

Министерство образования и науки Российской Федерации
МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи



ЗЫОНГ ДЫК ХА

**АВТОМАТИЗАЦИЯ СИСТЕМНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

Специальность 05.13.12 – Системы автоматизации проектирования
(в электронике, радиотехнике и связи) (технические науки)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Чайка Юрий Владимирович

Москва – 2014

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|----|
| Введение | 4 |
| Глава 1 Особенности системного проектирования электронных узлов управления электроприводом | 12 |
| 1.1 Обобщенная структура электропривода | 12 |
| 1.2 Анализ электронных устройств управления электроприводом | 17 |
| 1.2.1 Классический регулятор | 17 |
| 1.2.2 Типовые структурные схемы устройства управления | 20 |
| 1.3 Анализ устройств управления электроприводом с бесконтактными двигателями | 27 |
| 1.4 Постановка задачи | 28 |
| Глава 2 Разработка системы моделей для синтеза внешних параметров электронных узлов устройства управления электроприводом | 29 |
| 2.1 Выбор методов и средств моделирования | 29 |
| 2.2 Методика моделирования электродвигателей | 32 |
| 2.2.1 Сравнительный анализ типов моторов | 33 |
| 2.2.2 Электромеханическая модель бесконтактного двигателя | 36 |
| 2.3 Методика моделирования передаточных механизмов | 44 |
| 2.3.1 Расчет крутильной жесткости вала | 47 |
| 2.3.2 Расчет деформации обода при кручении | 48 |
| 2.3.3 Расчет деформации зуба при изгибе | 50 |
| 2.3.4 Расчет моментов инерции валов и зубчатых колес | 54 |
| 2.3.5 Электромеханическая модель элементов зубчатой передачи | 55 |
| 2.4 Моделирование датчиков | 59 |
| 2.5 Выводы | 59 |
| Глава 3 Разработка методики системного автоматизированного проектирования электронных узлов управления электроприводом | 61 |
| 3.1 Обобщенный алгоритм проектирования | 61 |
| 3.2 Предварительная стадия | 65 |
| 3.3 Основная стадия. Алгоритм генерации структурных вариантов ЭУУ | 66 |

| | | |
|--------------|---|-----|
| 3.4 | Анализ функционирования | 67 |
| 3.5 | Оптимизация ЭУУ | 68 |
| 3.6 | Выбор варианта структуры электронных узлов управления электроприводом | 69 |
| 3.7 | Выводы по главе | 70 |
| Глава 4 | Практическое использование разработанных моделей и алгоритмов | 71 |
| 4.1 | Разработка модели бесконтактного двигателя ЗДБМ-50-0,16-4-3 | 71 |
| 4.2 | Разработка модели ЭУУ трехфазного бесконтактного двигателя | 76 |
| 4.3 | Моделирование характеристик трехфазного бесконтактного электродвигателя ЗДБМ50-0,16-4-3 | 79 |
| 4.4 | Разработка модели передаточного механизма | 82 |
| 4.5 | Проверка работоспособности электромеханической модели передаточного механизма и определение частотных и переходных характеристик. | 86 |
| 4.6 | Разработка модели электропривода | 88 |
| 4.7 | Экспериментальное исследование работоспособности модели электропривода и оптимизация параметров ЭУУ | 89 |
| 4.8 | Проверка адекватности моделей | 95 |
| 4.9 | Выводы | 98 |
| | Заключение | 100 |
| | Список литературы | 102 |
| Приложение А | Эквивалентная электрическая схема трехфазного бесконтактного электродвигателя | 107 |
| Приложение Б | Эквивалентная электрическая схема электропривода антенной системы РТС УВД | 109 |

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования:

Радиотехнические системы управления воздушным движением (РТС УВД) представляют собой неотъемлемую часть систем обеспечения безопасного и безаварийного движения воздушных судов (ВС) на территории аэродромом, в процессе вылета, прибытия, захода на посадку и совершения посадки на взлетно-посадочную полосу (ВПП), в процессе движения ВС по маршруту следования. Для обеспечения безопасности полетов ВС, предотвращения столкновения ВС между собой, безопасного облета препятствий и совершения маневров используются разнообразные навигационные, локационные, связные средства, располагаемые как на земле, так и на борту ВС. Правила и нормы применения средств обеспечения воздушного движения, в том числе и радиотехнических, основные требования к ним регламентируются международными и национальными стандартами, нормативными документами и правилами [1].

К РТС УВД относятся навигационные (маяки), связные и локационные средства. Наземные части радионавигационных и связных средств, как правило, располагаются стационарно и неподвижно. Радиолокационные средства, расположенные на земле, должны иметь средства для управления пространственным положением диаграммы направленности антенных систем с целью определения координат ВС.

Радиолокационные средства УВД подразделяются на трассовые, вторичные, диспетчерские, посадочные, а также иные (например, обзора летного поля, метеорологические). К разным РТС УВД предъявляются разные технические требования в соответствии с решаемыми ими задачами.

Трассовые РЛС [1] применяются для определения координат ВС при их движении между аэродромами. Требуемая дальность действия трассовых РЛС обычно составляет не менее 300...400 км, а требуемая точность определения угловой координаты ВС обычно невелика – от 1 до 3 градусов. Достаточный темп обновления радиолокационной информации на индикаторе составляет 1 обзор за несколько секунд, поскольку анализируется положение ВС, находящихся на

значительном удалении от аэродромов. Поэтому для функционирования трассовых РЛС обычно применяется круговое вращение антенной системы с постоянной скоростью.

Вторичные РЛС [2] используют для своей работы сигналы ответчика, расположенного на борту. Использование ответчика дает возможность не только повысить точность определения координат ВС, но также передавать с борта ВС дополнительную информацию о скорости, режимах работы двигателя, положении органов управления по запросу наземной системы. Вторичные РЛС также работают при движении ВС по эшелону или при приближении к аэродрому, то есть на расстоянии более нескольких десятков километров. Устройство антенных систем вторичных РЛС сходно с трассовыми РЛС, а в настоящее время первичные трассовые РЛС могут совмещаться с аппаратурой вторичных РЛС в единой конструкции [3]. Требуемый темп обновления радиолокационного изображения также невелик и составляет около 4...6 секунд.

Диспетчерские РЛС используют для наблюдения за координатами ВС, приближающимися к зоне аэродрома и находящимися в зоне аэродрома (обычно до 150 км). Дальность их действия меньше, а требования к темпу обзора выше [1] – обзор не более чем за 2...4 секунды. Диспетчерские РЛС предназначены для отслеживания положения многих ВС одновременно, но не выполняют сопровождение антенной системой отдельных целей. Их антенные системы обычно выполняют сканирование пространства по кругу или в ограниченном секторе в зависимости от количества и взаимного расположения ВПП и зон вылета и прибытия. В соответствии с нормами ИКАО погрешности определения высоты и горизонтальных координат ВС должны быть в пределах 1...3%, что соответствует точности определения угловых координат 0,6...1,2 градуса [1].

Наиболее сложной и ответственной стадией полета любого ВС является заход на посадку и совершение посадки на ВПП с дистанции 40...60 км до непосредственно посадки. Посадочные локаторы обычно содержат два канала – курсовой и глиссадный. В курсовом канале РЛС выполняется определение горизонтальных координат ВС - удаления и углового положения – для

последующего отслеживания и корректировки текущего положения ВС относительно продольной оси ВПП и расстояния до кромки ВПП. В глиссадном канале осуществляется непрерывное отслеживание вертикального углового положения ВС по отношению к линии (плоскости) посадки с целью непрерывного контроля и корректировки траектории снижения ВС по высоте. Согласно нормам ИКАО высота пролета воздушным судном точки начала ВПП должна составлять 13...15 м, в отечественной практике широко применяется траектория посадки с высотой пролета начала ВПП около 7 м [4], при этом точность определения высоты должна быть не хуже 2 м. Учитывая типичное размещение посадочных РЛС на уровне середины ВПП по длине, то есть на расстоянии 500...700 м от начала ВПП, требуемая точность определения углового положения цели по вертикали составляет не хуже $0,2^\circ$. Требования к точности в курсовом канале несколько ниже, но тоже достаточно высоки: допустимая погрешность захода на продольную ось ВПП не должна превышать для ВС разных категорий от 6 до 9 метров, что соответствует точности определения курсового угла на дистанции начала ВПП около $0,6^\circ$. Типичным режимом работы посадочной РЛС является непрерывное сопровождения каждого ВС, совершающего посадку, на участках снижения по глиссаде и выравнивания вплоть до прохода начала ВПП. В связи со скоротечностью процесса посадки (от начала выравнивания до касания ВПП типично проходит не более 15...20 с) нормами ИКАО установлен максимальный период обновления радиолокационного изображения на индикаторе не более 1 секунды (рекомендуется не более 0,5 с), а темп поступления радиолокационных данных в автоматизированную систему контроля посадки не менее 8 отсчетов в секунду.

В работе [4] приведены статистические данные, которые показывают, что отклонение от заданной траектории снижения всего на 3...4 метра, отклонение продольной скорости всего на 20...25 км/час приводят к грубой посадке и повреждениям летательного аппарата. В этой же работе приведены временные графики зависимости вертикальной скорости снижения, высоты и перегрузок на завершающей стадии посадки, демонстрирующие, что возмущения и колебания

указанных величин происходят в интервалах времени, измеряемых десятными долями секунды.

В РТС УВД электроприводы применяют для управления угловым положением антенн при постоянном круговом вращении, при сканировании в ограниченном секторе и при сопровождении объектов. Современный этап развития РТС УВД характеризуется существенным ростом требований к точности и быстродействию позиционирования антенных систем с электромеханическими приводами.

Сравнение требований к магистральным, первичным, вторичным, диспетчерским и посадочным РЛС УВД показывает, что наиболее жесткие требования должны быть предъявлены к характеристикам антенных систем посадочных РЛС. Исходя из неравномерного закона перемещения курсовой и глиссадной антенн при сопровождении ВС при посадке, необходимости сопровождения воздушного судна без срыва во всем диапазоне линейных и угловых перемещений, с учетом наличия колебаний, отклонений и возмущений в движении ВС, система управления приводами антенн должна обеспечивать следующие параметры:

- СКО погрешности углового положения не более 5...10 угловых минут;
- ширина спектра процесса углового перемещения не менее 25 Гц;
- длительность переходного процесса углового перемещения антенны не более 35 мс.

Контур управления антенной системой представляет собой сложную систему, состоящую из механической подсистемы (передаточные механизмы), электромеханической подсистемы (электродвигатель, датчики углового положения) и электронной подсистемы управления.

Электродвигатель и передаточные механизмы имеют ограниченные возможности изменения своих параметров, а параметры электронной подсистемы могут варьироваться в широких пределах. Следовательно, повышение точности и быстродействия антенных систем РТС УВД возможно в основном за счет

совершенствования ЭУУ. В то же время существует тесная взаимосвязь параметров контура управления антенной системой РТС УВД с параметрами всех его подсистем, а для определения внешних параметров ЭУУ необходимо знать частотные и/или переходные характеристики и механической, и электромеханической подсистем.

Поэтому задача разработки методики автоматизации системного проектирования электронных устройств управления электроприводом, учитывающей взаимосвязи и взаимозависимость параметров подсистем РТС УВД, является актуальной.

Целью диссертационной работы является повышение качества функционирования РТС УВД путем автоматизированного проектирования ЭУУ электроприводами антенн.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решаются следующие **задачи**:

- установление взаимосвязи и взаимозависимости внешних характеристик ЭУУ от параметров механической и электромеханической подсистем РТС УВД;
- разработка методики моделирования подсистем РТС УВД (механической, электромеханической, ЭУУ), позволяющей моделированием средствами САПР определять их передаточные, частотные и переходные характеристики;
- разработка моделей электромеханической подсистемы и механической подсистемы;
- разработка методики автоматизированного системного проектирования электронных устройств управления электроприводом антенных систем РТС УВД..

Признаками **научной новизны** обладают следующие положения, выносимые на защиту:

- Методика системного проектирования ЭУУ, предназначенных для работы в качестве составной части контура управления высокоточными электроприводами антенных систем РТС УВД на базе бесконтактных моментных электродвигателей, отличающаяся использованием принципа

электромеханической аналогии для определения параметров подсистем привода и совместного моделирования подсистем привода в единой моделирующей среде.

– Методика построения моделей бесконтактных электродвигателей, отличающаяся тем, что драйвер двигателя и двигатель моделируются как единая электромеханическая система, а построение модели по принципу электромеханической аналогии в форме электрической схемы дает возможность использовать PSpice в качестве инструмента моделирования.

– Методика построения моделей передаточных механизмов, отличающаяся тем, что построение модели по принципу электромеханической аналогии дает возможность средствами PSpice выполнять совместное моделирование устройства управления, двигателя и передаточного механизма в составе привода для оценки показателей качества функционирования привода.

– Методика применения подсистемы параметрической оптимизации пакета программ PSpice для автоматизации улучшения характеристик звеньев, синтезированных известными формальными методами, с целью получения более высоких точностных характеристик привода, быстродействия привода, энергоэффективности.

Теоретическая и практическая значимость:

Разработанная в диссертационной работе методика автоматизированного системного проектирования электронных устройств управления электроприводами позволяет сократить сроки и уменьшить трудоемкость проектирования устройств управления приводами антенных систем радиолокационных средств управления безопасностью воздушного движения, а также обеспечить оптимизацию этих устройств по показателям качества функционирования привода в целом.

В диссертационной работе предложены модели бесконтактных электродвигателей, позволяющие рассчитывать частотные и переходные характеристики системы драйвер ЭУУ мотор, модели зубчатых передач, позволяющие рассчитывать частотные и переходные характеристики передаточного механизма и моделировать многозвенные передачи за счет

каскадного соединения моделей отдельных звеньев. Это делает возможным выполнять совместное моделирование электронных и механических узлов управления приводами в единой среде моделирования OrCAD-PSpice.

Подсистема параметрической оптимизации системы PSpice дает возможность осуществлять оптимизацию параметров электронных устройств управления по критериям точности электропривода, быстродействия привода, энергоэффективности, а также по комплексному показателю качества.

Методология и методы исследований:

Расчет параметров передаточных характеристик электропривода как следящей системы, а также переходных и передаточных характеристик привода выполняется методами теории автоматического управления.

Оптимизация параметров электронных устройств управления выполняется градиентным методом.

Моделирование электродвигателей и передаточных механизмов выполняется с использованием принципа аналогий (электромеханическая аналогия).

Достоверность полученных результатов подтверждается:

- Построением моделей с соблюдением правил и ограничений принципа аналогий;
- Использованием известных методов оптимизации и проверенного инструмента оптимизации;
- Характеристики двигателя, полученные моделированием, имеют расхождение с паспортными данными менее 10%
- Характеристики модели экспериментального макета привода, полученные моделированием, отличаются от измеренных на 12%.

Публикации.

Основные результаты диссертации опубликованы в 6 печатных работах, в том числе в 3 статьях в журналах из списка ВАК.

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на:

– Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2013» (16-18 апреля 2013 года, г. Москва.);

– 12-ой международной конференции «Авиация и космонавтика – 2013» (12-15 ноября 2013 года, г. Москва);

– Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2014» (22-24 апреля 2014 года, г. Москва).

Личный вклад автора. Содержание диссертации и основные положения, выносимые на защиту, отражают персональный вклад автора в опубликованные работы. Подготовка к публикации полученных результатов проводилась совместно с соавторами, причем вклад диссертанта был определяющим. Все представленные в диссертации результаты получены лично автором.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав и заключения. Она содержит 110 страниц машинописного текста, включающего 54 рисунков и список литературы из 48 наименований.

ГЛАВА 1 ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УЗЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

1.1 Обобщенная структура электропривода

Обобщенная структурная схема системы автоматизированного электропривода изображена на рисунке 1.1 [5, 6, 7]. Здесь: ЭД - электрический двигатель; МПУ - механическое передаточное устройство; ИОМ - исполнительный орган механизма (нагрузка); СУП - силовой управляемый преобразователь электрической энергии (драйвер); ДОС - система датчиков обратных связей; СИВ - система измерения возмущений; УУ - управляющее устройство; ЗУ - внешнее задающее устройство (к ЭП не относится); $u_3(t)$ - задающее воздействие; $u_y(t)$ - управляющее воздействие СУЭП; $f_i(t)$ - внешние и внутренние возмущающие воздействия; жирными линиями показаны векторные связи.

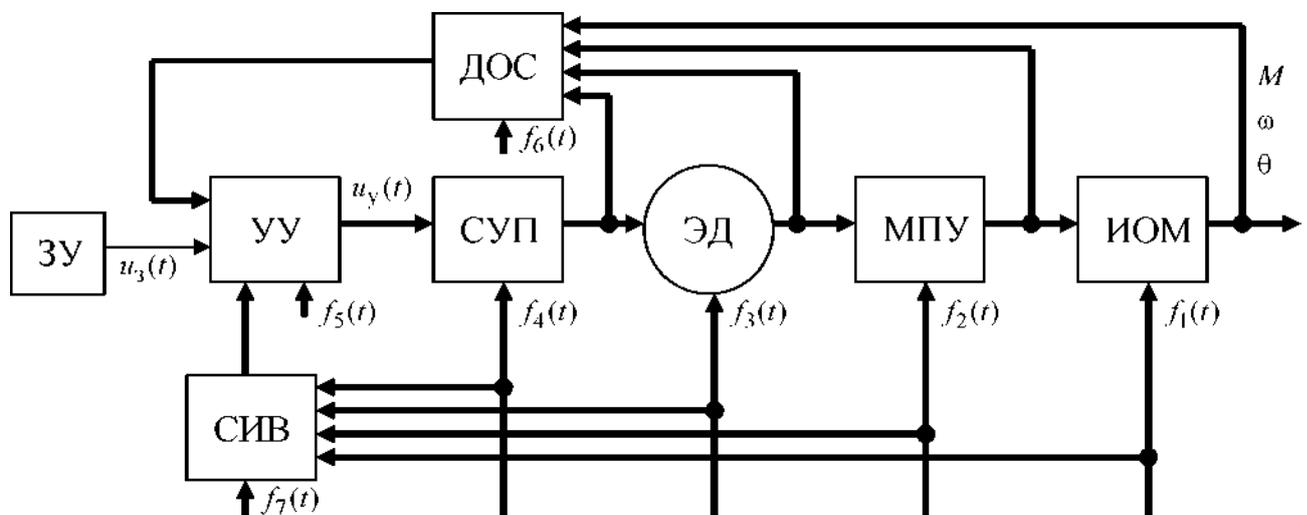


Рисунок. 1.1 - Обобщенная структурная схема электропривода

Как следует из рисунка. 1.1, на каждый элемент электропривода действуют возмущения. Разумеется, главным из них, ради преодоления которого и совершения таким образом полезной работы функционирует электропривод, является момент сопротивления нагрузки, входящий в вектор возмущений $f_1(t)$, действующих на исполнительный орган механизма. Кроме момента сопротивления, в вектор $f_1(t)$ входят и возможные параметрические возмущения,

в частности, при одномассовой кинематической схеме электропривода - вариации момента инерции ИОМ. В вектор возмущающих воздействий на МПУ $f_2(t)$ входят потери энергии, вызванные моментом трения, и зазоры (люфты) в передаче. Вектор $f_3(t)$ возмущений на двигатель включает в себя момент трения и изменения параметров машины - тепловой дрейф активных сопротивлений, изменения индуктивностей при смене магнитного состояния и нагрузки, падения напряжения в щеточноколлекторном узле, неравномерность магнитного поля и т.д. В вектор $f_4(t)$, действующий на СУП, включены возмущения со стороны питающей электрической сети, нелинейные искажения в силовых узлах, погрешности аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований и прочее. Вектор $f_5(t)$ содержит возмущения, обусловленные шумами и наводками, неидеальностью элементов УУ. Векторы $f_6(t)$ и $f_7(t)$ состоят, главным образом, из ошибок измерения и помех. Компенсации в СУЭП с помощью СИВ принципиально доступны лишь компоненты векторов $f_1(t) \dots f_4(t)$.

Выходными переменными МПУ и ИОМ являются координаты их механического движения - ускорение, пропорциональное вращающему моменту, угловая скорость (частота вращения), угол поворота. Структурный выход ЭД, кроме механических переменных, может включать токи и потокосцепления обмоток, выход СУП - напряжения или токи (для электропривода переменного тока дополнительно частоту и фазу электрических величин).

Показателями функционирования привода в целом являются точность движения исполнительного органа по отношению к закону движения, задаваемому ЗУ. Погрешности подразделяют на статические и динамические, определяемые конечным быстродействием следящей системы. Кроме того, качество функционирования системы определяется затратами энергии, расходуемой на движение исполнительного органа по заданному закону. Все показатели функционирования могут быть определены, если известна передаточная характеристика привода, построенная в частотной области (амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики) либо во временной области (переходная характеристика. В любом случае передаточная

характеристика привода в целом определяется передаточными характеристиками составляющих звеньев и способом соединения их друг с другом.

Характеристики нагрузки зависят почти исключительно от назначения и места применения привода, и варьировать их возможно в очень ограниченных пределах. Для приводов антенной системы РТС УВД нагрузкой является антенная система, при этом разнообразие типов антенных систем для конкретного диапазона рабочих частот и требуемых параметров диаграммы направленности крайне ограничено, а геометрические размеры антенны напрямую определяются требуемой шириной и формой диаграммы направленности для рабочего диапазона частот. Например, в широко распространенной посадочной РЛС производства TESLA для формирования в диапазоне волн 3 см луча шириной $0,6^\circ$ по вертикали и около 4° по горизонтали используется параболическая антенна с вертикальным размером около 4,5 м и горизонтальным размером 0,8 м. Как звено следящей системы нагрузка будет представлена своим основным параметром – моментом инерции, а также моментами сопротивления, обусловленными трением, ветровой нагрузкой на антенну, неполной балансировкой антенны и т.д.

Параметры электродвигателей также не могут быть изменены в сколь-нибудь значительных пределах. В большинстве случаев двигатель является покупным изделием, и таким образом изменение параметров ЭД возможно только путем замены на двигатель другого типа ли типоминнала. Каждый электродвигатель имеет ряд характеристик, указанных в его паспорте. Однако, как показывает опыт, в паспортных данных во многих случаях отражены не все сведения, необходимые, чтобы полностью охарактеризовать двигатель как звено контура управления приводом. Поэтому либо приходится применять двигатели, основываясь на ограниченном наборе предоставляемых производителем сведений, что препятствует в полной мере реализовать возможности двигателя в качестве звена следящей системы, либо проводить дополнительные исследования двигателей, чтобы экспериментальным или расчетным методами получить значения недостающих параметров [8].

СУП (драйвер) может представлять собой отдельно разрабатываемое устройство, однако во многих случаях драйверы либо поставляются вместе с электродвигателем, представляя собой целостную подсистему «драйвер-двигатель» с одномерным входным сигналом $u_y(t)$ и одномерным выходным сигналом, соответствующим параметру движения двигателя (угол поворота, угловая скорость или угловое ускорение), либо разрабатываются для применения с семейством однородных по типу и сходных по параметрам электродвигателей. Существенно, что СУП и двигатель могут между собой быть соединены многими сигналами (например, драйвер формирует напряжения и/или токи для каждой обмотки многофазного электродвигателя), при этом невозможно либо затруднительно сформировать отдельно передаточную характеристику драйвера (один входной сигнал и много выходных сигналов) и отдельно передаточную характеристику электродвигателя (много входных сигналов и один выходной параметр движения).

Передаточный механизм предназначен для преобразования параметров движения, которые может обеспечить двигатель, в требуемые параметры движения нагрузки, например, повышение или понижение частоты вращения, преобразование вращательного движения двигателя в линейное перемещение и т.д. Передаточный механизм требуется также в случае, когда нет возможности или нецелесообразно разместить электродвигатель вблизи нагрузки, и надо передать движение на некоторое расстояние. Для приводов, к которым не предъявлялись высокие требования по точности и быстродействию, свойства передаточного механизма как звена контура управления можно было представить просто передаточным числом (или передаточной зависимостью для механизмов с нелинейной связью выход/вход). Для высокоточных приводов невозможно игнорировать упругие свойства элементов передаточных механизмов (нежесткость), а при высоких требованиях к быстродействию возникает необходимость учитывать также и инерционные свойства деталей механизма, поскольку наличие упругих и инерционных свойств обуславливает наличие механических резонансов в передаточных механизмах на частотах в несколько

десятков - сотен герц, что, в свою очередь, может приводить к снижению точности контура управления в области высоких частот управляющих воздействий и даже приводить к неустойчивости контура управления. Проектирование передаточных механизмов выполняется по правилам теоретической механики, деталей машин, сопротивления материалов. Массогабаритные параметры элементов передаточных механизмов определяются в основном энергетикой и характером движения нагрузки и не могут быть произвольно изменены в широких пределах, отсутствует также возможность устранить механические резонансы или существенно повысить их частоту, поскольку увеличение жесткости деталей привода практически всегда связано с увеличением размеров (сечений) деталей, то есть с одновременным ростом и инерционных свойств. С другой стороны, передаточные механизмы, как правило, не являются широко распространенными покупными изделиями с известными свойствами, поэтому каждый раз стоит задача определения параметров передаточных механизмов как элементов контура управления приводами (с учетом упругих и инерционных свойств).

Устройства управления приводами в настоящее время реализуются как аналоговые, цифровые или смешанные электронные устройства. Это обуславливает их высокое быстродействие, существенно превосходящее быстродействие механических узлов, высокую точность. Основное же достоинство электронных управляющих устройств (ЭУУ) заключается в большой гибкости, возможности варьировать передаточные характеристики в очень широких пределах без значительного увеличения материальных затрат. Кроме того, ЭУУ допускают изменение параметров отдельных своих звеньев и даже алгоритмов функционирования без прерывания выполнения своих основных функций, то есть дают возможность построения адаптивных приводов.

Учитывая гибкость и малую стоимость изменения структуры ЭУУ обеспечивать требуемые передаточные характеристики контура управления приводом в целом целесообразно за счет формирования надлежащих передаточных характеристик ЭУУ.

1.2 Анализ электронных устройств управления электроприводом

В теории автоматического управления (ТАУ) известны несколько подходов к реализации устройств управления [9, 6, 10]. В литературе по ТАУ для обозначения узла, отвечающего за формирование требуемой для обеспечения качества функционирования контура управления передаточной характеристики, часто используют термин «регулятор». Применительно к устройствам управления приводами антенных систем РТС УВД будем под термином «регулятор» понимать ЭУУ или объединение ЭУУ и драйвера (рисунок 1.2). Соответственно, термином «объект управления» будем обозначать совокупность электродвигателя, передаточного механизма и нагрузки.

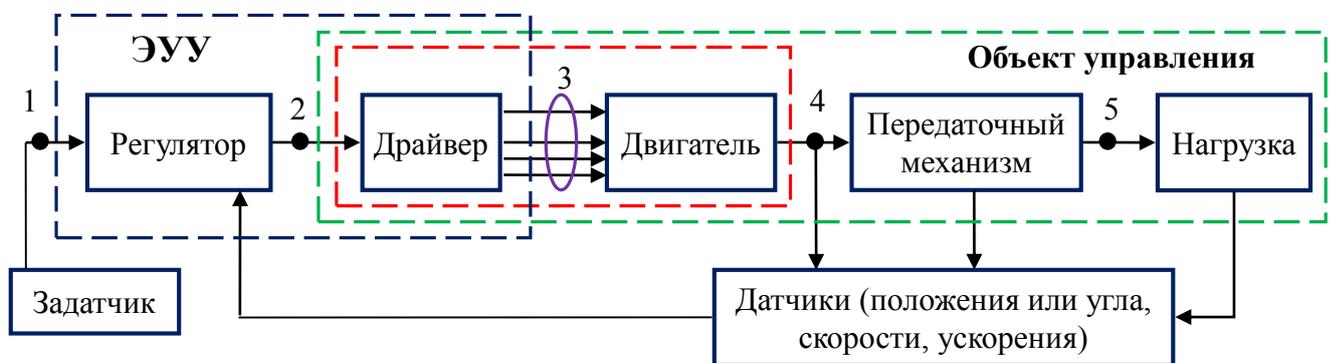


Рисунок 1.2 – Структурная схема электропривода с бесконтактным двигателем

1.2.1 Классический регулятор

Классический подход теории автоматического управления [6, 9] основан на определении желаемого вида передаточной частотно-фазовой характеристики или переходной характеристики разомкнутого и замкнутого контура управления исходя из требуемой точности привода во всем диапазоне частот спектра параметров требуемого движения (положения, скорости, ускорения) при обязательном выполнении критериев устойчивости следящей системы. При этом в целях обеспечения точности подлежат определению порядок астатизма следящей системы, требования к коэффициентам усиления на различных частотах, а с целью обеспечения устойчивости предъявляются требования к фазовой характеристике системы, к запасам по фазе и по коэффициенту усиления, к наклону ЛАЧХ разомкнутого контура в определенных диапазонах частот. Для

совместного выполнения указанных требований разработано множество методов введения в следящую систему различных корректирующих звеньев. Применительно к электроприводу, а также в силу отмеченной выше консервативности двигателя и передаточного механизма, наиболее подходящим является введение корректировок именно в ЭУУ. Однако в любом случае расчету подлежит частотно-фазовая или переходная характеристика полного контура управления, для чего необходимо знать передаточные характеристики всех его звеньев.

Синтез характеристики регулятора ЭУУ классическим методом [9] основывается на формировании требований к передаточной характеристике регулятора ЭУУ исходя из требований к точности следящей системы в целом на всех частотах в пределах рабочего диапазона частот входных воздействий (рисунок 1.3).

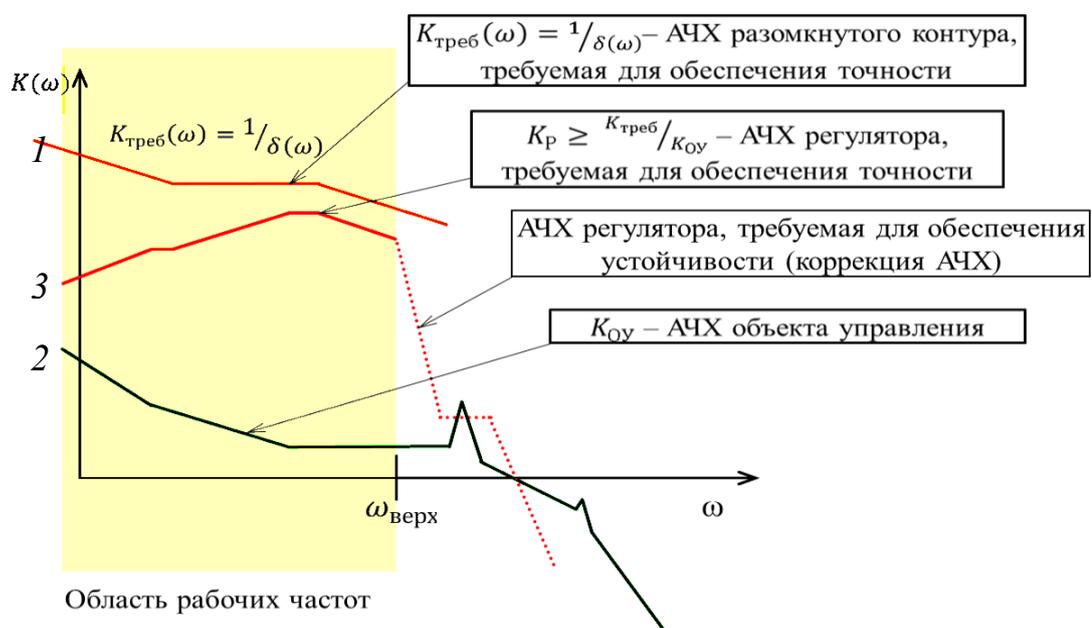


Рисунок 1.3 – Формирование требований к АЧХ регулятора ЭУУ

На рисунке 1.3 линия 1 соответствует минимальному коэффициенту передачи разомкнутого контура управления, который определяется исходя из допустимой погрешности привода на любой частоте входного управляющего воздействия в пределах рабочего диапазона частот:

$$K_{\text{треб}}(\omega) \geq 1/\delta_{\text{треб}}(\omega) \quad (1.1)$$

Для предъявления требований к АЧХ регулятора необходимо знать АЧХ «объекта управления» (линия 2 на рисунке 1.3), которая в свою очередь зависит от АЧХ двигателя (системы драйвер + двигатель), передаточного механизма и нагрузки. Разность (в логарифмическом масштабе) или отношение (в линейном масштабе) характеристики минимума коэффициента передачи по точности и характеристики «объекта управления» дает характеристику минимума коэффициента передачи регулятора ЭУУ в пределах рабочей области частот (линия 3), дающую возможность удовлетворить требования по точности контура управления приводом. Одновременно с этим требуется обеспечить устойчивость привода, а для этого ограничения на АЧХ и ФЧХ регулятора должны рассматриваться не только в пределах рабочей области частот, но и за её пределами. Например, на рисунке 1.3 показано наличие резонансов в передаточной характеристике «объекта управления» на частоте выше $\omega_{\text{верхн}}$, требующее, тем не менее, коррекции АЧХ регулятора в этой области для обеспечения достаточного запаса по фазе и запаса по усилению для исключения самовозбуждения.

В ТАУ рассматривается множество подходов к синтезу регуляторов, содержащих усилительные звенья, интегрирующие и дифференцирующие звенья, инерционные, форсирующие и фазокорректирующие звенья. В литературе [6, 9, 10, 11, 12] изложены методики определения порядка астатизма, коэффициентов усиления, постоянных времени интегрирующих, дифференцирующих и корректирующих цепей для обеспечения одновременно требуемой точности следящей системы, требуемой полосы пропускания и/или длительности переходных процессов при обязательном выполнении требований к устойчивости контура управления.. Во всех случаях требуется возможность определения полной передаточной характеристики разомкнутой следящей системы. Для этого необходимо знать передаточные характеристики всех звеньев, в том числе двигателя, передаточного механизма и нагрузки.

1.2.2 Типовые структурные схемы устройства управления

Имеются типовые структурные схемы устройства управления [9, 10].

1-й тип. Пропорциональный или П-регулятор с одним параметром настройки. Его передаточная функция совпадает с передаточной функцией пропорционального типового динамического звена (ТДЗ).

$$W(p)_{\text{П-рег}} = \frac{X_{\text{ВЫХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}}{X_{\text{ВХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}} = K_{\text{рег}} \quad (1.2)$$

Коэффициенты, входящие в передаточную функцию регулятора называются параметрами настройки регулятора. В конструкцию регуляторов заложена возможность изменения величины этих коэффициентов в широком диапазоне. Для некоторых конструкций П-регулятора его коэффициент — $K_{\text{рег}}$, который называется коэффициентом усиления регулятора, может изменяться в диапазоне: $0,1 \leq K_{\text{рег}} \leq 40$.

2-ой тип. Интегральный (астатический), И-регулятор с одним параметром настройки. Его передаточная функция совпадает с передаточной функцией астатического (интегрирующего).

$$W(p)_{\text{И-рег}} = \frac{X_{\text{ВЫХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}}{X_{\text{ВХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}} = \frac{1}{T_i \cdot p} \quad (1.3)$$

Коэффициент T_i - параметр настройки этого типа регулятора называется временем интегрирования. Для некоторых конструкций И-регулятора, его параметр настройки T_i может изменяться в диапазоне:

$$1\text{с} \leq T_i \leq 2000\text{с}. \quad (1.4)$$

Основное назначение закона И-регулирования — ликвидация установившейся ошибки регулирования.

В качестве самостоятельных И-регуляторы применяются редко из-за медленного нарастания регулирующего воздействия на объект при отклонении регулируемой величины.

Постоянная времени интегрирования И-регулятора равна времени, в течение которого с момента поступления на вход регулятора постоянного сигнала сигнал на выходе регулятора достигнет значения, равного значению входного сигнала.

3-й тип. Пропорционально-интегральный, ПИ-регулятор с двумя параметрами настройки. Это один из наиболее часто используемых типов регуляторов в промышленных САУ. Его передаточная функция следующая:

$$W(p)_{\text{ПИ-рег}} = \frac{X_{\text{вых}} \cdot (p)_{\text{рег}}}{X_{\text{вх}} \cdot (p)_{\text{рег}}} = K_{\text{рег}} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p} \right) = K_{\text{рег}} + \frac{K_{\text{рег}}}{T_i \cdot p} \quad (1.5)$$

Коэффициенты — параметры настройки этого типа регулятора уже упомянутые: коэффициент усиления и время интегрирования. Передаточная функция ПИ-регулятора включает сумму пропорциональной и интегральной составляющей ПИ-регулятора. Сумма передаточных функций соответствует параллельно согласованному соединению элементов или звеньев. Такое же соединение заложено в структуру ПИ-регулятора. В случае отказа интегральной составляющей ПИ-регулятор будет работать как П-регулятор, что повышает надёжность работы регулятора.

Если при настройке ПИ-регулятора установить очень большое значение постоянной времени T_i , то он превратится в П-регулятор.

Если при настройке регулятора установить очень малые значения k_p , то получим И-регулятор с коэффициентом передачи по скорости $1/T_i$.

4-й тип. Пропорционально-дифференциальный или ПД-регулятор с двумя параметрами настройки. Его передаточная функция такая:

$$W(p)_{\text{ПД-рег}} = \frac{X_{\text{вых}} \cdot (p)_{\text{рег}}}{X_{\text{вх}} \cdot (p)_{\text{рег}}} = K_{\text{рег}} (1 + T_d \cdot p) \quad (1.6)$$

где: $K_{\text{рег}}$ — коэффициент усиления регулятора;

T_d - параметр настройки - называется временем дифференцирования.

Для некоторых промышленно выпускаемых ПД-регулятора T_d изменяется в диапазоне: $1с \leq T_d \leq 200с$.

5-й тип. Пропорционально-интегрально-дифференциальный или ПИД-регулятор с 3-мя параметрами настройки. Его передаточную функцию записывают так:

$$W(p)_{\text{ПИД-рег}} = \frac{X_{\text{ВЫХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}}{X_{\text{ВХ}} \cdot (p)_{\text{рег}}} = K_{\text{рег}} \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p} + T_d \cdot p \right) \quad (1.7)$$

Три параметра настройки - это $K_{\text{рег}}$ - коэффициент усиления регулятора, T_i - постоянная времени интегрирования, T_d - постоянная время дифференцирования.

Мы рассматриваем типовую структурную схему ПИД-регулятора, модель которой показана на рисунке 1.4.

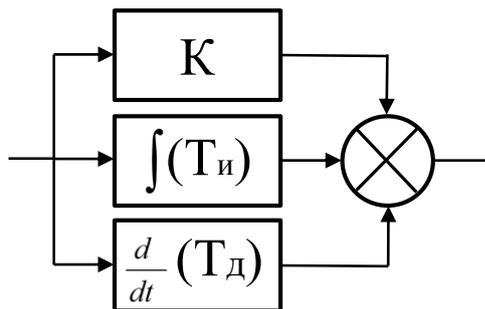


Рисунок 1.4 – Модель ПИД-регулятора

Структура ПИД-регулятора очень простая, поэтому ПИД-регулятор не всегда может дать хорошее качество регулирования, хотя в подавляющем большинстве приложений в промышленности применяются именно ПИД-регуляторы.

Впервые методику расчёта параметров ПИД-регуляторов предложили Зиглер и Никольс в 1942 году [13]. Эта методика очень проста и даёт не очень хорошие результаты. Тем не менее, она до сих пор часто используется на практике, хотя к настоящему времени появилось множество более точных методов.

После расчёта параметров регулятора обычно требуется его ручная подстройка для улучшения качества регулирования [14]. Для этого используется ряд правил, хорошо обоснованных теоретически.

Для настройки ПИД-регуляторов можно использовать и общие методы теории автоматического управления, такие как метод назначения полюсов, и алгебраические методы. В литературе опубликовано и множество других методов, которые имеют преимущества в конкретных применениях [15, 16, 17, 18]. Мы приведём только самые распространённые из них.

1.2.2.1 Настройка параметров регулятора по методу Зиглера и Никольса [13, 14]

Для расчёта параметров ПИД-регулятора по первому методу Зиглера-Никольса используются всего два параметра: a и L (рисунок 1.5 и пояснения к нему в тексте). Формулы для расчёта коэффициентов ПИД-регулятора сведены в таблицу 1.

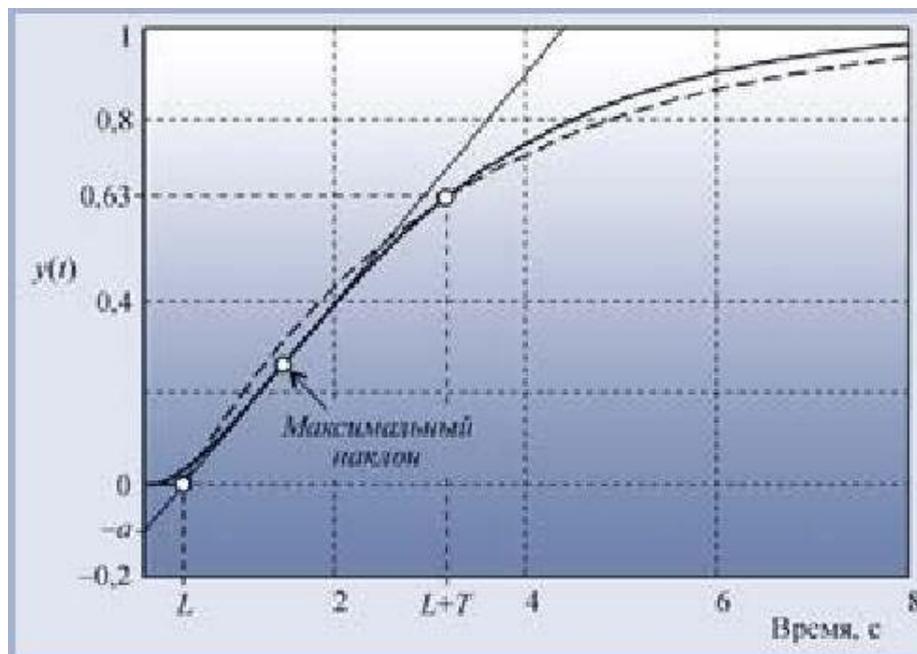


Рисунок 1.5 – Переходная характеристика объекта второго порядка (сплошная линия) и его аппроксимация моделью (штриховая линия).

Как видим, метод Зиглера-Никольса даёт параметры, далёкие от оптимальных. Это объясняется не только упрощённостью самого метода (он использует только 2 параметра для описания объекта), но и тем, что параметры

регулятора в этом методе определялись Зиглером и Никольсом, исходя из требования к декременту затухания, равному 4, что и даёт медленное затухание процесса колебаний.

Метод Зиглера-Никольса никак не учитывает требования к запасу устойчивости системы, что является вторым его недостатком. Судя по медленному затуханию переходного процесса в системе, этот метод даёт слишком малый запас устойчивости.

Таблица 1 – Формулы для расчета коэффициентов ПИД-регулятора по методу Зиглера-Никольса

| Регулятор | Расчет по отклику на скачок | | | Расчет по частотным параметрам | | |
|-----------|-----------------------------|----------|----------|--------------------------------|----------------|------------------|
| | K | T_i | T_d | K | T_i | T_d |
| П | $1/\alpha$ | - | - | $0,5/K_{180}$ | - | - |
| ПИ | $0,95/\alpha$ | $3L/K$ | - | $0,4/K_{180}$ | $0,8T_{180}/K$ | - |
| ПИД | $1,2/\alpha$ | $0,9L/K$ | $0,5L/K$ | $0,6/K_{180}$ | $0,5T_{180}/K$ | $0,125T_{180}/K$ |

Второй метод Зиглера-Никольса (частотный метод) [14] в качестве исходных данных для расчёта использует частоту ω_{180} , на которой сдвиг фаз в разомкнутом контуре достигает 180° , и модуль коэффициента петлевого усиления на этой частоте равен K_{180} (рисунок 1.6). Зная параметр ω_{180} , сначала находят период собственных колебаний системы $T_{180} = 2\pi/\omega_{180}$, а затем по таблице 1 определяют параметры регулятора. Точность настройки регулятора и недостатки обоих методов Зиглера-Никольса одинаковы.

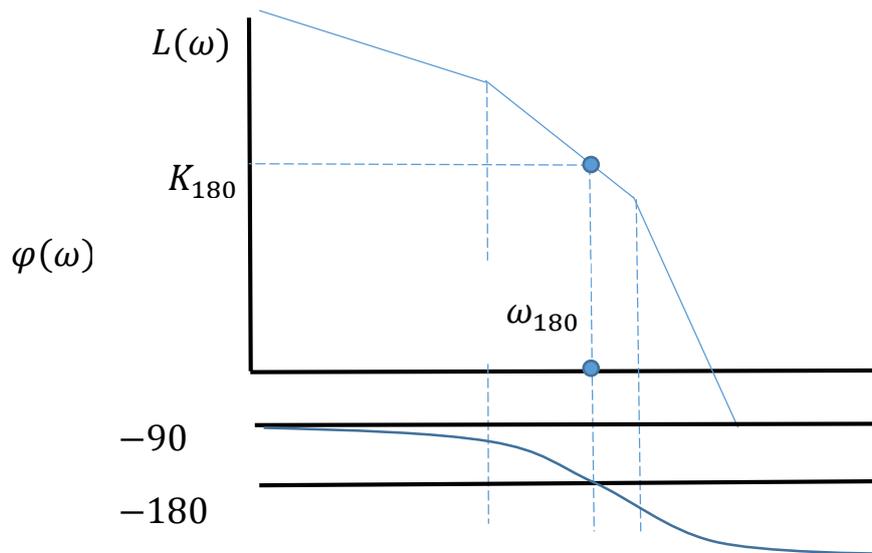


Рисунок 1.6

Наконец мы получили все параметры ПИД-регулятора: K, T_i, T_d и можем построить модель ПИД-регулятора.

1.2.2.2 Метод CHR [19, 14]

В отличие от метода Зиглера и Никольса, которые использовали в качестве критерия качества настройки декремент затухания, равный 4, Chien, Hrones и Reswick (CHR) использовали критерий максимальной скорости нарастания при отсутствии перерегулирования или при наличии не более чем 20-процентного перерегулирования. Такой критерий позволяет получить больший запас устойчивости, чем в методе Зиглера-Никольса.

Метод CHR дает две разные системы параметров регулятора. Одна из них получена при наблюдении отклика на изменение уставки (таблица 2), вторая – при наблюдении отклика на внешние возмущения (таблица 3). Какую систему параметров выбирать, зависит от того, что важнее для конкретного регулятора: качество регулирования при изменении уставки или ослабление внешних воздействий. Если же важно и то и другое, то необходимо использовать регуляторы с двумя степенями свободы.

Аналогично определив исходные параметры a и L , мы можем получить все параметры ПИД-регулятора по таблицам 2 и 3.

Таблица 2 - Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу CHR, по отклику на изменение уставки

| Регулятор | Без перерегулирования | | | С 20-процентным перерегулированием | | |
|-----------|-----------------------|----------|-----------|------------------------------------|----------------|-----------------|
| | K | T_i | T_d | K | T_i | T_d |
| П | $0,3/\alpha$ | - | - | $0,7/K_{180}$ | | - |
| ПИ | $0,35/\alpha$ | $1,2L/K$ | - | $0,6/K_{180}$ | $1,0T_{180}/K$ | - |
| ПИД | $0,6/\alpha$ | $1,0L/K$ | $0,50L/K$ | $0,95/K_{180}$ | $1,4T_{180}/K$ | $0,47T_{180}/K$ |

Таблица 3 - Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу CHR, по отклику на внешние возмущения

| Регулятор | Без перерегулирования | | | С 20-процентным перерегулированием | | |
|-----------|-----------------------|----------|-----------|------------------------------------|----------------|-----------------|
| | K | T_i | T_d | K | T_i | T_d |
| П | $0,3/\alpha$ | - | - | $0,7/K_{180}$ | | - |
| ПИ | $0,6/\alpha$ | $4L/K$ | - | $0,7/K_{180}$ | $2,3T_{180}/K$ | - |
| ПИД | $0,95/\alpha$ | $2,4L/K$ | $0,42L/K$ | $1,2/K_{180}$ | $2,0T_{180}/K$ | $0,42T_{180}/K$ |

Таким образом, для синтеза устройства управления приводом и оптимизации параметров приводов нам нужно знать передаточную характеристику разомкнутого контура управления. Для этого нам надо знать характеристики всех звеньев в системе нашего привода. Из этого следует, что надо построить математические модели электродвигателя, передаточного механизма, датчика и объединились их вместе.

Производитель не дает нам переходные характеристики двигателя, также на момент разработки неизвестны передаточные характеристики (частотные или временные характеристик) передаточного механизма.

Можно получить передаточные характеристики экспериментально. Для этого надо иметь в наличии двигатель, редуктор. Второй метод - рассчитать недостающие характеристики с помощью моделей. Мы применяем этот подход и построим электромеханические модели.

1.3 Анализ устройств управления электроприводом с бесконтактными двигателями

Современная элементная база дает возможность устройств управления делать компактными и дешевыми даже при достаточно сложном законе управления, т.е. быстродействие и логические возможности современных микроконтроллеров достаточно для того, чтобы формировать требуемый закон управления и делать устройство компактным и недорогим [20]. Это делает возможным расширить сферы применения бесконтактных двигателей с векторным принципом управления для решения наших задач.

Мы работаем с диапазоном рабочих скоростей от 0 (удержания) до максимальной частоты вращения, составляющей для различных моделей двигателя: 1000, 1500, 2000, 3000..... до 6000 об/минут.

Существуют тихоходные многополюсные двигатели, которые содержат 32...128 полюсов и у которых максимальная частота вращения можно составлять 50...150 об/мин.

В современных условиях есть серийные выпускаемые устройства управления бесконтактными двигателями и даже есть специализированные микропроцессорные микросхемы, микроконтроллеры специально предназначены построения устройства управления бесконтактными двигателями. Однако эти микросхемы, во-первых, решают задачу управления именно мотором, а не приводом; во-вторых, они обеспечивают ограниченные возможности по созданию формы закона управления; в третьих, не учитывают передаточные механизмы и нагрузку.

В то же время известно, что передаточные механизмы, такие как редукторы различного вида, обладают конечной жесткостью, обладают своей инерционностью, являются колебательными системами 2-го или более высокого порядка, и эти обстоятельства могут помешать нам создать целиком привод с требуемой высокой точностью при высоком быстродействии.

1.4 Постановка задачи

Совместно разрабатывать устройство управления с учетом имеющихся мотора, передаточного механизма и нагрузки как единую систему, которая принимает во внимание характеристики и мотора, и передаточного механизма, и нагрузки, и устройства управления одновременно.

Требуются решить следующие задачи:

- установление взаимосвязи и взаимозависимости внешних характеристик ЭУУ от параметров механической и электромеханической подсистем РТС УВД;

- разработка методики моделирования подсистем РТС УВД (механической, электромеханической, ЭУУ), позволяющей моделированием средствами САПР определять их передаточные, частотные и переходные характеристики;

- разработка моделей электромеханической подсистемы и механической подсистемы;

- разработка методики автоматизированного системного проектирования электронных устройств управления электроприводом антенных систем РТС УВД.

ГЛАВА 2 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ СИНТЕЗА ВНЕШНИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ УЗЛОВ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

[21, 22, 23]

2.1 Выбор методов и средств моделирования

MATHCAD - система компьютерной алгебры из класса систем автоматизированного проектирования, ориентированная на подготовку интерактивных документов с вычислениями и визуальным сопровождением, отличается легкостью использования и применения для коллективной работы. Основное преимущество пакета - естественный математический язык, на котором формируются решаемые задачи. Объединение текстового редактора с возможностью использования общепринятого математического языка позволяет пользователю получить готовый итоговый документ. Пакет обладает широкими графическими возможностями, расширяемыми от версии к версии. Практическое применение пакета существенно повышает эффективность интеллектуального труда.

MATLAB - одна из старейших, тщательно проработанных и проверенных временем систем автоматизации математических расчетов, построенная на расширенном представлении и применении матричных операций. Одной из самых главных проблем в реализации математического моделирования в системе MATLAB – это подготовить модель моделируемого устройства или системы. Данную проблему эффективно решают при помощи пакета Simulink – важной составной части среды MATLAB. В своей лаборатории мы используем пакет Simulink/MATLAB для моделирования, имитации и анализа динамических систем. С его помощью можно строить графические блок-схемы, исследовать работоспособность систем, выявлять ошибки, исправлять недостатки. Одно из важнейших достоинств: проверка результатов в режиме реального времени. Возможность задания в блоках любых математических выражений позволяет

решать как типовые задачи, так и пробовать новые решения и находить наиболее эффективные компромиссы. Также очень важна экономия: уменьшает потребность в покупке опытных образцов и сокращает стоимость тестирования. Пакет содержит обширную библиотеку компонентов блок-схемы, а также удобный редактор компонентов. К недостаткам относится наличие только приближенных характеристик некоторых компонентов блок-схемы и отсутствие модуля параметрической оптимизации.

OrCAD [24] - одна из самых популярных пакетов, предназначенных для разработки принципиальных схем и трассировки печатных плат. OrCAD представляет собой целый ряд модулей, каждый из которых обладает собственными уникальными функциями. Их состав и количество меняются от версии к версии. Можно выделить:

Capture – графический редактор для создания электрических принципиальных схем из моделей элементов;

PSpice Analog Digital – программа для моделирования работы аналоговых или смешанных аналого-цифровых устройств большого размера (или их частей);

PSpice Advanced Analysis – модуль параметрической оптимизации;

Layout – редактор топологий плат.

Программный пакет OrCAD имеет все необходимое для выполнения различных этапов процесса разработки: входное проектирование, функциональное моделирование, синтез, размещение, трассировка, моделирование задержек, генерация элемента. Физическое проектирование начинается с выбора библиотечного и технологического базиса.

Моделирование с PSpice - это быстрый, простой и надежный способ выполнения расчета схем. С его помощью можно создавать схемы, где будет максимально оптимизирован разброс параметров элементов, с учетом их допусков, которые не будут слишком жесткие, что не приведет к удорожанию, и не будут достаточно свободные, чтобы не увеличивался процент брака. Это ведет к увеличению рентабельности производства, сокращению этапа прототипирования, времени, проведенного в лаборатории, и в конечном итоге

снижению стоимости продукции и повышению ее конкурентоспособности на рынке.

Технологии PSpice – это передовые, востребованные на производстве средства аналогового, цифрового и смешанного аналого-цифрового моделирования для инженеров-электриков. С помощью PSpice возможно моделирование широкого диапазона схем – от источников питания до высокочастотных систем и небольших микросхем. PSpice дает возможность инженеру:

- понять и исследовать характеристики схемы, а также функциональные взаимосвязи со сценариями "что если" и анализом проекта;
- моделирование сложных проектов со смешанными сигналами, содержащих аналоговые и цифровые элементы с поддержкой таких типов моделей, как IGBT, импульсные модуляторы, ЦАП и АЦП.

С PSpice легко просматривать результаты смешанного аналого-цифрового моделирования в одном окне с общей осью времени. Технология моделирования PSpice проста в использовании и находится в тесной интеграции с одним из наиболее востребованных на предприятиях схемотехнических редакторов: OrCAD Capture. Инструменты расширенного анализа (Advanced analysis) включают в себя анализ чувствительности, Монте-Карло, Аварийный (стресс) анализ.

Основные достоинства PSpice:

- быстродействующая, достоверная технология и широкий набор библиотек экономят время, повышают надежность, повышают согласованность в больших проектах;
- интеграция с MATLAB Simulink позволяет проводить моделирование на системном уровне с применением высокоточных моделей электронных схем;
- определение аварийных режимов компонентов с использованием Smoke-анализа;
- определение разброса параметром методом Монте-Карло помогает анализировать и предотвращать сбои в работе принципиальных схем;

- наличие неоднородных моделей, встроенных математических функций и поведенческие методы моделирования повышают качество анализа электронных схем;
- редактор Magnetic Parts экономит время и сокращает ошибки благодаря автоматизированному проектированию катушек индуктивности и трансформаторов с ферромагнитными сердечниками;
- моделирование нажатием одной клавиши, перекрестное выделение и полная интеграция с OrCAD Capture повышают качество и обеспечивают целостность данных.

С учетом вышеперечисленных преимуществ для моделирования нашей системы в целом выбрана программа OrCAD – PSpice.

2.2 Методика моделирования электродвигателей

Для электродвигателей, выпускаемых серийно, производители, как правило, не предоставляют в документации достаточных сведения о ЛФЧХ или переходной характеристике своих изделий. Следовательно, эти сведения можно получить либо в ходе натурных испытаний экземпляров двигателей, либо аналитическим расчетом на основе анализа конструкции двигателей и его паспортных данных, либо, как показано в [21], в ходе имитационного моделирования двигателей. Важным обстоятельством является тот факт, что практически для любого типа электродвигателя итоговая электромеханическая модель будет нелинейной. В частности, для коллекторных двигателей постоянного тока придется включать в модель непостоянство полного сопротивления двигателя при вращении и моделировать ЭДС в обмотках, зависящую от скорости вращения. А для наиболее привлекательного типа двигателей для построения прецизионных приводов – бесконтактных моментных двигателей [25, 26] – для обеспечения вращения с неизменной скоростью требуется формировать знакопеременные периодические токи в обмотках. В [27] показано, что для правильного управления бесконтактным двигателем в устройство управления необходимо включать ограничитель сигнала. По этой

причине целесообразно к модели электродвигателя отнести и часть электронной схемы, отвечающей за формирование сигналов на полюсах конкретного вида двигателя с учетом особенностей его конструкции и выбранным типом управления, а также обеспечивающие безопасные электрические режимы двигателя, защиту от аварийных режимов работы, рекуперацию электроэнергии в генераторных режимах и т.п. (драйвер двигателя). В этом случае под передаточной характеристикой двигателя следует понимать передаточную характеристику от входных сигналов драйвера до параметра движения (угол, скорость, ускорение) выходного вала двигателя. Для примера в приложении А представлена схема трехфазного бесконтактного электродвигателя со схемой драйвера, обеспечивающего векторный принцип управления, защиту от превышения токов обмоток и напряжения на обмотках и снижение энергопотребления при малых сигналах ошибки.

2.2.1 Сравнительный анализ типов моторов

Было рассмотрено множества типов электродвигателей [7, 28, 29].

Двигатели переменного тока предназначены для создания вращения с постоянной скоростью и не способны работать в широком диапазоне частот вращения. Скорость их вращения ограничена частотой питающей сети. У асинхронных моторов момент, создаваемый двигателем, зависит нелинейно от разностей скорости ротора и вращающегося магнитного поля, по мере увеличения этой разности сначала достаточно быстро возрастает, а потом так же быстро падает.

У **синхронных моторов** частота вращения ротора строго равна частоте вращения магнитного поля, но эти моторы не предназначены для того, чтобы работать в широком диапазоне частот, поскольку на низких частотах у них сильно ухудшается тяговая характеристика, снижается напряжение, снижается ток даже если ротор представляет собой постоянный магнит.

Двигатели постоянного тока у нас так или иначе требуют во время вращения коммутации обмоток, то есть требуют наличия коллекторной системы.

Это приводит к тому, что при достаточном высоком КПД, высоких тяговых характеристиках такие двигатели искрят. Нестабильность сопротивления контактов приводит к тому, что не удается обеспечить стабильность крутящего момента, ограничен срок службы, надежность, затруднительно обеспечить точное прецизионное управление таким двигателем.

Бесконтактные двигатели [30, 31, 32, 33, 34] представляют собой разновидность синхронных электродвигателей, у которых ротор образован системой магнитов из редкоземельных металлов с высокой напряженностью магнитного поля, а неподвижные статорные обмотки содержат несколько групп полюсов, которые создают магнитные поля в разных направлениях.

Достоинством бесконтактных двигателей является отсутствие контактных элементов. У этих двигателей напряженность магнитного поля ротора не зависит от частоты вращения, что позволяет использовать их на частотах вращения практически от нуля (удержание) до некоторой максимальной рабочей частоты. Эти двигатели не могут непосредственно работать от источников постоянного напряжения или от обычных источников переменного напряжения. Для их работы требуются преобразователи напряжения питающего напряжения в сложные меняющиеся во времени токи и напряжения в фазовых обмотках.

Имеются разнообразные бесконтактные двигатели. Они отличаются по числу фазных обмоток (2, 3, 4...) и по числу групп полюсов (1, 4, 8,.....64, 128...).

На рисунках 2.1 и 2.2 показаны двухфазный и трехфазный двигатели с одним набором полюсов и принцип формирования вектора магнитного поля. Рисунки демонстрируют векторный принцип управления: меняя знак и величину токов в обмотках статора мы можем получить вектор магнитного поля, направленный под любым углом.

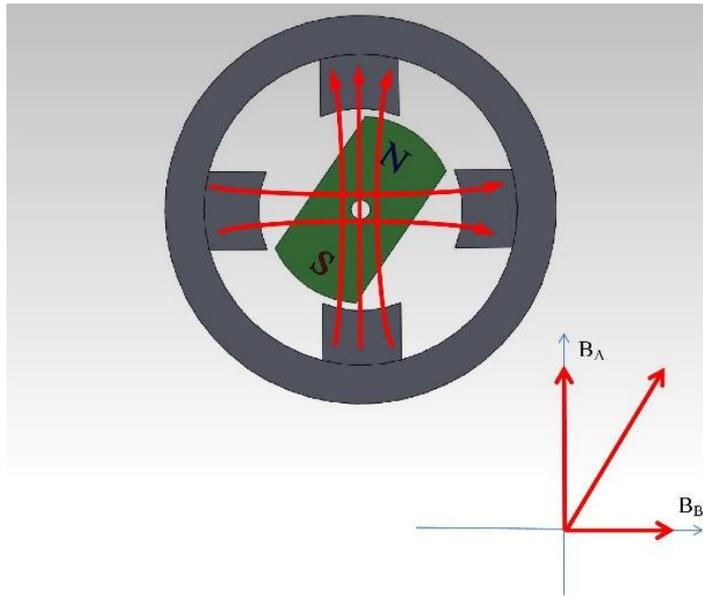


Рисунок 2.1 — Двигатель 2 фазы с одним набором полюсов

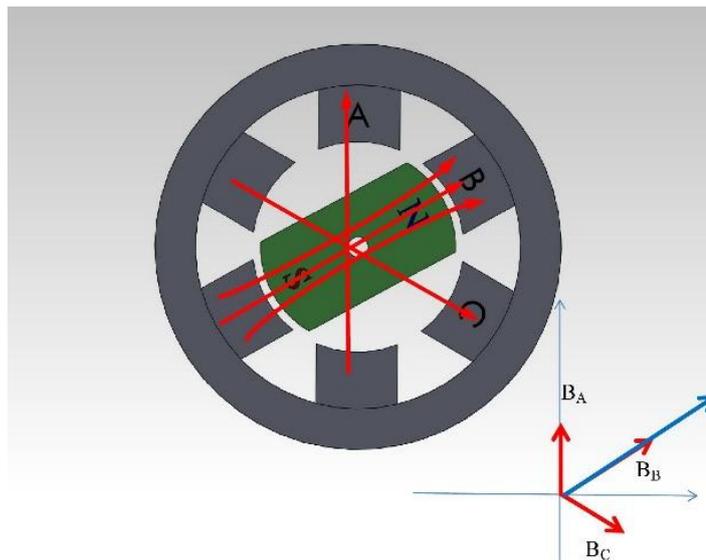


Рисунок 2.2 — Двигатель 3 фазы с одним набором полюсов.

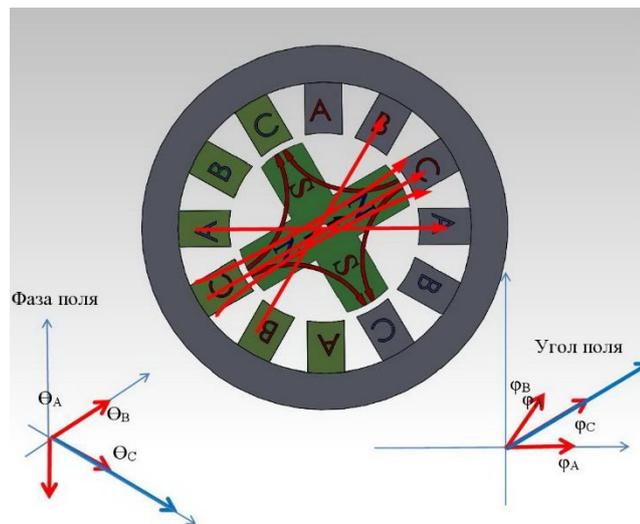


Рисунок 2.3 — Двигатель 3 фазы с двумя парами полюсов

В случае трехфазного двигателя с двумя наборами полюсов (рисунок 2.3) у ротора имеется 4 магнитных полюсов. Тогда возникает 2 понятия: угловое положение магнитного поля и фаза магнитного поля. В данном случае фаза магнитного поля делает 2 оборота за 1 механический оборот ротора. Взаимосвязь между фазой ротора θ , углом ротора φ и – количеством наборов полюсов $k_{\text{пол}}$ устанавливается формулой (2.1):

$$\theta = \varphi \cdot k_{\text{пол}} \quad (2.1)$$

2.2.2 Электромеханическая модель бесконтактного двигателя

Математическое описание и явления в двигателях [5, 25, 26, 27].

2.2.2.1 Протекания токов в обмотках статора двигателя.

По обмоткам протекают токи, меняющиеся по времени. Обмотки имеют собственные сопротивления и собственные индуктивности.

В реальности у мотора имеется несколько (от 2-х до 4-х) секций катушек каждой фазы. Эти секции можно соединять параллельно или последовательно. В любом случае мы представляем каждую обмотку последовательно соединенными резистором и катушкой индуктивности (рисунок 2.4). Номинальные значения сопротивлений резисторов и индуктивностей катушек определяются по паспортным данным мотора с учетом схемы соединения секций.

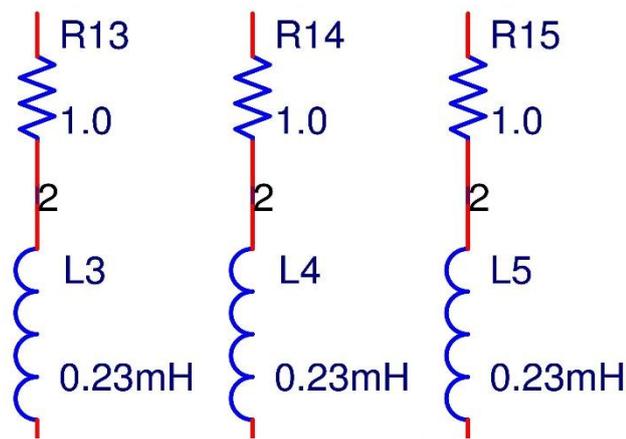


Рисунок 2.4 — Собственные сопротивления и собственные индуктивности обмоток.

2.2.2.2 Взаимодействия токов обмоток с магнитным полем многополюсного ротора двигателя.

В бесконтактных двигателях происходит взаимодействие магнитных полей, которые создаются неподвижными обмотками статора и магнитными полями, которые создаются постоянными магнитными, расположенными на роторе [25].

По принципу построения бесконтактных двигателей существуют 2-х, 3-х, 4-х полюсных и для мотора, какого значительно диаметра используются более 1-ой полюсов на 1 оборот ротора (8, 16.... полюсов).

Крутящий момент, создаваемый каждой обмоткой, пропорционален величине тока в обмотке. При повороте ротора относительно статора момент меняется по синусоидальному закону, причем за один полный оборот ротора момент меняется циклически по синусоидальному закону столько раз, сколько пар полюсов имеет мотор:

$$M_i = C_m \cdot I_{\text{обм } i} \cdot \sin(\theta_{\text{обм } i} - \theta_{\text{рот}}) = C_m \cdot I_{\text{обм } i} \cdot \sin[(\varphi_{\text{обм } i} - \varphi_{\text{рот}})k_{\text{пол}}] \quad (2.2)$$

где $I_{\text{обм } i}$ – ток в i -ой обмотке

Для определения значения коэффициента пропорциональности C_m необходимо знать точную конфигурацию магнитного поля ротора, конфигурацию магнитных полей, создаваемых обмотками статора, конфигурацию полюсных наконечников. Точно анализ этих величин затруднен, однако производители

моторов приводят значение коэффициента момента C_m в паспортных данных моторов.

Полный крутящий момент ротора мотора равен сумме моментов отдельных обмоток (рисунки 2.1...2.3). С другой стороны, можно считать суммарный момент результатом взаимодействия магнитного поля ротора с пространственной векторной суммой магнитных полей, создаваемых всеми обмотками. При этом принимается во внимание, что коэффициент момента в силу осевой симметрии конструкции ротора и статора является одинаковым для всех обмоток мотора.

На рисунке 2.5 представлен фрагмент электрической модели, осуществляющей вычисление «векторной суммы» токов обмоток мотора с учетом их пространственного расположения («фаз»). Мгновенные значения токов обмоток регистрируются источниками напряжения, управляемыми током (блоки $H3$, $H4$, $H5$). С помощью абстрактного блока $U7$ вычисляется сумма векторов, заданных модулем (входы $A1$, $A2$, $A3$ и $A4$) и углом (входы $Fi1$, $Fi2$, $Fi3$ и $Fi4$). На выходах $A-Out$ и $Fi-Out$ формируется амплитуда и угол суммарного вектора, который в нашем случае соответствует условному суммарному току, создающему магнитное поле статора, равное векторной сумме магнитных полей обмоток.

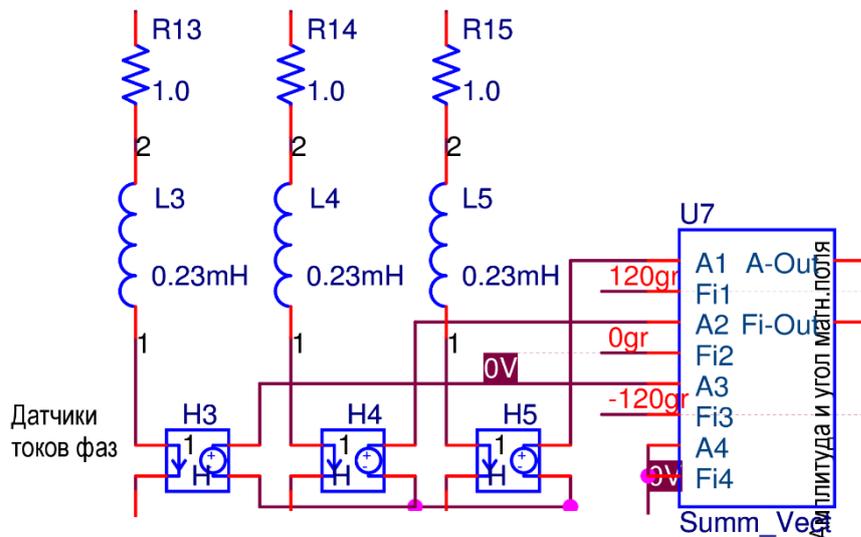


Рисунок 2.5 — Формирование вектора условного суммарного тока обмоток

Поскольку в реализации OrCAD блок вычисления синуса допускает численное значение входного напряжения не более 150π , разность между «фазой» ротора и «фазой» обмоток (рисунок 2.6) формируется в блоке *DeltaFi*, в котором в отличие от простого вычитания разность углов вычисляется по модулю 2π . Далее синус этой разности умножается на модуль суммарного тока и на коэффициент момента. Таким образом, на выходе блока *MULT7* формируется напряжение, величина которого численно равна мгновенным значениям момента на валу двигателя.

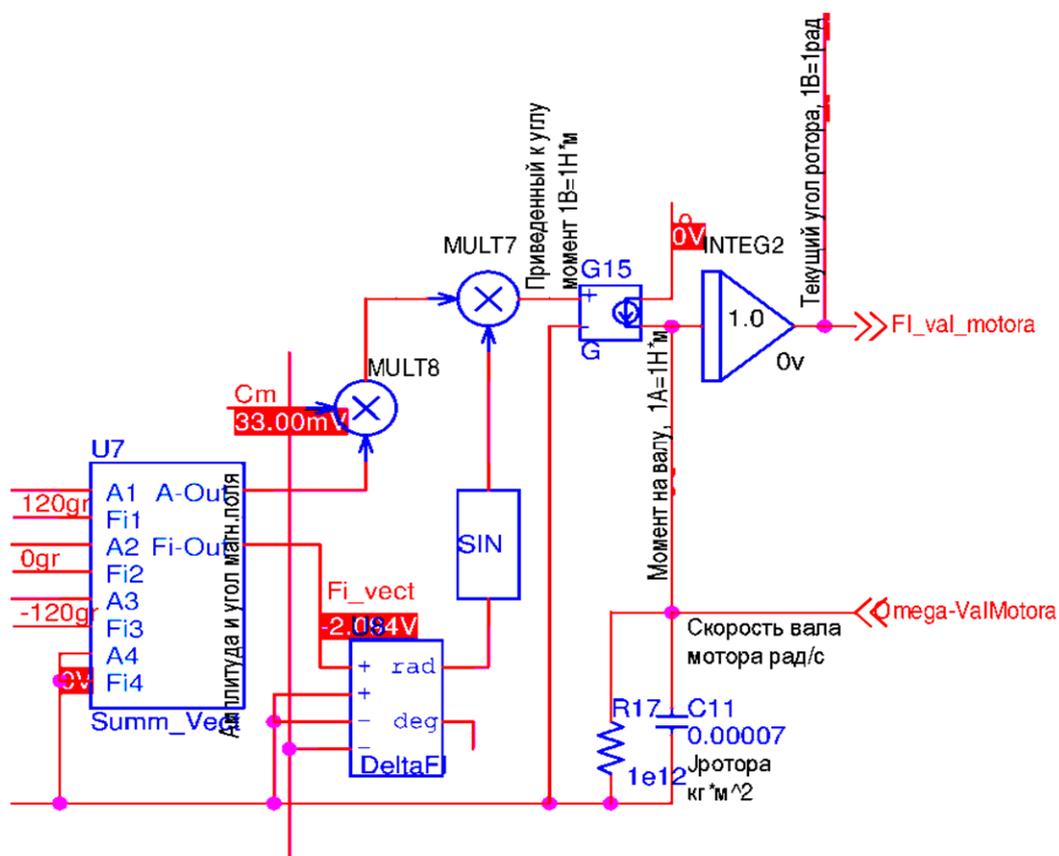


Рисунок 2.6 — Формирование крутящего момента на валу мотора

На рисунках 2.7 и 2.8 представлена реализация абстрактных блоков *Summ_Vect* и *DeltaFi* на встроенном языке PSpice [24]:

```
.subckt Summ_Vect A1 Fi1 A2 Fi2 A3 Fi3 A4 Fi4 A-out Fi-out
* Суммируем от 1 до 4 векторов (амплитуда, фаза)
* Вычислим действительную и мнимую части суммы четырех векторов
E_Re A_Re 0
Value={ (V(A1)*COS(V(Fi1)))+(V(A2)*COS(V(Fi2)))+(V(A3)*COS(V(Fi3)))+(V(A4)*COS(V(Fi4))) }
E_Im A_Im 0
Value={ (V(A1)*SIN(V(Fi1)))+(V(A2)*SIN(V(Fi2)))+(V(A3)*SIN(V(Fi3)))+(V(A4)*SIN(V(Fi4))) }
* Вычислим Амплитуду и Фазу суммарного вектора
Emodul A-out 0 VALUE {SQRT((V(A_Re)*V(A_Re))+V(A_Im)*V(A_Im)))}
Eatan Fi-out 0 VALUE {ATAN2(V(A_Re), V(A_Im))}
.ends
```

Рисунок 2.7 — Реализация абстрактного блока Summ_Vect

```
* Разность углов по модулю окружности (от -PI{} до +PI{} )
.subckt DeltaFi fi1 fi2 fi3 fi4 Rad Deg
Rload1 fi1 0 1E9
Rload2 fi1 0 1E9
Rload3 fi1 0 1E9
Rload4 fi1 0 1E9
Rload5 Rad 0 1E9
Rload6 Deg 0 1E9
E_R Rad 0 VALUE {ATAN2(SIN(V(fi1)+V(fi2)-V(fi3)-V(fi4)), COS(V(fi1)+V(fi2)-V(fi3)-V(fi4)))}
E_D Deg 0 VALUE {V(RAD)*45/ATAN(1)}
.ends
```

Рисунок 2.8 — Реализация абстрактного блока DeltaFi

2.2.2.3 Моделирование формирования крутящего момента на валу двигателя.

На валу мотора под действием суммы всех действующих моментов $\sum M$ возникает вращательное движение вала мотора и присоединенной нагрузки. На вал мотора действует крутящий момент, а также моменты трения, момент сопротивления нагрузки. Момент инерции на валу мотора $\sum J$ складывается из момента инерции ротора, момента инерции вала, а также моментов инерции присоединённых нагрузок, передаточных механизмов, датчиков угла и т.д. В результате движение вала описывается уравнением 2.3

$$\frac{\sum M}{\sum J} = \ddot{\varphi}(t) = \dot{\omega}(t) \quad (2.3)$$

Для моделирования формирования вращательного движения вала мотора используем аналогию с процессами в электрических конденсаторах.

$$\frac{\sum i}{\sum c} = \dot{U}(t) \quad (2.4)$$

При этом устанавливаем следующие соответствия:

$$M \leftrightarrow i$$

$$J \leftrightarrow C$$

$$\omega \leftrightarrow U$$

Фрагмент схемы, имитирующей взаимодействие моментов на валу и моментов инерции выходного вала мотора, представлен на рисунке 2.9:

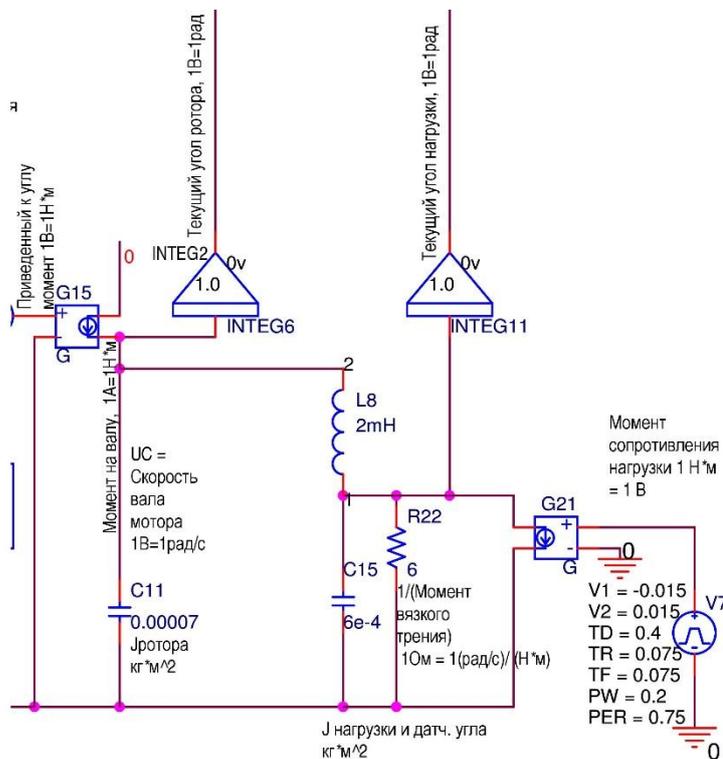


Рисунок 2.9 — Моделирование явлений в механической цепи.

2.2.2.4 Момент инерции ротора и вала мотора имитируется емкостью конденсатора $C11$, момент инерции нагрузки и датчика угла имитируется емкостью конденсатора $C15$. Крутящий момент на валу имитируется током, который формируется генератором тока, управляемым напряжением $G15$, и

численно равным напряжению на выходе блока *MULT7*. Вязкое трение имитируется проводимостью резистора *R22*. Для моделирования конечной жесткости вала между ротором и нагрузкой используется катушка индуктивности *L8*, у которой обратная величина индуктивности эквивалентна крутильной жесткости.

В модели напряжения на конденсаторах *C11* и *C15* эквивалентны мгновенным угловым скоростям ротора мотора и нагрузки соответственно. Для отображения углового положения используются интеграторы *INTEG6*, *INTEG11*.

2.2.2.5 ЭДС индукции в обмотках.

При вращении двигателя в каждой обмотке статора изменяется величина магнитного поля, создаваемого магнитами ротора, вследствие чего в обмотках генерируется ЭДС индукции.

ЭДС пропорционально скорости изменения магнитного потока в обмотке:

$$E = N_{\text{вит}} \frac{d\Phi_i}{dt} \quad (2.5)$$

Мы не знаем число витков, не знаем конфигурацию магнитного поля для определения магнитного потока. Однако известно [28, 18], что для бесконтактных двигателей коэффициент ЭДС численно равен коэффициенту момента.

Поэтому ЭДС индукции в каждой обмотке двигателя описывается следующей формулой:

$$E_i = C_m \frac{d[\sin(\varphi_{\text{обм } i} - \varphi_{\text{рот}})]}{dt} = \frac{C_m}{k_{\text{пол}}} \cdot \frac{d[\sin(\theta_{\text{обм } i} - \theta_{\text{рот}})]}{dt} \quad (2.6)$$

Фрагмент электрической схемы, реализующей вычисления по формуле (6) для всех обмоток, приведен на рисунке 2.10.

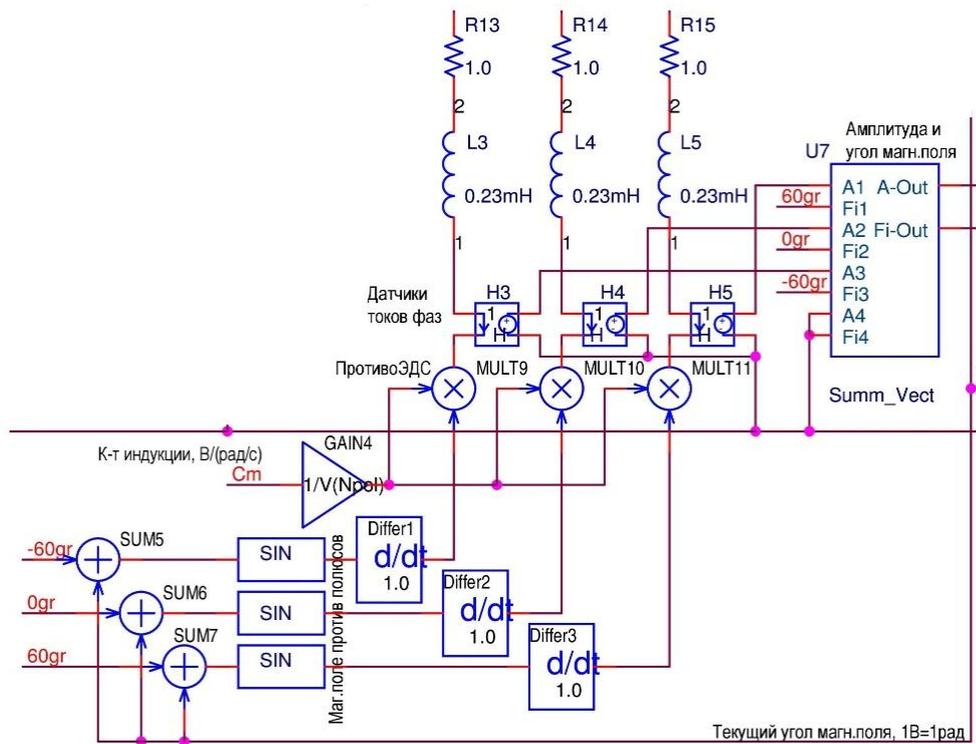


Рисунок 2.10 — ЭДС индукции.

Таким образом, построена электромеханическая аналогия бесконтактного двигателя, учитывающая все основные электрические и магнитные явления в его конструкции. Модель пригодна для включения в качестве компонента в модель более высокого уровня, содержащую, с одной стороны, управляющие электронные устройства, формирующие токи (напряжения) фазных обмоток, и с другой стороны, электромеханические модели передаточных механизмов, нагрузок, датчиков угла, угловой скорости или ускорения.

В данной модели пока не учтены неоднородность магнитного поля в зазорах между ротором и полюсными наконечниками статора, что может приводить к непостоянству коэффициента момента и коэффициента ЭДС при повороте ротора относительно статора. Эта погрешность, при необходимости, может быть учтена в модели применением вместо константного значения C_m управляемого источника напряжения, выходное напряжение которого формируется как зависимое от угла ротора по необходимому закону. OrCAD имеет в стандартных библиотеках богатый набор функциональных блоков, позволяющих формировать самые

разнообразные нелинейные зависимости, как в виде математических функций, так и в табличной форме.

В реальных моторах сопротивление обмоток и напряженность магнитных полей зависят от температуры. Предложенная модель не позволяет напрямую определять нагрев элементов конструкции мотора в процессе работы и автоматически учитывать температурные изменения в процессе моделирования. Поэтому для получения корректных результатов параметры элементов модели должны задаваться в соответствии со значениями параметров мотора при температуре, при которой предполагается эксплуатация привода.

Полная эквивалентная электрическая схема бесконтактного трехфазного электродвигателя приведена в Приложении А.

2.3 Методика моделирования передаточных механизмов

Передаточные механизмы приводов, если не выполнен выбор из числа серийно выпускаемых изделий, подлежит проектированию. В ходе разработки, как правило, подлежит обоснованию тип передаточного механизма, выбор конструкционных материалов и определение геометрических размеров элементов механизма. Известные методы проектирования механизмов направлены на обеспечение силовых свойства механизма, его механической передаточной характеристики, предъявляют требования к точности изготовления. Известно также, что к высокодинамичным передаточным механизмам предъявляют требования к жесткости, как правило, в форме требования значительного превышения значений собственных частот элементов механизма, обусловленных массой и упругостью деталей, по отношению к верхней частоте спектра процесса движения. Однако эти методы не позволяют обеспечивать желаемую форму частотно-фазовых или переходных характеристик проектируемого механизма. Так же, как и для двигателя, ЛФЧХ или переходная характеристика передаточного механизма может быть получена либо натурным испытанием уже изготовленного передаточного механизма, либо аналитическим расчетом на основании подробных сведений о конструкции элементов механизма. В [22]

обсуждался способ определения частотных передаточных и переходных характеристик передаточного механизма с помощью построения электромеханической модели на основе физических характеристик деталей зубчатой передачи и использование в качестве инструмента моделирования известного программного комплекса для проектирования электронных устройств OrCAD-PSpice [24].

Задачу построения передаточной характеристики и электромеханической модели рассмотрим на примере зубчатых передач (рисунок 2.11).

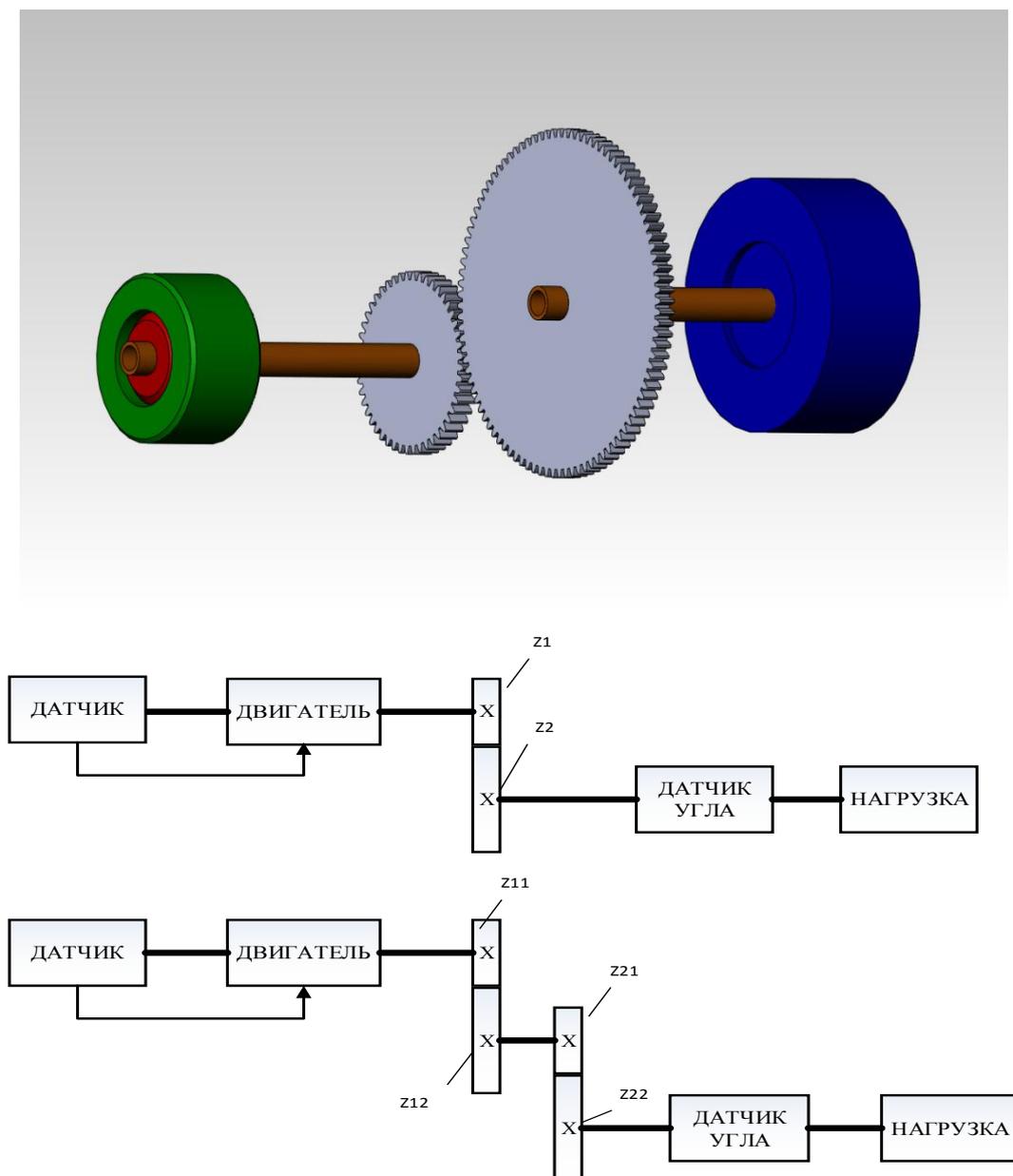


Рисунок 2.11 – Кинематическая схема электропривода

Задачей построения электромеханической модели передаточного механизма является отражение в ней инерционных свойств (моментов инерции) валов и колес передачи, а также следующих явлений, связанных с деформацией деталей передаточного механизма под действием приложенных сил и моментов [35, 36, 37]:

- у осей – жесткость кручения (рисунок 2.12);
- у диска зубчатого колеса – сдвиг при кручении (рисунок 2.12);
- в точке зацепления наблюдается изгиб зубьев (рисунок 2.13).

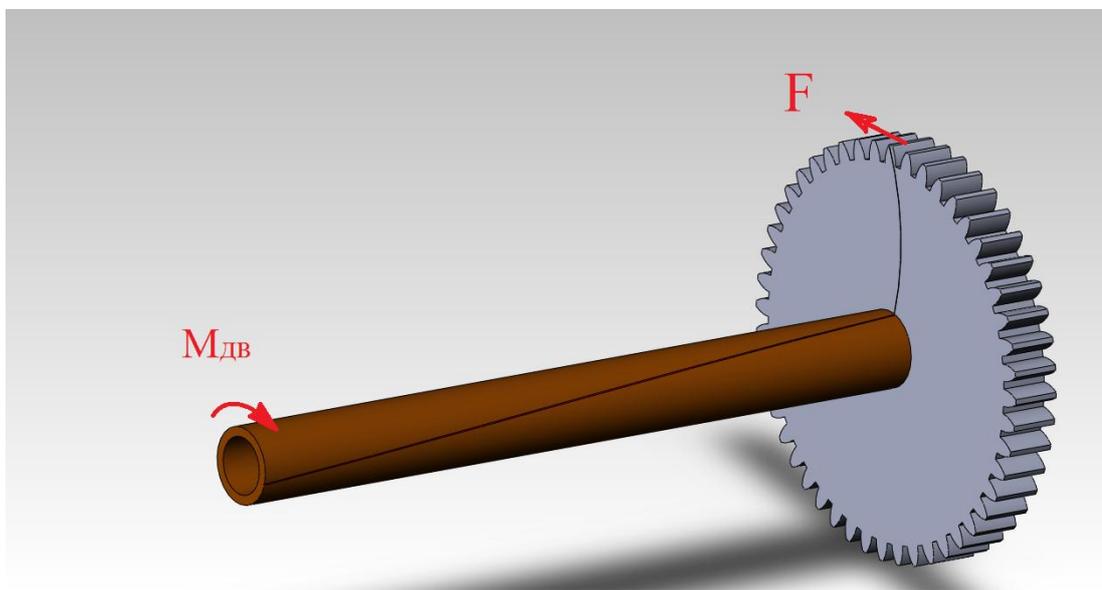


Рисунок 2.12

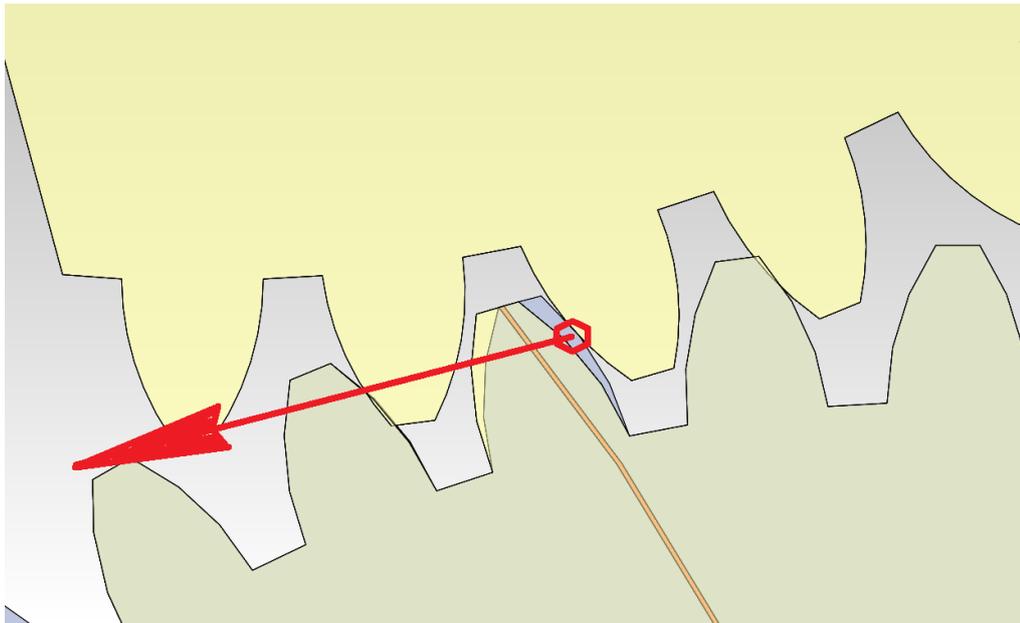


Рисунок 2.13

2.3.1 Расчет крутильной жесткости вала

Для расчета крутильной жесткости вала используем методы теории сопротивления материалов [35, 36].

Рассмотрим кручение оси в виде цилиндрической трубы. Поперечное сечение такой оси представляет собой кольцо с наружным диаметром $D_{\text{внеш}}$ и внутренним диаметром $d_{\text{внутр}}$ (рисунок 2.14).

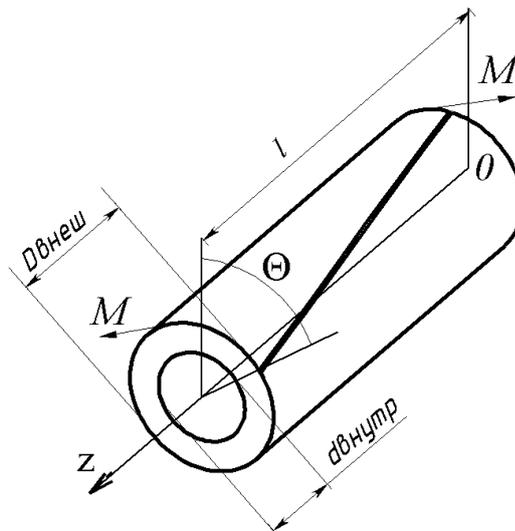


Рисунок 2.14

Угол закручивания вала в зависимости от координаты вдоль оси вала при постоянном приложенном моменте [36]:

$$\Theta(z) = \int_0^z \frac{M}{G \cdot J_{p \text{ ось}}} dz + \Theta_0 \quad (2.8)$$

где: Θ_0 - угол поворота при $z = 0$, рад;

G – модуль упругости материала вала при сдвиге, Н/м²;

$J_{p \text{ ось}}$ – момент инерции сечений вала, м⁴.

Если предположить, что сечение вала по длине l постоянное, то из формулы (2.8) получаем:

$$\Theta_{\text{ось}} = \int_0^l \frac{M}{G \cdot J_{p \text{ ось}}} dz = \frac{M \cdot z}{G \cdot J_{p \text{ ось}}} \Big|_0^l = \frac{M \cdot l}{G \cdot J_{p \text{ ось}}} \quad (2.9)$$

где для оси с кольцеобразным сечением $J_{p \text{ ось}} = \frac{\pi}{32} (D_{\text{внеш}}^4 - d_{\text{внутр}}^4)$

Крутильная жесткость оси:

$$C_{\text{кр.ось}} = \frac{M}{\Theta_{\text{ось}}} = \frac{M}{\frac{M \cdot l}{G \cdot J_{p \text{ ось}}}} = \frac{G \cdot J_{p \text{ ось}}}{l}, [\text{НМ}] \quad (2.10)$$

2.3.2 Расчет деформации обода при кручении

Допущение: Рассматриваем обод зубчатого колеса в виде сплошного диска, однородного и без элементов облегчения с следующими параметрами:

- толщина диска – h , [м];
- внешний диаметр считаем по делительной окружности $d_{\text{внеш}} = 2R = mz$, где m – модуль зуба, z – количество зубьев;
- внутренний диаметр считаем равным диаметру оси $d_{\text{внутр}} = d_{\text{ось}}$.

Мы прикладываем фиксированный момент M к внешней окружности диска и определяем угловые деформации (рисунок 2.15)

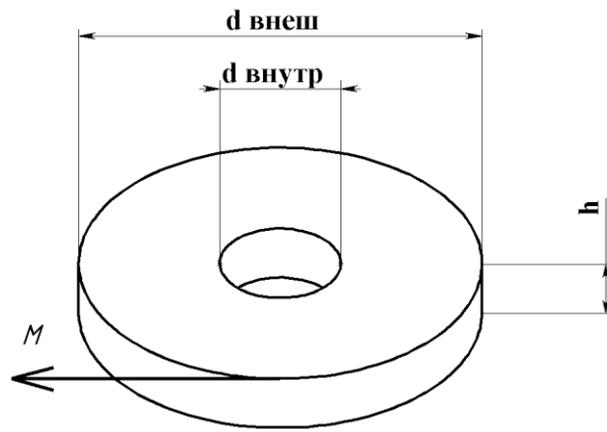


Рисунок 2.15

Для расчета разбиваем этот диск на множество промежуточных тонких слоев радиусом r и толщиной dr (рисунок 2.16)

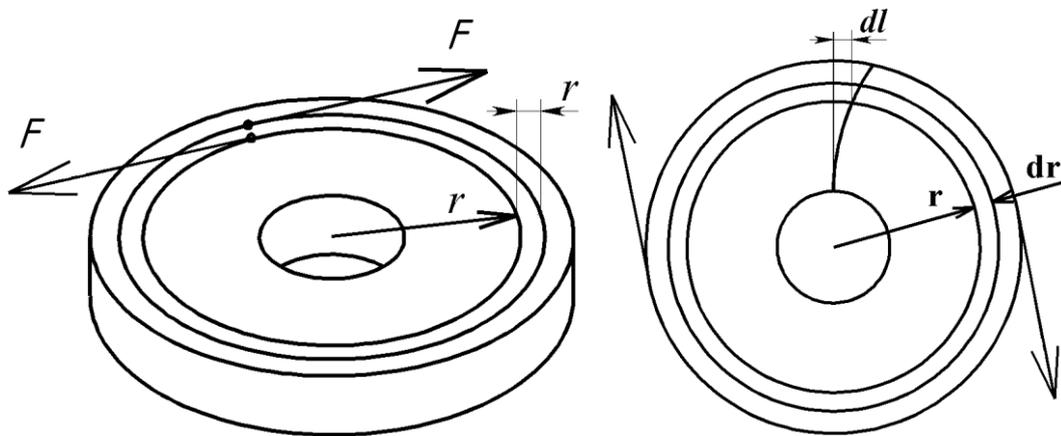


Рисунок 2.16

В каждом слое под действием крутящего момента возникают усилия сдвига (рисунок 2.17). К слою радиуса r приложена пара сил F величиной $F(r) = M/r$, площадь, к которой приложены силы сдвига, равна $S(r) = 2\pi r h$

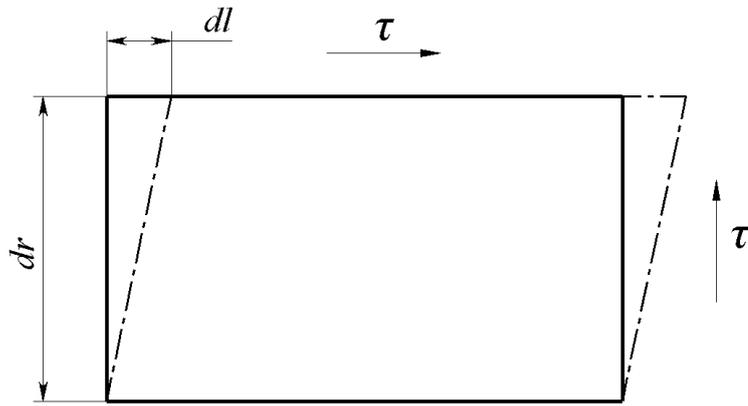


Рисунок 2.17

Напряжение сдвига в слое равно

$$\tau(r) = F/S = \frac{M/r}{2\pi r h} = \frac{M}{2\pi r^2 h} \quad (2.11)$$

Смещение по кольцу dl определяется по формуле [35]:

$$dl = \frac{\tau}{G} dr = \frac{M}{2\pi r^2 h G} dr \quad (2.12)$$

Интегрируем эти сдвиги от внутреннего радиуса диска до внешнего, получаем окружное перемещение внешнего обода под действием момента M :

$$\Delta l = \int_{r_{\text{внутр}}}^{R_{\text{внеш}}} dl = \int_{r_{\text{внутр}}}^{R_{\text{внеш}}} \frac{M}{2\pi r^2 h G} dr = \frac{M}{2\pi h G} \left(\frac{1}{r_{\text{внутр}}} - \frac{1}{R_{\text{внеш}}} \right) \quad (2.13)$$

В случае однородного диска без элементов облегчения получаем угол закручивания обода

$$\Theta_{\text{обод}} = \frac{\Delta l}{R_{\text{внеш}}} = \frac{M}{2\pi h G R_{\text{внеш}}} \left(\frac{1}{r_{\text{внутр}}} - \frac{1}{R_{\text{внеш}}} \right) \quad (2.14)$$

и крутильную жесткость

$$C_{\text{кр.обод}} = \frac{M}{\Theta_{\text{обод}}} = \frac{2\pi h G R_{\text{внеш}}}{\frac{1}{r_{\text{внутр}}} - \frac{1}{R_{\text{внеш}}}}, [\text{Нм}] \quad (2.15)$$

2.3.3 Расчет деформации зуба при изгибе

2.3.3.1 Рассмотрим деформацию на примере эвольвентного зубчатого колеса, для которого заданы следующие параметры (рисунке 2.18):

- модуль зуба m ;
- число зубьев z ;
- толщина колеса h .

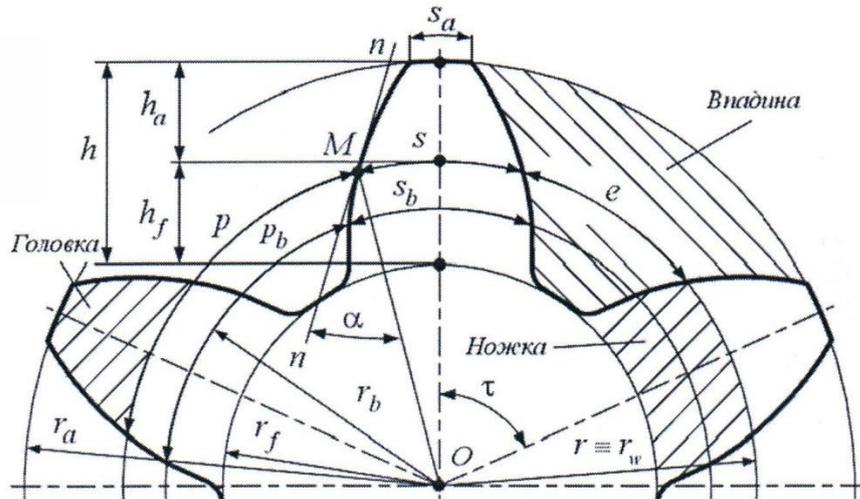


Рисунок 2.18

Остальные параметры зуба определяются геометрией эвольвентного зуба:

- диаметр делительной окружности $d = z \cdot m$
- высота головки $h_a = m$;
- высота ножки $h_f = 1,25m$;
- высота зуба $h = h_a + h_f = 2,25m$;
- радиус окружности вершин $r_a = d/2 + m$
- диаметр окружности впадин $r_f = d/2 - h_f$
- окружной шаг по делительной окружности $p = m\pi$
- угловой шаг зубьев (в градусах) $\tau = 360/z$
- толщина зуба по делительной окружности $s = m\pi/2$

В стандартном эвольвентном зацеплении ширина впадин и толщина зуба равны.

В стандартном эвольвентном зацеплении угол профиля α равен 20° .

Диаметр основной окружности $d_b = d \cdot \cos \alpha$

Угол профиля на окружности вершин $\alpha_a = \arccos(d_b/d_a)$

Толщина зуба по окружности вершин:

$$S_a = m \frac{\cos \alpha}{\cos \alpha_a} \left[\frac{\pi}{2} + \Delta - z(\operatorname{inv}(\alpha_a) - \operatorname{inv}(\alpha)) \right] \quad (2.16)$$

2.3.3.2 В связи со сложностью аналитического интегрирования зуба эвольвентного профиля жесткость зуба будем оценивать для упрощенного трапецеидального профиля (рисунок 2.19). Толщину зуба на уровне окружности вершин принимаем равной S_a .

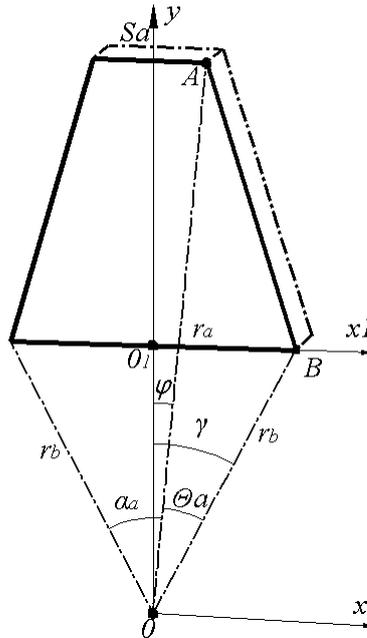


Рисунок 2.19

Из рисунка 2.19 определяем уравнение линии АВ:

$$\gamma = \varphi + \Theta_a \quad (2.17)$$

где $\theta_a = \operatorname{inv}(\alpha_a)$;

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{S_a/2}{r_a}\right) \quad (2.18)$$

В системе координат yOx_1 , совмещенной с серединой основания зуба определим линию, проходящую через точки A и B .

$$\text{Точка } A \begin{cases} x_A = \frac{S_a}{2} \\ y_A = r_a - OO_1 = r_a - r_b \cos \gamma \end{cases}$$

$$\text{Точка } B \begin{cases} x_B = r_b \sin \gamma \\ y_B = 0 \end{cases}$$

Отсюда получаем уравнение

$$x(y) = x_A + \frac{(y-y_A)(x_A-x_B)}{y_A-y_B} = \left(\frac{x_A-x_B}{y_A-y_B}\right)y - \frac{y_A(x_A-x_B)}{y_A-y_B} + x_A \quad (2.19)$$

Таким образом, уравнение линии AB имеет вид:

$$y(x) = c \cdot y + d, \quad (2.20)$$

где наклон линии $c = \left(\frac{x_A-x_B}{y_A-y_B}\right)$, а начальное положение $d = -\frac{y_A(x_A-x_B)}{y_A-y_B} + x_A$

Будем интегрировать перемещение, вызванное деформацией от приложенной по касательной к окружности вершин силы P , по высоте зуба (рисунок 2.20):

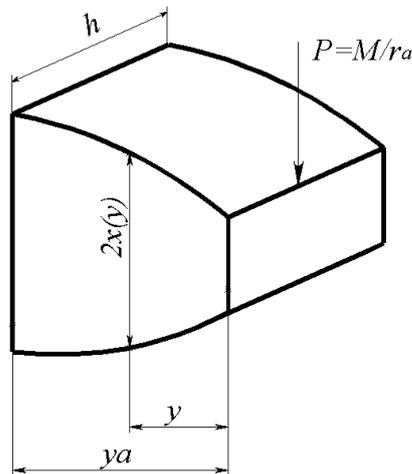


Рисунок 2.20

$$\Delta x'' = \frac{P \cdot y}{E \cdot J(y)} \quad (2.21)$$

где E – модуль упругости при растяжении;

$J(y)$ – момент инерции сечения зуба:

$$J(y) = \frac{h[2x(y)]^3}{12} = \frac{8h[x(y)]^3}{12} = \frac{2h[y+d]^3}{3} \quad (2.22)$$

Дважды интегрируем выражение (6) для нахождения линейного и углового перемещения вершины зуба под действием приложенной силы:

$$\Delta x' = \int \frac{P \cdot y}{E \cdot J(y)} dy + C_1 = \int \frac{P \cdot y}{E \cdot \frac{2h[y+d]^3}{3}} dy + C_1 = \int \frac{3P \cdot y}{2Eh[y+d]^3} dy + C_1 = \frac{3P}{2Eh} \int \frac{y}{[y+d]^3} dy + C_1 = \frac{3P}{2Eh} \left[\frac{-2(y-d)}{2c^2(d+cy)^2} \right] + C_1 \quad (2.23)$$

Из условия, что при $y = y_A$ производная $\Delta x'(y_A) = 0$ определяется константа

$$C_1 = \frac{3P}{2Eh} \left[\frac{-2(y_A-d)}{2c(d+c \cdot y_A)} \right] \quad (2.24)$$

$$\Delta x = \int \frac{3P}{2Eh} \left[\frac{-2(y_A-d)}{2c(d+c \cdot y_A)} \right] dy + C_1 \cdot y = \frac{3P}{2Eh} \left[\frac{-\ln\left(\frac{d+cy_A}{c}\right)}{c^3} - \frac{d}{2c^4\left(y_A+\frac{d}{c}\right)} \right] + C_1 y + C_2 \quad (2.25)$$

Из условия, что при $y = y_A$ производная $\Delta x(y_A) = 0$ определяется константа

$$C_2 = -\frac{3P}{2Eh} \left[\frac{-\ln\left(\frac{d+cy_A}{c}\right)}{c^3} - \frac{d}{2c^4\left(y_A+\frac{d}{c}\right)} \right] + C_1 y \quad (2.26)$$

Эквивалентная изгибная жесткость зуба

$$C_{\text{изг}} = \frac{P}{\Delta x}, [\text{Н/М}] \quad (2.27)$$

Альтернативный способ получения данных о жесткости – выполнить расчет деформированного состояния объемной модели передаточного механизма с помощью имеющего такую возможность пакета программ. В главе 4 продемонстрировано, что расчет с помощью подсистемы Simulation САПР SolidWorks дает расчетные значения углов поворота под приложенной нагрузкой и крутильной жесткости для приведенного выше примера с расхождением не более 3,5%.

2.3.4 Расчет моментов инерции валов и зубчатых колес

Моменты инерции осей и дисков зубчатых колес простой формы могут быть рассчитаны по известным формулам [35, 36], однако удобнее их получить с помощью САПР, обеспечивающих расчет масс и осевых моментов деталей необходимой формы, например Solidworks. Пример расчета моментов инерции элементов зубчатого передаточного механизма рассмотрен в главе 4.

2.3.5 Электромеханическая модель элементов зубчатой передачи

В случае, когда можно пренебречь распространением акустических колебаний в материале валов и колес и элементы передачи могут рассматриваться как сосредоточенные инерционные элементы и сосредоточенные крутильные жесткости, электрическим эквивалентом такой механической системы будет последовательный колебательный контур. На рисунке 2.21 показано соответствие дифференциальных уравнений, описывающих процессы вращательного движения в механической системе и дифференциальных уравнений эквивалентных электрорадиоэлементов, а также соответствие параметров элементов электрической модели параметрам механической системы.

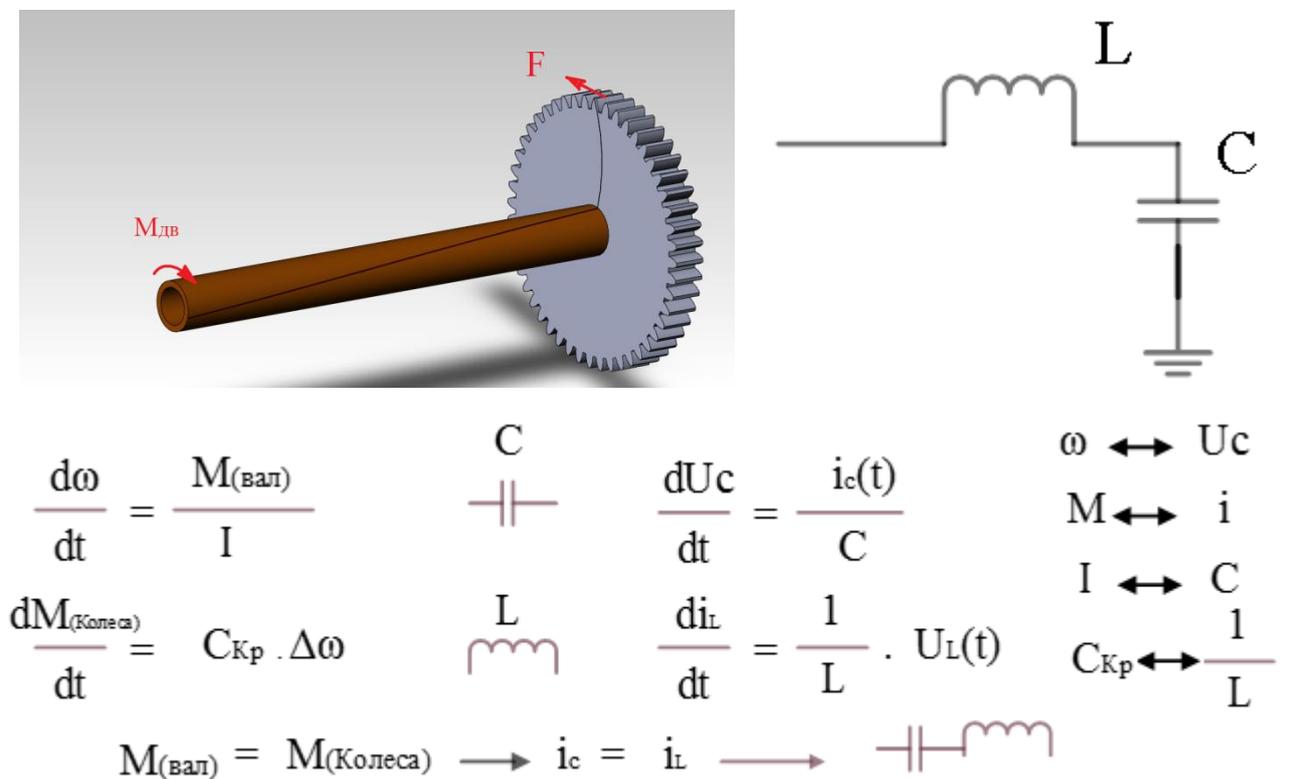


Рисунок 2.21

Одна ступень зубчатой передачи представляет собой две группы деталей, каждая из которых состоит из вала и зубчатого колеса. Первый вал соединяет источник вращения (двигатель) с ведущим зубчатым колесом, второй вал соединяет ведомое зубчатое колесо с нагрузкой ступени. В зацеплении зубчатых колес выполняются следующие условия:

– окружное перемещение (скорость, ускорение) делительной окружности ведомого колеса равно окружному перемещению (скорости, ускорению) делительной окружности ведущего колеса (условие отсутствия проскальзывания);

– сила, приложенная к зубу ведомого колеса в точке зацепления, равна силе, приложенной к зубу ведущего колеса в точке зацепления (условие равновесия).

Будем также пренебрегать, что по мере поворота зубчатых колес точка зацепления перемещается от вершины зуба к основанию, что при большом количестве зубьев в колесах вызовет малую погрешность модели.

С учетом сделанных допущений электромеханическая аналогия ступени зубчатой передачи представлена на рисунке 2.22. В этой модели:

– емкость конденсатора $C16$ соответствует моменту инерции ротора электродвигателя;

– индуктивность катушки $L6$ соответствует обратной величине крутильной жесткости вала, соединяющего электродвигатель с ведущим колесом, а емкость конденсатора $C12$ соответствует моменту инерции ведущего колеса;

– ток во входной цепи модели соответствует крутящему моменту, создаваемому электродвигателем;

– напряжение на конденсаторе $C16$, зависящее от суммарного тока через конденсатор и величины емкости конденсатора, соответствует угловой скорости ротора двигателя, которая зависит от суммы всех моментов, действующих на ротор двигателя и момента инерции ротора; аналогично напряжение на конденсаторе $C12$ соответствует угловой скорости ведущего колеса;

– емкость конденсатора $C13$ соответствует моменту инерции ведомого колеса, индуктивность $L7$ - обратной величине крутильной жесткости вала, соединяющего ведомое колесо с нагрузкой, емкость конденсатора $C14$ - моменту инерции нагрузки;

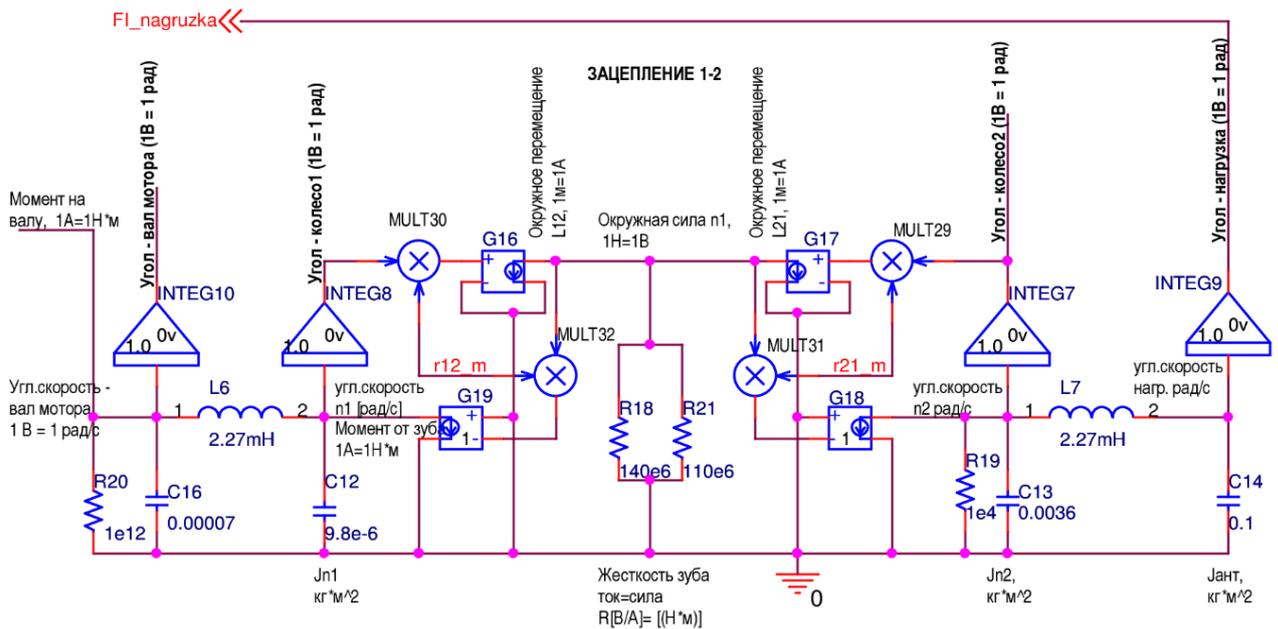
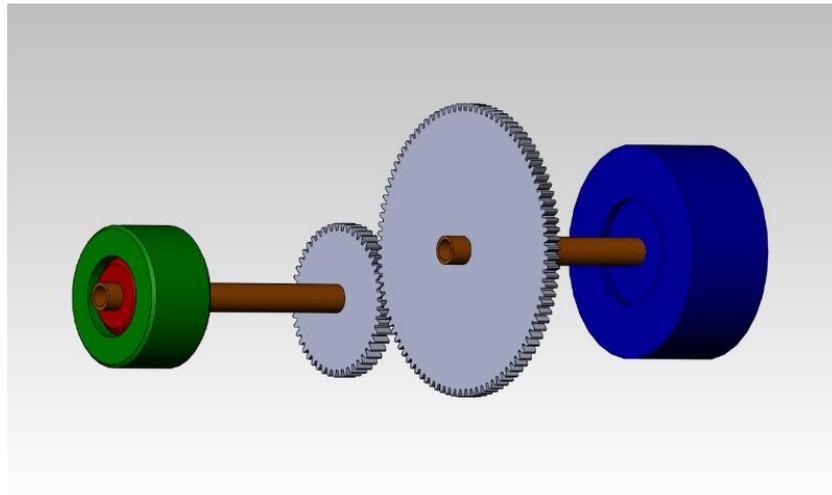


Рисунок 2.22 - Электрическая схема передаточного механизма

— на выходе интегратора INTEG8 напряжение численно соответствует угловому перемещению ведущего колеса, а после умножения на величину r12_m, равную радиусу делительной окружности, на выходе перемножителя MULT30 формируется напряжение, соответствующее окружному перемещению делительной окружности ведущего колеса;

— на выходе источника тока, управляемого напряжением, G16 (с коэффициентом передачи 1 A/B) формируется ток, численно соответствующий окружному перемещению делительной окружности ведущего колеса;

– аналогично ведущему колесу напряжение на конденсаторе C13 соответствует угловой скорости ведомого колеса, на выходе INTEG7 - угловому перемещению делительной окружности ведомого колеса, на выходе MULT29 - окружному перемещению делительной окружности ведомого колеса, ток на выходе G17 формируется ток, численно соответствующий окружному перемещению делительной окружности ведомого колеса;

– ток в цепи параллельно соединенных резисторов R18 и R21 соответствует разности (с учетом выбранных направлений вращения) окружных перемещений делительных окружностей ведомого и ведущего колеса, что в свою очередь соответствует деформации зубьев, находящихся в зацеплении;

– сопротивление резисторов R18 и R21 соответствует жесткости, обусловленной изгибом зубьев ведомого и ведущего колеса, в результате в точке соединения выходов G16 и G17 с резисторами R18 и R21 формируется напряжение равное силе, возникающей в точке контакта зубьев вследствие их деформации;

– на выходе перемножителя MULT32 формируется напряжение, соответствующее результату умножения силы в точке зацепления на радиус ведущего колеса (плечо), то есть моменту, передаваемому на ось ведущего колеса со стороны ведомого колеса, на выходе G19 формируется ток, соответствующий величине этого момента;

– аналогично посредством MULT31 и G18 формируется ток, соответствующий моменту, передаваемому на ось ведомого колеса со стороны ведущего колеса;

– напряжение на конденсаторе C13, зависящее от суммарного тока через конденсатор и величины емкости конденсатора, соответствует угловой скорости ведомого колеса, которая зависит от суммы всех моментов, действующих на колесо, и момента инерции колеса; аналогично напряжение на конденсаторе C14 соответствует угловой скорости нагрузки;

– резисторы R20 и R19 включены в модель вследствие особенности моделирующей подсистемы PSpice [24], они имеют большое сопротивление и практически не оказывают влияния на процесс моделирования;

– интеграторы INTEG10 и INTEG9 выполняют вспомогательную функцию для преобразования напряжения, соответствующего угловым скоростям, в напряжение, соответствующее угловым перемещениям, для использования в других моделях и для наблюдения с помощью индикаторов.

Передаточная характеристика нагрузки определяется инерционными свойствами нагрузки (массой или моментом инерции) и зависимостью силы трения или момента от перемещения, скорости, ускорения. В общем случае, эти зависимости могут быть нелинейными или зависящими от времени.

2.4 Моделирование датчиков

В отношении датчиков во многих случаях доступен достаточный объем сведений от производителей и из других источников для построения как амплитудных передаточных характеристик, так и анализа их инерционности [45, 46, 47, 48]. Мало того, в стандартных библиотеках OrCAD содержатся модели ряда серийно выпускаемых датчиков, и многие производители датчиков публикуют Spice-модели своих изделий.

2.5 Выводы

а) Разработана методика построения моделей бесконтактных электродвигателей, отличающаяся тем, что драйвер двигателя и двигатель моделируются как единая электромеханическая система, а построение модели по принципу электромеханической аналогии в форме электрической схемы дает возможность использовать PSpice в качестве инструмента моделирования.

б) Разработана методика построения моделей передаточных механизмов, отличающаяся тем, что построение модели по принципу электромеханической аналогии дает возможность средствами PSpice выполнять совместное

моделирование устройства управления, двигателя и передаточного механизма в составе привода для оценки показателей качества функционирования привода.

ГЛАВА 3 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ СИСТЕМНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УЗЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

3.1 Обобщенный алгоритм проектирования

Методы синтеза устройств управления по заданной передаточной характеристике хорошо известны [9, 10] и позволяют получить их структуру в форме аналогового прототипа, составленного из усилительных, интегрирующих, дифференцирующих, инерционных, форсирующих и фазосдвигающих звеньев, в форме диаграммы нулей и полюсов передаточной характеристики, в форме системы дифференциальных уравнений, в форме полинома Лапласа, в форме системы разностных уравнений и пр. Любое из этих представлений дает возможность формальными методами построить прототип аналогового или цифрового ЭУУ, а поскольку в литературе описано множество структурных построений контура управления следящими системами и его звеньев, имеется возможность построить несколько конкурирующих вариантов ЭУУ.

Ограничением методов ТАУ синтеза устройств управления является их применимость только для случаев детерминированных (например, гармонических) либо стационарных случайных управляющих воздействий и при отсутствии нелинейных передаточных звеньев. Отдельные разделы ТАУ распространяют методы синтеза ЭУУ на импульсные (дискретные по времени) и на цифровые (квантованные по уровню) системы управления при наложении ряда ограничений. В общем же случае после синтеза ЭУУ формальными методами требуется его оптимизация.

Кроме методов построения устройств управления, основанных на классической теории автоматического управления, известен ряд инженерных методик, сочетающих расчетные методы и эмпирические методики. Например, известное построение управляющих устройств в виде ПИД-регулятора [14, 40, 41] основывается на фиксированной структурной схеме регулятора, состоящей из параллельно работающих пропорционального звена (усилителя), интегрирующего

звена и дифференцирующего звена. При этом количественные значения коэффициента усиления и постоянных времени интегрирующего и дифференцирующего звеньев рассчитывается по заранее составленным таблицам. Также, как и для синтеза привода методами ТАУ, для расчета начальных значений параметров ЭУУ необходимо знать частотные и/или переходные характеристики «объекта управления», то есть всех звеньев после ЭУУ до нагрузки. Достоинством инженерных методик является простота расчетов для получения приемлемого варианта устройства, однако за это приходится расплачиваться получением результатов, далеких от оптимальных. Например, настройка ПИД-регулятора по методу Зиглера-Никольса [13] выполняется без учета реального запаса устойчивости объекта управления, что приводит к значительным выбросам на переходной характеристике и весьма медленному затуханию колебательного процесса. Настройка ПИД регулятора по методу CHR [19] использует в качестве критерия минимальное время переходного процесса при отсутствии перерегулирования или ограничении перерегулирования величиной 20%, но этот метод не позволяет сочетать быструю реакцию системы на изменение входного воздействия с малой чувствительностью к внешним возмущениям [14]. Вследствие этого и результаты синтеза ЭУУ с помощью инженерных методик целесообразно рассматривать не как окончательный результат синтеза, а лишь как неплохое начальное приближение для последующей оптимизации.

Еще одним ограничением перечисленных выше методик является допущение о линейности узлов в контуре управления и отсутствие возможности учесть такие факторы, как, например, ограниченная мощность, которую драйвер может передать в двигатель. При настройке регуляторов инженерными методами это ограничение частично снимается за счет линеаризации передаточных характеристик звеньев следящей системы в режимах их работы, близких к номинальным или заданным. В частности, такой подход применяется для автоматической настройки промышленных ПИД-регуляторов на объект

управления, которая осуществляется путем регистрации отклика объекта управления на тестовое воздействие [13, 15, 16, 17, 18].

Как следует из предшествующего анализа, для применения всех методов проектирования ЭУУ необходимо знать передаточные характеристики всех звеньев объекта управления. Предлагаемая в диссертационной работе методика базируется на использовании однородных моделей ЭУУ, моделей двигателей, передаточных механизмов, нагрузки, позволяющих использовать их в единой среде моделирования, а также объединять модели отдельных звеньев привода в единую имитационную модель, позволяющую выполнять анализ функционирования привода, определение показателей качества функционирования привода и оптимизацию параметров звеньев ЭУУ по критериям качества функционирования привода в целом.

В качестве среды моделирования использована подсистема моделирования электронных устройств PSpice САПР OrCAD. В качестве инструмента оптимизации ЭУУ применяется встроенная в САПР OrCAD подсистема PSpice Advance Optimizer. Соответственно модели двигателей, передаточных механизмов, нагрузки привода разрабатываются с использованием принципа электромеханической аналогии и представляют собой фрагменты эквивалентных электрических схем.

Структурная схема автоматизированного проектирования электронных устройств управления электроприводами [38, 39] представлена на рисунке 3.1.

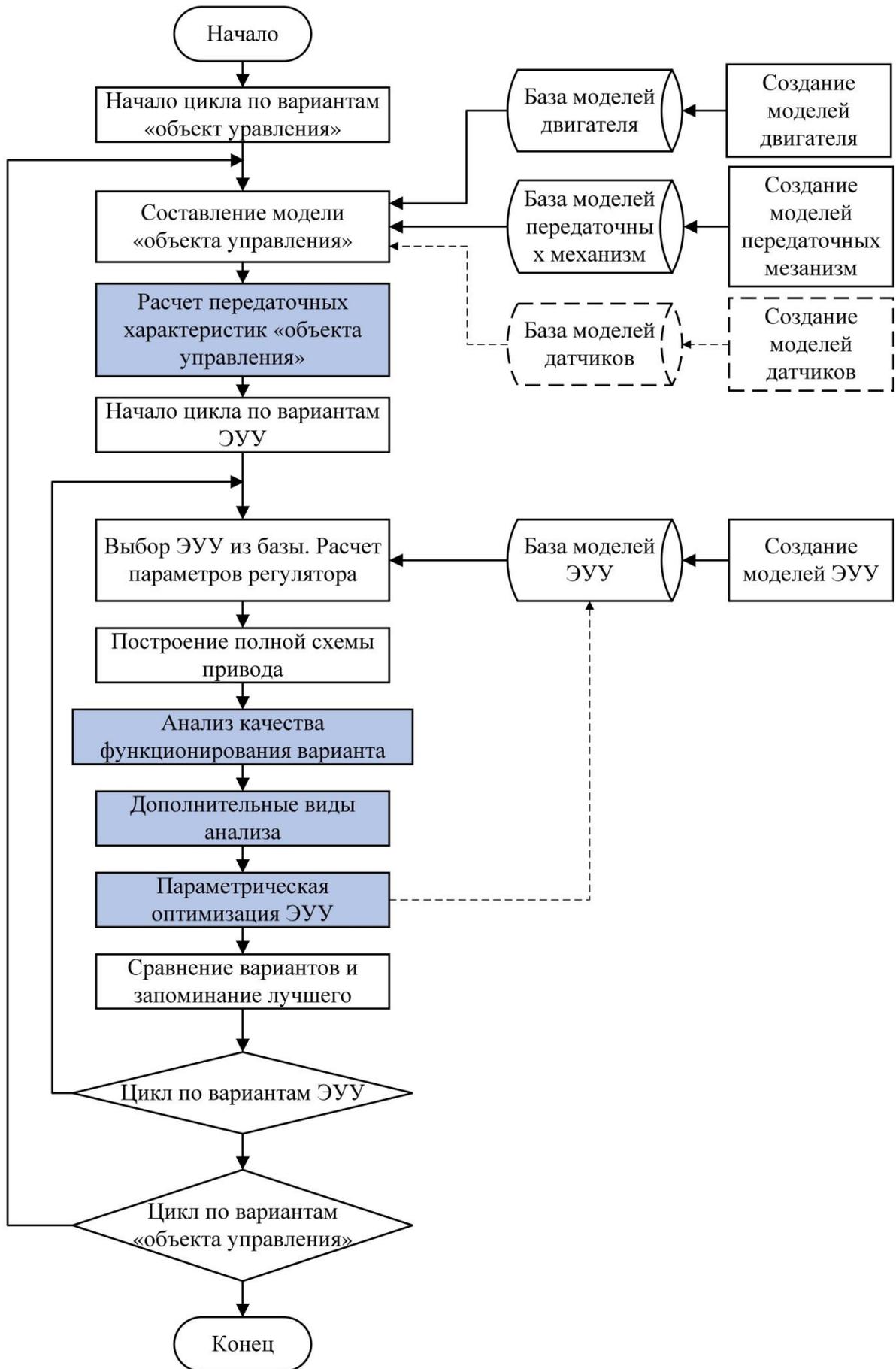


Рисунок 3.1

3.2 Предварительная стадия

Создается база типовых моделей электродвигателей, ранее использовавшихся или предполагающихся к использованию в электроприводах. Каждая модель представляет собой электрическую схему, созданную в редакторе электрических схем CAPTURE системы OrCAD. Методика составления моделей бесконтактных электродвигателей и результаты применения моделей описаны в [21]. Каждая модель может описывать либо одну конкретную модель двигателя, либо семейство двигателей (параметризованная модель). База моделей может пополняться новыми моделями в процессе работы.

Создается (и пополняется) база моделей звеньев передаточных механизмов. В [22] обсуждалась разработка электромеханических моделей отдельной ступени зубчатой передачи, а также способ построения многоступенчатых передач на их основе. Модели также представляют собой фрагменты электрических схем в формате OrCAD. Инерционные свойства элементов конструкции передач моделируются реактивными электрорадиоэлементами (конденсаторами), упругие свойства – индуктивностями, уравнения механики и уравнения деформации твердых тел имитируются фрагментами электрической схемы с резисторами, конденсаторами, катушками индуктивности, а также, в необходимых случаях, абстрактными математическими блоками (сумматор, интегратор, вычислитель тригонометрической функции и т.д.), имеющимися в стандартных библиотеках OrCAD.

Создается база типовых схем ЭУУ. Первоначально база схем ЭУУ содержит несколько электрических схем, разработанных вручную и представляющих собой простые ЭУУ, состоящие из узла формирования сигнала ошибки слежения по углу (разностная схема), фазокорректирующие звенья, рассчитанные методами ТАУ, усилитель, а также узлы, предназначенные для формирования закона изменения токов обмоток бесконтактного двигателя (элементы схемы драйвера двигателя). Поскольку номиналы всех электрорадиоэлементов могут быть в произвольный момент изменены, каждая модель является по сути

параметризованной. Новые схемы ЭУУ могут добавляться в базу в любое время, этим обеспечивается накопление опыта проектирования ЭУУ.

При необходимости пополняется база моделей датчиков. Модели датчиков могут быть созданы или получены от изготовителей в формате Spice-моделей (как единственный эквивалентный электрорадиоэлемент), либо созданы в форме электромеханических аналогий подобно моделям двигателей и передаточных механизмов на основе анализа данных производителя.

3.3 Основная стадия. Алгоритм генерации структурных вариантов ЭУУ

На основании требований технического задания на привод составляются варианты структурной схемы «объекта управления». В каждый вариант схемы включают один из видов двигателя, необходимое количество звеньев передаточного механизма и датчиков.

Изменяемые параметры параметризованных моделей двигателя и датчиков заполняются на основе данных из паспорта двигателя. Параметры моделей передаточных механизмов заполняются по результатам механического расчета.

Для автоматизации определения ЛАЧХ и ЛФЧХ объекта управления к входу объекта управления (как правило, двигателя) необходимо подключить управляемый источник напряжения V_{cc} и выполнить моделирование в PSpice с использованием профиля моделирования «AC Sweep/Noise». Для получения импульсной переходной характеристики объекта управления к входу подключается источник импульсного напряжения V_{pulse} и проводится моделирование с использованием профиля моделирования «Transient/Time Domain».

Из база моделей ЭУУ выбирается очередной вариант ЭУУ.

Для каждого сочетания варианта ЭУУ и объекта управления рассчитываются параметры регулятора соответствующими его схеме методами (методами ТАУ, методом Зиглера, методом CHR и т.д.). В настоящее время этот шаг не автоматизирован, однако все рассмотренные выше методы в

вычислительном плане просты и могут быть выполнены без затруднений даже вручную.

Схема «объекта управления» объединяется со схемой варианта ЭУУ прямыми и обратными связями, образуя схему модели полной следящей системы для моделирования. Первый из построенных вариантов привода принимается в качестве начального опорного варианта для дальнейшего отбора наилучшего варианта.

3.4 Анализ функционирования

Анализ функционирования каждого варианта привода с ЭУУ автоматизируется моделирующей подсистемой OrCAD-PSpice. Моделирование можно выполнять либо при подаче на вход тестового воздействия, соответствующего, например, предусмотренной в техническом задании программой испытаний, либо входного сигнала, имитирующего реальную работу разрабатываемого привода. Для построения модели задатчика закона движения можно использовать соединение одного или нескольких библиотечных источников различных видов сигналов (гармонических, импульсных) в сочетании с преобразовательными электрическими схемами, либо специальный библиотечный источник сложного сигнала в сочетании с программным модулем StimulusEditor, который дает возможность сформировать модель требуемого сигнала в табличном виде или в форме графика. По результатам моделирования фиксируются такие показатели функционирования, как зависимость ошибки слежения на протяжении времени моделирования, максимальная по модулю величина ошибки слежения, СКО ошибки слежения. Кроме того, поскольку PSpice в процессе моделирования позволяет регистрировать токи, напряжения и мощности в любых участках эквивалентной электрической схемы, имеется возможность выполнить анализ многих других параметров привода, например, зависимости от времени моментов в осях передаточных механизмов, величины сил в элементах зубчатого зацепления, деформации кручения в осях и дисках зубчатых колес, токов и напряжений в каждой обмотке электродвигателя и

многое другое. Важным следствием является возможность анализировать мгновенные и средние мощности, потребляемые, передаваемые и рассеиваемые каждым звеном привода: как электрической мощности, преобразуемой и рассеиваемой ЭУУ и двигателем, так и механической мощности, преобразуемой и рассеиваемой двигателем, передаточными механизмами и нагрузкой.

3.5 Оптимизация ЭУУ

В состав пакета программ PSpice включена мощная подсистема автоматизации параметрической оптимизации электронных узлов [24]. PSpice позволяет в автоматическом режиме выполнять многофакторную оптимизацию, используя модифицированный вариант наискорейшего спуска, оптимизированный для решения задачи оптимизации на системах дифференциальных уравнений, характерных для электронных устройств. Оптимизация может производиться по целевым функциям, заданным одной или несколькими алгебраическими функциями от величин, которые могут быть получены как результат моделирования. Ограничения также задаются в виде набора алгебраических зависимостей, аргументами которых могут выступать как параметры элементов схемы, так и результаты моделирования. Возможности задания функций для критерия оптимизации и для ограничений достаточно развиты, чтобы было возможно задавать не только скалярные значения, но, например, и длительность части переходного апериодического или колебательного процесса, когда ошибка слежения превосходит некоторую пороговую величину (допуск). Методика использования комплексного показателя качества подробно рассмотрена в работе [42].

В результате выполнения параметрической оптимизации ЭУУ получается вариант схемы ЭУУ с уточненными номиналами электрорадиоэлементов. Улучшенные варианты ЭУУ могут быть сохранены в базу моделей ЭУУ для последующего использования.

3.6 Выбор варианта структуры электронных узлов управления электроприводом

Выполняется сравнение показателей функционирования полученного варианта привода с показателями функционирования опорного варианта. Если текущий вариант превосходит по показателям качества опорный, то он принимается в качестве нового опорного варианта.

Цикл перебора вариантов и оптимизации ЭУУ повторяется с шага 9 до исчерпания доступных вариантов.

Если имеются иные допустимые варианты сочетания типа двигателя и варианта передаточного механизма, процедура повторяется с шага 5.

Схема отобранного в результате перебора опорного варианта является основанием для формирования технического задания на конструирование ЭУУ.

Непосредственно описанная методика в наибольшей степени подходит для системного проектирования аналоговых ЭУУ. Однако имеется возможность автоматизировать также часть задач проектирования и цифровых ЭУУ. Моделирующая подсистема OrCAD-PSpice имеет возможность выполнять моделирование аналоговых, цифровых и смешанных устройств, заданных как принципиальными схемами, так и описанных с применением языков Verilog или VHDL. Для цифровых устройств будет недоступен этап параметрической оптимизации, поскольку используемые в PSpice градиентные методы предполагают возможность плавного изменения каждого фактора оптимизации. Возможным выходом может быть либо оптимизация аналогового прототипа устройства управления с последующим синтезом на его основе цифрового ЭУУ [43], либо придется ограничиться выбором по результатам моделирования одного из заранее построенных вариантов цифрового ЭУУ.

3.7 Выводы по главе

В этой главе предложена методика системного автоматизированного проектирования электронных узлов управления электроприводом, которая позволяет:

- использовать в качестве средства моделирования всех звеньев известные программные продукты моделирования электронных устройств, например OrCAD-PSpice;

- автоматизировать получение передаточных характеристик всех звеньев следящей системы как во временной, так и в частотной области, используя встроенные возможности PSpice;

- автоматизировать получение набора функциональных характеристик привода в целом и всех промежуточных звеньев за счет возможности объединения однородных по виду моделей звеньев в единые модели электропривода и использования единого средства моделирования;

- использовать подсистему параметрической оптимизации пакета программы PSpice для автоматизации улучшения характеристик звеньев, синтезированных известными формальными методами, с целью получения более высоких точностных характеристик привода, быстродействия привода, энергоэффективности;

- выполнять непосредственное моделирование приводов и электронных устройств, содержащих нелинейные и параметрические звенья, а, следовательно, устройств управления с изменяемыми в процессе работы параметрами, а также осуществлять их параметрическую оптимизацию;

- использовать для построения моделей как электронных устройств управления, так и других звеньев привода богатый набор библиотек электронных компонентов, имеющихся в стандартном комплекте OrCAD.

ГЛАВА 4 ПРАКТИЧЕСКОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ МОДЕЛЕЙ И АЛГОРИТМОВ

4.1 Разработка модели бесконтактного двигателя ЗДБМ-50-0,16-4-3

В этом разделе демонстрируется применение методики моделирования бесконтактных электродвигателей для разработки электромеханической модели электродвигателя ЗДБМ-50-0,16-4-3, выпускаемого серийно ОАО «Машиноаппарат».

В качестве исходных данных для разработки модели использованы технические данные на двигатель, предоставляемые производителем [44].

Таблица 4 – технические данные электродвигателя ЗДБМ-50-0,16-4-3

| | |
|---|-------------------------|
| Условное обозначение двигателя | 3 ДБМ 50 - 0,16 - 4 - 3 |
| Наружный диаметр статора D | 50 |
| Внутренний диаметр ротора d | 12 |
| Осевая длина, L не более | 66 |
| Число пар полюсов | 4 |
| Число фаз | 3 |
| Номинальное напряжение питания, В | 27 |
| Частота вращения при идеальном холостом ходе, об/мин | 4200-5200 |
| Пусковой момент, Н•м, не менее | 1,6 |
| Сопротивление секции фазы (фазы) постоянному току при температуре 20°C, Ом | 0,49-0,60 |
| Электромагнитная постоянная времени фазы, мс, не более | 0,42 |
| Приведенные к фазе коэффициенты: момента C_m , Н•м/А; ЭДС C_E , В•с/рад | 0,034-0,041 |
| Момент инерции ротора, кг•м ² | $2 \cdot 10^{-5}$ |
| Момент сопротивления при обесточенных обмотках, Н•м не более | 0,016 |
| Предельно допустимая амплитуда тока в фазе обмотки статора, А | 15,5 |
| Термическое сопротивление статора, °С/Вт | 0,9-1,1 |
| Масса, кг, не более | 0,40 |
| Электромеханическая постоянная времени (усредненная), мс | 5,5 |
| Материал магнитов | Неодим-Железо-Бор |

Ряд параметров двигателя представлен константами, которые в модели имитируются источниками постоянного напряжения, номиналы которых численно равны значениям констант. На рисунке 4.1 представлен фрагмент листа эквивалентной электрической схемы бесконтактного электродвигателя. В левой части рисунка представлены константы, численно равные углам поворота (в радианах) векторов на 0° , $+120^\circ$ и -120° (для трехфазных двигателей), 90° (для двухфазных двигателей). Также заданы константы для масштабного преобразования значений углов из градусов в радианы и из радианов в градусы, которые используются для удобства отображения результатов моделирования. В блоке констант мотора значения устанавливаются на основании таблицы технических данных двигателя, а именно:

- напряжение N_{pol} численно равно количеству пар полюсов двигателя;
- напряжение C_m численно равно приведенному к фазе коэффициенту момента двигателя;
- напряжения I_{max} и U_{max} численно равны допустимым току и напряжению обмоток двигателя.

БЛОК КОНСТАНТ

| | |
|------------------------------------|-----------|
| -2,0943951023931954923084289221863 | $-120gr$ |
| 0 | $0gr$ |
| 2,0943951023931954923084289221863 | $120gr$ |
| 1,5707963267948966192313216916398 | $90gr$ |
| 0,01745329251994329576923690768489 | $PI\ 180$ |
| 57,295779513082320876798154814105 | $180\ PI$ |

БЛОК КОНСТАНТ МОТОРА

Тип мотора - ЗДЕМ50-0,16-4-3

Кол-во пар полюсов

4 N_{pol}

Задать номиналами на схеме:

К-т момента=к-т ЭДС

0.037 C_m
(Н*м)/А, В/(рад/с)

Сопротивление обмоток

Индуктивность обмоток

Мак.ток обмоток, А

Момент инерции ротора

15,5 I_{max}

Макс.напряжение обмоток, В

27 U_{max}

Рисунок 4.1 – Блок констант модели привода

Двигатель имеет 3 фазных обмотки, каждая обмотка состоит из двух полуобмоток, которые могут быть соединены параллельно либо последовательно. Типовым включение двигателя является последовательное соединение обмоток, именно для этого случая приводятся характеристики двигателя. Для упрощения

модели каждая обмотка представлена одним резистором и одной катушки индуктивности с номиналами, соответствующими последовательному соединению полуобмоток. Поскольку в паспортных данных не приводятся сведения о значении индуктивности обмоток (а также сведений о величине взаимоиנדукции между полуобмотками), номиналы L3, L4 и L5 были получены экспериментальным измерением. Модель цепей с включенными обмотками представлена на рисунке 4.2.

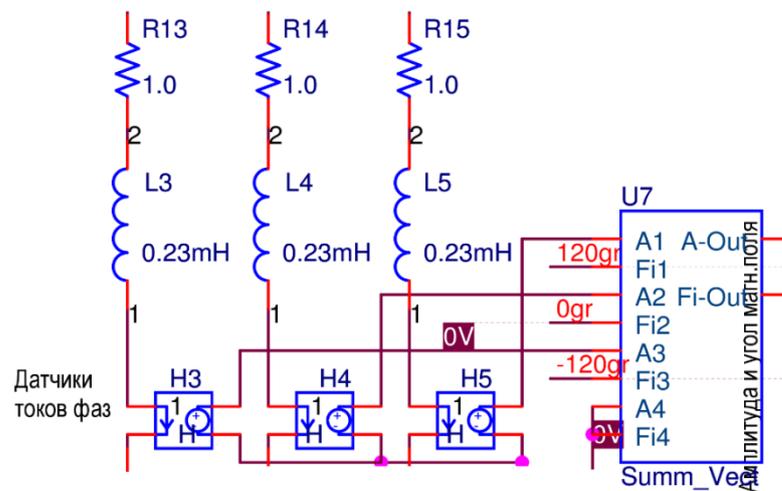


Рисунок 4.2 — Формирование вектора условного суммарного тока обмоток

Двигатель имеет три равномерно распределенные в пределах 360° фазы. Условно считаем, что 1, 2 и 3 фазы расположены под углами 120° , 0° и минус 120° (или 240° , что одно и то же). Константы, соответствующие этим углам, подаются на входы Fi1, Fi2 и Fi3 абстрактного блока U7 «Summ_Vect». Поскольку 4-я фаза в двигателе отсутствует, на входы 4-го канала блока U7 поданы нулевые значения.

Приведенный к фазе коэффициент момента используется при формировании тока на входе блока G15 напряжения, соответствующего величине крутящего момента (рисунок 4.3). Это обеспечивает умножитель MULT8, перемножая произведение модуля векторной (пространственной) суммы токов обмоток на коэффициент C_m на синус угла между направлением векторной суммы токов обмоток и вектором магнитного поля ротора.

Емкость конденсатора C11 численно равна моменту инерции выходной механической цепи двигателя и включает в себя момент инерции ротора двигателя, значение которого приведено в технических данных двигателя и равно $2 \cdot 10^{-5} \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, а также момент инерции вала двигателя, ротора таходатчика, внутренних колец подшипников, которые в рассматриваемом примере составляют вместе $5 \cdot 10^{-5} \text{ кг}\cdot\text{м}^2$

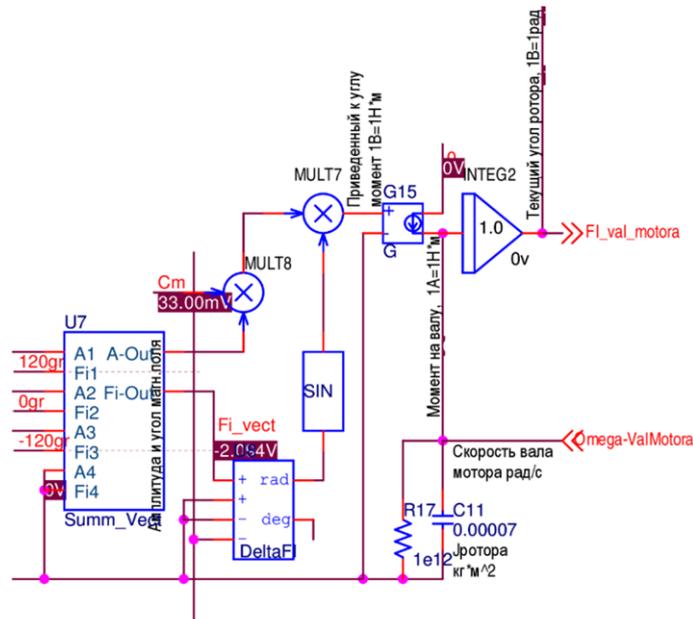


Рисунок 4.3 — Формирование крутящего момента на валу мотора

На рисунке 4.4 показано присоединение нагрузки к выходному валу двигателя без редуктора. Момент инерции нагрузки в этом случае имитируется емкостью конденсатора C15, а коэффициент вязкого трения моделируется проводимостью резистора R22. Кроме того, на рисунке показан способ задать возмущения, действующих на нагрузку (на рисунке 1.1 соответствует $f_1(t)$). Дополнительный сторонний момент, действующий на нагрузку, моделируется дополнительным током в цепи конденсатора C15 и в данном примере формируется генератором импульсов тока, образованного соединением источника импульсного напряжения V7 и генератора тока, управляемого напряжением G21.

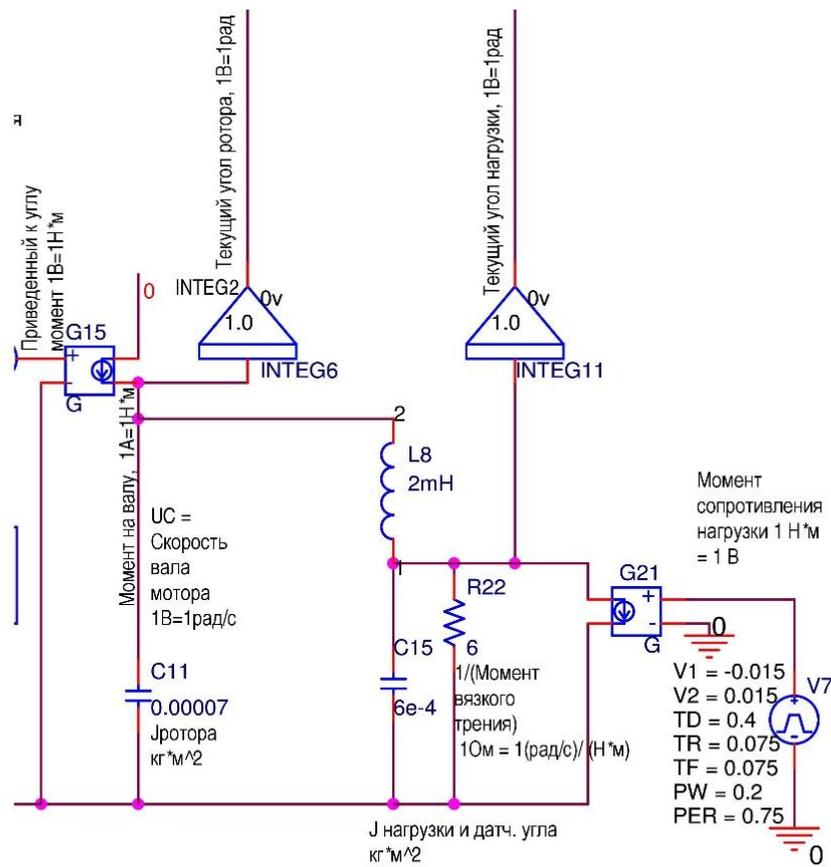


Рисунок 4.4 — Моделирование явлений в механической цепи.

На рисунке 4.5 показано использование констант раскладки векторов по углам и приведенного к фазе коэффициента момента (в данном случае применяемого в качестве коэффициента момента двигателя, который для бесконтактных двигателей всегда численно равен C_m). Поскольку коэффициент момента является коэффициентом пропорциональности между амплитудой ЭДС индукции в каждой обмотке и частотой вращения ротора двигателя, а не частотой смены фаз, на умножители MULT9, MULT10, MULT11 подается напряжение, в число полюсов раз меньшее, чем C_m . OrCAD позволяет задавать коэффициента усиления не только как константные значения, но и в форме выражений, зависящих от численных значений параметров элементов, имеющих в схеме, поэтому задание коэффициента усиления усилителя GAIN4 в форме « $1/V(Npol)$ » автоматически устанавливает нужное значение, используя величины, заданные в Блоку констант.

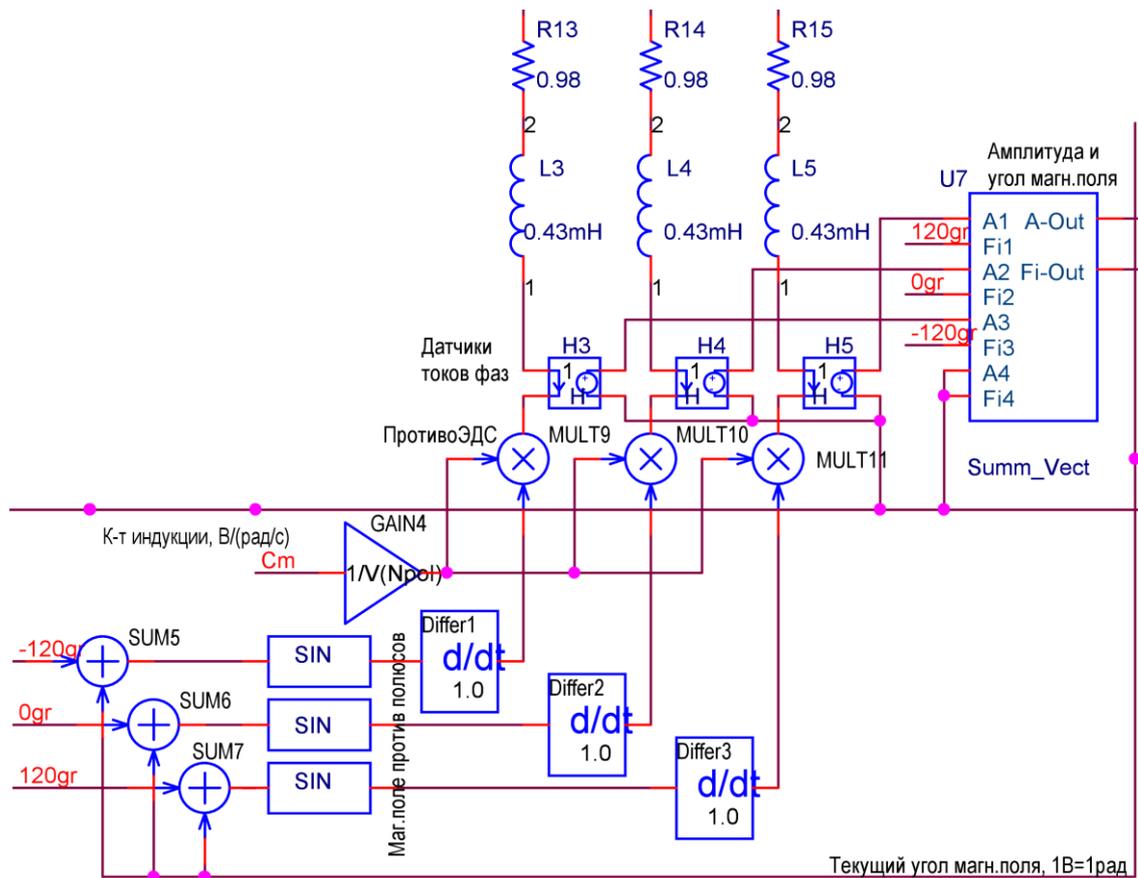


Рисунок 4.5 — ЭДС индукции.

Таким образом, мы получили общую электрическую схему электродвигателя (Приложение А).

4.2 Разработка модели ЭУУ трехфазного бесконтактного двигателя

На рисунке 4.6 представлена эквивалентная схема одного из вариантов ЭУУ, содержащая модель регулятора и модель драйвера для управления трехфазным бесконтактным электродвигателем.

Функции регулятора выполняет часть схемы, расположенная в левой части рисунка и содержащая, для примера, разностную схему, формирующую сигнал ошибки слежения по углу, простейшее фазокорректирующее звено на резисторах R11, R12 и конденсаторе C9 и усилитель сигнала ошибки. Предполагается, что сигнал с внешнего задатчика подается в виде напряжения, пропорционального текущему желаемому угловому положению исполнительного органа с масштабом 1 В/радиан. В таком же масштабе подается сигнал обратной связи с датчика угла

выходного вала привода. В качестве начального приближения коэффициент передачи усилителя сигнала ошибки принят равным 5000, а постоянные времени фазокорректирующего звена равны $\tau_1=10$ мс, $\tau_2=0,66$ мс.

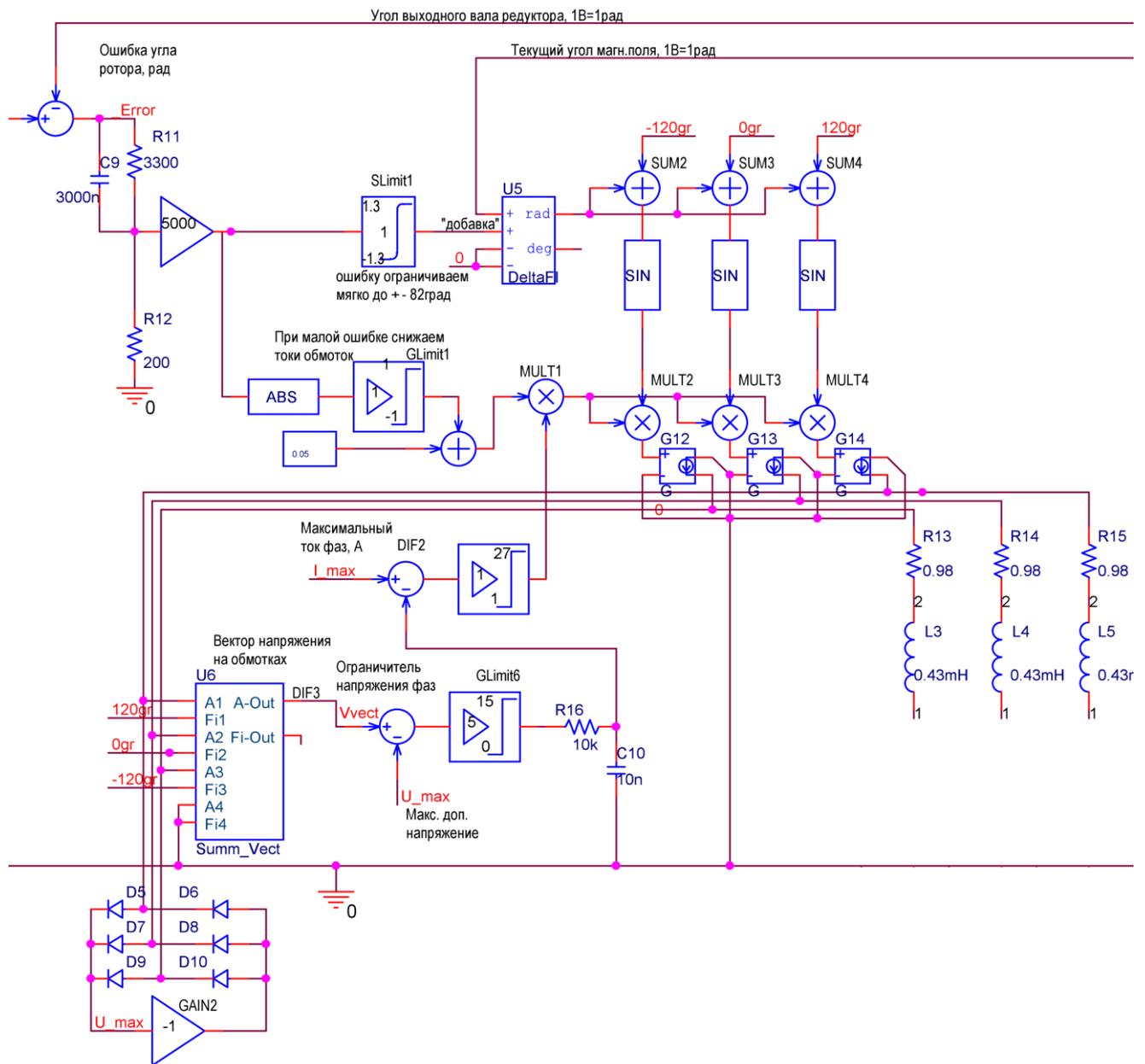


Рисунок 4.6

Как уже было показано в работе [27], для правильного управления бесконтактным двигателем в устройстве управления либо в драйвере необходимо ограничивать усиленный сигнал ошибки до значения, меньшего по модулю 90° . В рассматриваемой модели ограничение выполняется библиотечным блоком *SLimit1*, который мягко ограничивает сигнал до величины $\pm 1,3$ радиана, что соответствует $\pm 75^\circ$. Уровень ограничения выбран строго меньше 90° , поскольку

для бесконтактного двигателя характерно формирование величины крутящего момента, пропорционального синусу разности угла между вектором магнитного поля и углом ротора (с учетом количества пар полюсов в двигателе), и при переходе углом значения 90° прекращается рост крутящего момента и начинается спад, то есть меняется знак обратной связи.

Далее блоком U5 выполняется сложение усиленного и ограниченного сигнала ошибки со значением текущего углового положения ротора двигателя, получаемого от датчика угла двигателя. Этот сигнал будет определять направление и величину крутящего момента на роторе двигателя, стремящегося уменьшать ошибку слежения по углу, и соответствует желаемому угловому положению суммарного магнитного поля, которое формируется обмотками статора..

Сумматорами SUMM2, SUMM3 и SUMM4 и тремя блоками вычисления синуса выполняется вычисление пропорции разложения вектора желаемого направления магнитного поля на три вектора по числу фаз двигателя.

Блоки ABS, GLimit1 и сумматор обеспечивают зависимость напряжения на входе умножителя MULT1 от усиленного сигнала ошибки, показанную на рисунке 4.7. При показанных на рисунке 4.6 номиналах элементов и ошибке слежения по углу в пределах $\pm 0,03^\circ$ это напряжение линейно растет с увеличением абсолютной величины ошибки, при больших ошибках напряжение ограничивается на уровне 1 В. Этим обеспечивается уменьшение токов в обмотках двигателя при малых ошибках вплоть до величины 5% от максимального тока, а при больших ошибках изменение крутящего момента обеспечивается в основном за счет поворота вектора магнитного поля статора. Умножитель MULT1 совместно с умножителями MULT2, MULT3 и MULT4 и управляемыми источниками тока G12, G13 и G14 формирует токи для каждой из обмоток двигателя.

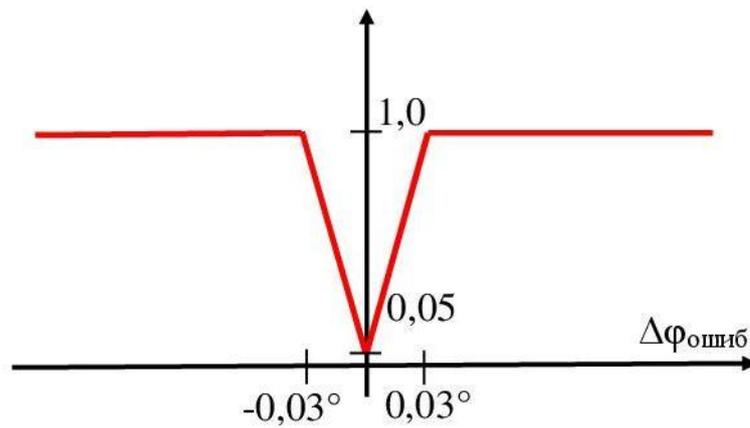


Рисунок 4.7 — Снижение тока в обмотках при малых ошибках.

В нижней левой части рисунка 4.6 расположены элементы схемы вспомогательного назначения. Диоды D5...D10 предназначены для защиты от выбросов напряжения на обмотках двигателя, обладающих индуктивностью, выше напряжения питания (U_{max}). Элементы U6, вычислитель DIF3, усилитель с ограничением GLmit6 обеспечивают защиту привода от превышения максимального напряжения на обмотках двигателя сверх заданного в технических данных двигателя путем снижения токов в обмотках двигателя.

4.3 Моделирование характеристик трехфазного бесконтактного электродвигателя ЗДБМ50-0,16-4-3

Проведение экспериментальной проверки работоспособности бесконтактного электродвигателя и определение частотных и переходных характеристик двигателя выполнялось по эквивалентной электрической схеме, содержащей модель двигателя с драйвером, но без регулятора.

Для исследования частотной амплитудной и фазовой характеристики в качестве источника входного воздействия используется библиотечный элемент VDC - источник переменного гармонического напряжения, частота которого управляется процессом моделирования. Полная схема эксперимента приведена на рисунке 4.8.

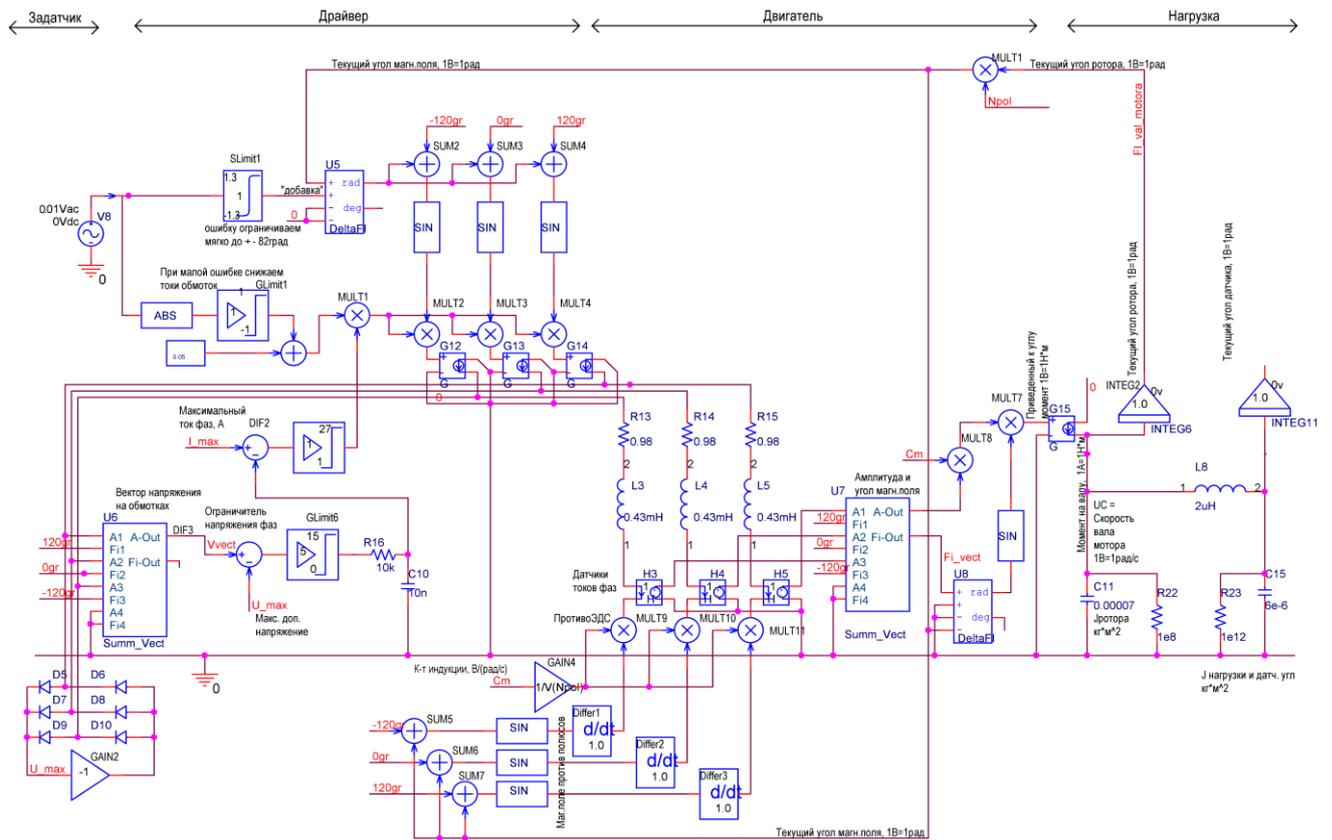


Рисунок 4.8 – Модель бесконтактного двигателя для исследования АЧХ и ФЧХ

В процессе моделирования частотной характеристики в качестве выходного сигнала выступает напряжение выхода интегратора INTEG11, соответствующее угловому положению нагрузки.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики электродвигателя, полученные моделированием, приведены на рисунке 4.9.

На частотной характеристике привода на частотах вблизи 470 Гц наблюдается механический резонанс, обусловленный конечной жесткостью вала между ротором мотора и нагрузкой, и инерционностью нагрузки.

Переходная характеристика получена подачей на вход задатчика импульса с минимальной длительностью фронта и длительностью, существенно превышающей периоды собственных переходных и колебательных процессов в приводе (вместо источника гармонического сигнала V8). Результат моделирования показан на рисунке 4.10.

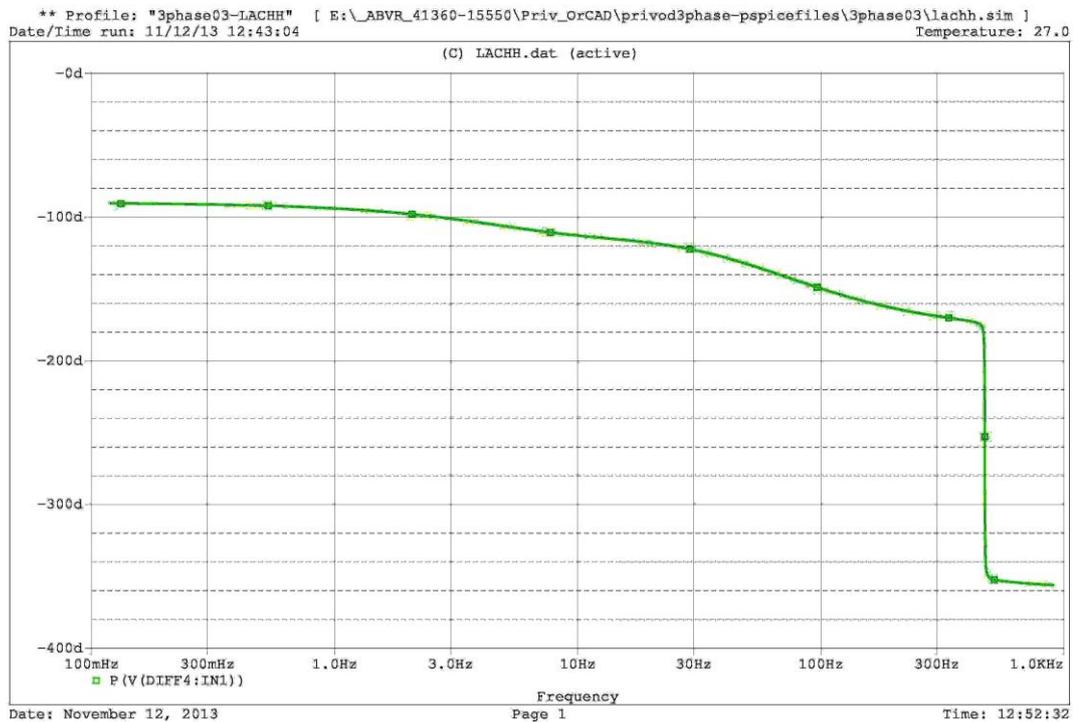
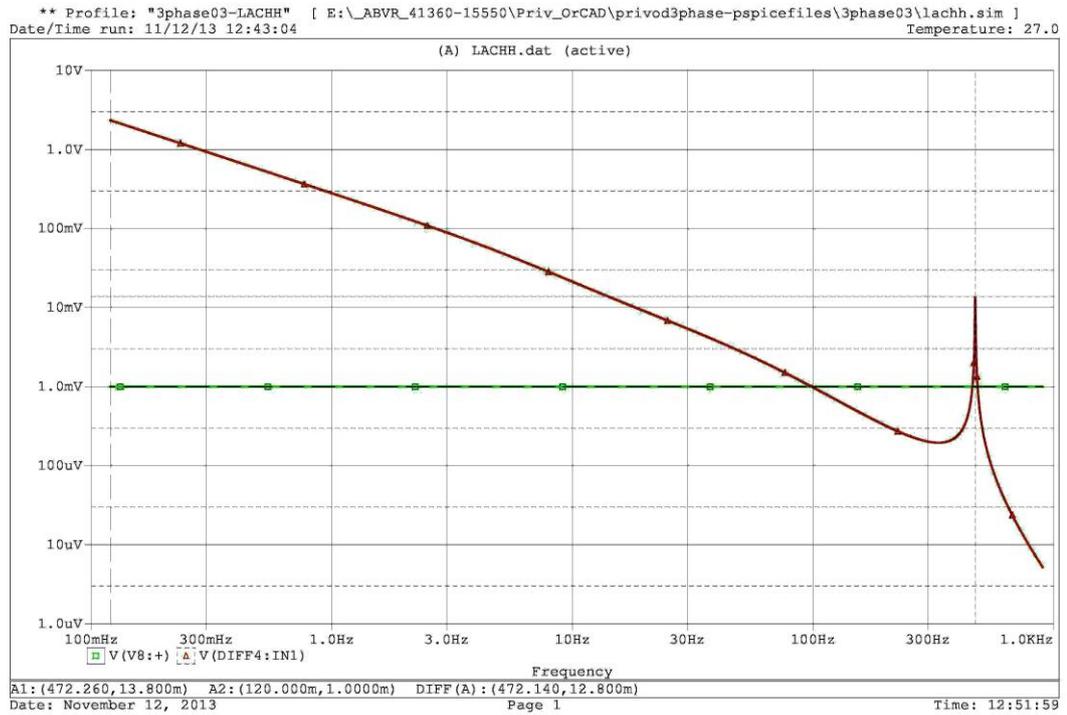


Рисунок 4.9 – АЧХ и ФЧХ двигателя

Переходная характеристика состоит из плавно меняющейся составляющей, на которую накладываются колебания с частотой, соответствующей механическому резонансу. Колебательная составляющая имеет малый размах и

медленно затухает. Рисунок 4.10 демонстрирует характерное поведение условно-устойчивой следящей системы в условиях, когда не принято никаких специальных мер для демпфирования возникающих колебаний. Длительность переходного процесса составляет около 20 мс.

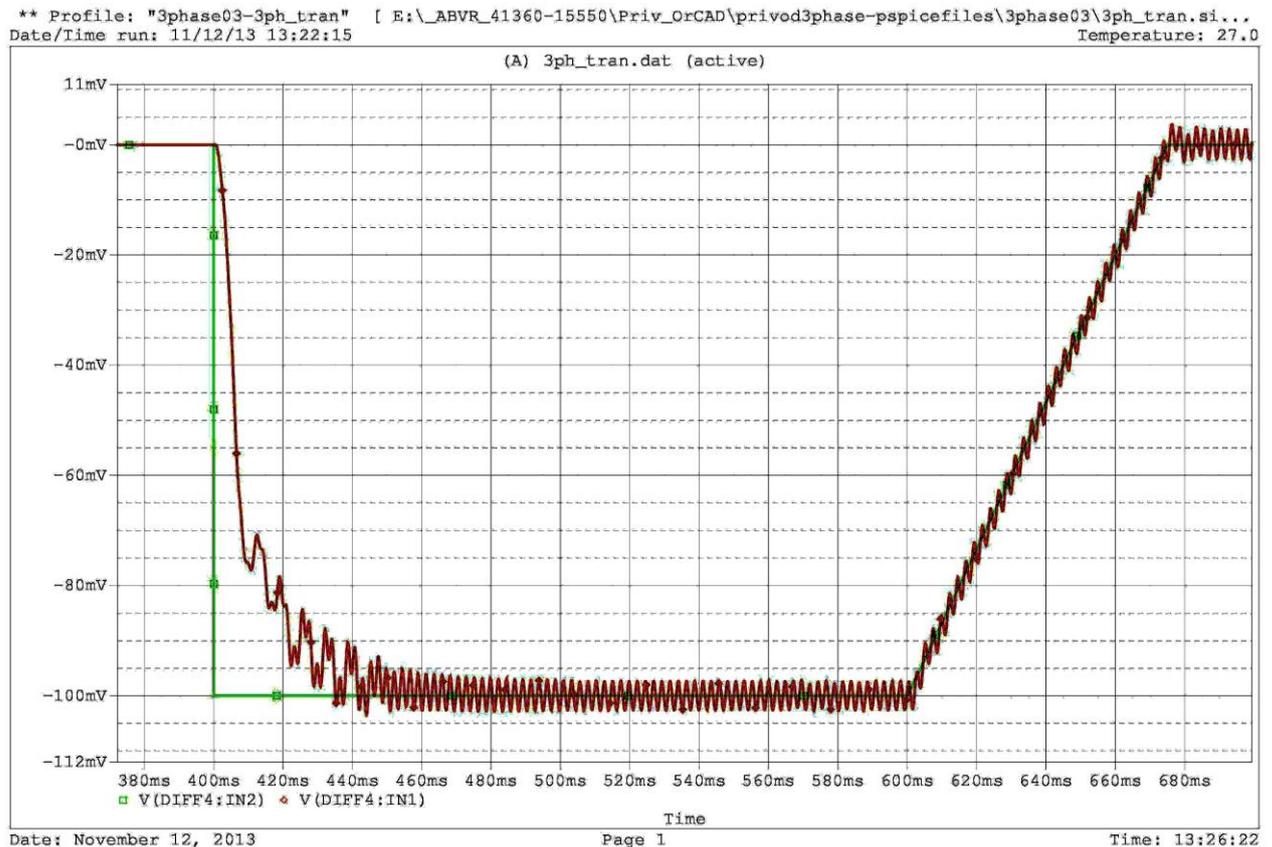


Рисунок 4.10 – Переходная характеристика двигателя

4.4 Разработка модели передаточного механизма

Построения модели и определения передаточной характеристики передаточного механизма было выполнено для зубчатой передачи со следующими характеристиками зубчатых колес (таблица 5):

Таблица 5

| | Колесо 1 | Колесо 2 |
|--|---|----------|
| Модуль m , мм | 1 | 1 |
| Число зубьев z | 40 | 185 |
| Толщина диска h , мм | 5 | 4 |
| Внутр. диаметр $d_{\text{внутр}}$, мм | 8 | 8 |
| Материал | Сталь $G = 9,615 \cdot 10^{10}$ [Н/м ²] | |

Для определения крутильной жесткости зубчатых колес мысленно прикладываем фиксированный момент $M=10$ Нм к диску 1 и диску 2 оцениваем угловые деформации и крутильную жесткость по формулам (2.14) и (2.15):

Таблица 6

| | Колесо 1 | Колесо 2 |
|-------------------------------------|----------------------|----------------------|
| Угол закручивания обода, [рад] | $3,31 \cdot 10^{-5}$ | $1,07 \cdot 10^{-5}$ |
| Крутильная жесткость Скр.обод, [Нм] | $3,021 \cdot 10^5$ | $9,346 \cdot 10^5$ |

Для определения жесткости кручения, обусловленной изгибом зубьев колес в зацеплении, приложим фиксированный момент $M=10$ Нм к каждому колесу и определим деформации по формулам (2.23)...(2.27):

Таблица 7

| | Колесо 1 | Колесо 2 |
|---|----------------------|---------------------|
| Угловое перемещение вершины зуба [рад] | $16,5 \cdot 10^{-5}$ | $4,5 \cdot 10^{-5}$ |
| Изгибная жесткость $S_{\text{изг}}$, [Н/м] | $140 \cdot 10^6$ | $110 \cdot 10^6$ |
| Деформация (перемещение вершины), [мкм] | 3,3 | 4,2 |

Альтернативный способ получения данных о жесткости – выполнить расчет деформированного состояния объемной модели передаточного механизма с помощью имеющего такую возможность пакета программ. Расчет деформации кручения, вызванной приложением к делительной окружности фиксированного

момента, с помощью подсистемы Simulation CAEP SolidWorks дает расчетные значения углов поворота под приложенной нагрузкой и крутильной жесткости для приведенного выше примера с расхождением менее 3,5%.

Моменты инерции колес и осей определены с помощью Solidworks (рисунок 4.11, таблица 8):

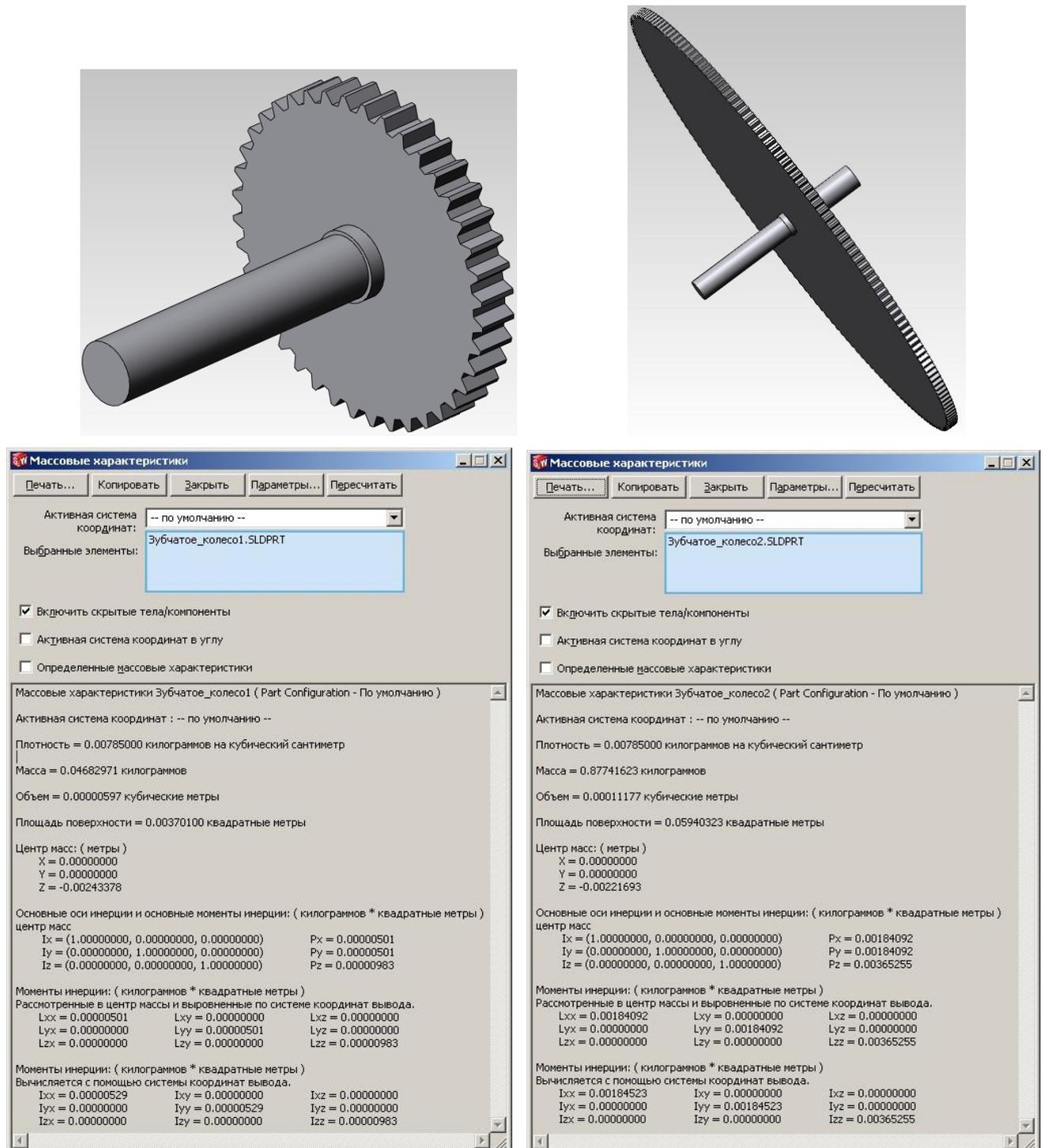


Рисунок 4.11 – Рсчет моментов инерции в Solidworks

Таблица 8

| | Обозначение | Момент инерции (I_{zz}), кг×м ² |
|------------|-------------|--|
| Колеса 1 | I_{zz1} | $9,8 \cdot 10^{-6}$ |
| Колеса 2 | I_{zz2} | 0,0036 |
| Ось1, Ось2 | I_{zz0} | $1,286 \cdot 10^{-7}$ |

Оценка собственных частот колебаний зубчатых колес дает значения:

$$\omega_{p1} = \sqrt{\frac{C_{кр.ось}}{I_{zz1}}} = \sqrt{\frac{440}{9,8 \cdot 10^{-6}}} = 6700 \text{ рад/с}$$

$$\omega_{p2} = \sqrt{\frac{C_{кр.ось}}{I_{zz2}}} = \sqrt{\frac{440}{0,0036}} = 349,6 \text{ рад/с}$$

$$f_1 = 1066 \text{ Гц}$$

$$f_2 = 55,6 \text{ Гц}$$

Подстановка полученных значений в модель, структура которой обоснована в подразделе 2.3, дает следующую эквивалентную электрическую схему зубчатой передачи (рисунок 4.12)

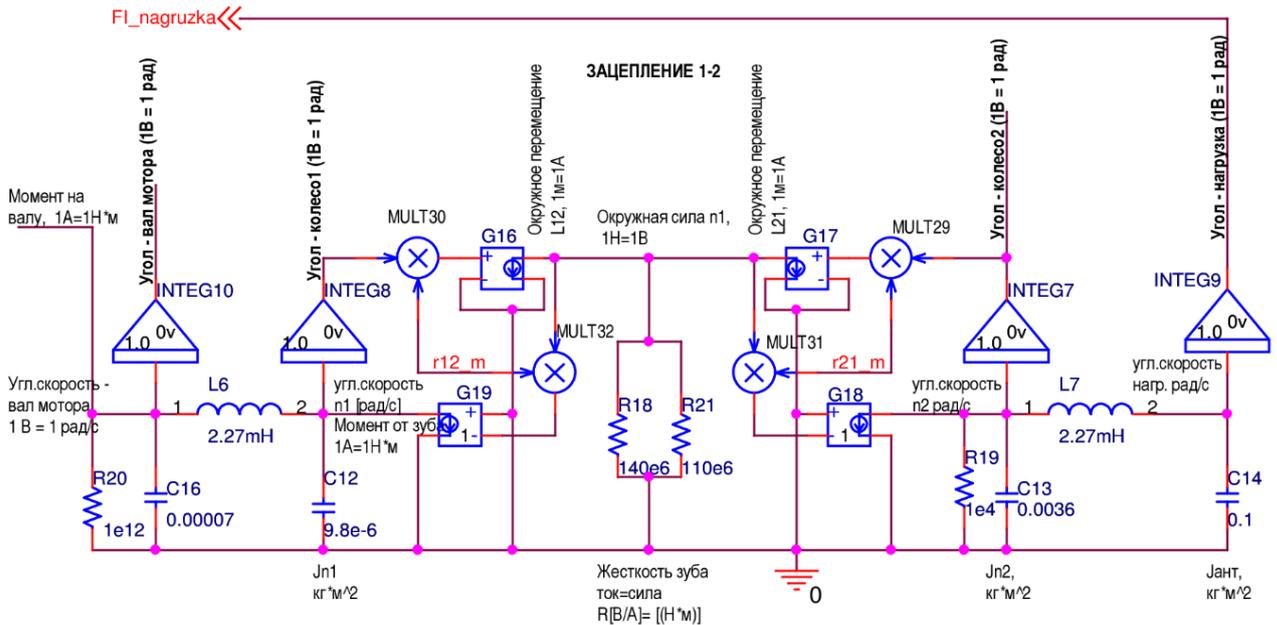


Рисунок 4.12 – Модель зубчатого передаточного механизма

4.5 Проверка работоспособности электромеханической модели передаточного механизма и определение частотных и переходных характеристик.

Для снятия частотной характеристики зубчатой передачи схема представлена на рисунке 4.13. На входе установлен генератор переменного напряжения с управляемым генератором тока, которые имитируют приложение ко входному валу передаточного механизма переменного крутящего момента с изменяющейся частотой. В качестве выходных сигналов регистрировались амплитуда углового перемещения выходного вала, амплитуда угловой скорости и амплитуда углового ускорения. Фазочастотная характеристика регистрировалась только для углового перемещения. Результаты анализа приведены на рисунках 4.14 и в более подробном частотном масштабе на рисунке 4.15.

На графиках АЧХ и ФЧХ передаточного механизма отчетливо видны три резонанса. Резонансы на частоте 55 Гц и около 500 Гц соответствуют механическим резонансам ведомого и ведущего колес с учетом жесткости валов, передающих вращение. На понижение резонансной частоты ведущего колеса оказало влияние его соединение с сопоставимым по величине эквивалентом

момента инерции ротора двигателя. Третий резонанс на частоте около 7 кГц обусловлен изгибными колебаниями зубьев в зацеплении.

Фазочастотная характеристика начинается со сдвига фазы 180°, поскольку ведомое и ведущее зубчатые колеса вращаются в противоположных направлениях.

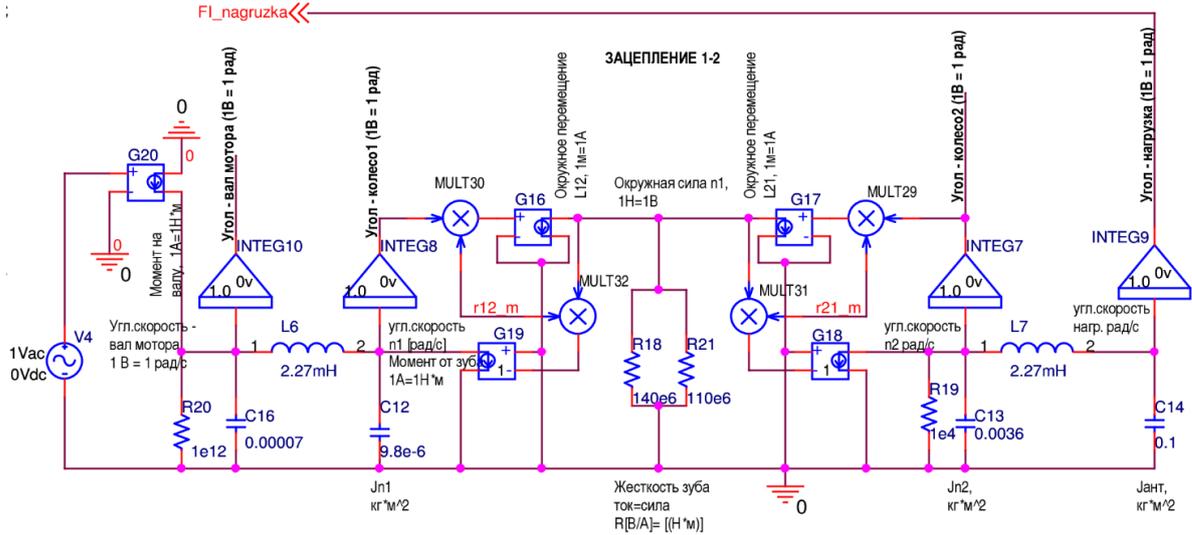


Рисунок 4.13 – Модель для снятия АЧХ передаточного механизма

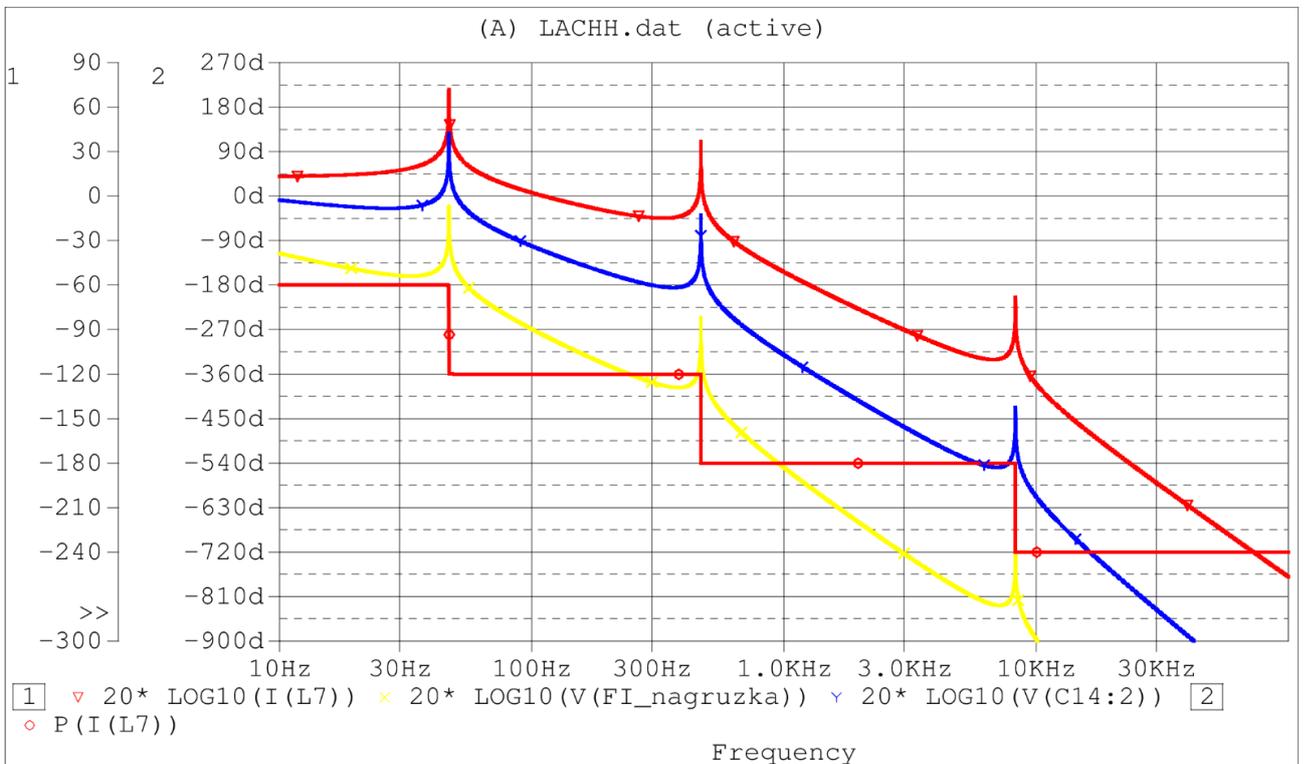


Рисунок 4.14 – ЛАЧХ и ЛФЧХ передаточного механизма

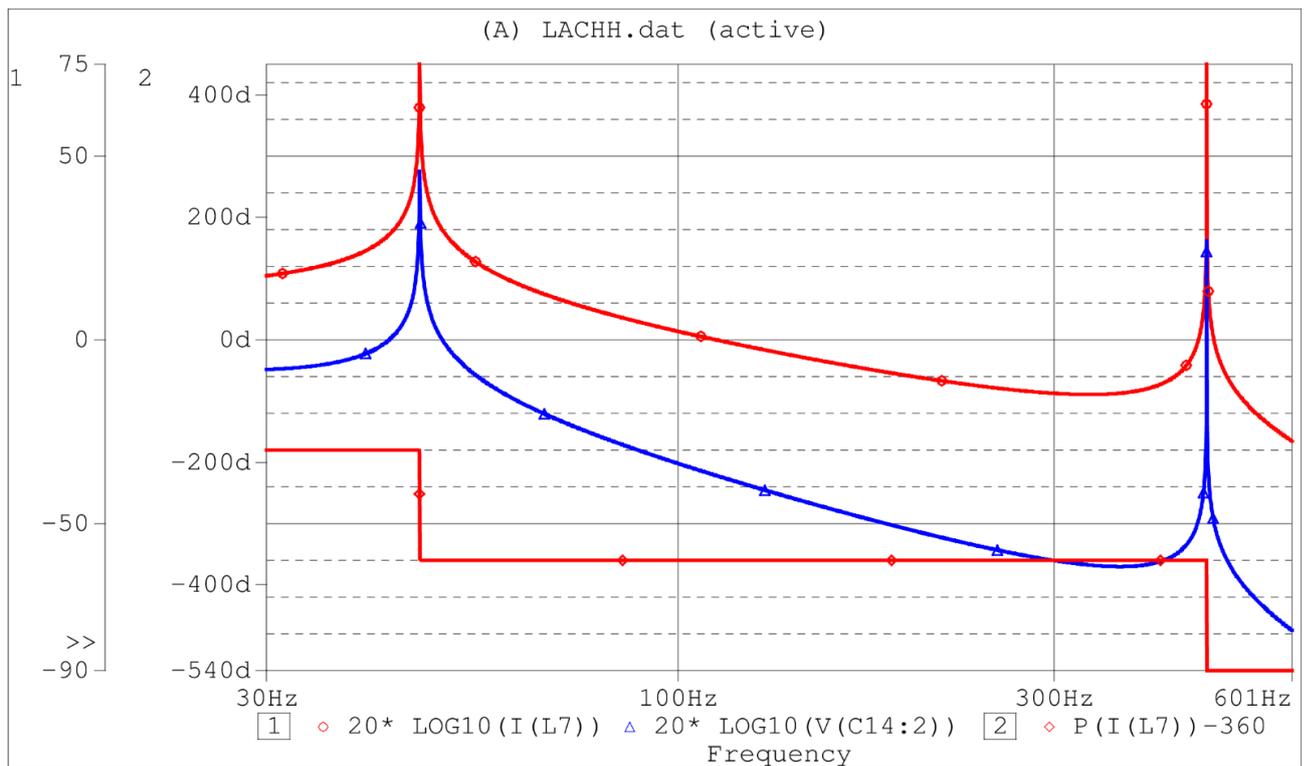


Рисунок 4.15 – ЛАЧХ и ЛФЧХ передаточного механизма (фрагмент)

4.6 Разработка модели электропривода

Электромеханическая модель привода антенны РТС УВД представляет собой объединение схемы регулятора ЭУУ, схемы двигателя с драйвером (и с вспомогательными цепями для защиты от перегрузочных режимов), модели передаточного механизма и модели нагрузки.

Для имитации сигнала внешнего задающего устройства ко входу регулятора подключаются генераторы синусоидального, импульсного напряжения.

В приложении Б приведена модель привода, соответствующая экспериментальному макету привода антенны. Номиналы элементов регулятора (сопротивление резисторов, емкость конденсаторов, коэффициент передачи усилителя ошибки) соответствуют первоначальным неоптимизированным значениям.

4.7 Экспериментальное исследование работоспособности модели электропривода и оптимизация параметров ЭУУ

Исследование модели экспериментального привода антенны было выполнено с целью проверки работоспособности модели в разных режимах, а также с целью оптимизации параметров узлов ЭУУ по комплексному показателю качества.

В качестве сигнала внешнего задающего устройства на вход ЭУУ привода подавался сигнал, соответствующий сканированию антенны, то есть состоящий из следующих фаз движения:

- разгон антенны из состояния покоя с постоянным угловым ускорением;
- вращение антенны с постоянной угловой скоростью в течение 0,2 с;
- торможение антенны с постоянным угловым ускорением и разгон с тем же ускорением в обратном направлении;
- обратное движение в обратном направлении с постоянной угловой скоростью в течение 0,2 с;
- торможение антенны с постоянным угловым ускорением до полной остановки.

На рисунке 4.16 представлен график движения нагрузки при номинальном значении момента инерции и коэффициента трения нагрузки. На графике видно, что движение происходит без срыва слежения на всей траектории. На рисунке 4.17 в увеличенном масштабе показан участок траектории, где видно, что имеется погрешность слежения, величина которой достигает 0,005 радиана, то есть около 0,25 градуса. Неоптимизированный привод проявляет колебательный характер ошибки слежения, при этом величина погрешности превышает требуемое значение, обоснованное во Введении.



Рисунок 4.16 – Движение антенны без срыва слежения

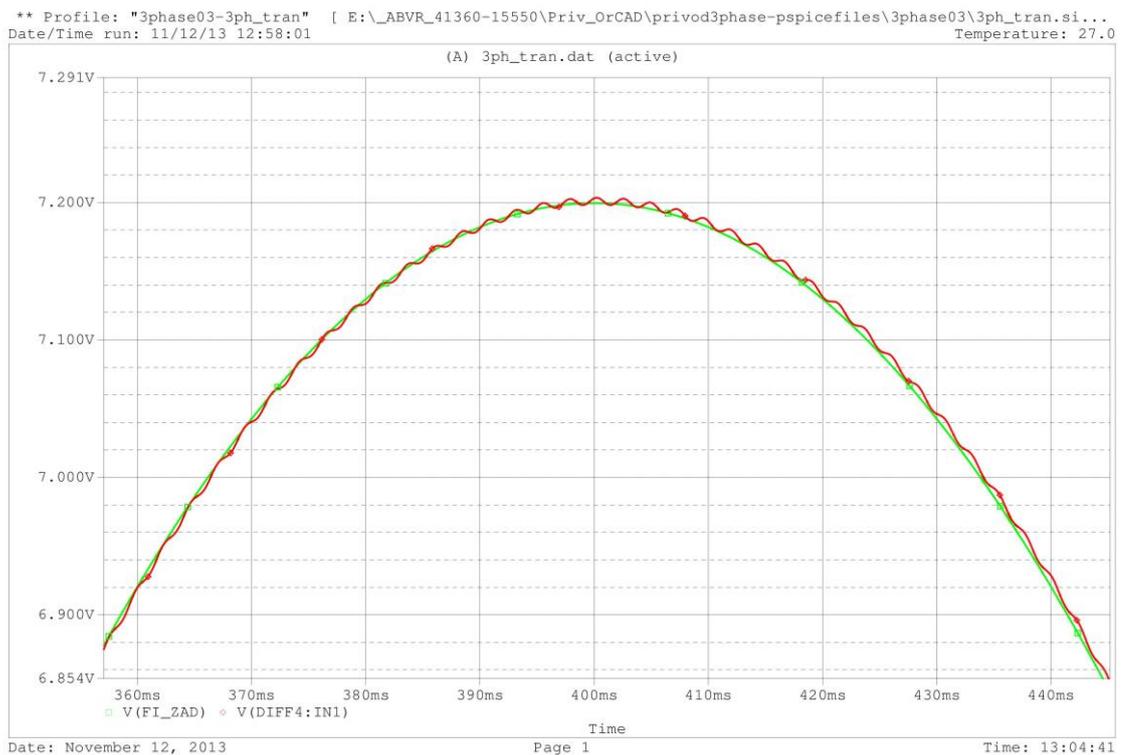


Рисунок 4.17 – Движение антенны (увеличено)

На рисунке 4.18 отображен результат эксперимента, в котором момент инерции нагрузки был увеличен в 1,5 раза по отношению к номинальному. На

графике видно, что движение антенны (синяя линия) отстает от траектории, заданной задающим устройством (зеленая линия) по причине нехватки крутящего момента, развиваемого двигателем (момент на выходе передаточного механизма – желтая линия). Ошибка слежения (красная линия) достигает 0,5 градуса.

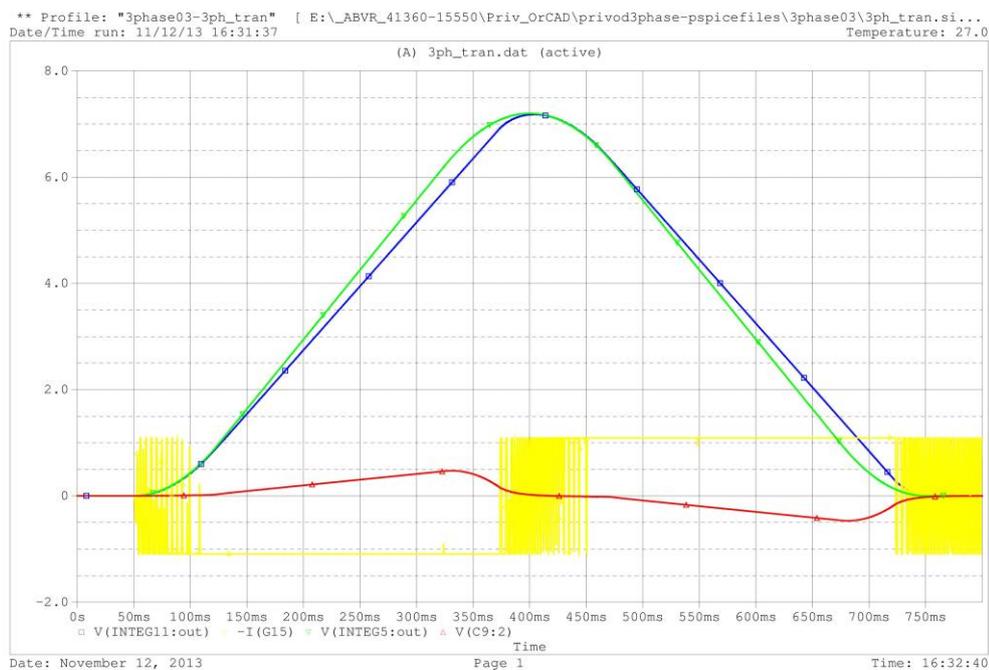


Рисунок 4.18 – Движение при увеличенном моменте инерции нагрузки (срыв слежения)

Рисунки 4.19 и 4.20 показывают зависимость токов и напряжений в обмотках двигателя от времени в режиме номинальной нагрузки без срыва слежения. В течение всего времени допустимые значения токов обмоток и напряжений на обмотках не превышаются.

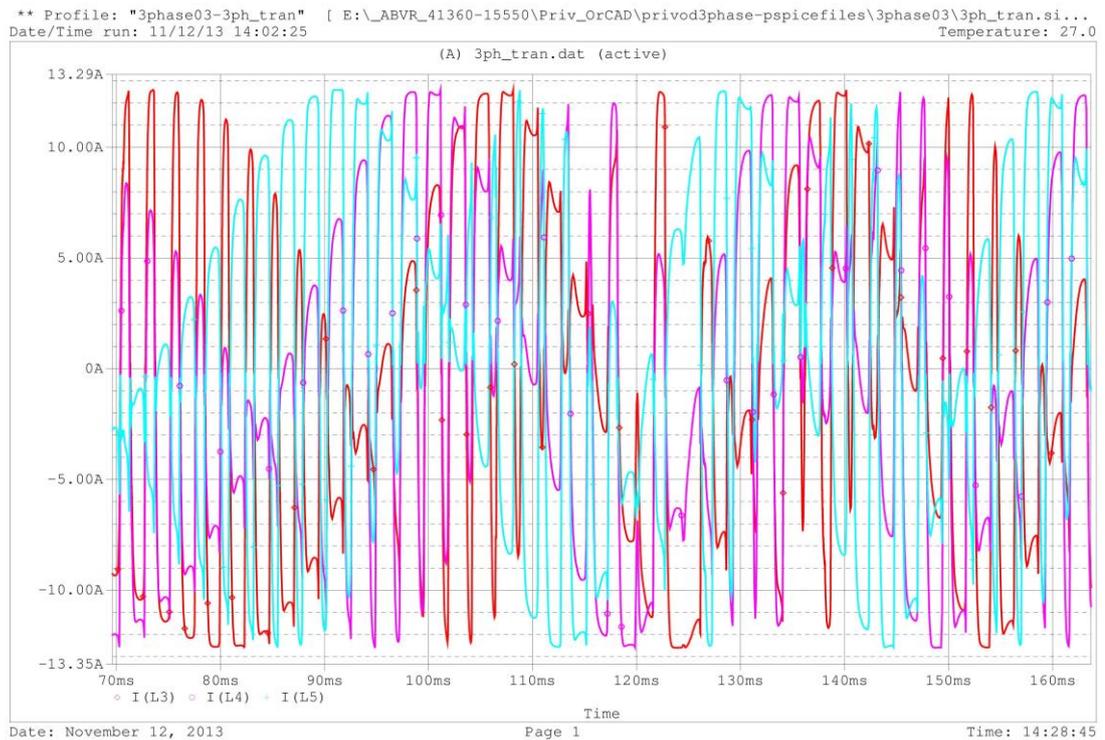


Рисунок 4.19 – Токи в обмотках двигателя при движении без срыва слежения

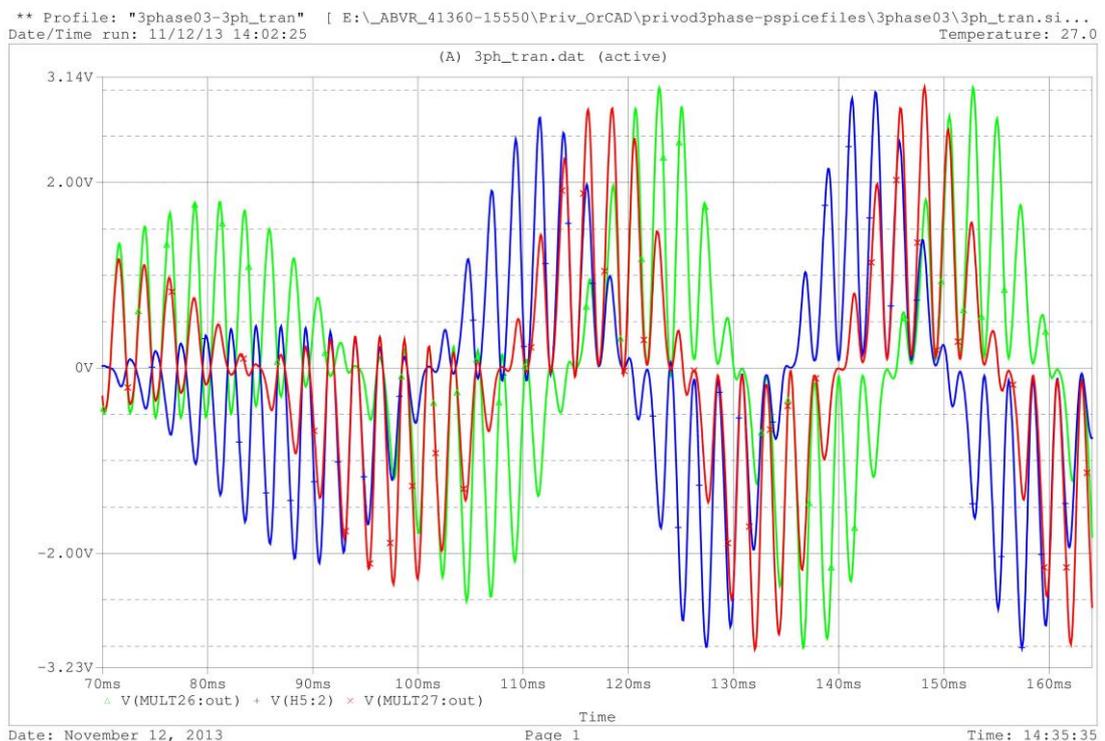


Рисунок 4.20 – Напряжения на обмотках двигателя при движении без срыва слежения

Далее предпринята попытка выполнить оптимизацию параметров звеньев ЭУУ привода антенны средствами подсистемы PSpice Advance Optimizer, а именно нахождение наилучших значений номиналов сопротивлений резисторов и емкости конденсатора фазокорректирующего звена ЭУУ и коэффициента усиления сигнала ошибки. Оптимизацию предполагалось проводить для режима, когда антенной выполняются резкие повороты на 0,5 градуса в каждую сторону с периодичностью 0,35 с. В качестве критерия оптимизации задан комплексный показатель качества, в качестве которого использована взвешенная сумма СКО погрешности слежения и длительности переходных процессов во время скачков. Признаком завершения переходного процесса считается уменьшение погрешности слежения после скачка управляющего воздействия до величины не более 0,001 радиан (около 4 угловых минут).

Если для определения СКО любого сигнала схемы, в том числе и сигнала ошибки с выхода разностного узла регулятора ЭУУ (сигнал «Error») можно использовать встроенную математическую функцию, имеющуюся в PSpice, то для формирования сигнала, пропорционального длительности переходного процесса потребовалась разработка дополнительного фрагмента схемы, представленного на рисунке 4.21. Напряжение абсолютной величины ошибки за вычетом порогового уровня ошибки, соответствующего завершению переходного процесса, подается на узел, выполняющий функцию компаратора. На выходе компаратора напряжение равно 1 В, когда ошибка слежения превышает пороговый уровень, и равно нулю в остальное время. На выходе интегратора формируется напряжение, пропорциональное длительности времени, когда ошибка больше порогового уровня, а учитывая, что интегрируется единичное значение напряжения, примерно соответствует длительности переходного процесса, если временной интервал моделирования в ходе оптимизации охватывает не более одного переходного процесса.

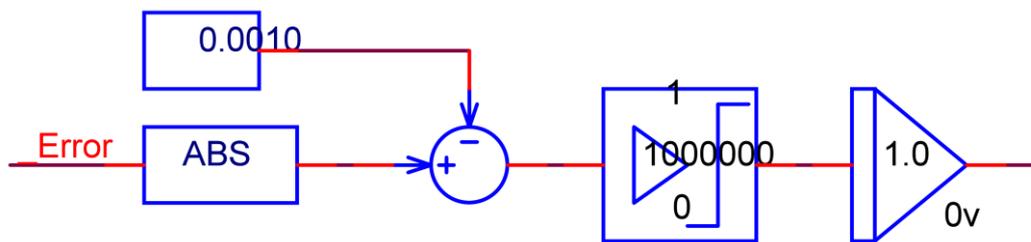


Рисунок 4.21 – Схема формирования сигнала, пропорционального длительности переходного процесса

В результате проведенной оптимизации получены следующие номиналы элементов ЭУУ привода антенн (позиционные обозначения соответствуют рисунку 4.6) изменены следующим образом:

| Наименование параметра | Значение до оптимизации | Значение после оптимизации |
|------------------------|-------------------------|----------------------------|
| C9 | 3000 нФ | 1725 нФ |
| R11 | 3300 Ом | 4800 Ом |
| R12 | 200 Ом | 200 Ом |
| Коэффициент усиления | 5000 | 2750 |

Длительность переходного процесса привода с оптимизированным ЭУУ составляет 30 мс (рисунок 4.22). Колебательная составляющая ошибки слежения с периодом около 2 мс значительно уменьшилась, а полный размах погрешности слежения имеет величину около 0,002 радиана, то есть около 7 угловых минут. Параметры привода антенны соответствуют требуемым.

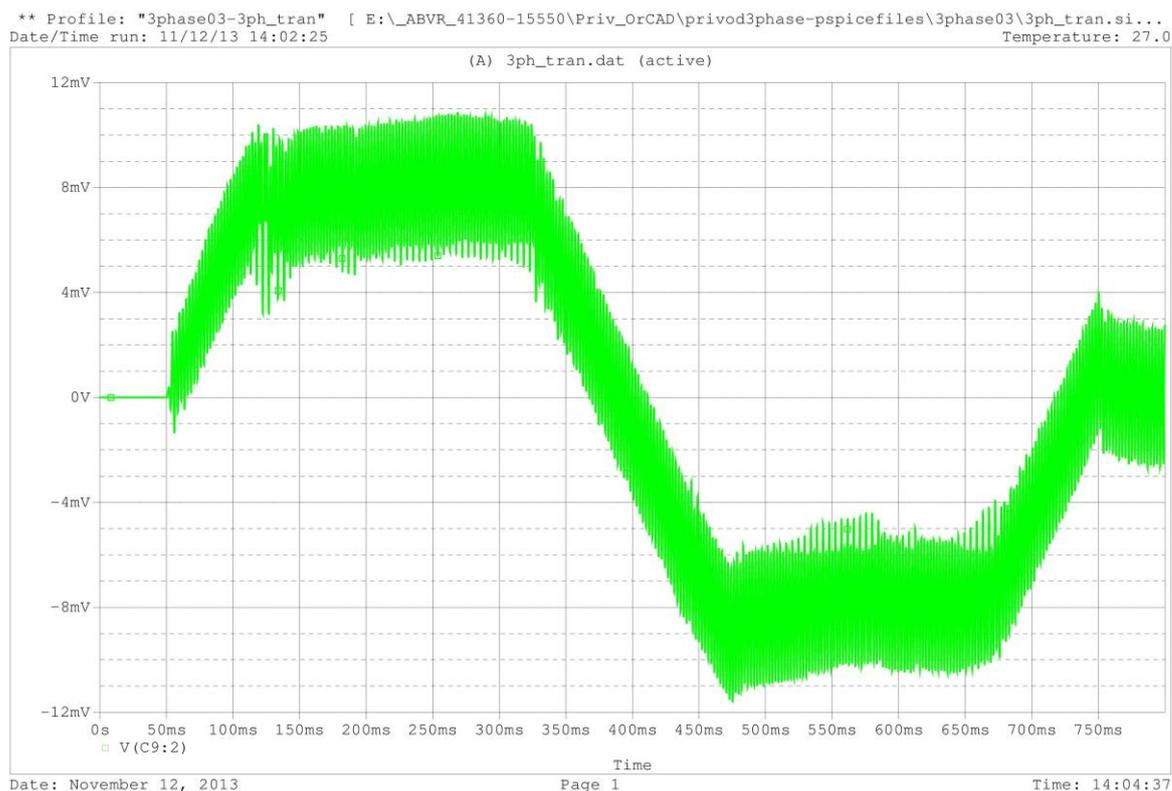


Рисунок 4.22 – Ошибка слежения после оптимизации ЭУУ

4.8 Проверка адекватности моделей

Для проверки положений, изложенных в предыдущих разделах работы, для подтверждения адекватности разработанных моделей было выполнено сравнение результатов, полученных в ходе моделирования, с экспериментальными данными. В качестве натурального объекта был использован лабораторный макет привода, содержащего бесконтактный моментный двигатель ЗДБМ-50-0,16-4-3, зубчатую передачу с передаточными отношениями ступеней 20:86, 34:92 и 25:175. В качестве модели нагрузки использована металлическая балка с моментом инерции $0,08 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Далее было выполнено:

Разработаны модели бесконтактных двигателей ЗДБМ-50-0,16-4-3 с векторными драйверами. Модели разработаны с использованием только данных из паспортов на двигателях.

Разработана модель лабораторного макета редуктора – трехступенчатой зубчатой передачи. Параметры модели рассчитаны на основании чертежей зубчатых колес и валов редуктора.

Моделированием определены и сопоставлены с паспортными данными параметры двигателей:

– пусковой момент (входное воздействие – максимальная тяга, фиксация положение выходного вала имитируется подключением источника напряжения к конденсатору С11). Расхождение с паспортными данными 7% (в пределах допуска).

– число оборотов истинного холостого хода (входное воздействие – вращение с завышенной скоростью, нагрузка на выходном валу отсутствует). Расхождение с паспортными данными 8% (в пределах допуска).

– механическая постоянная времени (входное воздействие – скачок на 5 градусов, нагрузка отсутствует). Расхождение с паспортными данными 11% (разброс в паспорте не нормируется).

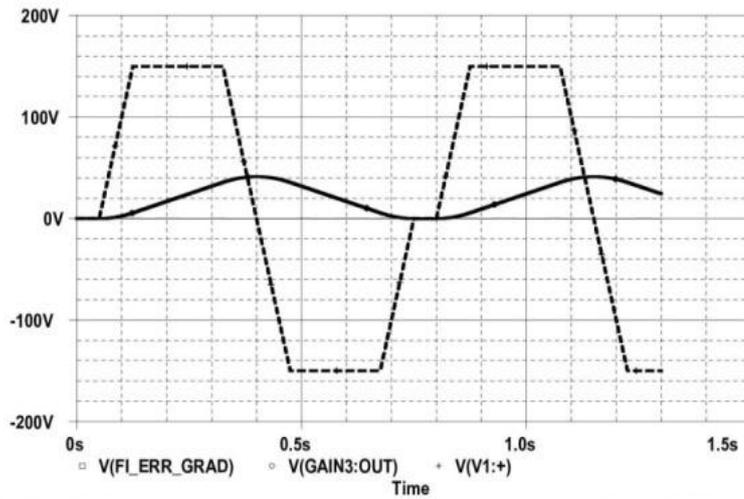
Моделированием получено движение нагрузки по закону, соответствующему сканированию антенны в секторе (разгон с постоянным ускорением, равномерное движение, торможение, разгон в обратном направлении, движение, торможение до остановки). Результаты моделирования отражены на рисунке 4.23.

Выполнено сопоставление параметров привода, полученных моделированием, с экспериментальными данными, измеренными на макете привода.

Сопоставление результатов, полученных моделированием, с экспериментальными данными показывает хорошее совпадение:

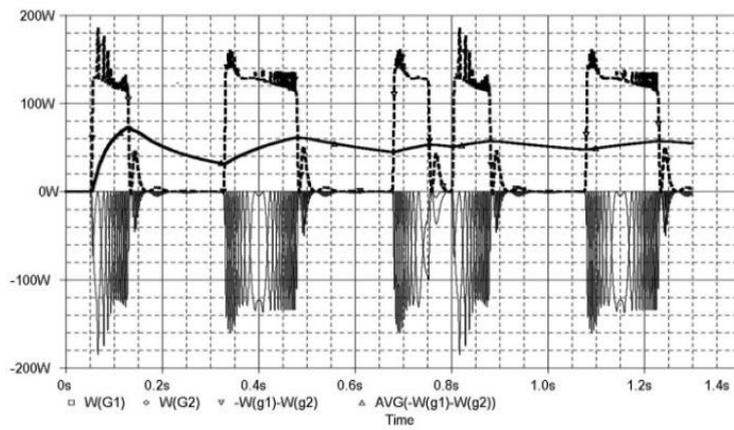
СКО погрешности слежения по углу: экспериментальная по записи показаний датчика угла 6 угловых минут, по результатам моделирования 6,5 угловых минут.

средняя потребляемая мощность: экспериментальная 62 Вт; по результатам моделирования 55 Вт.



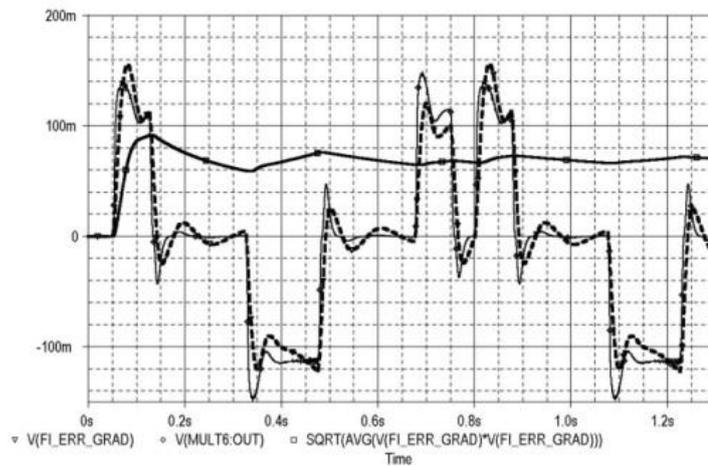
Date: May 16, 2011

Time: 08:24:13



Date: May 16, 2011

Time: 21:38:47



Date: May 16, 2011

Time: 21:21:52

Рисунок 4.23

4.9 Выводы

а) Разработаны модели бесконтактных двигателей ЗДБМ 50-0,16-4-3 с векторными драйверами. Модели разработаны с использованием только данных из паспортов на двигатели.

б) Разработана модель лабораторного макета редуктора – зубчатой передачи. Параметры модели рассчитаны на основании чертежей зубчатых колес и валов редуктора.

в) Моделированием определены и сопоставлены с паспортными данными параметры двигателей:

– пусковой момент (входное воздействие – максимальная тяга, фиксация положение выходного вала имитируется подключением источника напряжения к конденсатору С11). Расхождение с паспортными данными 7% (в пределах допуска).

– число оборотов истинного холостого хода (входное воздействие – вращение с завышенной скоростью, нагрузка на выходном валу отсутствует). Расхождение с паспортными данными 8% (в пределах допуска).

– механическая постоянная времени (входное воздействие – скачок на 5 градусов, нагрузка отсутствует). Расхождение с паспортными данными 11% (разброс в паспорте не нормируется).

г) Моделированием получено движение нагрузки по закону, соответствующему сканированию антенны в секторе (разгон с постоянным ускорением, равномерное движение, торможение, разгон в обратном направлении, движение, торможение до остановки).

д) Выполнено сопоставление параметров макета привода антенной системы, измеренных экспериментально, с параметрами этого же привода, полученных моделированием. Сопоставление результатов, полученных моделированием, с экспериментальными данными показывает хорошее совпадение:

– среднеквадратичное отклонение ошибки слежения по углу: экспериментальная по записи показаний датчика угла 6 угловых минут, по результатам моделирования 6,5 угловых минут.

е) средняя потребляемая мощность: экспериментальная 62 Вт; по результатам моделирования 55 Вт.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными результатами диссертационной работы являются:

1. Предложена методика автоматизированного системного проектирования электронных устройств управления приводами, которая позволяет:

– автоматизировать получение передаточных характеристик всех звеньев следящей системы как во временной, так и в частотной области, используя встроенные возможности САПР OrCAD-PSpice;

– автоматизировать получение набора функциональных характеристик привода в целом и всех промежуточных звеньев за счет возможности объединения однородных по виду моделей звеньев в единые модели электропривода и использования единого средства моделирования;

– использовать подсистему параметрической оптимизации пакета программы PSpice для автоматизации улучшения характеристик звеньев, синтезированных известными формальными методами, с целью получения более высоких точностных характеристик привода, быстродействия привода, энергоэффективности;

– выполнять моделирование приводов и электронных устройств, содержащих нелинейные и параметрические звенья, а, следовательно, устройств управления с изменяемыми в процессе работы параметрами, а также осуществлять их параметрическую оптимизацию.

2. Установлена взаимосвязь и взаимозависимости между характеристиками подсистем привода (механической, электромеханической, электронным устройством управления), позволяющие выполнять моделирование контура управления антенной системой РТС УВД.

3. Разработана методика моделирования электромеханической и механической подсистем привода, отличающаяся тем, что построение моделей по принципу электромеханической аналогии дает возможность в единой среде моделирования PSpice выполнять совместное моделирование устройства управления, двигателя и передаточного механизма в составе привода для оценки и оптимизации показателей качества функционирования привода.

4. Разработаны модели бесконтактных электродвигателей, позволяющие рассчитывать передаточные, частотные и переходные характеристики подсистемы, состоящей из драйвера ЭУУ и мотора.

5. Разработаны модели зубчатых передач, позволяющие рассчитывать частотные и переходные характеристики передаточного механизма, моделировать многозвенные передачи за счет каскадного соединения моделей отдельных передаточных звеньев.

6. Разработана методика параметрической оптимизации узлов ЭУУ средствами САПР OrCAD-PSpice для автоматизации улучшения характеристик звеньев, синтезированных известными формальными методами, позволяющая получать более высокие точностные характеристики, быстродействие привода и/или энергоэффективность приводов антенных систем РТС УВД.

7. Выполнено экспериментальное исследование лабораторного макета привода антенны, подтверждающие адекватность моделей и результатов моделирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 ICAO. Doc 8168 OPS/611. Производство полетов воздушных судов. Том II. Издание пятое – 2006.
- 2 ICAO. Doc 9684 AN/951. Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Издание третье – 2004.
- 3 ОАО НПО Лианозовский электромеханический завод. Встраиваемый вторичный радиолокатор «Лира-В». www.lemz.ru/goods/uvd/uvdlirab/ (дата обращения 09.08.2014 г.).
- 4 Пилоту о предотвращении грубых посадок / В. М. Буряков, Г. С. Егоров, В. А. Еремин и др. – М.: Транспорт, 1990.
- 5 Сергей Капралов, Владимир Матвеев, Виктор Майоров, Денис Павлов, Анатолий Смуров. Моментный электропривод для прецизионных следящих систем // Современная электроника. — 2009, № 5, с. 42-47.
- 6 Лебедев А.М., Орлова Р.Т., Пальцев А.В. Следящие приводы станков с ЧПУ. М.: Энергоатомиздат, 1988. 223 с.
- 7 Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики. Л.: Энергоатомиздат, 1985.
- 8 В.Е. Горнак, В.В. Костенко. Расчетно-экспериментальная методика определения эксплуатационных характеристик гребного электропривода подводного аппарата / Подводные исследования и робототехника. — 2007, № 2. – с. 30-33.
- 9 Зайцев В.Г. Теория автоматического управления и регулирования. Высшая школа, 1989.
- 10 Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. – М. : Наука, 1987. – 712 с.
- 11 Зимин Е.Н., Яковлев В.И. Автоматическое управление электроприводами: Учеб. пособие для студентов вузов. М.: Высш. шк., 1979. 318 .
- 12 Мартынов А.А. Проектирование электроприводов: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2004. 97 с.

- 13 Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759-768.
- 14 Виктор Денисенко. ПИД-регуляторы: вопросы реализации / Журнал «Современные технологии автоматизации» 2008, №1, с.86-99.
- 15 Hsuan-Ming Feng. A self-tuning fuzzy control system design // IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference, 25-28 July 2001. Vol. 1. P. 209-214.
- 16 Qiwen Yang, Yuncan Xue, Jiao Huang. Simultaneous PID self-tuning and control // Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2-4 Sept. 2004. P. 363-367.
- 17 Rad A.B., Lo W.L., Tsang K.M. Self-tuning PID controller using Newton-Raphson search method // IEEE Trans. on Industrial Electronics. Oct. 1997. Vol. 44. No. 5. P. 717-725.
- 18 Takao K., Yamamoto T., Hinamoto T. Design of a memory-based self-tuning PID controller // 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC 2004), 14-17 Dec. 2004. Vol. 2. P. 1598-1603.
- 19 Chien K.L., Hrones J.A., Reswick J.B. On automatic control of generalized passive systems // Trans. ASME. 1952. Vol. 74. P. 175-185.
- 20 Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // CHIP NEWS. 1999, №1. С.2-9.
- 21 Зыонг Д. Х. Имитационная модель бесконтактного электродвигателя // Электронный журнал «Труды МАИ» 2014, № 73.
- 22 Зыонг Дык Ха. Построение передаточной характеристики редуктора для синтеза электронных узлов управления высокоточными приводами // Московская молодежная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2013» 16-18 апреля 2013 года, Москва. Сборник тезисов докладов, с. 229-230.

- 23 Зыонг Дык Ха. Имитационная модель бесконтактного электродвигателя // 12-я международная конференция «Авиация и космонавтика – 2013» 12-15 ноября 2013 года, Москва. Сборник тезисов докладов, с. 464–466.
- 24 Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. — М.: Солон-Р, 2003.
- 25 Беленький Ю.М., Зеленков Г.С., Микеров А.Г. Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. — Л.: ЛДНТП, 1987.
- 26 Беленький Ю.М., Микеров А.Г. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. — Л.: ЛДНТП, 1990. 24 с.
- 27 Сергей Капралов, Владимир Матвеев, Виктор Майоров, Денис Павлов, Максим Таранец. Математическая модель объекта регулирования на базе моментного электропривода // Современная электроника. — 2009, № 5, с. 42-47.
- 28 Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионные электроприводы с вентильными двигателями // Докл. науч.-практ. Семинара «Электропривод с вентильными двигателями. — М.: ИД МЭИ, 2007.
- 29 Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. Н.П. Копылова, Б.К. Клокова. — М.: Энергоатомиздат, 1989.
- 30 Бесконтактные моментные электродвигатели ДБМ: Справочник / МЭЛМА. — М.: ПП «Чертановская типография» Мосгорпечать, 1992.
- 31 Лебедев Н.И., Гандшу В.М., Явдошак Я.И. Вентильные электрические машины. — СПб.: Наука, 1996.
- 32 Микеров А.Г. Управляемые вентильные двигатели малой мощности: Учебное пособие / СПбГЭТУ(ЛЭТИ) – СПб., 1997.
- 33 Моментный электропривод. Под ред. А.Ю. Афанасьева. Изд. Казанского ГТУ, 1997.
- 34 Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. — СПб.: Корона-Век, 2007.
- 35 Александров А.В. Сопротивление материалов: Учеб. Для вузов / А.В. Александров, В.Д. Потапов, Б.П. Державин; Под ред. А.В. Александрова. – 3-е изд. Испр. – М: Высш. Шк., 2003. – 560.

36 Горшков А. Г., Трошин В. Н., Шалашилин В. И. Сопротивление материалов: Учеб. пос. 2-е изд., испр. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. - 544 с.

37 Теория механизмов и машин. Версия 1.0 [Электронный ресурс] Электронное учебное пособие / П. Н. Сильченко, М. А. Мерко, М. В. Меснянkin и др. – Электрон. Дан. (3 МБ). – Красноярск: ИПК СФУ, 2008

38 Зыонг Дык Ха. Методика автоматизированного проектирования электрон-ных узлов управления высокоточными электроприводами // Московская молодеж-ная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2014» 22-24 апреля 2014 года, Москва. Сборник тезисов докладов, с. 152–153.

39 Зыонг Д. Х., Чайка Ю.В. Автоматизация проектирования электронных устройств управления высокоточными приводами // Электронный журнал «Труды МАИ» 2014, № 75, с. 1–21.

40 Ang K.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, design, and technology // IEEE Trans. on Control Systems Technology. July 2005. Vol. 13. No. 4. P. 559-576.

41 Moradi M.H. New techniques for PID controller design // Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications (CCA 2003), 23-25 June 2003. Vol. 2. P. 903-908.

42 Зыонг Дык Ха, Фам Вьет Ань. Разработка регрессионной модели для расчёта площади печатной платы функциональной ячейки // Электронный журнал «Труды МАИ» 2010, № 41, с. 1–17.

43 А. И. Репнева. Автоматизация системного этапа проектирования цифровых устройств обработки сигналов / Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.12 (На правах рукописи). – М.: 2012.

44 ОАО Машиноаппарат. Выпускаемая продукция. / <http://mashap.maverick.ru/russian/produksiya.htm> (дата обращения 09.08.2014 г.).

45 Датчики положения ротора и синхронные тахогенераторы для бесконтактного моментного привода / С.А. Батоврин, Л.М. Епифанова, А.Г. Микеров, А.В. Яковлев // Электротехника 1991, №8. С. 52-58.

46 Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управления вентильных двигателей: Учебное пособие / СПбГЭТУ(ЛЭТИ) – СПб., 1999. 80 с.

47 Адволоткин Н.П., Гращенко В.Т. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. Энергоатомиздат, Ленинградское отд., 1984.

48 Овчинников И.Е. Теория вентильных электрических двигателей. — Л.: Наука, 1985.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА
ТРЕХФАЗНОГО БЕСКОНТАКТНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ**

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА
ЭЛЕКТРОПРИВОДА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ РТС УВД**

