратно пропорционально заданному малому коду управления и в худшем случае составляет не более 2,5 с. Примечательно, что по интегральному значению за время действия кода управления формируемый момент имеет требуемое значение, т.е. к корпусу КА в итоге прикладывается заданный управляющий момент без необходимости компенсации сингулярности моментной характеристики УДМ в бортовой системе управления движением КА за счет использования акселерометров и звездных датчиков.

Динамика работы контуров фазовой синхронизации, как и различные режимы работы УДМ в целом соответствует тем же параметрам реального электропривода ДМ2 с точностью не хуже 5%.

Синтезированная математическая модель трехконтурной системы управления УДМ является удобным и гибким средством отладки и анализа уже существующих и вновь разрабатываемых приборов.

3.3 Частотный анализ системы управления УДМ.

На основе ранее изложенного материала и материала, представленного в [135-138] была составлена обобщенная структурная схема (рис. 3.31) электромеханической системы (ЭМС), основными выходными параметрами которой являются кинетический и динамический моменты.

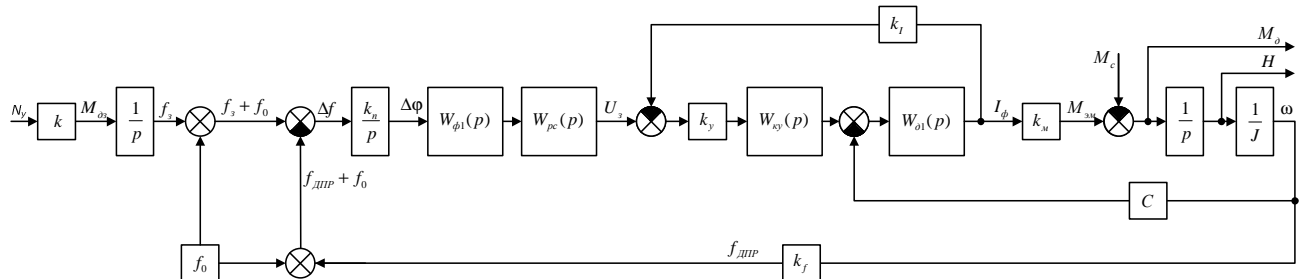


Рисунок 3.31 – Структурная схема разработанной электромеханической системы.

Здесь на вход системы подается код управления N_y , далее этот код становится заданием по динамическому моменту $M_{\partial z}$, проходя через звено с коэффициентом k . Интегрирование динамического момента дает заданную частоту, которая складывается с опорной. На выходе следующего сумматора получается разница между заданной и реальной частотами. Эта величина интегрируется и получается разность фаз. Сумматор, определяющий разность частот и следующий за ним интегратор моделируют работу импульсного частотно-фазового дискриминатора. Так как выход реального ИЧФД представляет собой импульсную последовательность, то в модель необходимо ввести звено с передаточной функцией RC-фильтра

$$W_{\phi 1}(p) = \frac{1}{T_{\phi 1}p + 1} \quad (3.12)$$

Для того, чтобы система была устойчивой, далее вводится корректирующее устройство - регулятор скорости с передаточной функцией

$$W_{pc}(p) = k_{pc2}p + k_{pc1} \quad (3.13)$$

Сигнал с выхода регулятора скорости является задающим для контура регулирования фазного тока двигателя с коэффициентом усиления k_y и корректирующим устройством

$$W_{\kappa y}(p) = \frac{\tau_{\kappa y} p + 1}{T_{\kappa y} p} \quad (3.14)$$

$$\text{Звено } W_{o1}(p) = \frac{\frac{1}{R} p + 1}{\frac{L}{R} p + 1} \quad (3.15)$$

отражает процессы в электрической части двигателя, на выходе этого звена - фазный ток двигателя. Обратная связь по току осуществляется через коэффициент датчика тока k_I . Фазный ток двигателя преобразуется в электромагнитный момент с помощью коэффициента пропорциональности k_M . При вычитании из электромагнитного момента $M_{эм}$ момента сопротивления M_c получается искомая величина динамического момента M_o . После интегрирования динамического момента получается сигнал кинетического момента H . Так как $H = J\omega$, то для получения угловой скорости кинетический момент необходимо домножить на $\frac{1}{J}$.

Пропорциональное звено с коэффициентом C (электромашина постоянная) определяет значение противо-ЭДС двигателя. Угловая скорость двигателя преобразуется в линейную частоту сигналов ДПР с учетом количества пар полюсов двигателя, что определяется звеном с коэффициентом k_f . Частота с ДПР $f_{ДПР}$ суммируется с опорной частотой и поступает со отрицательным знаком на сумматор ИЧФД.

Для проведения частотного анализа схему, приведенную на рис. 3.31 необходимо минимизировать. Примем, что момент сопротивления пропорционален скорости вращения через коэффициент k_c , введем его через обратную связь. На модели не обязательно суммировать заданную и реальные частоты с опорной частотой, так как разница между ними не изменится (это важно лишь в реальном устройстве, где приходится выделять постоянную составляющую из импульсной последовательности на выходе ИЧФД), поэтому исключим сумматоры и опорную частоту из схемы (рис. 3.32).

Используя правила преобразования структурных схем [135-138], проведем манипуляции с исходной схемой на рис. 3.31.

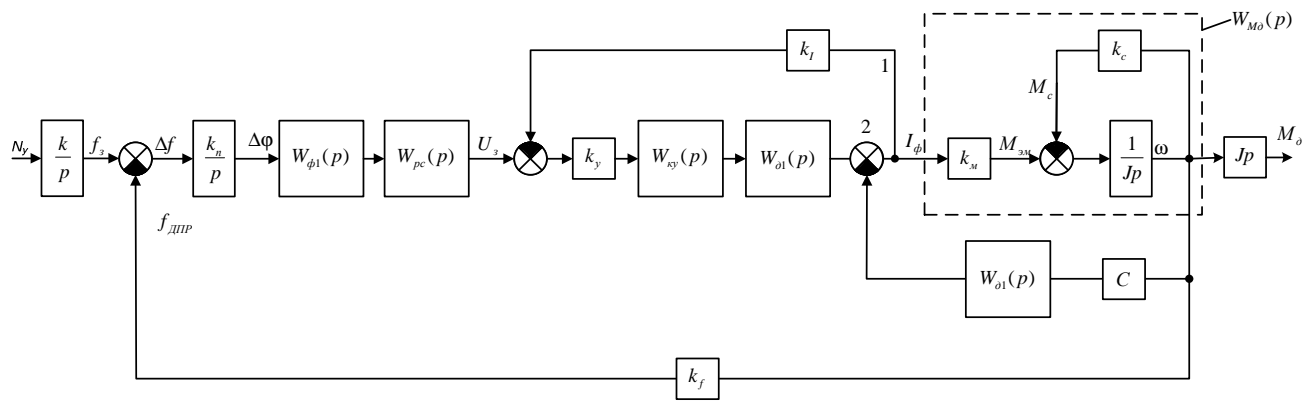


Рисунок 3.32 – Упрощение структурной схемы 1.

На рис. 3.32 блок, выделенный пунктирной линией, можно описать передаточной функцией:

$$W_{M\theta}(p) = \frac{k_M}{Jp \left(1 + \frac{k_c}{Jp} \right)}. \quad (3.16)$$

При переносе цепи 1 на рис. 3.32 влево через сумматор 2 получим следующую структурную схему:

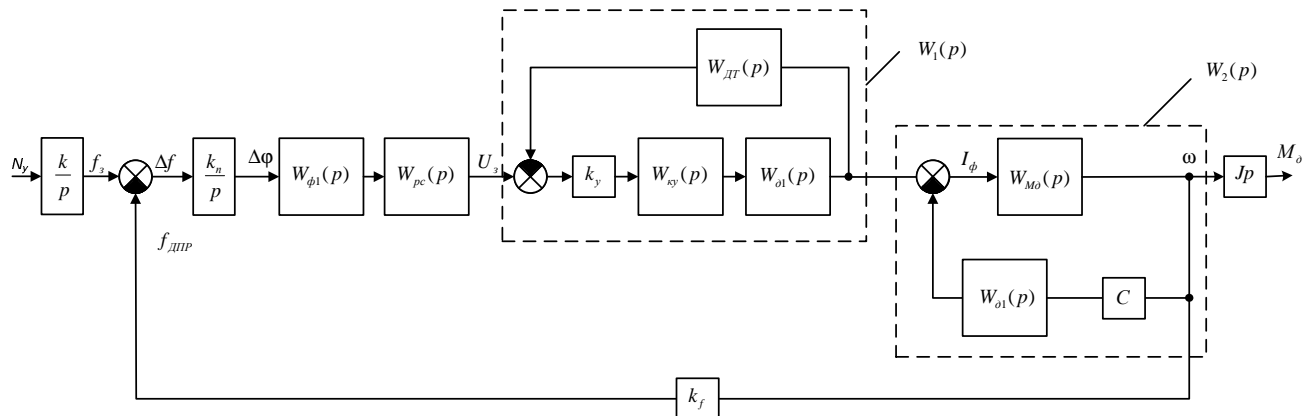


Рисунок 3.33 – Упрощение структурной схемы 2.

$$\text{где } W_{DT}(p) = \frac{k_I}{1 + W_{M\theta}(p) \cdot C \cdot W_{o1}(p)}; \quad (3.17)$$

$$W_1(p) = \frac{k_y \cdot W_{cy}(p) \cdot W_{o1}(p)}{1 + W_{DT}(p) \cdot k_y \cdot W_{cy}(p) \cdot W_{o1}(p)}; \quad (3.18)$$

$$W_2(p) = \frac{W_{M\theta}(p)}{1 + C \cdot W_{M\theta}(p) \cdot W_{o1}(p)}. \quad (3.19)$$

Таким образом, минимизированная структурная схема будет выглядеть следующим образом:

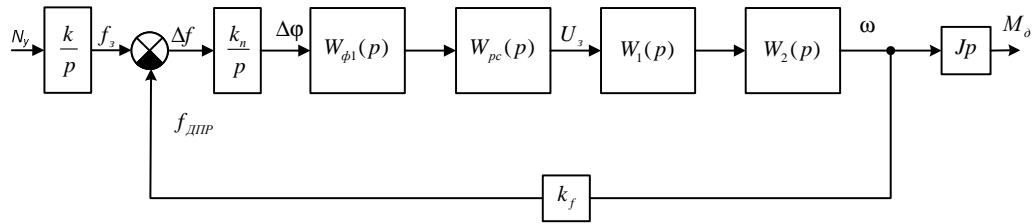


Рисунок 3.34 – Минимизированная структурная схема для частотного анализа.

Исходя из рис. 3.34 и на основе формул (3.12-3.19) составим передаточные функции, характеризующие полученную систему.

Передаточная функция разомкнутой системы по задающему воздействию:

$$W_{pg}(p) = \frac{k_n}{p} \cdot W_{\phi 1}(p) \cdot W_{pc}(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p); \quad (3.20)$$

Передаточная функция разомкнутой цепи:

$$W_{pc}(p) = \frac{k_n \cdot k_f}{p} \cdot W_{\phi 1}(p) \cdot W_{pc}(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p). \quad (3.21)$$

Передаточная функция замкнутой системы по задающему воздействию:

$$W_{pc}(p) = \frac{W_{pg}(p)}{1 + W_{pc}(p)} = \frac{B(p)}{A(p)}. \quad (3.22)$$

Передаточные функции системы по возмущающему воздействию не приводятся, так как для нее возмущением является момент сопротивления, но в начале мы условились, что он линейно нарастает с частотой и включили его в состав звена $W_{M_o}(p)$.

С помощью пакета MathCAD 14 построим логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) и логарифмическую фазо-частотную характеристику (ЛФЧХ) (рис. 3.35) разомкнутой цепи по формулам $G(\omega) = 20 \cdot \log(|W_{pc}(i \cdot \omega)|)$, $\Phi(\omega) = \arg(W_{pc}(i \cdot \omega))$ соответственно, где $i = \sqrt{-1}$. Для определения устойчивости системы также построим годограф Найквиста (рис. 3.36).

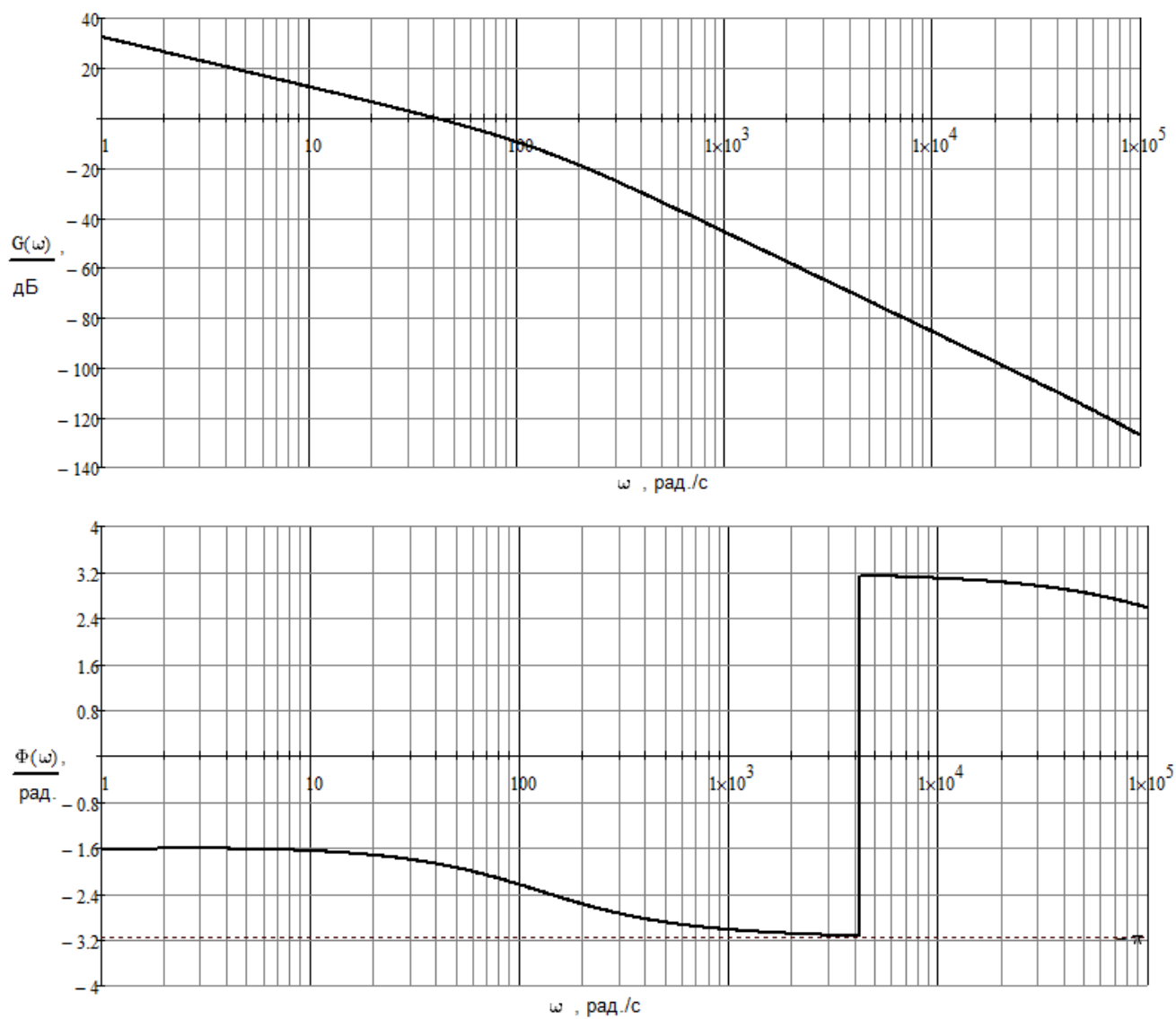


Рисунок 3.35 – ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой цепи.

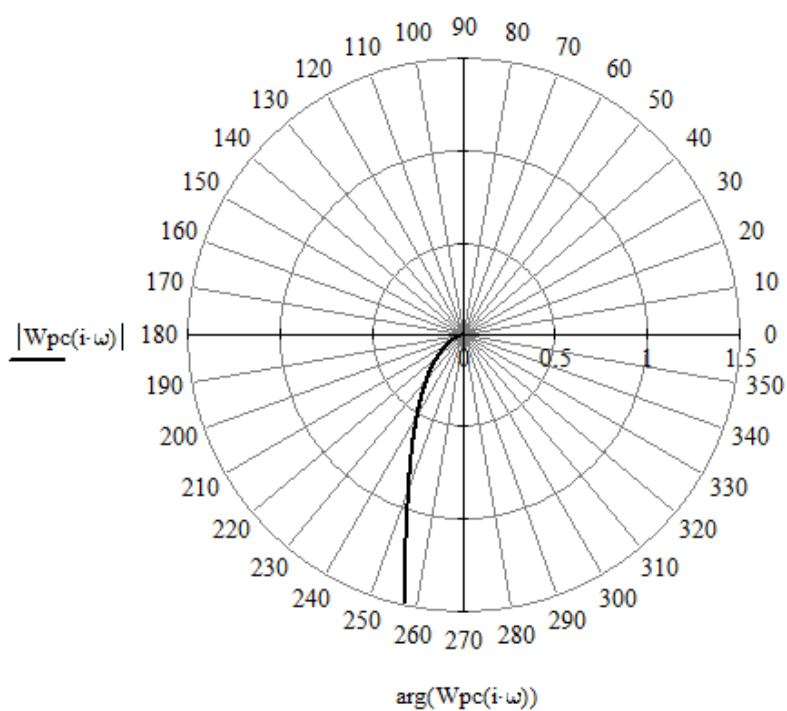


Рисунок 3.36 – Годограф Найквиста

По годографу Найквиста видно, что график не охватывает точку с координатами $(-1,0)$, что свидетельствует об устойчивости системы.

Частота среза $\omega_{cp} = 39.652 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$. ЛФЧХ на частоте переворота фазы $\omega_{-\pi} = 4.183 \cdot 10^3 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ терпит разрыв 1-го рода. Запас устойчивости по амплитуде составляет 70.626 дБ, а по фазе - 72.282° . Выбор оптимального регулятора является отдельной задачей и в данной работе не приводится.

Выводы.

1. Впервые составлена и описана математическая модель электропривода УДМ с фазовой синхронизацией.
2. Впервые внесено уточнение в уже известный математический аппарат в части дополнения характера изменения момента трогания по экспоненциальному закону при «залипании» и после начала движения ротора электродвигателя, позволяющее более детально исследовать процесс начала движения и останова ротора.
3. Синтезированная математическая модель трехконтурной системы управления УДМ является удобным и гибким средством отладки и анализа уже существующих и вновь разрабатываемых приборов.
4. Результаты моделирования сходятся с реальными характеристиками приборов с точностью не хуже 5%, что подтверждает адекватность математической модели в целом, всех ее подсистем и необходимости и достаточности принятых допущений.
5. Упрощенный частотный анализ новой системы управления УДМ подтверждает ее устойчивость и удовлетворяет требования по частотным характеристикам.

Глава 4. Практическая реализация устройства управления динамическим моментом УДМ на основе привода с частотно-фазовой синхронизацией.

4.1 Экспериментальные характеристики ЭЦМ

На временной диаграмме выходной частоты ЭЦМ, снятой с помощью цифрового мультиметра Agilent 34410 (подключенного по порту USB к компьютеру) (рис. 4.1) показано, что темп нарастания частоты (ускорение или локальный угол наклона характеристики) постоянен во время действия определенного кода управления и пропорционален этому коду.

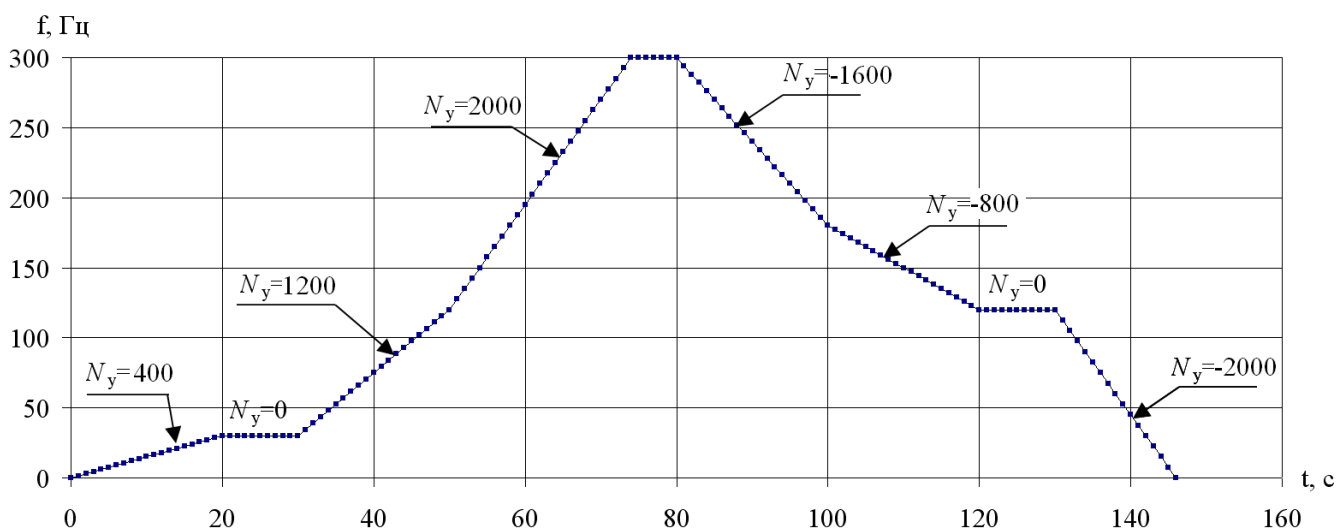


Рисунок 4.1 – Временная диаграмма выходной частоты ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением

На типичной диаграмме выходных сигналов устройства (рис. 4.2, 4.3) приведены различные режимы работы ЭЦМ: разгон, торможение, реверс и разгон в противоположную сторону при малых кодах управления.

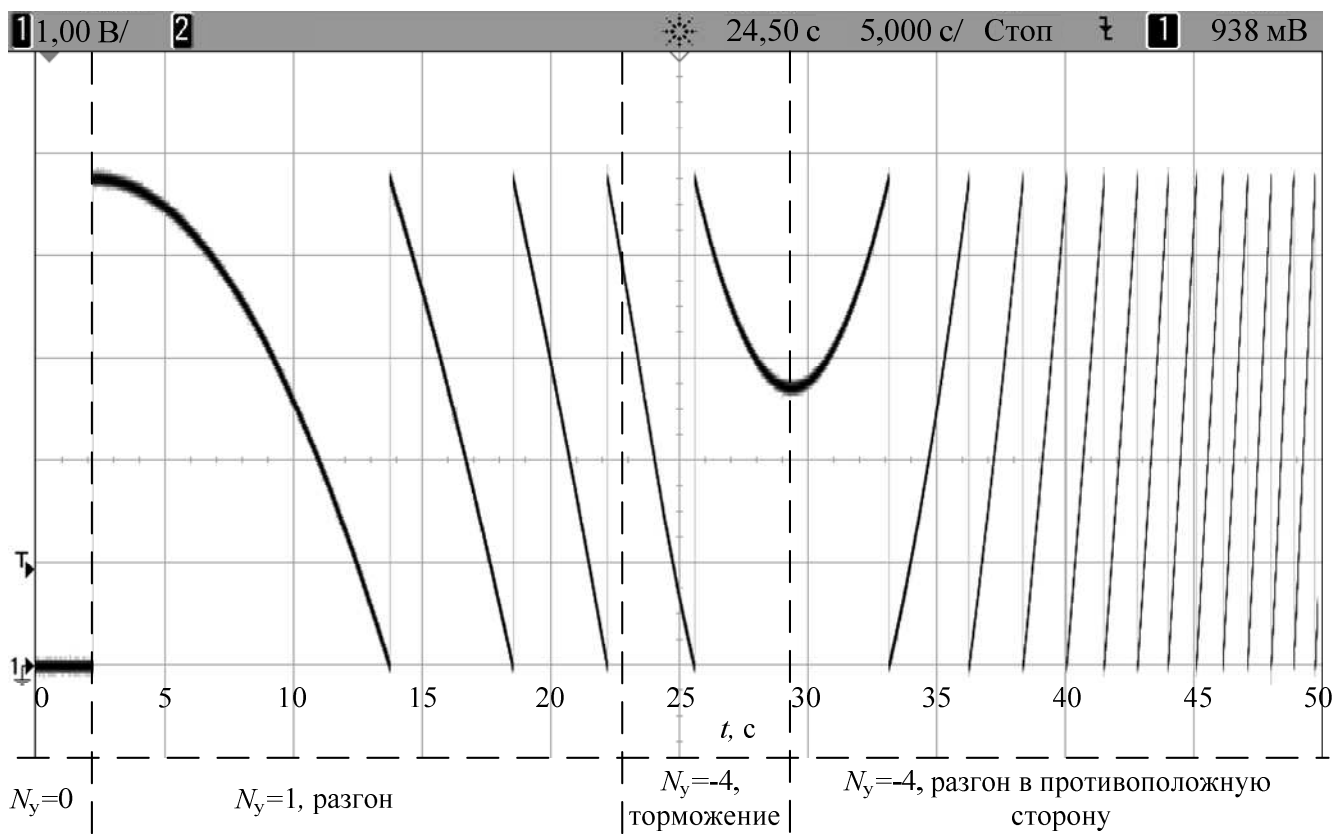


Рисунок 4.2 – Осциллограммы работы ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением

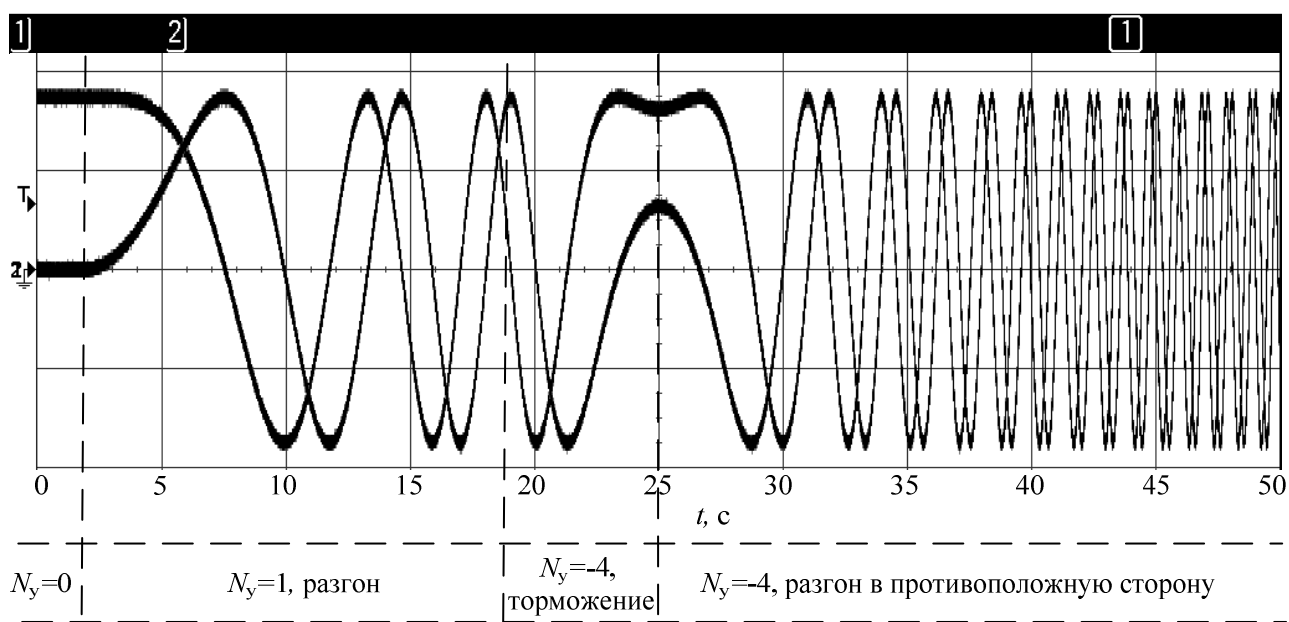


Рисунок 4.3 – Осциллограммы работы ЭЦМ при формировании гармонических сигналов

ЭЦМ изначально проектировалась для двигателя с максимальным кинетическим моментом $2 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ и максимальным динамическим моментом $0,05 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Время разгона в идеальном случае для такого двигателя должно составлять $H / M_{\partial} = 2 / 0,05 = 40 (\text{с})$. Для проверки этого соотношения в ПО ЭЦМ было задано условие сброса в ноль первого интегратора модели по достижении выходной частоты значения 230 Гц (что соответствует частоте 6-полюсного ДПР при

вращении маховика с частотой 76,67 Гц). С помощью цифрового осциллографа MSO7034B было измерено время от момента подачи максимального кода управления $Ny=2000$ до сброса первого интегратора в нулевое значение (рисунок 4.4), которое составило 40,0044 с. Измеренное значение времени разгона до максимальной частоты совпадает с расчетным с точностью 0,011 %. Выходная частота ЭЦМ перед моментом сброса интегратора, судя по курсорным измерения цифрового осциллографа MSO7034B составляет 230,06 Гц (рисунок 4.5). (погрешность 0,033 %). Экспериментальные погрешности включают в себя погрешности осциллографа, фактические же погрешности выходных сигналов интеграторов гораздо ниже.

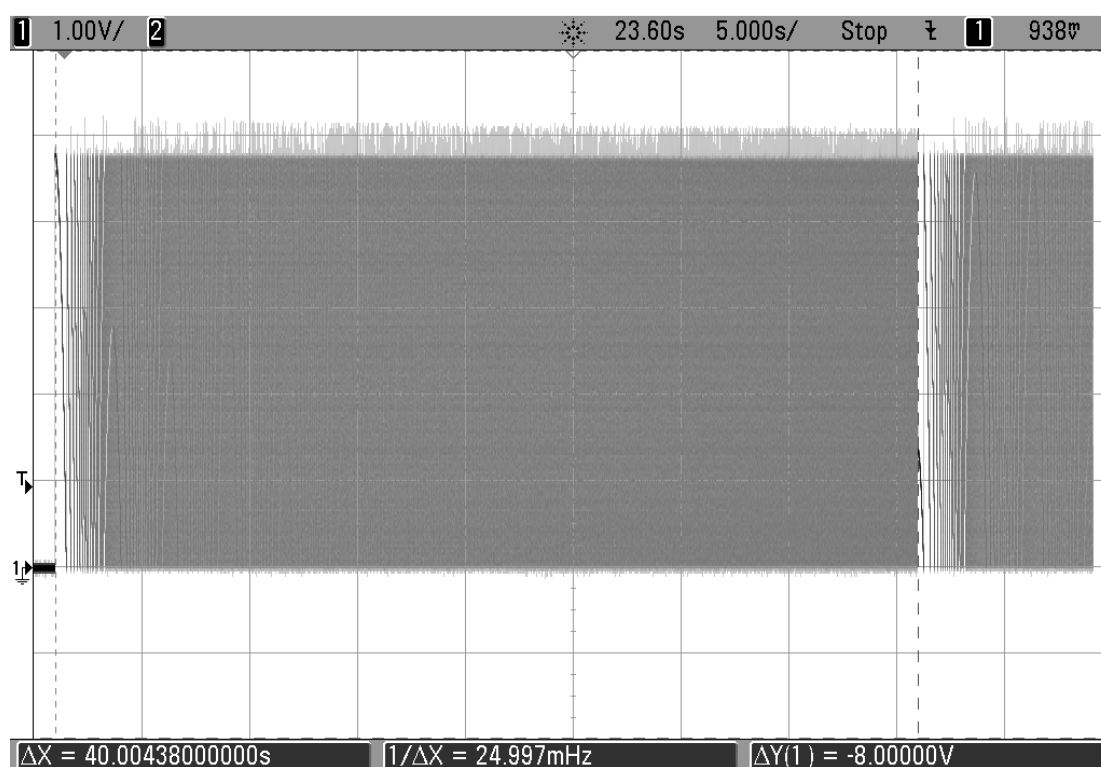


Рисунок 4.4 – Осциллограммы работы ЭЦМ при максимальном управляющем коде $Ny=2000$



Рисунок 4.5 – Осциллограммы работы ЭЦМ при максимальном управляющем коде $N_y=2000$

Экспериментальные исследования ЭЦМ движения ротора-маховика с ускорением подтвердили адекватность разработанных алгоритмов, написанных по ним программ и стабильную работу сконструированного и собранного макета. Достигнутые значения погрешности ускорения и частоты выходного сигнала не превышают 0,1 % и зависят лишь от аппаратных ограничений и могут изменяться в зависимости от разрядности аккумулятора фазы и соотношения тактовых частот внутренних интеграторов ЭЦМ.

4.2 Исследование сдвига кода реального угла относительно заданного при стабилизированной частоте вращения маховика

Двигатель разгонялся до определенной частоты и стабилизировался на ней путем задания нулевого кода управления. Программы и методики испытаний приведены в [139-141]

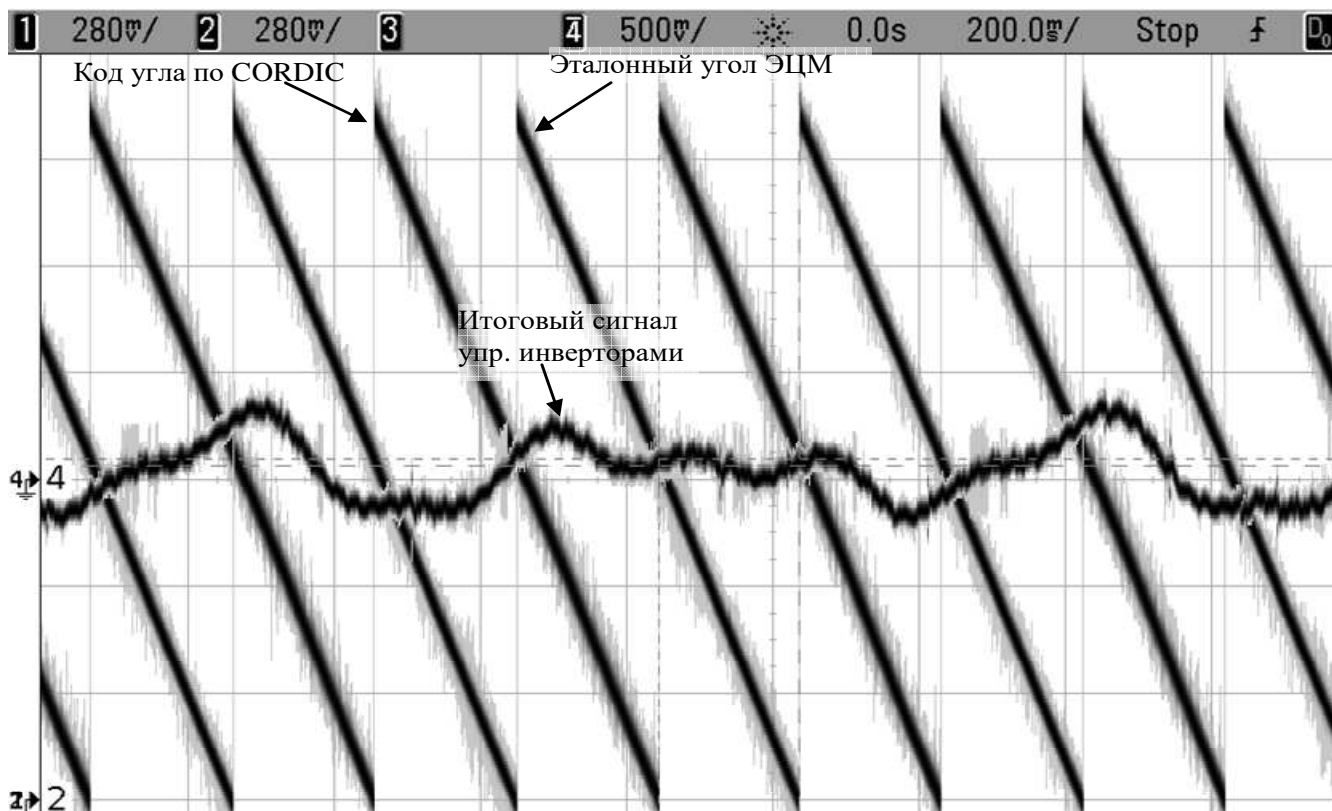


Рисунок 4.6 – Заданный и реальный углы (сдвиг 180 эл.град), итоговый сигнал задания для инверторов, частота $n=50$ об/мин, направление положительное

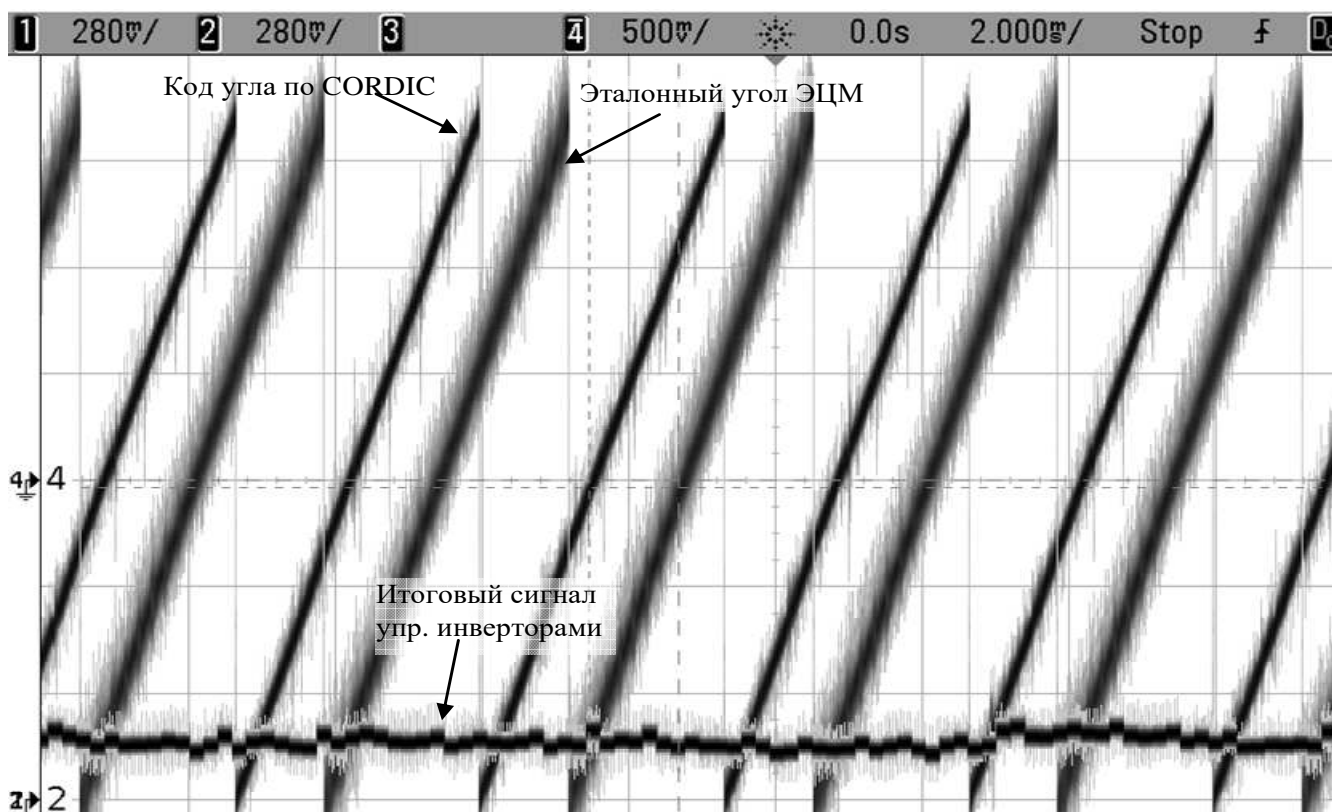


Рисунок 4.7 – Заданный и реальный углы (сдвиг 130 эл. градусов), итоговый сигнал задания для инверторов, частота $n=4600$ об/мин, направление отрицательное

Судя по приведенным диаграммам, пульсации тока имеют периодический характер, форма сигнала задания для инверторов повторяется на малой частоте

вращения через каждые 3 периода ДПР (1 оборот вала двигателя). С ростом частоты вращения уменьшается фазовый сдвиг между кодом реального и заданного углов (растет составляющая тока, требуемая для компенсации момента сопротивления). Время обновления итогового сигнала для инверторов составляет 1 период ИЧФД и варьируется в диапазоне от 190,77 мкс до 221,14 мкс.

4.3 Исследование преобразователя пилообразных частот и ИЧФД

Цифровые 12-разрядные коды реального угла, полученного по CORDIC и эталонного угла, выдаваемого ЭЦМ проходят операцию сложения с кодами опорной 12-разрядной пилы. При этом старший бит результата отбрасывается и получаются две пилы, частоты и фазы которых можно сравнивать с помощью ИЧФД. В макете частота опорной пилы составляла 4,82 кГц. В процессе работы двигателя частота результирующих пил может варьироваться в диапазоне 4820 ± 300 Гц. Для визуального контроля коды результирующих пил подавались на ЦАПы. С помощью цифрового осциллографа MSO7012B были зафиксированы осциллограммы выходных сигналов ЦАПов и входы-выходы ИЧФД.

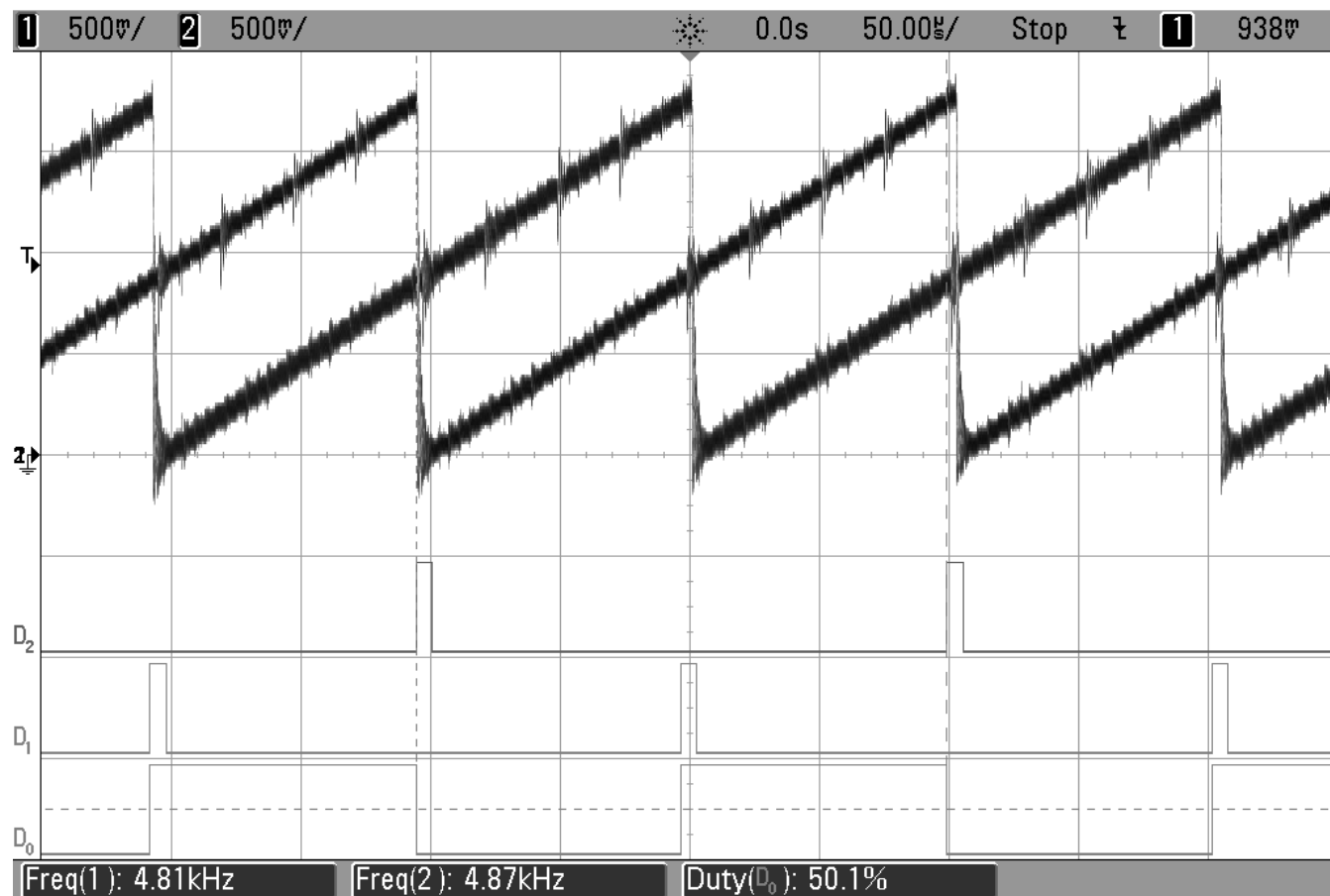


Рисунок 4.8 – Осциллограммы результирующих пил; входы (D1, D2), выход (D0) ИЧФД при $\gamma=50,1\%$

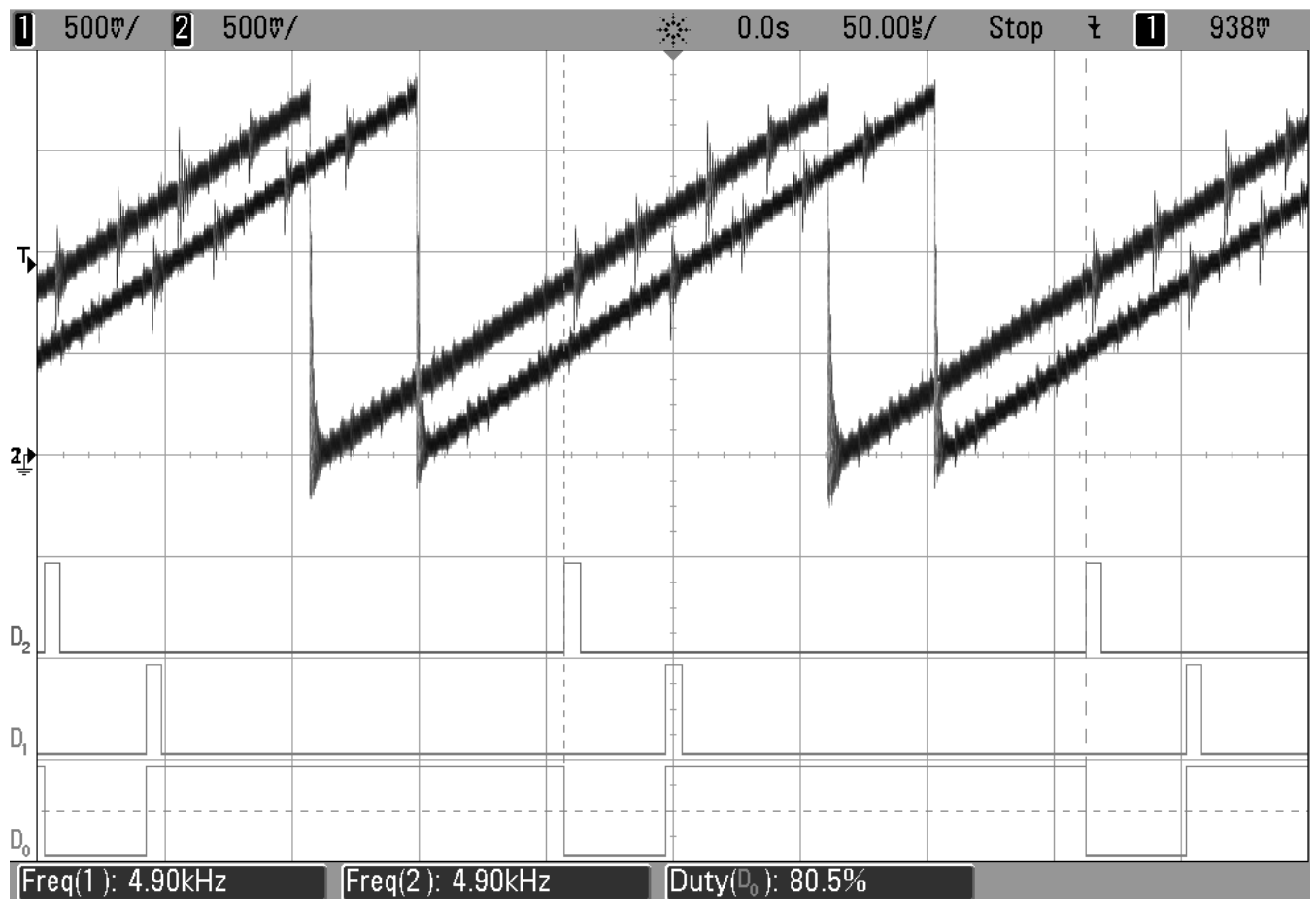


Рисунок 4.9 – Осциллограммы результирующих пил; входы (D1, D2), выход (D0) ИЧФД при $\gamma=80,5\%$

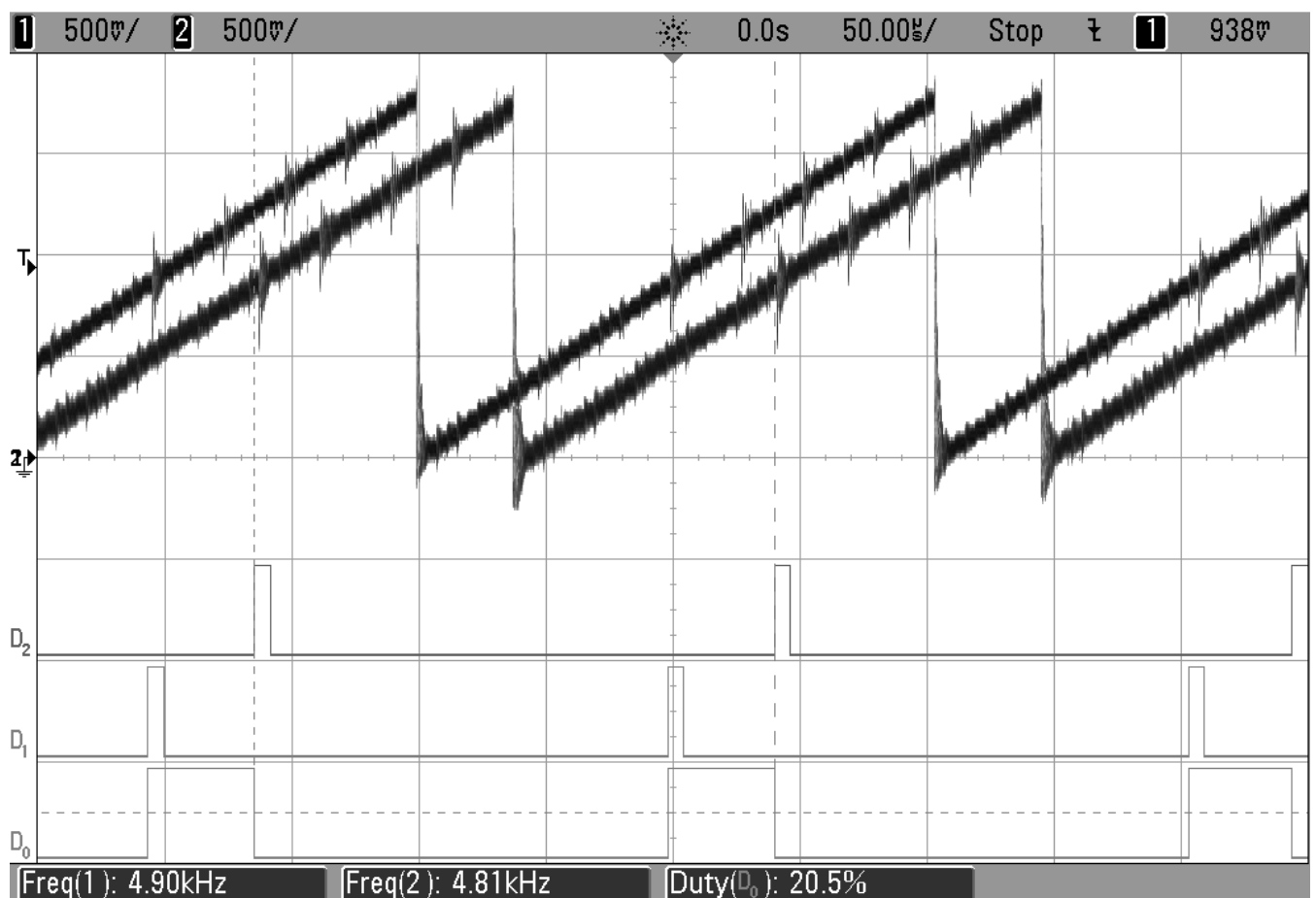


Рисунок 4.10 – Осциллограммы результирующих пил; входы (D1, D2), выход (D0) ИЧФД при $\gamma=20,5\%$

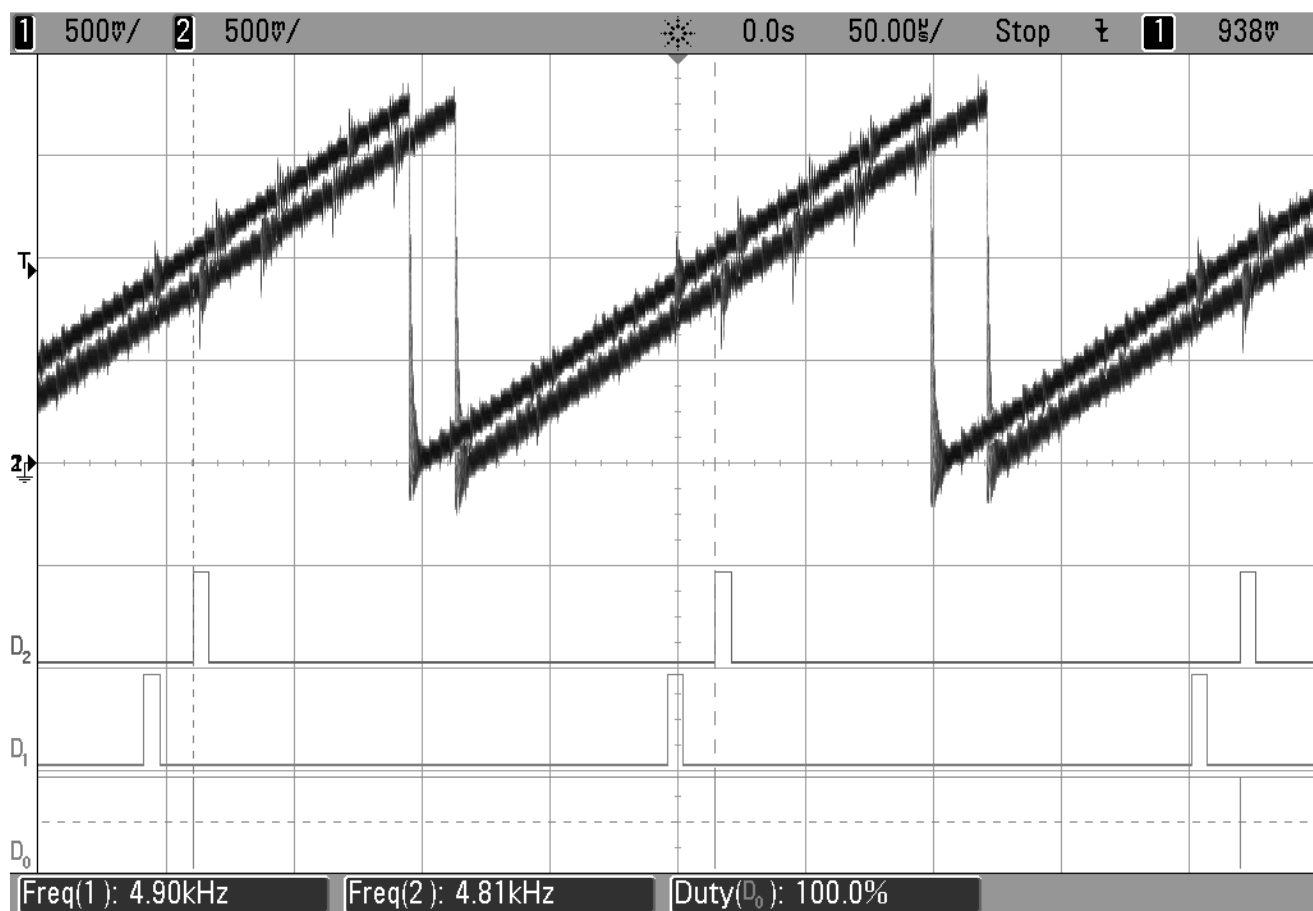


Рисунок 4.11 – Осциллограммы рез. пил; входы (D1, D2), выход (D0) ИЧФД при насыщении ($f_1 > f_2$)

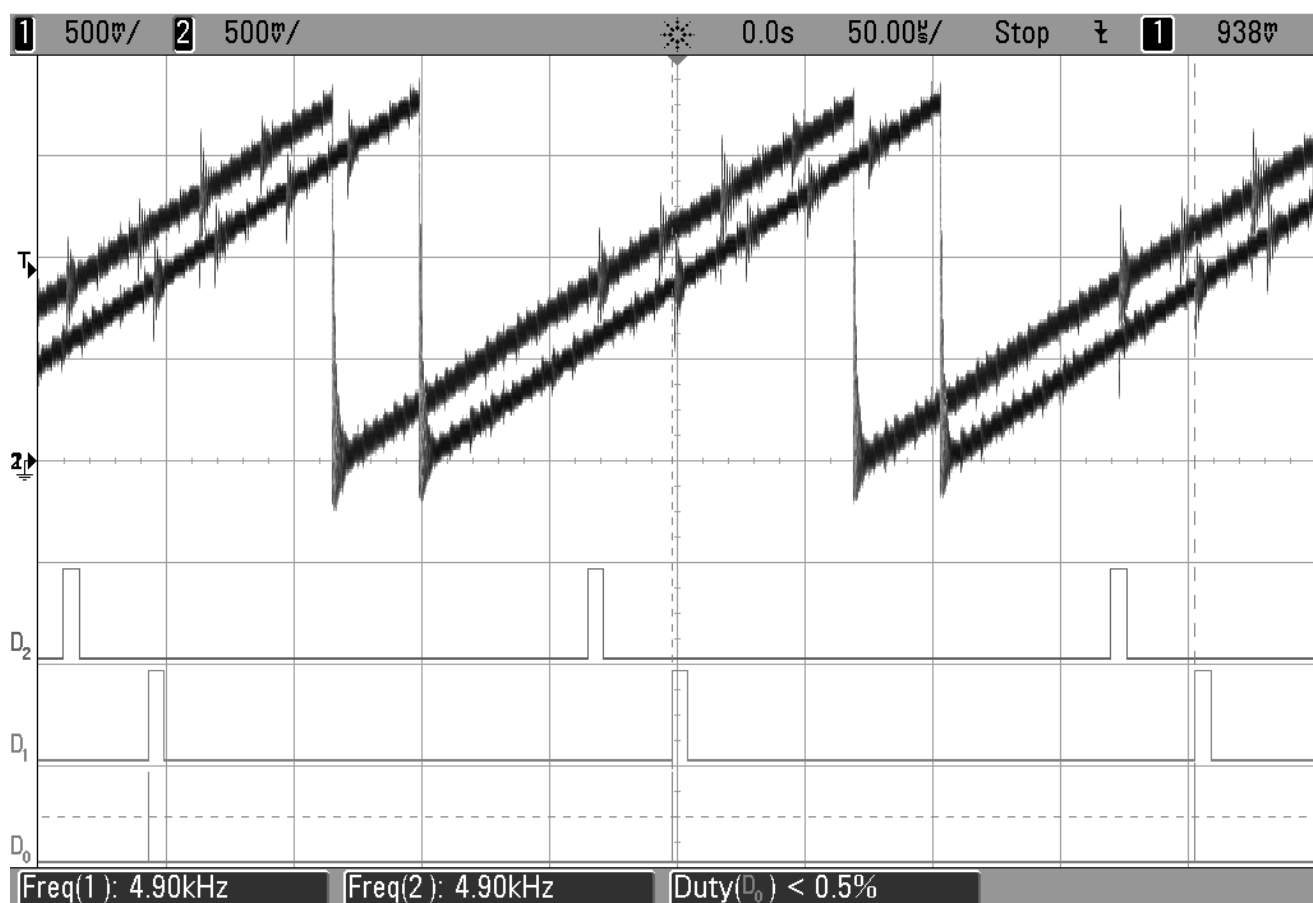


Рисунок 4.12 – Осциллограммы рез. пил; входы (D1, D2), выход (D0) ИЧФД при насыщении ($f_1 < f_2$).

Полученные осциллограммы подтверждают корректность функционирования алгоритма сложения частот пилообразных напряжений, формирователя коротких импульсов и работы ИЧФД как в линейном режиме сравнения фаз, так и в режимах насыщения. Высокочастотные помехи на результирующих пилообразных сигналах объясняются высокой скоростью переключения логических элементов ПЛИС, отсутствием фильтров на выходе ЦАПов. Эти помехи не влияют на работу ИЧФД, который работает без сбоев во всем диапазоне частот вращения маховика.

4.4 Модуль прецизионного цифрового регулятора динамического момента. Реальные динамические характеристики прибора ДМ2

Проведенное макетирование (рис. 4.13, 4.14) и экспериментальные исследования на экспериментальных и опытных образцах приборов показали следующее:

- регулировочная характеристика УДМ имеет линейный характер, а разрешающая способность прибора K_y (цена единицы младшего разряда кода N_y) составляет 0,000025 Н·м/ед. (для двигателя с кинетическим моментом 2 Н·м·с и динамическим моментом 0,05 Н·м);
- расчетная погрешность крутизны регулировочной характеристики УДМ по результатам испытаний составила не более 0,5 %;
- достигнутые значения погрешности ускорения и частоты выходного сигнала эталонной цифровой модели УДМ не превышают 0,01 % и зависят лишь от аппаратных ограничений;
- при трогании маховика с малым моментом имеется задержка, которая зависит от внутренних параметров системы (в том числе от момента трогания, точности датчика положения ротора, линейности электромагнитного момента, уровня задающего воздействия и параметров корректирующих устройств);
- время переходного процесса реализации заданного управляющего момента составляет не более 0,4 мс во всем диапазоне управляющих и кинетических моментов за исключением режима трогания;

- погрешность крутизны передаточной характеристики кода кинетического момента не превышает 0,2 %, а относительная погрешность – 0,05 % при соответствующем фильтре в диапазоне частот вращения двигателя от 0 до 6000 об/мин;
- потребляемая мощность не более 0,4 Вт;
- масса модуля не более 120 г.

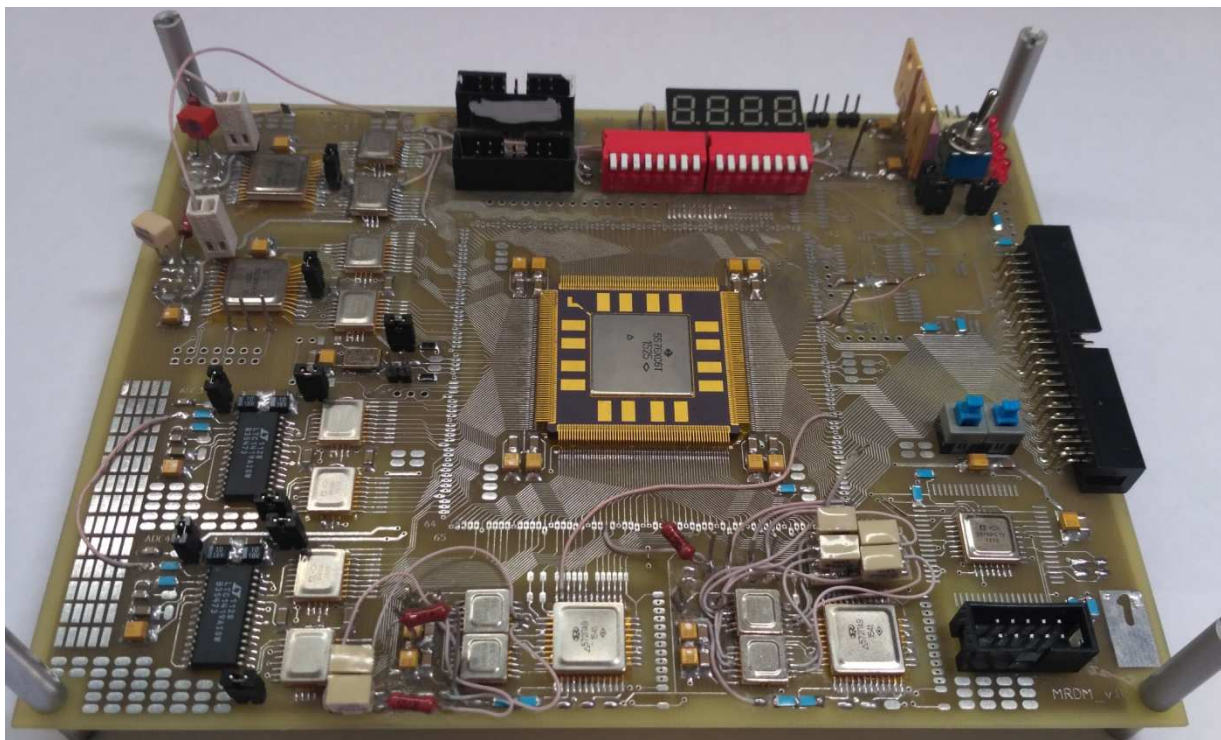


Рисунок 4.13 – Фото макета РДМ

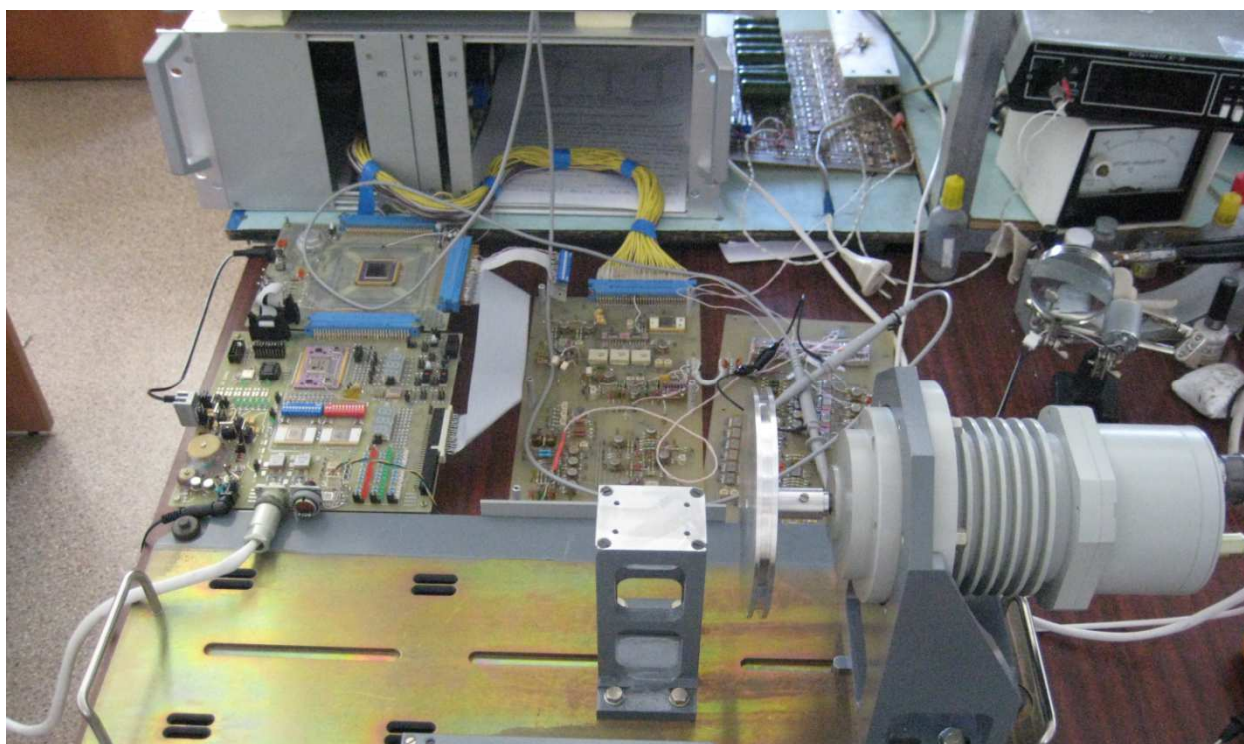


Рисунок 4.14 – Фото макета электропривода с новой системой управления

Временной интервал от момента подачи кода управления до момента начала движения и перерегулирование M_d зависят от внутренних параметров системы (в том числе от момента трогания, точности ДПР, линейности электромагнитного момента, величины задающего воздействия и параметров корректирующих устройств).

На основе результатов моделирования и реальных осциллограмм (рисунки 4.15 – 4.16) работы прибора также можно сделать вывод о том, что постоянная времени РДМ при максимальном изменении кода управления определяется скоростью нарастания тока в фазах, то есть быстродействием инверторов. В момент изменения кода управления необходимая величина компенсации момента сопротивления уже установлена внешним контуром. Измеренное значение постоянной времени РТ составляет не более 400 мкс.

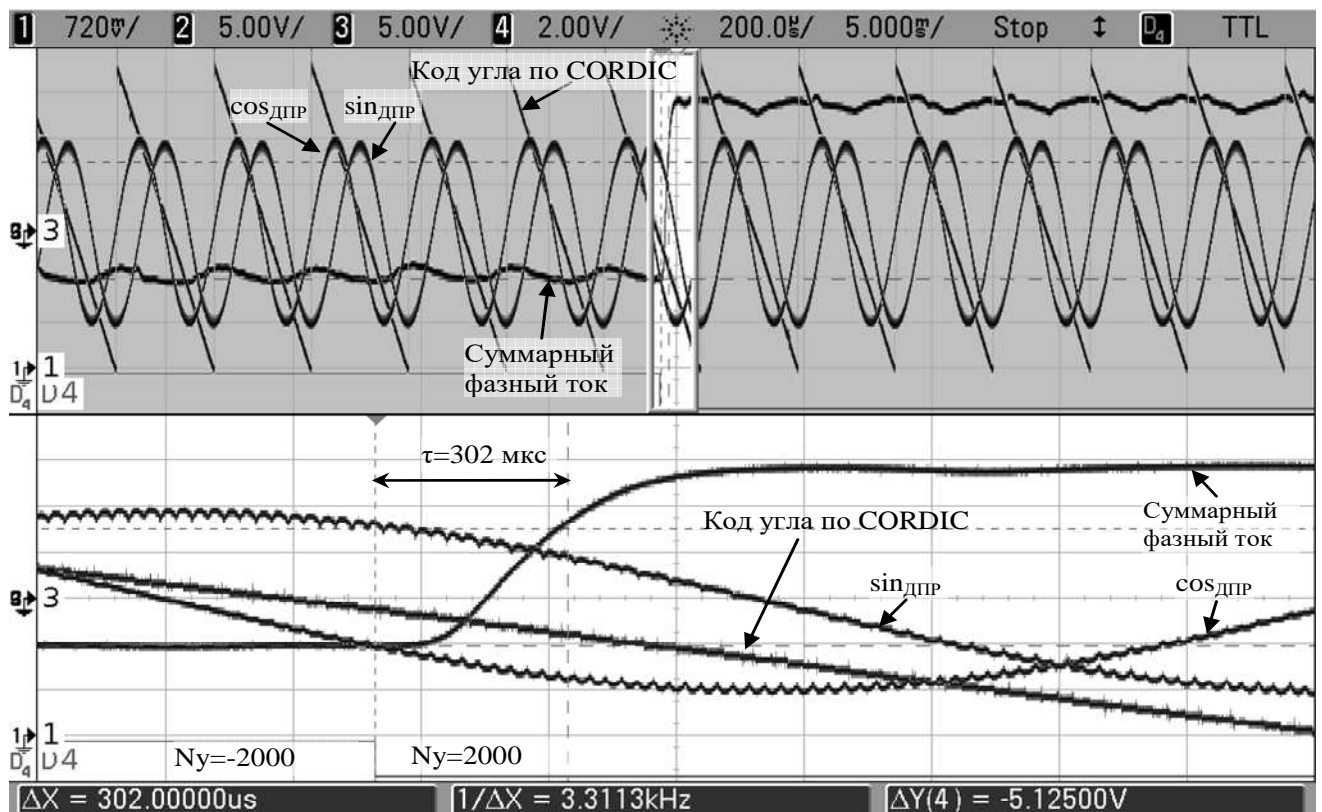


Рисунок 4.15 – Переключение кода управления от $N_y = -2000$ к $N_y = 2000$, $\omega \approx 5000$ об/мин

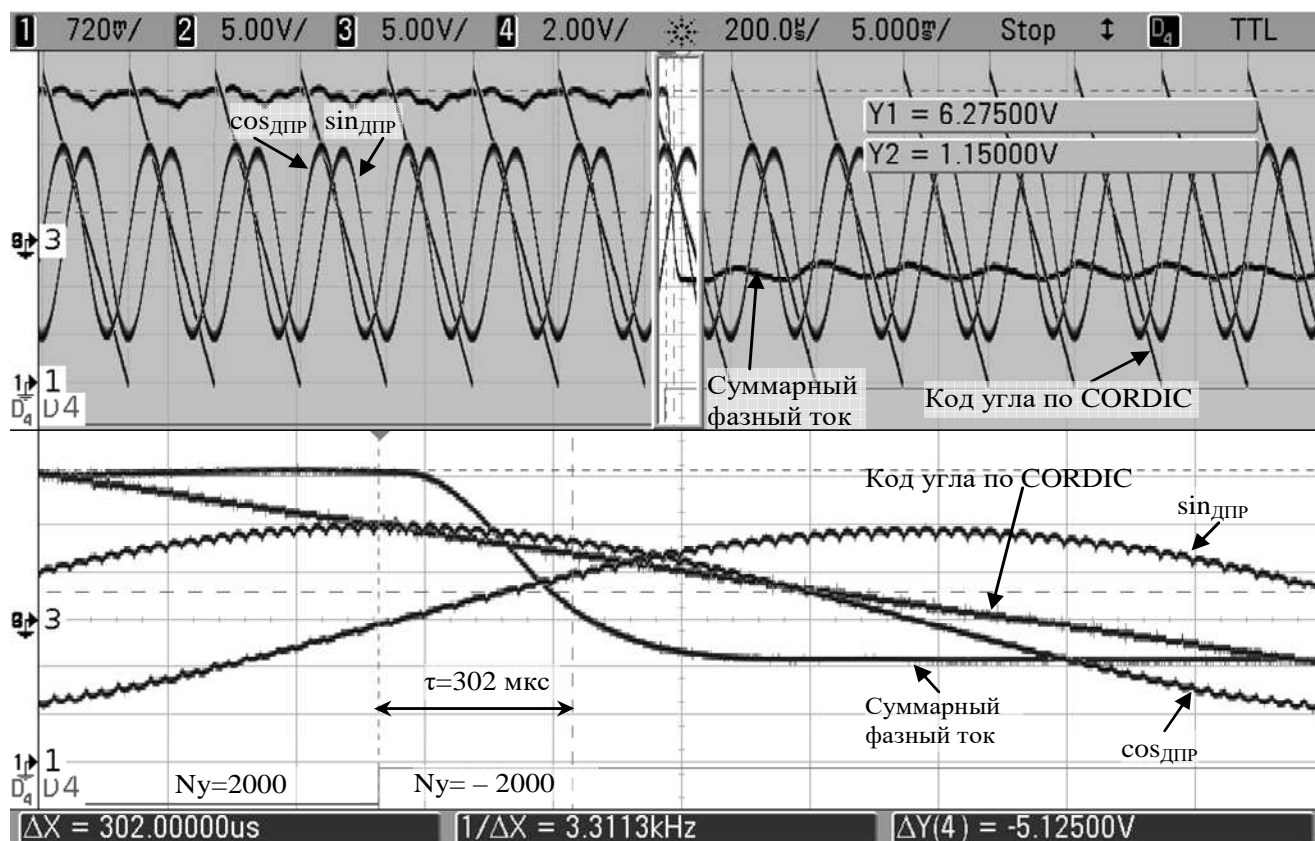


Рисунок 4.16 – Переключение кода управления от $Ny = 2000$ к $Ny = -2000$, $\omega \approx 5000$ об/мин

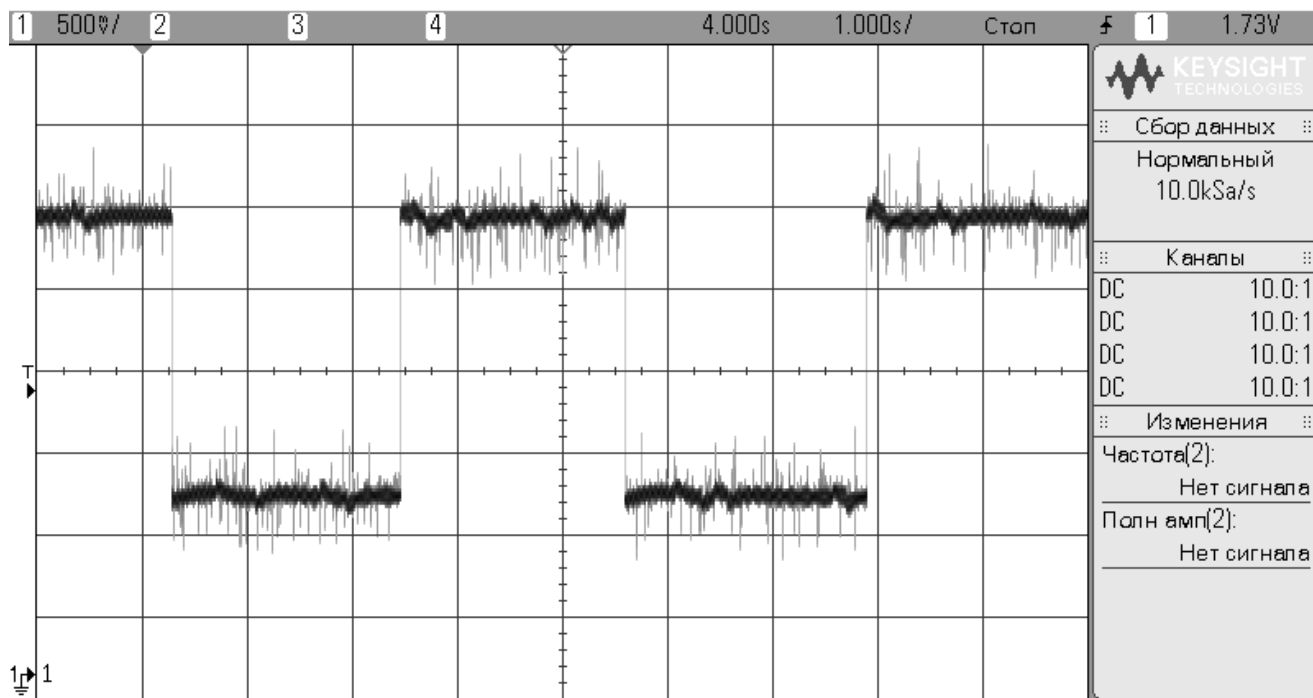


Рисунок 4.17 – Осциллограммы управляющего сигнала для инверторов при отработке прибором номинальных моментов с разными знаками

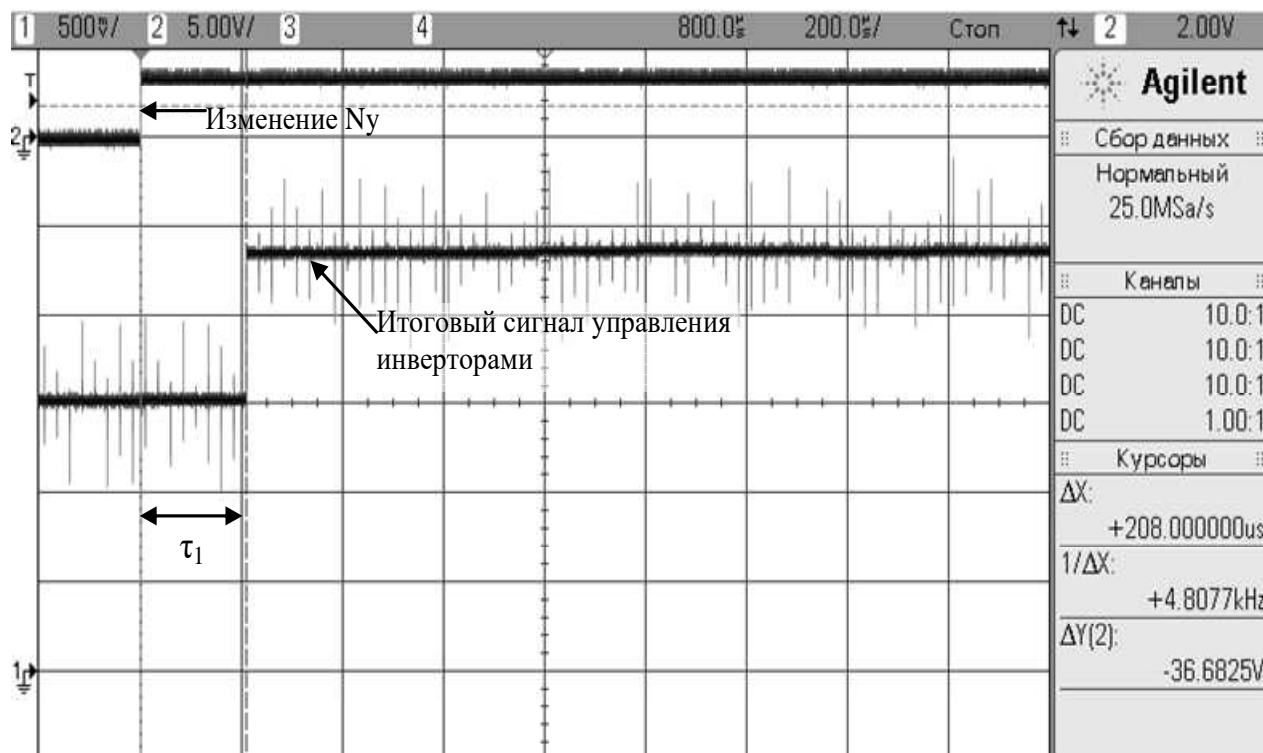


Рисунок 4.18 – Динамика РДМ в штатном режиме

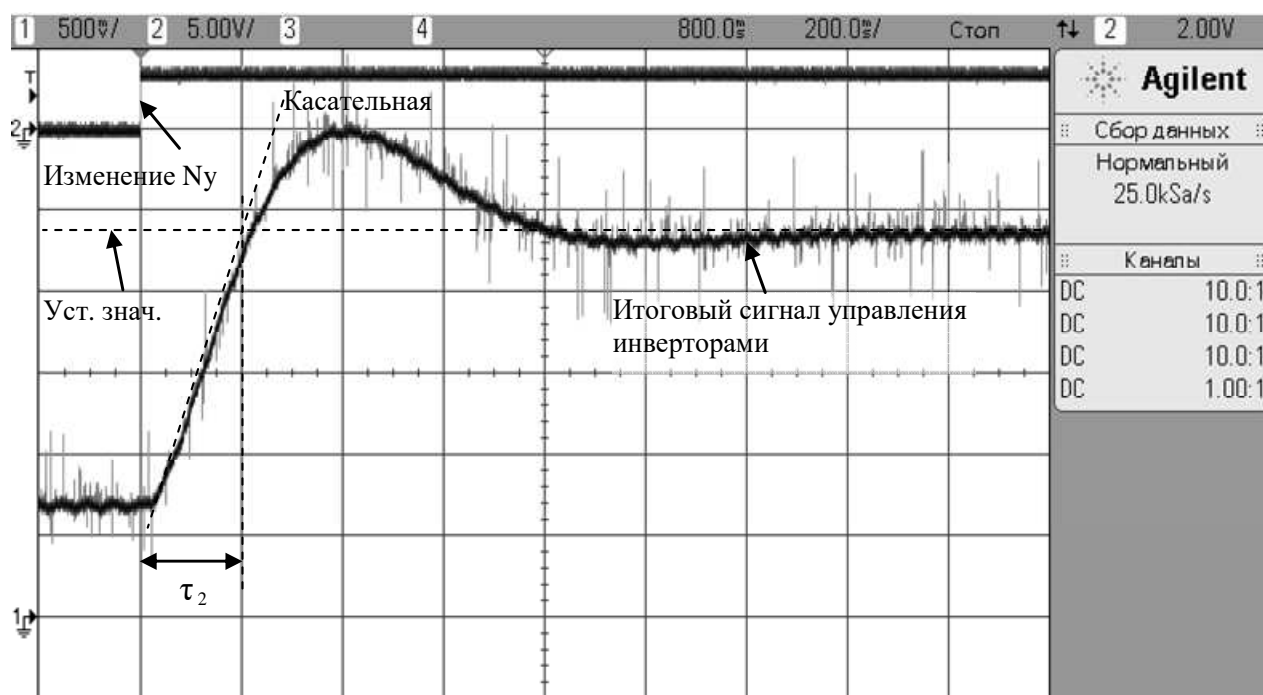


Рисунок 4.19 – Динамика РДМ при работе только контура фазовой синхронизации

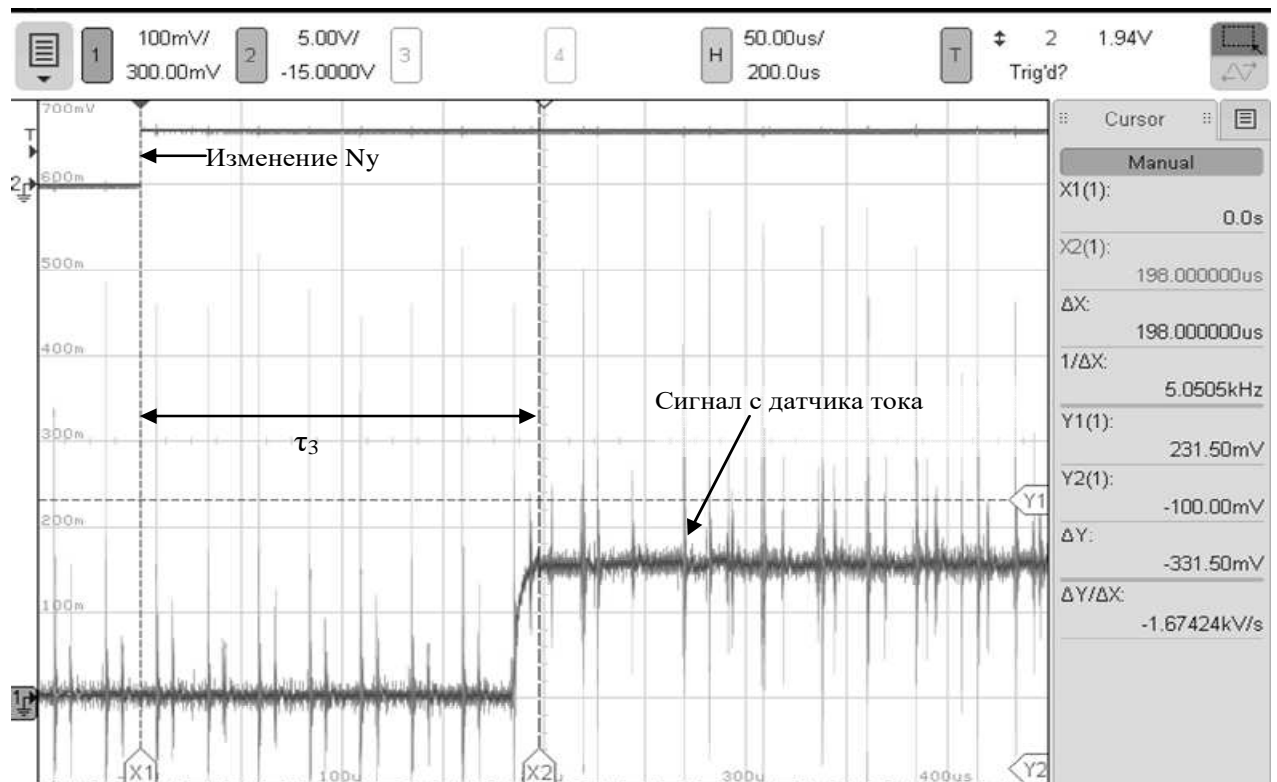


Рисунок 4.20 – Динамика регулятора тока

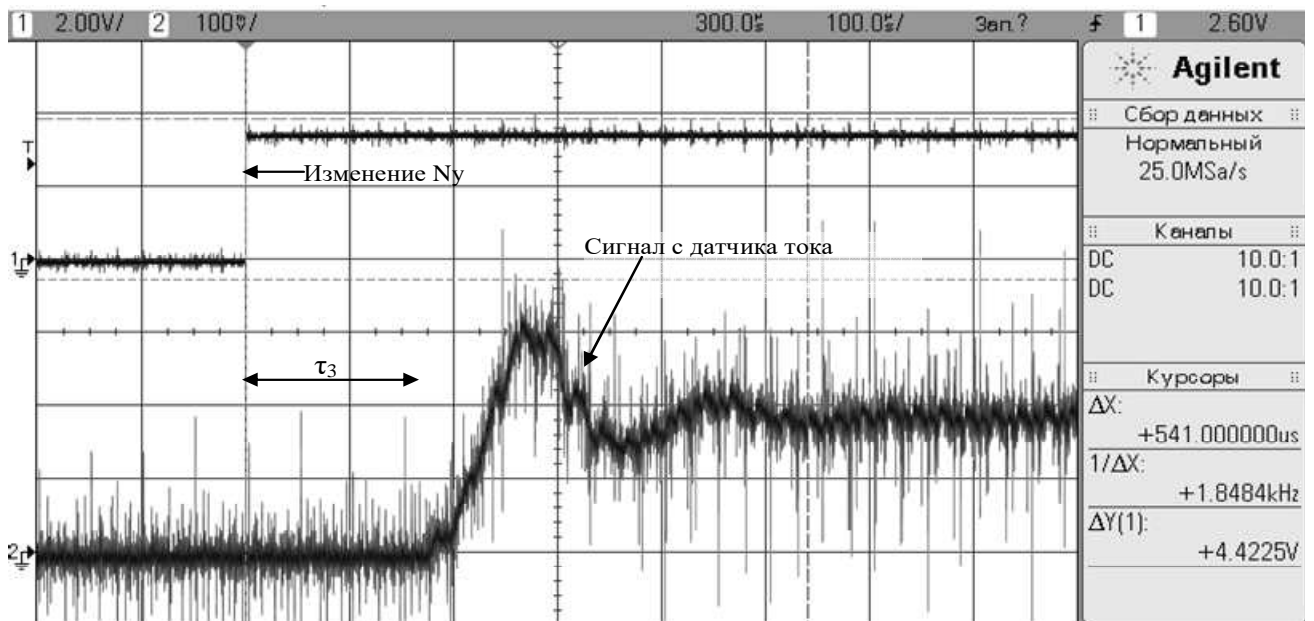


Рисунок 4.21 – Динамика регулятора тока в худшем случае

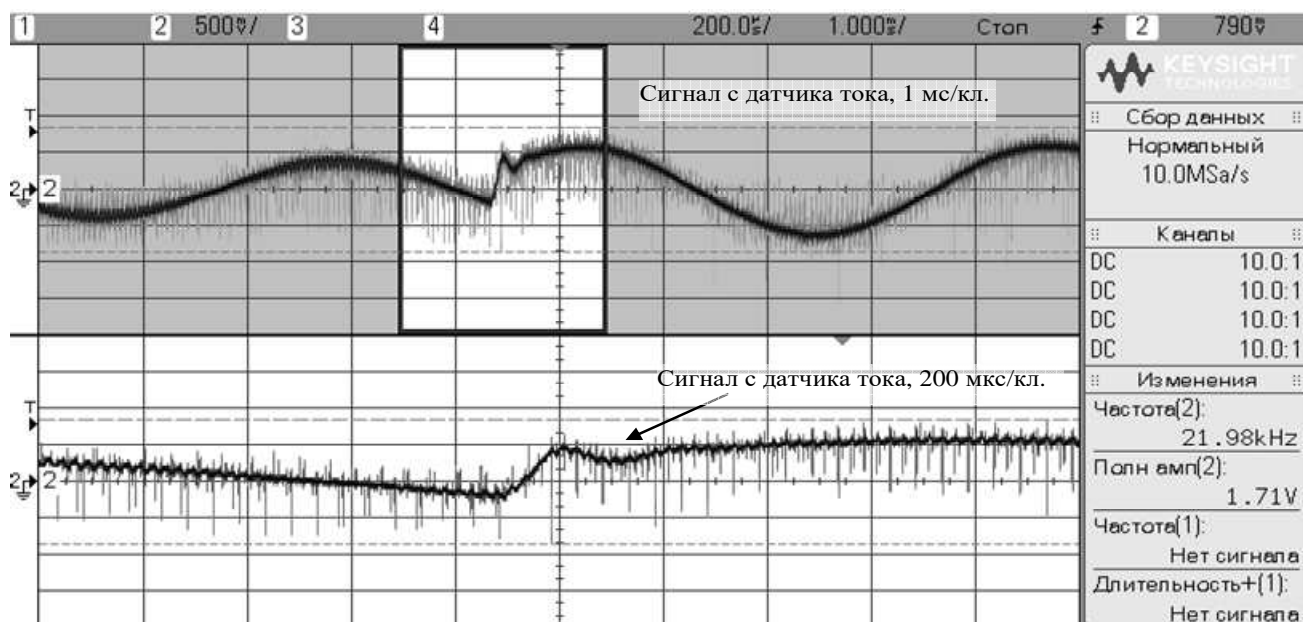


Рисунок 4.22 – Динамика регулятора тока одной из фаз двигателя при номинальной частоте вращения ДМ2 в момент переключения динамического момента от $-50 \text{ мН} \cdot \text{м}$ к $+50 \text{ мН} \cdot \text{м}$

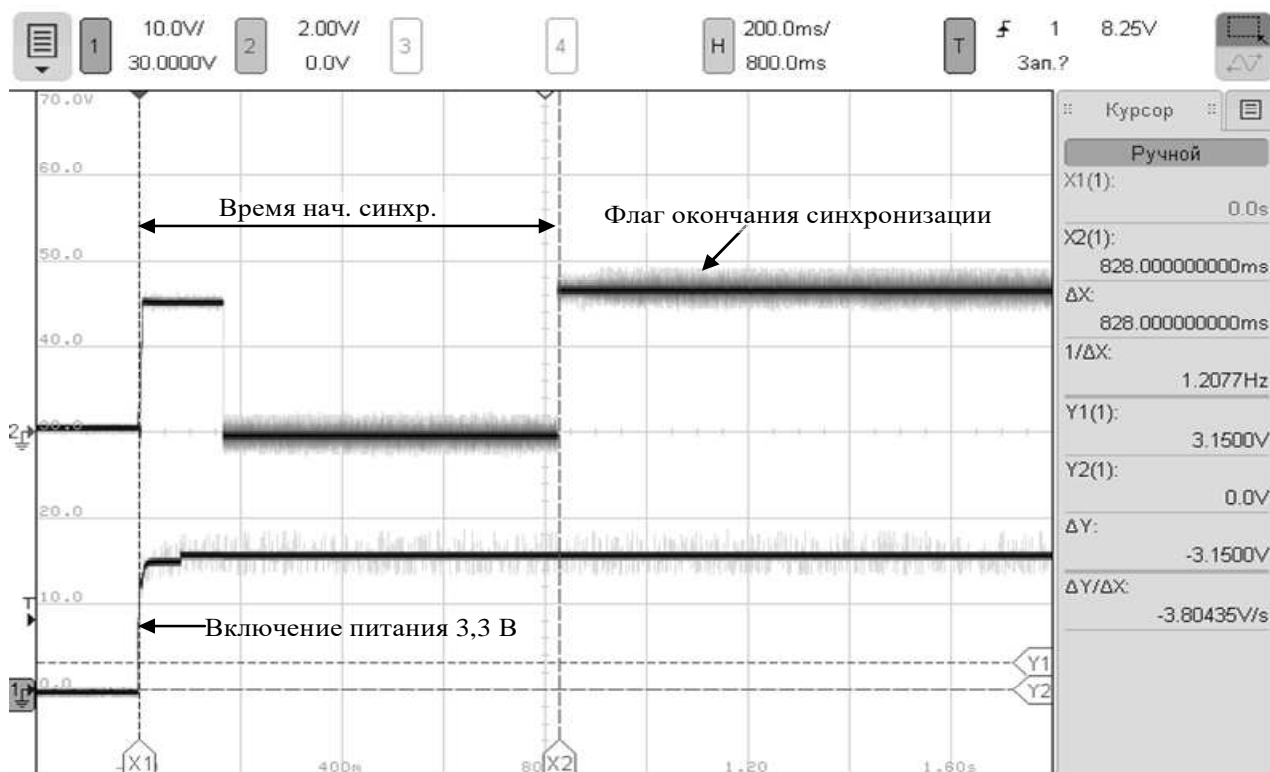


Рисунок 4.23 – Динамика начальной синхронизации при включении питания УДМ

На основе диаграмм (рисунки 4.15 – 4.20) можно сделать вывод, что сигнал суммарного тока в фазах имеет пульсации, период которых совпадает с периодом сигналов ДПР. Пульсации сигналов тока не влияют на форму выходных сигналов ДПР и кода угла; следовательно, ток в фазах двигателя отрабатывает нелинейности всей системы в целом (двигателя, ДПР, РТ). Время обновления итогового сигнала для инверторов составляет 1 период ИЧФД ($\tau_3=208 \text{ мкс}$) и

варьируется в диапазоне от 190,77 до 221,14 мкс (в зависимости от направления и частоты вращения ротора). Итоговый сигнал задания для инверторов складывается из составляющей, пропорциональной коду управления, из сигналов П- и Д-звеньев корректирующего устройства контура фазовой синхронизации. Сигнал П-звена контура обновляется с периодом от 190,77 до 221,14 мкс, при этом постоянная времени фильтра этого сигнала составляет 16 периодов его обновления, т.е. от 3,05 до 3,538 мс. Сигнал Д-звена контура обновляется с периодом 3,05 до 3,538 мс, при этом постоянная времени фильтра этого сигнала составляет 16 периодов его обновления, т.е. от 48,8 до 56,6 мс. Динамика регуляторов тока определяется параметрами сопротивления и индуктивности фазы, паразитными параметрами схемы и частотой переключения ключей. В худшем случае (рис. 4.21, 4.22) перерегулирование может достигать величины 50 %, время переходного процесса 400-600 мкс при колебательном характере переходного процесса. В идеальном случае можно добиться апериодического переходного процесса без перерегулирования с временем переходного процесса не более 30 мкс (4.20). Время начальной синхронизации составляет от 0,6 до 1,1 с (рис. 4.23) и определяется временем установления питания ядра и периферии ПЛИС, временем конфигурирования ПЛИС, временем грубого подсчета текущей частоты вращения маховика и динамикой контура начальной синхронизации. Разработанный привод УДМ полностью удовлетворяет предъявляемым к нему требованиям (табл. 1.3).

Внедрение модуля регулятора динамического момента в разрабатываемые двигатели-маховики обеспечивает высокие точностные и динамические характеристики как управляющего момента, так и кодового сигнала кинетического момента. Отечественная элементная база позволяет сконструировать компактный вычислительный модуль с высокой радиационной стойкостью, малой массой и небольшим потреблением мощности. При этом существенно расширяется функционал прибора – возможны три режима управления: по электромагнитному, по кинетическому и по динамическому моментам.

4.5 Исследование динамики при трогании и реверсе с малым моментом

При начальном неподвижном состоянии маховика подавался минимальный код управления $Ny=\pm 1$ (25 мкНм).

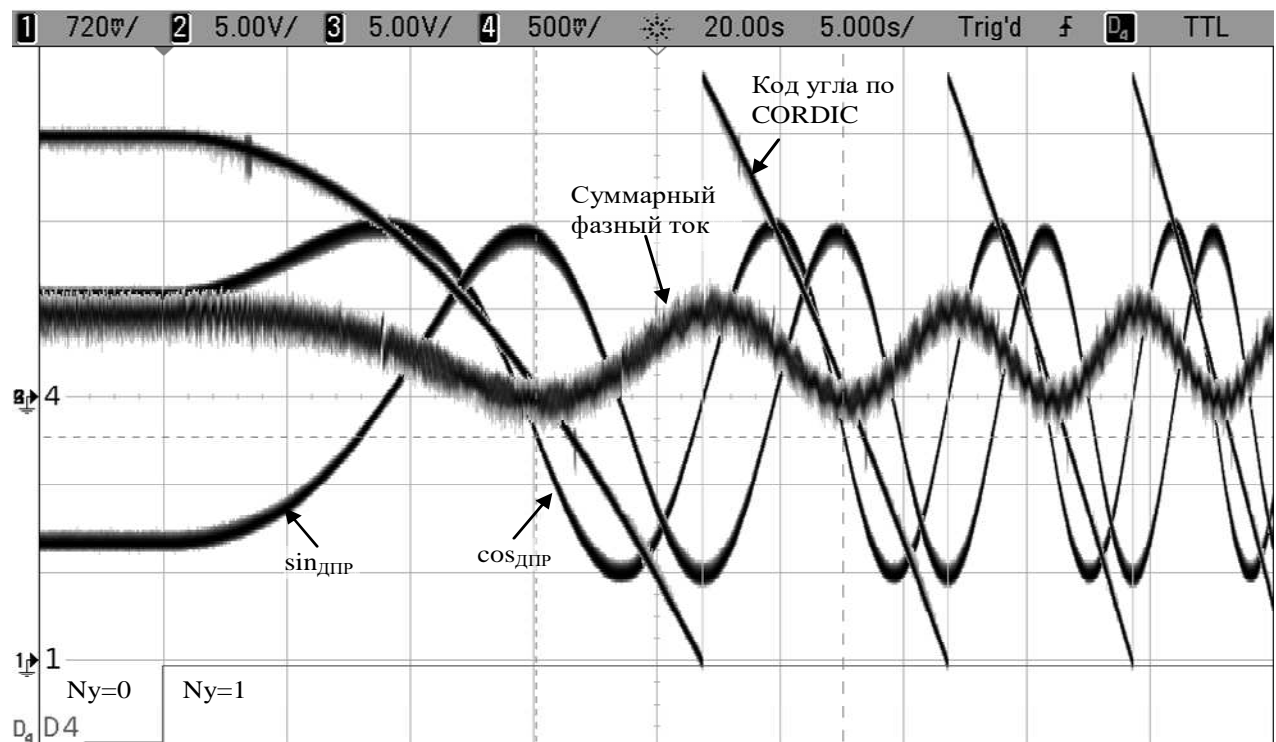


Рисунок 4.24 – Трогание маховика при $Ny=1$

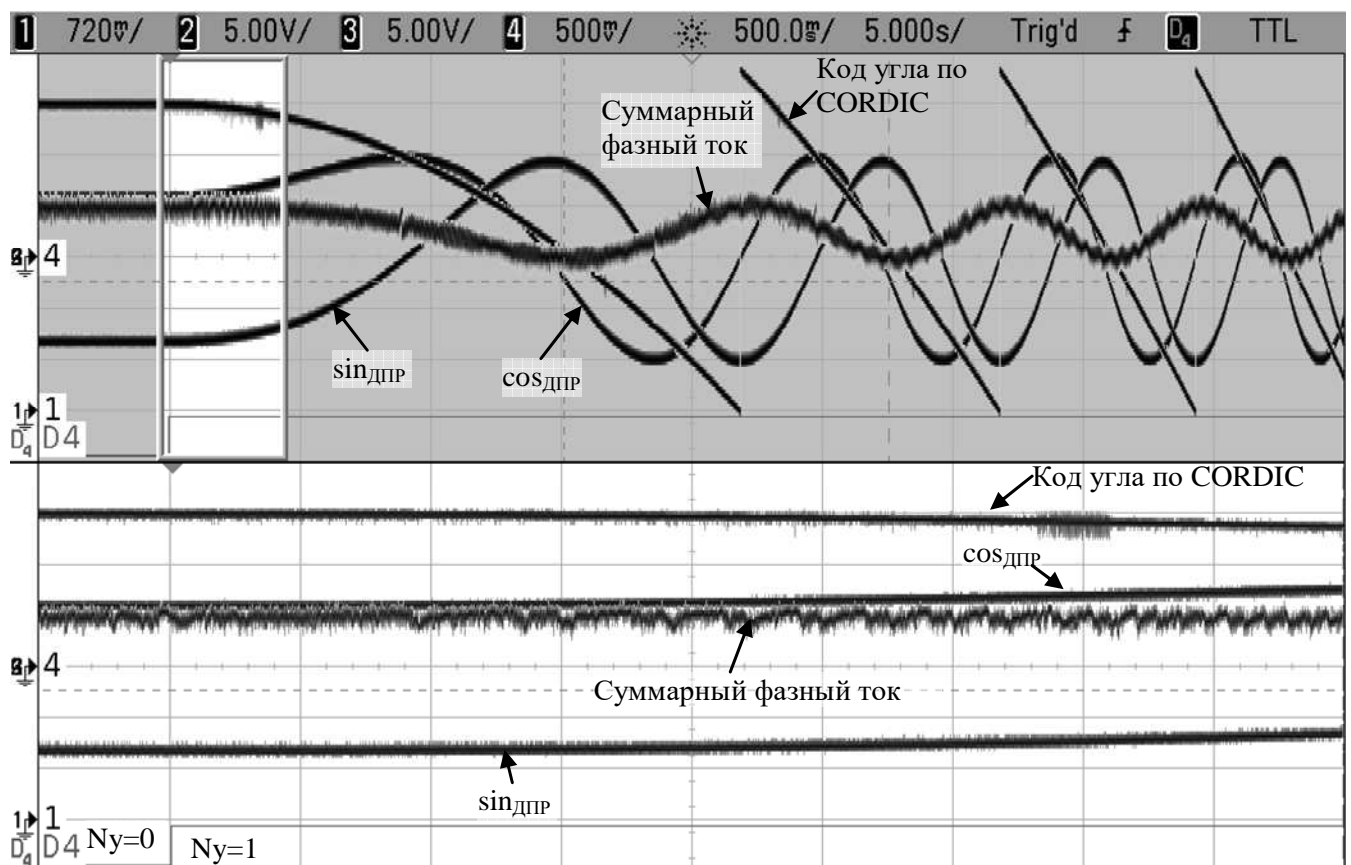


Рисунок 4.25 – Трогание маховика при $Ny=1$, расширение масштаба

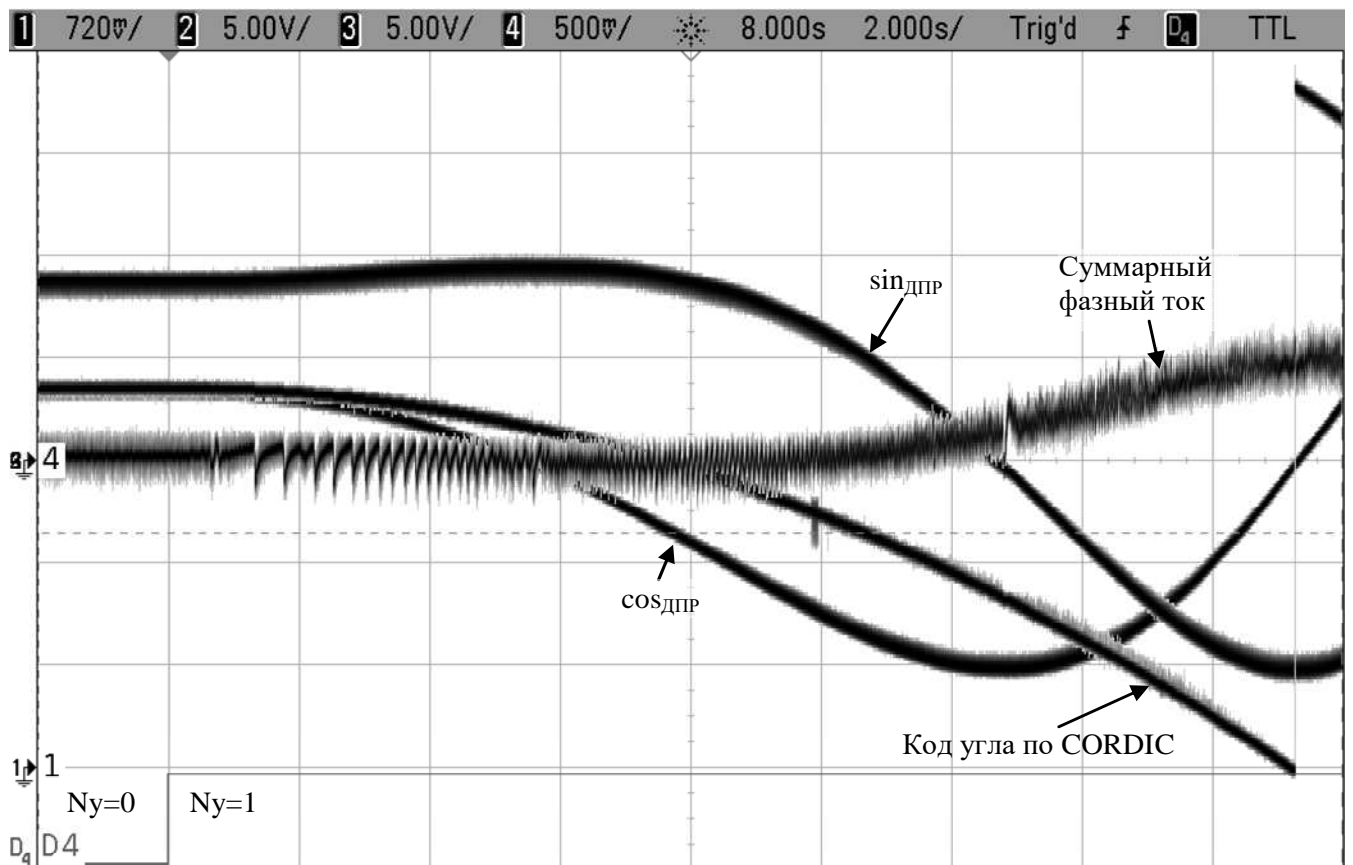


Рисунок 4.26 – Трогание маятника при $Ny=1$, другой угол

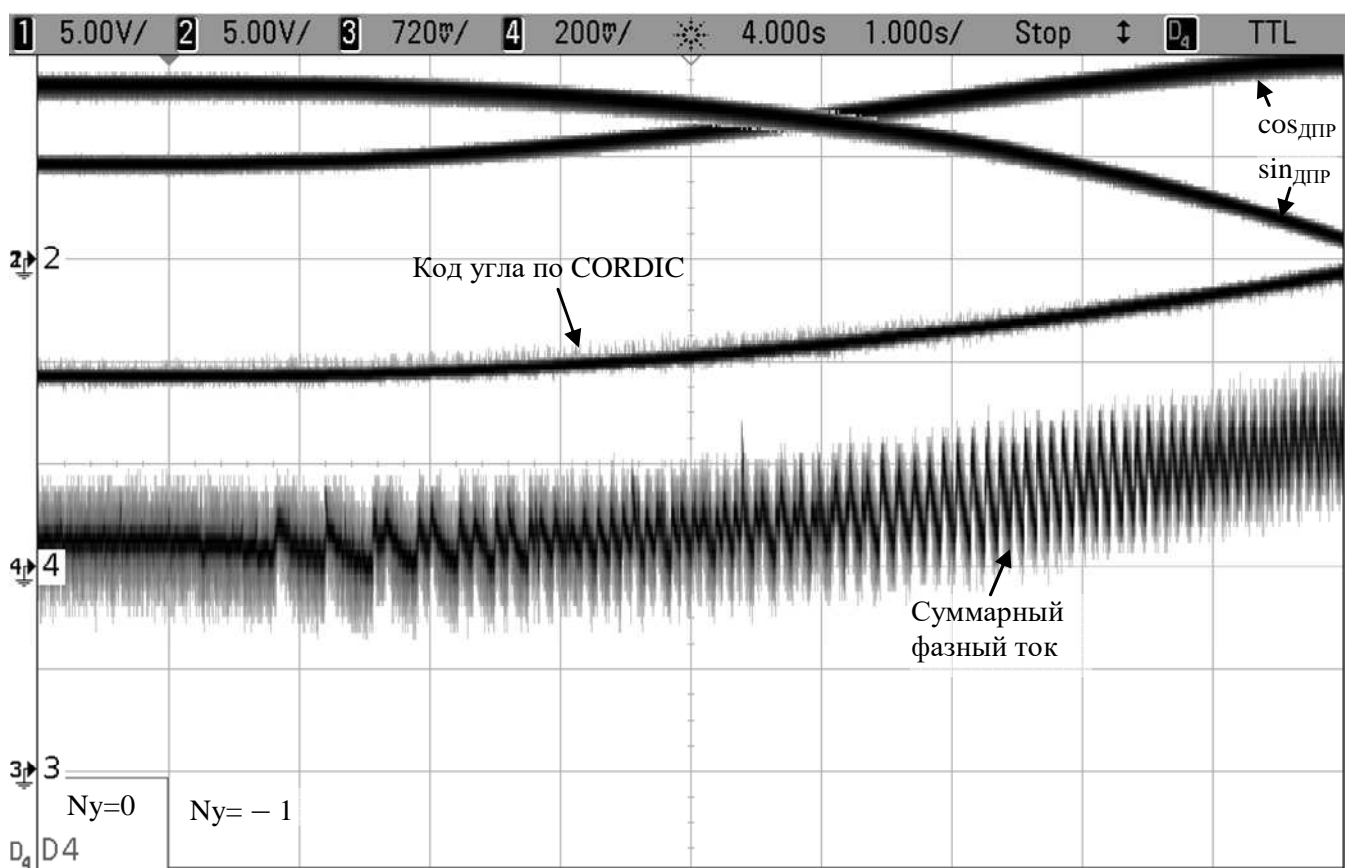


Рисунок 4.27 – Трогание маятника при $Ny=-1$

При начальном неподвижном состоянии маятника подавался минимальный код управления $Ny=\pm 4$ (100 мкНм).

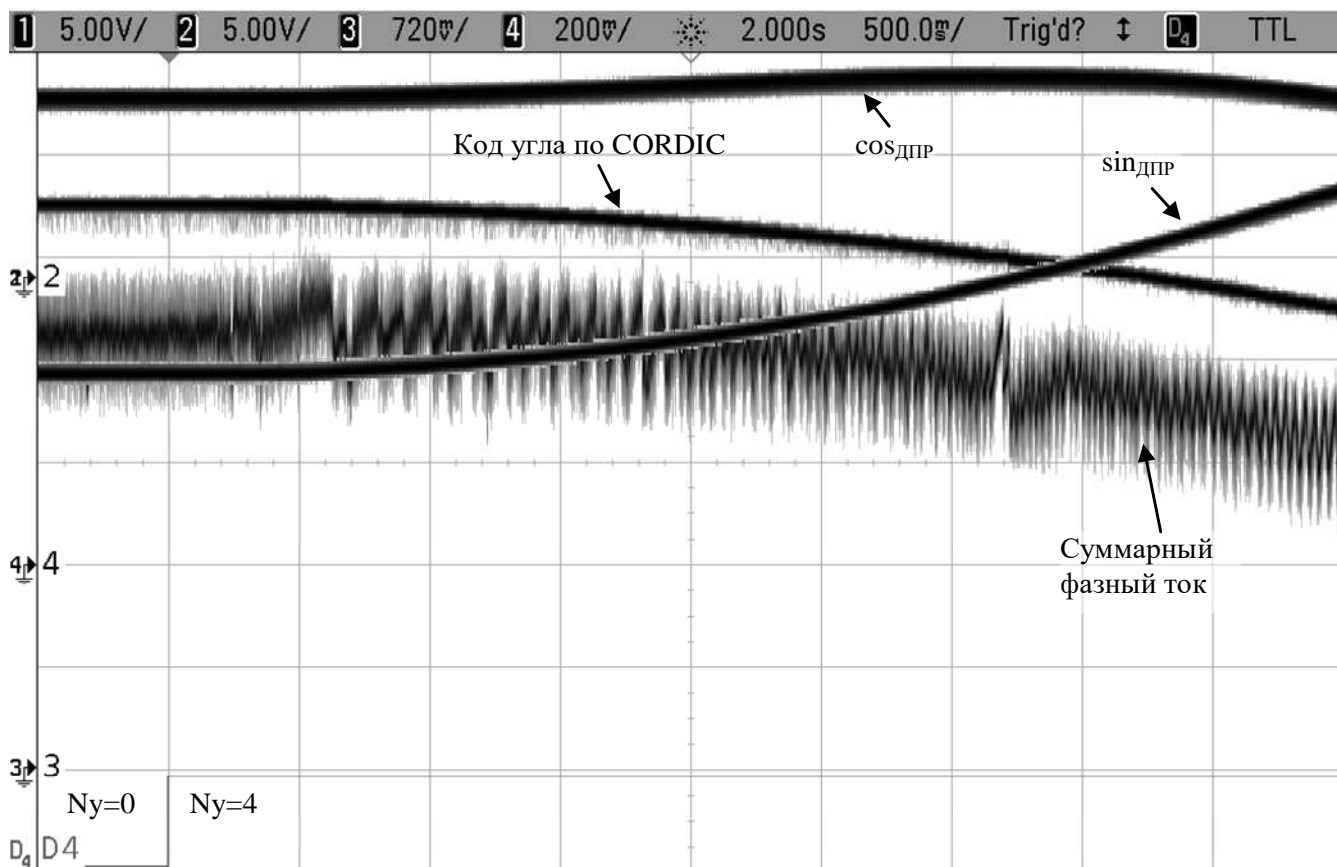


Рисунок 4.28 – Трогание маховика при $Ny = 4$

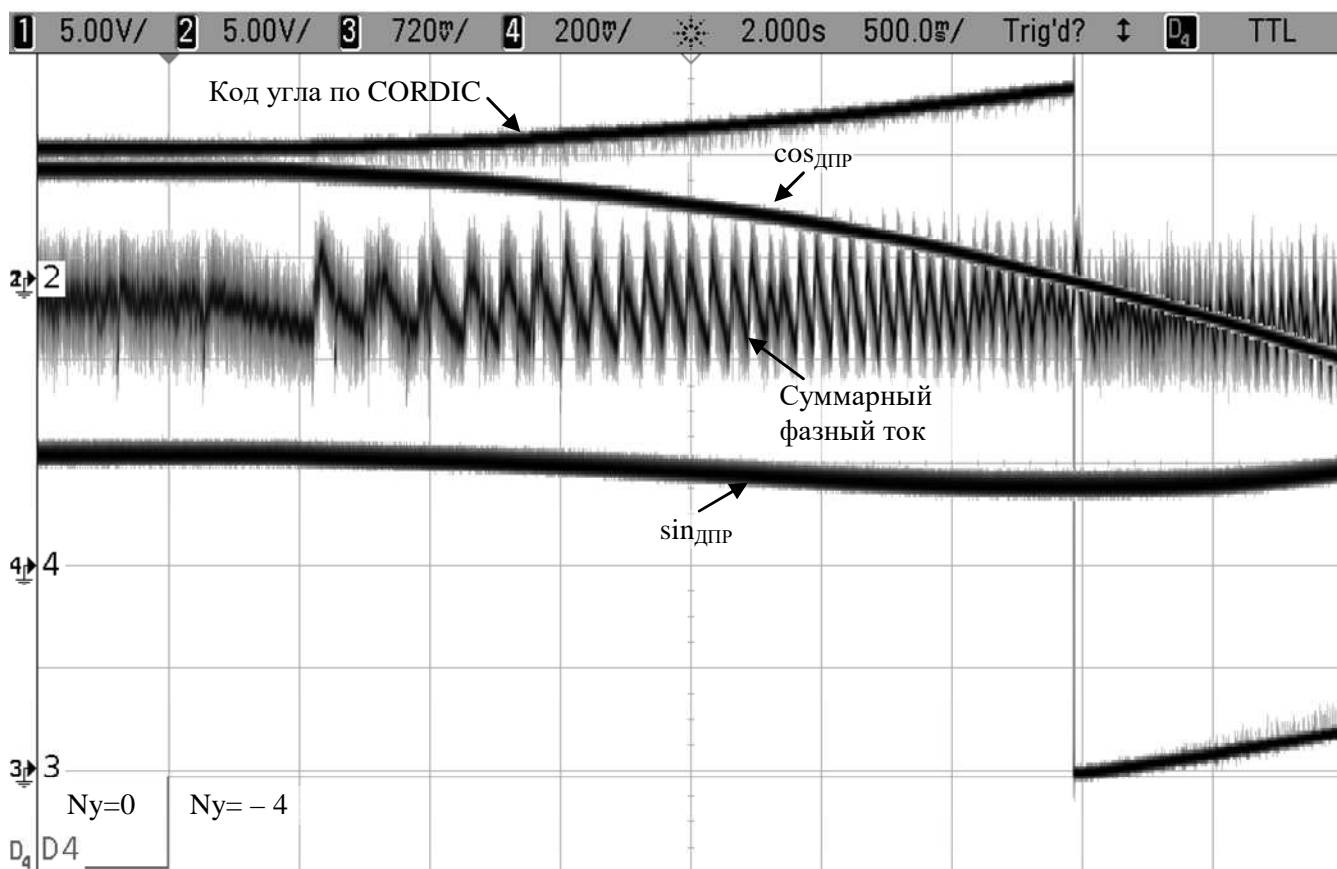


Рисунок 4.29 – Трогание маховика при $Ny = -4$

При начальном неподвижном состоянии маховика подавался минимальный код управления $Ny=\pm 10$ (250 мкНм).

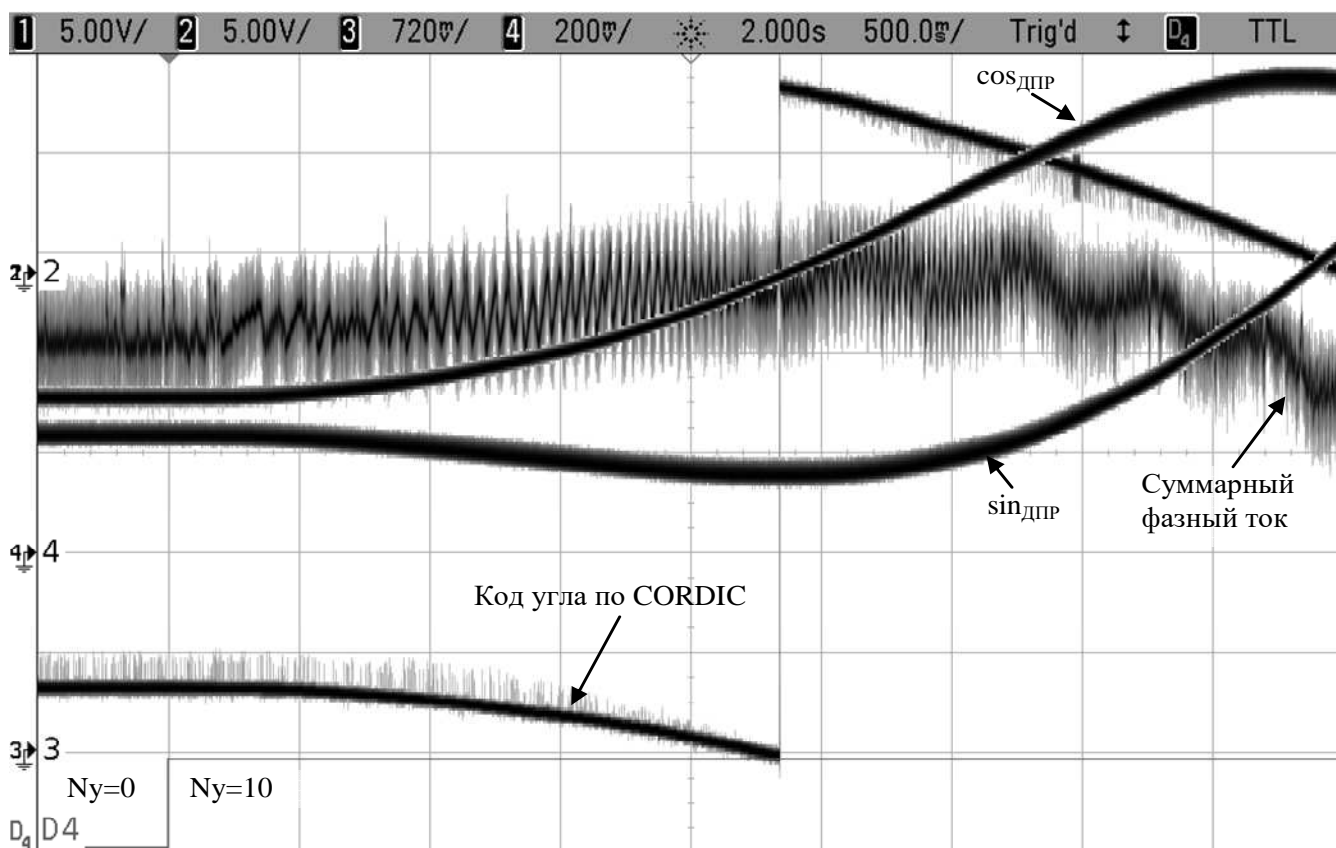


Рисунок 4.30 – Трогание маховика при $Ny=10$

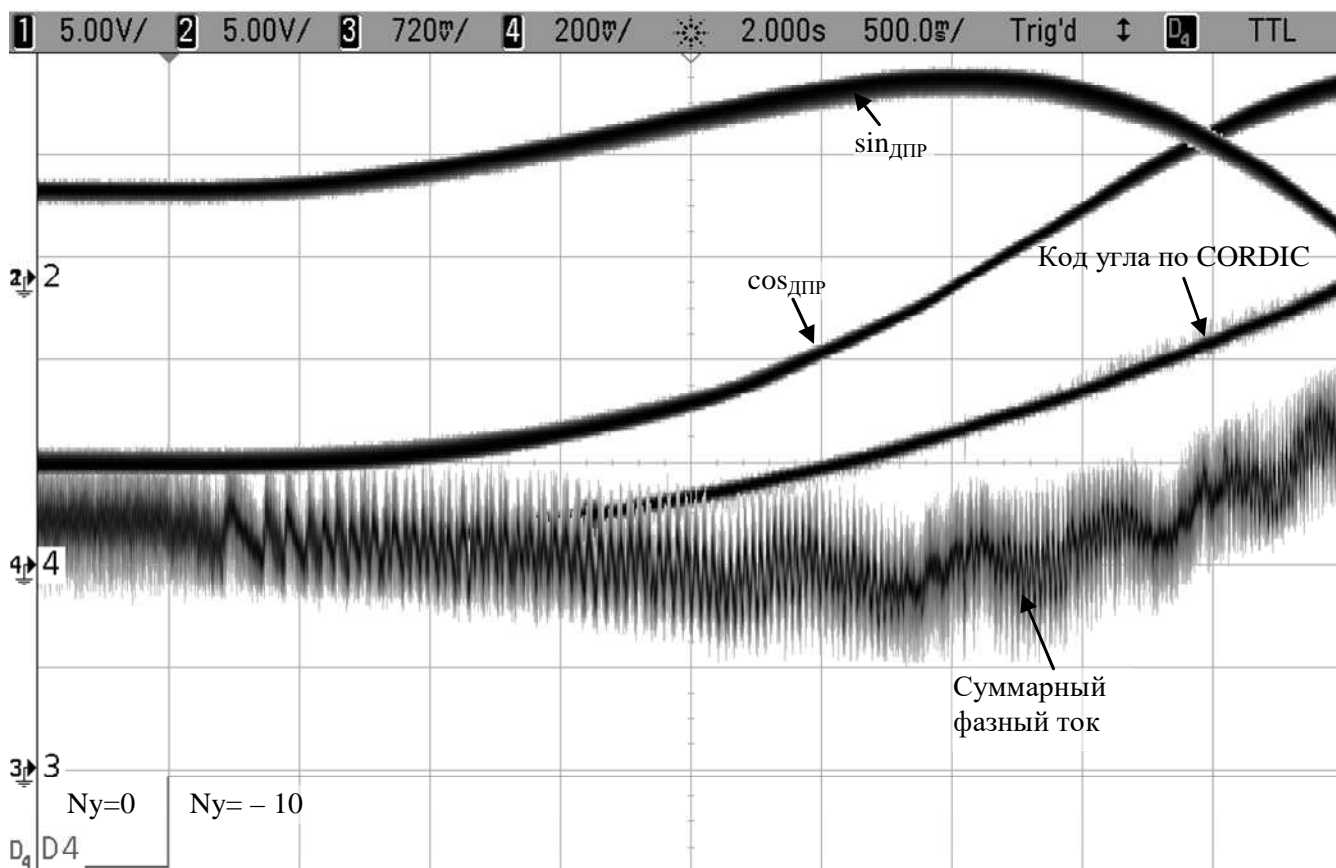


Рисунок 4.31 – Трогание маховика при $Ny=-10$

При вращающемся с небольшой частотой маховике подавался минимальный код управления $N_y = \pm 1$ (25 мкНм) со знаком, противоположным начальному направлению вращения.

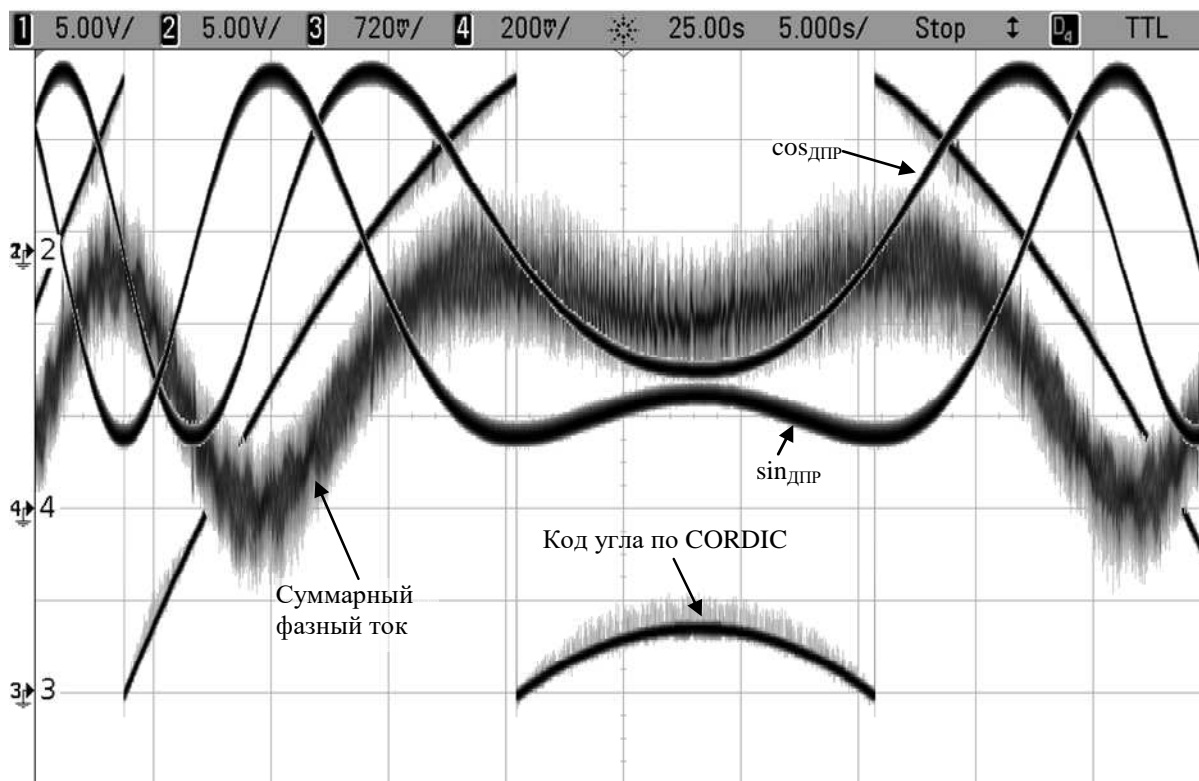


Рисунок 4.32 – Реверс $N_y = 1$

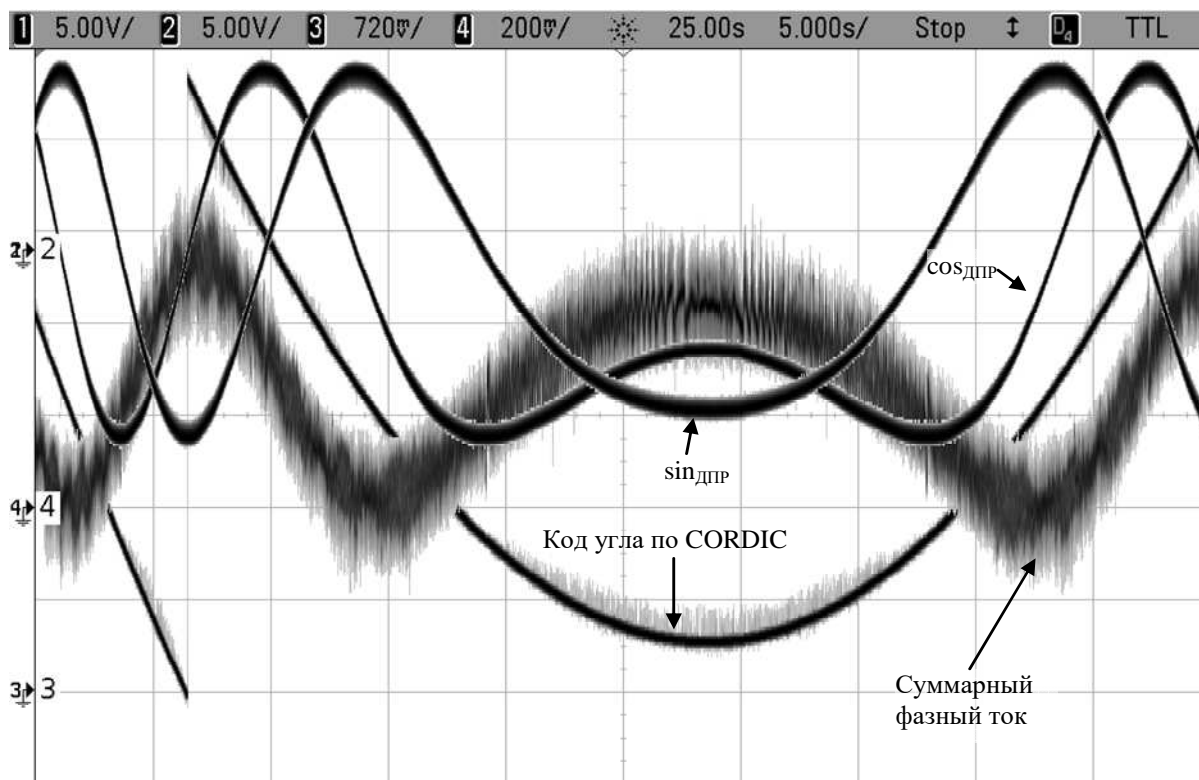


Рисунок 4.33 – Реверс $N_y = -1$

4.6 Прецизионный цифровой формирователь сигнала кинетического момента двигателя-маховика ДМ2

Согласно требованиям, предъявляемым к управляющим двигателям-маховикам (УДМ), прибор должен выдавать информацию в виде сигнала о частоте вращения ротора (кинетическом моменте) с погрешностью не более 0,5 %. Этот сигнал также требуется для корректной работы устройства интеллектуального контроля и синхронизации в составе модуля прецизионного цифрового регулятора динамического момента для ускорения синхронизации в переходных режимах и для ограничения максимальной частоты вращения ротора УДМ. Сигнал частоты вращения определяется путем дифференцирования сигнала углового положения вала двигателя. В цифровых системах данная операция реализуется путем нахождения первой разности значений исходного сигнала за конечный интервал времени.

Согласно структурной схеме (рис. 4.34) формирователь сигнала кинетического момента (ФСКМ) вместе с формирователем кода угла (ФКУ) работает следующим образом.

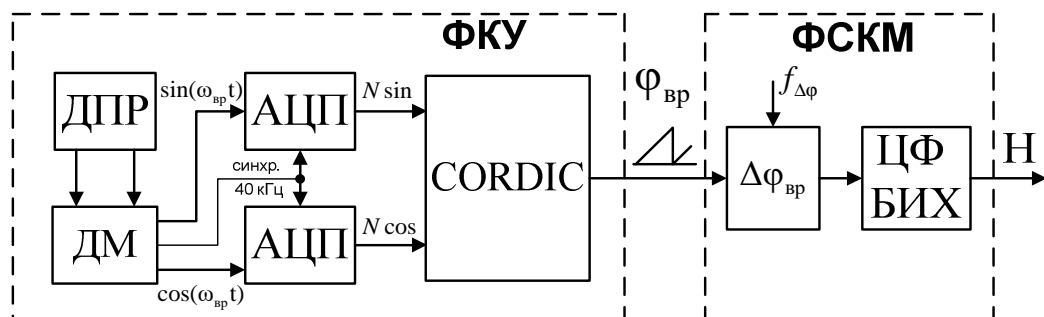


Рисунок 4.34 – Структурная схема ФКУ, ФСКМ

Выходные сигналы датчика положения ротора УДМ (на основе синусно-косинусного вращающегося трансформатора) подаются на вход демодулятора ДМ, который формирует огибающие этих сигналов, далее они оцифровываются с частотой 40 кГц (тактовые сигналы АЦП синхронизированы с обмоткой возбуждения для уменьшения уровня помех). Оцифрованные гармонические сигналы ДПР преобразуются с помощью алгоритма CORDIC [74 - 76] в выходной линейный код угла. Далее находится разность между предыдущим и следующим отсчетами кода угла за период времени Δt , пересчитываются интервалы, попавшие на переход фазы от 360° к 0° и с помощью цифрового фильтра с

бесконечной импульсной характеристикой (ЦФ БИХ) вычисляется текущее значение кода сигнала кинетического момента (СКМ).

Код СКМ с учетом его дискретного характера связан с кинетическим моментом прибора следующим соотношением:

$$\text{СКМ}(H) = \frac{\text{round}(H; k_{\text{СКМ}})}{k_{\text{СКМ}}},$$

где H – кинетический момент прибора, $k_{\text{СКМ}}$ – крутизна передаточной характеристики кинетического момента (вес единицы младшего разряда кода СКМ); функция $\text{round}(H; k_{\text{СКМ}})$ округляет H к ближайшему значению, кратному $k_{\text{СКМ}}$.

Крутизна передаточной характеристики ФСКМ составляет 0,001 Н·м·с/ед для прибора с максимальным кинетическим моментом 2 Н·м·с. То есть при максимальной частоте вращения маховика 6000 об/мин выдается максимальный код СКМ=2000. Код СКМ – дополнительный, с диапазоном изменения от минус 2000 до +2000.

При заданном динамическом моменте кинетический момент прибора изменяется линейно, непрерывно и проходит через середину интервала постоянства кода СКМ с коэффициентом 0,001 Н·м·с/ед (рис. 2). В интервалах H , кратных 0,001 Н·м·с выдается среднее значение кода СКМ, соответствующее данному интервалу, с относительным кратковременным отклонением не более ± 1 младшего разряда.

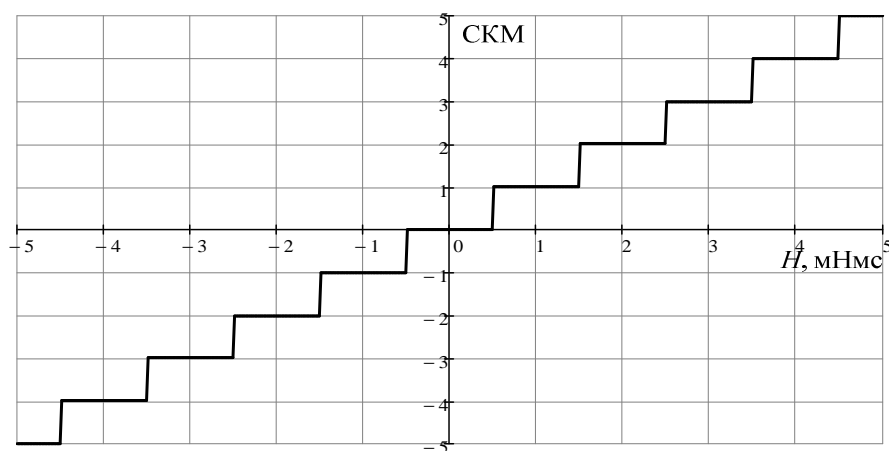


Рисунок 4.35 – Дискретное теоретическое изменение кода СКМ в зависимости от линейного непрерывного изменения H

Исходя из экспериментальных данных, наиболее приемлемо значение постоянной времени ЦФ БИХ не более 240 мс. Этой постоянной времени достаточно для качественной фильтрации всевозможных нелинейностей и сбоев, возникающих при оцифровке сигналов ДМ и вычислении углового положения вала двигателя по алгоритму CORDIC. Увеличение этой постоянной времени приведет к ухудшению динамики ФСКМ, а ее уменьшение – к снижению точности определения кода СКМ (увеличению разброса значений принятого кода относительно стабилизированной частоты вращения вала двигателя). На рис. 3, 4 приведены в одном масштабе временные диаграммы работы двигателя-маховика при торможении от номинальной частоты 6000 об/мин (СКМ=2000) с ускорением минус 0,00125 Гц/с в течение 800 с с разными фильтрами. При $\tau=240$ мс разброс СКМ составляет не более ± 1 ед., а при $\tau=120$ мс равен ± 4 ед.

Наличие ФСКМ в составе регулятора позволяет организовать программное ограничение частоты вращения маховика на необходимом уровне. Данную функцию выполняет простая операция сравнения текущего значения кинетического момента прибора с максимальным, соответствующим уровню ограничения частоты вращения. В момент уравнивания этих значений регулятор динамического момента ограничивает дальнейшее увеличение эталонной частоты [3]. Ограничение работает до момента выдачи кода управления с противоположным знаком.

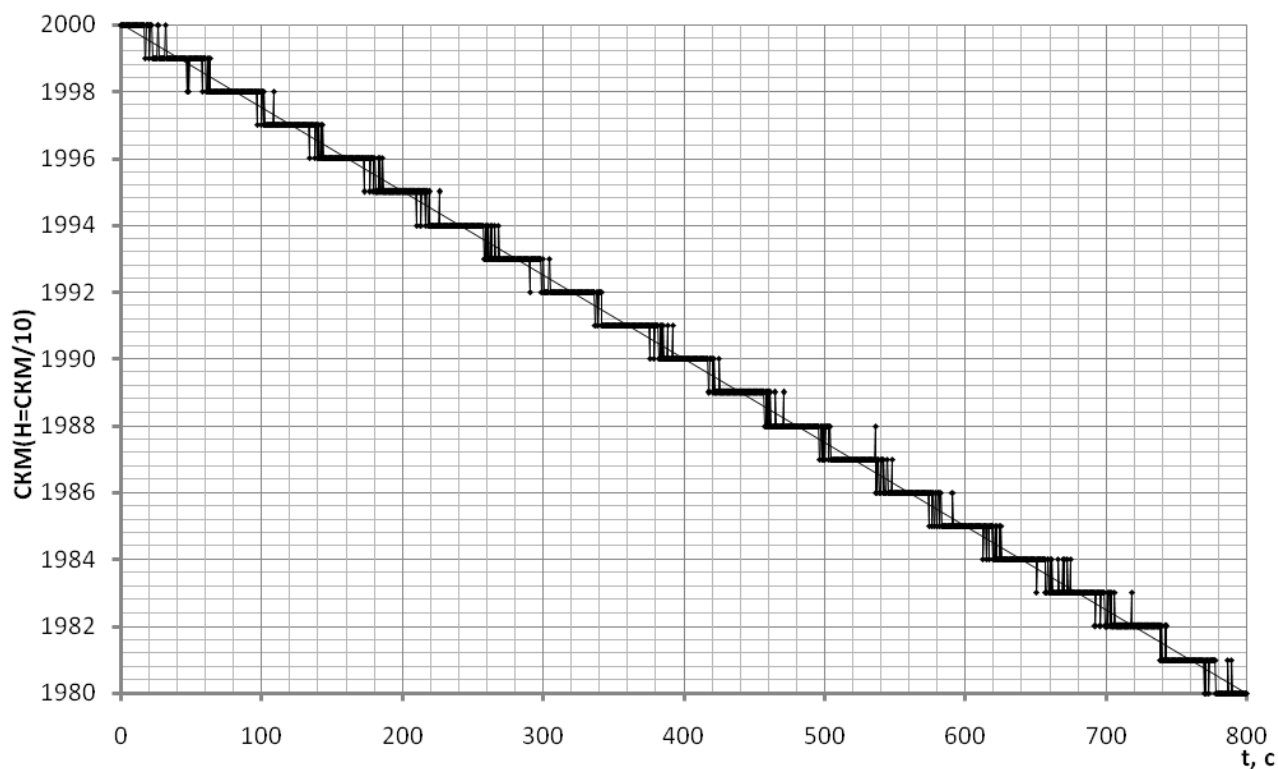


Рисунок 4.36 – Временная диаграмма кода СКМ при $\varepsilon=-0,00125$ Гц/с, $\tau_{\phi}=240$ мс

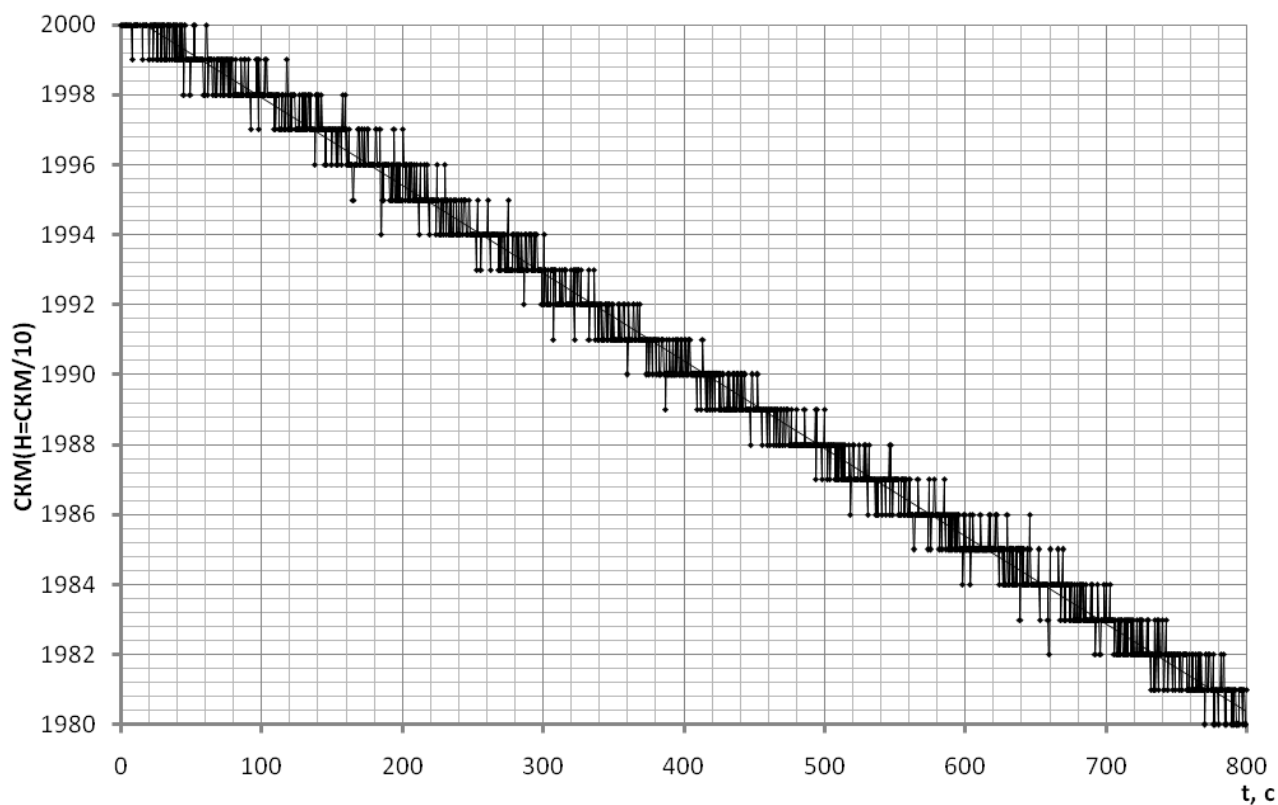


Рисунок 4.37 – Временная диаграмма кода СКМ при $\varepsilon=-0,00125$ Гц/с, $\tau_{\phi}=120$ мс

Измеренная погрешность крутизны передаточной характеристики кода СКМ не превышает 0,3 %, а относительная погрешность СКМ не превышает 0,05 % в диапазоне частот вращения двигателя от 0 до 6000 об/мин. Погрешность сформированного кода по результатам испытаний составляет ± 1 младшего

разряда, при фиксированной частоте вращения маховика код СКМ не сбивается. Относительное отклонение среднего значения кода СКМ на ± 1 младшего разряда не влияет на крутизну передаточной характеристики ФСКМ.

4.7 Построение моментно-скоростных характеристик

Испытания формирователя кода кинетического момента (ФСКМ) на ПЛИС подтвердили его работоспособность и погрешность не более 0,5 % [141], что позволяет осуществить построение МСХ лабораторного макета УДМ.

Моментно-скоростные характеристики строились на основе показаний ФСКМ в составе МРДМ по следующему алгоритму:

- 1) Фиксация временных диаграмм кода СКМ при кодах управления ± 2000 , ± 1000 , ± 400 , ± 40 в диапазоне СКМ ± 2000
- 2) Фиксация временных диаграмм кода СКМ при кодах управления ± 4 , ± 1 в диапазонах СКМ 2000..1980, 1010..990, 510..490, 10..-10, -490..-510, -990..-1010, -1980..-2000;
- 3) Линейная аппроксимация полученных временных диаграмм с вычислением среднего значения приращения кода СКМ на интервале измерения при заданном коде управления (фактически вычисление углов наклона результирующих аппроксимирующих прямых)
- 4) Нанесение на график МСХ средних значений приращений кодов СКМ в соответствии с диапазонами измерения
- 5) Соединение полученных отрезков прямыми линиями для получения непрерывных диаграмм.

•Примечание: диапазон кодов управления был расширен с целью увеличения точности реализуемого момента УДМ за счет уменьшения веса единицы младшего разряда. Таким образом, вес е.м.р. Ну составил 0,025 мНм, что в четыре раза меньше применяемого ранее в подобном приборе.

Пункты 1), 2) и 3) приведены в разделе 5 [141], поэтому МСХ (рисунки 4.38–4.39) построены именно по этим данным.

Точки на рисунке 4.39 соответствуют диапазонам кодов СКМ, для которых приведены диаграммы в пунктах 5.5, 5.6 [141]. Интервалы времени, для которых

проводилась линейная аппроксимация характеристики СКМ(t) и вычисление ее угла наклона составляют 200 с для динамического момента 0,1 мНм и 800 с для динамического момента 0,025 мНм.

Как видно по рисункам 4.38–4.39 МСХ имеют линейный характер, значения Мд при заданном N_y стабильны во всем диапазоне изменения кинетического момента H .

Следует отметить, что МСХ будут иметь абсолютно идентичный характер при увеличении веса е.м.р. N_y в 2^n раз, где n – натуральное целое число. Т.е. можно сократить диапазон кодов управления до ± 1000 , ± 500 , ± 250 , ± 125 и т.д. за счет простейшей операции битового сдвига исходного кода управления 2000 на 1, 2, 3, 4 разряда вправо соответственно.

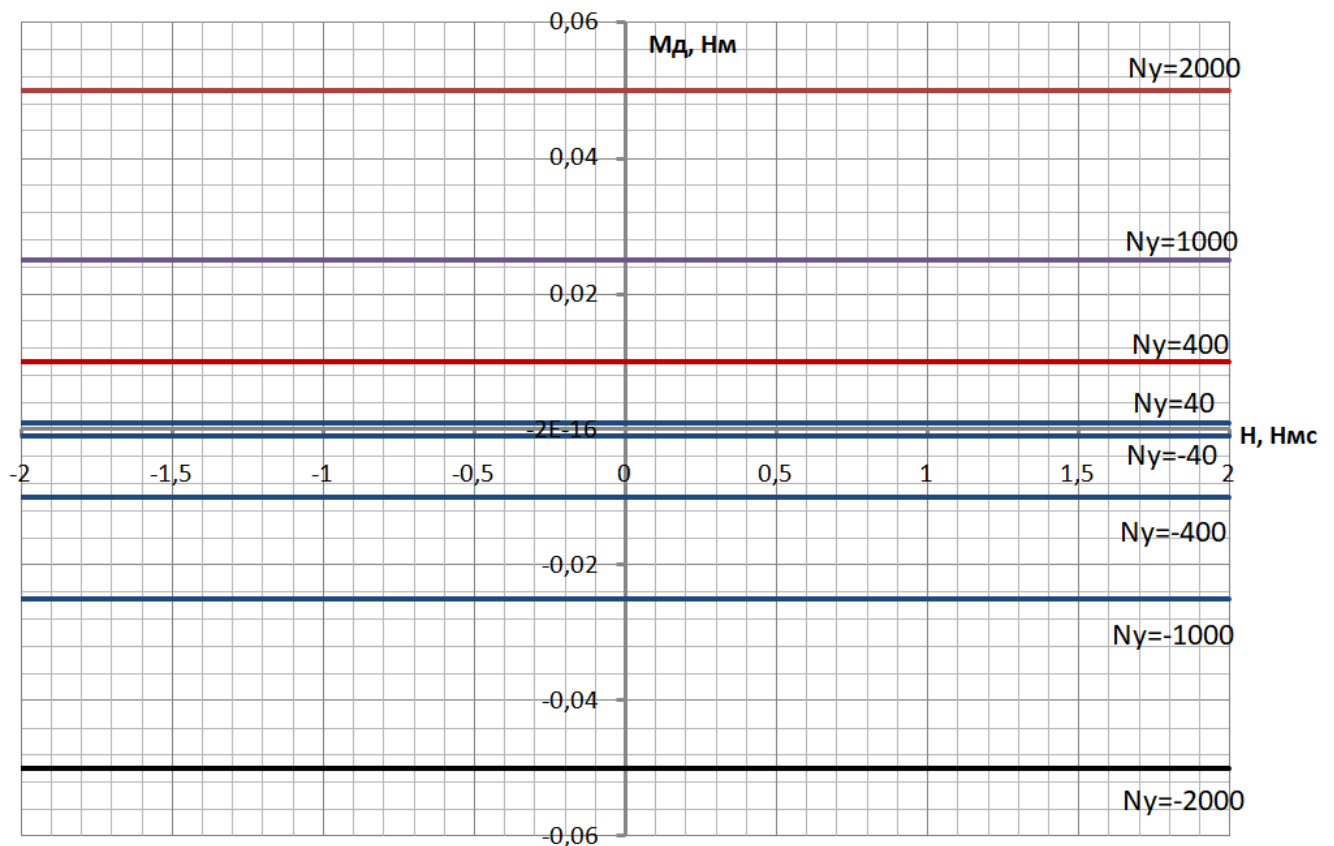


Рисунок 4.38 – МСХ при больших кодах управления $\pm 40.. \pm 2000$

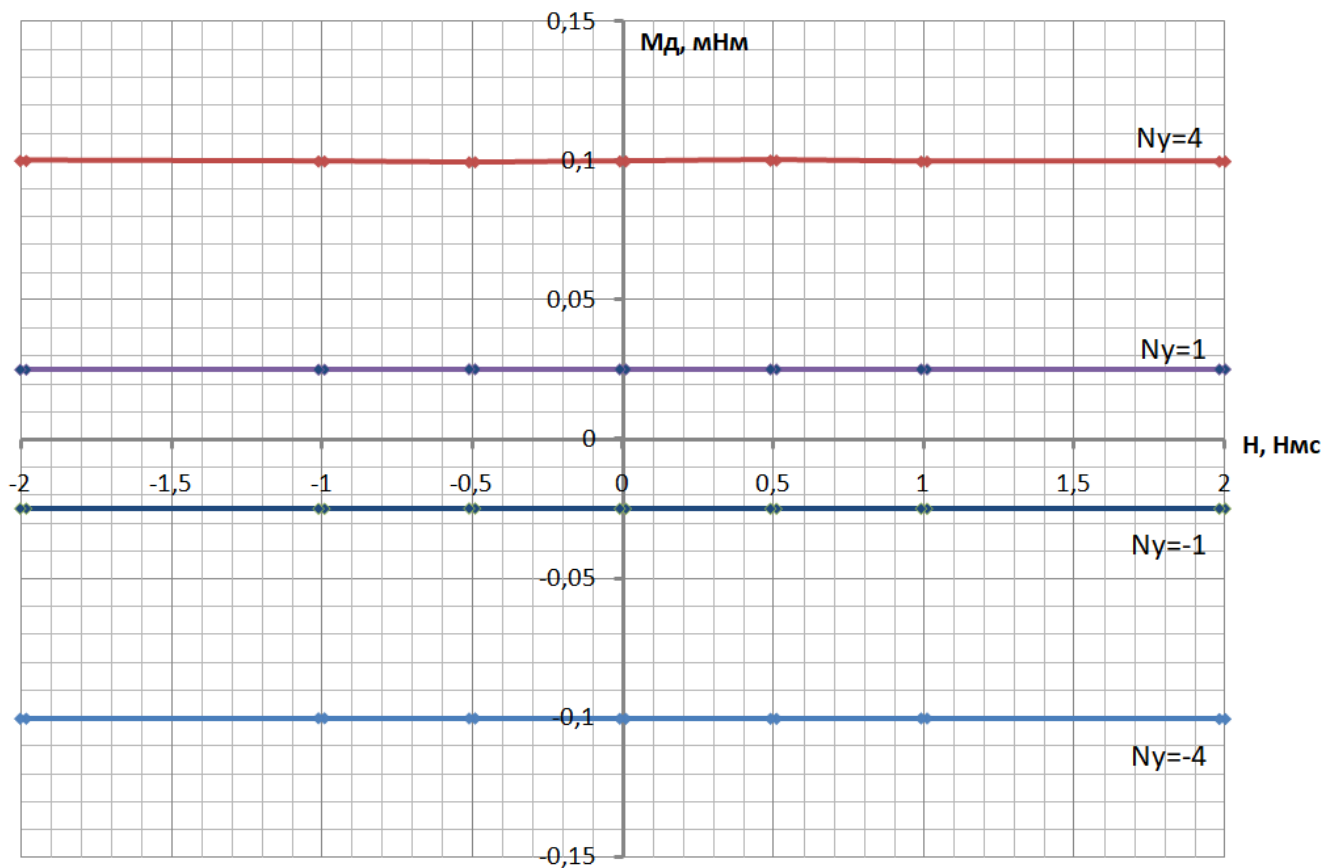


Рисунок 4.39 – МСХ при малых кодах управления $\pm 4 \dots \pm 1$

4.8 Расчет крутизны регулировочной характеристики, определение ее погрешности

Крутизна регулировочной характеристики испытанного УДМ рассчитывается по следующей формуле:

$$k = \frac{M_d(N_{y1}) - M_d(N_{y2})}{N_{y1} - N_{y2}}$$

Значения k рассчитываются в точках, соответствующих кодам СКМ ± 2000 , ± 1000 , ± 500 , 0 для следующих диапазонов кодов N_y :

- $N_{y1} = 2000$, $N_{y2} = 400$ (Д1);
- $N_{y1} = 1000$, $N_{y2} = 40$ (Д2);
- $N_{y1} = 400$, $N_{y2} = 4$ (Д3);
- $N_{y1} = 4$, $N_{y2} = 1$ (Д4);
- $N_{y1} = -4$, $N_{y2} = -1$ (Д5);
- $N_{y1} = -400$, $N_{y2} = -4$ (Д6);
- $N_{y1} = -1000$, $N_{y2} = -40$ (Д7);
- $N_{y1} = -2000$, $N_{y2} = -400$ (Д8).

Таблица 4.1 – Расчетные значения динамических моментов при различных N_y и СКМ

СКМ \ $M_d(N_y)$, Нм	-2000	-1000	-500	0	500	1000	2000
$M_d(-2000)$	-0,04999585	-0,04999585	-0,04999585	-0,04999585	-0,04999585	-0,04999585	-0,04999585
$M_d(-1000)$	-0,02499922	-0,02499922	-0,02499922	-0,02499922	-0,02499922	-0,02499922	-0,02499922
$M_d(-400)$	-0,01000049	-0,01000049	-0,01000049	-0,01000049	-0,01000049	-0,01000049	-0,01000049
$M_d(-40)$	-0,00099987	-0,00099987	-0,00099987	-0,00099987	-0,00099987	-0,00099987	-0,00099987
$M_d(-4)$	-0,00010020	-0,00010006	-0,00010012	-0,00010022	-0,00010023	-0,00010011	-0,00010031
$M_d(-1)$	-0,00002497	-0,00002504	-0,00002493	-0,00002501	-0,00002502	-0,00002501	-0,00002500
$M_d(1)$	0,00002489	0,00002492	0,00002506	0,00002502	0,00002502	0,00002503	0,00002502
$M_d(4)$	0,00010015	0,00009996	0,00009968	0,00009998	0,00010027	0,00009991	0,00009992
$M_d(40)$	0,00099987	0,00099987	0,00099987	0,00099987	0,00099987	0,00099987	0,00099987
$M_d(400)$	0,01000199	0,01000199	0,01000199	0,01000199	0,01000199	0,01000199	0,01000199
$M_d(1000)$	0,02499932	0,02499932	0,02499932	0,02499932	0,02499932	0,02499932	0,02499932
$M_d(2000)$	0,050000425	0,050000425	0,050000425	0,050000425	0,050000425	0,050000425	0,050000425

Таблица 4.2 – Расчетные значения крутизны регулировочной характеристики привода для различных диапазонов N_y и СКМ

СКМ \ Диап. N_y	-2000	-1000	-500	0	500	1000	2000
Д1	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05
Д2	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05
Д3	2,5005E-05	2,5005E-05	2,5006E-05	2,5005E-05	2,5004E-05	2,5005E-05	2,5005E-05
Д4	2,5085E-05	2,5013E-05	2,4874E-05	2,4987E-05	2,5082E-05	2,4961E-05	2,4966E-05
Д5	2,5076E-05	2,5006E-05	2,5062E-05	2,5068E-05	2,5069E-05	2,5031E-05	2,5104E-05
Д6	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5001E-05	2,5000E-05
Д7	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05	2,4999E-05
Д8	2,4997E-05	2,4997E-05	2,4997E-05	2,4997E-05	2,4997E-05	2,4997E-05	2,4997E-05

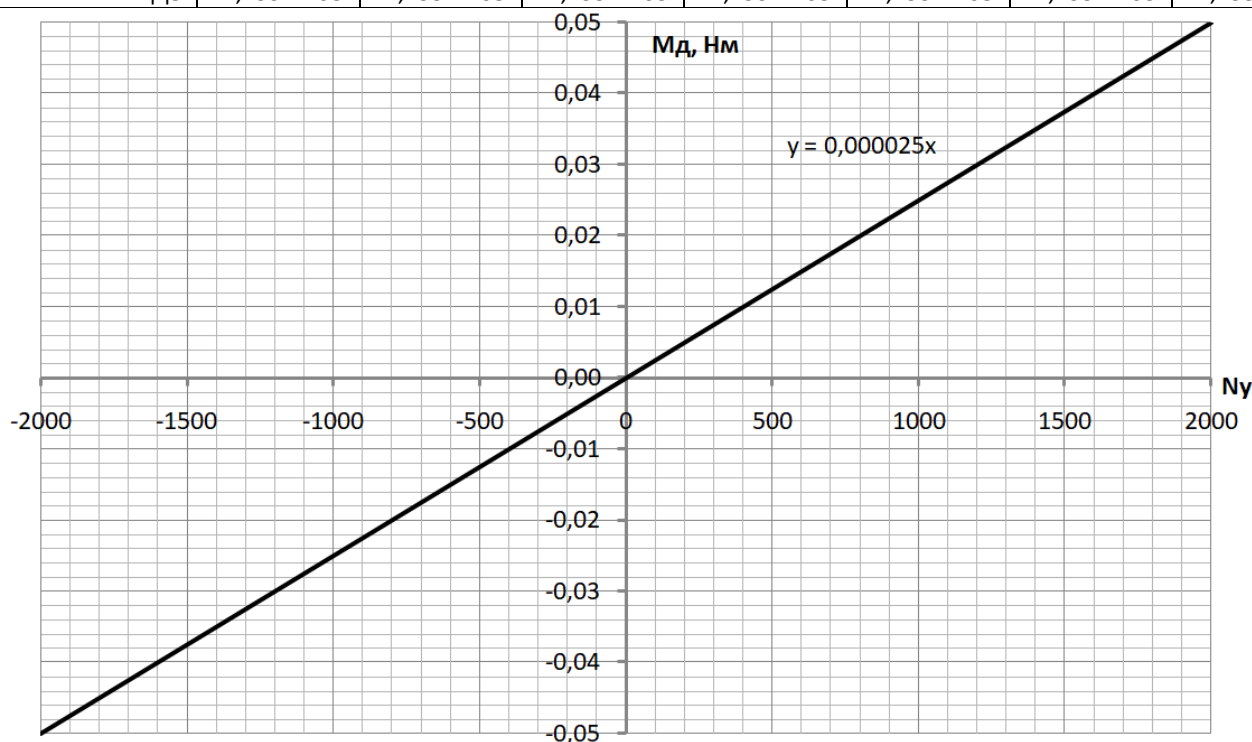


Рисунок 4.40 – Регулировочная характеристика электропривода УДМ

Согласно данным таблицы 4.2 среднее значение крутизны регулировочной характеристики УДМ составляет $2,5007 \cdot 10^{-5}$, погрешность относительно заданного значения составляет $-0,02886 \%$.

Минимальное значение крутизны регулировочной характеристики УДМ $2,4874 \cdot 10^{-5}$ зафиксировано при коде СКМ -500 для диапазона кодов управления Д4. Погрешность в данном случае относительно заданного значения составляет $0,50309 \%$.

Максимальное значение крутизны регулировочной характеристики УДМ $2,5104 \cdot 10^{-5}$ зафиксировано при коде СКМ 2000 для диапазона кодов управления Д5. Погрешность в данном случае относительно заданного значения составляет $-0,41422 \%$.

Повышенные значения погрешностей крутизны регулировочной характеристики относительно среднего значения в диапазонах Д4, Д5 обусловлены малым диапазоном кодов СКМ (± 10), в котором проводилась фиксация временных диаграмм при заданных малых кодах управления (± 1 , ± 4). При расширении диапазона кодов СКМ эта погрешность уменьшается, но время фиксации временных диаграмм приходится увеличивать (при диапазоне СКМ ± 10 и $N_y = \pm 1$ время проведения эксперимента составляло 800 секунд, а при $N_y = \pm 4$ с тем же диапазоном СКМ – 200 с).

Можно сделать вывод, что регулировочная характеристика испытанного УДМ (рисунок 4.40) имеет линейный характер в диапазоне кинетических моментов от -2 Нмс до 2 Нмс и динамических моментов от $-0,05$ Нм до $0,05$ Нм при весе единицы младшего разряда кода управления $N_y = 0,000025$ Нм. Погрешность регулировочной характеристики составляет не более $0,5 \%$.

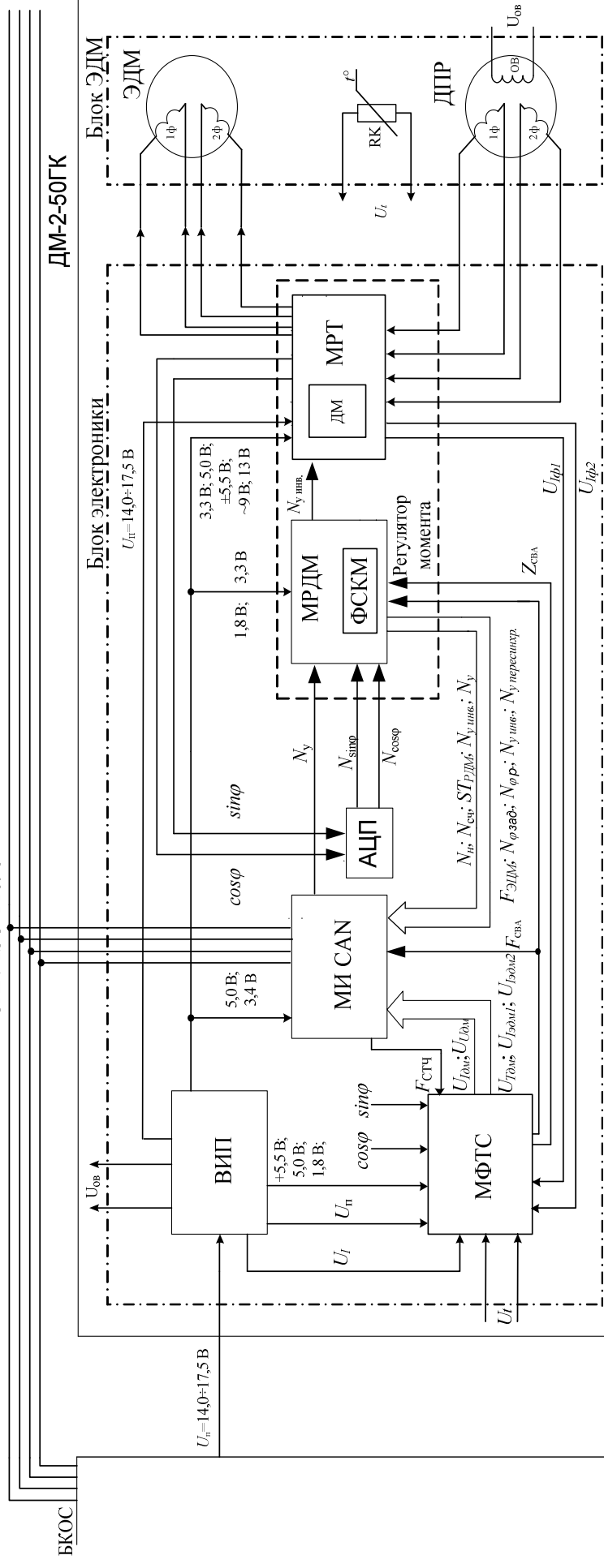
4.9 Результаты отработки новой системы управления на экспериментальных и опытных образцах приборов

По структурной схеме цифрового электропривода (рис. 2.4) были изготовлены экспериментальные и опытные образцы УДМ с кинетическим моментом $2 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, динамическим моментом $50 \text{ мН} \cdot \text{м}$.

В состав функциональной схемы блока электроники входят следующие модули (рисунок 4.41):

- модуль регулятора тока (МРТ);
- модуль регулятора динамического момента (МРДМ) с формирователем сигнала кинетического момента (ФСМ);
- модуль информационного обмена по CAN-интерфейсу (МИ CAN);
- модуль формирования телеметрических сигналов (МФТС);
- вторичный источник питания (ВИП).

Эталонная цифровая модель в структуре электропривода обеспечивает формирование его линейных характеристик и синхронизацию задающих сигналов с выходными сигналами датчика положения ротора во всех режимах работы. Кроме того, вследствие двойного интегрирования задающего сигнала система обладает астатизмом второго порядка.



АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ДМ – демодулятор; ДПР – датчик положения ротора; $\sin\varphi$, $\cos\varphi$ – огибающие сигналов ДПР; $U_{\text{ов}}$ – напряжение, подаваемое на обмотку возбуждения ДПР; 1ф, 2ф – первая и вторая фазы ЭДМ; N_y – код управления, пропорциональный требуемому управляющему моменту; $N_{\text{сч}}$ – код текущего времени, номер интервала вычисления N_H ; N_H – код, пропорциональный текущему кинетическому моменту; $N_{\sin\varphi}$, $N_{\cos\varphi}$ – код $\sin\varphi$, $\cos\varphi$; РК – термодатчик; U_n – напряжение питания прибора; $F_{\text{сва}}$ – частотный сигнал “СВА”; $Z_{\text{сва}}$ – знак “СВА”; $F_{\text{стч}}$ – частотный сигнал “СТЧ”; U_I – сигнал тока потребления с измерительного шунта; $U_{\text{там}}$ – аналоговый ТМ-сигнал, пропорциональный току потребления прибора; $U_{\text{оам}}$ – аналоговый ТМ-сигнал, пропорциональный напряжению питания прибора; $U_{\text{там}}$ – аналоговый ТМ-сигнал, пропорциональный температуре прибора; $U_{\text{эддм1}}$, $U_{\text{эддм2}}$ – аналоговые ТМ-сигналы, пропорциональные токам в фазах ЭДМ; $U_{\text{иф1}}$, $U_{\text{иф2}}$ – сигналы с датчиков ток в фазах; $ST_{\text{рдм}}$ – флаги РДМ; $N_{y\text{инв}}$ – итоговый сигнал управления инверторами; $F_{\text{эдм}}$ – код текущей частоты вращения в эталонной цифровой модели (ЭЦМ); $N_{\varphi\text{зад}}$ – код текущего угла в ЭЦМ; $N_{\varphi p}$ – код реального угла, полученного с помощью алгоритма CORDIC; N_y *пересинхр.* – счетчик пересинхронизации ЭЦМ.

Рисунок 4.41 – Функциональная схема блока электроники прибора ДМ2

Для устранения недопустимых рывков динамического момента во время включения питания при частоте вращения ротора УДМ, отличной от нулевой, применяется устройство интеллектуального контроля и синхронизации. Данное устройство постоянно отслеживает координаты маховика, сравнивает их с текущим состоянием эталонной цифровой модели, осуществляет начальную синхронизацию за счет дополнительного контура, отключая при необходимости электродвигатель от управления. Немаловажной функцией устройства коммутации и контроля является способность отследить нештатный выход электродвигателя из синхронизма с сигналами эталонной цифровой модели и остановить аварийное увеличение тока в его фазах.

Одним из основных выходных сигналов УДМ является цифровой код сигнала кинетического момента (СКМ), который определяется путем дифференцирования сигнала углового положения вала двигателя. С целью устранения систематической погрешности вычисления динамического момента, связанной с интерфейсными задержками, а также погрешностями операционных систем при работе с микросекундными интервалами времени, прибор выдает свой код «текущего» времени, который соответствует жесткому временному интервалу. При этом код СКМ выдается в связке с кодом «текущего» времени прибора, который фактически является номером такта вычисления выдаваемого кода СКМ. По коду СКМ с помощью контрольно-проверочной аппаратуры строятся моментно-скоростные характеристики прибора.

Для наглядности приведем реальные моментно-скоростные характеристики (МСХ) одного из приборов ДМ2 в режимах управления по электромагнитному (слева) и по динамическому (справа) моментам в различных условиях окружающей среды (рис. 4.42– 4.44, П2.25–П2.30). Шумы момента на данных графиках вызваны дискретным характером сигнала СКМ, его приращением при дифференцировании за время « $\Delta t_{\text{текущее}}$ ». При этом приращение $\Delta \text{СКМ}=25$ ($\Delta \text{СКМ}_{\text{max}}=25$). Как меняется уровень помех при изменении $\Delta \text{СКМ}$, можно отследить по рисункам П2.31–П2.35.

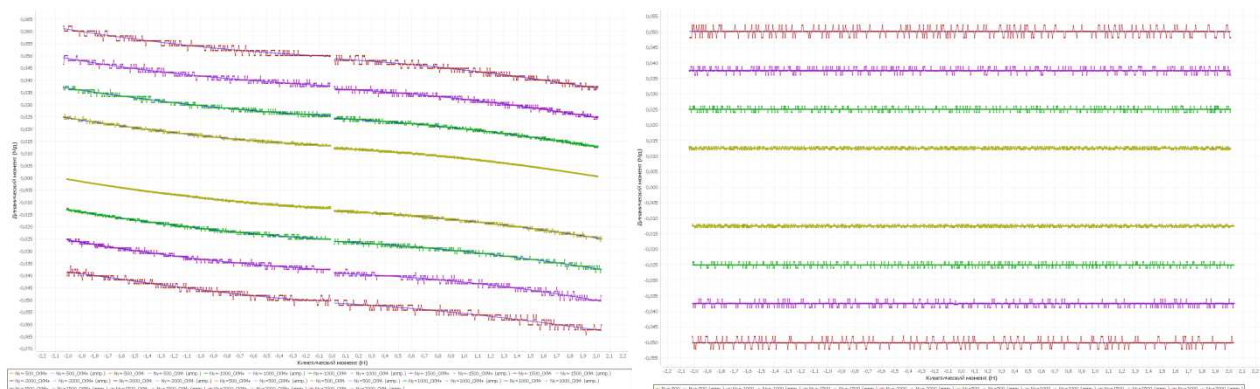


Рисунок 4.42 –МСХ ДМ2 в н.к.у.

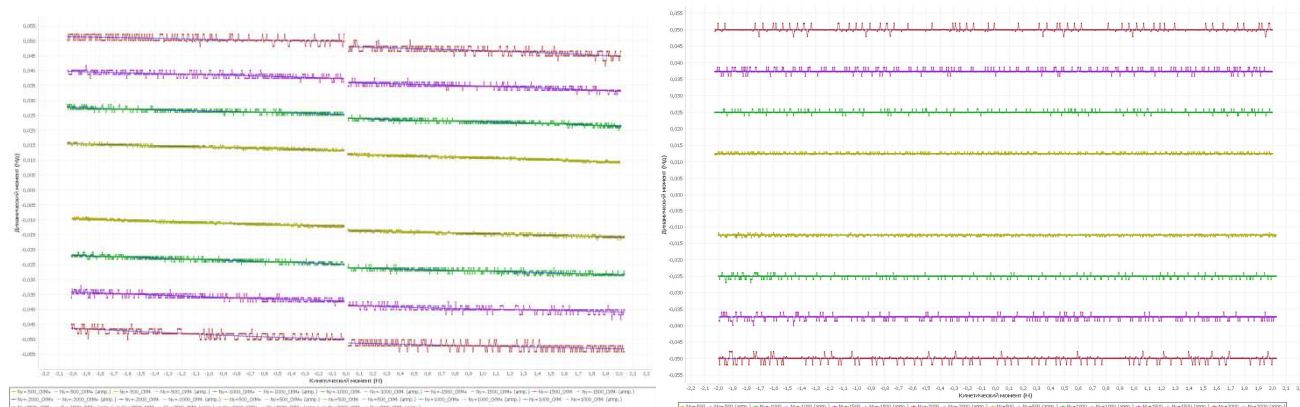


Рисунок 4.43 –МСХ ДМ2 в вакууме при $t=+55\text{ }^{\circ}\text{C}$.

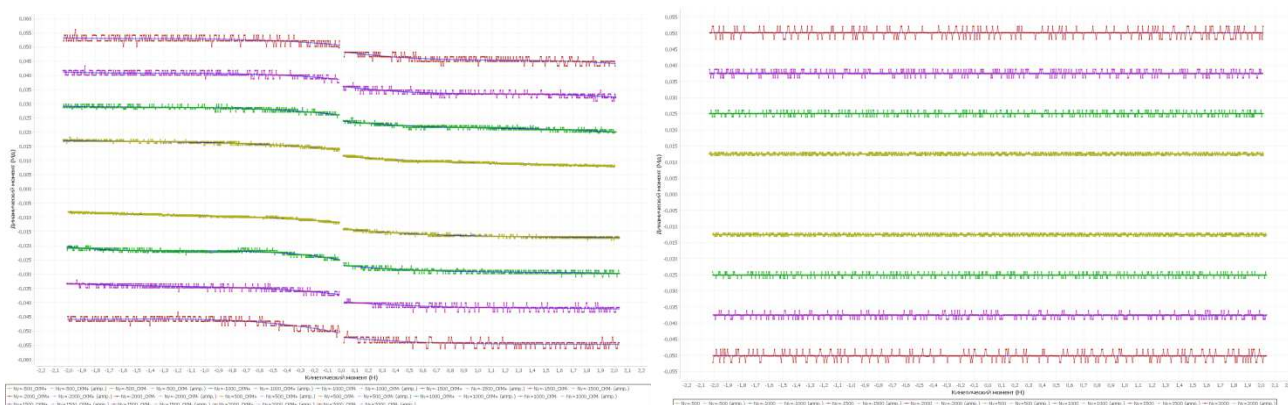


Рисунок 4.44 –МСХ ДМ2 в вакууме при $t=-20\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Наличие РДМ в структуре электропривода позволяет передавать по интерфейсной линии следующие дополнительные информационные данные о состоянии УДМ:

- коды заданного и реального угловых положений ротора УДМ;
- код эталонной частоты (мгновенное значение кода заданной частоты вращения УДМ);
- код счетчика выхода прибора из синхронизации с эталонной цифровой моделью;

- заданный обрабатываемый код управления прибора и мгновенный код управления инверторами;

- сигнал насыщения УДМ;

- флаги состояния регулятора динамического момента.

Также РДМ позволяет реализовать следующие функциональные возможности УДМ:

- управление по электромагнитному, динамическому, кинетическому моментам, а также стабилизация углового положения ротора;

- ограничение частоты вращения при насыщении;

- разгрузка по команде с заданным динамическим моментом;

- верификация конфигурационной памяти статического оперативного запоминающего устройства программируемой логической интегральной схемы (циклическое сравнение контрольной суммы действующего программного обеспечения с изначальной конфигурацией микросхемы);

- возможность изменения соответствия между знаком кода управления и направлением реализуемого управляющего момента с соответствующим изменением знака кинетического момента (смена фазировки).

Таким образом, разработанный УДМ обладает рядом существенных технических и эксплуатационных преимуществ по сравнению с традиционными двигателями-маховиками, управляемыми по электромагнитному моменту. Дискретность реализации динамического момента составляет $2,5 \cdot 10^{-5}$ Н·м при погрешности крутизны регулировочной характеристики не более 0,5 %. Погрешность крутизны передаточной характеристики кода кинетического момента не превышает 0,2 %, а относительная погрешность СКМ составляет не более 0,05 %. Детальнее с характеристиками разработанного УДМ можно ознакомиться в [139-141].

Выводы.

1. Достигнутые значения погрешности ускорения и частоты выходного сигнала ЭЦМ не превышают 0,01 % и зависят лишь от аппаратных ограничений и могут изменяться в зависимости от разрядности аккумулятора фазы и соотношения тактовых частот внутренних интеграторов ЭЦМ.

2. Полученные осциллограммы подтверждают корректность функционирования алгоритма сложения частот пилообразных напряжений, формирователя коротких импульсов и работы ИЧФД как в линейном режиме сравнения фаз, так и в режимах насыщения. Высокочастотные помехи на результирующих пилообразных сигналах объясняются высокой скоростью переключения логических элементов ПЛИС, отсутствием фильтров на выходе ЦАПов. Эти помехи не влияют на работу ИЧФД, который работает без сбоев во всем диапазоне частот вращения маховика.

3. Пульсации сигналов тока не влияют на форму выходных сигналов ДПР и кода угла, следовательно, ток в фазах двигателя отрабатывает нелинейности всей системы в целом (двигателя, ДПР, РТ).

4. Измерить задержку на реализацию малых моментов из неподвижного положения маховика не представляется возможным. УДМ не имеет «мертвых зон» по управлению.

5. Момент сопротивления компенсируется за счет дополнительного тока, значение которого задается в результате работы контура фазовой синхронизации.

6. Судя по виду временных диаграмм контур фазовой синхронизации можно представить передаточной функцией апериодического звена второго порядка с постоянной времени 140 мс. Максимальное перерегулирование достигает величины 38% при подаче максимальных управляющих кодов с разными знаками.

7. Динамика РДМ при больших кодах управления определяется быстродействием регуляторов тока, постоянная времени которых составляет не более 500 мкс

8. Динамика РДМ при малых кодах управления определяется контуром фазовой синхронизации, постоянная времени которого по результатам испытаний составила 140 мс.

9. Время начальной синхронизации включает в себя загрузку конфигурации в ПЛИС (~130 мс), грубый подсчет текущей скорости вращения по импульсам $F_{св}$ (~104,86 мс) и время согласования фазы и частоты ДПР с выходными сигналами ЭЦМ за счет работы контура начальной синхронизации.

10. Во всем диапазоне рабочих частот вращения (± 6000 об/мин) время начальной синхронизации не зависит от начальной частоты вращения двигателя и не превышает 1,1 с.

11. Разгрузка прибора осуществляется только за счет контура фазовой синхронизации (отсутствует безынерционная составляющая, пропорциональная заданному коду управления). Динамика разгрузки соответствует динамике контура фазовой синхронизации. В момент прихода маховика к нулевой частоте вращения наблюдается кратковременный откат (< 500 мс).

12. При управлении по динамическому моменту реализовано программное ограничение частоты вращения маховика (код СКМ= ± 2100). По достижении этого ограничения дальнейшая реализация заданного управляющего момента в том же направлении прекращается, номинальная частота вращения маховика стабилизируется, прибор реализовывает нулевой динамический момент. Телеметрический сигнал «Код, пропорциональный требуемому управляющему моменту ДМ» при стабилизации прибора на коде СКМ = ± 2100 обнуляется при любом значении заданного кода управляющего момента и остается равным нулю до прихода команды разгрузки или кода управляющего момента со знаком, противоположным знаку текущего кода СКМ.

13. МСХ УДМ имеют линейный характер, значения динамического момента при заданном коде управления стабильны во всем диапазоне изменения кинетического момента.

14. Расчетная погрешность крутизны регулировочной характеристики УДМ по результатам испытаний составила не более 0,5 %.

15. Регулировочная характеристика УДМ имеет линейный характер ($M_D = K_D \cdot N_y$), в диапазоне кинетических моментов от -2 до 2 Нмс и динамических моментов от $-0,05$ до $0,05$ Нм при весе единицы младшего разряда кода управления $K_D = 0,000025$ Нм/ед.

16. Результаты экспериментальных исследований сходятся с результатами моделирования с точностью не хуже 5% , что подтверждает адекватность математической имитационной модели и позволяет использовать ее при проектировании УДМ.

17. Внедрение модуля регулятора динамического момента в разрабатываемые двигатели-маховики обеспечивает высокие точностные и динамические характеристики как управляющего момента, так и кодового сигнала кинетического момента. Отечественная элементная база позволяет сконструировать компактный вычислительный модуль с высокой радиационной стойкостью, малой массой и небольшим потреблением мощности. При этом существенно расширяется функционал прибора – возможны три режима управления: по электромагнитному, по кинетическому и по динамическому моментам.

Заключение

Для ориентации и стабилизации КА в основном используются простые в управлении и надежные двигатели-маховики. В связи с уменьшением требуемого диапазона создаваемых этими устройствами динамических моментов остро встала проблема влияния момента сопротивления на регулировочные характеристики УДМ, так как момент сопротивления стал практически соразмерным с величиной управляющего момента. Основной целью диссертационной работы являлась разработка и исследование способа управления динамическим моментом с компенсацией момента сопротивления и обеспечение линейного характера регулировочной и моментно-скоростных характеристик УДМ во всем диапазоне рабочих частот вращения (в том числе околонулевые), которая успешно решена на уровне лабораторных испытаний и внедрена в опытные и экспериментальные образцы приборов.

В представленной работе отражены результаты модернизации электродвигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата. Также проанализированы существующие технические решения по управлению двигателями-маховиками, приведены их недостатки, наличие недопустимых ограничений в рабочем диапазоне параметров либо невозможность практической реализации. Синтезирована новая система управления динамическим моментом двигателя-маховика на основе привода с частотно-фазовой синхронизацией, которая не имеет обнаруженных у других систем недостатков, разъяснены принципы работы и условия коммутации контуров.

Разработаны принципы и алгоритмы функционирования блоков эталонной цифровой модели, имитирующей сигналы ДПР двигателя-маховика, исследованы характеристики ЭЦМ.

Предложенный способ сложения частот пилообразных сигналов позволяет перейти от операций с тригонометрическими функциями к суммированию пилообразных функций и реализовать этот процесс аппаратно-программными средствами, упростив при этом структуру системы управления.

Впервые составлена и описана имитационная математическая модель трехконтурного электропривода УДМ с фазовой синхронизацией. Также впервые внесено уточнение в уже известный математический аппарат в части дополнения характера изменения момента трогания по экспоненциальному закону при «залипании» и после начала движения ротора электродвигателя, позволяющее более детально исследовать процесс начала движения и останова ротора. Результаты моделирования сходятся с реальными характеристиками приборов с точностью не хуже 5%, что подтверждает адекватность математической модели в целом, всех ее подсистем и необходимости и достаточности принятых допущений. Упрощенный частотный анализ новой системы управления УДМ подтверждает ее устойчивость и удовлетворяет требования по частотным характеристикам.

Результаты экспериментальных исследований устройства управления динамическим моментом электродвигателя-маховика на основе привода с частотно-фазовой синхронизацией подтвердили результаты моделирования, позволили получить необходимые характеристики и открыли путь к внедрению РДМ в экспериментальные и опытные образцы приборов.

Синтезированная математическая модель трехконтурной системы управления УДМ является удобным и гибким средством отладки и анализа уже существующих и вновь разрабатываемых приборов.

Результаты испытаний и внедрения разработанного способа управления динамическим моментом и устройства для его реализации подтверждает адекватность использованных моделей и положений, сформулированных в диссертации, правильность схемотехнических решений.

Все перечисленное выше позволило создать основу для проектирования прецизионных систем управления динамическим, кинетическим моментами СДПМ с возможностью угловой стабилизации.

Список использованных источников

1. Rauschenbakh B.V., Ovchinnikov M.Y., McKenna-Lawlor S. Essential Spaceflight Dynamics and Magnetospherics. Kluwer Academic Publishers, New York, 2004, 397 p.
2. Раушенбах Б.В., Токарь Е.Н. Управление ориентацией космических аппаратов. Изд-во "Наука", М., 1974.
3. Алексеев К. Б., Бебенин Г. Г. Управление космическим летательным аппаратом. М. : Машиностроение, 1964. 402 с.
4. Каргу Л.И. Системы угловой стабилизации космических аппаратов. М. - "Машиностроение", 1980.
5. Попов В.И. Системы ориентации и стабилизации космических аппаратов. Пассивные и комбинированные системы. М. - "Машиностроение", 1986.
6. Иосифьян А.Г. Электромеханика в космосе. М. - "Знание", 1977
7. В.Ф. Петрищев. Элементы теории гироскопа и его применение для управления космическими аппаратами. Уч. пос. - Самара, - 2004.
8. Ишлинский А.Ю. Ориентация, гироскопы и инерциальная навигация. - М.: Наука, 1976.
9. Циолковский К.Э. Избранные труды. Изд-во Академии наук СССР. М.: 1962. 539 С.
10. Васильев В. Н., Вейнберг Д. М., Шереметьевский Н. Н. Управление угловым положением долговременной орбитальной станции при помощи двухстепенных силовых гироскопов // Изв. АН СССР. Сер. Механика твердого тела. 1967. № 5. С. 3–9.
11. Пельпор Д. С. Гироскопические системы ориентации и стабилизации : справ. пособие. М. : Машиностроение, 1982. С. 90–124.

12. Джекот А. Д., Лиска Д. Д. Применение гиросtabilизаторов в системах управления угловым положением космического аппарата // Вопросы ракетной техники. 1967. № 2. С. 73–88.

13. Markley F.L., Crassidis J.L. Fundamentals of Spacecraft Attitude Determination and Control. Springer Science+Business Media. New York. 2014, 486 p.

14. Wertz J.R. (Ed.) Spacecraft attitude determination and control. Dordrecht, Kluwer academic publishers. 1978, 881 p.

15. Chen L-Q. Chaos in Attitude Dynamics of Spacecraft. Tsinghua Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 2013, 163 p.

16. Mazzini L. Flexible Spacecraft Dynamics, Control and Guidance. Technologies by Giovanni Campolo. Springer International Publishing, Switzerland. 2016, 363p.

17. Brown C.D. Elements of Spacecraft Design. Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2002. — 622 p.

18. Hu W. Fundamental Spacecraft Dynamics and Control. Wiley, 2015. 348 p.

19. Sidi M.J. Spacecraft Dynamics and Control: A Practical Engineering Approach. Cambridge University Press, 1997, 409 p.

20. Tewari A. Advanced Control of Aircraft, Spacecraft and Rockets. Wiley, 2011, 390 p.

21. Truszkowski W., Hallock H., Rouff Ch., Karlin J., Rash J., Hinchey M., Sterrit R. Autonomous and Autonomic Systems: With Applications to NASA Intelligent Spacecraft Operations and Exploration Systems. Springer-Verlag, London, 2009, 289 p.

22. Pisacane V.L. (Ed.) Fundamentals of Space Systems. 2nd Edition, Oxford University Press, 2005, 772 p.

23. Sinclair D., Cordell Grant C., Zee Robert E. Enabling reaction wheel technology for high performance nanosatellite attitude

control. [Электронный ресурс]. - Режим доступа:
www.digitalcommons.usu.edu/smallsat/2007/all2007/63, 2007.

24. Walchko K.J. Robust nonlinear attitude control with disturbance compensation. Ph.D. dissertation, University of Florida, 2003, 151 p.

25. Kurokawa H. H. A Geometric Study of Single Gimbal Control Moment Gyros. // Singularity Problems and Steering Law. : Rep. of Mechan. Eng. Lab., 1998. No 175. 108 p.

26. Determining Spacecraft Reaction Wheel Friction Parameters. NASA tech briefs / 33, no. 11, (2009)

27. F L Markley; R G Reynolds; F X Liu; K L Lebsack. Maximum Torque and Momentum Envelopes for Reaction-Wheel Arrays. Journal of guidance, control, and dynamics : a publication of the American Institute of Aeronautics and Astronautics devoted to the technology of dynamics and control. 33, no. 5, (2010)

28. T Nishiyama; S Yoshikawa; K Yamada. Optimization for Reaction-Wheel Configuration. PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPACE TECHNOLOGY AND SCIENCE, 25, (2006)

29. Патент на изобретение №1840286, кл. H02P7/28. Устройство управления двигателем-маховиком. Заявитель: НПО "Полус". Авторы: Лянзбург В.П., Зенков А.К. 07.01.1977

30. Ададько 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.

31. II Международная конференция-выставка. Малые спутники. Новые технологии, миниатюризация. Области эффективного применения в XXI веке. Секция VI: Системы ориентации и стабилизации КА. 2005.

32. Анализ динамических возможностей систем управления малым космическим аппаратом, построенных на базе двигателей-маховиков. Игнатов А.И., Давыдов А.А., Сазонов В.В. ИПМ им. М.В.Келдыша РАН. М. -2005.

33. Александров Ю. С. Управление реактивным маховиком / Ю. С. Александров, А. В. Сорокин // Космические исследования.-1999.-Т. 37,№ 5.-С.538-543.

34. Кондратьев А.Б. Вопросы управления электроприводом системы ориентации с управляющими двигателями-маховиками / А.Б.Кондратьев, А.В.Ситникова // Проблемы совершенствования робототехнических систем летательных аппаратов: Сб. докладов 6 Всероссийской научно-технической конференции. - М.: МАИ,2002.-С. 296-299.

35. Перечень критических технологий Российской Федерации. URL: http://news.kremlin.ru/ref_notes/988.htm (дата обращения: 08.12.2017).

36. Указ Президента Российской Федерации № 1380 от 14 октября 2012 года "О повышении эффективности мер государственной поддержки работников организаций оборонно-промышленного комплекса Российской Федерации". URL: <http://pravo.gov.ru/proxy/ips/?docbody=&firstDoc=1&lastDoc=1&nd=102160013> (дата обращения: 18.08.2018).

37. Постановление Правительства Российской Федерации № 1381 от 22 декабря 2012 г. "О стипендиях работникам организаций оборонно-промышленного комплекса Российской Федерации". URL: <http://pravo.gov.ru/proxy/ips/?docbody=&nd=102162009&rdk=&backlink=1> (дата обращения: 18.08.2018).

38. Положение "Об отборе кандидатов на назначение стипендии за выдающиеся достижения в создании прорывных технологий и разработке современных образцов вооружения, военной и специальной техники в интересах обеспечения обороны страны и безопасности государства и стипендии за значительный вклад в создание прорывных технологий и разработку современных образцов вооружения, военной и специальной техники в интересах обеспечения обороны страны и безопасности государства". Утверждено Постановлением Правительства Российской Федерации № 1381 от 22 декабря

2012 г. URL: <http://pravo.gov.ru/proxy/ips/?docbody=&nd=102162009&rdk=&backlink=1>
(дата обращения: 18.08.2018).

39. Космическая прецизионная электромеханика / В.Я. Авербух // Вопросы электромеханики Т. 124, 2011. С 17-28.

40. Савельев Н.В. Курс общей физики. Механика молекулярной физики. Т.1. М.: Наука, 1977 г.

41. Синхронный двигатель с постоянными магнитами. URL: <http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/#principle> (дата обращения: 10.02.2018).

42. Разработка и исследование математической динамической модели электропривода управляющего двигателя-маховика. /Плеснивый А.Н.// Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб.науч.тр. - Новосибирск: Наука, 2007. - с.268-276.

43. Завьялова О.Ю. Разработка и исследование высокоточных регуляторов электромеханических исполнительных органов систем ориентации и стабилизации космического аппарата. [Текст]: дис. канд. техн. наук: 05.09.03: защищена 2013: утв. 2014 / Казанцев Юрий Михайлович. –Томск, 2013. – 152 с.

44. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА.- Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990.–336 с.: ил.

45. Гавриш П.Е. Энергопреобразующая аппаратура силовых гироскопических приборов космических аппаратов. [Текст]: дис. канд. техн. наук: 05.09.12: защищена 2014: утв. 2015 / Казанцев Юрий Михайлович, Михальченко Геннадий Яковлевич. – Томск, 2014. – 156 с.

46. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением / Под ред. Н.В. Бродовского. М.: Энергия, 1974.

47. Интегрированные маховики для систем ориентации и стабилизации мини-спутников / Гладышев Г.Н., Лянзбург В.П.//Электронные и электромеханические системы и устройства: Сб.науч.тр. - Новосибирск: Наука, 2007. - с.262-265.

48. US Patent No.: 8,918,236 B2. Date of Patent Dec.23,2014. Inventor: Brian Hamilton, Glendale, AZ (US). Assignee: Honeywell International Inc., Morristown, NJ (US). Prior Publication Data: Dec.27, 2012; US 2012/0325970A1.

49. Патент на изобретение №1840286, кл. H02P7/28. Устройство управления двигателем-маховиком. Заявитель: НПП "Полус". Авторы: Лянзбург В.П., Зенков А.К. 07.01.1977

50. Повышение точности управления моментом двигателя-маховика / Якимовский Д.О. //Гироскопия и навигация. – 2008. - №3 (62) – С.46-52.

51. Автомобильные датчики положения. Современные технологии и новые перспективы. Часть 5. Новые перспективы бесконтактных угловых измерений в диапазоне угла 360 градусов: снова датчики Холла – угловые магнитные энкодеры. / С. Сысоева // Компоненты и технологии №6, 2005.

52. Автомобильные датчики положения. Современные технологии и новые перспективы. Часть 6. Концепции создания магнитных угловых энкодеров на основе эффекта Холла. / С. Сысоева // Компоненты и технологии №7, 2005.

53. Автомобильные датчики положения. Актуализация надежных и недорогих интегральных компонентов./ С. Сысоева // Компоненты и технологии №3, 2009. с.13-20.

54. AM4096 - Angular magnetic encoder IC. Data sheet. Issue 2, 10th March 2010

55. AS5145H/AS5145A/AS5145B. 12-Bit Programmable Magnetic Rotary Encoder. Revision 1.11

56. Цифровой следящий электропривод высокоточных лазерных станций координатных измерений / А.П. Балковой Ю.Н. Бугаев, А.В. Суетенко, В.К. Цаценкин // Электричество. – 2004. – № 5. – С. 37–43.

57. Попов А.И. Адаптивная система прямого цифрового управления следящего рулевого электропривода автономных объектов / А.И. Попов, А.С. Гончаров // Системы управления. – 2011. – № 1. – С. 37–41.

58. Трахтенберг Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. – М. : Энергоиздат, 1982. – 168 с.

59. Фалеев М.В. Особенности построения электроприводов с импульсной и цифровой фазовой синхронизацией // Вестник ИГЭУ. – 2009. – №3. – С. 1–4.

60. Бубнов А.В. Анализ влияния алгоритма работы импульсного частотно-фазового дискриминатора на динамику электропривода с фазовой синхронизацией // Известия Томского политехнического университета. – 2004. – Т. 307. №6. – С. 139–143.

61. Фалеев М.В. Развитие фазовых дискриминаторов для гибридных электроприводов / М.В. Фалеев, А.Н. Ширяев // Вестник ИГЭУ. – 2008. – № 3. – С.1 – 4.

62. Бубнов А.В. Многофункциональное логическое устройство сравнения для электропривода с фазовой синхронизацией // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – Т. 308. №4. – С. 153–157.

63. Бубнов А.В. Моделирование электропривода с фазовой синхронизацией в Matlab-Simulink / А.В. Бубнов, П.А. Катрич // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. №3. – С. 165–170.

64. Эффективный способ регулирования электропривода с фазовой синхронизацией / А.В. Бубнов, А.Н. Чудинов, В.А. Емашов // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. – № 5. – С. 46–49.

65. Пат. 2521617 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 7/28. Способ управления динамическим моментом двигателя-маховика / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин; патентообладатель ОАО "НПЦ "Полюс"; опубл. 10.07.2014.

66. Пат. 2609673 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 6/08. Способ регулирования частоты вращения электродвигателя / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург; патентообладатель АО "НПЦ "Полюс"; опубл. 02.02.2017.

67. Балковой Н.Н. Устройство управления динамическим моментом двигателя-маховика на основе привода с частотно-фазовой синхронизацией /

Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург // Электромеханические преобразователи энергии: матер. V юбилейной междунар. науч.-техн. конф., посвящ. памяти Г.А. Сипайлова. – Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2011. – С. 280–284.

68. Балковой Н.Н. Управляющий двигатель-маховик с повышенным качеством моментных характеристик / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург // XXXIV Академические чтения по космонавтике «Королевские чтения». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ihst.ru/~akm/36t17>, свободный (дата обращения: 10.04.2015).

69. Балковой Н.Н. Управление динамическим моментом двигателя-маховика / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург // Материалы XVI Международной научной конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (7-9 ноября 2012, г. Красноярск). Часть 1.

70. Балковой Н.Н. Астатические системы электроприводов систем ориентации и стабилизации космических аппаратов. / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов. /ОАО «НПЦ «Полюс». – Томск, 2013.

71. Пат. 2 291 552 РФ, МПК Н 02 Р 6/08. Устройство для регулирования частоты вращения электродвигателя / Ю.Е. Муравяткин, С.В. Редькин, А.С. Авдиевич (РФ). – № 2 004 132 669/09; заявл. 09.11.2004; опубл. 10.01.2007. Бюл. № 16. – 3 с.

72. Отчет технический ЕИЖА.468332.581 Д7.1 Результаты ЛОИ модуля управления динамическим моментом УДМ

73. Цифровой астатический электропривод систем ориентации и стабилизации космических аппаратов / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург, Г.Я. Михальченко // Докл. Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2014. № 3 (33). С. 168 –175.

74. Захаров А.В. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы / А.В. Захаров, В.М. Хачумов // Программные системы: теория и приложения. – 2004. – Т. 26, № 6. – С. 353–372.

75. Байков В.Д. Аппаратурная реализация элементарных функций в ЦВМ / В.Д. Байков, В.Б. Смолов. – Ленинград: Издательство Ленинградского университета, 1975. – 96 с.

76. Дайнеко Д.Е. Реализация CORDIC-алгоритма на ПЛИС // Компоненты и технологии. – 2011. – №12 – С. 36–46.

77. Andraka R. A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers // Proc. of the 1998 ACM/SIGDA 6 inter. symp. of Field programmable gate arrays. P. 191–200.

78. Балковой Н.Н. Цифровая модель управляющего двигателя-маховика. Электромеханические преобразователи энергии : материалы V Юбил. междунар. науч.-техн. конф., посвященной памяти Г.А. Сипайлова / Том. политехн. ун-т. Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2011. С. 275–280.

79. Балковой Н.Н.. Эталонная цифровая модель двигателя-маховика. / Сборник материалов молодёжной конференции «Новые материалы и технологии для ракетно-космической и авиационной техники». Звездный городок, июнь 2012.

80. Балковой Н.Н. Эталонная цифровая модель управляющего двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата / Н.Н. Балковой, Г.Я. Михальченко // Доклады ТУСУР. – 2014. - №3(33) – С. 161–167.

81. Ридико Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. – 2001. – №7. – С. 34–39.

82. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери, пер. А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2005. – № 1. – С. 145–151.

83. Прямой цифровой синтез (DDS) в тестовом, измерительном и коммуникационном оборудовании / Е. Мёрфи, К. Слэттери, пер. А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2006. – № 8. – С. 145–151.

84. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже – 120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. – 2009. – №5. – С. 139–146.

85. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже – 120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. – 2009. – №6. – С. 142–147.

86. Murphy E. All about direct digital synthesis / E. Murphy, C. Slattery // Analog Dialogue. – 2004. – №38-08. – С. 1–5.

87. Стешенко В. Школа схемотехнического проектирования устройств обработки сигналов. Занятие 17. Цифровые синтезаторы прямого синтеза частот // Компоненты и технологии. – 2002. – №7. – С. 142–147.

88. Ридико Л. Низкочастотный генератор синусоидального сигнала с шагом сети 0,01 Гц // Схемотехника. – 2001. – №2. – С. 10–13.

89. Проектирование умножителя целых чисел со знаком методом сдвига и сложения в базисе ПЛИС / А.В. Строгонов, А.И. Винокуров, А. Джиоти // Компоненты и технологии. – 2014. – № 1. – С. 145–151.

90. Балковой Н.Н. Перспективы применения программируемых логических интегральных схем в электромеханических исполнительных органах / Н.Н. Балковой, А.Н. Плеснивый, И.Ф. Сабинин // Электронные и электромеханические системы и устройства: Тез. докл. XVIII науч.-техн. конф. (22-23 апр. 2010 г., г. Томск)/ОАО "НПЦ "Полюс". - Томск: ООО "Печатная мануфактура", 2010.

91. Поляков А.К. Языки VHDL и VERILOG в проектировании цифровой аппаратуры. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 320 с.

92. ПЛИС – элементная база систем управления и обработки сигналов XXI века. С. Шипулин, Д. Губанов, В. Стешенко, В. Храпов. // Электронные компоненты. 2001. № 1. с. 6-10.

93. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007.

94. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы «Altera»: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. М: Изд. дом «Додэка-XXI», 2002.

95. Цифровой следящий электропривод высокоточных лазерных станций координатных измерений / А.П. Балковой Ю.Н. Бугаев, А.В. Суетенко, В.К. Цаценкин // Электричество. – 2004. – № 5. – С. 37–43.

96. Телепнев П.П., Ефанов В.В., Кузнецов Д.А., Ермаков В.Ю. Анализ режимов работы космического аппарата «Спектр-Р» для различных алгоритмов управления приводом остронаправленной антенны // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2014. № 3. С.100–103.

97. Беляев Б.Б., Ульяшин А.И., Ковалёв Ф.А. Система точного гидирования // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2014. № 5. С. 108–113.

98. 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 «Полус». Томск: МГП «РАСКО» при изд-ве «Радио и связь», 2001. С. 340-347.

99. 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.

100. Исмагилов Ф. Р., Вавилов В. Е. К вопросу определения потерь на вихревые токи в постоянных магнитах высокооборотных электромеханических

преобразователей энергии // Вестник Московского авиационного института. 2017. Т. 24. № 4. С. 143-150

101. Журавлев С. В., Зечихин Б. С., Кузьмичев Р. В. Аналитический расчет магнитного поля в активной зоне синхронных машин с постоянными магнитами // Вестник Московского авиационного института. 2016. Т. 23. № 1. С. 197-209

102. Бортаковский А. С., Пегачкова Е. А. Синтез управления активной стабилизацией спутника на основе необходимых условий оптимальности логико-динамических систем // Вестник Московского авиационного института. 2008. Т. 15. № 2. С. 28-35

103. Балковой Н.Н., Бутаков А.Н., Филонова С.Ю., Лянзбург В.П. Интеллектуальный двигатель-маховик с управлением по динамическому моменту // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов (Томск, 12-13 апр. 2018 г.). / АО «НПЦ «Полюс». – Томск, 2018. С. 137-140

104. Обухов В. А., Покрышкин А. И., Попов Г. А., Яшина Н. В. Управление движением и ориентацией космического аппарата на высокоэллиптической орбите // Вестник Московского авиационного института. 2007. Т. 14. № 4. С. 22-29

105. Левский М. В. Задача оптимального управления пространственным разворотом космического аппарата за фиксированное время // Вестник Московского авиационного института. 2009. Т. 16. № 5. С. 186-194

106. Балковой Н.Н. Анализ особенностей применения двигателей-маховиков с компенсацией собственных помеховых моментов // Вестник Московского авиационного института. 2018. Т.25. №3

107. Шрейнер Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. [Текст] / Р. Т. Шрейнер. Екатеринбург: Изд-во ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. 279 с.

108. Шрейнер Р. Т., Емельянов А. А., Клишин А. В., Медведев А. В. Моделирование моментов нагрузки электродвигателей в MATLAB // Молодой учёный. 2010. Т. 1. № 8(19). С. 6-12.

109. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М. – Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.

110. Бисов А. А. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами // Молодой ученый. — 2014. — №21. — С. 104-108. — URL <https://moluch.ru/archive/80/14447/> (дата обращения: 25.05.2018).

111. Markus Lindegger. Economic viability, applications and limits of efficient permanent magnet motors.- Switzerland: Swiss Federal Office of Energy, 2009

112. Волков Н.И., Миловзоров В.П. Электромашинные устройства автоматики. Учебник для вузов по специальности «Автоматика и телемеханика». 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1986. — 335 с.

113. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока. Учебник для вузов. — СПб.: Питер, 2008. — 350 с.

114. Онищенко Г.Б., Аксенов М.И., Грехов В.П., Зарицкий М.Н., Куприков А.В., Нитиевская А.И. Под общей редакцией Г. Б. Онищенко. М.: РАСНХ, 2001. — 520 с.

115. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с.

116. Ключев В.И. Теория электропривода. Учебник для вузов. — 2-е изд., испр. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1998. — 704 с.

117. Ключев В.И. Теория электропривода. 2-е издание. — М.: Энергоатомиздат, 2001. — 704 с.

118. Ключев В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. Под общ. ред. М. Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1971. — 320 с.

119. Ключев В.И. Динамика электромеханических систем. М.: МЭИ, 1984.-96 с.

120. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. 6-е изд., доп. и перераб. — М.: Энергоиздат, 1981. — 576 с.

121. Чиликин М.Г., Соколов М.М., Терехов В.М., Шинянский А.В. Основы автоматизированного электропривода. Учебное пособие для вузов. — М.: Энергия, 1974. — 568 с.
122. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. Учеб. пособие для вузов. — М.: Энергия, 1979. — 616 с.
123. Ильинский Н.Ф., Терехов В.М. Вопросы по общему курсу электропривода. Под. ред. М. Г. Чиликина. – М., Энергия, 1967. – 64 стр.
124. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). Курс лекций. - СПб.: Корона-Век, 2006.
125. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. / СПб.: Корона-Век, 2007.-332 с.
126. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Наука, 1979.
127. Бронов С.А., Марарескул А.В. Автоматизированное проектирование электромеханических систем. Учебное пособие по теоретической подготовке. Красноярск: СФУ.2009. – 122 С.
128. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. Уч. пособие для электромех. и электроэнерг. спец. вузов. – М.: Высшая школа, 1990.
129. Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управляемых вентильных двигателей. Уч. пособие/ СПбГЭТУ(ЛЭТИ) – СПб, 1999.
130. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. С-Петербург. Корона принт. 2001.
131. Герман-Галкин С.Г. Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. - СПб.: Корона-Век, 2008.
132. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя. М.: СОЛОН-Пресс. - 2002.
133. Ануфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнова Е.Н. MATLAB 7. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

134. Васильев В.В., Симак Л.А., Рыбникова А.М.. Математическое и компьютерное моделирование процессов и систем в среде MATLAB/SIMULINK. Учебное пособие для студентов и аспирантов. – Киев: НАН Украины, 2008.
135. Обрусник В.П., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления. Метод. указания по выполнению курсовой работы для студентов специальности 210106. Томск: ТУСУР, 2007.
136. Коновалов Б.И., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления: Уч.пос. - Томск: ТУСУР, 2002.
137. Кузовков Н.Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. М.: Оборонгиз. – 1960.
138. Вавилов А.А., Солодовников А.И. Экспериментальное определение частотных характеристик автоматических систем. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963.
139. Балковой Н.Н. Отчет технический ЕИЖА.468332.581 Д7.1 Результаты ЛОИ модуля управления динамическим моментом УДМ.
140. Балковой Н.Н. Протокол испытаний макета модуля регулятора динамического момента прибора ДМ2, 2015.
141. Балковой Н.Н. Протокол испытаний макета модуля формирователя кинетического момента прибора ДМ2, 2015.

Приложение 1 (обязательное)

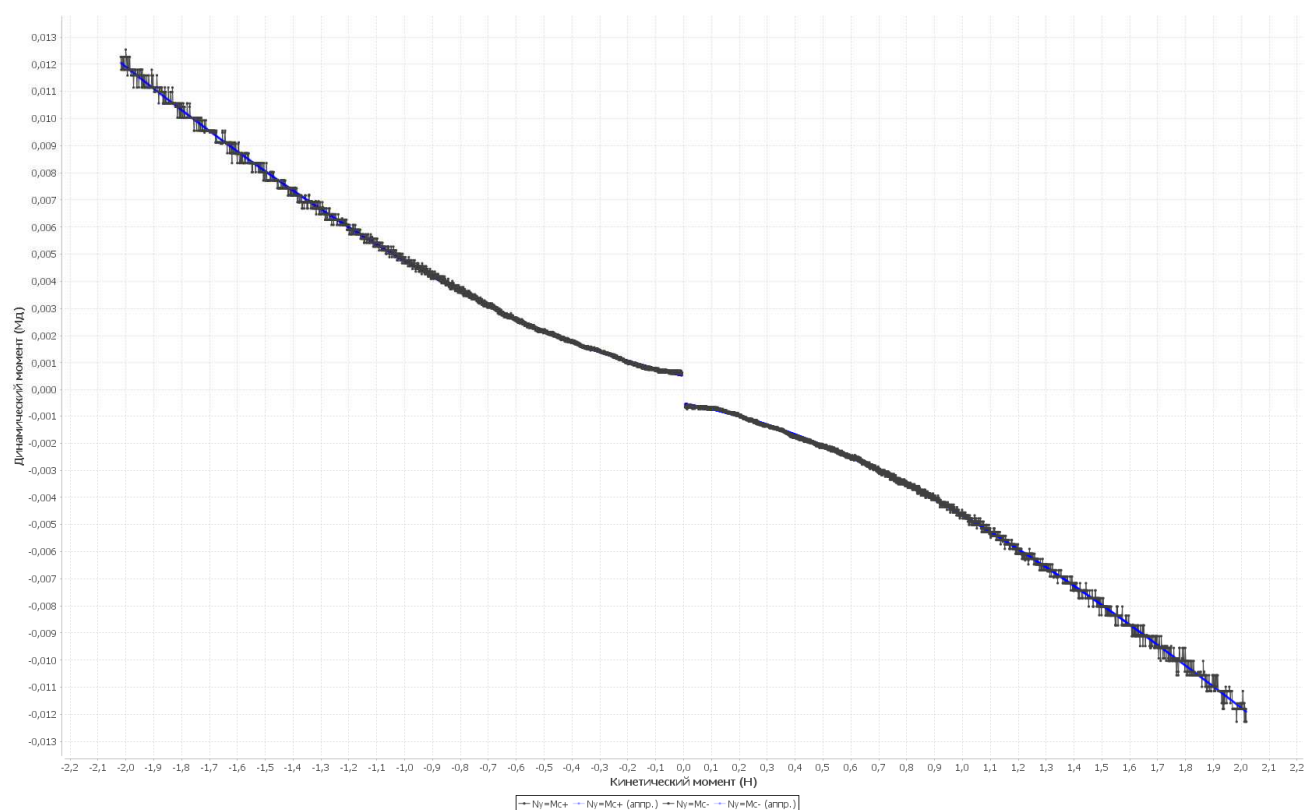


Рисунок П1.1 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(1) в н.к.у.

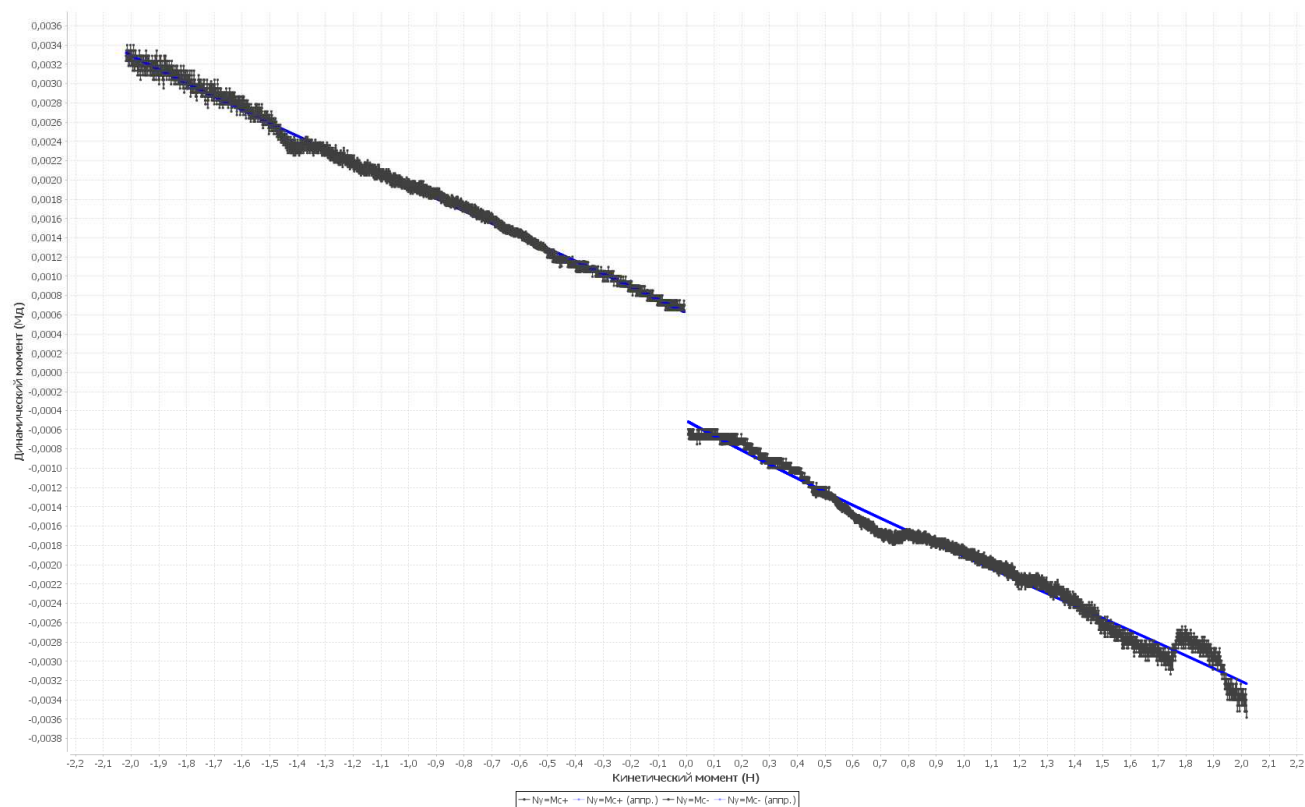


Рисунок П1.2 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(1) в вакууме при +55 °C.

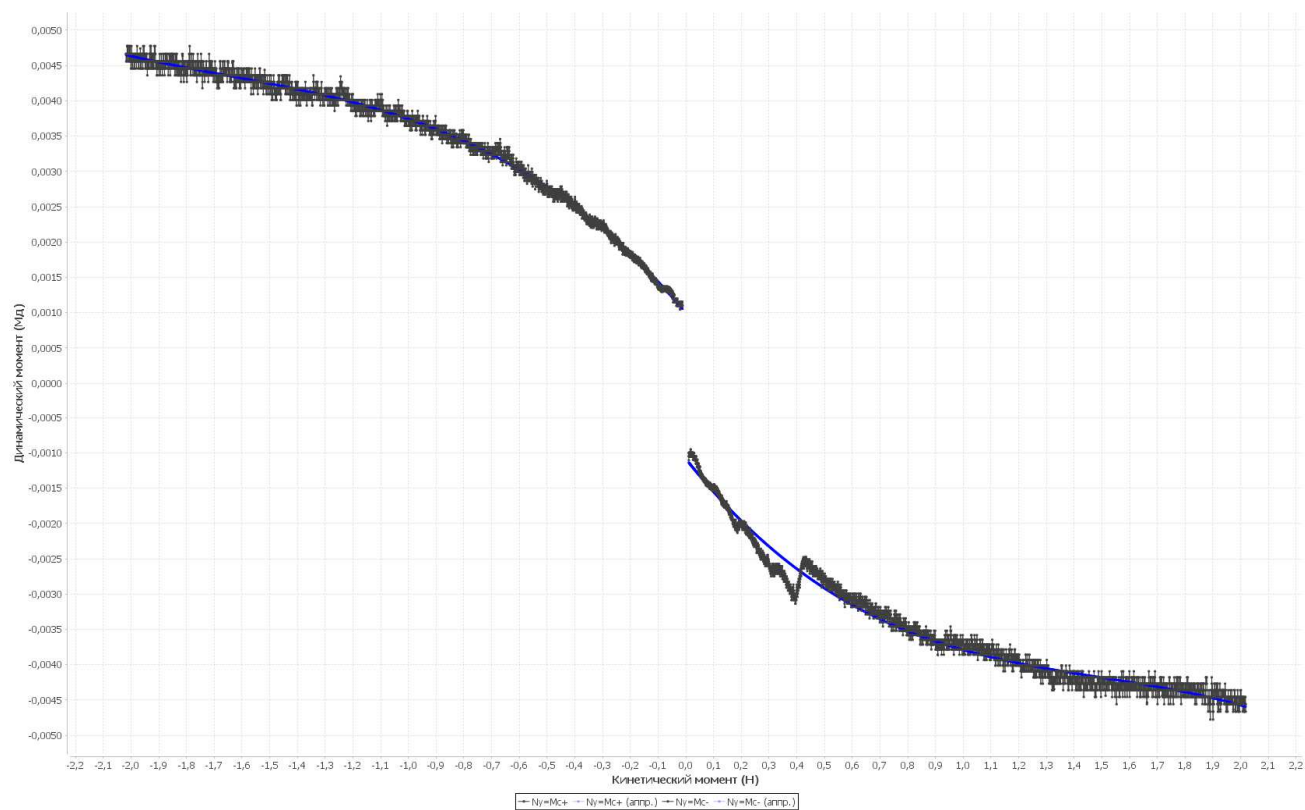


Рисунок П1.3 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(1) в вакууме при -20 °С.

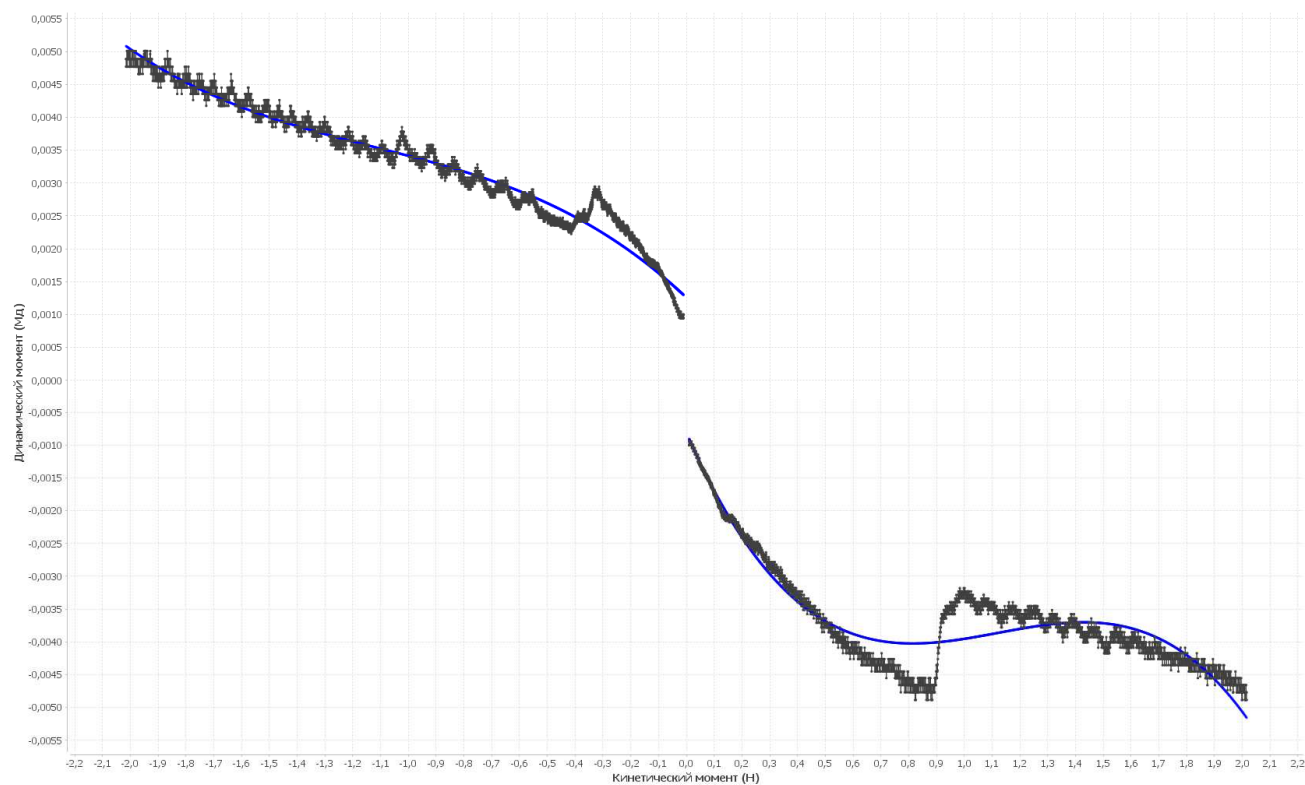


Рисунок П1.4 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(2) в вакууме при -20 °С

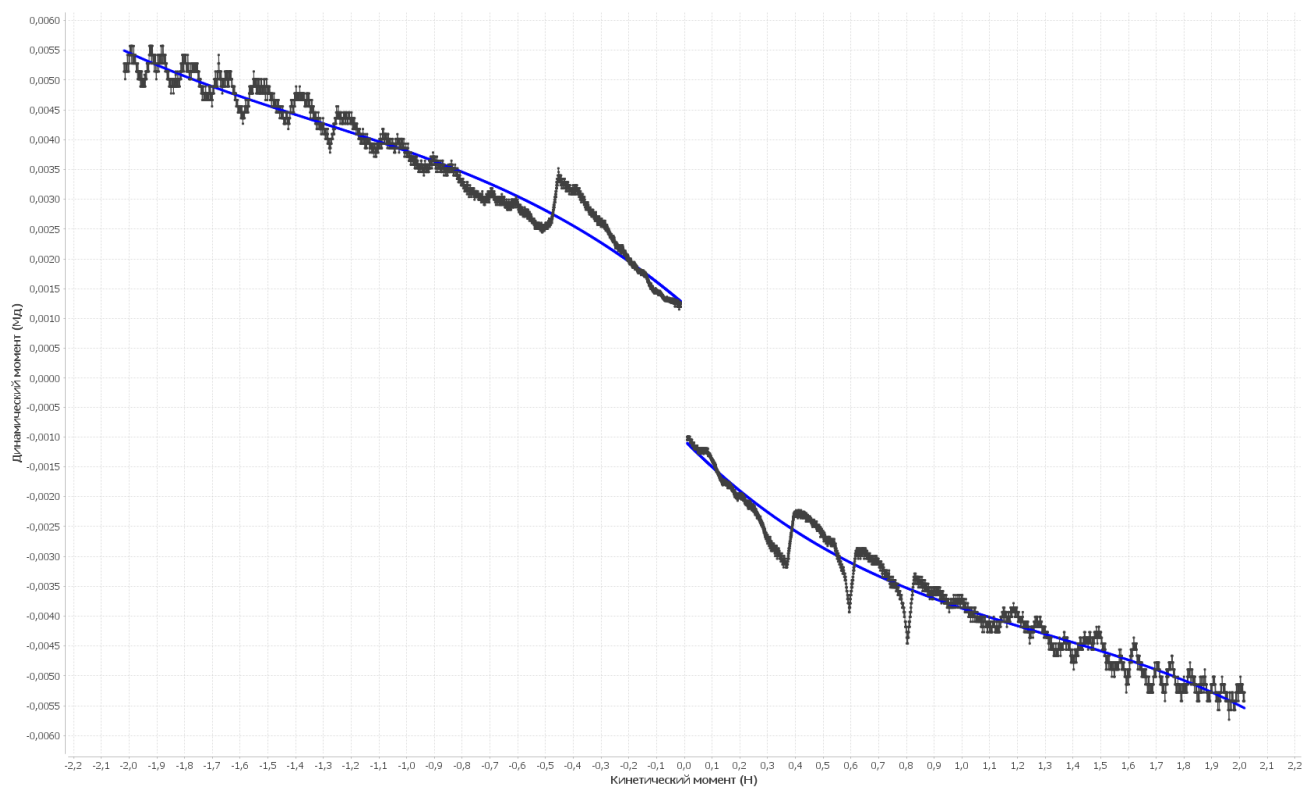


Рисунок П1.5 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(3) в вакууме при -20 °С

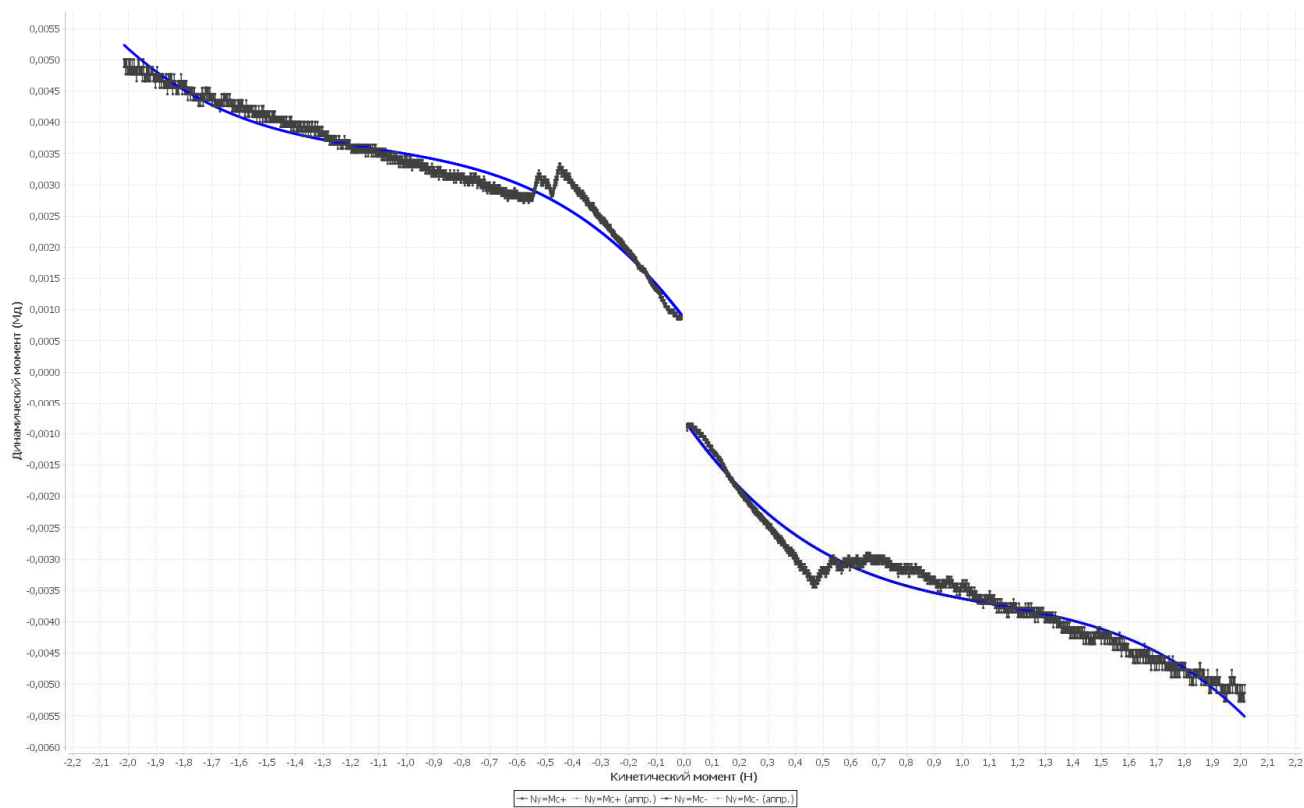


Рисунок П1.6 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(4) в вакууме при -20 °С

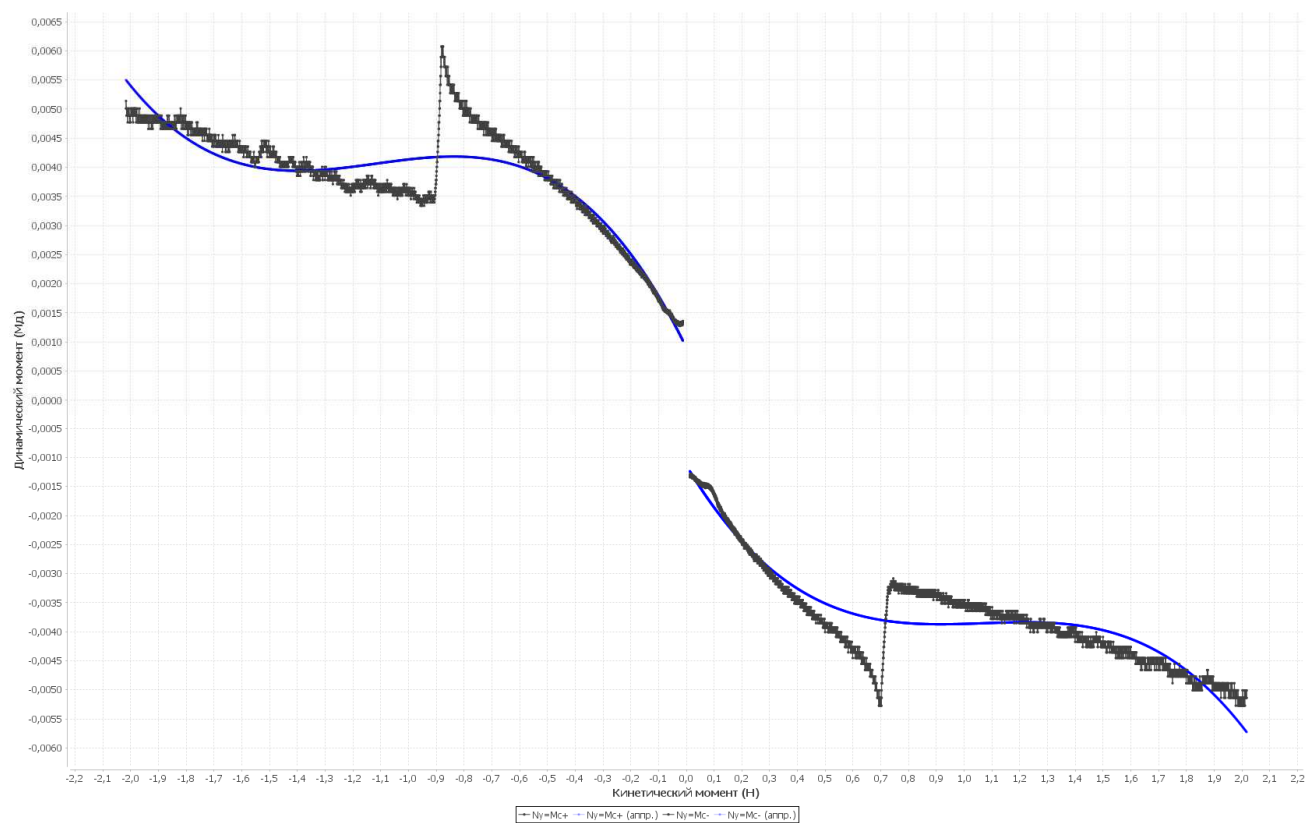


Рисунок П1.7 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(4) в вакууме при -20 °С

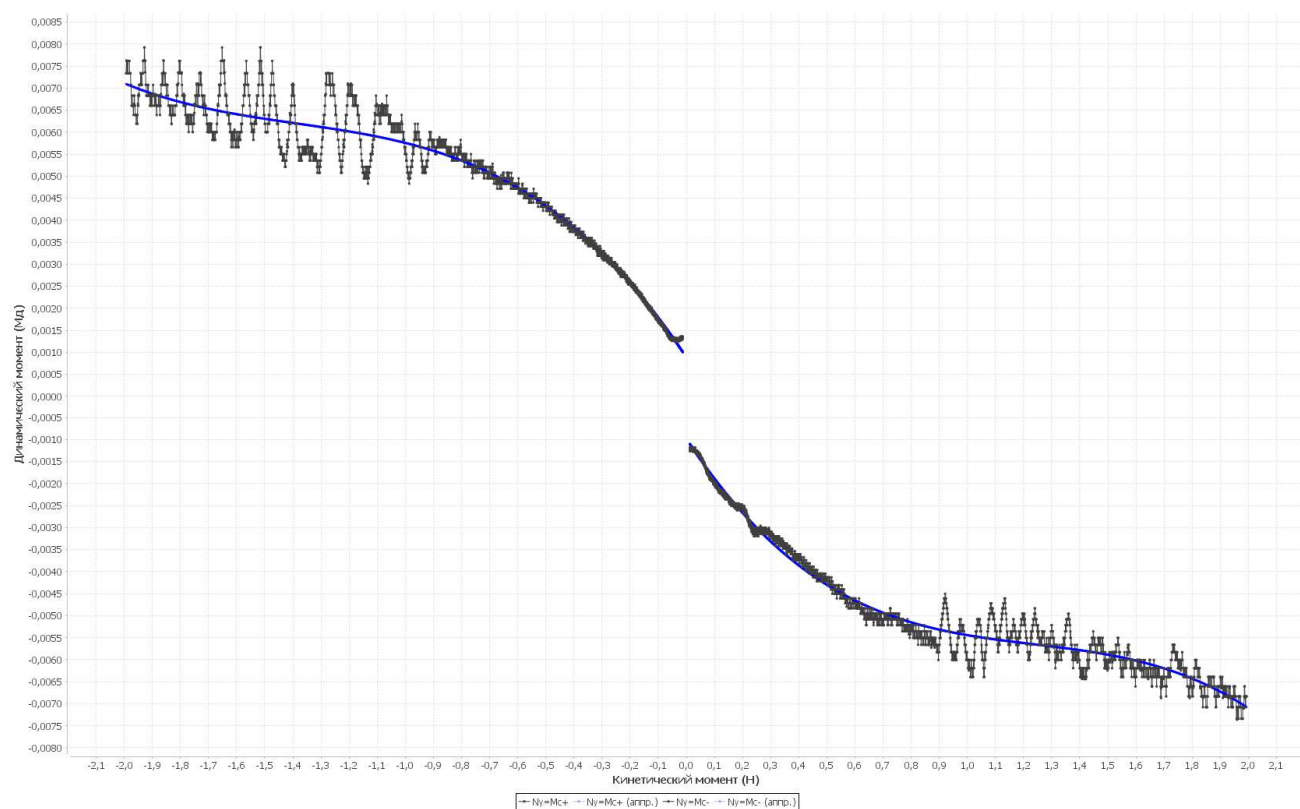


Рисунок П1.8 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(5) в вакууме при -20 °С

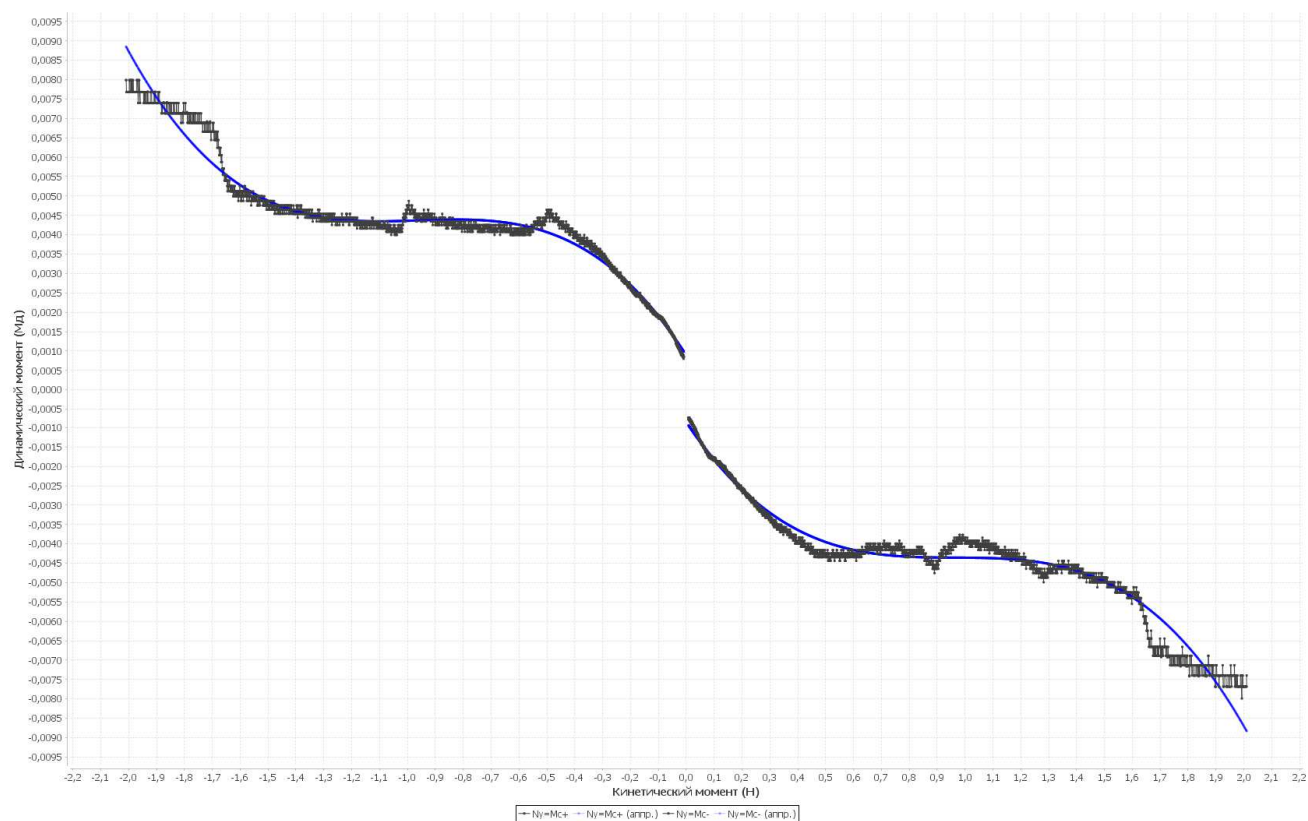


Рисунок П1.9 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(6) в вакууме при -20 °С

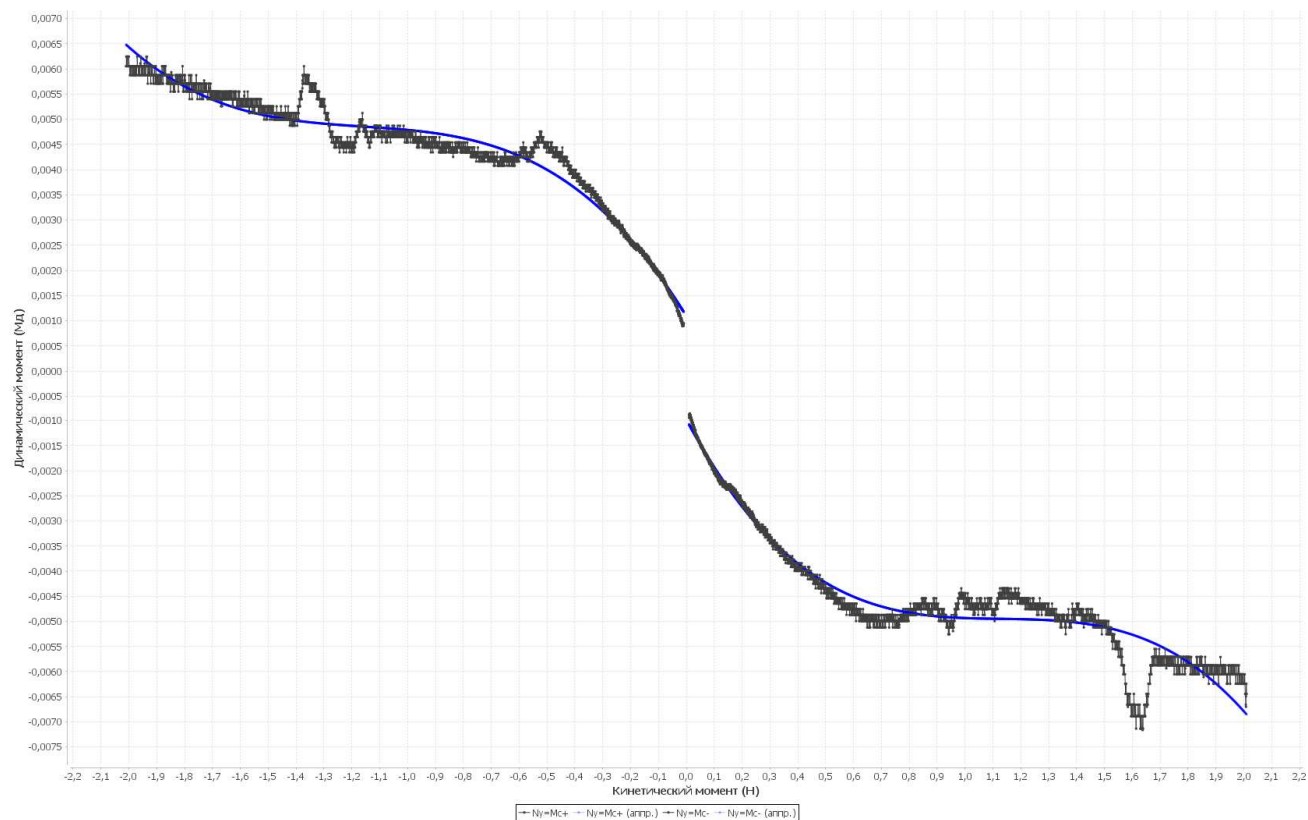


Рисунок П1.10 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(7) в вакууме при -20 °С

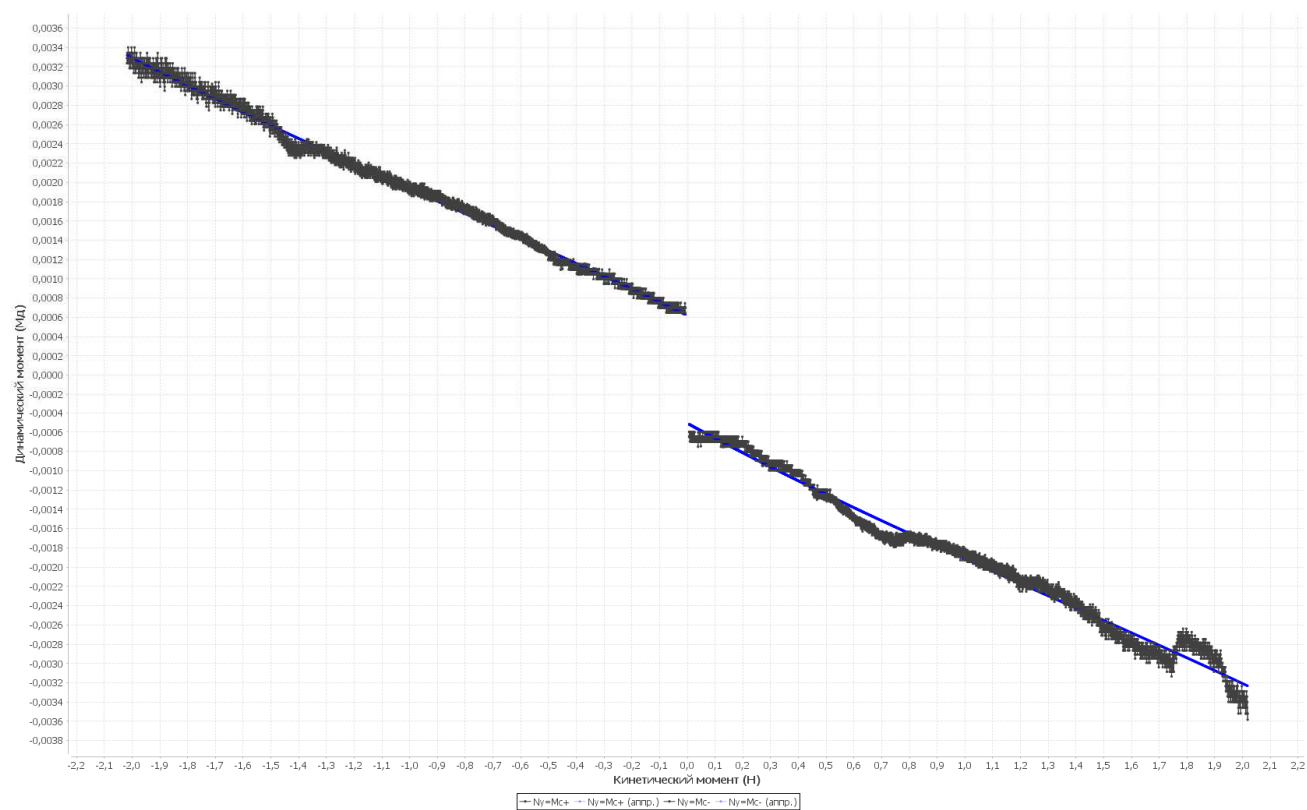


Рисунок П1.11 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(1) в вакууме при +55 °С

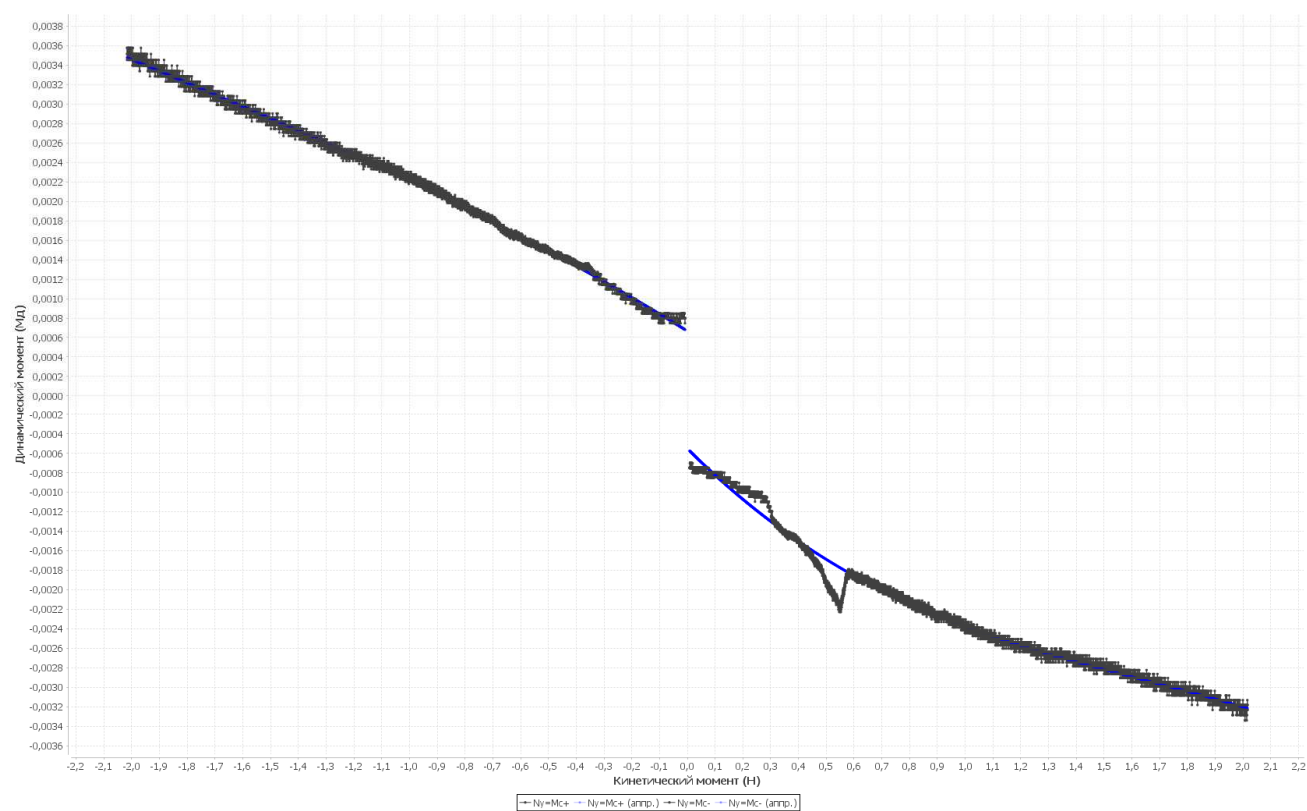


Рисунок П1.12 – Зависимость момента сопротивления от кинетического момента ДМ2(8) в вакууме при +55 °С

Приложение 2 (обязательное)

Скрипт для настройки имитационной модели в Matlab R2016b

```
%Общие параметры модели СДПМ для прибора ДМ2
H_max=2; %Н*м*с максимальный кинетический момент
Ny_max=2000; %макс. код управления
Md_max=0.05; %Н*м динамический момент при максимальном коде управления
Kdm=Md_max/Ny_max; %крутизна регулировочной характеристики УДМ по Мд
Mem_max=0.05; %Н*м электромагнитный момент двигателя при максимальном токе
w_max=628/6000*4600; %рад/с угловая скорость ротора
J=H_max/w_max; %кг*м^2 момент инерции, приведенный к валу двигателя
p=3; %пар полюсов двигателя
Upit=16; %В напряжение питания инверторов
Uemf=6.5*sqrt(2); %противо ЭДС двигателя на номинальной частоте вращения
Rf=0.117; %Ом активное сопротивление фазы
Rs=0.083; %Ом сопротивление шунта
Rdob=0.068; %Ом добавочное сопротивление (дрессель, провода)
Rsw=0.1*2; %Ом сопротивление открытых ключей в диагонали инвертора
Rl = Rf+Rs+Rdob+Rsw; %Ом суммарное активное сопротивление фазы двигателя
Ldros=0.23e-3; %Гн индуктивность дросселя
Lobm=0.13e-3; %Гн индуктивность обмотки одной из фаз двигателя
Ll=Lobm+Ldros; %Гн суммарная индуктивность фазы
Tl=Ll/Rl; %электромашинная постоянная двигателя
Cd=Uemf/(w_max); %коэффициент противо-ЭДС двигателя
phi_rot_stat=pi/2; %угол фазового сдвига между полями ротора и статора
Iph_max_ampl=(Mem_max)/Cd; %А амплитудное значение тока в фазах для создания
максимального ЭММ
w_init=w_max; %w_max рад/с начальная частота вращения УДМ
phi_init=315/360*2*pi; %315 град начальный угол ротора УДМ(не ДПР!)
Ny=2000; % текущий заданный код управления
P_stat=4.8; %Вт - статическая мощность потребления при нулевых дин.и кин.
моментах
rate_lim_power=10000; %ограничение скорости изменения мощности потребления УДМ
T_filtr_power=0.001; %постоянная времени фильтра анализатора мощности
%-----

%Настройка блока момента сопротивления (коэффициенты по Шрейнеру)
Mc_max=12.4e-3; %Н*м момент сопротивления при макс. скорости
%5.1e-3 в условиях невесомости, 12.4e-3 при н.к.у.
M0=12e-4; %Н*м постоянная составляющая модуля реактивного момента
A1=(Mc_max-M0)/w_max; % коэфф. сопр., пропорц. составл.
A2=0; % коэфф. сопр., квадратичн. составл.
A3=0; % коэфф. сопр., кубич. составл.
Ma=0; %Н*м активный момент статического сопротивления механизма
k_M0=2; % коэффициент между M0 и Mтр=M0*k_M0
k_exp=3; % коэффициент спада экспоненты Mтр (Mt-Mc0)/(exp(1)-
1)*(exp(1/(1+10^k_exp*u))-1)
Mt=M0*k_M0; %Н*м момент трогания
delta_w=0.00000001; %рад/с идентификация начала движения, малая полож. величина
%-----

%Настройка контура тока
fpwm=40000; %Гц частота ШИМ(пилы)
sim_step=1/(fpwm)/10; %с шаг симуляции. разбиваем пилу 40 кГц на 100 точек
kI=10; % коэффициент усиления в контуре тока
T_I_fors=0.00047; %0.00047; %0.001 постоянная времени форсирующего звена смесителя
T_I_aper=0.0003*16; %0.0003*16; %0.0003*18 постоянная времени фильтра смесителя
ddt=1/fpwm/100; %задержка на переключение ключей, мертвое время
ramp_ampl=1; %амплитуда развертывающей пилы(не размах)
rate_lim_pwm=ramp_ampl*2*fpwm*0.95; %ограничение скорости нарастания сигнала
ошибки
```



```

satur_in_I=0.9; %ограничение сигнала тока, чтобы не выходил за пределы пины
phase_shft_RT=1/(2*fpwm);%сдвиг по фазе между пилами инверторов 1/fpwm/2
%-----

%Настройка ЭЦМ
NBRB=44; %количество бит аккумулятора фазы
sysclk=20e6; %системная частота(частота инкремента фазы)
t_CBK_max=193; %максимальное значение t_CBK
phi_init_edm=phi_init; %рад начальный угол ЭЦМ
phi_dpr_edm=0; %рад угол фазового сдвига между пилами ДПР и ЭЦМ
kledm=w_max*Md_max/(Ny_max*N_max);%коэффициент передачи первого интегратора ЭЦМ в
штатном режиме
kledm_NS=kledm*30.89;%30.89 коэффициент усиления первого интегратора ЭЦМ при нач.
синхронизации
quant_w=w_max/193;%квантование частоты вращения по уровню для использования в ЭЦМ
в качестве грубого первоначального значения первого интегратора
quant_w_edm=1; %квантование выходной частоты ЭЦМ в соотв. с кол-вом бит
аккумулятора частоты
quant_phi_edm=1;%квантование выходного угла ЭЦМ в соотв. с кол-вом бит
аккумулятора фазы
satur_w_edm=w_max*1.05; %рад/с ограничение частоты ЭЦМ (насыщение ЭМИО)

%-----

%Настройка контура фазовой синхронизации
kNy=Iph_max_ampl/Ny_max;%коэффициент, который задает основное значение ЭММ(тока)
% %идеальные к-ты KU_PLL
% KP_PLL=60;%150%1.8коэффициент усиления пропорционального звена PLL
% T_PLL_fors=30; %30%0.48%постоянная времени форсирующего звена PLL
% T_PLL_aper=0.0001; %0.0001%0.06%постоянная времени апериодического звена PLL
%реальные к-ты
KP_PLL=1.8;%150%1.8коэффициент усиления пропорционального звена PLL
T_PLL_fors=0.68; %30%0.48%постоянная времени форсирующего звена PLL
T_PLL_aper=0.05; %0.0001%0.06%постоянная времени апериодического звена PLL
KP_PLL_NS=2; %5%2.0;%10%0.3 коэффициент усиления пропорционального
звена PLL при начальной синхронизации
T_PLL_fors_NS=0.26; %2.77%0.26; %0.26%0.6%постоянная времени форсирующего
звена PLL при начальной синхронизации
T_PLL_aper_NS=0.001; %0.0001%0.001; %0.001%0.001%постоянная времени
апериодического звена PLL при начальной синхронизации
satur_dphi=0.5*2*pi;%ограничение по разности фаз(насыщение ИЧФД)
satur_KU_PLL=(Mem_max*1.5+Mc_max+Mt)/Cd; %A, ограничение выходного сигнала
штатного КУ (ток, который необходим для создания ЭММ с запасом на компенсацию Mt)
sw_thrhd=0; %порог срабатывания ключей, коммутирующих контуры
%-----

%Настройка устройства коммутации контуров (УКК)
porog_dw=3; %рад/с пороговое значение разности по частоте (порог насыщения ИЧФД и
размыкания осн. контура)
porog_dphi=satur_dphi*0.95;%пороговое значение разности по углу
porog_PLL=50;%пороговое значение выхода корректирующего устройства(кода
управления для ЭЦМ при НС) при замыкании основного контура(если меньше, то
PHASE_OK)
t_phase_OK=0.65;%с время проверки phase_OK. Если в течение этого времени сигнал
КУ не вышел за porog_PLL, можно замыкать основной контур
T_UKK_aper=0.005;% постоянная времени фильтра в компараторах УКК
sw_slew_rate=50000; % ограничение скорости нарастания выходного сигнала ключа
k_splice=-kledm_NS/kledm*Iph_max_ampl/Ny_max/KP_PLL/60; %коэффициент сшивки кода
управления для ЭЦМ и задания для KU_PLL
%-----

```

Приложение 3 (обязательное)

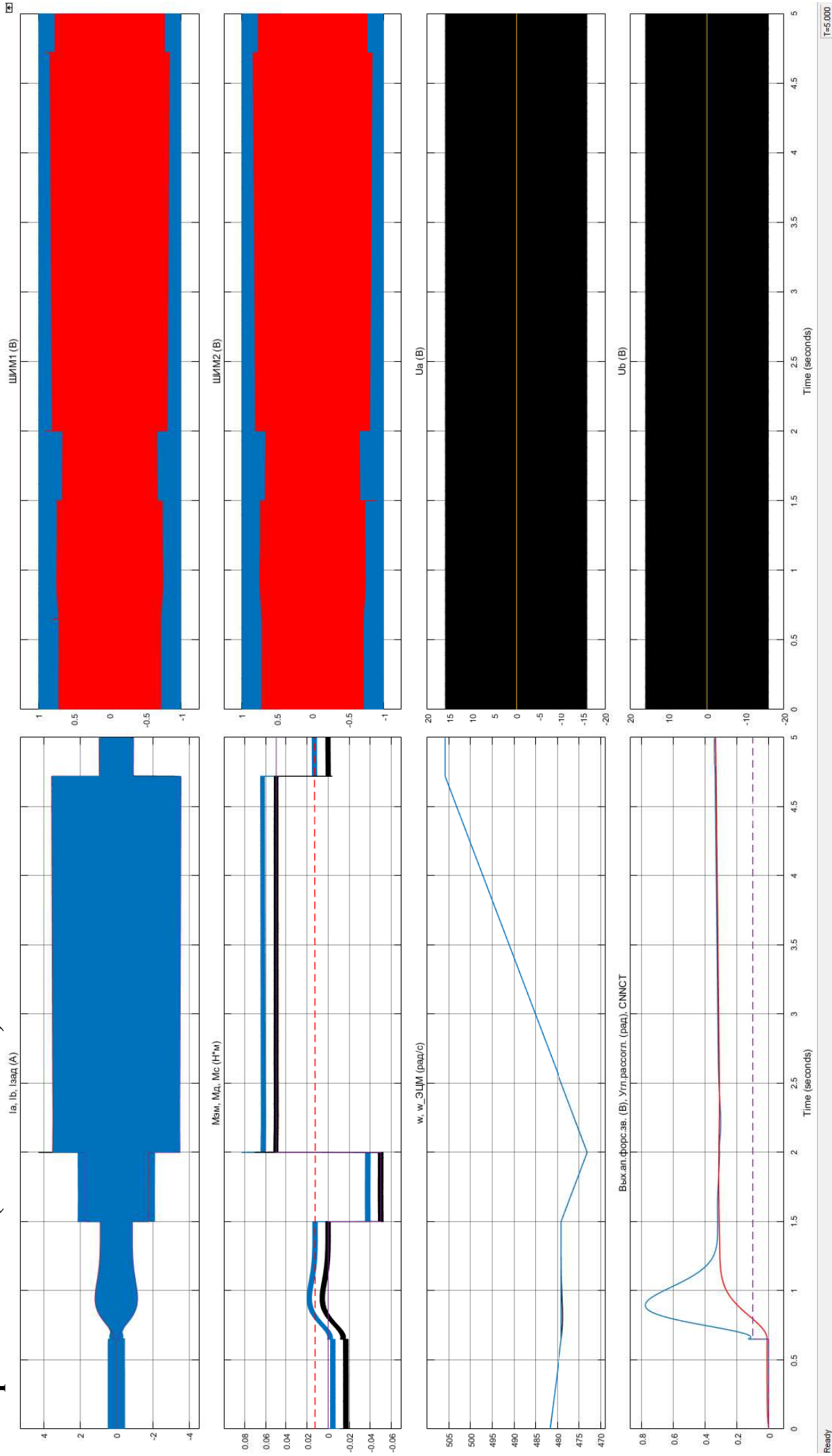


Рисунок П2.1 – Результаты моделирования 5 с работы УДМ с линейным представлением ЭЦМ и КУ.

Изменение параметров работы УДМ во времени: 0.7 с – окончание начальной синхронизации; 1.5 с – установка $N_y = -2000$; 2 с – установка $N_y = 2000$; 4,733с – достижение ограничения по частоте вращения (насыщение УДМ)

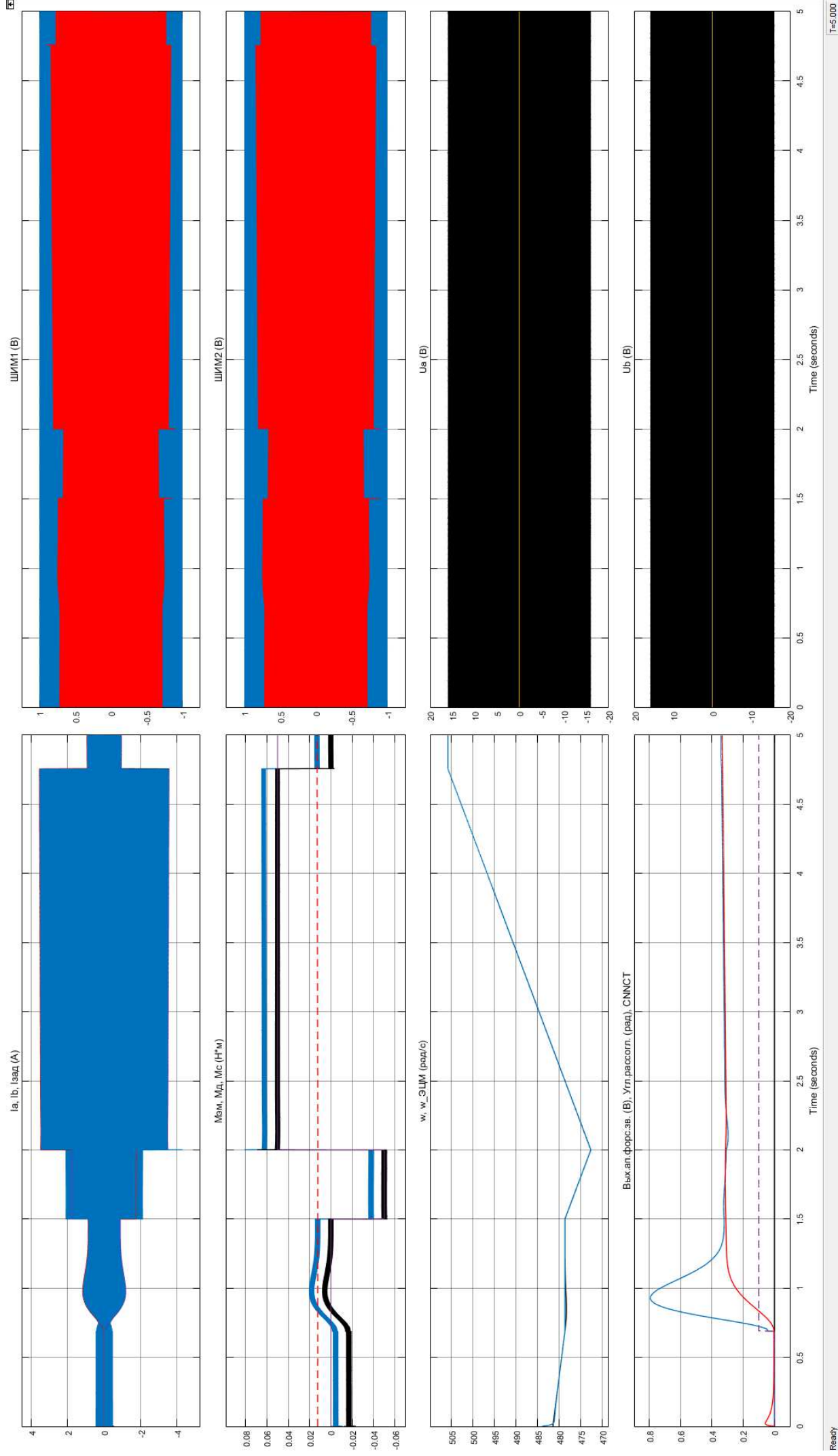


Рисунок П2.2.2 – Результаты моделирования 5 с работы УДМ с дискретным представлением ЭЦМ и КУ

Изменение параметров работы УДМ во времени: 0.7 с – окончание начальной синхронизации; 1.5 с – установка $N_y = -2000$; 2 с – установка $N_y = 2000$; 4,733 с – достижение ограничения по частоте вращения (насыщение УДМ)

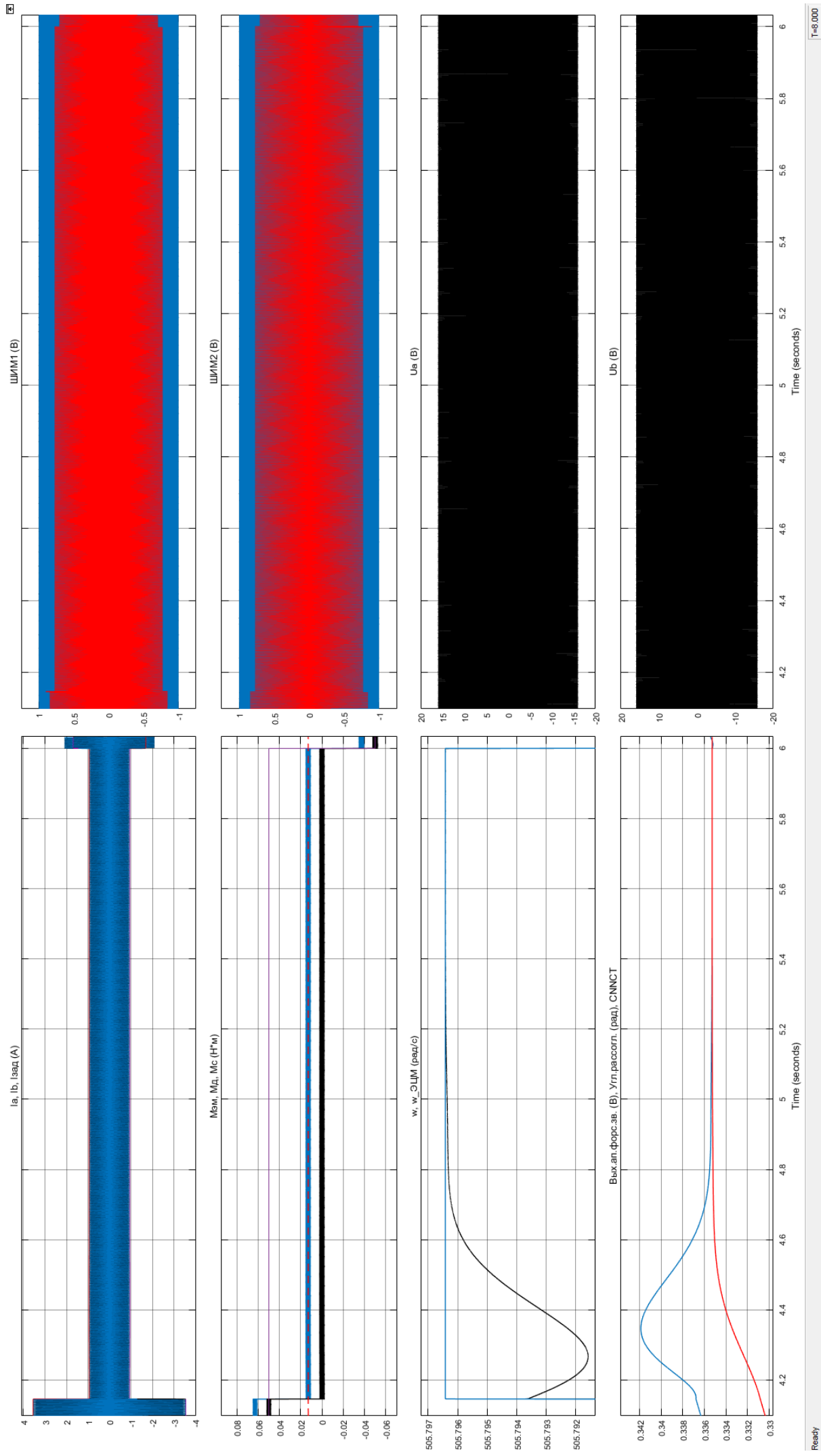


Рисунок П2.3 – Результаты моделирования режима насыщения УДМ при $\omega=505,7965$ рад/с (4830,000 об/мин)

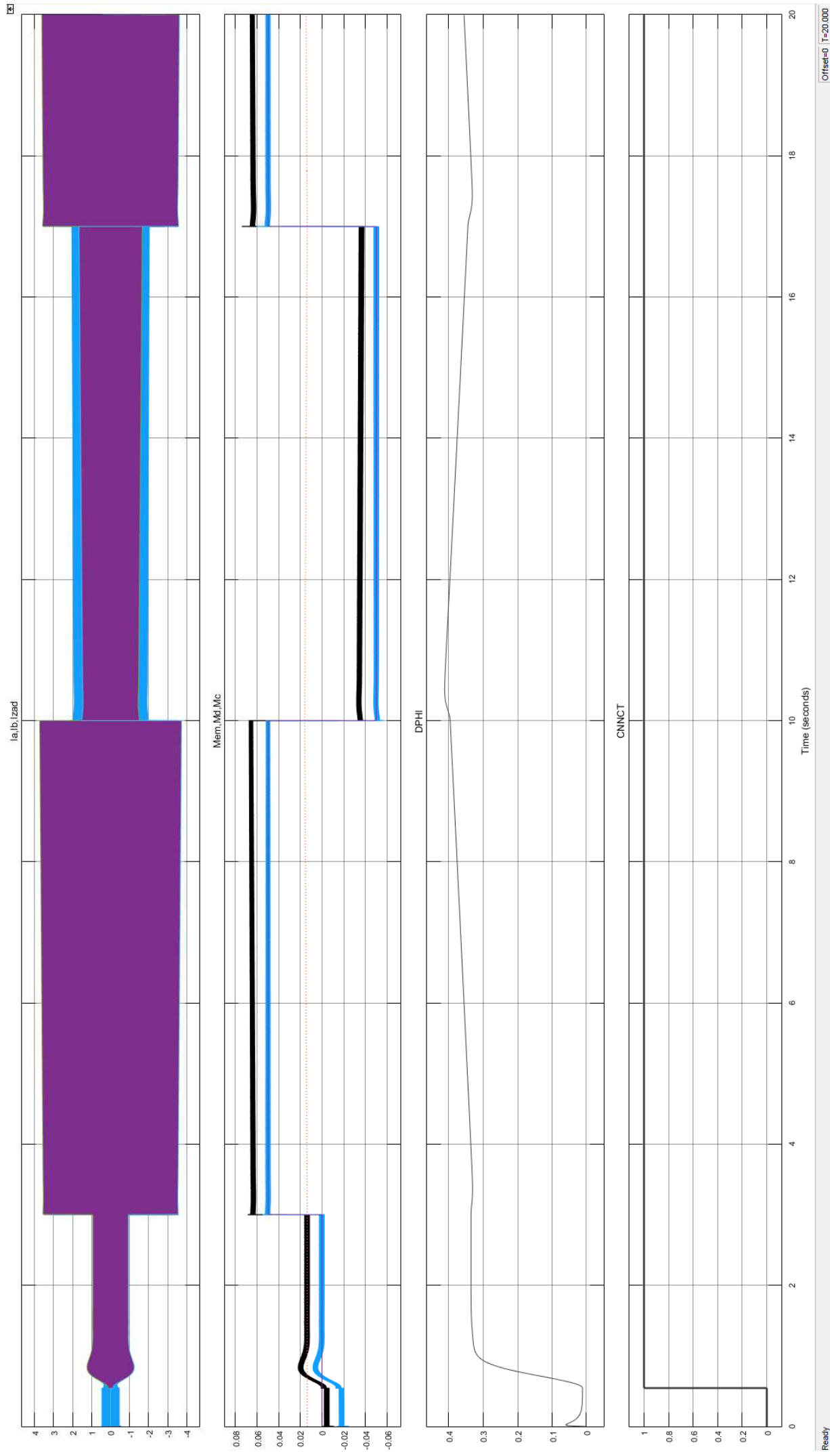


Рисунок П2.4 – Результаты моделирования работы прибора с номинальными моментами $\pm 50 \text{ мН}\cdot\text{м}$ при начальной синхронизации с частотой вращения маховика (480 рад/с) при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

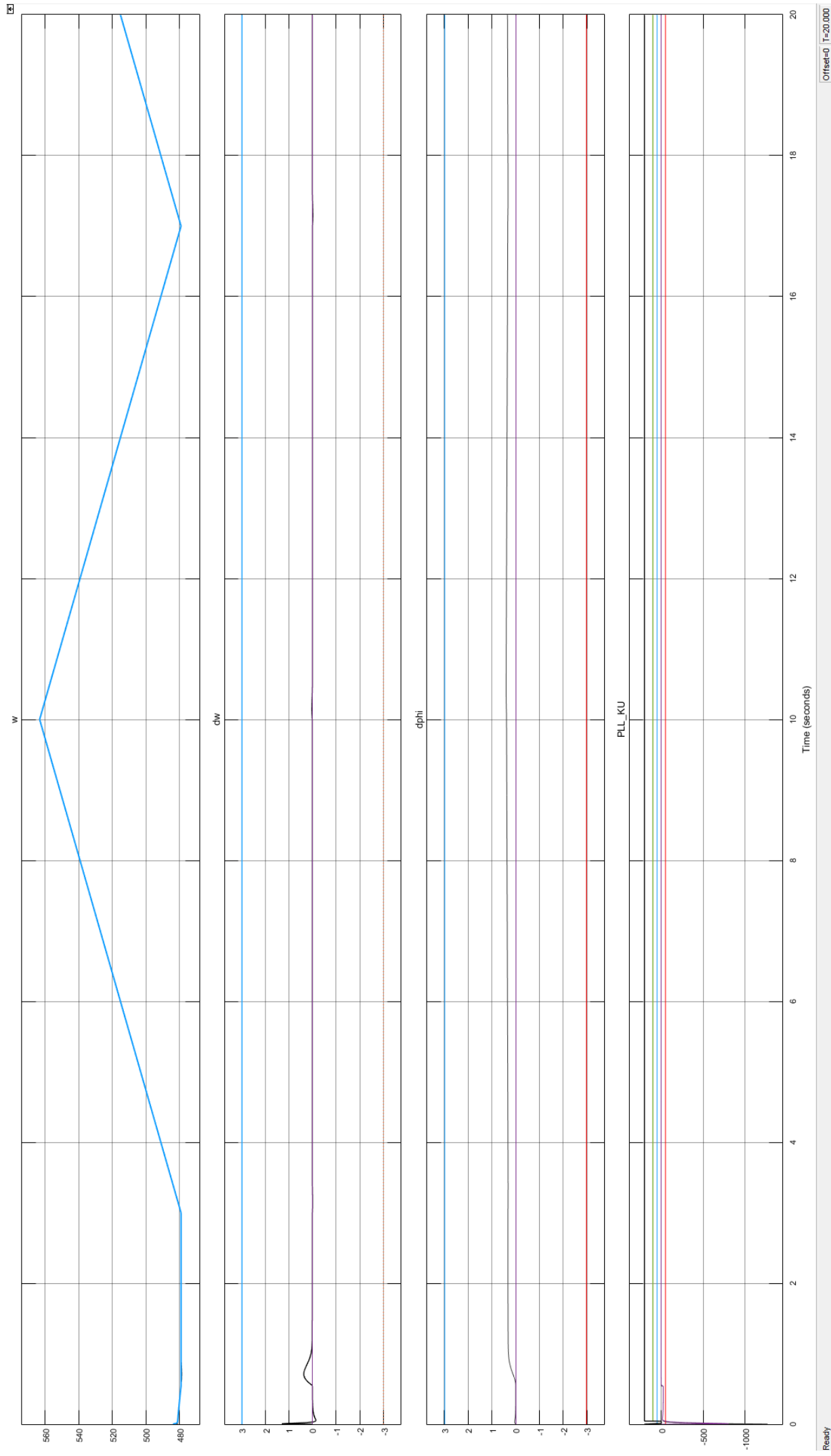


Рисунок П2.5 – Результаты моделирования работы прибора с номинальными моментами ± 50 мН·м при начальной синхронизации с частотой вращения маховика (480 рад/с) при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

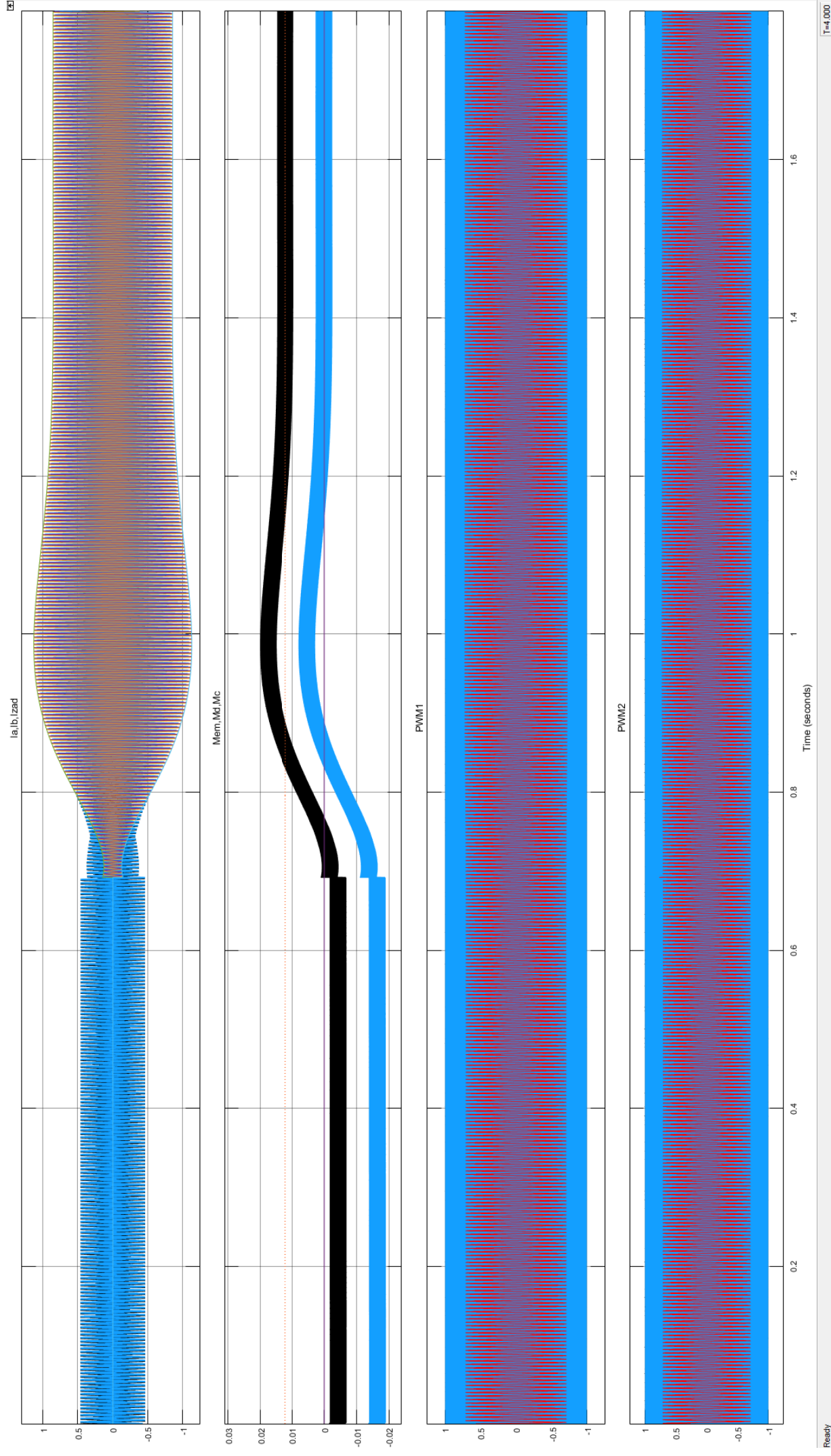


Рисунок П2.6 – Результаты моделирования работы прибора при начальной синхронизации с частотой вращения маховика (480 рад/с) и последующим формированием с номинального динамического момента 50 мН·м при работе контура фазовой синхронизации (без основного сигнала задания по току)

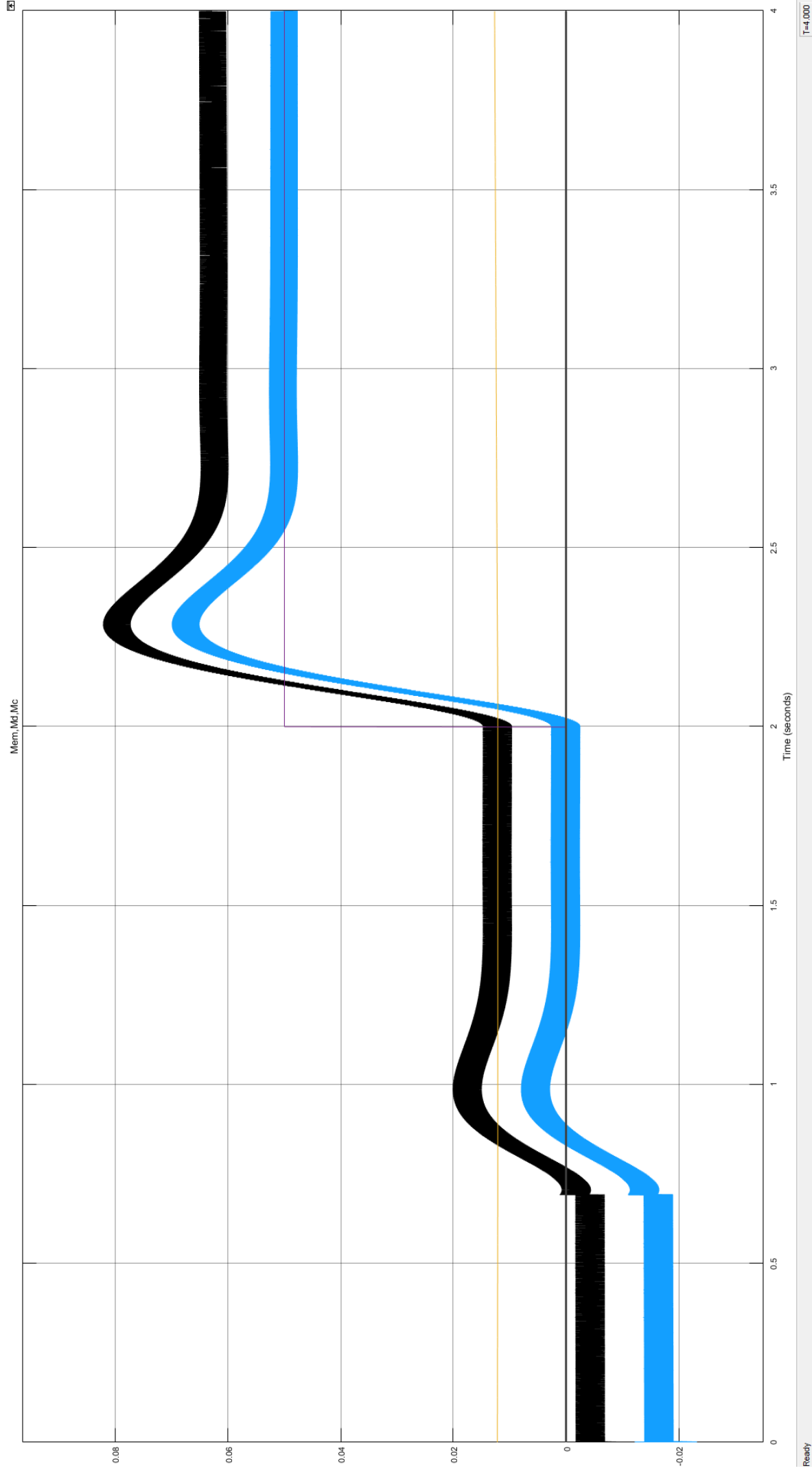


Рисунок П2.7 – Результаты моделирования работы прибора при начальной синхронизации с частотой вращения маховика (480 рад/с) и последующим формированием с номинального динамического момента 50 мН·м при работе контура фазовой синхронизации (без основного сигнала задания по току)

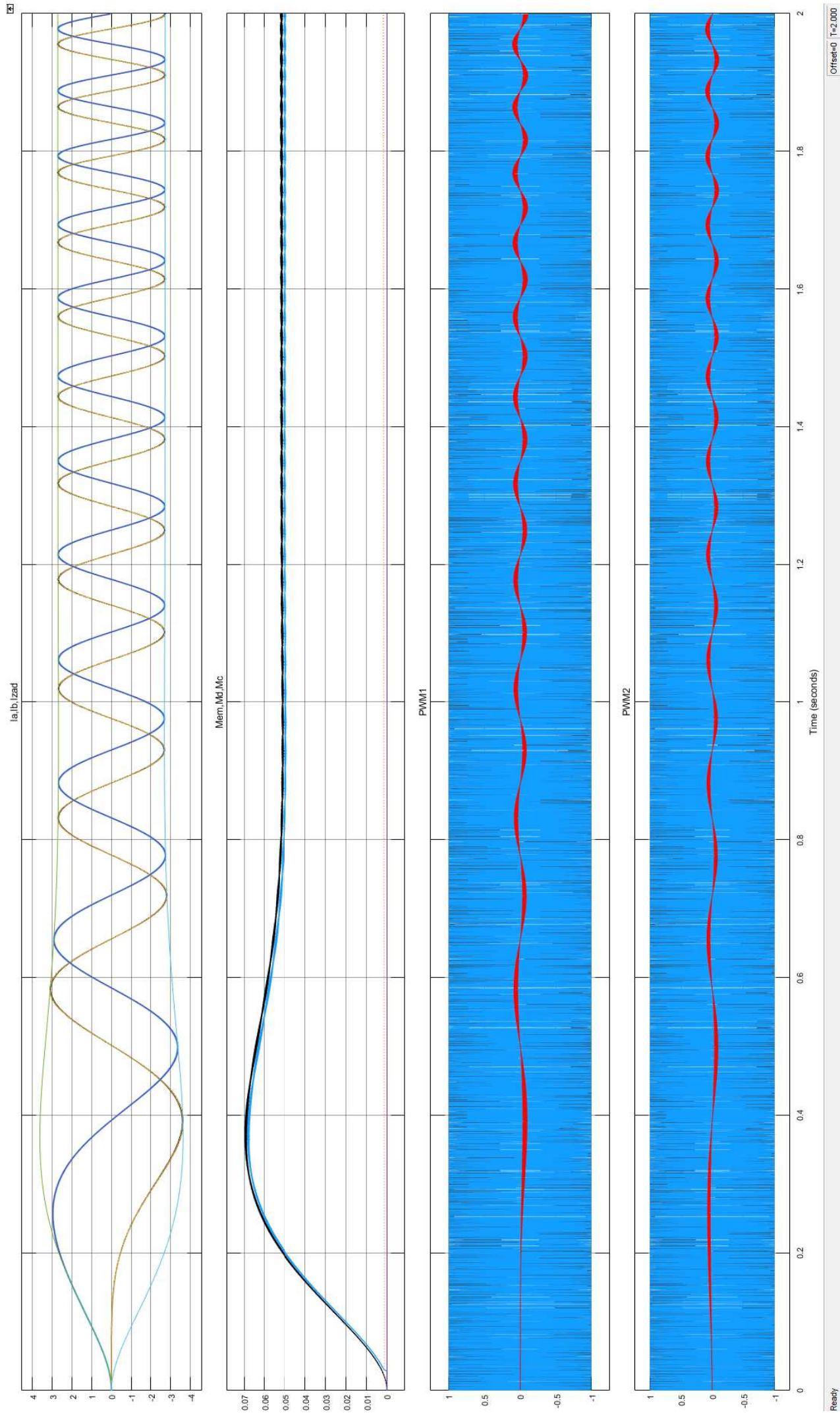


Рисунок П2.8 – Результаты моделирования работы прибора с номинальным моментом 50 мН·м при разгоне от нулевой частоты вращения при работе только контура фазовой синхронизации (без основного сигнала задания по току)

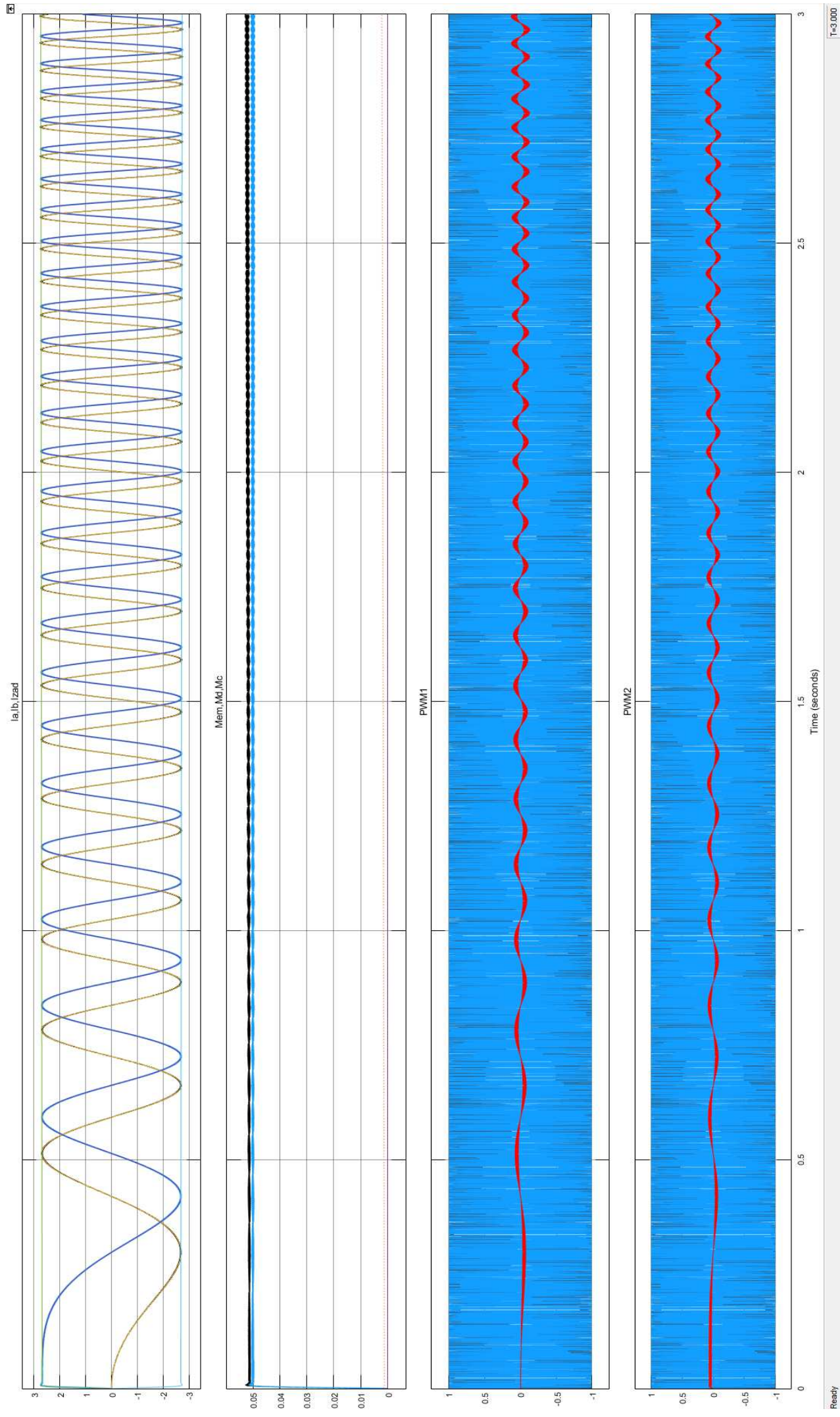


Рисунок П2.9 – Результаты моделирования работы прибора с номинальным моментом 50 мН·м при разгоне от нулевой частоты вращения при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

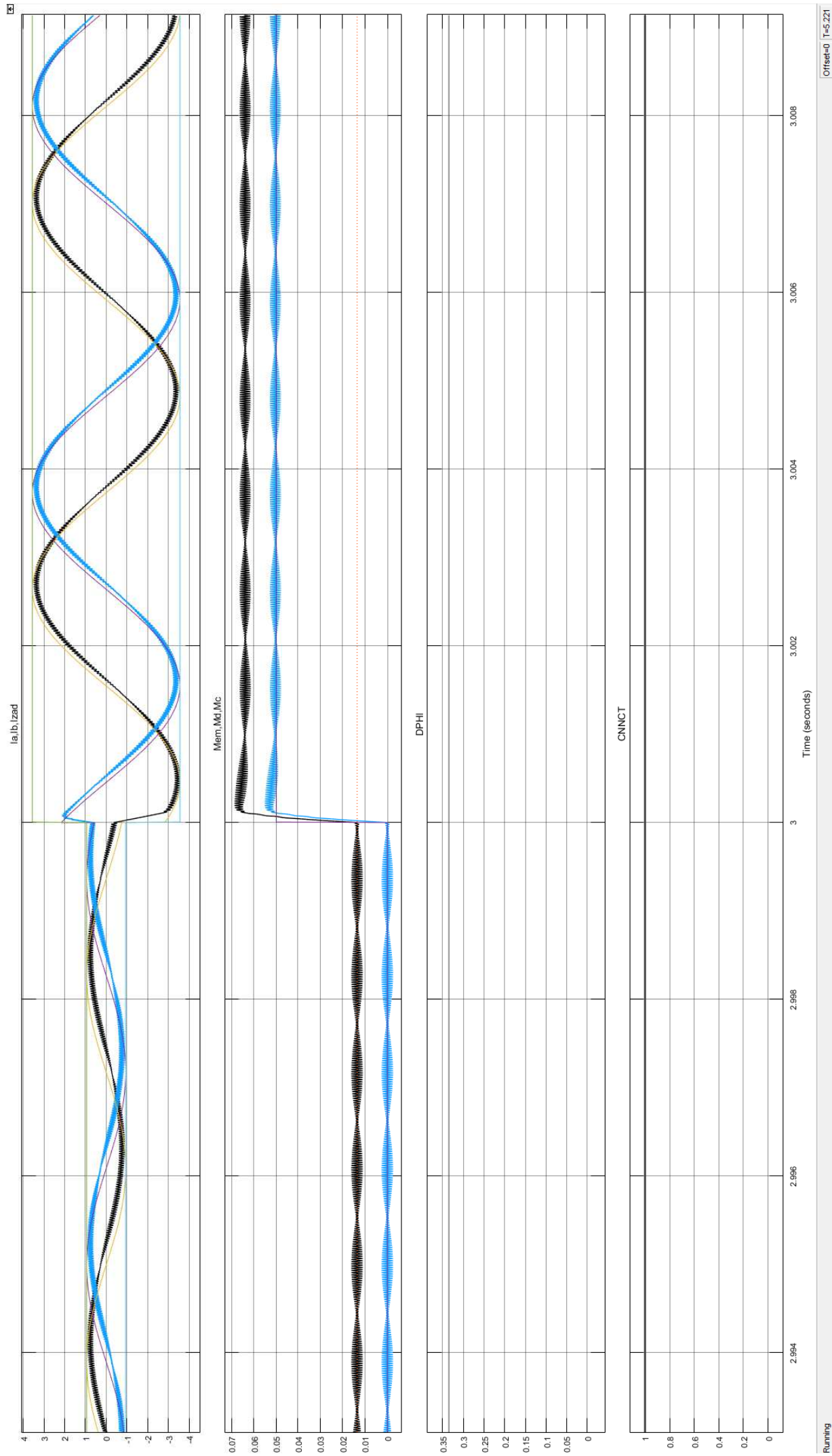


Рисунок П2.10 – Результаты моделирования работы прибора при стабилизации частоты вращения маховика (480 рад/с) и последующим формированием на 3-ей секунде номинального динамического момента 50 мН·м при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

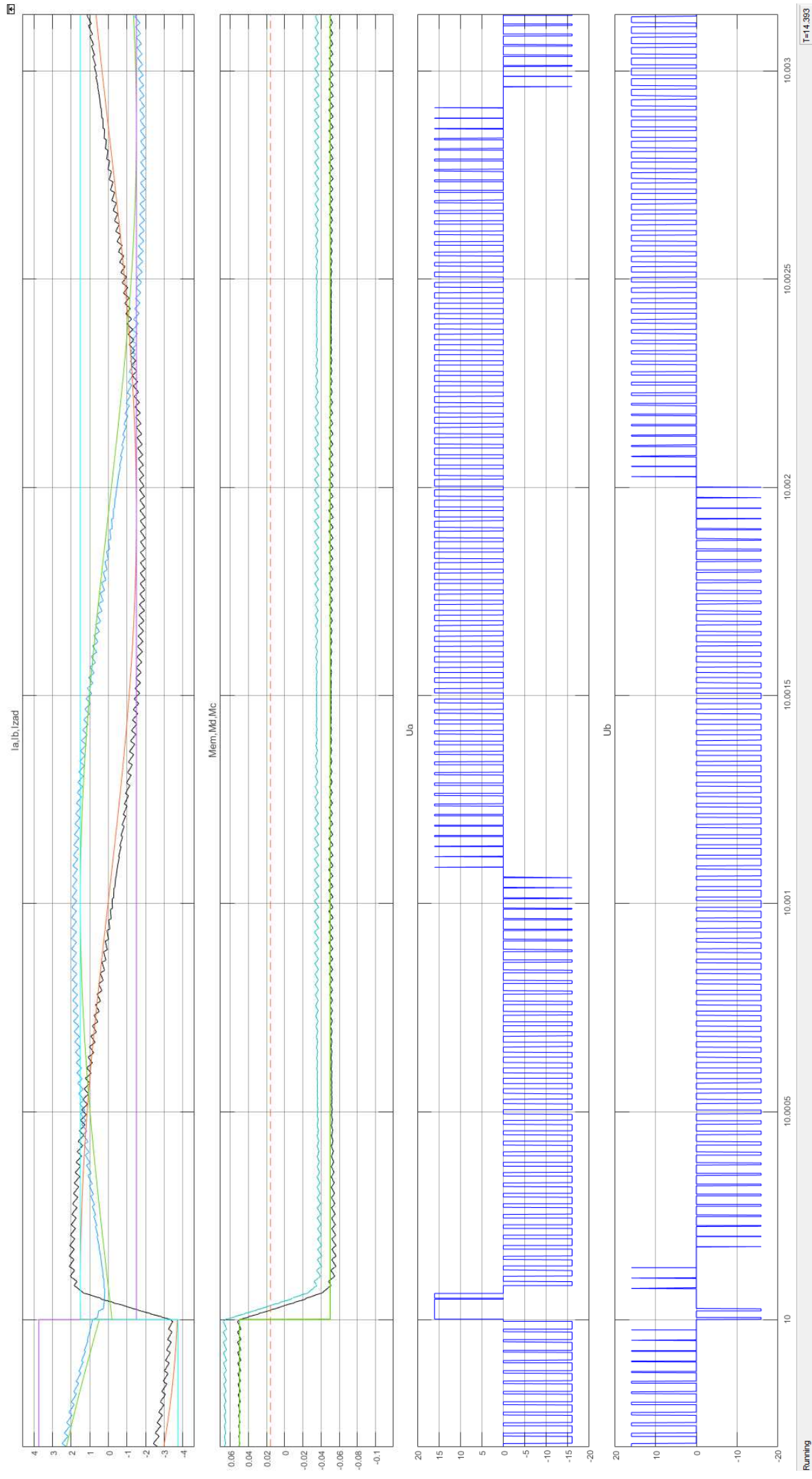


Рисунок П2.11 – Результаты моделирования работы прибора при переключении динамического момента с 50 мН·м до -50 мН·м на частоте (480 рад/с) при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

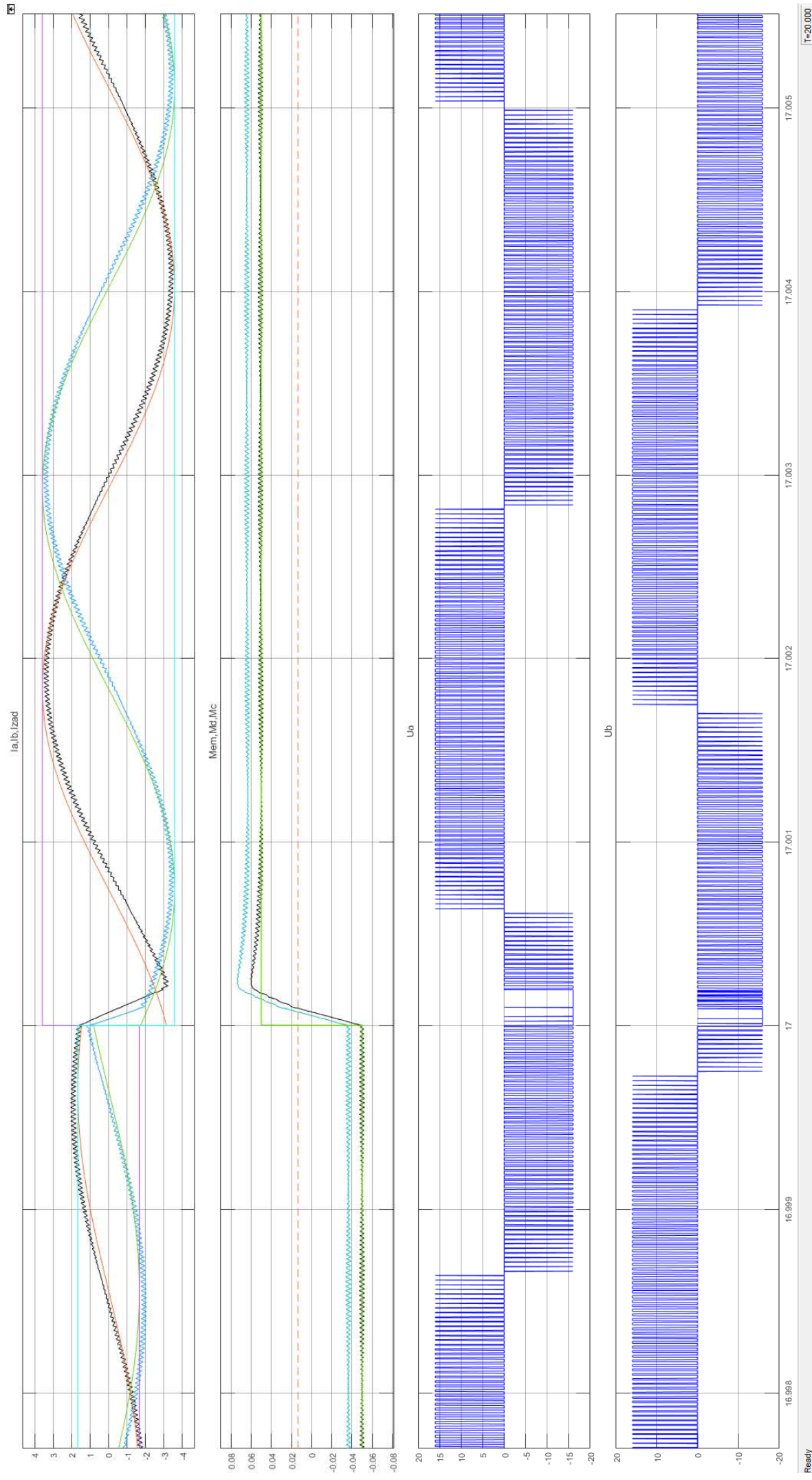


Рисунок П2.12 – Результаты моделирования работы прибора при переключении динамического момента с -50 мН·м до +50 мН·м на частоте (480 рад/с) при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

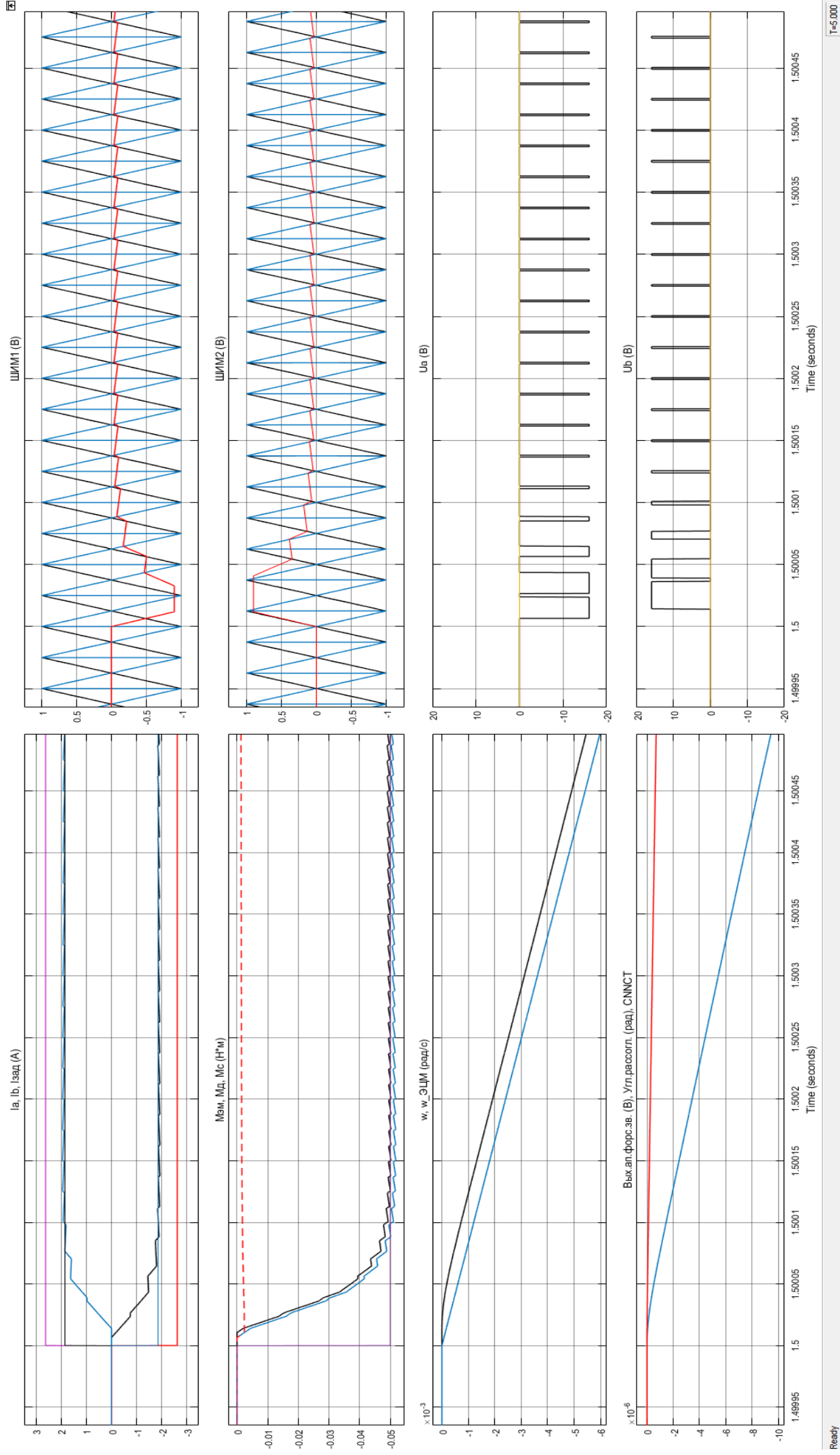


Рисунок П2.13 – Результаты моделирования работы прибора при отработке номинального динамического момента -50 мН·м от нулевой частоты вращения при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

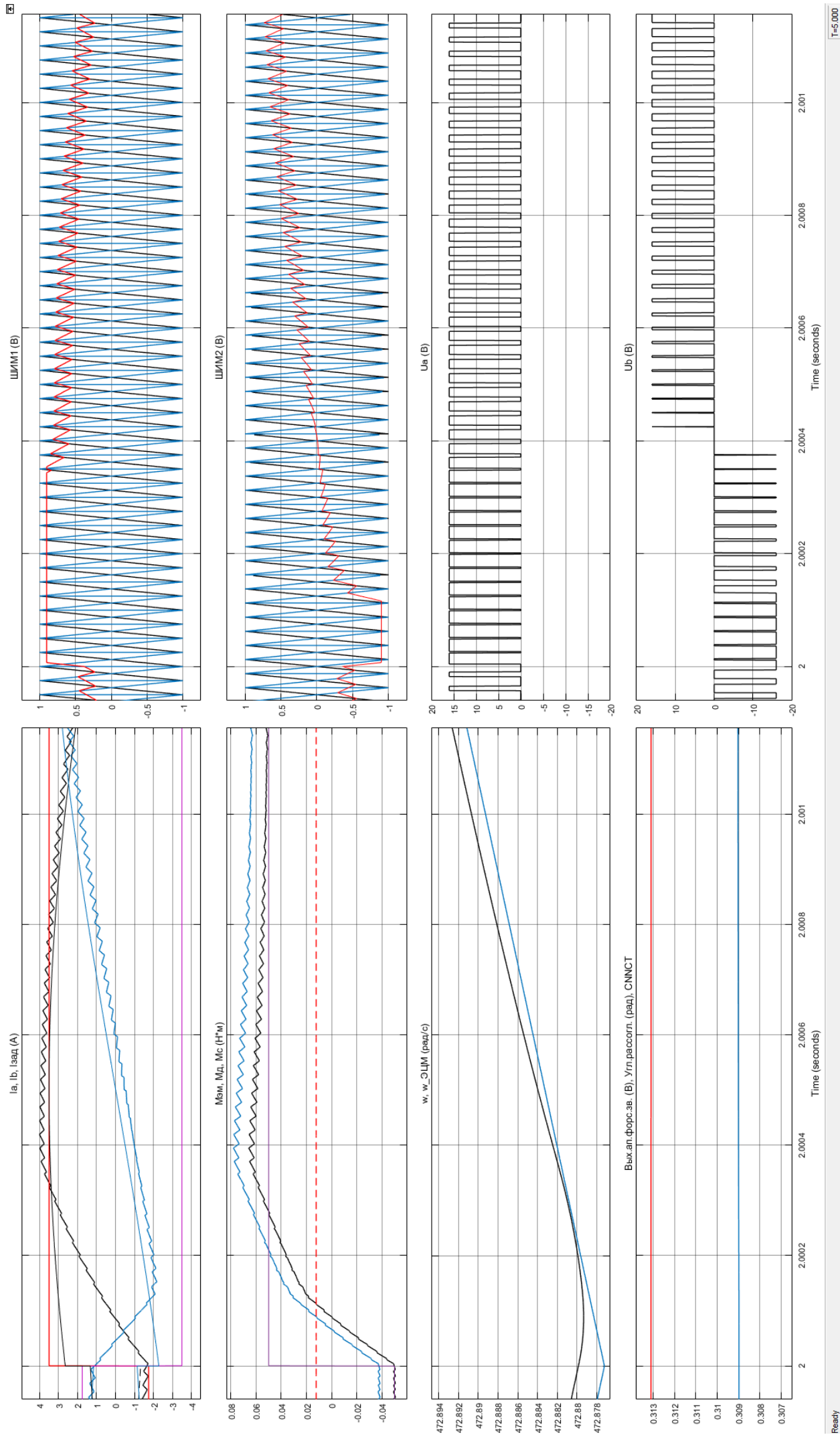


Рисунок П2.14 – Результаты моделирования работы прибора при переключении динамического момента с -50 мН·м до +50 мН·м на частоте (472 рад/с) при штатной конфигурации системы (с основным сигналом задания по току)

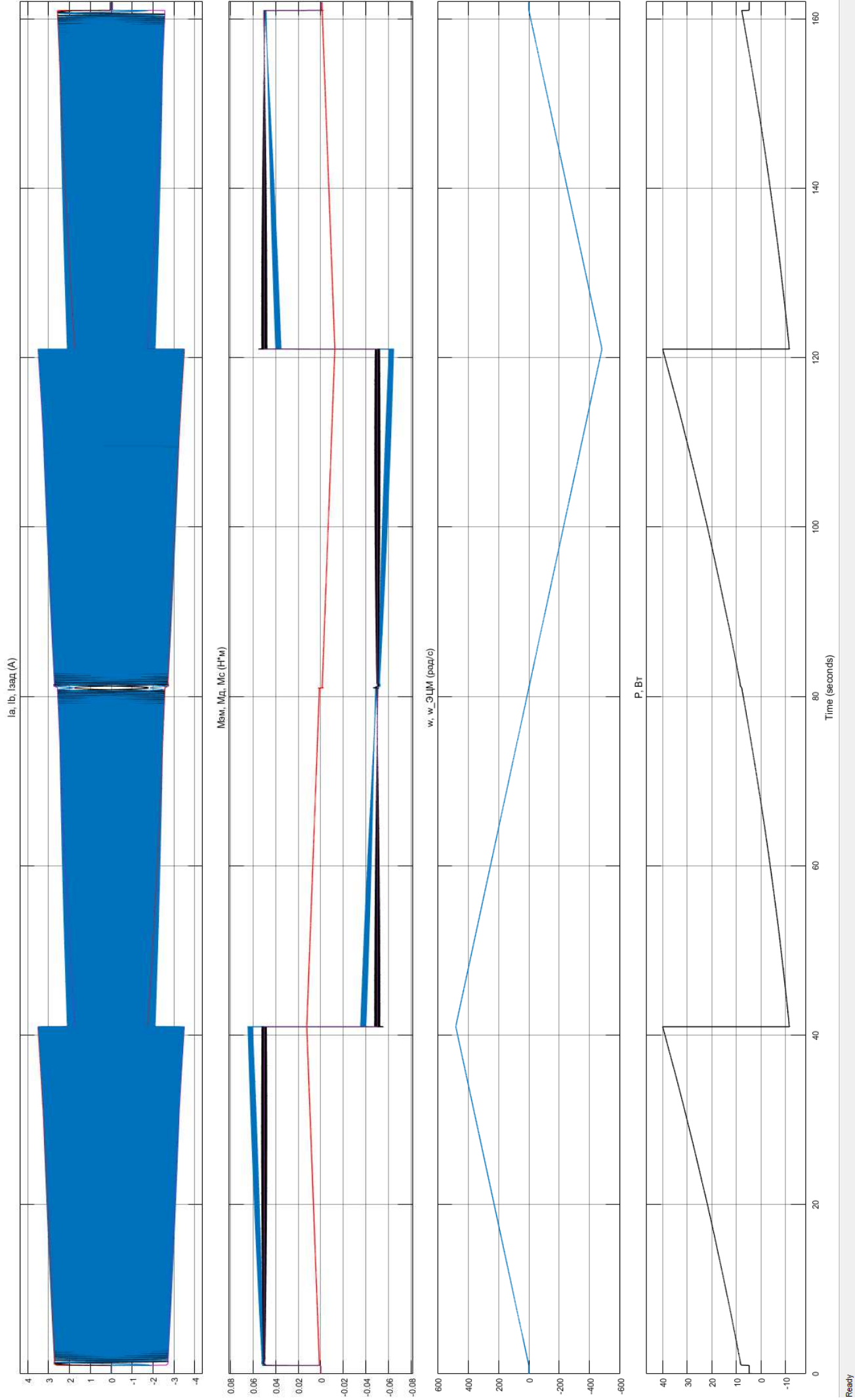


Рисунок П2.15 – Результаты моделирования работы прибора при разгоне и торможении с номинальными моментами

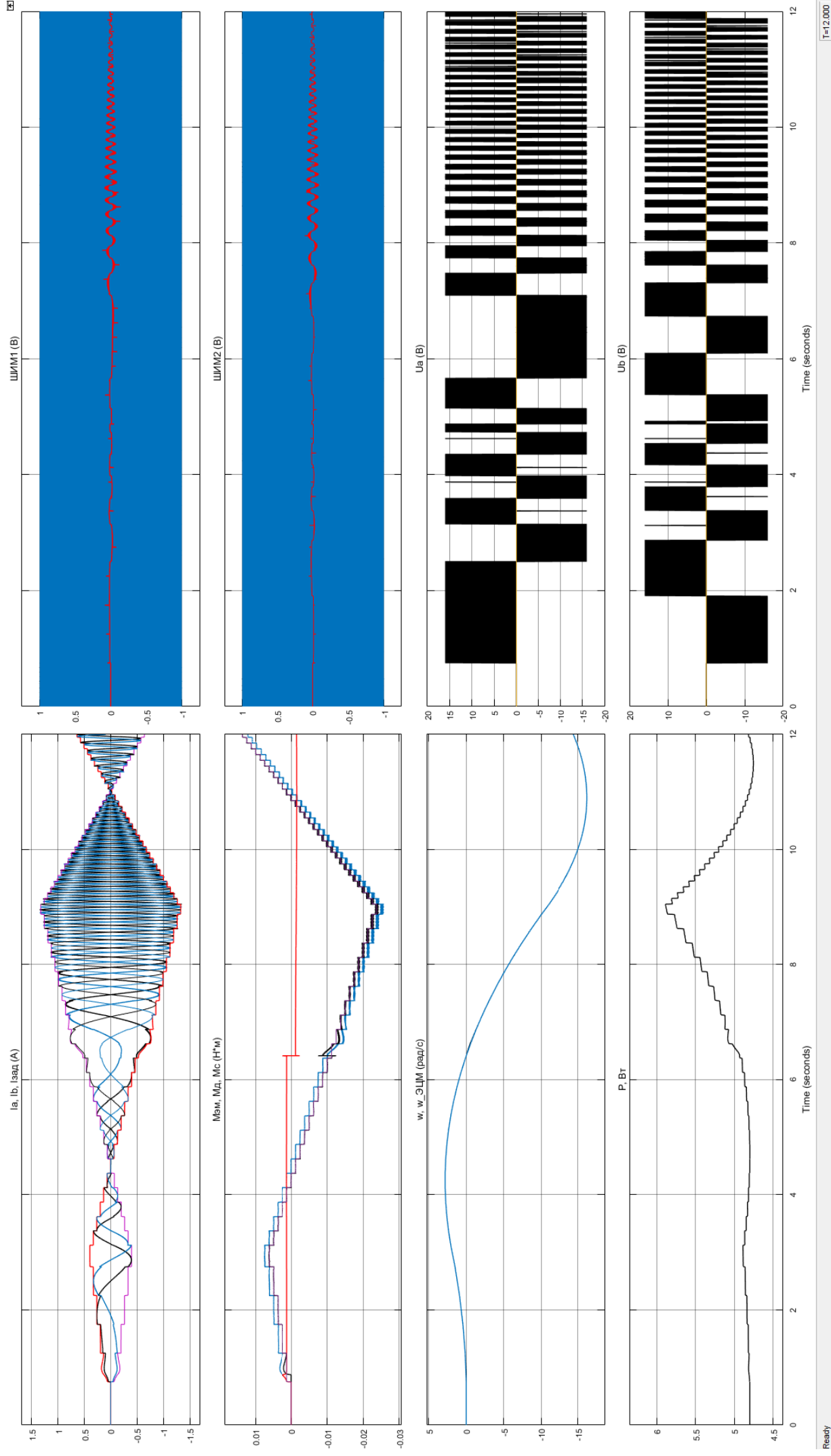


Рисунок П2.16 – Результаты моделирования работы прибора при кусочно-постоянном линейно изменяющемся коде управления с дискретом 50 при нулевой начальной частоте вращения маховика

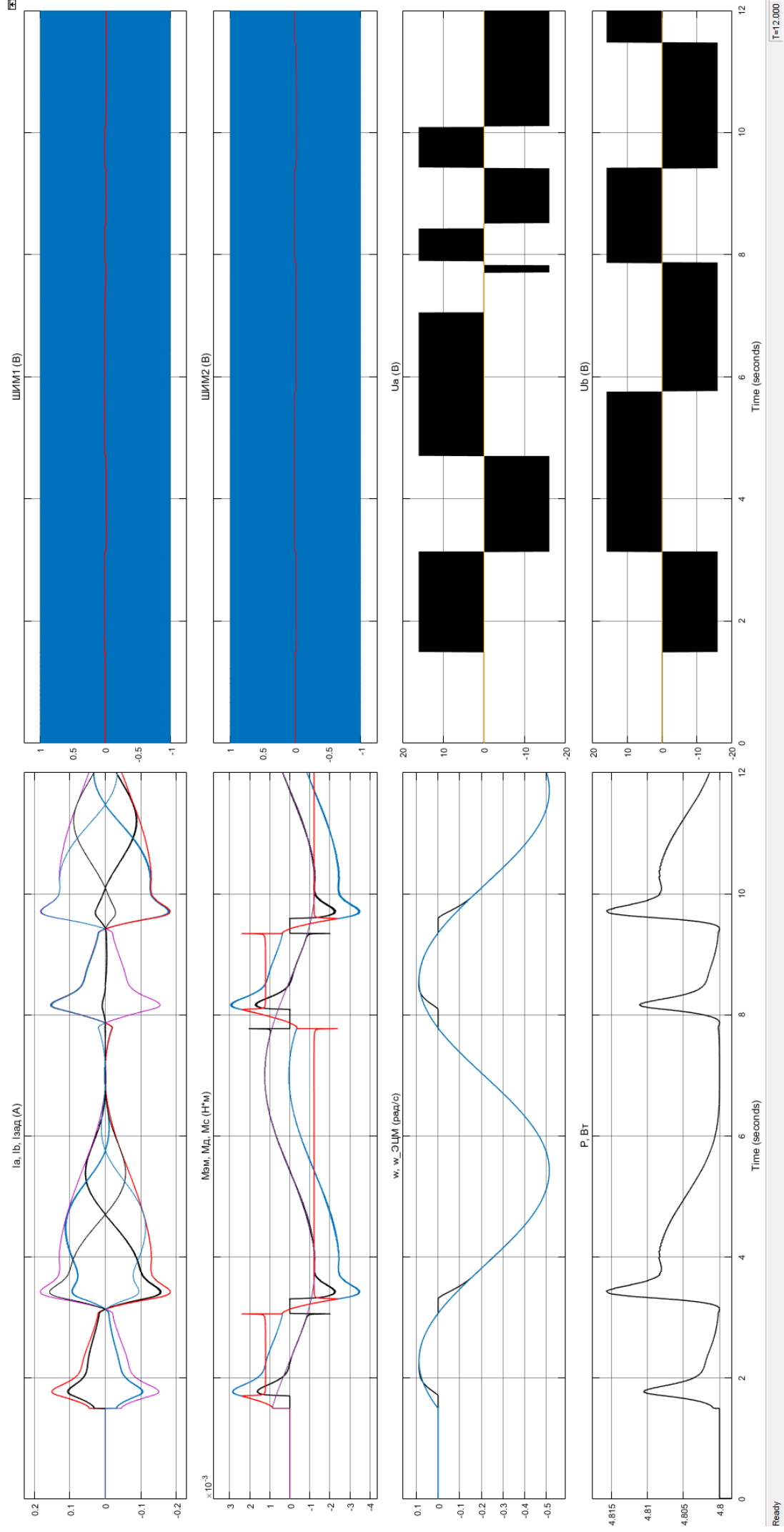


Рисунок П2.17 – Результаты моделирования работы прибора при синусоидальном изменении кода управления с дискретом 1 до максимальной амплитуды 50 при нулевой начальной частоте вращения маховика

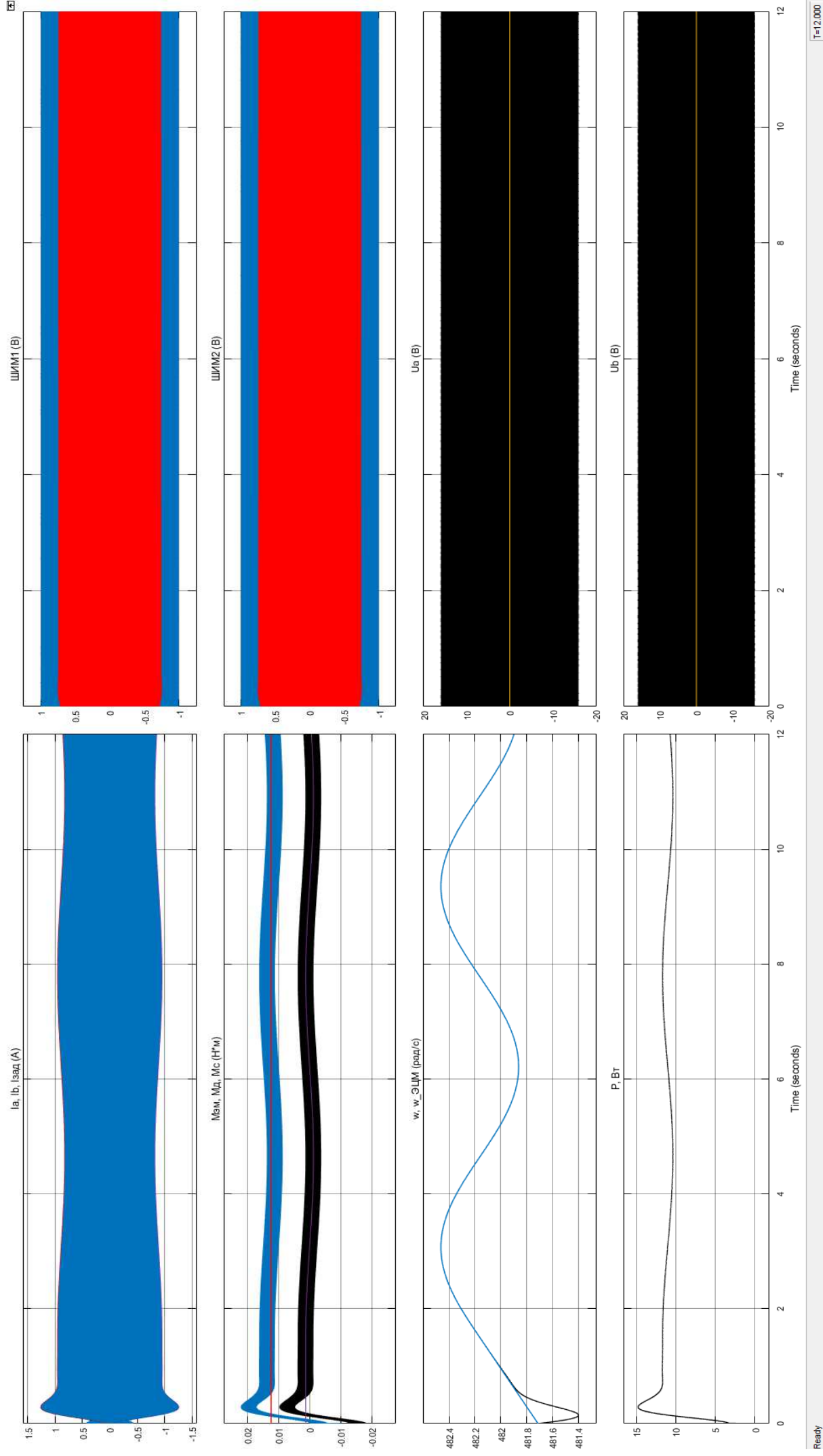


Рисунок П2.18 – Результаты моделирования работы прибора при синусоидальном изменении кода управления с дискретом 1 до максимальной амплитуды 50 при номинальной начальной частоте вращения маховика 481 рад/с

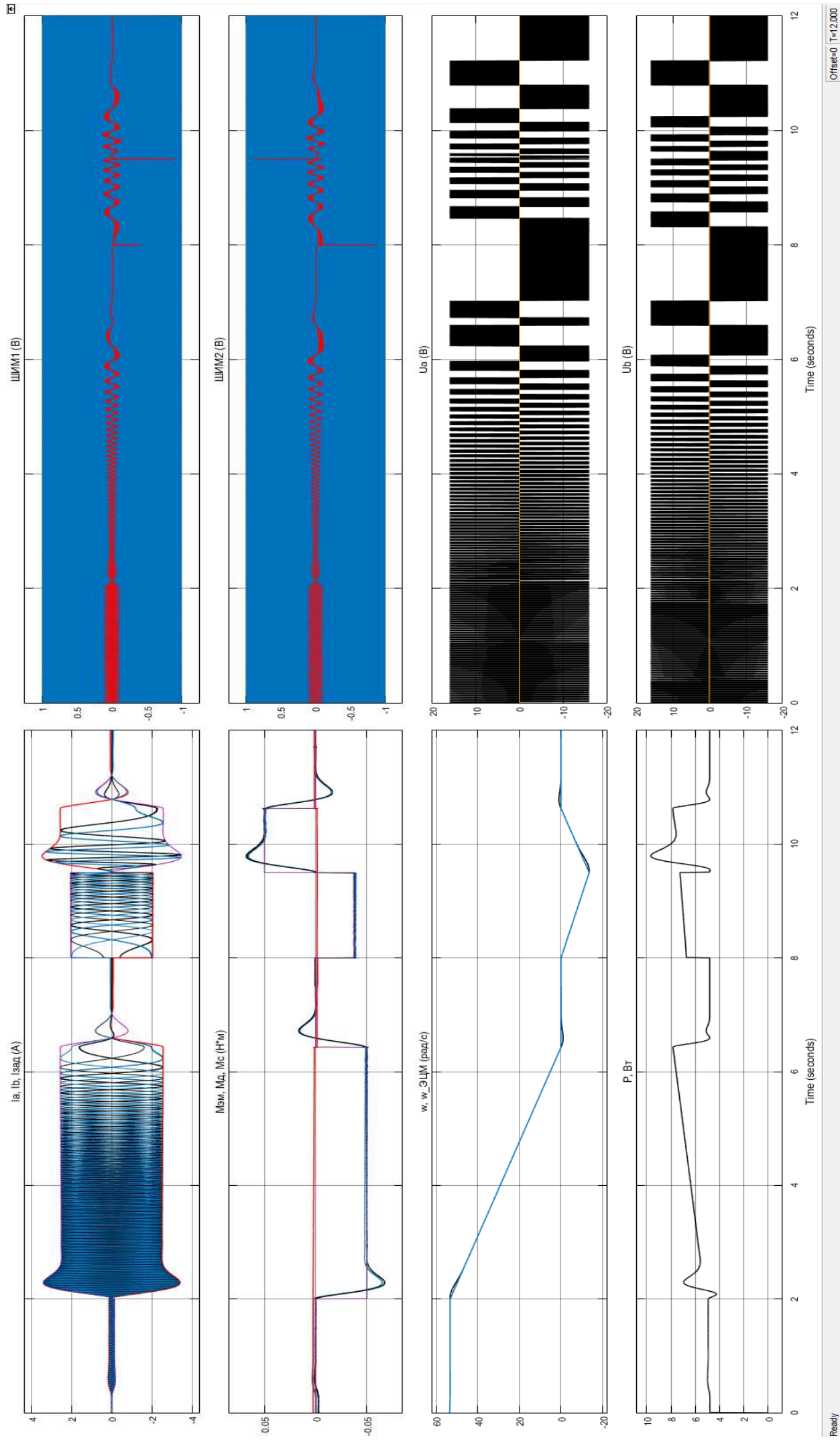
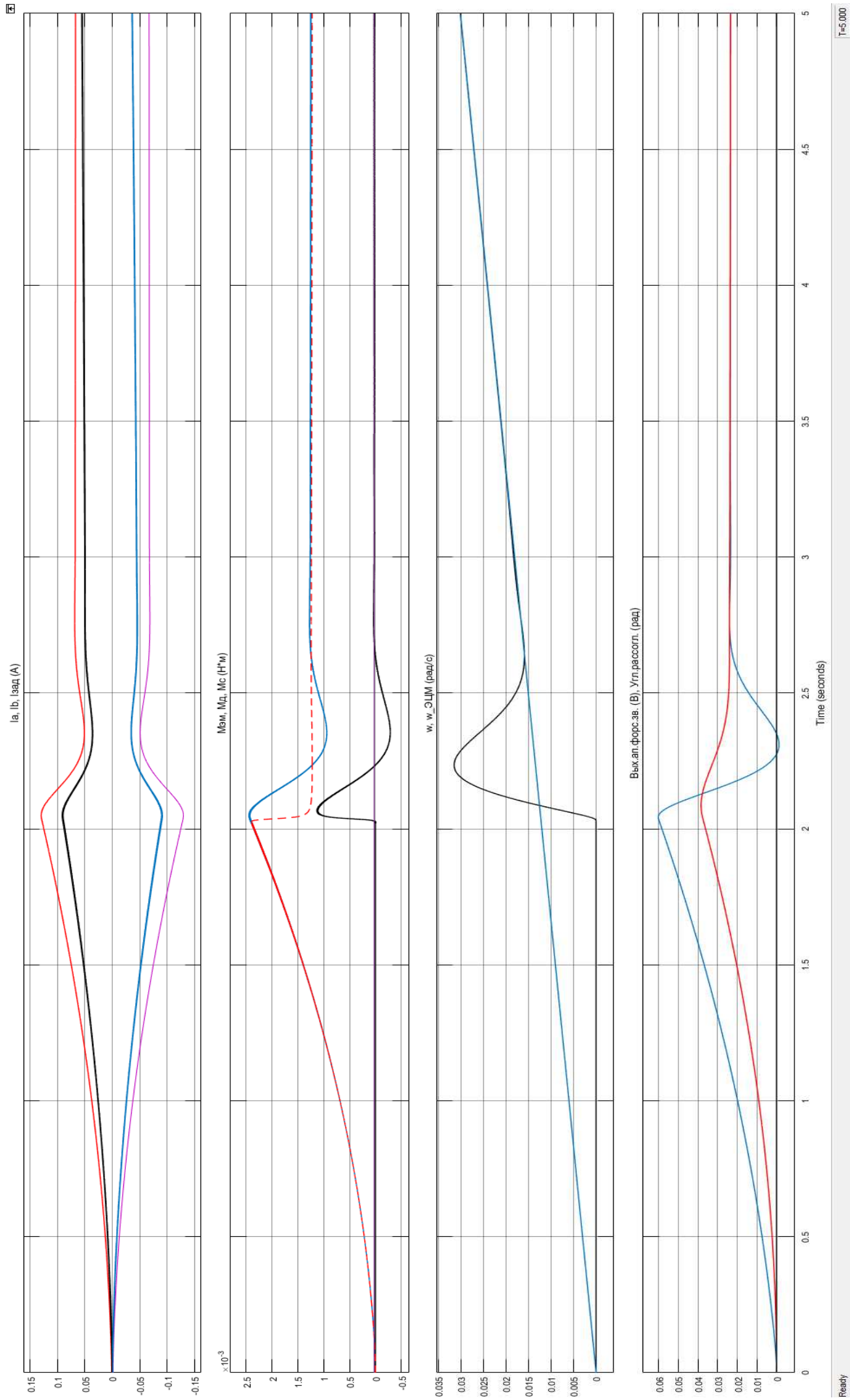


Рисунок П2.19 – Результаты моделирования работы прибора при задействовании команды разгрузки



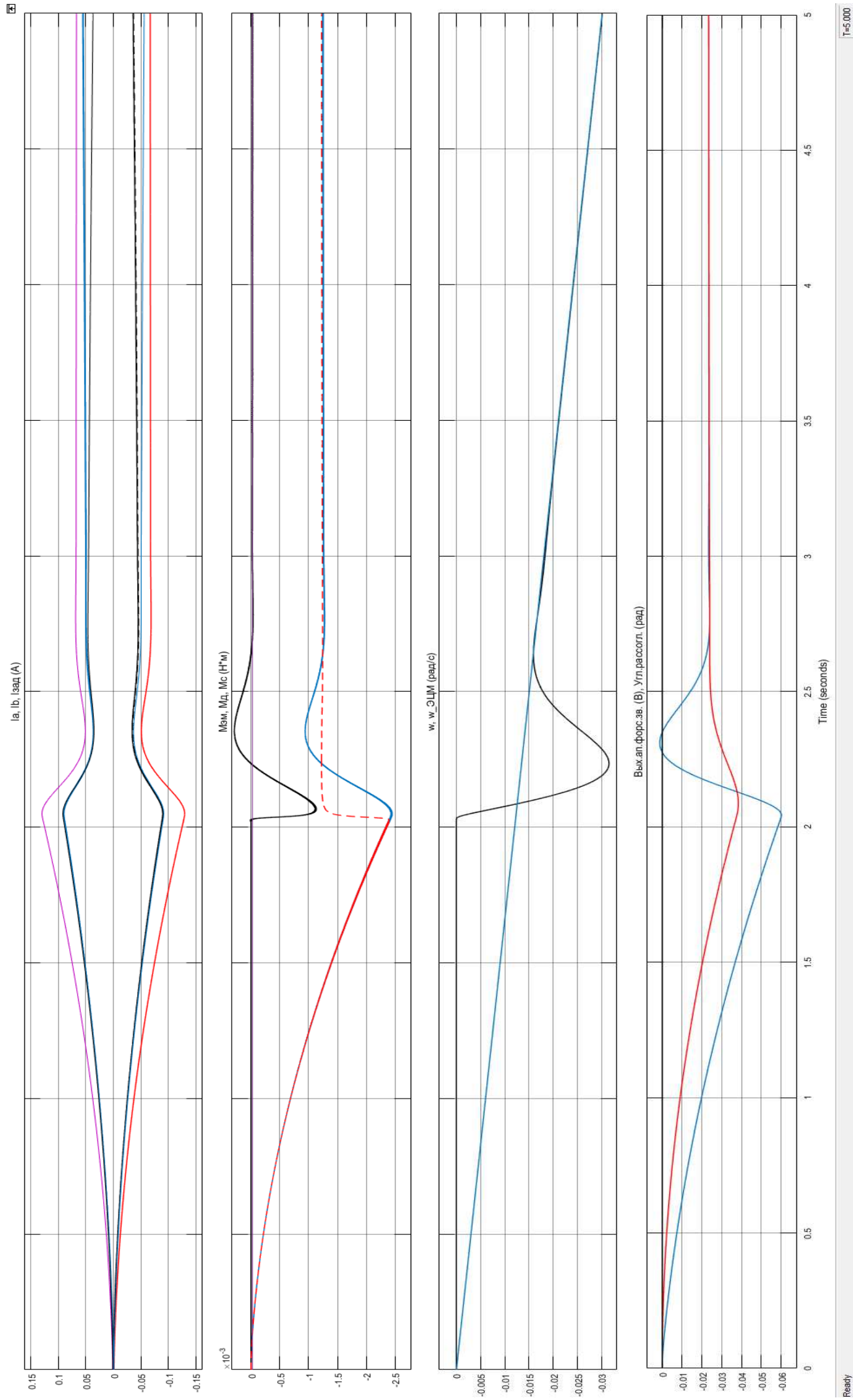


Рисунок П2.21 – Результаты моделирования работы прибора при трогании из неподвижного положения $N_y=-1$

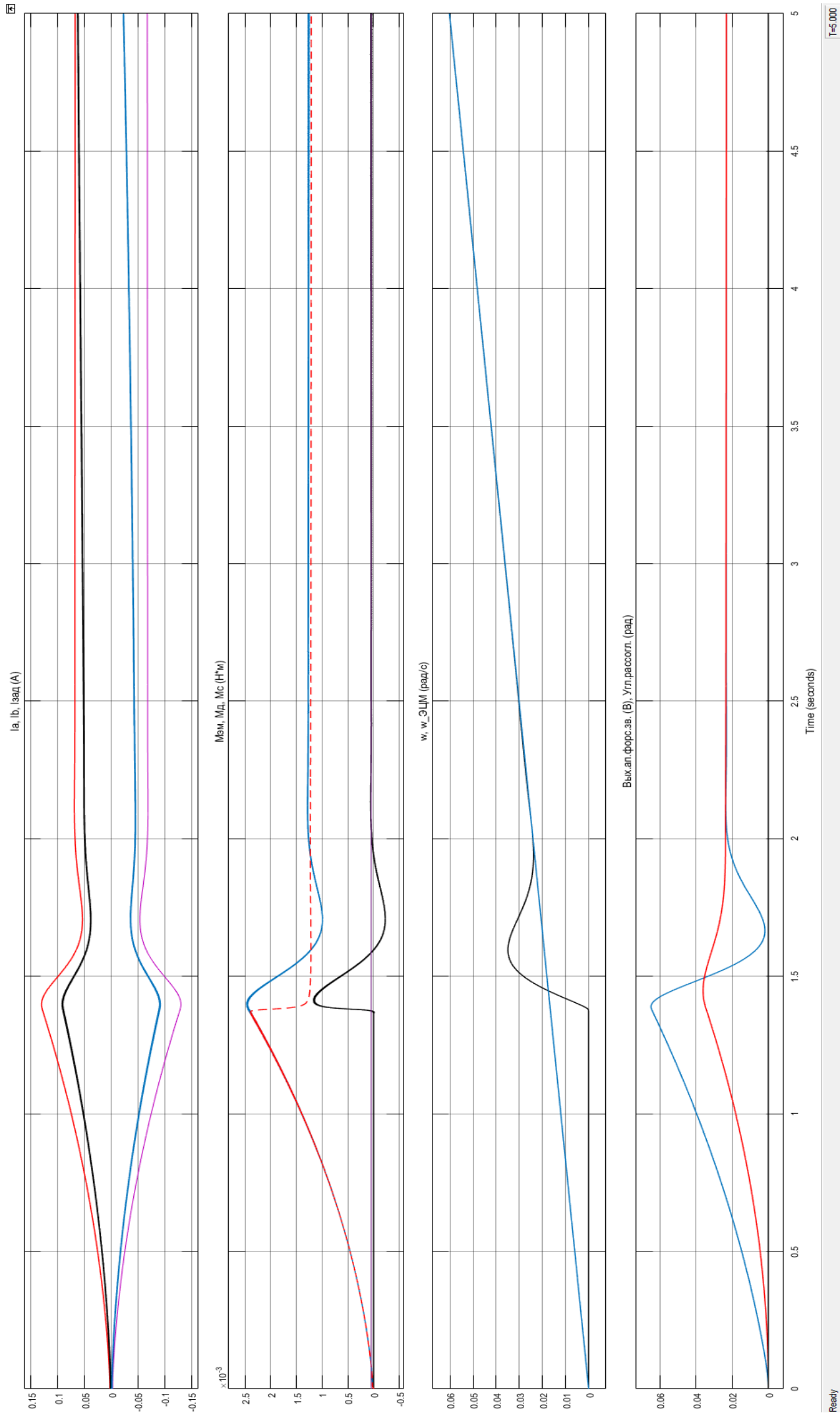


Рисунок П2.22 – Результаты моделирования работы прибора при трогании из неподвижного положения $N_y=2$

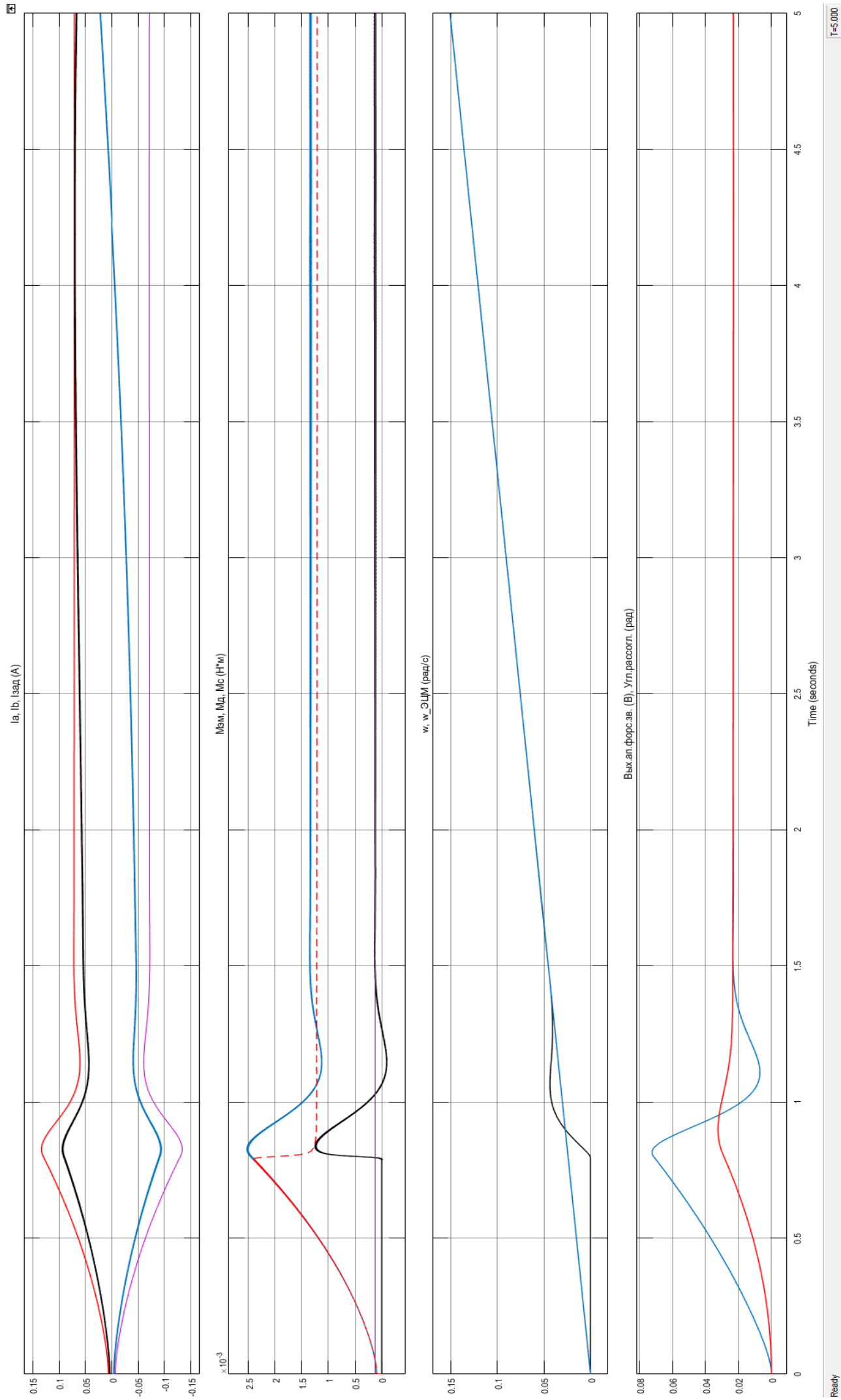


Рисунок П2.23 – Результаты моделирования работы прибора при троянии из неподвижного положения $N_y=5$

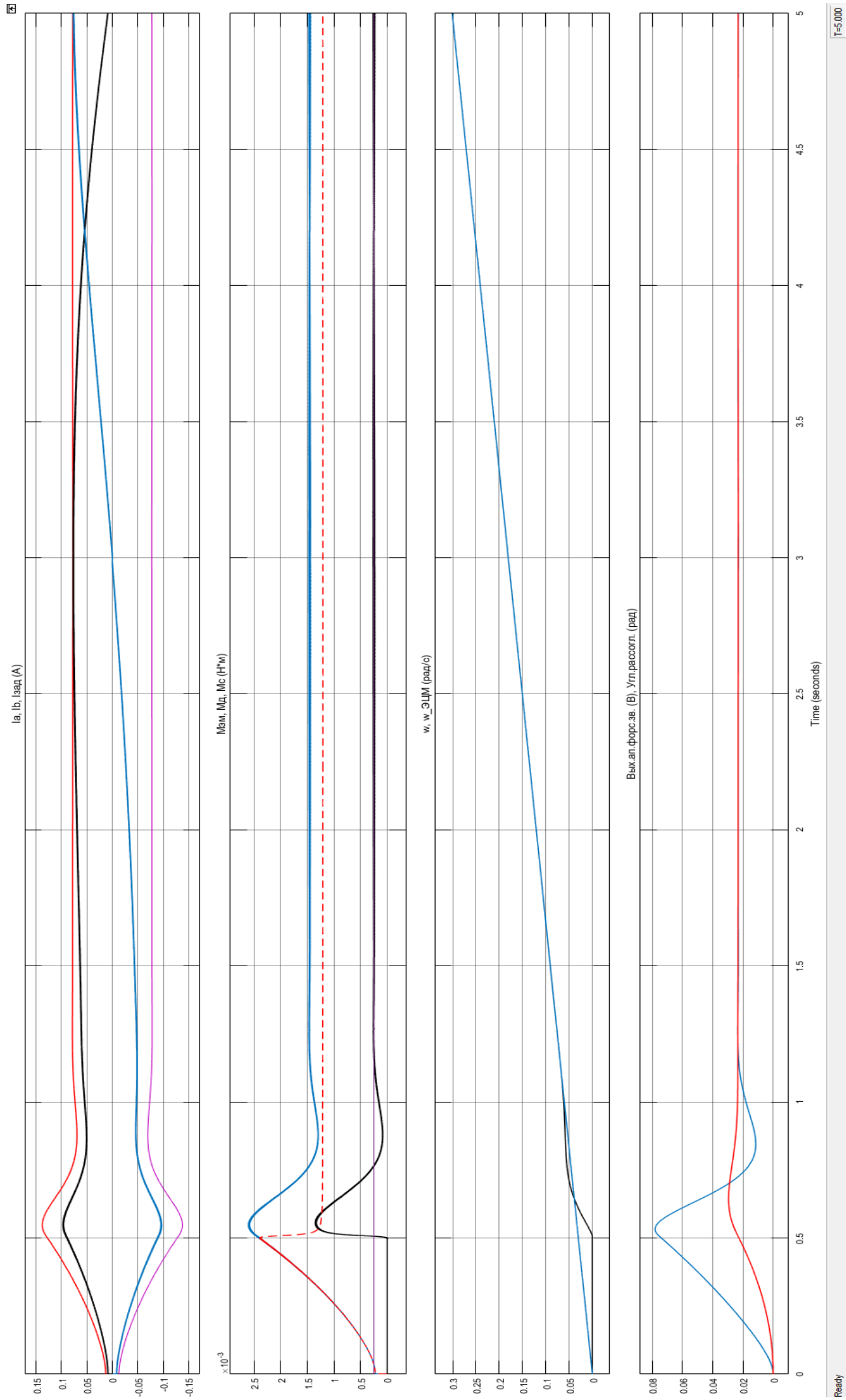


Рисунок П2.24 – Результаты моделирования работы прибора при трогании из неподвижного положения $N_y=10$

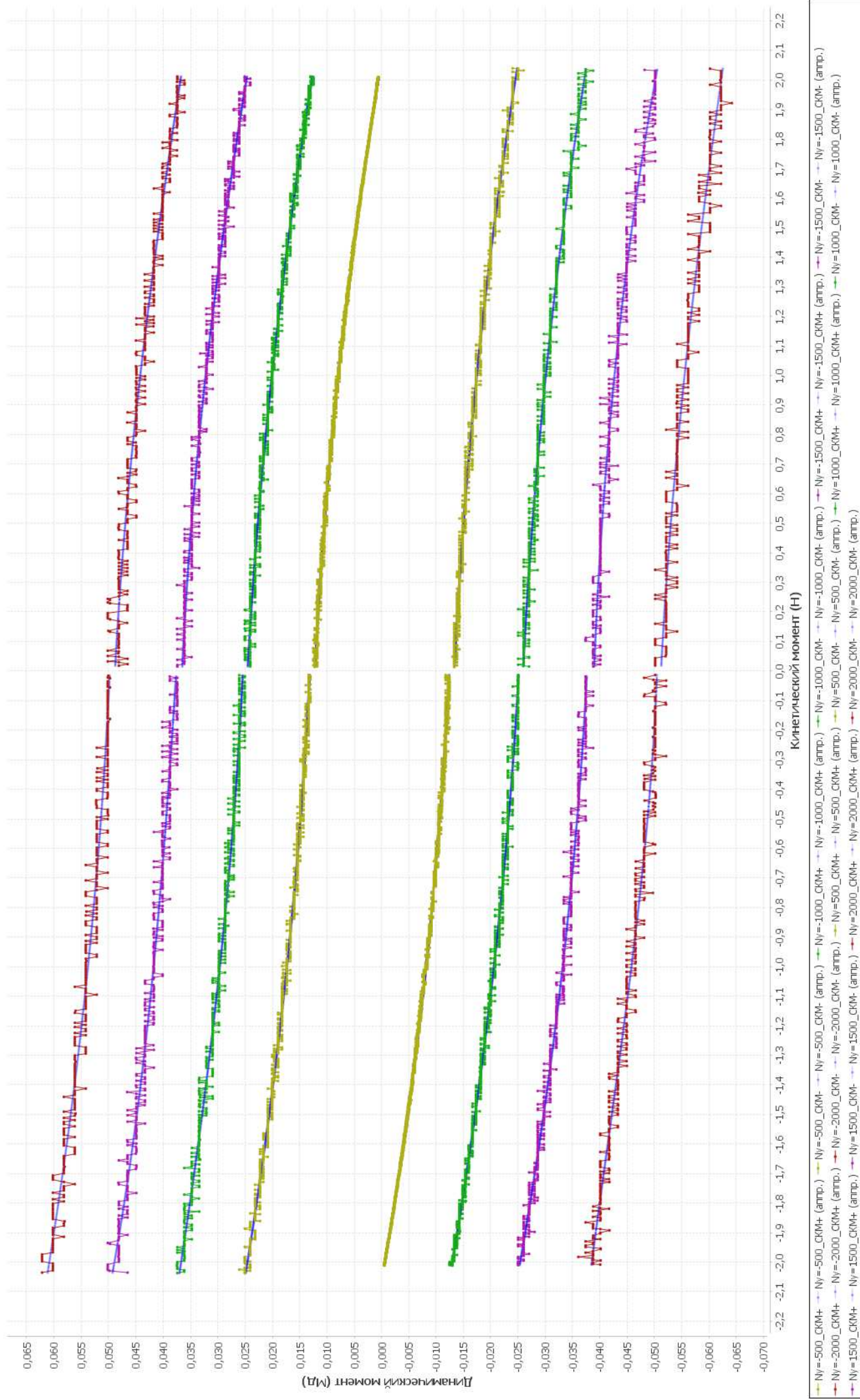


Рисунок П2.25 – MSX ДМ2 в н.к.у при управлении по электромагнитному моменту.

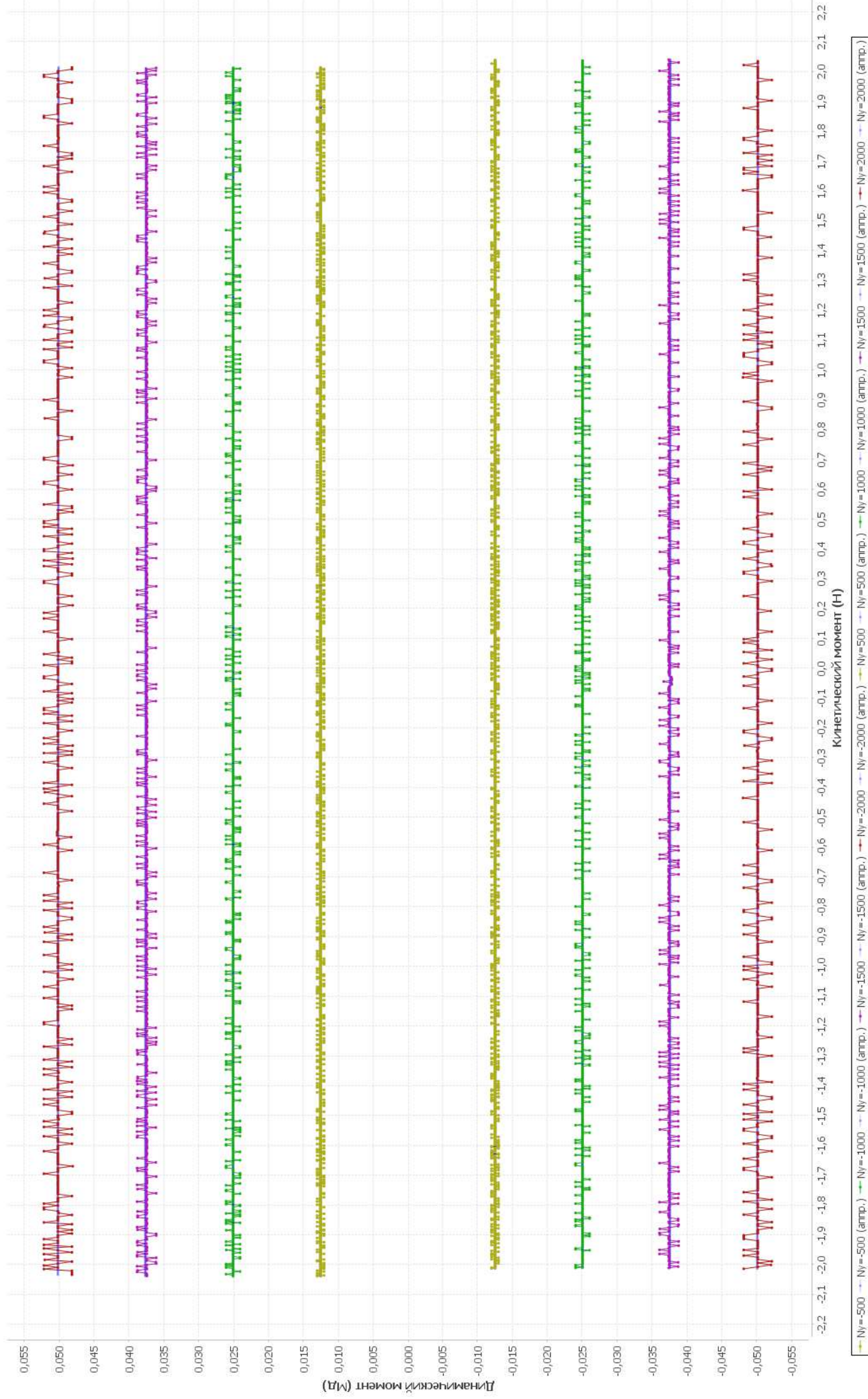


Рисунок П2.26 – МСХ ДМ2 в н.к.у при управлении по динамическому моменту.

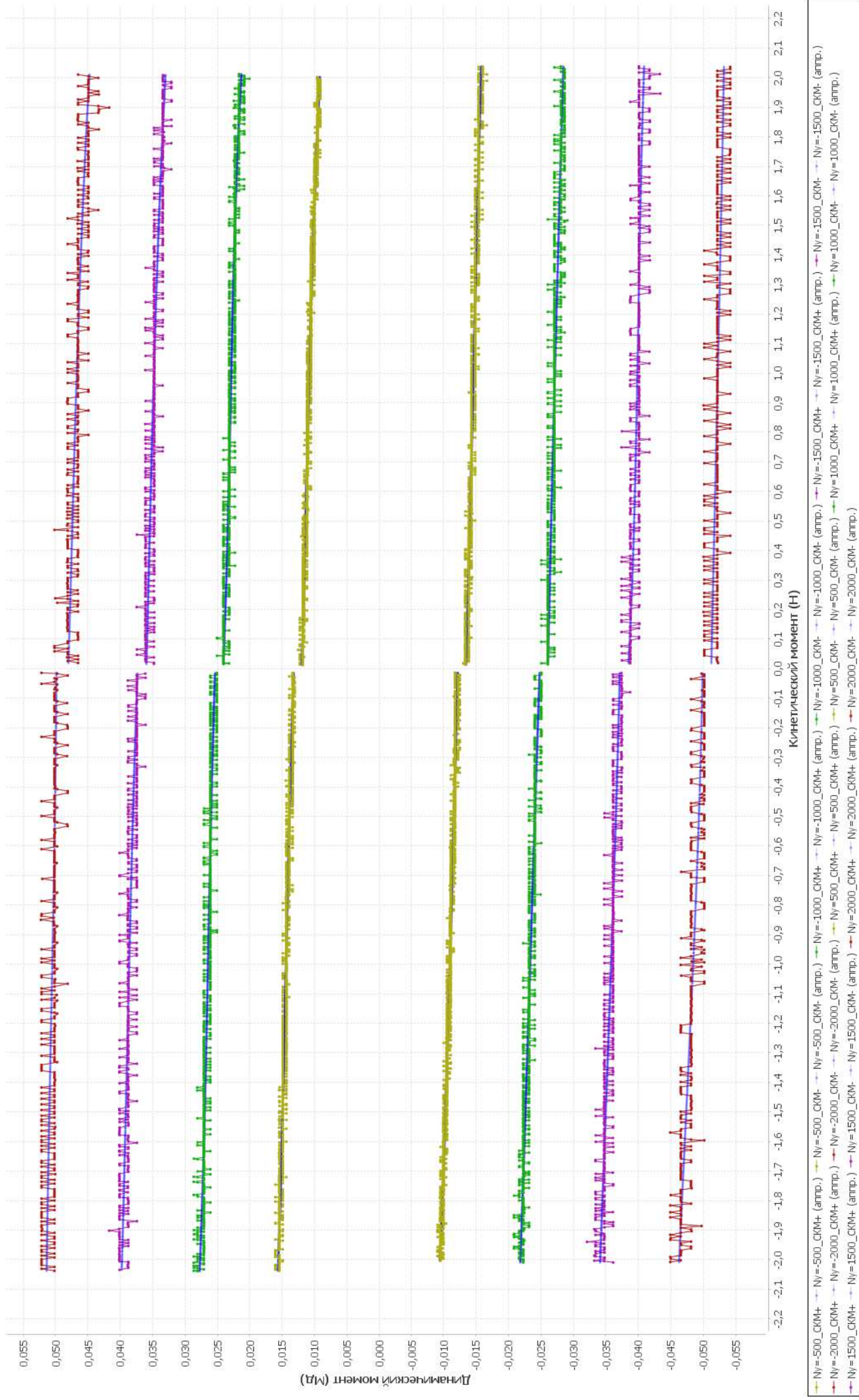


Рисунок П2.27 – МСХ ДМ2 в вакууме при $t=+55^{\circ}\text{C}$ при управлении по электромагнитному моменту.

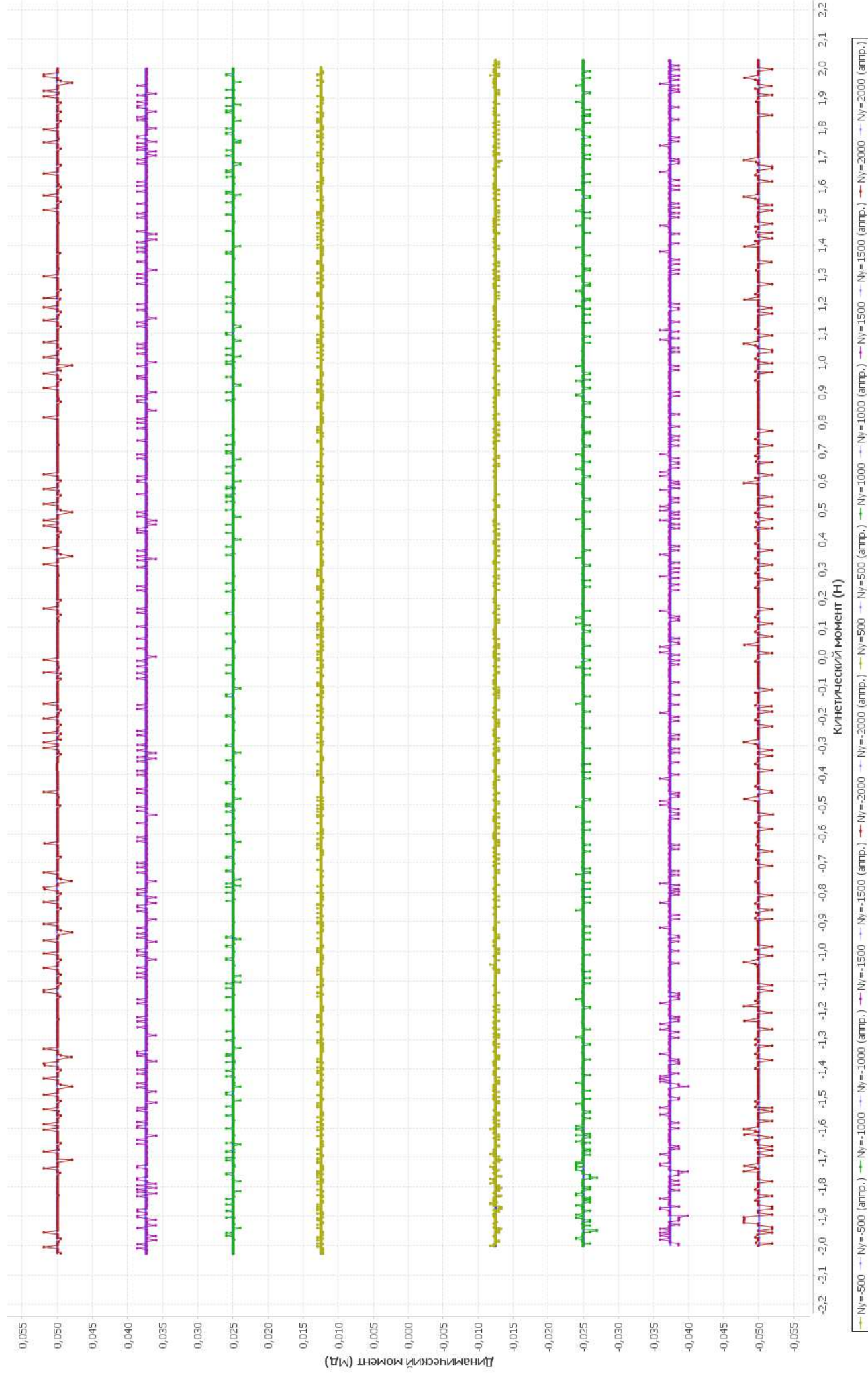


Рисунок П2.28 – МСХ ДМ2 в вакууме при $t=+55^{\circ}\text{C}$ при управлении по динамическому моменту.

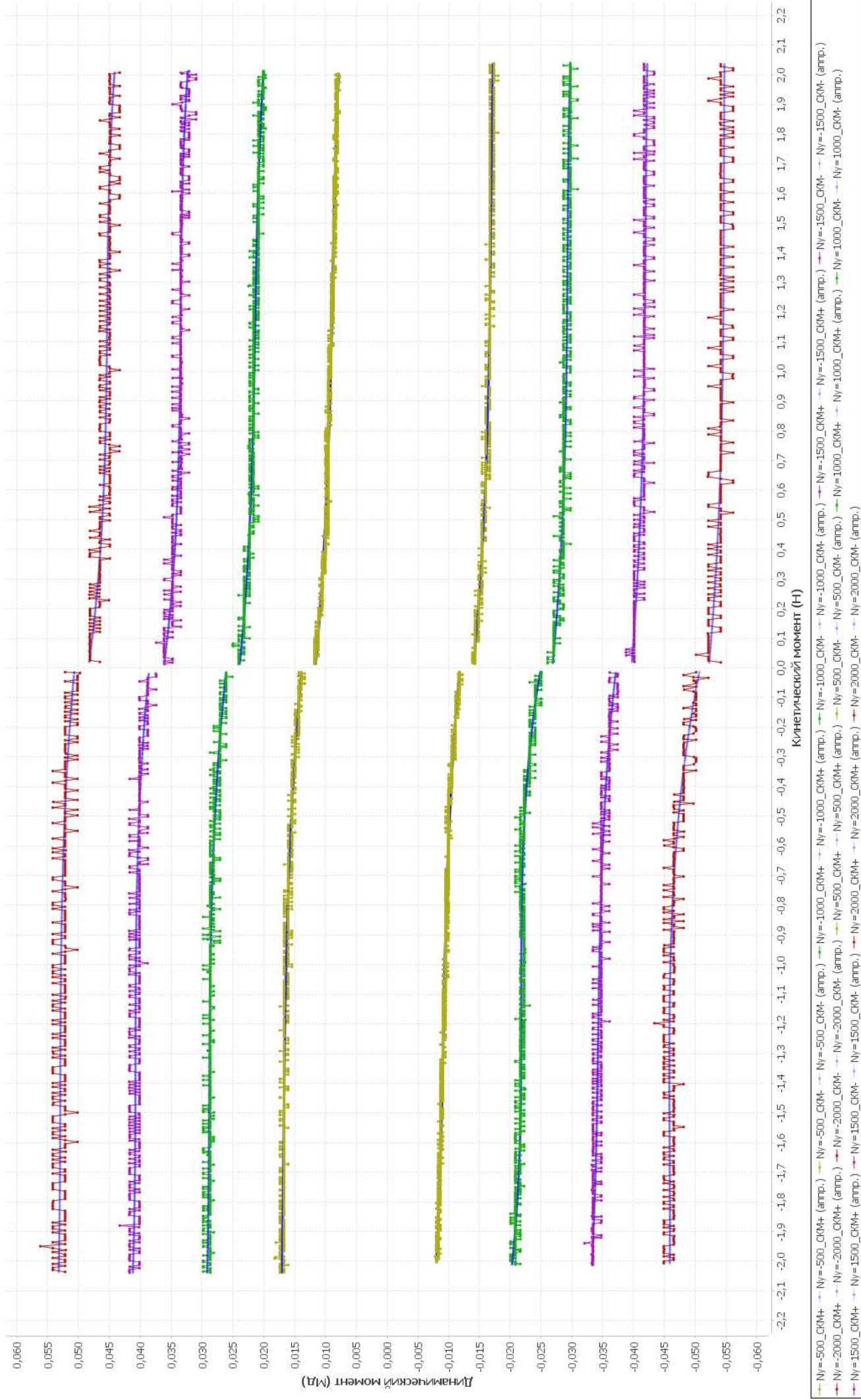


Рисунок П2.29 – МСХ ДМ2 в вакууме при $t = -20^\circ \text{C}$ при управлении по электромагнитному моменту.

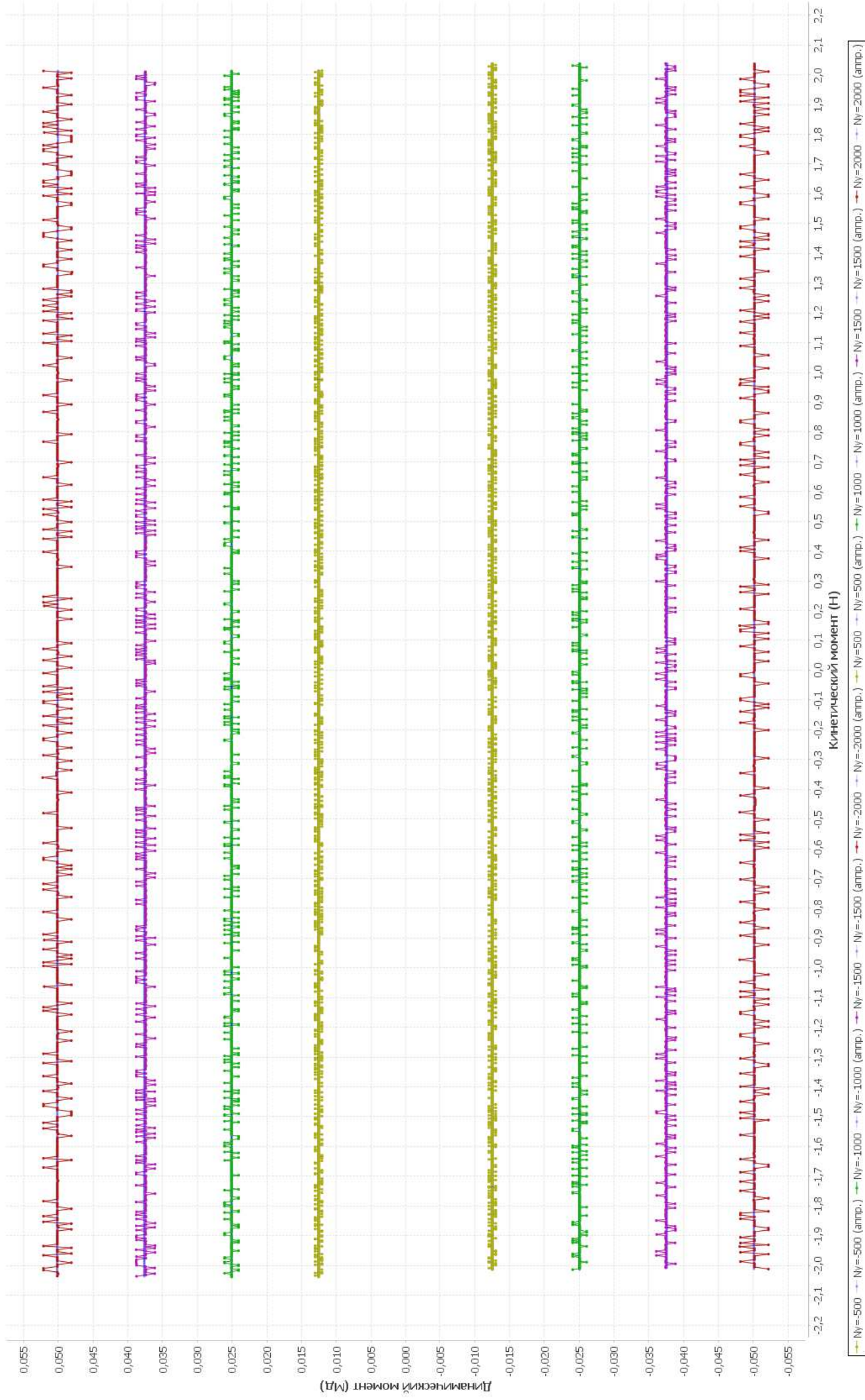


Рисунок П2.30 – МСХ ДМ2 в вакууме при $t=-20^{\circ}\text{C}$ при управлении по динамическому моменту.

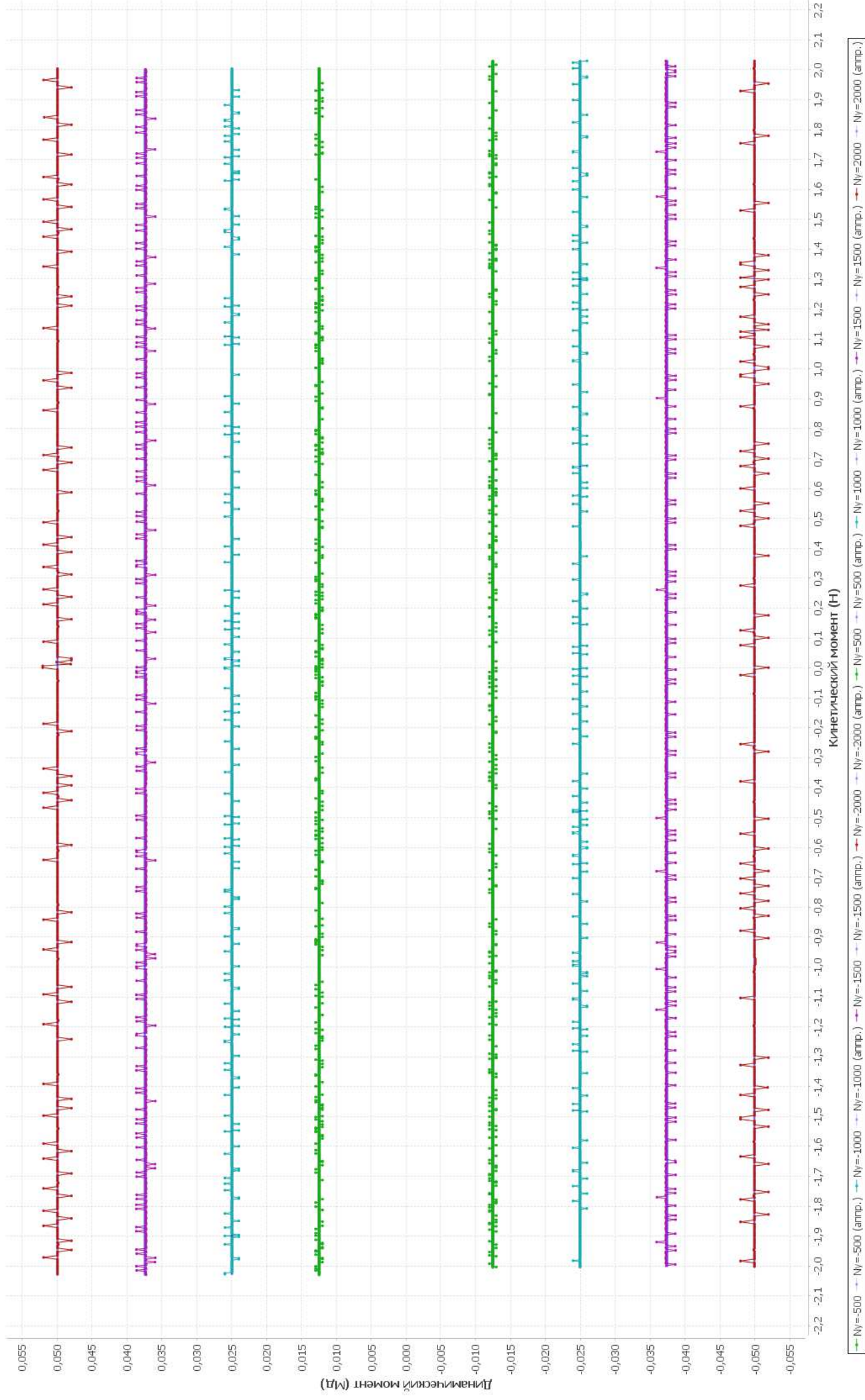


Рисунок П2.31 – МСХ ДМ2 в в.н.к.у. при $\Delta\text{СКМ}=25$, $\delta=4\%$

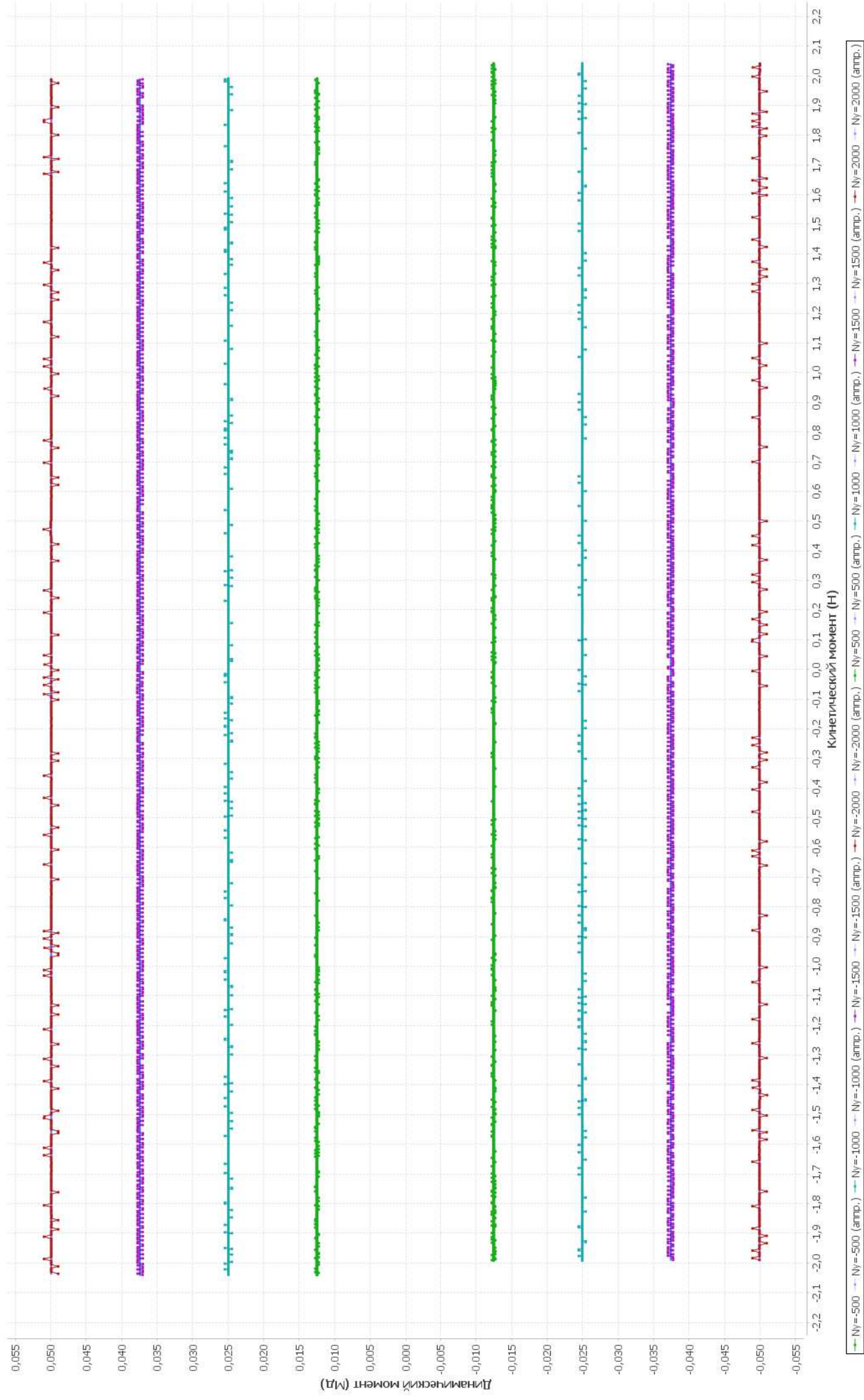


Рисунок П2.32 – МСХ ДМ2 в н.к.у. при $\Delta\text{СКМ}=50$, $\delta=2\%$

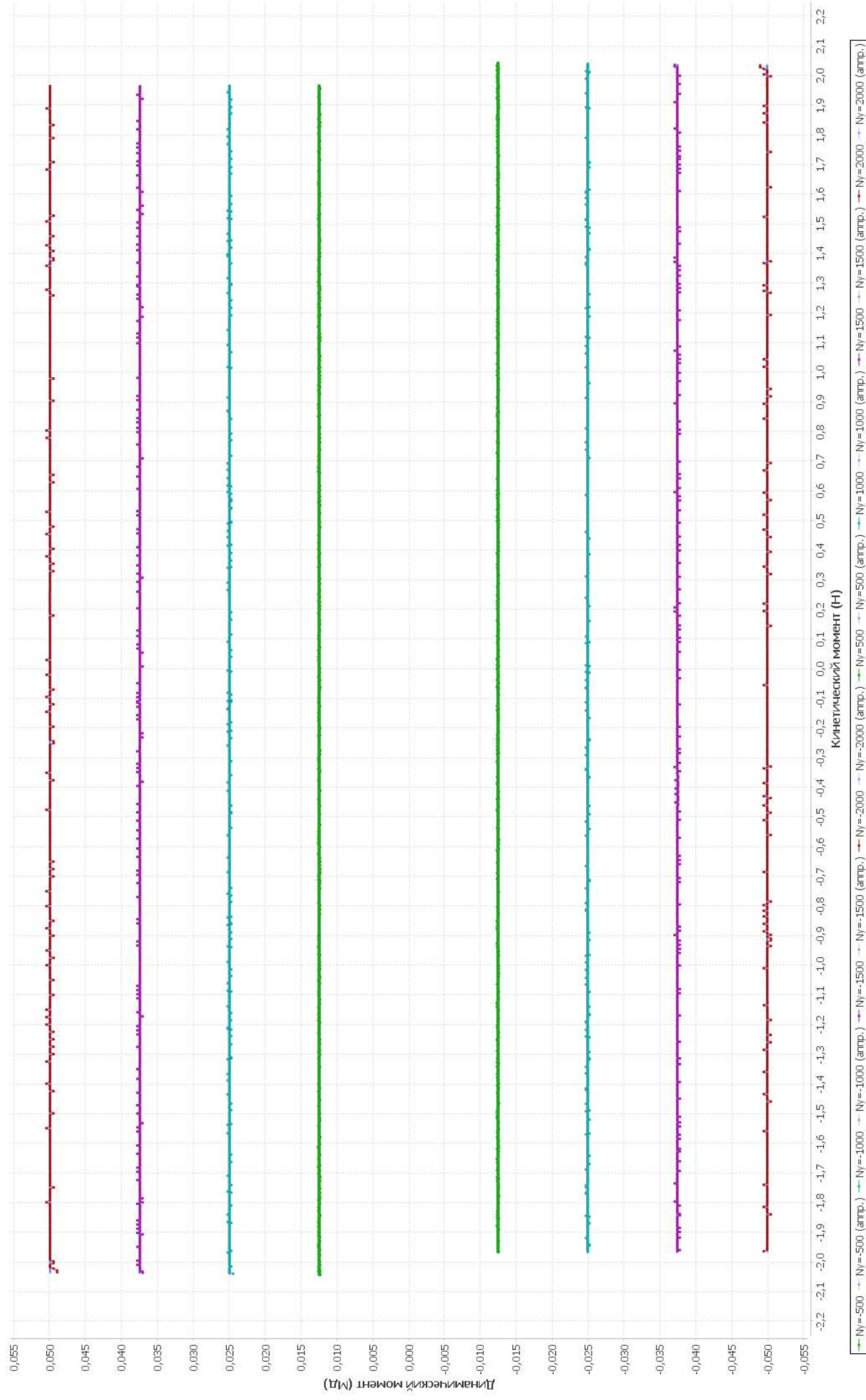


Рисунок П2.33 – МСХ ДМ2 в в.н.к.у. при $\Delta\text{СКМ}=100$, $\delta=1\%$

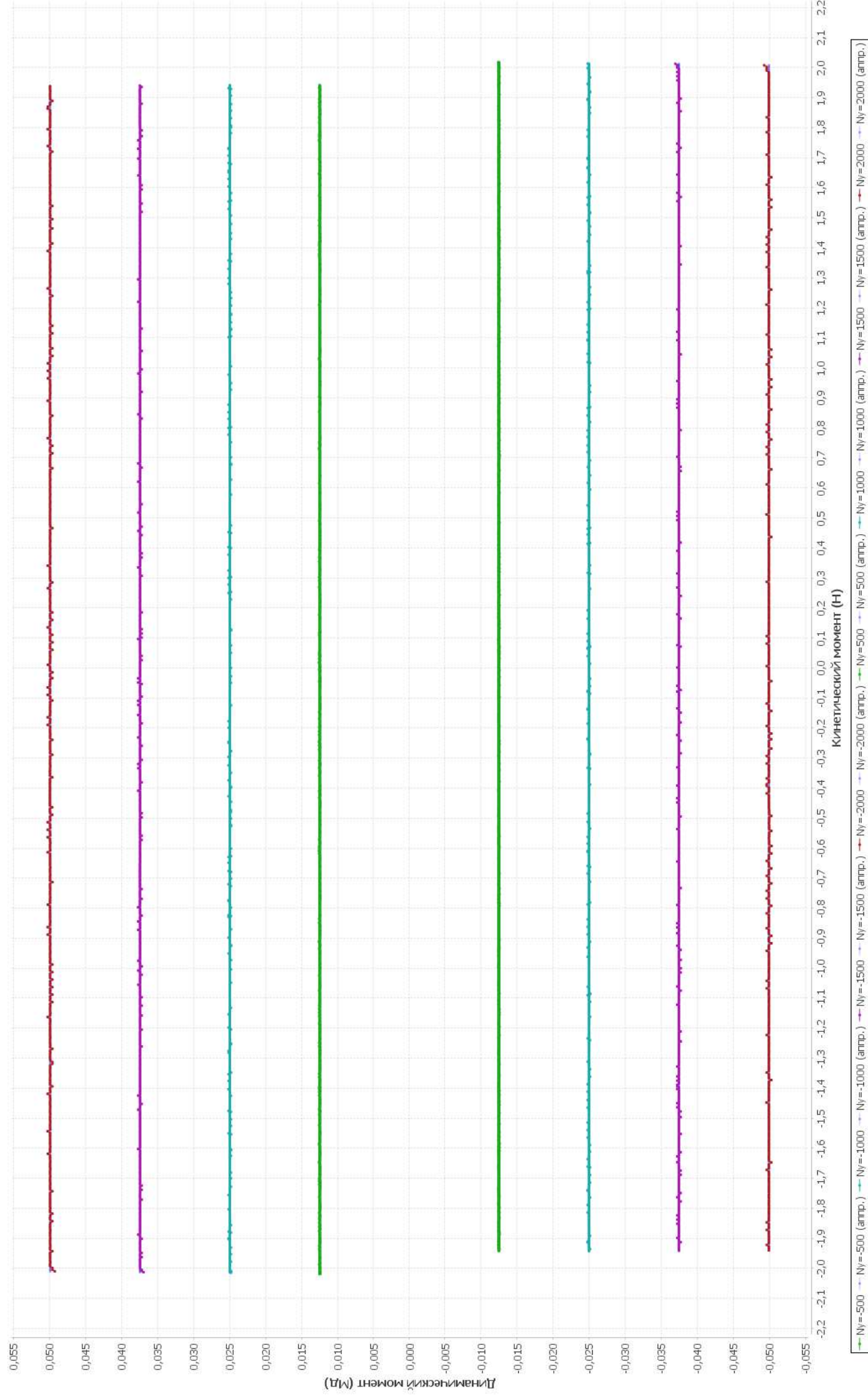


Рисунок П2.34 – МСХ ДМ2 в в.н.у. при $\Delta SKM=150$, $\delta=0,67\%$

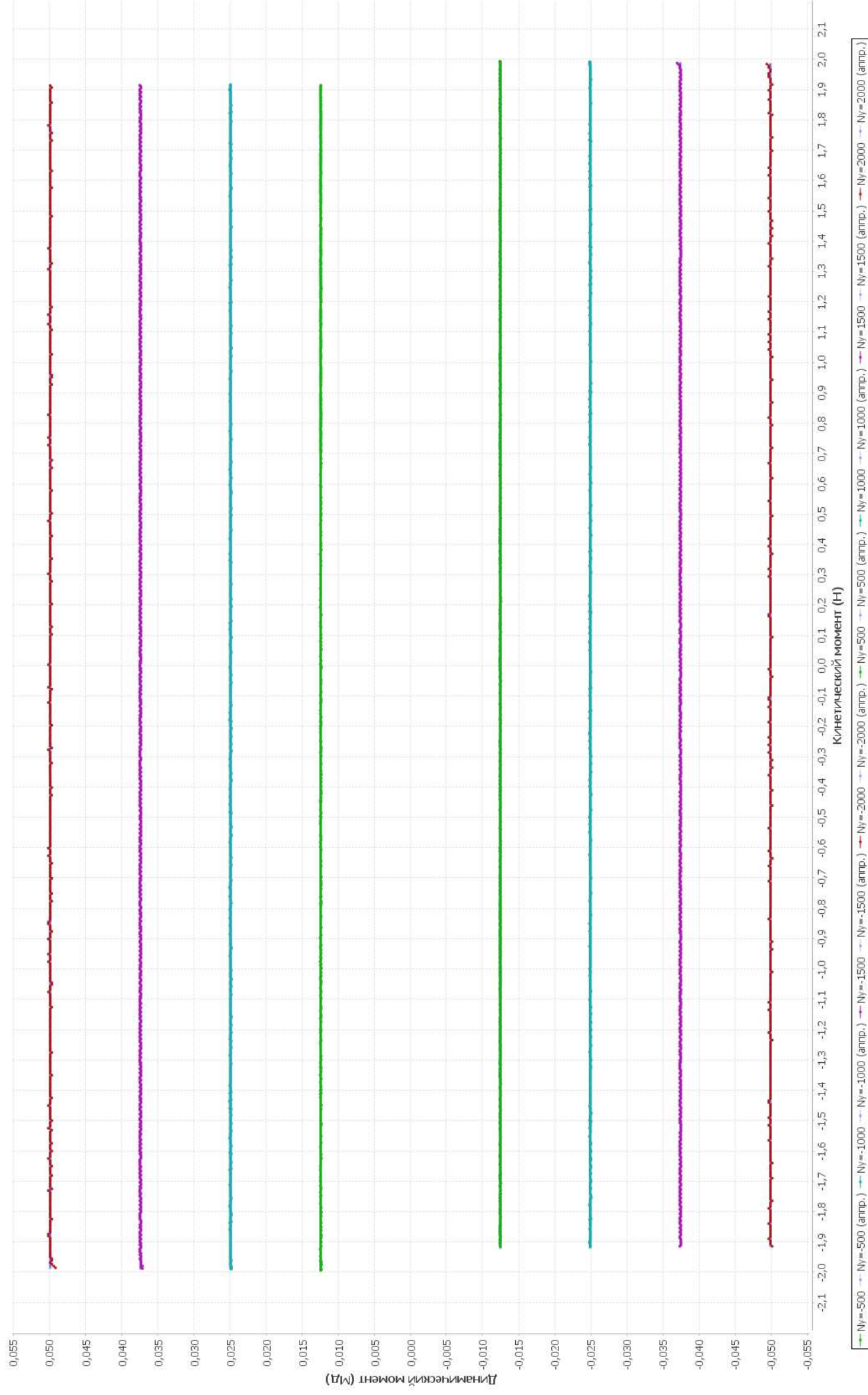


Рисунок П2.35 – МСХ ДМ2 в в.н.к.у. при $\Delta\text{СКМ}=200$, $\delta=0,5\%$

Приложение 4 (обязательное)

Патенты на изобретения и акты внедрения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2521617

СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА

Патентообладатель(ли): *Открытое акционерное общество
"Научно-производственный центр "Полус" (RU)*

Автор(ы): *Балковой Николай Николаевич (RU), Муравяткин
Юрий Ефимович (RU)*

Заявка № 2012133007

Приоритет изобретения 01 августа 2012 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре
изобретений Российской Федерации 12 мая 2014 г.

Срок действия патента истекает 01 августа 2032 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) RU⁽¹¹⁾ 2 521 617⁽¹³⁾ C2

(51) МПК

H02P 7/28 (2006.01)

H02P 6/08 (2006.01)

H02P 6/14 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) **ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

(21)(22) Заявка: 2012133007/07, 01.08.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
01.08.2012

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 01.08.2012

(43) Дата публикации заявки: 10.02.2014 Бюл. № 4

(45) Опубликовано: 10.07.2014 Бюл. № 19

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: RU 2291552 C2, 10.01.2007. RU
2020725 C1, 30.09.1994. RU 2234793 C1,
25.11.2002. SU 1846286 A1, 27.08.2006. SU
1840113 A1, 10.07.2006. US 6429614 B1,
06.08.2002. EP 2320327 A2, 18.11.2009

Адрес для переписки:

634050, г.Томск, пр. Кирова, 56в, ОАО "НПЦ
"Полус"

(72) Автор(ы):

Балковой Николай Николаевич (RU),
Муравяткин Юрий Ефимович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Открытое акционерное общество "Научно-
производственный центр "Полус" (RU)

(54) **СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯ-МАХОВИКА**

(57) **Формула изобретения**

Способ управления динамическим моментом двигателя-маховика, основанный на прецизионной частотно-фазовой системе регулирования скорости, отличающийся тем, что применяют эталонную цифровую модель двигателя-маховика в качестве источника задающей фазы и частоты и второй дополнительный контур, выполняющий функцию начальной синхронизации интеграторов модели с реальными выходными координатами двигателя, переключение с основного на дополнительный контур и наоборот осуществляют с помощью устройства коммутации контуров по сигналам с выхода частотно-фазового дискриминатора, ток двигателя формируют из сигнала управления динамическим моментом и сигнала фазного рассогласования между выходными сигналами эталонной цифровой модели и сигналами датчика положения ротора.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2609673

**СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ
ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ**

Патентообладатель: **Акционерное общество "Научно-производственный центр "Полюс" (RU)**

Авторы: **Балковой Николай Николаевич (RU), Муравяткин Юрий Ефимович (RU), Лянзбург Владимир Петрович (RU)**

Заявка № 2015112503

Приоритет изобретения 06 апреля 2015 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 02 февраля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 06 апреля 2035 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) RU (11) 2 609 673 (13) C2

(51) МПК
H02P 6/08 (2006.01)
H02P 6/12 (2006.01)
H02P 6/18 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21)(22) Заявка: 2015112503, 06.04.2015
(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
06.04.2015
Приоритет(ы):
(22) Дата подачи заявки: 06.04.2015
(43) Дата публикации заявки: 27.10.2016 Бюл. № 30
(45) Опубликовано: 02.02.2017 Бюл. № 4
Адрес для переписки:
634050, г. Томск, пр. Кирова, 56в, АО "НПЦ
"Полус"

(72) Автор(ы):
Балковой Николай Николаевич (RU),
Муравяткин Юрий Ефимович (RU),
Лянзбург Владимир Петрович (RU)
(73) Патентообладатель(и):
Акционерное общество "Научно-
производственный центр "Полус" (RU)
(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2130688 C1, 20.05.1999. RU
2291552 C2, 20.04.2006. RU 2342762 C1,
20.03.2014. GB 1363117 A, 14.08.1974. DE
2152075 A1, 18.05.1972. JPS 60261386 A,
24.12.1985. US 7663328 B2, 16.02.2010. EP
1070383 B1, 30.01.2002. WO 9120123 A1,
26.12.1991.

(54) СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

(57) Формула изобретения

Способ регулирования частоты вращения электродвигателя, заключающийся в том, что преобразуют низкочастотные задающие сигналы и сигналы обратной связи с датчика положения ротора в сигналы повышенной частоты, по разности фаз которых формируют управляющий сигнал для регулирования частоты вращения электродвигателя, отличающийся тем, что преобразуют сигнал управления в пилообразный сигнал заданной частоты вращения, складывают его с пилообразным сигналом повышенной опорной частоты, получают пилообразный сигнал повышенной частоты путем выделения дробной части результата суммирования, из сигнала повышенной пилообразной частоты формируют короткие импульсы, подают их на опорный вход частотно-фазового дискриминатора, гармонические сигналы датчика положения ротора преобразуют в низкочастотный пилообразный сигнал угла, суммируют его с пилообразным сигналом опорной частоты, выделяют дробную часть результата суммирования, из сигнала повышенной пилообразной частоты формируют короткие импульсы, подают их на вход обратной связи частотно-фазового дискриминатора, выходной сигнал частотно-фазового дискриминатора подают на регулятор частоты вращения, который формирует требуемые для реализации заданной частоты вращения токи в фазах электродвигателя.

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

ОАО «НПЦ «Полюс»

к.т.н. И.В. Балюс



« 15 » 07 2014 г.

Акт

**о внедрении результатов диссертационной работы Балковского Н.Н.
«Разработка и исследование системы управления динамическим моментом
двигателя-маховика системы 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: Бутакова А.Н., к.т.н. Завьяловой О.Ю. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Балковского Н.Н. использовались при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских разработок, выполненных в ОАО «НПЦ «Полюс»:

– по теме «Создание высокоэффективных инерционных исполнительных органов нового поколения для систем ориентации КА» (шифр ОКР «Гироскоп-2»), государственный контракт № 650-8606/07 с Федеральным космическим агентством от 24.03.2007 при проектировании блока электроники – модуля управления динамическим моментом двигателя-маховика УДМ-2-50;

– по договору № 159/13 с ФГУП «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина» от 20.02.13 при проведении работ по изготовлению, испытаниям, созданию имитационной модели прибора УДМ-2-50М;

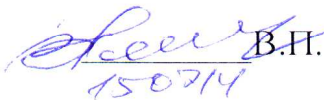
– по договорам № 741/5/АГАТ от 30.01.11, № 743/7/АГАТ от 01.08.11, № 796/6/АГАТ от 29.04.11 с ОАО «Информационные спутниковые системы»

использованы новые алгоритмы управления динамическим моментом двигателя-маховика на основе принципа фазовой синхронизации при проектировании и изготовлении блоков электроники для приборов «Агат-15М».

Отличительными особенностями управляющих двигателей-маховиков УДМ-2-50, УДМ-2-50М, «Агат-15М» является высокая точность управления выходным динамическим моментом, которая обеспечивается внедрением новых алгоритмов функционирования данных приборов, методов проектирования систем управления бортовыми электроприводами КА и высокопроизводительных цифровых вычислительных устройств. Массогабаритные и энергетические показатели находятся на уровне современных отечественных и зарубежных достижений в этой области техники.

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.Н. Лянзбург
150714

Начальник лаборатории

 А.Н. Бутаков

Начальник лаборатории, к.т.н.

 О.Ю. Завьялова

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор

АО «НПЦ «Полюс»

к.т.н. И.В. Балюс



09 2018 г.

Акт

**о внедрении результатов диссертационной работы Балковского Н.Н.
«Разработка и исследование системы управления динамическим моментом
двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического
аппарата» в научно-исследовательские и опытно-конструкторские
разработки, выполненные в АО «НПЦ «Полюс»**

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

– по теме «Акварель», договор № 770/766/63-2014-177/14 от 19.11.2014 (с АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва) при эскизном проектировании;

– по теме «Геракл-КВ», договор № 770/770/75-2014-175/14 от 30.09.2014 (с АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва) при создании эскизного проекта;

– по теме «ТЭМ-А-УДМ», договор № 191/15 от 01.10.2015 (с ФГУП «КБ «Арсенал») при выпуске эскизного проекта;

– СЧ ОКР по теме «Нумизмат-МДП», контракт № 180/15/1226-Г от 11.03.2015 с ФГУП «ЦНИИХМ» при разработке эскизного проекта и конструкторской документации. Предложены новые принципы построения системы управления УДМ, изготовлены устройства с системой управления на основе эталонной цифровой модели и принципа фазовой синхронизации: инженерные модели регулятора динамического момента, пульта для разгона и настройки электродвигателя-маховика, экспериментальные и опытные образцы приборов.

Главы указанных эскизных проектов, относящиеся к управлению УДМ по динамическому моменту и разработанные Балковым Н.Н., отражают высокий


научно-технический уровень изложенных положений и принципов управления, а также потенциал для внедрения в серийные приборы.

Созданные в рамках СЧ ОКР по теме «Нумизмат-МДП» управляющие двигатели-маховики ДМ-2-50ГК с системой управления на основе эталонной цифровой модели и принципа фазовой синхронизации являются приборами нового поколения и обладают множеством дополнительных функций, реализованных благодаря наличию в структуре электропривода регулятора динамического момента на базе отечественных высокопроизводительных цифровых вычислительных устройств. УДМ с новой системой управления позволяет уменьшить шаг задания динамического момента с 0,1 мН·м до 0,025 мН·м (и менее) и уменьшить погрешность с 20 % до 0,5 %, а также точность измерения кинетического момента с 3 % до 0,2 % при увеличении разрядности и уменьшении интервала измерения. Разработанный способ и устройство для осуществления управления динамическим моментом УДМ позволяют обеспечить линейную форму моментно-скоростных и стабильность крутизны моментно-регулирующей характеристик УДМ, то есть получить пропорциональную зависимость динамического момента от сигнала задания во всем диапазоне изменения кинетического момента и тем самым компенсировать влияние момента сопротивления на процесс ориентации и стабилизации КА.

Существенно расширен функционал УДМ – возможны три режима управления: по электромагнитному, по кинетическому и по динамическому моментам; имеется возможность разгрузки УДМ по отдельной команде с заданным динамическим моментом; введено ограничение частоты вращения при насыщении; возможно изменение соответствия между знаком кода управления и направлением реализуемого управляющего момента с соответствующим изменением знака кинетического момента.

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

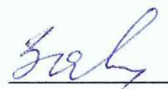
Начальник отдела, к.т.н.

 В.П. Лянзбург
1903.12

Начальник лаборатории

 А.Н. Бутаков

Начальник лаборатории, к.т.н.

 О.Ю. Завьялова

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР, д.т.н.,

профессор А.А. Шелупанов



« 19 » 09 2018 г.

Акт

внедрения в учебный процесс

программно-аппаратного комплекса моделирования динамических режимов работы управляющего двигателя маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата

Результаты разработки программно-аппаратного комплекса моделирования динамических режимов работы управляющего двигателя маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата, проведенные Балковым Н.Н., внедрены в учебный процесс при обучении студентов по направлению «Электроника и микроэлектроника» (специальности 11.03.04, 11.04.04) факультета «Электронной техники» (ФЭТ) на кафедре «Промышленная электроника» ТУСУРа и используется в технологии группового проектного обучения (ГПО), курсах лекций и в лабораторном практикуме по дисциплинам:

- электрические машины;
- теория автоматического управления;
- энергетическая электроника;
- компьютерное моделирование электронных схем;
- импульсные модуляционные системы.

Декан факультета
электронной техники
к.т.н., доцент

 А.И. Воронин

Заведующий кафедрой
промышленной электроники
д.т.н., доцент

 С.Г. Михальченко