

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«МЭИ»**

На правах рукописи



Анучин Алексей Сергеевич

**РАЗРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ
КОМПЛЕКТОВ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ
ГИБРИДНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ**

05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

**Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук**

Москва 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	8
ГЛАВА 1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ БАЗОВЫХ ТРЕБОВАНИЙ К ТЯГОВОМУ ЭЛЕКТРОПРИВОДУ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ.....	32
1.1. Базовые требования к тяговому электроприводу гибридного электрического и полностью электрического транспортных средств	32
1.2. Компромиссы при проектировании тяговых электродвигателей	38
1.3. Сопоставление тяговых характеристик различных типов электродвигателей.....	41
1.3.1. Типы электрических тяговых двигателей	41
1.3.2. Асинхронный тяговый электропривод	44
1.3.3. Тяговый электропривод с синхронными машинами с постоянными магнитами	61
1.3.4. Синхронный реактивный электродвигатель	76
1.3.5. Характеристики вентильно-индукторного электродвигателя с самовозбуждением.....	85
1.3.6. Характеристики вентильно-индукторного электродвигателя с независимым возбуждением	104
1.3.7. Сопоставление результатов	116
1.4. Выводы по главе.....	122
ГЛАВА 2. МОДУЛЬНАЯ СТРУКТУРА ГИБРИДНОЙ ЭЛЕКТРОТРАНСМИССИИ И БАЗОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО БАЛАНСА И ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ.....	124
2.1. Унифицированная структура комплектного тягового электрооборудования.....	124
2.2. Основные компоненты комплектного тягового электрооборудования.....	126
2.2.1. Дизель-генераторная установка.....	126

2.2.2. Силовой преобразователь суперконденсаторного накопителя....	128
2.2.3. Силовой преобразователь тормозных резисторов.....	129
2.2.4. Источники питания собственных нужд.....	130
2.2.5. Источники питания внешних потребителей	130
2.2.6. Силовой преобразователь тяговых электродвигателей	131
2.2.7. Контроллер верхнего уровня/Контроллер аварийного управления/Контроллер управления ДВС.....	132
2.3. Определение базовых принципов работы устройств комплекта тягового электрооборудования и каналов обмена информацией	134
2.3.1. Энергетический баланс, накопление и повторное использование энергии в электротрансмиссии	134
2.3.2. Сетевое взаимодействие и задачи, выполняемые контроллером верхнего уровня.....	139
2.3.3. Алгоритм формирования заданий моментов на тяговые двигатели, механические тормоза транспортного средства и предупредения для ДВС.....	152
2.3.4. Реализация систем АБС и ПБС в трансмиссиях с индивидуальным приводом на каждое колесо	166
2.4. Выводы по главе.....	175
ГЛАВА 3. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ И СКОРОСТИ РОТОРА В ТЯГОВОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ.....	176
3.1. Обработка сигналов датчика на элементах Холла	176
3.2. Измерение скорости в системах с инкрементальным датчиком положения	179
3.2.1. Инкрементальные датчики положения.....	183
3.2.2. Обзор методов измерения скорости.....	185
3.2.3. Синхронизированный метод постоянного времени измерения... ..	191
3.2.4. Экспериментальные испытания синхронизированного измерения скорости	197

3.3. Измерение скорости с использованием синусно-косинусного датчика положения	201
3.3.1. Алгоритм автоматической настройки ДПР в процессе пуска.....	204
3.3.2. Алгоритм фильтрации постоянной составляющей на высокой скорости	205
3.4. Самосенсорные методы идентификации положения в синхронных электроприводах.....	211
3.4.1. Самосенсорная система управления на примере двухфазного ВИД.....	213
3.4.2. Самосенсорная идентификации положения в вентильно-индукторных электроприводах с независимым возбуждением	227
3.5. Выводы по главе.....	236
ГЛАВА 4. ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАЗРАБОТКИ И ОТЛАДКИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.....	
	237
4.1. Протокол CANopen и его реализация в микроконтроллерах для управления двигателями.....	237
4.1.1. Анализ требований к последовательному каналу связи в гибридных и электрических трансмиссиях	237
4.1.2. Особенности CAN-сети	239
4.2. Протоколы верхнего уровня для CAN-сети	244
4.3. Адаптация CANopen для задач электропривода.....	247
4.3.1. Адаптация сервиса «Heartbeat»	249
4.3.2. Реализованные сервисы CANopen	250
4.4. Надстройки к протоколу CANopen для обеспечения качественной настройки и отладки систем управления.....	251
4.4.1. Интерпретатор команд для работы со словарем объектов	251
4.4.2. Определение форматов хранения данных переменных словаря объектов	255
4.4.3. Callback функции	258

4.4.4. Функции цифрового осциллографирования	259
4.4.5. Функции разграничения доступа и загрузки, сохранения и восстановления параметров	261
4.5. Обновление программного обеспечения по последовательным каналам связи.....	262
4.5.1. Критический анализ возможных способов обновления ПО	262
4.5.2. Шифрование с закрытым ключом.....	266
4.5.3. Алгоритм аутентификации	266
4.5.4. Кодирование передаваемой информации.....	269
4.5.5. Программная реализация для микроконтроллера TMS320LF2406A	271
4.5.6. Поддержка загрузки в программе UniCON.....	272
4.6. Программа COOEdit для редактирования словарей объектов CANopen.....	274
4.7. Осциллографирование длительных процессов по CAN-сети с помощью программы ScoreOpenGL.....	280
4.8. Применение Secure Digital карт памяти для ведения журналов работы электроприводов.....	282
4.8.1. Текстовый журнал событий.....	284
4.8.2. Осциллографирование параметров в реальном времени.....	286
4.9. Средства наладки и диагностики системы управления в процессе эксплуатации на примере пульта оперативного управления ПУ12.1.....	290
4.10. Выводы по главе.....	291
ГЛАВА 5. ПОВЫШЕНИЕ НАДЁЖНОСТИ ТРАНСПОРТНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ НА ЭТАПЕ ПРОИЗВОДСТВА КОМПОНЕНТОВ И В ПРОЦЕССЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ	292
5.1. Средства диагностики и выявления неисправностей микроконтроллерных систем на этапе производства.....	293
5.2. Автоматическое тестирование электропривода	305

5.3. Стабилизация и регулирование термического режима работы оборудования.....	310
5.3.1. Проблема термоциклирования	310
5.3.2. Алгоритм стабилизации температуры силовых полупроводниковых приборов	311
5.3.3. Экспериментальная проверка алгоритма	313
5.4. Система контроля изоляции электрооборудования гибридных транспортных средств.....	318
5.4.1. Описание проблемы.....	318
5.4.2. Измерение токов утечки для оценки сопротивления изоляции... ..	320
5.5. Средства защиты от превышения времени выполнения системы управления реального времени.....	323
5.5.1. Организация защиты от «резонанса» прерываний.....	324
5.5.2. Оптимизация кода системы управления	326
5.6. Повышение надёжности функционирования за счёт автоматической настройки параметров системы управления	333
5.6.1. Автоматическая настройка регуляторов системы векторного управления	333
5.6.2. Адаптивный наблюдатель потокосцепления АД.....	340
5.7. Решения в области повышения эффективности ШИМ с целью снижения нагрузки на силовой преобразователь	348
5.7.1. Способы формирования ШИМ.....	348
5.7.2. Снижение коммутационных потерь.....	351
5.7.3. Компенсация нелинейностей инвертора	352
5.7.4. Алгоритм ШИМ с компенсации нелинейностей инвертора и одновременной минимизацией коммутационных потерь	355
5.7.5. Результаты модельной и экспериментальной проверки алгоритма	359
5.8. Выводы по главе.....	365

ГЛАВА 6. РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ.....	367
6.1. Разработка требований к отечественному микроконтроллеру для задач управления силовыми преобразователями и электроприводами.....	368
6.1.1. Тестирование ядра Cortex-M4F	369
6.1.2. Формирование требований к периферийным устройствам микроконтроллера.....	372
6.2. Тестирование прототипа отечественного микроконтроллера.....	375
6.3. Реализация систем для обучения и прототипирования на базе микроконтроллера K1921BK01T.....	377
6.3.1. Контроллер для работы с объектно-ориентированными решениями Texas Instruments	378
6.3.2. Образцовый контроллер и преобразователь частоты	379
6.3.3. Программное обеспечение для объектно-ориентированных задач.....	383
6.3.4. Средства разработки и отладки ПО	385
6.4. Контроллер МКУ40 для систем управления тяговых силовых преобразователей	386
6.5. Выводы по главе.....	388
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	390
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	393
ЛИТЕРАТУРА	396
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	421
1. БТР-90 с гибридной трансмиссией (НИР «КРЫМСК»)	422
2. Высокомобильная модульная платформа.....	426
3. Полностью электрический автобус ВОЛГАБУС.....	428
4. Электрический микроавтобус Matrëshka.....	433
5. БЕЛАЗ-90	435
АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ И СПРАВКИ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ	438

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В настоящее время около 2,1% вырабатываемой электроэнергии в Мире тратится на транспорт [1]. При этом в России в 2017 году этот показатель составил 11,3% [52]. Такой перекоп относительно мировых показателей объясняется прежде всего малыми объемами промышленного производства и развитой системой железнодорожного транспорта с большим процентом электрифицированных железных дорог, протяженность которых на 2014 год составила 43,4 из 85,3 тысяч километров или более 50% [174].

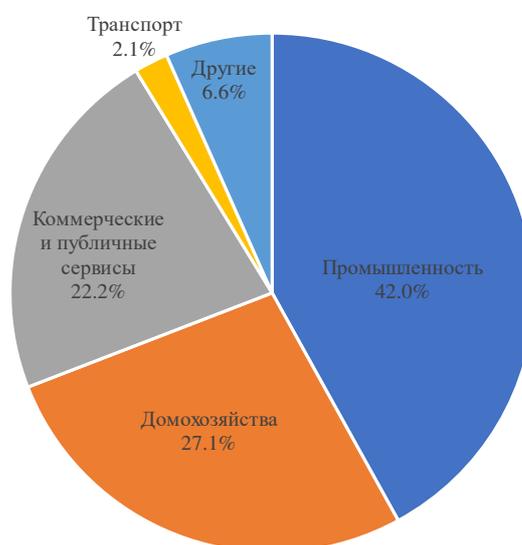


Рис. В1. Распределение потребления электроэнергии за 2015 год

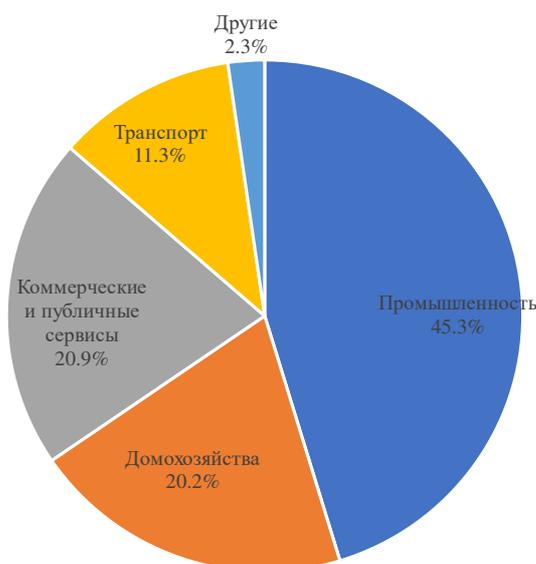
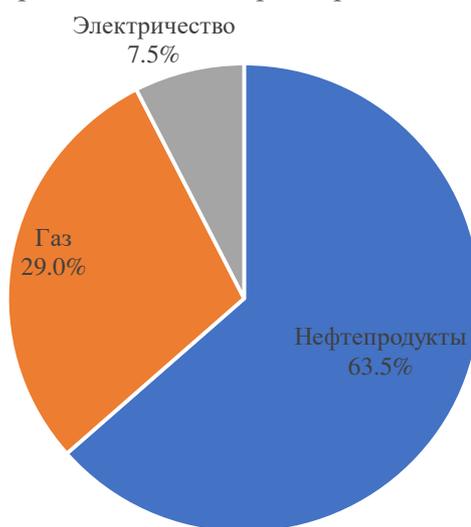


Рис. В2. Потребление электроэнергии в России за 2015 год

Всего на транспорт в Море тратится 2703003 килотонн нефтяного эквивалента, столько же, сколько и на всю промышленность (2712374 килотонн) [52] из которых только 35 902 килотонн приходится на электричество (1,33%). Остальной объем делится между ископаемым топливом 95,86% и биотопливом и отходами — 2,81%.

Потребление топлив транспортом в России



Потребление топлив транспортом в Море

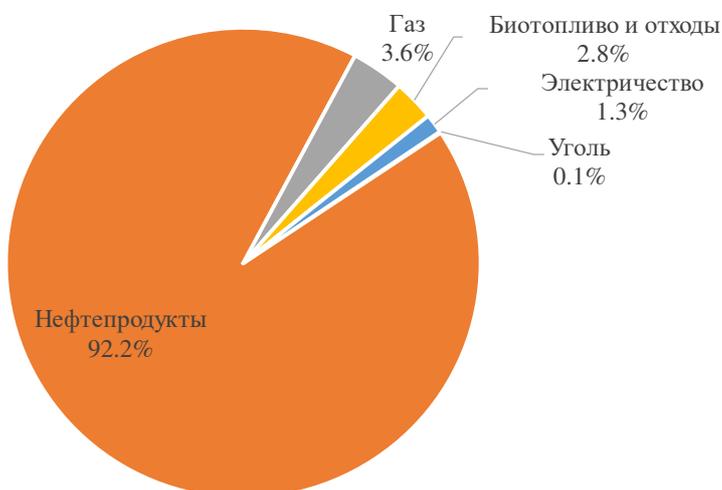


Рис. В3. Распределение потребления разных видов топлива на транспорт

Вместе с тем, в соответствии с директивами в разных странах поставлена задача перевода автомобильного транспорта на электрическую тягу. Так, в Государственной программе РФ «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года» [172] присутствует

раздел «Реализация мероприятий в автомобильном транспорте», в котором предусмотрены следующие мероприятия:

- «Стимулирование покупки гибридных и малолитражных автомобилей»: получение средневзвешенной топливной эффективности легковых автомобилей – 11,19 кг у.т./100 км (в т.ч. работающих на бензине – 7,97 л/100 км; на дизельном топливе – 5,98 л/100 км).
- «Развитие транспортной инфраструктуры и логистики городов»: уменьшение среднего пробега легкового автомобиля за счет увеличения коэффициента использования общественного транспорта и безмоторных транспортных средств владельцами легковых автомобилей, снижение среднего пробега грузового автомобиля за счет оптимизации транспортных потоков с уменьшением потребления топлива в среднем на 2% в год.

По указанной Программе доля легковых автомобилей с гибридными двигателями среди продаваемых новых автомобилей к 2020 году должна составить 4,6 %. Существуют проблемы с таможенным оформлением и отсутствием льгот при импорте автомобилей в Россию, что в конечном счете должно подстегнуть внутреннее производство [58].

Что касается европейских ожиданий, то они значительно оптимистичнее, однако пока совершенно непонятно, как будет обеспечена зарядная инфраструктура городов, когда количество электромобилей приблизится к 100%. А есть ещё грузовые перевозки и общественный транспорт. Необходимо быстро модернизировать электроснабжение целых городов, направив в ночное время туда электрическую энергию, в 3,7 раза превосходящую текущее потребление электричества промышленным сектором. Эта задача реализуема, но потребует строительства электростанций, систем хранения электроэнергии, трансформаторных подстанций и систем электроснабжения наряду с огромной инфраструктурой зарядных станций. Сегодня лишь Нидерланды (126 тысяч электромобилей и заряжаемых гибридов и 34,4 тысячи зарядных станций) [107] и Норвегия (200 тысяч электромобилей и заряжаемых гибридов и 9 ты-

сяч зарядных станций) [111, 105] могут предложить достаточное количество зарядных станций. Исследуется возможность совместной работы автомобилей и электрической сети (Vehicle to Grid) [35, 56, 72, 95].

Вместе с тем, значительной экономии топлива можно добиться с применением гибридных технологий, которые необязательно должны быть связаны с ископаемым топливом и могут адаптироваться под водородное или биологическое топливо. При этом для России гибридные технологии в отдельных случаях могут быть значительно интереснее чисто электрических [138]. Причина в климате, и иногда просто необходимо сжигать больше топлива, чем требуется для перемещения, чтобы создать комфортные для вождения условия. Кроме того, гибридные транспортные средства сохраняют существующую инфраструктуру заправок [56].

Существует несколько типов гибридных транспортных средств, которые более укрупнённо разделяют на последовательные и параллельные гибриды. В последовательном гибриде энергия от первичного источника, например, двигателя внутреннего сгорания (ДВС), полностью преобразуется в электрическую энергию, а затем передается на колеса машины. Часть её также может быть запасена в накопителях энергии, таких как суперконденсаторы, аккумуляторы или маховиковые накопители. В параллельном гибриде механическая энергия ДВС напрямую подводится к колесам, а её избыток или недостаток компенсируется за счет электропривода. Функциональные схемы трансмиссий представлены на рис. В4.

Вопросом, вызывающим споры, является то, какой тип трансмиссий лучше. Сторонники параллельных гибридов даже называют этот тип «настоящими» гибридами, а последовательную трансмиссию «ненастоящей». Вместе с тем, необходимо понимать, что параллельные гибриды появились тогда, когда появилось желание гибридизировать относительно небольшие дорожные машины, но технической возможности создать компактный тяговый электропривод на полную мощность, требуемую на колёсах, не было. Поэтому производители пошли обходными путями.

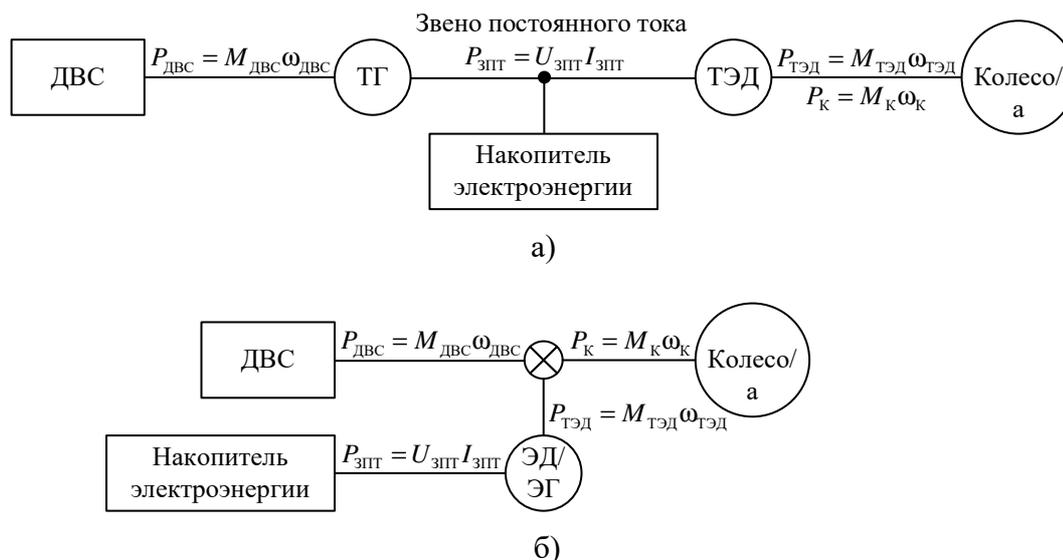


Рис. В4. Различные схемы гибридных трансмиссий: а) последовательная, б) параллельная.

Так, привод через автоматическую коробку передач уже присутствует на рынке, например, Mercedes-Benz E 300 BlueTec Hybrid (см. рис. В5). Это самое простое решение, позволяющее, не меняя существенно конструкцию автомобиля, добавить в него гибридную составляющую. Моменты на колесах распределяются некими «интеллектуальными механизмами», представляющими собой штатную тормозную систему машины. Такое решение можно соотнести с групповым электроприводом начала 20-го века: один приводной электродвигатель, а от него ременной передачей механическая мощность распределяется по станкам. Вся гибридная инновация заключается в размещении ДВС на одном валу с электрической машиной.

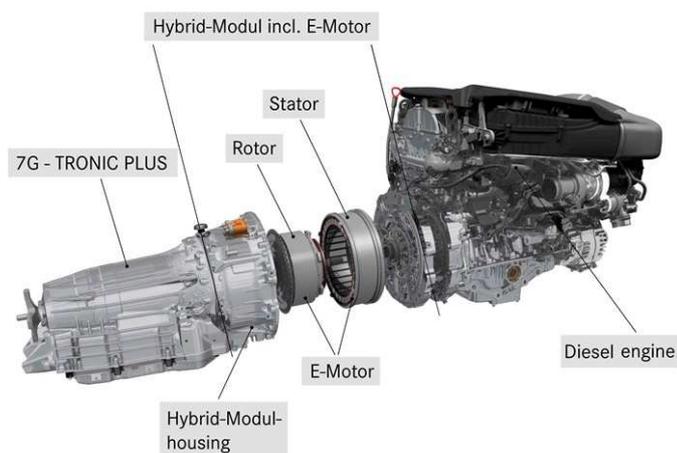


Рис. В5. Компоновка электромотора в Mercedes-Benz E 300 BlueTec Hybrid.

Дальше пошли разработчики компании Toyota, которые сделали привод с механическим сложением скоростей на базе планетарной передачи для Toyota Prius (см. рис. В6). Трансмиссия содержит два электродвигателя/генератора и основной двигатель внутреннего сгорания, который можно отключать. Избытки энергии можно перенаправлять в батарею для её заряда. Решение очень похоже на электромеханический каскад, который был популярен в середине 20-го века.

Дальнейшее развитие топологий гибридных трансмиссий прослеживается в гибридных Lexus, где к приводу Toyota Prius добавляется схема «мотор – ось» для второй оси машины (см. рис. В7). Это соответствует решениям, применяемым многие годы повсеместно в последовательных гибридах (тепловозы, карьерные самосвалы) немного больших размеров и мощностей и электромобилях. Заключительным этапом эволюции можно считать автомобиль BMW i3, который, являясь полностью электрическим автомобилем, может комплектоваться устройством расширения дальности хода (Range Extender), являющимся бензиновой генераторной установкой на 20 кВт. В таком режиме электромобиль становится последовательным гибридом с неограниченной дальностью хода.

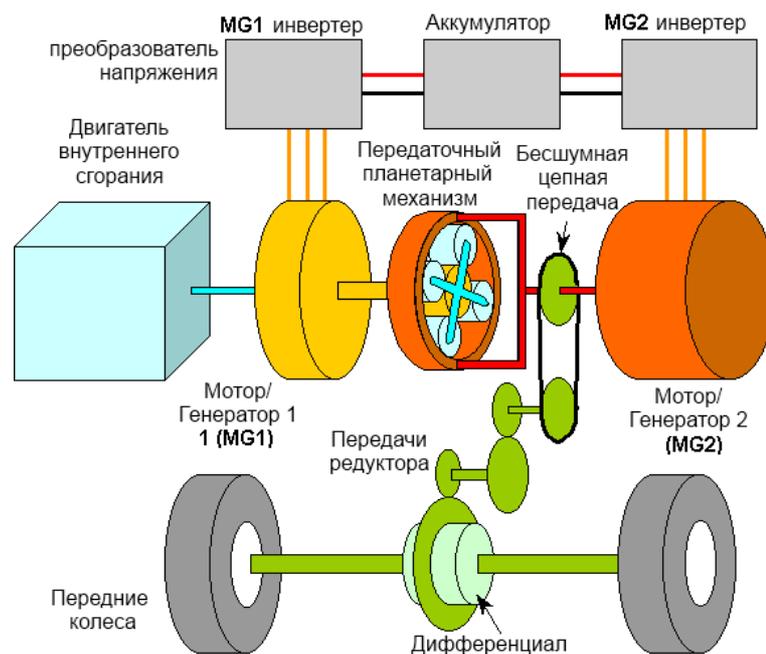


Рис. В6. Трансмиссия Toyota Prius (рисунок с сайта 24auto.ru).



Рис. В7. Схема трансмиссии Lexus GS 450h и Lexus LS 600h (рисунок с сайта <http://vodorod-tex.ru/statia/hybrid-synergy-drive.html>).

Схема последовательного гибрида, когда энергия ДВС преобразуется генератором в электрическую энергию, может быть накоплена в аккумуляторе, а затем преобразуется электродвигателями в механическую энергию на колесах, стала популярной в 20-ом веке для мощных транспортных средств (ТС). Она нашла применение в немецком танке Маус 1944 года [184] и грузовиках БАЛАЗ с 1968 года [109].

Основными достоинствами последовательных гибридных трансмиссий принято считать:

- Отсутствие механической или гидравлической трансмиссии, которая требует дополнительного обслуживания и снижает надежность транспортного средства.
- Возможность выведения ДВС в оптимальный режим с точки зрения расхода топлива для любой требуемой нагрузки на колесах.
- Возможность сглаживания нагрузок ДВС и аккумулялирование избытков энергии в промежуточном накопителе, таком как аккумуляторные батареи, суперконденсатор или маховиковый накопитель.
- Повторное использование энергии торможения, которая также может быть запасена в накопителе энергии.

Снижение расхода топлива, обусловленного последними тремя особенностями, является важнейшим преимуществом, так как не только повышает экологичность ТС, но и повышает его живучесть в случае военного исполь-

зования [74]. Так, по анализу опыта войны в Афганистане цена за литр топлива во время ведения боевых действий превышает 100 долларов США [99]. Эта цена включает в себя множество расходов, таких как доставка топлива цистернами при сопровождении их конвоем, потери техники в процессе доставки, демаскировка позиций и сопровождающие её потери техники и личного состава.

Эти факторы привели к разработке разными странами гибридных ТС специального назначения. Так, в США ведутся работы по созданию Heavy Expanded Mobility Tactical Truck (HEMTT) в версии А3 с гибридной трансмиссией последовательного типа. Кроме основной функции на борту американской высококомобильной платформы имеется электростанция мощностью 200 кВт, которой достаточно для обеспечения электричеством аэродрома, полевого госпиталя, штаба или небольшого поселка. Вместе с тем, на данный момент, судя по открытым источникам, процесс постановки на производство гибридной версии не завершен. Выпускаются только машины с механической трансмиссией следующего поколения и индексом А4 [47].

В гражданских применениях гибридные трансмиссии активно внедряются современной автомобильной промышленностью. И если раньше гибриды были преимущественно большими машинами, где использование электричества позволяет упростить трансмиссию и увеличить её надежность, то сейчас гибридными становятся и малые ТС классов от А до S — это Toyota Prius, BMW i3 с расширителем дальности (range extender), и др. Гибридная составляющая появилась в гоночных автомобилях Formula 1 и даже появились гоночные серии, такие как Formula E и Formula Student, с использованием исключительно аккумуляторного источника энергии.

В качестве первичных источников энергии для гибридных ТС основным на настоящее время является ДВС (бензиновый или дизельный), хотя рассматриваются варианты с газотурбинными двигателями. Компания Toyota выпустила первый автомобиль с водородным топливным элементом (Toyota Mirai), который пока не экспортируется за пределы Японии. Топливный эле-

мент преобразует водород и кислород в воду с прямым получением электрического тока из химической реакции с максимальным КПД 83% [110]. Следует отметить отсутствие уверенности, что повсеместное внедрение водородных топливных элементов не приведет к большим экологическим проблемам. Здесь исследователей беспокоит факт, что при массовом распространении таких топливных элементов вырастет объем утечек водорода в атмосферу, что приведет к утечке водорода в открытый космос и последующей дегидрогенизации атмосферы [104], а также к разрушению озонового слоя при попадании больших объемов водорода в стратосферу [34].

Согласно сценарию Международного энергетического агентства в 2050 году из всего действующего парка легких автомобилей 85% будут оснащены гибридными системами трансмиссии. Также в этом сценарии гибридными двигателями будет оснащено чуть более трети (35%) среднетоннажных грузовиков и порядка 75% автобусов. Повышение эффективности в результате внедрения гибридных систем (рекуперативное торможение, уменьшение объема двигателя, повышение времени работы двигателя внутреннего сгорания в оптимальном режиме) позволит сэкономить 265 млн. тонн нефти.

Решительные меры властей Китая, поддержавших развитие экологически чистого транспорта в качестве средства улучшения качества городского воздуха, привели к появлению на дорогах страны около 150 миллионов электрических двухколесных транспортных средств и более широкому использованию электробусов. В первом квартале 2015 года выпуск электромобилей в Китае был увеличен в три раза и достиг 25 400 экземпляров.

Продажи всех автомобилей в мире в 2014 г. выросли на 3,6% и достигли 71,15 млн. штук. В это же время продажи электромобилей выросли на 50% и достигли 306 тыс. штук (0,4% от всех продаж). После вывода на рынок Nissan Leaf и Chevrolet Volt в декабре 2010 года, продажи электромобилей подскочили до 45 000 единиц в 2011 году, до 119 300 в 2012 году, достигли 206 000 легковых машин и коммунальных фургонов в 2013 году и более чем

307 000 единиц в 2014 году. Наибольшая доля электромобилей и гибридов продается в Норвегии [106] – 51,4% от продаж.

Мировые продажи электромобилей не достигают оптимистических прогнозов пятилетней давности, но в десятки раз превосходят пессимистические.

К сожалению, состояние российских разработок в этой области оставляет желать лучшего. Научные работы велись профильными институтами НАМИ, НАТИ, МГТУ им. Баумана, однако практически ни одна из разработок не была внедрена в массовое производство. Это можно объяснить попыткой компоновать трансмиссию из готовых блоков, которые не могут работать вместе столь же эффективно, как проработанные специально под конкретную задачу. Кроме того, комплект для легковых автомобилей, внедренный в машине EL Lada АО «АвтоВАЗ», изначально содержал в себе устаревшие (некоторые позиции уже не доступны для заказа) импортные элементы, а после кризиса 2014 года увеличение стоимости сделало производство таких автомобилей бесперспективным.

Больших успехов достигли группы ученых, которые пришли из электротяги и электропривода, так как они в лучшей степени понимали вопросы выбора мощности и организации взаимодействия между компонентами трансмиссии, а также разрабатывали практически все элементы самостоятельно, имея доступ к формированию требуемых характеристик. Например, предприятия Российского электротехнического концерна «РУСЭЛПРОМ» — ООО «Русэлпром — Электропривод» и ОАО «НИПТИЭМ» по заказу ООО «ЛиАЗ» (дивизион «Автобусы» группы «ГАЗ») выполнили разработку комплекта тягового электрооборудования (КТЭО) для городского маршрутного автобуса на основе новой модели низкопольного городского автобуса ЛиАЗ-5292 [41]. Под руководством д.т.н. А.Б. Виноградова была разработана трансмиссия грузовиков БЕЛАЗ-90 и БЕЛАЗ-240 [168, 169, 171, 193] и гусеничного трактора [170]. Если «РУСЭЛПРОМ» ориентирован на использование асинхронных тяговых электроприводов, то в Южно-Российском государ-

ственном политехническом университете (НПИ) имени М.И. Платова группа д.т.н. С.А. Пахомина ведет разработки на базе вентильно-индукторных электродвигателей (реактивных индукторных двигателей).

МЭИ и предприятия, организованные его сотрудниками, ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС» и ООО «НПФ «ВЕКТОР» выполнили ряд успешных работ на базе вентильно-индукторной машины с независимым возбуждением, разработанной к.т.н. А.М. Русаковым. Были выполнены НИР «Крымск» по созданию 8-колесного транспортного средства с индивидуальным приводом на каждое колесо на базе БТР-90 [182, 186], разработаны и поставлены НТЦ ПАО «КАМАЗ» опытные образцы блоков управления комплектом тягового электрооборудования многоосных колёсных машин большой грузоподъемности, в том числе с системой управления тягового привода на базе отечественного микроконтроллера K1921BK01T, инициативная работа совместно с ПК ЗТЭО (г. Набережные Челны) по созданию трансмиссии карьерного самосвала БЕЛАЗ-90.

С учетом отечественного и мирового опыта можно выделить следующие направления развития гибридного транспорта:

- Увеличение ёмкости накопителей энергии на борту (суперконденсаторов, аккумуляторов, маховиков и т.д.) и скорости их зарядки с целью повышения автономности ТС.
- Повышение КПД тяговых электроприводов с целью сокращения массы элементов охлаждения, веса ТС и увеличения дальности хода.
- Удешевление тяговых электроприводов за счет правильного выбора типа и мощности двигателя, реализации систем бездатчикового (самосенсорного) управления.
- Оптимизация параметров компонент гибридных трансмиссий для типовых циклов работы ТС (городской, загородный) с целью снижения массы и увеличения дальности хода [60].
- Оптимизация КПД существующих и поиск новых первичных источников энергии и преобразователей её в электрическую.

- Развитие технологий бесконтактной зарядки и электроснабжения гибридных и полностью электрических транспортных средств.
- Совершенствование алгоритмов и систем управления, обеспечивающих согласованное взаимодействие компонентов тягового электропривода.

Анализ многочисленных (разнообразных) источников информации, относящейся к перечисленным выше основным направлениям развития гибридного транспорта, показал, что имеется ряд вопросов, которые не были проработаны или в полной мере освещены в научной литературе в России и за рубежом. Это:

- вопросы взаимодействия элементов гибридной трансмиссии друг с другом,
- анализ характеристик тяговых электроприводов и формулировка рекомендаций по их применению в зависимости от требований к трансмиссии,
- вопросы реализации самосенсорного управления тяговых электроприводов,
- повышение надежности элементов трансмиссии средствами системы управления,
- вопрос реализации систем управления на отечественной элементной базе;

что позволило сформулировать цель диссертационного исследования.

Цель работы: Повышение эффективности взаимодействия элементов и работы гибридных электротрансмиссий автономного колесного транспорта средствами системы управления.

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо **решить следующие задачи:**

1. Определить базовые требования к тяговому электроприводу, провести классификацию и определение предельных тяговых механиче-

ских характеристик для всех основных типов электроприводов. Определить рациональные области применения конкретных типов тяговых электродвигателей и реализовать системы управления ими.

2. Разработать модульную структуру гибридной трансмиссии и определить базовые принципы взаимодействия её элементов с точки зрения энергетического баланса и сетевого взаимодействия. Разработать алгоритмы распределения тяговых усилий и систем помощи водителю.
3. Разработать системы измерения положения тяговых электроприводов для типовых датчиков положения, применяемых в транспорте. Реализовать самосенсорные системы управления для тягового электропривода с синхронными электрическими машинами.
4. Разработать сетевые решения для коммуникации различного уровня между элементами гибридной трансмиссии. Разработать средства для отладки систем управления трансмиссии и поиска неисправностей.
5. Разработать методы повышения надежности тягового электрооборудования на этапе производства компонентов и средствами системы управления в процессе эксплуатации.
6. Реализовать импортозамещение в области систем управления тяговых электроприводов за счет применения новых отечественных микроконтроллеров.

Сформулированные задачи были поставлены и решены в настоящей диссертационной работе в рамках реализации проектов НИР «Крымск», при создании электротрансмиссии многоосных колёсных машин большой грузоподъемности НТЦ ПАО «КАМАЗ», при создании трансмиссии полностью электрического автобуса «Волгабус», автономного микроавтобуса «Матрёшка», карьерного самосвала БЕЛАЗ-90 и др.

Работа выполнялась в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Национальный исследова-

тельский университет «МЭИ» (НИУ «МЭИ»), г. Москва, в период с 2005 г. по 2018 г. и соответствует направлениям «Транспортные и космические системы» и «Энергоэффективность, энергосбережение, ядерная энергетика» перечня **«Приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации**, утвержденного Указом Президента Российской Федерации N 899 от 7 июля 2011 года, **а также** «Технологии создания высокоскоростных транспортных средств и интеллектуальных систем управления новыми видами транспорта» и «Технология энергосберегающих систем транспортировки, распределения и потребления тепла и электроэнергии».

Проведению исследований по данной тематике способствовало выполнение с непосредственным участием автора НИР в ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ» по темам:

1. За счет гранта Российского научного фонда «Разработка теории и алгоритмов самосенсорного управления тяговых электроприводов вентильно-индукторного типа с независимым возбуждением» (проект № 16-19-10618).
 2. За счет гранта Российского научного фонда «Разработка усовершенствованных алгоритмов управления и методов модуляции для минимизации потерь в электроприводах переменного тока» (проект № 15-19-20057) по договорам с ФГБОУ ВО «Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва» в 2015–2017 гг.
- Экспериментальные исследования статических и динамических характеристик электропривода на базе синхронной машины с электромагнитным возбуждением (договор № 2110150);
 - Проведение части эксперимента для анализа и выбора метода разрывной функции (договор № 2053160).
 - Реализация управления силовым преобразователем. Разработка имитационной модели силового преобразователя (договор № 2126160).

- Экспериментальные исследования удельных показателей электро-механических преобразователей разного типа (договор № 2026170).
 - Разработка алгоритмов широтно-импульсной модуляции с компенсацией нелинейностей при алгоритмах управления со снижением коммутационных потерь (договор № 2108170).
3. НИР «Разработка научных основ создания энергоэффективных систем силовой электротехники для точного и отказоустойчивого управления движением технологических механизмов», выполняемая в рамках Госзадания в 2012–2014 гг. (регистрационный номер НИР: 7.5000.2011).
 4. НИР «Разработка теории энергоэффективного выбора электродвигателей с использованием численных методов», выполняемая в 2012 – 2013 гг. по гранту РФФИ № 12-08—31268-мол_a_2012 (договор № 3065120).
 5. НИР «Разработка методологии синтеза цифровых систем управления в электротехнических комплексах» (проект №8.8313.2017/БЧ).

В рамках работ, выполненных ООО «НПФ «ВЕКТОР»:

1. Договор №03_Ц/10 от 01.03.2010 на выполнение составной части опытно-конструкторской работы «Разработка распределенной микропроцессорной системы управления нижнего уровня для электро-трансмиссии колесной машины» (шифр «Крымск-Вектор»).
2. Договор №02/Ц16 от 15.03.2016 на ОКР «Создание системы управления тягового электропривода электробуса и сопряжение системы управления с электрооборудованием электробуса».
3. Договор №3_Ц/07 от 20.03.2007 на ОКР «Производство, наладка, тестирование, установка программного обеспечения и поставка модулей систем управления на базе контроллера МК17.1 для многосекционных преобразователей частоты с вентильно-индукторными двигателями».

4. Договор № 07_Ц/11 от 01.12.2011 на выполнение ОКР «Изготовление, установка программного обеспечения и поставка микропроцессорных систем управления для мощных вентильно-индукторных приводов с двигателями 600, 1250 и 1600 кВт».
5. Договор №16_16/Э от 03.02.2017 на выполнение ОКР «Создание системы управления тягового электропривода автономного пропульсивного модуля и сопряжение системы управления с электрооборудованием».
6. Договор №17_16/Н от 22.02.2017 на выполнение ОКР «Разработка библиотеки имитационных моделей типовых электроприводов. Разработка драйвера CANopen и MODBUS».
7. Договор №08_17/Н от 21.06.2017 на выполнение составной части ОКР «Разработка референсного контроллера для управления силовыми преобразователями. Разработка программного обеспечения отладки в реальном времени (UniCON)».

Методы исследования. В работе использовались современные и классические методы научных исследований, в том числе, основанные на теоретической электротехнике, теории электромеханического преобразования энергии, теории автоматического управления. Применялось моделирование как на базе компьютерных имитационных моделей реального времени, так и с помощью пакетов прикладных программ. Экспериментальные исследования проводились на испытательных стендах ПАО «КАМАЗ», ЗАО «ПКЗТЭО» и др., а также в процессе натурных испытаний транспортных средств по утвержденным методикам.

Достоверность полученных научных результатов определяется корректностью постановок задач, обоснованностью принятых допущений, использованием апробированных методов, а также экспериментальным подтверждением адекватности предложенных моделей и основных теоретических выводов.

Научная новизна

1. Сформулирован метод оценки требований к тяговым электроприводам, позволяющий определить необходимую мощность и диапазон регулирования вверх от номинальной скорости с учетом особенностей конкретного типа тяговой электрической машины.
2. Для всех основных типов тяговых электроприводов получены предельные механические характеристики и определены эффективные области их применения с учетом необходимого диапазона регулирования скорости выше номинальной и эффективности использования силового преобразователя.
3. Разработаны алгоритмы управления потоками мощности в гибридной электротрансмиссии, обеспечивающие максимальную автономность устройств и энергетический баланс между источниками мощности и потребителями.
4. Разработаны алгоритмы самосенсорной идентификации положения ротора тяговых вентильно-индукторных электроприводов независимого возбуждения, основанные на инъекции напряжения в статорные обмотки и анализе отклика в обмотке возбуждения.
5. Разработаны алгоритмы идентификации скорости вращения тяговых электроприводов, обеспечивающие измерение скорости, синхронизированное с выполнением основных алгоритмов управления, что обеспечивает минимальную задержку измерения с одновременным поддержанием максимальной точности.
6. Разработаны алгоритмы автоматической настройки параметров регуляторов и автоподстройки параметров наблюдателей состояния тяговых электроприводов в структурах векторного управления для компенсации девиации параметров при изменении температуры электрической машины.

7. Сформулирован общий подход к методам повышения надежности тягового электрооборудования путем превентивной идентификации неисправностей средствами системы управления.

Практическая значимость работы

1. Созданы универсальные модели для определения предельных механических характеристик тяговых электроприводов во всём диапазоне скоростей для основных типов электродвигателей (АД, СРМ, СДПМ, ВИД), позволяющие определить требуемую мощность электродвигателя и силового преобразователя, необходимую для достижения заданных показателей по мощности и диапазонам регулирования с постоянством момента и мощности.
2. Разработан алгоритм управления потоками мощности в гибридных и электрических трансмиссиях, основанный на анализе каждым устройством трансмиссии напряжения общего звена постоянного тока, обеспечивающий устойчивость работы всей энергосистемы и исключающий необходимость координации работы различных устройств по информационным сетям.
3. Разработан программный комплекс поддержки сетевого взаимодействия на базе протокола CANopen для сетей CAN и других физических интерфейсов, включающий в себя функции параметрирования, осциллографирования, сохранения журналов аварий, событий и осциллограмм режимов работы оборудования, обновление программного обеспечения устройств комплекта тягового электрооборудования (КТЭО).
4. Разработан подход к созданию и приведены примеры разработанного стендового оборудования для тестирования компонентов систем управления КТЭО.

5. Для отечественного микроконтроллера K1921BK01T разработан комплекс программно-аппаратных средств поддержки разработчиков, находящийся в открытом доступе и включающий в себя средства разработки ПО, отладки программ, драйверы сетевого взаимодействия по протоколу CANopen, примеры базовых структур систем управления всеми основными типами электродвигателей и схемотехнические решения для быстрого прототипирования электроприводов и систем управления, выполненных на базе отечественного микроконтроллера.

Внедрение и практическая реализация результатов

Результаты работы были внедрены в процессе выполнения НИР «Крымск» по созданию КТЭО гибридного транспортного средства с колёсной формулой 8x8 и индивидуальным электроприводом на каждое колесо, при создании электротрансмиссии многоосных колёсных машин большой грузоподъемности НТЦ ПАО «КАМАЗ», ОКР по созданию КТЭО полностью электрического автобуса «Волгабус» и автономного микроавтобуса «Magtrëshka», создания КТЭО для карьерного самосвала БЕЛАЗ-90.

Системы самосенсорного управления внедрены в качестве аварийных систем, обеспечивающих функционирование оборудования в случае отказа датчика положения ротора.

Системы автоматического тестирования контроллеров системы управления применяются для аттестации всего выпускаемого оборудования ООО «НПФ «ВЕКТОР», поставляемого, в том числе, как в состав КТЭО различных транспортных средств, так и для других силовых преобразователей и источников питания, например, преобразователей собственных нужд вагонов метро.

Разработанные контроллеры на базе отечественного микроконтроллера K1921BK01T (НИИЭТ, гор. Воронеж) и программное обеспечение внедрены

и испытаны в рамках работ НТЦ ПАО «КАМАЗ» и в КТЭО карьерного самосвала БЕЛАЗ-90.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Методика оценки требований к тяговым электроприводам, позволяющая определить необходимую мощность и диапазон регулирования вверх от номинальной скорости с учетом особенностей конкретного типа тяговой электрической машины и её работы совместно с силовым полупроводниковым преобразователем.
2. Способ управления потоками мощности в гибридных электротрансмиссиях, обеспечивающий максимальную автономность устройств и устойчивый энергетический баланс между источниками мощности и потребителями.
3. Метод самосенсорной идентификации положения ротора тяговых вентильно-индукторных электроприводов независимого возбуждения, основанный на инъекции напряжения в статорные обмотки и анализе отклика в обмотке возбуждения и обеспечивающий возможность управления на низких скоростях без (или при отказе) датчика положения.
4. Алгоритм синхронизированного измерения скорости вращения тяговых электроприводов, обеспечивающий минимальную задержку измерения при сохранении точности.
5. Способ автоматической подстройки параметров наблюдателей в системе векторного управления тягового электропривода для компенсации девиации параметров вследствие изменения температуры электрической машины.
6. Универсальные модели для построения предельных характеристик тяговых электроприводов различных типов и определения требований к силовым преобразователям.

7. Методика проектирования стендового оборудования для аттестации микроконтроллерных систем управления и методика диагностирования состояния электрооборудования средствами системы управления.
8. Программно-аппаратный комплекс разработки и прототипирования систем управления и электроприводов на базе отечественного микроконтроллера K1921BK01T, включающий в себя средства разработки ПО и отладки программ, драйверы сетевого взаимодействия по протоколу CANopen, примеры базовых структур систем управления всеми основными типами электродвигателей, схемотехника и трассировка печатных плат контроллера и силового преобразователя.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на 33 научно-технических конференциях и семинарах, в том числе:

1. V, VI, VII, VIII, IX Международные (XVI, XVII, XVIII, XIX, XX Всероссийские) конференции по автоматизированному электроприводу 2007, Санкт-Петербург; 2010, Тула; 2012, Иваново (3 докл.); 2014, Саранск (4 докл.).
2. Международная конференция «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты (№ЭЭЭ — 2008, 2010, 2012 гг.)» (г. Алушта).
3. Научно-практические семинары по различным аспектам автоматизированного электропривода, проводимые кафедрой АЭП НИУ «МЭИ», в том числе: «Методы и средства наладки электроприводов», 2014 г.; «Новые решения в электроприводе», 2016 г.; «Тяговые электроприводы», 2017 г.

4. EPE-PEMC 2004 // 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, Riga, Latvia, 2004.
5. European Conference on Power Electronics and Applications EPE2014 ECE Europe, 26-28 August 2014.
6. 56-th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University, Riga, Latvia on October 14, 2015 (3 доклада)
7. POWERENG 2015, Riga, Latvia, 10-11 May, 2015.
8. SIBCON 2015, Омск, Россия (2 доклада)
9. 6-th International conference on Internet Technologies & Applications (ITA15), Wrexham, Glyndwr University, 8-11 September 2015 (2 доклада)
10. 50-th Universities Power Engineering Conference (UPEC 2015), Staffordshire University, 1-4 September 2015 (2 доклада)
11. 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Coimbra, Portugal (2 доклада).
12. IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS), Пермь (2 доклада).
13. 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), October 13-14, 2016 (5 докладов).
14. 42nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society October 24-27, 2016, Firenze (Florence), Italy (3 доклада).
15. 17th Mechatronika 2016, December 7 – 9, 2016, Prague.
16. 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 2017, 1-3 June 2017, Sofia, Bulgaria.

- 17.2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS), Cluj-Napoca, Romania (2 доклада).
- 18.2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, USA.
- 19.IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University, Riga, Latvia, 2017 (4 доклада).
- 20.2017 Internet Technologies and Applications (ITA), Wrexham, Glyndwr University, UK.
- 21.19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, Poland.
- 22.52nd International Universities Power Engineering Conference, UPEC'2018, Crete, Greece (2 доклада).
- 23.IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China (2 доклада).
- 24.2017 International Symposium on Power Electronics (Ee), Novi Sad, Serbia, (2 доклада).
- 25.International Workshop on Electric Drives, 2018, Moscow, Russia (4 доклада).
- 26.17th international Ural Conference on AC Electric Drives, Ekaterinburg, Russia.

Публикации. По результатам исследований опубликовано 101 научных работы, в том числе, 2 учебника, 60 статей в журналах и материалах конференций, рекомендованных ВАК РФ или приравненных к ним, из них 50 статей в журналах и материалах конференций, индексируемых в базе научного цитирования Scopus и Web of Science, получен 1 патент РФ на полезную модель.

Объём работы. Диссертация изложена на 445 страницах машинописного текста, содержит введение, шесть глав, заключение, список используемых сокращений, список литературы из 193 именованных, 5 приложений на 16 листах, 7 актов внедрения и иллюстрируется 181 рисунком.

ГЛАВА 1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ БАЗОВЫХ ТРЕБОВАНИЙ К ТЯГОВОМУ ЭЛЕКТРОПРИВОДУ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Эта глава содержит анализ требований, предъявляемых к тяговым электроприводам, анализ предельных механических характеристик различных типов электроприводов в зоне ослабления поля, где важно обеспечить режим постоянства мощности, и рекомендации по выбору мощности тяговых приводов.

1.1. Базовые требования к тяговому электроприводу гибридного электрического и полностью электрического транспортных средств

Тяговый электропривод является системой, которая в большинстве случаев работает в условиях ограниченной подводимой мощности. Это ограничения: по току контактного провода, по току аккумуляторной батареи, по мощности дизель-генераторной установки и т.д. Данное обстоятельство вынуждает разработчиков тяговых электроприводов обеспечивать работу электропривода в двух зонах регулирования: вниз и вверх от номинальной скорости. Регулирование вниз обеспечивается в режиме постоянства момента, регулирование вверх — в режиме постоянства мощности.

К тяговому электроприводу и всему комплекту тягового электрооборудования, устанавливаемому на конкретное шасси, и вместе представляющее собой транспортное средство (ТС), предъявляются различные требования, из которых можно выделить следующие основные показатели:

- максимальная скорость движения ТС;
- максимальный преодолеваемый уклон;
- продолжительно преодолеваемый уклон;
- время разгона/торможения до/с заданной скорости движения.

Кроме того, существует масса второстепенных требований, часть из которых зачастую не могут быть объяснены с позиции здравого смысла, например, поддержание постоянного значения мощности, развиваемой тяговым электроприводом во всём диапазоне скоростей. Как будет показано далее,

данное требование существенно влияет на выбор установленной мощности тягового электрооборудования и приводит к завышению показателей относительно необходимых [11, 60].

Для рассмотрения основных требований следует определить силы, действующие на ТС, которые в наибольшей степени влияют на указанные требования. Это сила сопротивления набегающему потоку воздуха — F_A (air drag), сила трения качения колес ТС при соприкосновении с дорожным покрытием — F_R (rolling drag), проекция силы тяжести на продольную ось, возникающая при движении транспортного средства по дороге с уклоном — F_G (grade), и сила тяги — F_T (traction force). Сила сопротивления набегающему потоку воздуха зависит от плотности воздуха — ρ , коэффициента аэродинамического сопротивления кузова ТС — C_d , площади поперечного сечения кузова ТС — A , и скорости движения — V в соответствии с уравнением [190]:

$$F_A = \frac{1}{2} \rho C_d A V^2. \quad (1.1)$$

Сила трения качения определяется через коэффициент сопротивления качению — f , который зависит от типа шины и типа дорожного полотна. Коэффициент определяется как отношение момента трения качения M_R к силе реакции опоры $N = m_{max}g$. С учетом радиуса колеса R выражение для силы записывается в виде:

$$F_R = \frac{f}{R} m_{max} g. \quad (1.2)$$

Для оценки силы и мощности, требующихся для движения на максимальной скорости, считают, что дорога строго горизонтальна. Тогда результирующая сила будет равна сумме (1.1) и (1.2):

$$F_{Vmax} = F_A + F_R, \quad (1.3)$$

а мощность может быть рассчитана путем умножения на максимальную скорость:

$$P_{Vmax} = \frac{1}{2} \rho C_d A V_{max}^3 + \frac{f}{R} m_{max} g V_{max}. \quad (1.4)$$

Максимальная тяга наиболее часто определяется уклоном дороги, который требуется преодолевать либо в кратковременном режиме, либо постоянно. Например, для карьерных самосвалов БЕЛАЗ-90 длительно преодолеваемый уклон задан равным 12% (6,84°), а кратковременный — 24% (13,5°). Для дорожных автомобилей максимальный уклон встречается на многоуровневых паркингах и горных дорогах. Для паркингов он составляет до 18% (10,2°) [191], однако в Германии его доводят до 30% или 17°. Соответственно формула должна учитывать одновременно и силу трения качения, и проекцию силы тяжести:

$$F_{max} = mg \left(\sin(\alpha) + \frac{f}{R} \right), \quad (1.5)$$

где α — угол уклона дороги.

Рассмотрим два примера гибридных ТС — BMW i3 и БЕЛАЗ-90, которые сильно отличаются по требованиям к трансмиссии ТС.

BMW i3 имеет массу 1245 кг. С учетом 4-х пассажиров по 80 кг масса увеличивается до 1565 кг. Произведение коэффициента аэродинамического сопротивления на площадь поперечного сечения равно 0,69 м² [38]. Мощность встроенного тягового электродвигателя равна 125 кВт. Зададимся максимальным уклоном 30%, плотностью воздуха 1,2 кг/м³. Максимальная скорость ограничена электронным образом на уровне 150 км/ч. Данное ограничение диктуется увеличивающимися потерями в стали и механической прочностью конструкции электрической машины [55]. Выберем коэффициент трения качения 0,01 [190], радиус колеса составляет 0,34 м. Сила сопротивления при максимальной скорости составляет:

$$F_{Vmax} = \frac{1}{2} 1,2 \cdot 0,69 \cdot 41,67^2 + \frac{0,01}{0,34} \cdot 1565 \cdot 9,81 = 1736 + 452 = 2188 \text{ Н.} \quad (1.6)$$

Максимальная мощность равна:

$$P_{Vmax} = F_{Vmax} \cdot V_{max} = 2188 \cdot 41,67 = 91,2 \text{ кВт.} \quad (1.7)$$

Для преодоления уклона в 30% требуется максимальная тяга, определяемая по (1.5):

$$F_{max} = 1565 \cdot 9.81 \cdot \left(\sin(17^\circ) + \frac{0,01}{0,34} \right) = 4863 \text{ Н.} \quad (1.8)$$

Характеристика тягового электропривода BMW i3 представлена на рис. 1.1. Данную характеристику можно перестроить в координатах сила и поступательная скорость ТС и разметить на ней рассчитанные ограничения.

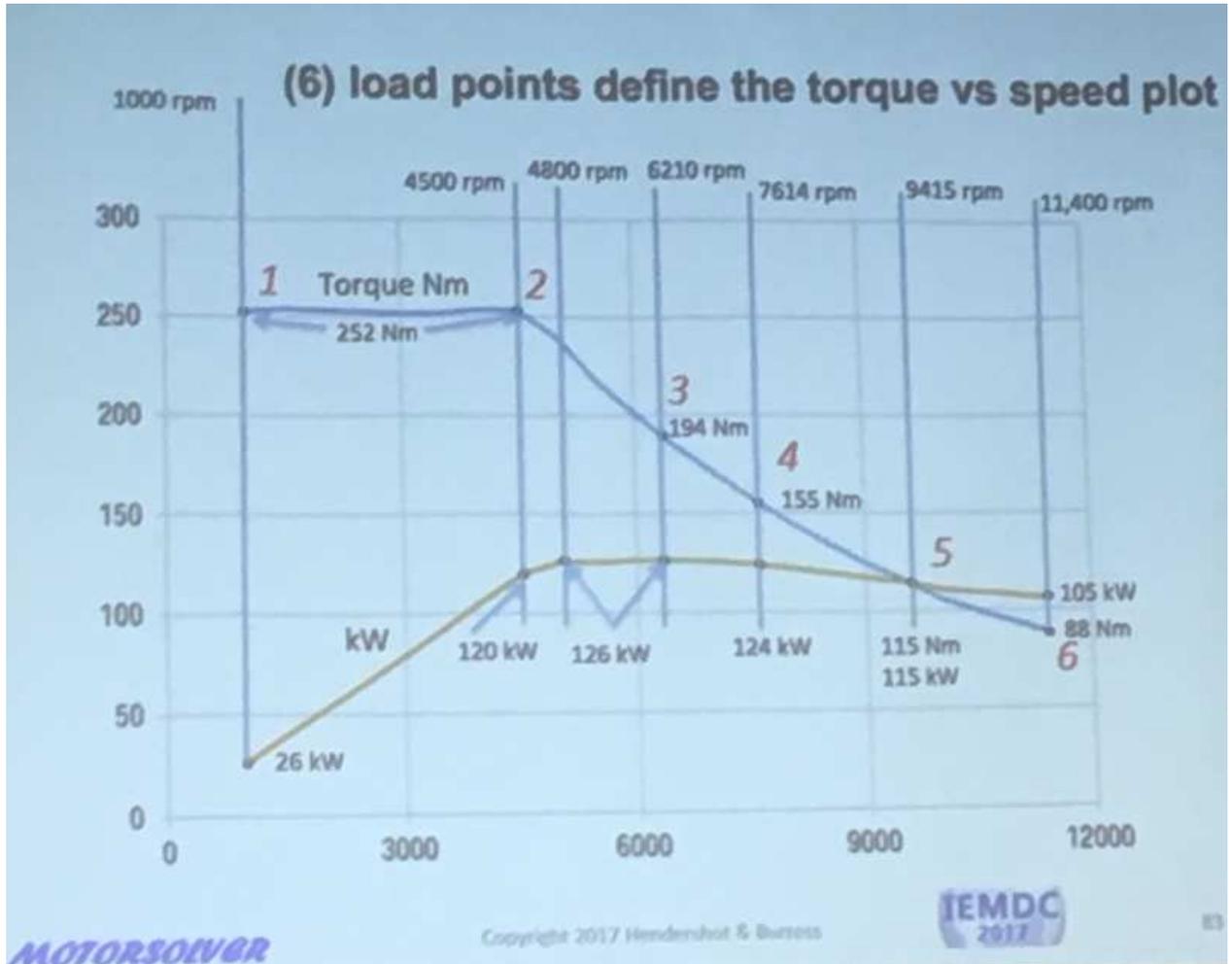


Рис. 1.1. Фотография экспериментальной характеристики тягового электропривода BMW i3 с презентации во время обучающих докладов IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2017, Майами, США

Данную характеристику можно наложить на приведенные расчеты (см. рис. 1.2.). По характеристике имеется небольшой запас, однако видно, что определяющим является сопротивление на максимальной скорости. Так при изменении характеристик дорожного покрытия до асфальтового в удовлетворительном состоянии ТС будет способно разогнаться ровно до максимальной скорости без запаса по моменту.

Если определить диапазон постоянства мощности D для данного тягового электропривода как отношение максимальной скорости к номинальной за вычетом единицы, то этот показатель тягового электропривода BMW i3 равен 1,5. Он мог быть и меньше, так как тяга, необходимая для преодоления максимального уклона достигается на скорости 105 км/ч. В этом случае можно было бы приблизительно в 1,5 раза уменьшить массу постоянных магнитов в роторе, повысив номинальную скорость, однако данное изменение конструкции электродвигателя и его тяговой характеристики привело бы к существенному (в те же 1,5 раза) снижению динамики автомобиля в зоне низких скоростей, что нежелательно, так как будет ощущаться водителем и отразится на времени разгона до 60 км/ч, которое приводят производители автомобилей в качестве основного показателя динамичности ТС.

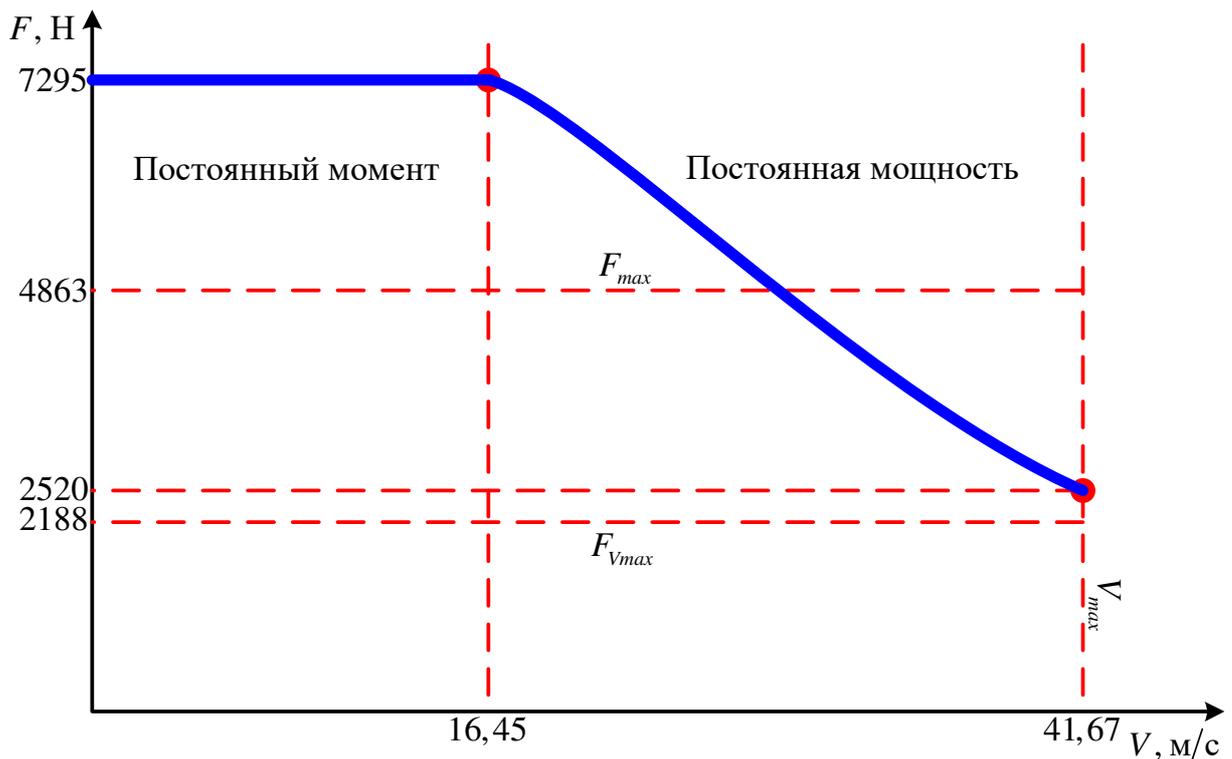


Рис. 1.2. Характеристика тягового электропривода BMW i3, наложенная на расчетные значения максимальной требуемой тяги и силы сопротивления при максимальной скорости движения

Для самосвала БЕЛАЗ-90 можно построить аналогичную характеристику. Масса ТС составляет 73 тонны и 90 тонн груза, что дает 163 тонны

полной массы. Коэффициент аэродинамического сопротивления составляет около 0,55, а площадь лобового сопротивления 26,5 м². Мощность тяговых электроприводов составляет 640 кВт (два привода на задние колёса по 320 кВт). Максимальный уклон равен 24% или 13,5°, а в продолжительном режиме ТС должно преодолевать 12% или 6,84°. Максимальная скорость составляет 65 км/ч, причём для этой скорости следует рассматривать асфальтовое дорожное покрытие с коэффициентом трения качения 0,01, а для режима максимальной тяги — грунтовую дорогу после дождя с коэффициентом 0,05. Радиус колеса для шины 27.00R49 MICHELIN XDT A4 E4T составляет 1,35 м. Тогда сила сопротивления на максимальной скорости равна:

$$F_{V_{max}} = \frac{1}{2} \cdot 1,2 \cdot 0,55 \cdot 26,5 \cdot 18^2 + \frac{0,01}{1,35} \cdot 163000 \cdot 9,81 = 2,8 + 11,8 = 14,7 \text{ кН.} \quad (1.9)$$

Мощность при максимальной скорости равна:

$$P_{V_{max}} = F_{V_{max}} \cdot V_{max} = 14,7 \cdot 18 = 264,2 \text{ кВт.} \quad (1.10)$$

Для преодоления уклона в 24% требуется максимальная тяга по (1.5):

$$F_{max} = 163 \cdot 9,81 \cdot \left(\sin(13,5^\circ) + \frac{0,05}{1,35} \right) = 432,4 \text{ кН.} \quad (1.11)$$

На рис. 1.3 представлена тяговая характеристика БЕЛАЗ-90, ограниченная областями максимальной скорости и максимального момента. Диапазон регулирования в режиме ослабления поля здесь существенно отличается от BMW i3 и составляет более 10,5:1. Это связано с совершенно иным соотношением мощности энергетической установки и тяговых приводов к массе ТС. Если у BMW i3 удельная мощность составляет около 80 кВт на тонну при полной загрузке, то в БЕЛАЗ-90 этот показатель всего 3,9 кВт/т. Соответственно и подходы к созданию тяговых электроприводов и выбора типа электродвигателя должны быть совершенно разными.

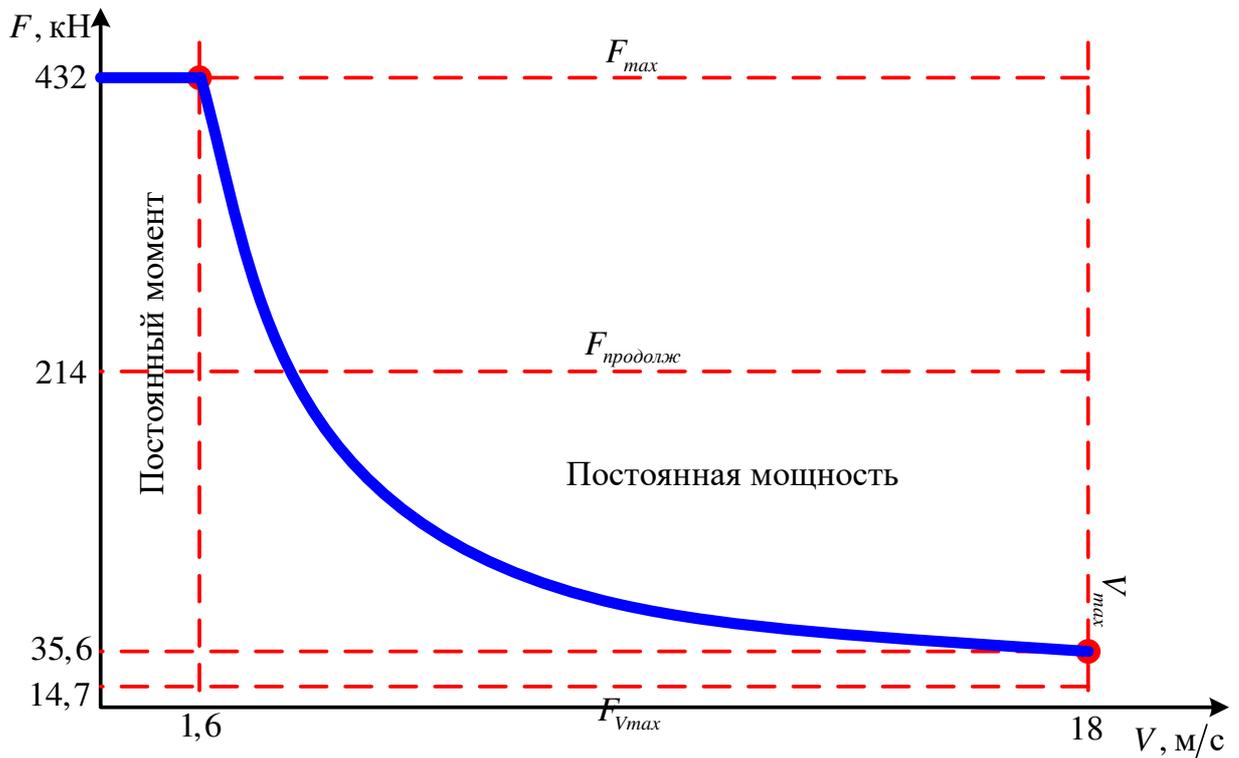


Рис. 1.3. Тяговая характеристика БЕЛАЗ-90

1.2. Компромиссы при проектировании тяговых электродвигателей

Производители электрических машин часто приводят параметр удельной мощности — мощность на килограмм веса — в качестве показателя эффективности конструкции электродвигателя. Вместе с тем, данный параметр не является единственным и главным. Существуют как минимум три параметра, на которые следует обращать внимание при сравнении электрических машин. Первый — это удельная мощность активных частей. Именно её многие производители стараются декларировать и сравнивать с уже эксплуатирующимся оборудованием. Однако в зависимости от условий эксплуатации может существенно вырастать масса несущих частей конструкции электродвигателя. Например, мотор-колеса должны нести на своей конструкции часть общей массы машины, что выливается в увеличение массы подшипниковых щитов, требует выбора соответствующих подшипников и т.д. Поэтому максимальные параметры, приводимые разработчиками и производителями электродвигателей, в 10 кВт/кг следует воспринимать как параметр электродвигателя,

который способен передавать только вращающий момент при практически нулевой радиальной нагрузке.

Второй параметр — это режим работы продолжительный/кратковременный/часовой. Здесь можно привести пример с автомобилями Tesla Motors (Tesla Model S и др.), которые имеют удивительные параметры паспортной удельной мощности в 4,5 кВт/кг. Однако данный параметр приведен для кратковременного режима работы [161, 162] и испытания показывают, что на гоночной трассе Tesla Model S через небольшое время теряет свою динамику, включая режим защиты электродвигателя от перегрева. Вместе с тем, заявленные 306 кВт мощности в обычных условиях не требуются настолько часто, чтобы двигатель успевал сколько-нибудь значительно нагреться, соответственно обычный водитель не сталкивается с режимом ограничения мощности при ежедневной эксплуатации.

Третий параметр, на который необходимо обратить пристальное внимание, — это диапазон зоны ослабления поля. На рис. 1.4 красными прямоугольниками представлено семейство характеристик разных электродвигателей с одинаковой номинальной мощностью. Эти характеристики отличаются максимальной скоростью и моментом. Максимальная скорость ограничена двумя основными факторами: механической прочностью ротора и возрастающими потерями в стали. Однако для машины с максимальной скоростью момент будет минимальным (1 на рис. 1.4), а так как момент пропорционален площади взаимодействия статора и ротора, то и объем такой машины получится минимальным.

Увеличение момента в два раза (2 на рис. 1.4) влечет за собой увеличение диаметра в 1,4 раза или длины машины в 2 раза, а значит увеличение массы активных частей (магнитов, стали, меди и/или алюминия) в 2 раза и снижение в два раза удельного показателя мощности к массе.

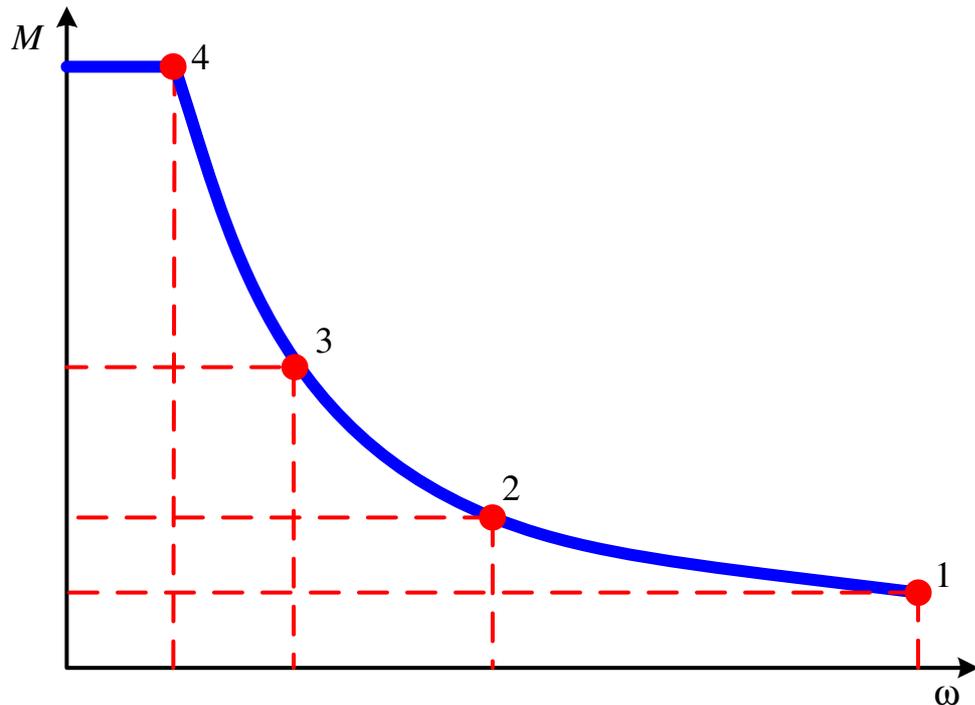


Рис. 1.4. Характеристики электроприводов одинаковой мощности

Так как тяговая характеристика справа ограничена максимальной скоростью, а сверху максимальным требуемым моментом, то необходимо выбирать такую из характеристик, чтобы в номинальном режиме удовлетворить требованию максимального момента, а в режиме ослабления поля (или условного постоянства мощности) обеспечить достижение максимальной скорости. Номинальная же продолжительная мощность должна быть не меньше требуемой для преодоления трения качения и сопротивления набегающему потоку воздуха при максимальной скорости. Увеличение мощности относительно этого значения необходимо, если требуется обеспечить некую заданную динамику.

Разрабатывая двигатель для работы на характеристике 4 (рис. 1.4), всегда можно путем изменения обмоточных данных практически бесплатно увеличить мощность двигателя. Так, если усилить изоляцию электродвигателя в 2 раза, то аналогичная машина позволит получить мощность на валу приблизительно в 2 раза больше, практически оставшись в том же объеме. Однако хотя такой подход позволяет позже начать ослабление поля, он требует в два раза большей установленной мощности силового преобразователя. В свою очередь, не всегда на ТС имеется источник питания, способный эту мощность

передать на колёса. Так в БЕЛАЗ-90 завышение номинальной точки по скорости не приведет к улучшению динамических характеристик машины именно по причине ограниченной мощности тягового генератора.

Таким образом, выбор диапазона работы в режиме ослабления поля является компромиссом между динамикой ТС и размерами и стоимостью тягового электродвигателя. Кроме того, работа в режиме ослабления поля неэквивалентна работе в режиме постоянства мощности, так как далеко не все электрические машины способны обеспечивать глубокое ослабление поля с сохранением номинальной мощности на валу. Это в свою очередь приводит к необходимости завышения габаритных размеров и номинальной мощности электродвигателя, если необходимо обеспечить требования технического задания по постоянству мощности или сниженной мощности не хватает на преодоление сил, сопротивляющихся движению. Завышение номинальной мощности электродвигателя приводит к необходимому завышению номинальной мощности силового преобразователя. В следующем параграфе будет показано, насколько требуется завышать мощность электродвигателя и инвертора для обеспечения заданной тяговой характеристики.

1.3. Сопоставление тяговых характеристик различных типов электродвигателей

1.3.1. Типы электрических тяговых двигателей

Первым электродвигателем, повсеместно применявшимся в качестве тягового, был двигатель постоянного тока. Его достоинства и недостатки хорошо известны:

- достоинства:
 - простое реостатное регулирование;
 - широкие возможности по регулированию возбуждения (параллельное, последовательное, смещенное);
 - возможность питания от сети переменного тока с дешевой схемой регулирования на базе тиристорного выпрямителя;

- недостатки:
 - коллекторный узел, требующий обслуживания;
 - дороговизна электродвигателя и большой объем активных материалов.

В настоящее время данный тип привода практически не рассматривается в новых разработках. Существующие на его основе решения проходят частичную или глубокую модернизацию.

Применение двигателей переменного тока долгое время ограничивалось отсутствием силовой электроники, однако с ее появлением преимущества двигателей переменного тока стали очевидными:

- необслуживаемость и высокая надежность;
- меньшая масса комплектного тягового оборудования.

Если необслуживаемость в основном определяется отсутствием коллекторного узла, то меньшая масса достигается увеличением скорости вращения (15000 об/мин для двигателя автомобилей Tesla; 11400 об/мин для BMW i3) до значений, недоступных при тех же мощностях для коллекторных двигателей постоянного тока.

В мире в настоящее время самым распространенным по установленной мощности на электротранспорте является асинхронный электродвигатель (induction motor), который устанавливается на железнодорожный транспорт, трамваи, троллейбусы, дорожные машины. Однако самым массовым по числу электроприводов стал синхронный двигатель с инкорпорированными постоянными магнитами (СДПМ) (interior permanent magnet synchronous motor). Их существенный рост в последние 10 лет связан с проникновением в сегмент дорожных машин. По сути, единственными выпускаемыми автомобилями, которые имеют асинхронный тяговый электродвигатель, являются автомобили Tesla Motors.

Кроме этого, рассмотрены характеристики синхронной реактивной машины (SRM), которую некоторые авторы также продвигают для тяговых применений.

Многие годы ученые называют перспективным для транспортных применений вентильно-индукторный электродвигатель (ВИД) с самовозбуждением (switched-reluctance motor), однако данный двигатель не вышел за пределы концептов.

Наиболее оптимальным с точки зрения управляемости является синхронный двигатель с независимым возбуждением. Он нашел применение в различных тяговых приводах, и в последние годы его активно применяет компания Рено [116]. Недостатком данного электродвигателя является наличие щеточного контакта для питания расположенной на роторе обмотки возбуждения. Щеточный контакт может быть исключен путем беспроводной передачи энергии на обмотку возбуждения, однако это усложняет и удорожает конструкцию машины, и несколько увеличивает её габариты.

Научные коллективы МЭИ активно работают и достигли определенных успехов в области вентильно-индукторного электродвигателя с независимым возбуждением (ВИДНВ), который в западной литературе известен как *homopolar synchronous motor*.

Основным требованием, которое всегда предъявляется к тяговому электроприводу, является возможность работать в режиме постоянной мощности. Это требование возникло от дорожных машин, двигатель внутреннего сгорания которых имеет ограниченную мощность, а относительное постоянство мощности на колесах достигается за счет переключения скоростей в коробке передач. Ограничение мощности основного источника питания или подводящих проводов определило данное требование практически ко всем транспортным средствам. Несоответствие двигателя мощности источника или его способность работать в режиме постоянной мощности во всем диапазоне скоростей приводит к тому, что тяговый привод оказывается переразмеренным как по массе электродвигателя, так и по установленной мощности силового преобразователя.

В данном разделе основное внимание при анализе различных тяговых электроприводов будет уделено именно эффективности обеспечения режима

постоянной мощности средствами силового преобразователя установленной мощности. Результаты анализа покажут общие проблемы различных видов электроприводов, и предложенный подход можно будет адаптировать для проверки конкретных технических решений.

В проводимом анализе также не будут учтены потери в железе, так как в зависимости от качества материалов, размеров машины и т.д. их учет породит огромное количество вариантов, имеющих совершенно разные характеристики и КПД. Исследование позволяет сравнить эффективность использования силовых приборов инвертора и переразмеренность тягового электродвигателя.

1.3.2. Асинхронный тяговый электропривод

1.3.2.1. Применение асинхронного электродвигателя в транспорте

На протяжении десятилетий асинхронный электродвигатель (АД) остается наиболее популярным типом современного тягового электродвигателя. Основное свое применение он нашел на железной дороге и метрополитене. В последнее время в России он распространился на автобусы и трамваи, а в качестве тягового двигателя электромобилей применяется в линейке автомобилей Tesla Motors (Tesla Model S и др.) и АвтоВАЗ (Ellada).

В рельсовом (железнодорожном и метро) транспорте этот тип двигателя получил распространение по двум основным причинам:

- Один инвертор может управлять сразу группой тяговых электроприводов (двумя или четырьмя). Несколько десятилетий назад стоимость одного мощного инвертора для всех двигателей на тележке локомотива или вагона метро была ниже, как и масса, и объем, чем у индивидуальных приводов. И хотя характеристики двигателей имеют чуть разную жесткость, и нагрузка между тяговыми электродвигателями распределяется неравномерно, а колесные пары требуют регулярной обточки, наличие скольжения в АД допускает их параллельную работу.

- До недавнего времени считалось, что по сравнению с синхронными электродвигателями с постоянными магнитами, тяговая трансмиссия с несколькими АД, в случае выхода из строя одного из электроприводов из множества, установленных на локомотиве или вагонах, может продолжать движение. Для двигателей с возбуждением от постоянных магнитов это считалось невозможным из-за опасности возникновения пожара и необходимости иметь механическое расцепление двигателя и колесной пары для такого аварийного режима движения. Однако в настоящее время с последовательным изучением характеристик тяговых синхронных машин стало понятно, что проблемы возгорания — например, от межвиткового КЗ из-за действия ЭДС — нет, и данные приводы начали успешно использовать в том числе в локомотивах [194].

В автомобилестроении прорывные характеристики были получены компанией Tesla Motors, которая представила дорожный электромобиль с приводом мощностью до 306 кВт. Следует отметить, что удельная мощность двигателя Tesla Motors превышает 4,5 кВт/кг. Данный показатель был достигнут путем глубокой оптимизации конструкции электрической машины, включая применение водяного охлаждения и медную беличью клетку (вместо традиционной алюминиевой) для снижения веса и потерь в роторе. Кроме того, этот пример показал, что для частного автомобиля (и большинства других применений) маркировка может выполняться по пиковой мощности, так как в продолжительном режиме никто не эксплуатирует его на полные 306 кВт, используемые только в процессе разгона. Максимальная скорость у этой модели ограничена на уровне 209 км/ч, хотя характеристика двигателя явно позволяет разгоняться дальше. Это ограничение дает повод полагать, что мощность заявлена лишь для кратковременного режима работы (разгон/торможение), а ограничение скорости дается по тепловому режиму. Косвенно это подтверждается результатами испытаний на гоночных треках, когда машина позволяет атаковать лишь несколько первых минут. Чтобы оценить реальную мощность в

продолжительном режиме на максимальной скорости, воспользуемся имеющимися данными: произведение коэффициента лобового сопротивления C_x на площадь лобового сечения $C_x A = 0,567 \text{ м}^2$, максимальная скорость $V_{max} = 58 \text{ М/с}$, плотность воздуха при 25° С $\rho = 1,2041 \text{ кг/м}^3$, тогда сопротивление потоку встречного воздуха составит:

$$F_{\text{возд}} = \frac{1}{2} C_x \rho V_{max}^2 = 1150 \text{ Н.} \quad (1.12)$$

Трение качения колес можно оценить по коэффициенту $f = 0,01$, радиуса колеса $R = 0,4 \text{ м}$ и массы автомобиля $m = 2108 \text{ кг}$ по формуле:

$$F_{\text{трения}} = \frac{0,01}{0,4} 2108 \cdot 9,81 = 517 \text{ Н.} \quad (1.13)$$

Таким образом, с учетом КПД редуктора $\eta \approx 0,98$ мощность на валу двигателя для движения с максимальной скоростью должна составлять:

$$P = \frac{(F_{\text{возд}} + F_{\text{трения}}) V_{max}}{\eta} = 98,7 \text{ кВт.} \quad (1.14)$$

Рабочая точка в данном случае будет находиться в зоне ослабления поля. То есть мощность, развиваемая двигателем в самом тяжелом продолжительном режиме, составляет всего 98,7 кВт с возможной перегрузкой до 306 кВт. В итоге удельная мощность для продолжительного режима работы составит всего 1,25 кВт/кг при удельной мощности 4,5 кВт/кг для кратковременного режима разгона или торможения.

Основным недостатком АД является наличие потерь в роторной цепи, что требует применения специальных мер по отводу тепла. Существуют решения в том числе с жидкостным охлаждением ротора. Вместе с тем, повышенные требования к охлаждению ротора отрицательно влияют на габариты и возможные варианты размещения АД в транспорте в тех ситуациях, когда имеются ограничения по осевому габариту машины в применениях с относительно небольшой мощностью (например, мотор-колесо). Лишь в мощных

приводах, таких как мотор-колеса грузовиков БЕЛАЗ, данное ограничение перестает играть существенную роль.

1.3.2.2. Математическое описание асинхронного электродвигателя

В электрической тяге используется исключительно АД с короткозамкнутым ротором. Его уравнения обычно получают из уравнений обобщенной электрической машины, где питающее напряжение подводится к статорной цепи, к ротору подводится нулевое напряжение. Уравнения электрического равновесия фазных обмоток запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}; \\ 0 &= i_{rd} R_r + \frac{d\psi_{rd}}{dt}; \\ 0 &= i_{rq} R_r + \frac{d\psi_{rq}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

Эти уравнения можно переписать в форме Коши, тогда они будут пригодны для численного интегрирования в каком-либо математическом пакете:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s; \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -i_{rd} R_r; \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -i_{rq} R_r. \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

Двигатель подключается к источнику питания статорными обмотками, напряжение, приложенное к роторным обмоткам, в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором всегда равно нулю. Изменение потокосцепления обмоток определяется разницей питающего напряжения и падения на сопротивлении обмоток. После интегрирования разницы напряжений вектор потокосцеплений содержит величины в статорных осях α, β и в роторных d, q . Вычисление токов можно провести по уравнению связи потоков и токов:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad (1.17)$$

которое можно решить, выразив токи через известные потоки:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} \\ \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & -\frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & -\frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

В данном уравнении присутствуют статорные и роторные величины в одинаковых координатных осях, которые необходимо получить из величин в стационарных и вращающихся координатах с помощью уравнений координатных преобразований:

$$\left. \begin{aligned} x_d &= x_\alpha \cos \theta + x_\beta \sin \theta; \\ x_q &= -x_\alpha \sin \theta + x_\beta \cos \theta, \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

$$\left. \begin{aligned} x_\alpha &= x_d \cos \theta - x_q \sin \theta; \\ x_\beta &= x_d \sin \theta + x_q \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

Полученные с помощью (1.18) токи записаны в неподвижных осях α, β , и чтобы роторные токи можно было использовать в уравнениях (1.16), необходимо выполнить их координатные преобразования из α, β в d, q с помощью (1.19). Для расчета падений напряжений на сопротивлениях обмоток, которые используются в уравнениях (1.16), вектор токов следует перемножить на диагональную матрицу сопротивлений:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Для определения момента уравнения статорных цепей в статическом режиме в координатах x, y , направленных осью x по полю ротора, записываются как:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx} R_s - \Psi_{sy} \omega_0; \\ u_{sy} &= i_{sy} R_s + \Psi_{sx} \omega_0, \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

где потокосцепления при равенстве нулю потока ротора по оси y и тока ротора по оси x выражаются как:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sx} &= L_s i_{sx} + L_m i_{rx} = L_s i_{sx}; \\ \Psi_{sy} &= L_s i_{sy} + L_m i_{ry} = L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy}, \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

и после подстановки в (1.22) получается:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx} R_s - \left(L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \right) \omega_0; \\ u_{sy} &= i_{sy} R_s + L_s i_{sx} \omega_0. \end{aligned} \right\} \quad (1.24)$$

Эти выражения, помноженные на токи своих осей, дадут в левой части мгновенные мощности, потребляемые из сети, в средней части потери на сопротивлении, а в правой — мощность на валу. Сумма правых частей, разделенная на скорость координатных осей, даст момент на валу:

$$M = \frac{-\left(L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \right) \omega_0 i_{sx} + L_s i_{sy} \omega_0 i_{sx}}{\omega_0}, \quad (1.25)$$

что после упрощения запишется как:

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy}. \quad (1.26)$$

Аналогично можно получить выражение момента, воспользовавшись уравнениями роторной цепи:

$$\begin{aligned} u_{rx} &= i_{rx} R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_0 - \omega) \psi_{ry}; \\ u_{ry} &= i_{ry} R_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_0 - \omega) \psi_{rx}. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Для статического режима и при равенстве нулю напряжений ротора и потока ротора по оси y первое уравнение полностью сокращается, а второе записывается в виде:

$$0 = i_{ry} R_r + (\omega_0 - \omega) \psi_{rx}. \quad (1.28)$$

Ток ротора запишется как:

$$i_{ry} = -\frac{\psi_{rx}}{R_r} (\omega_0 - \omega). \quad (1.29)$$

Поток ротора по оси y равен нулю, что позволяет связать токи статора и ротора:

$$\psi_{ry} = L_m i_{sy} + L_r i_{ry} = 0. \quad (1.30)$$

Уравнение (1.26) можно переписать, заменив ток статора по оси y на ток ротора той же оси из (1.30), подставив ток ротора из (1.29), а потом заменив произведение взаимной индуктивности на ток статора по оси x на потокосцепление ротора по этой оси:

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy} = -L_m i_{sx} i_{ry} = L_m i_{sx} \frac{\psi_{rx}}{R_r} (\omega_0 - \omega) = \frac{\psi_{rx}^2}{R_r} (\omega_0 - \omega). \quad (1.31)$$

Данное выражение момента потребуется для определения предельной механической характеристики АД. В структуре модели АД момент можно определить с помощью (1.26), записанного в координатных осях α, β :

$$M = -\psi_{r\alpha} i_{r\beta} + \psi_{r\beta} i_{r\alpha}. \quad (1.32)$$

Динамический момент, определяющий темп изменения угловой частоты, рассчитывается как разность момента, развиваемого двигателем, и моментом сопротивления. Угловое положение ротора получается путем интегрирования угловой частоты. Его значение используется в координатных преобразованиях. Результирующая схема представлена на рис. 1.5 [165].

Параметры АД не являются постоянными величинами и зависят от текущего состояния машины. Так, сопротивления ротора и статора изменяются в процессе нагрева машины, сопротивление ротора зависит от скольжения или частоты токов ротора из-за эффекта вытеснения тока. Взаимная индуктивность сильно зависит от тока намагничивания:

$$i_m = \sqrt{(i_{s\alpha} + i_{r\alpha})^2 + (i_{s\beta} + i_{r\beta})^2}. \quad (1.33)$$

Если рассматривать тяговый электропривод, работающий в режиме векторного управления с ослаблением поля [157], то большинство параметров для оценки предельных характеристик АД можно считать неизменными, так как при переходе в режим ослабления поля (см. рис. 1.6а) взаимная индуктивность выходит на линейный участок (см. рис. 1.6б). Привод работает с небольшим скольжением, которое не приводит к существенным изменениям сопротивления роторной цепи из-за вытеснения токов. Индуктивности рассеяния также практически постоянны. Однако для системы векторного управления изменения данных величин всё же следует отслеживать с помощью наблюдателей.

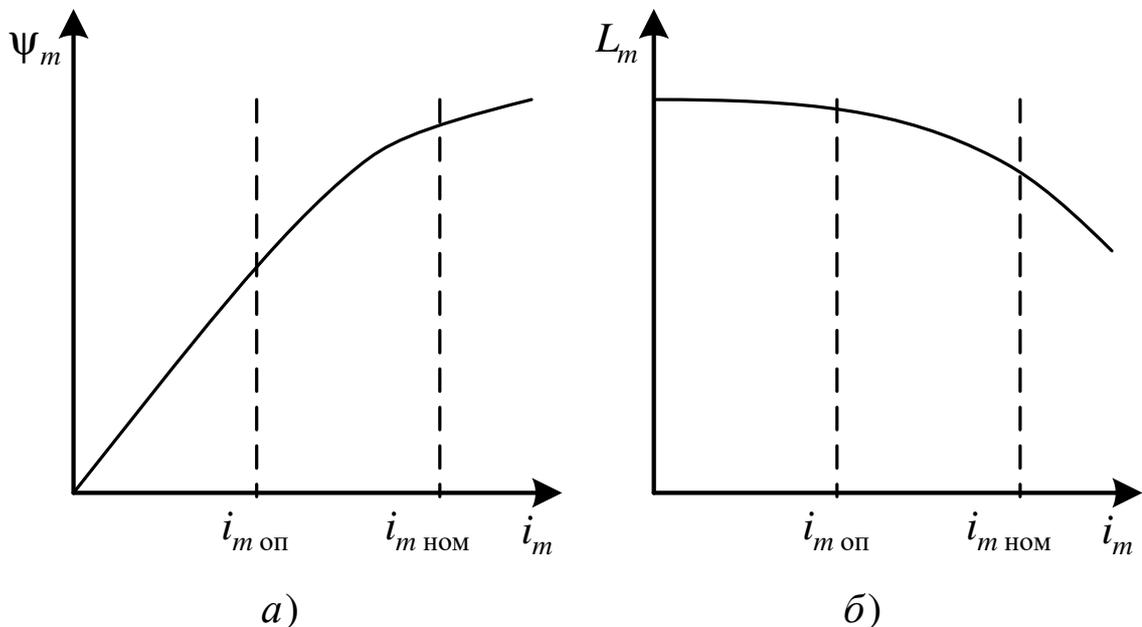


Рис. 1.6. Кривая намагничивания (а) и взаимная индуктивность АД (б)

1.3.2.3. Построение предельных характеристик АД

Для построения механической характеристики АД во всем диапазоне скоростей необходимо задаться ограничениями. Первое ограничение — это напряжение инвертора, которое может быть приложено к обмоткам двигателя. Оно определяется напряжением питания инвертора и не может его превышать. Напряжение инвертора может иметь чисто синусоидальную форму или воспроизводить задание с перемодуляцией. Перемодуляция позволяет при некоторых положениях вектора напряжения (6 на периоде) увеличивать напряжение на 15% относительно максимального напряжения чистой синусоидальной формы (см. рис. 1.7).

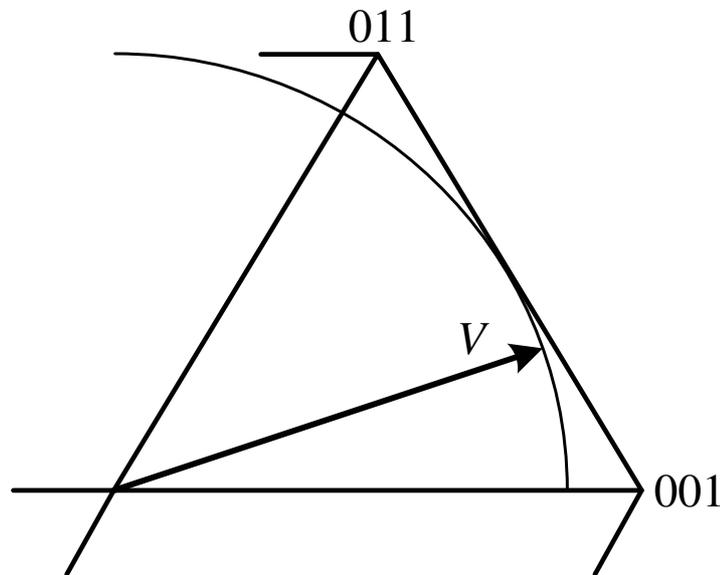


Рис. 1.7. Перемодуляция для векторной ШИМ

В целом, использование перемодуляции позволяет несколько увеличить выходной момент или скорость вращения, однако это увеличение, как правило, будет сопровождаться пульсацией мощности и незначительно. Поэтому зададимся ограничением напряжения исходя из кругового годографа:

$$\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \leq U_{max}, \quad (1.34)$$

где амплитуда фазного выходного напряжения определяется через напряжение звена постоянного тока:

$$U_{max} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (1.35)$$

Второе ограничение по току определяется возможностями инвертора. Для тягового электропривода имеется два типа ограничения. Для заторможенного двигателя и тока, продолжительно протекающего через одну фазу инвертора; и для вращающегося вектора тока высокой частоты. В первом случае кристалл IGBT успевает нагреться до установившегося значения под действием амплитудного тока, а во втором нагрев кристалла можно считать по среднему значению тока.

В любом случае, уменьшение предельного тока характерно только для области низких скоростей и не сказывается на области высоких. Оно может быть описано некоторой зависимостью в функции скорости и алгоритма чередования базовых векторов. Для статического режима работы данное ограничение может быть записано как:

$$\sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \leq I_{max}. \quad (1.36)$$

В режиме векторного управления весь диапазон допустимых (например, по механическим ограничениям) скоростей АД делится на 3 диапазона, которые условно можно назвать:

- диапазон постоянства момента;
- диапазон постоянной мощности;
- диапазон снижающейся мощности.

Диапазон постоянного момента обеспечивается при номинальном потоке машины. Усиливать поток больше номинала не следует, так как его значение обычно лежит на колене кривой намагничивания, и дальнейшее увеличение потока приведет к существенному росту намагничивающего тока, что уменьшит моментобразующий ток. По сути, в этом диапазоне соотношение намагничивающего тока и моментобразующего определяется из условия максимального момента на ампер тока (maximum torque per ampere — МТРА), где каждой амплитуде тока соответствует угол, обеспечивающий максимальный момент. Для первого поддиапазона с постоянным ограничением на ток этот

угол тоже будет постоянным. Моментобразующий ток при известном оптимальном токе намагничивания может быть определен из уравнения (1.36) как:

$$i_{sy} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{sx\text{ ном}}^2}. \quad (1.37)$$

Для определения напряжения статора для каждого значения скорости внутри поддиапазона необходимо по формуле (1.26) вычислить момент, затем, преобразовав (1.31), найти скорость холостого хода:

$$\omega_0 = \omega + \frac{MR_r}{\Psi_{rx}^2} = \omega + \frac{MR_r}{L_m^2 i_{sx}^2}. \quad (1.38)$$

Полученное значение подставляется в (1.24). По мере роста скорости АД остается в первом поддиапазоне, пока напряжение питания не превысит максимальное реализуемое значение по уравнению (1.34).

Во втором диапазоне необходимо не выходить за ограничение напряжения питания при сохранении максимального тока через инвертор. Существуют различные способы реализации зоны ослабления поля, но для относительно медленного тягового привода может применяться регулятор выходного напряжения, воздействующий на намагничивающий ток через регулятор потока. При уменьшении тока по оси x необходимо изменять задание моментобразующего тока по оси y в соответствии с выражением (1.36):

$$i_{sy} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{sx}^2}. \quad (1.39)$$

Уравнения электрического равновесия (1.24) удобно переписать через коэффициент глобального рассеяния $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx} R_s - L_s \sigma i_{sy} \omega_0; \\ u_{sy} &= i_{sy} R_s + L_s i_{sx} \omega_0. \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

На больших напряжениях падением на активном сопротивлении можно пренебречь и тогда выражение (1.40) упростится до:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= -L_s \sigma i_{sy} \omega_0; \\ u_{sy} &= +L_s i_{sx} \omega_0. \end{aligned} \right\} \quad (1.41)$$

При снижении тока намагничивания до

$$i_{sx} = \sigma i_{sy}, \quad (1.42)$$

дальнейшее уменьшение возбуждения не приводит к снижению ЭДС АД и питающего напряжения, поэтому для сохранения работоспособности системы максимальное задание моментобразующего тока должно удовлетворять условию:

$$i_{sy \max} \leq \frac{i_{sx}}{\sigma}. \quad (1.43)$$

Данный диапазон соответствует диапазону снижающейся мощности.

Для построения предельной механической характеристики во всем диапазоне скоростей можно использовать модель с подстройкой тока возбуждения в функции ограничений напряжения. Структура модели представлена на рис. 1.8. Ток статора по оси x определяется интегратором, выходной сигнал которого ограничен сверху номинальным значением тока возбуждения. Интегратор получает на вход ошибку между максимальным напряжением и приложенным к двигателю. Если напряжение двигателя начинает превышать заданное, то интегратор снижает задание потокообразующего тока. Значение подстроечного коэффициента $k_{\text{подстр}}$ может быть любым, обеспечивающим минимальную ошибку отслеживания напряжения. Так как в модели отсутствуют динамические звенья и расчеты ведутся для статического режима, то модель остается устойчивой даже при бесконечном подстроечном коэффициенте.

Задание тока намагничивания используется для вычисления моментобразующего тока двумя способами: по уравнению (1.39) для второго диапазона скоростей и уравнению (1.43) для третьего диапазона. В итоге выбирается и используется меньшее из двух значений. По вычисленным токам рассчитывается момент (1.26) и размерное скольжение, которое необходимо для вычисления скорости холостого хода (1.38) по заданной скорости вращения. Токи и скорость холостого хода используются при вычислении напряжений двигателя с целью вычисления обратной связи подстроечного интегратора.

Модель может быть дополнена выражениями для расчета мощности на валу, полной мощности, $\cos(\varphi)$ и КПД по следующим формулам:

$$P_{\text{мех}} = M_{\text{мех}} \omega_{\text{мех}}, \quad (1.44)$$

$$S = \frac{3}{2} \sqrt{u_{sx}^2 + u_{sy}^2} \sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}, \quad (1.45)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{u_{sx} i_{sx} + u_{sy} i_{sy}}{\sqrt{u_{sx}^2 + u_{sy}^2} \sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}}, \quad (1.46)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{мех}}}{\frac{3}{2} (u_{sx} i_{sx} + u_{sy} i_{sy})}. \quad (1.47)$$

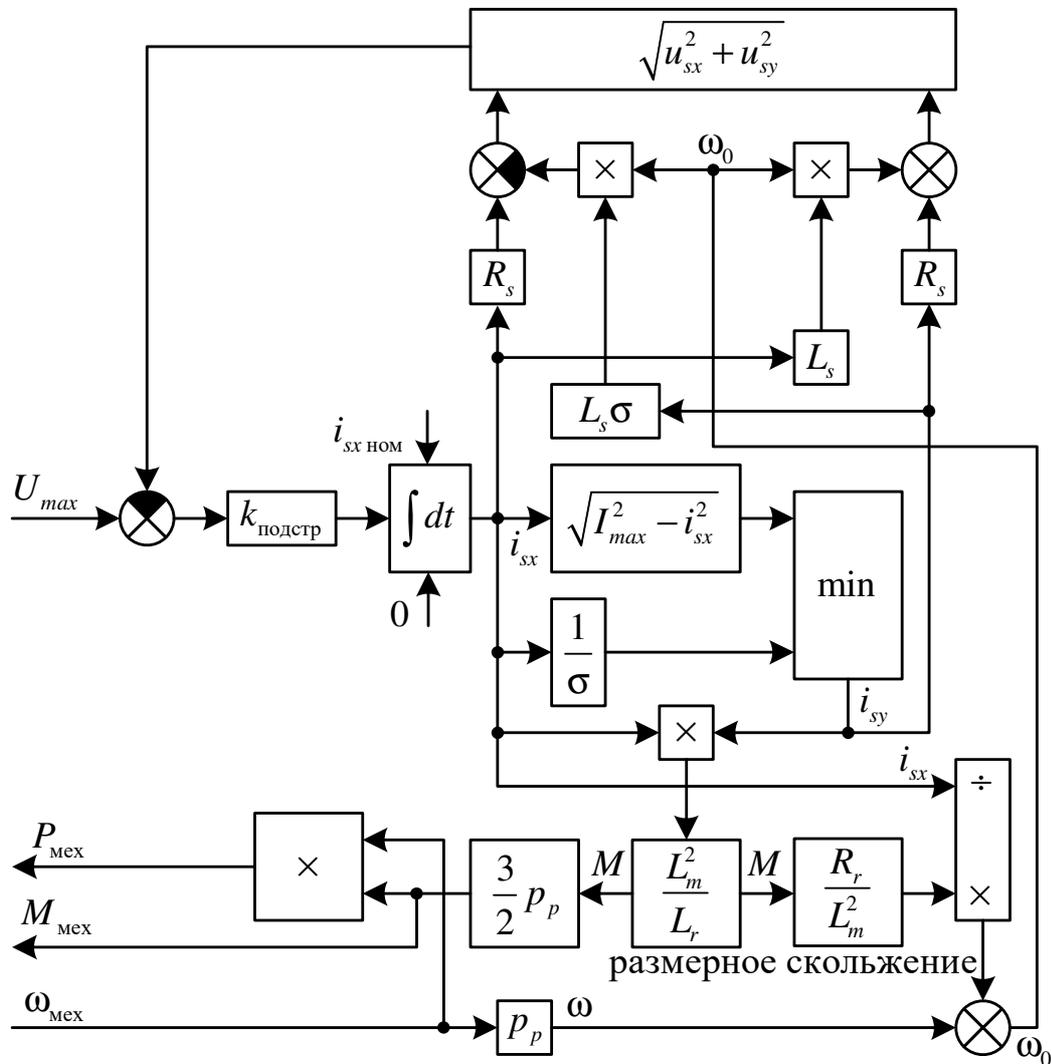


Рис. 1.8. Модель для определения предельной механической характеристики АД в режиме векторного управления при ограничении тока и напряжения [22]

1.3.2.4. Пример предельной характеристики АД

Рассмотрим пример построения предельной механической характеристики АД с параметрами, приведенными в таблице 1.1.

Таблица 1.1. Параметры АД

Параметр	Значение	Размерность
Взаимная индуктивность	0,003901	Гн
Индуктивность рассеяния статора	0,000102	Гн
Индуктивность рассеяния ротора	0,000156	Гн
Активное сопротивление статорной цепи	0,013	Ом
Активное сопротивление роторной цепи	0,013	Ом
Число пар полюсов	2	–
Максимальный амплитудный ток статора	400	А
Номинальный ток намагничивания	120	А
Максимальная амплитуда фазного напряжения	312	В

Результаты построения характеристики представлены на рис. 1.9. Полученные графики позволяют выделить 3 диапазона. Первый от 0 до 3000 об/мин обеспечивает постоянство момента на валу. При постоянном токе линейно растет напряжение. Коэффициент мощности остается высоким, а коэффициент полезного действия растет, что ожидаемо, так как доля омических потерь остается неизменной при росте выходной мощности. Также растет и полная мощность.

Со скорости 3000 об/мин начинается второй диапазон «постоянства мощности». На самом деле в этом диапазоне поддерживается постоянство полной мощности. Мощность на валу снижается вместе с небольшим ухудшением КПД и сильным снижением $\cos(\varphi)$.

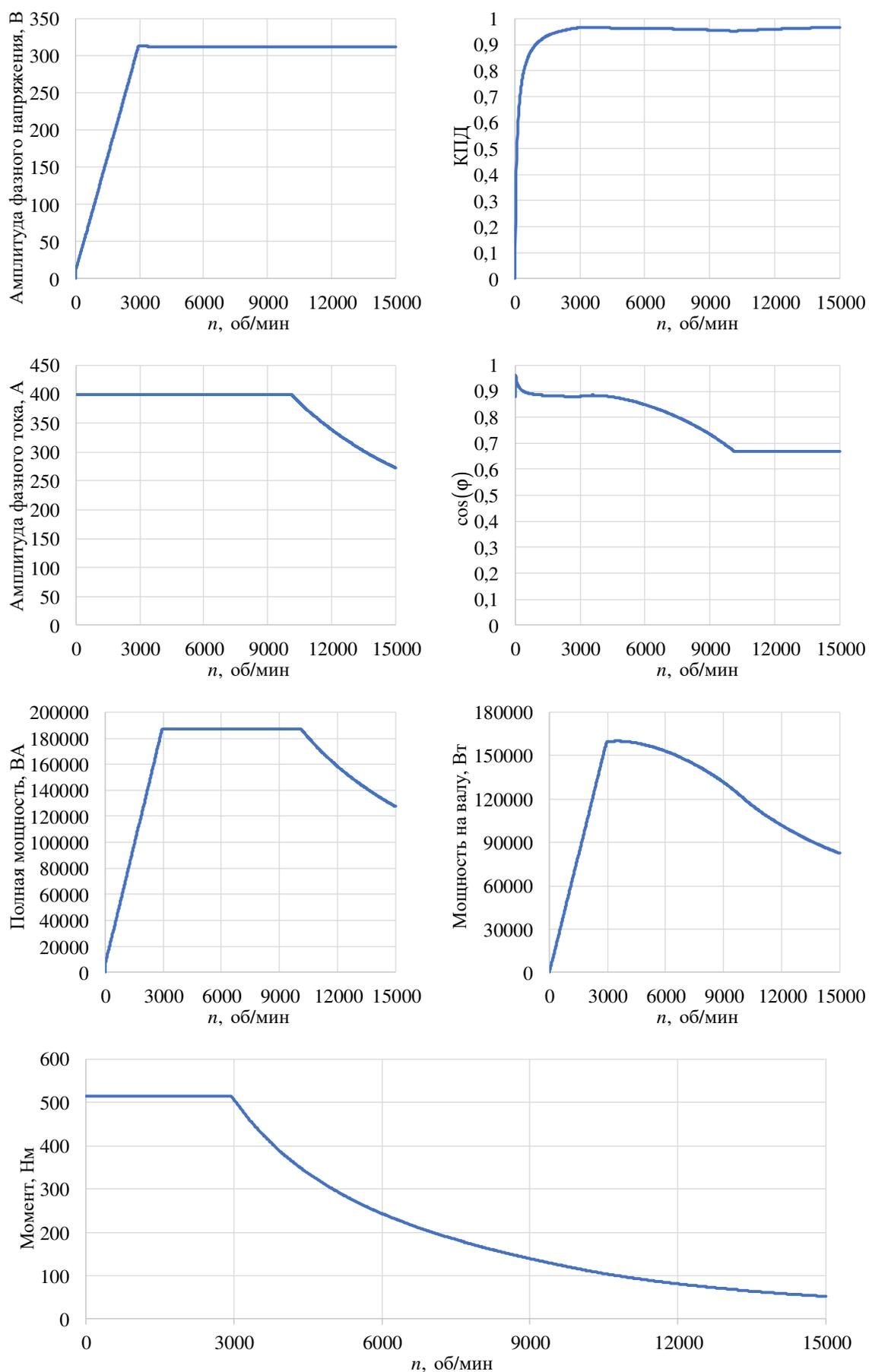


Рис. 1.9. Характеристики АД во всем диапазоне скоростей

При скорости 10100 об/мин начинается режим пониженной (полной) мощности, когда оба тока, моментобразующий и намагничивающий, меняются синхронно. Здесь наблюдается падение полной мощности и мощности на валу.

Коэффициент мощности, ожидаемо, становится постоянным, а ток двигателя падает. Здесь наблюдается некоторый рост КПД из-за уменьшения омических потерь вместе со снижением тока. Следует отметить, что КПД в модели оценивается лишь по омическим потерям, хотя на высоких скоростях вращения потери в стали могут (в зависимости от конструкции электродвигателя) стать доминирующими.

Для расширения зоны постоянства мощности при проектировании тягового АД конструкторам следует стремиться уменьшить глобальный коэффициент рассеяния. В этом случае можно исключить работу в третьей зоне.

Если требования предписывают работу с постоянством мощности во всём диапазоне скоростей, то двигатель должен выбираться по моменту при максимальной скорости. Тогда он оказывается переразмерен в $\frac{P_{ном}}{P_{max}}$ раз. Следует также учитывать, что автоматически происходит смещение нижней точки диапазона постоянства мощности, так как необходимой мощности двигатель достигает при меньшем напряжении питания, как показано на рис. 1.10. Так, для данного двигателя с номинальной мощностью 160 кВт для диапазона регулирования с постоянством мощности 5:1 выходная постоянная мощность составляет 114,9 кВт, а электродвигатель и силовой преобразователь переразмерены приблизительно в 1,4 раза.

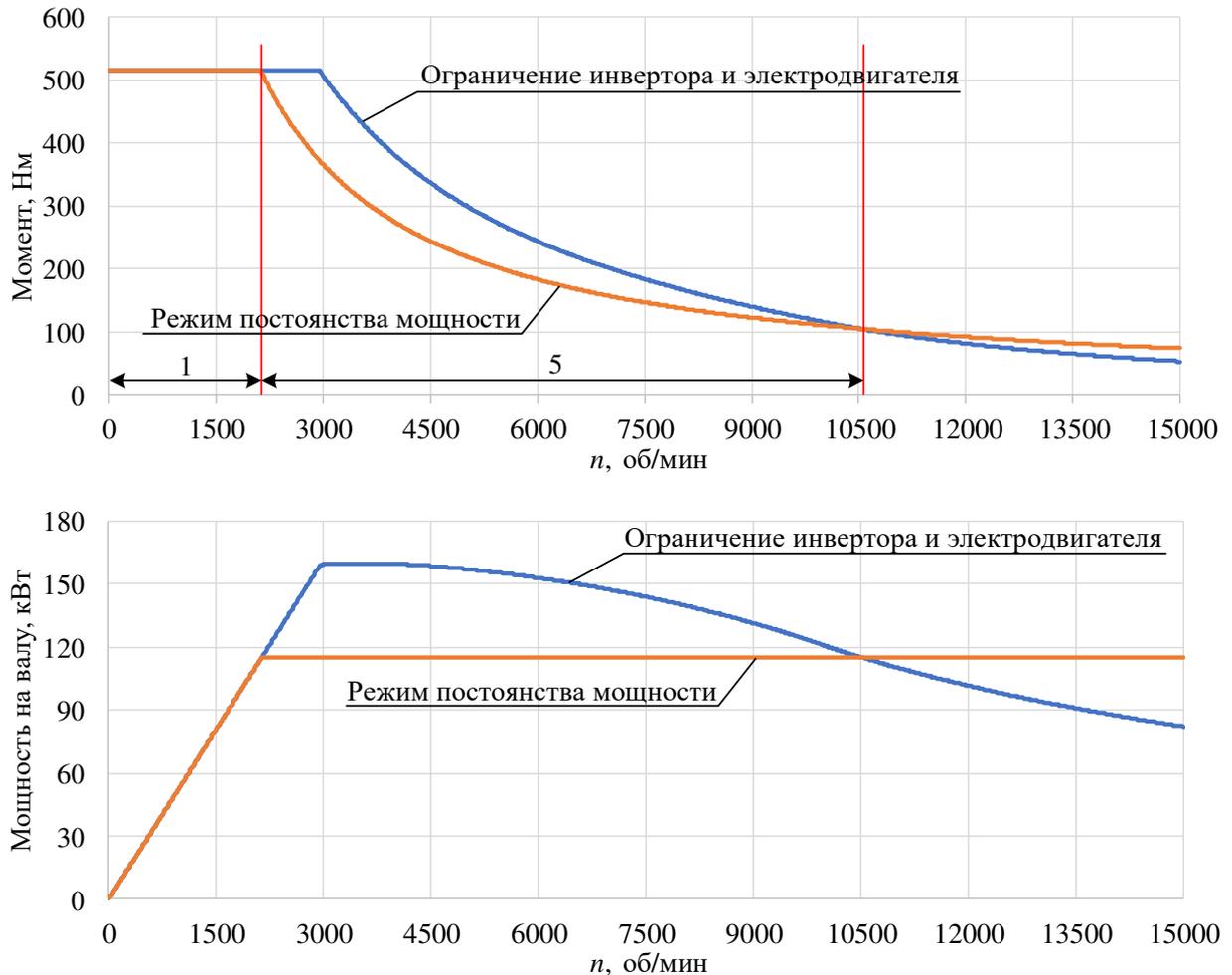


Рис. 1.10. Недоиспользование электродвигателя и силового преобразователя для АД с диапазоном регулирования в зоне ослабления поля 5:1

1.3.3. Тяговый электропривод с синхронными машинами с постоянными магнитами

1.3.3.1. Применение синхронных электродвигателей с постоянными магнитами в транспорте

Существуют два основных варианта исполнения СДПМ с точки зрения управления и вида механической характеристики — это двигатели, спроектированные для работы с постоянным моментом ниже номинальной скорости, и двигатели с относительно большой индуктивностью продольной оси, позволяющей полностью или частично нейтрализовать противо-ЭДС, производимую постоянными магнитами.

Первый вариант применяется наиболее часто в «умеренных гибридах», где такой двигатель работает на одном валу параллельно основному двигателю внутреннего сгорания, а необходимый диапазон постоянства мощности обеспечивается коробкой передач.

Второй вариант нашел широкое применение в дорожных машинах за счет глубокой зоны ослабления поля. Данные двигатели выполняются явнополюсными и имеют большее значение индуктивности поперечной оси, чем продольной, что достигается за счет специальных магнитных барьеров. Постоянные магниты инкорпорированы в железо ротора. Конструкция такого электродвигателя, устанавливаемого на BMW i3, представлена на рис. 1.11 [188]. Конструкция может быть выполнена и неявнополюсной, и с большей продольной индуктивностью.

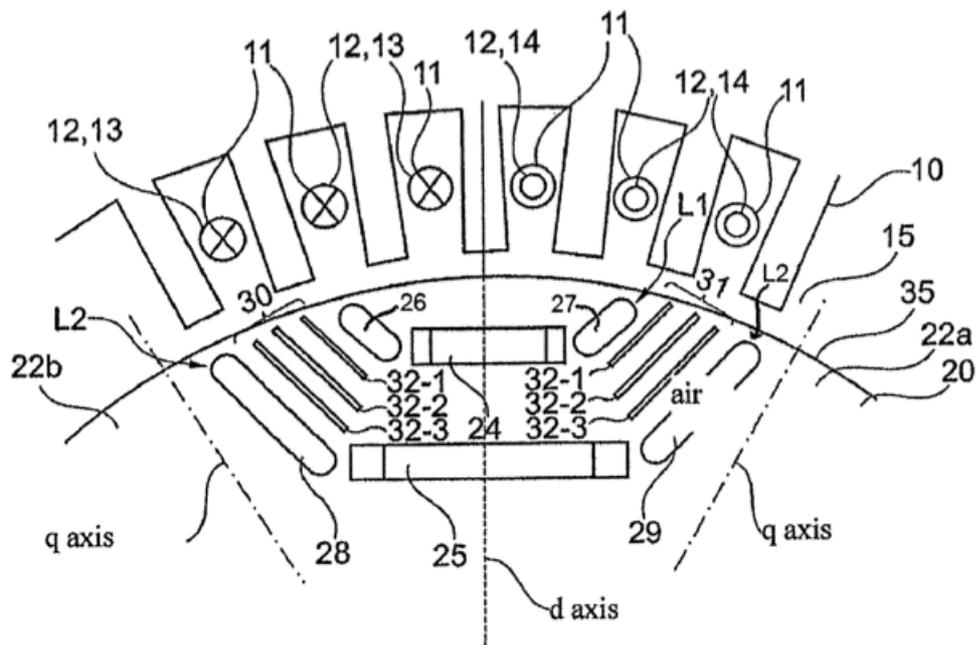


Рис. 2.7. Конструкция тягового СДПМ BMW i3

Хорошие тяговые характеристики сделали эти машины настолько популярными, что на сегодняшний день только автомобили Tesla и Renault выпускаются с иным типом привода (а именно асинхронным и синхронным с регулируемым возбуждением). Однако по сравнению с асинхронным приводом, где на нулевой скорости в режиме остановленного транспортного средства может присутствовать некоторое скольжение, в СДПМ протекают постоянные

токи, что концентрирует токовую нагрузку на одних и тех же элементах силового преобразователя.

Основным ограничением к применению данного типа двигателя в транспорте считается невозможность погасить ЭДС каким-либо иным способом кроме механического расцепления вала. Для многодвигательных транспортных средств эта проблема имеет принципиальный характер, так как отказ только одного тягового привода обездвиживает всё транспортное средство. Если продолжить движение с неисправным двигателем (например, короткое замыкание в обмотках), то возможно дальнейшее развитие проблемы из-за наличия ЭДС от постоянных магнитов, выражающееся в возгорании и пожаре на борту транспортного средства. Аналогичная проблема может возникать при использовании данного типа электрической машины в качестве генератора собственных нужд с отбором мощности от основной энергоустановки, например, на самолете.

На самом деле, данная проблема в значительной мере преувеличена. За счет относительно большой фазной индуктивности ток вращающейся машины при коротком замыкании фаз или межвитковом КЗ не будет превышать номинальный. Позже, когда опасения относительно возможности возгорания были сняты, данные приводы начали получать распространение на железнодорожном транспорте.

1.3.3.2. Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

В большинстве новых решений с СДПМ в тяге применяются машины явнополюсной конфигурации. Уравнения статорных цепей можно записать в стационарных неподвижных осях. Так как роторных цепей у двигателя нет, то система (1.16) упростится:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s. \end{aligned} \right\} \quad (1.48)$$

При этом из-за явнополюсности машины оперировать потокосцеплениями удобнее в координатных осях, связанных с положением ротора. Для приведения потокосцеплений к этим осям необходимо воспользоваться уравнениями координатных преобразований (1.19). Потокосцепления статора запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= \Psi_{PM} + L_{sd}i_{sd}; \\ \Psi_{sq} &= L_{sq}i_{sq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.49)$$

Если записать уравнение равновесия (1.48) в осях, связанных с положением ротора, то они будут выглядеть следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega\Psi_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega\Psi_{sd}. \end{aligned} \right\} \quad (1.50)$$

После подстановки (1.49) в (1.50) получается:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega L_{sq}i_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega(\Psi_{PM} + L_{sd}i_{sd}). \end{aligned} \right\} \quad (1.51)$$

Если оба уравнения системы (1.51) помножить на ток соответствующей оси, то в левой части получится мощность, отбираемая из сети, в средней — потери, а в правой — мощность на валу:

$$u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} = (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)R_s + \omega(\Psi_{PM} + L_{sd}i_{sd})i_{sq} - \omega L_{sq}i_{sq}i_{sd}. \quad (1.52)$$

Если теперь правую часть разделить на скорость вращения, получится момент на валу:

$$M = \Psi_{PM}i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}, \quad (1.53)$$

который состоит из активного момента, создаваемого постоянными магнитами, и реактивного момента, создаваемого явнополюсностью машины. Структурная схема СДПМ представлена на рис. 1.12.

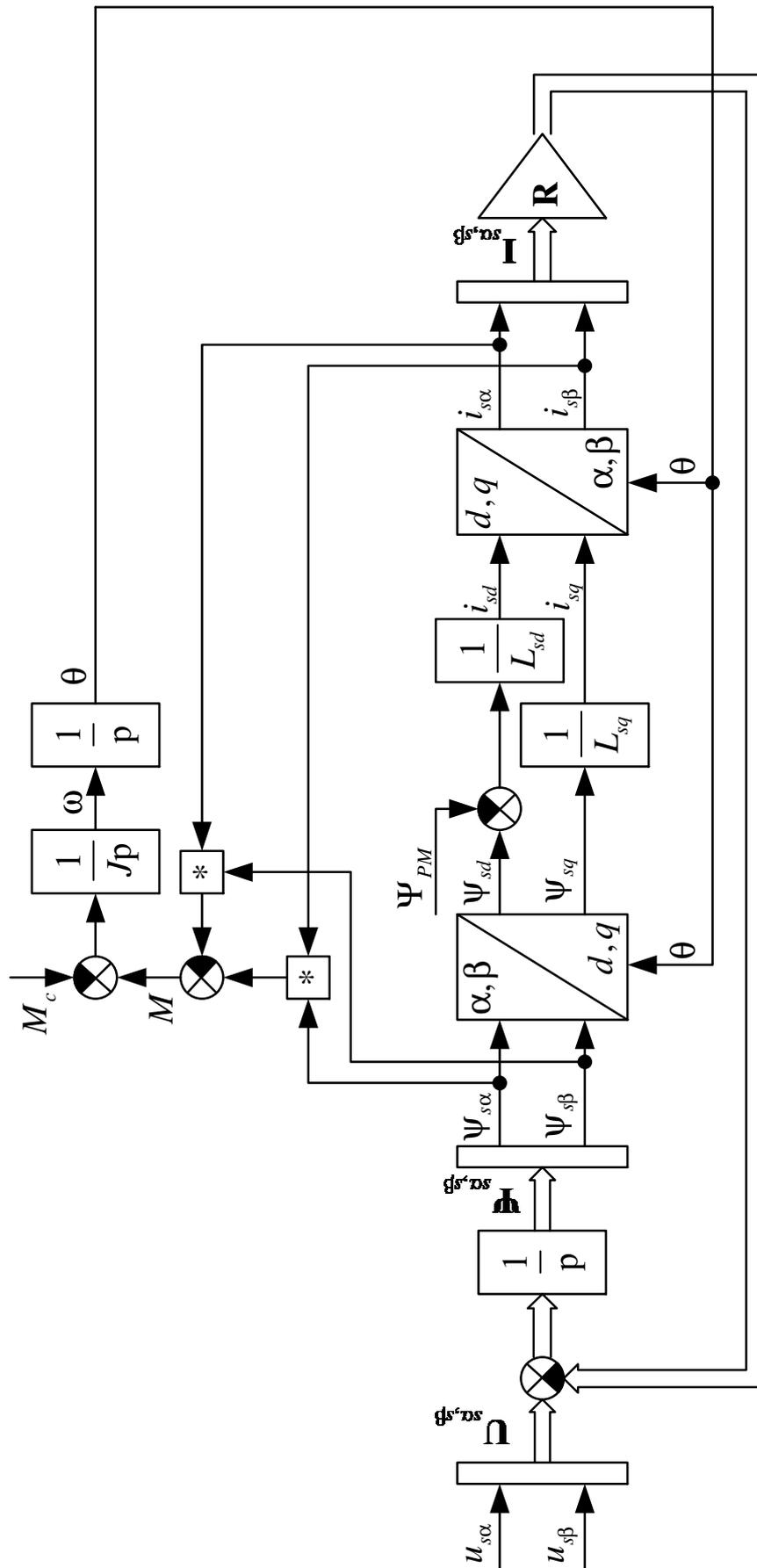


Рис. 1.12. Структурная схема СДПМ

1.3.3.3. Расчет параметров СДПМ по номинальному току, напряжению и скорости

Если для асинхронного двигателя способы определения параметров схемы замещения по номинальной точке хорошо известны и изложены во многих учебниках, то для СДПМ подобных выражений нет. Кроме того, для наиболее часто используемого двигателя с магнитной асимметрией, аналитические выражения будут сложны. Поэтому в данном разделе предлагается численный способ определения параметров двигателя для заданной номинальной точки.

Под номинальной точкой в данном случае понимается точка, в которой при протекании номинального тока под некоторым углом относительно нейтральной коммутации, соответствующим максимальному моменту на ампер тока (*maximum torque per ampere* — МТРА), при номинальном напряжении достигается номинальная скорость. Выше этой скорости начинается зона ослабления поля, ниже — регулирование с постоянством момента.

В общем случае, как было сказано выше, СДПМ может иметь несколько конструктивных исполнений: равные индуктивности, продольная индуктивность больше поперечной, продольная индуктивность меньше поперечной. Какой вариант предпочтительней, будет пояснено далее.

Явнополюсный СДПМ производит не только активный, но и реактивный момент. Для двигателей с большей продольной индуктивностью угол максимального момента смещен относительно нейтральной коммутации в сторону отстающей. Для двигателей с большей поперечной индуктивностью, предпочтительным является опережающий ток. Для этого типа двигателей семейство точек МТРА представлено на рис. 1.13а, а график момента от углового положения вектора тока — на рис. 1.13б.

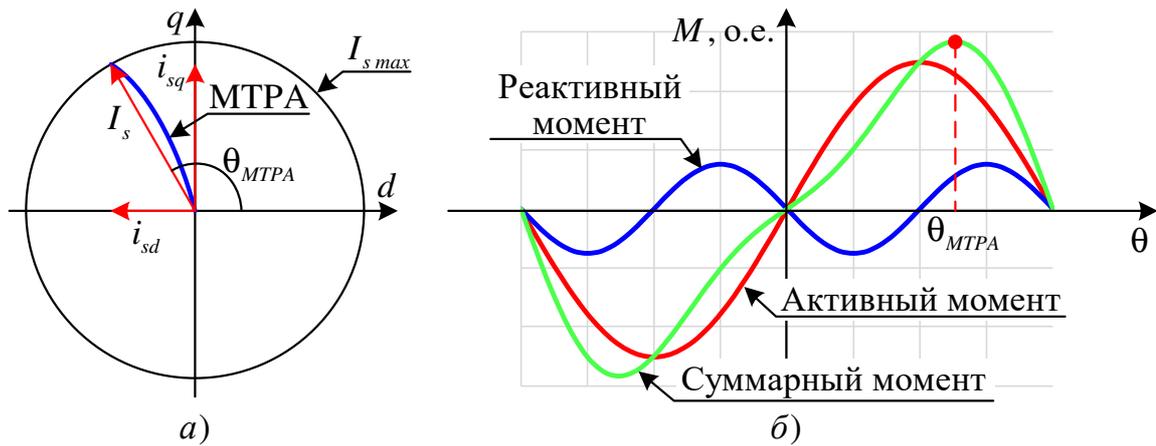


Рис. 1.13. Траектория МТПА (а) и моментная характеристика СДПМ (б)

Точка с максимальным током, лежащая на траектории МТПА, на номинальной скорости должна обеспечиваться при номинальном напряжении питания. В соответствии с (1.53), момент двигателя определяется потокоцеплением постоянных магнитов, индуктивностями продольной и поперечной оси и сочетанием токов продольной и поперечной осей.

[80] и [28] предлагают вывод уравнения тока продольной оси для известных параметров двигателя:

$$i_{sd} = \frac{-\Psi_{PM} + \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8(L_{sd} - L_{sq})^2 I_{smax}^2}}{4(L_{sd} - L_{sq})}. \quad (1.54)$$

Поперечная составляющая тока рассчитывается по уравнению аналогичному (1.39). Однако ни один из параметров уравнения (1.54) пока не известен. В соответствии с [115, 53] величина потокоцепления от постоянных магнитов должна быть равна произведению продольной индуктивности и номинального тока:

$$L_{sd} = \frac{\Psi_{PM}}{I_{smax}}. \quad (1.55)$$

В этом случае двигатель обеспечивает режим оптимального ослабления поля. Отношение поперечной и продольной индуктивностей

$$k_L = \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \quad (1.56)$$

для большинства двигателей лежит в диапазоне от 1,5 до 4. Например, для тягового мотора электромобиля BMW i3 оно составляет 3,21 [48]. Тогда, воспользовавшись уравнениями (1.55) и (1.56), можно произвести замену в (1.54):

$$i_{sd} = \frac{-\Psi_{PM} + \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8 \left(\frac{\Psi_{PM}}{I_{s\max}} - k_L \frac{\Psi_{PM}}{I_{s\max}} \right)^2 I_{s\max}^2}}{4 \left(\frac{\Psi_{PM}}{I_{s\max}} - k_L \frac{\Psi_{PM}}{I_{s\max}} \right)}, \quad (1.57)$$

что после упрощения даст:

$$\left. \begin{aligned} i_{sd} &= \frac{-1 + \sqrt{1 + 8(1 - k_L)^2}}{4(1 - k_L)} I_{s\max}; \\ i_{sq} &= \sqrt{I_{s\max}^2 - i_{sd}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.58)$$

Тогда для определения потокосцепления постоянных магнитов необходимо решить уравнение вида:

$$\left(i_{sd} R_s - \omega_{\text{ном}} L_{sq} i_{sq} \right)^2 + \left(i_{sq} R_s + \omega_{\text{ном}} (\Psi_{PM} + L_{sd} i_{sd}) \right)^2 = U_{\max}^2. \quad (1.59)$$

После подстановки (1.55) и (1.56) в (1.59) получим:

$$\left(i_{sd} R_s - \omega_{\text{ном}} k_L \frac{i_{sq}}{I_{s\max}} \Psi_{PM} \right)^2 + \left(i_{sq} R_s + \omega_{\text{ном}} \left(1 + \frac{i_{sd}}{I_{s\max}} \right) \Psi_{PM} \right)^2 = U_{\max}^2. \quad (1.60)$$

Произведя замены $a = i_{sd} R_s$, $b = \omega_{\text{ном}} k_L \frac{i_{sq}}{I_{s\max}}$, $c = i_{sq} R_s$ и

$d = \omega_{\text{ном}} \left(1 + \frac{i_{sd}}{I_{s\max}} \right)$, получим выражение:

$$(a - b\Psi_{PM})^2 + (c + d\Psi_{PM})^2 = U_{\max}^2, \quad (1.61)$$

которое после раскрытия скобок и замены $e = b^2 + d^2$, $f = 2ab - 2cd$ и $g = a^2 + c^2 - U_{\max}^2$ даст квадратное уравнение:

$$e\Psi_{PM}^2 + f\Psi_{PM} + g = 0, \quad (1.62)$$

имеющее решение:

$$\Psi_{PM} = \frac{-f + \sqrt{f^2 - 4eg}}{2e}. \quad (1.63)$$

Таким образом, алгоритм расчета параметров тягового СДПМ следующий:

1. Выбирается номинальная скорость, ток, напряжение и соотношение поперечной и продольной индуктивностей.
2. Для указанных параметров по (1.58) рассчитываются токи, обеспечивающие максимальный момент.
3. Используя выражение (1.63), рассчитывается потокосцепление постоянных магнитов.

Приведенный расчет носит рекомендательный характер. В общем случае характеристика СДПМ может быть оптимизирована под необходимую тяговую характеристику, однако данный расчет позволяет рассчитать параметры трех конфигураций электрических машин и произвести их сравнение и анализ полученных характеристик.

Для расчета параметров амплитуда фазного напряжения составляет 312 В, амплитуда фазного тока 400 А и номинальная скорость 3000 об/мин, как это было в примере с АД. Для сравнения различных конфигураций ротора будут использованы соотношения индуктивностей 3, 1 и 1/3. Расчетные параметры двигателей сведены в таблицу 1.2.

Таблица 1.2. Параметры СДПМ

Параметр	Значение	Размерность
Число пар полюсов	2	–
Максимальный амплитудный ток статора	400	А
Максимальная амплитуда фазного напряжения	312	В
Активное сопротивление статорной цепи	0,013	Ом

Параметр	Значение	Размерность
Соотношения поперечной и продольной индуктивностей	3	–
	1	
	1/3	
Потокоцепление постоянных магнитов	0,2003	Вб
	0,3469	
	0,3362	
Продольная индуктивность	0,0005008	Гн
	0,0008673	
	0,0008405	
Поперечная индуктивность	0,0015	Гн
	0,0008673	
	0,0002802	

1.3.3.4. Построение предельных характеристик СДПМ

Для построения предельных характеристик СДПМ следует воспользоваться уравнением момента (1.53). Угол прикладываемого тока определяется по уравнению:

$$\theta_{МТРА} = \text{atan} 2(i_{sd}, i_{sq}), \quad (1.64)$$

в которое подставляются значения токов из (1.58). Этот угол будет начальным для моделирования. Токи двигателя рассчитываются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} i_{sd} &= I_{s \max} \sin(\theta); \\ i_{sq} &= I_{s \max} \cos(\theta), \end{aligned} \right\} \quad (1.65)$$

где θ является текущим углом тока (в начальный момент времени равный $\theta_{МТРА}$). Напряжение на зажимах двигателя может быть определено из уравнений (1.51). С ростом скорости напряжение растет, и при несоблюдении условия (1.34) необходимо повернуть угол тока в сторону опережения с целью уменьшить составляющую по продольной оси и размагнитить машину.

Поворот угла тока осуществляется регулятором интегрального типа. Функциональная схема модели для определения предельной механической характеристики представлена на рис. 1.14.

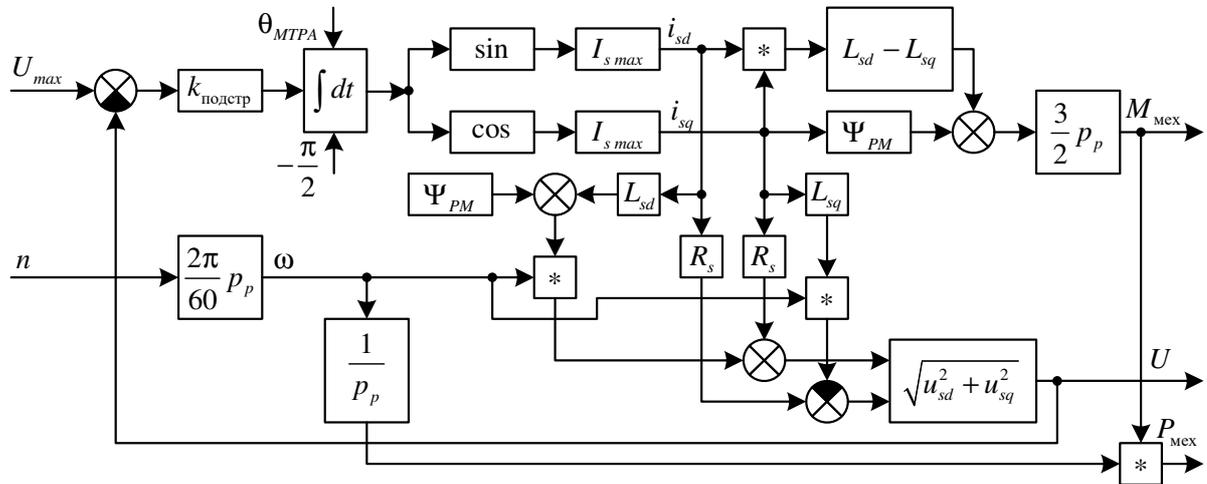


Рис. 1.14. Модель для определения предельной механической характеристики СДПМ в режиме векторного управления при ограничении тока и напряжения

На вход модели подается нарастающее задание скорости вращения. Для определения дополнительных параметров, таких как коэффициент мощности, полная мощность и КПД, используются уравнения (1.45), (1.46) и (1.47). Ток двигателя во всём диапазоне скоростей поддерживается постоянным.

Характеристики трех различных конструкций СДПМ приведены на рис. 1.15. На верхнем графике изображены зависимости моментов, развиваемых СДПМ от скорости вращения, на нижнем — кривые мощностей на валу. Наилучшие характеристики получены для СДПМ с продольной индуктивностью большей, чем поперечная. Для большей поперечной индуктивности характеристики получились сопоставимыми с неявнополусной машиной, однако с точки зрения веса и стоимости постоянных магнитов эта характеристика наилучшая. Для неё требуется создать поток постоянных магнитов 0,2 Вб, в то время как для других конструкций требуется примерно 0,34 Вб. Это обстоятельство стало причиной, по которой СДПМ с поперечной индуктивностью большей чем продольная получили в настоящее время максимальное распространение.

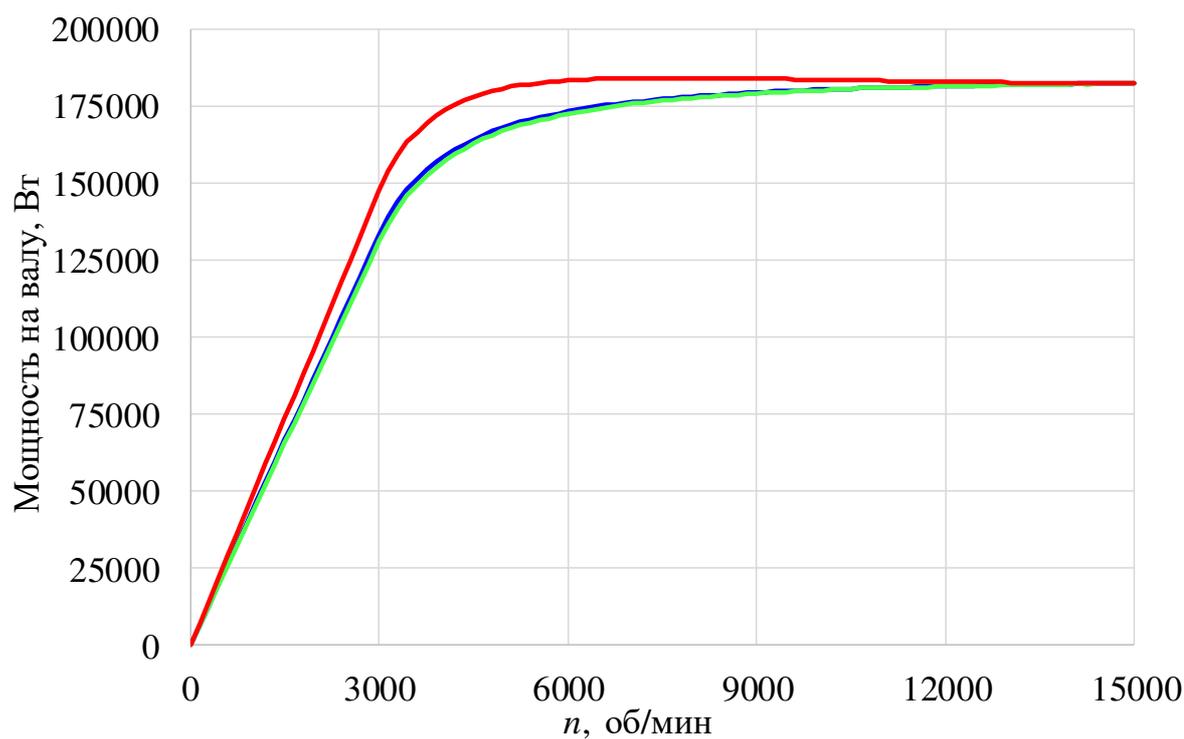
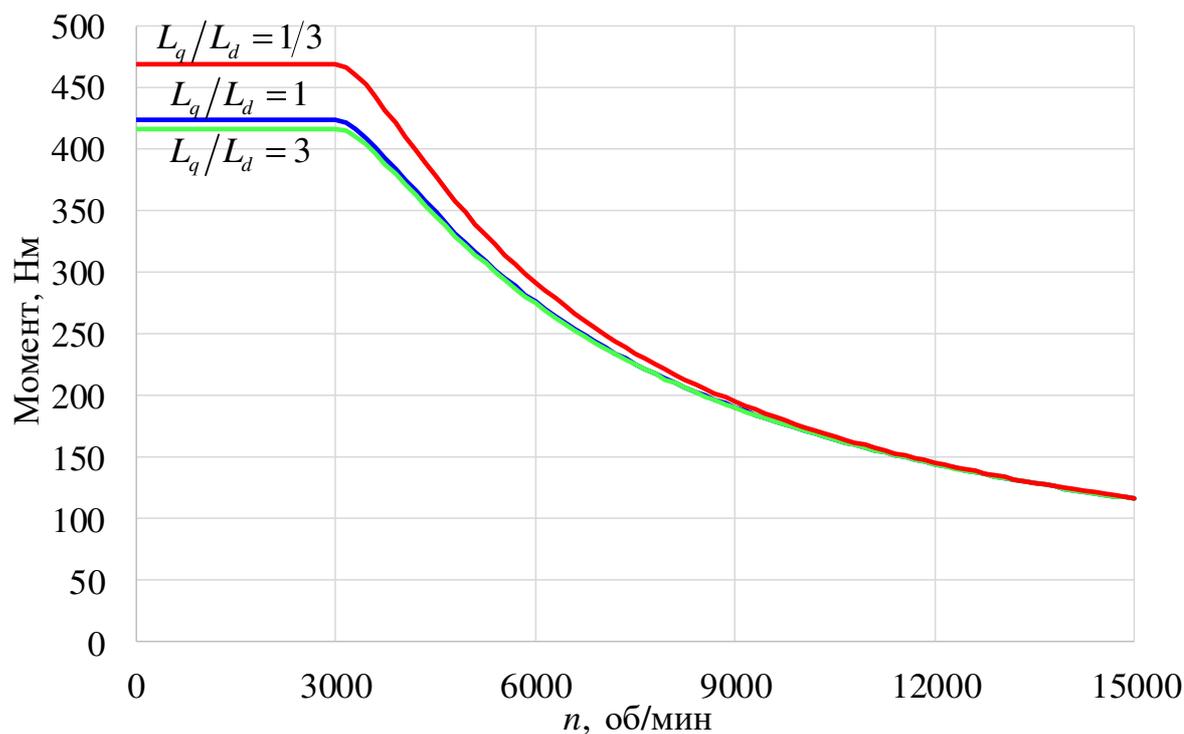


Рис. 1.15. Сравнительные характеристики трех исполнений СДПМ (красный — продольная индуктивность больше поперечной, синий — индуктивности равны, зеленый — поперечная индуктивность больше продольной)

Кроме того, на скоростях до 7437 об/мин двигатель с меньшим потоком постоянных магнитов при отключенном управлении имеет ЭДС ниже

максимального фазного напряжения. Это значит, что практически во всём диапазоне скоростей (исключая поездку по скоростному автобану) для выбега не требуется использовать размагничивающий ток, что увеличивает цикловой КПД тягового привода. А на максимальной скорости сопротивление воздуха достаточно велико, чтобы двигатель всегда работал с некоторой мощностью от 10 до 60% от номинальной.

На рис. 1.16 представлены графики основных параметров тягового электропривода на базе СДПМ с большей поперечной индуктивностью. Вся характеристика разделяется на два участка, которые условно можно назвать зоной постоянства момента и зоной постоянства мощности. Напряжение на первом участке растет, а далее остается постоянным. Ток постоянен независимо от скорости. Соответственно СДПМ обеспечивает нарастающую полную мощность на первом участке и постоянную полную мощность на втором.

КПД, учитывающий только омические потери, растет с ростом скорости. Коэффициент мощности на первом участке небольшой, однако с переходом в область ослабления поля резко возрастает и на высоких скоростях становится близким единице. Мощность на валу при переходе в зону ослабления поля продолжает немного расти, что выгодно отличает данный двигатель от АД. Моментная характеристика имеет значительно больший момент при максимальной скорости.

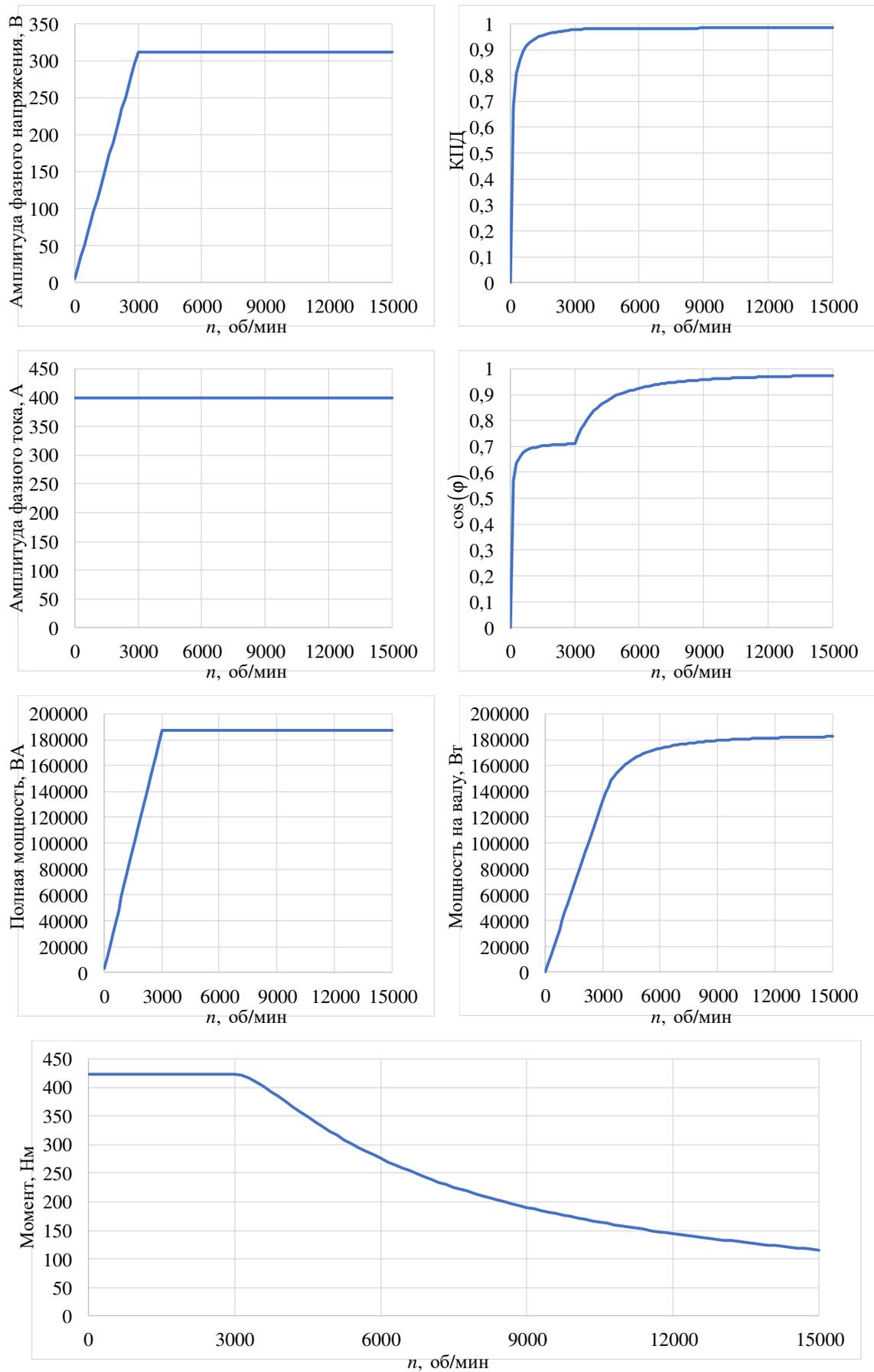


Рис. 1.16. Характеристики СДПМ во всем диапазоне скоростей

На рис. 1.17 представлены графики зависимости момента и мощности от скорости вместе с аппроксимацией тяговой характеристики для 173 кВт мощности на валу. Сравнивая графики, можно сделать вывод, что если допустимо проигнорировать небольшое снижение момента в зоне, где начинается ослабление поля, то данный тип тягового привода можно считать соответствующим мощности 173 кВт. Однако даже если брать за номинал точку 3000 об/мин, где на самом деле началось ослабление поля, то мощность такого привода составит 133 кВт во всем диапазоне. В первом случае это в 1,5 раза лучше, чем у асинхронного привода, а в худшем случае в 1,16 раза, что говорит о существенном преимуществе данного типа электрической машины с точки зрения эффективности использования силового преобразователя.

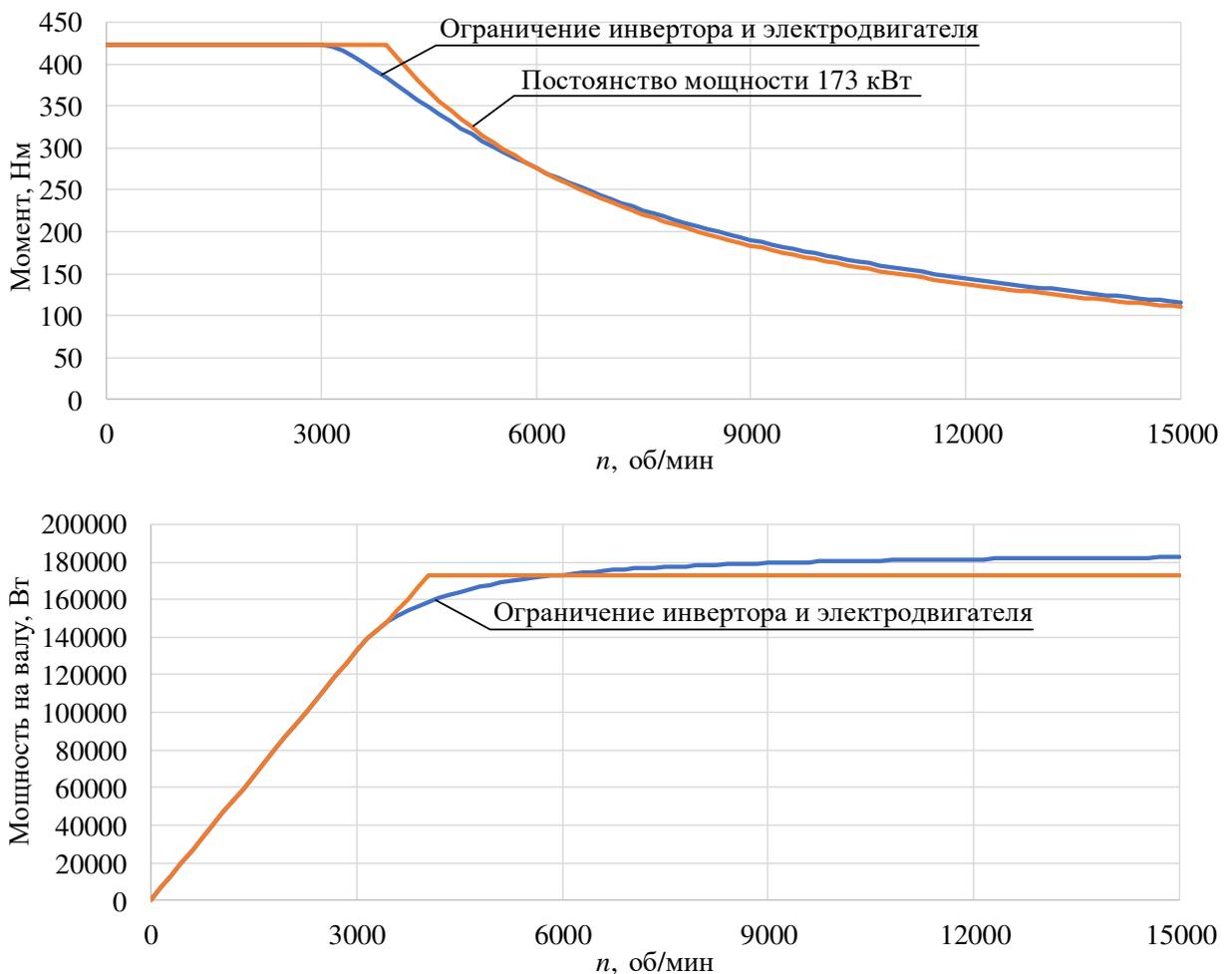


Рис. 1.17. Характеристики СДПМ с аппроксимирующей кривой для мощности 173 кВт

1.3.4. Синхронный реактивный электродвигатель

1.3.4.1. Основные свойства синхронных реактивных электродвигателей

Синхронные реактивные электродвигатели (СРД) только начинают активно проникать на рынок промышленных электроприводов. Долгое время они не были популярны из-за несколько меньшего коэффициента мощности, чем у АД, что требует завышения установленной мощности инвертора. Вторым фактором — невозможность работать (или стартовать) при питании от сети — сдерживал их выход на рынок. Но с массовым переходом на частотно-регулируемый электропривод (там, где это требуется и нет), эти двигатели начали набирать популярность.



Рис. 1.18. Разрез синхронной реактивной машины компании АВВ. Фотография сделана на стенде компании на конференции ЕРЕ-2014 в Техническом университете Лаппеенранты в Финляндии

К достоинствам машины следует отнести:

- **Простота и надежность конструкции**, так как ротор сделан из штампованной электротехнической стали.

- **В роторе практически отсутствуют потери.** Так как ротор не перемагничивается и не имеет потерь скольжения (в отличие от АД), то потери незначительны, а значит, не требуется проектировать какой-либо специальный отвод тепла.
- **Бездатчиковое управление возможно во всем диапазоне скоростей.** За счет сильной магнитной анизотропии возможно создание самосенсорных систем управления, работающих на нулевых скоростях, с переключением на бездатчиковую систему, работающую по принципу оценки против-ЭДС, на высоких.

К недостаткам:

- Невозможность работать от сети.
- Проблемы с прочностью ротора на высоких скоростях и при сильной оптимизации соотношения продольной и поперечной индуктивностей.
- Низкий коэффициент мощности по сравнению с АД.

Практического применения в транспорте СРД пока не получил, однако работы по исследованию данного типа привода в транспортных применениях ведутся. Как будет показано ниже, для приводов неширокого диапазона регулирования такой привод подходит, но уступает АД при том же питающем преобразователе.

1.3.4.2. Математическое описание СРД

Уравнения статорных цепей можно записать в осях, связанных с положением ротора, аналогично уравнениям для СДПМ:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd} R_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega\psi_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq} R_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega\psi_{sd}. \end{aligned} \right\} \quad (1.66)$$

Потокосцепления статора запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_{sd} i_{sd}; \\ \Psi_{sq} &= L_{sq} i_{sq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.67)$$

После подстановки (1.67) в (1.66) получается:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd} R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq} R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd}. \end{aligned} \right\} \quad (1.68)$$

Если оба уравнения системы (1.68) помножить на ток соответствующей оси, то в левой части получится мощность, отбираемая из сети, в средней — потери, а в правой — мощность на валу:

$$u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq} = (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) R_s + \omega L_{sd} i_{sd} i_{sq} - \omega L_{sq} i_{sq} i_{sd}. \quad (1.69)$$

Если теперь правую часть разделить на скорость вращения, получится момент на валу:

$$M = (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}, \quad (1.70)$$

который полностью состоит из реактивного момента, создаваемого явнополюсностью машины. Структурная схема СРД представлена на рис. 1.19.

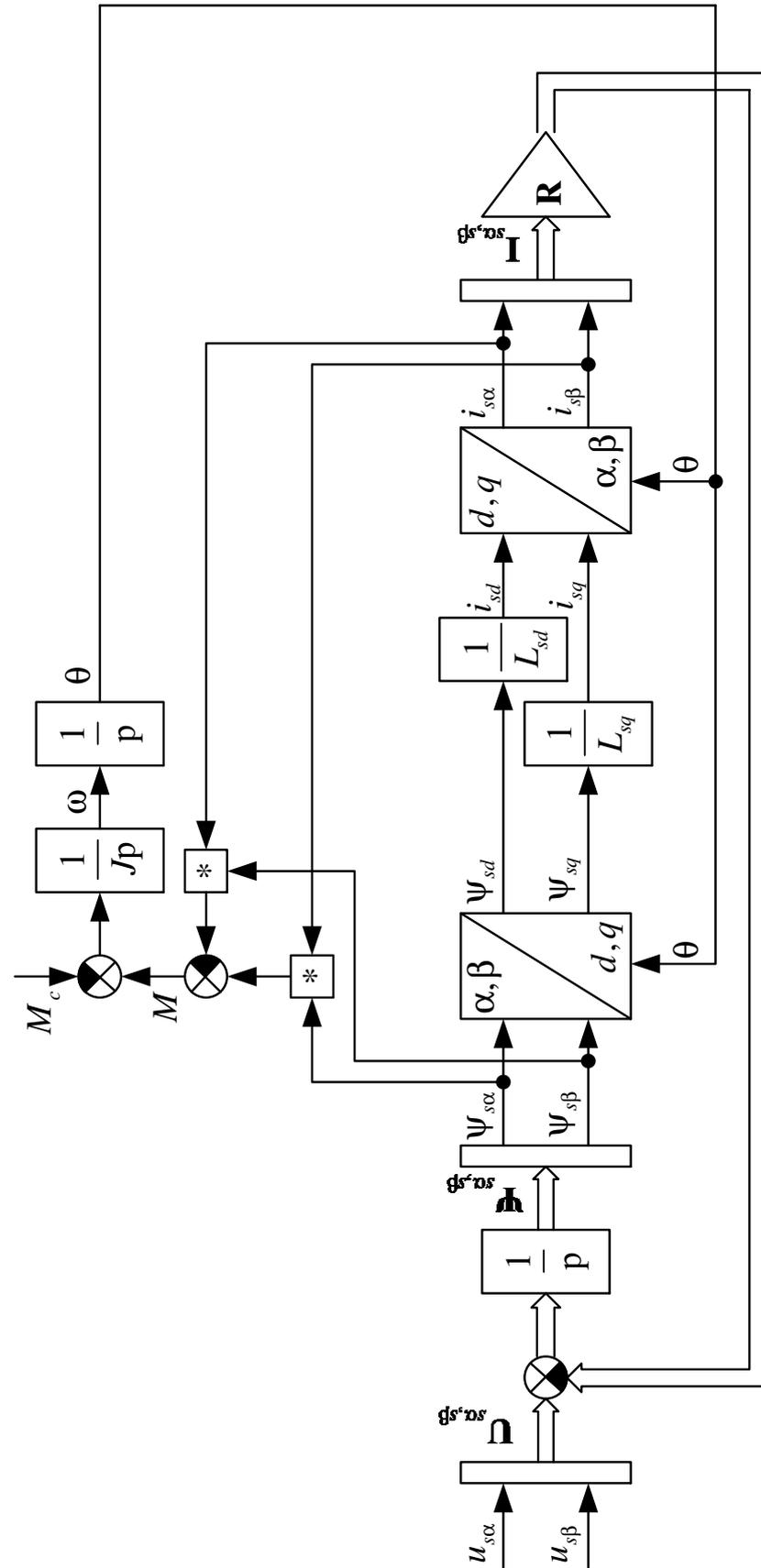


Рис. 1.19. Структурная схема СРД

1.3.4.3. Расчет параметров СРД по номинальному току, напряжению и скорости

Для определения параметров электродвигателя необходимо сначала пояснить вид кривых намагничивания на примере данных реального двигателя (см. рис. 1.20) [82].

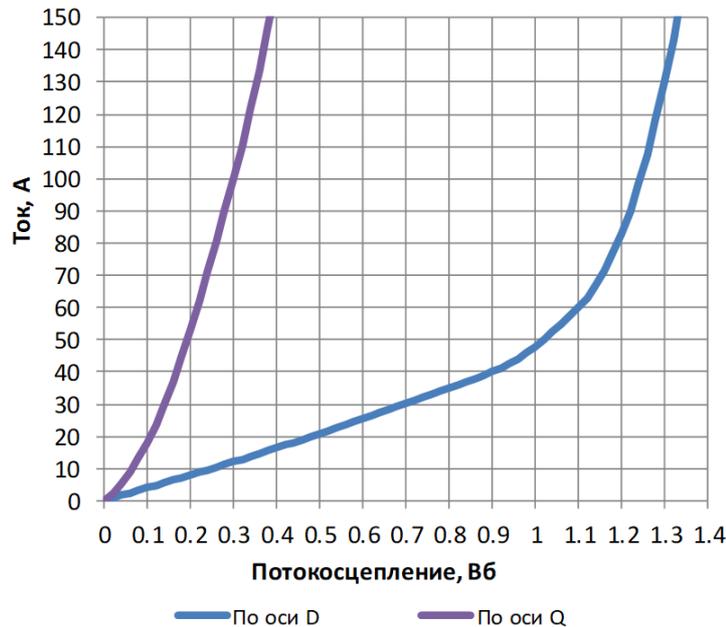


Рис. 1.20. Кривые намагничивания СРД

По данным кривым можно сделать два допущения, которые необходимы для решения задачи:

- Индуктивности продольной и поперечной оси различаются приблизительно в 5 – 20 раз в зависимости от конструкции машины. В среднем можно задаться отношением 10.
- Продольная ось быстро попадает в насыщение при токе, составляющем приблизительно 30% от номинального. Дальнейшее увеличение данного тока нецелесообразно.

Итак, зададимся отношением

$$k_L = \frac{L_d}{L_q} = 10, \quad (1.71)$$

и током насыщения 30% от номинала.

Примем допущение, что падение на активном сопротивлении статора мало, тогда амплитуда напряжения из (1.68) запишется как:

$$U = \sqrt{(L_{sq} i_{sq} \omega)^2 + (L_{sd} i_{sd} \omega)^2}. \quad (1.72)$$

Токи продольной и поперечной оси рассчитываются по уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} i_{sd} &= 30\% \cdot I_{s \max}, \\ i_{sq} &= \sqrt{I_{s \max}^2 - i_{sd}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.73)$$

Воспользовавшись уравнением (1.71), заменим продольную индуктивность и выразим значение поперечной индуктивности, как функцию номинальной скорости, напряжения и токов:

$$L_{sq} = \sqrt{\frac{U_{\max}^2}{\omega_{\text{ном}}^2 (k_L^2 i_{sd}^2 + i_{sq}^2)}}. \quad (1.74)$$

1.3.4.4. Построение предельной характеристики СРД

Уравнение (1.72) имеет две составляющие. Если ток намагничивания по отношению к номинальному току не превышает $1/k_L$, то при достижении ограничения по напряжению ослабление поля эффективнее производить регулированием тока продольной оси вниз. При этом значение тока поперечной оси может даже увеличиться. При достижении током угла, обеспечивающего равенства составляющих ЭДС по поперечной и продольной осям, двигатель переходит в режим максимального момента на вольт (*maximum torque per volt* — МТРВ), и оба тока необходимо снижать одновременно. Значение угла напрямую зависит от соотношения индуктивностей:

$$\theta_{\text{МТРВ}} = \arctg(k_L). \quad (1.75)$$

Для определения предельной характеристики СРД можно воспользоваться моделью рис. 1.21.

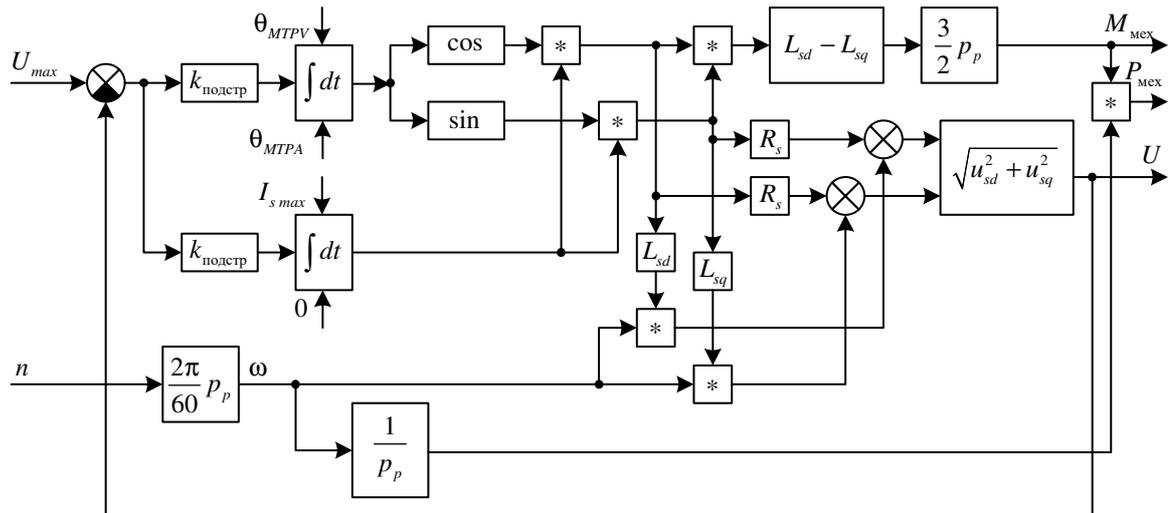


Рис. 1.21. Модель для определения предельной механической характеристики СРД в режиме векторного управления при ограничении тока и напряжения

На вход модели подается нарастающая скорость. Для заданной скорости и тока статора, значение которого хранится в интеграторе, для заданного угла, также хранящегося в интеграторе, рассчитываются момент и напряжение статора. Выход интегратора тока ограничен сверху максимальным током, выход интегратора угла ограничен сверху углом θ_{MTPV} , а снизу θ_{MTPA} . По мере роста скорости растет и напряжение. При достижении напряжением статора максимального значения интеграторы угла и тока обрабатывают по очереди. Первым в работу включается интегратор угла и переходит по характеристике от угла оптимального возбуждения к углу оптимального напряжения. После этого начинает работать другой интегратор и синхронно уменьшает ток при неизменном угле. Параметры СРД представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3. Параметры СРД

Параметр	Значение	Размерность
Число пар полюсов	2	–
Максимальный амплитудный ток статора	400	А
Максимальная амплитуда фазного напряжения	312	В
Активное сопротивление статорной цепи	0,013	Ом
Соотношения поперечной и продольной индуктивностей	10	–
Продольная индуктивность	0,0039	Гн
Поперечная индуктивность	0,00039	Гн

Характеристики СРД представлены на рис. 1.22. Как и в случае с АД, графики разбиты на 3 части. Первая — регулирование вниз с постоянством момента, вторая — регулирование с постоянством полной мощности, третья — со снижением полной мощности. По сравнению с АД, момент СРД значительно быстрее снижается с ростом скорости. Так, для диапазона ослабления поля в 5 раз, преобразователь получается переразмеренным в 1,8 раза (максимальная мощность 151 кВт, в режиме постоянства мощности не менее 85 кВт) относительно номинальной мощности (см. рис 1.23).

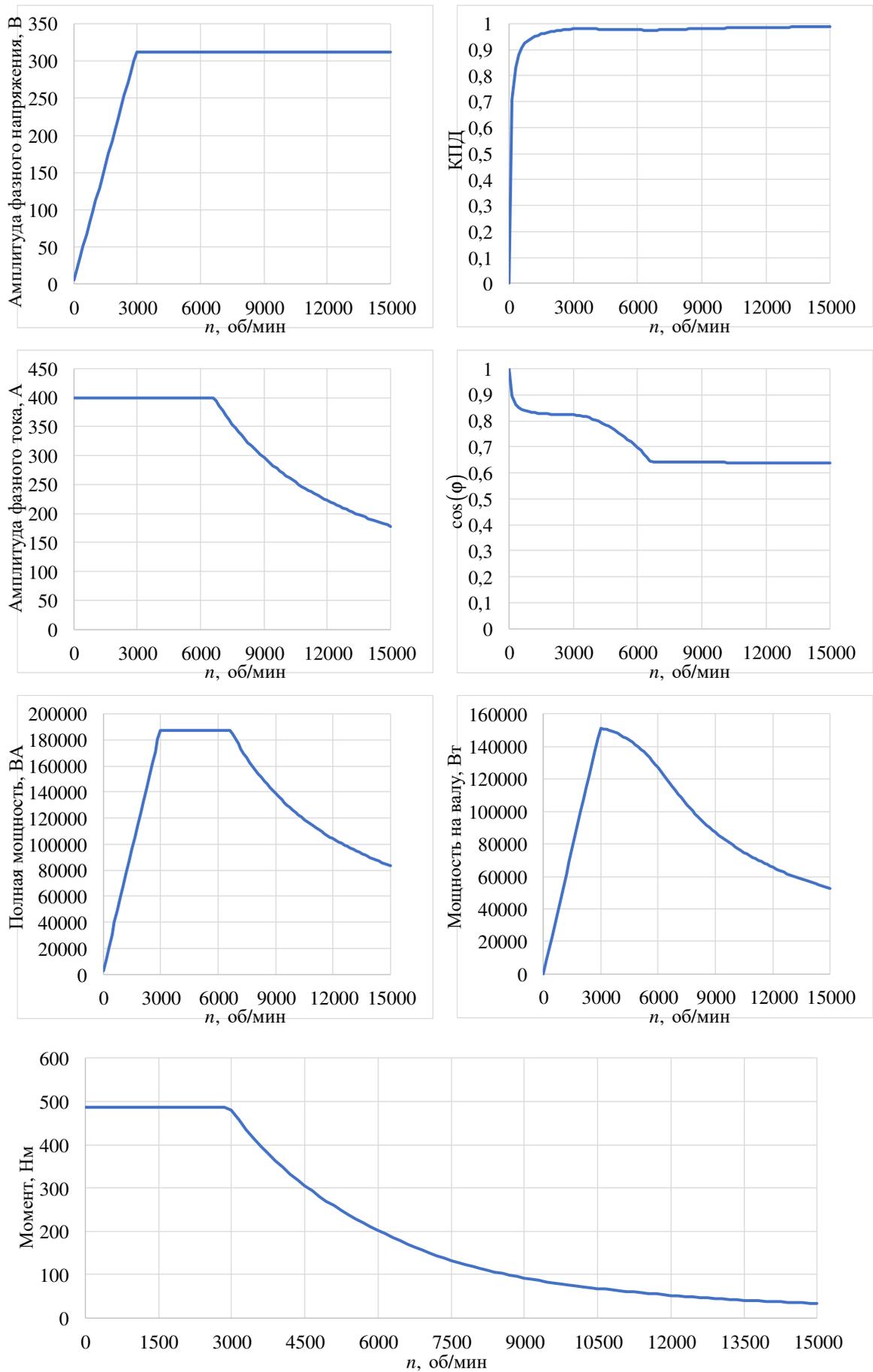


Рис. 1.22. Характеристики СРД во всем диапазоне скоростей

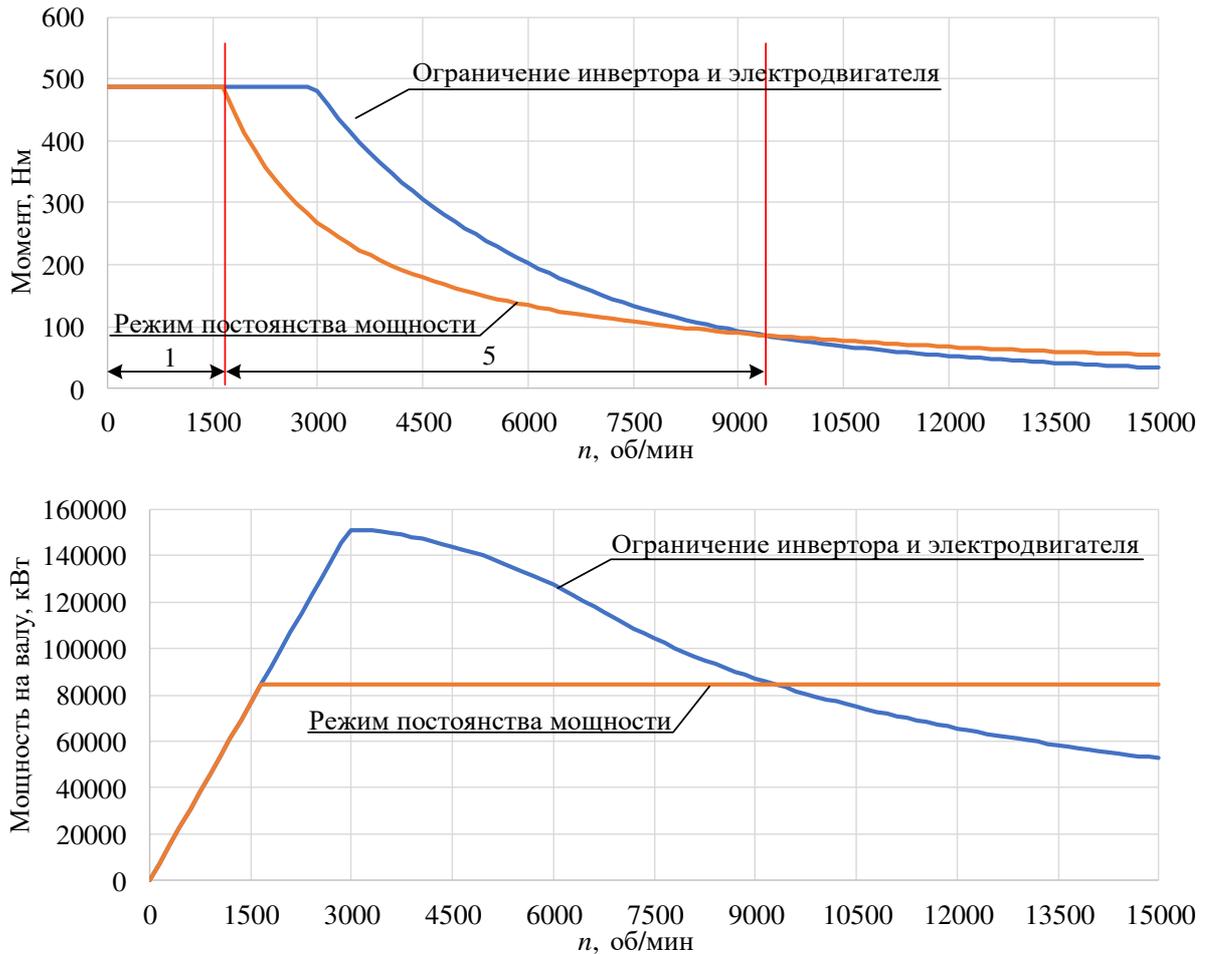


Рис. 1.23. Недоиспользование электродвигателя и силового преобразователя для СРД с диапазоном регулирования в зоне ослабления поля 5:1

1.3.5. Характеристики вентильно-индукторного электродвигателя с самовозбуждением

1.3.5.1. Вентильно-индукторный электродвигатель и его применение в тяге

Вентильно-индукторные электродвигатели (ВИД) очень популярны в академической среде на протяжении уже более 30 лет с тех пор, как появилась полупроводниковая элементная база, способная коммутировать обмотки данного двигателя. Вместе с тем, этот двигатель не получил широкого распространения в промышленности или транспорте. Типовая конфигурация данного электропривода представлена на рис. 1.24. Электродвигатель имеет 6 полюсов на статоре и 4 полюса на роторе, катушки сосредоточены, питание обмоток

обеспечивается от силового преобразователя, где каждая фаза включена в ко-
сой мост. Ему присущи следующие основные достоинства:

- Очень простая конструкция и относительно простые методики рас-
чета. Двигатель имеет сосредоточенные катушки на статоре, которые
могут быть намотаны отдельно до установки в мотор, что упрощает
процесс производства. Ротор машины явнополюсный, не содержит
ничего, кроме шихтованного железа, что делает конструкцию проч-
ной и надежной.
- Данный электродвигатель позволяет реализовывать комбинирован-
ную систему бездатчикового управления, которая будет работать во
всем диапазоне скоростей. На низких скоростях система управления
инжектирует сигнал в отключенную обмотку (имеются также си-
стемы с инжектированием во включенную обмотку) для идентифика-
ции углового положения ротора. На высоких скоростях система
управления переключается на работу по принципу оценки противо-
ЭДС.

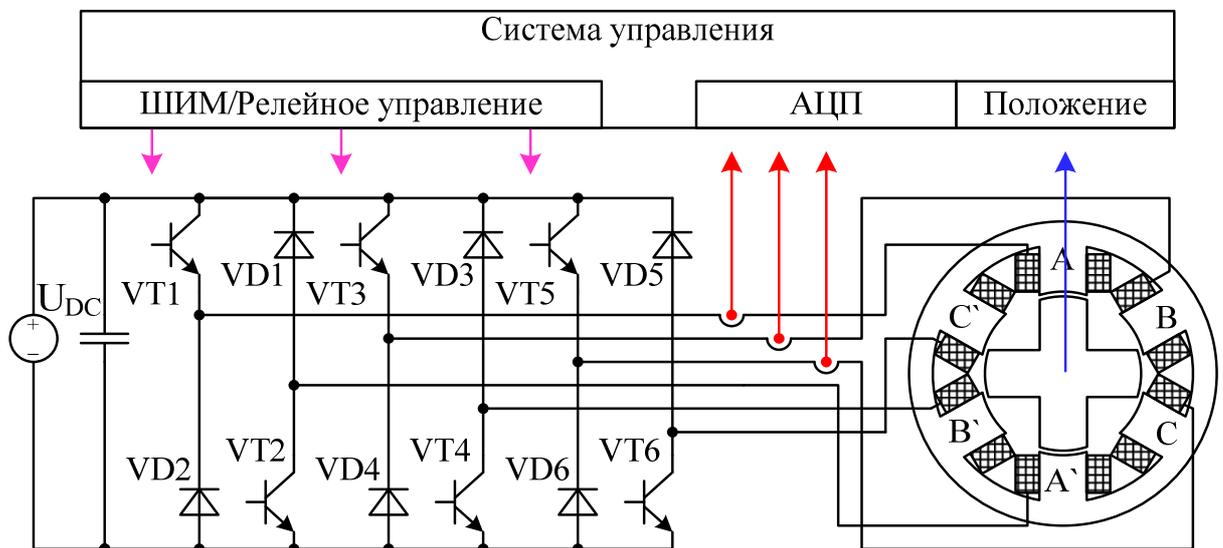


Рис. 1.24. Типовая топология инвертора и ВИД 6/4

Эти достоинства, хоть и являются во многом уникальными, сопровож-
даются неустраняемыми недостатками машины:

- Силовой преобразователь для ВИД содержит столько же полупроводниковых элементов, что и для АД или СДПМ, однако количество стоек в два раза больше, а сами стойки несимметричные и имеют либо нижний, либо верхний ключ и верхний или нижний диод. Из-за меньшего объема выпуска несимметричных стоек, таких как верхний и нижний чоппер, их цена сопоставима, а иногда и превышает стоимость полной стойки. То есть для одного и того же тока силовой преобразователь для ВИД в два раза дороже, чем для АД. Следует отметить, что и приложенное к фазе напряжение, также больше, и следует сравнивать вентильно-индукторный привод (ВИП) с аналогичным приводом на базе АД с независимыми фазными обмотками, питаемыми от мостовых инверторов. Это сравнение будет произведено ниже. Кроме того, существует огромное количество схем силовых преобразователей, в которых количество транзисторов сокращено, однако в данных схемах накладываются ограничения на интервал проводимости фаз, что не подходит для тягового привода.
- Сильные пульсации момента свойственны ВИП и, соответственно, шум. Существует большое количество технических решений [71], [76], [62] и [73], как уменьшить пульсации и шум, однако все предлагаемые способы снижают выходной момент относительно максимального, который может развить ВИД. А в зоне ослабления поля обеспечивать постоянный момент на валу невозможно из-за особенностей функционирования электродвигателя.
- Большие радиальные усилия возникают при смещении ротора относительно статора в радиальном направлении, как показано на рис. 1.25. Данный недостаток может носить скрытый характер. Очевидно, что многое зависит от точности изготовления машины, ее полюсности и магнитной геометрии. Практика автора по этому вопросу неутешительна. Привод мощностью 1,2 МВт шаровой мельницы, поставленный в ОАО «Алроса» — выход из строя подшипников спустя

9 месяцев эксплуатации. 100 двухфазных электроприводов мощностью 2,2 кВт, установленных на московские ЦТП в контур циркуляции насосов горячего водоснабжения — 100 отказов за год эксплуатации из-за выхода из строя подшипников и замена всего парка на АД (преобразователь частоты остался тем же, так как проектировался под одновременную реализацию алгоритмов управления и ВИД, и АД).

За рубежом данный тип привода заявлен в машинах фирмы Caterpillar [108]. В нашей стране его применяет завод Динамо, ОАО «Аэроэлектромаш», а школа проектирования ВИД развита в Новочеркасске.

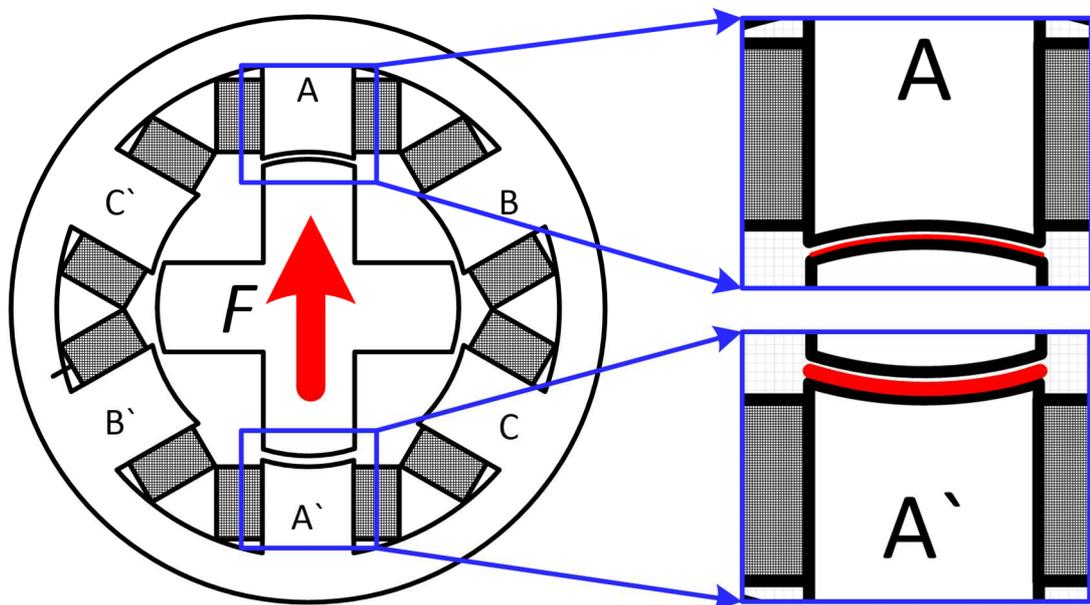


Рис. 1.25. Несоосность ротора и статора вызывает радиальные усилия

1.3.5.2. Математическое описание ВИД

Существует множество моделей ВИД различной степени аппроксимации и точности. Наиболее популярна линеаризованная модель [167], которая содержит область максимальной, минимальной индуктивностей. Переход между максимальной и минимальной индуктивностью осуществляется по линейному закону, а насыщение учитывается некоторым значением тока, после которого дифференциальная индуктивность фазы становится равной минимальной индуктивности. Зависимости потокосцепления фазы от тока и

индуктивности от угла представлены на рис. 1.26. Следует также отметить, что большинство моделей принимают фазы магнитно-независимыми.

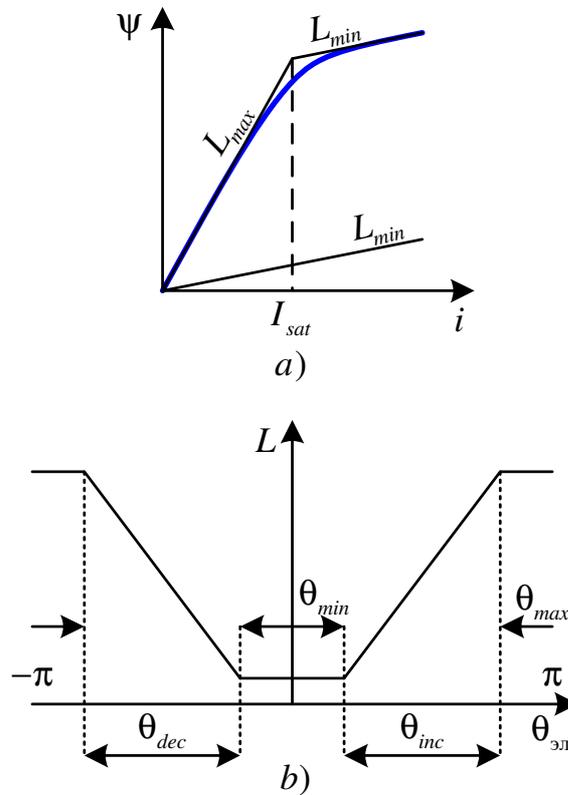


Рис. 1.26. Линеаризация кривой намагничивания и зависимости индуктивности от угла

Данная линеаризованная модель будет использована для исследования, поскольку она позволяет выполнить аналитический расчет углов коммутации для получения предельной характеристики ВИД во всём диапазоне скоростей. Это позволит сопоставить ВИД с точки зрения использования возможностей силового преобразователя с остальными электродвигателями. Вместе с тем, исследования [167, 185] показывают, что точность линеаризованной модели вполне достаточна для оценки характеристик и анализа законов управления ВИД.

ВИД имеет зону минимальной индуктивности в рассогласованном положении зубцов статора и ротора. В этой зоне индуктивность равна константе L_{min} и, распространяясь на угол $\theta_{L_{min}}$, центрирована относительно нулевого угла, как показано на рис. 2.22б. Максимальная индуктивность фазы

соответствует согласованному положению зубцов статора и ротора. Она распространяется на угол $\theta_{L_{max}}$ и имеет значение L_{max} . При достижении током фазы точки насыщения I_{sat} , индуктивность мгновенно снижается до уровня минимальной индуктивности L_{min} , как показано на рис. 1.26а. Отношение индуктивностей задается коэффициентом:

$$k_L = \frac{L_{max}}{L_{min}}. \quad (1.76)$$

Крайние точки максимальной и минимальной индуктивностей соединены линейными участками, продолжительность каждого (нарастающей и спадающей индуктивностей, соответственно) для симметричной геометрии тягового ВИД составляет:

$$\theta_{inc} = \theta_{dec} = \frac{2\pi - \theta_{L_{max}} - \theta_{L_{min}}}{2}. \quad (1.77)$$

Следует отметить, что участок с нарастающей индуктивностью производит положительный (двигательный) момент, а участок со спадающей — отрицательный (тормозной, рекуперативный).

Уравнение электрического равновесия для фазы ВИД:

$$u = iR + \frac{d\psi}{dt}. \quad (1.78)$$

Электродвигатель питается от инвертора, состоящего из несимметричных мостов для каждой фазы ВИД. Датчики тока установлены в каждой фазе для контроля тока и организации релейного регулирования тока в фазе на номинальном уровне.

В отличие от общепромышленных приводов с питанием от трехфазной сети переменного тока, ВИД не имеет явной номинальной точки. Его номинальный момент зависит от способа управления, поэтому необходимо определить номинальную рабочую точку ВИД, прежде чем рассматривать семейство его предельных характеристик.

Прежде всего уточним, что, как у любого тягового привода, номинальная точка характеристики должна определяться тем длительным амплитудным

током, который ВИП может обеспечить в заторможенном состоянии. Конечно, когда он начнет вращение, ток можно несколько увеличить, так как ток будет переключаться между фазами и для одного и того же момента в среднем станет несколько меньше.

На рис. 1.27 изображены две траектории увеличения потокосцепления — при токе насыщения и при номинальном токе, который в ВИД всегда выше тока насыщения. Отрезки $a-b$ и $c-d$ одинаковые, а значит изменение потокосцепления при насыщенном магнитопроводе происходит одинаково быстро при любом значении тока фазы, большем, чем ток насыщения. Тогда для потокосцепления

$$\Psi_{sat} = LI_{sat}, \quad (1.79)$$

индуктивность запишется в виде:

$$L = L_{min} + L_{min} (k_L - 1) \frac{\theta}{\theta_{inc}}. \quad (1.80)$$

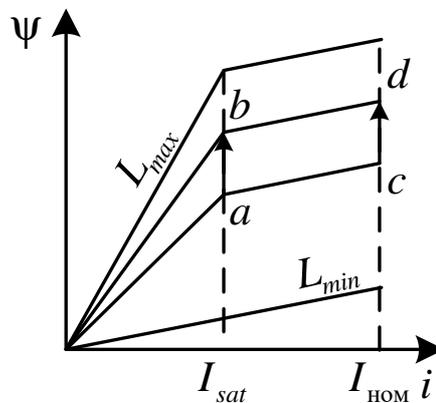


Рис. 1.27. Траектории изменения потокосцеплений для разных токов

Если теперь выражение (1.80) подставить в (1.79) и продифференцировать, то результат

$$\frac{d\Psi_{sat}}{dt} = L_{min} (k_L - 1) \frac{I_{sat}}{\theta_{L_{inc}}} \omega_{эл} \quad (1.81)$$

можно подставить в (1.78) и выразить любой из параметров при заданных остальных. Например, если известны все параметры электродвигателя, можно вычислить номинальную скорость:

$$\omega_{\text{ном}} = \frac{\theta_{inc} (U_{DC} - I_{\text{ном}} R)}{L_{min} (k_L - 1) I_{sat}}. \quad (1.82)$$

Данное выражение можно применять при предварительном расчете параметров ВИД на стадии эскизного проектирования для оценки номинального режима работы. Оно получено из следующего правила. Если ток фазы будет номинальным в момент, когда индуктивность начала расти, тогда приложенное напряжение за вычетом падения на активном сопротивлении фазы должно быть равно производной потокосцепления по выражению (1.81). В этом случае ток фазы будет оставаться неизменным и равным номинальному на всём участке нарастающей индуктивности. А поскольку к фазе приложено напряжение звена постоянного тока (ЗПТ), и ток равен номинальному, то это будет режим максимальной мощности (см. рис. 1.28а).

Если скорость по каким-то причинам ниже номинальной, определяемой по (1.82), то при приложении напряжения ЗПТ производная отношения потокосцепления фазы к ее индуктивности становится больше нуля и наблюдается рост тока, как показано на рис. 1.28б. Чтобы ограничить ток на номинальном уровне включается релейный регулятор тока фазы, что приводит к снижению эффективного напряжения фазы, а, следовательно, и подводимой к фазе (и отдаваемой на вал) мощности. Данный режим соответствует регулированию вниз от номинала.

Для скоростей больших, чем номинальная, производная отношения потокосцепления и фазной индуктивности меньше нуля, и ток в фазе спадает, как показано на рис. 1.28в. В этом случае также невозможно передать на двигатель номинальную мощность, так как при полном питающем напряжении, ток будет ниже номинального. Данный режим соответствует регулированию вверх от номинала или, если такую аналогию можно провести, режиму ослабления поля [18].

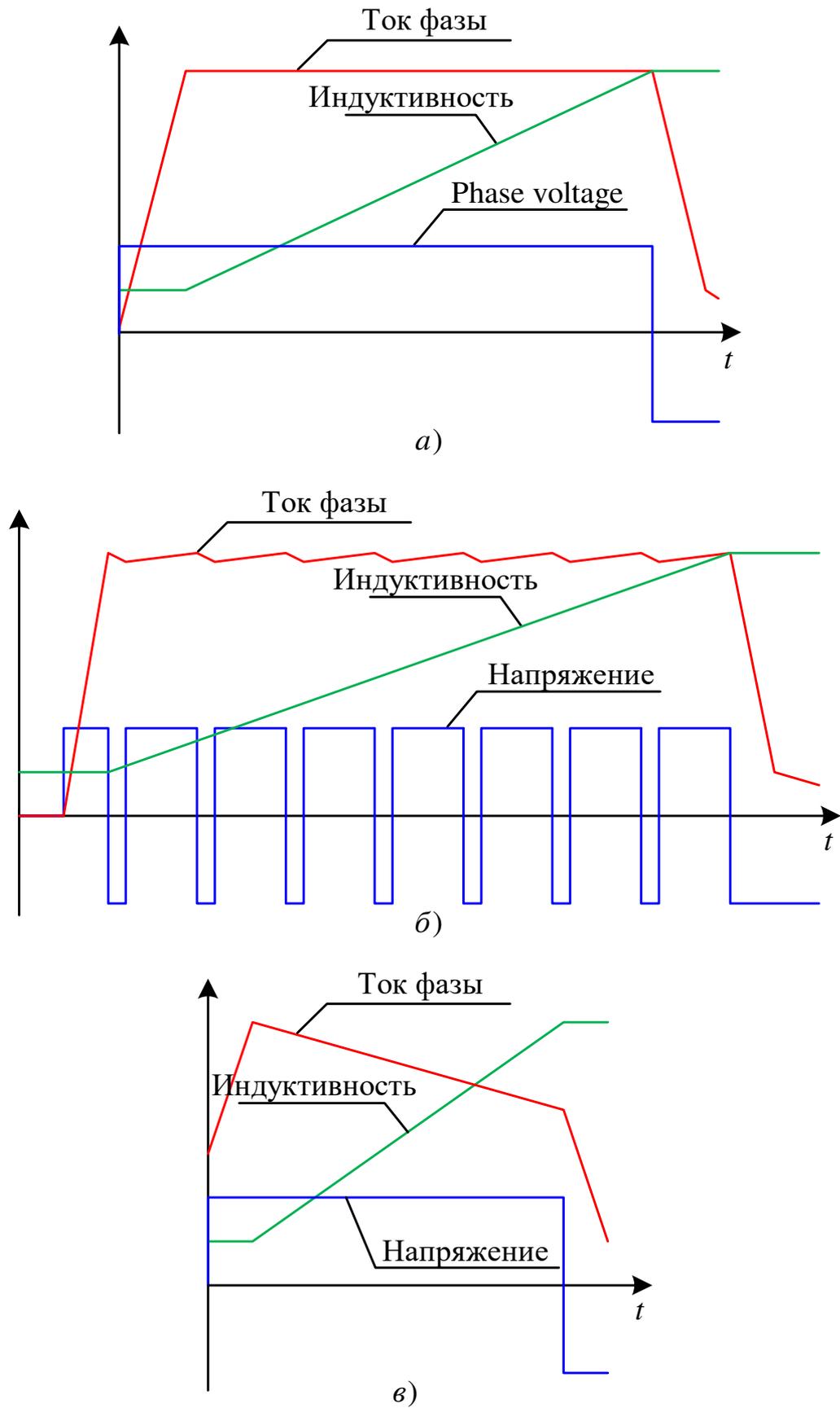


Рис. 1.28. Режимы работы ВИП: а — номинальная скорость, б — регулирование вниз, в — регулирование вверх

Для определения механической силы запишем уравнение баланса энергий, выразив изменение поля [40, 160]:

$$dW_{\text{поля}} = dW_{\text{эм}} - dW_{\text{мех}}, \quad (1.83)$$

где $dW_{\text{эм}} = i d\psi$, а $dW_{\text{мех}} = M d\theta$ [40]. Тогда уравнение (1.83) запишется как:

$$dW_{\text{поля}}(\psi, \theta) = i d\psi - M d\theta. \quad (1.84)$$

Для любой функции двух независимых переменных $f(x_1, x_2)$ полный дифференциал может быть записан как:

$$dF(x_1, x_2) = \left. \frac{\partial f(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right|_{x_2} dx_1 + \left. \frac{\partial f(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right|_{x_1} dx_2. \quad (1.85)$$

Уравнение (1.85) применимо для функции изменения энергии поля (1.84), следующим образом:

$$dW_{\text{поля}}(\psi, \theta) = \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\psi, \theta)}{\partial \psi} \right|_{\theta} d\psi + \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\psi, \theta)}{\partial \theta} \right|_{\psi} d\theta. \quad (1.86)$$

Если теперь сравнить (1.86) с (1.84), то окажется, что при неизменном θ

$$i = \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\psi, \theta)}{\partial \psi} \right|_{\theta}, \quad (1.87)$$

а при неизменном потокосцеплении ψ

$$M = - \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\psi, \theta)}{\partial \theta} \right|_{\psi}. \quad (1.88)$$

Для линейной магнитной системы, где потокосцепление определяется произведением индуктивности и тока — $\psi = L(\theta)i$, энергия поля запишется как:

$$W_{\text{поля}}(\psi, \theta) = \frac{L(\theta)i^2}{2} = \frac{\psi^2}{2L(\theta)}, \quad (1.89)$$

и момент может быть найден простой подстановкой в (1.88):

$$M = - \left. \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{\psi^2}{2L(\theta)} \right|_{\psi} = \frac{\psi^2}{2L(\theta)^2} \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (1.90)$$

Теперь можно записать выражение (1.90) через ток:

$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (1.91)$$

Аналогичные выводы можно сделать, воспользовавшись коэнергией.

Коэнергия выражается как:

$$W'_{\text{поля}}(i, \theta) = i\psi - W_{\text{поля}}(\psi, \theta). \quad (1.92)$$

Продифференцируем $i\psi$, тогда

$$d(i\psi) = i d\psi + \psi di. \quad (1.93)$$

Запишем уравнение (1.92) в элементарных приращениях и подставим туда выражения (1.93) и (1.84):

$$\begin{aligned} dW'_{\text{поля}}(i, \theta) &= d(i\psi) - dW_{\text{поля}}(\psi, \theta) = \\ &= i d\psi + \psi di - i d\psi + M d\theta = \\ &= \psi di + M d\theta. \end{aligned} \quad (1.94)$$

Как и в предыдущем случае, распишем приращение коэнергии в частных производных:

$$dW'_{\text{поля}}(i, \theta) = \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, \theta)}{\partial i} \right|_{\theta} di + \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_i d\theta. \quad (1.95)$$

Уравнение для момента запишется:

$$M = \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_i. \quad (1.96)$$

Графически, происходящий процесс можно пояснить по рис. 1.29.

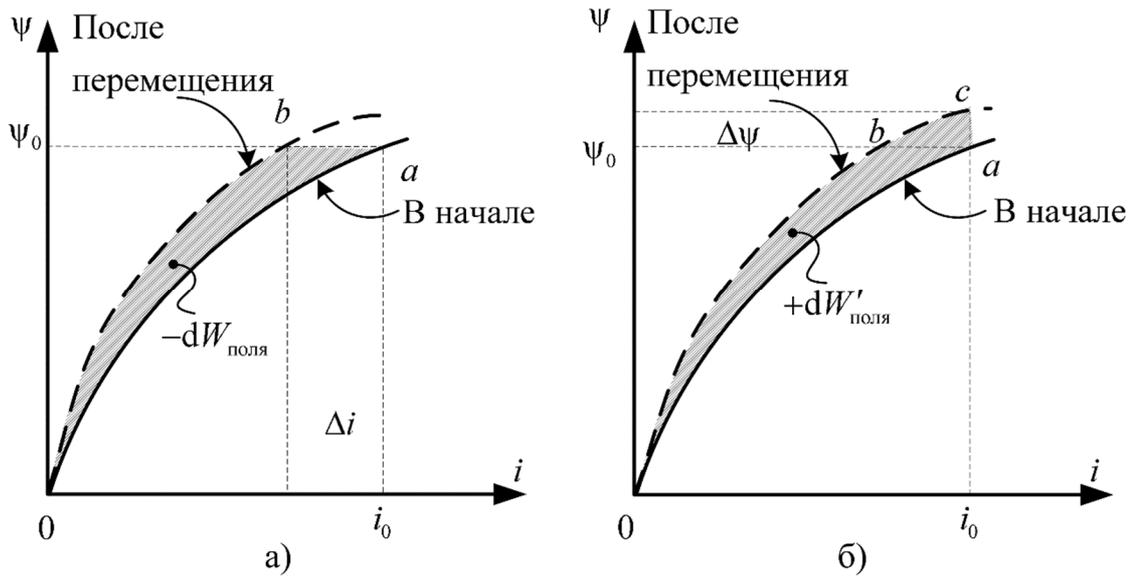


Рис. 1.29. Пояснение к расчету механической работы для определения момента

При неизменном потокоцеплении переход из точки a в точку b при постоянстве потокоцепления приводит к уменьшению энергии поля, которая преобразуется в механическую работу (см. рис. 1.29а). Уменьшение энергии дает положительную силу, поэтому в выражении (1.88) есть знак «-». Если же неизменным остается ток, то при перемещении из точки a в точку c увеличивается коэнергия (знак в выражении «+»).

Численное интегрирование для известных потокоцепления и положения позволяет рассчитать энергии обмотки для положений смещенных на $\Delta\theta$ относительно текущего угла. Момент в этом случае определится как:

$$M = \frac{W_{\text{поля}}(\theta - \Delta\theta) - W_{\text{поля}}(\theta + \Delta\theta)}{2\Delta\theta}. \quad (1.97)$$

1.3.5.3. Определение углов коммутации для получения максимальной мощности на валу во всём диапазоне скоростей

Для нахождения углов коммутации, обеспечивающих максимальные моменты на валу и мощность для каждой скорости, воспользуемся следующими соображениями. Как было показано выше, согласно рис. 1.28, максимальная мощность достигается, если к моменту начала зоны растущей индуктивности

ток фазы становится равным номинальному. Тогда необходимо достичь потокосцепления при рассогласованном положении и номинальном токе:

$$\Psi_{min} = L_{min} I_{ном}. \quad (1.98)$$

Этого потокосцепления необходимо достичь в момент, когда индуктивность начнет расти. Тогда время, необходимое для достижения данного потокосцепления при приложении напряжения ЗПТ, определяется отношением потокосцепления и напряжения ЗПТ за вычетом падения напряжения на активном сопротивлении фазы. Падение напряжения на активном сопротивлении фазы мало (по отношению к напряжению ЗПТ), а ток растущий, поэтому данную величину можно аппроксимировать средним значением, что позволяет определить время:

$$t_{вкл} = \frac{\Psi_{min}}{U_{DC} - \frac{I_{ном} R}{2}}. \quad (1.99)$$

Данное время можно выразить через угол опережения коммутации, который будет изменяться вместе со скоростью вращения электродвигателя:

$$\theta_{вкл} = \omega_{эл} t_{вкл}. \quad (1.100)$$

Выражение (1.100) приведено для режима прерывистого тока, но ток обязательно может быть равен нулю, когда требуется вновь включить фазу для достижения номинального тока к моменту начала области растущей индуктивности. Тогда угол опережения коммутации должен отслеживать текущее значение потокосцепления фазы:

$$\theta_{вкл} = \omega_{эл} \frac{\Psi_{min} - \Psi}{U_{DC} - \frac{(I_{ном} + i) R}{2}}. \quad (1.101)$$

По мере изменения потока в процессе работы фазы этот угол постоянно меняется, но в какой-то момент времени он становится больше текущего угла, и фазу требуется включить. При этом максимальный угол опережения коммутации не должен выходить за точку А (см. рис. 1.30).

Выключение фазы должно происходить при минимальном угле, соответствующем началу зоны максимальной индуктивности (точка С рис. 1.30). При этом ток фазы должен успеть уменьшиться до I_{sat} , прежде чем начнётся область со спадающей индуктивностью, иначе будет иметься тенденция к росту тока в генераторном режиме, которая приведет к существенному росту тормозного момента. Формула для расчета угла отключения фазы относительно точки В рис. 1.30:

$$\theta_{\text{выкл}} = \frac{L_{\text{min}} (i - I_{\text{sat}})}{U_{\text{DC}} + \frac{i + I_{\text{sat}}}{2} R} \omega_{\text{эл}}. \quad (1.102)$$

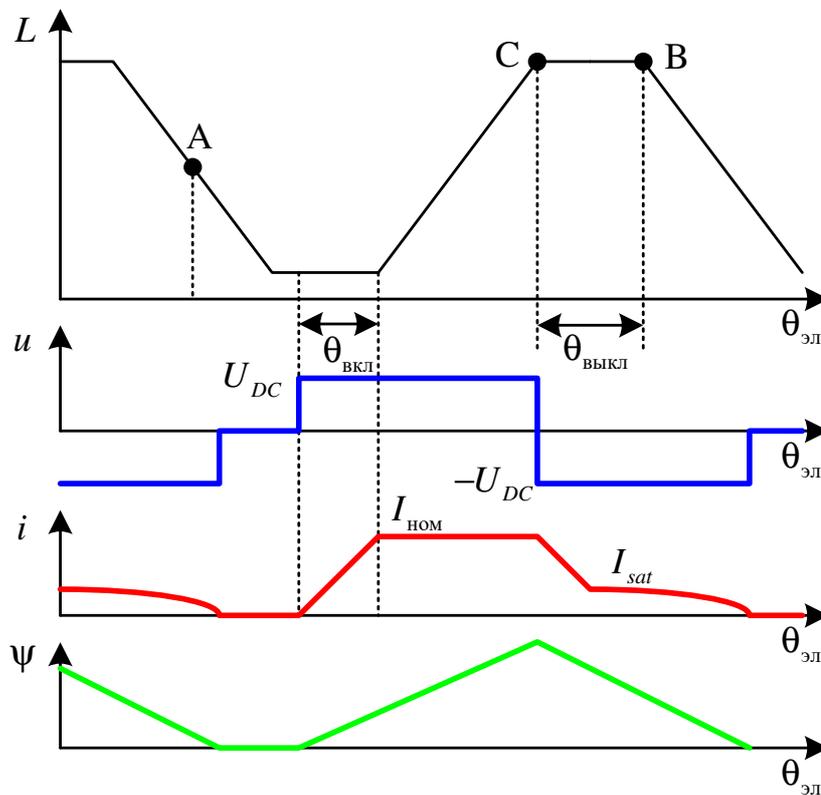


Рис. 1.30. Пояснение к углам коммутации

Кроме этого, следует ограничить ширину зоны включения фазы, которая в статике не должна превышать 180° . Небольшое превышение возможно в целях компенсации падения напряжения на активном сопротивлении обмотки [18].

1.3.5.4. Расчет параметров ВИД

В общем случае для одних и тех же номинальных значений скорости, тока и напряжения параметры ВИД могут быть различны. В данном примере рассмотрен лишь один из подходов оценки параметров машины.

Число пар полюсов равно 4, как на рис. 1.24. Зоны максимальной и минимальной индуктивности равны и в сумме занимают $1/3$ электрического оборота. Области растущей и спадающей индуктивностей равны и занимают по $1/3$ от оборота.

Минимальная индуктивность определяется выражением:

$$L_{min} = \frac{n_{ном} P_p}{6 \cdot 60} \cdot \frac{U_{DC} - \frac{RI_{ном}}{2}}{I_{ном}}. \quad (1.103)$$

Это значение, при котором на номинальной скорости и приложении номинального напряжения ток фазы успевает достичь номинального значения за время прохождения зоны минимальной индуктивности.

Значение максимальной индуктивности определяется через коэффициент k_L , который примем равным 10. Тогда последний параметр ВИД — ток насыщения вычисляется по (1.82):

$$I_{sat} = \frac{\theta_{inc} (U_{DC} - I_{ном} R)}{L_{min} (k_L - 1) \omega_{ном}}. \quad (1.104)$$

Параметры ВИД для модельного эксперимента сведены в таблицу 1.4.

Таблица 1.4. Параметры ВИД

Параметр	Значение	Размерность
Число пар полюсов	4	—
Максимальный амплитудный ток статора	400	А
Номинальное напряжение ЗПТ	538	В
Активное сопротивление статорной цепи	0,013	Ом
Соотношения поперечной и продольной индуктивностей	10	—
Индуктивность в согласованном положении	0,0112	Гн

Параметр	Значение	Размерность
Индуктивность в рассогласованном положении	0,00039	Гн
Ток насыщения	88,45	А

1.3.5.5. Построение предельных характеристик ВИД

Для построения предельных характеристик была разработана имитационная модель в MATLAB Simulink, в которой основные уравнения, включающие нелинейности, были реализованы с использованием языка MATLAB на базе программируемых функций. Модель представлена на рис. 1.31.

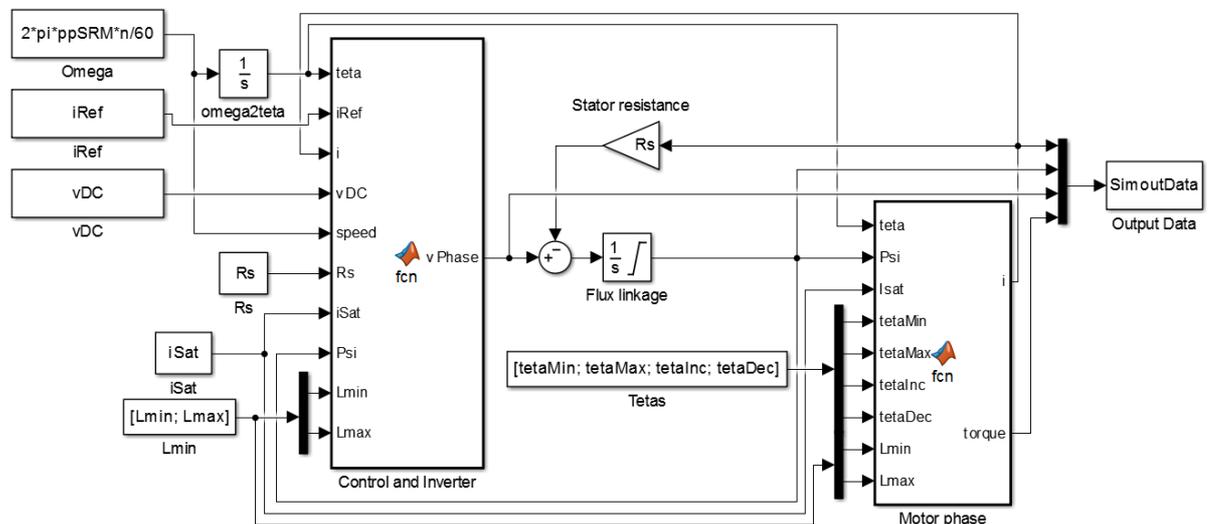


Рис. 1.31. Упрощенная модель ВИП в MATLAB Simulink для одной фазы двигателя

Модель была исследована в диапазоне частот вращения от 0 до 25000 об/мин, и данные по мощности и среднему моменту на валу сведены в таблицу 1.5, а соответствующие графики представлены на рис. 1.32.

Таблица 1.5. Момент и мощность в функции частоты вращения

Скорость, об/мин	Момент, Н·м	Мощность на валу, кВт
1000	602	63.1
2000	594	124.4
3000	557	175.0
4000	403	168.9

Скорость, об/мин	Момент, Н·м	Мощность на валу, кВт
5000	293	153.5
6000	229	143.8
7000	201	147.1
8000	179	150.2
9000	162	152.6
10000	147	153.8
11000	136	156.6
12000	125	157.6
13000	117	158.6
14000	110	161.7
15000	102	160.2
25000	63.5	166.2

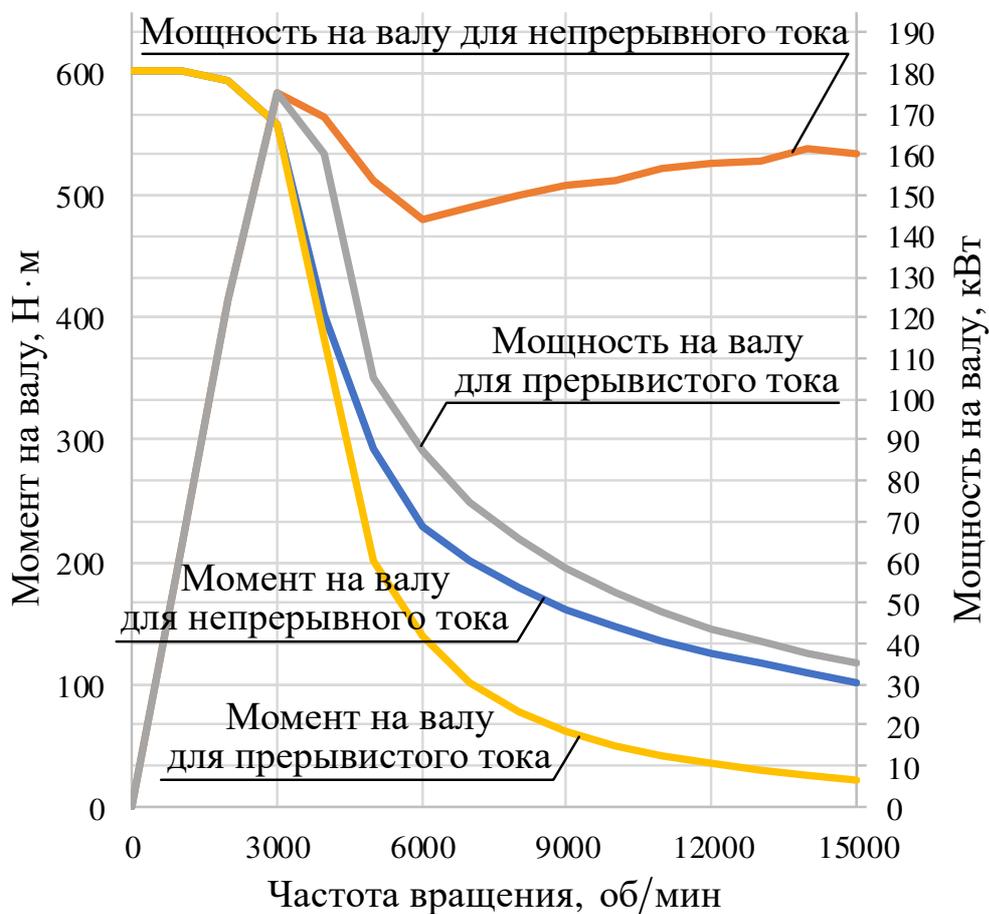


Рис. 1.32. Механическая характеристика ВИД и мощность от скорости

Годографы потокосцепления от тока фазы для различных частот вращения представлены на рис. 1.33. Здесь наглядно показано, что сохранить постоянную мощность можно при переходе к режиму непрерывного тока фазы. Небольшое увеличение момента (в пределах 1%) можно получить, если выключать фазу чуть раньше точки С. В этом случае площадь годографа для номинальной скорости немного увеличится за счет более близкого расположения годографа к ненасыщенной кривой в согласованном положении. В режиме прерывистого тока, мощность падает катастрофически из-за уменьшающейся обратно пропорционально квадрату скорости площади годографа при его привязке к началу координат.

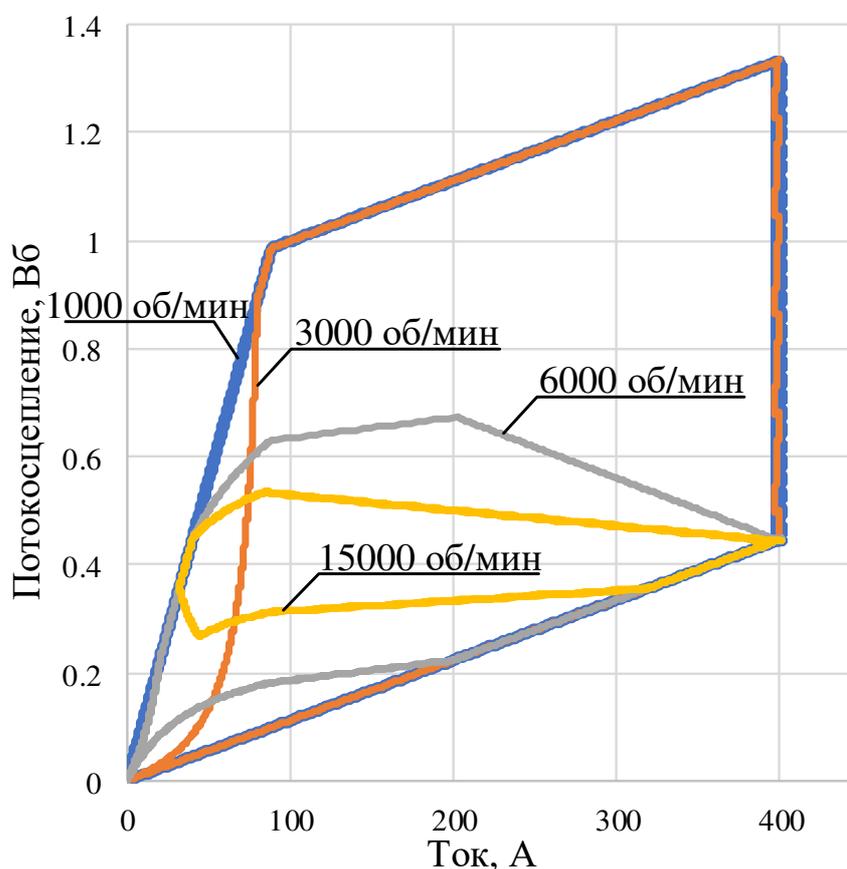


Рис. 1.33. Годографы потокосцепления от фазного тока для различных частот вращения

Изменение переменных ВИД во времени для скорости 15000 об/мин показано на рис. 1.34. Следует отметить, что пульсация момента чрезвычайно велика. Стабилизация момента средствами управления для данного двигателя

при регулировании вверх от номинальной скорости принципиально не возможна, так как токи двигателя невозможно сформировать из-за недостаточного уровня питающего напряжения.

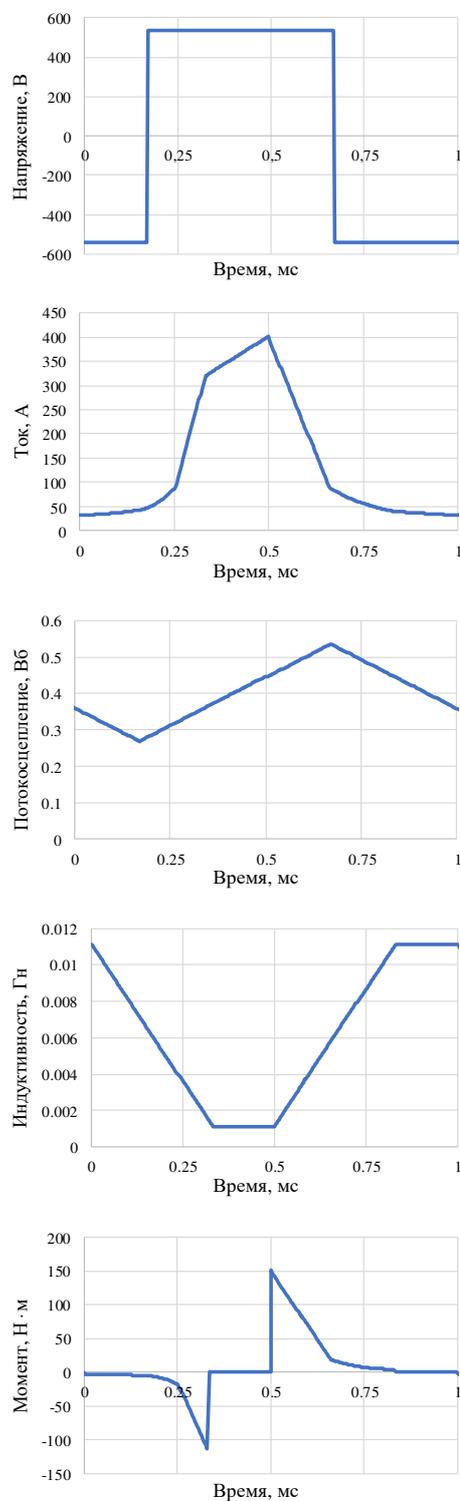


Рис. 1.34. Изменение напряжения, тока, потокосцепления, индуктивности и электрического момента ВИД во времени для частоты вращения 15000 об/мин

Полученные графики показывают принципиальную возможность создания тягового электропривода на базе ВИД, работающего в режиме близком к постоянству мощности. Однако следует отметить, что помимо огромной пульсации момента стоимость силового преобразователя для данного номинального тока в 2 раза превышает стоимость аналогичного преобразователя на тот же ток для СДПМ или АД. Поэтому правильнее при сравнении делить среднюю мощность 160 кВт, полученную в результате данного эксперимента на 2, что даст только 80 кВт. Эта мощность приблизительно в 1,4 раза меньше мощности АД при тех же условиях.

1.3.6. Характеристики вентильно-индукторного электродвигателя с независимым возбуждением

1.3.6.1. Вентильно-индукторный электродвигатель с независимым возбуждением и его применения

ВИДНВ впервые стал использоваться в качестве генератора в авиационной технике. Применение его в качестве двигателя в России состоялось в электроприводах насосов, дымососов, дутьевых вентиляторов районных тепловых станций гор. Москвы. Разработка и расчет электродвигателя выполнены в научной группе Русакова А.М.

1.3.6.2. Математическое описание и варианты конструкции ВИДНВ

Для пояснения принципа действия ВИДНВ следует рассмотреть два примера, объясняющие конструкцию этой электрической машины с разных позиций.

Наиболее подходящим для электрической тяги электродвигателем является синхронная машина с независимым возбуждением. Её недостатки: наличие щеточного контакта, сложность конструкции ротора и необходимость отвода тепла от ротора из-за нагрева обмотки возбуждения. Упрощенная конструкция ротора такой машины представлена на рис. 1.35а.

Для исключения основного недостатка — наличие щеточного контакта — можно удалить ближнюю к читателю часть зубцов ротора, формирующих северный полюс, и дальнюю часть зубцов, формирующих южный полюс. Тогда ротор машины разделится на две части: ближняя будет формировать южный полюс, а дальняя северный. В этом случае обмотку возбуждения можно расположить, соосно с валом и закрепить ее даже не на роторе, а на статоре, что позволяет исключить скользящий контакт, так как теперь обмотка возбуждения неподвижна (не вращается вместе с ротором), как показано на рис. 1.35б.

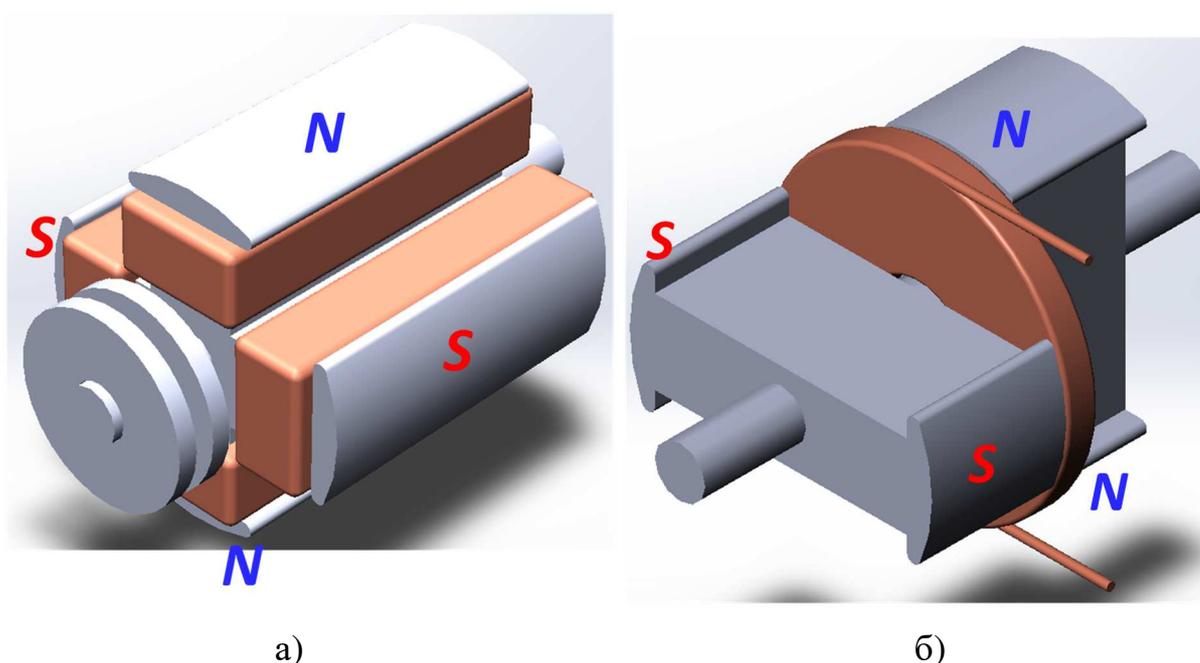


Рис. 1.35. Упрощенная конструкция ротора и возбуждения для синхронной машины с независимым возбуждением (а) и ВИДНВ (б)

Правомерным станет утверждение, что часть статорной обмотки, оказавшаяся над обмоткой возбуждения и «срезанным» участком зуба ротора, не создает момента, а, значит, является отрицательным эффектом, сопутствующим исключению щеточного контакта.

Второй пример объяснения топологии ВИДНВ можно получить путем модификации конструкции классического ВИД, в соответствии с рис. 1.36. Каждая из фаз ВИД, питаемая однополярным током, создает поле одного направления. Предположим, что для ВИД рис. 1.36 это поле направлено от

верхних зубцов к нижним. Если теперь разместить на статоре обмотку возбуждения, как показано на рис. 1.36, то она может формировать поле, также направленное от верхних зубцов к нижним. Тогда статорные обмотки можно питать не однополярным током, а разнополярным, так как постоянную составляющую поля, необходимую для работы машины создает обмотка возбуждения. В этом случае ВИДНВ можно питать от стандартного 6-ключевого инвертора напряжения. Иллюстрация изменения питающих токов приведена на рис. 1.37.

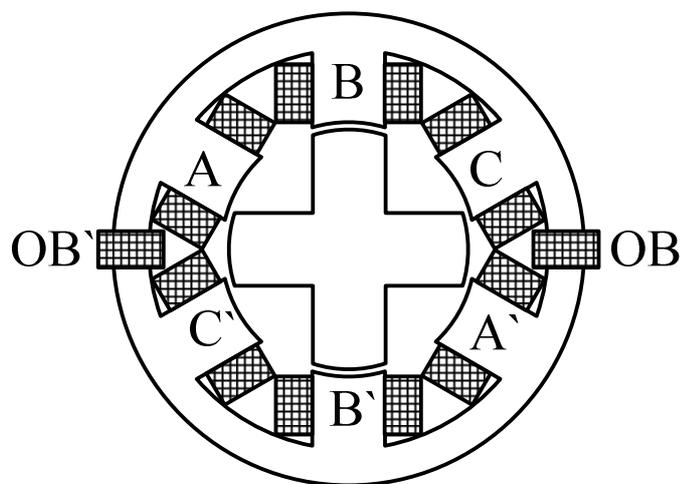


Рис. 1.36. Модификация ВИД с добавлением обмотки возбуждения

МДС фазы в таком случае складывается из МДС самой фазной обмотки $i w_1$ и постоянной МДС от обмотки возбуждения $i_{OB} w_2$. Обмотка возбуждения вызывает подмагничивание машины, а в фазных обмотках теперь может протекать разнополярный симметричный ток. Конструкция инвертора при этом упрощается по сравнению с рис. 1.24, но к ней добавляется блок питания OB, мощность которого небольшая и не вносит существенного увеличения цены для мощных тяговых приводов, где потери на возбуждение не превышают 5% от номинальной мощности в режиме реализации максимальных моментов.

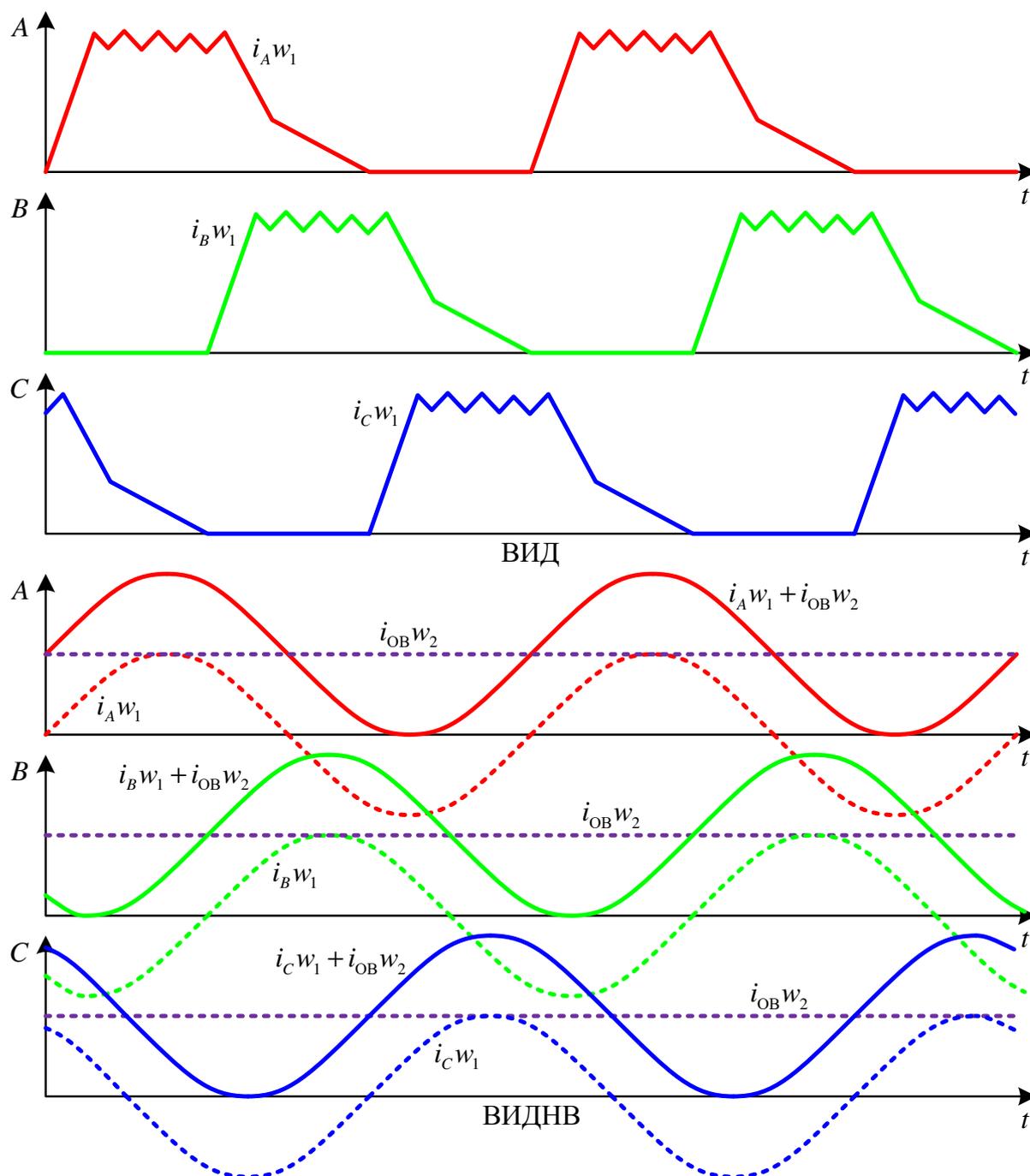


Рис. 1.37. Иллюстрация формирования МДС в ВИД и ВИДНВ

ВИДНВ выполняются в 4-х основных модификациях с точки зрения конструктивного исполнения — это может быть машина с явнополюсным (см. рис. 1.38а) или неявнополюсным статором (см. рис. 1.38б), это может быть машина с поднятой (см. рис. 1.38в) или опущенной (см. рис. 1.38г) обмоткой возбуждения.

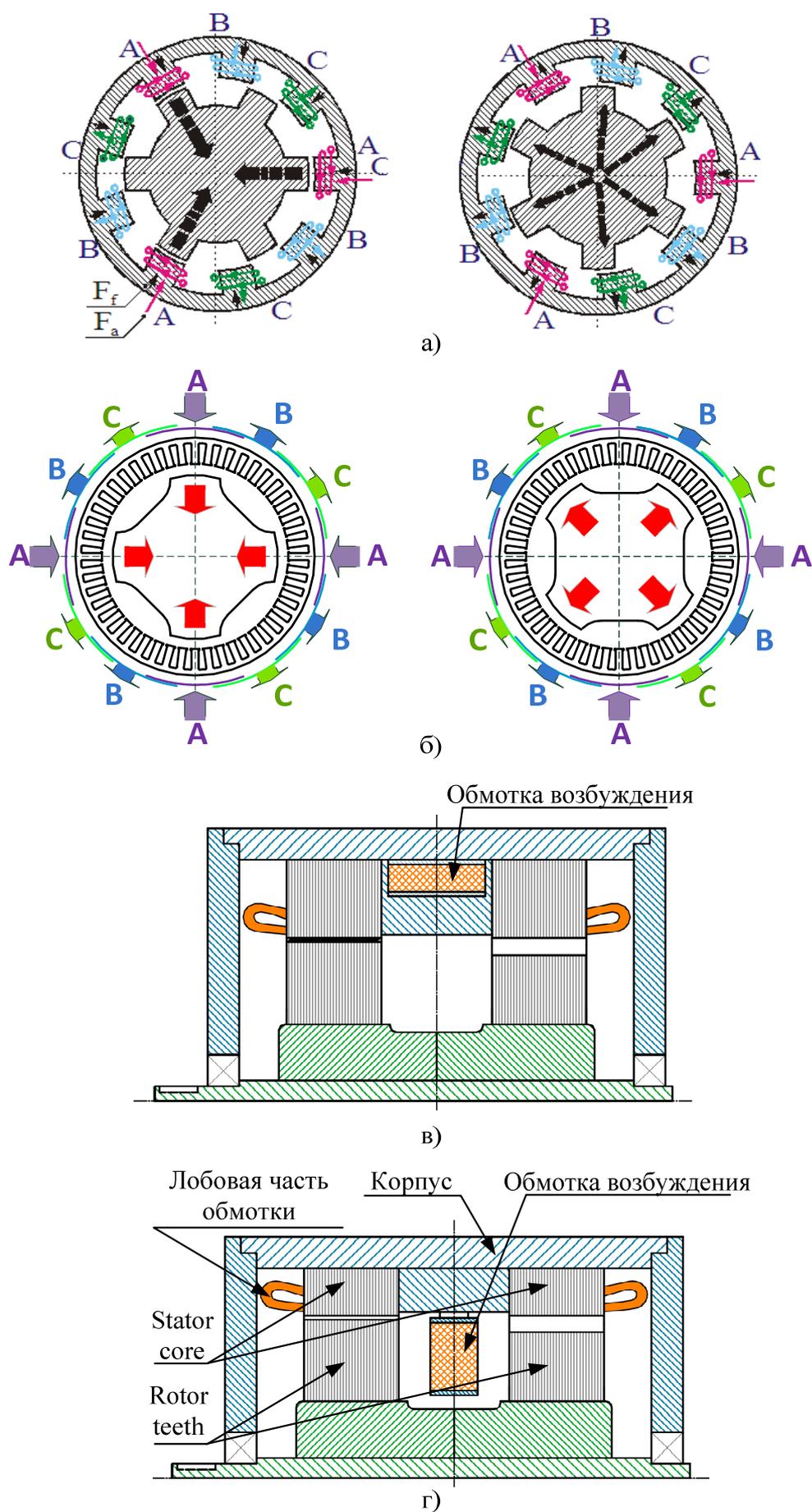


Рис. 1.38. Различные исполнения ВИДНВ

Наилучшие массогабаритные характеристики показывает ВИДНВ с опущенной обмоткой; такое решение позволяет существенно уменьшить диаметр машины. Однако данный вариант исполнения более сложен с точки зрения процесса сборки и ремонтпригодности. Требуется сначала установить вал с одним из пакетов в статор двигателя, после этого вставить, закрепить и подсоединить обмотку возбуждения, а потом установить второй пакет. Внешний вид ротора ВИДНВ (ДВИ-37 НИР «Крымск») представлен на рис. 1.39.

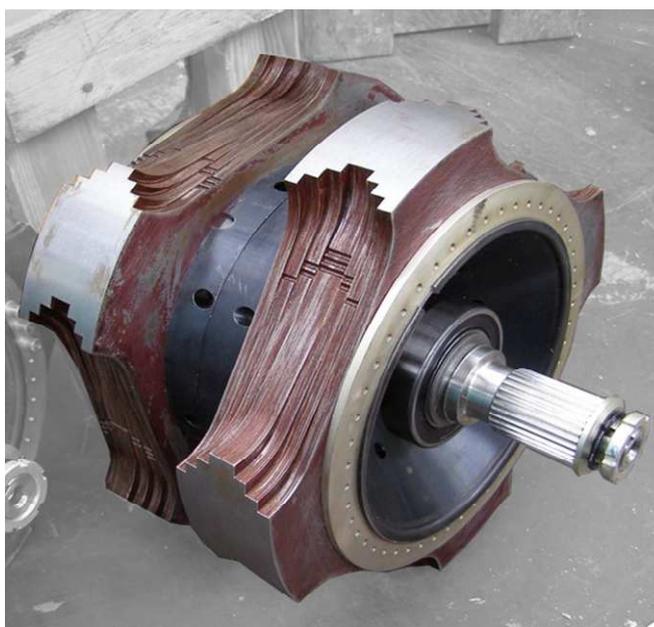


Рис. 1.39. Ротор ВИДНВ в сборе

Математическое описание ВИДНВ соответствует описанию классической синхронной машины [64]:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd} R_s + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_{эл}, \\ u_{sq} &= i_{sq} R_s + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \omega_{эл}, \\ u_f &= i_f R_f + \frac{d\psi_f}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.105)$$

Уравнения потокосцеплений:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{sd} &= L_{sd} \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_f; \\ \psi_{sq} &= L_{sq} \cdot i_{sq}; \\ \psi_f &= L_m \cdot i_{sd} + L_f \cdot i_f, \end{aligned} \right\} \quad (1.106)$$

где L_{sd} — индуктивность статора в направлении продольной оси, L_{sq} — индуктивность статора в направлении поперечной оси, L_f — индуктивность обмотки возбуждения, L_m — взаимная индуктивность между эквивалентной обмоткой продольной оси и обмоткой возбуждения, R_s — сопротивление фазной обмотки, R_f — сопротивление обмотки возбуждения, u_{sd} , u_{sq} и u_f — фазные напряжения в направлениях продольной и поперечной оси и напряжение обмотки возбуждения, i_{sd} , i_{sq} и i_f — соответствующие токи, ψ_{sd} , ψ_{sq} и ψ_f — потокосцепления. Уравнение момента:

$$M = \frac{3}{2} p_p \left(L_m i_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right). \quad (1.107)$$

Следует отметить, что с целью оптимизации габаритов ВИДНВ разработчики используют глубокое насыщение зубцовой зоны, что вызывает существенные нелинейности всех индуктивностей, входящих в (1.106). В таком варианте характеристика двигателя практически не содержит зоны ослабления поля, однако номинальная мощность двигателя может превышать мощность АД аналогичной массы и объема.

Проектирование ненасыщенной машины решает вопрос управляемости ВИДНВ в зоне ослабления поля, но приводит к существенному завышению массогабаритных параметров электродвигателя. По сути, из-за неэффективного использования всей длины обмотки статора, масса ненасыщенной машины завышена относительно стандартного синхронного электродвигателя независимого возбуждения с щеточным контактом, а длина увеличивается более чем в 2 раза.

За счет отсутствия зоны ослабления поля в глубоко насыщенном ВИДНВ инвертор для питания такого двигателя оказывается сильно переразмерен. Для ненасыщенной машины, наоборот, инвертор получается максимально используемым во всём диапазоне скоростей. С целью получения приемлемых характеристик тягового электропривода в целом, следует

производить оптимизацию габаритов и стоимости активных материалов электродвигателя совместно с силовым преобразователем.

1.3.6.3. Характеристики ВИДНВ

В качестве примера насыщенного электродвигателя можно рассмотреть ДВИТ-35, примененного в НИР «Крымск». Зависимости мощности на валу, фазного напряжения и тока в функции скорости представлены на рис. 1.40, 1.41 и 1.42, соответственно. Эти данные получены разработчиками электродвигателя путем моделирования методом конечных элементов. Результаты были проверены экспериментально и соответствуют расчетам, однако данная машина имеет настолько непостоянные параметры магнитной цепи, что уравнения (1.106) и (1.107) неприменимы.

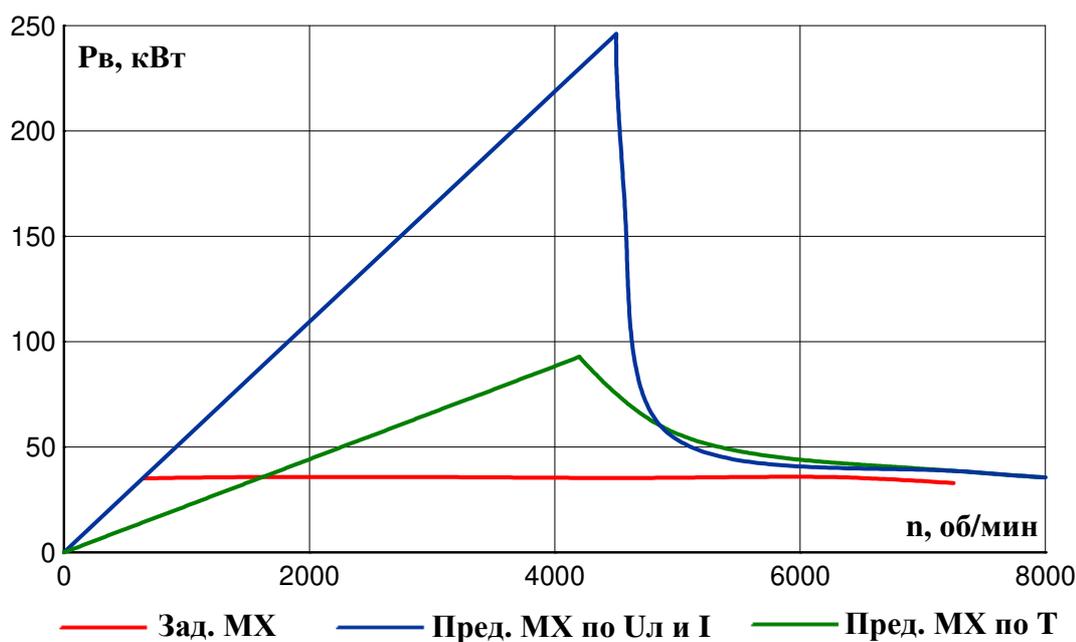


Рис. 1.40. Зависимость мощности на валу от частоты вращения (Зад. МХ — заданная механическая характеристика, Пред. МХ по U и I — предельная механическая характеристика по условию ограничения тока и напряжения, Пред. МХ по T — предельная механическая характеристика по продолжительному режиму)

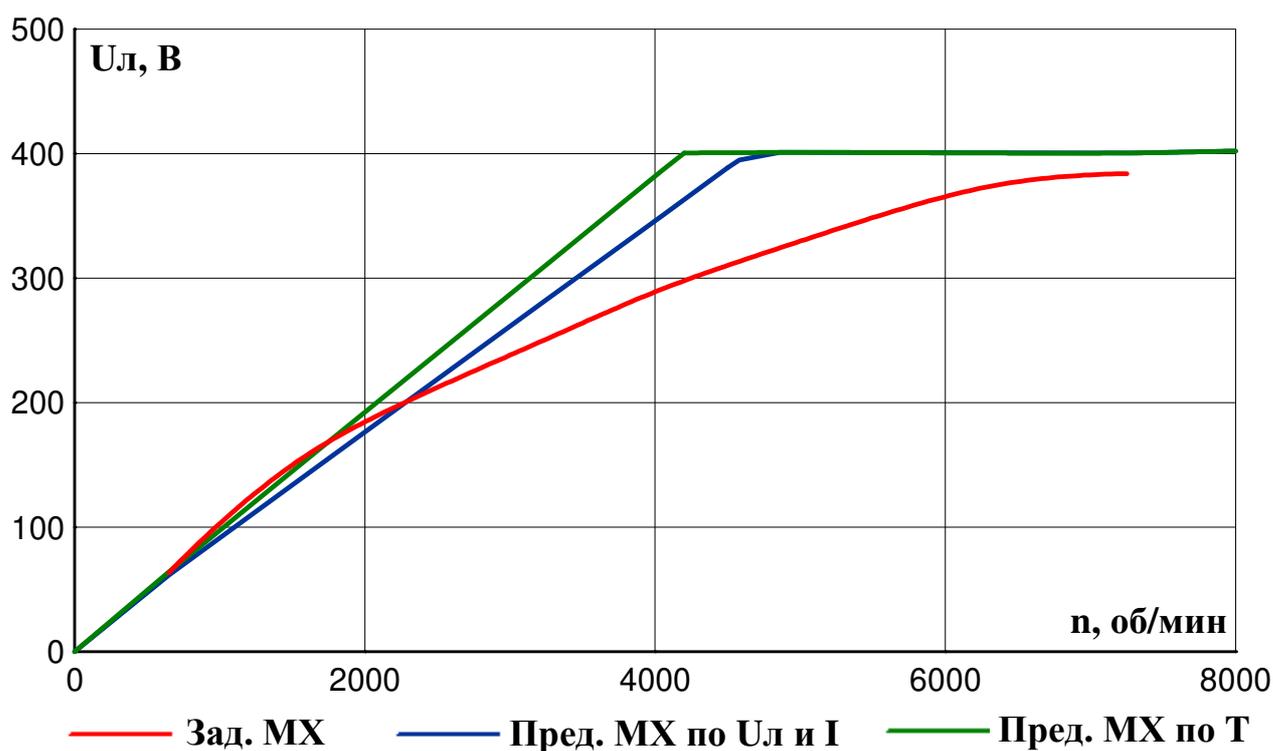


Рис. 1.41. Зависимость фазного напряжения от частоты вращения

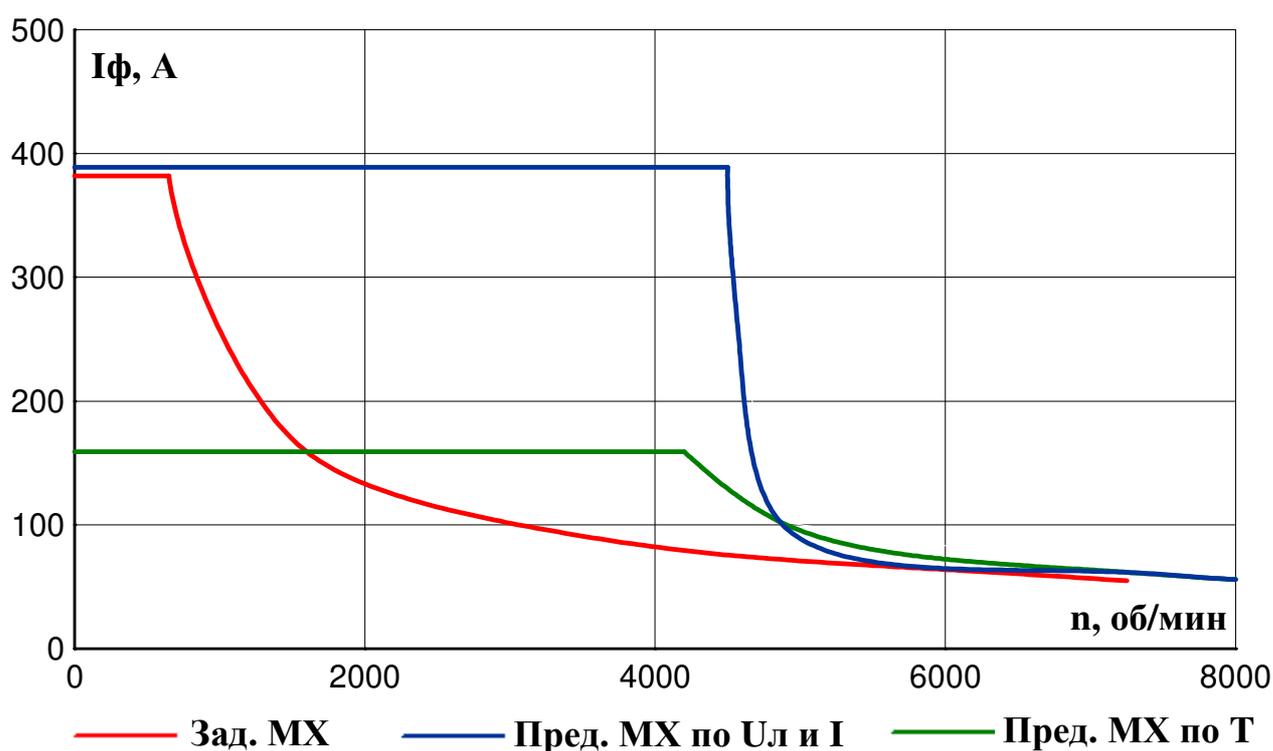


Рис. 1.42. Зависимость фазного тока от частоты вращения

Для мощности 35 кВт режим постоянства мощности обеспечивается при скоростях с 650 об/мин до 8000 об/мин, что соответствует диапазону постоянства мощности 12,3:1, это значительно больше, чем в предыдущих рассмотренных примерах с АД, СДПМ и ВИД. Далее, на более высоких скоростях

продолжительно работать нельзя из-за увеличивающихся потерь в стали, которые остались неучтенными и в остальных типах электродвигателей. Вместе с тем, в линейном режиме работы верхняя скорость уже ничем не ограничена.

Если взять за верхнюю скорость 8000 об/мин, то для диапазона 5:1 нижняя скорость будет 1600 об/мин. На этой скорости действующее значение тока составит 159 А, а амплитудное — 225 А. Максимальное линейное напряжение равно 400 В, что соответствует 565 В ЗПТ. Эквивалентная мощность такого двигателя в диапазоне 5:1 составит:

$$P_{\text{экв } 5:1} = P_{\text{ДВИГ-35}} \frac{540 \text{ В} \cdot 400 \text{ А}}{565 \text{ В} \cdot 225 \text{ А}} = 60 \text{ кВт.} \quad (1.108)$$

При проектировании машины для работы в линейной зоне, можно увеличить использование инвертора до показателей СДПМ и приблизить к 175 кВт во всём диапазоне скоростей. Примером такой машины может послужить тяговый электродвигатель для нового поколения вагонов метро. Он спроектирован взамен существующего асинхронного двигателя с улучшением массогабаритных параметров на 20%. Электродвигатель разработан для диапазона ослабления поля 3,72.

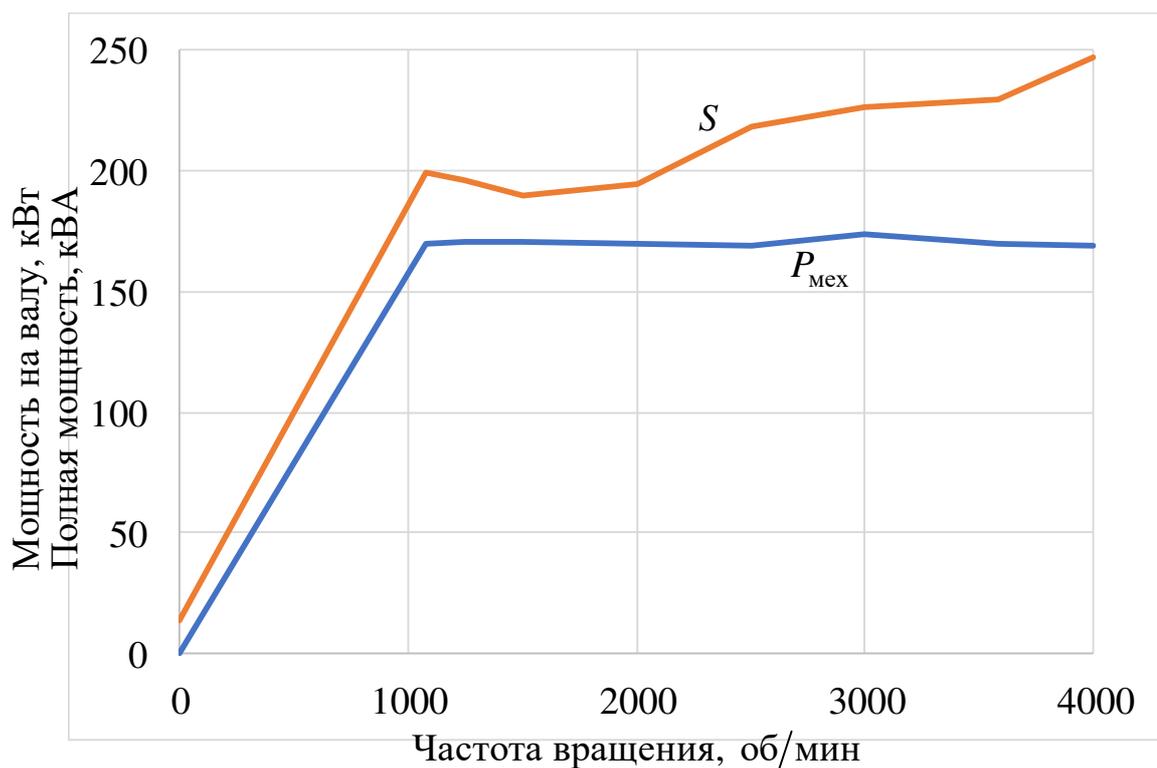


Рис. 1.43. Зависимость мощности на валу и полной мощности от частоты вращения ВДНВ 170 кВт

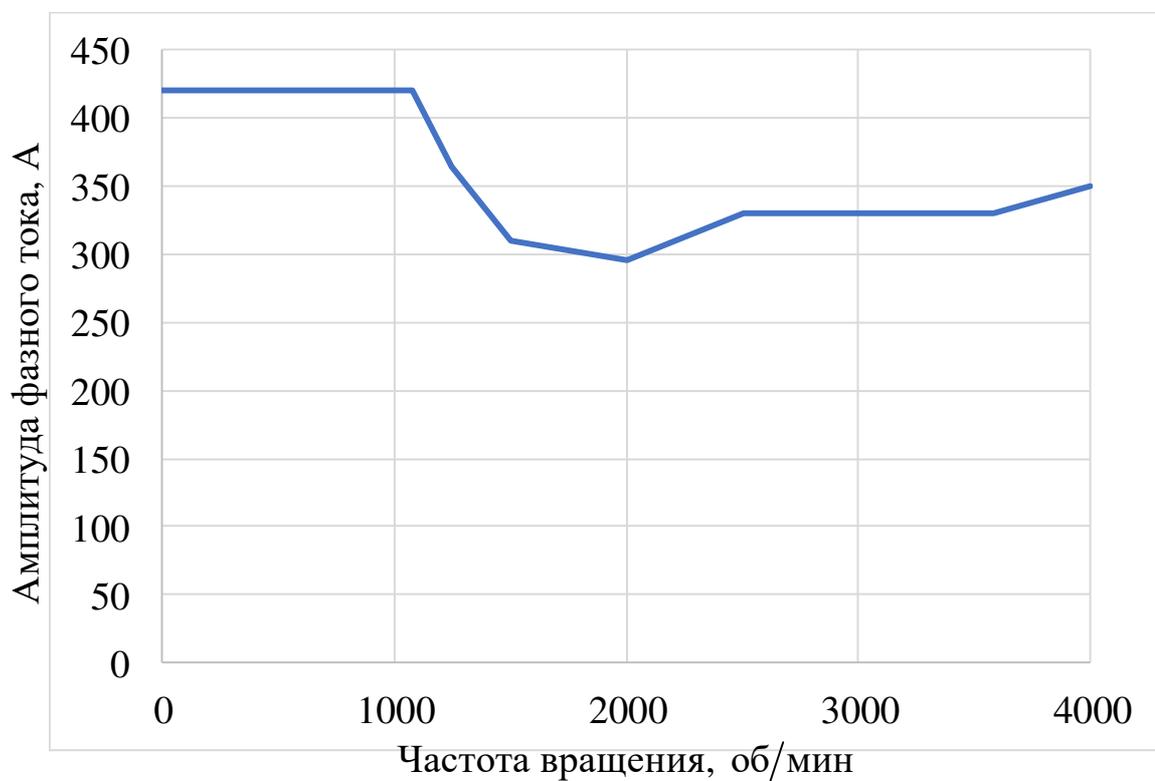


Рис. 1.44. Зависимость амплитуды фазного тока от частоты вращения ВДНВ 170 кВт

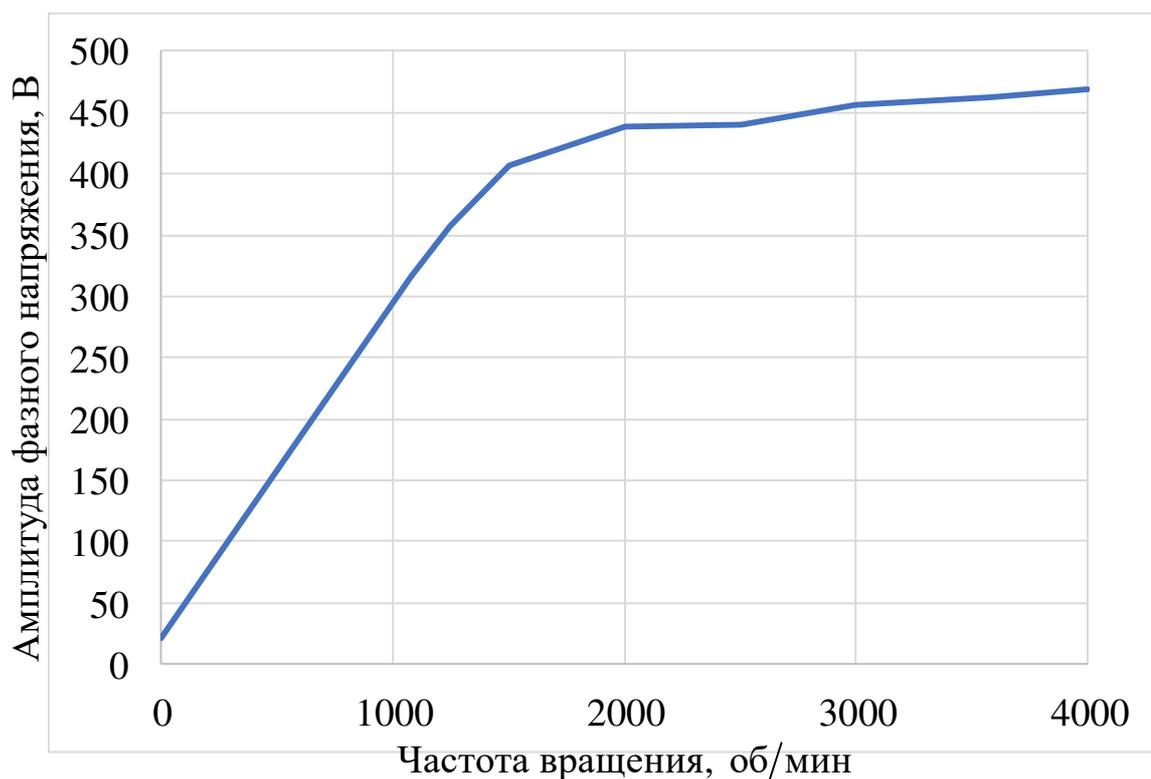


Рис. 1.45. Зависимость амплитуды фазного напряжения от частоты вращения ВДНВ 170 кВт

Приведенные характеристики представлены по результатам расчета в отдельных точках. Они могут быть экстраполированы к начальным условиям, представленным в главе исходя из 312 В амплитуды фазного напряжения и 400 А амплитуды фазного тока с диапазоном ослабления поля 5:1. Механическая характеристика такого двигателя представлена на рис. 1.46. На высоких скоростях наблюдается снижение выходной мощности, так как электродвигатель имеет более высокую индуктивность продольной оси, что определяет уменьшение выходной мощности на высоких скоростях подобно СДПМ аналогичного исполнения (красная кривая рис. 1.15). Здесь падение мощности больше, однако расчет (в отличие от расчета рис. 1.15) учитывает потери в стали.

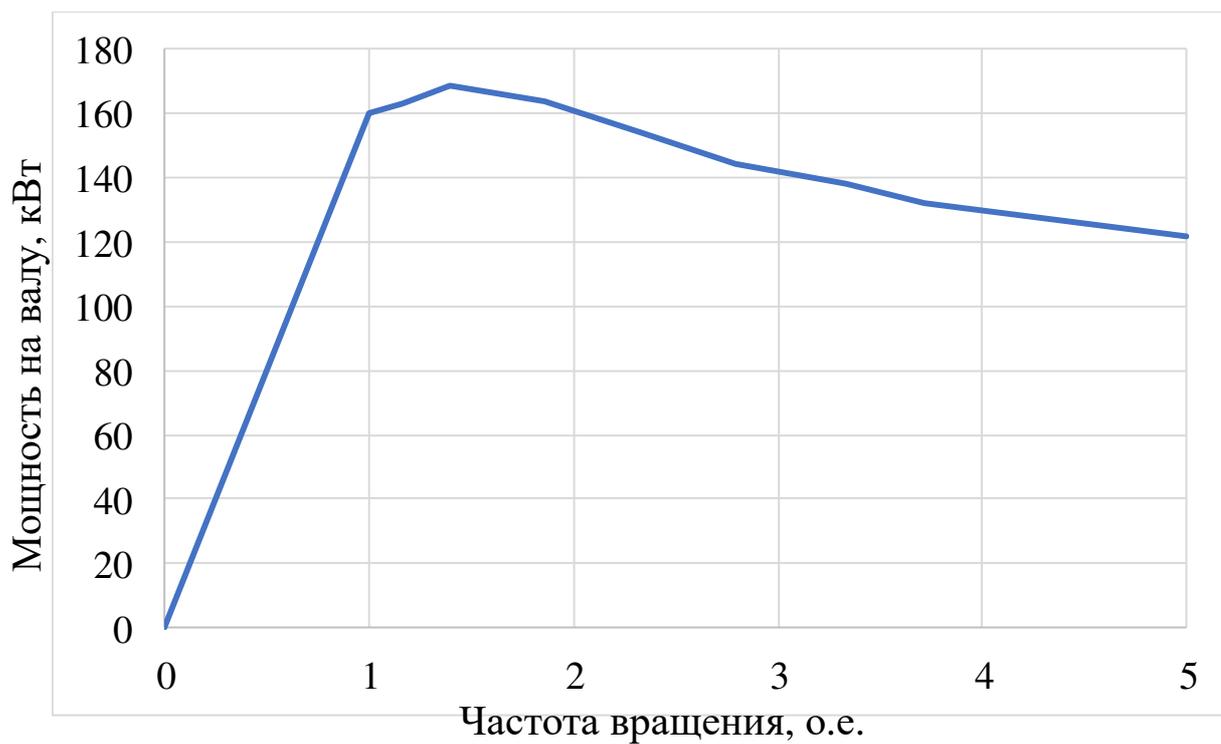


Рис. 1.46. Экстраполированная механическая характеристика ненасыщенного ВИДНВ

1.3.7. Сопоставление результатов

Краткое описание основных ограничений на применение и сводные данные для привода с диапазоном ослабления поля 5:1 приведены в таблице 1.6.

Таблица 1.6. Сравнение типов тяговых электроприводов

Тип электро-двигателя	Недостатки и ограничения	Коэффициент использования инвертора — $\frac{P_{\text{мех}}}{S}$ для диапазона 5:1
АД	<p>Необходимость теплоотвода от ротора.</p> <p>В широком диапазоне скоростей мощность и момент резко падают на высоких скоростях из-за влияния индуктивности рассеяния.</p> <p>Нереализуемы самосенсорные алгоритмы управления.</p>	0,61
СДПМ	<p>Нестабильность параметров постоянных магнитов и их возможная деградация со временем (до 2% в год в зависимости от условий эксплуатации).</p> <p>Проблема неконтролируемой рекуперации при аварийных отключениях на высоких скоростях.</p> <p>Потенциальная проблема работы на КЗ при буксировке с неисправным электродвигателем (хотя токи двигателя ограничены на номинальном уровне индуктивностью фазы, сложно гарантировать полную безопасность такого режима с точки зрения нагрева и возможного пожара).</p>	0,71 – 0,93

Тип электро-двигателя	Недостатки и ограничения	Коэффициент использования инвертора — $\frac{P_{\text{мех}}}{S}$ для диапазона 5:1
СРД	Крайне быстрое снижение мощности в зоне ослабления поля, что ограничивает диапазон постоянства мощности.	0,45
ВИД	<p>Крайне высокие пульсации момента и низкая надежность из-за воздействия радиальных сил на подшипники.</p> <p>Как показывает практика, лишь немногие реализации используют режим непрерывного тока на высоких скоростях, что автоматически снижает коэффициент использования инвертора еще в несколько раз (в зависимости от диапазона постоянства мощности).</p> <p>Потери в роторе за счет пульсирующего поля и перемагничивания на механическом обороте присутствуют, в отличие от СРД и ВИДНВ.</p>	<p>0,43 — в режиме непрерывного тока</p> <p>0,22 — в режиме прерывистого тока</p>
ВИДНВ	<p>Низкий коэффициент использования инвертора при оптимизации объема электродвигателя</p> <p>Размеры сопоставимы с АД той же мощности при оптимизации по коэффициенту использования инвертора.</p>	<p>0,33 — НИР «Крымск»</p> <p>0,69 – проект привода вагонов метро</p>

Результирующие характеристики для всех типов электродвигателей представлены на рис. 1.47 (мощности в функции скорости). По полученным характеристикам можно сделать выводы о применимости каждого из типов.

Наиболее предпочтительным с точки зрения использования инвертора является СДПМ. Этот привод изначально дороже любого другого из-за высокой стоимости постоянных магнитов. При этом сохраняется опасность изменения свойств магнитов во времени (размагничивание) или от воздействия высоких токов. В процессе нагрева электродвигателя сила постоянных магнитов также снижается, и чем выше рабочая температура, тем быстрее происходит деградация.

Разброс параметров магнитов не позволяет выпускать одинаковые по мощности машины. Всегда имеется некоторый разброс, но более важно производить отбор одинаковых магнитов для одной конкретной машины, иначе двигатель будет иметь разную амплитуду ЭДС на разных электрических полюсах, а также для клинообразного расположения магнитов возможно появление в форме ЭДС четных гармоник.

Аварийные режимы работы также являются весьма опасными. Так отключение инвертора на максимальной скорости вызывает неконтролируемое выпрямление на ЗПТ. При подключенной на ЗПТ аккумуляторной батарее проблем с силовой электроникой можно избежать, однако при этом транспортное средство начинает экстренное неконтролируемое торможение, что может быть неожиданно не только для водителя, но и для других участников движения. Решить данную проблему можно, замыкая обмотки в одной точке каким-либо способом (включение всех нижних или верхних ключей инвертора [55], применение системы защиты от перенапряжений на базе выпрямителя и тиристора [37]). В этом режиме машина находится в динамическом торможении, однако большая индуктивность фазы ограничит ток на приблизительно номинальном уровне, а поскольку момент машины пропорционален потерям и обратно пропорционален скорости, то при номинальных потерях он не будет

сколько-нибудь значимым вплоть до почти полной остановки. Таким образом, режим работы будет близким к выбегу.

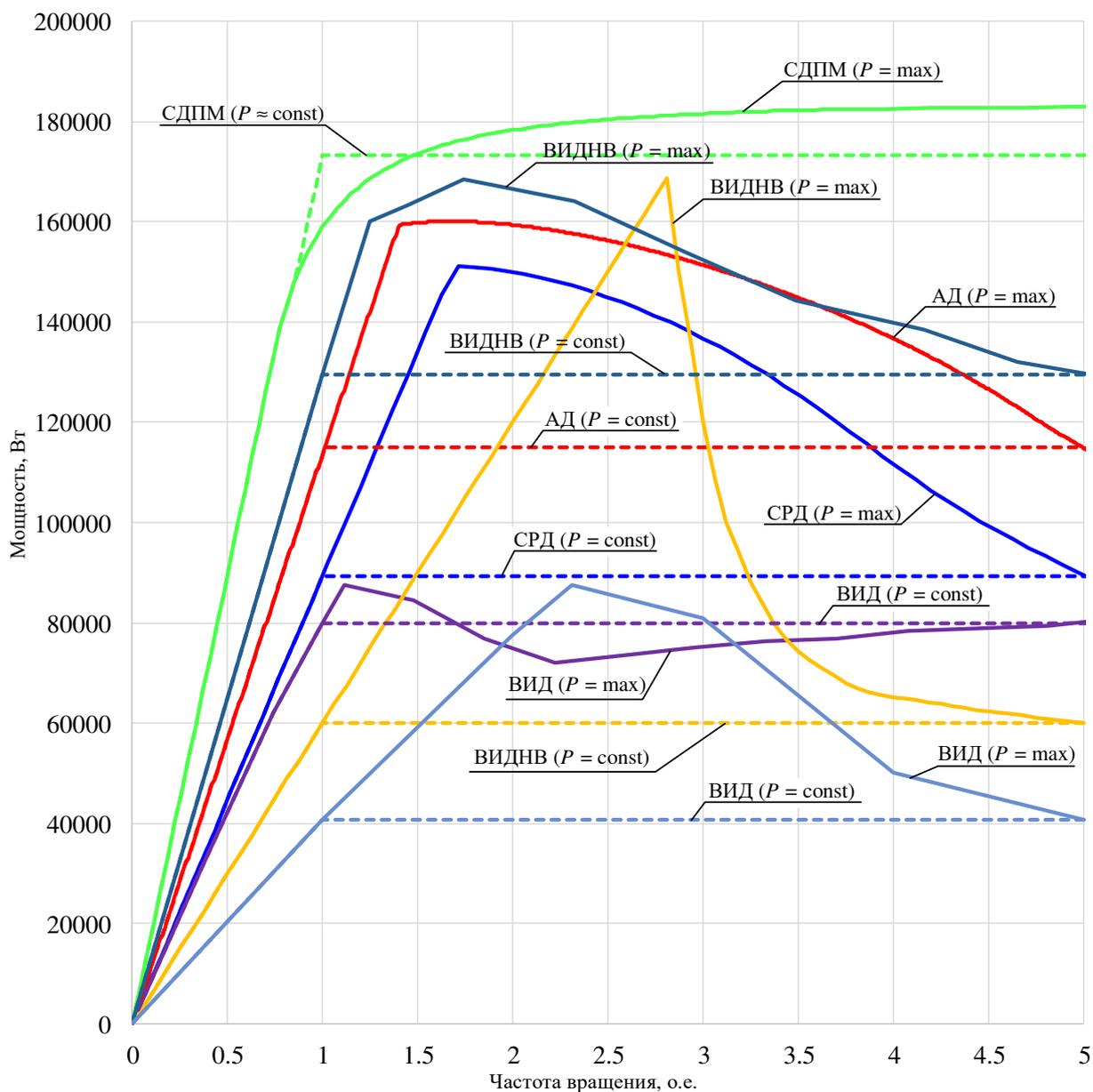


Рис. 1.47. Сопоставление мощностей различных типов электродвигателей при питании от одинакового инвертора

Асинхронный двигатель, являвшийся самым массовым в тяге, в последние десятилетия постепенно уступает свои позиции СДПМ. Последние решения, призванные повысить его эффективность, были реализованы в автомобилях Tesla, где беличья клетка ротора выполнена из меди. Двигатель имеет хорошие характеристики, однако проблема отведения тепла от ротора накладывает ограничения на габаритные размеры машины и её размещение.

Недостатком асинхронного двигателя при применении в ТС с широким диапазоном ослабления поля надо считать существенное уменьшение момента из-за влияния индуктивности рассеяния на высоких скоростях. Здесь необходимо делать существенный запас по мощностям инвертора и электродвигателя.

Следует также отметить, что до сих пор не созданы и, скорее всего, не будут созданы системы самосенсорного управления для АД. Хотя некоторые авторы, в частности Ральф Кеннел, рассматривают возможность проектирования специального АД для самосенсорного управления. Таким образом, АД остается единственной электрической машиной, для которой не создана система бездатчикового управления, функционирующая во всем диапазоне скоростей, включая нулевые скорости.

Синхронная реактивная машина для тяги практически не подходит, так как её моментная характеристика быстро падает при увеличении скорости выше номинальной. Однако она может применяться в ТС, работающих в узком диапазоне скоростей.

Классический ВИД активно исследуется учеными с момента появления IGBT, однако его применение весьма ограничено. Много проблем возникает с повышенными пульсациями момента, которые можно эффективно контролировать в зоне постоянства момента, однако ни в режиме прерывистых токов, ни в режиме непрерывных, это невозможно делать при скоростях выше номинала. Частично данная проблема решается увеличением числа фаз электродвигателя, однако это приводит к неизбежному росту стоимости силового преобразователя, который и в трехфазном варианте обходится дороже по комплектации, чем решения для СДПМ или АД. Пульсации момента и особенности создания момента (сопутствующие радиальные усилия) приводят к повышенным нагрузкам на подшипники, что может существенно уменьшать их срок службы. Отдельно следует отметить, что в большинстве случаев рассматривается режим работы ВИД с прерывистым током, который не позволяет получить режим постоянства мощности в зоне «ослабления поля». Выше

номинальной скорости мощность падает обратно пропорционально скорости, что приводит к резкому уменьшению тягового момента. Обеспечение заданной тяговой характеристики в таком режиме требует переразмерить электрическую машину и силовой преобразователь. Для диапазона 5:1 эффективность использования полупроводников силового преобразователя составила лишь 22%, в то время как для режима непрерывного тока она составляет 43%.

ВИДНВ относительно новый тип привода, используемый в тяге, имеет свою нишу, так как позволяет при не самом лучшем использовании силового преобразователя иметь достаточно небольшие габариты. В габаритах стандартного АД он позволяет получить характеристики несколько лучшие, чем у АД. На рис. 1.47 представлены характеристики сразу двух машин, которые сильно отличаются коэффициентом использования инвертора. Для двигателя НИР «Крымск» это 33%, а для поезда метро — 69%. Пульсации момента практически отсутствуют и электродвигатель управляется системой векторного управления с качественным контролем развиваемого момента.

1.4. Выводы по главе

Для тяговых электроприводов разного типа разработаны методы построения предельных механических характеристик для анализа возможности применения данного типа электропривода при заданных параметрах тяговой характеристики, таких как максимальный преодолеваемый уклон дороги и максимальная скорость. Показано, что задание в качестве обязательного параметра постоянства мощности во всём диапазоне скоростей ведет к необходимости завышать установленную мощность силового преобразователя и тягового электродвигателя. Рекомендуется при проектировании тяговых электроприводов отказаться от требования обеспечения постоянства мощности в пользу критериев: максимальная скорость, максимальный уклон и время разгона до определенной скорости. Данные критерии в достаточной степени определяют динамические свойства проектируемого ТС и позволяют существенно снизить стоимость и массу тягового электропривода за счет снижения

требований по моменту в области максимальных скоростей, где ТС работает крайне редко. Например, для асинхронного тягового электропривода это позволит снизить установленную мощность на 10–50% в зависимости от области применения.

ГЛАВА 2. МОДУЛЬНАЯ СТРУКТУРА ГИБРИДНОЙ ЭЛЕКТРОТРАНСМИССИИ И БАЗОВЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО БАЛАНСА И ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Тяговый электропривод является лишь главной, но не единственной составляющей гибридной электротрансмиссии. В простейшем случае при питании от аккумуляторной батареи, при отсутствии необходимости реализовывать системы помощи водителю и т.д., тяговый электропривод может быть единственным элементом. Однако на практике требуется слаженная работа всех подсистем, включая управление ДВС и генератором, контроль тяговых усилий на колёсах, совместная работа систем электрического и механического торможения и т.д. Эти вопросы требуют организации как информационного, так и энергетического взаимодействия, которое будет рассмотрено в этой главе.

2.1. Унифицированная структура комплектного тягового электрооборудования

Гибридные ТС последовательного типа строятся вокруг общего звена постоянного тока (ЗПТ). В общем случае, с целью увеличения надежности и живучести ТС трансмиссия может содержать несколько независимых звеньев постоянного тока, питаемых от разных генерирующих подсистем и питающих разных потребителей.

Генерирование энергии осуществляется от нереверсивного источника питания. Это может быть дизель-генераторная установка или топливный элемент. Тяговые электроприводы и вспомогательное оборудование питаются от ЗПТ. К ЗПТ также подключаются накопители энергии, такие как аккумуляторные батареи и суперконденсаторы. Вместе все элементы, входящие в электротрансмиссию, называются комплектным тяговым электрооборудованием (КТЭО) [182].

Информационный обмен между элементами КТЭО трансмиссии, необходимая для управления и их согласованного взаимодействия, осуществляется различными способами. Как правило, имеется более одной локальной информационной промышленной сети для повышения надежности и канал аварийного управления.

Пример структуры КТЭО НИР «Крымск» представлен на рис. 2.1. Система содержит ДВС в качестве первичного источника питания, 9-фазный тяговый генератор (ТГ) с тремя триадами обмоток, силовой преобразователь тягового генератора (СПТГ), обеспечивающий выпрямление напряжения генератора для питания ЗПТ. Две триады генератора подключены к ЗПТ через инверторы СПТГ и могут быть использованы для режима «торможения дизелем» и для стартерного режима ДВС. К ЗПТ через преобразователь аккумулятора и молекулярного (суперконденсаторного) накопителя (ПАМ) подключены аккумуляторная батарея 24 В для питания всех управляющих цепей и молекулярный (суперконденсаторный) накопитель (МН), который может обеспечить движение ТС с выключенным дизель-генератором на расстояние до 700 м. Далее к ЗПТ подключены 8 инверторов, питающих 8 двигателей (по одному на каждое колесо машины).

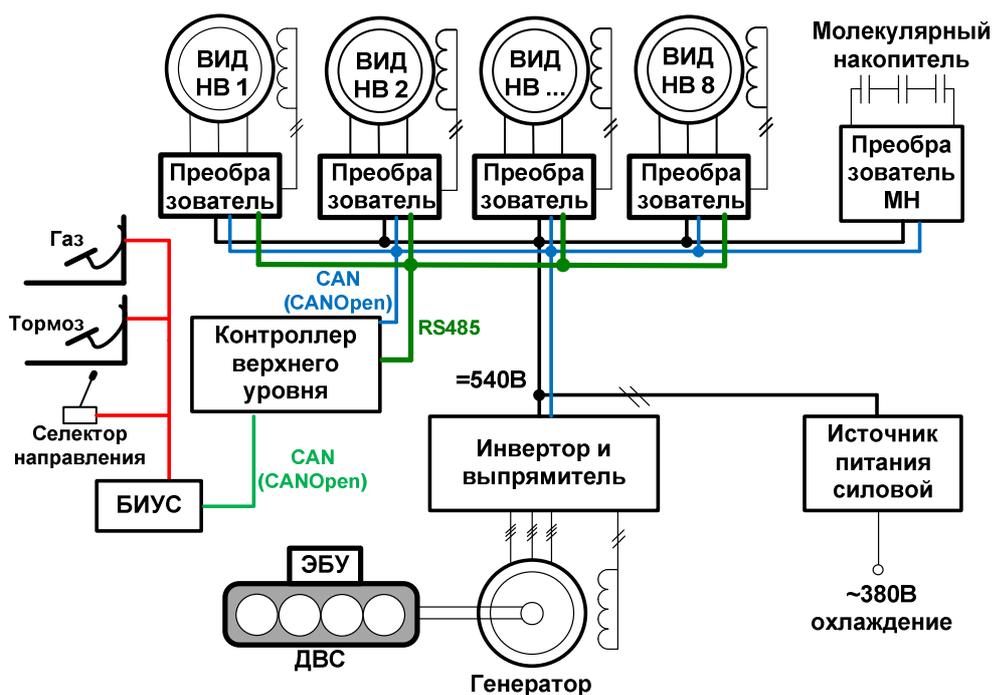


Рис. 2.1. Пример структуры электротрансмиссии

В таком виде трансмиссия, дополненная вспомогательным оборудованием, была реализована в нескольких проектах: при создании трансмиссии Белаз-90, в трансмиссиях перспективного семейства многоосных колёсных машин большой грузоподъемности НТЦ ПАО «КАМАЗ» и др.

2.2. Основные компоненты комплектного тягового электрооборудования

2.2.1. Дизель-генераторная установка

Дизель-генераторная установка является основным источником питания тяговых электроприводов. Она состоит из трех основных компонент:

- двигателя внутреннего сгорания (ДВС) (это может быть дизельный или бензиновый двигатель);
- тягового генератора (ТГ);
- силового преобразователя тягового генератора (СПТГ).

ДВС представляет собой устройство для получения механической мощности путём сжигания топлива. Данный процесс не является обратимым. Управление ДВС осуществляется от контроллера ДВС, который может регулировать подачу топлива и, соответственно, мощность или скорость вращения выходного вала. Контроллер управления ДВС контролируется по сети CAN по протоколу связи J1939.

Находящийся на валу генератор служит для преобразования механической мощности в электрическую. Генератор может выполняться с регулируемым возбуждением (например, вентильно-индукторный генератор с независимым возбуждением) и нерегулируемым (синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов). Применение генератора с регулируемым возбуждением имеет преимущество с точки зрения выбора оптимальной точки (скорости) работы ДВС при стабильном напряжении звена постоянного тока ТС. Для генератора с нерегулируемым возбуждением напряжение звена постоянного тока будет стабилизироваться за счет изменения частоты вращения ДВС, что даёт большой расход топлива, например, при движении на высокой

скорости с малой нагрузкой, когда требуется большое напряжение ЗПТ из-за большой противо-ЭДС тяговых приводов.

Для преобразования переменного напряжения генератора в постоянное применяется силовой преобразователь тягового генератора, который в самом простейшем случае представляет собой неуправляемый выпрямитель. СПТГ может выполняться и в виде инвертора. В этом случае он может использоваться в качестве стартера и обеспечивать подкручивание генератора в процессе торможения, обеспечивая режим торможения за счет механического и пневматического сопротивления в ДВС — торможение двигателем. Пример функциональной схемы дизель-генераторной установки представлен на рис. 2.2.

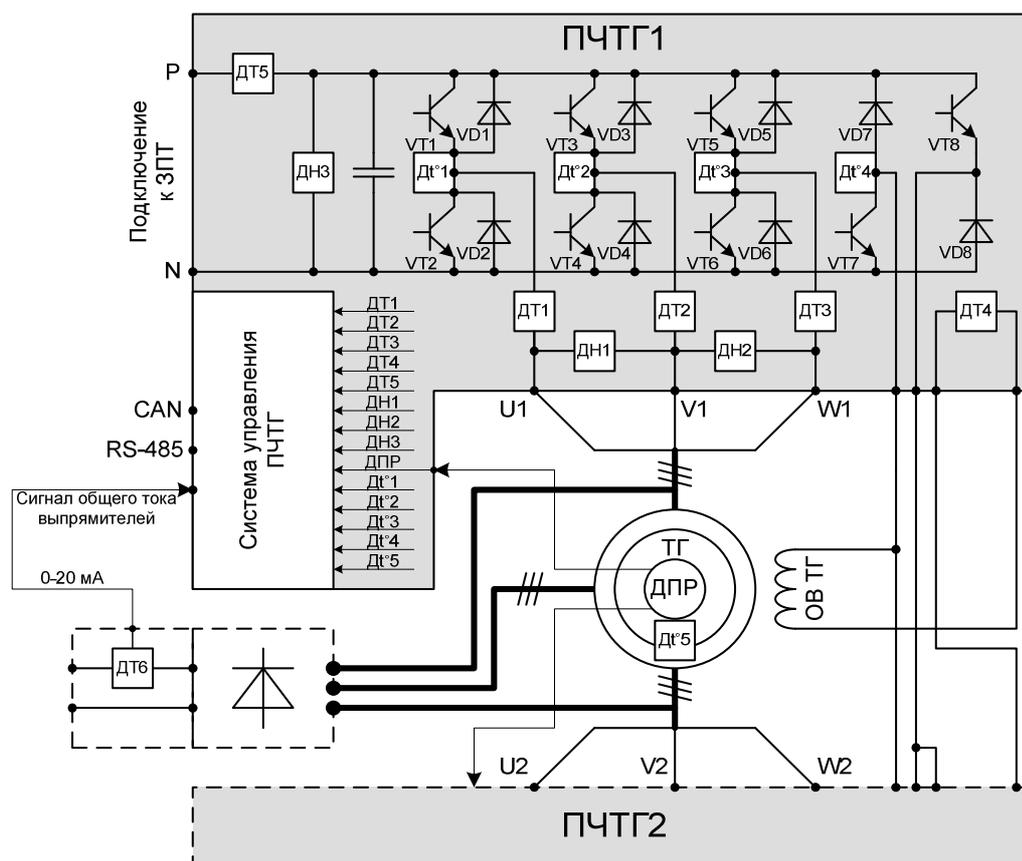


Рис. 2.2. Функциональная схема СПТГ с двумя инверторами и одной выпрямительной секцией и 9-фазным генератором

Каждый инвертор тягового генератора имеет свой собственный цифровой релейный регулятор тока возбуждения. При этом в штатном режиме токовую нагрузку берет на себя один из преобразователей. В аварийных режимах,

при отказах одного из возбуждателей, нагрузка автоматически воспринимается другим возбуждателем. Таким образом, обеспечивается автоматическое резервирование ответственного контура управления возбуждением тягового генератора.

2.2.2. Силовой преобразователь суперконденсаторного накопителя

Функциональная схема силового преобразователя суперконденсаторного (молекулярного) накопителя представлена на рис. 2.3. Преобразователь выполнен в виде универсального двунаправленного DCDC-преобразователя без гальванической развязки. В таком варианте схема способна работать с любыми уровнями напряжения как на стороне ЗПТ, так и на стороне МН.

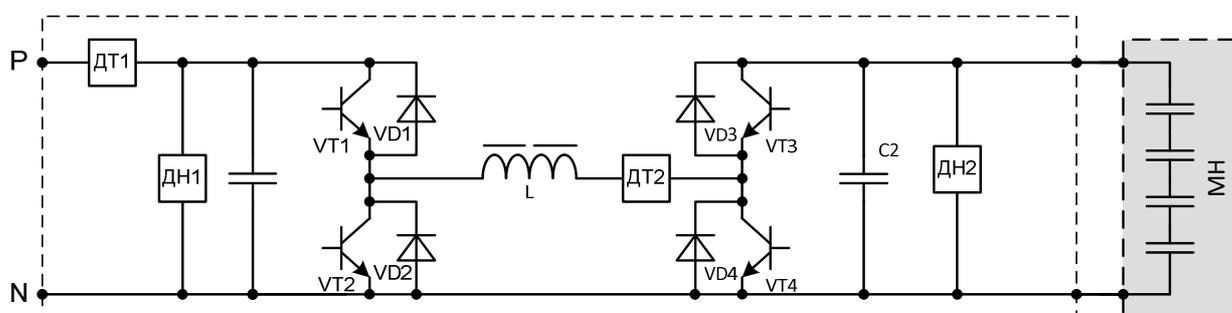


Рис. 2.3. Функциональная схема силового преобразователя суперконденсаторного накопителя

Обычно, МН подключается к ЗПТ через повышающий преобразователь, имеющий только одну стойку. При меньшем количестве транзисторов КПД будет выше, но для НИР «Крымск» вариант с универсальным преобразователем выбирался, чтобы исследовать все возможные режимы работы с любыми соотношениями напряжений, и иметь возможность электронно отключать МН от ЗПТ. В схеме с повышающим преобразователем связь остается через диод, а при наличии источников питания, подключенных к ЗПТ, произойдет полный разряд МН, что было недопустимо для данного типа накопителя и могло вывести его из строя.

МН используется для приема энергии рекуперативного торможения ТС, для накопления избытков энергии генерируемой дизель-генераторной установкой, для покрытия дефицита энергии при разгоне ТС, для реализации

режима тихого хода с отключенным дизель-генератором, а также для обеспечения энергией СПТГ при стартерном режиме работы.

2.2.3. Силовой преобразователь тормозных резисторов

В процессе торможения ТС тяговые электродвигатели производят электроэнергию, которая поступает на ЗПТ. Эта энергия может быть сохранена в МН для последующего использования, однако объем (электрическая ёмкость) МН ограничен, и он может быть заполнен при, например, затяжном спуске ТС с горы. Вторая возможность заключается в отдаче части энергии на вал генератора. Дизельный двигатель при этом перестает снабжаться топливом, а заслонки закрываются, чтобы создавать большее сопротивление поршневой группе. Однако в таком режиме сложно рассеять более 20% номинальной мощности дизельного двигателя. Еще небольшую часть энергии возьмут на себя источники вторичного питания, насосы охлаждения, вентиляция, гидравлика и ряд других потребителей.

Для приема оставшейся энергии генераторного торможения тяговых электродвигателей необходимо управляемое подключение резисторов к звену постоянного тока, которое выполняется силовым преобразователем тормозных резисторов (СПТР), изображенным на рис. 2.4.

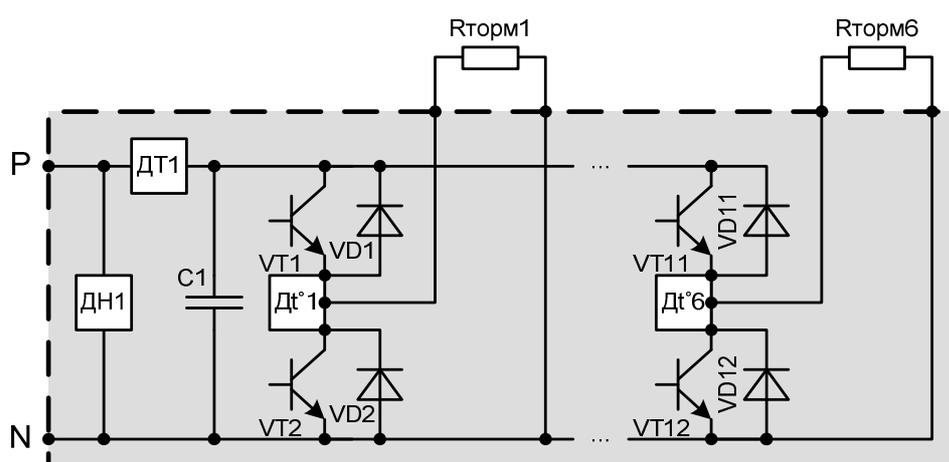


Рис. 2.4. Функциональная схема силового преобразователя тормозных резисторов

Данный преобразователь, как и силовой преобразователь суперконденсаторного накопителя, является опциональным. По условиям безопасности помимо электрического торможения обязательно необходимо наличие механических тормозов на случай отказа электрической системы.

2.2.4. Источники питания собственных нужд

Источник питания собственных нужд (ИПСН) служит для обеспечения системы управления КТЭО всеми необходимыми уровнями питания. На рис. 2.5 представлен вариант ИПСН функционально совмещающий в себе три устройства:

- заряд аккумуляторной батареи и питание контроллеров системы управления;
- питание прочего оборудования, такого как фары, кабинное оборудование и другие устройства, аварии в цепях, которых не должны приводить к выключению питания системы управления КТЭО;
- питание асинхронных электроприводов (например, маслостанций усилителей рулевого управления).

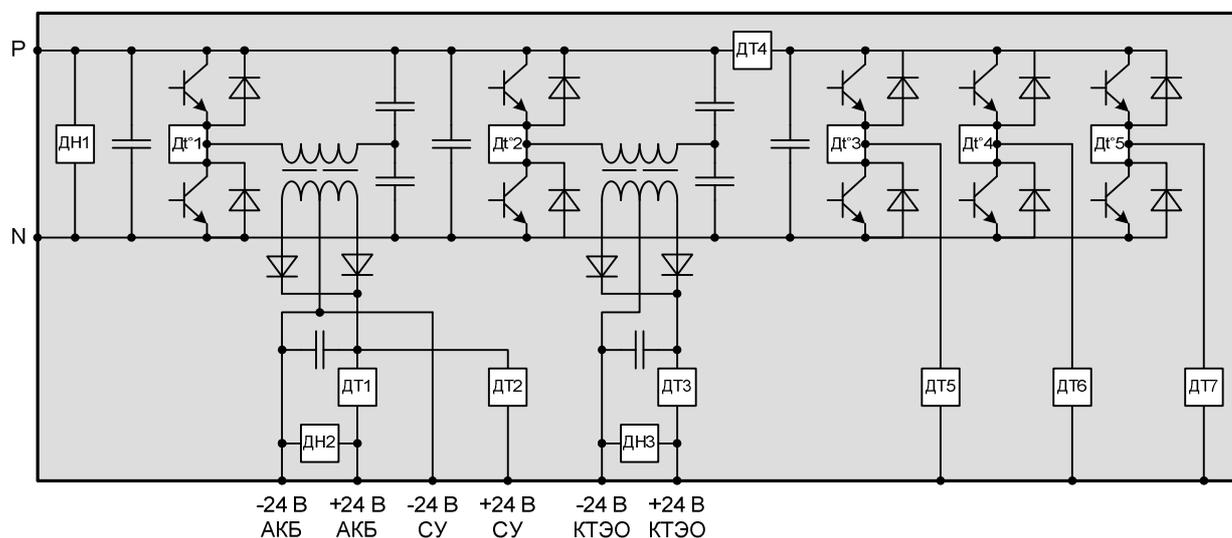


Рис. 2.5. Функциональная схема источника питания собственных нужд

2.2.5. Источники питания внешних потребителей

Гибридная трансмиссия является источником мощности, которую можно использовать для питания внешних потребителей. Для городского

автомобиля это однофазное зарядное устройство, которое может обеспечить мощность около 2,2 кВт в режиме инвертирования. Для больших ТС, таких как разрабатываемые в рамках НИР «Крымск» — это до 1 МВт мощности, достаточной для электроснабжения небольшого поселка. В рамках работ с ПАО «КАМАЗ» был реализован источник питания внешних потребителей (ИПВП) мощностью до 150 кВт, функциональная схема которого представлена на рис. 2.6.

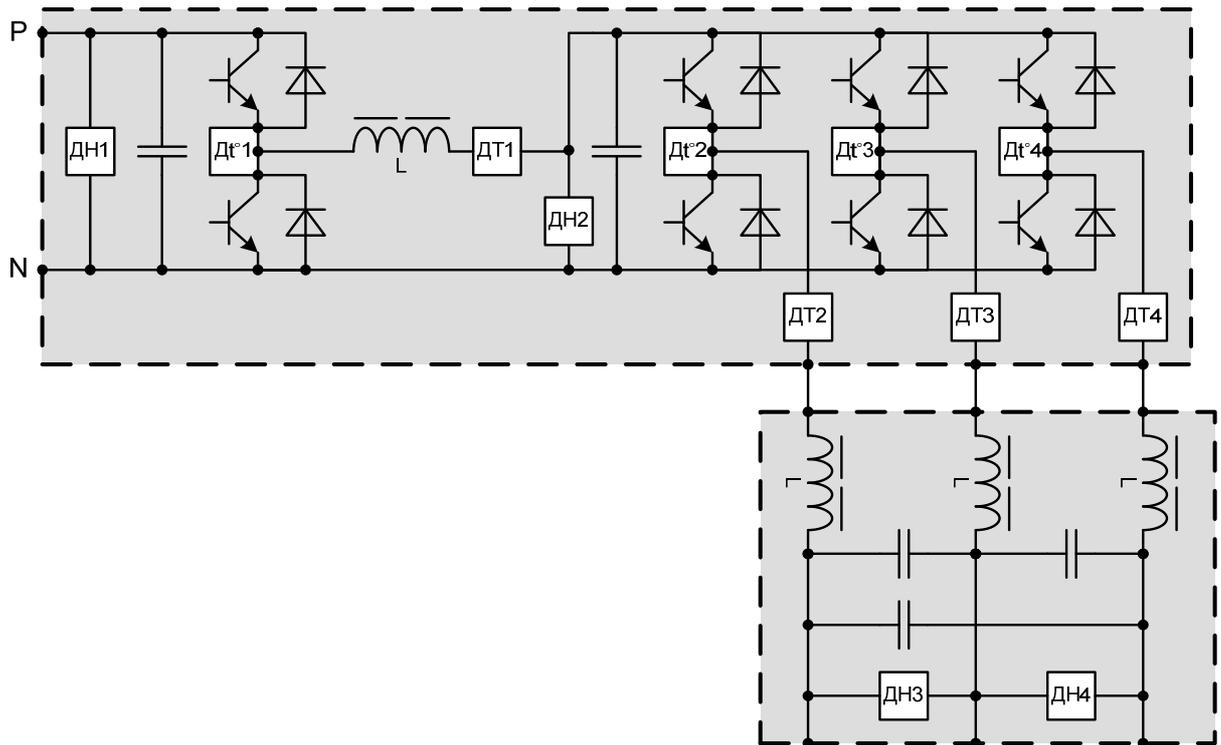


Рис. 2.6. Функциональная схема источника питания внешних потребителей

ИПВП состоит из понижающего DCDC-преобразователя, трехфазного инвертора и синусного фильтра. Понижающий DCDC-преобразователь согласует напряжения ЗПТ, которое в мощных трансмиссиях достигает 1000 В, и напряжение инвертора, которое стабилизируется на уровне 550 В. Выходной инвертор в режиме ШИМ работает на синусный фильтр, стабилизируя в нагрузке 380 В переменного напряжения частотой 50 Гц.

2.2.6. Силовой преобразователь тяговых электродвигателей

Силовой преобразователь тяговых электродвигателей (СПТЭД) содержит 6-ключевой мостовой инвертор, подключенный к ЗПТ

электротрансмиссии, а также полумостовой возбудитель. Полумостовая схема возбудителя обеспечивает максимальную форсировку и расфорсировку при регулировании тока возбуждения тягового двигателя для обеспечения максимального быстродействия в контуре регулирования потока двигателей с регулируемым возбуждением (таких как вентильно-индукторные электродвигатели с независимым возбуждением), как при усилении, так и при ослаблении поля. На рис. 2.7 приведена функциональная схема силового преобразователя тягового электродвигателя.

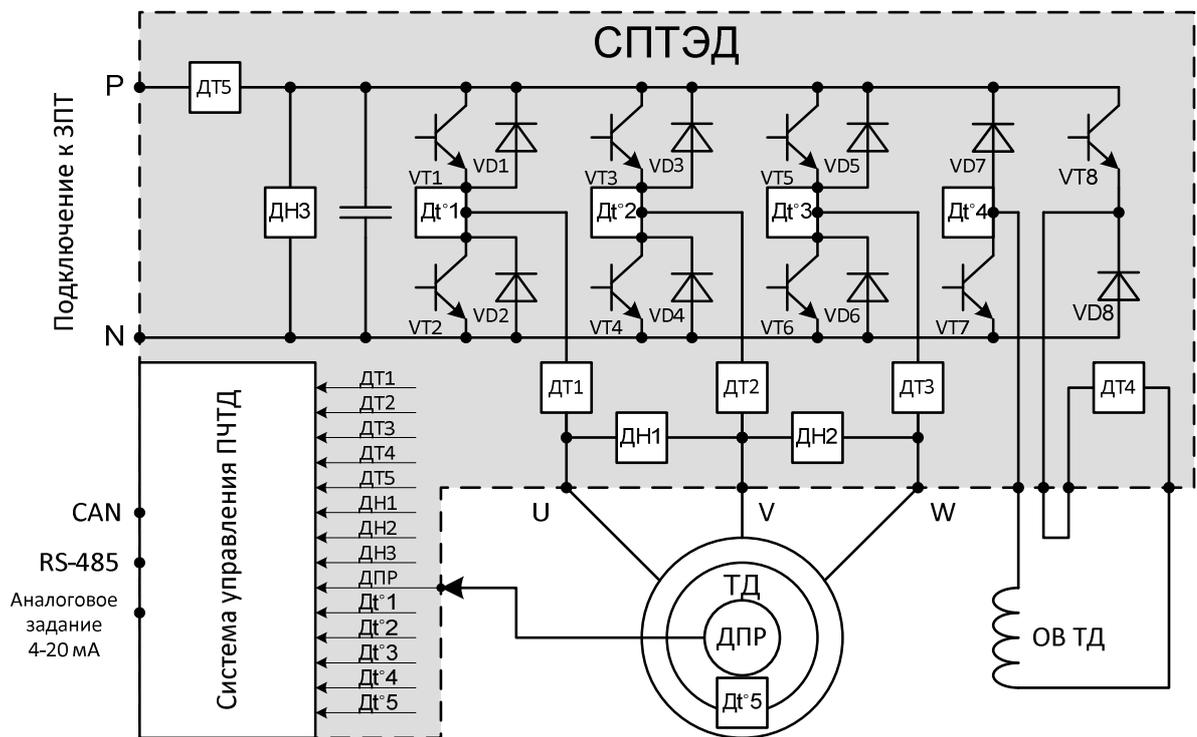


Рис. 2.7. Функциональная схема силового преобразователя тягового электродвигателя

2.2.7. Контроллер верхнего уровня/Контроллер аварийного управления/Контроллер управления ДВС

Каждая из рассмотренных выше компонент КТЭО имеет индивидуальную встроенную микропроцессорную систему управления. Для осуществления управления КТЭО используется набор специализированных контроллеров, решающих задачи верхнего уровня. Они могут выполняться в виде отдельных устройств, но и быть объединены в одно изделие, как в примере ниже.

В одной конструкции объединены контроллер верхнего уровня (КВУ), контроллер аварийного управления (КАУ), контроллер управления дизелем (КДВС) и панель аварийного управления. Общий конструктив назван блоком управления КТЭО (БУ КТЭО). Пульт аварийного управления располагается на лицевой панели БУ КТЭО. Таким образом, блок управления трансмиссией, расположенный в кабине ТС выполняет две функции — управления трансмиссией в рабочем режиме и в аварийном. На рис. 2.8 показан внешний вид лицевой панели БУ КТЭО, по сути, являющейся панелью аварийного управления.



Рис. 2.8. Внешний вид лицевой панели БУ КТЭО

Панель аварийного управления вместе с КАУ позволяют оператору обеспечить управление ТС при отказе бортовой информационно-управляющей системы (БИУС) и/или КВУ. На панели присутствуют кнопки для запуска тех или иных групп устройств КТЭО, светодиодные индикаторы для индикации их работы, задатчик скорости и т.п. Панель не содержит дисплея и предоставляет оператору минималистический аварийный интерфейс управления.

2.3. Определение базовых принципов работы устройств комплекта тягового электрооборудования и каналов обмена информацией

При проектировании структур гибридных электрических трансмиссий в первую очередь удовлетворялись следующие основные требования:

- Система управления каждым конкретным устройством должна быть максимально независимой и способной функционировать в условиях управления по резервным каналам связи без существенного снижения характеристик трансмиссии в целом.
- Распределенная система управления компонентами КТЭО должна самостоятельно реализовывать функции энергетического баланса между источниками и потребителями электроэнергии и исключать развитие аварийных ситуаций, не допуская избыточного генерирования электрической энергии при отсутствии её потребителей в ЗПТ.
- Каналы информационного обмена между компонентами КТЭО должны дублироваться как минимум на 100%. При этом их пропускная способность и решаемые задачи могут быть различными, но базовые функции распределения заданий моментов/скоростей на электроприводы колес должны выполняться.

2.3.1. Энергетический баланс, накопление и повторное использование энергии в электротрансмиссии

Работа множества устройств состава гибридной трансмиссии требует выполнения энергетического баланса между генерируемой мощностью и потребляемой. Задача балансировки мощности может решаться средствами контроллера верхнего уровня, однако в этом случае будет необходимо реализовать высокоскоростной интерфейс для передачи заданий на каждое из устройств. Чтобы грубо оценить скорость интерфейса, можно рассчитать темп нарастания напряжения ЗПТ при экстренном торможении ТС. Емкость конденсаторов ЗПТ составляет примерно 0,2 мФ на 10 кВт мощности тягового электропривода. При напряжении ЗПТ 850 В рекуперативный ток,

возвращаемый в ЗПТ, составит 17,55 А на каждые 10 кВт. Темп нарастания составит 88 кВ/с или 88 В/мс. То есть напряжение ЗПТ достигнет уровня 1200 В, которое является предельным для силового преобразователя, за чуть более 4 мс. Таким образом, чтобы избежать осцилляций напряжения ЗПТ, контур регулирования мощности должен иметь частоту принятия решений не менее 1 кГц (в 4 раза меньше предельного времени реакции) и, соответственно, иметь канал связи со всеми устройствами, обеспечивающий доставку сообщений и обратных связей на этой же частоте.

Чтобы увеличить надежность работы и не загружать информационную сеть дополнительными сообщениями о балансировке мощности устройств, был разработан алгоритм согласованного управления источниками и потребителями электроэнергии, который во всех требуемых режимах КТЭО работает исключительно по информации об уровне напряжения ЗПТ трансмиссии. Данный алгоритм может быть адаптирован для различных конфигураций гибридной трансмиссии.

На рис. 2.9 представлен алгоритм автоматической балансировки мощности для трансмиссии с суперконденсаторным накопителем (молекулярный накопитель) и тормозными резисторами. В зависимости от текущего напряжения ЗПТ каждое из устройств ограничивает задания или устанавливает для себя некое задание.

В трансмиссии имеются следующие элементы:

- один или несколько тяговых электроприводов, получающих задание момента от КВУ,
- силовой преобразователь тягового генератора,
- тормозные резисторы для рассеивания избыточной мощности, которая не может быть утилизирована иным способом,
- источник питания силовой обеспечивает работу такого оборудования, как насосы системы охлаждения, гидравлической и пневматической систем и других потребителей,
- источник питания приборный обеспечивает питание системы управления и подзарядку аккумуляторной батареи,
- молекулярный накопитель обеспечивает прием энергии торможения или добавляет мощности в режимах разгона ТС.

Весь диапазон напряжений ЗПТ разбит на отдельные зоны.

В первой зоне все компоненты выключены. Напряжения ЗПТ не хватает для работы приборного источника питания.

Во второй зоне включается источник приборного питания. Это промежуточная зона, которую трансмиссия проходит при своем включении или выключении. Например, если запуск ДВС производится от молекулярного накопителя, то тот передает свой заряд на ЗПТ. Затем силовому преобразователю тягового генератора дается команда на стабилизацию скорости ДВС, и он включается в работу, раскручивая ДВС.

В третьей зоне, отвечающей за режим, когда ТС неподвижно, но ДВС работает, производится выработка энергии, достаточной для питания всех систем трансмиссии. При этом избыток мощности тратится на подзаряд МН. В остановленном состоянии МН может быть заряжен до максимального напряжения, так как его энергия может потребоваться при разгоне ТС.

Четвертую, пятую и шестую зоны трансмиссия проходит при переходе в режим движения и попадает в седьмую зону. Выпрямление происходит через

обратные диоды выпрямителя. Избыточная мощность ДВС по-прежнему запасается в МН. Если МН полностью заряжен, то заряд прекращается. Для этого динамически изменяется уставка заданного напряжения в структуре системы управления МН. Она же изменяется с изменением скорости ТС.

Если происходит разгон ТС, то трансмиссия переходит сначала в шестую зону, где более интенсивно начинает работать силовой преобразователь тягового генератора, и часть энергии начинает возвращаться с МН. Если мощности в шестом режиме оказывается недостаточно по каким-либо причинам, то трансмиссия переходит в пятый режим, где начинается снижение заданий моментов тяговых электроприводов, что стабилизирует баланс и напряжение ЗПТ. Дальнейшее снижение напряжения в нормальном режиме работы трансмиссии не происходит, так как потребляемая мощность динамически подстраивается под возможности источника питания, включая МН.

В процессе разгона ТС и роста его кинетической энергии необходимо освободить МН для возможного приема энергии торможения. Поэтому значение заданного напряжения ЗПТ для системы управления МН растет, чтобы избавиться от излишнего заряда. На максимальной скорости заряд полностью должен быть высвобожден, чтобы обеспечить максимальное повторное использование энергии торможения и обеспечить электрической системой максимальный тормозной момент, по возможности, без использования механической тормозной системы.

При торможении возникает рост напряжения ЗПТ, и трансмиссия попадает в восьмую зону. В этой зоне МН по максимуму отбирает мощность от ЗПТ, но собственная мощность силового преобразователя молекулярного накопителя ограничена. Чтобы принять большую мощность в восьмом режиме включается в работу силовой преобразователь тягового генератора. Он начинает «подкручивать» ДВС. В этом режиме работы воздушные заслонки ДВС закрываются, чтобы обеспечить большее сопротивление на валу, однако мощность, которую можно отдать на ДВС, ограничена, как правило, 10-20% от номинала. Происходит, так называемое, «торможение двигателем».

Если энергии, отдаваемой ДСВ и МН не хватает, чтобы сбалансировать систему, то напряжение ЗПТ продолжает расти и попадает в девятую зону, где в работу включаются тормозные резисторы, которые выводятся на 100% цикл включения к концу девятой зоны и началу десятой.

В начале десятой зоны напряжение ЗПТ становится опасным для силовых преобразователей, поэтому производится уменьшение заданий момента всех тяговых электроприводов вплоть до нуля. Это должно остановить рост напряжения. Однако, если по каким-либо причинам рост продолжился, то в одиннадцатой зоне тяговые приводы полностью отключаются. Аварийное выключение всех устройств происходит при достижении верхней границы одиннадцатой зоны.

Такой алгоритм был реализован на всех разработанных гибридных трансмиссиях и показал робастность и простоту настройки.

2.3.2. Сетевое взаимодействие и задачи, выполняемые контроллером верхнего уровня

Структура рис. 2.10 представляет собой пример реализации одной из гибридных трансмиссий и содержит три независимых канала связи:

- Высокоскоростной RS-485 для задания моментов на колесах и получения информации о состоянии тяговых электроприводов.
- CAN-сеть с протоколом CANopen, используемая для настройки устройств, коммуникации с «медленными» устройствами, такими как ПСН и т.д., не требующими быстрого обмена информацией.
- RS-485 с протоколом MODBUS RTU для аварийного обмена информацией в случае повреждения CAN-сети.

Классически в автотранспорте для взаимодействия устройств друг с другом широко используется линия связи CAN. CAN-шина обеспечивает подключение любых устройств, и позволяет поочередно принимать и передавать цифровую информацию. Физически шина представляет собой витую пару. Данная реализация позволяет снизить влияние внешних электромагнитных полей, возникающих при работе двигателя и других систем ТС. По такой шине обеспечивается достаточно высокая скорость передачи данных. Скорость передачи данных по CAN-шине может достигать 1 Мбит/с. Традиционно в легковом автомобиле скорость передачи информации между блоками управления (двигатель — трансмиссия, ABS — система безопасности) составляет 500 кбит/с (быстрый канал), а скорость передачи информации системы "Комфорт" (блок управления подушками безопасности, блоками управления в дверях автомобиля и т.д.), информационно-командной системы составляет 100 кбит/с (медленный канал). Следует отметить, что максимальная скорость передачи данных по шине CAN зависит от длины линии. Соответственно для многоколесных ТС она имеет значительную протяженность, поэтому её скорость была специально ограничена на уровне 125 кбод.

В случае многоколесной электротрансмиссии быстрым каналом связи необходимо охватить СПТЭД для оперативного задания момента двигателей и получения обратной связи по скорости. Это требуется для реализации систем помощи водителю, таких как защита от блокировки колес — антиблокировочная система (АБС) и проскальзывания колес — противобуксовочная система (ПБС). Чем быстрее данный канал связи, тем быстрее сможет работать контур управления колесами, реализованный в КВУ, и тем точнее и более предсказуемо будут работать системы помощи водителю. Так как СПТЭД имеет также целый ряд второстепенных параметров, необходимых для мониторинга (температуры радиатора, мощность и т.п.), которые очень удобно опрашивать, используя возможности протокола CANopen, то CAN был определен в качестве медленного резервного интерфейса. Его скорости, даже в отсутствие иных запросов не хватает для реализации функций АБС и ПБС. Поэтому в качестве

быстрого канала связи для контроля и управления тяговых электроприводов был определен RS-485 со скоростью 1 Мбод с простым нестандартным коммуникационным протоколом управления движением (КПУД).

Так как высокоскоростной интерфейс управляет только тяговой подсистемой рис. 2.10, то для резервирования управления по вспомогательным преобразователям требуется реализация третьего интерфейса. Им может быть вторая линия CAN с протоколом CANopen.

Первые реализации гибридных электрических трансмиссий выполнялись на базе микроконтроллеров с одним CAN-модулем, поэтому в трансмиссии рис. 2.10 в качестве третьего резервного интерфейса используется RS-485 с протоколом MODBUS RTU и скоростью обмена 38,4 кбод

Управление всеми устройствами осуществляет контроллер верхнего уровня (КВУ). При его отказе в работу вступает контроллер аварийного управления (КАУ), который по функциям его дублирует и имеет панель аварийного управления, чтобы взаимодействовать с элементами трансмиссии при отказе бортовой информационно-управляющей системы (БИУС), связь которой осуществляется по стандартному интерфейсу J1939. Управление ДВС осуществляется от контроллера ДВС (КДВС) по интерфейсу J1939, который также получает задание от КВУ. Функция КДВС — регулировать частоту вращения ДВС с целью обеспечения оптимальной рабочей точки при текущей потребляемой трансмиссией мощности. КВУ, КАУ и КДВС функционально объединены в одном блоке БУ КТЭО.

2.3.2.1. Адресация устройств трансмиссий

Все устройства, охваченные коммуникационными интерфейсами CAN, RS485 (КПУД) и RS485 (MODBUS), имеют свой статический адрес (адресация устройств в одной сети необходима как для протокола CANopen, так и для КПУД и MODBUS). Далее в тексте сетевой адрес данного узла зачастую называется «номером узла». Распределение выполнено таким образом, чтобы при смене колесной формулы ТС изменения были минимальными. Распределение

номеров узлов внутренних информационных сетей КТЭО представлено в таблице 2.1.

Таблица 2.1. Адресация устройств в коммуникационных интерфейсах

Контроллер	Соответствующий данному контроллеру сетевой адрес (номер узла)				
	16x16	12x12	8x8 (исп.1)	8x8 (исп.2)	8x8 (исп.3)
КТД1÷ КТДn	1÷16	1÷12	1÷8	1÷8	1÷8
КМВ_ТР	17	17	17	17	17
КМВ_В	18	18	18	18	18
КМВ_Н	19	19		19	
КВУ	20	20	20	20	20
КАУ	22	22	22	22	22
КТГ	27	27	27	27	27
КДВС	28	28	28	28	28
КТР	29	29	29	29	29
КСН	30	30	30	30	30
КВП	31	31	31	31	31

В таблице 2.2. представлено сопоставление номеров узлов колесам ВМП.

Таблица 1.2. Сопоставление номеров узлов КТД колесам ТС конфигураций 16x16, 12x12 и 8x8

Левый борт	Перед ТС 16x16		Правый борт	Левый борт	Перед ТС 12x12		Правый борт	Левый борт	Перед ТС 8x8		Правый борт
	Номер узла				Номер узла				Номер узла		
	1	2			1	2			1	2	
	3	4			3	4			3	4	
	5	6			5	6			5	6	
	7	8			7	8			7	8	
	9	10			9	10			Зад		
	11	12			11	12			Зад		
	13	14			Зад				Зад		
15	16	Зад		Зад							
Зад		Зад		Зад							

Таким образом, передней оси ТС соответствуют номера узлов 1 и 2. При этом левому колесу (по направлению движения «вперед») соответствует 1, а правому 2.

2.3.2.2. Коммуникационный протокол управления движением

Кроме выбора интерфейсов обмена не менее важную роль играет выбор протоколов обмена по ним. Для быстрой линии связи RS485, где четко определено количество и формат переменных, необходимых для передачи и приёма, был разработан специализированный протокол обмена «КПУД» (коммуникационный протокол управления движением). Это обусловлено тем, что большинство стандартных протоколов обмена, таких как MODBUS и т.п., имеют большие накладные расходы на передачу данных, не нужных в данном случае. Так, MODBUS подразумевает адресацию переменных, указание длины посылки и другие служебные данные, ненужные в данном случае. Специализированный протокол содержит только необходимый минимум данных, требуемых для данной задачи, что обеспечит максимальную скорость обмена полезными данными. На рис. 2.11 показана схема обмена данными по КПУД.

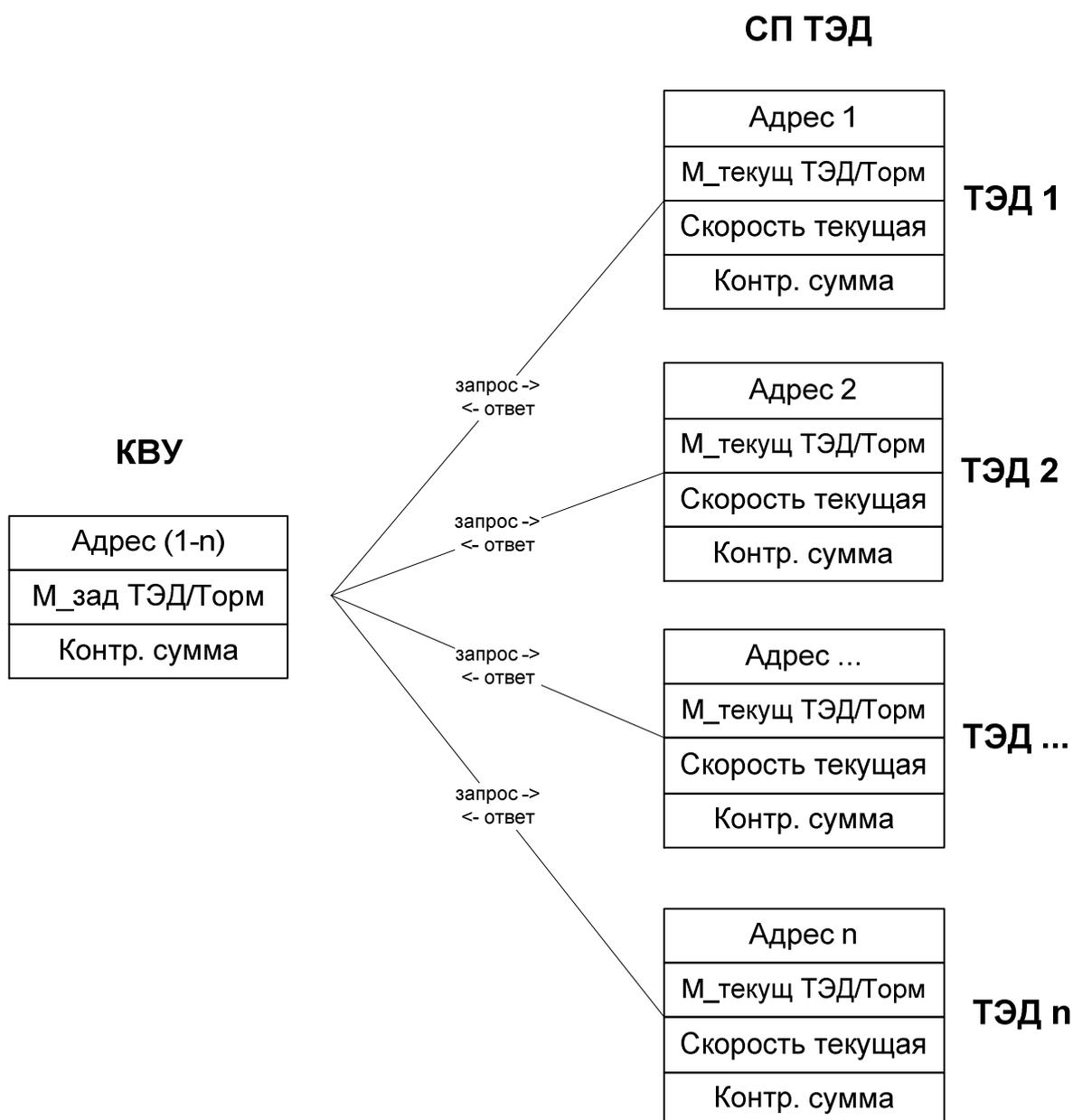


Рис. 2.11. Схема обмена данных по специализированному протоколу КПУД

КВУ работает в режиме «мастера», рассылая по очереди всем контроллерам СПТЭД пакеты, содержащие адрес (номер СПТЭД), задание момента, задание тормозного момента для механического тормоза, контрольную сумму. Как только ТЭД принимает пакет от мастера, в ответ посылается пакет с адресом (номер СПТЭД), текущим моментом на ТЭД (он может отличаться от заданного из-за наличия постоянной времени в контуре регулирования момента, ограничений по моменту в зоне работы с постоянной мощностью или ограничений от алгоритмов энергетического баланса), значением фактического тормозного момента механического тормоза (оценивается по пневматическому

давлению), текущей скоростью и контрольной суммой. При помощи данного протокола КВУ может максимально оперативно управлять движением ТС и наиболее эффективно использовать пропускную способность линии связи RS485. Реализована скорость передачи данных 1 Мбод, что позволит в контроллере верхнего уровня иметь период дискретизации для решения задач управления моментами колес (в том числе предупреждения блокировки и проскальзывания) не более 2-5 мс. За указанное время решаются задачи управления всеми 16-ю колесами.

Протокол обмена строится из следующих базовых положений:

- необходимо передавать данные с заданиями моментов от системы верхнего уровня по всем 16 колесам и получать назад реальные значения моментов и скоростей вращения двигателей;
- период цикла обмена всем объемом информации должен составлять не более 5 мс;
- скорость канала связи составляет: $16 \text{ (колес)} * (2 \text{ байта адресов} + 2 \text{ (байта заданий моментов)} + 4 \text{ (байта обратных связей по моменту и скорости)} + 2 \text{ (байта контрольных сумм)}) * 11 \text{ (бит в одном байте)} * 200 \text{ (5 мс в секунде)} = \text{не менее } 352 \text{ кбод}$;
- реализованная скорость обмена в драйвере 1 Мбод с периодом обновления информации по всем колесам 2 мс;
- передача должна быть защищена контрольными суммами.

Пакетный обмен был реализован в режиме Idle-Line Multiprocessor Mode посылками байтов, содержащими стартовый бит, 8 бит данных, 2 стоповых бита, без контроля четности. Система верхнего уровня посылает контроллерам тяговых приводов пакет с заданием момента через минимум 11 бит от предыдущей посылки. Пакет имеет формат, показанный в таблице 2.3.

Контроллеры тягового привода работают в режиме Idle-Line Multiprocessor Mode, в котором каждый ждет начала пакета. Начало пакета определяется по паузе в 11 бит перед первым байтом. По приходу первого байта возникает прерывание, и программа контроллера тягового привода проверяет

соответствие адресного байта (номера колеса) своему адресу. В случае, если адреса различны, контроллер ждет нового пакета (SLEEP bit), иначе, если адреса совпали, включает приемник и генерацию прерывания по концу пакета. По приему пакета контроллер анализирует полученную информацию и посылает ответ, формат которого показан в таблице 2.4.

Таблица 2.3. Формат запроса по RS-485

№ байта	№ бита	Описание
байт 1	7÷0	Номер узла (от 1 до 16)
байт 2	7÷0	Задание момента на ТЭД (знаковый: 127 = 100%, -128 = -100%)
байт 3	7	Бит разрешения работы мех. тормоза: 1 – работа мех. тормоза разрешена. 0 – работа мех. тормоза запрещена.
	6÷0	Задание момента на механические тормоза (беззнаковый: 0 = 0%, 127 = 100%).
байт 4	7÷0	Контрольная сумма (CRC-8)

Таблица 2.4. Формат ответа по RS-485

№ байта	№ бита	Описание
байт 1	7÷0	Номер узла (от 1 до 16)
байт 2	7÷0	Фактическое значение момента на ТЭД (знаковый: 127 = 100%, -128 = -100%)
байт 3	7	Значение бита разрешения работы мех. тормоза: 1 – работа мех. тормоза разрешена. 0 – работа мех. тормоза запрещена.
	6÷0	Фактическое значение момента на механических тормозах (беззнаковый: 0 = 0%, 127 = 100%)
байт 4	15÷0	Фактическое значение частоты вращения вала ТД (знаковый: формат 4.12, 1 о.е. = 8000 об/мин)
байт 5		
байт 6	7÷0	Контрольная сумма (CRC-8)

Расчет контрольной суммы осуществляется по быстрому табличному алгоритму CRC-8 [100].

Пример осциллограммы линии показан на рис. 2.12.

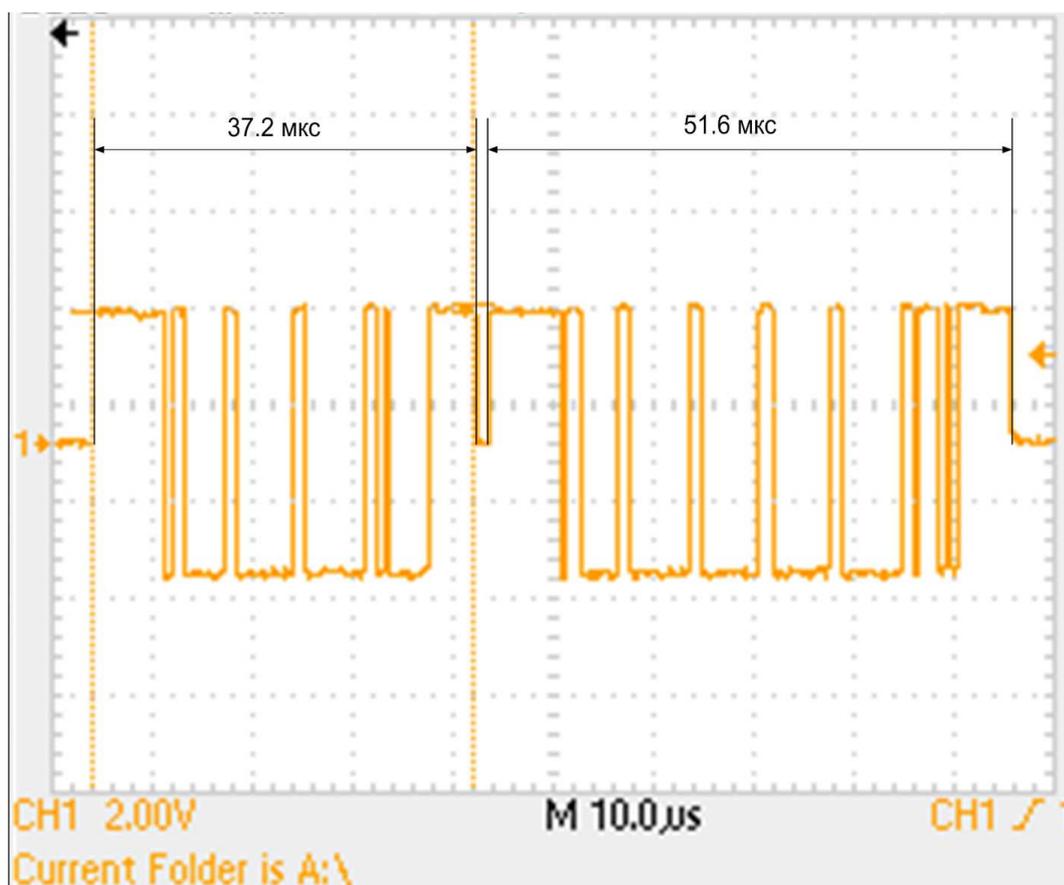


Рис. 2.12. Осциллограмма одного запроса (37,2 мкс) и ответа (51,6 мкс)

Запрос состоит из выдержки времени, соответствующей 11 битам информации для синхронизации начала пакета, и 4 байт данных. Каждый байт данных передается 11 битами (8 бит непосредственно данных + 1 стартовый бит + 2 стоповых бита).

Ответ имеет выдержку времени вначале, соответствующую 11 битам информации для синхронизации начала пакета, и 6 байт + сигнал начала блока.

2.3.2.3. CAN-интерфейс и протокол CANopen

CAN сравнительно медленный интерфейс, охватывающий все устройства, предоставляет КВУ возможность доступа к любому устройству, для параметрирования, конфигурирования, опроса статуса, диагностики отказов, а также мониторинга ряда параметров при работе устройств.

К протоколу, используемому в сети CAN для данной задачи, предъявляются следующие требования:

- Адресация большого количества устройств в сети и возможность оперативно конфигурировать эти адреса, так как для различных конфигураций КТЭО количество устройств отличается.
- Адресация параметров внутри каждого устройства, так как КВУ должен иметь возможность опрашивать не все параметры сразу, а выборочно и с различной частотой опроса. Так, параметр статуса работы устройства и баланс мощности имеют высокий приоритет, значения температур радиатора преобразователя низкий, а расшифровка кода аварий и обращение к диагностическим параметрам должно производиться только при наличии проблем с устройством. Кроме того, существует целый ряд служебных параметров, необходимых только при пуско-наладке и опрашиваемых в наладочных режимах (например, значения токов, напряжений в различных цепях и т.п.).
- Структурированность и расширяемость протокола, группировка параметров. Так как в сети CAN будут опрашиваться сотни и более различных параметров в различных устройствах, в различных форматах и с различным назначением, протокол должен быть четко структурирован. В каждом пересылаемом пакете должно быть поле адреса устройства, уникального номера переменной, идентификатор типа сообщения, передаваемые данные.
- Стек протокола должен быть реализуемым на микроконтроллерах, предназначенных для решения задач управления электроприводов и силовых преобразователей, т.е. не быть избыточно сложным и не требовать большого количества вычислительных ресурсов.
- Протокол должен быть совместимым с интерфейсом CAN.
- В протокол должны быть заложены способы идентификации наличия узлов в сети, чтобы КВУ имел информацию о том, какие устройства присутствуют в сети, т.е. имеют питание и готовы к работе.

Наиболее подходящим под данные требования является протокол CANopen. CANopen — открытый сетевой протокол верхнего уровня для подключения встраиваемых устройств в бортовых транспортных и промышленных сетях. В качестве сетевого и транспортного уровня использует протокол реального времени CAN. Используется для связи датчиков, исполнительных механизмов и программируемых логических контроллеров между собой. Открытый стандарт.

Кроме данной работы протокол верхнего уровня CANopen уже внедрен в некоторых боевых машинах [103]. Ярким примером является модель танка Leopard II производства Krauss-Maffei (Германия). В модели танка Leopard II греческого производства использовано три сети на базе CANopen: одна предназначена для управления внутренней электроникой, две других управляют электроникой орудийной башни.

Кроме того, ведущие производители легковых автомобилей (Audi, VW) из-за постоянного роста сложности решаемых задач и необходимости постоянной диагностики разнородного оборудования вынуждены отказываться от классического варианта CAN-шины с протоколом CAN2.0B в пользу более универсального протокола высокого уровня CANopen. Наличие такого протокола в системе управления КТЭО позволяет решить сложнейшую задачу параметрирования и конфигурирования систем управления нижнего уровня, мониторинга состояния оборудования, а также отладки систем управления нижнего уровня как по очереди, так и в составе КТЭО.

Интерфейс CAN является основным универсальным каналом связи устройств КТЭО. Хотя его скорость ограничена, возможности интерфейса по доступу к параметрам максимальны. Для обмена информацией между устройствами используется два сервиса протокола: PDO и SDO.

Большая часть оперативной информации необходимой непосредственно для управления электротрансмиссией передается посредством PDO-сервиса, обеспечивающего периодическую или событийную отправку упакованных сообщений длиной до 64 бит (передача сообщений является

неподтверждаемой). Передача информации через PDO сервис идет как со стороны КВУ (включение/выключение устройств, задание моментов, мощности, переключение режимов работы), так и со стороны конечных устройств (передача статусов, обратных связей для алгоритмов КВУ).

Для медленного обмена данными (чтение кодов неисправностей, изменение настроек конечных устройств и пр.) со стороны КВУ используется SDO-сервис (подтверждаемые сообщения), работающий по принципу «запрос-ответ» и позволяющий как читать, так и записывать данные длиной до 32-х разрядов.

КВУ выступает в качестве мастера, опрашивающего остальные устройства через сообщения SDO-сервиса протокола CANopen. SDO-сервис — подтверждаемые сообщения, позволяющие как читать, так и записывать данные длиной до 32-х разрядов. КВУ содержит в себе списки параметров каждого из устройств в сети и в зависимости от режима работы опрашивает те или иные параметры с заданной дискретностью. В случае необходимости передачи команд управления или изменения настроек устройств также используется сервис SDO. Для идентификации устройств в сети КВУ использует сервис heartbeat, подразумевающий, что каждую секунду каждое устройство посылает в сеть широкополосные сообщения со своим статусом.

2.3.2.4. Протокол MODBUS RTU для низкоскоростного обмена

Для резервирования канала связи КВУ со всеми исполнительными устройствами по низкоскоростному интерфейсу RS-485 используется протокол MODBUS RTU — коммуникационный протокол, основанный на архитектуре «клиент-сервер». Это относительно простой протокол, поддерживающий адресацию в сети, словарь объектов и пакетную передачу данных.

2.3.2.5. Детектирование отказа интерфейсов связи

Детектирование отказа КПУД

Все СПТЭД детектируют отказ КПУД по отсутствию валидных посылок по нему, адресованных данному СПТЭД в течение определенного интервала времени.

Детектирование отказа CAN

Каждое конечное устройство (кроме КВУ/КАУ) интересуется, есть ли связь именно с КВУ/КАУ. Для детектирования этого используется callback функция (пользовательская функция, вызываемая драйвером CANopen при возникновении определенного события) по приему PDO пакета от КВУ/КАУ (для номеров узлов 20 — КВУ и 21 — КАУ). Если callback для этих узлов вызывается, то связь есть, иначе — отсутствует.

КВУ/КАУ детектирует наличие связи с конечными устройствами по приему любых PDO от этих устройств. Если PDO не приходит некоторое время, то КВУ детектирует отсутствие связи по CAN с данным устройством.

Детектирование отказа MODBUS

Так как КВУ/КАУ в сети MODBUS являются мастерами, то конечное устройство детектирует наличие связи с КВУ/КАУ просто по приему посылок, адресованных себе. КВУ/КАУ детектирует наличие связи с конечными устройствами по наличию ответов от них.

2.3.3. Алгоритм формирования заданий моментов на тяговые двигатели, механические тормоза транспортного средства и предупреждения для ДВС

Функциональная схема, реализующая алгоритм формирования заданий моментов на тяговые двигатели, а также механические тормоза ТС изображен на 2.13.

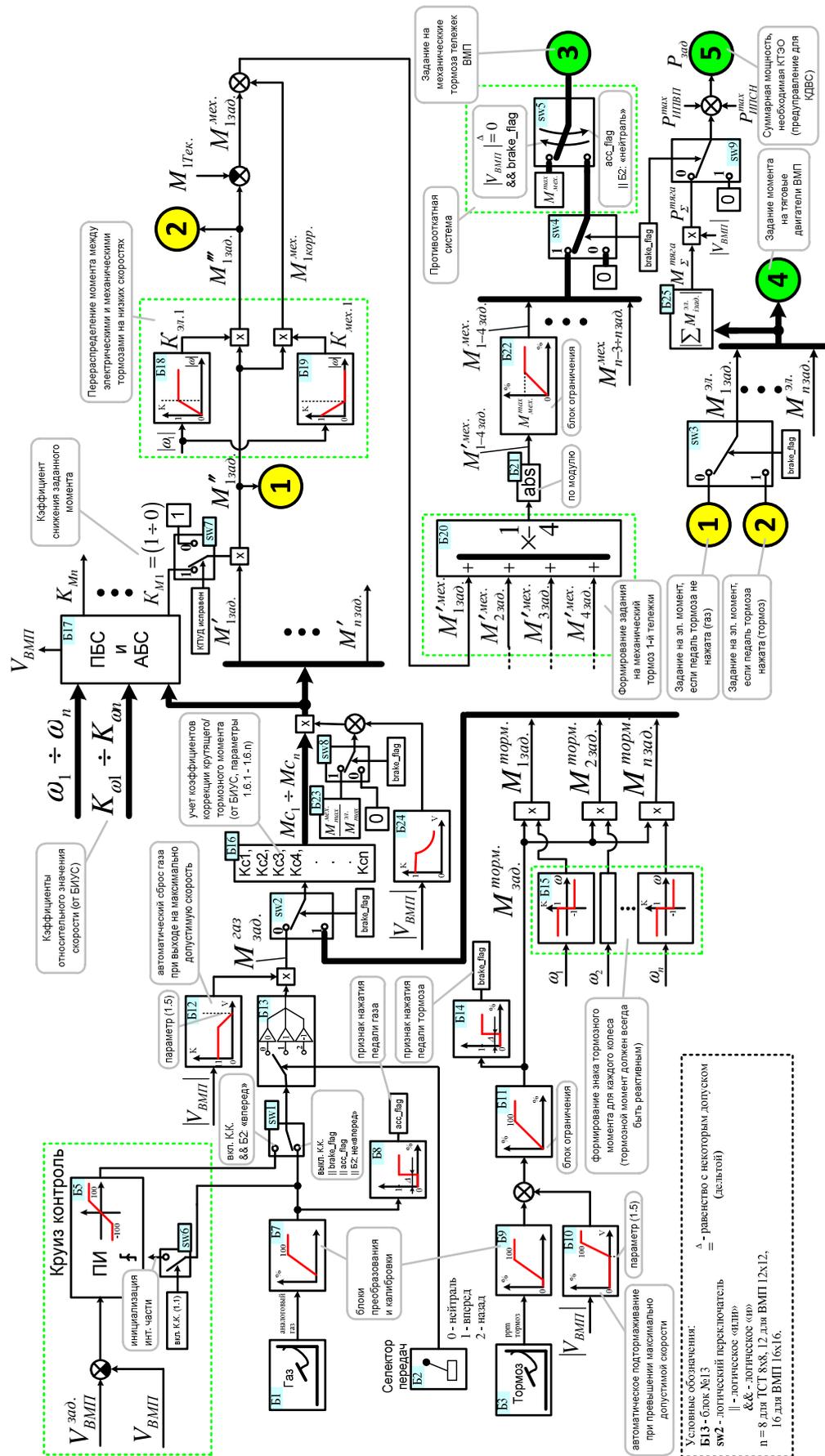


Рис. 2.13. Функциональная схема алгоритма формирования заданий моментов на тяговые двигатели, механические тормоза и предупредителя для ДВС

Сигналы педали газа и тормоза проходят через блоки преобразования и калибровки (Б7, Б9), которые преобразуют сигналы педалей (аналоговый сигнал для педали газа и ррт сигнал для педали тормоза) в процент нажатия педали с учетом заложенной калибровки.

2.3.3.1. Алгоритм формирования задания момента с педали газа

После предварительной обработки в блоке преобразования и калибровки Б7 формируется сигнал «процент нажатия педали газа». Блок Б8 дополнительно используется для формирования признака нажатия педали газа "acc_flag" — педаль считается нажатой, если выход блока Б7 больше некоторой уставки (зоны нечувствительности), заложенной в блоке Б8.

Выход блока Б7 через переключатель sw1 (описание работы sw1 приведено ниже) заводится на блок Б13, который в зависимости от положения селектора передач (блок Б2) формирует знак момента. Так, при движении вперед заданный тяговый момент положительный, при движении назад – отрицательный. Если селектор направления движения находится в положении «нейтраль», то педаль газа становится неактивной — заданный тяговый момент равен нулю.

Далее выходной сигнал блока Б13 перемножается с выходным сигналом блока Б12. Блок Б12 осуществляет формирование коэффициента, изменяющегося в диапазоне от единицы до нуля в зависимости от текущей скорости ТС (знак скорости не учитывается). По сути, блок Б12 осуществляет автоматический сброс газа (вплоть до нуля) при выходе ТС на максимально допустимую скорость. То есть в основном диапазоне скоростей выход блока Б12 равен единице, и он не влияет на заданный момент, но при подходе скорости ТС к максимально допустимой начинается плавное уменьшение выхода вплоть до нуля – осуществляется плавный сброс газа. Следует отметить, что работа блока Б12 (автоматическое снижение газа) жестко согласована с работой блока Б10 (автоматическое подтормаживание при превышении максимально допустимой скорости). Связь этих блоков основана на параметре 1.5 — «максимально

допустимая скорость движения», определяющем точку перехода из тяги в торможение.

С помощью параметра «максимально допустимая скорость движения» БИУС имеет возможность автоматически ограничивать скорость ТС, например, при наличии системы радарного предупреждения столкновения с впереди идущим ТС или препятствием.

Результатом перемножения выходных сигналов блоков Б12 и Б13 является задание момента на тяговые двигатели, сформированное со стороны педали газа – на схеме обозначено $M_{зад}^{газ}$.

2.3.3.2. Алгоритм формирования задания тормозного момента с педали тормоза

Педали тормоза работоспособна всегда (СПТЭД запущены всегда) и не зависит от положения селектора передач. При этом торможение должно обеспечивать реактивный момент, то есть электрический момент на колесе должен всегда препятствовать движению колеса.

Рассмотрим принцип формирования задания момента со стороны педали тормоза. Как было написано выше выходом блока Б9 является процент нажатия педали тормоза. К этому значению прибавляется выход блока Б10, осуществляющего автоматическое подтормаживание ТС при превышении максимально допустимой скорости (знак скорости не учитывается). В основном диапазоне скоростей выходной сигнал блока Б10 равен нулю, и он не влияет на заданный момент, но при превышении скорости ТС максимально допустимой начинается плавное увеличение выхода вплоть до 100 процентов — осуществляется плавное подтормаживание. Как уже упоминалось выше, работа блока Б10 (автоматическое подтормаживание при превышении максимально допустимой скорости) жестко согласована с работой блока Б12 (автоматическое снижение газа). Связь этих блоков основана на параметре 1.5 — «максимально допустимая скорость движения», определяющем точку перехода из тяги в торможение. Как видно из схемы, выход блока Б10 подмешивается к основному

заданию с помощью суммирования, а не с помощью умножения (как для педали газа). Связано это с тем, что подтормаживать нужно даже при отпущенной педали тормоза, тогда как сброс газа необходимо выполнять лишь при нажатой педали газа.

Результат суммирования выходных сигналов блоков Б9 и Б10 заводится на блок ограничения Б11. Выход блока Б11 является заданием тормозного момента (без учета знака) $M_{зад.}^{торм.}$, сформированным со стороны педали тормоза. Этот сигнал используется для формирования признака нажатия педали тормоза "brake_flag" (блок Б14) - педаль считается нажатой, если выходной сигнал Б11 больше некоторой уставки (зоны нечувствительности), заложенной в блоке Б14. Необходимо заметить, что «brake_flag» возводится не только при фактическом нажатии на педаль, но и при автоматическом подтормаживании за счет блока Б10.

При нажатии на педаль тормоза необходимо формировать такое задание момента на тяговые двигатели, чтобы воспроизводимый ими момент всегда был тормозным (направленным против движения). Для этого, при задании момента на каждое из колес ТС, необходимо учитывать знак скорости колеса – тормозной момент должен быть направлен всегда против направления вращения колеса. Поэтому далее из сигнала $M_{зад.}^{торм.}$ с помощью блоков Б15 для каждого колеса индивидуально формируется собственное задание тормозного момента $M_{1зад.}^{торм.} \div M_{nзад.}^{торм.}$ с учетом знака скорости каждого из колес.

2.3.3.3. Приоритет педали торможения

Получив задание момента на тяговые двигатели с педали газа $M_{зад.}^{газ}$ и с педали тормоза $M_{1зад.}^{торм.} \div M_{nзад.}^{торм.}$, необходимо выбрать, какое из заданий использовать. Очевидно, что при нажатии педали тормоза необходимо тормозить независимо от нажатия на педаль газа (педаль тормоза приоритетнее). Поэтому далее с помощью переключателя sw2 производится выбор. Если педаль тормоза нажата (используется признак "brake_flag"), то в качестве источника

задания момента используется педаль тормоза. Если педаль тормоза не нажата, то в качестве источника задания момента используется педаль газа.

2.3.3.4. Алгоритм динамического распределения тяговых/тормозных моментов по колесам

Проведенные специалистами МВТУ им. Баумана исследования показали, что оптимальное распределение тяговых и тормозных моментов сводится главным образом к учету различной нормальной нагрузки на оси и отдельные колеса ТС: чем выше нормальная нагрузка, тем больший крутящий или тормозной момент может быть приложен к колесу без опасности его проскальзывания или блокировки.

Система автоматического динамического распределения тяговых/тормозных усилий по колесам ТС при подъемах, спусках, поворотах, перераспределениях полезной нагрузки по оси и бортам ТС способна облегчить работу двух систем помощи водителю — АБС (анти-блокировочной системы) и ПБС (противо-буксовочной системы), а также позволяет реализовать алгоритмы более высокого уровня со стороны БИУС (курсовая устойчивость, демпфирование колебаний корпуса ТС при движении и т.п.), улучшив качество управления всем ТС.

При наличии активной подвески колес ТС, текущая нормальная нагрузка каждого колеса контролируется БИУС. Это позволяет БИУС вычислить «относительный коэффициент нормальной загрузки каждого колеса» как отношение нормальной нагрузки конкретного колеса к средней нормальной нагрузке всех колес ТС. В том случае, если колесо нагружено в соответствии со средней нагрузкой, коэффициент равен 1, если колесо перегружено, то он больше 1, если недогружено — меньше 1. Этот коэффициент используется в качестве коэффициента коррекции задания тягового и тормозного моментов колеса.

С этой целью выбранное в блоке переключателя sw2 задание пропускается через блок Б16, учитывающий коэффициенты коррекции крутящего/тормозного момента. Значения коэффициентов определяются в БИУС и

транслируются в КВУ через параметры 1.6.1-1.6.n. В результате получается скорректированное значение заданий моментов на каждое колесо $M_{c1} \div M_{c16}$.

2.3.3.5. Стратегия максимального использования ресурсов по тяговому/тормозному моменту при любой скорости движения

Предельная тяговая характеристика двигателя мотор-колеса ограничивается при низких скоростях максимально-допустимым тяговым моментом, являющимся функцией допустимой токовой нагрузки двигателя, а при средних и высоких скоростях — допустимой тяговой мощностью. В зоне низких скоростей регулирование тягового момента возможно во всем диапазоне от 0 до 100% максимального момента. В зоне средних и высоких скоростей допустимые моменты снижаются обратно пропорционально скорости. Для сохранения хорошей управляемости ТС в этой зоне необходимо обеспечить соответствие между полным ходом педалей газа/тормоза и максимально возможным реализуемым моментом при текущей скорости движения. С этой целью в блок-схему на рис. 1.16 вводится блок Б24, который представляет собой зависимость относительного тягового/тормозного момента от скорости ТС, т.е. предельную тяговую характеристику двигателя.

Если выполнить нормирование заданий момента, поступающих с педалей водителя, в соответствии с коэффициентом на выходе блока Б24 (операция умножения), то максимальному нажатию на педали при любой скорости будет соответствовать максимально возможный реализуемый момент:

Рассмотрим примеры для педали газа:

Пример 1: Скорость ТС низкая. Максимальный момент, который может развить тяговый электродвигатель, равен 1 (в относительных единицах) – линейный участок зависимости блока Б24. В этом случае изменение нажатия педали газа от 0 до 100% будет соответствовать изменению задания момента от 0 до 1.

Пример 2: Скорость ТС высокая. Максимальный момент, который может развить тяговый электродвигатель, равен 0,3 (в относительных

единицах) – нелинейный участок зависимости блока Б24. В этом случае изменение нажатия педали газа от 0 до 100% будет соответствовать изменению задания момента от 0 до 0,3.

Таким образом, для любой скорости ТС увеличение степени нажатия педали газа будет соответствовать увеличению тяги ТС. Если такого нормирования не делать (блок Б24 отсутствует), то на высоких скоростях движения лишь малый процент хода педали будет воздействовать на тягу ТС (для примера 2 всего 30%), в остальном же диапазоне педаль не будет влиять на тягу, так как двигатели и так уже выдают максимально возможный для текущей скорости момент.

Таким образом, наличие блока Б24 увеличивает точность задания тяги/торможения на высоких скоростях ТС. Этот блок выполняет функцию двухзонного управления тягой: на низких скоростях реализуется *управление тяговым моментом*, а на высоких скоростях — *управление тяговой мощностью*.

При нажатии на педаль тормоза, помимо торможения тяговыми двигателями, имеется возможность создавать тормозной момент с помощью механических тормозов. То есть нормирование педали необходимо осуществить так, чтобы при 100% нажатии на педаль тормоза заданный тормозной момент соответствовал 100% электрического момента и 100% механического тормозного момента — использование всех, имеющихся для торможения ресурсов. Как известно, механические тормоза позволяют на любой скорости получить тормозной момент вплоть до $M_{max}^{мех.}$, т.е. возможности механических тормозов не зависят от скорости ТС, что позволяет учесть характеристику механических тормозов в виде константы (см. блок Б23). Величина, закладываемая в блок Б23, определяется как отношение максимального механического момента $M_{max}^{мех.}$ к максимальному электрическому моменту $M_{max}^{эл.}$ (максимальный электрический момент $M_{max}^{эл.}$, развиваемый тяговым двигателем, принят за единицу — см. блок Б24).

Переключатель sw8 обеспечивает ввод добавочных ресурсов тормозного момента только в режиме торможения (флаг «brake_flag» активен).

Таким образом, в результате работы блоков Б24, Б23 и sw8 имеем следующую логику: при нажатии на педаль газа ста процентам нажатия педали соответствует задание максимального электрического момента (выход блока Б24). При нажатии педали тормоза ста процентам нажатия педали соответствует задание момента, равное сумме максимального электрического момента (выход Б24) и максимального механического момента (выход блока Б23).

Произведение $M_{c_1} \div M_{c_{16}}$ и полученного с помощью блоков Б23, Б24 и sw8 коэффициента нормирования образует задание тягового/тормозного момента на каждое колесо $M'_{1зад.} \div M'_{nзад.}$

Стратегия максимального использования тормозных ресурсов не предполагает обязательной одновременной работы систем электрического и механического торможения. Напротив, как будет показано далее, при наличии ресурса тормозного момента предпочтение всегда отдается системе электрического торможения. Только тогда, когда этого ресурса не хватает, в дело вступает система механического торможения.

2.3.3.6. Коррекция задания тягового момента системой ПБС и задания тормозного момента системой АБС

Далее будет рассматриваться цепочка только для $M'_{1зад.}$, так как для остальных колес структура аналогична. $M'_{1зад.}$ умножается на коэффициент снижения момента K_{M1} . Данный коэффициент является выходом системы ПБС/АБС (блок 17). Блок 17 в зависимости от текущих скоростей, коэффициентов относительного значения скоростей колес (определяются БИУС) и заданий моментов на колеса формирует коэффициенты $K_{M1} \div K_{Mn}$ (коэффициенты изменяются в диапазоне $0 \div 1$), которые определяют, на сколько необходимо

снизить тяговый/тормозной момент колеса, чтобы исключить пробуксовку (ПБС) или проскальзывание (АБС) колеса.

Здесь отметим лишь следующее: коэффициенты относительного значения скоростей колёс рассчитываются БИУС исходя из информации об углах поворота колес, поступающих от системы рулевого управления ТС, и передаются в контроллер верхнего уровня КТЭО. Они позволяют рассчитать ожидаемую скорость колеса при данном угле поворота ТС и углах поворота отдельных колес. Эта информация используется в алгоритмах работы систем АБС/ПБС.

В случае, когда высокоскоростной интерфейс КПУД взаимосвязи с СПТЭД неисправен, выход блока Б17 не учитывается (коэффициенты коррективки равны единице) — см. переключатель sw7. В результате перемножения $M'_{1зад.}$ и K_{M1} получается задание момента на 1-е тяговое колесо $M''_{1зад.}$. Данное значение ($M''_{1зад.}$) используется как конечное значение заданного на ТД1 электрического момента в случае, если педаль тормоза не нажата (цепь «единица в желтом круге» — см. работу sw3).

2.3.3.7. Алгоритм автоматического перераспределения тормозных моментов между электрическими и механическими тормозами на низких скоростях

На низких скоростях качество поддержания момента на тяговых двигателях ухудшается (большая дискретность ДПР), кроме того, при полном останове целесообразно использовать механические тормоза, что обеспечит экономию электроэнергии и разгрузит тяговые двигатели с точки зрения нагрева. Таким образом, очевидно, что на низких скоростях необходимо осуществлять переход от электрического торможения к механическому торможению. Переход должен осуществляться плавно, чтобы был незаметен водителю. Такую задачу перераспределения момента между электрическими и механическими тормозами выполняют блоки Б18 и Б19. Так блок Б18 отвечает за ослабление задания электрического тормозного момента, а блок Б19 за формирование

задания на механические тормоза в диапазоне низких скоростей. Работа блоков Б18 и Б19 согласована так, что суммарное задание на тормозной момент при любой скорости остается неизменным: $K_{эл.1} + K_{мех.1} = 1 \Big|_{V_{ВМТ}=var}$. Следует отметить, что 100% задания момента соответствует максимальное реализуемое тяговым двигателем значение момента.

Таким образом, с учетом коэффициента ослабления электрического момента $K_{эл.1}$ получается задание момента на первый тяговый двигатель $M_{1зад.}'''$. Данное значение ($M_{1зад.}'''$) используется как конечное значение заданного на ТД1 электрического момента в случае, если педаль тормоза нажата (цепь «двойка в желтом круге» — см. работу sw3).

2.3.3.8. Алгоритм преимущественно электрического торможения в зоне средних и высоких скоростей

В зоне средних и высоких скоростей по возможности реализуется электрическое торможение тяговых двигателей с возвратом энергии торможения в силовую цепь постоянного тока. Только тогда, когда возможности электрической тормозной системы исчерпаны, дополнительно формируется механический тормозной момент.

Задание момента на механические тормоза формируется следующим образом. Из заданного момента на электрическое торможение $M_{1зад.}'''$ вычитается реальное значение момента на тяговом колесе $M_{1Тек.}$. Данная разность показывает, какую часть от заданного электрического момента ($M_{1зад.}'''$) тяговый двигатель по тем или иным причинам воспроизвести не смог. Соответственно все, что не смогли реализовать с помощью электрического торможения, необходимо воспроизвести с помощью механических тормозов, т.е. разность $M_{1зад.}'''$ и $M_{1Тек.}$ определяет задание на механический тормоз первого колеса $M_{1зад.}^{мех.}$. Результирующее значение задания момента на механический тормоз первого колеса $M_{1корр.}^{мех.}$ формируется суммой $M_{1зад.}^{мех.}$ с ранее полученным значением $M_{1корр.}^{мех.}$ (перераспределение моментов).

2.3.3.9. Алгоритм работы противооткатной системы

Работа противооткатной системы происходит следующим образом: при торможении ТС до полной остановки целесообразно не снимать механические тормоза даже тогда, когда оператор отпустил ногу с педали тормоза. Это позволит удерживаться ТС на склоне, не откатываясь, и безопасно начинать дальнейшее движение. Механические тормоза снимаются только при нажатии на педаль газа. Данную логику реализует переключатель sw5, который включает противооткатную систему, когда скорость ТС равна нулю и нажата педаль тормоза. В этом случае на механические тормоза задается максимальный момент. Выключение противооткатной системы производится либо при нажатии на педаль газа, либо при переводе селектора передач в положение "нейтраль". Когда противооткатная система выключена задание на механические тормоза определяется выходом sw4. Выход sw5 является конечным заданием на механические тормоза тележек ТС, пересылаемым из КВУ на СПТЭД.

2.3.3.10. Алгоритм реализации функции круиз контроля

Функция круиз контроля (КК) обеспечивает поддержание заданной скорости ТС. Водитель может включить КК нажатием соответствующей кнопки. При этом со стороны БИУС формируется команда на включение КК через параметр 1.1. В КВУ включение КК осуществляется с помощью переключателя sw1 (см. рис. 2.13). Активация функции КК осуществляется, если при подаче команды от БИУС селектор передач находится в положении «вперед». Отключение функции КК осуществляется при подаче от БИУС соответствующей команды (параметр 1.1) либо при нажатии на педаль тормоза (brake_flag), либо при нажатии на педаль газа (acc_flag), либо если селектор передач передвинут из положения «вперед» в другое положение.

Заданная скорость $V_{ВМП}^{зад.}$ в режиме КК устанавливается равной текущей скорости ТС в момент включения КК. Заданная скорость может быть изменена водителем с помощью кнопок + и – (соответствующие команды в КВУ передаются через параметры 1.3 и 1.2). Данные команды увеличивают или

уменьшают текущее задание скорости ТС (на схеме не показано) на некоторую небольшую величину (около 2 км/ч).

Реализация функции КК осуществляется ПИ регулятором. Причем в момент включения КК интегральная часть ПИ регулятора инициализируется текущим значением задания на момент ($sw6$), что исключает рывки в движении ТС при включении КК. Для правильной отработки коэффициентов коррекции от БИУС (блок Б16) в режиме КК необходимо, чтобы заданный на тяговые двигатели момент не превышал момента, который двигатель на текущей скорости может воспроизвести. Поэтому заложено динамическое ограничение выхода регулятора скорости в соответствии с выходом блока Б6.

2.3.3.11. Согласованная работа дизеля и генератора

Согласно логике работы КДВС в качестве предупредителя со стороны КВУ/КАУ на КДВС поступает задание на требуемую мощность $P_{зад}$, представляющую собой суммарную мощность, необходимую КТЭО в данный момент. Данная уставка формируется как сумма мощностей основных потребителей энергии: всех тяговых двигателей, ИПВП и ИПСН:

$$P_{зад} = P_{ИПВП}^{max} + P_{ИПСН}^{max} + P_{\Sigma}^{тяги}, \quad (2.1)$$

где $P_{ИПВП}^{max}$ — максимальное значение мощности, которую может потребить ИПВП, $P_{ИПСН}^{max}$ — максимальное значение мощности, которую может потребить ИПСН, $P_{\Sigma}^{тяги}$ — суммарное задание мощности для всех тяговых двигателей. Формирование уставки предупредителя $P_{зад}$ начинается с определения суммарного тягового момента — блок Б25. Блок Б25 определяет суммарный заданный момент для всех тяговых двигателей. Результат суммирования без учета знака (по модулю) перемножается со средней скоростью ТС (без учета знака). Результатом этой операции является суммарная мощность, необходимая для тяговых двигателей для реализации заданных моментов. Следует отметить, что полученное значение $P_{\Sigma}^{тяги}$ участвует в формировании требуемой от ДВС мощности только в том случае, если не нажата педаль тормоза (см.

sw9). В случае, если педаль тормоза нажата, то от ДВС не требуется энергии для тяговых двигателей, так как последние находятся в рекуперативном режиме (мощность потерь не учитывается). Выход блока sw9 суммируется с мощностями, требуемыми для ИПВП и ИПСН. При этом, в качестве требуемых целесообразно всегда брать максимальные значения мощностей, которые могут потребить ИПВП и ИПСН, так как неизвестно, какую мощность отнимут в следующий момент потребители, подключенные к ним.

Полученная уставка $P_{зад}$ поступает по протоколам связи на КДВС. КДВС и, в свою очередь, изменяет скорость ДВС так, чтобы последний имел возможность отдать в генератор мощность $P_{зад}$. Понятно, что ДВС не может мгновенно набрать необходимую частоту вращения для отдачи в генератор $P_{зад}$. Поэтому в генератор закладывается зависимость мощности, которую можно отобрать от ДВС, не «задушив» его, от скорости — $P_{ТГ}^{разреш.}$. Генератор в соответствии с этой зависимостью в каждый момент времени и на любой частоте вращения может отобрать от ДВС мощность не более $P_{ТГ}^{разреш.}$, которая ниже максимальной мощности ДВС $P_{ДВС}^{max}$ (ограничение мощности в генераторе обеспечивается регулированием тока возбуждения). $P_{ТГ}^{разреш.}$ закладывается с таким расчетом, чтобы разницы между $P_{ДВС}^{max}$ и $P_{ТГ}^{разреш.}$ было достаточно для требуемой динамики изменения скорости ДВС.

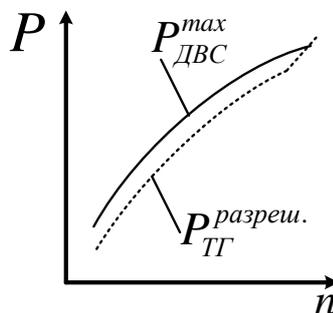


Рис. 2.14. К согласованной работе генератора и ДВС

Таким образом, логика совместной работы генератора и ДВС следующая. Генератор работает автономно, стабилизируя напряжения на ЗПТ, но отбирая в каждый момент времени мощность, не превышающую $P_{ТГ}^{разреш.}$. Если

нагрузка на генераторе оказывается больше $P_{ТГ}^{разреш.}$, напряжение на ЗПТ снижается. КДВС регулирует скорость ДВС в соответствии с уставкой $P_{зад}$, полученной от КВУ, обеспечивая возможность отбора требуемой мощности от ДВС и работы последнего в оптимальной с точки зрения затрат топлива точке. Следует отметить, что логика регулирования скорости ДВС основана не только на уставке $P_{зад}$, но и на текущей отдаваемой ДВС мощности. При этом КДВС, при изменении мощности сам будет изменять частоту вращения ДВС так, чтобы приблизить работу последнего к точке оптимума. Таким образом, уставка $P_{зад}$ является лишь каналом предупреждения скорости ДВС, позволяющая уменьшить время выхода ДВС на требуемую скорость, но не является обязательной. То есть, система будет работать и при отказе КВУ, но с меньшей динамикой.

2.3.4. Реализация систем АБС и ПБС в трансмиссиях с индивидуальным приводом на каждое колесо

2.3.4.1. Алгоритмы систем АБС/ПБС

Алгоритм противобуксовочной и антиблокировочной систем помощи водителю однотипен для обеих систем. Основан алгоритм на выравнивании частот вращения колёс ТС с заданной точностью. Принимается, что в многоколесном ТС мала вероятность того, что в пробуксовку уйдут сразу все колёса, либо заблокируются при торможении также все. Наиболее вероятны ситуации, когда только несколько колёс теряют сцепление и могут пробуксовывать или блокироваться. Если система управления будет стремиться выравнивать частоты вращения, то колёса с плохим сцеплением будут вращаться с частотой, не сильно отличающейся от скоростей колёс, у которых проскальзывание отсутствует, что минимизирует проскальзывание у колёс с плохим сцеплением. Такой алгоритм предотвращает сильное буксование или блокировку отдельных колёс ТС, если они имеют плохое сцепление с дорогой. В случае, если всё-таки произошла блокировка одновременно всех колёс или произошло

буксование одновременно всех колёс (очень скользкое покрытие), то в силу большой инерционности такого процесса для рассматриваемого типа машины (большой момент инерции колес), водитель в состоянии успеть среагировать на этот процесс и, в случае необходимости, ослабить нажатие на педаль газа\тормоза. Таким образом, система управления помогает водителю ТС управлять вращением всех колес ТС как одним целым, выравнивая их частоту вращения с определенным допуском, что положительно влияет на проходимость и управляемость машины. В случае скольжения одновременно всех колёс, водитель принимает решение о необходимости снижения управляющего воздействия самостоятельно.

Работа алгоритма сводится к следующему. В случае торможения алгоритм ослабляет тормозной момент на тех колёсах, частота вращения которых медленнее, чем базовая (средняя) частота вращения всех колёс, на заданную уставку. В случае разгона алгоритм ослабляет тяговый момент на тех колёсах, частота вращения которых выше базовой (средней) частоты всех колес на заданную уставку.

Опционально (зависит от настроек конкретной ТС) базовая частота вращения колес в алгоритме может приниматься либо как средняя частота по всем колесам, либо как средняя скорость четырех самых медленных колес при разгоне и четырех самых быстрых при торможении.

На рис. 2.15 показан принцип формирования коэффициентов снижения момента K_{M_n} при отличии частоты вращения двигателя оси ω_n от базовой (средней по четырем или по всем колесам) частоты вращения двигателей ω_{cp} (более точно — не средняя, а скорректированная с учетом коэффициентов скоростей от БИУС). При положительном задании момента, приводящем к увеличению частоты вращения, в случае, когда ω_n превышает ω_{cp} более чем на допустимую частоту скольжения $\omega_{ск}$, начинается линейное снижение коэффициента K_{M_n} с дальнейшим увеличением частоты в диапазоне ω_{delta} . Аналогично работает ветвь алгоритма для отрицательного задания момента.

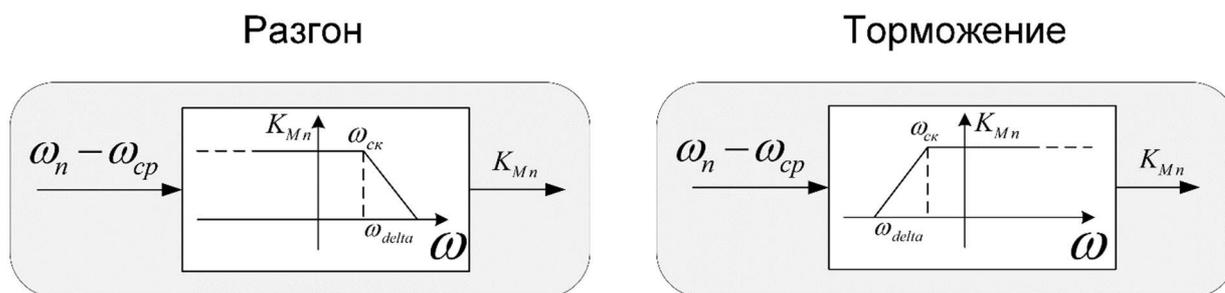


Рис. 2.15. Принцип работы алгоритма выравнивания частот вращения

Уставки частот вращения $\omega_{ск}$ — отличие частоты вращения колеса от базовой частоты вращения, при которой начинается ослабление момента, и ω_{delta} — разница в частоте вращения, в зоне которой момент снижается от полного до нулевого, настраиваются для конкретной ТС при пусконаладке. Имеется возможность автоматически изменять уставки $\omega_{ск}$ и ω_{delta} в зависимости от скорости движения машины (от базовой частоты вращения), чтобы на низкой частоте вращения сделать более узкие рамки работы АБС/ЛБС, а на высокой скорости более широкие. Для этого задаются четыре уставки: $\omega_{ск_низкая}$, $\omega_{delta_низкая}$, $\omega_{ск_высокая}$, $\omega_{delta_высокая}$. На нулевой базовой частоте вращения ω_{cp} в качестве $\omega_{ск}$ и ω_{delta} используются уставки с префиксом «низкая», на максимальной для данной ТС частоте вращения тяговых двигателей (5500 об/мин) и выше используются уставки с префиксом «высокая». Между максимальной и нулевой частотами вращения производится линейная интерполяция в функции ω_{cp} . При движении назад следует использовать модуль частоты вращения.

Таким образом, алгоритм АБС/ЛБС можно разложить на следующие шаги:

- Преобразовать частоты вращения всех колес к прямолинейному движению.
- В зависимости от текущих настроек вычислить базовую частоту вращения ω_{cp} либо как среднюю частоту всех колес, либо как среднюю частоту четырех самых быстрых колес при торможении или четырех самых медленных колес при разгоне.

- Вычислить текущие $\omega_{ск}$ и ω_{delta} в зависимости от текущей базовой частоты вращения $\omega_{ср}$ путем линейной интерполяции между $\omega_{ск_низкая}$, $\omega_{delta_низкая}$, $\omega_{ск_высокая}$, $\omega_{delta_высокая}$ при изменении модуля $\omega_{ср}$ от нуля до 5500 об/мин.
- Сравнить частоту вращения каждого колеса с $\omega_{ср} + \omega_{ск}$ при разгоне (положительный момент на двигателе) и с $\omega_{ср} - \omega_{ск}$ при торможении (отрицательный или нулевой момент на колесе). Если частота вращения колеса выходит за данную уставку, рассчитать коэффициент снижения момента K_{M_n} на колесе, линейно уменьшая коэффициент от единицы до нуля с ростом рассогласования частоты вращения колеса в диапазоне ω_{delta} , как показано на рис. 2.15. Таким образом, например, если при разгоне частота вращения колеса будет выше, чем $\omega_{ср} + \omega_{ск} + \omega_{delta}$, то коэффициент снижения момента K_{M_n} колеса и, соответственно, момент на колесе будут нулевыми.
- Снизить текущие заданные моменты на колесах на коэффициент снижения момента K_{M_n} .

Следует отметить, что при работе АБС и ПБС, т.е. выработке коэффициентов снижения K_{M_n} , если двигатели реализовывали свои задания моментов, то общая тяга на ТС снизится. Но если педаль газа или тормоза была нажата до предела, то задания моментов на тяговые двигатели задаются всегда априори выше на 15-20%, чем двигатели могут реализовать вследствие источника ограниченной мощности (ДВС) или приёмника ограниченной мощности (ТР). В этом случае снижение момента на одних двигателях высвободит доступную мощность для других двигателей, в результате чего вся доступная мощность ДВС реализуется полностью (при условии, что буксующих двигателей не большинство). Т.е. специальных мер перераспределения тяги при работе АБС/ПБС не производится, задание момента только уменьшается, а

фактическое перераспределение происходит естественным путем из-за освобождения дополнительной мощности и немного завышенного задания на всех двигателях.

2.3.4.2. Алгоритм учета коэффициентов относительного значения скорости колеса

От БИУС приходят n коэффициентов относительного значения скорости каждого колеса. Каждый коэффициент представляют собой отношение максимального радиуса поворота колеса ТС к радиусу поворота данного колеса:

$$K_{\omega i} = \frac{R_{\max}}{R_i}, K_{\omega i} \leq 1 \quad (2.2)$$

Для использования в алгоритмах АБС и ПБС КВУ находит средний коэффициент относительного значения скорости:

$$K_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n K_{\omega i}}{n}, K_{cp} \leq 1 \quad (2.3)$$

Далее вычисляются нормированные относительно среднего коэффициенты:

$$K_{\omega i}^{норм} = \frac{K_{\omega i}}{K_{cp}}. \quad (2.4)$$

КВУ реализует алгоритмы ПБС и АБС, осуществляя сравнение скорости колеса с приведенной к ней средней скоростью всех колес:

$$\omega_i \lessgtr \omega_{cp} \cdot K_{\omega i}^{норм}, \text{ где } \omega_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n \omega_i}{n} \quad (2.5)$$

Для пояснения приведенных выше формул рассмотрим пример.

Пример приведен для 4-колесного транспортного средства (ТС), см. рис. 2.16. Как видно из рисунка, ТС поворачивает относительно фокуса поворота со скоростью $\omega_{ТС}$. Линейные скорости колес связаны с угловой скоростью поворота ТС следующим выражением:

$$V_i = \omega_{ТС} \cdot R_i. \quad (2.6)$$

Все расчеты ведутся в относительных единицах. Пусть $\omega_{TC} = 1$ и $R_{max} = R_1 = 1$. Тогда линейные скорости колес ТС (теоретическая скорость):

$$\left. \begin{aligned} V_1^{теор.} &= \omega_{TC} \cdot R_1 = 1 \cdot 1 = 1 \\ V_2^{теор.} &= \omega_{TC} \cdot R_2 = 1 \cdot 0,68 = 0,68 \\ V_3^{теор.} &= \omega_{TC} \cdot R_3 = 1 \cdot 0,87 = 0,87 \\ V_4^{теор.} &= \omega_{TC} \cdot R_4 = 1 \cdot 0,46 = 0,46 \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Теоретическая угловая скорость вращения колеса (без учета проскальзывания) связана с линейной скоростью колеса выражением:

$$\omega_i^{теор.} = \frac{V_i}{R_{колеса}}. \quad (2.8)$$

Так как расчет производится в относительных единицах, то можно принять, что

$$\omega_i^{теор.} = V_i. \quad (2.9)$$

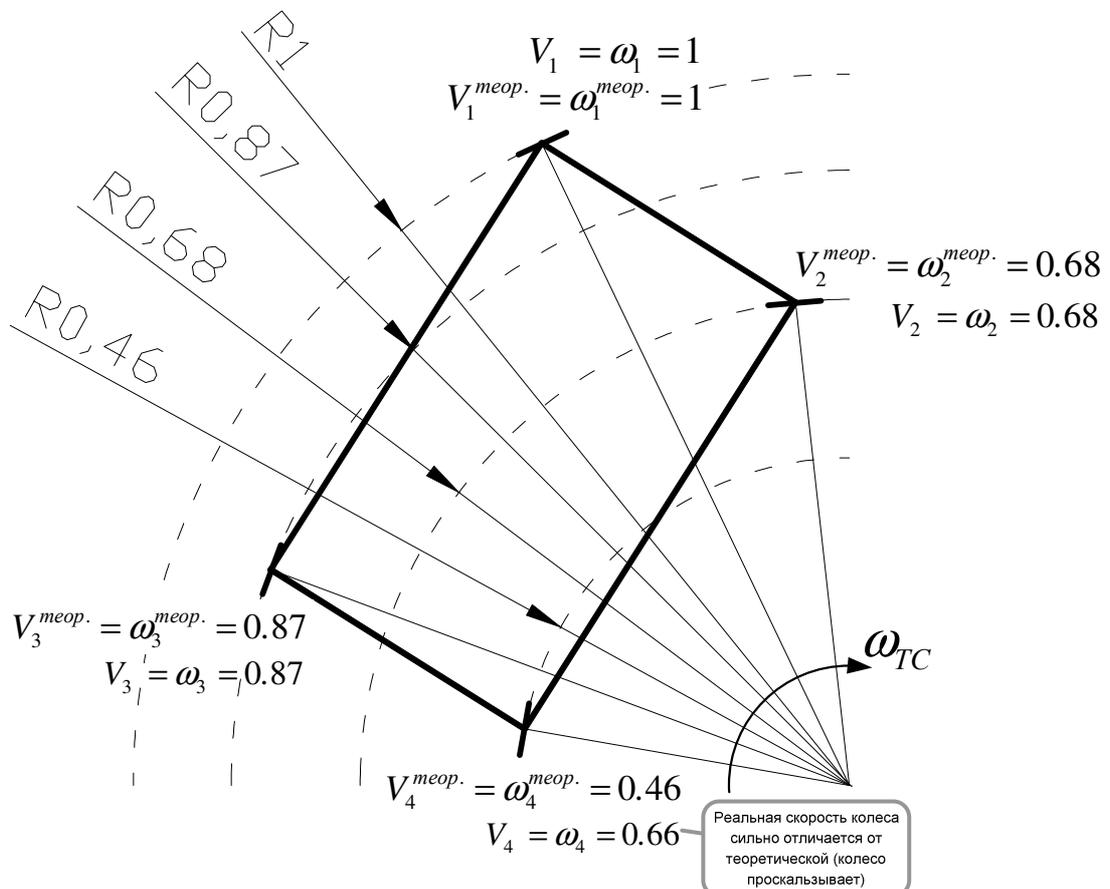


Рис. 2.16. Поворот ТС

Таким образом, имеем теоретические (без учета проскальзывания) угловые скорости колес:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1^{теор.} &= 1 \\ \omega_2^{теор.} &= 0,68 \\ \omega_3^{теор.} &= 0,87 \\ \omega_4^{теор.} &= 0,46 \end{aligned} \right\}. \quad (2.10)$$

Реальные скорости колес ТС могут отличаться от теоретических (проскальзывание колеса относительно дорожного полотна). Так на рис. 2.16 приведен случай проскальзывания четвертого колеса:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_1^{теор.} = 1 \\ \omega_2 &= \omega_2^{теор.} = 0,68 \\ \omega_3 &= \omega_3^{теор.} = 0,87 \\ \omega_4 &= 0,66 \neq \omega_4^{теор.} = 0,46 \end{aligned} \right\}. \quad (2.11)$$

Со стороны БИУС в КВУ передаются коэффициенты относительного значения скорости колеса, представляющие собой отношение радиусов:

$$K\omega_i = \frac{R_i}{R_{max}}, \quad (2.12)$$

где R_i — радиус поворота текущего колеса, R_{max} — максимальный из радиусов поворота колес.

Для данного случая:

$$\left. \begin{aligned} K\omega_1 &= 1 \\ K\omega_2 &= 0,68 \\ K\omega_3 &= 0,87 \\ K\omega_4 &= 0,46 \end{aligned} \right\}. \quad (2.13)$$

В этом случае, так как $R_{max} = 1$, коэффициенты $K\omega_i$ совпали по значению $\omega_i^{теор.}$.

Согласно предложенному алгоритму, из полученных коэффициентов находим среднее значение:

$$K_{cp.} = \frac{\sum_{i=1}^n K_{\omega i}}{n} = \frac{1 + 0,68 + 0,87 + 0,46}{4} = 0,7525. \quad (2.14)$$

Коэффициент $K_{cp.}$ определяет среднюю скорость ТС (теоретическую).

Далее находим вспомогательное нормированное значение коэффициентов от-

носительного значения скорости по формуле $K_{\omega i}^{норм} = \frac{K_{\omega i}}{K_{cp.}}$:

$$\left. \begin{aligned} K_{\omega 1}^{норм} &= \frac{1}{0,7525} = 1,33 \\ K_{\omega 2}^{норм} &= \frac{0,68}{0,7525} = 0,9 \\ K_{\omega 3}^{норм} &= \frac{0,87}{0,7525} = 1,16 \\ K_{\omega 4}^{норм} &= \frac{0,46}{0,7525} = 0,61 \end{aligned} \right\}. \quad (2.15)$$

Коэффициент $K_{\omega i}^{норм}$ показывает во сколько раз скорость i -го колеса больше средней скорости ТС.

Таким образом, зная во сколько раз скорость колеса отличается от средней скорости и, зная, что колесо не имеет проскальзывания (для данного колеса АБС и ПБС находятся в состоянии «бездействие»), можно вычислить среднюю скорость ТС, зная скорость только одного колеса по формуле:

$$\omega_{cp.i} = \frac{\omega_i}{K_{\omega i}^{норм}}. \quad (2.16)$$

Зная измеренные фактические скорости колес, по каждой из этих скоростей можно вычислить среднюю скорость ТС. В данном случае в расчете будут участвовать лишь 3 колеса, т.к. система ПБС должна зафиксировать проскальзывание 4-го колеса и исключить его из расчета скорости:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{cp.1} &= \frac{1}{1,33} = 0,75 \\ \omega_{cp.2} &= \frac{0,68}{0,9} = 0,75 \\ \omega_{cp.3} &= \frac{0,87}{1,16} = 0,75 \end{aligned} \right\}. \quad (2.17)$$

Как видно, при условии отсутствия проскальзывания колес из скорости каждого колеса можно найти среднюю скорость ТС, и она оказывается одинаковой.

Далее, для повышения точности производится усреднение результатов независимого определения средней скорости ТС:

$$\omega_{cp.} = \frac{\omega_{cp.1} + \omega_{cp.2} + \omega_{cp.3}}{3} = 0.75. \quad (2.18)$$

Таким образом, с помощью предлагаемого алгоритма для правильного вычисления средней скорости ТС достаточно знать скорость хотя бы **1-го** любого колеса, движущегося без проскальзывания (2.16). Причем, чем больше колес участвует в расчете, тем выше точность определения скорости ТС по (2.18).

2.4. Выводы по главе

Для гибридных транспортных средств произведена классификация состава электрооборудования и представлены варианты их функциональных схем. Разработан и реализован алгоритм энергетического баланса в гибридной трансмиссии с общим промежуточным звеном постоянного тока, обеспечивающий автономную работу всех устройств трансмиссии и корректировку их производительности в зависимости от напряжения звена постоянного тока.

Обоснован необходимый набор коммуникационных сетей для организации управления и наладки оборудования трансмиссии в нормальных и аварийных режимах, обеспечивающий трехкратное резервирование основных функций.

Разработаны и реализованы алгоритмы систем помощи водителю, такие как АБС, ПБС, система распределения моментов и тормозных усилий для многоколесных транспортных средств с приводом на каждое колесо.

ГЛАВА 3. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ И СКОРОСТИ РОТОРА В ТЯГОВОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Неотъемлемой частью любых систем качественного управления моментом являются системы измерения скорости и положения. Тяговый электропривод требует обязательного наличия в системе датчика положения. Если в общепромышленном электроприводе часто обходятся бездатчиковыми методами, построенными по принципу выделения противо-ЭДС, то для тягового электропривода требуется работа, в том числе, на нулевых скоростях, где противо-ЭДС отсутствует. Поэтому датчик положения ротора (ДПР) является неотъемлемой частью любого тягового привода.

Вместе с тем, датчик усложняет конструкцию электрической машины и снижает общую надежность системы, поэтому в последнее время ведутся активные исследования в области самосенсорных систем управления, когда датчиком выступает сам двигатель. Это может быть измерение его магнитной анизотропии в реальном времени или использование двигателей с регулируемым возбуждением в качестве синусно-косинусных вращающихся трансформаторов.

В данной главе рассмотрены вопросы обработки сигналов ДПР, выполненных на эффекте Холла, инкрементальных датчиков положения (ИДПР) и синусно-косинусных инкрементальных датчиков положения. Кроме того, рассмотрены вопросы построения самосенсорных систем управления для ВИД и ВИДНВ.

3.1. Обработка сигналов датчика на элементах Холла

Для синхронных машин, не требующих высоких показателей по качеству регулирования скорости, часто используют датчики положения ротора на базе элементов, работающих на эффекте Холла. Такие датчики в стандартной конфигурации формируют три сдвинутых на 120 электрических градусов мандра, как показано на рис. 3.1.

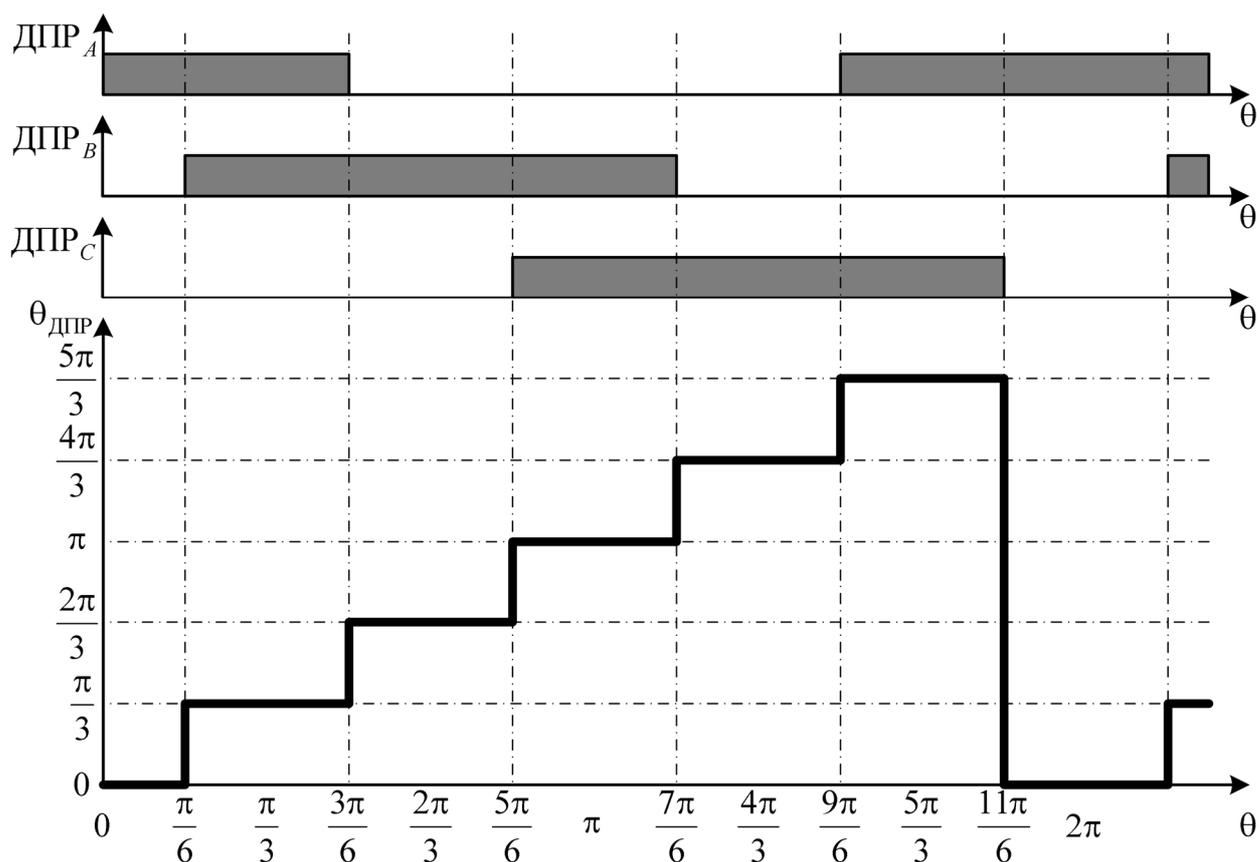


Рис. 3.1. Выходные сигналы датчика положения ротора с тремя элементами Холла

Точность определения положения для остановленного привода и низких скоростей составляет $\pm 30^\circ$. Для тяговых электроприводов при использовании редуктора этой точности, как правило, достаточно, хотя определенные проблемы могут возникать в остановленном положении из-за дискретного переключения угла и возможного «дрожания» момента колеса в таком режиме.

На больших скоростях угловое положение экстраполируют внутри одного шага, повышая разрешение для более точного определения угла, используемого в координатных преобразованиях. Следует отметить, что из-за погрешностей установки элементов датчика существуют две основные погрешности:

- сигнал имеет отличающуюся от 50% скважность,
- сигналы могут быть смещены не на 120 электрических градусов.

Эти погрешности накладывают ограничения на алгоритмы измерения скорости и экстраполяции угла. Так, для измерения скорости должен

использоваться один и тот же фронт одного элемента датчика, так как положение остальных фронтов строго не определено. Экстраполяция положения также должна производиться от этого угла на всём электрическом обороте.

Для обработки сигналов такого датчика используются входы захвата событий (Capture Unit) микроконтроллера. Так как в процессе переключения сигнала датчика возможен дребезг сигнала, особенно на малых и около нулевых скоростях, то рекомендуется реализовать дискретный автомат путем блокировки лишних прерываний модуля захвата. Например, для состояния датчика, соответствующего нулевому положению, следует разрешить прерывания по переднему фронту сигналов B и C . Причем приход переднего фронта по фазе B свидетельствует о положительном направлении вращения, в то время как приход переднего фронта по фазе C — об отрицательном.

При возникновении одного из этих событий вызывается соответствующее прерывание, и система прерываний перенастраивается на ожидание следующих событий. При этом множественные срабатывания захвата сигналов ввиду дребезга должны быть проигнорированы и в памяти сохранено время последнего из событий.

По мере перехода от одного состояния к другому дискретный автомат проходит полный оборот и, в очередной раз выходя из состояния нулевого угла, измерительная система имеет уже два времени прихода текущего фронта сигнала и время его поступления на предыдущем обороте. Средняя скорость может быть рассчитана по формуле:

$$\omega_{\text{эл}} = 2\pi \frac{f_{\text{CPU}}}{t[k] - t[k-1]}, \quad (3.1)$$

где $t[k]$ и $t[k-1]$ — текущее и предыдущее значения, полученные в модуле захвата по фронту одного типа одной и той же фазы, измеряемые в тактах микроконтроллера, f_{CPU} — частота процессора, если с такой же частотой тактируется модуль захвата (как правило, это так, поскольку частоту тактирования

устройств измерения времени стараются делать выше для увеличения разрешения по времени).

Измерение скорости можно производить не только по нарастающему фронту, например, фазы A . Это можно делать по любой фазе или по нескольким фазам сразу и по нарастающему и спадающему фронту, но всегда по одному и тому же признаку. Так, на одном обороте можно выполнить шесть измерений скорости по двум нарастающим фронтам фазы A , по двум спадающим фронтам фазы B и т.д. Эти скорости по мере их измерения могут быть использованы для экстраполяции углового положения, которая должна выполняться от одного заведомо калиброванного фронта одного из сигналов по формуле:

$$\theta_{\text{эл}} = \omega_{\text{эл}} t, \quad (3.2)$$

где t — время, прошедшее с момента поступления последнего события от калиброванного фронта.

При существенном снижении скорости измерение интервала времени между сигналами одной только фазы становится слишком долгим и скорость за это время может измениться существенно.

3.2. Измерение скорости в системах с инкрементальным датчиком положения

Электроприводы с векторным управлением требуют измерения как положения, так и скорости. Для определения положения и скорости часто применяют инкрементальные ДПР, сигналы которых, будучи обработанными встроенным в современные микроконтроллеры модулем квадратурного декодирования, позволяют получать положение вала двигателя в любой момент времени. Измерение же скорости производится путем дифференцирования положения во времени. Хотя современные микроконтроллеры позволяют «облегчить» процедуру дифференцирования положения аппаратными способами, готового качественного решения нет, и в рамках этого раздела приводится решение, обладающее максимально возможным разрешением при заданной полосе пропускания измерителя скорости.

Электропривод можно представить в виде структуры рис. 3.2, которая существенно упрощена. Инвертор представлен в виде экстраполятора нулевого порядка с постоянной времени, равной частоте ШИМ. Электродвигатель имеет собственную механическую постоянную времени, которая определяется моментом инерции. Постоянные времени остальных элементов зависят от реализации системы управления. Как показано на рис. 3.2, задержка в измерении тока обычно составляет половину периода ШИМ, если токи преобразуются АЦП в середине периода ШИМ. Быстродействие контура тока ограничено этими задержками в инверторе и измерении тока, и для стандартной настройки регуляторов тока может быть представлено инерционным звеном с постоянной времени, равной удвоенному периоду ШИМ.

Как и измерение тока, измерение скорости имеет задержку и вместе с постоянной времени контура тока эта задержка ограничивает быстродействие контура скорости, поэтому задержка в измерении скорости должна быть как можно меньше.

Проблему точного измерения скорости независимо друг от друга решили в 1982 году Ц. Омаэ (Tsutomu Ohmae) [79] и в 1983 — Р. Бонерт (Richard Bonert) [29], которые предложили М/Т-метод и метод постоянной времени измерения (СЕТ — Constant Elapse Time). Оба метода практически идентичны и имеют одинаковую точность. Они были реализованы еще в то время на микроконтроллерных и микропроцессорных системах. Полученные результаты полностью решили проблему измерения скорости, когда микроконтроллеры прорвались на рынок в 1990-х годах, эти методы были забыты на много лет и эпизодически цитировались в непрофильных публикациях. Имеется лишь несколько упоминаний данных статей в 1990-е годы, как например, [43], где алгоритм реализуется на специализированной логической микросхеме. Единственная разница между исходным методом и версией для специальной логики заключается в том, что исходный алгоритм использует минимальное значение для изменения приращения пути, в то время как модифицированный метод 1996-го года предлагает изменять приращение кратно степени числа два.

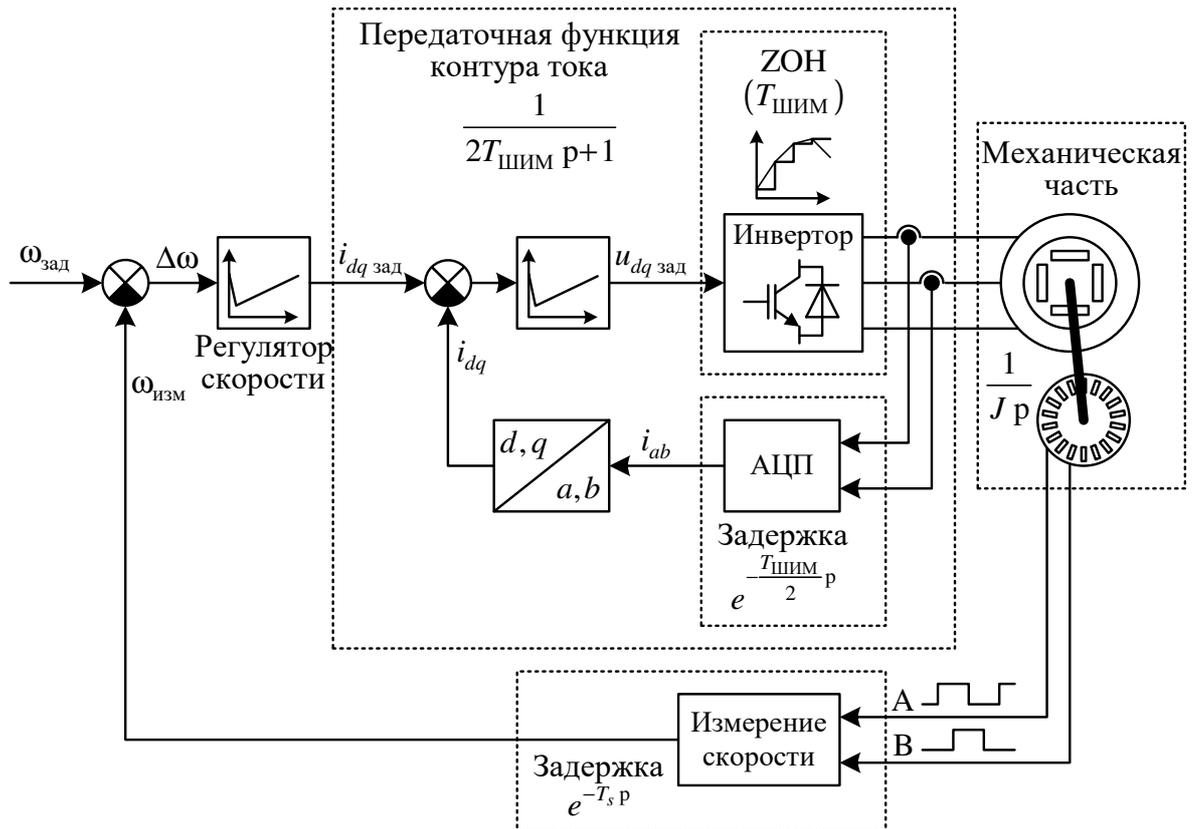


Рис. 3.2. Типовая структура электропривода с контуром скорости

Очень много исследователей предлагают использовать либо метод подсчета импульсов за период времени (частотный метод), либо измерять время между двумя соседними проходящими импульсами (метод измерения периода). Во многих статьях 1990-х годов и даже более поздних [78, 83] рассматривается соединение этих методов, когда более точный на малых скоростях метод измерения периода с ростом скорости подменяется частотным методом с целью увеличения точности. Однако эти методы остались далеки по точности от предложенных ранее. В 1998 году было предложено реализовать метод СЕТ на базе программируемой логической матрицы [69], позже в 2008 году этот же метод был усовершенствован за счет применения более точного измерителя времени с разрешением 400 пс [70].

В [3, 49] было предложено использовать фильтр скользящего среднего, чтобы обработать результаты метода измерения периода и сделать оверсемплинг результата. Это решение по точности сравнимо с методами СЕТ и М/Т, однако сильно загружает микроконтроллер на высоких скоростях, когда

количество измерений скорости на одном шаге контура скорости становится большим. Много измерений скорости должны сохраняться в памяти, затем усредняться, и с ростом скорости требуется больше ресурсов.

Подводя итог, можно утверждать, что увеличение быстродействия контура скорости возможно при снижении времени измерения T_s . В [29] предлагается удерживать время измерения в пределах половины от постоянной времени контура тока. В этом случае, эффект джиттера (фазового дрожания цифрового сигнала данных), проявляющийся от асинхронного (по отношению к периоду ШИМ) принципа измерения скорости становится пренебрежимо малым. Но, в свою очередь, уменьшение времени измерения скорости приводит к росту погрешности измерения времени, поскольку время в микроконтроллерной системе квантовано, а значит, большее время может быть измерено с большей относительной точностью. Таким образом, погрешность измерения скорости становится пропорциональна отношению одного тика таймера к общему количеству сосчитанных тиков таймера за время измерения. Ещё большая точность может быть получена за счет применения программируемых логических матриц с высокой частотой тактирования для часов, однако это решение более дорогое по сравнению с системой, реализованной полностью на одном микроконтроллере.

Чтобы увеличить разрешение измерителя скорости, время измерения должно быть максимально большим. При увеличении времени измерения в два раза, точность измерения скорости увеличивается на один двоичный разряд. Хотя увеличение времени измерения влияет на стабильность контура скорости при одинаковых настройках регулятора, возможно минимизировать задержку путем исключения джиттера. Это можно сделать засинхронизировав измерение скорости с моментом выполнения программного кода регулятора скорости.

3.2.1. Инкрементальные датчики положения

3.2.1.1. Интерфейс между инкрементальным датчиком положения ротора (ИДПР) и микроконтроллером

ИДПР производит последовательность двух сигналов, сдвинутых относительно друг друга на 90° , где фаза сдвига определяется направлением вращения. В самом простейшем случае эти сигналы формируются системой из светодиода, который освещает два фотодиода, отделенных от источника света диском с прорезями. Свет от светодиода проходит через щели датчика и падает на сдвинутые на 90° фотодиоды. Сигналы этих двух фотодиодов формируют последовательности “А” и “В”, когда ДПР вращается. Основным параметром ИДПР — это его разрешение в метках на оборот, которое приводится для каждого из каналов — K .

Эти два сигнала подаются на соответствующие входы микроконтроллера, которые имеют внутреннее подключение к периферийному устройству квадратурного декодирования сигналов (Quadrature Encoder Pulse Module — QEP). Данный периферийный модуль отслеживает нарастающие и спадающие фронты сигналов “А” и “В” и формирует сигнал направления “QDIR” и сигнал счета “QCLK”, которые тактируют счетчик положения $QPOSCNT$, как показано на рис. 4.3. Счетчик положения хранит в себе текущее положение и доступен для считывания в любое время. Счетчик положения отсчитывает каждый фронт квадратурных сигналов, поэтому разрешение в четыре раза больше количества меток:

$$N = 4K. \quad (3.3)$$

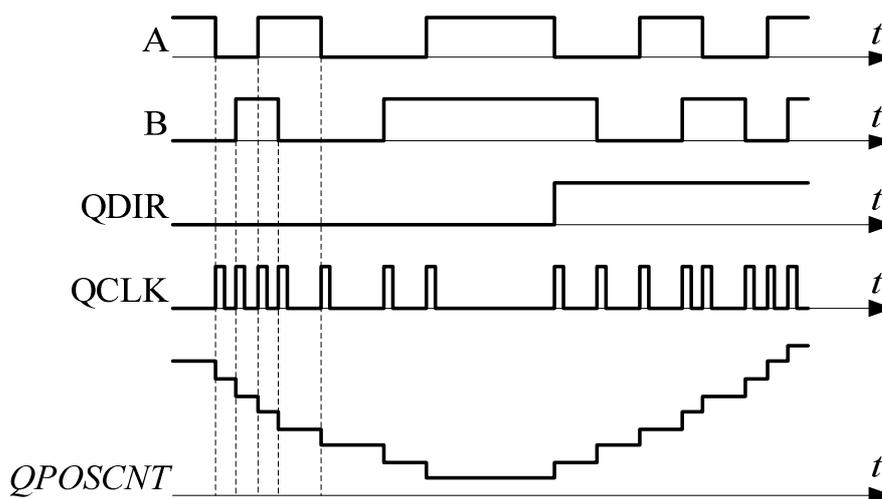


Рис. 3.3. Сверху вниз: последовательность сигналов “А” и “В” при обратном вращении и при смене направления вращения, сигнал направления вращения QDIR, сигнал счета QCLK, значение счетчика положения

3.2.1.2. Погрешности ИДПР

ИДПР подвержены двум основным погрешностям, которыми нельзя пренебречь в процессе измерения скорости. Первая обусловлена тем, что компаратор сигнала фотодиода не бывает настроен так, чтобы формировать скважность ровно 50%. Эта погрешность представлена на рис. 3.4а. Вторая погрешность вызвана неточностью размещения фотодиодов, которую также невозможно обеспечить равной точно 90° . Для большого числа ИДПР эта погрешность может достигать 10° [8], что приводит к смещению сигналов, как показано на рис. 3.4б.

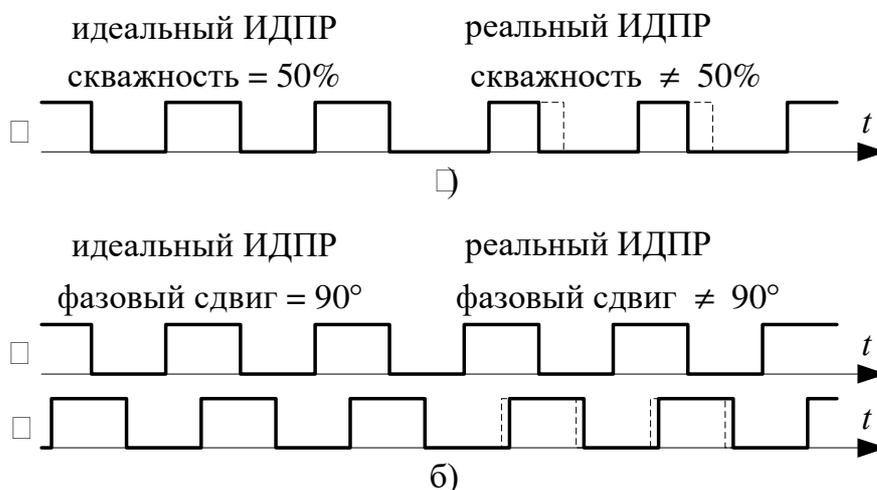


Рис. 3.4. Погрешности ИДПР

3.2.1.3. Измерение времени

Микроконтроллеры имеют таймеры, которые используются для измерения времени. Обычно таймер тактируется с частотой центрального процессорного устройства (ЦПУ), поэтому минимальный квант времени равен одному такту ЦПУ или обратно пропорционален частоте. Например, для микроконтроллера, работающего на частоте 60 МГц, разрешение измерения времени — h составляет 16,67 нс.

3.2.2. Обзор методов измерения скорости

3.2.2.1. Частотный метод

Частотный метод [31] считает величину приращения счетчика положения (или число импульсов, поступивших от ИДПР) за определенное время измерения T_s . Скорость рассчитывается по формуле:

$$n_{\text{ч}} = \frac{60}{T_s} \cdot \frac{\Delta c}{N}, \quad (3.4)$$

где Δc — число импульсов сигнала QCLK, поступившее за время T_s .

Этот простой метод имеет два главных недостатка:

1) Чем меньше время измерения и выше полоса пропускания измерителя f_s , тем меньше число импульсов, пришедших за это время с ИДПР, и, соответственно, выше ошибка измерения скорости.

2) Чем меньше скорость двигателя, тем меньшее число пульсов приходит с датчика за одинаковое время, и выше относительная погрешность измерения, которую можно оценить как:

$$\delta n_{\text{ч}} = \frac{60}{T_s n N} = \frac{60 f_s}{n N}; \quad (3.5)$$

зато абсолютная погрешность от скорости не зависит и определяется:

$$\Delta n_{\text{ч}} = \frac{60}{T_s N} = \frac{60 f_s}{N}. \quad (3.6)$$

Например, для ИДПР с числом импульсов 4000 на один оборот и частотой измерения 2 кГц абсолютная ошибка составит:

$$\Delta n_{\text{ч}} = \frac{60 \cdot 2000}{4000} = 30 \text{ об/мин.} \quad (3.7)$$

Пример, поясняющий высокую погрешность метода на низких скоростях, показан на рис. 3.5. При вращении на постоянной скорости за определенный период времени приходит 6 или 7 счетных импульсов, соответственно максимальная относительная ошибка будет приблизительно 17%.

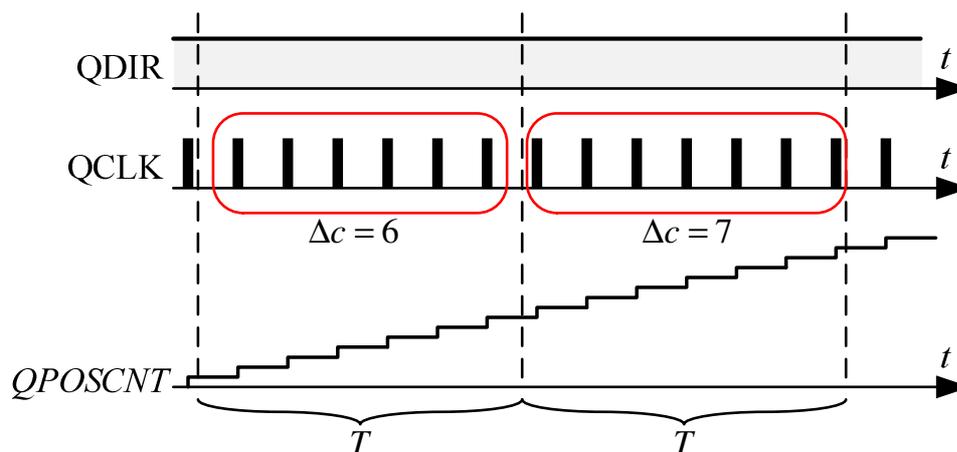


Рис. 3.5. Измерение скорости частотным методом

3.2.2.2. Определение скорости методом измерения периода

В методе измерения периода производится измерение времени, требующегося для поворота на определенный угол (или число импульсов). Угол представляется целым числом импульсов Δc сигнала QCLK. Рекомендуется [83] выбирать приращения угла кратные четырем, так как в этом случае компенсируются все погрешности датчика, описанные выше. Определение скорости может выполняться по одному фронту одного сигнала, остальные фронты могут быть игнорированы измерителем скорости, хотя для определения положения по-прежнему можно использовать информацию обоих сигналов.

Для приращения угла $\Delta c = 4$ частота вращения определяется по формуле:

$$n_{\text{н}} = \frac{60 \cdot 4}{\Delta t \cdot N}, \quad (3.8)$$

где Δt — это время, потраченное для поворота на заданный угол. С ростом скорости Δt уменьшается, как показано на рис. 3.6. Эта величина может быть выражена из скорости как:

$$\Delta t = \frac{60 \cdot 4}{n \cdot N}. \quad (3.9)$$

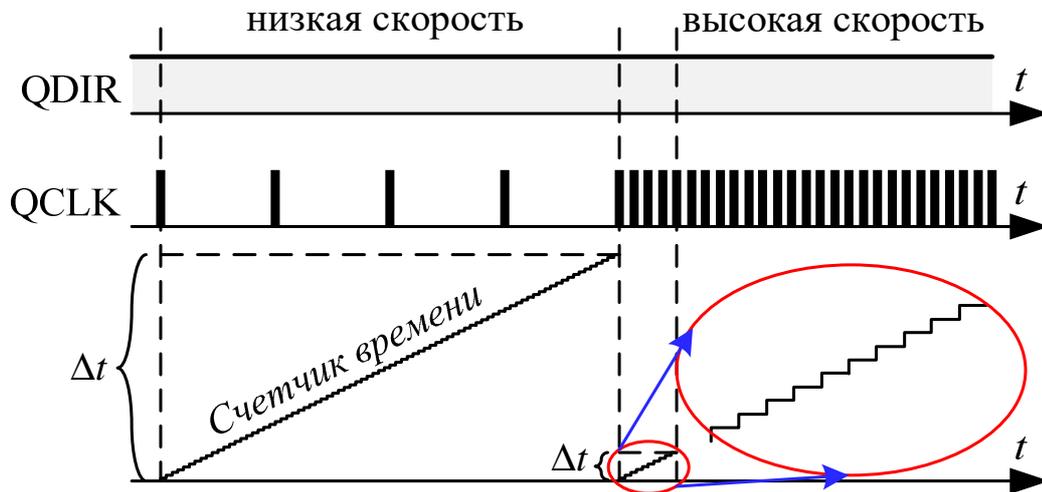


Рис. 3.6. Определение скорости методом измерения периода

Очевидно, что чем выше частота процессора f_{CPU} и, соответственно, частота тактирования счетчика времени, тем выше точность измерения Δt . Относительная ошибка измерения может быть представлена как:

$$\delta n_{\pi} = \frac{h}{\Delta t} = \frac{h \cdot n \cdot N}{60 \cdot 4}. \quad (3.10)$$

Например, если использовать ИДПР с 1000 метками или 4000 импульсами на оборот, то для двигателя автомобиля Tesla, способного работать на скоростях выше 10000 об/мин, частота измерений составит 167 кГц при работе кратно четырем импульсам. Тогда относительная и абсолютная погрешности для микроконтроллера, работающего с частотой 60 МГц, составят:

$$\delta n_{\pi} = \frac{1}{60\,000\,000} \frac{10\,000 \cdot 1000}{60} = 0.28\%, \quad (3.11)$$

$$\Delta n_{\pi} = \delta n_{\pi} \cdot n = 0.28\% \cdot 10\,000 = 28 \text{ об/мин}. \quad (3.12)$$

3.2.2.3. Комбинированный метод и его точность

Чтобы уменьшить погрешность частотного метода на низких скоростях и метода измерения периода на высоких во многих работах, например [78, 83], предлагается производить переключение между методами на некоторой оптимальной скорости, которая может быть получена из уравнений (3.10) и (3.5):

$$\frac{60}{T_s \cdot n \cdot N} = \frac{h \cdot n \cdot N}{60 \cdot 4}, \quad (3.13)$$

что после упрощения дает выражение для оптимальной скорости переключения:

$$n_{\text{опт}} = \frac{2 \cdot 60}{N \sqrt{h \cdot T_s}}, \quad (3.14)$$

с относительной погрешностью:

$$\delta n_{\text{опт}} = \frac{60}{T_s n_{\text{опт}} N} = \frac{h \cdot n_{\text{опт}} N}{60 \cdot 4} = \sqrt{\frac{h}{4T_s}}. \quad (3.15)$$

3.2.2.4. Метод постоянного времени измерения с масштабируемым приращением угла

Для упрощения реализации метода СЕТ на логических схемах он был модернизирован [43, 10, 69], и приращение угла всегда выбирается кратным степени числа два — $\Delta c = \{4, 8, 16, 32, 64 \dots\}$. Каждый раз, когда скорость растет в два раза, в два раза увеличивается приращение угла, что оставляет время измерения в рамках определенного диапазона. Для этого метода максимальная относительная погрешность определяется как отношение кванта времени к минимальному времени измерения:

$$\delta n_{\text{max}} = \frac{h}{T_{s \text{ min}}}. \quad (3.16)$$

Максимальная абсолютная ошибка составит:

$$\Delta n_{\text{max}} = \frac{h}{T_{s \text{ min}}} n. \quad (3.17)$$

Так как приращение угла кратно степени числа два, то максимальное время измерения будет в два раза больше минимального (см. рис 3.7). Поэтому для одного и того же заданного максимального времени измерения разрешение будет на один бит ниже, чем для метода СЕТ или М/Т на высоких скоростях.

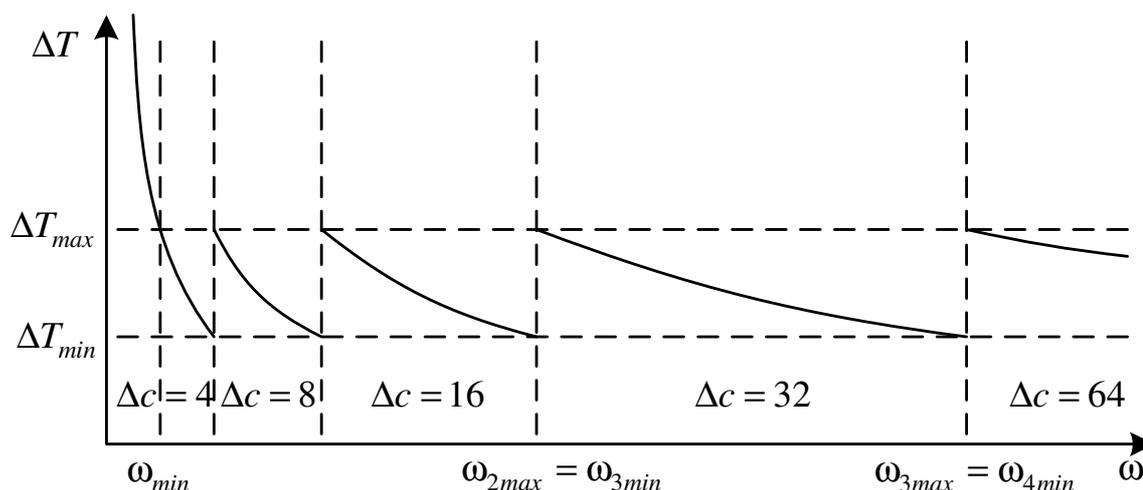


Рис. 3.7. Зависимость времени измерения от скорости для масштабируемого метода СЕТ

3.2.2.5. Метод постоянного времени измерения

Метод СЕТ дает наиболее точный результат измерения во всём диапазоне скоростей. В отличие от его модификаций, где приращение угла изменяется кратно степени числа два, здесь приращение инкрементируется последовательно на четыре импульса, хотя для низких скоростей допустимо снижение приращения ниже четырех. Метод обеспечивает более стабильное время измерения (см. рис. 3.8) и, следовательно, предсказуемую точность на высоких скоростях вращения.

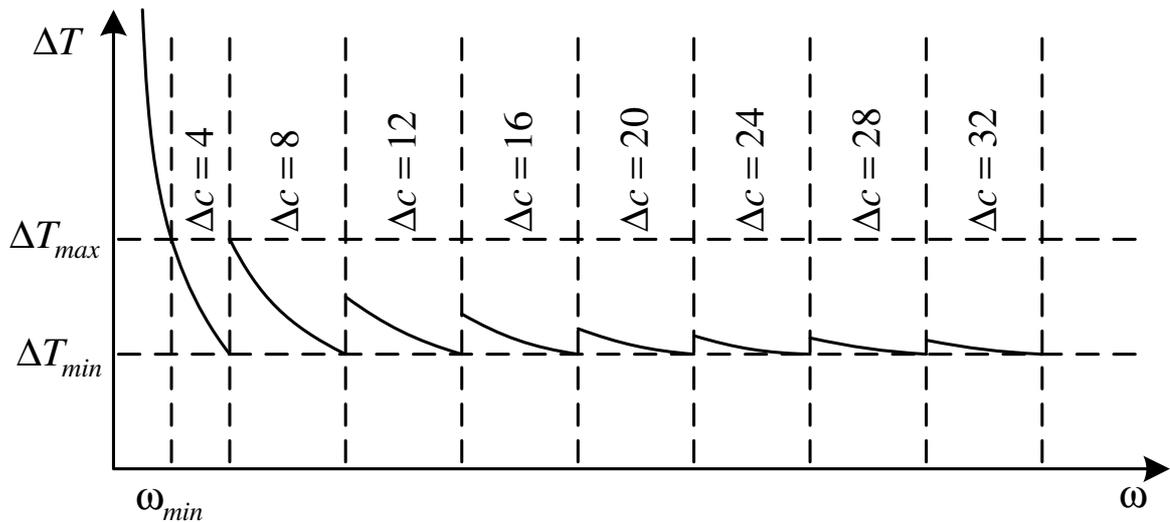


Рис. 3.8. Зависимость времени измерения от скорости для метода постоянного времени измерения

3.2.2.6. Метод измерения частоты с усреднением

Этот метод [49] вычисляет среднее значение от S измерений, произошедших за заданное время:

$$n_{\text{cp}} = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S n_{\text{п}}(i). \quad (3.18)$$

Это выражение может быть упрощено до:

$$n_{\text{cp}} = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S \left(\frac{60}{\Delta t(i)} \cdot \frac{4}{N} \right) = \frac{4 \cdot 60}{S \cdot N \cdot \sum_{i=1}^S \Delta t(i)}, \quad (3.19)$$

в котором отсутствуют множественные операции деления. Точность данного метода аналогична методу СЕТ, поскольку результат многократно усреднен (проведен оверсемплинг), и максимальная ошибка измерения равна одному кванту времени h при том же времени измерения, что и в методе СЕТ. Однако метод требует проведения накопления результатов промежуточных измерений, что для датчиков высокого разрешения приводит к перегрузке микроконтроллера большим числом прерываний.

3.2.3. Синхронизированный метод постоянного времени измерения

Как уже было сказано выше, главный недостаток рассмотренных классических методов высокой точности в том, что они работают в ожидании прохождения заданного пути, а, следовательно, результаты измерения поступают в систему управления асинхронно с работой контура регулирования скорости. Само измерение может быть предсказано и можно задать такое приращение угла, чтобы измерение произошло непосредственно перед вызовом регулятора скорости. Однако при скачках нагрузки предсказание может не сбыться, и измерение может произойти раньше, что не является проблемой, а может и опоздать, что приведет к пропуску в системе регулирования скорости. Таким образом, в рамках данного исследования была решена задача модификации алгоритма измерения скорости с управляемого событием на «готовый по запросу».

ИДПР производит последовательность двух сигналов, которые аппаратно преобразуются в положение периферийным устройством контроллера. Обычно такое устройство может измерять время между импульсами, но не может измерять абсолютное время прихода импульса. Для измерения абсолютного времени следует использовать модуль захвата, к которому нужно подключить сигналы датчика в параллель с подключением к модулю квадратурного декодирования, как показано на рис. 3.9.

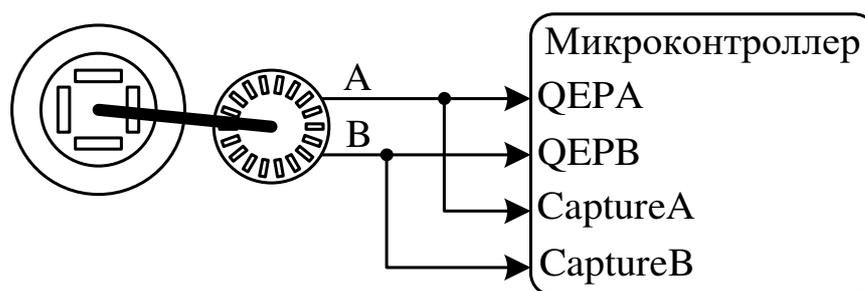


Рис. 3.9. Подключение ИДПР к микроконтроллеру

Во время выполнения программного кода контура скорости для чтения доступна актуальная информация по положению в импульсах s и направление вращения. Модуль захвата содержит информацию о последних нарастающем и спадающем фронтах сигналов “А” и “В”. Текущее состояние сигналов s

ИДПР получено с регистров цифрового ввода/вывода. Таким образом, в момент, когда необходимо измерить скорость, доступны следующие данные:

- текущее положение в импульсах QCLK — $c[k]$;
- направление вращения;
- четыре времени, когда возникали нарастающие фронты сигналов $t_{AR}[k]$, $t_{BR}[k]$ и их спадающие фронты $t_{AF}[k]$, $t_{BF}[k]$;
- текущее состояние сигналов датчика.

Скорость может быть определена по выражению:

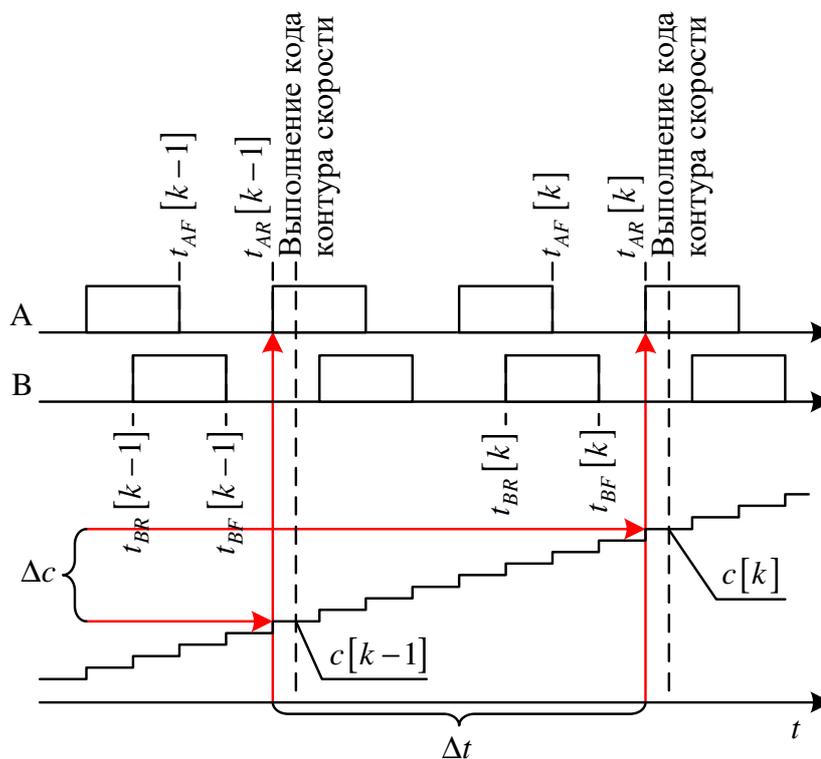
$$n = \frac{60}{N} \cdot \frac{\Delta c}{\Delta t}, \quad (3.20)$$

где Δc — приращение угла для текущего измерения скорости, а Δt — время измерения. Чтобы исключить погрешности датчика, приращение угла должно быть кратным четырем импульсам для всех случаев, когда положение между двумя измерениями скорости меняется более чем на три импульса QCLK. На рис. 3.10 приведено два примера расчета приращения угла и времени измерения для разных случаев.

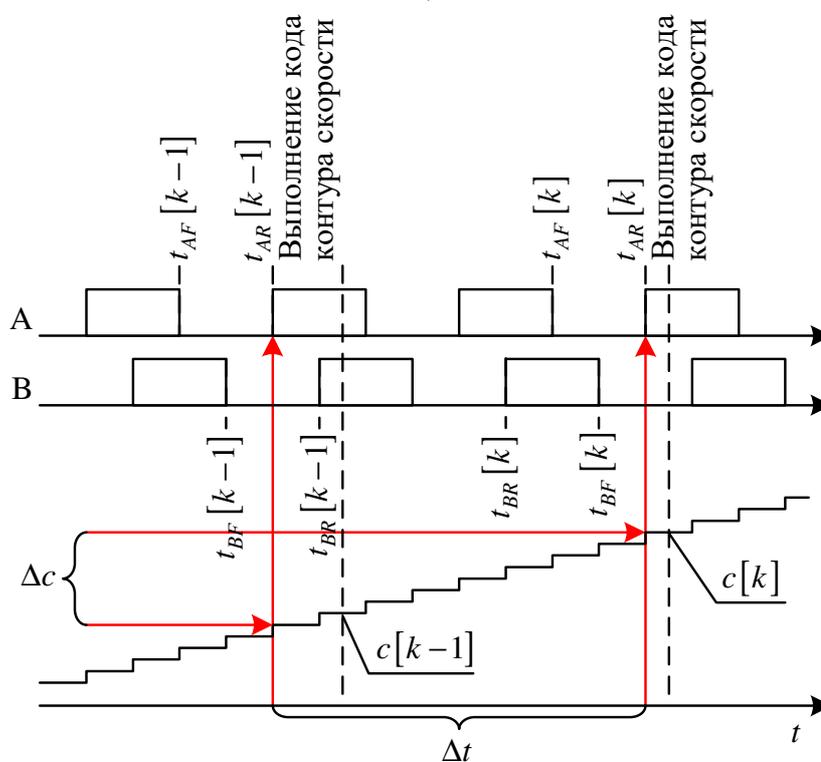
Первый случай, когда состояние входов во время двух последовательных измерений скорости, совмещенных с работой контура скорости, одинаковое (см. рис. 3.10а). Разница между положением в настоящий момент и положением в предыдущее измерение кратна четырём. Время измерения в этом случае является разницей между текущим временем возникновения нарастающего фронта сигнала “А” $t_{AR}[k]$ и предыдущим временем того же фронта $t_{AR}[k-1]$.

Второй пример показывает ситуацию, когда состояние датчика на текущем и предыдущем измерениях разное (рис. 3.10б). Время измерения может быть вычислено аналогично первому случаю, однако приращение угла необходимо скорректировать, прибавив к нему один дополнительный импульс QCLK, чтобы оно соответствовало разнице положений для данного времени

измерения. Аналогичным образом сформулированы правила для всех сочетаний состояний датчика и сведены в таблицу 3.1.



a)



б)

Рис. 3.10. Примеры вычисления приращения угла и времени измерения для разных случаев синхронизированного метода

Для приращений угла менее четырёх импульсов становится невозможно измерить скорость, не увеличивая время измерения или не компенсируя погрешности датчика. На рис. 3.11 приведен пример для приращения равного трём. Для этого случая либо разница между текущим нарастающим фронтом сигнала “А” и предыдущим нарастающий фронтом сигнала “В” совместно с приращением положения на три импульса должна использоваться для измерения скорости, либо время измерения должно быть увеличено и приращение взято равным четырём, а время взято между последовательными нарастающими фронтами сигнала “А”. Во втором случае полоса пропускания измерителя скорости будет снижена относительно её заданного значения. Аналогичные правила были получены для обратного направления вращения.

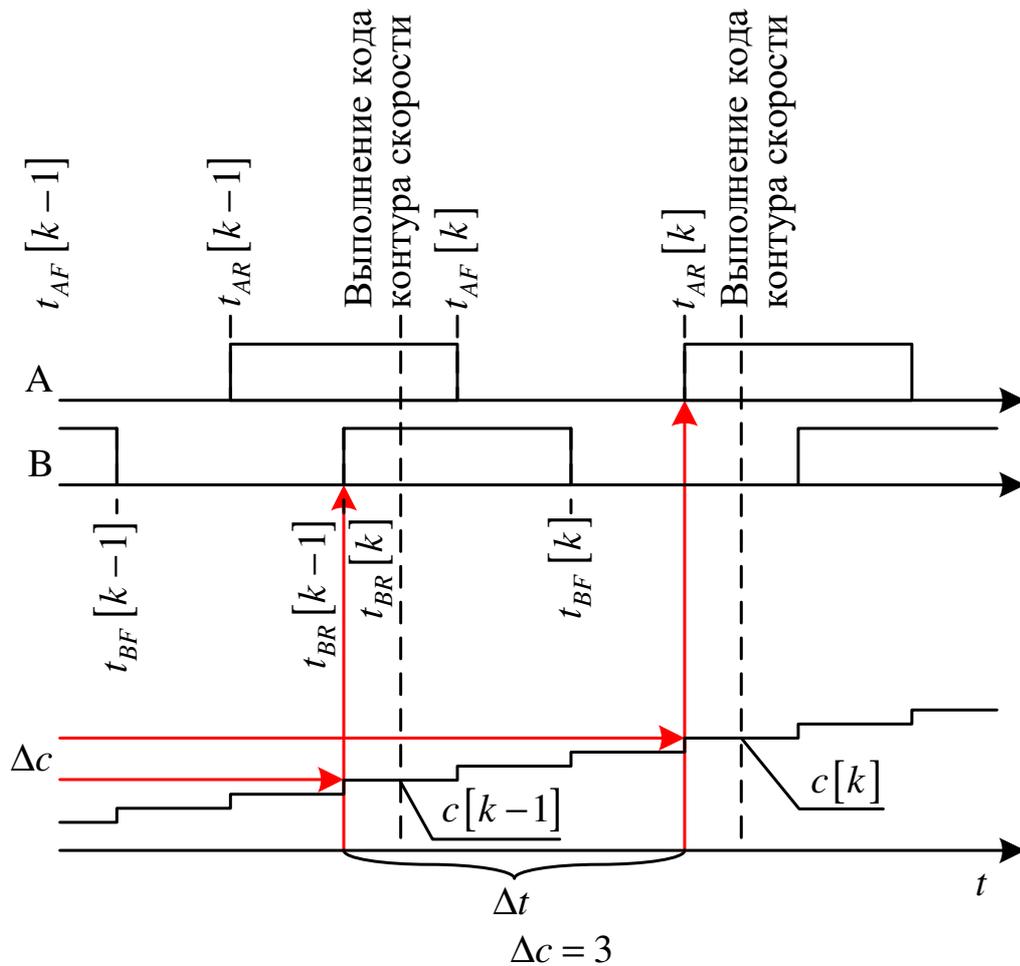


Рис. 3.11. Иллюстрация расчета времени измерения для приращения угла в три импульса

Таблица 3.1. Уравнения расчета приращения угла и времени измерения

Направление	Приращение угла $c[k]-c[k-1]$	k		k-1		Δc	Δt	
		A	B	A	B			
Вперед	>3	1	0	1	0	$c[k]-c[k-1]$	$t_{AR}[k]-t_{AR}[k-1]$	
				1	1	$c[k]-c[k-1]+1$		
				0	1	$c[k]-c[k-1]+2$		
				0	0	$c[k]-c[k-1]+3$		
		1	1	1	0	$c[k]-c[k-1]+3$	$t_{BR}[k]-t_{BR}[k-1]$	
				1	1	$c[k]-c[k-1]$		
				0	1	$c[k]-c[k-1]+1$		
				0	0	$c[k]-c[k-1]+2$		
		0	1	1	0	$c[k]-c[k-1]+2$	$t_{AF}[k]-t_{AF}[k-1]$	
				1	1	$c[k]-c[k-1]+3$		
				0	1	$c[k]-c[k-1]$		
				0	0	$c[k]-c[k-1]+1$		
	0	0	1	0	$c[k]-c[k-1]+1$	$t_{BF}[k]-t_{BF}[k-1]$		
			1	1	$c[k]-c[k-1]+2$			
			0	1	$c[k]-c[k-1]+3$			
			0	0	$c[k]-c[k-1]$			
	=3		1	0	1	1	3	$t_{AR}[k]-t_{BR}[k-1]$
			1	1	0	1		$t_{BR}[k]-t_{AF}[k-1]$
			0	1	0	0		$t_{AF}[k]-t_{BF}[k-1]$
			0	0	1	0		$t_{BF}[k]-t_{AR}[k-1]$

Направление	Приращение угла $c[k] - c[k-1]$	k		k - 1		Δc	Δt	
		A	B	A	B			
	=2	1	0	0	1	2	$t_{AR}[k] - t_{AF}[k-1]$	
		1	1	0	0		$t_{BR}[k] - t_{BF}[k-1]$	
		0	1	1	0		$t_{AF}[k] - t_{AR}[k-1]$	
		0	0	1	1		$t_{BF}[k] - t_{BR}[k-1]$	
	=1	1	0	0	0	1	$t_{AR}[k] - t_{BF}[k-1]$	
		1	1	1	0		$t_{BR}[k] - t_{AR}[k-1]$	
		0	1	1	1		$t_{AF}[k] - t_{BR}[k-1]$	
		0	0	0	1		$t_{BF}[k] - t_{AF}[k-1]$	
	0	0	x	x	x	0	∞	
	Назад	Аналогично						

Сначала алгоритм анализирует направление вращения, затем приращение угла. В зависимости от приращения угла алгоритм разделяется на несколько ветвей для 0, 1, 2, 3 и больших приращений. Для приращения равного нулю детектируется нулевая скорость. Для ветвей с приращениями 1, 2 и 3 уравнения для времени измерения определяются только текущим состоянием сигналов ИДПР. Для больших приращений время измерения зависит от текущего состояния сигналов ИДПР и не зависит от предыдущего, но приращение угла должно быть скорректировано в соответствии с предыдущим состоянием датчика.

Аналогичным образом можно определить правила для малых приращений угла, если допустимо увеличение времени измерения и, соответственно, уменьшение полосы пропускания.

3.2.4. Экспериментальные испытания синхронизированного измерения скорости

3.2.4.1. Экспериментальная установка

Для повышения наглядности результатов испытания проводились на электроприводе малой мощности, включающем в себя инвертор с питанием напряжением 28 В типа DRV8302-НС-C2-KIT от компании Texas Instruments. Контроллер системы управления реализован на базе микроконтроллера TMS320F28035, работающего на частоте 60 МГц. Этот микроконтроллер имеет один модуль захвата, поэтому алгоритмы измерения скорости были адаптированы для работы с единственным сигналом канала “А” с ИДПР. Инвертор питает СДПМ с двумя парами полюсов, номинальный действующий ток 6 А, а максимальная скорость 5000 об/мин. На валу электродвигателя установлен оптический ИДПР HEDM-5500#B06 с 1000 меток на оборот. Внешний вид экспериментальной установки показан на рис. 3.12.



Рис. 3.12. Экспериментальная установка с СДПМ

Система управления реализована на языке Си в среде Code Composer Studio IDE и представляет собой систему векторного управления (СВУ) с контуром тока, работающим на частоте 10 кГц. Система содержит два регулятора тока по продольной и поперечной осям ПИ типа, регулятор скорости пропорционального типа с коэффициентом усиления $0,08 \frac{\text{А}}{\text{об/мин}}$. Выход регулятора скорости ограничен на уровне $\pm 10 \text{ А}$. Частота вызова регулятора скорости 2 кГц. Это существенно меньше частоты контура тока, однако при таком сочетании можно более явно показать разницу между исходным методом с постоянным временем измерения и синхронизированным.

Экспериментальные данные получены с помощью цифрового осциллографа, реализованного внутри системы управления на базе модуля DLOG из пакета библиотек Control Suite от компании Texas Instruments.

Реализация синхронизированного метода СЕТ на языке ассемблера требует порядка 5 мкс процессорного времени на микроконтроллере с частотой 60 МГц и 13 мкс при реализации на языке Си.

3.2.4.2. Пуск двигателя

Переходный процесс пуска двигателя со стандартным методом постоянного времени измерения представлен на рис. 3.13. Задание скорости изменяется скачком от нуля до 2000 об/мин. В результате регулятор скорости попадает в насыщение и формирует задание тока по поперечной оси равное 10 А, в результате чего электродвигатель разгоняется с примерно постоянным ускорением. В момент времени приблизительно равный 4 мс происходит первое измерение скорости. Регулятор скорости выполняется каждые 500 мкс и каждый вызов задание тока поперечной оси обновляется. С ростом скорости время измерения остается приблизительно постоянным и держится в районе 30 000 тактов ЦПУ или 5 мкс. Чтобы удерживать время измерения около этого значения, алгоритм СЕТ постоянно изменяет заданное приращение угла, однако измерительная система работает асинхронно с регулятором скорости,

поэтому измерение может происходить в любой момент времени. Таким образом, регулятор скорости использует сигнал обратной связи, имеющий переменную задержку, которая максимально может равняться 5 мкс.

Когда привод достигает заданной скорости, и регулятор скорости выходит из насыщения и начинает работать, в переходном процессе, как по току, так и скорости, видны значительные колебания. Они обусловлены слишком большим коэффициентом усиления регулятора скорости для этой задержки в цепи обратной связи и для данного момента инерции.

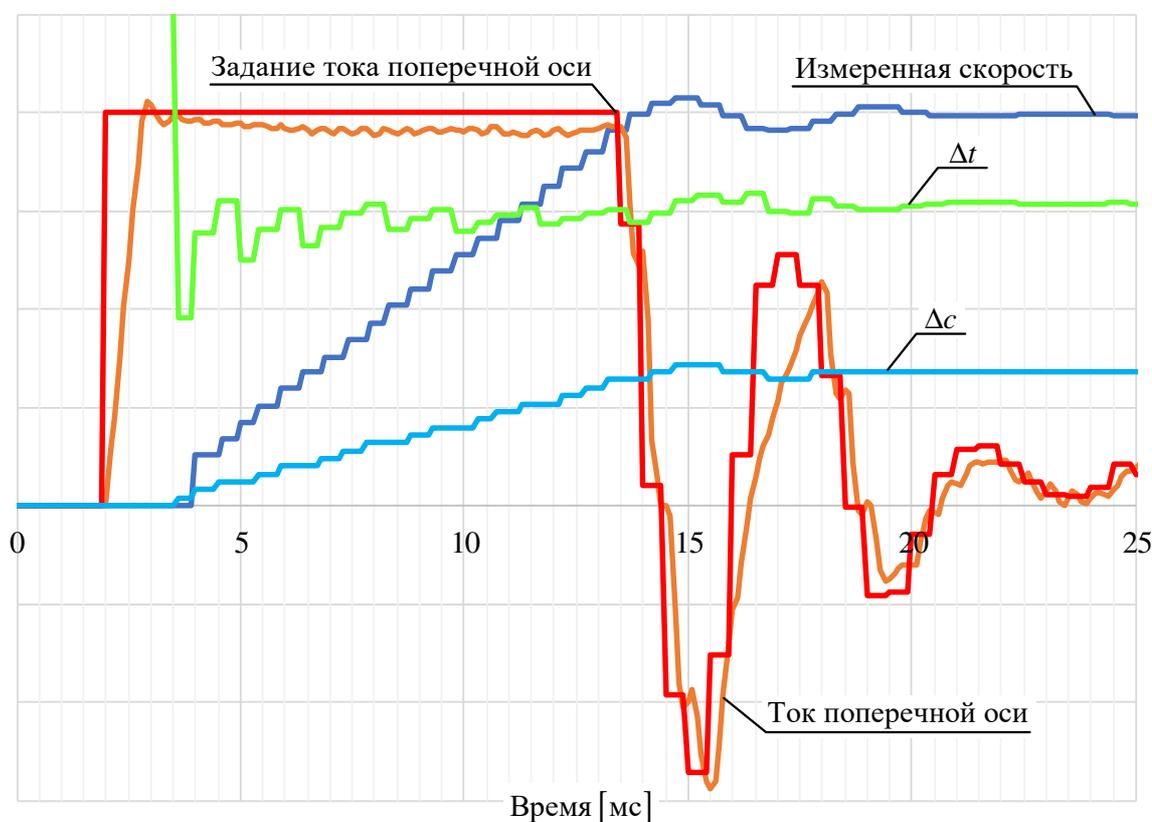


Рис. 3.13. Пуск двигателя с измерением скорости методом СЕТ (Δt — 10000 тактов ЦПУ или 166,7 мкс в клетке; Δc — 50 импульсов QCLK в клетке; ток поперечной оси и его задание — 2,5 А в клетке; измеренная скорость — 500 об/мин в клетке)

Чтобы уменьшить задержку в цепи обратной связи по скорости, время измерения было уменьшено в два раза, что естественно снизило точность измерения скорости на один двоичный разряд. Процесс разгона двигателя с перенастроенным измерителем представлен на рис. 3.14.

Время измерения уменьшилось в два раза, как и приращение угла. При этом хорошо видно, что частота измерения скорости выросла и «ступеньки» на растущей скорости уменьшились приблизительно в два раза. Особо следует отметить, что выход на заданную скорость более не сопровождается значимыми колебаниями в токе и скорости, что обусловлено уменьшением задержки в канале обратной связи.

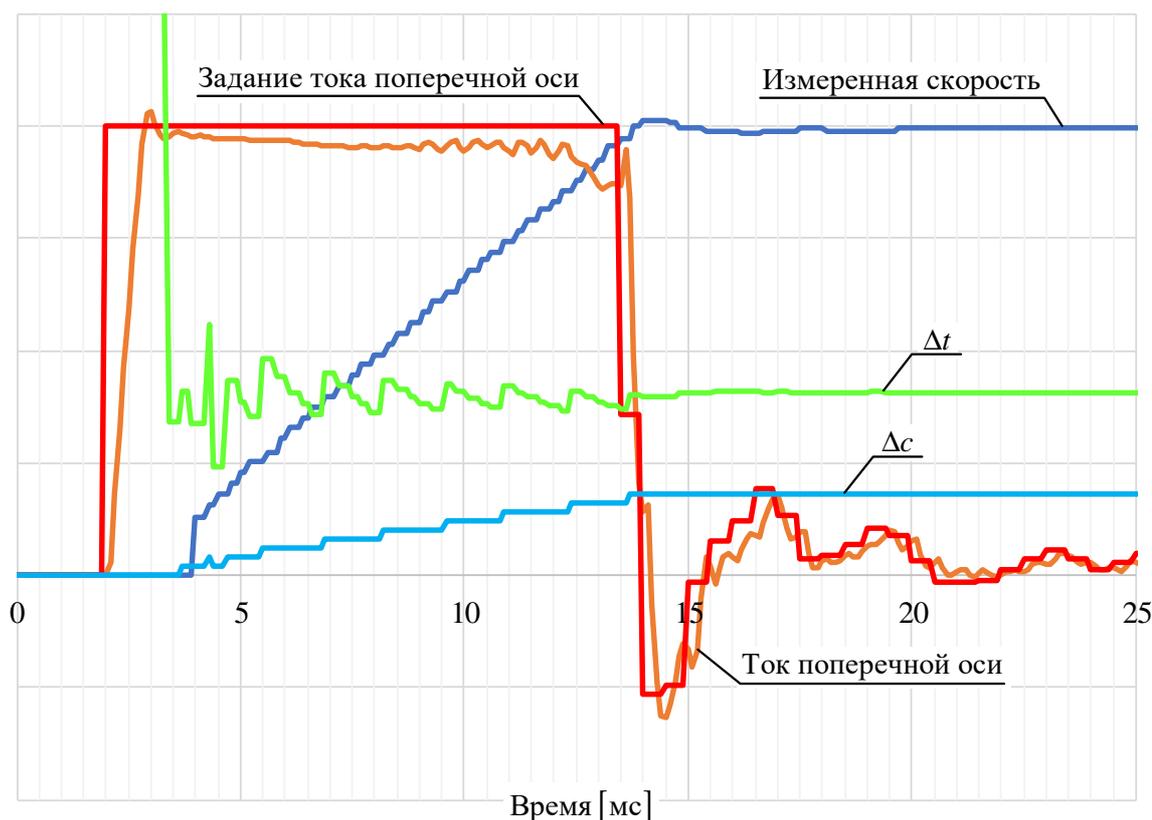


Рис. 3.14. Пуск двигателя с измерением скорости методом СЕТ с уменьшенным в два раза временем измерения (Δt — 10000 тактов ЦПУ или 166,7 мкс в клетке; Δc — 50 импульсов QCLK в клетке; ток поперечной оси и его задание — 2,5 А в клетке; измеренная скорость — 500 об/мин в клетке)

Аналогичный опыт был проведен с синхронизированным методом, результат представлен на рис. 3.15. Переходный процесс практически повторяет предыдущий опыт по колебательности при выходе на заданную скорость, однако разрешение здесь в два раза (на один бит) выше, чем в предыдущем опыте. За счет исключения задержки между измерением и применением обратной связи можно либо поднять точность по сравнению с классическим СЕТ

методом в два раза, либо при той же точности получить в два раза более высокую динамику контура скорости в малом.

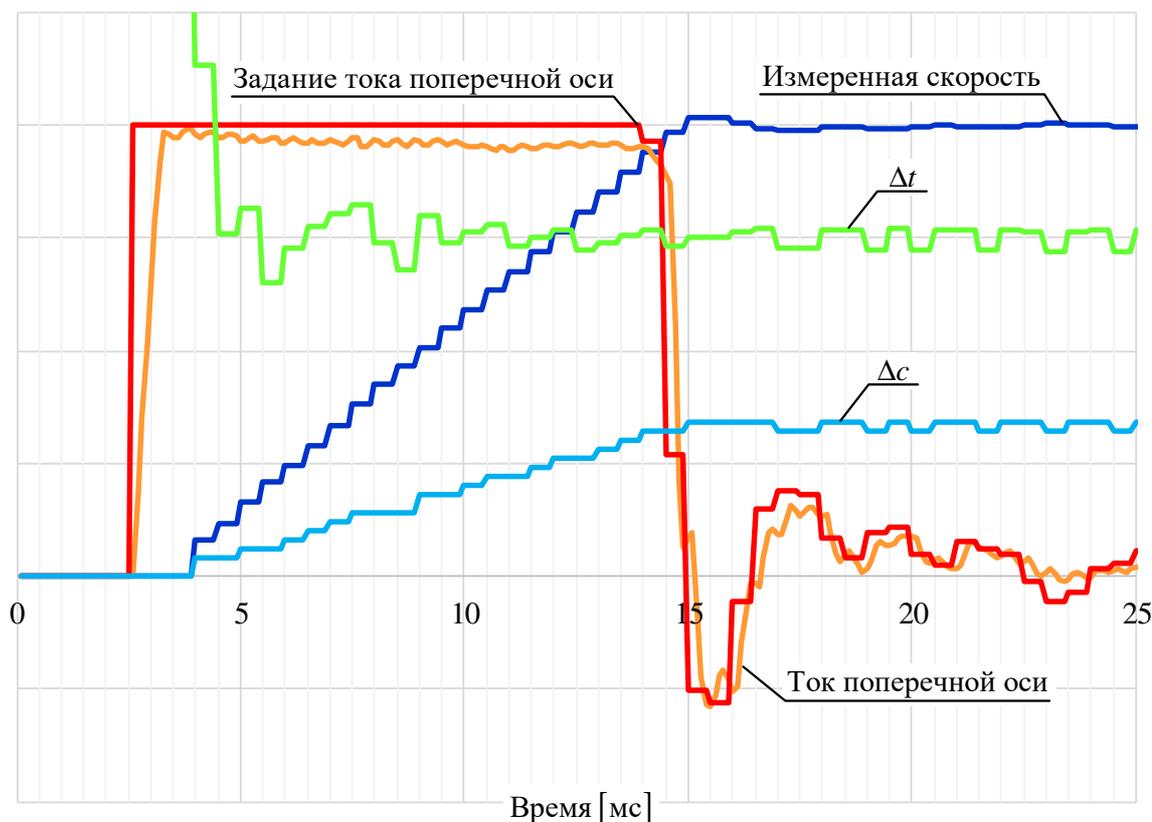


Рис. 4.15. Пуск двигателя с синхронным измерением скорости на частоте регулятора скорости 2 кГц (Δt — 10000 тактов ЦПУ или 166,7 мкс в клетке; Δc — 50 импульсов QCLK в клетке; ток поперечной оси и его задание — 2,5 А в клетке; измеренная скорость — 500 об/мин в клетке)

3.3. Измерение скорости с использованием синусно-косинусного датчика положения

Синусно-косинусные инкрементальные датчики положения получили широкое распространение относительно недавно благодаря своей надёжности и простоте конструкции. Датчик строится на магниторезистивном принципе и представляет собой две механически несвязанные части — зубчатое колесо индуктора и измерительную головку. Внешний вид датчика представлен на рис. 3.16.

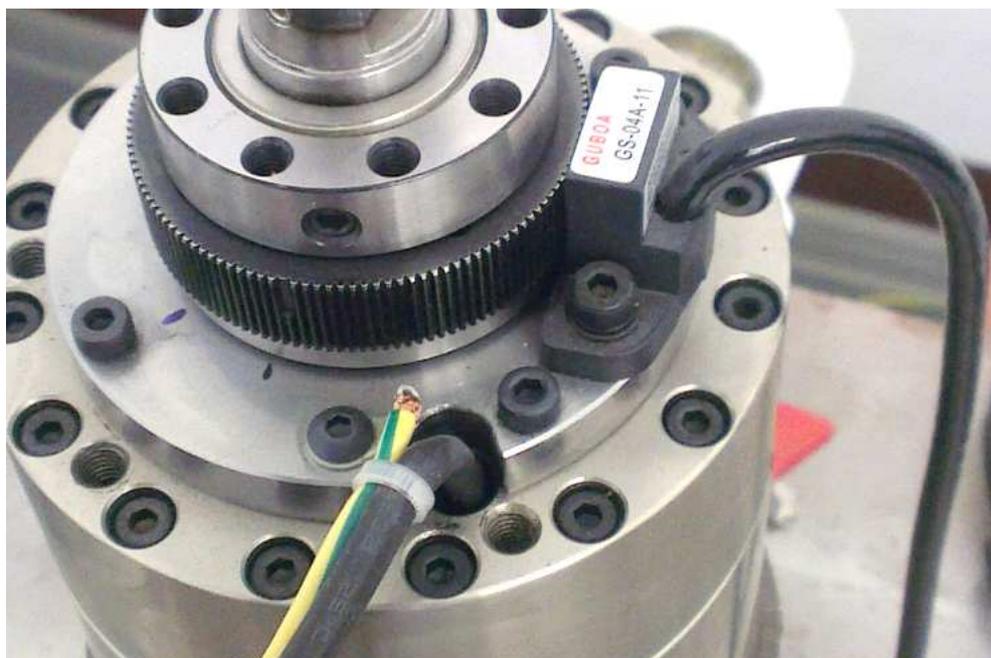


Рис. 3.16. Внешний вид магниторезистивного датчика положения ротора с синусно-косинусным выходом

Зубчатое колесо устанавливается на вал, скорость которого необходимо измерить, измерительная головка устанавливается рядом. Головка содержит постоянный магнит, который формирует поле в направлении зубчатого колеса. Поток магнитов проходит через колесо и возвращается через зубья, расположенные в непосредственной близости к чувствительным элементам, сдвинутым на 90° . Изменение угла входа магнитного потока в чувствительный элемент при перемещении зубцов вследствие вращения приводит к изменению сигнала чувствительного элемента по закону, близкому к синусоиде. Пример сигналов с измерительной головки показан на рис. 3.17.

Для измерения скорости применяют схему с автоподстройкой частоты — PLL, представленную на рис. 3.18. Пропорциональный и интегральный коэффициенты PLL устанавливают в соответствии с требованиями полосы пропускания контура скорости. Так, на рис. 3.17 видно, что неправильная установка смещений сигналов датчика приводит к пульсации оценки скорости, которая не фильтруется при высокой полосе пропускания измерителя скорости.

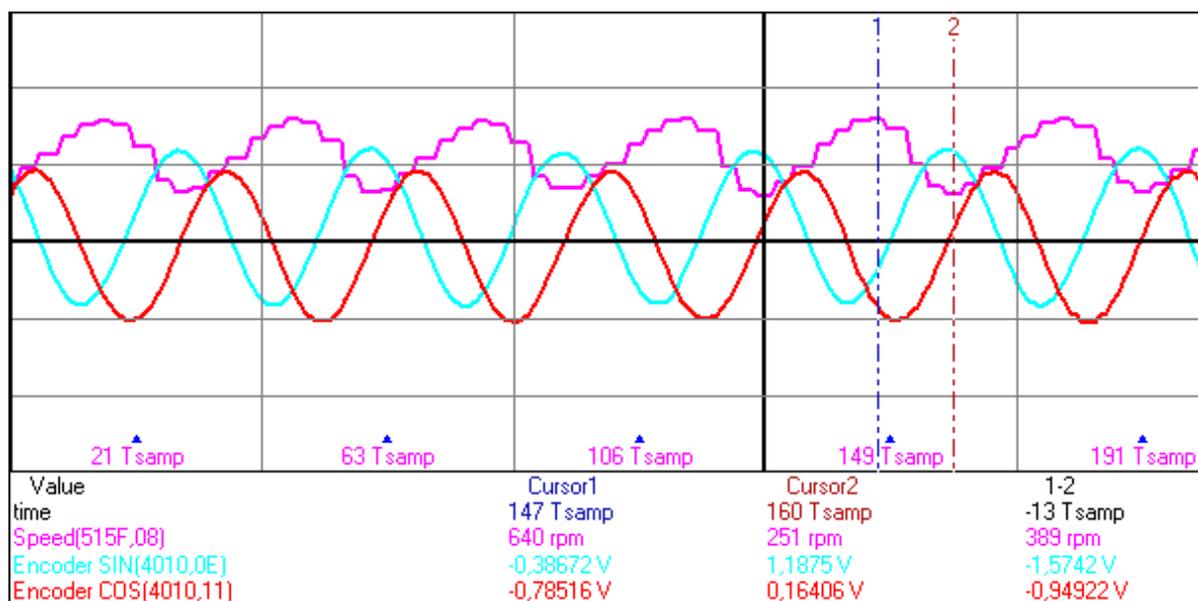


Рис. 3.17. Сигналы датчика и оценка скорости (фиолетовый — скорость — 400 об/мин в клетке; голубой и красный — сигналы ДПР — 1 В в клетке)

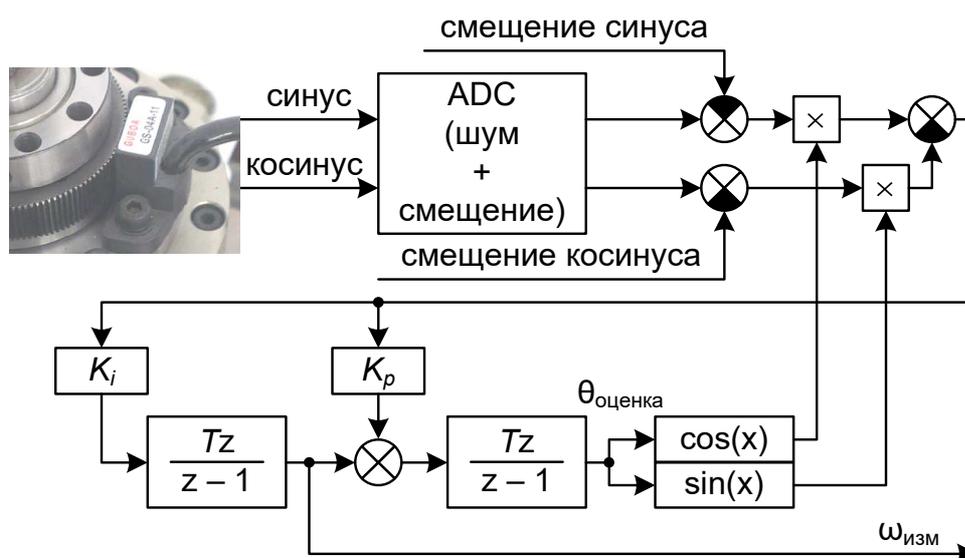


Рис. 3.18. Структура PLL для измерения скорости

Проблема постоянной составляющей в сигналах ДПР не может быть решена настройкой, так как смещение может меняться с изменением температуры. Кроме того, амплитуда сигналов тоже может быть различной. Для решения данной проблемы были предложены два алгоритма автоматической настройки датчика положения. Первый алгоритм строится на базе отслеживания пиковых значений сигналов датчика и корректировки смещения и

амплитуды, а второй служит для корректировки смещения независимо от скорости вращения.

3.3.1. Алгоритм автоматической настройки ДПР в процессе пуска

Принцип работы метода заключается в измерении в процессе разгона двигателя (или его работы на малых скоростях) пиковых значений сигналов ДПР. Чтобы отследить пиковый сигнал с заданной погрешностью δ , скорость электродвигателя не должна превышать значения:

$$\omega_{max} = \frac{1}{K} f_{АЦП} 2\alpha = \frac{1}{K} f_{АЦП} 2 \arccos(1 - \delta), \quad (3.21)$$

где K — число зубцов, $f_{АЦП}$ — частота получения данных с АЦП. В пределах этой скорости производится отслеживание нескольких максимумов и минимумов сигналов.

Найденные минимумы и максимумы корректируют смещения и амплитуды. При этом используются инерционный фильтр, чтобы уточнять результат, аperiodически приближаясь к необходимому значению, чтобы исключить возможные случайные ошибки измерения:

$$\left. \begin{aligned} sine_{offset} [k] &= sine_{offset} [k-1] - (sine_{min} [k] + sine_{max} [k]) \cdot k_f; \\ cosine_{offset} [k] &= cosine_{offset} [k-1] - (cosine_{min} [k] + cosine_{max} [k]) \cdot k_f; \\ cosine_{gain} [k] &= cosine_{gain} [k-1] - \\ &\quad - ((cosine_{min} [k] - cosine_{max} [k]) - (sine_{min} [k] - sine_{max} [k])) \cdot k_f, \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

где $sine_{offset}$ — смещение синусоидального сигнала, $cosine_{offset}$ — смещение косинусоидального сигнала, $cosine_{gain}$ — коэффициент усиления косинусоидального сигнала, k_f — коэффициент фильтрации (рекомендуемый диапазон значений от 0,1 до 0,5). Коэффициент усиления синусоидального сигнала не меняется, так как в этом нет необходимости — модуль PLL практически не чувствителен к изменению амплитуды вектора.

Работа системы автоматической настройки представлена на рис. 3.19, где видна итерационная коррекция смещения косинусоидального сигнала и его амплитуды.

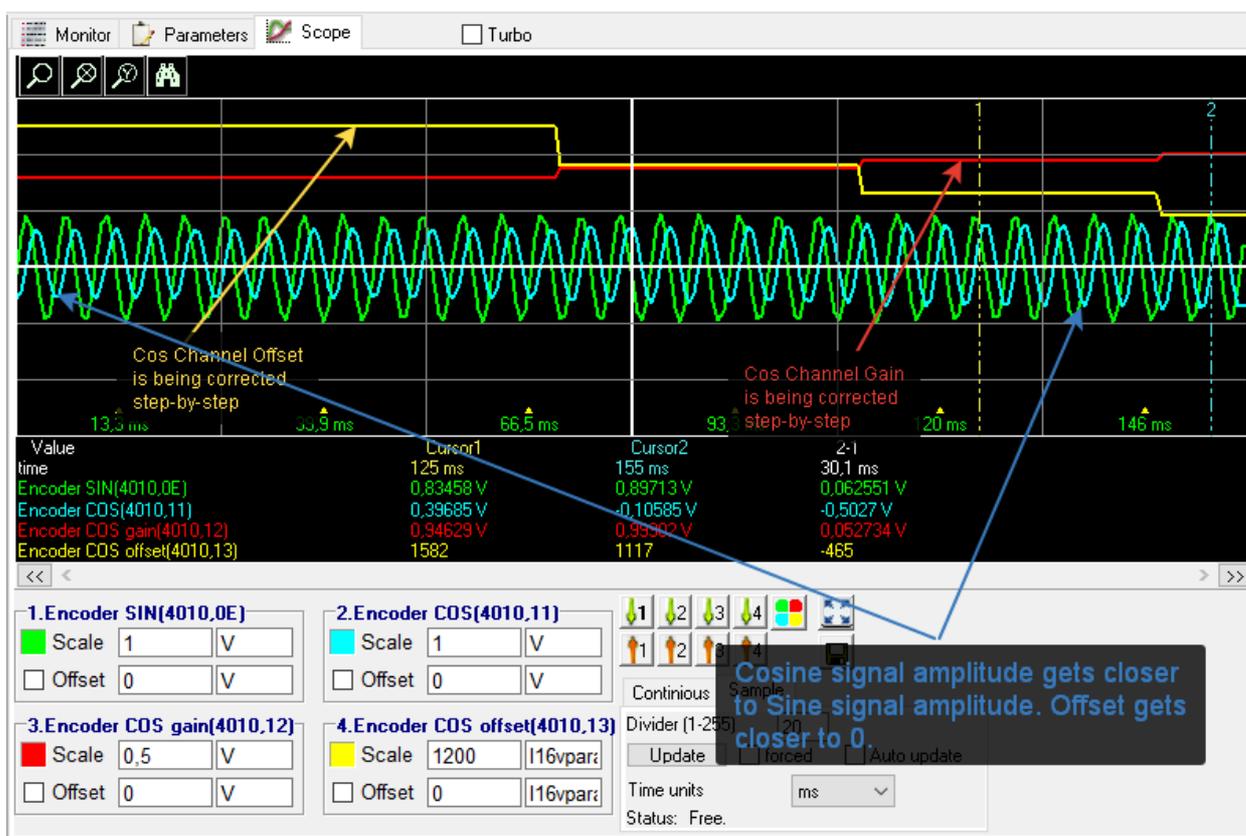


Рис. 3.19. Процесс автоматической коррекции смещения и коэффициента сигналов ДПР (зеленый — скорректированный синусоидальный сигнал; голубой — скорректированный косинусоидальный сигнал; красный — коэффициент усиления косинусоидального сигнала; желтый — смещение косинусоидального сигнала)

3.3.2. Алгоритм фильтрации постоянной составляющей на высокой скорости

Поскольку работа данного алгоритма ограничена низкими скоростями и требует относительно длительного нахождения на пониженной скорости для настройки, то был реализован алгоритм позволяющий отфильтровать постоянную составляющую сигнала во всём диапазоне скоростей.

Обычно для фильтрации постоянной составляющей используют фильтр верхних частот (ФВЧ), передаточную функцию которого можно записать в виде:

$$W(p) = \frac{p}{p + \frac{1}{T_f}}. \quad (3.23)$$

Проблема этого метода фильтрации в том, что он не работает на нулевых или малых скоростях. Если электропривод остановлен, то фильтр начинает списывать сигналы датчика, принимая их за постоянную нежелательную компоненту. Чтобы исключить эту проблему, фильтр можно отключать на низких скоростях, но остается проблема с неодинаковой фильтрацией для высоких и малых скоростей.

3.3.2.1. Фильтр в угловой области

Чтобы избежать проблем с работой на нулевой и высокой скорости, автором было предложено реализовать фильтр верхних частот в угловой области вместо временной области. Переход от временной области в угловую ранее применялся в задачах управления, например, в системах с управлением в повторяющихся системах переменной частоты [87]. Таким образом, оператор дифференцирования по времени $p = d/dt$ заменяется оператором $s = d/d\theta$ дифференцирования по углу. Реализация фильтра в угловой области может быть определена так:

$$W(s) = \frac{y(\theta)}{x(\theta)} = \frac{s}{s + \frac{1}{\Theta_\phi}}, \quad (3.24)$$

где Θ_ϕ — угловая постоянная фильтра (аналогично постоянной времени во временной области). Уравнение для численного расчета оператора фильтра (3.24) может быть получено следующим образом:

$$\frac{d}{d\theta} y(\theta) + \frac{1}{\Theta_\phi} y(\theta) = \frac{d}{d\theta} x(\theta), \quad (3.25)$$

а для дискретного угла:

$$\frac{y[k] - y[k-1]}{\Delta\Theta} + \frac{1}{\Theta_\phi} y[k] = \frac{x[k] - x[k-1]}{\Delta\Theta}, \quad (3.26)$$

что дает

$$y[k] = \frac{\Theta_\phi}{\Theta_\phi + \Delta\Theta} (y[k-1] + x[k] - x[k-1]). \quad (3.27)$$

Полученное уравнение содержит переменный шаг интегрирования $\Delta\Theta$, который изменяется с изменением скорости. Шаг интегрирования можно вычислить следующим образом:

$$\Delta\Theta = \omega_{расч} h, \quad (3.28)$$

где $\omega_{расч}$ — расчетная скорость, взятая с выхода интегральной составляющей PLL, а h — период дискретизации АЦП. Для правильного вычисления (3.27) должно быть определено минимальное значение шага интегрирования, которое лимитировано форматом вычислений.

3.3.2.2. Моделирование фильтра в угловой области

Моделирование проводилось для изменения скорости двигателя с 5000 об/мин до нуля и обратно до 5000 об/мин. На рис. 3.20, 3.21 и 3.22 показаны процессы оценки скорости с различными настройками фильтра верхних частот во временной области. Первый эксперимент (см. рис. 3.20) производится при максимальной частоте среза. Видно, что низкочастотные сигналы подавляются, и они близки к нулю, когда привод остановлен. Но хотя эти сигналы полностью подавлены, расчетная скорость не равна нулю. Это происходит потому, что комплексное умножение в PLL возвращает ноль и не изменяет интегральную составляющую оценки скорости. При запуске двигателя из-за переходных процессов в фильтре оценка скорости неточна.

При уменьшении частоты среза качество оценки на низкой скорости увеличивается, но для этого конкретного случая в нуле расчетная скорость очень

мала и отрицательна (см. рис. 3.21). При запуске двигателя видны небольшие колебания в переходном процессе расчетной скорости.

Последний опыт с наименьшей частотой среза показывает наилучшее отслеживание нулевой скорости, но при запуске привода происходят сильные колебания в сигнале расчетной скорости (рис. 3.22).

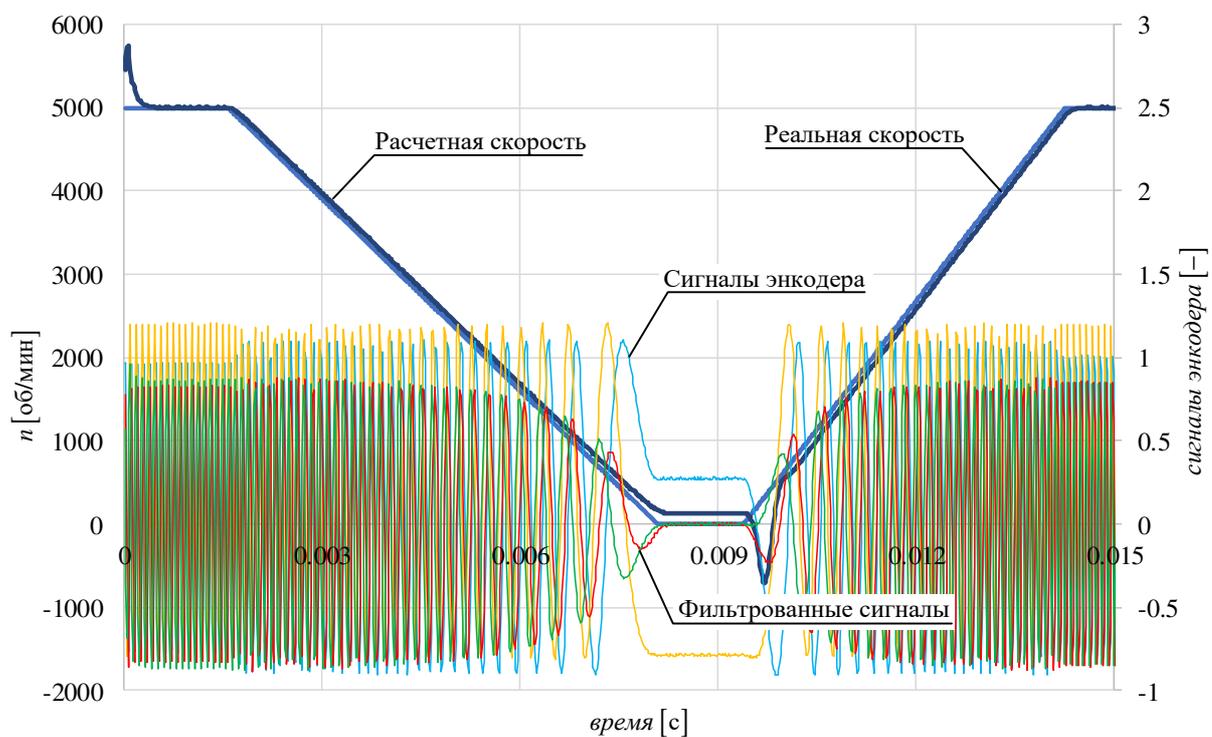


Рис. 3.20. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области с максимальной частотой среза

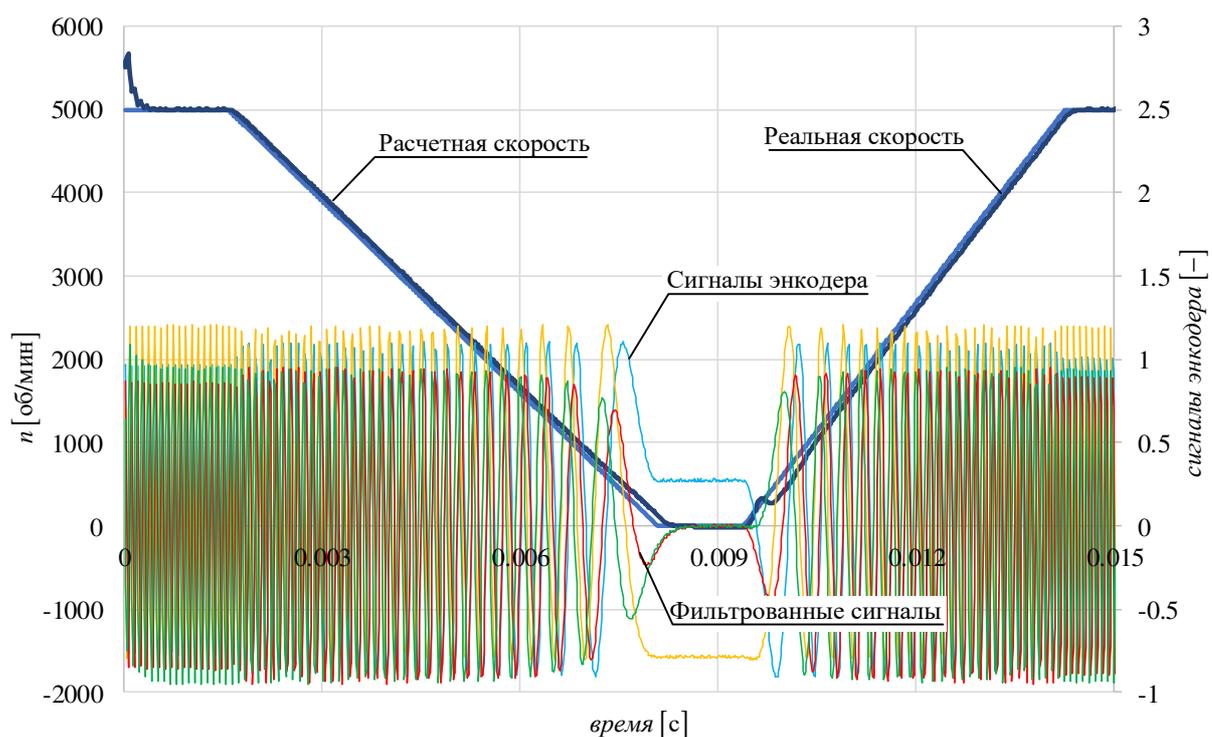


Рис. 3.21. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области со средней частотой среза

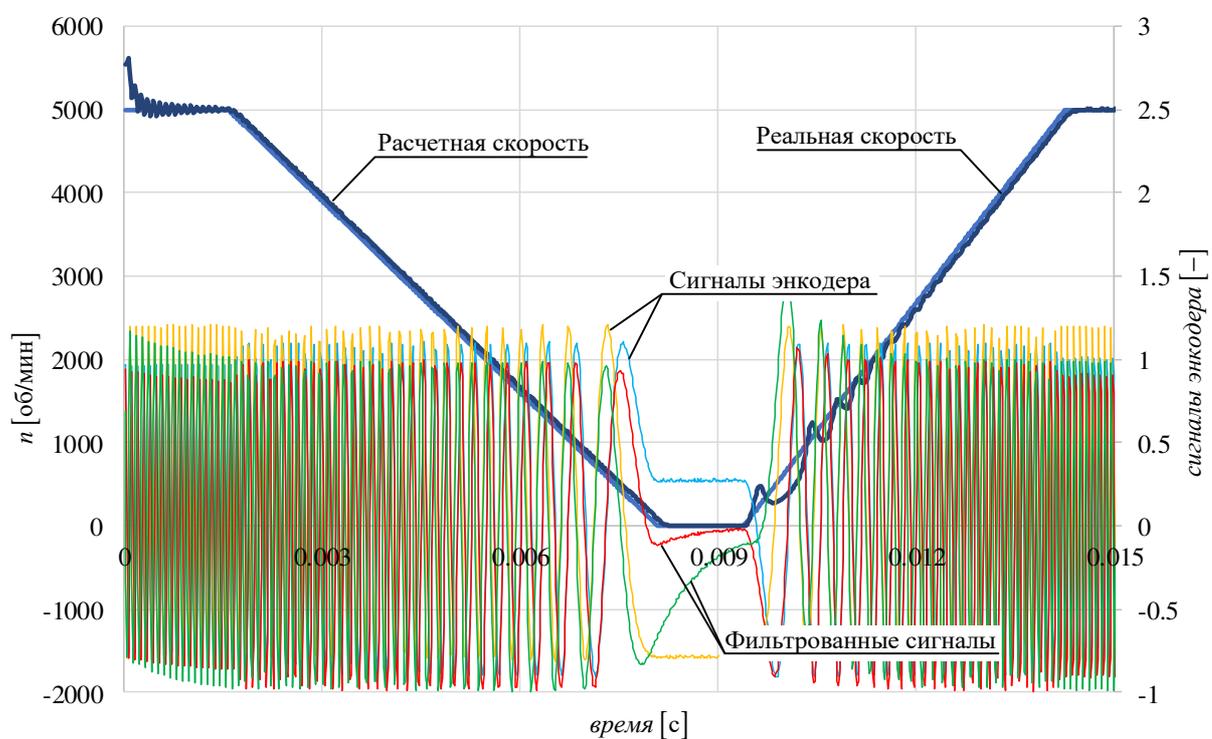


Рис. 3.22. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области с минимальной частотой среза

Предложенный автором фильтр в угловой области показывает наилучшие результаты (рис. 3.23). Отфильтрованные сигналы быстро теряют постоянную составляющую, их амплитуды не изменяются с изменением скорости и остаются постоянными, когда привод остановлен. Во время запуска видны некоторые незначительные колебания в расчетной скорости, но переходной процесс лучше, чем для стандартного фильтра во временной области.

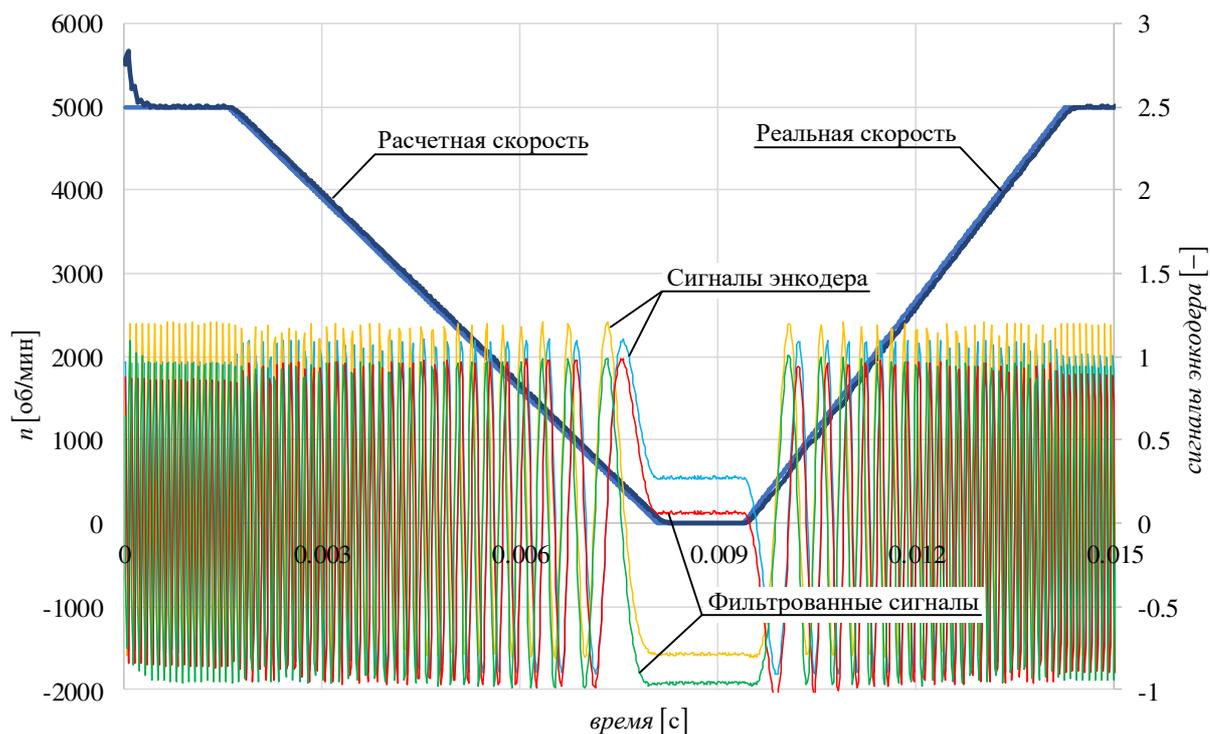


Рис. 3.23. Оценка скорости с предложенным фильтром верхних частот в угловой области

3.3.2.3. Результаты экспериментов

Рассматриваемый метод фильтрации, реализованный на микроконтроллере TMS320F28335, который работает в качестве одного из модулей программного обеспечения векторной системы управления асинхронным двигателем с ориентацией по потоку. На рис. 3.24 показана работа модуля оценки скорости с включенным алгоритмом фильтрации. По сравнению с осциллограммой рис. 3.17 отклонение скорости в течение одного периода сигналов синуса и косинуса значительно снижается. Девиация в скорости объясняется

некоторой несинусоидальностью входных сигналов и небольшой разницей амплитуд.

Предложенная автором реализация фильтра для сигналов с переменной частотой показывает хорошие результаты на разных скоростях, включая нулевую. Этот метод может использоваться не только для фильтрации сигналов энкодера, но и для других задач, таких как фильтрация ошибки чистого интегрирования в некоторых наблюдателях потока рассеяния для бездатчиковых систем управления.

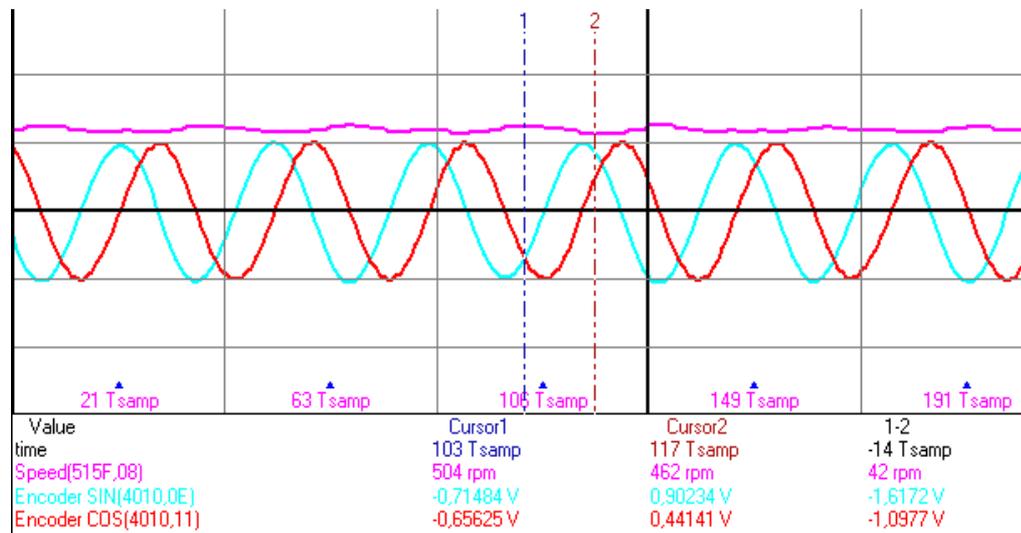


Рис. 3.24. Оценка скорости с фильтром в угловой области для данных сигнала энкодера

3.4. Самосенсорные методы идентификации положения в синхронных электроприводах

Один из главных недостатков тяговых электроприводов любого типа — это наличие датчика положения ротора, требуемого для обеспечения работы системы векторного управления, обеспечивающей регулирование момента и скорости двигателя с нулевых скоростей до максимальных [9]. Следует отметить, что наличие датчика положения ротора во всех современных тяговых электроприводах имеет целый ряд нежелательных эффектов:

- увеличение цены электропривода за счет цены датчика, его монтажа, прокладки проводов;

- снижение надежности тягового электропривода в целом из-за зависимости надежности системы от надежности датчика положения;
- увеличение массогабаритных параметров электрических машин из-за необходимости располагать датчик вне или внутри электрической машины;
- возникают требования на пыле- и влагозащищенность датчиковых узлов электрической машины;
- имеются ограничения по теплу для чувствительных элементов датчиков положения, что накладывает ограничения на тепловой режим работы машины и ведет к занижению удельной мощности.

Большинство традиционных бездатчиковых систем управления работают по принципу выделения противо-ЭДС электродвигателя. На малых скоростях погрешность определения противо-ЭДС растет. Это связано с тем, что сама ЭДС становится меньше, а относительная погрешность воспроизведения напряжения инвертором возрастает. Частично неидеальности инвертора можно скомпенсировать, проведя компенсацию «мертвого» времени и падения напряжения в ключах, однако на практике с учетом всех компенсаций диапазон бездатчиковой системы управления по скорости не превышает 50:1.

К тяговым электроприводам предъявляются также требования по реализации максимального момента на остановленном ТС и удержание ТС в неподвижном состоянии на уклоне, что в системах, работающих с выделением противо-ЭДС, не реализуемо.

Вместе с тем, можно восстанавливать угловое положение вала ротора путем анализа магнитной анизотропии машины по форме токов и напряжений. Для машин с сильной анизотропией, таких как СДПМ или ВИД, это относительно простая задача. Для АД, магнитная анизотропия которого не превышает нескольких процентов и имеет высокий коэффициент электромеханической редукции, исследования показали невозможность создания таких систем в ближайшем времени. В ВИДНВ имеется дополнительный канал измерения — обмотка возбуждения, и электрическая машина может использоваться в

качестве вращающегося трансформатора. Все эти системы названы самосенсорными, чтобы отличать их от бездатчиковых способов, работающих по принципу выделения противо-ЭДС.

Следует отметить, что до сих пор самосенсорные системы управления не нашли широкого применения в общепромышленном электроприводе, хотя скоро эта функция должна стать доступной для синхронных машин. Распространение таких систем и их практическую реализацию сдерживает ряд проблем, которые не могут быть решены полностью:

- дополнительный шум при работе на малых частотах вращения, связанный с необходимостью «прощупывать» двигатель для определения его положения;
- при высоких моментах из-за эффекта насыщения электрической машины магнитная анизотропия снижается, что требует составления карты анизотропии конкретного электродвигателя для всех сочетаний токов продольной и поперечной оси;
- любое инжектирование сигналов в обмотки двигателя с целью получить информацию о положении приводит к небольшому, но снижению максимального момента и нагревает двигатель, хотя в настоящее время ведутся исследования по выделению положения по отклику на базовые векторы напряжения внутри периода ШИМ.

Однако самосенсорные системы управления хорошо применимы для специальных электроприводов с известными параметрами электродвигателя и картами анизотропии. В рамках данного раздела будут представлены разработанные решения в области самосенсорного управления для ВИД и ВИДНВ.

3.4.1. Самосенсорная система управления на примере двухфазного ВИД

В качестве примера для разработки самосенсорной системы управления был выбран двухфазный ВИД, используемый в электроприводе насосного оборудования циркуляции горячего водоснабжения. Выбор такой конфигурации ВИД позволил использовать для его питания стандартный преобразователь

частоты с инвертором, имеющим шесть ключей и один тормозной транзистор. Электродвигатель включен, как показано на рис. 3.25. Рассматриваемое решение было создано для сферы приводов насосов, однако принцип его работы и результаты могут быть использованы при создании тяговых электроприводов.

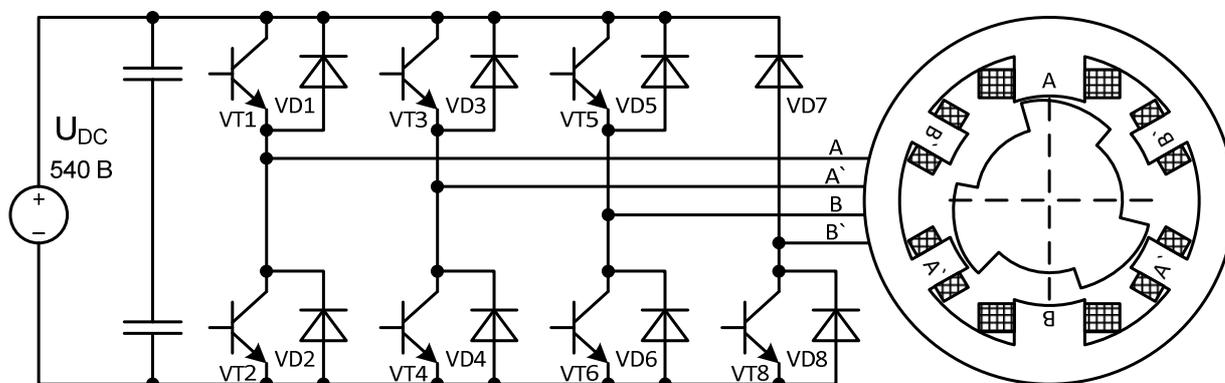


Рис. 3.25. Функциональная схема подключения двухфазного ВИД к стандартному инвертору

3.4.1.1. Бездатчиковое управление ВИД на высоких скоростях

Большинство бездатчиковых систем для ВИД [57, 121, 45] используют зависимости потокосцепления от тока и угла, которые можно получить расчетным и экспериментальным путем. Система управления производит оценку потокосцепления фазы в реальном времени по уравнению:

$$\hat{\psi} = \int (u - iR) dt, \quad (3.29)$$

где u — фазное напряжение, R — сопротивление фазной обмотки, i — ток фазы. При известной зависимости $\psi(i, \theta)$ используя значение тока, можно определить текущий угол положения ротора, необходимый для коммутации.

Данный подход требует знания поверхности потокосцепления с достаточно высокой точностью, которая непостоянна от двигателя к двигателю из-за разброса параметров материалов, качества сборки, длины проводов от инвертора до двигателя и т.д. Проведение таких экспериментов требует фиксации ротора в различных положениях.

На самом деле, достаточно лишь одной кривой из всей поверхности, которая может быть получена при запуске привода. Это кривая для

согласованного положения зубцов статора и ротора, которая соответствует нулевому углу для фазы А и 180° для фазы В. Эти положения устойчивы и ротор занимает их, если фаза А или В запитываются от инвертора постоянным током. Конечно, в процессе тестирования к валу двигателя не должно быть приложено никакой значимой нагрузки, чтобы вал занял точно согласованное положение. Алгоритм снятия кривой должен производиться в три этапа.

На первом этапе питание фазы двигателя осуществляется от силового преобразователя с ПИ-регулятором в контуре тока. Задание тока выбирается достаточно большим, чтобы ротор гарантированно переместился в согласованное положение. Длительность данного этапа должна быть достаточной, чтобы переходный процесс в механической части закончился. В установившемся режиме напряжение, приложенное к обмотке в этом тесте, определяется сопротивлением обмотки и протекающим в ней током. Для определения сопротивления должны быть учтены или скомпенсированы неидеальности инвертора, которые вносят существенную погрешность в измерение данного параметра для приводов средней и большой мощности:

$$R = \frac{U}{I}, \quad (3.30)$$

где U — напряжение, приложенное к фазе, I — установившееся значение тока. Для инвертора рис. 3.25 при одновременном управлении ключами VT1 и VT4 со скважностью γ_{PT} , определяемой регулятором тока, приложенное к фазе напряжение вычисляется следующим образом:

$$U = 2U_{DC}\gamma_{PT} - U_{DC} - 2(\Delta U_{VT}\gamma_{PT} + \Delta V_{VD}(1 - \gamma_{PT})), \quad (3.31)$$

где ΔU_{VT} и ΔU_{VD} — падения напряжения в ключе и диоде соответственно.

На следующем этапе силовой преобразователь выключается, и система управления ожидает, пока ток фазы спадет до нуля.

На заключительном этапе инвертор прикладывает к фазной обмотке некоторое относительно большое напряжение, пока ток не достигнет максимального допустимого значения, после чего инвертор отключается. Напряжение

для этого теста должно быть достаточно высоким, чтобы минимизировать ошибку при интегрировании потокосцепления с помощью выражения (3.29). Кривая нарастания тока и оценки потокосцепления дают кривую намагничивания для согласованного положения $\psi_0(i)$, которую можно использовать для определения точки коммутации инвертора.

Имея кривую потокосцепления в функции тока для согласованного положения, можно сформулировать алгоритм коммутации:

- Изначально ротор должен быть в согласованном положении, поэтому система управления питает фазу А постоянным током некоторое время. После этого фаза А отключается и включается фаза В.
- Когда фаза В включена, ее потокосцепление растет за счет приложенного напряжения, а значение оценивается по формуле (3.29).
- Когда оценка потокосцепления достигнет значения, определенного в кривой намагничивания для согласованного положения, для текущего значения тока фазы В, то это означает, что ротор достиг согласованного положения для фазы В, а именно 180° , и фазу В следует отключить, а фаза А может быть включена снова.

Данный алгоритм формирует 2 точки на обороте, которые можно назвать синхронизирующими точками. Они используются для синхронизации алгоритма экстраполяции угла. Время между точками определяется скоростью и используется для оценки скорости вращения:

$$\hat{\omega}[k] = \frac{\pi}{t[k] - t[k-1]}, \quad (3.32)$$

где $t[k]$ — время последней точки синхронизации, $t[k-1]$ — время предыдущей точки синхронизации. Зная скорость и время с момента прохождения точки синхронизации можно сделать экстраполяцию угла по формуле:

$$\hat{\theta} = \theta[k] + \hat{\omega}[k](t[k] - t), \quad (3.33)$$

где $\theta[k]$ — угол последней идентифицированной точки синхронизации, а t — время с момента этой точки. Скорость в обоих уравнениях (3.32) и (3.33) принята постоянной при данных условиях и должна быть таковой. Это допущение справедливо для приводов, работающих на высоких скоростях вращения.

Предложенный алгоритм имеет два основных недостатка:

- Кривая намагничивания приведена для согласованного положения, когда потокосцепление максимально. Поэтому, если прямое интегрирование потокосцепления по (3.29) имеет некоторую отрицательную ошибку, то точка коммутации недостижима. А ошибка интегрирования неизбежно присутствует из-за ошибки в значениях сопротивления, измеренного тока и приложенного напряжения. Таким образом, если оценка потокосцепления меньше реального значения, то точка коммутации будет пропущена.
- Так как точка коммутации совпадает с согласованным положением, то следующая фаза может быть включена только тогда, когда предыдущая уже не создает момент или позже. Это не позволяет включать фазу с опережением, что важно для высоких скоростей вращения, когда необходимо некоторое время, чтобы ток успел нарасти до заданного значения к моменту начала роста индуктивности фазы (положительного момента) при ограниченном уровне напряжения питания.

Эти две проблемы могут быть решены одновременно путем введения коэффициента синхронизации K_{sync} , который лежит в диапазоне от 0 до 1 и должен удовлетворять условию:

$$\Delta\psi_{error} < (1 - K_{sync})\psi_0(i), \quad (3.34)$$

где $\Delta\psi_{error}$ — возможная ошибка интегрирования. Проверка достижения точки синхронизации в этом случае выполняется по выражению:

$$\hat{\psi} \geq K_{sync}\psi_0(i). \quad (3.35)$$

Для большинства случаев коэффициент синхронизации выбирается из диапазона значений от 0,5 до 0,8. В этом случае для широкого диапазона скоростей можно гарантировать, что точка синхронизации будет достигнута независимо от ошибки интегрирования. Для коэффициента синхронизации 0,7 точка синхронизации перемещается вперед от согласованного положения, как показано на рис. 3.26, что также обеспечивает (пока нерегулируемый) угол опережения коммутации. Точка синхронизации отклоняется немного от согласованного положения, если электродвигатель работает с малыми токами, при росте тока при работе в режиме насыщения угол изменяется сильнее.

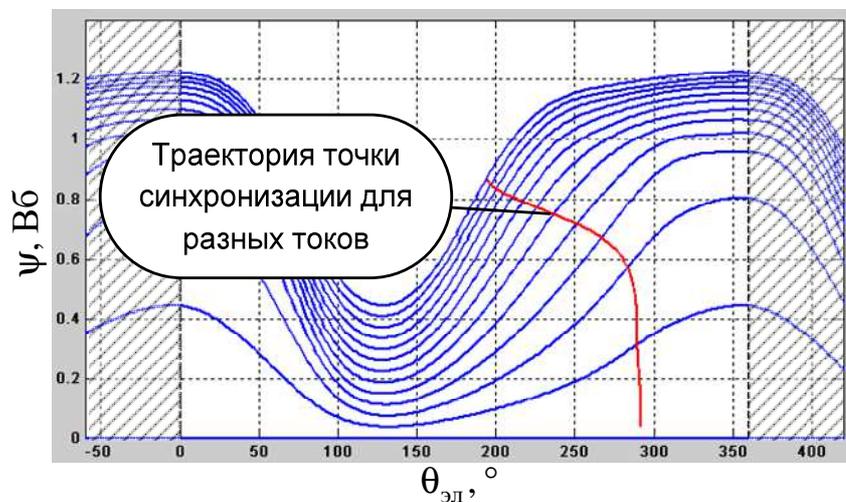


Рис. 3.26. Точка синхронизации зависит от значения тока фазы

Изменение точки синхронизации должно учитываться системой управления. ВИД имеет оптимальные углы коммутации [59] (угол включения и отключения фазы), которые зависят от скорости и нагрузки. Таким образом, система управления должна подстраивать углы коммутации в соответствии с текущими условиями работы электропривода независимо от ошибки в точке синхронизации и параметров конкретного электродвигателя.

3.4.1.2. Автоматическая подстройка углов коммутации

Подстройка углов коммутации осуществляется последовательно в процессе работы электропривода путем изменения угла включения — $\theta_{\text{вкл}}$ и отключения — $\theta_{\text{выкл}}$. При изменении углов в каком-либо направлении

эффективность работы электропривода сравнивается с таковой на предыдущем шаге. В зависимости от изменения эффективности принимается решение о применении изменений углов или откате назад. Есть два режима автоподстройки углов: когда регулятор скорости работает в линейной зоне, и когда он насыщен. При работе в линейной зоне алгоритм следит, чтобы в процессе подстройки ток двигателя уменьшался. Меньший ток двигателя, как правило, соответствует не только меньшим омическим потерям, но и большему общему КПД. Если же регулятор скорости насыщен, то изменение скорости рассматривается как показатель качества регулирования углов коммутации. Алгоритм автоматической подстройки углов приведен на рис. 3.27.

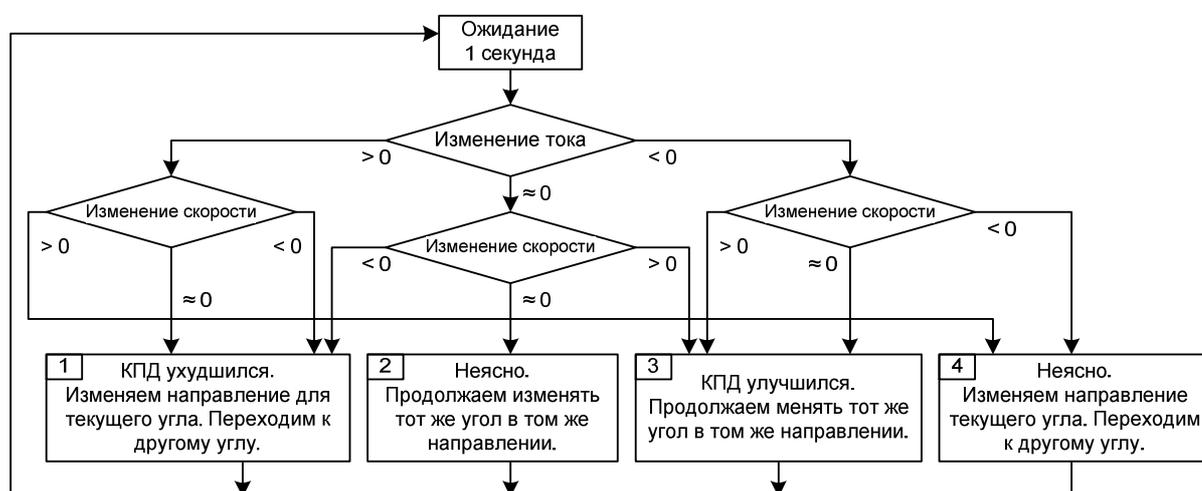


Рис. 3.27. Алгоритм автоматической подстройки углов

Подстройка углов коммутации занимает относительно длительное время в несколько десятков секунд. Пример процесса настройки при пуске ВИД представлен на рис. 3.28. Ток и скорость растут в процессе пуска электропривода, поэтому первое время алгоритм выбирает действие №4 (см. рис. 3.27). Так как углы коммутации оказались неподходящими для двигателя, то он не может достичь заданной скорости. Угол выключения начинает меняться и выполняется условие «скорость растет при постоянном токе», которое приводит к действию №3 с момента времени 20:00:55 до 20:01:30. Но в конце концов угол отключения проходит некую точку, когда эффективность начинает падать вместе со скоростью, что приводит к выполнению действия №1 и

изменению угла включения (опережения) с момента времени 20:01:30. С этого момента «скорость растет при постоянном токе» и выполняется действие №3, пока скорость не достигла заданного значения в момент времени 20:01:55. Начиная с этой точки регулятор скорости работает в линейной зоне, и алгоритм теперь подбирает углы для обеспечения минимального тока. Ток статора значительно снижается до момента времени 20:02:05, когда угол проходит некоторую оптимальную точку и ток немного возрос, что привело к срабатыванию условия «ток растет, скорость постоянная» и действию №1. Угол включения перестает меняться, а угол отключения меняется в противоположную предыдущему состоянию сторону, что приводит к дальнейшему снижению тока и увеличению КПД.

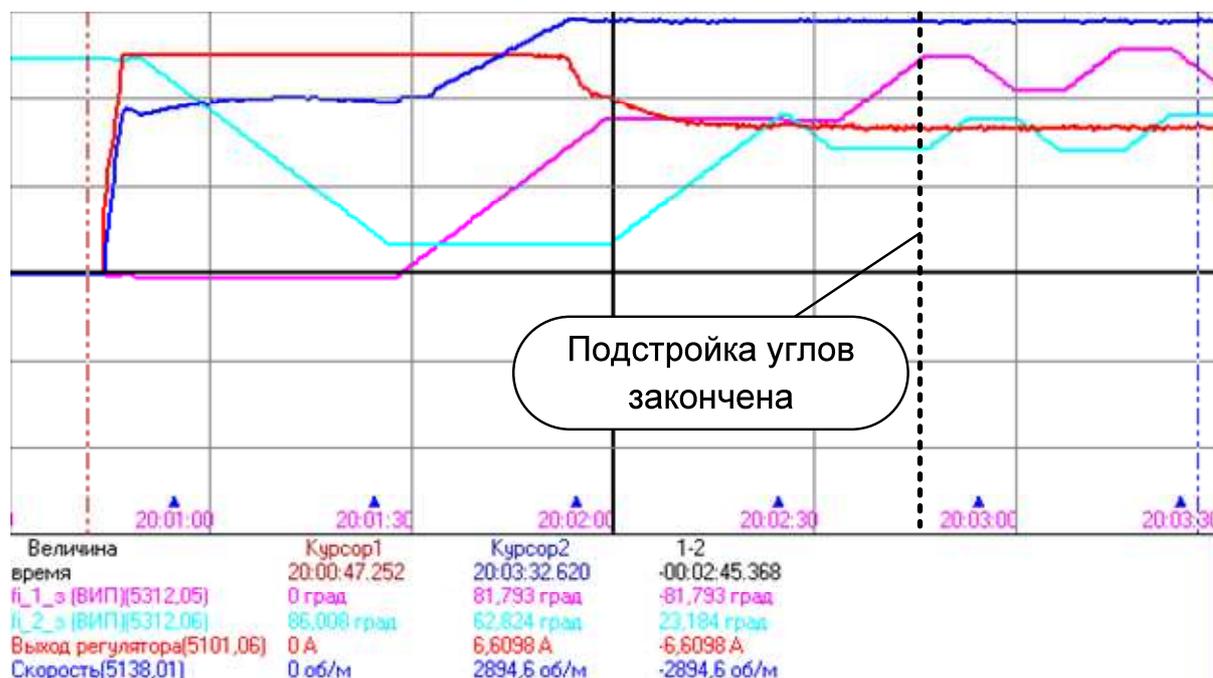


Рис. 3.28. Процесс автоматической подстройки углов коммутации в процессе пуска электропривода (скорость — 1000 об/мин в клетке, ток — 4 А в клетке, углы — 35° в клетке, время — 30 секунд в клетке)

Оптимизация завершена в момент времени 20:02:20, когда ток достиг минимального уровня. Алгоритм подстройки углов продолжает свою работу и адаптируется к изменению задания скорости и нагрузки. Определенные оптимальные углы сохраняются в ЭНОЗУ контроллера в таблице зависимости в функции скорости и тока, чтобы в дальнейшем сократить процесс поиска

углов. Подстраиваемые углы также ограничены алгоритмом, чтобы они не пересекались и не заходили за угол точки синхронизации.

Бездатчиковая система управления была протестирована с коэффициентом синхронизации 0,7 в диапазоне скоростей от 300 до 6000 об/мин. Верхняя скорость ограничена только режимом работы подшипников и прочностью механической части. На низких скоростях ошибка прямого интегрирования становится значительной, и наблюдатель теряет устойчивость (пропускает точку синхронизации). Осциллограмма рис. 3.29 иллюстрирует работу наблюдателя.

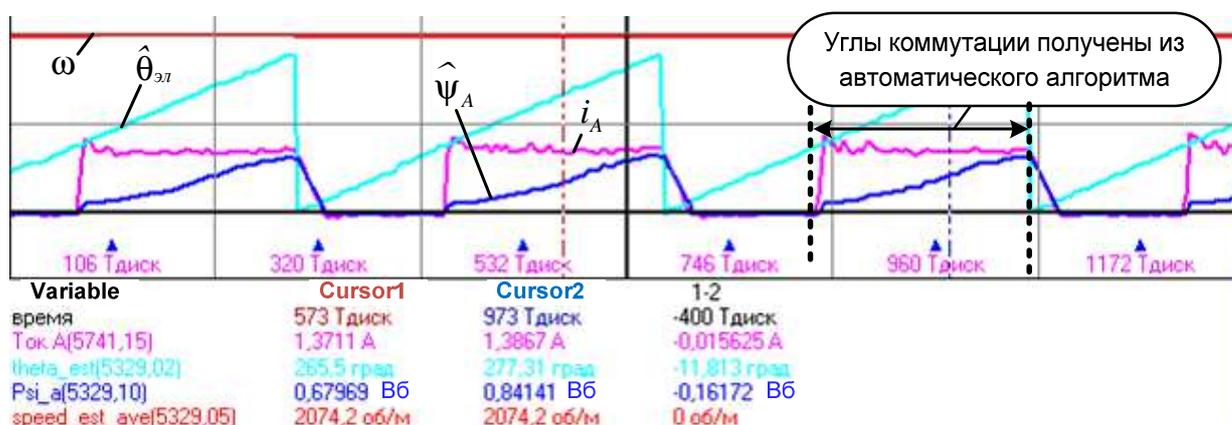


Рис. 3.29. Работа бездатчиковой системы управления на высокой скорости (скорость — 1047 об/мин в клетке, ток фазы — 2 А в клетке, угол — 200° в клетке, потокосцепление — 2 Вб в клетке, время — 5.35 мс в клетке)

3.4.1.3. Самосенсорное управление на малых скоростях

Ошибки прямого интегрирования уравнения (3.29) приводят к неустойчивому поведению бездатчиковой системы управления. Чем дольше продолжается прямое интегрирование, тем больше накопленная ошибка. Существует возможность сбросить ошибку интегрирования путем отключения фазы, подождав обнуления тока. В этом случае обнулится и потокосцепление, и его оценка. Тогда фазу можно снова включить вместе с оценкой потокосцепления. Интервал между такими операциями сброса погрешности наблюдателя потокосцепления зависит от величины приемлемой погрешности. Работа такого алгоритма представлена на рис. 3.30.

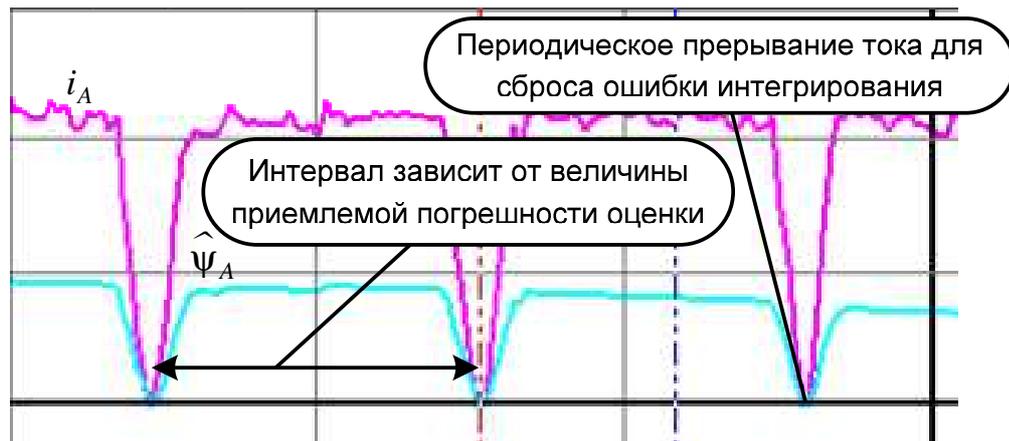


Рис. 4.30. Работа алгоритма сброса погрешности прямого интегрирования на малых скоростях (ток — 4 А в клетке, потокосцепление — 2 Вб в клетке, время — 5.35 мс в клетке)

Однако переход из включенного состояния в выключенное и обратно приводит к некоторому снижению эффективного значения тока, участвующего в создании момента, и увеличивает акустический шум из-за дополнительных коммутаций и изменения тока. Кроме того, пульсация тока приводит к пульсации момента, которая в свою очередь выражается в дополнительной нагрузке на механическую подсистему, поэтому данный способ, хотя и реализуем, не рекомендуется к применению на практике.

Оценка положения ротора может выполняться по отключенной фазе. Для этого необходимо создать в этой фазе небольшой ток, который не будет оказывать значимого влияния на общий момент и КПД. Таким образом, одна фаза используется для создания момента, другая для измерения положения. Уровень измерительного тока в отключенной фазе должен быть как можно более низким, чтобы не создавать акустического шума и паразитного момента, который в основном будет генераторным.

Отношение между потокосцеплениями и углом для разных токов приведены на рис. 3.31а, а моментов — на рис. 3.31б. Положительный момент развивается каждой фазой на протяжении более 180° и, соответственно, положительные моменты разных фаз пересекаются. Таких областей пересечения две. Например, диапазон углов от 130° до 180° начинается с точки неустойчивого

равновесия для фазы А при угле 130° и заканчивается точкой устойчивого равновесия для фазы В. Коммутация (на низких скоростях) должна быть произведена где-то в промежутке. Если, например, фаза В будет выключена, а фаза А включена раньше достижения угла 130° , то момент двигателя станет отрицательным, что может остановить ротор. Поздняя коммутация также нежелательна по тем же причинам.

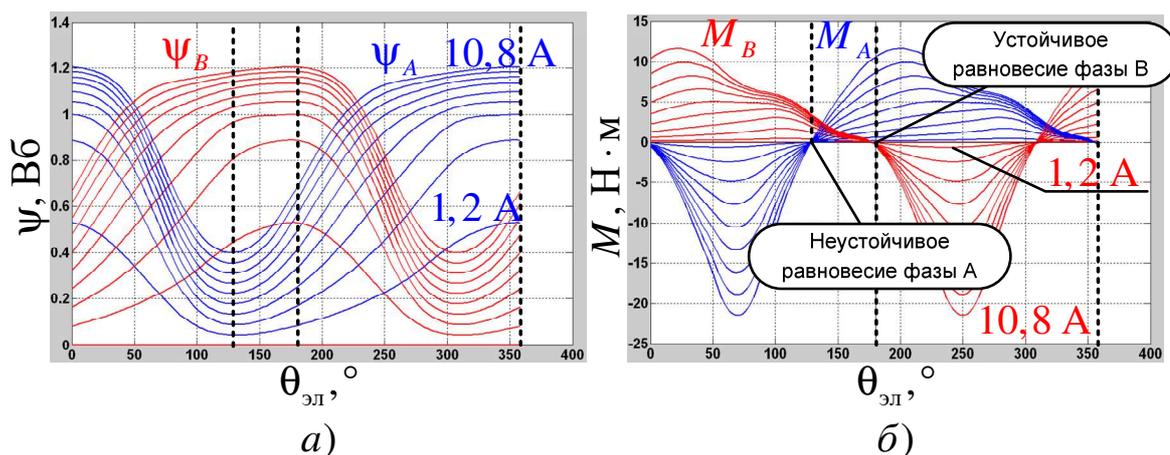


Рис. 3.31. Зависимости между потокосцеплениями и углом

В то время как потокосцепления меняются значительно с изменением тока, индуктивность для рассогласованного значения практически не зависит от протекающего тока (см. рис. 3.32), поэтому предпочтительнее определять индуктивность как признак, характеризующий положение ротора.

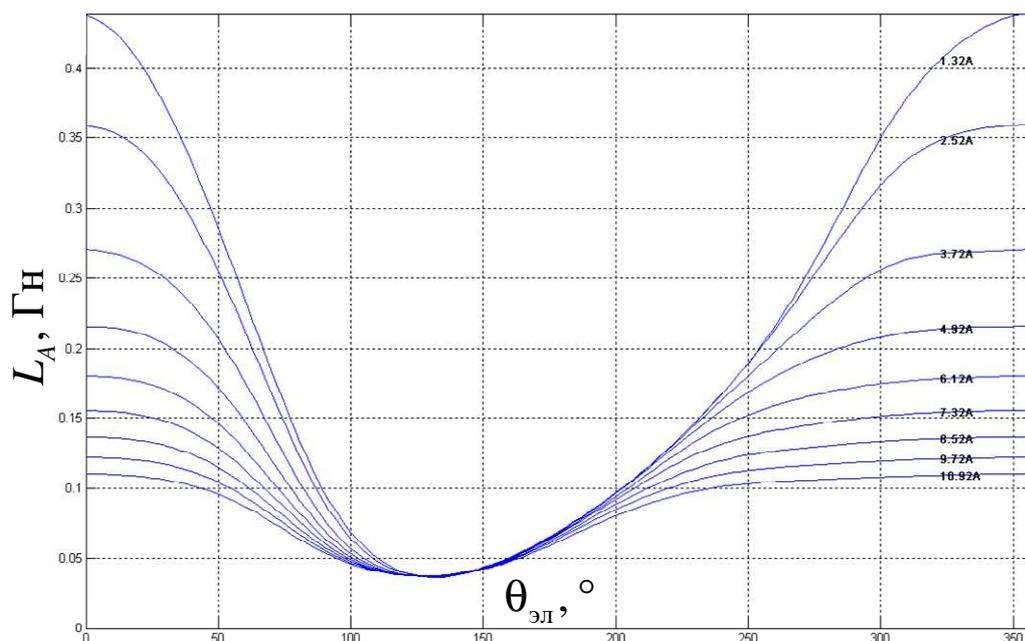


Рис. 3.32. Зависимость индуктивности фазы от угла для различных токов

Для синхронизации следует выбрать индуктивность синхронизации (см. рис. 3.33), которая должна находиться в промежутке между минимальной индуктивностью фазы (в точке неустойчивого равновесия) и её индуктивностью в точке устойчивого равновесия другой фазы.

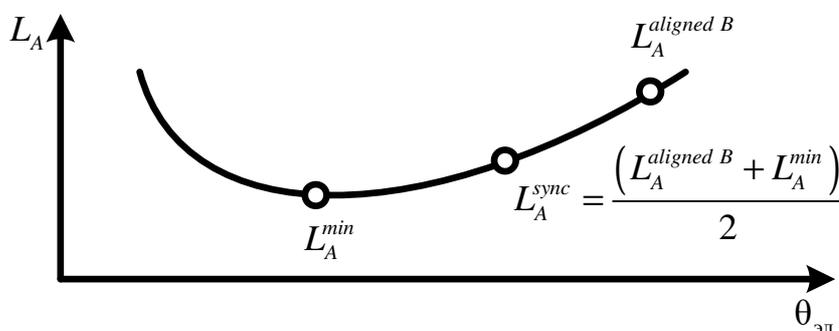


Рис. 3.33. Иллюстрация к выбору индуктивности точки синхронизации

Работу самосенсорного алгоритма управления иллюстрирует рис. 3.34. В начале фаза А была включена, и задание тока определялось регулятором тока (рис. 3.34а). Когда фаза выключилась по команде от аналогичного алгоритма фазы В, ток в ней был снижен до некоторого небольшого значения. Периодическое прерывание фазного тока производится для сброса ошибки интегрирования наблюдателя потокосцепления. Индуктивность определяется из оценки потокосцепления и измеренного значения тока. По мере поворота

ротора потокосцепление уменьшается, как и индуктивность при приблизительно постоянном токе. Алгоритм детектирует минимальную индуктивность, а далее ожидает, пока индуктивность не вырастет до уровня индуктивности синхронизации, достигнув которого фаза А снова включается. Интервал проводимости для каждой фазы составляет 180° , как показано на рис. 3.34б.

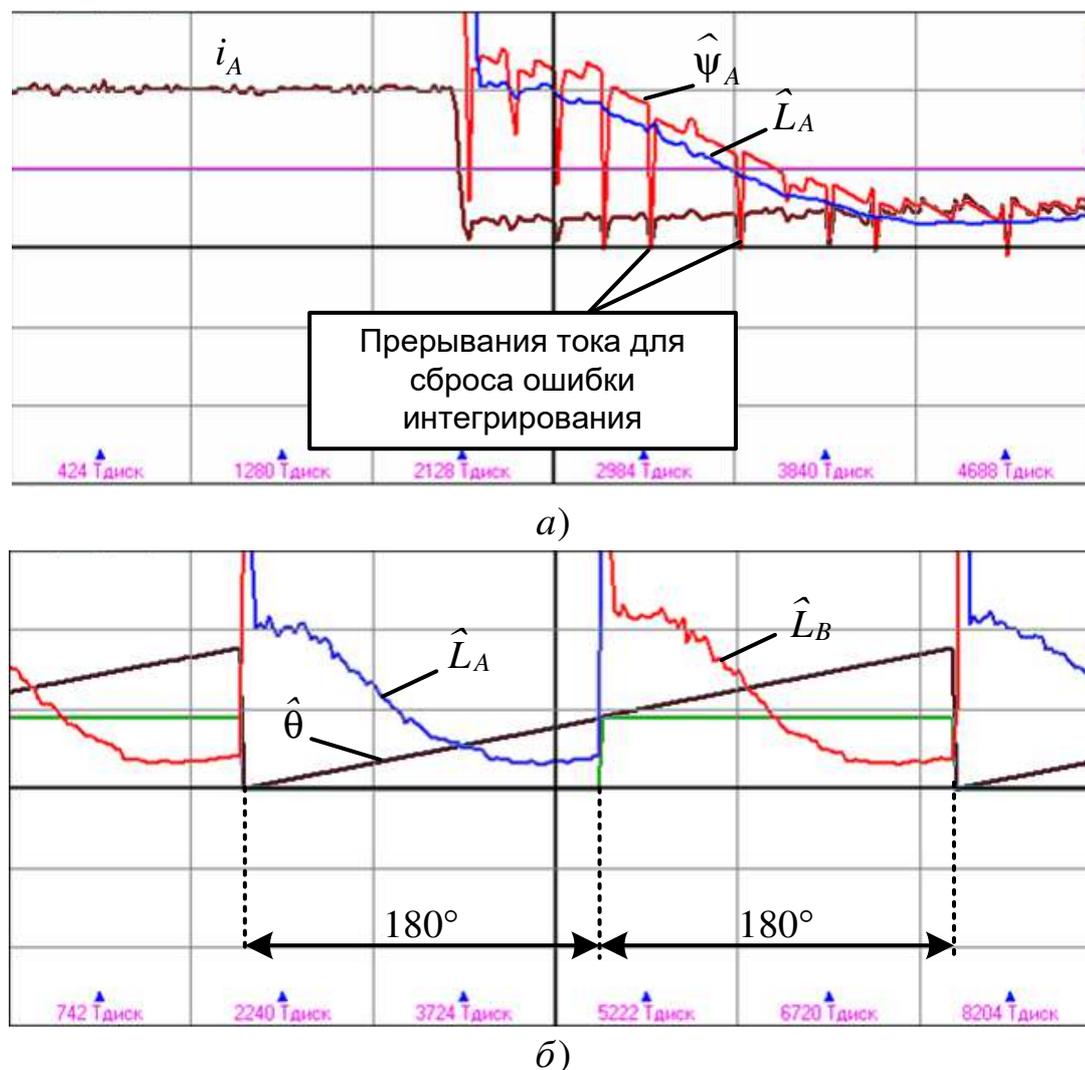


Рис. 4.34. Работа самосенсорного управления ВИД на малых скоростях (ток — 4 А в клетке, угол — 200° в клетке, потокосцепление — 0,4 Вб в клетке, индуктивность — 80 мГн, время — 37,45 мс в клетке)

Переключение между самосенсорной системой управления для низких и нулевых скоростей и системой бездатчикового управления для высоких скоростей осуществляется при определённой скорости с небольшой зоной гистерезиса, чтобы избежать многократного хаотичного переключения. В данном

электроприводе переключение на бездатчиковую систему осуществляется при 500 об/мин, а обратно на самосенсорную — при 300 об/мин.

Рассмотренный метод обладает существенным недостатком — он требует поддержания некоторого значения измерительного тока в отключенной фазе, что создает некоторый неконтролируемый и нежелательный момент, греет обмотки двигателя. Данный недостаток присущ всем самосенсорным системам, однако он может быть минимизирован при различных реализациях инжектированного сигнала.

На рис. 3.35 представлена осциллограмма работы самосенсорной системы управления трехфазного ВИД, где для определения индуктивности производится периодическое включение фазы на полное напряжение на один период дискретизации системы управления по времени. Значение максимума импульса тока обратно пропорционально индуктивности фазы. От предыдущего метода данный способ отличается тем, что он определяет индуктивность только с определенной частотой — частотой тестового сигнала. Предыдущий метод делает оценку индуктивности постоянно, поэтому применим на более высоких скоростях вращения.

Предложенные методы реализуют самосенсорное управление ВИД во всём диапазоне скоростей. Они были успешно апробированы на реальных электроприводах и показывают хорошую точность идентификации без существенного снижения показателей электропривода [2].

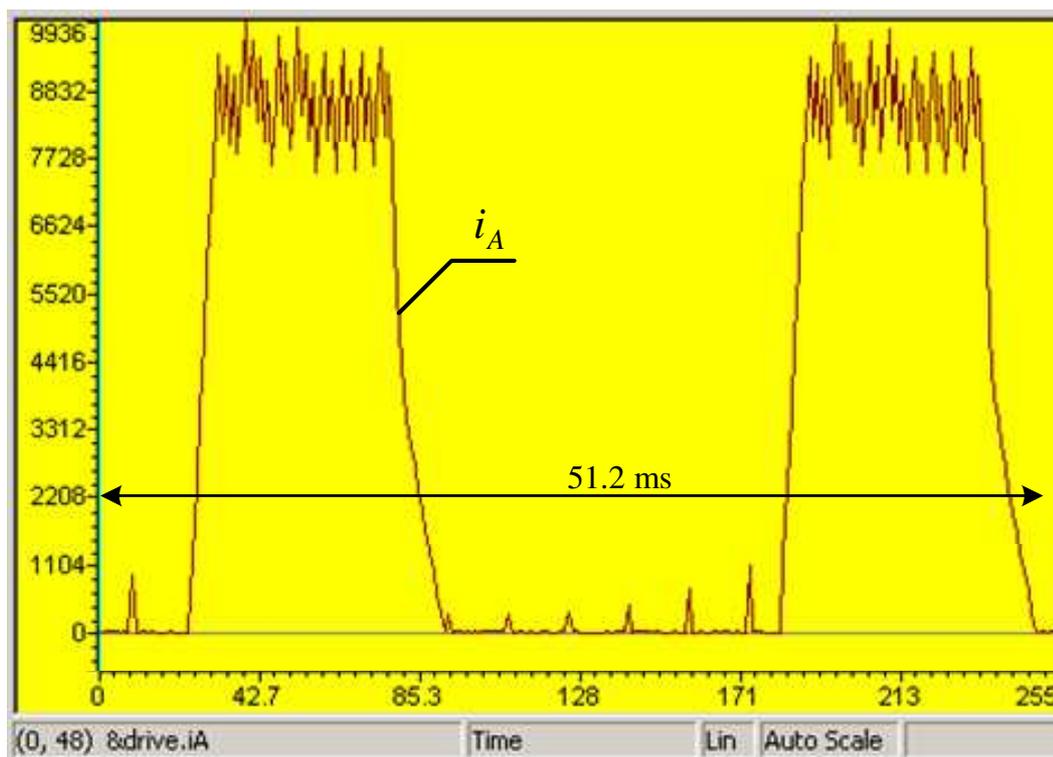


Рис. 3.35. Самосенсорный метод управления ВИД с периодическим инжектированием

3.4.2. Самосенсорная идентификации положения в вентильно-индукторных электроприводах с независимым возбуждением

Как и для ВИД, положение ротора ВИДНВ может быть определено такими методами, как определение противо-ЭДС или на базе магнитной анизотропии машины. Метод по противо-ЭДС применяется на средних и высоких скоростях. На малых скоростях вычисление ЭДС затруднено или невозможно, поэтому для малых и нулевых скоростей можно применить самосенсорную идентификацию положения [65, 66].

ВИДНВ имеет бóльшую продольную индуктивность, чем поперечную, тогда инъекция высокочастотного сигнала в статорную обмотку приведет к возникновению отклика в форме токов статора, который будет определяться угловым положением ротора. Оценка углового положения требует, как минимум одного периода инъекции, поэтому данный метод реализуем только для низких скоростей. На высоких скоростях изменение угла за период инъекции может оказаться значительным, поэтому при увеличении скорости система

управления должна переключаться на метод оценки по противо-ЭДС. Как и для классического ВИД, это переключение должно быть произведено как можно раньше, так как любая инъекция негативно влияет на характеристики электропривода из-за некоторого увеличения тока, акустического шума и пульсаций момента.

Самосенсорные методы делятся на множество подклассов, таких как инъекция тока или инъекция напряжения. Инъекция напряжения, как наиболее часто используемая, в свою очередь делится на инъекцию пульсирующего сигнала и инъекцию вращающегося сигнала. Частота инжектируемого сигнала в большинстве случаев лежит в пределах от 300 Гц до 1 кГц или использует перебор состояний инвертора в процессе ШИМ и измеряет отклик в токе на каждое из состояний [32].

В отличие от СДПМ, рассмотренных в [86, 63, 2], ВИДНВ имеет дополнительный измерительный канал — обмотку возбуждения, которая магнитно связана со статорной обмоткой. Это связь помогает реализовать самосенсорную идентификацию положения независимую от магнитной анизотропии (которой может и не быть) [91].

На рис. 3.36 представлена структура системы управления для исследования обоих методов самосенсорной идентификации — наблюдатель по отклику в токе статора и наблюдатель по отклику в токе возбуждения. Структура не имеет обратной связи по положению и позволяет реализовывать любой вращающийся вектор тока вместе с инжектированием сигнала.

3.4.2.1. Наблюдатель по отклику в токе статора

Наблюдатель по отклику в токе статора известен из [32], поэтому его подробная структура здесь не рассматривается, но, чтобы подтвердить применимость этого метода для электрических машин типа ВИДНВ, был выполнен ряд экспериментов.

Три опыта были проведены последовательно с различными условиями. В первом случае задание тока статора было равным нулю, чтобы исследовать возможность определения положения на холостом ходу. Эксперимент был проведен для трех различных положений вала двигателя — 300, 240 и 60 электрических градусов и частоте инъекции 250 Гц. Отклик в токе на высокочастотную инъекцию показан на рис. 3.37. Различия в переменной составляющей тока показывают, что индуктивность меняется более чем в три раза, что может быть использовано для определения положения ротора.

Во время второго опыта задание тока также было равно нулю, однако в этом случае двигатель приводился в движение другим электродвигателем с заданием скорости 170 об/мин. Положение восстанавливается с хорошей точностью (см. рис. 3.37г), но невозможно различить направление продольной оси, поэтому на графиках положение изображено, как удвоенный угол.

Последний эксперимент был выполнен с заданием тока статора равным 60 А и скоростью 120 об/мин, а двигатель вращался при разомкнутой структуре системы управления. Увеличение фазного тока привело к насыщению машины, что негативно отразилось на точности восстановления углового положения ротора (см. рис. 3.37д). Но хотя точность уменьшилась на столько, что теперь различимо только шесть положений на обороте, полученное разрешение, само по себе, не хуже, чем разрешение обычного ДПР на элементах Холла. Поэтому можно сделать вывод о применимости данного метода для ВИДНВ.

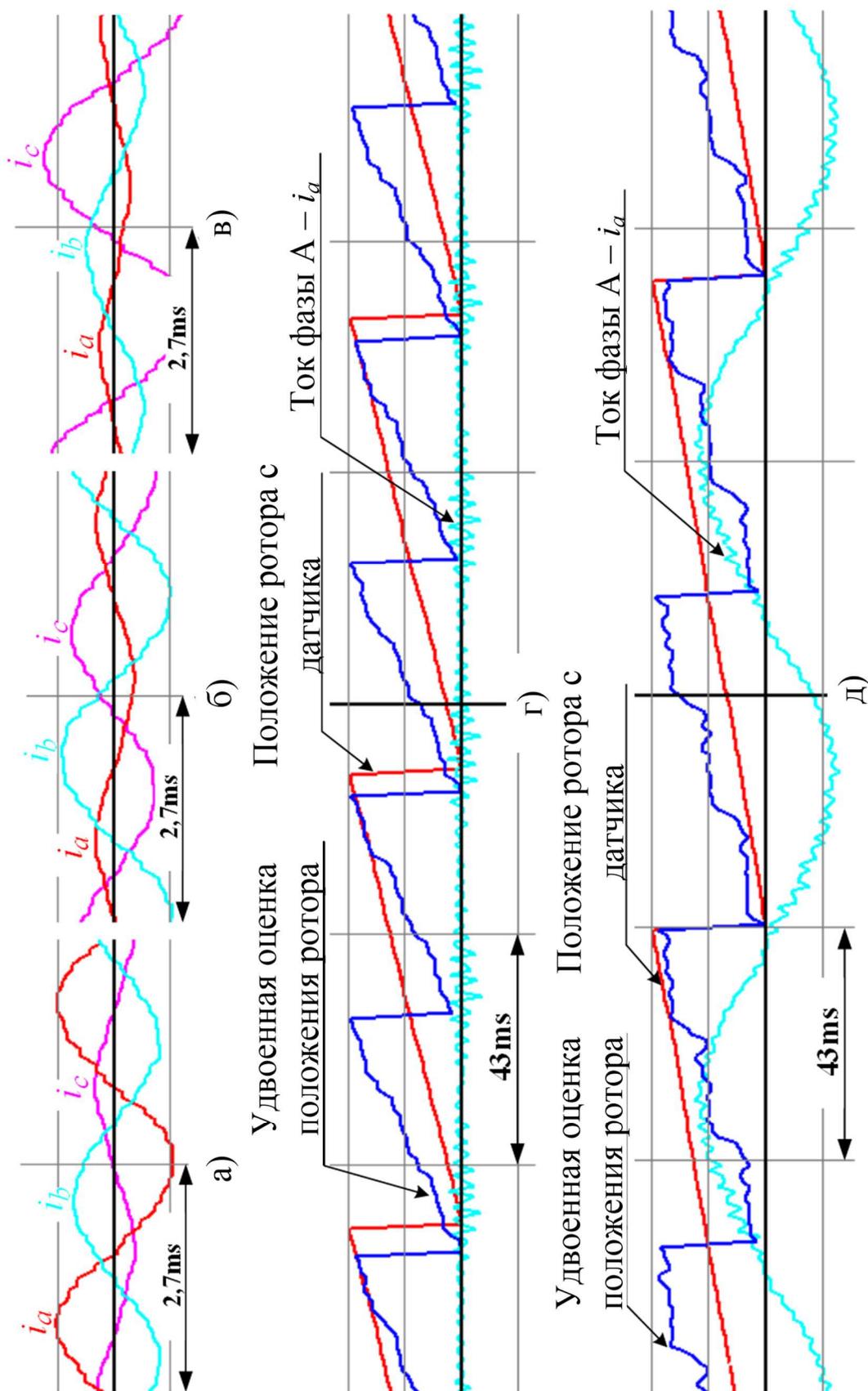


Рис. 3.37. Оценка положения наблюдателем по отклику в токе статора: а — токи трех фаз при положении 300° ; б — 240° ; в — 60° ; г — оценка угла при нулевом токе статора; д — оценка угла при токе статора 60 A

3.4.2.2. Наблюдатель по отклику в токе возбуждения

Точность рассмотренного метода по отклику в токе статора страдает от насыщения машины и угол определяется с точностью до 180 градусов, в то время как у ВИДНВ имеется дополнительный канал для измерения — обмотка возбуждения, который также может быть использован для оценки положения. В соответствии с (1.106) изменение тока продольной оси приводит к изменению тока обмотки возбуждения при постоянстве потока по продольной оси. Соответственно инжекция в статорную обмотку должна быть наблюдаема в обмотке возбуждения.

Ток обмотки возбуждения регулируется релейным регулятором. Если ток меньше заданного значения, то напряжение ЗПТ оказывается приложенным к обмотке возбуждения, иначе обмотка закорачивается, что эквивалентно приложению нулевого напряжения. Работа регулятора тока обмотки возбуждения одновременно с высокочастотной инжекцией в статорную обмотку для двух противоположных углов представлена на рис. 3.38. Отклики в токе обмотки возбуждения имеют одинаковую амплитуду, но разные фазы.

Ток в обмотке возбуждения содержит составляющую от работы релейного регулятора тока, которая вносит искажение в отклик от инжекции в статорные обмотки. Эти искажения могут быть устранены за счет наблюдателя возмущения, который должен предсказывать поведение тока в обмотке возбуждения в соответствии с сигналами управления, приходящими от релейного регулятора.

Структурная схема наблюдателя представлена на рис. 3.39. Она содержит интегратор, который замещает индуктивность обмотки возбуждения L_f . Прикладываемое напряжение за вычетом падения на активном сопротивлении обмотки \hat{R}_f интегрируется, и вычисляется оценка тока обмотки возбуждения \hat{i}_f . Из-за большого изменения температуры, сопротивление обмотки возбуждения в процессе работы электропривода меняется значительно, и разница между оценкой и измеренным значением используется чтобы скорректировать

оценку сопротивления с помощью наблюдателя, представленного интегральным звеном с малым коэффициентом усиления $K_{\text{сопр}}$. Когда параметры модели соответствуют параметрам объекта, разница между измеренным и оцененным током представляет собой чистый отклик от инжектированного сигнала $i_{f \text{ inj}}$.

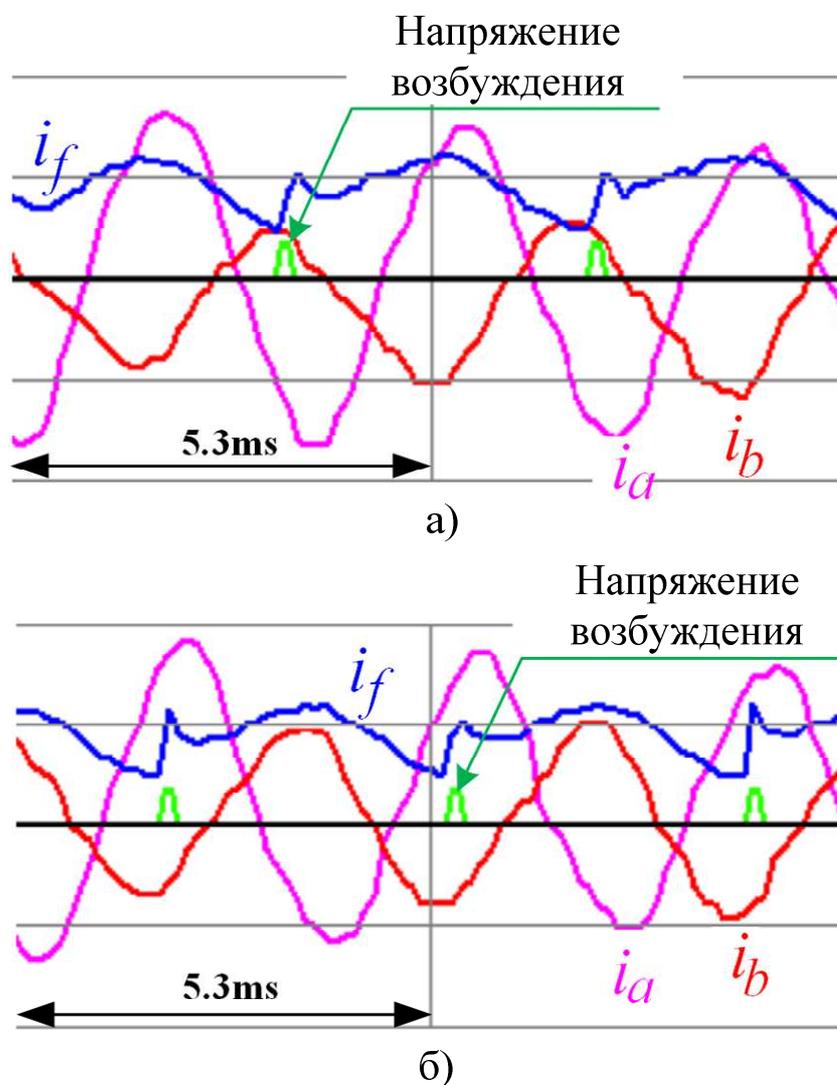


Рис. 3.38. Отклик в токе обмотки возбуждения ВИДНВ: а — положение ротора 0° ; б — положение ротора 180°

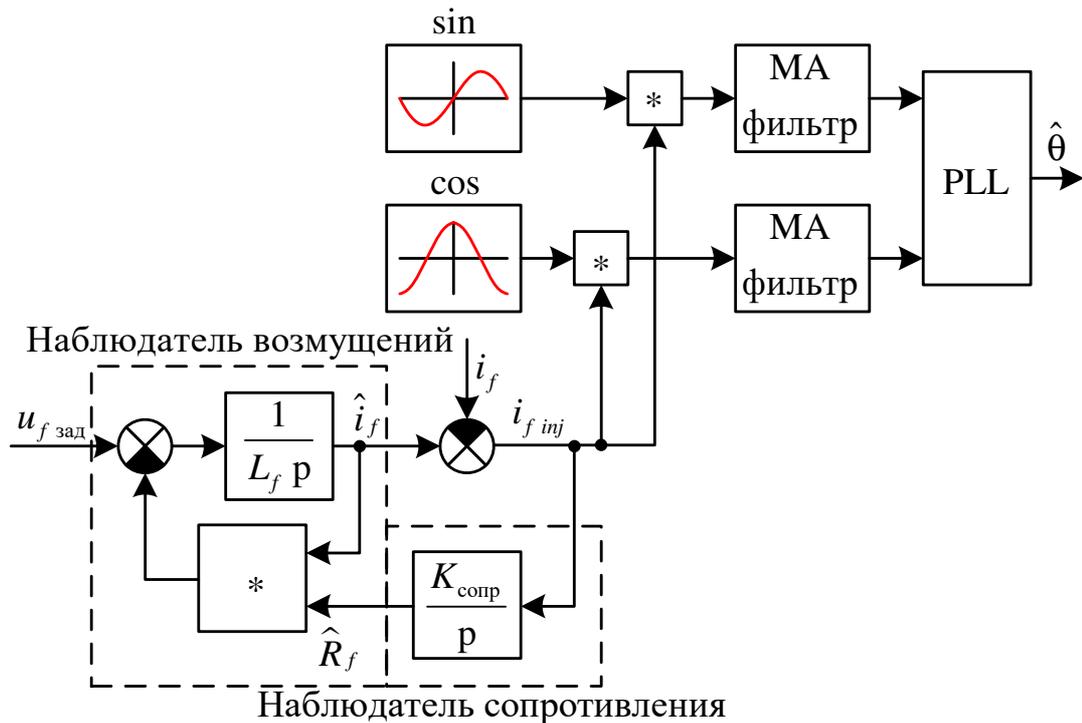


Рис. 3.39. Структурная схема наблюдателя отклика в токе возбуждения

Отклик в токе обмотки возбуждения изменяет свою фазу в зависимости от положения ротора. Чтобы определить фазу сигнала, его умножают на синусоидальный и косинусоидальный сигналы, синфазные с сигналами инжекции в статор. Фильтр среднего скользящего имеет окно, равное периоду инжекции, и после него получают синусоидальную и косинусоидальную компоненты углового положения. Эти два сигнала обрабатываются PLL-фильтром, который убирает шумы из выделенных сигналов.

На рис. 3.40 показана осциллограмма пуска ВИДНВ с разработанным наблюдателем положения. Точность восстановления положения проверялась с помощью ДПР на базе элементов Холла. Его сигнал интерполировался после некоторой минимальной скорости. Ошибка между восстановленным положением и измеренным мала и получаемый результат имеет достаточную точность для работы системы векторного управления.

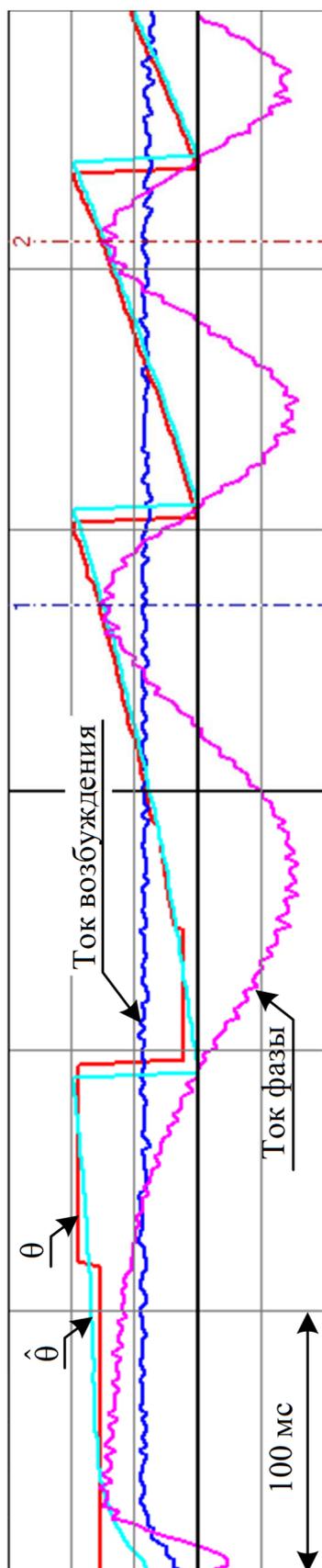


Рис. 3.40. Определение углового положения ротора при пуске с наблюдателем по отклику в токе возбуждения (ток фазы — 100 А в клетке; ток возбуждения — 5 А в клетке, углы — 180° в клетке)

3.5. Выводы по главе

В данной главе рассмотрены вопросы обработки сигналов ДПР и построения самосенсорных систем управления для ВИД и ВИДНВ.

В результате выполненных исследований разработан комплекс алгоритмов идентификации скорости и положения для основных типов датчиков, применяемых в тяговых электроприводах.

Для инкрементальных датчиков положения предложен метод синхронизированного измерения скорости, работающий синхронно с регулятором скорости и обеспечивающий минимальную и постоянную задержку, равную половине времени измерения скорости, и обеспечивающий в два раза более высокие показатели по сравнению с известными методами.

Для синусно-косинусных инкрементальных датчиков положения разработан метод фильтрации постоянной составляющей сигналов в угловой области, не требующий перенастройки в зависимости от угловой частоты вращения.

Разработаны алгоритмы самосенсорной идентификации положения, обеспечивающие надежное функционирование тяговых электроприводов в случае отказа датчика положения ротора. Для вентильно-индукторных электроприводов с независимым возбуждением разработана и реализована система самосенсорного управления с наблюдателем по отклику в токе возбуждения, обеспечивающая идентификацию положения во всём диапазоне моментов, реализуемых тяговым электроприводом, что позволяет создавать тяговые электроприводы, изначально не имеющие датчика положения ротора в своей конструкции.

ГЛАВА 4. ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАЗРАБОТКИ И ОТЛАДКИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Разработка и отладка распределенных микроконтроллерных систем управления, какой является любая гибридная электрическая трансмиссия, требует эффективных методов настройки параметров, осциллографирования, обновления ПО. Имеющиеся решения производителей микроконтроллеров, такие как JTAG-эмуляторы, даже при наличии в них поддержки отладки реального времени не позволяют оперативно подключаться к отлаживаемым устройствам, не обеспечивают безопасной отладки, так как в условиях помех от силовой части микроконтроллер может дать сбой при работе по отладочному интерфейсу, что в свою очередь может привести к отказу силовой части привода. Пользовательский интерфейс оставляет желать лучшего, так как, по сути, настройка привода и осциллографирование возможны только из среды разработки ПО.

Все перечисленные проблемы побудили автора и руководимый им коллектив создать собственные средства отладки, работающие по последовательным каналам связи, обеспечивающие простой и удобный пользовательский интерфейс не только для программиста, но и для наладчика электротехнического комплекса. В качестве базового интерфейса для отладки был выбран CAN с протоколом CANopen и вокруг него появилось большое число дополнительных сервисов, обеспечивающий необходимые функции разработки и отладки цифровых систем управления [154].

4.1. Протокол CANopen и его реализация в микроконтроллерах для управления двигателями

4.1.1. Анализ требований к последовательному каналу связи в гибридных и электрических трансмиссиях

С усложнением технологического процесса, увеличением числа контролируемых величин растет число сигналов, которые необходимы для связи

между системой верхнего уровня и исполнительными устройствами. Реализация современных транспортных средств, по сути, невозможна без применения последовательных каналов связи, заменяющих десятки, сотни и тысячи управляющих дискретных и аналоговых сигналов. Последовательные интерфейсы связи имеют следующие важные преимущества над дискретными и аналоговыми способами управления и диагностики:

- Во-первых, существенно сокращается количество проводных соединений, что снижает стоимость и повышает надежность системы в целом. Резервирование канала связи осуществляется прокладкой двух независимых сетей с параллельным обменом сразу по двум сетям и постоянным контролем исправности сети.
- Во-вторых, в последовательных каналах связи постоянно ведется проверка наличия и качества соединения, а передаваемые данные не подвержены помехам, так как производится проверка их целостности, вероятность приема недостоверной информации приближается к нулю. Механизмы определения обрывов аналоговых или дискретных связей сложнее и увеличивают стоимость проекта, к тому же эти сигналы подвержены влиянию помех.
- В-третьих, в сеть можно относительно легко добавлять при необходимости новые устройства без перепрокладки информационных кабельных соединений, так как подключение будет проводиться к уже существующей сети.

К задачам таких последовательных интерфейсов связи относят:

- управление устройствами;
- диагностику устройств;
- настройку параметров и режимов работы;
- отладку алгоритмов работы и цифровое осциллографирование;
- обновление программного обеспечения.

Сетевые интерфейсы имеют разную топологию и организацию, как логическую, так и физическую. Для быстрого обмена данными в спроектированных трансмиссиях применен интерфейс на базе RS-485, который работает на высокой скорости и обеспечивает быстрое распределение заданий моментов на каждый тяговый электропривод и прием информации о текущей скорости и реально реализуемом моменте. Для остальных задач управления (в том числе резервного канала управления тяговыми электродвигателями) был применен интерфейс CAN.

Данный интерфейс реализован практически во всех современных микроконтроллерах на аппаратном уровне, что существенно упрощает процесс программирования. Часто микроконтроллеры имеют не один, а два или даже три CAN-интерфейса для создания шлюзов или обеспечения резервирования канала связи. Среди протоколов верхнего уровня реализуются CANopen, DeviceNet и другие. Начало разработки протокола верхнего уровня было начато в 2004 году, и выбор был сделан в пользу протокола CANopen. Причины выбора оказались чисто субъективными: наличие в сети Интернет сайта microcanopen.com, который содержал очень простое объяснение принципов построения CAN-сетей и протокола CANopen для МК невысокой вычислительной мощности, а также своевременное размещение стандарта CANopen в открытый доступ организаций CAN in Automation.

Дальнейшее развитие протоколов верхнего уровня CAN-сетей показало правильность выбранного решения. В настоящее время CANopen (в отличие от DeviceNET) поддерживается практически всеми производителями промышленного оборудования, такими как ABB, Siemens, Schneider Electric и др.

4.1.2. Особенности CAN-сети

CAN-сеть в обычной своей реализации использует провод типа «витая пара» для передачи дифференциального сигнала. Информация передается пакетами, состоящими из 11-разрядного (29-разрядного в версии протокола CAN2.0B) заголовка и кадра данных длиной от 0 до 8 байт. Малый размер

пакета — это первый признак CAN-сети, как сети реального времени. То есть каждая посылка не отнимает большого количества времени и между низкоприоритетными посылками могут вклиниваться высокоприоритетные сообщения, латентность доставки которых должна быть строго регламентирована для систем реального времени.

Все устройства в CAN-сети соединяются последовательно. Скорость передачи зависит от длины сети. Рекомендованная область скоростей передачи показана на рис. 4.1.

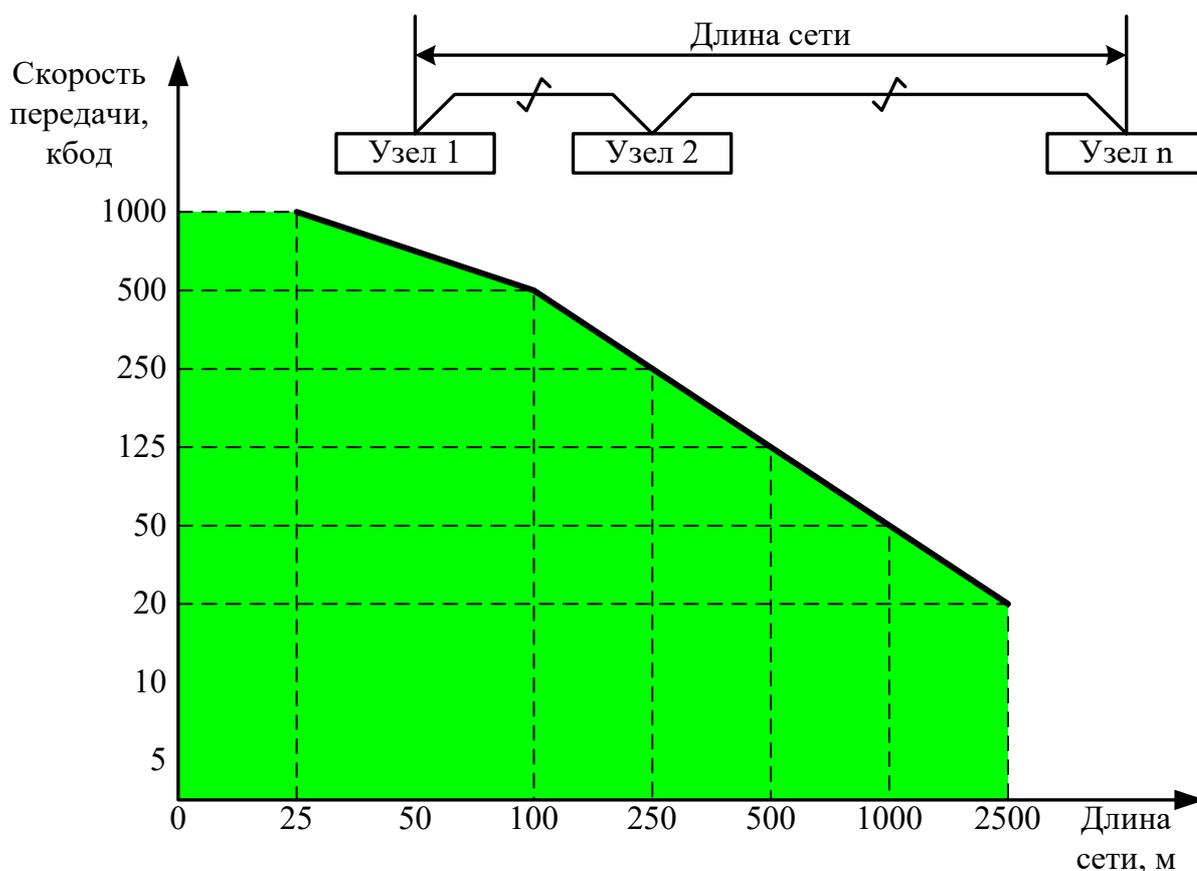


Рис. 4.1. Рекомендованная область скоростей CAN-сети

Если сравнивать скорость CAN-сети со скоростью, например, Profibus-DP (до 12 Мбод), то первая очень сильно проигрывает. Проигрыш в скорости связан с физическим принципом передачи информации в CAN-сети. Передаваемые на шину данные представлены «нулями» и «единицами». В терминологии CAN-сети «ноль» является доминантным (преобладающим) состоянием, а «единица» — рецессивным (исчезающим). То есть, если два устройства сети одновременно выдают на линию разные данные (одно устройство —

«ноль», другое — «единицу»), то на линии оказывается «ноль» — рецессивная «единица» потеряна.

Пользуясь этим принципом, CAN-сеть разрешает коллизии (или одновременное включение на передачу двух или нескольких устройств сети) методом недеструктивного арбитража (метод определения самого приоритетного из передающих устройств без потери времени на разрешение коллизии). В качестве арбитражного поля используется заголовок CAN-сообщения. Предположим, что одновременно три узла стали передавать сообщения (рис. 4.2).

Узел 1	Узел 2	Узел 3	Шина	
0	0	0	0	Стартовый бит
0	0	1	0	Узел 3 проиграл арбитраж.
0	0	Принимает	0	
1	1		1	
1	0		0	Узел 1 проиграл арбитраж
Принимает	x		x	
	x		x	
	x		x	

Узел 2 продолжает передачу

Рис. 4.2. Арбитраж в CAN-сети

После первого стартового бита, который был одинаков для всех трех устройств, передается первый бит заголовка. У третьего узла этот бит оказался равен «единице», в то время как остальные узлы выдали на шину «ноль». «Ноль» является доминантным состоянием шины, поэтому третий узел, читая состояние шины, видит, что на ней оказалась не та информация, которую он хотел передать. Таким образом, третий узел проигрывает арбитраж и начинает прием данных. Его сообщение откладывается до тех пор, пока шина не освободится для передачи, когда снова должна будет повториться фаза арбитража.

Следующие два бита оказываются одинаковыми для первого и второго узлов сети. Различие начинается дальше, когда первый узел передает рецессивную «единицу», а второй — доминантный «ноль». Первый узел видит несоответствие данных на шине и проигрывает арбитраж, переключаясь в режим приема сообщения. На шине остается только второй узел, приоритет которого оказался наивысшим. Данный способ арбитража требует выполнения очень важного условия.

Сигнал, передаваемый любым из узлов сети, должен распространяться по всей длине сети с малой фазовой задержкой. То есть различие во времени от отправки бита до его получения любым другим устройством не должно превышать малой доли времени передачи одного бита.

Это условие существенно ограничивает возможную скорость передачи информации в CAN-сети. Если в других сетях можно успеть переслать много разрядов сообщения, прежде чем первый его разряд, распространяясь со скоростью света, достигнет получателя, то в CAN-сети все узлы работают на «досветовой» скорости. Данное свойство CAN-сети, являясь на первый взгляд существенным недостатком, открывает принципиально новые возможности.

В CAN сети допускается, чтобы несколько устройств начинали передачу сообщений одновременно, но это абсолютно неприемлемо в высокоскоростных сетях, поэтому там применяют технологию «мастер-подчиненный» (или «клиент-сервер»). В сети Profibus-DP «мастер» сети должен опрашивать каждое устройство по очереди, чтобы получить с него данные и определить его состояние.

В CAN-сети любой из узлов может инициировать связь. Например, если пульт управления опрашивает состояние каких-либо параметров привода, то этот процесс не мешает выполнению технологической задачи. А возникшая аварийная ситуация должна вызывать немедленную реакцию. Тогда аварийные сообщения получают заголовки вида «001 xxxx xxxx», заголовки вида «01x xxxx xxxx» получают сообщения технологической задачи, а запросы пульта управления будут иметь заголовки «1xx xxxx xxxx» (подобная схема

используется в протоколах верхнего уровня DeviceNet и CANopen). Тогда аварийные сообщения всегда будут передаваться первыми, сразу после завершения передачи текущего передаваемого сообщения, так как они будут выигрывать арбитраж на шине. Если все протекает нормально и аварийных сообщений нет, то шина CAN-сети занята сообщениями технологического характера. Перерывы между технологическими сообщениями занимают запросы пультов управления и средств диспетчеризации.

Возможность инициации сообщения любым из устройств и отсутствие явного ведущего мастера достигается именно благодаря недеструктивному арбитражу на шине, потере в скорости передачи. Взамен для высокоприоритетных сообщений мы получаем максимальную задержку равную T – времени пересылки одного сообщения (рис. 4.3).

Все сообщения в CAN-сети широковещательные, то есть могут быть услышаны любым из устройств. Идентификатор сообщения не указывает получателя и используется для определения содержимого сообщения. Косвенно по идентификатору можно судить об отправителе, так как одну и ту же информацию разные узлы отсылать в сеть не могут. Каждый узел может решать принимать ли ему сообщения с этим идентификатором или не принимать, что делать с принимаемой информацией, как ее интерпретировать.

Широковещательность позволяет экономить трафик сети, так как в одной посылке можно упаковывать информацию для разных потребителей. Например, контроллер верхнего уровня высылает в сеть команды включения источника питания внешних потребителей и источника питания мотор-вентиляторов в одной посылке. Тогда источник питания внешних потребителей, может воспринимать первый бит информации как сигнал «Вкл/выкл», а преобразователь мотор-вентиляторов аналогичным образом может воспринимать второй бит передаваемой информации. В сети Profibus-DP мастер выполняет ту же самую операцию другим образом. Он направляет информацию сначала одному устройству сети, затем другому. Достаточно только на данном примера, чтобы показать, что количество сообщений сократилось в два раза.

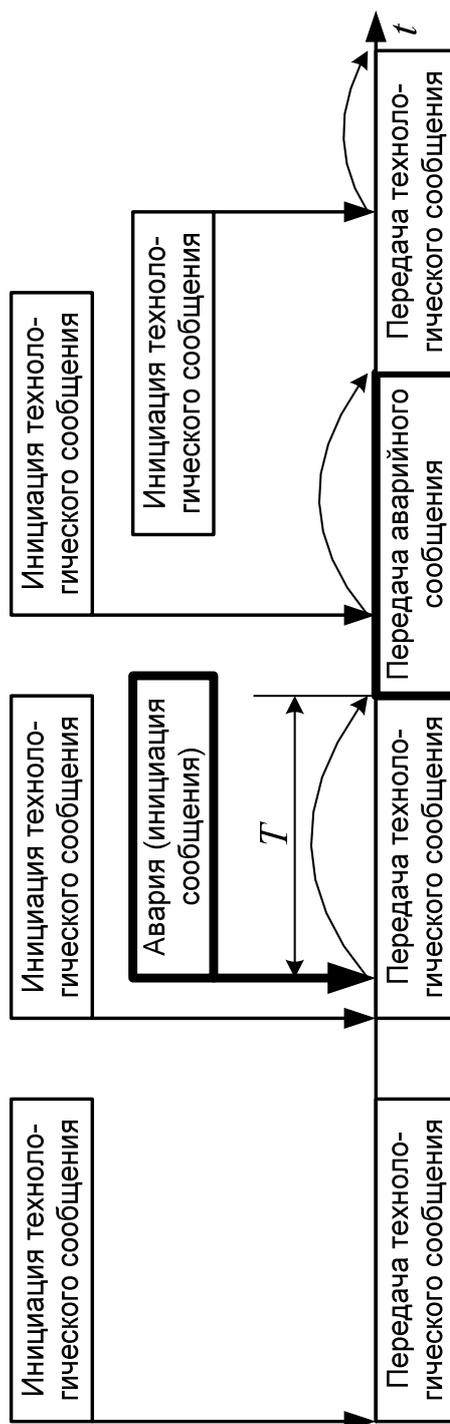


Рис. 4.3. Задержки в передаче сообщений по CAN-сети

4.2. Протоколы верхнего уровня для CAN-сети

В CAN-сети данные передаются пакетами по 8 байт с гарантированной доставкой сообщений и с широкими возможностями по расстановке приоритетов сообщений. Наполнение пакетов данными определяется протоколами верхнего уровня или протоколами работы с приложением, то есть с

программой, обеспечивающей главную функцию электротехнического устройства (например, с системой управления преобразователем частоты).

Существует большое количество протоколов верхнего уровня, предназначенных для решения разных задач. Выбирая между протоколами, следует анализировать следующие важные факторы:

- совместимость с другими узлами сети;
- реализуемость протокола на выбранном оборудовании;
- стоимость спецификации протокола;
- стоимость драйвера протокола.

Когда организуется какая-либо промышленная сеть, необходимо, чтобы внутри нее устройства поддерживали выбранный протокол верхнего уровня, а если протоколы разных устройств все-таки различаются, то они не должны мешать друг другу внутри одного информационного пространства. Чтобы избежать проблем, требование следует формулировать более жестко, запретив внутри сети разные протоколы верхнего уровня, даже если это не мешает основной задаче, чтобы исключить вероятность сбоев.

Вторым ключевым моментом является возможность реализации протокола на используемом контроллере. Дело в том, что для работы современного совместимого протокола требуется большой объем памяти данных и программ и процессорного времени, которое так необходимо для решения прямых технологических задач. Если рассмотреть пример с протоколом CANopen, то оказывается, что его драйвер для микроконтроллеров TMS320LF2406A от Texas Instruments (семейство специализированных микроконтроллеров со встроенной периферией для управления двигателями и полупроводниковыми преобразователями) займет практически весь объем памяти программ и почти весь объем ОЗУ данных и не оставит каких-либо ресурсов на выполнение основных задач, и это при том, что данный контроллер нельзя отнести к низкопроизводительным. Он являлся флагманом своего семейства до 2004 года.

Спецификации протокола доступны членам ассоциации поддержки и разработки протокола. При создании устройства с поддержкой какого-либо

протокола следует приобрести уникальный код производителя (VendorID), чтобы устройство имело гарантированно уникальное имя в сети и могло быть идентифицировано сторонними производителями.

После выбора протокола требуется реализовать его стек (программный драйвер протокола) на конкретном процессоре. Стоимость готового драйвера протокола CANopen составляет несколько десятков тысяч долларов и варьируется в зависимости от типа процессора. Преимущество разработки собственного драйвера заключается в возможности адаптации его под конкретную задачу и сокращения используемых ресурсов процессора.

В настоящее время наиболее используемым протоколом является CANopen. Зимой 2004 года CiA (CAN in Automation – организация по стандартизации CAN в промышленности) предоставила свободный доступ к спецификации CANopen [33], что позволило оценить ресурсоемкость протокола и начать написание собственного драйвера. Вторым обстоятельством, повлиявшим на выбор, стало наличие в глобальной сети ресурса www.microcanopen.com (в настоящее время обучающие презентации удалены с ресурса и предоставляются в виде платных курсов), на котором рассматривались вопросы создания устройств ограниченной совместимости, реализующих только основные жизненно важные функции протокола. После анализа полной спецификации и предложений по ограничению функций автором был разработан адаптированный CANopen-совместимый протокол, пригодный для решения задач локальной автоматизации и управления двигателями и требующий менее одной трети ресурсов памяти микроконтроллеров TMS320LF2406A и TMS320F2810. В настоящее время данный протокол реализован для МК серий Delfino, Concerto, Piccolo от компании Texas Instruments и на отечественном МК K1921BK01T производства ОАО «НИИЭТ» г. Воронеж.

4.3. Адаптация CANopen для задач электропривода

Протокол верхнего уровня CANopen разработан организацией CiA и изначально ориентирован на решение задач электропривода. В сети может

одновременно находиться до 127 устройств. Протокол обеспечивает постоянный мониторинг устройств в сети, позволяет читать или изменять любой из параметров устройства и обеспечивает регулярную пересылку ограниченного числа параметров технологического процесса (задания и обратные связи).

Так как разработка протокола производилась профессионалами в области коммуникаций, некоторые особенности, важные для решения задач электропривода, оказались неучтенными. Приведем примеры.

Параметры устройства, такие как задание скорости и значение обратной связи по скорости, описываются в словаре объектов, который хранится непосредственно внутри устройства. Чтобы получить доступ к параметру и прочесть его значение или записать его, требуется указать номер параметра в словаре объектов. Однако средствами CANopen нельзя получить из устройства список его параметров.

Для устройств, таких как преобразователи частоты, платы ввода/вывода информации, датчики величин и т.д. существуют стандартные словари объектов (словари параметров), но преобразователи частоты разных производителей имеют разный формат представления одних и тех же величин, разные схемы встроенных структур систем управления и разные настраиваемые параметры. Наиболее полным в настоящее время является стандарт для плат дискретного ввода/вывода, в то время как стандартизовать профиль на преобразователи частоты не удастся.

Параметры устройств представляются целыми числами, булевыми числами, числами с плавающей точкой и строковыми переменными и константами. В системах управления электроприводами физические величины удобно представлять в относительных единицах, но CANopen не поддерживает в явном виде этот формат. Строковые переменные крайне редко применяются в современных контроллерных системах, так как работа с ними ресурсоемка. И только в последнее время растет число решений изначально реализованных в плавающей точке. Обработка строковых типов была исключена из

возможностей драйвера для сокращения объема используемой памяти данных и программ.

При разработке драйвера CANopen были учтены все перечисленные недочеты стандартного протокола. Адаптация проводилась за счет включения в драйвер надстроек без ухудшения совместимости с другими CANopen устройствами. Были решены следующие задачи:

- Реализована поддержка представления данных в относительных единицах. Каждому параметру в относительных единицах ставится в соответствие масштабирующий коэффициент, необходимый для преобразования из относительных величин в абсолютные. Каждый параметр имеет размерность и префикс (к, М, Г, п, н, мк, м) для представления больших и малых величин.
- Разработан механизм определения перечня параметров устройства, что позволяет подключаться к устройствам CAN-сети и производить просмотр и настройку параметров, не имея файла описания словаря устройства. Это позволяет подключать пульты управления, универсальные для всех устройств сети.
- Реализованы режимы автоматического включения устройства в работу без участия «мастера» сети со слежением за наличием в сети обязательных устройств.

Последняя задача обусловлена первоначальной ориентацией CANopen на сети с ведущим «мастером», который частично или полностью контролирует поток данных и отслеживает состояние устройств в сети. Например, в замкнутой структуре «преобразователь частоты с выходом на CANopen – датчик давления с выходом на CANopen» требуется наличие «мастера» сети для слежения за исправностью оборудования, иначе преобразователь продолжит работу, оставшись без обратной связи по давлению в случае отказа датчика или его системы питания. Мониторинг состояния устройств в сети осуществляется сервисом «Heartbeat» (от английского «сердцебиение»), адаптацию которого рассмотрим более подробно.

4.3.1. Адаптация сервиса «Heartbeat»

Сервис «Heartbeat» служит для рассылки в сеть периодических сообщений, содержащих информацию о текущем состоянии устройства. Потребитель сообщений в спецификации протокола не оговаривается, как не оговаривается механизм их обработки. Для адаптированного протокола был разработан следующий алгоритм работы сервиса «Heartbeat».

Каждое устройство посылает в сеть сообщение с периодичностью, определенной параметром «Producer Heartbeat Time» (период рассылки сообщений «Heartbeat»). Каждое устройство принимает все сообщения «Heartbeat», рассылаемые в сети. Было предложено, что при получении сообщения устройство определяет номер источника сообщения и устанавливает один из 128 флагов в соответствии с номером источника. С заданной параметром «Consumer Heartbeat Time» (период ожидания сообщений «Heartbeat») периодичностью производится проверка соответствия установленных флагов и маски обязательных устройств. Если флаги закрывают всю маску обязательных устройств, то устройство продолжает работать в нормальном режиме, если же выясняется, что одно из обязательных устройств потеряно, устройство рассылает аварийное сообщение и переходит в пассивное состояние. Программа, выполняющая основную функцию устройства, получает предупреждение об ошибке в канале связи.

В адаптированном протоколе CANopen сервис Heartbeat служит не только для слежения за устройствами в рабочем состоянии, но и для введения их в работу в автоматическом режиме (без участия мастера сети) как после подачи питания, так и после восстановления связи. Для этого были введены параметры «Heartbeat Auto Start» (признак разрешения автоматического запуска), который определяет возможность проведения самозапуска, и «Heartbeat Auto Recovery» (признак разрешения перезапуска), позволяющий переходить из аварийного состояния в рабочее.

Включаясь, устройство проходит состояние «Bootup» (начальная инициализация) и переходит в состояние «Preoperational» (предфункционирование),

в котором оно ожидает появления в сети всех обязательных устройств. Если значение «Heartbeat Auto Start» равно булевой истине, и в сети присутствуют все необходимые устройства, происходит переход в состояние «Operational» (функционирование), когда все сервисы обмена данными CANopen включаются в работу. Если какое-либо из обязательных устройств сети перестает рассылать свое сообщение «Heartbeat», то это идентифицируется другими устройствами, и они переходят в состояние «Stopped» (остановка), выход из которого назад в предфункционирование возможен, если параметр «Heartbeat Auto Recovery» равен истине, и все обязательные устройства снова появились в сети.

Для определения перечня обязательных устройств сети автором был введен параметр «Heartbeat Mask» (маска обязательных устройств сервиса «Heartbeat»), а наличие устройств сети может определяться по значению параметра «Heartbeat Device Present» (наличие устройств в сети).

Если все же предполагается использование «мастера» сети, то адаптированный сервис Heartbeat остается полностью совместимым с оригинальным сервисом, описанным в спецификации.

4.3.2. Реализованные сервисы CANopen

В драйвере были реализованы следующие сервисы CANopen:

- **NMT** сервис для управления состоянием устройств;
- **Heartbeat** сервис для автоматического включения устройств и слежением за целостностью сети;
- **PDO** сервис для обмена данными в режиме реального времени;
- **SDO** сервис для настройки параметров в режиме «клиент-сервер».

Данные сервисы обеспечивают функционирование сети CANopen, однако для улучшения потребительских свойств протокола было решено еще несколько задач, описанных в последующих разделах.

4.4. Надстройки к протоколу CANopen для обеспечения качественной настройки и отладки систем управления

В стандарте CANopen определяются целочисленные данные 16 или 32 бит, числа с плавающей точкой, строковые и булевы параметры. При этом описание словаря идет отдельным файлом формата EDS. Следует отметить, что в EDS файле нет данных о размерности величины, ее масштабирующем коэффициенте, месте хранения данной переменной в памяти. Эти данные можно найти только в описании на изделие.

Таким образом, можно выделить следующие недостатки базовой реализации CANopen, которые были устранены в рамках данной работы:

- Невозможно определить набор параметров устройства без EDS-файла.
- Невозможно понять масштаб и размерность значений параметров.
- Не поддерживаются битовые перечисления.

4.4.1. Интерпретатор команд для работы со словарем объектов

В большом количестве современных устройств предусмотрен специальный объект, который содержит словарь объектов, содержащий в себе EDS-файл описания параметров. Однако, как было сказано выше, EDS-файл не содержит достаточно информации, чтобы работать с устройством, так как по нему невозможно определить формат, которым представлен параметр. Рассмотрим пример описания словаря объектов сервоприводов компании ABB, фрагмент которого представлен на рис. 4.4.

2108	00	Synchronization Offset Velocity	deg/s	RW	$-2^{31}..2^{31}-1$
		<ul style="list-style-type: none"> Parameterization of synchronization mode. See Chapter 6, <i>Synchronization Mode</i>, for more details. 			
210A	00	Limit Switch Enable	-	RW	0..255
		<ul style="list-style-type: none"> Enable/disable of limit switches: <ul style="list-style-type: none"> Bit0 =1 enables the HW negative limit switch Bit1 =1 enables the HW positive limit switch Bit2 =1 enables the SW negative limit switch Bit3 =1 enables the SW positive limit switch 			
210B	00	Synchronization Window	deg	RW	$-2^{31}..2^{31}-1$
		<ul style="list-style-type: none"> Monitoring of synchronization performance. See Chapter 6, <i>Synchronization Mode</i>, for more details. 			
210C	00	Synchronization Monitoring Time	ms	RW	0..60000
		<ul style="list-style-type: none"> Monitoring of synchronization performance. See Chapter 6, <i>Synchronization Mode</i>, for more details. 			

Рис. 4.4. Фрагмент описания словаря объектов сервопривода компании АВВ

Видно, что размерность задается в описании. Булевы переменные сгруппированы в байты. Работать с таким преобразователем можно только при наличии описания.

Автором было предложено организовать область в списке объектов, которая будет позволять получать всю доступную информацию о словаре объектов устройства для системы верхнего уровня, таким образом, что любой ПК и пульт управления могут подключиться к произвольному устройству, что позволит правильно отображать и редактировать параметры. Для этого определены следующие объекты словаря, приведенные в таблице 4.1.

Таблица 4.1. Объекты интерпретатора команд объектного словаря

Index	Sub-index	Название	Функция
2080	00	Object Dictionary Command Window	Окно интерпретатора команд объектного словаря
	01	ODCommand	Команда интерпретатору
	02	Index	Текущий индекс
	03	Sub-index	Текущий под-индекс
	04	Text	Номер текста в словаре текстов

Index	Sub-index	Название	Функция
	05	Format	Формат параметра
	06	Min	Минимальное возможное значение параметра (для 16 бит или старшая часть для 32 бит)
	07	Max	Максимальное возможное значение параметра (для 16 бит или старшая часть для 32 бит)
	08	Default	Значение параметра по умолчанию (для 16 бит или старшая часть для 32 бит)
	09	MinLow	Минимальное возможное значение параметра (младшая часть для 32 бит)
	0A	MaxLow	Максимальное возможное значение параметра (младшая часть для 32 бит)
	0B	DefaultLow	Значение параметра по умолчанию (младшая часть для 32 бит)
	0C	Addr	Адрес параметра в памяти (для 16 бит или старшая часть для 32 бит)
	0D	AddrLow	Адрес параметра в памяти (младшая часть для 32 бит)
	0E	Type	Тип параметра определяет его принадлежность к одной из 256 групп для группирования при отображении списка параметров

Система верхнего уровня может инициализировать объекты 2080.01 и 2080.02 каким-либо начальным значением индекса и под-индекса. После записи этих параметров дается команда, драйвер CANopen ищет этот объект в словаре, извлекает всю информацию о нем из внутренней таблицы и заполняет

все параметры: формат, номер текста, максимум, минимум, значение по умолчанию в объектах в соответствии с таблицей 4.1. После этого ПК или пульт управления извлекают значения параметров, описывающих этот объект.

Для работы интерпретатора команд предусмотрены следующие команды, представленные в таблице 4.2.

Такое решение позволяет за относительно короткое время (до 1–5 минут) получить информацию по всему словарю объектов. Обычно эта операция выполняется один раз при первом подключении к устройству, и далее, если номер версии ПО остается неизменным, повторное чтение словаря объектов не требуется.

Таблица 4.2. Команды интерпретатора команд

Номер команды	Описание производимых действий
0000h	Освободить интерпретатор и предоставить возможность работать с ним другим устройствам
0001h	Увеличить номер текущего индекса
0002h	Уменьшить номер текущего индекса
0003h	Увеличить номер текущего под-индекса (если под-индекс у текущего индекса отсутствует, то перейти к следующему индексу)
0004h	Уменьшить номер текущего под-индекса (если под-индекс у текущего индекса отсутствует, то перейти к следующему индексу)
0005h	Обновить информацию по текущему индексу и под-индексу (эта команда выполняется, если система верхнего уровня изменила значение индекса и под-индекса записью в 2080.01 или/и 2080.02); команда по времени выполнения относится к длинным

Номер команды	Описание производимых действий
Otr6h ¹	Восстановление параметров из энергонезависимой памяти; команда по времени выполнения относится к длинным
Otr7h	Сохранение параметров в энергонезависимую память; команда по времени выполнения относится к длинным
Otr8h	Установка значений по умолчанию; команда по времени выполнения относится к длинным

Система позволяет сохранять, восстанавливать и загружать параметры из энергонезависимой памяти (ЭнОЗУ). Причем эти операции выполняются с разделением на области параметров по адресам и уровню доступа.

Уровни доступа разделены на 3 уровня:

- пользовательские настройки, типа «задание скорости», которые можно менять в любое время;
- настройки опытного наладчика, которые определяют структуру системы регулирования, и доступ, к которым, открывается при вводе пароля наладчика;
- секретные параметры, которые определяют жизненно важные параметры, такие как коэффициенты датчиков, от которых может зависеть надежность системы (доступ по паролю производителя).

Все операции по загрузке и сохранению параметров производятся с контролем целостности, и при нарушениях производится восстановление параметров значениями по умолчанию с индикацией о возникшем несоответствии.

4.4.2. Определение форматов хранения данных переменных словаря объектов

Для определения формата параметров и отображения их на ПК и ПУ введены:

- номер текста;

¹ Обозначения для букв «tr» следующие:

t – type – тип параметров (1 – редактируемые, 2 – защищенные редактируемые, 3 – секретные редактируемые);
r – range – диапазон параметров (1 – 1000h-1FFFh, 2 – 2000h-2FFFh, 3 – 3000h-3FFFh, 4 – 4000h-4FFFh, 5 – 5000h-5FFFh).

- формат параметра.

Все тексты одного разработчика хранятся в базе данных типа MySQL с последовательным ростом номера текста. Тексты хранятся в виде короткого текста для ПУ и длинного текста для ПК. Также может храниться несколько копий текстов на разных языках. Всего может быть до 32768 текстов. Старший бит используется для указания, что данный текст еще связан с перечислением. Пример приведем после рассмотрения формата параметров.

Формат параметров представляет собой разветвленное дерево. Первые биты определяют тип параметра по уровню доступа:

- для чтения,
- пользовательские настройки,
- настройки наладчика,
- секретные параметры.

Далее определяется формат, который может быть:

- Стандартным для CANopen:
 - I8, I16, I32 — знаковые целые числа;
 - U8, U16, U32 — беззнаковые целые числа;
- Совместимым со стандартным форматом с дополнительными свойствами:
 - IQ формат произвольной разрядности;
 - плавающая точка;
 - перечисления.

IQ формат описывает 16- или 32-разрядные параметры, представленные в относительных единицах. Для каждого такого числа задается знаковость, количество дробных разрядов и номер одного из 32-х масштабирующих коэффициентов. Соответственно, любое такое число может быть представлено в форматах от 32.0 (32 целых и 0 дробных, диапазон от $-2\,147\,483\,648$ для $+2\,147\,483\,647$) до 0.32 (0 целых и 32 дробных, диапазон от $-0,5$ до $+0,5$).

Наиболее широко применяются форматы 8.24 для 32-разрядных чисел (диапазон от ± 128) и 4.12 для 16-разрядных чисел (диапазон ± 8).

Подразумевается, что большинство таких параметров представлены в относительных единицах, а формат выбирается для обеспечения требуемой точности дробной части и перегрузочной способности. Например, если ток двигателя представлен в формате 4.12, то его изменение ограничено диапазоном $\pm 800\%$ от номинала. Для токов это вполне достаточный диапазон для большинства задач.

Чтобы число было представлено на ПУ или ПК в физических величинах было введено 32 масштабирующих коэффициента, которые могут меняться от проекта к проекту, однако в рамках одной системы управления их количество ограничено. Для каждого этого коэффициента задается:

- номер размерности в словаре размерностей;
- номер префикса;
- количество знаков после запятой для отображения на экране;
- количество дробных разрядов масштабирующего числа.

Номер размерностей определяет размерность величины — одной из 64-х размерностей вида: А, В, Гц, % и т.д. Номер префикса определяет префиксы: -, к, М, Г, п, н, мк, м. Количество дробных разрядов определяет формат 16-разрядного масштабирующего коэффициента.

Приведем пример. Пусть номинальный ток двигателя 300 А. Текущий ток в фазе 240 А. Тогда формат параметра представлен, как показано в таблице 4.3.

Таблица 4.3. Формат параметра тока фазы

F	E	D	C	B	A	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
00		0	1	01		00001					01100				
Наблюдаемый параметр		Числовой	Q-тип	Знаковый, 16 бит		Первый масштабирующий коэффициент					Двенадцать дробных разрядов				

Таблица 4.4. Формат масштабирующего коэффициента

F	E	D	C	B	A	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
000001						000			1		0				
номер размерности в словаре размерностей — амперы						номер префикса — без префикса			количество знаков после запятой на экране		количество дробных разрядов масштабирующего числа				

Сам масштабирующий коэффициент задан числом 300, а значение параметра соответствует 0,8 или 80%. Тогда при умножении параметра на масштабирующий коэффициент получается число 240,000, оно выводится на экран в соответствии с таблицей 4.4 с одним знаком после запятой и к числу добавляется размерность «А».

4.4.3. Callback функции

Callback функции — это функции пользовательского обработчика событий с объектами CANopen. Такими событиями могут быть: чтение объекта, запись в объект и др.

В качестве примера, когда использование callback функции необходимо, можно рассмотреть настройку кривой напряжения от частоты, заданную начальной, конечной точками и коэффициентом линейности (или квадратичности). После задания параметров для интерполятора кривой напряжения в функции частоты происходит расчет коэффициентов квадратичной функции. Для вычисления текущего напряжения на вход квадратичной функции подается частота. При смене настроек интерполятора требуется произвести перерасчет коэффициентов квадратичной функции, поэтому запись в параметры кривой может вызывать callback функцию, которую, в свою очередь, можно настроить на вызов процедуры инициализации интерполятора.

Callback-функции описываются в профиле устройства для каждого индекса. Все включенные в него под-индексы ассоциируются с той же callback функцией. Если происходит доступ к параметру, имеющему callback функцию, то происходит ее вызов из того места драйвера CANopen, где произошел доступ. Например, если приходит SDO-запрос на запись в объект, то его callback функция вызывается в прерывании по приему сообщения, а если в результате восстановления параметров значениями по умолчанию объект перезаписывается новыми данными, то вызов функции производится в фоновой программе, где и находился исполняемый код драйвера CANopen.

4.4.4. Функции цифрового осциллографирования

Для отладки процессов в системе удобно использовать цифровые средства осциллографирования. Современные микроконтроллеры имеют достаточный объем оперативной памяти, чтобы не только хранить значения всех переменных системы управления, но и запоминать переходные процессы в системе.

Был разработан и поддержан со стороны верхнего уровня (компьютерной программы UniCON) цифровой осциллограф на 4 канала и 256 выборок по каждому из них. Запуск осциллографирования осуществляется по событиям в системе, таким как запуск, авария, или другое произвольное событие. Предельная частота осциллографирования ограничена частотой выборки АЦП и может достигать 80 кГц и более.

Со стороны верхнего уровня загрузка и отображение осциллограмм осуществляется специализированной программой UniCON, интерфейс которой представлен на рис. 4.5.

UniCON - Universal Control Software (Версия 1.86)

Файл Сервис Помощь

Узел1

Серво F28069-0000 v.01.01 5.1.2014 (000000048_1C250101) профиль

Серво F28069 авто профиль.xml

Обновить словарь

Монитор Параметры Осциллограф Турбо

Управление объектами словаря

Загрузить параметры Сохранить параметры

Загрузить по умолчанию

ВНЕ ГРУПП

CAN_FDD

SERVO Слово угл

CAN

CAN_ИНТЕРП

МАСШТ. КОЭФФ

Reg. тока Id

Reg. тока Iq

Reg. скорости

Reg. положения

sm_ctl

АЦП

ШИМ

Настройки СУ

Задания

Параметры двигателя

Задатчик интенсивности

Кривая U_т

Текущие значения

ДПР-энкодер

ДПР-Холл

Защиты

Статистика

АЦП доп.

dlog

Для отладки

DS-402

ПИД-Рег. Положения

Фильтр Угла

Таблица положений

Просмотр переменных

ШИМ Б/Г

Иерархия

Полн. Корот.

Объектов: 339 Индексов: 178

Групп: 32

Статус: работа

О 1мс таймер: 59533482; Rx: 3236304; Rx_SDO: 3058867; Tx: 3089270; Потеряно в сети: 1393; Потеряно в DLL: 249612; Загрузка: 17%; Успешных SDO: 332/сек; x0; y: 5; z: 45

Авария SRV-Нет аварий

Предупреждение NOPMA

Задание скорости 2,50 об/м

Скорость с датчика 2,25 об/м

Пуск Стоп

Сброс аварии nSin

Статус РАБОТА

Режим работы

Вращение вект. тока

Ток I/F 3,00 А

Ток удержания 1,00

Ток вектора 2,00 А

Сброс аварии nSin

statusword 0000.0000.0001.0111

Modes of Operation 6

wiDebug 0

absPos 190261

Reset

Осциллограф

Канал 1 - Угол электр. {5152.13}

В 1-ой клетке 180 град

Смещение 0 град

Канал 2 - Ток фазы A {5116.01}

В 1-ой клетке 2 А

Смещение 0 А

Канал 3 - Ток фазы B {5116.02}

В 1-ой клетке 2 А

Смещение 0 А

Канал 4 - Ток фазы C {5116.07}

В 1-ой клетке 2 А

Смещение 0 А

Непрерывн. Выборка

В 1-ой клетке 2000 мс

Курсор1

16:27:36

Курсор2

16:27:38

16:27:40

16:27:42

16:27:44

Величина

16:27:36.854

16:27:38.763

16:27:40.809

16:27:42.809

16:27:44.809

Угол электр. {5152.13}

-00.00.02.809

176.02 град

Ток фазы A {5116.01}

2.9647 А

1.5729 А

2.9344 А

Ток фазы B {5116.02}

1.6347 А

1.2857 А

Ток фазы C {5116.07}

2.9593 А

-3.0073 А

258.35 град

-1.5729 А

-1.2857 А

2.9593 А

5.9665 А

НОМЕР

ДАТА

ВРЕМЯ

№ УЗЛА

ОПИСАНИЕ

STR

Рис. 4.5. Внешний вид осциллографа в программе UniCON

4.4.5. Функции разграничения доступа и загрузки, сохранения и восстановления параметров

В спецификации CANopen различают два типа параметров по уровню доступа — это параметры для чтения и для записи. Данного разделения недостаточно, так как параметры вроде задания или коэффициенты датчиков должны быть доступны пользователям разной квалификации. Также могут быть параметры, которые нельзя изменять при работающем приводе (например, структуру системы управления). Всего в реализации CANopen было введено 4 уровня доступа к параметрам:

- наблюдаемый параметр;
- редактируемый параметр;
- редактируемый защищенный параметр;
- секретный редактируемый защищенный параметр.

Наблюдаемый параметр — ячейка памяти, которая не может быть изменена (например, текущая скорость двигателя).

Редактируемый параметр — сохраняется в энергонезависимую память, может редактироваться в любое время. В качестве редактируемых параметров могут быть задание и настройки регуляторов.

Остальные два параметра могут редактироваться только при определенном состоянии привода (например, преобразователь находится в остановленном состоянии). Для различения состояния используется специальная переменная библиотеки CANopen, разрешающая редактирование при смене режима работы на условно «безопасны». Если этот бит равен «1», то запись в параметр невозможна. Если «0», то можно изменять параметр. В качестве примера можно привести параметры, отвечающие за номер структуры системы управления, который нельзя менять при вращающемся приводе.

Последний тип параметра «секретны» предъявляет еще более строгие требования по изменению и просмотру параметра. Просмотр возможен только тогда, когда пользователь ввел секретный код в специальный параметр CANopen. Это сделано для ограничения доступа к жизненно важным параметрам,

таким как коэффициенты датчиков, уставки защит. Изменения этих параметров может производить только квалифицированный персонал разработчика системы управления. Ошибки при настройке этих параметров, например, в коэффициенте датчика напряжения звена постоянного тока преобразователя, могут привести к неадекватному функционированию системы вплоть до выхода из строя силовой части и двигателя.

4.5. Обновление программного обеспечения по последовательным каналам связи

4.5.1. Критический анализ возможных способов обновления ПО

Обновление программного обеспечения является залогом успешной эксплуатации нового оборудования, которое часто включается в эксплуатацию после стендовых испытаний и требует постоянного совершенствования программного обеспечения по мере выявления недостатков на реальном объекте. При обновлении программного обеспечения не всегда можно использовать отладочный интерфейс JTAG из-за труднодоступности МК по конструктивным причинам. Например, транспортное исполнение обычно подразумевает высокую степень IP. Оборудование может быть расположено в труднодоступных местах, а вывод в доступную область интерфейса для программирования JTAG невозможен из-за ограничения на длину проводов. В таком случае для обновления ПО логично применять один из интерфейсов сетевого обмена информацией. Ведущий производитель МК для встроенных систем управления фирма Texas Instruments предлагает несколько вариантов загрузчиков (CAN, SCI и т.д.). Наиболее привлекательным вариантом из них является CAN, так как в эту сеть уже подключены все устройства разработанных транспортных средств.

МК Texas Instruments уже имеют в своем ПЗУ загрузчик по CAN-сети, однако он имеет существенные недостатки:

- полное стирание Flash-памяти МК перед загрузкой нового ПО;
- открытая передача кода ПО по сети.

Процедура работы встроенного загрузчика от Texas Instruments выполняется следующим образом:

- необходимо перезагрузить устройство, запустив встроенный загрузчик;
- последовательно по каналу связи передаются программы стирания и программирования Flash-памяти;
- передается код программы для записи во Flash-память.

МК определяет необходимость загрузки по состоянию своих выводов, то есть необходимо сформировать кодовую комбинацию, соответствующую комбинации на его дискретных входах во время перезагрузки для запуска загрузчика по CAN-сети. Можно задавать данную комбинацию управляющим сигналом через разъем в корпусе устройства, однако такое решение требует прокладки дополнительных проводов, использующихся исключительно для перепрограммирования устройства. С целью обеспечения помехозащищенности требуется гальваническая развязка, что при наличии более нескольких десятков устройств в сети требует выводить такое же количество проводов к диагностическому разъему. Предпочтительнее сделать так, чтобы эта комбинация задавалась по команде от системы верхнего уровня и приходила по сети CAN. Тогда МК инициализирует некое аппаратное устройство, вроде таймера, который устанавливает необходимую для программирования комбинацию на небольшое время и выполняет перезагрузку устройства. После перезагрузки будет передано управление загрузчику, и программу можно обновить.

Однако в этом случае возникают две потенциальные опасности: ошибка связи в процессе программирования или фатальная ошибка в коде новой программы, вызывающая зависание устройства сразу после запуска программы. Тогда процесс обновления ПО окажется заблокированным на этом устройстве, и потребуются вмешательство посредством программатора JTAG с демонтажем и разгерметизацией или частичным разбором устройства.

Вторым недостатком обновления ПО через CAN является открытая передача кода программы широковещательными сообщениями. Так,

передаваемая информация, как правило, сохраняется в «черных ящиках», и файл программы может быть скопирован и использован без ведома производителя ПО на производимых нелегально копиях устройств, либо быть подвергнут, так называемому, обратному изучению (reverse engineering) с целью получения информации о технологиях, используемых разработчиком, и алгоритмах функционирования.

Примером такой ситуации может служить контракт на разработку ПО для какого-либо устройства между производителем оборудования и производителем ПО. Цена контракта символична, и производитель оборудования ничего не платит за разработку ПО для своего нового устройства, однако за программирование каждого серийного устройства производитель отчисляет разработчику ПО определенную сумму лицензионных отчислений. То есть, после успешной отладки продукции и ПО завод-производитель изделия может быть не заинтересован в продолжении отношений с производителем ПО и пожелает сэкономить на лицензионных отчислениях. Перехват ПО возможен любым устройством CAN-сети (например, «черным ящиком») в момент программирования.

Эти два недостатка штатного решения для обновления ПО были устранены путем разработки модуля обновления ПО и включения его кода в состав драйвера CANopen.

Flash-память современных МК разделена на отдельные секторы. Запуск программы из Flash-памяти осуществляется из одного сектора, где находится драйвер CANopen. Остальное ПО размещается в других секторах. Именно эти остальные секторы и перезаписываются новым ПО в процессе обновления. Код драйвера и загрузчик перезаписываются только в случае обновления этого кода, проверку которого можно осуществить в лабораторных условиях, или каждые 10 лет, что определяется временем гарантированного хранения данных во Flash-памяти.

После запуска МК передача управления в основную программу осуществляется с небольшой задержкой. Этой задержки достаточно, чтобы

активизировать загрузчик, если обновленная программа системы управления содержит ошибку и зависает.

Если возникает необходимость обновить ПО системы управления, то с помощью специальных объектов модуля программирования в словаре CANopen вызывается процедура загрузчика. Устанавливается соединение, и двоичные данные обновленной версии ПО передаются в зашифрованном виде.

Рассмотрим решение на примере МК фирмы Texas Instruments серий TMS320LF24xx и TMS320F28xx [112], на базе которых разрабатываются системы управления преобразователей частоты и источников питания. Сохранность кода программы и ограничение доступа к ней в рабочем режиме обеспечивается встроенной в МК фирмы Texas Instruments системой Code Security Module, которая закрывает доступ к встроенной Flash-памяти (для серий МК TMS320LF24xx и TMS320F28xx) и части ОЗУ (для серии TMS320F28xx) МК при попытке просмотра с помощью отладочных средств и JTAG-эмуляторов. В 24-ом семействе внутреннее ОЗУ не является защищенным и может быть просмотрено.

Кроме этого, загрузчик может работать только во встроенном в МК ОЗУ, так как в момент программирования находящийся во Flash-памяти код исполняться не может. С учетом этого, можно сформулировать следующие требования:

- данные, хранящиеся во Flash-памяти контроллера, защищены, и у злоумышленника не должно быть возможности получить к ним доступ по CAN, не зная пароль.
- загружаемые в контроллер данные по CAN-сети должны быть зашифрованы, чтобы нельзя было восстановить пароль Flash-памяти или непосредственно код программы.

Данное решение не претендует на строгость в подходе к вопросам шифрования, но в нём рассмотрен один из множества вариантов системы шифрования, достаточно просто реализуемый в современных МК [141].

4.5.2. Шифрование с закрытым ключом

И контроллер, и программа на стороне ПК, с которого производится обновление ПО, знают пароль, который используется для кодирования пересылаемых данных.

Передаваемые сообщения могут быть перехвачены, но возможность их расшифровки зависит от стойкости алгоритма шифрования. В то же время, перехваченный поток сетевых данных может быть использован для обновления ПО другого устройства, так как он уже является кодированным и подлинным для других МК.

Кроме того, злоумышленник может, используя перехваченный поток данных, прервать загрузку в какой-то момент времени и подключить к МК JTAG-эмулятор (актуально для серии TMS320LF24xx) и, проанализировав код программы, исполняемой в ОЗУ (содержащей загрузчик и программу шифрования с паролем), произвести расшифровку всего перехваченного сообщения.

Таким образом, шифрование с закрытым ключом не подходит для задачи обновления ПО МК по сети CAN, так как не получается достоверно отличить санкционированное обращение от атаки. Поэтому на этапе инициации обновления ПО требуется выполнять аутентификацию.

4.5.3. Алгоритм аутентификации

Для выбора правильного алгоритма аутентификации необходимо рассмотреть, когда и как возможна атака на МК, и сформулировать рекомендации.

Первое. Все данные, пересылаемые по CAN-сети, могут быть прослушаны и использованы для атаки повтором, поэтому надо исключить или сделать минимальной вероятность возможности обновления ПО одинаковыми данными для двух разных МК.

Второе. Если попытка аутентификации производится своим персоналом, то следует исключить возможность того, что в это время злоумышленник имеет физический доступ к МК системы управления с помощью средств

отладки типа JTAG-эмулятор. Если допустить вмешательство злоумышленника на данном этапе, то задача усложняется. Поэтому ограничимся лишь условием продолжающегося постоянного прослушивания канала и перехвата сообщений. То есть, если мы перепрограммируем устройство по CAN-сети, например, вагона метро, то мы можем убедиться, что никто физически не подключился к нашему устройству отладочными средствами.

Третье. Пока не прошла аутентификация, злоумышленник никаким образом не должен получить информацию об используемых ключах, даже получив доступ ко всем переменным программы и программе, исполняемой в ОЗУ.

Четвертое. Заполучив исходные коды программы, отвечающей за обновление ПО, и алгоритм кодирования, злоумышленник не должен увеличить свои шансы на взлом системы.

Для исключения возможности атаки повтором процесс аутентификации следует начинать со случайного числа, загаданного МК. Это число может быть загадано по текущему состоянию АЦП, таймеров и других регистров МК, значения которых в момент запроса на аутентификацию содержат случайную составляющую. Эти данные необходимо пропустить через hash-функцию (например, md5), которая обеспечит достаточно равномерное распределение нулей и единиц, поскольку значения с АЦП и таймеров сосредоточены вокруг относительно постоянных значений:

$$x = \text{hash}(ADCs, Timers, etc). \quad (4.1)$$

Эту информацию МК пересылает персональному компьютеру (ПК), с которого ведется обновление ПО. Затем на стороне МК производится расчет hash-функции от загадки и пароля:

$$y = \text{hash}(x, password). \quad (4.2)$$

Так как *password* — пароль для разблокирования Flash-памяти — является неизвестной величиной, а hash-функция не позволяет восстановить исходные данные по выходному значению, то для злоумышленника значение *y* тоже случайная величина. Если злоумышленник инициирует процесс

аутентификации и после подключается к МК, например, средствами внутрисхемной JTAG-эмуляции, то знание извлеченного им из памяти y и прослушанного x не приведет к раскрытию пароля. Существует некоторая небольшая вероятность, что злоумышленник сможет остановить программу именно в момент расчета hash-функции, когда пароль находится в памяти данных МК, но это время весьма мало и не превышает микросекунды.

При известных x и y нахождение предполагаемых паролей возможно в режиме перебора, однако этот процесс длительный и при уже 24-битной длине пароля и использовании hash-функции md5 занимает более одной минуты на компьютере процессором Athlon X2 1,9 МГц. Для 64-битных паролей МК TMS320LF24xx этот процесс займет более миллиона лет, что вполне достаточно.

Если аутентификация инициирована своим персоналом, то на ПК, участвующем в соединении, будет иметься достоверный пароль, и может быть вычислен и выслан ответ для МК:

$$z = password \oplus \text{hash}(x, password) \quad (4.3)$$

Так как $\text{hash}(x, password)$ в выражении (4.3), как и в (4.2), является для злоумышленника случайной величиной, то и исключающее ИЛИ с неизвестным паролем также не несет для него полезной информации. Здесь надо еще раз напомнить, что злоумышленник на этом этапе не должен получить доступ к памяти МК через средства внутрисхемной эмуляции, но в присутствии своего персонала этот вариант взлома легко исключить.

Над y и ответом, попавшим в МК, выполняется операция исключающего ИЛИ, что позволяет восстановить пароль для разблокировки Flash-памяти:

$$password = y \oplus z, \quad (4.4)$$

и МК производит процедуру разблокировки.

Данный алгоритм аутентификации с небольшими исправлениями для адаптации к условиям возможных атакующих действий повторяет протокол CHAP (Challenge Handshake Authentication Protocol) [183].

4.5.4. Кодирование передаваемой информации

После аутентификации необходимо передать от ПК к МК обновленное ПО в условиях продолжающегося прослушивания линии. Передача осуществляется потоком, каждое слово которого кодируется.

Для шифрования потока может применяться несколько способов кодирования:

- использование криптографически стойких генераторов псевдослучайных чисел (ГПСЧ);
- использование блочных шифров.

В качестве базового был выбран потоковый шифр с использованием ГПСЧ. Данные с криптографически стойкого генератора случайных чисел накладываются на передаваемые данные с помощью операции исключающего ИЛИ:

$$y_i = x_i \oplus z_i, \quad (4.5)$$

где x_i — кодируемые данные, z_i — данные с генератора псевдослучайных чисел, y_i — закодированные данные. На стороне МК данные декодируются:

$$x_i = y_i \oplus z_i. \quad (4.6)$$

В качестве генератора псевдослучайных чисел нельзя использовать привычный линейный конгруэнтный генератор, так как передаваемые нами данные содержат фрагменты, известные злоумышленнику, в том числе это может быть код самого загрузчика, который не держится в секрете, или стандартные функции и участки начал и концов прерываний. Для линейного конгруэнтного генератора достаточно знать значения лишь нескольких элементов, чтобы восстановить всю псевдослучайную последовательность до и после известного фрагмента.

Иногда генерировать случайные числа предлагается с использованием hash-функции от счетчика, инициированного некоторым начальным состоянием, но данный метод имеет слабые стороны [120]. Также, можно использовать блочный шифр с обратной связью. Но наиболее простым для реализации на МК с относительно небольшим объемом памяти оказывается алгоритм RC4, созданный Роном Ривестом из RSA Security в 1987 году.

Алгоритм изначально создавался для потокового шифрования и используется в протоколах SSL и TLS, алгоритме безопасности беспроводных сетей WEP, для шифрования паролей в Windows NT [101]. ГПСЧ состоит из процедуры инициализации и процедуры расчета следующего случайного числа. В инициализации создается массив нарастающих чисел, содержащий все возможные значения результата. Так, для генератора с байтовым выходом массив имеет 256 элементов. Потом созданный массив перемешивается в соответствии с секретным ключом. Порядок расстановки чисел в массиве после перемешивания и определяет начальное состояние ГПСЧ.

Процедура вычисления случайного числа производит дальнейшее перемешивание данных в массиве в соответствии с текущим состоянием и извлечение псевдо-произвольного элемента массива. Доказано, что при известной последовательности, которую выдает ГПСЧ RC4, после инициализации имеется возможность восстановить ключ [42], поэтому в [75] и [90] предлагается отбрасывать 3072 первых байт потока. В данной реализации отбрасываются первые 4096 чисел.

4.5.5. Программная реализация для микроконтроллера TMS320LF2406A

Разработанный для МК TMS320LF2406A загрузчик состоит из программы подготовки к загрузке, процедур работы с Flash-памятью [146] и кода загрузчика.

Программа подготовки к загрузке выполняет следующие действия:

- переводит все выходы МК в Z-состояние и запрещает прерывания;

- по состоянию аналоговых входов и таймеров с помощью hash-функции md5 готовит вопрос для аутентификации, величину для проверки пароля (с использованием пароля) и ключ для инициализации ГПСЧ;
- переконфигурирует CAN-интерфейс;
- копирует процедуры работы с Flash-памятью и загрузчик в ОЗУ;
- передает управление загрузчику в ОЗУ.

Загрузчик выполняет следующие функции:

- поддерживает сервис Heartbeat протокола CANopen;
- поддерживает минимальный необходимый для загрузки словарь объектов CANopen и сервис SDO;
- поддерживает протокол блочной передачи данных, шифрованный алгоритмом RC4, защищенный контрольной суммой CRC-16, реализованный с использованием незанятых идентификаторов протокола CANopen;
- выполняет команды, поступающие по CAN-сети, посредством SDO-сервиса, и вызывает при необходимости процедуры:
 - разблокирования Flash-памяти;
 - стирания Flash-памяти (и очистки);
 - программирования Flash-памяти.

Общий объем кода загрузчика, написанного на ассемблере, составил менее 1,5 кслов (1 слово = 2 байта) и занимает около 4,5% Flash-памяти.

Аналогичным образом реализованы загрузчики для семейства TMS320F28xx и отечественных МК K1921BK01T.

4.5.6. Поддержка загрузки в программе UniCON

Для реализации поддержки функций обновления ПО со стороны ПК в программу UniCON было включено окно загрузки и обновления ПО. В окне можно установить значение пароля для разблокировки Flash-памяти и произвести программирование выбранного устройства в CAN-сети.

При разработке и отладке ПО многоколесных трансмиссий в процессе частой смены алгоритмов управления регулярно требовалось обновление ПО сразу большого числа устройств, например, всех 16 тяговых электроприводов колес. Интерфейс программы был доработан для обеспечения последовательной прошивки идентичным ПО заданных узлов. На рис. 4.6 показана работа UniCON в режиме последовательного обновления ПО на шести тяговых электроприводах.

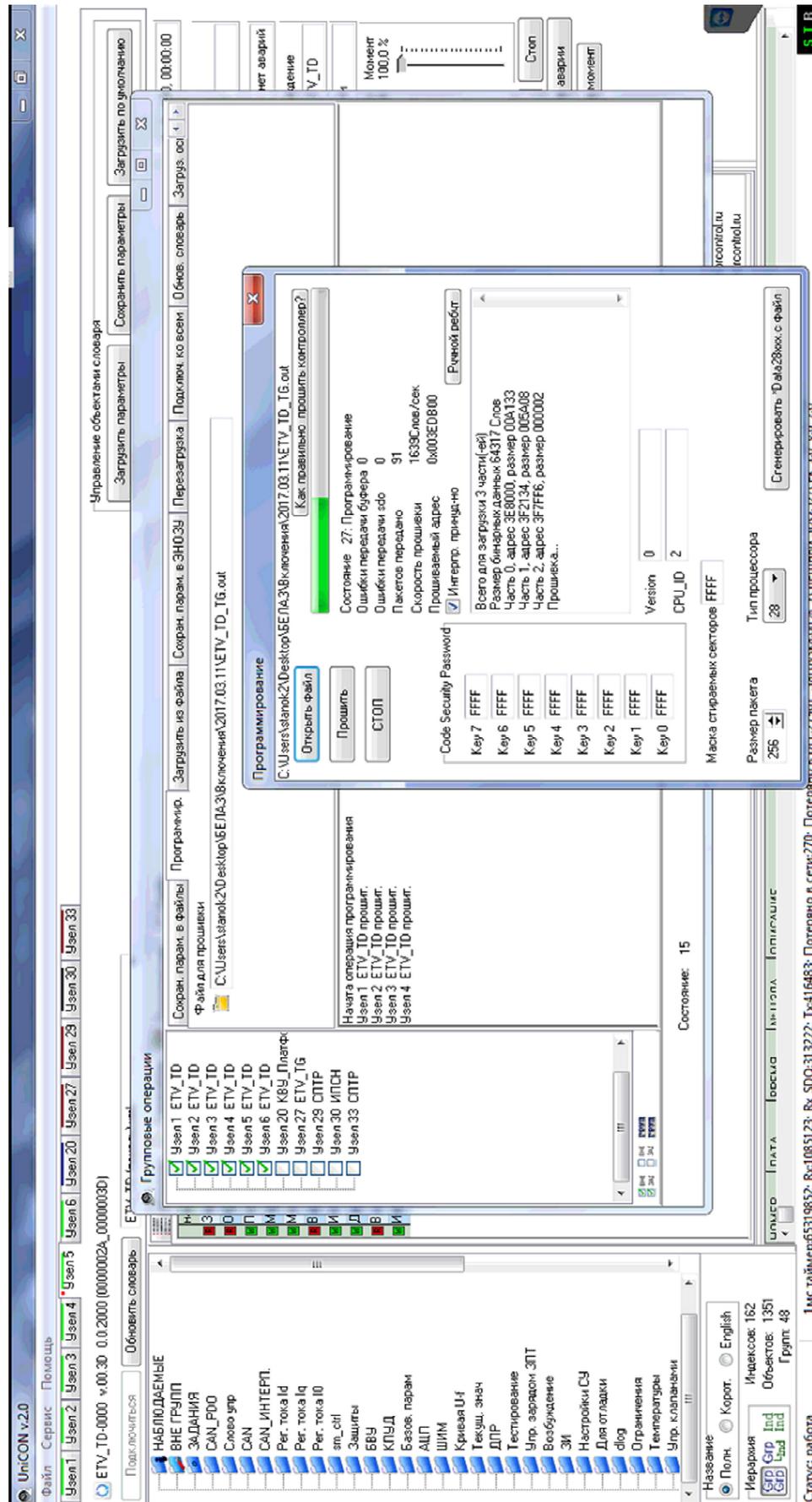


Рис. 4.6. Внешний вид окна программы UniCON в режиме последовательного обновления ПО шести тяговых электроприводов

4.6. Программа COOEdit для редактирования словарей объектов CANopen

Файлы объектных словарей представляют собой сложную структуру Си кода, содержащую множество полей с адресами переменных, значениями по умолчанию, максимальных и минимальных значений и т.д. Создавать данные файлы вручную занимало бы очень долгое время, а их редактирование требовало бы скрупулёзного пересчета адресов и длин массивов. Отдельной проблемой стало бы ведение словаря текстов. Листинг 4.1 содержит фрагменты такого файла словаря. Это не самый большой проект, тем не менее он содержит 708 параметров в 121 группе.

Листинг 4.1. Фрагменты файла словаря объектов

```
//Файл: cood.c
//Профиль:      C:\Work\Tests\QEPspeed\NewVersForTIE\Profile\sercoPic-
colo.xml
//Дата создания: 10.07.2017 14:56:47
//Пользователь: DmitryShpak
#include "DSP.h"
#include "main.h"
#include "cood1.h"
#include "co_ODvars.h"

// всего 121 индексов в словаре
// всего 708 элементов в словаре
Uint16 const co1_numOfInd = 121;
//Номер перечисления для групп
Uint16 const co1_groupEnum = 192;
//Хэш-сумма:
Uint32 const co1_odHash[4] = {0xD297DA29, 0xFF83850E, 0xF8A34D94,
0xBFF9606F};
//Таблица с адресами переменных
```

```

long  const  CO1_OD_TBL3[]  =  {  (long)(&co1_vars.co_deviceType),
//[1000h.00h],  Название=Тип устройства,  ТекстПУ=Device Type,  Eng-
Text=Device Type,  группа=CAN
(long)(&co1_vars.co_errorRegister),  //[1001h.00h],  Название=Регистр оши-
бок,  ТекстПУ=ErrReg,  EngText=Error Register,  группа=CAN
...
(long)(&global_time.relative_time2.relative_date.minute),  //[5321h.04h],
Название=Время работы ПЧ,  мин,  ТекстПУ=Траб,  м,  EngText=Траб,
группа=Статистика
};

//Таблица с форматами, дефолтами, и другими параметрами элементов

Uint16 const CO1_OD_TBL2[] = {
//[1000h.00h]
3200, //формат
5, //номер текста, ТекстПУ=Device Type
0, //смещение для таблицы с адресами

//[1001h.00h]
2176, //формат
18, //номер текста, ТекстПУ=ErrReg
1, //смещение для таблицы с адресами

//[1002h.00h]
3200, //формат
7, //номер текста, ТекстПУ=DevSta
2, //смещение для таблицы с адресами
...

```

```

//[5321h.04h]
7520, //формат
1942, //номер текста, ТекстПУ=Траб, м
604, //смещение для таблицы с адресами
};
//Таблица соответствия индекса и смещения для таблицы с адресами

int16 const CO1_OD_TBL1[] = { 4096, //индекс
0, //смещение для таблицы с адресами
4097, //индекс
...
21281, //индекс
3457, //смещение для таблицы с адресами
};

Uint16 const co1_SPIrange1rw = CO1_SPI_START_ADDR+0;
Uint16 const co1_SPIrange1rwCRC = CO1_SPI_START_ADDR+8;
Uint16 const co1_SPIrange1rwp = CO1_SPI_START_ADDR+10;
Uint16 const co1_SPIrange1rwpCRC = CO1_SPI_START_ADDR+336;
...
Uint16 const co1_SPIrange5rwps = CO1_SPI_START_ADDR+1061;
Uint16 const co1_SPIrange5rwpsCRC = CO1_SPI_START_ADDR+1061;
Uint16 const co1_first1000 = 0;
Uint16 const co1_first2000 = 82;
Uint16 const co1_first3000 = 192;
Uint16 const co1_first4000 = 192;
Uint16 const co1_first5000 = 192;
//Таблица групп

Uint16 const CO1_TYPE_DEF_TABLE[] = { (Uint16)4,\
(Uint16)4,\

```

```

...
  (Uint16)24,\
};
//Таблица CALLBACK-функций

//*****
long const CO1_OD_CALLBACK_TBL[]={0,//1000h.00h
0,//1001h.00h
...
0,//2535h.00h
(long)((void*)(long))co1_callback_BTcmd)//2700h.00h
0,//2701h.00h
...
};

```

Для создания словарей объектов была разработана программа COOEdit (CANopen Object Dictionary Editor), которая претерпела множество модификаций, начиная с PHP версии с доступом через веб-браузер, версию в виде приложения для Windows с сохранением профилей в базе данных MySQL на локальном сервере. В настоящее время программа хранит профили локально, а база текстов является общей для всех профилей и реализуется средствами MySQL. Внешний вид интерфейса программы COOEdit представлен на рис. 4.7.

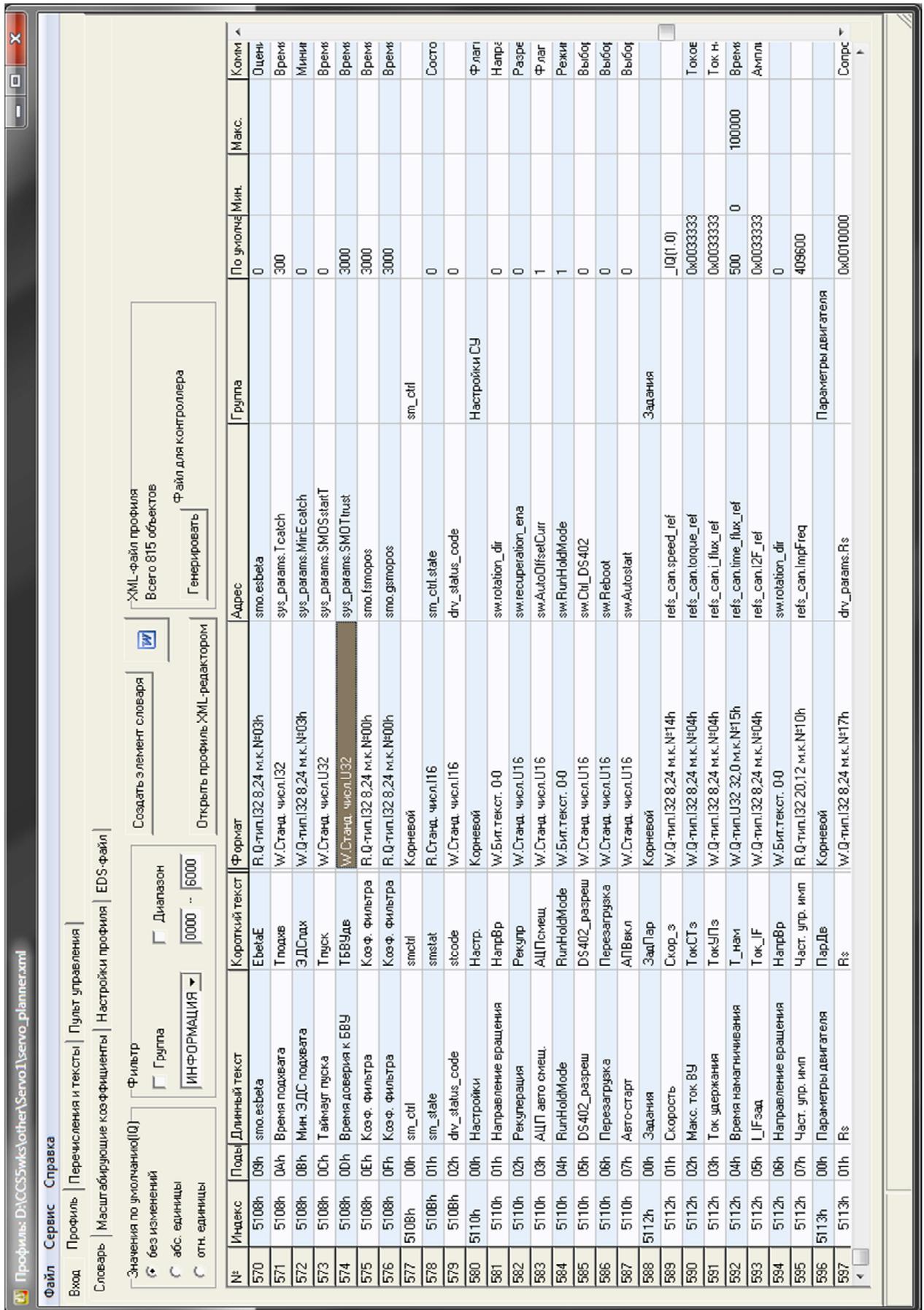


Рис. 4.7. Окно редактирования словаря объектов в программе COOEdit

Основные функции программы:

- Редактирование словаря объектов, представленного в виде таблицы: создание, изменение, удаление объектов.
- Генерация на основе словаря объектов файла для драйвера CANopen микроконтроллера.
- Генерация на основе словаря объектов файла-отчета в Word с наглядным списком параметров (для руководства пользователя устройства).
- Генерация на основе словаря объектов EDS-файла для работы CANopen устройством сторонних систем верхнего уровня (мастера сети).
- Администрирование базы текстов и перечислений (название параметров) как для одного пользователя, так и синхронизация базы между пользователями одной компании (через базу данных).
- Генерация списка текстов для ПО верхнего уровня UniCON и для пульта оперативного управления, например, на базе ПУ 20.4.
- Администрирование таблицы масштабирующих коэффициентов (множителей и единиц измерения для перевода значений переменных из представления микроконтроллера (например, 0x274840) в удобной для пользователя вид (12 Ампер).
- Импорт объектов из профиля словаря объектов другого устройства (для более удобного переноса группы параметров из одного устройства в другое).
- Импорт текущих настроек устройства в виде значений по умолчанию для выбранных объектов словаря.

У объектов словаря настраиваются:

- Индекс, под-индекс объекта в словаре CANopen.
- Текст (название параметра) длинный (для компьютера) и короткий (для пульта с небольшим дисплеем).

- Формат параметра (количество разрядов, знаковость, единицы измерения, масштаб и т.п.).
- Имя переменной в микроконтроллере на Си.
- Группа параметров (еще одна иерархия помимо индекса и под-индекса).
- Значение по умолчанию, минимум, максимум переменной.
- Комментарий к объекту (для генерируемого руководства пользователя).
- В случае необходимости, имя функции на Си, которая будет вызываться при доступе к параметру (callback).

Для управления названиями параметров (текстами элементов словаря объектов) применяется сетевая синхронизация текстов, созданных различными пользователями за счет использования общей базы данных MySQL. Это позволяет в рамках одной компании синхронизировать названия параметров, созданных разными разработчиками, и генерировать единый файл текстов параметров для ПО UniCON. В этом случае при помощи ПО UniCON можно работать с любым устройством, созданным в компании, независимо от того, какой именно разработчик ведет этот проект и администрирует словарь объектов.

4.7. Осциллографирование длительных процессов по CAN-сети с помощью программы ScopeOpenGL

Программа ScopeOpenGL была написана для анализа работы большого числа устройств, подключенных к одной информационной сети. Подобное решение позволяет анализировать работу гибридной трансмиссии или любого другого сложного технического мультимикропроцессорного устройства. ScopeOpenGL особенно удобна для визуализации работы однотипных устройств, данные которых в норме должны совпадать, например, скорости вращения и моменты колес, сливаясь в один график, а при специфических режимах могут расходиться, что сразу становится заметно и позволяет

рассмотреть подробно эти места. Программа позволяет визуализировать данные как в реальном времени, подключаясь к UniCON по TCP/IP и забирая у него данные трафика сети CAN, так и просматривать уже записанные файлы данных.

ScoreOpenGL обладает следующими возможностями:

- Отображение до нескольких сотен переменных объекта управления на одном экране в удобном для пользователя виде.
- Количество отображаемых координатных осей и параметров на них, группировка параметров, их видимость и формат отображения (цвет, масштаб, смещение) могут подстраиваться под объект любой сложности за счет гибкой системы профилей.

Пример визуализации программой ScoreOpenGL процесса разгона и торможения многоколесной машины НИР «Крымск» представлен на рис. 4.8.

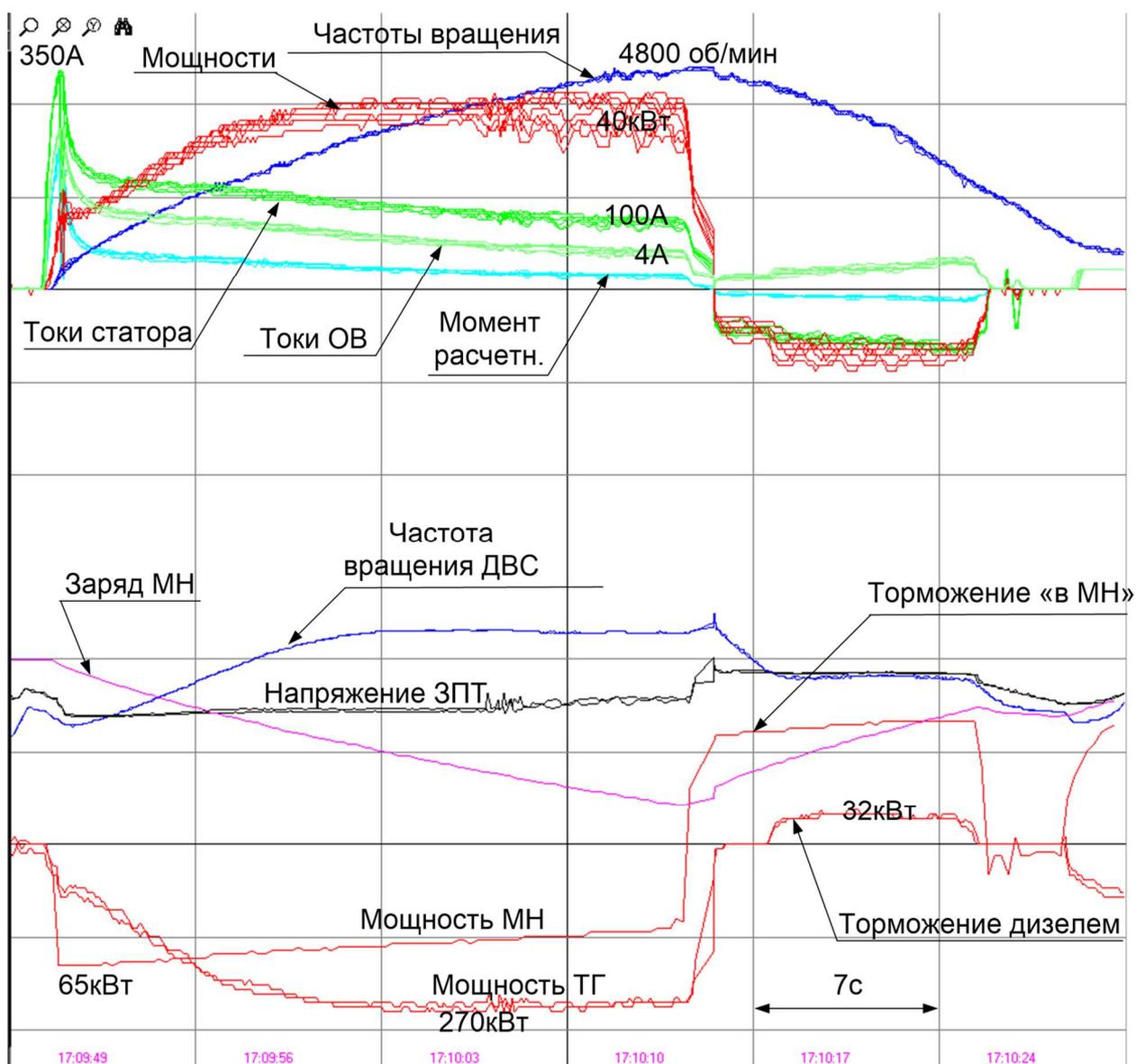


Рис. 4.8. Визуализация процесса разгона и торможения многоколесного транспортного средства НИР «Крымск»

4.8. Применение Secure Digital карт памяти для ведения журналов работы электроприводов

Для своевременного устранения ошибок проектирования аппаратной части и алгоритмов программного обеспечения в процессе эксплуатации требуется непрерывное наблюдение за большим числом параметров системы на большом интервале времени. Наиболее сложными являются ситуации, когда требуется отловить редко проявляющуюся программную ошибку, которая не связана с какими-либо электрическими параметрами, и ситуации, когда подключение датчиков к устройству затруднено. Также, накопление данных о

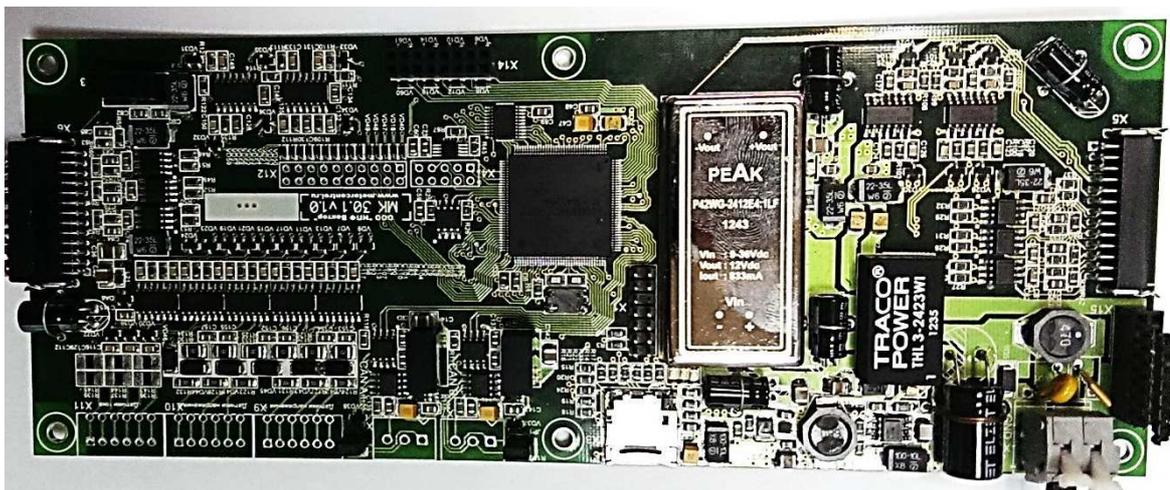


Рис. 4.10. Внешний вид контроллера МК30.1 (разъем SD-карты расположен в середине по нижнему краю печатной платы)

Для организации удобной и универсальной системы ведения логов с использованием SD-карт памяти, в ПО микроконтроллера была реализована поддержка файловой системы FAT16 или FAT32. Необходимость поддержки файловой системы обусловлена тем, что важно не только реализовать сбор и запись логов на внешнюю карту памяти, но и иметь возможность их последующего удобного чтения и расшифровки с использованием персонального компьютера под различными современными операционными системами (Windows, Linux). Выбор файловых систем FAT16 и FAT32 связан с тем, что их поддерживают все современные модули памяти (в том числе и SD-карты памяти), а также с относительной простотой программной реализации.

Поддержка файловой системы на уровне ПО микроконтроллера позволяет для ведения и записи лог-файлов создавать каталоги, подкаталоги и файлы на карте памяти.

Реализованная система сбора логов состоит из двух независимых подсистем: осциллографирование параметров и ведение текстового лога событий.

4.8.1. Текстовый журнал событий

Для организации данного лог-файла на карте памяти создается каталог «LOGEVENT», в нем подкаталог с текущим месяцем и годом, например, «2017_04», далее подкаталог с текущей датой. Внутри создается текстовый

файл, имя которого содержит время начала ведения лога (время создания файла) – «104420.txt». По умолчанию файл создается на этапе инициализации ПО микроконтроллера, и лог в этот файл записывается до перезапуска.

Каждая запись в созданный файл производится по определенному событию. Набор событий строго заложен в ПО микроконтроллера. Захват события может быть реализован в любом программном модуле ПО, как в фоновой программе, так и в любом организованном прерывании. Сначала все зафиксированные события для лога «складываются» в специальный буфер FIFO. Каждый элемент этого буфера хранит временную метку события и ссылку на его текстовое описание. Для «захвата» события и отправки его в данный буфер вызывается специализированная функция (пример вызова — Листинг 4.2).

Листинг 4.2. Пример вызова функции записи в лог событий

```
SDEventLog.put_time_str_enter("Ожидание инициализации сети");  
SDEventLog.put_time_str_enter("Авария ДГУ - частота вращения ниже  
допустимой.");
```

Извлечение и запись всех зафиксированных событий в текстовый файл происходит в фоновой программе. В специальном программном модуле происходит извлечение данных из FIFO-буфера в порядке их сохранения и запись в текстовый файл в память SD-карты.

Созданный файл лога событий впоследствии можно просматривать любым текстовым редактором на персональном компьютере. Пример лога событий представлен на рис. 4.11.

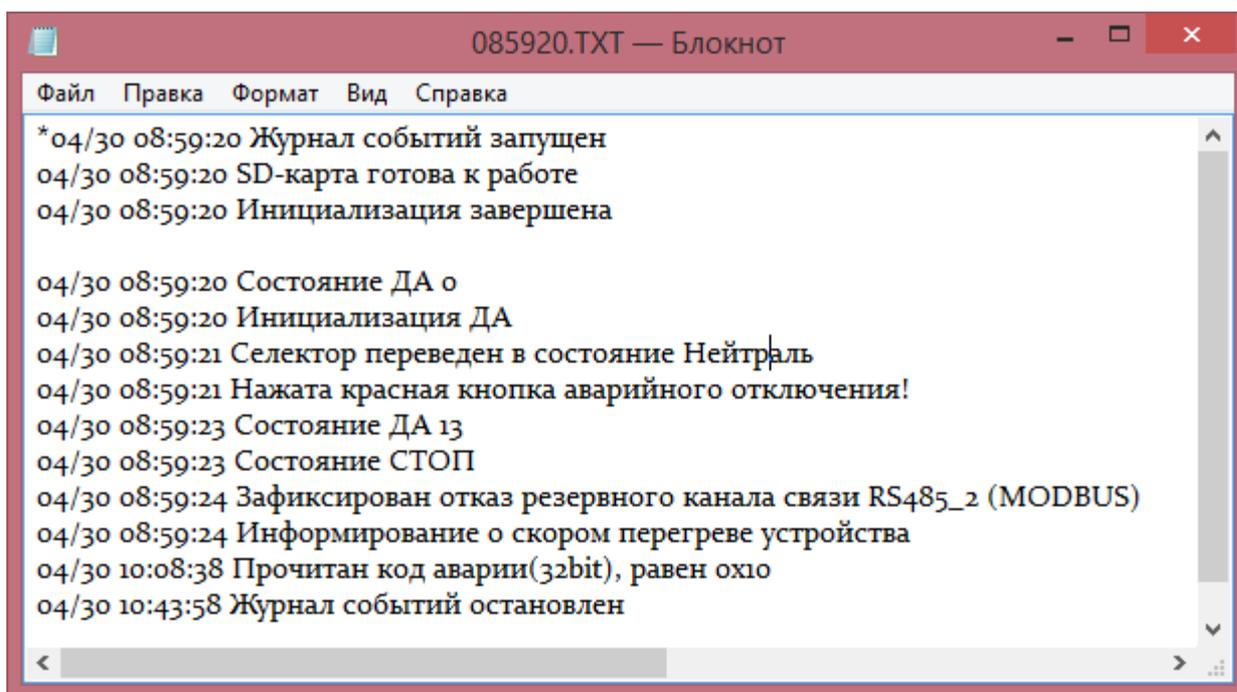


Рис. 4.11. Пример лог-файла событий

По данному лог-файлу удобно отслеживать все, что происходило с системой управления и с контролируемым устройством с точным указанием времени каждого события при наличии часов реального времени на микроконтроллере. Данный лог-файл удобно читается и имеет большую информативность при правильном задании фиксируемых событий.

4.8.2. Осциллографирование параметров в реальном времени

Запись текстовых событий, хоть и предоставляет некоторую информацию о событиях, не дает картины о непрерывных величинах в системе управления, таких как ток и напряжение, скорость и момент. Для записи этих переменных предусмотрен второй режим работы SD-карты.

В этом режиме на карту можно записывать произвольные данные с частотой 1 кГц. Для хранения используется специальный формат файла. На SD-карте создается каталог «LOGDATA», в котором создаются директории года записи, месяца, дня и часа. Внутри директории с часом записи создаются файлы поминутных логов. Такое дробление сделано для более удобной передачи файлов по относительно медленному CAN-интерфейсу, если возможность вынуть карту для скачивания всей информации с помощью

персонального компьютера отсутствует. При заполнении карты памяти целиком производится запись новых данных поверх устаревших — так называемая циклическая запись, применяемая, например, в авторегистраторах или другой регистрирующей аппаратуре. Такой способ записи позволяет в случае возникновения аварийной ситуации всегда иметь наиболее актуальные данные о работе системы.

Сбор данных для лог-файла также осуществляется через промежуточный FIFO-буфер. В 1кГц-прерывании с использованием дополнительного внутреннего делителя частоты при необходимости (если частота сбора данных выбрана меньше 1 кГц) в FIFO «захватываются» значения PDO-посылок. Пример организации записи данных через FIFO представлен в листинге 4.3.

Листинг 4.3. Пример вызова функции записи в лог данных

```

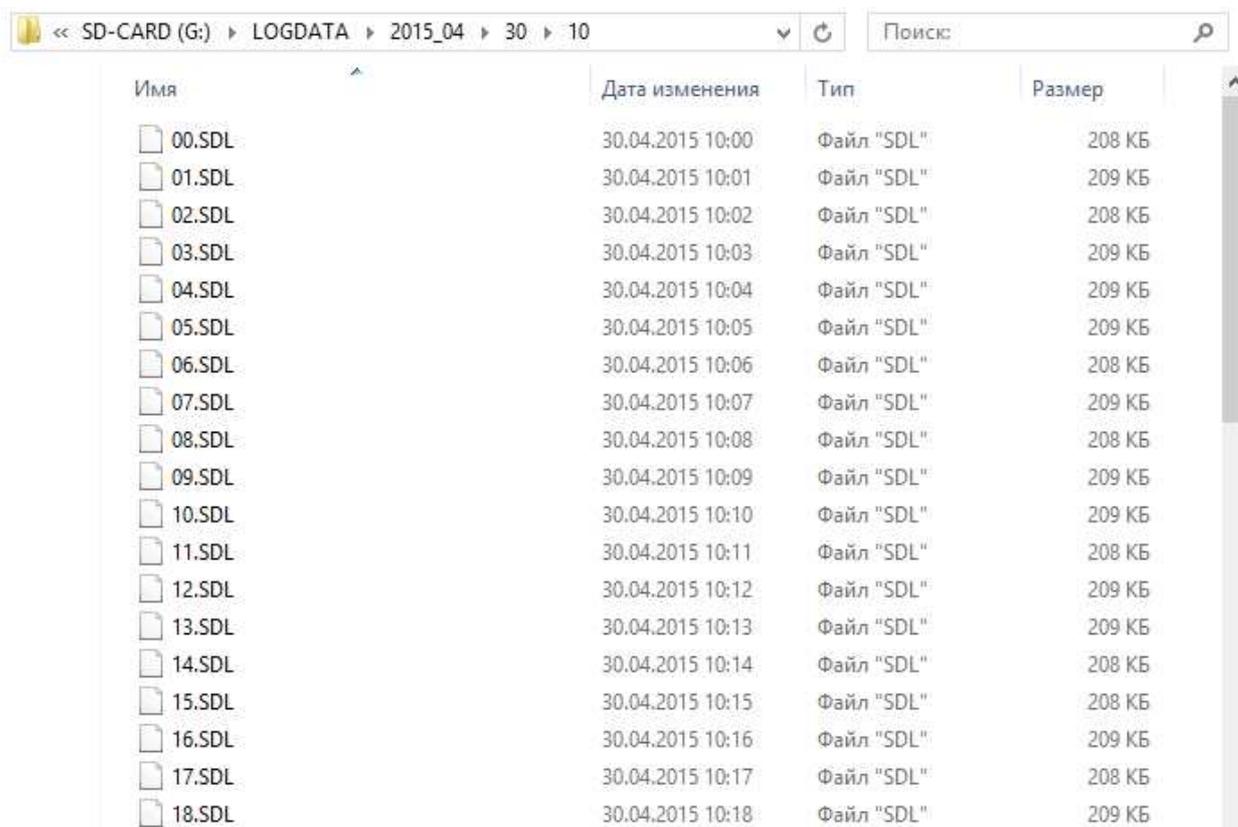
// Добавляем в лог сообщения КВУ
if ((sd.LogStatus.bit.log_run == 1) &&
    (co1_vars.co_PDOTransmitEna != 0))
    {
        // TPDO1
        SDLogUnit.time = logdata.ms;
        SDLogUnit.index = 0x194;
        SDLogUnit.dataL = TPDO_pack1.u32.PDO11;
        SDLogUnit.dataH = TPDO_pack1.u32.PDO12;
        SDLogFIFO.write(&SDLogFIFO, &SDLogUnit);

        // TPDO2
        SDLogUnit.time = logdata.ms;
        SDLogUnit.index = 0x294;
        SDLogUnit.dataL = TPDO_pack2.u32.PDO11;
        SDLogUnit.dataH = TPDO_pack2.u32.PDO12;
        SDLogFIFO.write(&SDLogFIFO, &SDLogUnit);

        // TPDO3
        SDLogUnit.time = logdata.ms;
        SDLogUnit.index = 0x394;
        SDLogUnit.dataL = TPDO_pack3.u32.PDO11;
        SDLogUnit.dataH = TPDO_pack3.u32.PDO12;
        SDLogFIFO.write(&SDLogFIFO, &SDLogUnit);
    }

```

Запись сохраненных данных на карту памяти осуществляется так же, как и для лога событий в фоновой программе. Пример отображения лог-файлов на карте памяти в проводнике Windows представлен на рис. 4.12.



The screenshot shows a Windows Explorer window with the address bar set to <code><< SD-CARD (G:) >> LOGDATA >> 2015_04 >> 30 >> 10</code>. The main area displays a list of files in a table format. The columns are 'Имя' (Name), 'Дата изменения' (Date modified), 'Тип' (Type), and 'Размер' (Size). The files are numbered from 00.SDL to 18.SDL, all of which are 'Файл "SDL"' (SDL File) type. The dates are all '30.04.2015' and the times range from 10:00 to 10:18. The sizes are either 208 KB or 209 KB.

Имя	Дата изменения	Тип	Размер
00.SDL	30.04.2015 10:00	Файл "SDL"	208 КБ
01.SDL	30.04.2015 10:01	Файл "SDL"	209 КБ
02.SDL	30.04.2015 10:02	Файл "SDL"	208 КБ
03.SDL	30.04.2015 10:03	Файл "SDL"	209 КБ
04.SDL	30.04.2015 10:04	Файл "SDL"	209 КБ
05.SDL	30.04.2015 10:05	Файл "SDL"	209 КБ
06.SDL	30.04.2015 10:06	Файл "SDL"	208 КБ
07.SDL	30.04.2015 10:07	Файл "SDL"	209 КБ
08.SDL	30.04.2015 10:08	Файл "SDL"	208 КБ
09.SDL	30.04.2015 10:09	Файл "SDL"	209 КБ
10.SDL	30.04.2015 10:10	Файл "SDL"	209 КБ
11.SDL	30.04.2015 10:11	Файл "SDL"	208 КБ
12.SDL	30.04.2015 10:12	Файл "SDL"	209 КБ
13.SDL	30.04.2015 10:13	Файл "SDL"	209 КБ
14.SDL	30.04.2015 10:14	Файл "SDL"	208 КБ
15.SDL	30.04.2015 10:15	Файл "SDL"	208 КБ
16.SDL	30.04.2015 10:16	Файл "SDL"	209 КБ
17.SDL	30.04.2015 10:17	Файл "SDL"	208 КБ
18.SDL	30.04.2015 10:18	Файл "SDL"	209 КБ

Рис. 4.12. Директория с файлами логов данных

Полученные файлы могут быть открыты при помощи программы ScoreOpenGL. Пример отображения одноминутного лога в программе представлен на рис. 4.13.

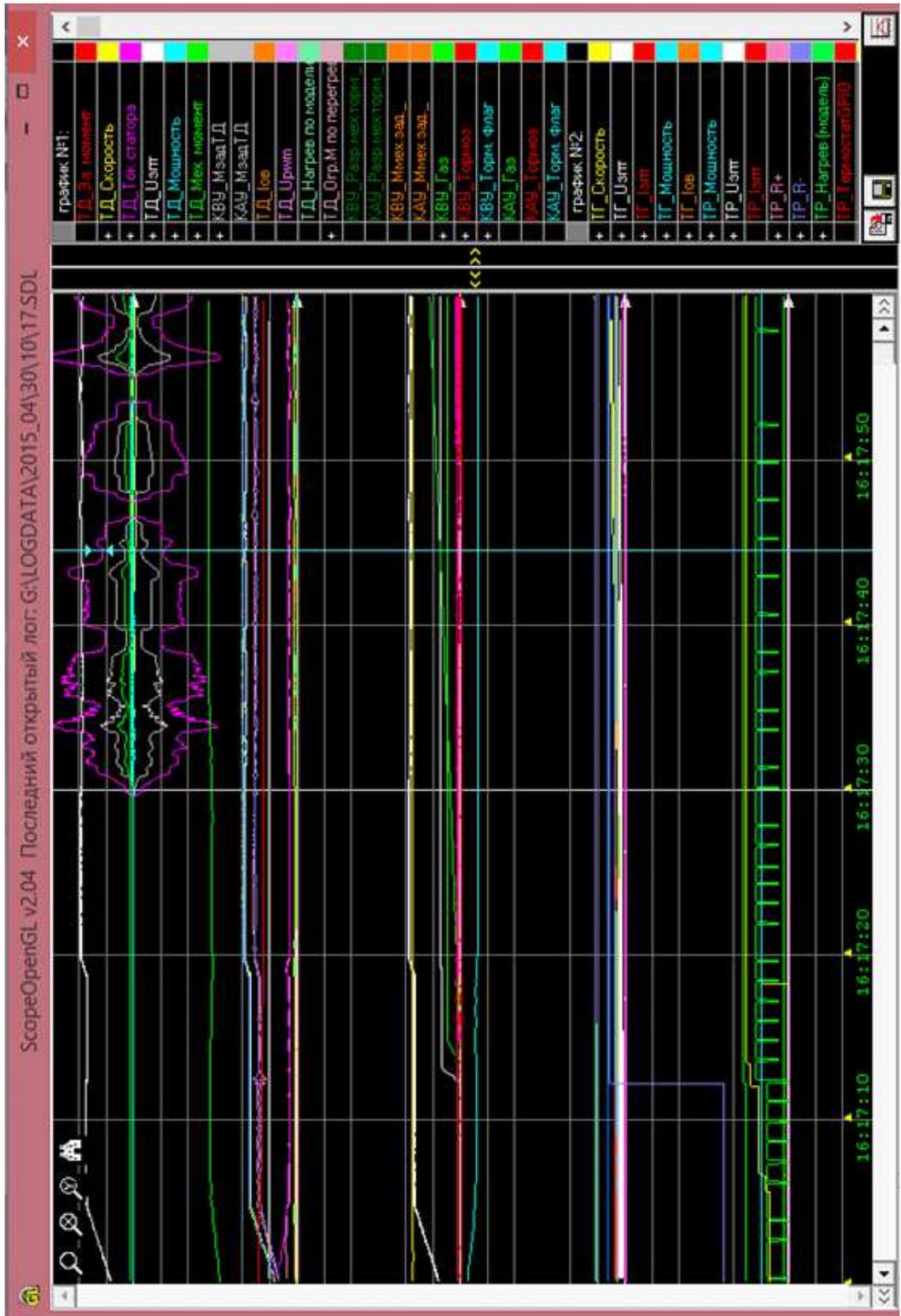


Рис. 4.13. Пример одноминутного лога работы гибридной трансмиссии

4.9. Средства наладки и диагностики системы управления в процессе эксплуатации на примере пульта оперативного управления ПУ12.1

Одним из средств наладки и параметрирования силовых преобразователей является пульт управления. Такие пульты встраиваются в большинство серийно выпускаемых преобразователей и обеспечивают минимально необходимый пользовательский интерфейс для настройки и наблюдения за работой преобразователя и всей технологической установки. Пульт содержит дисплей и клавиатуру. Реже встречаются дополнительные органы управления типа “joystick”.

Пульт ПУ 12.1 имеет черно-белый жидкокристаллический дисплей разрешением 122x32, клавиатуру с девятью клавишами (см. рис. 4.14). Разрешение дисплея достаточно для вывода информации в 4 строки по 20 символов, при размере одного знакоместа 6x8.

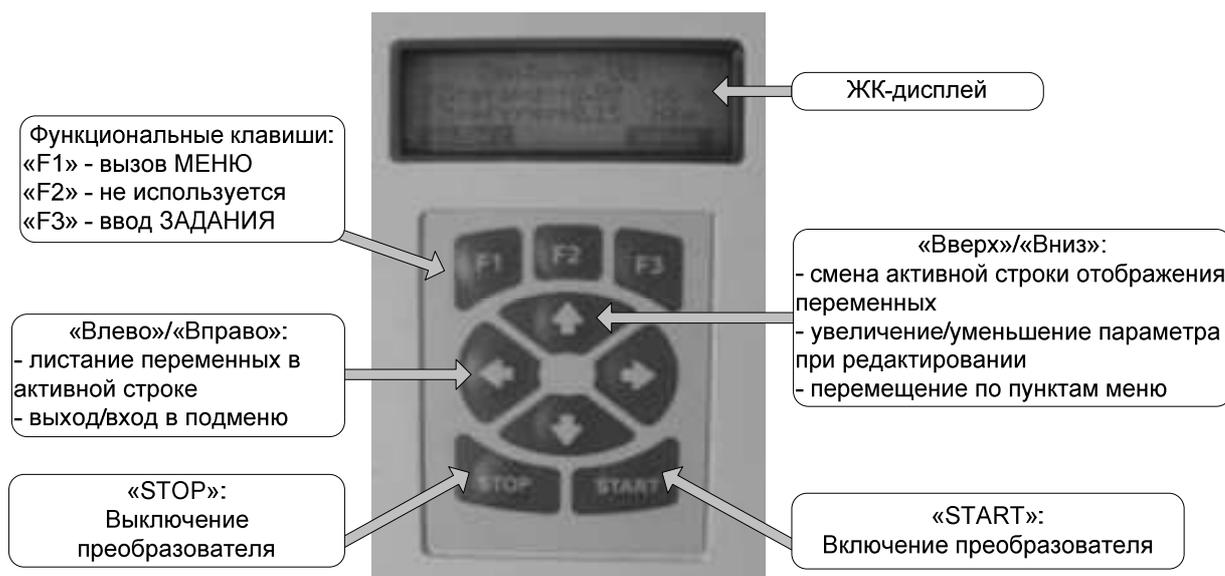


Рис. 4.14. Внешний вид пульта управления ПУ 12.1

Для данного пульта управления автором разработано программное обеспечение, удовлетворяющее следующим требованиям:

- максимально удобный и интуитивный пользовательский интерфейс;
- удобная группировка параметров по функциональному назначению;
- быстрая реакция на действия оператора.

Для обеспечения удобного доступа к каждому из параметров к каждому элементу словаря был добавлен признак принадлежности к группам. Таким образом, необходимо сначала выбрать тип параметра, к которому пользователь хочет получить доступ, а затем выбрать сам параметр внутри группы. Данное деление на группы сокращает время поиска параметра в несколько раз. Так, параметры объединяются в группы, например, для проекта системы управления мотор-компрессором ИПП-МК: «Наблюдаемые», «Коммуникационные», «Настройка $u(f)$ », «Регулятор тока», «Регулятор напряжения», «Уставки», «Защиты», «Базовые величины», «Коэффициенты датчиков».

4.10. Выводы по главе

Разработанные и рассмотренные в данной главе инструменты обеспечивают удобную наладку, диагностику, осциллографирование и обновление программного обеспечения распределенных микроконтроллерных систем управления реального времени. Поддержка реализована для широкого набора микроконтроллеров Texas Instruments (TMS320F240x, TMS320F28xx и др.), а также для отечественных микроконтроллеров ОАО «НИИЭТ» (гор. Воронеж) на базе ядра Cortex-M4F. В настоящее время через эмуляцию CANopen большинство функций поддержано и через последовательный коммуникационный интерфейс с протоколом MODBUS RTU, и через встроенный модуль USB новых микроконтроллеров семейства Delfino.

Разработанные средства наладки и обновления программного обеспечения успешно применяются на гибридных трансмиссиях с силовыми преобразователями, выполненными со степенью защищенности до IP67 и обеспечивают удобный и надежный механизм, как для наладки на самом объекте, так и при удаленной наладке с удаленным подключением через Интернет.

ГЛАВА 5. ПОВЫШЕНИЕ НАДЁЖНОСТИ ТРАНСПОРТНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ НА ЭТАПЕ ПРОИЗВОДСТВА КОМПОНЕНТОВ И В ПРОЦЕССЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Одним из основных требований к любому электротехническому оборудованию является его высокая надёжность. При этом под надёжностью следует понимать не только поддержание оборудования в исправном состоянии за счет организации программных защит, но выявление проблем на этапе производства, превентивная диагностика, а также автоматическая настройка параметров системы управления с целью обеспечения максимальной эффективности электропривода и исключения срабатывания защит из-за неправильной настройки. В данной главе разработаны и реализованы следующие основные способы повышения надёжности программными средствами:

- полная диагностика управляющей и силовой электроники на этапе выхода из производства,
- периодическая диагностика и локализация проблем в оборудовании,
- стабилизация и регулирование термического режима работы оборудования,
- защиты от выхода за допустимые режимы работы оборудования,
- превентивная диагностика неисправностей в процессе эксплуатации оборудования;
- написание программного обеспечения с применением средств оптимизации кода и защит от превышения времени выполнения системы управления;
- автоматическая настройка параметров регуляторов;
- автоматическая подстройка наблюдателей системы управления к изменению параметров электродвигателя;
- снижение тепловой нагрузки на силовой преобразователь за счет оптимизации методов ШИМ.

5.1. Средства диагностики и выявления неисправностей микроконтроллерных систем на этапе производства

При производстве контроллеров систем управления [176–180, 192] неизбежно встает вопрос тестирования с целью определения качества изготовления печатной платы, монтажа и элементов [181]. Выполнять проверку в составе силового преобразователя небезопасно и потенциальные неисправности преобразователя могут мешать выявлению неисправностей контроллера. Поэтому тестирование контроллеров систем управления следует проводить на специализированных стендах под управлением специализированного программного обеспечения.

Основные принципы построения подобного оборудования можно сформулировать следующим образом:

- земли, питания и общие провода должны тестироваться независимо и отдельно;
- должны проверяться все интерфейсные цепи контроллера;
- выходы контроллера могут формировать управляющие воздействия для входов;
- интерфейсы связи могут быть использованы для управления процессом тестирования и формирования отчетов.

При проведении тестирования бывает сложно проверить всю топологию контроллера, но необходимо делать это максимально полно, а подключение выполнять таким образом, как это будет делаться на реальном объекте. Особенно важно соблюдать это при тестировании цепей питания и земель.

На рис. 5.1 показаны возможные реализации стенда в части тестирования сигналов управления инвертором. Сигнал микроконтроллера, преобразуется в формат «открытый коллектор» с нагрузочной способностью до 24 мА на микросхеме CD74ACT05M (или аналогичной) и поступает на разъем контроллера, который имеет на каждый управляющий сигнал два контакта для организации токовой петли для зажигания светодиода первичной цепи оптопары в канале управления силовым ключом. Первый контакт — +5 В, а второй

— «открытый коллектор», между ними включается первичная цепь оптрона с последовательным резистором.

Если в схеме испытательного стенда (верхняя часть рис. 5.1) все нечетные выводы разъема проверки ШИМ объединены, так как по своему назначению они идентичны, то не все линии разъема контроллера будут проверены. Например, если вывод №1 разъема контроллера не пропаян, то вывод №1 разъема испытательного стенда получит питание от вывода №3 разъема контроллера, и тест работоспособности ШИМ будет пройден при явной неисправности в аппаратной части контроллера. Реализация же схемы испытательного стенда в соответствии с нижним вариантом рис. 5.1 исключает подобную проблему.

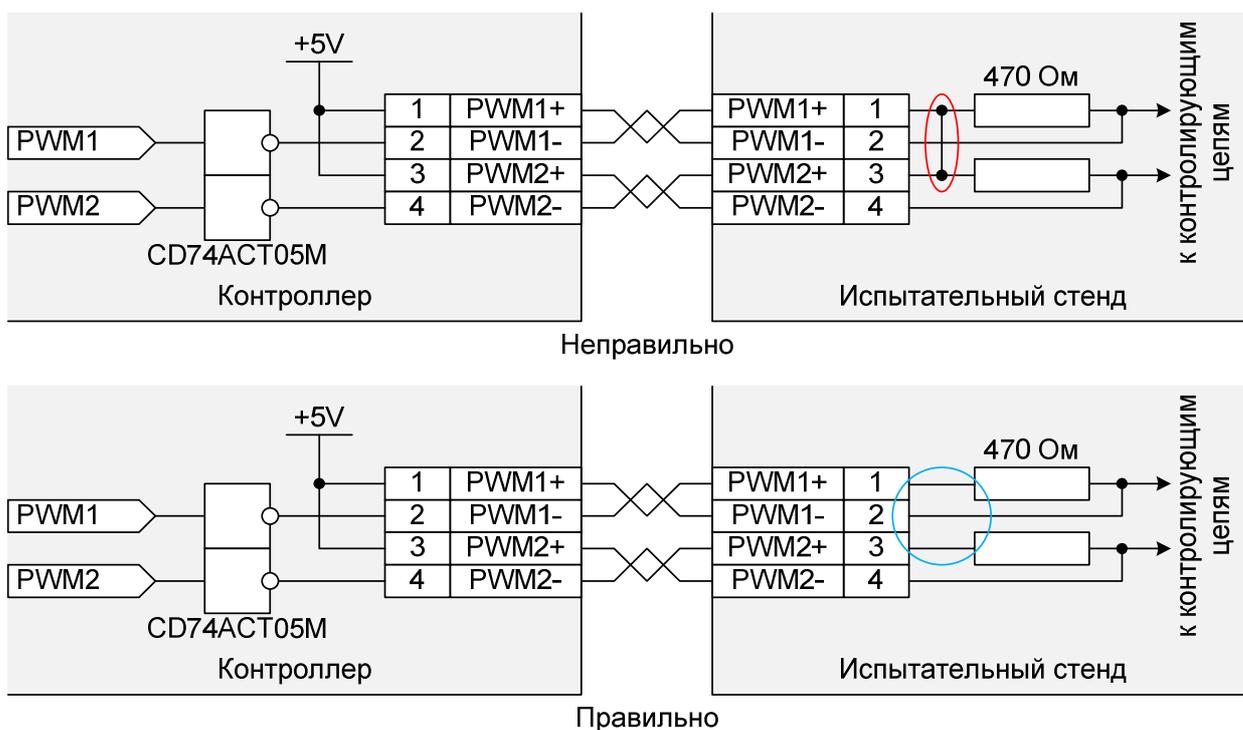


Рис. 5.1. Разные возможные варианты исполнения испытательных стендов

При проектировании испытательного стенда следует разделить аналоговые сигналы, цифровые сигналы и интерфейсы связи. Формирование аналоговых сигналов производится средствами ЦАП. Если контроллер выдает аналоговый сигнал, что бывает крайне редко, то этот сигнал может быть использован для проверки АЦП того же контроллера. Так как для работы с ЦАП с

целью формирования аналоговых сигналов необходимо организовать интерфейс передачи в ЦАП данных, то лучше всего для этого использовать синхронный периферийный интерфейс. Успешное программирование ЦАП в этом случае будет индикатором работоспособности синхронного интерфейса.

Для проверки дискретных входов и выходов можно завести входы на выходы. Если их число не совпадает, то можно использовать некоторую логическую преобразовательную схему типа мультиплексор или демультиплексор, однако в большинстве случаев более универсальным решением могут стать сдвиговые регистры, подключенные к тому же синхронному периферийному интерфейсу.

Для проверки интерфейсов связи, таких как CAN, RS-485 или RS-232, можно применять соответствующие переходники (по необходимости) и производить опрос по этим интерфейсам от персонального компьютера. Кроме того, управление процессом тестирования и протоколирование результатов также удобно делать по последовательным каналам связи. В качестве примера можно привести функциональную схему испытательного стенда контроллеров МК17.4, изображенную на рис. 5.2.

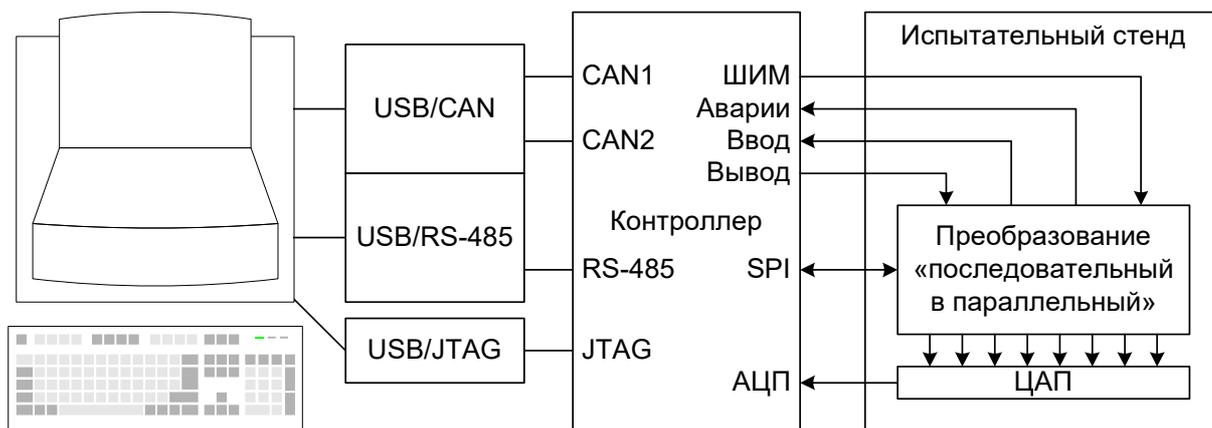


Рис. 5.2. Функциональная схема испытательного стенда контроллеров МК17.4

На персональном компьютере работает специализированное программное обеспечение, написанное на языке Си в интегрированной среде разработки C++ Builder v.6. При первом подключении контроллера осуществляется его программирование тестовым программным обеспечением. Затем со стороны компьютера производится перезапуск микроконтроллера, и последовательно

проверяются все устройства контроллера. При этом управление процессом тестирования ведется по CAN-интерфейсу. Этот же интерфейс служит для получения персональным компьютером результатов тестирования. Некоторые тесты выдают лишь признак успешного прохождения теста или код неисправности, другие, такие как тесты АЦП, возвращают графики погрешностей измерений во всем рабочем диапазоне АЦП.

Внешний вид испытательных стендов для контроллеров МК17.4, МК10.7 и МК20.3 представлен на рис. 5.3, рис. 5.4 и рис. 5.5 соответственно.

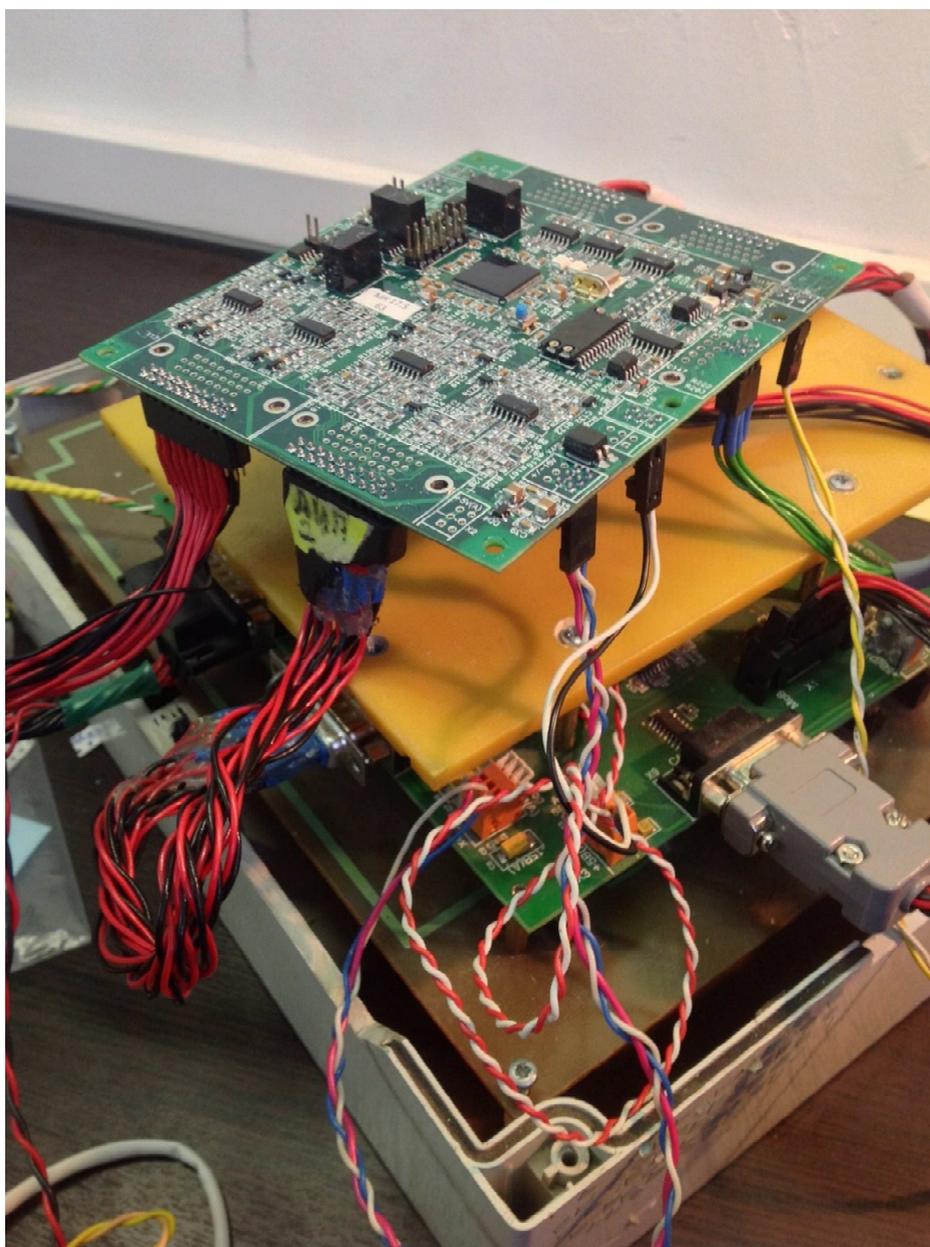


Рис. 5.3. Внешний вид испытательного стенда контроллеров МК17.4

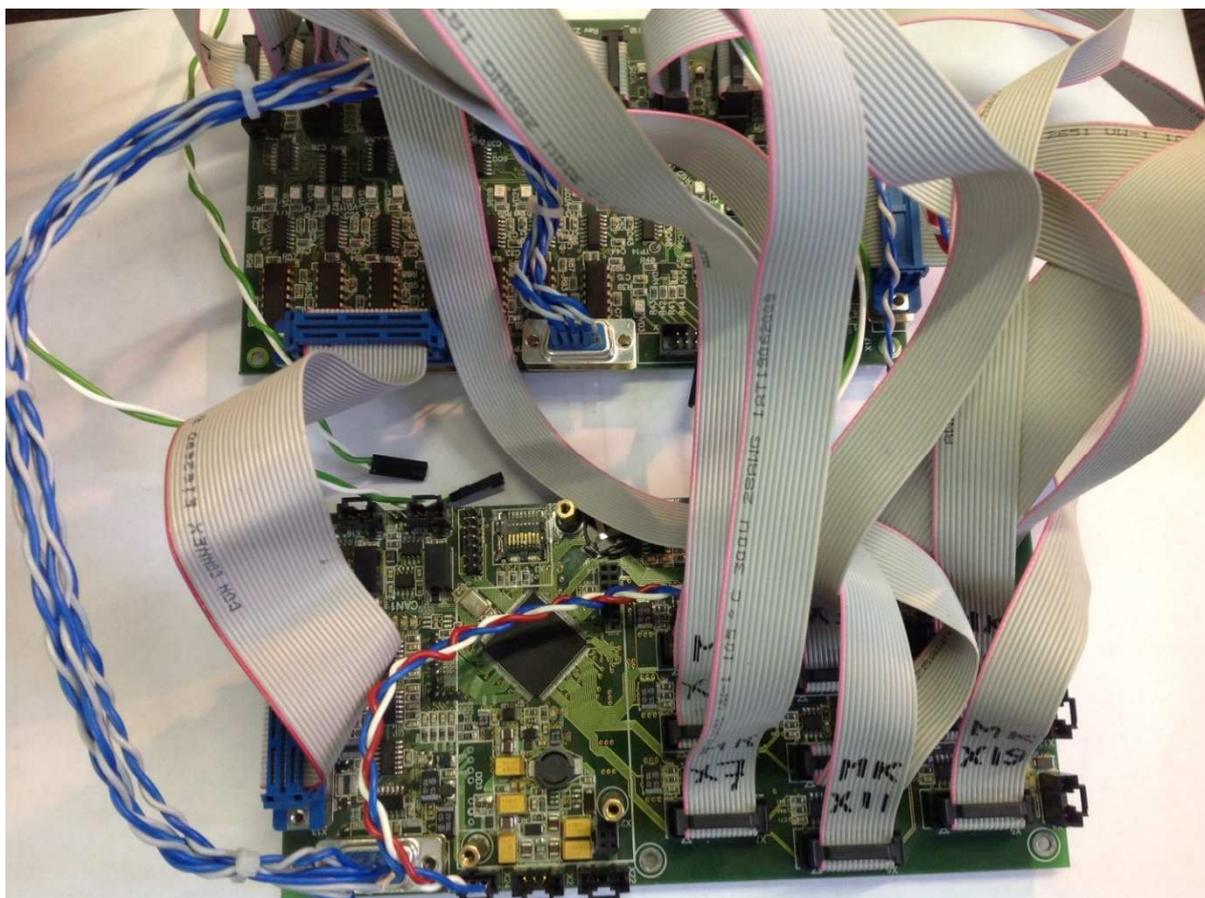


Рис. 5.4. Внешний вид испытательного стенда контроллеров МК10.7

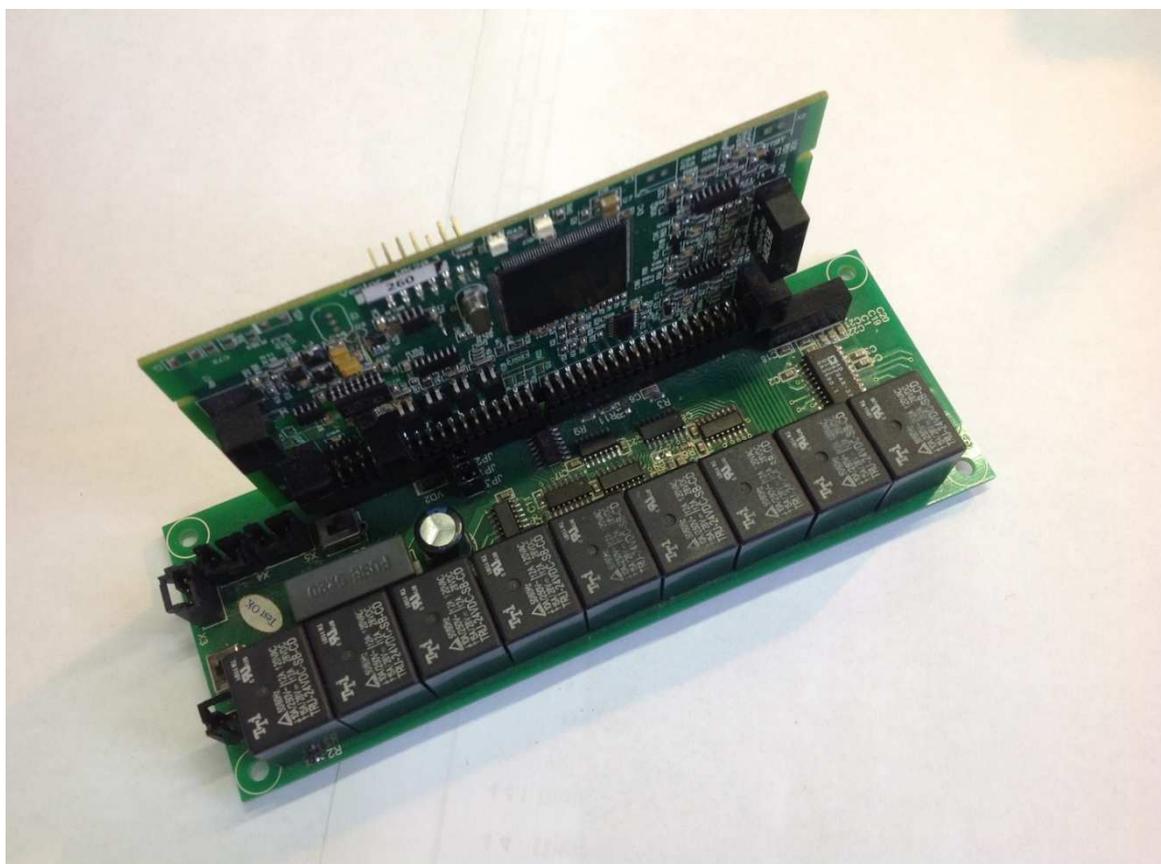


Рис. 5.5. Внешний вид испытательного стенда контроллера МК20.3

Автором и при его участии были спроектированы испытательные стенды для контроллеров МК10.3/4/5/6 (позже модернизированный в стенд для МК17.х), МК11.х, МК10.7 и др. Использование данного оборудования помогло осуществить выпуск контроллеров с хорошими показателями по надежности. Объемы протестированной продукции превысили 10 000 шт. В качестве примера будет рассмотрена схема стенда и алгоритмы тестирования для контроллера МК10.7 (рис. 5.4).

Питание стенда осуществляется напряжением 24 В постоянного тока (см. рис. 5.7). Питание подается на разъем X1 и обеспечивает питанием весь стенд и испытуемый контроллер. С помощью DCDC-преобразователя DD3 формируются напряжения ± 15 В для питания аналоговых цепей и цепей драйверов. Индикация наличия питания осуществляется светодиодами VD2 и VD4. Кроме этого с помощью микросхемы стабилизатора DD1 формируется питание +5 В цифровое и аналоговое, которое контролируется светодиодом VD32. Каждое из реализованных питаний подается на цепи питания контроллера МК10.7 от разъемов X2, X3, X6, X7 и X8.

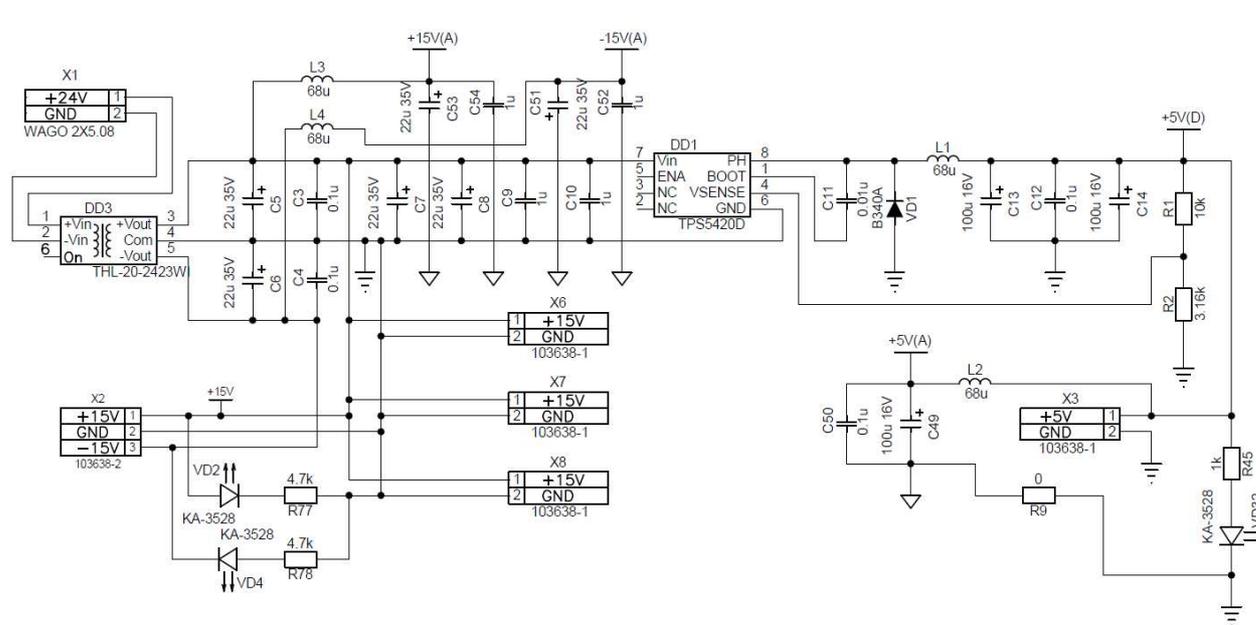


Рис. 5.7. Схема ввода питания испытательного стенда

Контроллер имеет SPI-интерфейс для работы с внешними устройствами (см. рис. 5.8), такими как GSM-модем. Данный интерфейс проверяется с помощью микросхемы ЦАП DA1, которая формирует напряжение для проверки

аналоговых входов. Светодиод VD3 служит для проверки наличия питания 3,3 В на разъеме SPI-интерфейса.

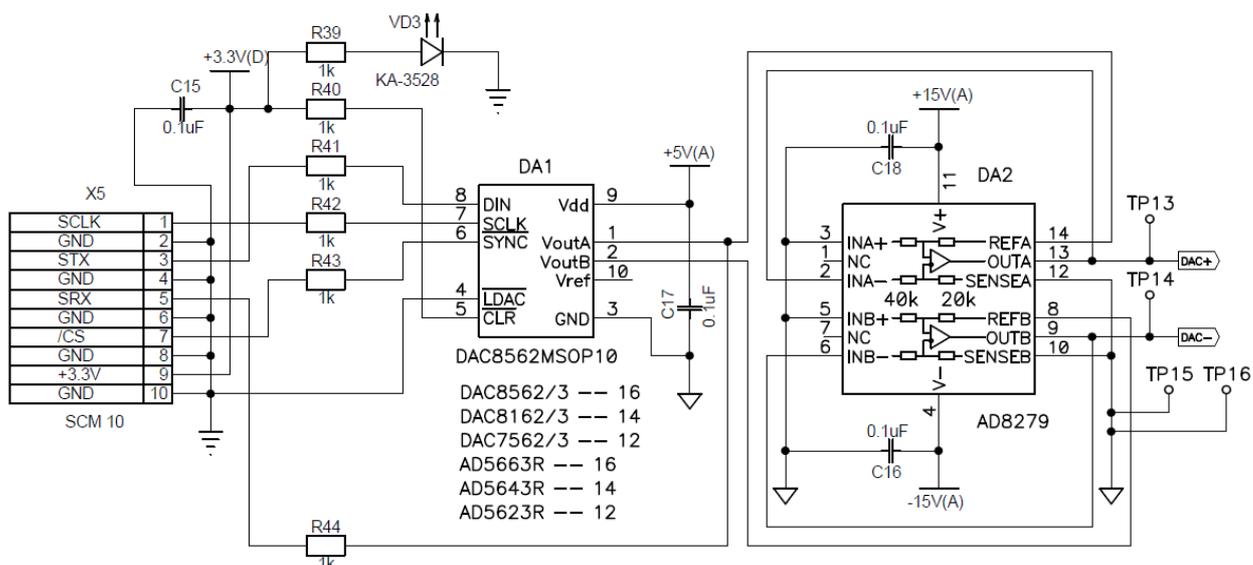


Рис. 5.8. Схема проверки SPI-интерфейса и формирования аналоговых сигналов для тестирования аналоговых входов

Выходные сигналы ЦАП проходят повторитель на прецизионном операционном усилителе и формируют два канала для тестирования аналоговых цепей. Данные сигналы будут использованы позже по схеме.

МК10.7 имеет выходы управления инвертором в формате, совместимом с драйверами Skuper 32 R компании Semikron (см. рис. 5.9). Сигналы управления ключами повторяются на двух последовательных инверторах DD13 и DD7 и поступают на инвертор с открытым коллектором DD8, который формирует тестовые сигналы для проверки сигналов приёма аварий. Кроме того, буферизованные сигналы поступают в часть схемы, отвечающую за тестирование аналоговых сигналов, которая будет рассмотрена далее. Проверка сигналов управления инвертора будет вызывать изменение сигнала соответствующей аварии на входе того же интерфейса. Логический сдвиг сигналов управления и аварий позволяет убедиться в независимости возникновения аварии от переключения сигнала управления инвертором, так как они физически разносятся на разные разъемы.

Если тест по каким-либо причинам не проходит — сигнал управления инвертором подается, а сигнал аварии не принимается, то тест останавливается на этом шаге и по светодиодам VD8, VD9, ... VD13 можно судить о возникшей проблеме. Например, если светодиод погашен, компьютер, выполняющий тестирование, выдает, что произошел сбой на этапе тестирования второго сигнала управления инвертором, то это означает, что сигнал управления инвертором не формируется на разъеме контроллера. Наоборот, если светодиод зажжён, а тест, тем не менее, остановлен, то это означает, что сигнал управления инвертором рабочий, но контролер не принимает сигнал защиты. Таким образом тестируется 3 интерфейса с инвертором.

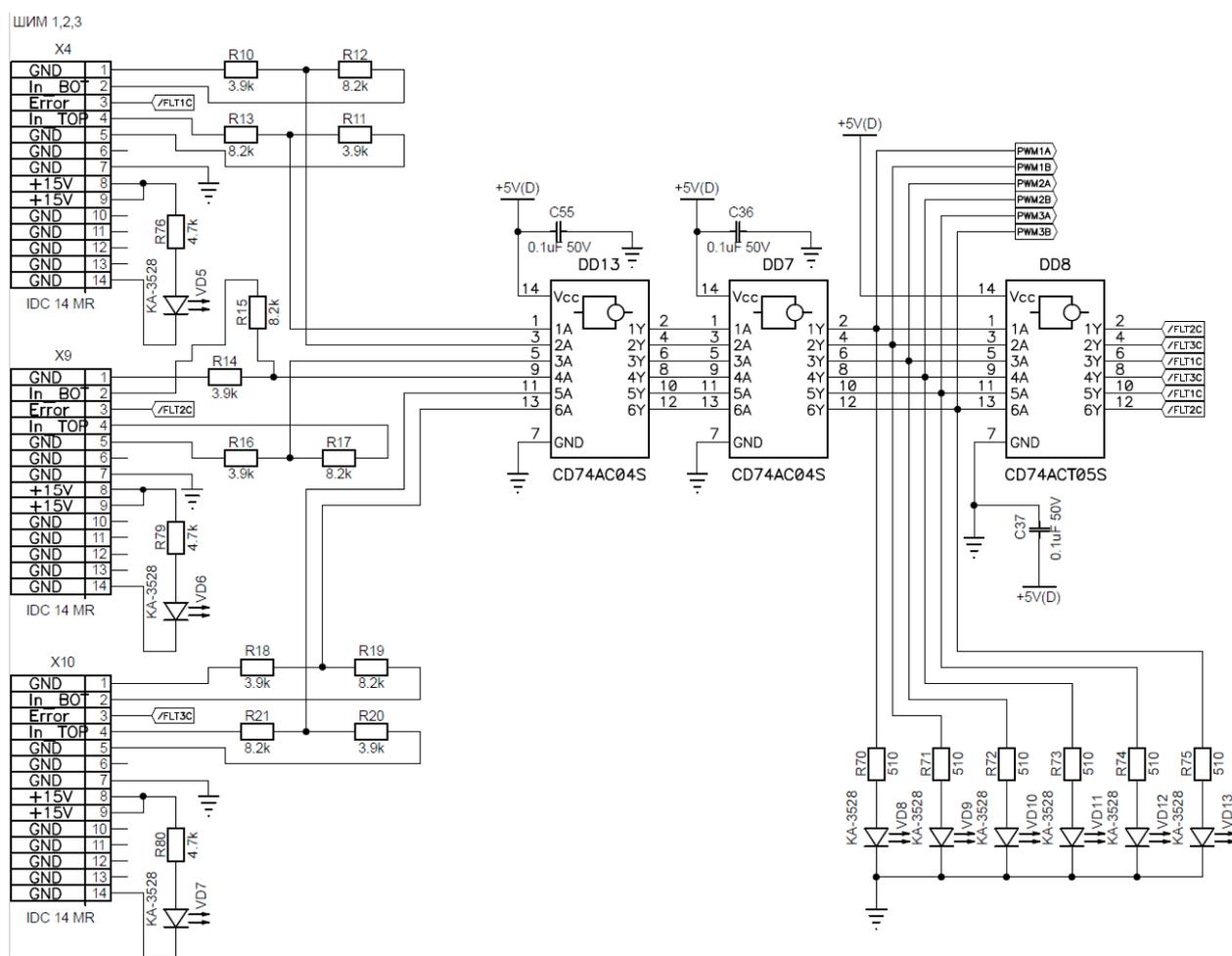


Рис. 5.9. Схема тестирования сигналов управления инвертором

На рис. 5.10 представлена схема проверки разъема для управления вспомогательными устройствами. Здесь есть несколько ШИМ сигналов и сигналов ввода аварий, причем сигналов ввода аварий меньше, чем сигналов

управления инвертором. Для определения неисправностей используется логическая микросхема DD2 — инвертор с открытым коллектором, которая формирует логическую функцию ИЛИ для проверяемых выходов. Таким образом, изменение каждого из выходов в последовательности «0 – 1 – 0» приводит к соответствующему изменению на входе приёма аварии.

Кроме этого, светодиодами VD33 и VD34 проверяется наличие питания на разъеме контроллера.

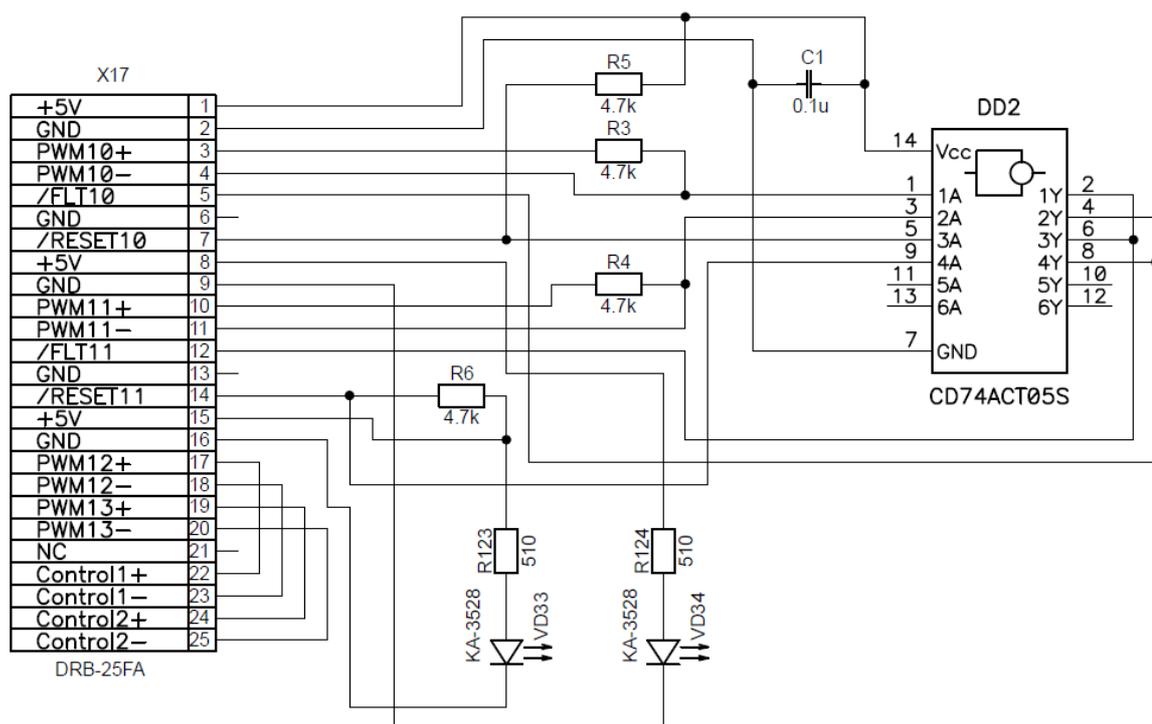


Рис. 5.10. Схема тестирования разъема управления вспомогательными устройствами

Подача аналоговых сигналов с ЦАП на аналоговые входы контроллера осуществляется через электронные переключатели DA3, DA13, DA14, DA7 (см. рис. 5.11), DA8, DA11 и DA12 (см. рис. 5.12), управляемые от сигналов управления инвертором. Пройдя через электронный ключ сигналы повторяются на операционном усилителе, включенном по схеме повторителя, и поступают на разъем аналоговых входов контроллера. Вход для подключения термистора и измерения температуры силового модуля проверяется на двух сопротивлениях — 200 Ом и 5 кОм, переключаемых посредством реле К1, управляемым через усилитель DD6 (рис. 5.12).

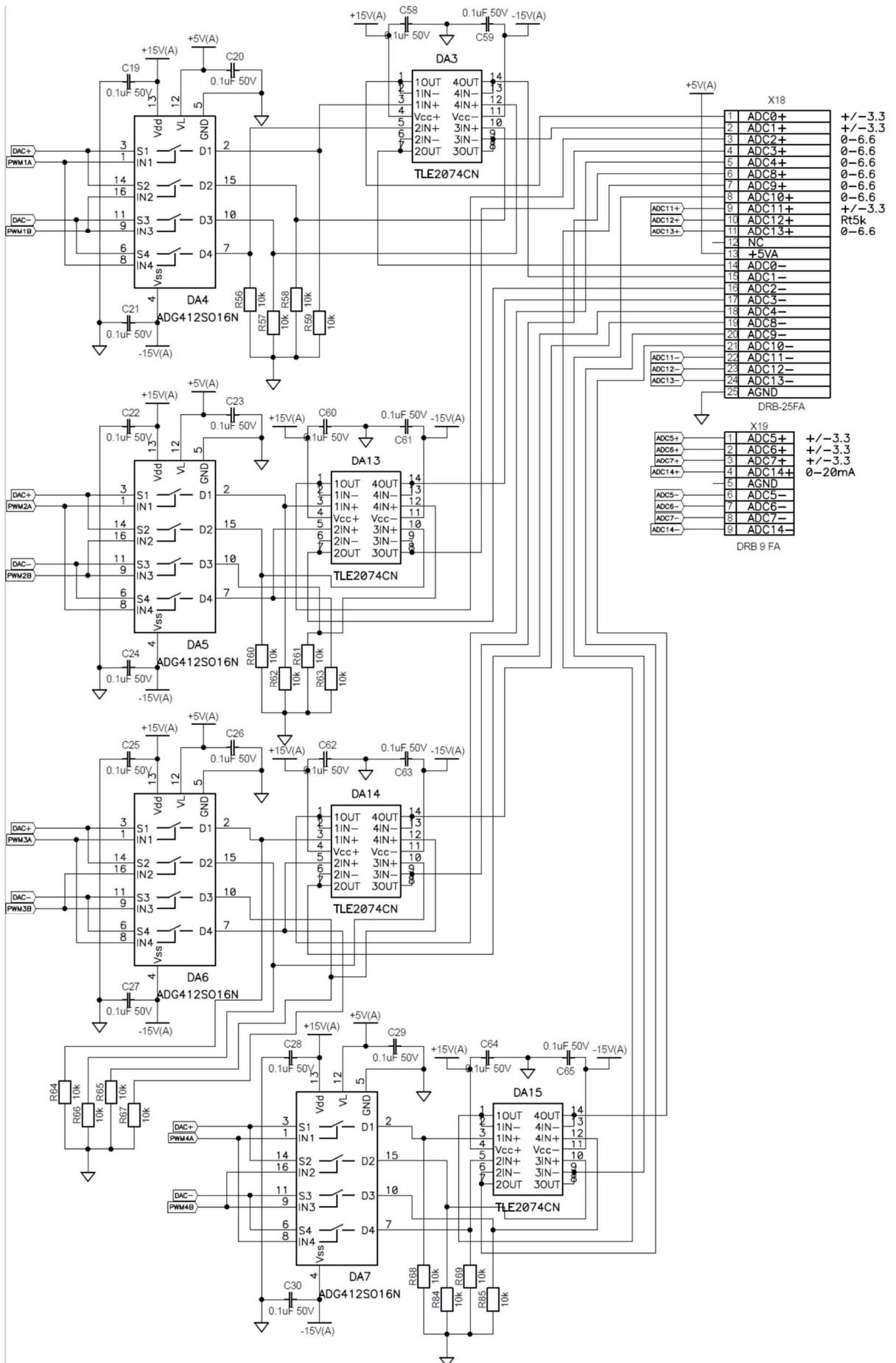


Рис. 5.11. Схема проверки аналоговых входов

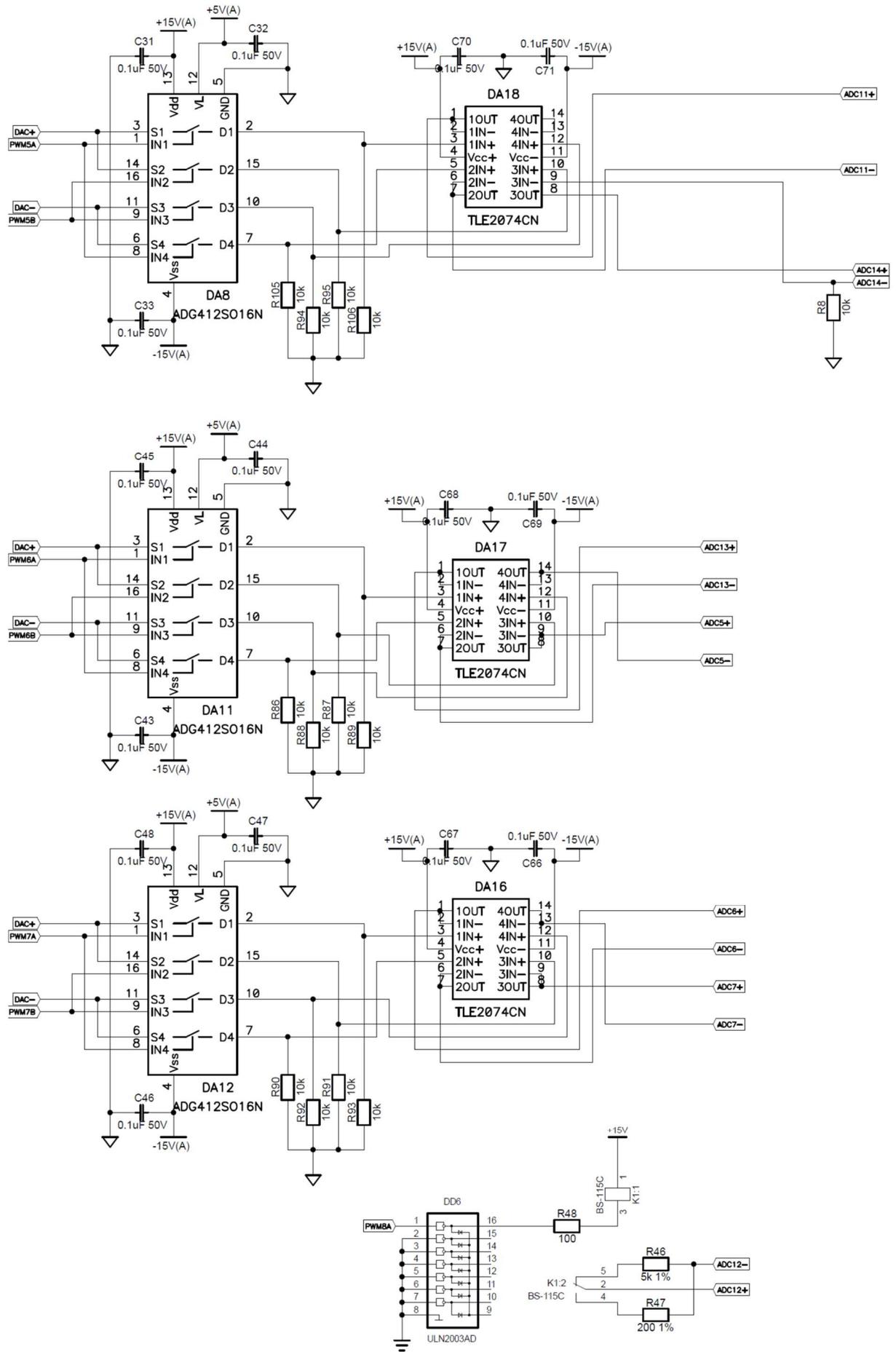


Рис. 5.12. Схема проверки аналоговых входов (продолжение)

Сбор информации о ходе тестирования осуществляется с помощью специальной программы, выполняемой на персональном компьютере. Программа работает через CAN-интерфейс, попутно проверяя его. По результатам проверки контроллера формируется файл с результатами тестирования, который либо содержит запись об успешном прохождении теста, либо информацию о этапе и возможной проблеме, вызвавшей ошибку в процессе тестирования. Для каждого аналогового канала формируется график ошибки. На рис. 5.13 представлен график для неисправного канала, а на рис. 5.14 — для исправного.

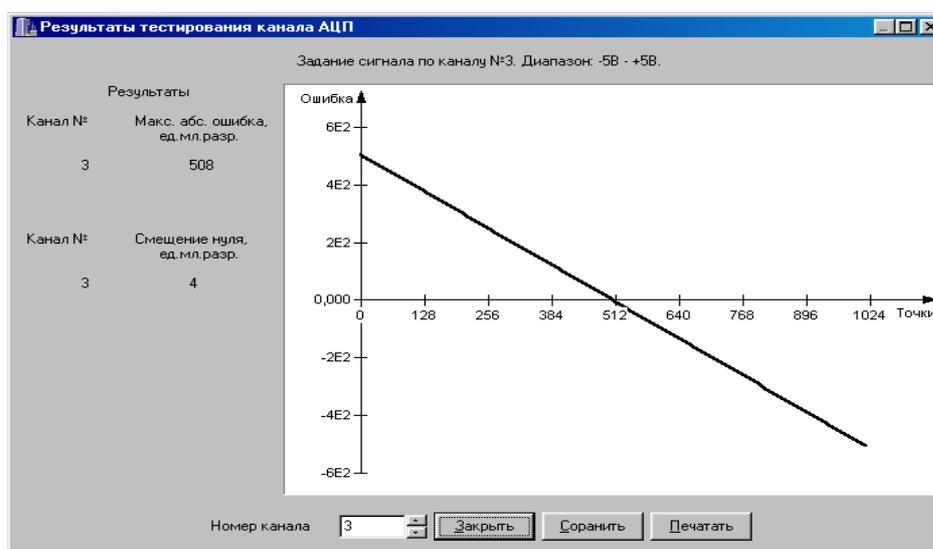


Рис. 5.13. График ошибки АЦП контроллера для неисправного канала

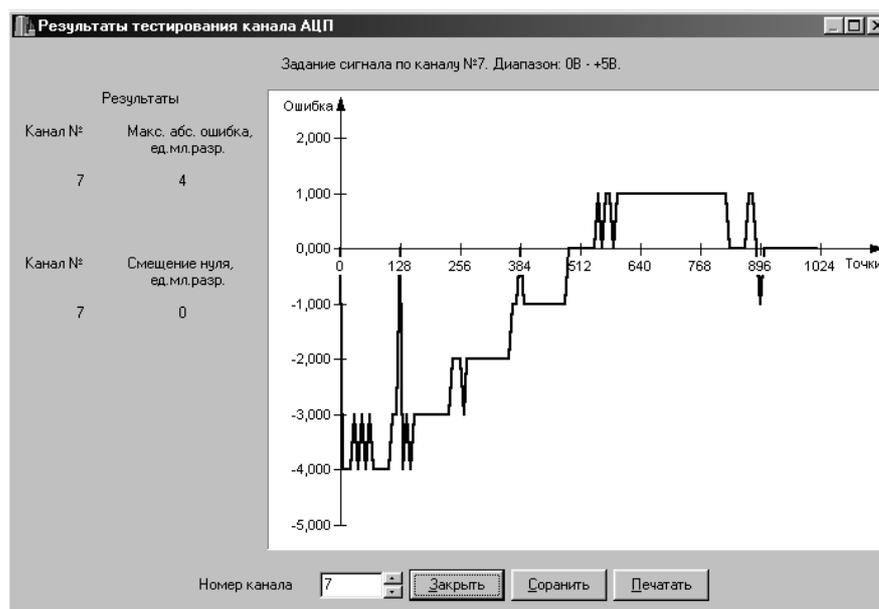


Рис. 5.14. График ошибки АЦП контроллера для исправного канала

По аналогичному принципу функционируют остальные схемы испытательных стендов для других контроллеров. Они позволяют легко и надёжно выявлять неисправности, возникшие в процессе производства контроллеров.

5.2. Автоматическое тестирование электропривода

Большинство систем электропривода может быть протестировано перед запуском на предмет работоспособности входящих в их состав элементов. Такое тестирование может обеспечивать точную локализацию проблемы. Для простоты представления и наглядности работы алгоритмов будет рассмотрен вспомогательный электропривод мотор-компрессора типа ИПП-МК [187], так как представленный в его составе набор конструктивных элементов может быть протестирован наиболее полно.

Схема электропривода представлена на рис. 5.15. Электропривод получает питание от звена постоянного тока, напряжение которого изменяется в пределах от 550 до 1100 В. Преобразователь содержит понижающий DCDC-преобразователь с LC-фильтром, инвертор и du/dt -фильтр. В нормальном режиме работы DCDC-преобразователь поддерживает напряжение 540 В для питания трехфазного инвертора. Инвертор формирует напряжение питания двигателя согласно закону $U(f)$ методом широтно-импульсной модуляции базовых векторов. Для случая пуска с высоким противодавлением в компрессоре в управлении инвертором предусмотрена функция ограничения фазного тока. Электропривод управляется сигналом типа «вкл/выкл» от датчика давления в пневматической системе. Номинальная мощность электродвигателя 7,5 кВт, номинальный фазный ток 15 А. В качестве силовых элементов используются модули фирмы Mitsubishi типа IPM со встроенными драйверами и защитами.

В системе имеются датчики входного напряжения и напряжения стабилизированного звена постоянного тока, датчик тока дросселя DCDC-преобразователя, измерительные трансформаторы тока в фазах АД.

Система управления может осуществлять последовательное тестирование следующих элементов [149]:

- работоспособность датчика входного напряжения;
- управляемость транзистора DCDC-преобразователя;
- работоспособность датчика стабилизированного звена постоянного тока;
- прохождение сигнала аварии от транзистора DCDC-преобразователя;
- работоспособность датчика тока дросселя DCDC;
- прохождение сигналов аппаратных аварий инвертора мотор-компрессора;
- работоспособность измерительных трансформаторов тока;
- работоспособность каждого ключа инвертора.

Не проверяются в автоматическом режиме:

- точность датчика тока дросселя;
- точность датчиков напряжения;
- точность измерительных трансформаторов тока.

Тестирование преобразователя производится по следующему алгоритму:

1. Проверка датчика входного напряжения. При подаче на вход преобразователя напряжения питания в заданном диапазоне он должен быть готов к работе. Проверку точности датчика может произвести наладчик путем сравнения показаний пульта управления ПУ12.1 и вольтметра контактной сети.

2. Проверка управляемости транзистора DCDC-преобразователя. После запуска процедуры тестирования система управления формирует сигнал со скважностью около 5% на ключ DCDC-преобразователя. В случае исправности канала управления и ключа напряжение на инверторе начинает увеличиваться. Система управления детектирует это событие, как признак успешного завершения этого этапа теста.

В процессе проверки напряжение может не увеличиваться, что говорит об обрыве в цепи управления ключом, отсутствии напряжения питания

драйвера, обрыве дросселя или о неисправности датчика напряжения стабилизированного звена [164].

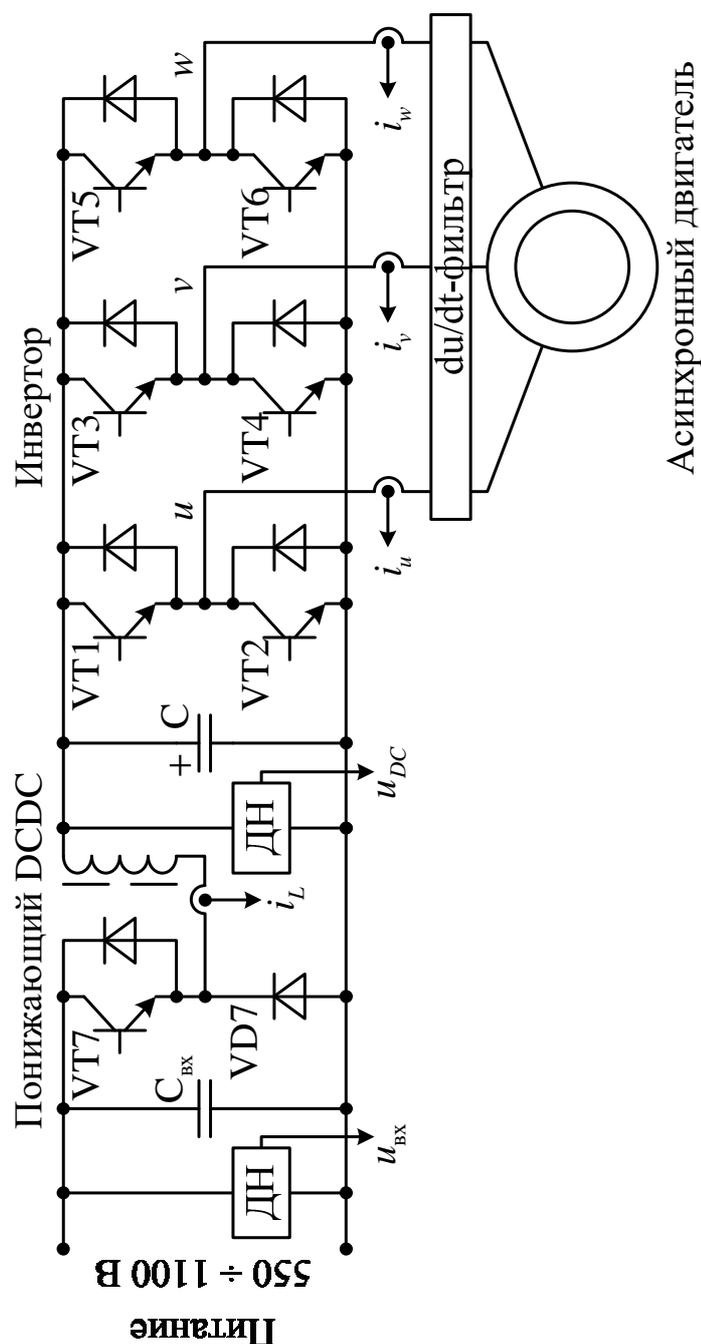


Рис. 5.15. Функциональная схема привода компрессора вагонов метро ИПП-МК

2.1. Дифференцирование отказа датчика напряжения стабилизированного звена. Если при отсутствии сигнала о наличии напряжения на датчике включить транзистор DCDC-преобразователя в режим 100% проводимости, то возможны три варианта развития событий: сработала аппаратная

авария ключа инвертора, был детектирован максимальный ток дросселя DCDC (и система управления отключает транзистор), реакция не последовала. Для первого случая делается вывод о неработоспособности датчиков тока дросселя и напряжения инвертора, для второго — неработоспособность датчика напряжения инвертора, для третьего — неработоспособность ключа.

3. Проверка прохождения сигнала аппаратной аварии транзистора DCDC. Если напряжение инвертора начало увеличиваться в процессе выполнения тестирования п.2, то система управления ожидает, пока оно не станет равным половине от входного напряжения контактной сети. После этого даётся сигнал управления этим ключом со скважностью 100%. Это вызывает резкое нарастание тока дросселя до срабатывания аппаратной защиты. Данный тест позволяет убедиться в целостности пути прохождения сигнала аварии. Тест необходимо проводить при заряженном конденсаторе выхода DCDC-преобразователя до половины от входного напряжения, чтобы после срабатывания защиты спадание тока было таким же быстрым, как и нарастание, и не приводило к выходу из строя силового модуля.

В процессе проведения данного опыта фиксируется наличие тока дросселя, по которому делается вывод о работоспособности датчика.

4. Проверка работоспособности ключей инвертора, аппаратных аварий и измерительных трансформаторов тока. Для осуществления проверки DCDC-преобразователь включается в режим стабилизации напряжения инвертора. В процессе теста производится последовательная коммутация ключей: верхнего ключа фазы *u* и нижнего ключа фазы *v*, верхнего ключа фазы *v* и нижнего ключа фазы *w*, верхнего ключа фазы *w* и нижнего ключа фазы *u*. В процессе каждого такого включения система управления отслеживает возникновение сигнала о токе фаз и делает вывод о работоспособности ключей и датчиков. Система управления не отслеживает значение тока и ожидает, пока не сработает аппаратная защита ключа инвертора. Таким образом проверяется формирование и прохождение сигнала аппаратной аварии. После

срабатывания защиты управление инвертором отключается, чтобы ток быстро расфорсировался через обратные диоды на ЗПТ инвертора.

Если ток не возникает, то система ожидает возникновения аппаратной аварии, и при ее появлении делается вывод о неисправности конкретного измерительного трансформатора тока. Если аппаратной аварии нет, то это может означать, что ключ не управляется (хотя с очень малой вероятностью возможно, что и датчик тока неисправен, и сигнал аварии не формируется). Для выяснения конкретного ключа из двух включаемых проводятся тесты с комбинациями: верхнего ключа фазы u и нижнего ключа фазы w , верхнего ключа фазы v и нижнего ключа фазы u , верхнего ключа фазы w и нижнего ключа фазы v .

Проверка точности датчиков производится уже в процессе запуска привода. Так, неверный коэффициент одного из измерительных трансформаторов приведет к аварии «перекос фаз», а неправильный коэффициент одного из датчиков напряжения вызовет аварию по несогласованности скважности DCDC и входных и выходных напряжений в режиме работы с непрерывным током. Проверка точности датчиков в процессе работы лишь позволяет детектировать отклонения, возникающие по каким-либо причинам в процессе работы. Изначально точность датчиков проверяется путем сравнения прямого измерения величин и индикации на пульте оперативного управления ПУ12.1 в процессе стендовых испытаний изделий до отгрузки заказчику. Проведение проверки точности в автоматическом режиме не требуется, так как влечет за собой существенное увеличение стоимости изделия из-за необходимости предусматривать дополнительные контрольные цепи.

Аналогичные алгоритмы автоматизированного тестирования силовых преобразователей и электроприводов реализуются в разных устройствах с системами управления, разработанными в научной группе, руководимой автором.

5.3. Стабилизация и регулирование термического режима работы оборудования

Для рассмотренного ранее преобразователь питания мотор-компрессора был спроектирован на интеллектуальных силовых модулях (IPM) фирмы Mitsubishi, которые демонстрируют высокую надежность в силовых преобразователях различных типов. Значимой проблемой, которая может существенно снизить надежность и срок службы преобразователя, является старт-стопный режим работы, которой вызывает термоциклирование IGBT приборов. Электропривод работает около 5 минут и наполняет пневматическую систему сжатым воздухом. После этого электропривод останавливается до тех пор, пока давление в системе не снизится. Таким образом, кристаллы IGBT подвержены последовательно нагреву, охлаждению и нагреву снова. Автором был предложен и реализован алгоритм управления, позволяющий избежать термоциклирования силовых электронных приборов [19].

5.3.1. Проблема термоциклирования

Проблема термоциклирования характерна для электроприводов со старт-стопным режимом работы и электроприводов, которые работают при чрезвычайно низких скоростях. За время рабочего цикла или за цикл основной гармоники кристалл IGBT нагревается и охлаждается на несколько единиц или даже десятков градусов, в то время как температура подложки модуля остается примерно постоянной по причине большей теплоемкости, и, соответственно, большей тепловой постоянной времени. Изменение температуры кристалла приводит к изменению его размеров, хотя размер подложки остается неизменным. Это приводит к деградации слоя припоя: механическому разрушению и стратификации слоя припоя. В конечном итоге это приводит к отказу полупроводникового прибора.

Существует два различных способа решения данной проблемы. Первый — применение специальных IGBT модулей, предназначенных для тягового применения [93, 77], например, IGBT модули с пружинным контактом фирмы

Semikron. Но эти модули менее стойки к токам короткого замыкания, по сравнению с IPM фирмы Mitsubishi. Другим решением является использование специального алгоритма подогрева в выключенном состоянии для стабилизации температуры кристалла независимо от режима работы.

5.3.2. Алгоритм стабилизации температуры силовых полупроводниковых приборов

Рассмотрим алгоритм на примере силового преобразователя, структура которого представлена на рис. 5.15. Для того, чтобы во время паузы обеспечить потери в IGBT на уровне потерь в рабочем режиме, предложено следующее. На время паузы в работе компрессора стойки инвертора должны быть закорочены, а DCDC-преобразователь должен поддерживать номинальный ток, который будет протекать по инвертору в обход обмоток электродвигателя.

Также алгоритм учитывает ряд проблем. В режимах работы преобразователя необходимо дополнительное состояние для разряда конденсатора LC-фильтра. Разряд конденсатора перед замыканием стоек инвертора необходим для того, чтобы избежать больших токов разряда. Чтобы рассеять энергию, запасенную в конденсаторе, напряжение звена постоянного тока может быть приложено к обмоткам электродвигателя через ключи инвертора. Процесс разряда и его направление необходимо контролировать с помощью датчика напряжения звена постоянного тока. После разряда верхние и нижние ключи инвертора можно безопасно замкнуть (см. рис. 5.16).

Другая проблема заключается в том, что единовременное включение всех транзисторов инвертора в режиме подогрева недопустимо, так как оно не гарантирует равномерное распределение тока по стойкам инвертора. Кроме того, при этом будут занижены коммутационные потери. Таким образом, необходимо реализовать алгоритм смены фаз. В режиме подогрева DCDC-преобразователь с LC-фильтром будет управляться с помощью контура тока с ПИ-регулятором, функциональная структура которого представлена на рис. 5.17, таким образом он приобретет свойства источника тока. Именно

поэтому по крайней мере одна стойка инвертора должна быть замкнута, а на время смены стоек соответствующие сигналы управления должны быть перекрыты, как показано на рис. 5.18.

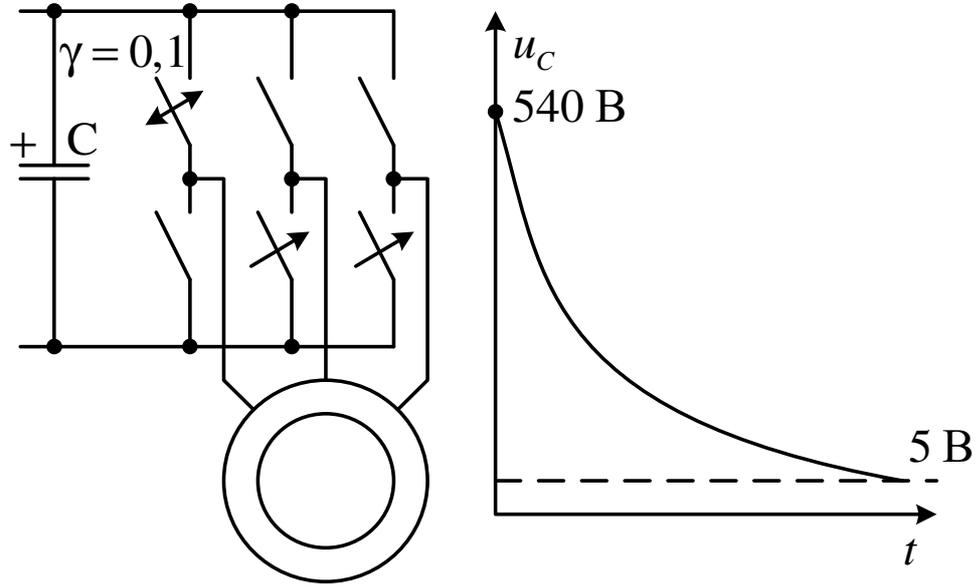


Рис. 5.16. Процедура разряда конденсатора ЗПТ инвертора

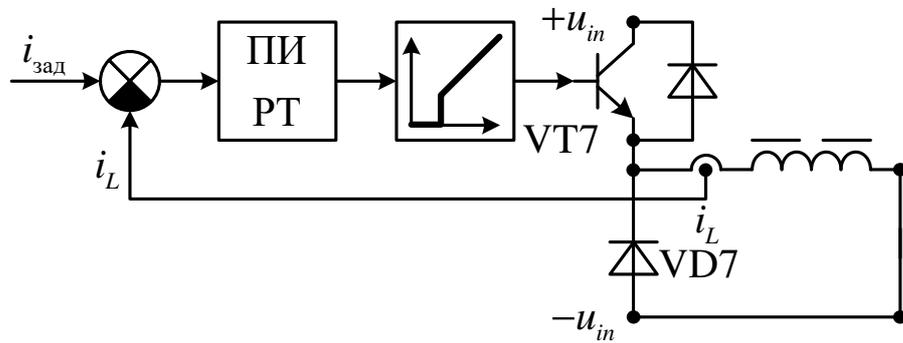


Рис. 5.17. Структура контура тока в режиме подогрева

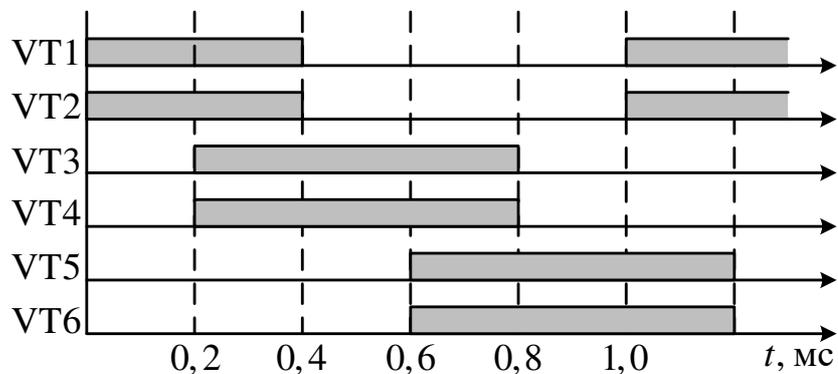


Рис. 5.18. Последовательность управления для подогрева ключей инвертора

5.3.3. Экспериментальная проверка алгоритма

Силовой преобразователь получает питание от высоковольтного источника постоянного напряжения. Напряжение питания может быть изменено путем поворота ручки автотрансформатора. Для упрощения, асинхронный электродвигатель заменен на трехфазную RL-нагрузку активной мощностью 7 кВт. Фазный ток достигает 10,5 А. Ток через ключи DCDC-преобразователя был на уровне номинального значения 14 А.

Расположение полупроводниковых модулей внутри преобразователя схематично показано на рис. 5.19. В качестве датчика температуры используется микросхема LM135Z [68], которая выдает сигнал с коэффициентом 1 мВ/К от нуля кельвинов. Сигнал датчика используется системой управления для тепловой защиты. Для визуализации тепловой картины внутри преобразователя был использован тепловизор Testo 880.

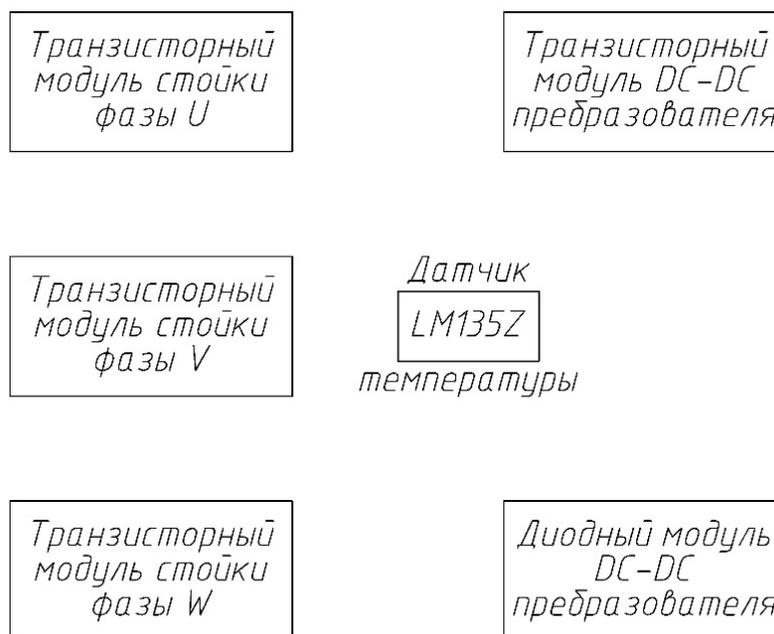


Рис. 5.19. Компоновка полупроводниковых элементов и датчика температуры в ИПП-МК

Эксперименты проводились по следующим последовательным этапам:

- Силовой преобразователь был включен на RL-нагрузку в нормальном режиме работы. Этот этап необходим для того, чтобы нагреть преобразователь до установившейся температуры.

- Силовой преобразователь отключен и переведен в режим подогрева на 5 минут посредством подачи соответствующих сигналов управления от верхнего уровня.
- Силовой преобразователь вновь включен в нормальном режиме работы на 5 минут.
- Преобразователь отключен, режим подогрева не активен.

В конце каждого этапа были сняты термограммы полупроводниковых приборов.

На рис. 5.20 показана разница температур радиатора преобразователя и окружающего воздуха на протяжении эксперимента. Радиатор преобразователя представляет собой массивную алюминиевую плиту с вертикальными ребрами охлаждения. Этого достаточно для работы преобразователя при температуре окружающей среды вплоть до 60°C , даже если поезд остановится на въезде или выезде из депо под летним солнцем на длительное время. Размеры радиатора определяются, главным образом, размерам стандартного ящика для подвагонного оборудования. Таким образом, разница указанных температур в эксперименте не превысила 10°C . По кривой на рис. 5.20 видно, что в режиме подогрева температура перестала расти, так как потери несколько снизились. На самом деле, снижение потерь произошло по нескольким причинам. Потери на коммутацию в понижающем DCDC-преобразователе стали меньше, поскольку снизилась частота коммутации. Это произошло, потому что система управления ограничивает минимальную скважность понижающего преобразователя. Таким образом, несколько периодов ШИМ были полностью пропущены. На рис. 5.21 показан ток в дросселе. Частота коммутации переменная и значительно ниже 10 кГц .

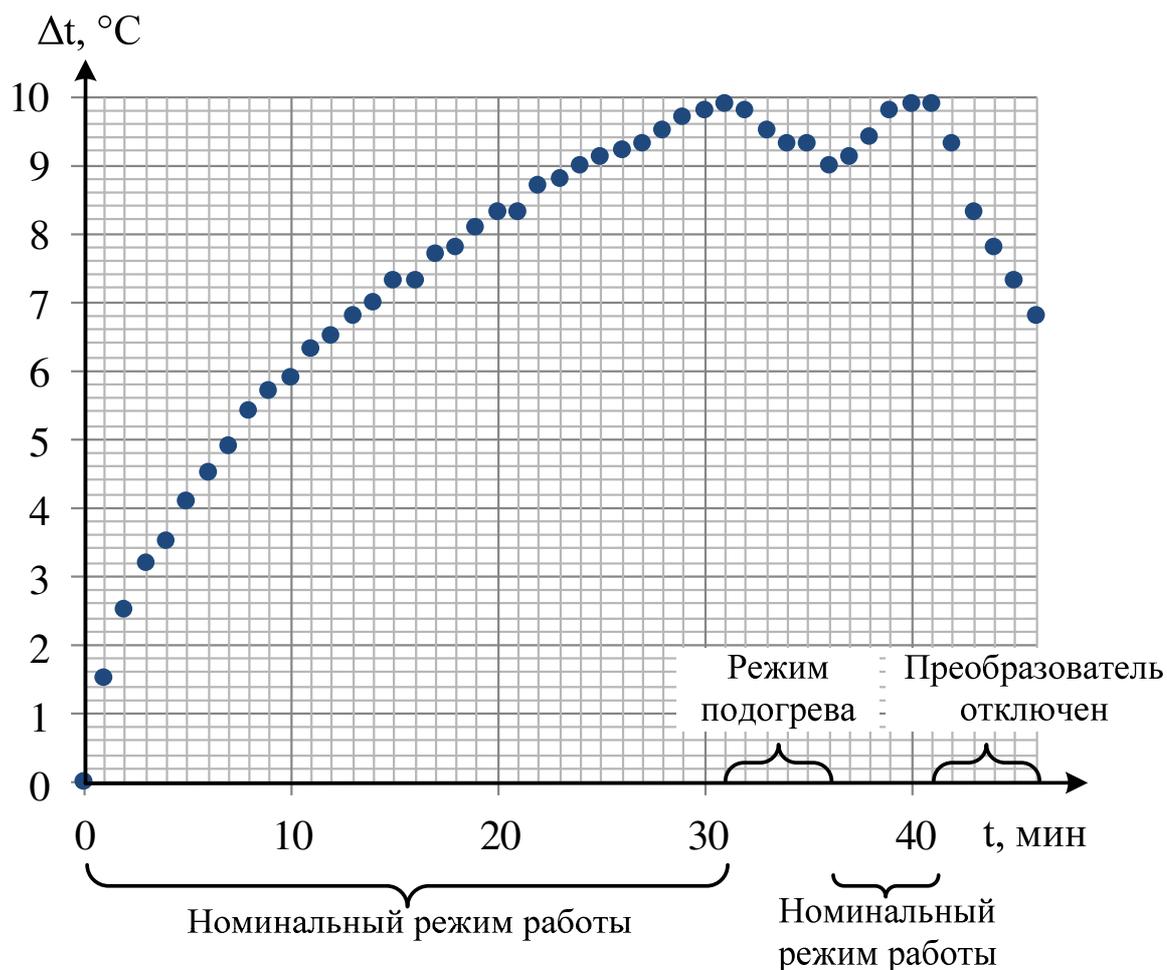


Рис. 5.20. Перегрев преобразователя в различных режимах работы

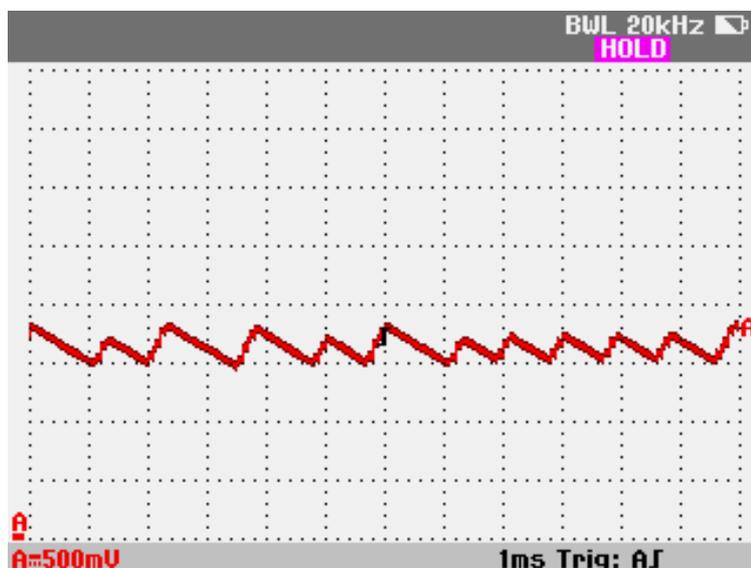


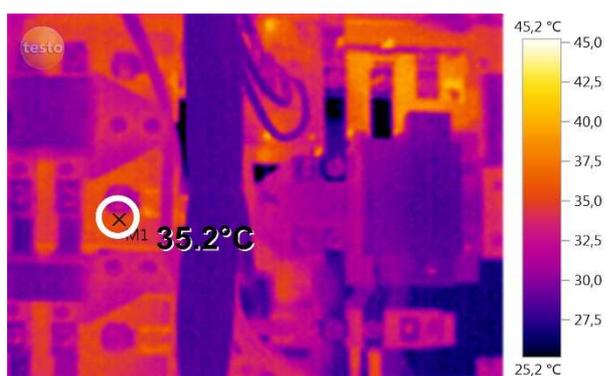
Рис. 5.21. Ток дросселя DCDC-преобразователя в режиме подогрева (4.27А в клетке, 1мс в клетке)

Небольшой рост температуры ключей инвертора в режиме подогрева (рис. 5.22б в сравнении с рис. 5.22а и рис. 5.22в) происходит из-за изменения

в потерях на коммутацию. Переключение выполняется с использованием последовательности из рис. 5.18. Дискретный автомат для этой последовательности работает в прерывании таймера ШИМ инвертора, таким образом, частота коммутации в шесть раз меньше. Но, с другой стороны, в нормальном режиме работы значение фазного тока было меньше, чем оно должно быть при полной нагрузке асинхронного электродвигателя.

На рис. 5.22 приведены термограммы, которые были сняты в конце каждого этапа (30-я, 35-я, 40-я и 45-я минуты).

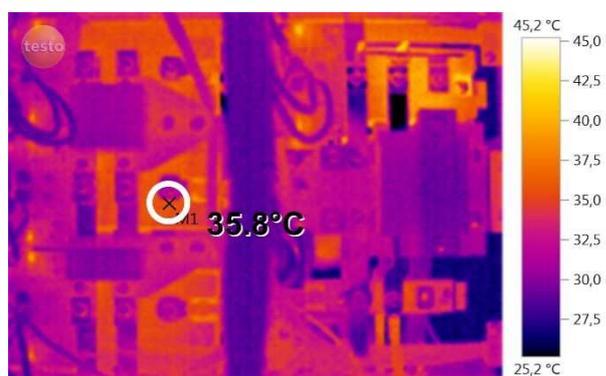
Представленные экспериментальные результаты показывают эффективность работы метода термостабилизации, повышающей ресурс силовых транзисторных модулей силового преобразователя [123].



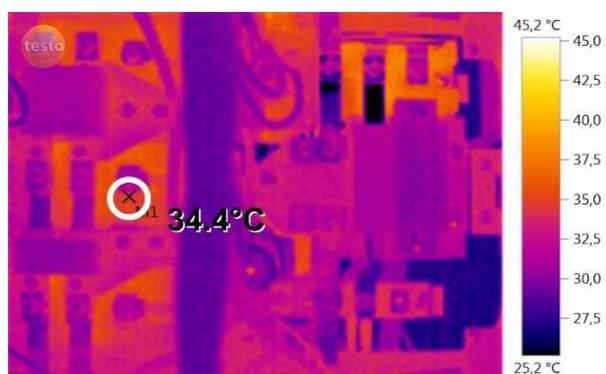
а)



б)



в)



г)

Рис. 5.22. Термограммы силовых полупроводниковых приборов преобразователя: а) $t = 30$ мин; б) $t = 35$ мин; в) $t = 40$ мин; г) $t = 45$ мин

5.4. Система контроля изоляции электрооборудования гибридных транспортных средств

Надежность и безопасность электрического и гибридного транспорта зависит от качества изоляции между электрическими устройствами и корпусом машины. Транспортное средство работает в жестких условиях. Вибрации, экстремальные температурные режимы, неблагоприятные условия окружающей среды негативно влияют на качество изоляции, увеличивая риск ее повреждения [117, 118].

Общеизвестный метод детектирования аварийного состояния изоляции основан на измерении напряжения между нейтральной точкой и корпусом машины [84]. Для этого используется делитель напряжения. Потенциал нейтральной точки при повреждении изоляции изменяется, что позволяет детектировать наличие аварии. С помощью данного метода нельзя локализовать аварию, которая может произойти в одном из устройств, можно лишь установить факт ее наличия [67, 119, 122, 44, 14]. Для быстрой локализации проблемных мест изоляции был разработан метод, позволяющий вместе с обнаружением наличия пробоя изоляции также установить, какой участок или устройство являются аварийными. Данный метод был реализован с помощью опытного образца диагностического комплекса и успешно применен при отладке гибридной трансмиссии.

5.4.1. Описание проблемы

Устройства в гибридной трансмиссии распределены по всей длине транспортного средства. Шина постоянного тока, питающая эти устройства, соответственно, тоже проходит по всей длине машины. Аварийные участки, связанные с ухудшением качества изоляции, могут возникнуть в любой точке распределенной электромеханической системы. Особенно большую потенциальную опасность представляют системы, в которых применяется мотор-колесо. В этом случае силовые провода, связывающие силовые преобразователи

тяговых двигателей, подвергаются значительному влиянию колебаний подвески.

Достоинство метода детектирования аварийного состояния изоляции с применением делителя напряжения состоит в том, что он может применяться на ходу в номинальном режиме работы трансмиссии. На основе этого метода можно строить системы защитного отключения при пробоях изоляции. Однако если пробой произошел, критично важно определить непосредственное расположение аварийного участка, локализовать аварию. Недостаток метода заключается в том, что он лишь предоставляет информацию об общем состоянии изоляции во всей машине. Он может только подтвердить либо целостность изоляции, либо наличие проблем.

Общепринятый подход для обнаружения неисправных устройств состоит в последовательном переборе. Все устройства отключаются от звена постоянного тока, а затем по очереди подключаются обратно. Возникновение общего сигнала аварийного состояния изоляции при подключении очередного блока говорит о неисправности этого блока. Данный подход не может быть успешно применен, если пробой изоляции происходит только в определенном положении механически подвижных частей трансмиссии. Также возможна ситуация, когда нет устройств, находящихся в явном аварийном состоянии. Если качество изоляции в среднем равномерно ухудшено в каждом из устройств, появление аварийного сигнала при подключении очередного устройства не будет являться признаком аварийности этого устройства, и диагностика окажется ошибочной.

Другой недостаток данного подхода состоит в том, что перебор всех устройств занимает значительное время. Транспортное средство должно быть остановлено и обесточено, все силовые блоки должны быть отсоединены от звена постоянного тока, а соответствующие цепи обесточены посредством демонтажа. При поочередном подключении тестируемых блоков необходимо каждый раз включать машину для получения сигнала об аварии. Если очередной блок оказался исправным, питание снова отключается и подключается

следующий блок. Определить аварийный блок за разумное время практически невозможно, особенно для длинных трансмиссий с большим числом осей.

5.4.2. Измерение токов утечки для оценки сопротивления изоляции

Предлагаемый метод нацелен на повышение эффективности процедуры локализации аварийных блоков в трансмиссии и уменьшение затраченного при этом времени. Преимущество метода состоит в оперативности диагностики и возможности локализовать аварийные устройства без их демонтажа и последующего перебора путем подключения. Метод является бесконтактным. Функциональная схема, описывающая предлагаемый подход, показана на рис. 5.23.

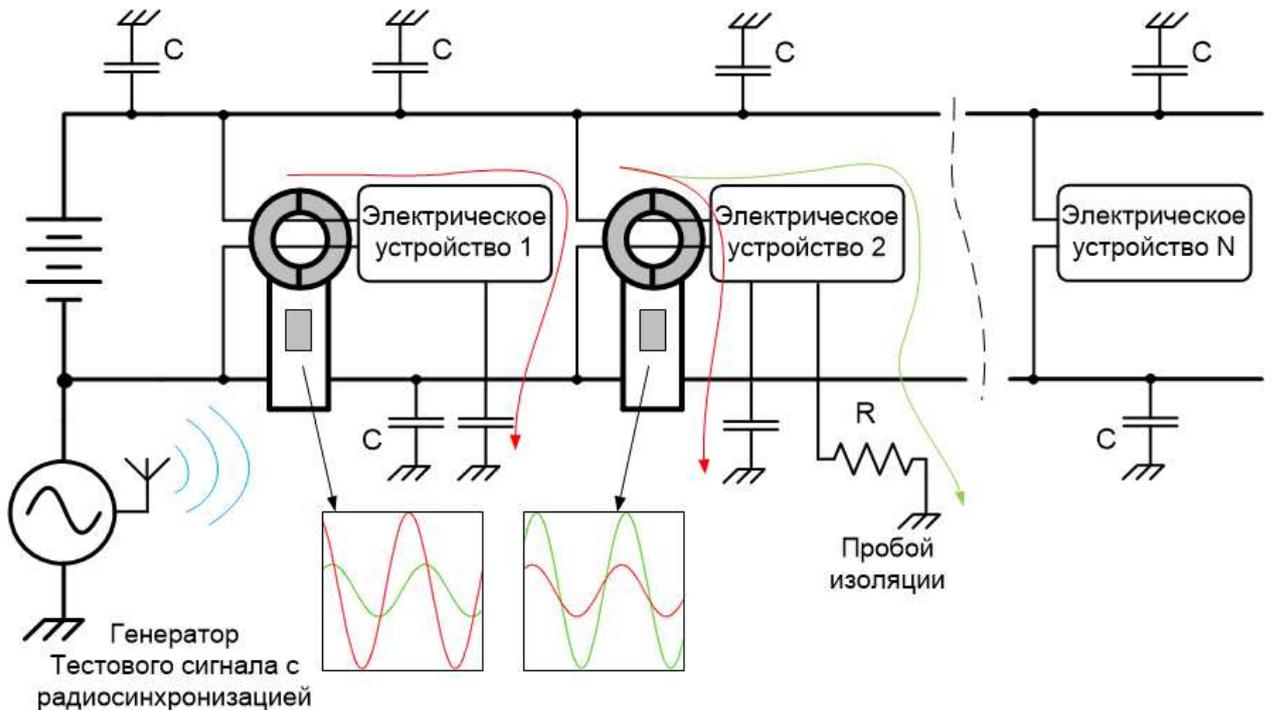


Рис. 5.23. Функциональная схема системы контроля изоляции

При использовании данного подхода транспортное средство должно быть остановлено, трансмиссия — обесточена. Между корпусом машины и любой точкой шины постоянного тока подключается генератор тестового напряжения, который вырабатывает переменное напряжение от 200 В до 400 В. Частота тестового напряжения варьируется от 50 Гц до 200 Гц. Требуемая выходная мощность мала, поэтому генератор выполнен портативным. Генератор относится к импульсным источникам питания, в его состав входит

инвертор, повышающий трансформатор и синусный фильтр. Выходное напряжение генератора прикладывается между звеном постоянного тока и корпусом машины. Таким образом, изменяется потенциал относительно корпуса всех устройств, подключенных к звену постоянного тока, что приводит к возникновению токов утечки, если таковые имеются.

Токи утечки измеряются с помощью токоизмерительных клещей, подключаемых поочередно к входам всех устройств, как показано на рис. 5.23. Использование токоизмерительных клещей обусловлено возможностью бесконтактного измерения тока, что очень важно, так как доступ к тестируемым устройствам затруднен в силу большой плотности оборудования в ограниченном пространстве. Токоизмерительные клещи работают по принципу трансформатора тока, поэтому могут измерять лишь переменный ток, что обуславливает использование переменного тестового напряжения.

Электрооборудование, расположенное по всей длине транспортного средства и объединенное посредством шины постоянного тока, имеет относительно высокую емкость между своими токоведущими частями и корпусом машины. Емкостная составляющая полного тока, перетекающего на корпус при подаче тестового напряжения, может быть сопоставима с активной составляющей, обусловленной ухудшением качества изоляции. Таким образом, для обнаружения тока утечки необходимо выделить активную составляющую полного тока, для чего должно выполняться сравнение фазы измеренного полного тока с фазой идеального емкостного тока.

Результаты тестов показали, что паразитная емкость между токоведущими частями блоков трансмиссии и корпусом машины может составлять порядка 100 нФ, если речь идет, к примеру, о транспортном средстве, габариты которого сопоставимы с вагоном метро. Паразитная емкость обусловлена наличием фильтров радиопомех, емкостной связью обмоток двигателей и их заземленными корпусами, а также емкостной связью шины постоянного тока с корпусом машины. Если тестовый генератор производит напряжение в несколько сотен вольт, емкостной ток, не связанный с нарушением изоляции,

может составлять более 10 мА. Токоизмерительные клещи модернизированы с целью увеличения чувствительности для измерения токов начиная с долей миллиампера.

Отделение емкостной составляющей полного тока, стекающего на корпус, производится путем анализа фазы измеряемого клещами тока. Для этого необходимо знать фазу генерируемого тестового напряжения, поэтому в плату обработки сигналов токовых клещей был добавлен модуль приёма радиосигнала с синхроимпульсом.

При генерации синусоидального напряжения генератор по радиоканалу тактовые сигналы, соответствующие фазе тестового напряжения. При измерении тока, стекающего на корпус в одном из устройств трансмиссии, тактовый сигнал используется для определения фазы этого тока. Зная фазу тока, можно вычислить его активную составляющую. Функциональная схема доработанных токоизмерительных клещей показана на рис. 5.24, а внешний вид и изображение дисплея на рис. 5.25.

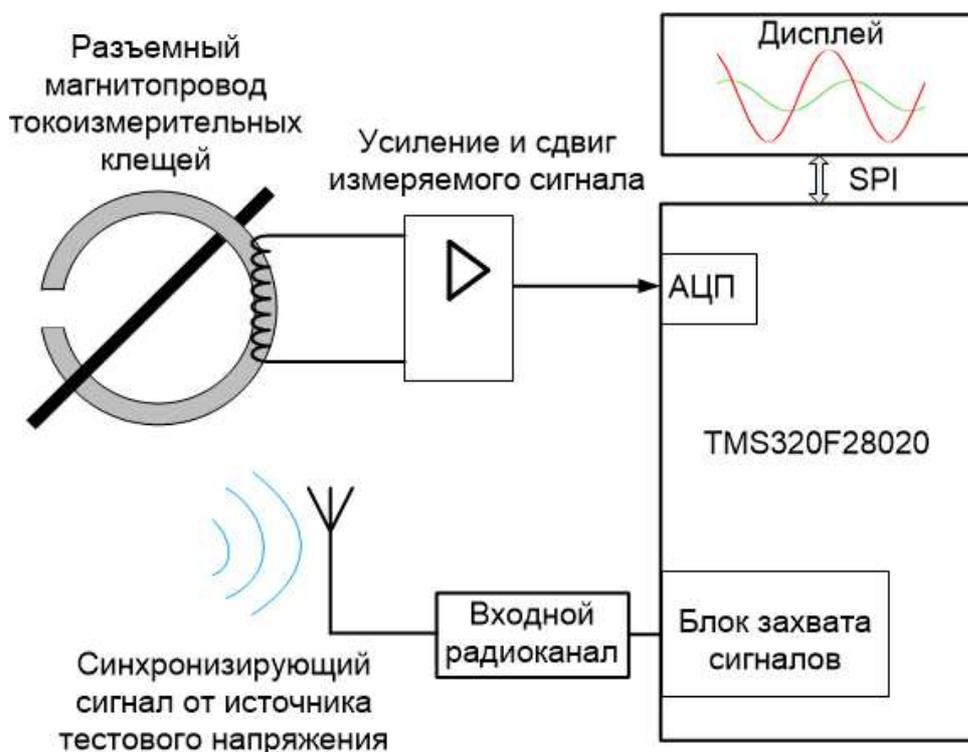


Рис. 5.24. Функциональная схема модернизированных токоизмерительных клещей



Рис. 5.25. Внешний вид и дисплей модифицированных токоизмерительных клещей

Модифицированные токоизмерительные клещи предоставляют возможность измерения токов от 0,4 мА, что соответствует оценке прочности изоляции в 1 МОм при тестовом напряжении в 400 В. Также они отдельно отображают активную и емкостную составляющие измеряемого тока [4].

5.5. Средства защиты от превышения времени выполнения системы управления реального времени

Программное обеспечение систем управления реального времени не настолько часто обновляется, как большинство современных компьютерных приложений, однако в процессе наладки первых макетных и опытных образцов, при постановке на производство это происходит относительно часто — несколько сот раз в день. Поэтому ПО должно разрабатываться исходя из соображений, что код может иметь ошибки и блокировать свою работу, не приводя к неисправности силовой части. Наиболее частыми проблемами, возникающими в процессе отладки и модификации кода, становятся зависания программы и превышение допустимого времени выполнения какого-либо прерывания.

С первой проблемой призван бороться сторожевой таймер, который обеспечивает перезагрузку процессора, если ПО не выполняет периодических запросов на его сброс. Вторая проблема обычно связана с внесением

небольших исправлений в код, которые приводят к существенному увеличению времени выполнения, например, прерывания ШИМ. Иногда проблема может возникнуть даже без изменений в программном коде при смене версии компилятора. Так, несколько лет назад компилятор Си от Texas Instruments обрабатывал все типы с плавающей точкой как тип *float* одинарной точности. При обновлении компилятора появилась полная поддержка типа *double*, что привело к более чем 50 кратному падению скорости расчетов фрагмента ПО, перенесенного из модели, реализованной и протестированной в MATLAB.

В этом разделе будет рассмотрена организация защиты по превышению времени выполнения прерываний, которая приводит к «резонансу» прерываний и сбою работы системы управления, а также несколько способов оптимизации вычислений в системах реального времени.

5.5.1. Организация защиты от «резонанса» прерываний

Превышение времени выполнения прерывания приводит к тому, что прекращается работа прерываний с более низким приоритетом и фоновой программы. Кроме того, прерывание, не успевая закончиться за промежуток между двумя последовательными прерываниями, начинает «отъедать» время от следующего прерывания, тем самым сдвигаясь во времени. В конечном счете происходит пропуск некоторого события или полная блокировка прерываний из-за несвоевременной обработки флагов ожидания прерываний. Ситуацию осложняет то, что не всегда время выполнения прерывания можно рассчитать или измерить заранее, так как большая часть кода является разветвленной и зависимой от настроек системы. Например, разные методы ШИМ или при переключении между двух или трехконтурной системой и т.д.

Для отслеживания потенциальных проблем следует в конце каждого прерывания вставлять код специальной функции, которая измеряет время относительно начала прерывания и обеспечивает аварийное отключение электропривода, когда время выполнения прерывания превышает максимальное заданное.

Основная часть системы управления выполняется по прерыванию периода таймера ШИМ, а применение результатов расчета и заданий инвертору производится в начале периода ШИМ в момент заёма таймера. Расчет системы управления должен укладываться строго до достижения таймером нуля, иначе задания инвертора не будут обновлены.

Для слежения за временем выполнения прерываний применяются встроенные таймеры микроконтроллера. Так, опорный таймер ШИМ считает в режиме вверх/вниз. Перед выходом из прерывания необходимо считать значение таймера, флаг прерывания по заёму и направление счета. Если направление счета указывает, что таймер считает вверх, значит нижняя точка заёма таймера пройдена и необходимо аварийно отключить электропривод. Если прерывания по заёму не происходило, то система управления работает корректно. Главное, чтобы к моменту вызова функции контроля времени выполнения уже были произведены все необходимые операции по загрузке регистров сравнения микроконтроллера и подтверждено следующее прерывание по периоду. Если нет необходимости строго освободить микроконтроллер от выполнения данного прерывания на момент заёма таймера, то на этом этапе проверку можно прекратить и выйти из прерывания.

Даже если программа работает хорошо и прерывания успевают выполняться за положенное время, будет правильным сделать оценку времени выполнения прерываний и хранить максимум в специальной переменной для каждого из прерываний. Это поможет знать актуальную загрузку микроконтроллера, прогнозировать изменение загрузки в процессе модернизации системы при добавлении новых функций, а самое главное, контролировать любые внесенные изменения не только по факту выполнения ими заложенных функций, но и по времени выполнения, чтобы отслеживать потенциально опасные модификации кода.

5.5.2. Оптимизация кода системы управления

В данном разделе рассмотрено несколько примеров оптимизации кода системы управления, которые рекомендуется применять на практике.

5.5.2.1. Оптимизация операций с коэффициентами

Наиболее затруднительной для современных микроконтроллеров является операция деления, которая выполняется от 10 до 30 раз дольше операции умножения. Это следует помнить при работе с коэффициентами в выражениях, так и во всех случаях, когда операция деления используется в прямом виде. Рассмотрим листинг 5.1, в котором приведён пример расчета токов в осях α, β с одновременной конвертацией в относительные единицы (программа приведена для примера и не является фрагментом реального кода). В данной программе допущено несколько недочетов, которые приводят к медленному выполнению, хотя программа функционирует верно [25].

Листинг 5.1. Перевод измеренного тока в относительные единицы с трансформацией к ортогональным осям α, β

```
iAlphaPU = iA / Ibase;
iBetaPU = (iA / sqrt(3) + 2 * iB / SQRT3) / Ibase;
```

В первой строчке программы производится перевод из абсолютных величин в относительные путем деления тока фазы A на базовое значение. В данном случае операция деления производится на число, которое в данных условиях является константой. Оно может быть когда-то определено или настроено наладчиком и по сути является переменной величиной, но в процессе работы электропривода её значение не меняется. Если это так, то операция деления может быть заменена на операцию умножения на обратное число, которое рассчитывается на этапе инициализации системы управления, например, в момент подачи команды на включение. Тогда итоговый код должен соответствовать первой строке листинга 5.2.

Вторая строчка сложнее. Первым делом следует проверить, оптимизирует ли компилятор вычисление квадратного корня из 3, заменяя его на константу. Не во всех уровнях оптимизации это может работать, а в зависимости от используемого компилятора может и не оптимизироваться совсем. При

этом функция вычисления квадратного корня является еще более ресурсоёмкой чем деление. В связи с этим, правильно будет заменить вызов функции квадратного корня с фиксированным аргументом на константу, как это сделано в этой же строчке кода.

Следующий момент, на который следует обратить внимание, что умножение и деление на константу могут обрабатываться компилятором как умножение и деление, а не как одно умножение. Хотя в описании на компиляторы обычно сказано, что на высоких уровнях оптимизации производится предварительный расчет и оптимизация операций с константами, по факту строчка кода, представленная в листинге 5.1 в строке 2, генерирует операцию деления на константу при обработке значения тока фазы В (справедливо для компиляторов среды Code Composer Studio v.5.00). Чтобы гарантированно, независимо от особенностей и оптимальности компилятора, получить максимально быстрый код, программист должен самостоятельно провести работу по оптимизации и использовать предварительно рассчитанные константы, как это показано в листинге 5.2.

Листинг 5.2. Оптимизированный код листинга 5.1

```
iAlphaPU = iA * invIbase;
iBetaPU = (iA * INV_SQRT3 + iB * TWO_INV_SQRT3) * invIbase;
```

Между тем, оптимизированный код листинга 5.2 также может быть не самым оптимальным. Так, всегда имеется разница в скорости умножения переменных на переменную и переменной на константу, что определяется архитектурой используемого процессорного ядра. Данную проверку для используемого типа микроконтроллера программист должен выполнить один раз и в дальнейшем использовать наиболее быстрый вариант.

5.5.2.2. Оптимизация операции деления

Деление, как было сказано выше, является наиболее затратной арифметической операцией. Если современные микроконтроллеры имеют одноктактовую команду умножения, то деление выполняется итерационными методами, позволяющими получать приблизительно по одному биту за такт

центрального процессорного устройства. Времена выполнения операции деления для различных микроконтроллеров и форматов данных приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1. Такты ЦПУ на выполнение операции деления

Ядро	Формат	Такты
C28xx	Целые числа с фиксированной точкой IQmath	69
Delfino	Плавающая точка	234
Delfino	Плавающая точка (быстрая реализация)	29
Cortex-M4F	Плавающая точка (компиляторы IAR/GCC)	31/26

Одной из обязательных процедур, где требуется производить операцию деления при каждом вызове контура тока системы управления, является вычисление обратного значения напряжения ЗПТ инвертора. Данное напряжение пульсирует с частотой 300 Гц, если инвертор питается от промышленной сети переменного тока через неуправляемый трехфазный выпрямитель. Относительно медленное изменение его значения позволяет использовать методы итерационного вычисления. Так, формула Ньютона-Рафсона позволяет уточнять результат деления:

$$\frac{1}{u_{DC}}[k] = \frac{1}{u_{DC}}[k-1] \left(2 - \frac{1}{u_{DC}}[k-1] \cdot u_{DC}[k] \right), \quad (5.1)$$

где $u_{DC}[k]$ — текущее значение напряжения ЗПТ, $\frac{1}{u_{DC}}[k-1]$ — предыдущее вычисленное значение, обратное напряжению ЗПТ, и $\frac{1}{u_{DC}}[k]$ — новое значение, обратное напряжению ЗПТ. Данное выражение используется компилятором для реализации деления на микроконтроллерах семейства Delfino, для уточнения результата табличной аппроксимации деления.

Наихудший вариант изменения напряжения ЗПТ (для стремящейся к нулю ёмкости ЗПТ) представлен на рис. 5.26. Изменение значения напряжения за один такт работы системы управления будет определять погрешность вычисления обратной величины по (5.1). Так, для частоты ШИМ 5 кГц

погрешность не превышает 0,11%, а для 2,5 кГц — 0,4%. Следует отметить, что напряжение ЗПТ обычно измеряется с точностью, не превышающей 1%, так что итерационный метод не вносит существенной ошибки по сравнению с точным методом, занимающим большее вычислительное время.

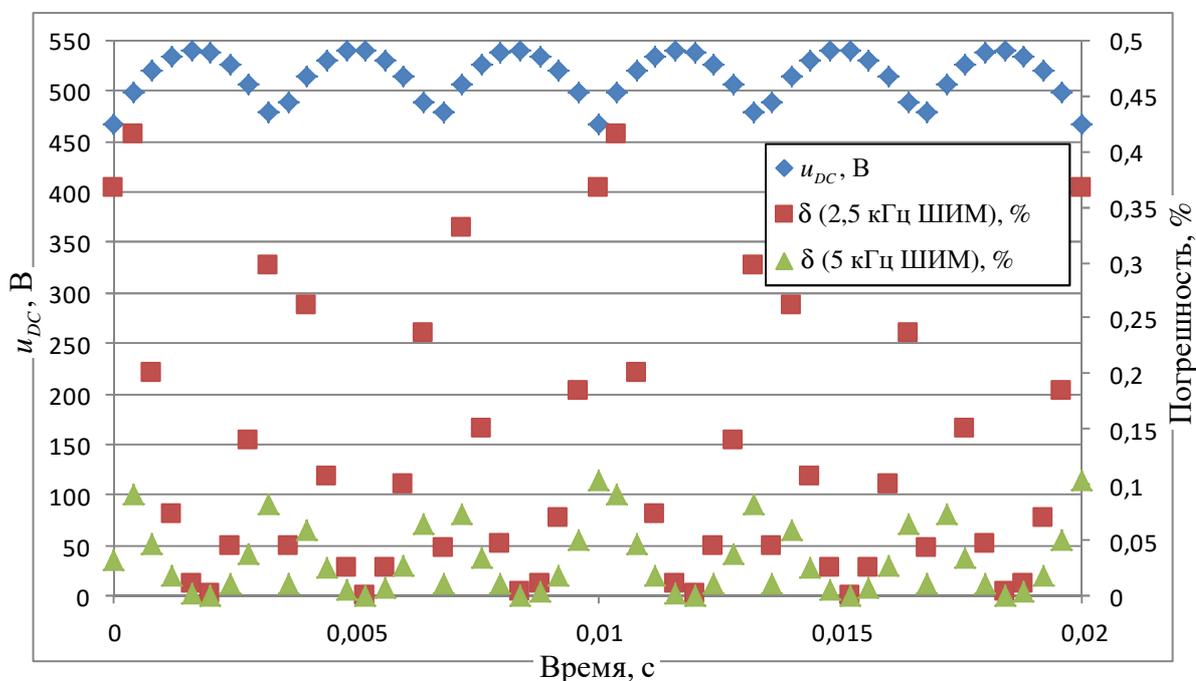


Рис. 5.26. Напряжение ЗПТ и погрешность вычисления обратного значения с применением формулы Ньютона-Рафсона

Код для реализации (5.1), написанный для микроконтроллера с использованием библиотеки IQmath, представлен на рис. 5.27 и выполняется за 15 тактов. На этом же рисунке представлен его дизассемблированный вариант, полученный при максимальном уровне оптимизации компилятора. Следует заметить, что ассемблерный код далеко не оптимальный. Так, регистр ХТ загружается два раза одним и тем же числом (строки 3F800D и 3F8019). Загрузка константы «2» (строки 3F8013 и 3F8015) могут выполняться за один такт, если использовать переменную вместо константы. Последняя команда используется для обеспечения совместимости, но в данном случае её можно опустить. И последнее, 32-разрядная точность вычислений явно избыточна для данной операции, так как значение напряжения ЗПТ получено с АЦП и имеет от 10 до 12 значащих бит.

```

inv_uDC=_IQmpy(inv_uDC, (_IQ(2)-_IQmpy(inv_uDC, uDC)));
3F800D 8704      MOVL      XT, @4
3F800E 56050006   IMPYLL   P, XT, @6
3F8010 56630006   QMPYLL   ACC, XT, @6
3F8012 56A7       LSL64    ACC: P, 8
3F8013 28AA0200    MOV      @PH, #0x0200
3F8015 2BAB       MOV      @PL, #0
3F8016 A9A6       MOVL     @XAR6, P
3F8017 564100A6   SUBL     @XAR6, ACC
3F8019 8704      MOVL     XT, @4
3F801A 560500A6   IMPYLL   P, XT, @XAR6
3F801C 566300A6   QMPYLL   ACC, XT, @XAR6
3F801E 56A7       LSL64    ACC: P, 8
3F801F 1E04      MOVL     @4, ACC
3F8020 9A00      MOVBL    AL, #0

```

Рис. 5.27. Реализация формулы Ньютона-Рафсона для чисел IQmath

Замена 32-разрядной реализации на 16-разрядную (по точности) с использованием ассемблерного макроса позволяет снизить время вычисления до 11 тактов. Код макроса представлен на рис. 5.28.

```

asm("    MOVL     XT, @_inv_uDC");
asm("    QMPYLL   ACC, XT, @_uDC");
asm("    LSL      ACC, 8");
asm("    NEG      ACC");
asm("    ADDL     ACC, @_two");
asm("    MOVL     @_temp, ACC");
asm("    QMPYLL   ACC, XT, @_temp");
asm("    LSL      ACC, 8");
asm("    MOVL     @_inv_uDC, ACC");

```

Рис. 5.28. Код макроса для 16-разрядной реализации формулы Ньютона-Рафсона

Следует отметить, что предположение о большей эффективности использования переменных по сравнению с константами, сделанное ранее, подтвердилось для ядра C28xx. Кроме того, реализация функции макросом вместо полноценной функции экономит 4 такта на вызове функции и 8 тактов на возврате из функции, что больше времени выполнения оптимизированного варианта. Таким образом, необходимо использовать встроенные функции (макросы или inline functions) для всех функций малого размера и времени выполнения.

Реализация аналогичного выражения с использованием плавающей точки для микроконтроллеров семейства Delfino реализуется в виде макроса и выполняется за 10 процессорных тактов. Пример кода и его дизассемблированный вариант представлены на рис. 5.29.

```

inv_uDC=inv_uDC*(2.0-inv_uDC*uDC);
009088 E2AF010A    MOV32    R1H, @10, UNCF
00908A E2AF0008    MOV32    R0H, @8, UNCF
00908C E7000009    MPYF32   R1H, R1H, R0H
00908E 7700       NOP
00908F E8D00009    SUBF32   R1H, #0x4000, R1H
009091 E2AF0008    MOV32    R0H, @8, UNCF
009093 E7000008    MPYF32   R0H, R1H, R0H
009095 7700       NOP
009096 E2030008    MOV32    @8, R0H

```

Рис. 5.29. Реализация формулы Ньютона-Рафсона для микроконтроллеров с поддержкой плавающей точки

Применения функции итерационного расчета деления дало существенный выигрыш во времени выполнения, сократив его от 3 до 6 раз по сравнению со стандартной реализацией.

5.5.2.3. Оптимизация вычислений с использованием таблиц

Современные микроконтроллеры имеют большой объем встроенной оперативной памяти и Flash-памяти, которая может использоваться для ускорения расчетов в системе управления.

Рассмотренный ранее пример с итерационной реализацией операции деление при вычислении величины, обратной напряжению ЗПТ, может быть реализован табличным методом еще быстрее. Точность датчика напряжения не превышает 1%, а значит 10 или 11 разрядов вполне достаточно для представления напряжения ЗПТ и его обратной величины. 11 разрядов — это 2048 различных значений, соответственно, чтобы связать все входные и выходные значения требуется таблица на 2048 элементов. 2048 двойных слов — это 1,5% Flash-памяти микроконтроллера TMS320F28335. Если создать таблицу для всех возможных значений АЦП, содержащую обратные значения, то вычисление по таблице можно производить приблизительно за 5 тактов.

Аналогично можно оптимизировать пересчет таких сложных функциональных зависимостей, как зависимость напряжения с термистора силового модуля и соответствующая этому значению температура (см. рис. 5.30). Данная зависимость задается параметрами встроенного в модуль термистора и является сильно нелинейной. Её можно сделать более линейной при помощи специальных цепей предобработки сигнала на операционном усилителе, но итоговая зависимость линейна в очень ограниченном диапазоне температур. Поэтому самым простым способом вычисления температуры является табличный метод, связывающий показания АЦП и реальную температуру.

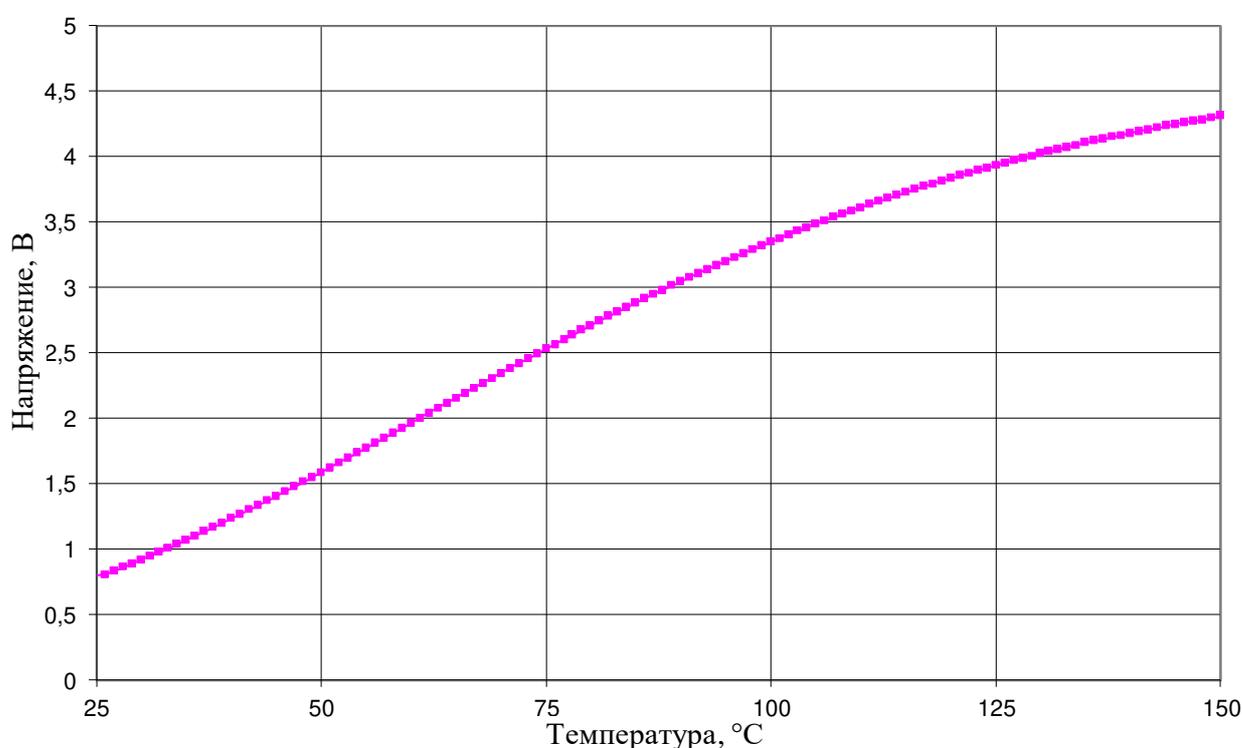


Рис. 5.30. Зависимость напряжения на выходе измерительной цепи термистора силового модуля от температуры

Метод табличного расчета применим также для вычисления тригонометрических функций, например, для координатных преобразований. Если угловое положение идет, например, с ДПР с разрешением 128 меток на оборот, что соответствует 512 углам (в 4 раза больше числа меток), то вычисление синуса и косинуса может также производиться по предварительно рассчитанной таблице.

5.6. Повышение надёжности функционирования за счёт автоматической настройки параметров системы управления

Современные цифровые системы управления обладают достаточными возможностями для осуществления автоматической настройки регуляторов координат. Приемлемое качество настройки можно получить без участия человека. Также необходимо, чтобы система управления умела адаптироваться к изменению параметров системы, например, к изменению активного сопротивления роторной цепи тягового АД. Примеры автоматической настройки регуляторов тока и адаптивный наблюдатель потокосцепления ротора представлены в данном разделе.

5.6.1. Автоматическая настройка регуляторов системы векторного управления

5.6.1.1. Принцип регулирования тока с помощью ПИ-регулятора

Пусть необходимо поддерживать ток в якоре двигателя постоянного тока, представленного эквивалентной RL -цепочкой с параметрами $R = 1$ Ом и $L = 0,01$ Гн, питаемой от управляемого широтно-импульсного преобразователя с периодом ШИМ, равным 1000 Гц. Напряжение питания инвертора 110 В, а синтез непрерывного регулятора будет производиться из допущения, что преобразователь представляет собой инерционное звено с постоянной времени, равной периоду ШИМ [160]:

$$W_{\Pi}(p) = \frac{1}{T_{\Pi} p + 1}, \quad (5.2)$$

где $T_{\Pi} = T_{\text{ШИМ}} = 0,001$ с. При этом преобразователю задается выходное напряжение в вольтах и процесс расчета скважности управления решается на уровне программного модуля ШИМ. Замена преобразователя инерционным звеном часто использовалась для тиристорных электроприводов [175]. Хотя подобная замена не строга, она удобна для процедуры вычисления параметров регулятора и дает хороший результат на реальном объекте.

Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель» представлена на рис. 5.31. Скважность верхнего транзистора задается в режиме центрированной ШИМ. Верхний ключ включается в самом начале периода ШИМ и в конце, а суммарное время его проводимости определяется заданной скважностью. Нижний транзистор работает в комплементарном режиме.

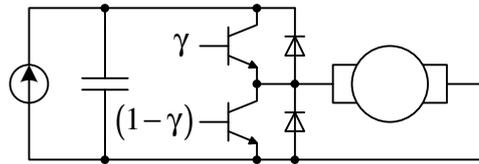


Рис. 5.31. Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель»

Запишем допущения, которыми будем пользоваться, решая задачу синтеза регулятора:

- инвертор точно воспроизводит задание напряжения;
- индуктивность и активное сопротивление якоря известны.

Зададимся желаемой разомкнутой передаточной функцией контура регулирования:

$$W_{\text{ЖР}}(p) = W_p(p) \cdot W_{\text{ОР}}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (5.3)$$

где $W_p(p)$ — передаточная функция регулятора, $W_{\text{ОР}}(p) = \frac{1}{T_\Pi p + 1} \cdot \frac{1/R}{\frac{L}{R}p + 1}$ —

передаточная функция объекта регулирования с широтно-импульсным преобразователем, а $T_\mu = T_\Pi$ — некомпенсируемая постоянная времени. Такая передаточная функция обеспечивает лучшее быстродействие в аналоговой системе регулирования при перерегулировании в 4,7%. Тогда передаточная функция регулятора тока выражается как:

$$W_p(p) = \frac{W_{\text{ЖР}}(p)}{W_{\text{ОР}}(p)} = \frac{(T_\Pi p + 1) \left(\frac{L}{R} p + 1 \right)}{2T_\mu p (T_\mu p + 1) \cdot 1/R} = \frac{L}{2T_\mu} + \frac{R}{2T_\mu p} = k_\Pi + \frac{k_{\text{И}}}{p}. \quad (5.4)$$

Получился пропорционально-интегральный регулятор. Его пропорциональный коэффициент зависит исключительно от индуктивности и постоянной времени, которая складывается из постоянной времени силового преобразователя и задержки в измерении сигнала обратной связи. Если измерение тока производится по среднему значению в начале и середине периода ШИМ (см. рис. 5.32), расчет регулятора на спадающем счетчике таймера ШИМ, а загрузка в регистры сравнения в момент начала следующего периода ШИМ, то T_{μ} может быть выбрана равной периоду ШИМ [163].

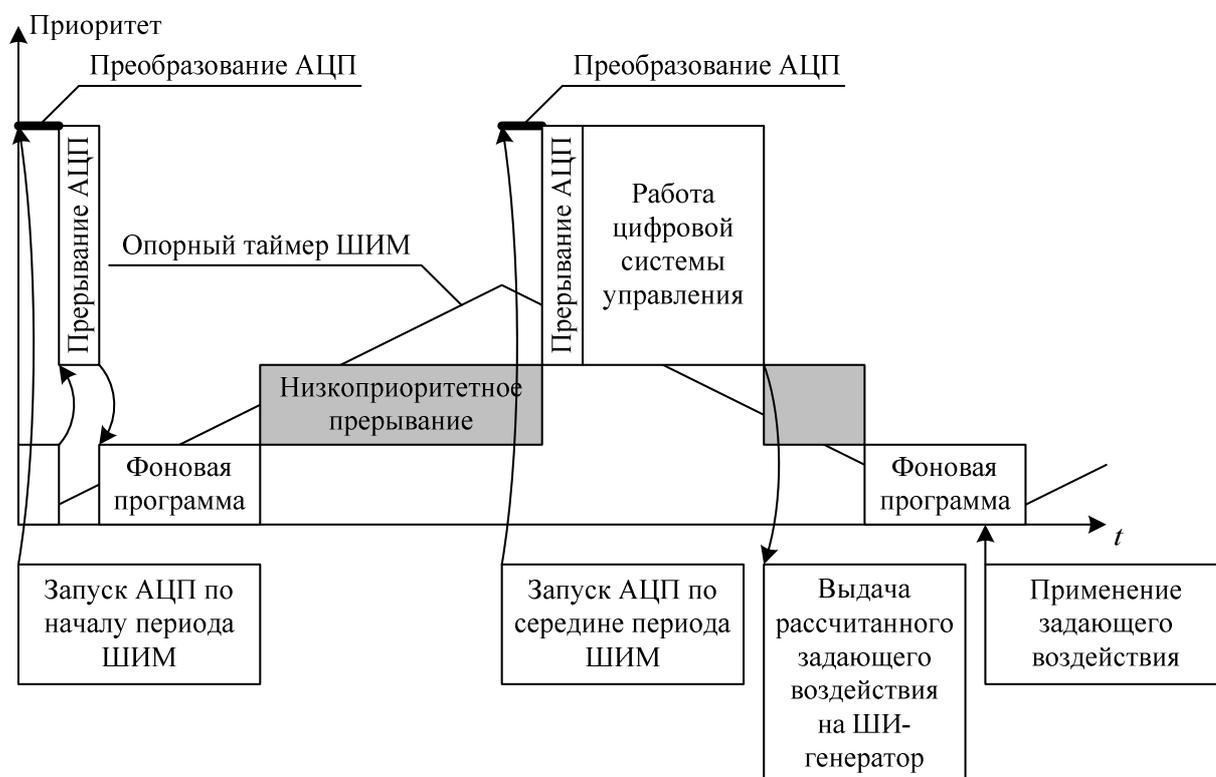


Рис. 5.32. Временная диаграмма работы микроконтроллерной системы управления

Интегральный коэффициент, в свою очередь, зависит от активного сопротивления обмотки и той же постоянной времени. Таким образом, для настройки регуляторов необходимо поставить опыт определения активного сопротивления и индуктивности.

5.6.1.2. Параметры регулятора для АД

Уравнения статорной цепи АД:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

После выражения потокосцеплений через токи:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

Далее следует выразить токи ротора через потокосцепления ротора и токи статора:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{s\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

что после упрощения даст:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

где $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ — глобальный коэффициент рассеяния машины. Получен-

ное выражение может быть представлено в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

В таком виде в нём присутствует инерционное звено, подобно примеру рис. 5.31 с той разницей, что ПИ-регулятор должен быть настроен на индуктивность $L_s \sigma$, и его коэффициенты будут равны:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi} &= \frac{L_s \sigma}{T_{\text{ШИМ}}}; \\ k_{\text{И}} &= \frac{R_s}{T_{\text{ШИМ}}}. \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

5.6.1.3. Параметры регулятора для СДПМ

Основное отличие СДПМ от АД заключается в разных индуктивностях продольной и поперечной осей, поэтому пропорциональные коэффициенты этих двух регуляторов будут различны [16, 133, 143, 145]:

$$\left. \begin{aligned} k_{d\Pi} &= \frac{L_{sd}}{T_{\text{ШИМ}}}; \\ k_{q\Pi} &= \frac{L_{sq}}{T_{\text{ШИМ}}}; \\ k_{d\text{И}} &= k_{q\text{И}} = \frac{R_s}{T_{\text{ШИМ}}}. \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

5.6.1.4. Автоматическое измерение активного сопротивления

Определение активного сопротивления выполняется по следующему алгоритму:

- Электропривод должен быть остановлен, а вал двигателя должен свободно вращаться. Если вал зафиксирован, то в случае с СДПМ требуется знание точного положения ротора для следующего шага по определению индуктивностей.
- Инвертор формирует плавно нарастающее напряжение в направлении фазы А. При таком расположении вектора упрощается расчет токов и учет влияния «мертвого» времени.
- В начальный момент времени фазный ток будет равен нулю и начнет расти только тогда, когда скважности ключей выберут эквивалентное напряжение, вносимое «мертвым» временем.
- Когда в фазе появляется некоторый отличный от нуля ток, то текущие значения тока и напряжения записываются в переменные I_1 и U_1 ,

соответствующие «первой опорной точке тока» и «первой опорной точке напряжения» на графике рис. 5.33. Значение ненулевого тока выбирается таким образом, чтобы гарантированно выйти в линейную зону.

- Напряжение продолжает медленно нарастать, пока ток фазы не достигнет номинального значения. Для этой точки также записываются текущие значения тока и напряжения в переменные I_2 и U_2 , соответствующие «второй опорной точке тока» и «второй опорной точке напряжения» на графике рис. 5.33.

После этого сопротивление статора, включая обмотку, подводящие провода и некоторое эквивалентное активное сопротивление инвертора, можно вычислить по формуле:

$$R_s = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1}. \quad (5.12)$$



Рис. 5.33. Процедура измерения сопротивления статорной цепи для настройки регулятора тока

5.6.1.5. Автоматическое измерение индуктивности

Для определения индуктивности производится тест с приложением скачка полного напряжения инвертора. Для СДПМ алгоритм сложнее, чем для АД, так как требует проводить начальную ориентацию ротора. Сначала в фазу А подается постоянный ток, и система управления ожидает окончания поворота ротора в согласованное положение, затем по направлению фазы А

прикладывается полное напряжение инвертора. После того, как система управления детектирует превышение током номинальной величины, конечное значение тока — $I_{\text{кон.}}$ — и время нарастания (переходного процесса) — $t_{\text{пп}}$ — запоминается системой управления (см. рис. 5.34). Для расчета индуктивности используется выражение:

$$L_{sd} = \frac{U}{I_{\text{кон.}}} t_{\text{пп}}. \quad (5.13)$$

Для определения поперечной индуктивности ротор выставляется в положение 90 электрических градусов относительно фазы А, а потом тест проводится еще раз с приложением напряжения вдоль фазы А, как и в первом случае. Для АД из-за отсутствия анизотропии проводить начальную ориентацию ротора нет необходимости, и опыт проводится только один раз. При этом в результате выполнения опыта получается результат для выражения $L_s \sigma$.



Рис. 5.34. Процедура измерения индуктивности для настройки регулятора тока

По измеренным индуктивностям в соответствии с формулами (5.10) или (5.11) настраиваются регуляторы токов. Переходный процесс с автоматически настроенными регуляторами представлен на рис. 5.35.

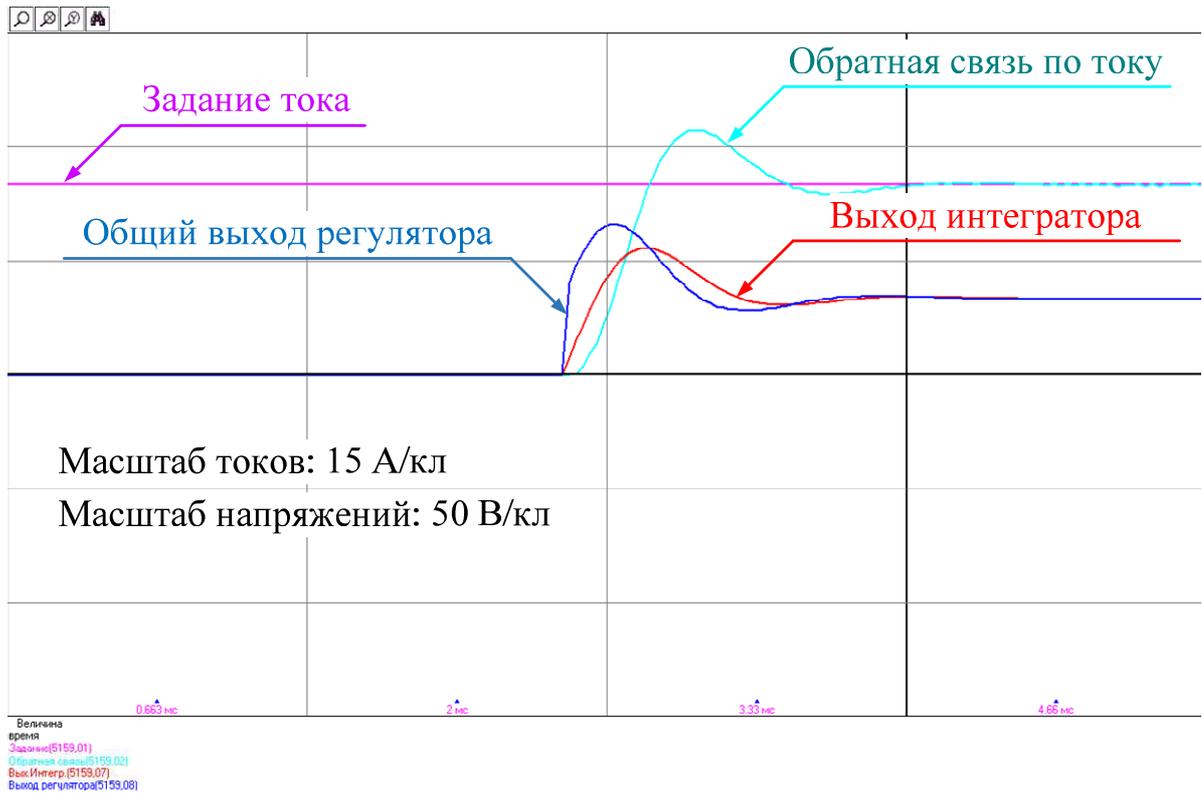


Рис. 5.35. Переходный процесс в контуре тока после автоматической идентификации параметров

Разработанный метод настройки регуляторов был испытан на различных типах электроприводов и показал хорошее качество автоматической настройки для синхронных и асинхронных электроприводов.

5.6.2. Адаптивный наблюдатель потокосцепления АД

Практически все имеющиеся на рынке электроприводы с системой векторного управления (СВУ) АД имеют наблюдатель потокосцепления ротора, основанный на косвенной оценке данного параметра через измеренные токи, известные заданные напряжения и скорость или положение ротора [98, 160]. Типы наблюдателей различны — это разомкнутые наблюдатели на базе уравнений двигателя, наблюдатели со скользящим режимом (sliding mode observers или SMO), фильтр Калмана, наблюдатели на основе адаптивной и референсной модели и др. [114]. Основная задача всех этих методов — сделать точную оценку потокосцепления ротора, но только малая часть из них адаптируется к работе, корректируя параметры модели.

Параметры АД в процессе эксплуатации меняются под действием различных факторов. Основные из них — это изменение взаимной индуктивности при изменении тока намагничивания, изменение сопротивления ротора при большом скольжении и изменение сопротивления ротора при нагреве двигателя.

Так как АД обычно бывает спроектирован для работы на колене кривой намагничивания, то при ослаблении поля, как в тяговом приводе, взаимная индуктивность растет на 10–30%, как показано на рис. 5.36. Если же двигатель перемагнитить, то индуктивность падает очень быстро, но такой режим обычно не используется.

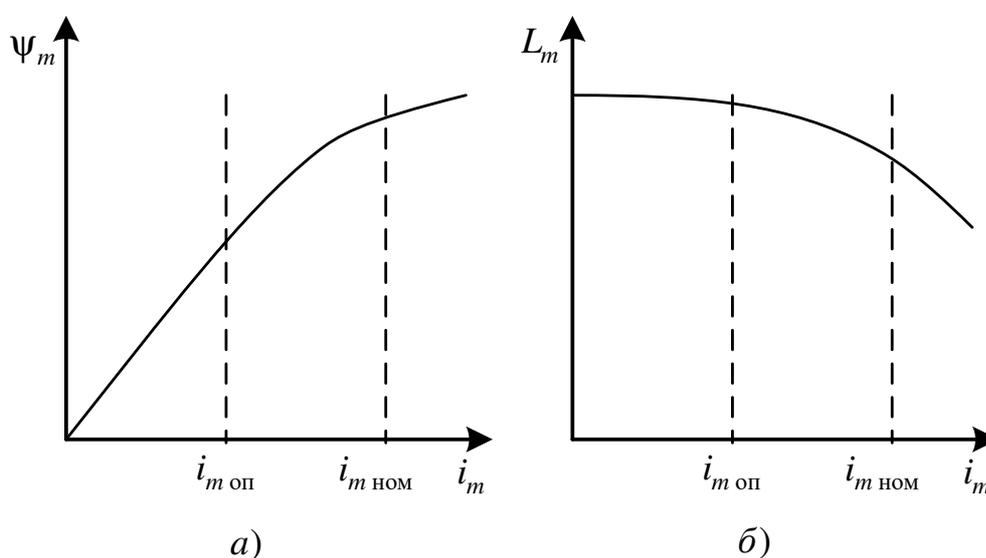


Рис. 5.36. Потокосцепление и взаимная индуктивность в функции тока намагничивания

Изменение сопротивления роторной цепи вызывается двумя факторами: вытеснением тока при больших скольжениях и из-за нагрева. Вытеснение тока начинает проявляться при частотах выше 5 Гц, что существенно выше номинального скольжения для тяговых АД. Изменение сопротивления из-за нагрева более существенно.

Таким образом, изменение этих двух параметров вносит значительную ошибку в оценку потокосцепления наблюдателями разомкнутого типа, представленными на рис. 5.37 [21].

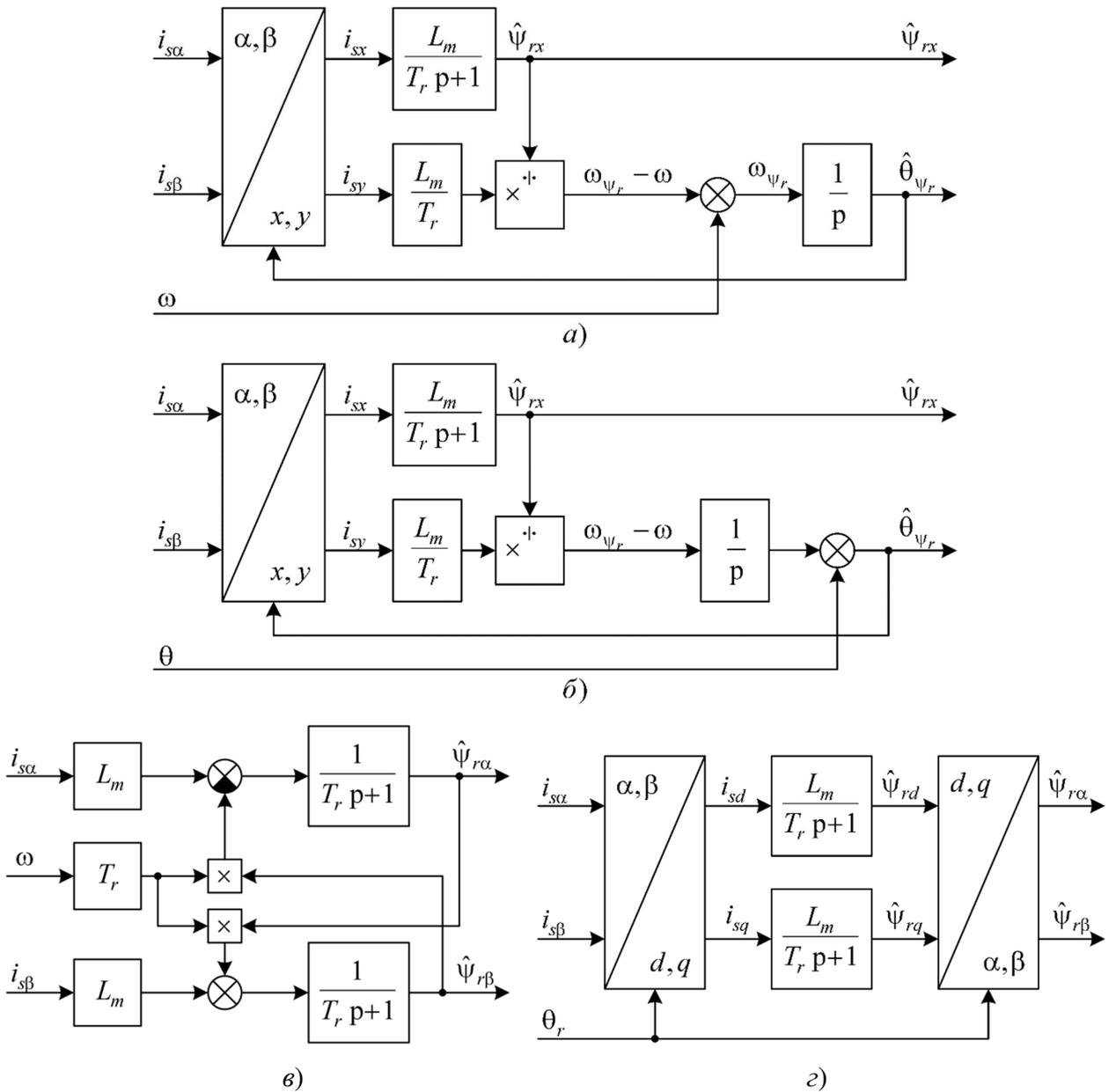


Рис. 5.37. Наблюдатели потокосцепления ротора разомкнутого типа

Существует множество публикаций, описывающих наблюдатели с автоматической подстройкой параметров [97, 94, 36], однако математический аппарат, представленный в этих работах достаточно сложен в том числе для реализации средствами микроконтроллера.

Автором были предложены два варианта реализации системы автоподстройки параметров, проверенные в составе тягового асинхронного электропривода, которые не требуют каких-либо существенных затрат микропроцессорного времени. В первом варианте система сравнивает работу разомкнутой модели с моделью, применяемой при бездатчиковом управлении, выделяющей

противо-ЭДС и восстанавливающую потокосцепление ротора по известным токам и напряжениям. Во втором варианте производится расчет напряжения статора по оценке потокосцепления, выполненного по разомкнутому наблюдателю, и расчетное напряжение сравнивается с заданным напряжением инвертора. В каждом из двух вариантов разница амплитуд сигналов используется для коррекции значения взаимоиндуктивности разомкнутого наблюдателя, а угол рассогласования для коррекции постоянной времени. Следует отметить, что коррекция возможна, поскольку одна из моделей практически не требует знания параметров электродвигателя, так как практически нечувствительна к их изменению.

5.6.2.1. Коррекция с использованием наблюдателя бездатчиковой модели

Наблюдатель потокосцепления ротора для бездатчикового управления строится на базе уравнений (5.8). Структурная схема наблюдателя представлена на рис. 5.38. Входными переменными являются измеренный ток и заданное напряжение. Модель статорной цепи выполняет оценку тока статора, которая сравнивается с измеренным током. В зависимости от знака невязки в обратную связь поступает оценка ЭДС, которая корректирует оценку тока, чтобы она совпадала с измеренным значением. Данную оценку можно делать не только релейным элементом, но и с помощью ПИ-регулятора, чтобы получить большую точность оценки.

Для определения потокосцепления релейный сигнал (или сигнал с ПИ-регулятора) следует проинтегрировать. Он не будет иметь фазовой задержки и точно определяет положение и амплитуду потокосцепления. Однако из-за прямого интегрирования, неточного знания параметров и ошибок в измерениях наблюдатель будет накапливать ошибку в виде постоянной составляющей, что приведет через некоторое время к неработоспособности системы управления. Для предотвращения накопления ошибки выходной сигнал интегратора следует пропустить через фильтр низкой частоты.

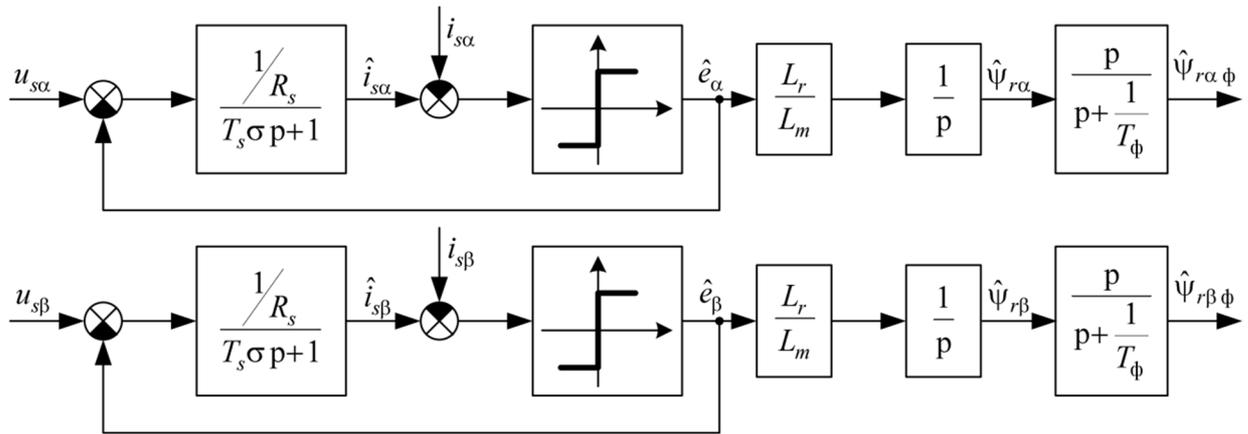


Рис. 5.38. Наблюдатель потокосцепления ротора на основе модели по напряжению и току

В результате работы двух наблюдателей — разомкнутого датчикового (см. рис. 5.37) и бездатчикового (см. рис. 5.38) — получаются различные годографы, описываемые векторами оценок потокосцеплений ротора, как показано на рис. 5.39. Разницы амплитуды и угла используются для корректировки параметров, как показано на рис. 5.40.

Исследование проводилось на модели тягового электропривода с АД, выполненной в среде MATLAB. В параметры наблюдателя были заложены ошибки 15% по взаимной индуктивности и по сопротивлению ротора. В результате модельного эксперимента полученные графики реального потокосцепления от времени, потокосцепления, наблюдаемого бездатчиковым наблюдателем, и наблюдаемые датчиковым наблюдателем, представлены на рис. 5.41. Из осциллограмм следует, что бездатчиковый наблюдатель в меньшей степени чувствителен к точности задания параметров АД, однако использовать его можно только на относительно высоких скоростях, где составляющая ЭДС велика. Датчиковый наблюдатель работает во всём диапазоне скоростей.

В следующем модельном эксперименте двигатель после разгона переходит в режим ослабления поля, в связи с чем его взаимная индуктивность начинает расти. Система автоматической коррекции подстраивает значение взаимной индуктивности, чтобы амплитуды потокосцеплений совпадали. Процесс

идентификации взаимоиндуктивности хорошо виден по осциллограмме рис. 5.42 [21].

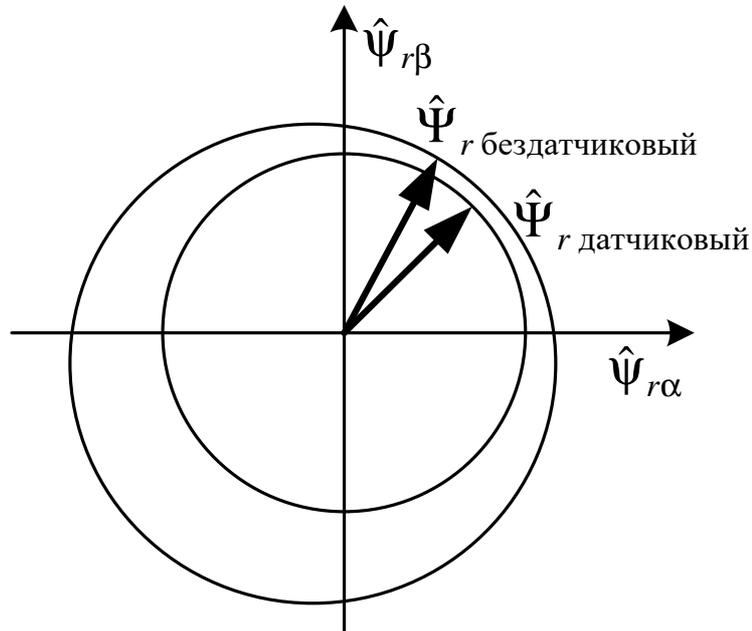


Рис. 5.39. Годографы векторов потокосцеплений различных наблюдателей

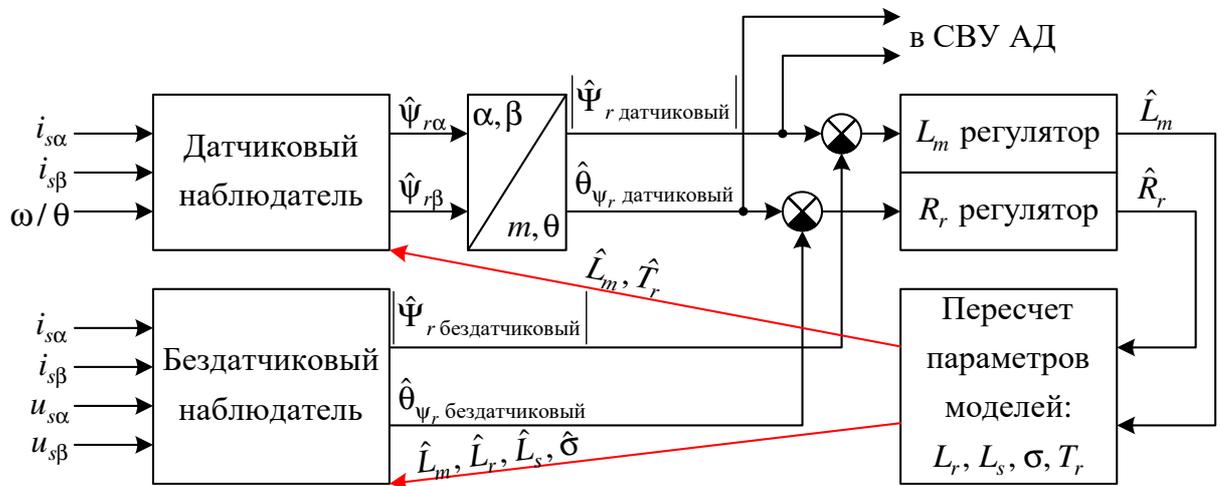


Рис. 5.40. Функциональная схема системы автоподстройки параметров

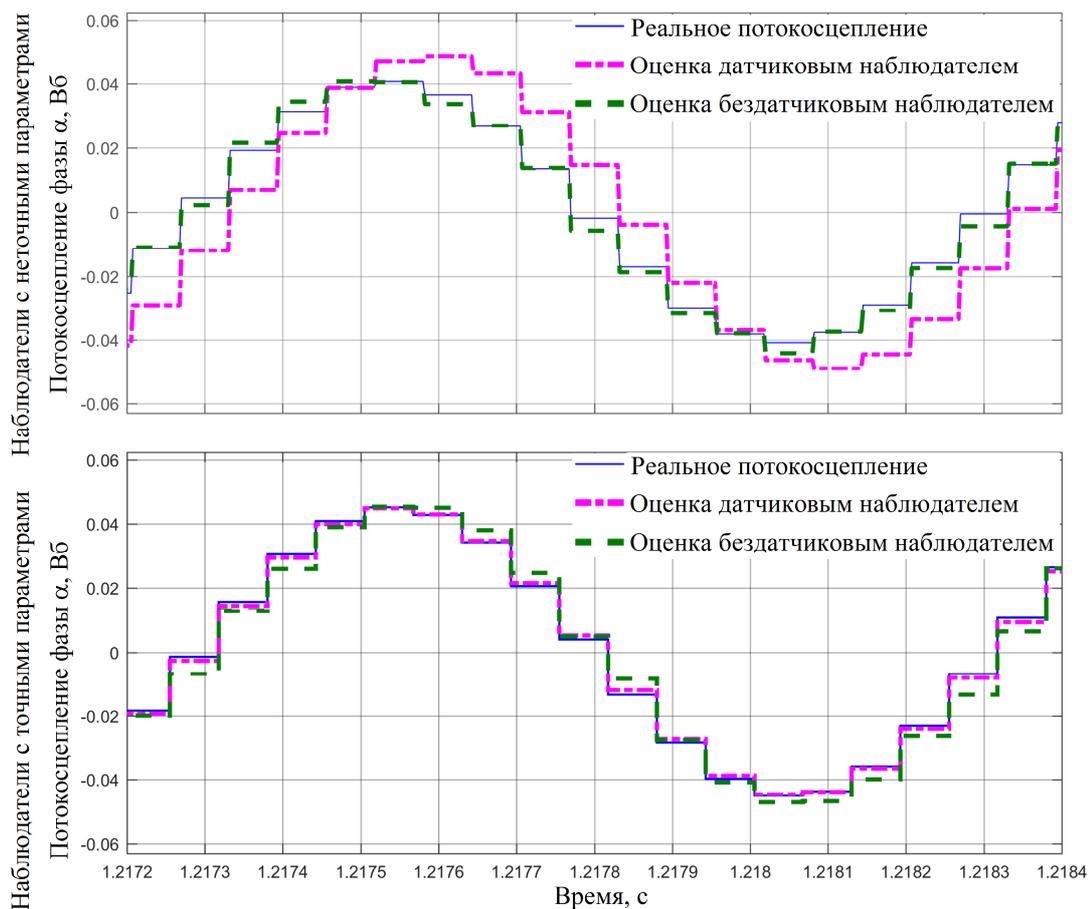


Рис. 5.41. Сравнение работы датчикового и бездатчикового наблюдателей

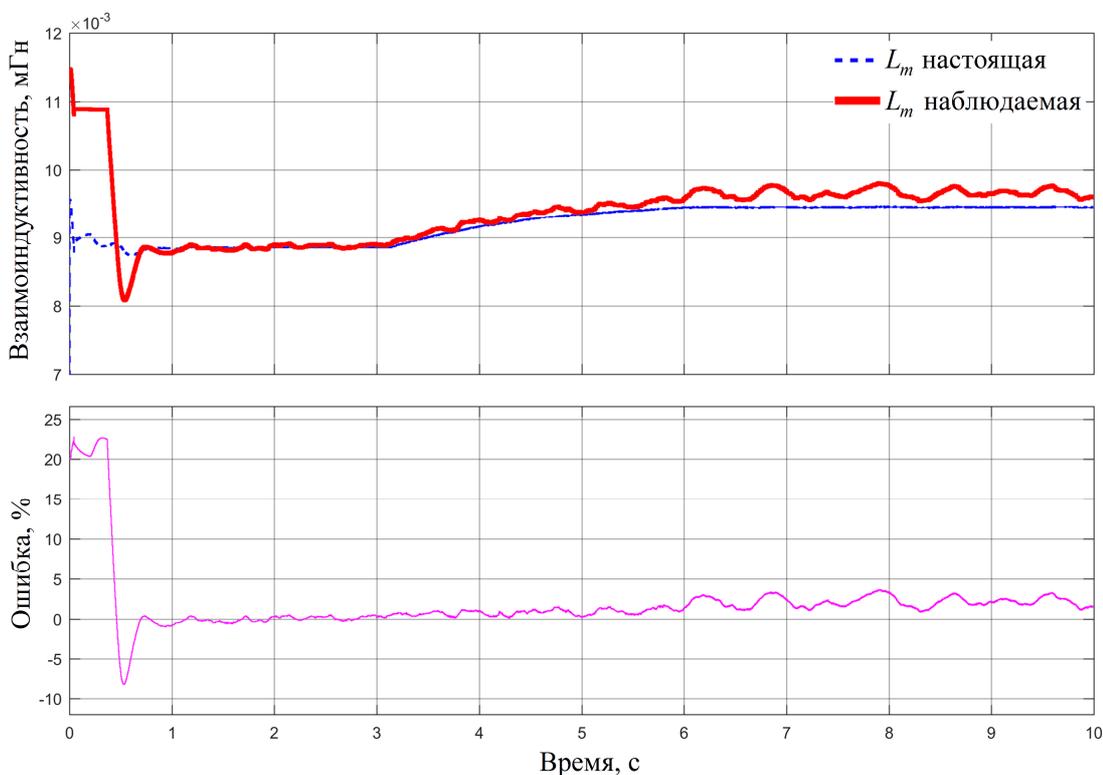


Рис. 5.42. Работа системы автоподстройки взаимоиндуктивности

Аналогично работает система автоматической подстройки сопротивления роторной цепи. Для подстройки используется разница в углах оценок векторов потокосцепления, так как сопротивление ротора входит в постоянную времени ротора и, соответственно, вызывает фазовую ошибку в датчиковом наблюдателе при ошибке в параметре.

Следует отметить, что автоматическая подстройка сопротивления роторной цепи возможна только в том случае, если в роторной цепи протекает ток. То есть требуется либо наличие нагрузки на валу двигателя, либо необходимо изменение задания на потокосцепление ротора. Работа алгоритма автоматической подстройки сопротивления роторной цепи промоделирована на рис. 5.43. Сначала алгоритм выбрал начальную ошибку в параметре, затем отследил изменение сопротивления с ростом температуры.

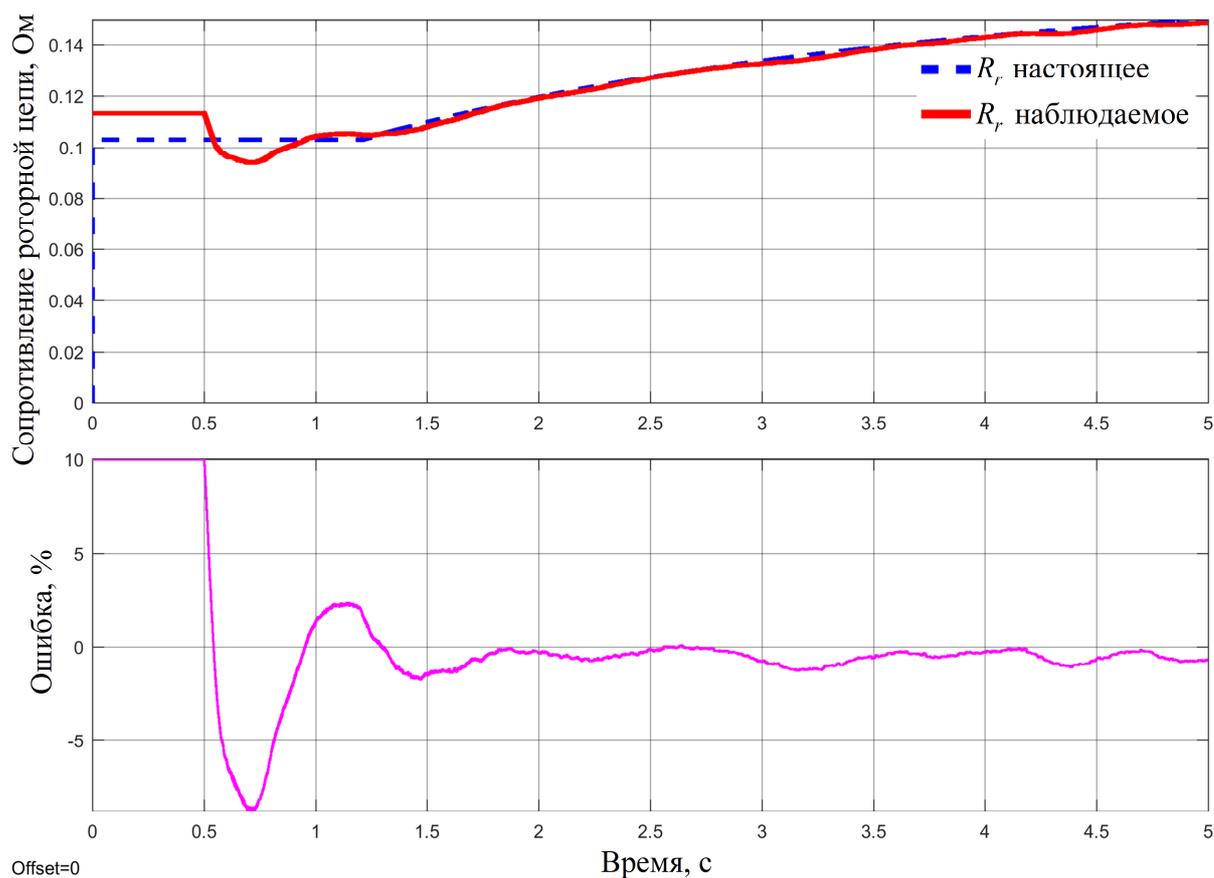


Рис. 5.43. Работа системы автоподстройки сопротивления роторной цепи

5.7. Решения в области повышения эффективности ШИМ с целью снижения нагрузки на силовой преобразователь

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является основным методом формирования напряжения в современном электроприводе. При этом от качества формирования ШИМ зависит множество показателей электропривода. Так, точное воспроизведение вектора напряжения необходимо для правильной работы всех наблюдателей, использующих принцип оценки противо-ЭДС, а значит ШИМ должна воспроизводить напряжение правильно в среднем [46]. Это возможно, если применить компенсацию таких нелинейностей инвертора, как падение напряжения на ключах, влияние «мертвого» времени, фильтрации драйверами узких импульсов управления. Изменяя привязку векторов ШИМ или фазных потенциалов, можно снижать коммутационные потери и потери проводимости в выбранных элементах, существенно повышая перегрузочную способность инвертора и снижая его температуру, что повышает надёжность работы силового преобразователя. Решения по этим вопросам изложены в данном разделе [6, 13, 17, 26, 30, 50, 51, 61].

5.7.1. Способы формирования ШИМ

Регуляторы тока формируют задания напряжений. Эти задания могут быть представлены в разных координатных осях, но для данного конкретного примера удобно рассмотреть задания в осях α, β . Данные задания представлены в вольтах, если система управления оперирует абсолютными единицами в СИ. Если система управления оперирует относительными единицами, то предварительно эти задания можно перевести в абсолютные единицы. При переходе к фазным напряжениям или потенциалам необходимо воспользоваться уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= U_m \cos \theta; \\ u_b &= U_m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right); \\ u_c &= U_m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right), \end{aligned} \right\} \text{или} \left. \begin{aligned} u_a &= u_\alpha; \\ u_b &= -\frac{1}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta; \\ u_c &= -\frac{1}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta, \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

где u_a , u_b и u_c — задания фазных напряжений, U_m — амплитуда заданного напряжения, θ — угол заданного вектора напряжения, u_α и u_β — заданные напряжения в осях α, β , соответственно.

Можно добавить или вычесть любое напряжение Δu ко всем одновременно заданиям фазных напряжений (5.14), что не скажется на поведении двигателя, который воспринимает разницу данных напряжений (потенциалов), а она останется неизменной. Чтобы найти скважности управления ключами, необходимо поделить задания напряжений на напряжение ЗПТ:

$$\gamma_a = \frac{u_a + \Delta u}{U_{DC}}; \gamma_b = \frac{u_b + \Delta u}{U_{DC}}; \gamma_c = \frac{u_c + \Delta u}{U_{DC}}. \quad (5.15)$$

Уравнение (5.15) учитывает возможное изменение напряжения ЗПТ и его девиации не оказывают воздействия на СВУ. Смещение Δu выбирается, чтобы обеспечить необходимую привязку к положительной или отрицательной шине ЗПТ, или разместить потенциалы где-то в промежутке между потенциалами шин [166]:

$$\left. \begin{aligned} &\text{привязка к отрицательной шине (4 коммутации):} \\ &\quad \Delta u = -u_{min}; \\ &\text{привязка к положительной шине (4 коммутации):} \\ &\quad \Delta u = U_{DC} - u_{max}; \\ &\text{плавающие потенциалы (6 коммутаций):} \\ &\quad \Delta u = \frac{U_{DC}}{2} - \left(\frac{u_{max} - u_{min}}{2} \right) - u_{min}, \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

где $u_{min} = \min(u_a, u_b, u_c)$ и $u_{max} = \max(u_a, u_b, u_c)$. Диаграмма переключений представлена на рис. 5.44.

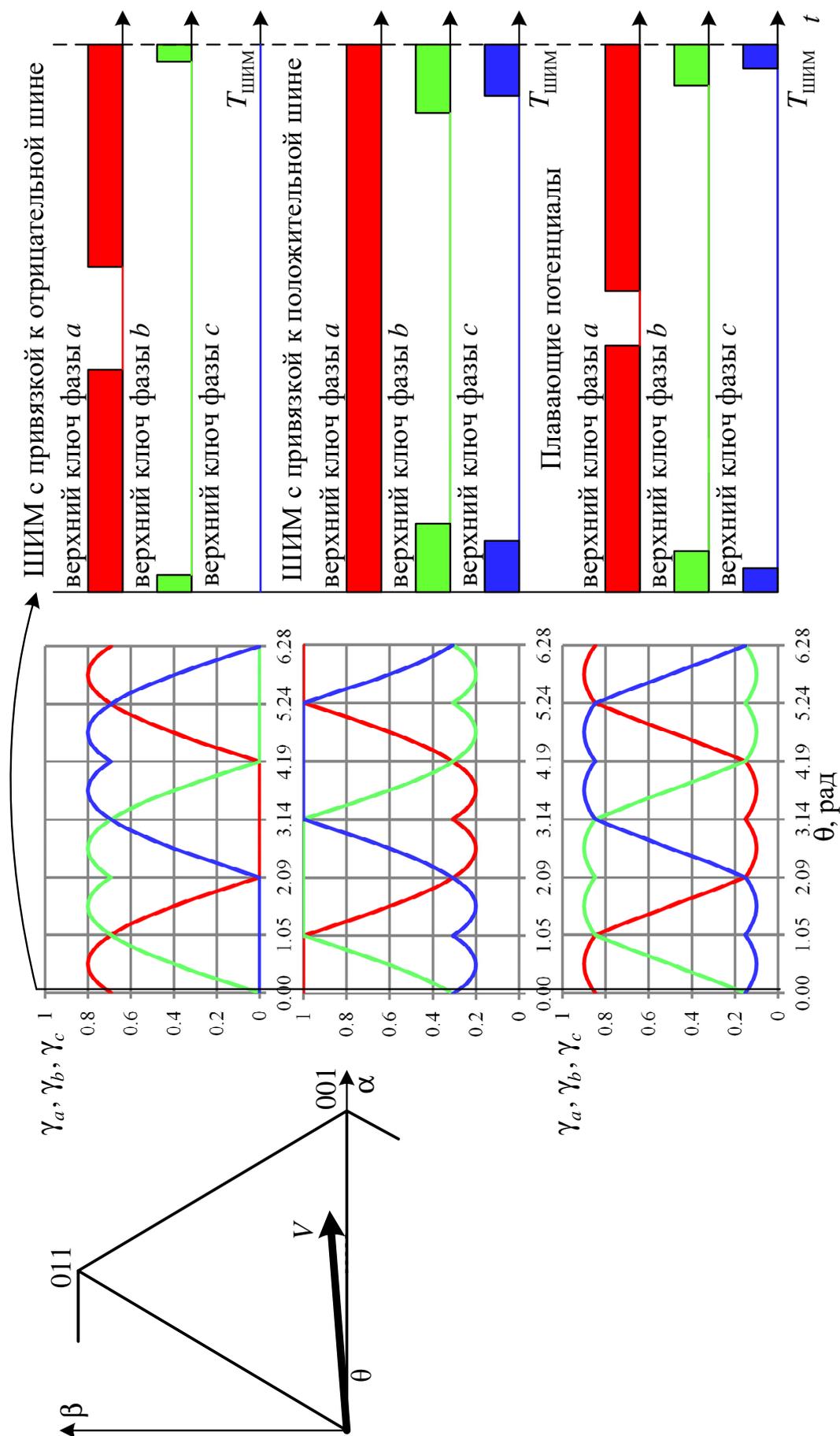


Рис. 5.44. Скважности для разных способов ШИМ

5.7.2. Снижение коммутационных потерь

Коммутационные потери зависят от тока и напряжения, которые переключаются. Для ШИМ с привязками к положительной или отрицательной шинам производится только 4 коммутации на периоде ШИМ, в то время как для плавающей — 6 коммутаций, что сокращает потери приблизительно на 33%. Следует отметить, что нельзя считать ШИМ с различными привязками эквивалентными по качеству выходного тока. Так, ШИМ с плавающими потенциалами имеет 2 зоны нулевых векторов, остальные векторы стыкуются через нулевые и не идут подряд, а значит девиация тока для ШИМ с шестью коммутациями на периоде будет ниже, чем для ШИМ с четырьмя коммутациями. То есть для обеспечения одинаковой пульсации тока, частота ШИМ для этих методов должна быть выше, чем для ШИМ с коммутацией всех шести ключей.

Для очень приблизительной оценки коммутационных потерь можно воспользоваться выражением:

$$\Delta W = \frac{1}{6} IU_{DC} t_{\text{ком}}, \quad (5.17)$$

где $t_{\text{ком}}$ — время переключения. Так как напряжение ЗПТ для одного периода ШИМ можно считать константой, то потери пропорциональны переключаемому току.

Если вернуться к рис. 5.44, то вектор напряжения можно реализовать тремя способами. Самый неэффективный по потерям — это метод с плавающими потенциалами. Выбор между верхней и нижней привязкой следует осуществлять в зависимости от абсолютного значения тока в фазе, которая оказывается некоммутируемой.

Пусть в фазе a протекает ток 100 А, а в фазе c — 50 А, тогда для случая рис. 5.44 привязка к положительной шиной предпочтительнее, так как в этом случае фаза a , имеющая максимальный ток, не коммутируется [54, 46].

5.7.3. Компенсация нелинейностей инвертора

5.7.3.1. Компенсация падения напряжения в ключах

В проводящем состоянии на ключе имеется падение напряжения. Если ток вытекает из инвертора и течет в фазу двигателя, то при включенном верхнем ключе падение образуется на проводящем транзисторе, в противном случае — на нижнем обратном диоде. Падение определяется параметрами силовых ключей и зависит от протекающего тока. Если ток втекает в инвертор, то при включенном нижнем ключе падение образуется на нижнем транзисторе, а в другом случае — на верхнем обратном диоде. При этом вытекающий из инвертора ток уменьшает потенциал фазы, а втекающий — увеличивает. Считая ток на периоде ШИМ примерно постоянным, можно записать выражение для расчета среднего падения и коррекции задания напряжения:

$$\begin{aligned} \text{если } i > 0, \text{ то } u_{\text{кор}} &= u_{\text{зад}} + \Delta u_{VT}(i)\gamma + \Delta u_{VD}(i)(1-\gamma), \\ \text{иначе } u_{\text{кор}} &= u_{\text{зад}} - \Delta u_{VD}(i)\gamma + \Delta u_{VT}(i)(1-\gamma), \end{aligned} \quad (5.18)$$

где $\Delta u_{VT}(i)$ — зависимость падения напряжения на транзисторе в функции тока, $\Delta u_{VD}(i)$ — зависимость падения напряжения на обратном диоде в функции тока, а γ — скважность управления верхнего ключа. Если считать, что падение напряжения транзистора и диода примерно равны и не зависят от тока, то (5.18) упростится до:

$$u_{\text{кор}} = u_{\text{зад}} + \Delta u_{\text{ключ}} \cdot \text{sign}(i). \quad (5.19)$$

Если для расчета и коррекции падений используется выражение (5.18), то коррекцию следует выполнять после пересчета заданий для конкретной привязки. После привязку снова надо пересчитать, так как скорректированное напряжение может стать меньше нуля или больше напряжения ЗПТ. Если используется упрощенная формула (5.19), то коррекцию можно сделать еще до этапа привязки.

5.7.3.2. Компенсация «мертвого» времени

Как известно, между моментом выключения одного ключа в стойке и включением второго комплементарного ключа требуется выдержать паузу, называемую «мертвым» временем. Это время необходимо, чтобы исключить одновременную работу двух транзисторов в стойке инвертора ввиду разной задержки по управлению и дать время полупроводниковым элементам восстановиться после коммутации. Если ток вытекает из стойки в нагрузку (рис. 5.45а), то он течет через нижний диод, а, следовательно, потенциал фазы будет равен нулю — потенциалу нижней отрицательной шины. В другом случае, когда ток нагрузки втекает в стойку (рис. 5.45б), путь протекания тока проходит через верхний диод, и к нагрузке приложен потенциал верхней положительной шины — U_{DC} . Это означает, что средний потенциал фазы на периоде ШИМ может увеличиться или уменьшиться на значение

$$\Delta U_{\text{МВ}} = U_{DC} \frac{T_{\text{МВ}}}{T_{\text{ШИМ}}}, \quad (5.20)$$

где $T_{\text{МВ}}$ — продолжительность «мертвого» времени.

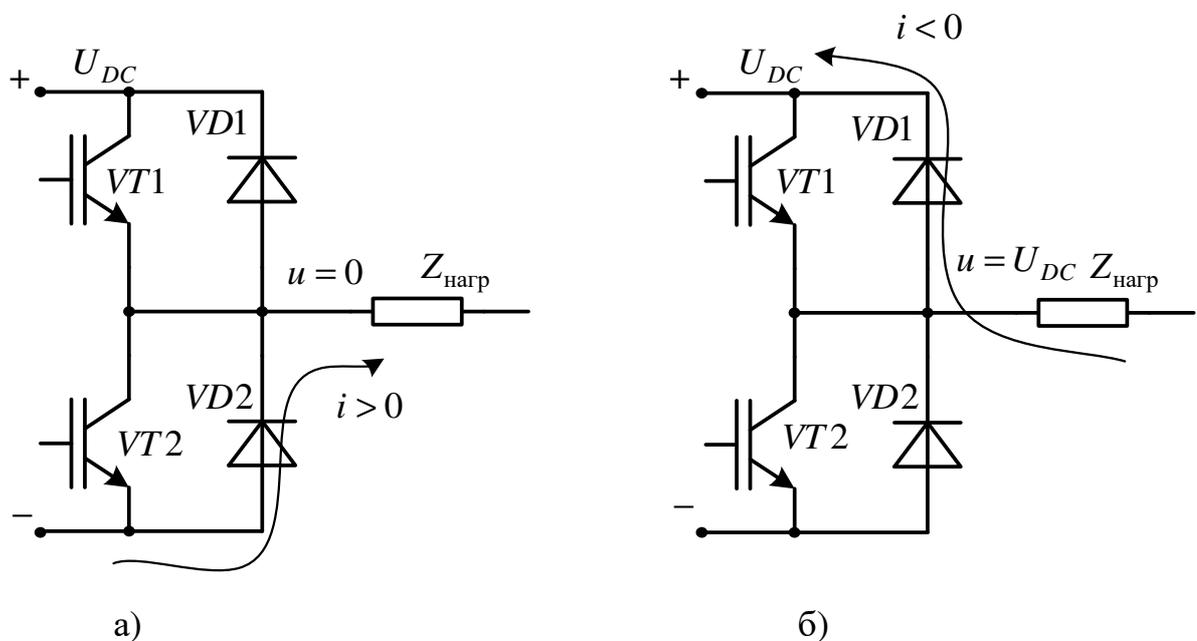


Рис. 5.45. Пути протекания тока в «мертвом» времени

Чтобы скомпенсировать «мертвое» время необходимо к скважности каждого коммутируемого ключа прибавить или вычесть из неё процентное отношение «мертвого» времени к периоду ШИМ. Так как для некоммутируемых стоек инвертора коррекцию делать не надо, то её лучше всего проводить уже после выполнения привязки и расчета скважностей. Тогда для нулевых и единичных скважностей она не производится, а для всех остальных:

$$\gamma_{\text{кор}} = \gamma_{\text{зад}} + \frac{T_{\text{МВ}}}{T_{\text{ШИМ}}} \text{sign}(i_{\text{зад}}). \quad (5.21)$$

Следует отметить, что для малых значений токов компенсация «мертвого» времени становится проблематичной по двум причинам. Во-первых, для маленького тока возникает эффект прерывистого тока внутри «мертвого» времени, когда ток успевает достичь нуля. В этом случае компенсацию лучше производить по табличной зависимости, учитывающей этот процесс [81]. Во-вторых, даже измерить малый ток непросто, а из-за запаздывания в измерении в контуре тока возникает эффект залипания тока в нуле, связанный именно с неправильной компенсацией «мертвого» времени. Для исключения эффектов неправильной компенсации в [85] предлагают использовать компенсацию по заданию тока. Это работает как предупреждение, так как задает правильное напряжение для той ситуации, куда стремится система.

5.7.3.3. Проблемы компенсации «мертвого» времени

Компенсация «мертвого» времени осуществляется для всех фаз, где происходит коммутация ключей. Для привязки к отрицательной шине (рис. 5.44) компенсация выполняется для фаз *a* и *b*. Для фазы *c* её выполнять не нужно. Если ток фазы *b* втекает в инвертор, то эффективное напряжение, приложенное к двигателю, увеличивается, а, следовательно, скважность необходимо уменьшить в процессе компенсации. Скважность по фазе *b* мала, и после компенсации она может стать отрицательной. Это означает, что для заданного способа формирования ШИМ или привязки скомпенсировать «мертвое» время

нельзя. Но для привязки к положительной шине такой проблемы нет. Нет этой проблемы и для метода плавающих потенциалов.

5.7.3.4. Проблема узких импульсов

Силовые ключи имеют ограничение на минимальное время включения или отключения. На практике это означает, что либо драйвер ключа, либо система управления должны вырезать узкие импульсы сигналов управления. Минимальная длительность узкого импульса зависит от характеристик транзистора.

5.7.4. Алгоритм ШИМ с компенсации нелинейностей инвертора и одновременной минимизацией коммутационных потерь

Алгоритм ШИМ был разделен на четыре последовательные задачи:

На первом этапе для текущих заданных напряжения рассчитываются скажности для всех трёх типов привязок (рис. 5.44). На этом же этапе корректируются падения напряжения на ключах. В результате получается три набора скажностей $[\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N]$, $[\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P]$ и $[\gamma_a^F, \gamma_b^F, \gamma_c^F]$ для привязки к отрицательной и положительной шинам и плавающей. Вычисления проводятся по формулам:

$$\left. \begin{aligned} u_{a \text{ зад}} &= u_{a \text{ зад}} + \Delta u_{\text{ключ}} \operatorname{sign}(i_{a \text{ зад}}); \\ u_{b \text{ зад}} &= u_{b \text{ зад}} + \Delta u_{\text{ключ}} \operatorname{sign}(i_{b \text{ зад}}); \\ u_{c \text{ зад}} &= u_{c \text{ зад}} + \Delta u_{\text{ключ}} \operatorname{sign}(i_{c \text{ зад}}), \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{\min} &= \min(u_{a \text{ кор}}, u_{b \text{ кор}}, u_{c \text{ кор}}); \\ u_{\max} &= \max(u_{a \text{ кор}}, u_{b \text{ кор}}, u_{c \text{ кор}}), \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_N &= -u_{\min}; \\ \Delta u_P &= U_{DC} - u_{\max}; \\ \Delta u_F &= \frac{U_{DC}}{2} - \left(\frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \right) - u_{\min}, \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

$$\left. \begin{aligned} [\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P] &= \left[\frac{u_{a \text{ кор}} + \Delta u_P}{U_{DC}}, \frac{u_{b \text{ кор}} + \Delta u_P}{U_{DC}}, \frac{u_{c \text{ кор}} + \Delta u_P}{U_{DC}} \right]; \\ [\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N] &= \left[\frac{u_{a \text{ кор}} + \Delta u_N}{U_{DC}}, \frac{u_{b \text{ кор}} + \Delta u_N}{U_{DC}}, \frac{u_{c \text{ кор}} + \Delta u_N}{U_{DC}} \right]; \\ [\gamma_a^F, \gamma_b^F, \gamma_c^F] &= \left[\frac{u_{a \text{ кор}} + \Delta u_F}{U_{DC}}, \frac{u_{b \text{ кор}} + \Delta u_F}{U_{DC}}, \frac{u_{c \text{ кор}} + \Delta u_F}{U_{DC}} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

На втором этапе каждая из привязок получает признак запрета использования, и производится компенсация «мертвого» времени. Для всех наборов скважностей, где имеется хотя бы одна нереализуемая скважность, а именно меньше нуля (или с учетом узких импульсов меньше некоторого заданного значения) или больше 100% (или с учетом узких импульсов меньше некоторого заданного значения), устанавливается признак запрета на использование данного набора. Алгоритм второго этапа описан выражением:

$$\text{запрет}_P, \text{запрет}_N, \text{запрет}_F = \text{false}$$

для фазы = a, b, c и привязки = N, P, F

если $(0\% < \gamma_{\text{фаза}}^{\text{привязка}} < 100\%)$, то

$$\gamma_{\text{фаза}}^{\text{привязка}} = \gamma_{\text{фаза}}^{\text{привязка}} + \frac{T_{\text{МВ}}}{T_{\text{ШИМ}}} \text{sign}(i_{\text{фаза зад}}) \quad (5.26)$$

если $(\gamma_{\text{фаза}}^{\text{привязка}} < 0\%) \text{ or } (\gamma_{\text{фаза}}^{\text{привязка}} > 100\%)$, то

$$\text{запрет}_{\text{привязка}} = \text{true}$$

следующая фаза и привязка.

На третьем шаге из оставшихся наборов незапрещенных наборов скважностей выбирается наиболее эффективный. Для наборов с нулевыми или единичными скважностями сравниваются абсолютные величины токов фаз:

если ($\text{запрет}_N = \text{true}$), то

если ($\text{запрет}_P = \text{true}$), то

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^F, \gamma_b^F, \gamma_c^F]$$

привязка = плавающая,

иначе

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P]$$

привязка = положительная,

иначе

если ($\text{запрет}_P = \text{true}$), то

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N]$$

привязка = отрицательная,

иначе

если ($\gamma_a^N = 0\%$), то

если ($\gamma_b^P = 100\%$), то

если ($|i_{a \text{ зад}}| > |i_{b \text{ зад}}|$), то

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N]$$

привязка = отрицательная,

иначе

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P]$$

привязка = положительная,

иначе

если ($|i_{a \text{ зад}}| > |i_{c \text{ зад}}|$), то

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N]$$

привязка = отрицательная,

иначе

$$[\gamma_a, \gamma_b, \gamma_c] = [\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P]$$

привязка = положительная,

...аналогично для остальных случаев...

(5.27)

Четвертым этапом производится дополнительная компенсация «мертвого» времени (см. рис. 5.46) на тот случай, если привязка изменилась.

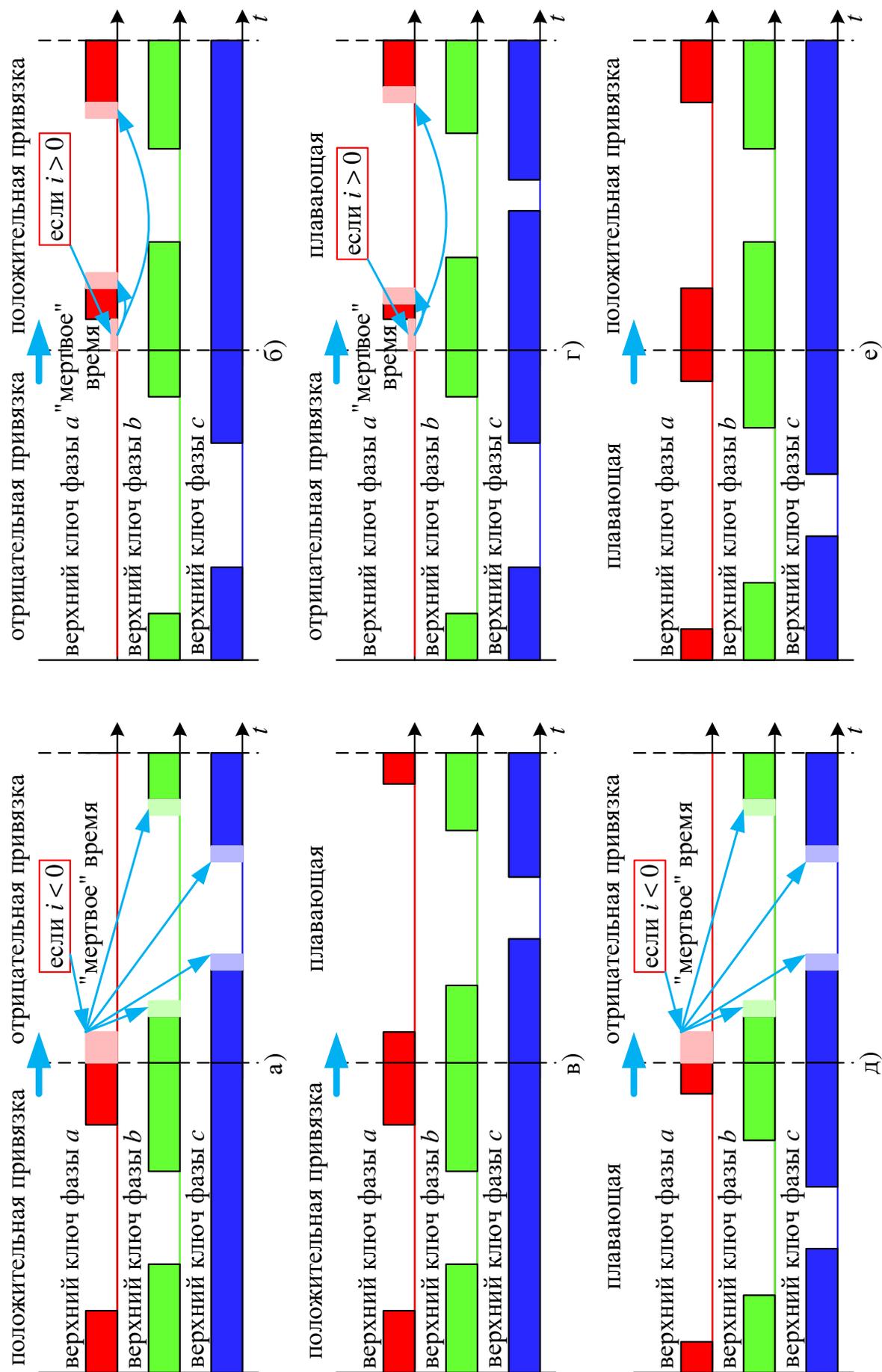


Рис. 5.46. Компенсация «мертвого» времени при сменах привязок

Компенсация выполняется для той фазы, в которой произошло дополнительное переключение при смене привязки. Например, на рис. 5.46а показан случай для фазы *a*. Когда ток положительный, то при смене привязки фаза просто выключается в начале периода ШИМ, и «мертвое» время не сказывается на прикладываемом напряжении. Однако если ток отрицательный (втекает в инвертор), то после смены привязки еще на «мертвое» время фаза останется подключенной к ЗПТ через обратный диод. Для компенсации этого эффекта требуется провести дополнительную компенсацию «мертвого» времени в фазах *b* и *c*, как показано на рис. 5.46а. Аналогично на рис. 5.46 рассмотрены остальные ситуации.

5.7.5. Результаты модельной и экспериментальной проверки алгоритма

5.7.5.1. Модельный эксперимент

Модельный эксперимент проводился в среде Simulink пакета MATLAB. Внешний вид модели представлен на рис. 5.47. Выходное напряжение инвертора установлено 40 В, частота 10 Гц. Амплитуда тока и его угол регулируются за счет нагрузки. Для всех опытов амплитуда тока составила 150 А, эксперимент проводился 12 раз с приращением угла между током и напряжением в 30°. Время переключения 500 нс, падение напряжения на ключах независимо от направления 2 В. «Мертвое» время 2,5 мкс.

Результаты моделирования представлены на рис. 5.48 для двух различных углов между током и напряжением. Видно, что в зависимости от коэффициента мощности изменяются графики запрета на использование той или иной привязки. Это приводит к необходимости отклониться от оптимальной с точки зрения потерь траектории переключения привязки.

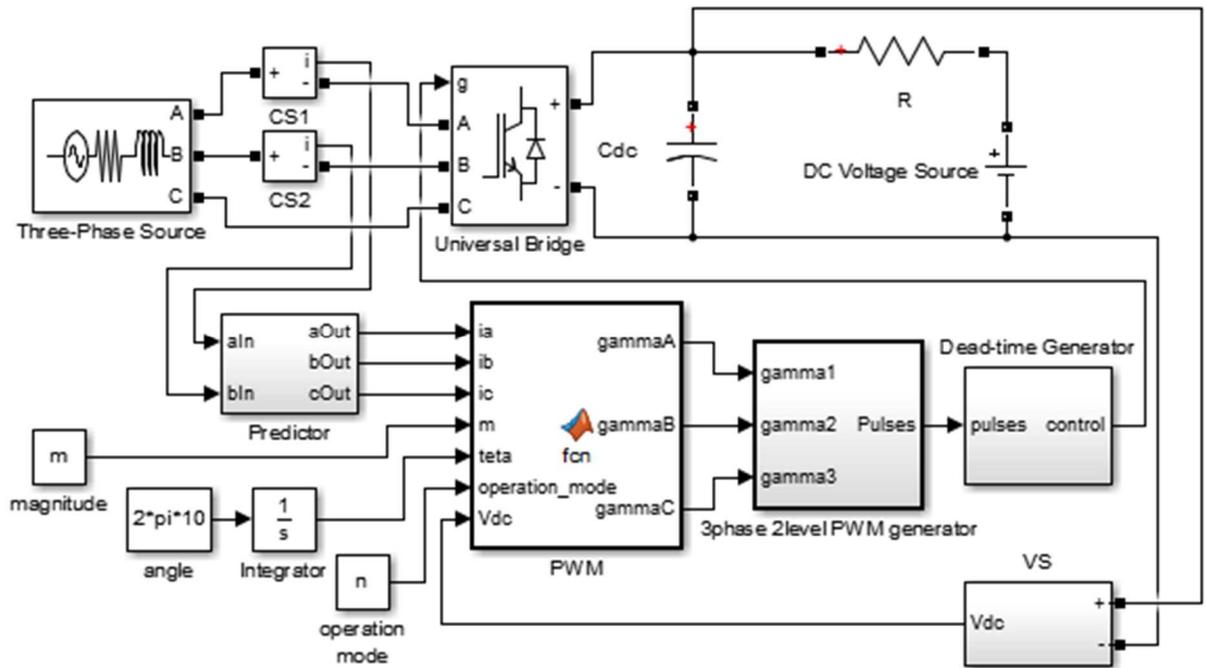


Рис. 5.47. Модель для исследования предложенного алгоритма ШИМ

На рис. 5.49 приведены графики мощности мгновенных потерь на периоде ШИМ для этих же углов между током и напряжением. Видно, что при высоких коэффициентах мощности нагрузки удастся приблизительно в два раза снизить коммутационные потери в инверторе при одновременной компенсации нелинейностей. Результаты моделирования сведены в таблицу 5.2.

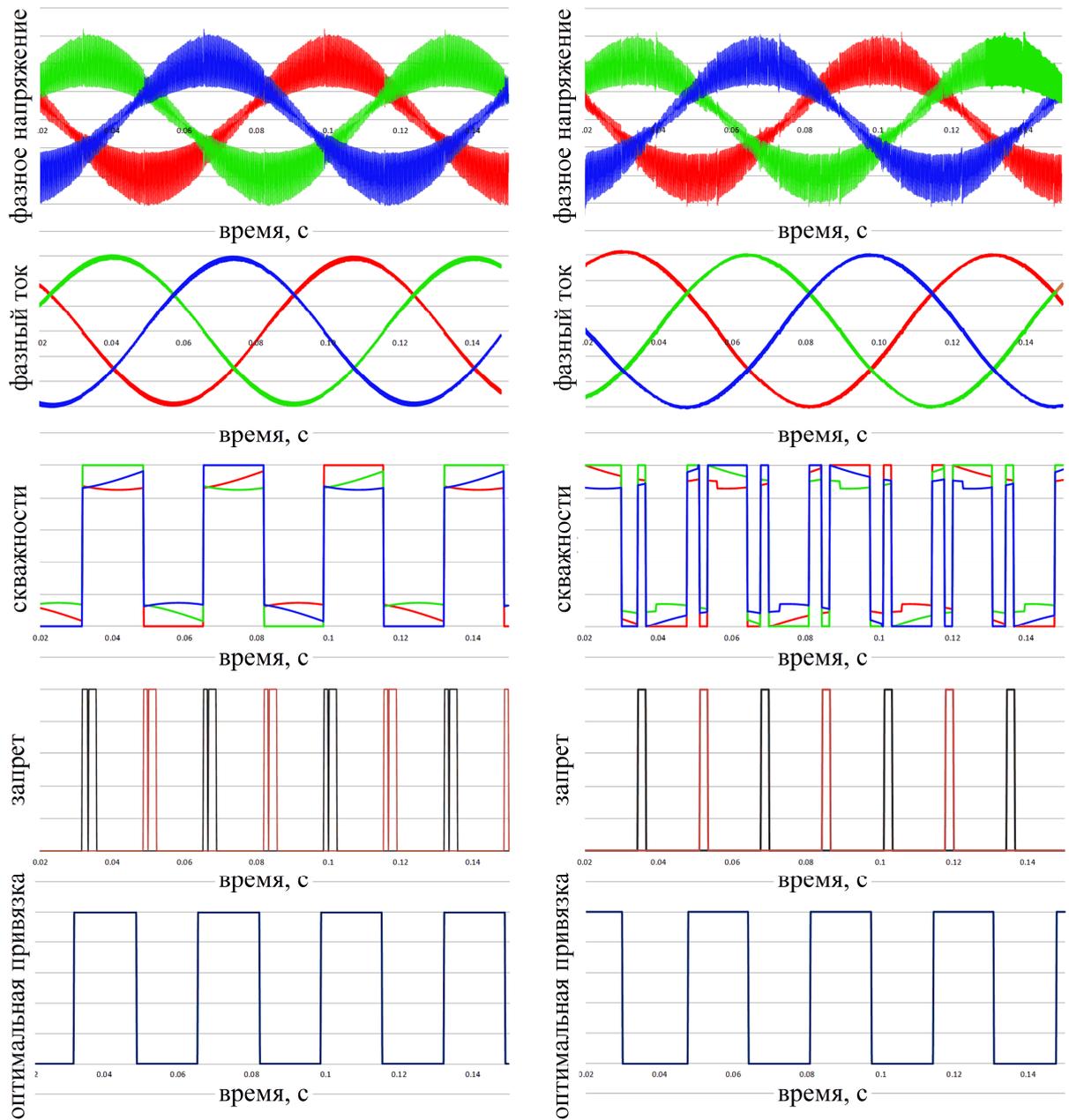


Рис. 5.48. Работа ШИМ с минимизацией коммутационных потерь: а — единый коэффициент мощности; б — 120 градусов между током и напряжением)

Таблица 5.2. Изменение коммутационных потерь для разных коэффициентов мощности

Метод ШИМ	Мощность коммутационных потерь, Вт		
	Плавающий	Отрицательная привязка	Предложенный алгоритм ШИМ
0	126	71	62
30	127	74	62
60	127	85	66
90	125	96	80
120	128	99	84
150	129	90	70
180	123	69	60
210	120	68	59
240	125	81	68
270	116	88	82
300	122	90	71
330	126	81	63

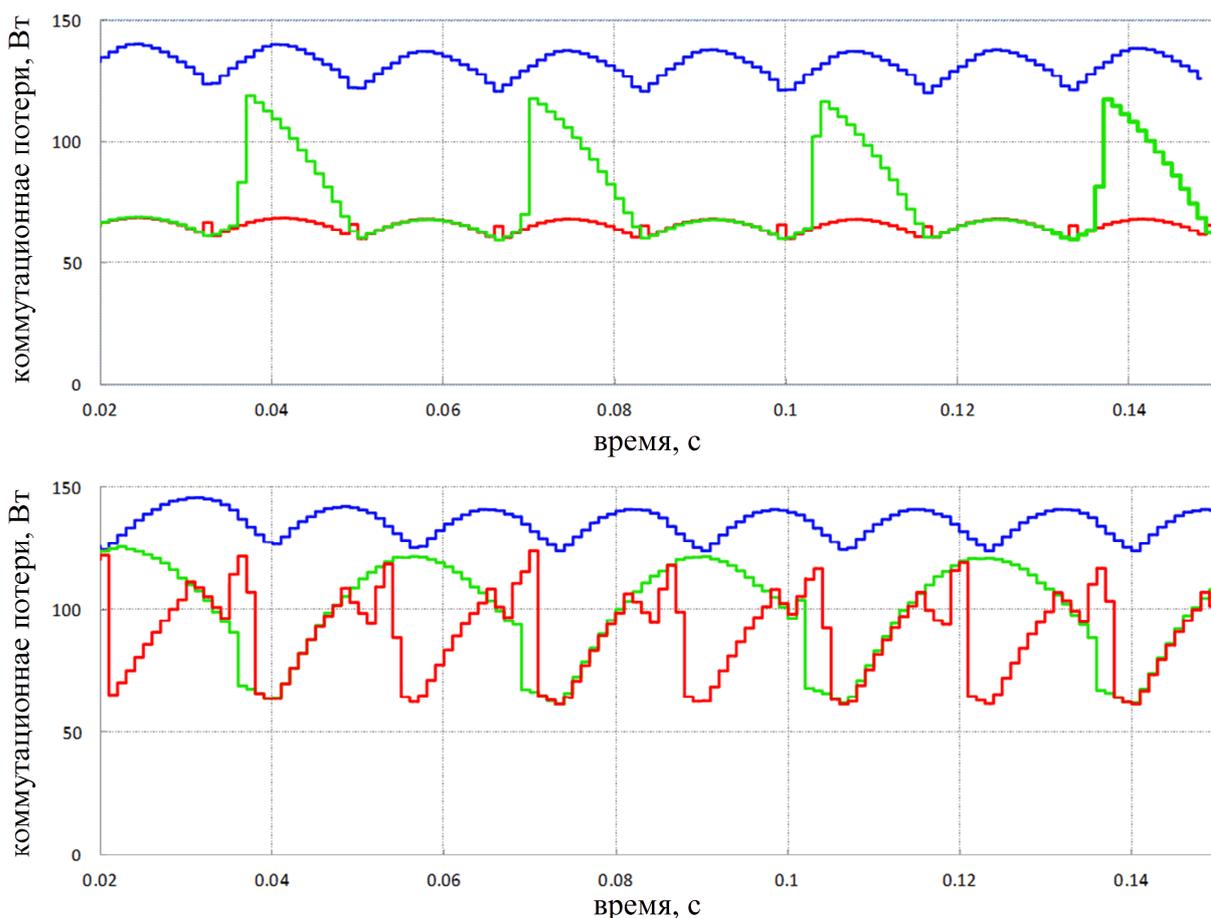


Рис. 5.49. Графики мгновенных мощностей потерь (синий — плавающая привязка, зеленый — привязка к отрицательной шине, красный — привязка с минимумом потерь при условии компенсируемости «мертвого» времени)

5.7.5.2. Экспериментальная проверка алгоритма

Экспериментальная проверка проводилась с инвертором, собранном на базе модуля Mitsubishi PM200CLA120 с принудительным воздушным охлаждением. К инвертору был подключен СДПМ мощностью 35 кВт. Эксперименты проводились три раза: с использованием плавающей ШИМ, ШИМ с привязкой к отрицательной шине, и предложенный алгоритм. Начальная температура радиатора была одинаковой в каждом из тестов, как и температура окружающего воздуха. Электродвигатель работал на холостом ходу, и для создания значимого тока было произведено размагничивание по оси d током 30 А. Частота ШИМ 8 кГц, «мертвое» время 3 мкс. Датчик температуры был расположен под модулем.

Рис. 5.50 показывает графики изменения перегрева для трех экспериментов. Как и ожидалось, больше всего потерь имеет метод с плавающими потенциалами. Его разница с ШИМ с отрицательной привязкой составляет 33% по коммутационным потерям или приблизительно 16,5% общих потерь (если принять, что потери проводимости приблизительно равны коммутационным). Предложенный метод позволяет снизить коммутационные потери приблизительно на 20% по сравнению с ШИМ с отрицательной привязкой.

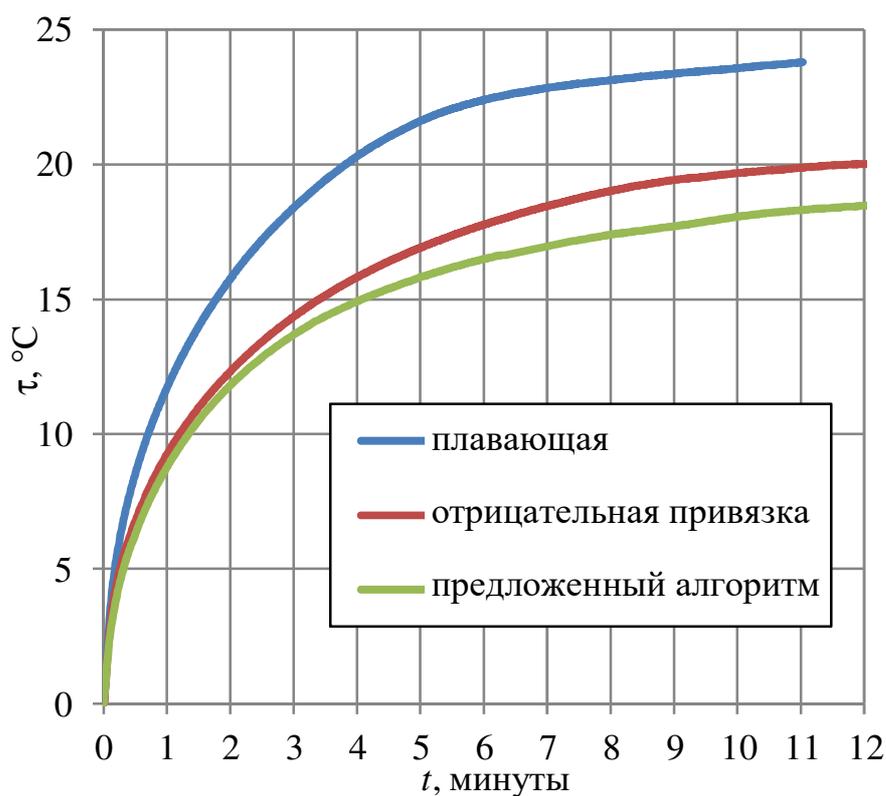


Рис. 5.50. Нагрев радиатора для различных способов ШИМ

Осциллограмма рис. 5.51 получена при регуляторах тока с очень маленькими коэффициентами усиления. По сути, система разомкнута по току.

Изменение привязки позволяет не только снижать потери в инверторе, но при необходимости перераспределять потери между силовыми модулями [195].

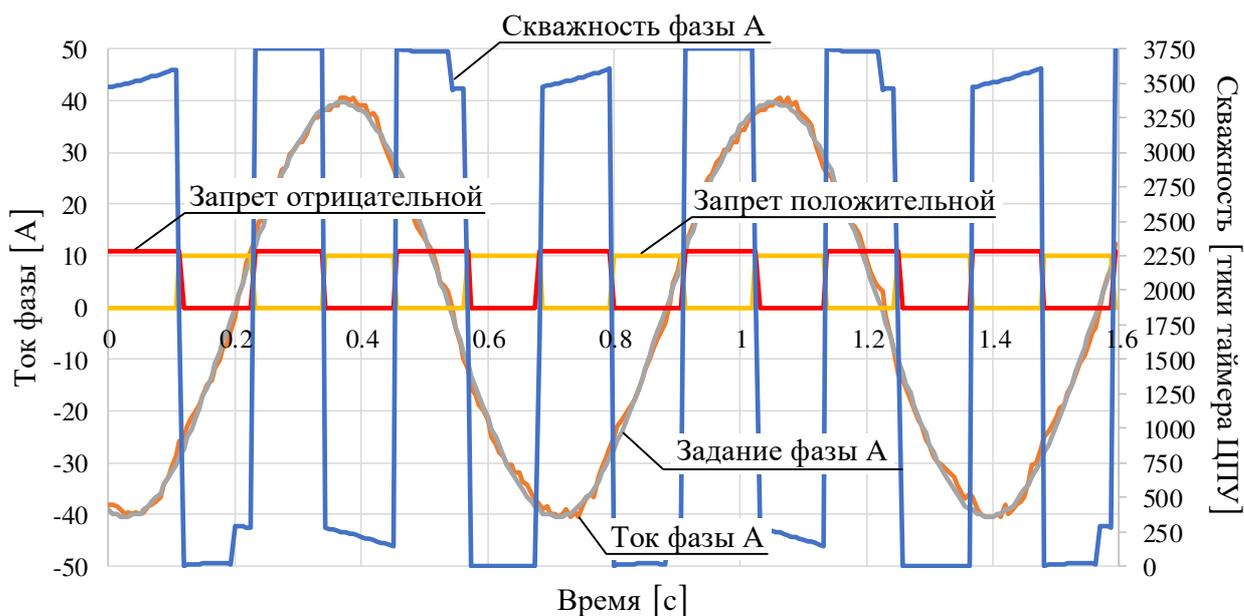


Рис. 5.51. Работа предложенного алгоритма ШИМ

Компенсация нелинейностей инвертора не столь важна для транспортных применений с точки зрения качества выходного тока, сколько для работы наблюдателей системы управления, выделяющих против-ЭДС машины. Конечно, задачу можно решить и в обратном порядке, когда реализуется оптимальный с точки зрения потерь алгоритм управления, а учет нелинейностей инвертора корректирует заданное напряжение, чтобы точно отработал наблюдатель.

Увеличение коэффициента мощности нагрузки позволяет в два раза снизить коммутационные потери в инверторе при одновременной компенсации нелинейностей. Этот режим работы соответствует СДПМ в режиме ослабления поля на высоких скоростях.

5.8. Выводы по главе

Разработанные решения позволяют в комплексе повысить надежность электроприводов. Так, на автоматизированных стендах было протестировано более 10 000 контроллеров разных типов. Разработанные системы автоматизированного тестирования силовых преобразователей позволяют диагностировать неисправность более детально, чем по стандартным кодам аварий, что позволяет исправлять часть неисправностей, удалённо консультируя

обслуживающий персонал. Разработанные и внедренные решения в области контроля температурного режима работы полупроводниковых приборов силового преобразователя способствуют увеличению срока службы комплектного тягового электрооборудования.

В процессе наладки гибридных транспортных средств была решена задача контроля и поиска утечек изоляции, что крайне необходимо в условиях сложной распределенной структуры гибридной трансмиссии. Разработанный метод был опробован на гибридной трансмиссии, выполненной в рамках НИР «Крымск». Оборудование показало отличную эффективность. Были успешно локализованы пробой изоляции в кабельной разводке, силовых электронных преобразователях и электродвигателях трансмиссии. А внедренные методы оптимизации кода и контроля правильности его исполнения позволяют на этапе отладки избегать фатальных зависаний системы управления, позволяют проводить обновление программного обеспечения в случае обнаружения ошибок в рабочем ПО.

Разработанные системы автоматической настройки параметров регуляторов и параметров наблюдателей позволяют обеспечивать быструю настройку без участия человека и корректировать работу системы управления при изменениях параметров электродвигателя вследствие изменений его температуры, обеспечивая бесперебойность работы электрооборудования.

Разработанные алгоритмы снижения коммутационных потерь, совместно компенсирующие нелинейности инвертора, позволили снизить максимальную температуру силовых полупроводниковых приборов и других элементов силового преобразователя в среднем на 10% по сравнению с классической векторной ШИМ в зависимости от режима работы и частоты модуляции.

ГЛАВА 6. РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

Важнейшим вопросом национальной безопасности любой страны является независимость от импортных компонент при производстве транспортного, коммуникационного, военного и других типов оборудования. Если в области специальных материалов, таких как постоянные магниты для изготовления электродвигателей, можно найти иного поставщика, то в случае с электронными компонентами ситуация значительно сложнее. Если говорить о микроконтроллерных решениях, то найти замену без переработки и испытаний ПО практически невозможно. Закупка избыточного запаса электроники также не решает проблему, так как практика показывает, что в любой нештатной ситуации страна-производитель электроники может тем или иным способом вмешиваться в работу её электронных устройств. Так, уже не однократно США вмешивалось в работу GPS во время военных конфликтов, а управляющая электроника может иметь трудно-детектируемые изъяны, позволяющие получать к ней удаленный доступ [102].

Наиболее уязвимой в этом плане оказывается именно управляющая электроника, поэтому важно иметь собственные независимые от иностранных компаний решения в этой области. В данной главе сформулированы требования к новым отечественным контроллерам для управления электроприводов на базе ядра Cortex-M4F в части периферийных устройств для отечественного разработчика микроэлектроники ОАО «НИИЭТ» г. Воронеж, которые были реализованы ОАО «НИИЭТ» при проектировании и изготовлении отечественного микроконтроллера K1921BK01T; приведены результаты произведенного тестирования макетных и опытных образцов микроконтроллера; разработан программно-аппаратный комплекс поддержки разработки на данном микроконтроллере и реализованы системы управления тяговыми электроприводами на полностью отечественной элементной базе.

6.1. Разработка требований к отечественному микроконтроллеру для задач управления силовыми преобразователями и электроприводами

Применение отечественной управляющей электроники решает целый ряд проблем, включая импортнезависимость, стойкость к средствам радиоэлектронной борьбы и другие. ОАО «НИИЭТ» гор. Воронеж уже много лет производит микроконтроллеры 1867ВЦ5Т, являющиеся функциональной копией первого микроконтроллера TMS320F240 семейства Motor Control компании Texas Instruments. Это 16-разрядный микроконтроллер (TMS320F240) появился в 1997 году и заставил уйти с рынка микроконтроллеров компанию Intel, которая не смогла конкурировать с выдающимся на тот момент решением. Многие западные конкуренты не смогли выпустить аналогичные по качеству продукты до недавнего времени.

TMS320F240 прошел несколько модификаций и до сих пор обладает удовлетворительными характеристиками для решения задач регулируемого электропривода, однако отечественный вариант (1867ВЦ5Т) постепенно стал устаревать из-за более низкой частоты, чем у иностранных аналогов и развития у современных импортных микроконтроллеров их периферийных, так и вычислительной мощности.

С ростом популярности ядер с архитектурой ARM импортные и отечественные производители микроконтроллеров стали активно её использовать и добились аналогичной ядру C28 производительности, однако у отечественных производителей отсутствовали решения для управления электродвигателями. В лучшем случае микроконтроллеры обладали несколькими широтно-импульсными выходами, а их функциональные возможности адаптировались к задачам связи, управления верхнего уровня, но не для задач управления в режиме реального времени. Вместе с тем, необходимость подобного микроконтроллера для решения именно задач управления электроприводами и силовыми преобразователями назрела в связи с развитием тематик, таких как

«более электрический самолёт» (More electric aircraft), гибридный и полностью электрический транспорт и др.

АО «НИИЭТ» приступил к созданию современного микроконтроллера, обратившись за консультацией в ООО «НПФ Вектор», с целью определиться с необходимыми требованиями как вычислительных возможностей ядра микроконтроллера, так и по составу периферийных устройств.

6.1.1. Тестирование ядра Cortex-M4F

Наличие на рынке в свободной продаже топологий ядер для микроконтроллеров компании ARM определило тип ядра. Для задач управления электроприводом хорошим потенциалом обладает ядро Cortex-M4F, работающее на частотах до 200 МГц, имеющее модуль работы с числами с плавающей точкой одинарной точности, содержащее модуль обработки прерываний от большого числа источников, что делает его подходящим для реализации микроконтроллера с большим числом периферийных устройств. Данное ядро поддерживается большим числом компиляторов и средств разработки и отладки приложений.

Оценка производительности ядра микроконтроллера была выполнена на примере структуры системы векторного управления СДПМ, представленной на рис. 6.1. Данная структура содержит в своем составе все типовые блоки структур систем управления, такие как ПИ-регуляторы, преобразования координат и фазные преобразования, модуль векторной ШИМ, обработчик сигналов с датчика положения. Этот набор подразумевает сбалансированное использование как простых математических операций, так и тригонометрических функций, операций ветвления и т.д.

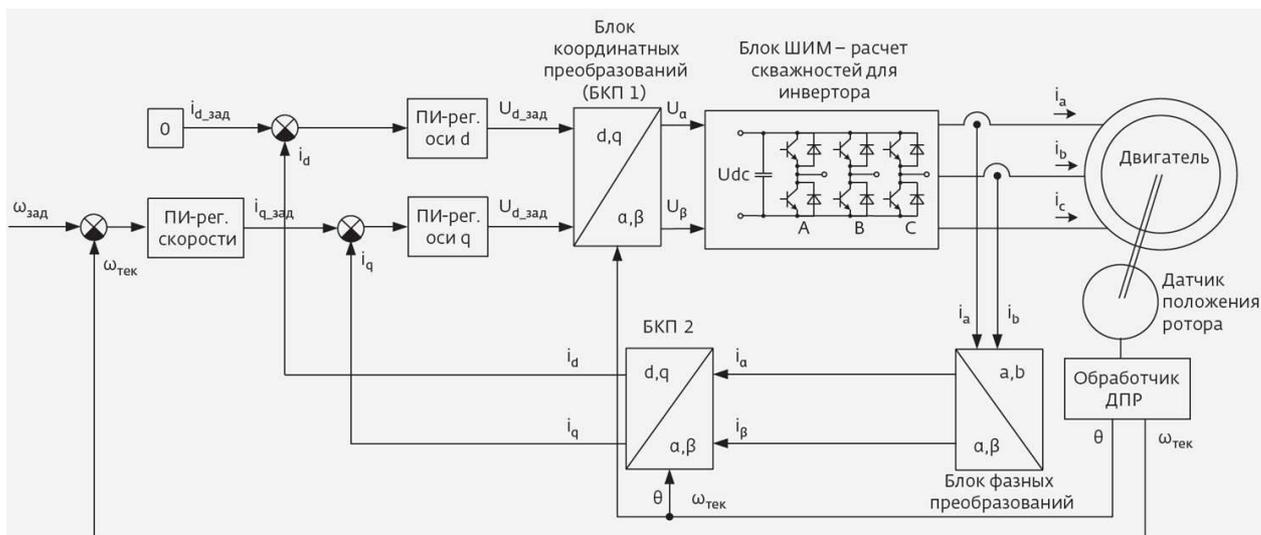


Рис. 6.1. Система управления для проведения тестов микроконтроллерного ядра

Одной из проблем портирования системы управления на ядро Cortex-M4F было отсутствие библиотек `IQmath`, которые активно используются при реализации систем управления на целочисленных микроконтроллерах фирмы Texas Instruments. Имеющиеся библиотеки были адаптированы под расчет в непопулярном формате 1.31 и содержали очень медленную реализацию тригонометрических функций. Поэтому нашей научной группой была разработана библиотека `IQmath` для Cortex-M4F, совместимая с исходной библиотекой от Texas Instruments и реализующая быстрые тригонометрические функции по алгоритмам, схожим с применяемыми в оригинальной библиотеке.

Тестирование проводилось с использованием компиляторов `GCC` и `IAR` для ядра Cortex-M4F, и компиляторами Texas Instruments для микроконтроллеров семейства C28. Сводные результаты тестирования представлены на рис. 6.2 и выражены в тактах ЦПУ.

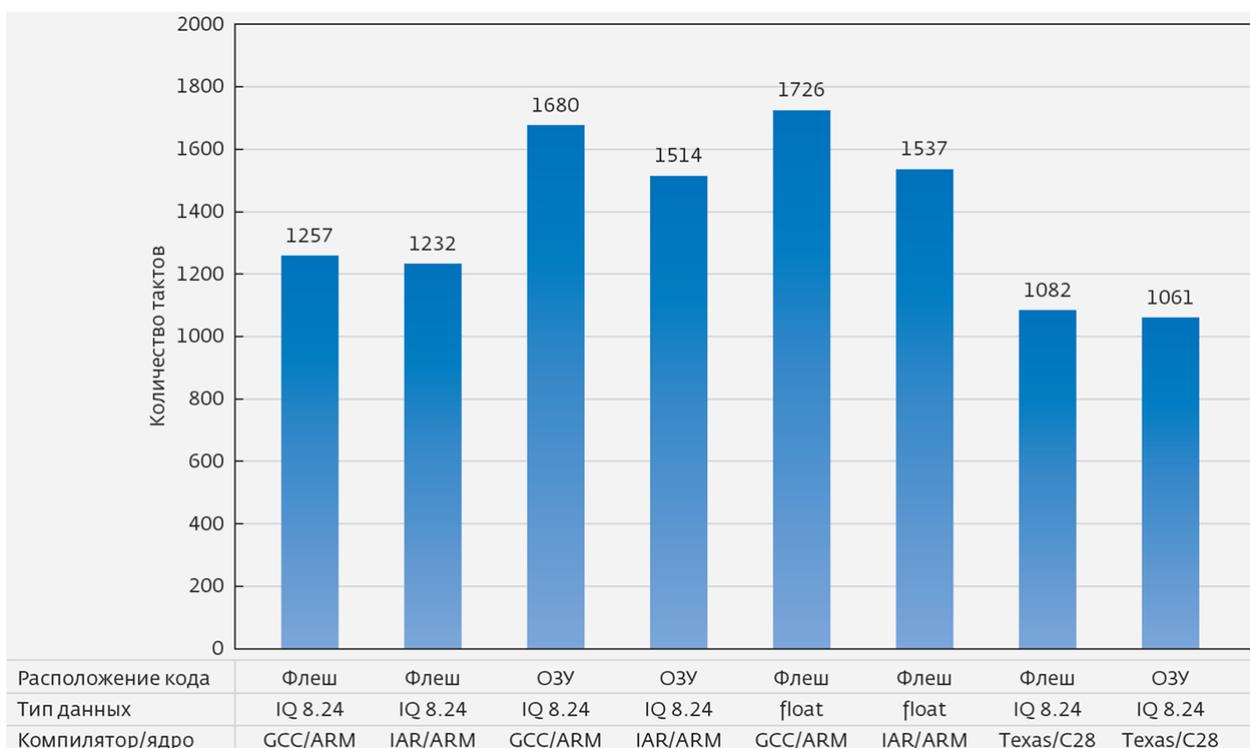


Рис. 6.2. Сравнение эффективности ядер Cortex-M4F и C28

Приведенные данные рис. 6.2 позволяют сделать следующие выводы:

- Платный компилятор IAR во всех тестах показывает небольшое превосходство над бесплатным open-source компилятором GCC для ядер ARM.
- Если для контроллеров Texas Instruments из-за особенностей архитектуры рекомендуется размещать исполняемый код в ОЗУ, то для микроконтроллеров на ядре Cortex-M4F такой режим не рекомендуется. Разница связана с тем, что в архитектуре C28 предусмотрены отдельные шины адреса и данных памяти программ и адреса и данных для памяти данных для операций чтения и записи. В ядре Cortex-M4F это одни и те же физические шины, поэтому при выполнении программы и работе с данными возникают задержки. То есть одновременно надо читать программу, затем извлекать для неё данные, потом сохранять результат, в то время как для C28 все эти операции обеспечиваются своими шинами и выполняются в течение одного такта.

- Использование целочисленной арифметики для ядра Cortex-M4F предпочтительнее, чем плавающей точки. Возможно, что добиться лучшего результата для плавающей точки можно путем применения библиотеки тригонометрических функций с приближенным расчетом.
- Микроконтроллеры на базе ядра C28 от Texas Instruments имеют преимущества перед ядром Cortex-M4F, однако производительность сопоставима и позволяет решать большинство задач электропривода при сопоставимой частоте тактирования ядра.

Таким образом, натурным экспериментом была подтверждена достаточная производительность ядра Cortex-M4F для создания систем управления электроприводов реального времени.

6.1.2. Формирование требований к периферийным устройствам микроконтроллера

Управление электроприводом осуществляется посредством воздействия на силовые ключи от микроконтроллерной системы управления и обработки сигналов обратных связей с датчиков положения, тока, напряжения, температуры и др., а также обработки заданий от системы верхнего уровня и взаимодействия с другими устройствами по современным промышленным сетям реального времени. Для формирования требований к номенклатуре, количеству и функциям периферийных устройств был проведен анализ реальных применений микроконтроллеров по многолетнему опыту работы.

6.1.2.1. Широтно-импульсная модуляция

Блок широтно-импульсной модуляции позволяет формировать периодические сигналы для управления приборами силового преобразователя. Традиционно для управления одним инвертором используется 6 сигналов, которые являются попарно комплементарными. При использовании импедансных инверторов требуется отдельное управление каждым из 6 сигналов с возможностью наложения активных состояний во времени. Для трехуров-

невых инверторов, которые получают широкое распространение в станочном и тяговом электроприводе, солнечной энергетике и источниках бесперебойного питания, необходимо 12 сигналов. Кроме того, как правило необходимо иметь еще несколько широтно-импульсных выходов для различных вспомогательных функций, таких как управление тормозным резистором, управление различными DCDC-преобразователями на входе питания или корректором коэффициента мощности и др. Таким образом, минимальное количество следует определить в 18 выходов. При этом необходимо иметь возможность аппаратной блокировки любого набора выходов по сигналу аварии с драйверов ключей силового преобразователя.

Следует отметить, что с началом применения транзисторов на базе карбида кремния (SiC) и нитрида галлия (GaN), которые имеют значительно большие частоты коммутации по сравнению с кремниевыми устройствами, появилась необходимость реализации выходов с высоким разрешением по времени, превышающим один такт ЦПУ, традиционно используемый для тактирования устройств в системе. Современные микроконтроллеры имеют порядка шести таких каналов ШИМ.

6.1.2.2. Модуль обработки квадратурных сигналов

Модулей обработки квадратурных сигналов для приема обратной связи с инкрементального датчика положения должно быть не менее двух. Один из выходов может быть использован в качестве сигнала обратной связи, второй в качестве сигнала задания положения при отработке позиции, задаваемой системой верхнего уровня или параллельно работающим электроприводом, например, портальной системы электроприводов.

Модуль обработки квадратурных сигналов компании Texas Instruments обладает одним существенным недостатком — он не позволяет на ходу изменять делитель частоты входных сигналов, что могло бы быть удобно использовано при измерении скорости [8]. Данный недостаток был учтен при разработке периферийного устройства для микроконтроллера K1921BK01T.

6.1.2.3. Встроенное ЭнОЗУ

Одним из устройств, подключаемых к микроконтроллерам во всех проектах, является энергонезависимая память. Она используется для сохранения и последующей загрузки настроек системы управления. В большинстве современных микроконтроллеров она отсутствует и разработчикам приходится устанавливать внешнюю микросхему, подключаемую по одному из последовательных интерфейсов (SPI или I²C). В микроконтроллере K1921BK01T память объемом 64 кБ уже встроена на кристалл, что существенно упрощает проектирование микроконтроллерной системы.

6.1.2.4. Встроенные часы реального времени

Аналогично встроенной ЭнОЗУ на микроконтроллер K1921BK01T были интегрированы часы реального времени, которые могут быть запитаны от гальванического элемента и могут отсчитывать текущее время и дату. В микроконтроллерах семейства C28 от Texas Instruments часы реального времени доступны только в виде отдельной микросхемы.

6.1.2.5. Аналого-цифровой преобразователь

Современный микроконтроллер должен обладать встроенным АЦП. Количество каналов должно быть не менее 16, разрядность не менее 12 бит, а время преобразования не более 500 нс на канал при условии использования одного АЦП с входным мультиплексором. Время преобразования может быть большим, при условии, что применяется большее число параллельно работающих АЦП.

6.1.2.6. Дельта-сигма демодулятор

В последнее время для удешевления системы измерения фазного тока и других величин начинает активно применяться система с кодированием аналогового сигнала в дельта-сигма модулированную последовательность с последующим ее декодированием с помощью цифрового фильтра. Это решение позволяет отказаться от дорогого датчика тока компенсационного типа на

эффекте Холла в пользу шунта и микросхемы типа AMC1303х компании Texas Instruments, которая формирует однобитную дельта-сигма последовательность. Данная последовательность, как и любой цифровой сигнал, развязывается гальванически с помощью оптопары, встроенной непосредственно в микросхему. Такое решение обеспечивает передачу сигнала по дешевому гальванически изолированному каналу. Стоимость шунта в фазе также невелика. Кроме того, применение передачи сигнала с помощью дельта-сигма последовательности делает измеритель нечувствительным к помехам от коммутации ключей инвертора. Схема подключения такого измерителя тока представлена на рис. 6.3.

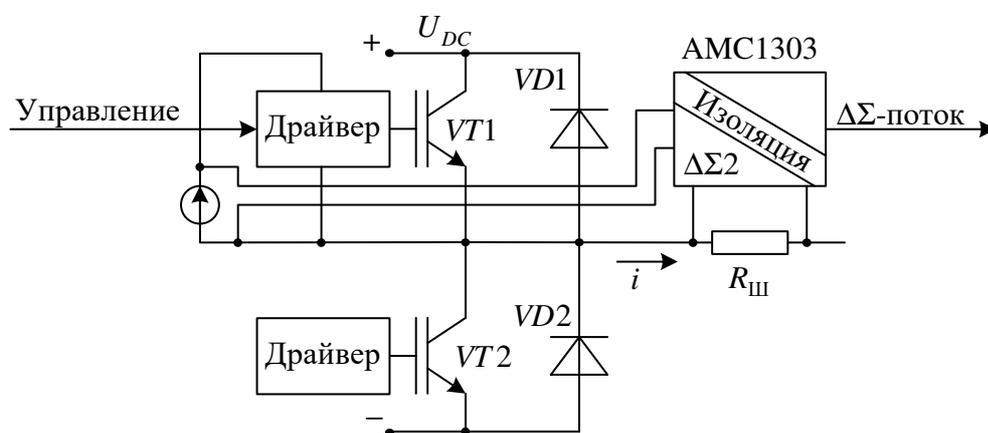


Рис. 6.3. Измерение тока шунтом и гальванически развязанным дельта-сигма модулятором

Измерительная микросхема получает питание от того же источника, что и драйвер верхнего ключа той же фазы. Она измеряет сигнал с шунта и производит его модуляцию с частотой 10 или 20 МГц. Однобитный поток проходит через встроенную гальваническую развязку и поступает на демодулятор, встроенный в микроконтроллер.

Данное решение реализовано в развитии микроконтроллера K1921BK01T в рамках работ по ОКР «Процессор-И11-В-2017».

6.1.2.7. Другие периферийные устройства

Состав остальных периферийных устройств был тщательно выверен, и в него входят коммуникационные интерфейсы CAN, SPI, I2C, USB.

6.2. Тестирование прототипа отечественного микроконтроллера

Прототип микроконтроллера был разработан ООО «Цифровые решения» на базе программируемой логической матрицы. Логическая модель микроконтроллера и всех его цифровых устройств реализовывалась на программируемой логической матрице. Эта же матрица обеспечивала цифровой интерфейс с аналоговыми и некоторыми цифровыми компонентами, расположенными на дополнительной плате. Таким образом, контроллер имитировался совместно работающими платами интерфейсов и FPGA.

Для комплекта плат имитации микроконтроллера была разработана плата инвертора напряжения с необходимым набором датчиков тока и напряжения. Плата обеспечивает питание трехфазного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. Функциональная схема отладочного комплекта представлена на рис. 6.4.

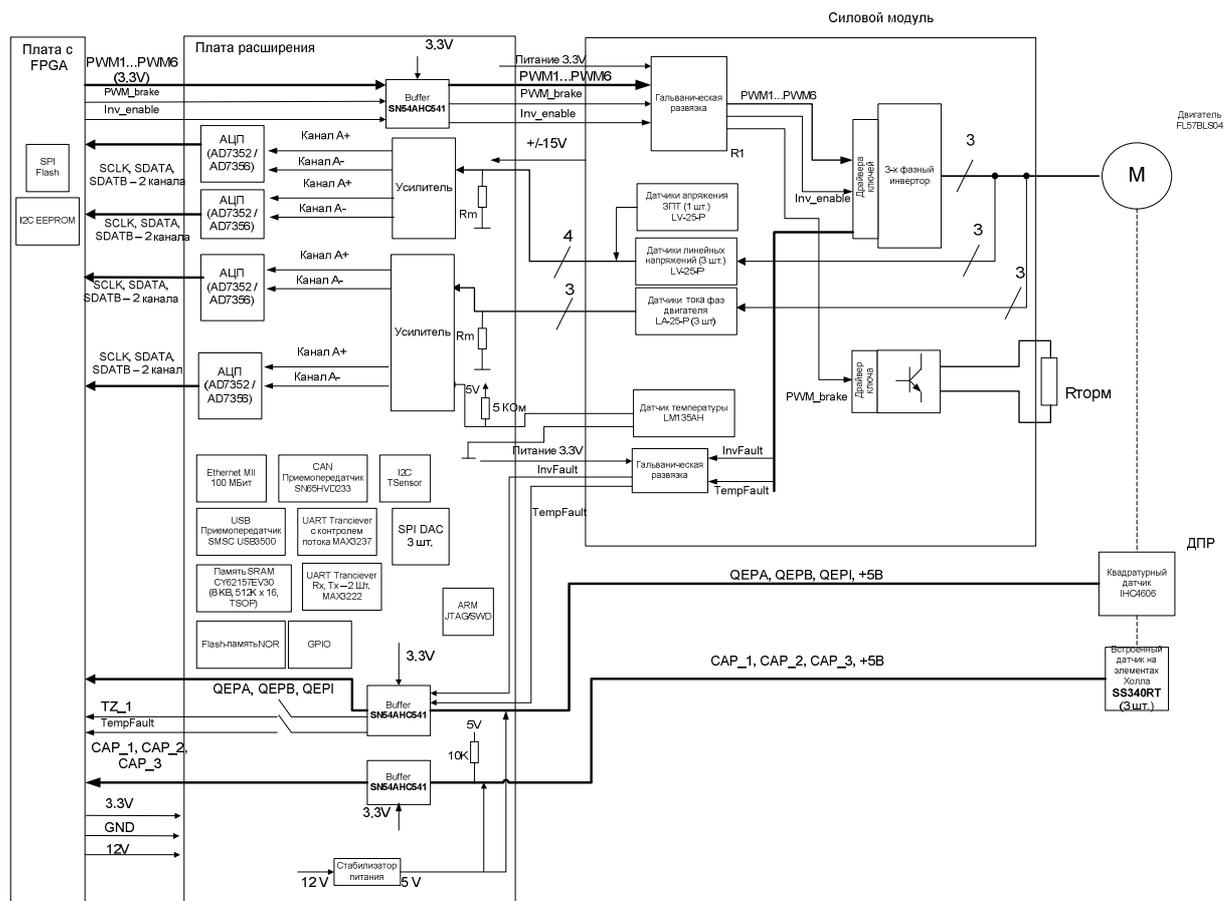


Рис. 6.4. Функциональная схема испытательного стенда для макетного образца микроконтроллера K1921BK01T

Данный испытательный стенд был реализован в виде платы с инвертором, представленной на рис. 6.5.

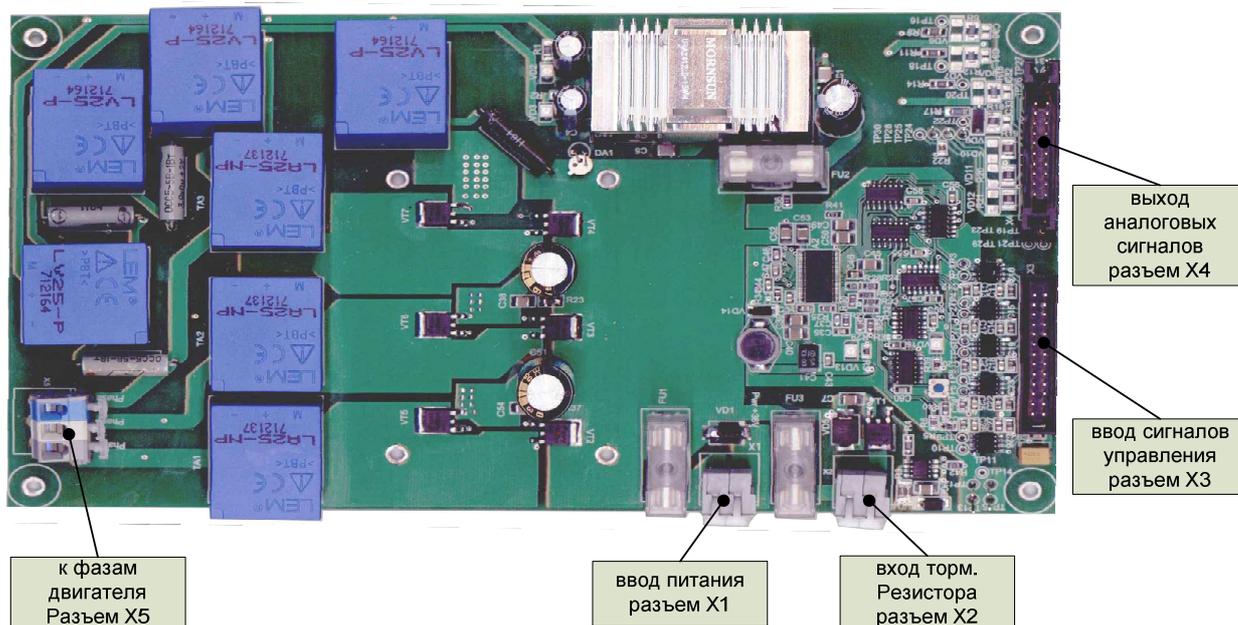


Рис. 6.5. Внешний вид платы инвертора для испытаний прототипа микроконтроллера

На данном стенде была проведена отладка всех периферийных устройств и запущена система векторного управления СДПМ.

6.3. Реализация систем для обучения и прототипирования на базе микроконтроллера K1921BK01T

Для успешной разработки аппаратных и программных средств на базе микроконтроллерных устройств требуется наличие у производителя микроконтроллера развитых средств поддержки, которые должны включать в себя:

- примеры схемотехнических решений на базе микроконтроллера;
- решения по отработке объектно-ориентированных задач;
- образцы программного обеспечения для решения объектно-ориентированных задач;
- средства разработки и библиотеки типовых функций;
- средства отладки и сопровождения продуктов.

В ООО «НПФ «ВЕКТОР» при непосредственном участии автора совместно с АО «НИИЭТ» был разработан полный комплект помощи разработчику.

6.3.1. Контроллер для работы с объектно-ориентированными решениями Texas Instruments

Компания Texas Instruments уже два десятка лет является лидером в области микроконтроллерных решений для задач управления электродвигателями и силовыми преобразователями благодаря не только производительности и функциям своих микроконтроллеров, но и благодаря широкому набору образцовых решений и прототипов для объектно-ориентированных исследований. Одним из таких решений являются наборы для изучения систем управления инверторами и двигателями переменного тока, которые состоят из платы низковольтного инвертора со стандартизированным в рамках изделий Texas Instruments разъемом и набора контроллеров, на базе различных микроконтроллеров, совместимых с данным инвертором. Кроме низковольтного инвертора имеются наборы с инвертором на 220 В, корректор коэффициента мощности и другие. Контроллеры выполняются для установки в слот типа DIMM-100. Чтобы воспользоваться всем разнообразием аппаратных решений от Texas Instruments было принято решение разработать контроллер на базе K1921BK01T, совместимый по выводам с контроллерами от Texas Instruments. Данное решение получило название VectorCARD и представлено на рис. 6.6.

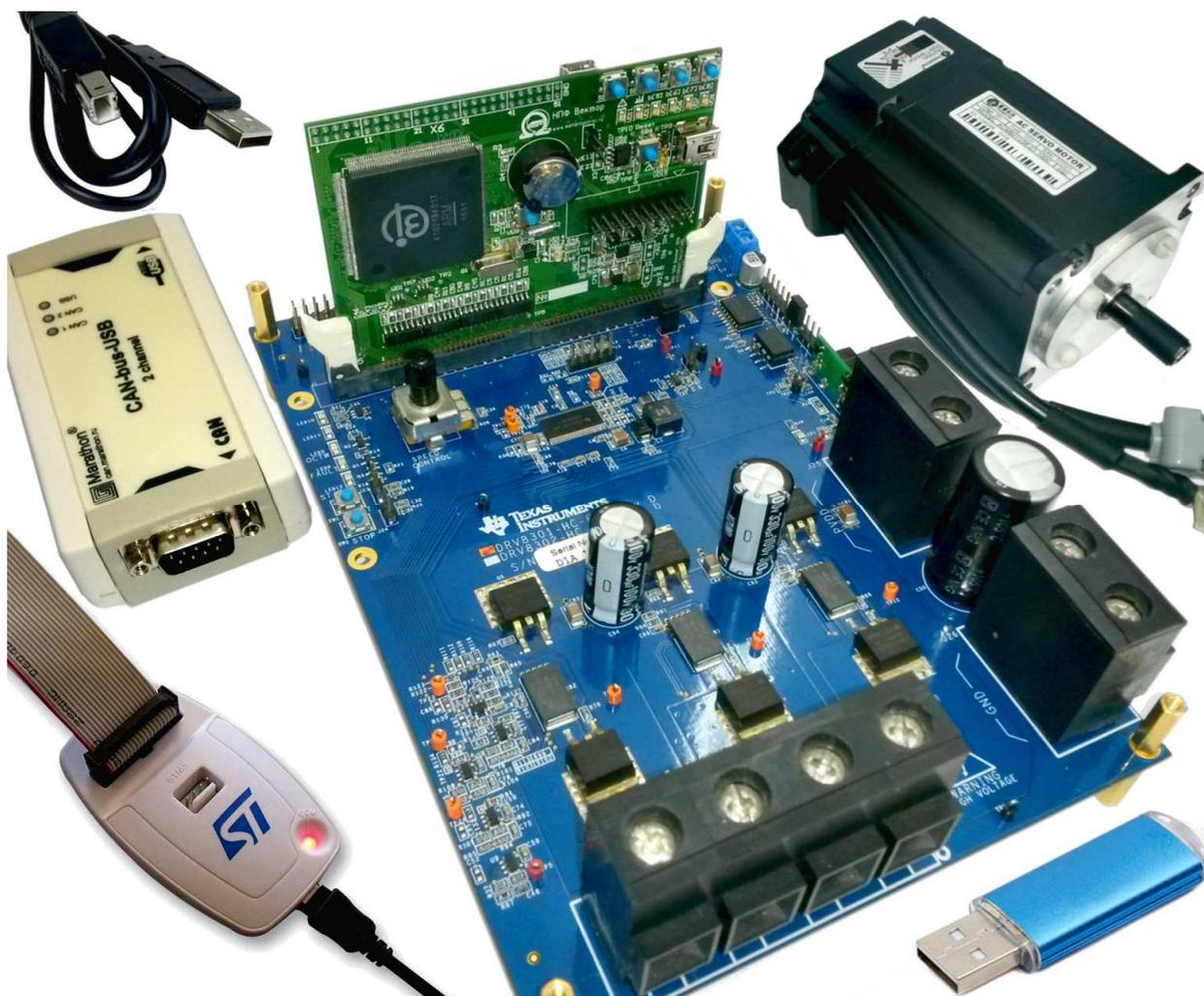


Рис. 6.6. Комплектное решение для управления синхронными машинами с постоянными магнитами с контроллером VectorCARD

Для данного контроллера было разработано базовое программное обеспечение системы векторного управления синхронного двигателя и реализованы необходимые коммуникационные интерфейсы и драйверы для работы с программой UniCON.

6.3.2. Образцовый контроллер и преобразователь частоты

Для больших мощностей и с целью достижения большей универсальности по заказу АО «НИИЭТ» был разработан комплект из контроллера и преобразователя частоты мощностью 5,5 кВт. Данное решение размещено в свободном доступе на сайте АО «НИИЭТ» в виде схем и трассировок печатных плат. В процессе разработки ставились следующие основные задачи:

- контроллер должен быть по возможности универсальным и иметь на разъемах расширения максимальное число небуферированных выводов.
- преобразователь частоты должен быть полностью защищенным, чтобы исключить возможность выведения его из строя неправильной работой программного обеспечения, отлаживаемого пользователем.

Последнее требование было выполнено реализацией инвертора на базе силового интеллектуального модуля фирмы Mitsubishi с встроенными токовыми и тепловыми защитами. Разработанный контроллер изображен на рис. 6.7 и имеет следующие основные характеристики:

- размеры 105x65x28 мм,
- подключение через разъемы PBD,
- вывод на разъемы большей части дискретных и аналоговых выходов микроконтроллера,
- интерфейс с USB,
- интегрированный переходник USB-UART,
- интерфейс с CAN,
- один уровень входного питания 5 В,
- светодиодная индикация внутренних уровней питания,
- наличие 4-х программируемых светодиодов (2 зеленых, желтый, красный),
- наличие 2-х программируемых кнопок управления.

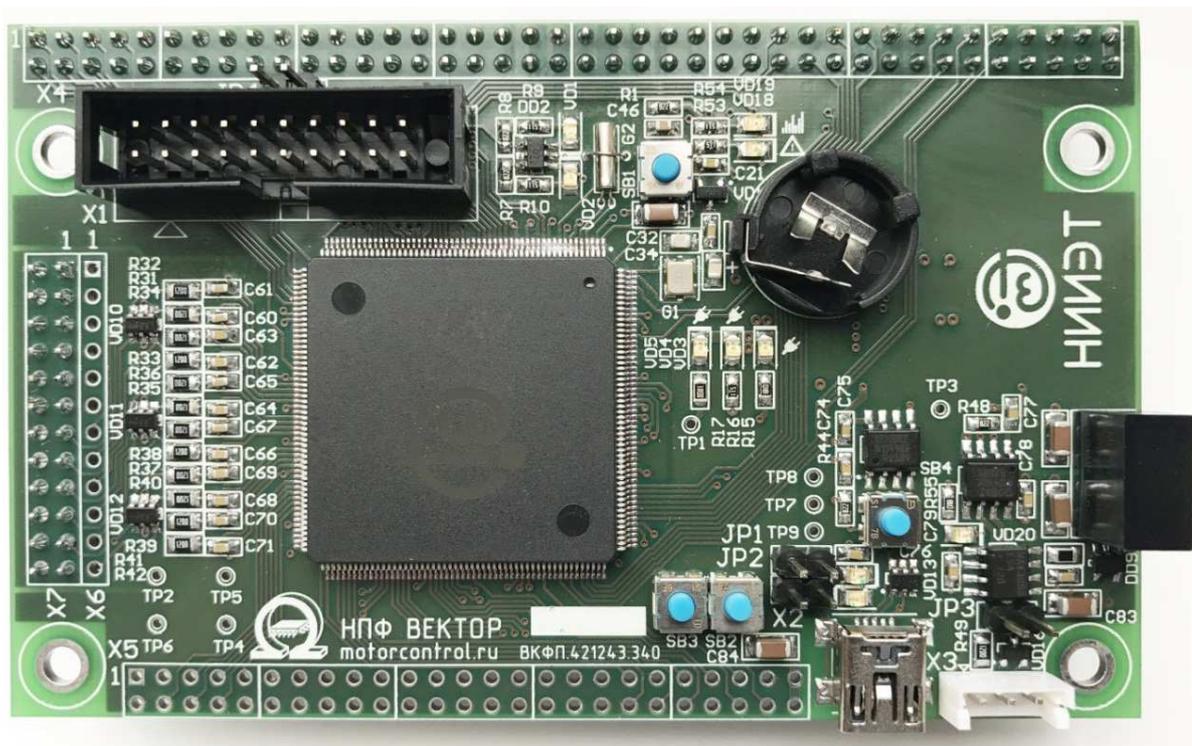


Рис. 6.7. Отладочная плата MotorControlBoard

Силовой преобразователь, выполненный в виде единой платы (см. рис. 6.8), установленной на радиатор, разработан специально для исследования, разработки и отладки программного обеспечения на базе референсного контроллера с процессором K1921BK01T. Основные характеристики инвертора следующие:

- размеры платы 250x205x78 мм,
- габаритные размеры силового преобразователя в сборе 250x205x122 мм,
- тип инвертора — с шестью ключами 12-го класса, IGBT-модуль Mitsubishi PM25RL1B120/PM50RL1B120,
- светодиодная индикация всех уровней питания,
- гальванически развязанные интерфейсы и линии связи с датчиками,
- возможность подключения тормозного резистора,
- возможность подключения и регулирования скорости вращения вентиляторов,

- заряд ЗПТ с ограничением тока с помощью термисторов и возможностью шунтирования их реле по завершении заряда конденсаторов,
- 3 дискретных входа,
- 3 дискретных выхода (выход реле типа “сухой контакт”),
- 2 аналоговых входа (0 – 5 В),
- 1 аналоговый вход (0 — 5 В) для подключения потенциометра,
- 1 аналоговый вход (0 — 1,5 В) для подключения датчика температуры,
- интерфейс RS485, CAN, SPI.

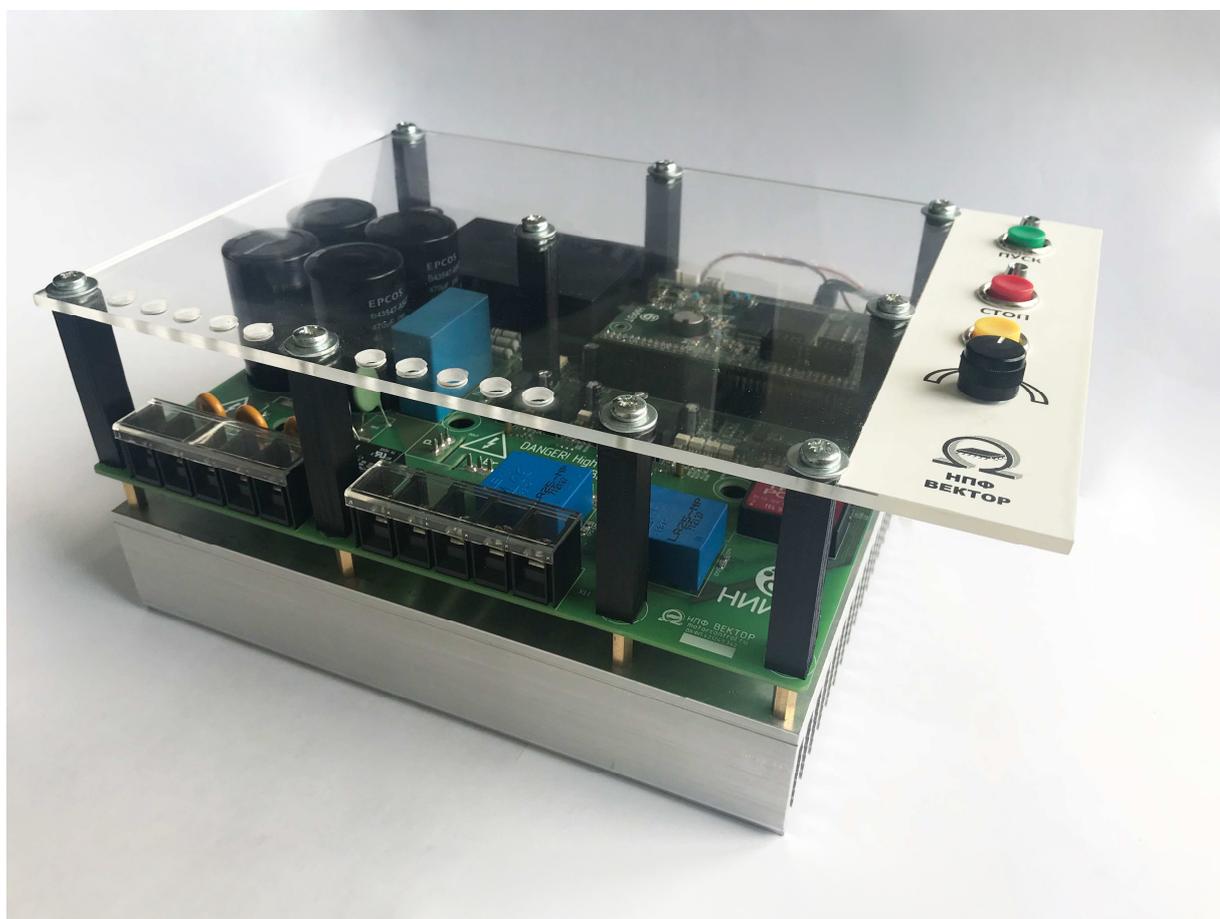


Рис. 6.8. Образцовый силовой преобразователь

6.3.3. Программное обеспечение для объектно-ориентированных задач

Набор программного обеспечения был реализован в виде библиотек имитационных моделей различных типов электроприводов и примеров систем управления для этих электроприводов.

6.3.3.1. Библиотека имитационных моделей типовых электроприводов

Библиотека реализована в виде нескольких файлов на языке программирования Си (файлы `V_model.c`, `V_model.h`, `V_motorParams.h`), ориентирована на микроконтроллер «Процессор-И11» и K1921BK01T и содержит имитационные модели следующих типов электрических двигателей [5, 137]:

- Модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором [20].
- Модель синхронного явнополюсного и неявнополюсного электродвигателя с постоянными магнитами и с регулируемым возбуждением [15].
- Модель вентильно-индукторного электродвигателя с самовозбуждением (SRD в зарубежной терминологии) [12, 92].
- Модель двигателя постоянного тока с управляемой обмоткой возбуждения [20].

Пользователь может самостоятельно настроить или выбрать из таблицы предопределенных настроек следующие параметры электродвигателей, определенные в файле `V_motorParams.h`:

- Для асинхронного двигателя: L_m – взаимная индуктивность, L_s – индуктивность статора, L_r – индуктивность ротора, R_s – сопротивление статора, R_r – сопротивление ротора, p – число пар полюсов, J – момент инерции, $M_{мех}$ – момент механических потерь.
- Для синхронного двигателя: Ψ_m – потокосцепление постоянных магнитов, R_s – сопротивление статора, R_r – сопротивление ротора, L_{sd} – индуктивность статора по оси d, L_{sq} – индуктивность статора

по оси q , R_f – сопротивление обмотки возбуждения, L_f – индуктивность обмотки возбуждения, p – число пар полюсов, J – момент инерции, $M_{мех}$ – момент механических потерь.

- Для двигателя постоянного тока: R_r – сопротивление якоря, L_r – индуктивность якоря, R_f – сопротивление ОБ, L_f – индуктивность обмотки возбуждения, зависимость величины магнитного потока kF от тока ОБ (кривая намагничивания), J – момент инерции, $M_{мех}$ – момент механических потерь.
- Для вентильно-индукторного двигателя (SRD): R_s – сопротивление фазной обмотки, $\Psi_{согл}(i)$ зависимость потокосцепления от тока для согласованного положения вала ротора, $\Psi_{рассогл}(i)$ зависимость потокосцепления от тока для рассогласованного положения вала ротора, p – число пар полюсов, J – момент инерции, $M_{мех}$ – момент механических потерь.

Модель каждого электродвигателя принимает на вход:

- Уставки сравнения для таймеров ШИМ, определяющие скважность управления соответствующей стойкой модели инвертора.
- Момент нагрузки на валу

Модель каждого электродвигателя передает на выход:

- Имитацию сигналов с датчиков тока двигателя в виде кода АЦП, аналогичного «Процессор-И11» и К1921ВК01Т.
- Имитацию сигналов инкрементального энкодера в виде кода счетчика импульсов на обороте двигателя.
- Имитацию сигналов датчика на дискретных элементах Холла в виде кода из трех дискретных сигналов с датчика.

Модель каждого электродвигателя может рассчитываться в реальном времени на ядре Процессор-И11 и К1921ВК01Т. Приблизительное количество тактов, затрачиваемое на один цикл расчета модели двигателя – 2000-4000 (в зависимости от типа электродвигателя).

6.3.3.2. Образцовые системы управления

Помимо моделей электродвигателей в рамках работы реализованы примеры систем управления для различных типов электродвигателей. Системы управления реализованы в виде проекта для микроконтроллера Процессор-И11, включающего в себя: драйверы датчиков положения и модулей ШИМ, модуль защит, модули ПИ-регуляторов, задатчики интенсивности, модули фазных и координатных преобразований и прочие модули. Вместе данное ПО реализует следующие структуры управления:

- Скалярная и векторная системы управления для синхронного и асинхронного электродвигателей.
- Датчиковая система управления вентильно-индукторным двигателем (автокоммутация).
- Подчиненная система управления двигателем постоянного тока с контуром тока и частоты вращения.

Структуры систем управления выполнены с применением технологии HAL (Hardware Abstraction Layer), когда система управления взаимодействует с периферийными устройствами через драйвер, который, в свою очередь, может быть сконфигурирован на работу с периферийным устройством или имитационной моделью. Таким образом, отладку системы управления можно производить на имитационной модели электропривода, а потом, убедившись в работоспособности решения, переключиться на реальные периферийные устройства и управлять реальным силовым преобразователем и электродвигателем.

6.3.4. Средства разработки и отладки ПО

Для разработки и отладки ПО была сделана сборка среды Eclipse с компилятором GCC, настроенная для работы с K1921BK01T, которая получила название “Vector IDE”. А для отладки была добавлена поддержка K1921BK01T в программу UniCON.

«Vector IDE» основана на свободной IDE «Eclipse» версии «Oxygen» и включает в себя всё необходимое для создания и отладки проектов:

- удобный редактор кода с подсветкой синтаксиса и системой «content-assist»;
- набор пакетов программ (toolchain) «Sourcery CodeBench Lite» v24.05.28 для компиляции и генерации кода из исходных текстов;
- встроенный плагин «GNU MCU Eclipse» для удобной настройки пакета кросс-средств компиляции;
- программный отладчик «OpenOCD» v0.10.0, позволяющий загружать ПО в контроллер и производить отладку. В отладчик добавлена возможность работы с микроконтроллером K1921BK01T;
- примеры проектов и конфигурационные файлы для быстрого начала работы с K1921BK01T непосредственно «из коробки». Примеры в первую очередь ориентированы на отладочную плату VectorCARD K1921BK01, а конфигурационные файлы на JTAG-эмулятор J-link (или совместимый) или на ST-Link V2 (используемый JTAG выбирается при установке).

6.4. Контроллер МКУ40 для систем управления тяговых силовых преобразователей

В рамках работ по созданию гибридных тяговых электроприводов была поставлена задача разработки контроллера системы управления полностью на отечественной элементной базе. Система управления — это наиболее уязвимый с точки зрения безопасности элемент трансмиссии. Под безопасностью в данном случае понимается возможность производить системы управления в условиях санкций, иметь уверенность в отсутствии специальных функций, способных вывести из строя систему управления путем запланированной деградации свойств полупроводниковых изделий или электромагнитным воздействием.

Разработанный контроллер МКУ40 использует K1921BK01T и предназначен для применения в качестве универсальной встраиваемой, высокопроизводительной системы прямого цифрового управления тяговым электроприводом, статическими преобразователями частоты и системами вторичного стабилизированного и автономного питания. Контроллер проектировался как полнофункциональная замена контроллеру МК17.3 на базе микроконтроллера TMS320F2810 и соответствует его габаритным и присоединительным размерам, периферии управления силовыми преобразователями и информационным интерфейсам связи контроллера МК17.3, однако при этом максимально полно использует отечественную элементную базу. Абсолютно все компоненты на контроллере — отечественные или произведенные в странах таможенного союза. Функциональная схема контроллера представлена на рис. 6.9, а внешний вид контроллера на рис. 6.10.

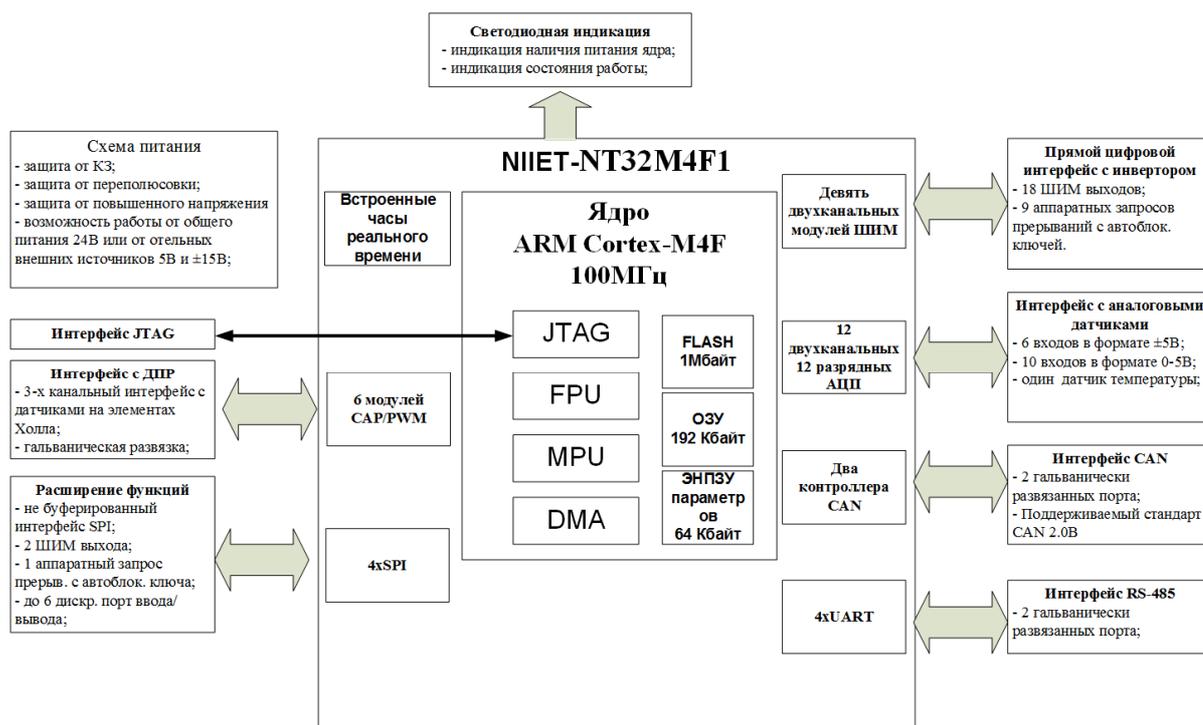


Рис. 6.9. Функциональная схема контроллера МКУ40

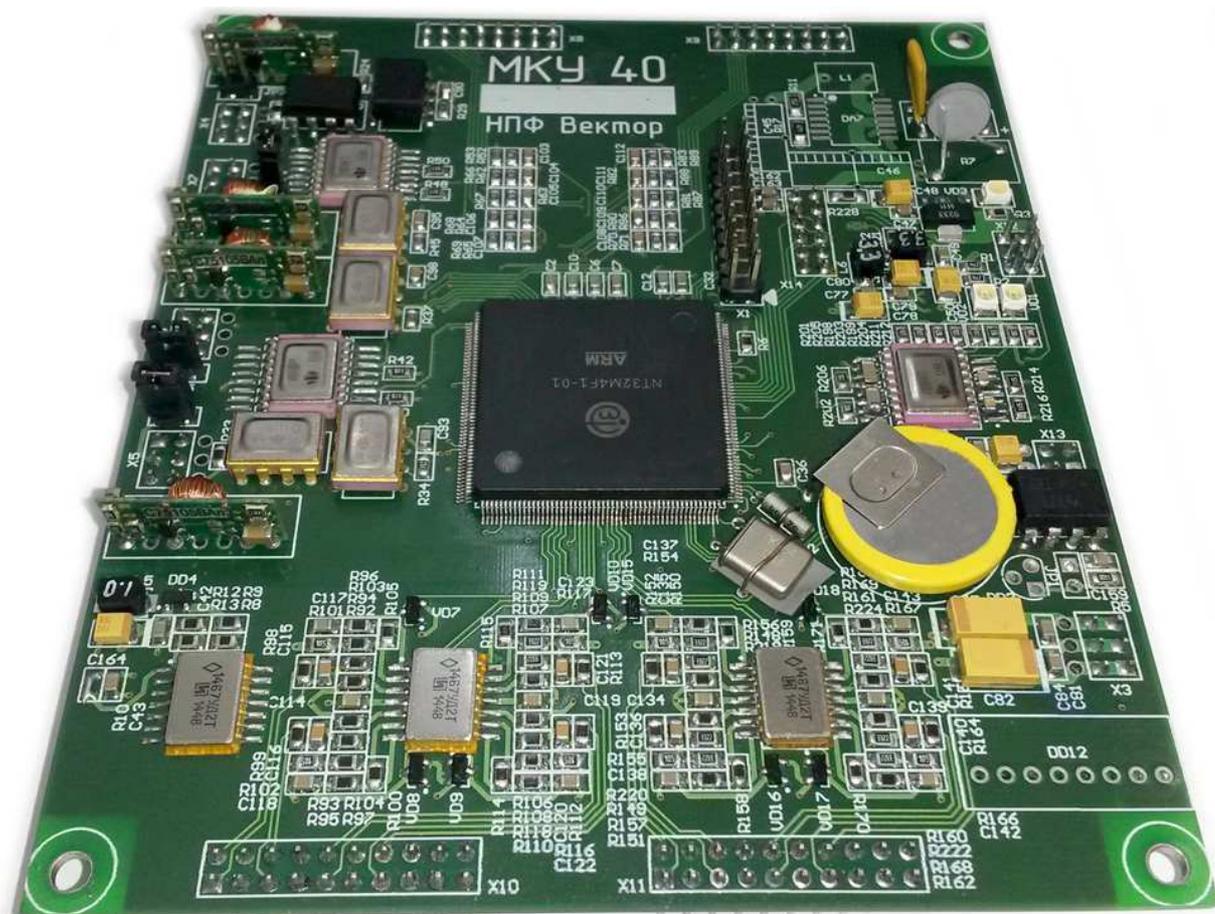


Рис. 6.10. Внешний вид МКУ40

На представленный контроллер была портирована система управления тягового вентильно-индукторного электродвигателя независимого возбуждения, испытания которой показали полную идентичность характеристик в сравнении с решением на микроконтроллере от Texas Instruments. При этом производительности центрального процессорного устройства хватает с запасом не менее 20% для решения всех необходимых задач.

Контроллер получил существенные модификации и позже был использован в составе гибридной трансмиссии 9-фазных тяговых электроприводов БЕЛАЗ-90.

6.5. Выводы по главе

В рамках данной главы был решен целый комплекс вопросов по импортозамещению в области систем управления, в том числе тяговых электроприводов. Разработанные решения не уступают реализациям систем управ-

ления на базе лучших аналогов зарубежных производителей, а с появлением нового поколения микроконтроллеров, которые в настоящее время имеют обозначение Процессор-И11, с тактовой частотой 200 МГц и расширенным и усовершенствованным набором периферийных устройств, будут сняты ограничения по производительности центрального процессорного устройства.

Разработанные образцовые решения активно применяются большим числом организаций, а образцовое программное обеспечение и системы помощи разработчику уменьшают время разработки и отладки проектов.

С 2018 года на кафедре АЭП МЭИ обучение студентов проводится на базе К1921ВК01Т по всем предметам, связанным с изучением микроконтроллерных устройств, таким как «Микропроцессорные средства в электроприводе», «Системы управления электроприводов», «Вентильный и шаговый электропривод» и др. Разработки, выполненные в данной главе в полной мере использованы в учебном процессе [7, 23, 24].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации рассмотрены вопросы построения современных эффективных систем управления комплектных гибридных электрических трансмиссий, произведен анализ требований к тяговым приводам и выполнен анализ основных типов тяговых электроприводов с точки зрения соответствия данным требованиям, рассмотрены вопросы энергетического баланса в трансмиссиях, построения коммуникационных сетей и алгоритмы работы системы верхнего уровня, реализованы мероприятия по повышению надёжности и решены вопросы импортозамещения в области современных цифровых систем управления тягового электропривода.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработана методика оценки требований к тяговым электроприводам с учетом ограничений силового преобразователя, позволяющая определить необходимую мощность и диапазон регулирования вверх от номинальной скорости тяговых электрических машин следующих типов: асинхронный электродвигатель, синхронный электродвигатель с постоянными магнитами, реактивный синхронный электродвигатель, вентильно-индукторный электродвигатель и вентильно-индукторный электродвигатель независимого возбуждения.
2. Разработан и реализован способ управления потоками мощности в гибридных электротрансмиссиях, работающий в функции напряжения звена постоянного тока трансмиссии и обеспечивающий максимальную автономность устройств и устойчивый энергетический баланс между источниками мощности и потребителями.
3. Разработаны и исследованы методы самосенсорной идентификации положения ротора тяговых электроприводов с вентильно-индукторными электродвигателями независимого возбуждения, основанные на инъекции высокочастотного напряжения в статорные обмотки и анализе отклика в статорных обмотках и в обмотке возбуждения и обеспечивающие возможность управления на низких

скоростях без (или при отказе) датчика положения при незначительном снижении максимального тягового момента.

4. Для всех основных видов датчиков положения ротора, применяемых в тяговом электроприводе, предложены алгоритмы измерения скорости и положения, а для инкрементального датчика положения разработан алгоритм синхронизированного измерения скорости вращения тяговых электроприводов, обеспечивающий минимальную задержку измерения при сохранении точности, что особенно важно в связи с постоянным ростом максимальных скоростей тяговых электроприводов.
5. Разработаны и реализованы способы автоматической настройки параметров регуляторов токов и подстройки параметров наблюдателей в системе векторного управления тягового асинхронного электропривода, позволяющие компенсировать изменение параметров электродвигателя вследствие изменения температуры обмоток электрической машины.
6. Разработаны методики проектирования стендового оборудования для аттестации микроконтроллерных систем управления и методика диагностирования состояния электрооборудования средствами системы управления. Разработаны и реализованы методы активной термостабилизации оборудования для уменьшения термоциклирования и увеличения срока службы оборудования. Реализованы системы контроля и локализации пробоя изоляции.
7. Создан программно-аппаратный комплекс разработки и прототипирования систем управления и электроприводов на базе отечественного микроконтроллера K1921BK01T, включающий в себя средства разработки ПО и отладки программ, драйверы сетевого взаимодействия по протоколу CANopen, примеры базовых структур систем управления всеми основными типами электродвигателей, а также

схемотехнику и трассировку печатных плат контроллера и силового преобразователя.

8. Разработанные решение применены при создании гибридных трансмиссий и их элементов:

- гибридной трансмиссии 8-колёсной машины в рамках составной части ОКР «Крымск-Вектор»;
- гибридных трансмиссий 8- 12- 16-колёсных высококомобильных модульных платформ в рамках работ проводимых НТЦ ПАО «КАМАЗ»;
- тягового электропривода полностью электрического автобуса «Волгабус»;
- тягового электропривода автономного электрического микроавтобуса «Matrëshka»;
- гибридной трансмиссии карьерного самосвала БЕЛАЗ-90;
- привода мотор-компрессора вагонов метро и др.

Полученный опыт и наработки позволяют проектировать системы управления комплектного тягового электрооборудования в кратчайшие сроки с тяговыми электродвигателями любого типа, обеспечивая надёжную работу трансмиссии и диагностику неисправностей её элементов, а также реализовывать решения с использованием только отечественных компонент в части систем управления.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

DCDC или DC/DC или DC-DC — преобразователь постоянного напряжения в постоянное

IPM — интеллектуальный силовой модуль

MTPA — Maximum Torque Per Ampere (максимальный момент на ампер тока)

MTPV — (Maximum Torque Per Volt) максимальный момент на вольт

QEP — (Quadrature Encoder Pulse Module) устройство квадратурного декодирования сигналов

АБС — антиблокировочная система

АД — асинхронный электродвигатель

АЦП — аналого-цифровой преобразователь

БИУС — бортовая информационная управляющая система

БУ КТЭО — блок управления комплектным тяговым электрооборудованием

ВИД — вентильно-индукторный электродвигатель с самовозбуждением

ВИДНВ — вентильно-индукторный электродвигатель с независимым возбуждением

ВИП — вентильно-индукторный привод

ГПСЧ — генератор псевдослучайных чисел

ДВС — двигатель внутреннего сгорания

ДПР — датчик положения ротора

ДПТНВ — двигатель постоянного тока с независимым возбуждением

ЗПТ — звено постоянного тока

ИДПР — инкрементальный датчик положения ротора

ИПВП — источник питания внешних потребителей

ИПМВ — источник питания мотор-вентиляторов 2

ИПСН — источник питания собственных нужд

КАУ — контроллер аварийного управления

КВУ — контроллер верхнего уровня

КДВС — контроллер двигателя внутреннего сгорания

КДВС — контроллер управления дизелем

КК — круиз контроль

КПУД — коммуникационный протокол управления движением

КТЭО — комплектное тяговое электрооборудование (комплект тягового электрооборудования)

МВ — мотор-вентиляторы

МК — микроконтроллер

МН — молекулярный (суперконденсаторный) накопитель

ОВ — обмотка возбуждения

ПАМ — преобразователь аккумулятора и молекулярного (суперконденсаторного) накопителя

ПБС — противобуксовочная система

ПИ-регулятор — пропорционально-интегральный регулятор

ПО — программное обеспечение

ПС ТЭД — преобразователь силовой тягового электродвигателя

ПСН — преобразователь собственных нужд

ПСТМГ — преобразователь силовой тягового мотор-генератора

ПСТР — преобразователь силовой тормозных резисторов

ПУ — пульт управления

РО — радиатор охлаждения

СВУ — система векторного управления

СДПМ — синхронный двигатель с постоянными магнитами

СПТГ — силовой преобразователь тягового генератора

СПТР — силовой преобразователь тормозных резисторов

СПТЭД (СП ТЭД) — силовой преобразователь тяговых электродвигателей

СРД — синхронный реактивный электродвигатель

СРМ — синхронная реактивная машина

ТГ — тяговый генератор

ТР — тормозные резисторы

ТС — транспортное средство

ТЭД — тяговый электродвигатель

ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь

ЦПУ — центральное процессорное устройство

ЭБУ — электронный блок управления

ЭНОЗУ — энергонезависимая память

ЛИТЕРАТУРА

1. 2017 Key World Energy Statistics // International Energy Agency (IEA). 2017. p. 30. URL: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2017.pdf> (всего 97 с.)
2. Aliamkin D., Anuchin A., Lashkevich M., Briz F. Sensorless control of two-phase switched reluctance drive in the whole speed range // IECON 2016 — 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24-27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 2917 — 2922. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793719.
3. Anuchin A., Astakhova V., et al. Optimized method for speed estimation using incremental encoder // 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee), 19—21 Oct. 2017, Novi Sad, Serbia — DOI: 10.1109/PEE.2017.8171692.
4. Anuchin A., Belyakov G., Fedorova K., Vagapov Y. Insulation fault detection and localisation in electric and hybrid electric vehicles // 2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2016. Coimbra, Portugal. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114066.
5. Anuchin A., Briz F., Rassudov L., Gulyaev I. Implementation of fast and accurate modeling method of electric drives // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343158.
6. Anuchin A., Briz F., Shpak D., Lashkevich M. PWM strategy for 3-phase 2-level VSI with non-idealities compensation and switching losses minimization // 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 21—24 May 2017, Miami, FL, USA. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002325.
7. Anuchin A., Bychkov M. The modern electric drives — Using of information technologies and the problems of education // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga

- Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124802.
8. Anuchin A., Dianov A. et al. Speed Estimation Algorithm with Specified Bandwidth for Incremental Position Encoder // 17th Mechatronika 2016, December 7 — 9, 2016, Prague.
 9. Anuchin A., Dianov A. Initial Rotor Position Detection of PM Motors // EPE-PEMC 2004 // 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, Riga, Latvia, 2004.
 10. Anuchin A., Dianov A., et al. Speed estimation algorithm with specified bandwidth for incremental position encoder // 2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME), 7—9 Dec. 2016, Prague, Czech Republic. IEEE: INSPEC Accession Number: 16622750.
 11. Anuchin A., Kulik E., Tran X.T. Estimation of the requirements for hybrid electric powertrain based on analysis of vehicle trajectory using GPS and accelerometer data // 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 2018.
 12. Anuchin A., Grishchuk D., et al. Real-time model of switched reluctance drive for educational purposes // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Рига, Латвия, 2016. DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763099.
 13. Anuchin A., Gulyaeva M., Briz F., Gulyaev I. Modeling of AC voltage source inverter with dead-time and voltage drop compensation for DPWM with switching losses minimization // 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS) 6—9 June 2017, Cluj-Napoca, Romania. DOI: 10.1109/MPS.2017.7974401.
 14. Anuchin A., Il'in G., Belyakov G., Shpak D. Insulation monitoring system for electric drives in TN networks // 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS), 6—9 June 2017, Cluj-Napoca, Romania. DOI: 10.1109/MPS.2017.7974372.

15. Anuchin A., Khanova Y., Shpak D., Vagapov Y. Real-time Model of Synchronous Reluctance Motor drive for laboratory based investigations // IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24-27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 4989 — 4994. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793879.
16. Anuchin A., Kozachenko V. Current Loop Dead-beat Control with the Digital PI-controller // 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 26—28 August 2014, Lappeenranta, Finland: DOI: 10.1109/EPE.2014.6910795.
17. Anuchin A., Kulmanov V., Belyakov Y. Simulation of Power Converter Control System with Compensation of Harmonic Distortion in Output Voltage Waveform // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2015, Omsk). DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146981.
18. Anuchin A., Lashkevich M., Aliamkin D., Briz F. Achieving maximum torque for switched reluctance motor drive over its entire speed range // 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee), 19—21 Oct. 2017, Novi Sad, Serbia. — DOI: 10.1109/PEE.2017.8171676.
19. Anuchin A., Ostrirov V., et al. Thermal stabilization of power devices for compressor drive with start/stop operation mode // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763096.
20. Anuchin A., Savkin D., Khanova Y., Grishchuk D. Real-time Model for Motor Control Coursework // 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG 2015, Riga)/ — P. 427 — 430. DOI: 10.1109/PowerEng.2015.7266355.
21. Anuchin A., Shpak D., Aliamkin D., Briz F. Adaptive observer for field oriented control systems of induction motors // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763157.

22. Anuchin A., Shpak D., et al. A method of determining the maximum performance torque-speed characteristic for an induction motor drive over its entire speed range // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124815.
23. Anuchin A., Vagapov Y. Configurable Control Systems of Power Converters for Instructional Laboratories // 2015 Internet Technologies and Applications (ITA) (United Kingdom Wrexham Glyndwr University), 8—11 September 2015, P. 18 — 22. IEEE Unique Identifier: 7344168490; ISBN: 978-1-4799-8036-9 978-1-4673-9557-1
24. Anuchin A., Vagapov Y., Belloc C. Development of Curriculum for a Post-graduate Course on Electric Drives and Motion Control // 50th Universities Power Engineering Conference (UPEC 2015), Staffordshire University, 1—4 September 2015. DOI: 10.1109/UPEC.2015.7339849.
25. Anuchin A.S., Kulmanov V.I., Kozachenko V.F., Shpak D.M. Optimization of the Division Operation for Real-time Control Systems // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2015, Omsk). DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146982.
26. Bhuvanasundaram S., Vagapov Y., Anuchin A., Belloc C. Performance analysis of Z-source inverter operating under random PWM // 50th Universities Power Engineering Conference (UPEC 2015), Staffordshire University, 1—4 September 2015. DOI: 10.1109/UPEC.2015.7339844.
27. Bolam R.C., Vagapov Y., Anuchin A. Curriculum development of undergraduate and post graduate courses on small unmanned aircraft // 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 28—31 Aug. 2017, Heraklion, Greece. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8232002.
28. Boldea I., Nasar S.A. Electric drives // Boca Raton: CRC Press, 1999. — 411 p.
29. Bonert R. Digital Tachometer with Fast Dynamic Response Implemented by a Microprocessor // IEEE Transactions on Industry Applications, Year:

- 1983, Volume: IA-19, Issue: 6, Pages: 1052 — 1056. URL:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/4504334/>
30. Briz F., Anuchin A., Gulyaev I. Current regulation of AC machines under voltage constraints // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343166.
 31. Briz F., Cancelas J.A., Diez A. Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives // in Proc. IECON94, Bologna, Italy, 1994, P. 538—542, 10.1109/IECON.1994.397844.
 32. Briz F., Degner M.W. Rotor Position Estimation // IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011. Vol. 5, no. 2, P. 24–36
 33. CANopen Application Layer and Communication Profile // CiA Draft Standard 301, Version 4.02, Date: 13 February 2002.
 34. Carlidge E. Fuel cells: environmental friend or foe?
 URL:<http://physicsworld.com/cws/article/news/2003/jun/13/fuel-cells-environmental-friend-or-foe>
 35. Choi W., Wu Y. et al. Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application - challenges and opportunities // Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2017 IEEE, 22—24 June 2017. URL:
<http://ieeexplore.ieee.org/document/7993272/>
 36. Degner M. W., Guerrero J. M., Briz F. Slip gain estimation in field orientation controlled induction machines using the system transient response // Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Vol. 3, 2005. —P. 1820—1827.
 37. Do H.D. Overvoltage protection for interior permanent magnet synchronous motor testbench / H.D. Do, A. Anuchin, D. Shpak, A. Zharkov, A. Rusakov // 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 31 Jan. —2 Feb. 2018, DOI:

- 10.1109/IWED.2018.8321396, URL:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8321396/>
38. Drag coefficient for BMW i3. URL:
<http://www.mybmwi3.com/forum/viewtopic.php?t=534>.
39. Ermolaev A., Plekhov A., Titov D., Anuchin A., Vagapov Y. Adaptive control of magnetorheological fluid damper // 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 28—31 Aug. 2017, Heraklion, Greece. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8231927.
40. Fitzgerald A.E., Electric Machinery/ A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, JR., S.D. Umans. — McGraw-Hill. 2005. — 608 p.
41. Florentsev S.N., Garonin D.L., Vorob'ev I.K., Gordeev L.I. LIAZ 5292XX City Bus with a Combined Power Plant: General Characteristics // Russ. Electr. Eng., 2009, Vol. 80, no. 7. — P. 376.
42. Fluhrer S.R., Mantin I., Shamir A. Weaknesses in the Key Scheduling Algorithm of RC4 // Selected Areas in Cryptography 2001: 8th Annual International Workshop, SAC 2001 Toronto, Ontario, Canada, August 16—17, 2001. P. 1—24. Lecture Notes in Computer Science 2259: P. 1—24. DOI:10.1007/3-540-45537-X_1.
43. Galvan E., Torralba A., Franquelo L.G. ASIC implementation of a digital tachometer with high precision in a wide speed range // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Year: 1996, Vol. 43, Issue: 6, P. 655 — 660. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/544553/>
44. H. Potdevin, Insulation monitoring in high voltage systems for hybrid and electric vehicles // Hardware High Voltage Safety, ATZelegtronik worldwide, November 2009, Vol. 4, Issue 6. — P 28—31.
45. Ha K., Kim R.-Y., Ramu R. Position Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using the First Switching Harmonics Through Fourier Series // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, Issue: 12. —P. 5352—5360.

46. Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm // IEEE Transactions on Industry Applications Year: 1998, Vol. 34, Issue: 5. —P. 1059 — 1071.
47. Heavy_Expanded_Mobility_Tactical_Truck. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/>
48. Hendershot J., Burress T. Motoring, Generating, Simulation & Test Results for the Current BWM i3 Electric Vehicle Traction Machine (Affiliations: Motor Solver and Oak Ridge National Lab (ORNL)) // IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC2017 Tutorial #4, Florida, May 21 — 24, 2017. URL: http://iemdc.org/iemdc2017_tutorial
49. Ilmiawan A. F. An easy speed measurement for incremental rotary encoder using multi stage moving average method / A F. Ilmiawan, D. Wijanarko, A.H. Arofah, H.Hindersyah, A. Purwad // in Proc. ICEECS, Kuta, Indonesia, 2015. —P. 363—368. DOI:10.1109/ICEECS.2014.7045279.
50. Ilyin M., Bobrov M., Lapshina V., Briz F., Anuchin A. Analysis of the influence of the switching strategy on the IGBTs temperature in AC drives // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI:10.1109/RTUCON.2016.7763115.
51. Ilyin M., Briz F., Lapshina V., Bobrov M., Anuchin A. Influence of the PWM strategy on the IGBTs thermal behavior in AC drives // IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24— 27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 4337—4342. DOI: 10.1109/IECON.2016.7794012.
52. International Energy Agency. Statistics/Electricity and Heat by country. URL: <https://www.iea.org/statistics/statisticssearch/report/?country=USA=&product=electricityandheat>
53. Jahns T.M. Uncontrolled generator operation of interior PM synchronous machines following high-speed inverter shutdown // The 1998 IEEE Indus-

- try Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. 12—15 Oct. 1998. DOI: 10.1109/IAS.1998.732333, URL:<https://ieeexplore.ieee.org/document/806049/>
54. Kato T., Inoue K., Taniyama Y., Yamada K. Optimum reduction of switching losses based on the two-phase PWM modulation method for two-level inverter // IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012. P. 1—6.
 55. Knezevic J., BMW electrical drives for battery and plug-in hybrid vehicles // Keynote speech at 19th International Symposium POWER ELECTRONICS Ee2017, Novi sad, Republic of Serbia, October 19 — 21, 2017.
 56. Knupfer M., Sprake D., Vagapov Y., Anuchin A. Cross impact analysis of Vehicle-to-Grid technologies in the context of 2030 // 2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS). DOI: 10.1109/ICPDS.2016.7756682.
 57. Koblara T., Sorandaru C., Musuroi S., Svoboda M. A low voltage sensorless Switched Reluctance Motor drive using flux linkage method // International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010. —P. 665—672.
 58. Kondratyeva O., Korolev I., Sherbacheva O., Bulatov R., Anuchin A. Analysis of compliance of hybrid vehicles with safety requirements for customs clearance in the Russian federation // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON) 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8125622.
 59. Krishnan R., Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications // CRC Press. 2001.
 60. Kulik E., Tran X.T., Anuchin A., Vagapov Y. GPS-track data processing for the optimization of the powertrain for hybrid electric vehicles // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineer-

- ing of Riga Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124845.
61. Kulmanov V., Anuchin A., Bychkova E., Prudnikova Y. Simulation of Power Converter with Repetitive Control System for Higher Harmonics Elimination // 2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS), Perm, Russia. DOI: 10.1109/ICPDS.2016.7756685.
 62. Kurian S., Nisha G. K. Torque ripple minimization of SRM using torque sharing function and hysteresis current controller // 2015 International Conference on Control Communication & Computing India (ICCC). 19—21 Nov. 2015. P. 149 — 154. DOI: 10.1109/ICCC.2015.7432884, URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7432884/>
 63. Landsmann P., Kennel R., de Kock H.W., M.J. Kamper. Fundamental saliency based encoderless control for reluctance synchronous machines. // The XIX International Conference on Electrical Machines — ICEM 2010, 2010, P.7.
 64. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Control strategy for synchronous homopolar motor in traction applications // IECON 2017 — 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 29 Oct. —1 Nov. 2017, Beijing, China. — P. 6607 — 6611. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217153.
 65. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Investigation of self-sensing rotor position estimation methods for synchronous homopolar motor in traction applications // IECON 2017 — 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 29 Oct. —1 Nov. 2017, Beijing, China. — P. 8225 — 8229. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217443.
 66. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Self-sensing control capability of synchronous homopolar motor in traction applications // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8125631.

67. Liu Y.-C., Lin C.-Y., Insulation fault detection circuit for ungrounded dc power supply systems // in Proc. IEEE Sensors, Taipei, ROC, Oct. 28—31, 2012. — P. 1—4.
68. LM135Z datasheet, URL: http://www2.st.com/content/st_com/en/products/mems-and-sensors/temperature-sensors/lm135.html
69. Lygouras J.N., Lalakos K.A., Ysalides P.G. High-performance position detection and velocity adaptive measurement for closed-loop position control // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Aug. 1998, Vol. 47, issue 4. —P. 978—985.
70. Lygouras J.N., Pachidis T.P., Tarchanidis K.N., Kodogiannis V.S. Adaptive High-Performance Velocity Evaluation Based on a High-Resolution Time-to-Digital Converter // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Mar. 2008, Vol. 57, issue 9, —P. 2035—2043, 10.1109/TIM.2008.919039.
71. Ma B.-Y., Liu T.-H., Feng W.-S. Modeling and torque pulsation reduction for a switched reluctance motor drive system / Proceedings of the 1996 IEEE IECON. // 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 1996, Vol. 1. —P. 72 — 77.
72. Ma Y., Zhang B. et al. An overview on V2G strategies to impacts from EV integration into power system // Control and Decision Conference (CCDC), Chinese, 28—30 May 2016. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7531477/>
73. Makino H., Nagata S., Kosaka T., Matsui N. Instantaneous current profiling control for minimizing torque ripple in switched reluctance servo motor // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2015. —P. 3941 — 3948.
74. Masrur, M. A. Toward Ground Vehicle Electrification in the U.S. Army // IEEE Electrification Magazine, March 2016, vol. 4, num. 1. —P. 33 — 45.
75. Mironov I. (Not So) random shuffles of RC4 // Advances in Cryptology – CRYPTO 2002: 22nd Annual International Cryptology Conference, Santa

- Barbara, California, USA, August 18—22, 2002. Lecture Notes in Computer Science 2442: —P. 304—319. DOI:10.1007/3-540-45708-9_20.
76. Mu Y. Control of torque ripple suppression and noise reduction of three-phase switched reluctance motor / M. Yongyun, Z. Yun, Z. Xie, M. Zhu, B. Zhao // 2017 Chinese Automation Congress (CAC). 2017. P. 2142 — 2147.
 77. Neeb C., Boettcher L., Conrad M., De Doncker R. Innovative and Reliable Power Modules: A Future Trend and Evolution of Technologies // Industrial Electronics Magazine, IEEE, P. 6—16 Vol. 8, Issue: 3, Sept. 2014.
 78. Negrea A.C., Error compensation methods in speed identification using incremental encoder / A.C. Negrea, M. Imecs, I.I. Incze, A. Pop, C. Szabo // in Proc. EPE, Isai, Romania, 2012. —P. 441—445.
10.1109/ICEPE.2012.646385.
 79. Ohmae T., Matsuda T., Kamiyama K., Tachikawa M. A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Year: 1982, Vol. IE-29, Issue: 3, P. 207 — 211. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4180395/>
 80. Ottosson J., Alakula M. A Compact Field Weakening Controller Implementation // SPEEDAM 2006 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. 2006. — P. 696—700.
 81. Pellegrino G., Bojoi R., Guglielmi P., Cupertino F. Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives // IEEE Transactions on Industry Applications, Year: 2010, Volume: 46, Issue: 5. —P. 1970—1978.
 82. Peng W., Gyselinck J., Dziechciarz A., Martis C. Magnetic Equivalent Circuit Modelling of Reluctance Machines // 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Wednesday, April 6 — April 8, 2016, Monte Carlo, Monaco.
 83. Petrella R., Tursini M., Peretti L., Zigliotto M. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a compara-

- tive analysis // in Proc. ACEMP'07, Bodrum, Turkey, 2007. —P. 780—787, 10.1109/ACEMP.2007.4510607.
84. Potdevin H., Insulation monitoring in high voltage systems for hybrid and electric vehicles // Hardware High Voltage Safety, ATZelektronik worldwide, November 2009, Vol. 4, Issue 6. —P. 28—31.
 85. Quang N. P., Dittrich J.-A. Vector Control of Three-Phase AC Machines. System Development in the Practice // Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2015. —P. 364.
 86. Raca D., Garcia P. at al. Carrier-Signal Selection for Sensorless Control of PM Synchronous Machines at Zero and Very Low Speeds // IEEE Transactions on Industry Applications. 2010, Vol. 46, no. 1. —P. 167—178.
 87. Ramos G.A., Costa-Castello R., Olm J.M. Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions // New York Dordrecht London: Springer Heidelberg. 2013. T. 446. — 157 p.
 88. Rassudov L., Anuchin A., Briz F., Gulyaev I. System on Chip in modern motion control systems // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTU-CON). DOI: 10.1109/RTU-CON.2015.7343159.
 89. Rassudov L., Balkovoi A., Anuchin A., Gulyaev I. FPGA implementation of servodrive control system // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTU-CON). DOI: 10.1109/RTU-CON.2016.7763158.
 90. RC4-drop(nbytes). Standard Cryptographic Algorithm Naming database. URL: <http://www.users.zetnet.co.uk/hopwood/crypto/scan/cs.html#RC4-drop>.
 91. Reigosa D.D., Briz F., Blanco C., Guerrero J.M. Sensorless Control of Doubly Fed Induction Generators Based on Stator High-Frequency Signal Injection. // IEEE Transactions on Industry Applications. 2014, Vol. 50, no. 5. —P. 3382—3391.

92. Savkin D., Anuchin A., et al. Real-time model of switched reluctance drive based on a LUT magnetization curve for educational purposes // 2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 1-3 June 2017, Sofia, Bulgaria. — P. 480 — 483. DOI: 10.1109/ELMA.2017.7955491.
93. Scheuermann U. Power Module Design without Solder Interfaces - an Ideal Solution for Hybrid Vehicle Traction Applications // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, P. 472—478.
94. Seok J.-K., Sul S.-K. Induction motor parameter tuning for highperformance, drives // IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, Jan./Feb. 2001, no. 1. —P. 35—41.
95. Shilina A., Lupin S., Barhotkin V., Anuchin A., et al. Modelling of Smart Control System for plug-in electric vehicle charging stations // 2015 Internet of Things and Applications (I2TA); p. 370—373. ISBN: 978-1-4799-8036-9 978-1-4673-9557-1
96. Sprake D., Vagapov Y., Lupin S., Anuchin A. Housing estate energy storage feasibility for a 2050 scenario // 2017 Internet Technologies and Applications (ITA), 12—15 Sept. 2017, Wrexham, UK. — P. 137 — 142. DOI: 10.1109/ITECHA.2017.8101925.
97. Sul S.-K., A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance // IEEE Transactions on Industry Applications (Vol. 25, Issue: 4), Jul/Aug 1989. —P. 578—587.
98. Sul, S.-K. Control of Electric Machine Drive Systems. — IEEE Press/Wiley, 2011. —399 p.
99. Tiron R. \$400 per gallon gas to drive debate over cost of war in Afghanistan. [URL:http://thehill.com/homenews/administration/63407-400gallon-gas-another-cost-of-war-in-afghanistan-](http://thehill.com/homenews/administration/63407-400gallon-gas-another-cost-of-war-in-afghanistan-)
100. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Crc#CRC-8>
101. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/RC4>.

102. URL: <http://www.computerra.ru/83395/stealthy-dopant-level-hardware-trojans-for-intel-ivy-bridge-cpus/>
103. URL: https://can-newsletter.org/engineering/applications/180314_can-is-increasingly-used-in-army-navy-and-air-force_sipri/
104. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Atmospheric_escape
105. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Electric_car_use_by_country
106. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Plug-in_electric_vehicles_in_Norway
107. URL: <https://nederlandelektrisch.nl/charging-infrastructure.>
108. URL: <https://newpowerprogress.com/cats-first-electric-drive-wheel-loader/>
109. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Белорусский_автомобильный_завод.
110. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Toyota_Mirai
111. URL: <https://www.statista.com/statistics/696548/number-of-electric-car-charging-stations-in-norway-by-type/>
112. URL: www.ti.com, http://en.wikipedia.org/wiki/TMS320#C2000_Series
113. Vagapov Y., Anuchin A. Low-cost photovoltaic emulator for instructional laboratories // 2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2016. Coimbra, Portugal. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114129.
114. Vas P., Sensorless Vector and Direct Torque Control // Oxford University Press (July 9, 1998). P. 768.
115. Welchko B.A., Jahns T.M., Lipo T.A. Fault interrupting methods and topologies for interior PM machine drives // IEEE Power Electronics Letters. — Dec. 2004. Vol. 2, Issue 4 —P. 139 — 143. DOI: 10.1109/LPEL.2004.841494
URL:<https://ieeexplore.ieee.org/document/1372511/>
116. Widmer J.D., Martin R., Kimiabeigi M. Electric vehicle traction motors without rare earth magnets // Sustainable Materials and Technologies. — Vol. 3, April 2015., —P. 7—13. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214993715000032>

117. Wu Z.-J., Wang L.F. A novel insulation resistance monitoring device for hybrid electric vehicle // in Proc. IEEE Conf. on Vehicle Power and Propulsion, Harbin, China, Sept. 3—5, 2008. —P. 1—4.
118. Xuezhe W., Lu B., Zechang S. A method of insulation failure detection on electric vehicle based on FPGA // in Proc. IEEE Conf. on Vehicle Power and Propulsion, Harbin, China, Sept. 3—5, 2008. —P. 1—5.
119. Yan G., Rong Z., Guibin L., Kinoshita N. Research of measurement method about electric vehicle high voltage system isolation resistance // in Proc. IEEE Conf. and Expo on Transportation Electrification Asia-Pacific, Beijing, Aug. 31 — Sept. 3, 2014. — P. 1—5.
120. Young A., Yung M. Malicious Cryptography: Exposing Cryptovirology // ISBN 978-0-7645-4975-5. — 416 p.
121. Zhang J., Feng X., Radun A. A Simple Flux Model Based Observer for Sensorless Control of Switched Reluctance Motor // APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. —P. 587—592.
122. Zhao C., Jia X., Hao Z. The new method of monitoring dc system insulation on-line // in Proc. 27th IEEE Annual Conf. of Industrial Electronics Society, Denver, CO, Nov. 29 — Dec. 02, 2001, Vol. 1. —P. 688—691.
123. Анучин А.С. Алгоритм термостабилизации силовых полупроводниковых приборов в электроприводе компрессора / А.С. Анучин, В.Н. Остриров, Ю.И. Прудникова, М.С. Яковенко, М.В. Подлесный // Вестник МЭИ, № 3, 2017. — С. 13—19. DOI: 10.24160/1993-6982-2017-3-13-19.
124. Анучин А.С. Блок регулирования напряжения для автономной системы электроснабжения пассажирских вагонов поездов дальнего следования / А.С. Анучин, Ф.А. Силаев // Сборник материалов конференции «Силовая электроника», 2009. — С. 31—33.
125. Анучин А.С. Блок регулирования напряжения для автономной системы электроснабжения пассажирских вагонов поездов дальнего следования

- / А.С. Анучин, Ф.А. Силаев // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2010, № 6. — С. 55—64.
126. Анучин А.С. Выбор рациональной структуры цифровой системы управления источников вторичного стабилизированного питания переменного тока / А.С. Анучин, В.И. Кульманов, Ю.О. Беляков // Вестник Национального технического университета «ХПИ»: Проблемы автоматизированного электропривода, теория и практика, 2013, № 36 (1009).— С. 234—235.
127. Анучин А.С. Двухмассовая тепловая модель асинхронного двигателя / А.С. Анучин, К.Г. Федорова // Электротехника, Знак, Москва, 2014, № 2. —С. 21—25.
128. Анучин А.С. Двухмассовая тепловая модель для энергоэффективного выбора асинхронного двигателя / А.С. Анучин, К.Г. Федорова // Тез. докл. VII Междунар. (XVIII Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу, Иваново, 02 —04 октября 2012 г. —С. 179—182.
129. Анучин А.С. Использование двухмассовой тепловой модели для выбора асинхронного двигателя / А.С. Анучин, К.Г. Федорова // Вестник ИГЭУ, 2013, № 3. — С. 47—50.
130. Анучин А.С. Использование среды SIMULINK пакета MATLAB для конфигурирования структур систем управления лабораторных преобразователей частоты и предварительного моделирования экспериментальных исследований / А.С. Анучин, Б.М. Исмагилов // Тез. докл. VII Междунар. (XVIII Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу, Иваново, 02 — 04 октября 2012 г. — С. 668—671.
131. Анучин А.С. Кафедра автоматизированного электропривода ФГБОУ ВПО «НИУ «МЭИ» вчера и сегодня / А.С. Анучин, Ю.Н. Сергиевский // Электротехника, Знак, Москва, 2015, № 1. — С. 2—4.
132. Анучин А.С. Компенсация гармонических искажений выходного напряжения в источниках питания с синусным фильтром / А.С. Анучин, В.И. Кульманов, Ю.О. Беляков // Труды VIII Междунар. (XIX

- Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. —Саранск: Изд-во Мордовского ун-та, 2014. Т.1 — С. 422—426.
133. Анучин А.С. Методики расчета параметров цифрового ПИ-регулятора в электроприводе / Calculation techniques for parameters of a digital PI controller in an electrical drive // Электротехника, Знак, Москва, 2014, № 5. — С. 32—39 / Russian Electrical Engineering, May 2014, Volume 85, Issue 5, P. 290—297. DOI: 10.3103/S1068371214050022.
134. Анучин А.С. Мифы и легенды современного электропривода / А.С. Анучин // Труды VIII Междунар. (XIX Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу, Саранск, 07 — 09 октября 2014 г. Т.1. —С. 42—46.
135. Анучин А.С. Моделирование самообучающейся системы управления инвертором преобразователя частоты для подавления высших гармоник / А.С. Анучин, В.И. Кульманов, Д.М. Шпак, Ю.О. Беляков, В.Н. Остриров // Вестник МЭИ, 2017, №4. — С. 75—82., DOI: 10.24160/1993-6982-2017-4-75-82
136. Анучин А.С. Моделирование силовых преобразователей в исследовательских задачах и учебном процессе / А.С. Анучин // Труды VIII Междунар. (XIX Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. — Саранск: Изд-во Мордовского ун-та, 2014. Т.2 — С. 544—547.
137. Анучин А.С. Модернизация курса «Системы управления электроприводов» на кафедре автоматизированного электропривода МЭИ / А.С. Анучин, Д.И. Савкин // Электротехника, Знак, Москва, 2015, № 1. — С. 48—52.
138. Анучин А.С. Направления развития и оптимизации систем электроприводов городского гибридного и электрического транспорта / А.С. Анучин, Д.И. Алямкин, В.Ф. Козаченко, М.М. Лашкевич, В.Н. Остриров / Trends in development and optimization of electric drive systems for hybrid and electric urban transport // Электротехника, Знак, Москва, 2015, №1.

- С. 5—9 / Russian Electrical Engineering, January 2015, Vol. 86, Issue 1, P. 1—4: DOI 10.3103/S1068371215010022.
139. Анучин А.С. Новая лаборатория на кафедре АЭП / А.С. Анучин // Энергетик, 1 апреля 2010 г. № 1 (3320) — С.7.
140. Анучин А.С. Новый контроллер для систем встроенного управления преобразователями частоты на базе TMS320F241 / А.С. Анучин, П.А. Чуев // Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика: Шестая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3-х т. — М.: Издательство МЭИ, 2000. Т.2. — С. 89.
141. Анучин А.С. Обновление программного обеспечения встроенных систем управления преобразователей частоты и источников питания по CAN-сети / А.С. Анучин // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2012. № 6. — С. 25—29.
142. Анучин А.С. Опыт кафедры автоматизированного электропривода МЭИ в реализации образовательных стандартов третьего поколения / А.С. Анучин, Ю.Н. Сергиевский // Труды XIV Междунар. конф. «Электромеханика, электротехнологии, электрические материалы и компоненты» МКЭЭЭ-2012: 23 - 29 сентября 2012 г, Крым, г. Алушта. — 2012. С. 358—359.
143. Анучин А.С. Пределы настройки регуляторов в цифровых системах управления / А.С. Анучин // Доклады науч.-практ. семинара «Методы и средства наладки электроприводов». — М.: Издательство МЭИ, 2014. — С. 61—83.
144. Анучин А.С. Проблемы модернизации инженерного образования в России / А.С. Анучин // Тез. докл. VII Междунар. (XVIII Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу, Иваново, 02 — 04 октября 2012 г. — С. 22—25.
145. Анучин А.С. Прогнозирование сигнала обратной связи для ПИ-регулятора предельного быстродействия / Feedback-signal prediction for a deadbeat PI controller // Электротехника, Знак, Москва, 2014, № 6. —

- C. 27—36 / Russian Electrical Engineering, June 2014, Vol. 85, Issue 6, P. 367-375. DOI: 10.3103/S1068371214060029.
146. Анучин А.С. Программирование встроенной Flash-памяти микроконтроллеров TMS320xx24xx / А.С. Анучин, В.Ф. Козаченко // CHIP NEWS, № 10 (73), 2002. — С. 26—28.
147. Анучин А.С. Проектирование систем управления со свободно конфигурируемой структурой для преобразователей учебных лабораторных стендов / А.С. Анучин, А.М. Лисицкая // Главный энергетик, 2010, № 6. — С. 66—73.
148. Анучин А.С. Разработка метода быстрого и точного моделирования электроприводов / А.С. Анучин, Ю.М. Ханова, И.В. Гуляев // Промышленная энергетика. 2016. № 4. — С. 28—33.
149. Анучин А.С. Разработка системы управления многофазного вентильно-индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока: дисс. ... канд. техн. наук. — М.: 2004. — 194 с.
150. Анучин А.С. Разработка языка программирования преобразователей частоты для реализации функций промышленного контроллера / А.С. Анучин, А.В. Вдовенко // Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации: Труды XIX Международного научно-технического семинара (сентябрь 2010 г., Алушта). — М.: Издательский дом МЭИ, 2010. — С. 136—137.
151. Анучин А.С. Реализация и испытания новой перспективной системы генерации электроэнергии переменного тока для воздушных судов / Анучин А.С., Беляков Ю.О., Габидов А.А. и др. / Design and tests of a new promising ac electric-power generation system for aircraft // Электротехника, Знак, Москва, 2015, №1. - С. 59-65 / Russian Electrical Engineering, January 2015, Vol. 86, Issue 1. — P. 39—45: DOI: 10.3103/S1068371215010034.
152. Анучин А.С. Реализация на микроконтроллере TMS320x24xx ПИ-регулятора повышенной точности для электропривода / А.С. Анучин //

- Электропривод и системы управления: Тр. МЭИ (ТУ). Вып. 678. — М.: Издательство МЭИ, 2002. — С. 42—48.
153. Анучин А.С. Свободно конфигурируемые структуры систем управления для преобразователей учебных лабораторных стендов / А.С. Анучин // Сборник тезисов докл. Всерос. конф. с элементами научной школы для молодежи «Интеграция науки и образования как фактор опережающего развития профессионального образования». Москва, 20 сентября 2011 г. — С.236—240.
154. Анучин А.С. Сеть CAN и протокол верхнего уровня CANopen в современном электроприводе / А.С. Анучин // Электричество. 2008. № 5. — С. 23—29.
155. Анучин А.С. Синтез двухконтурной системы управления DCDC-преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока для приводов с регулируемым промежуточным звеном постоянного тока / А.С. Анучин, Л.В. Арискина // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. — 2002. Вып. 679. — С. 52—65.
156. Анучин А.С. Синхронный электропривод с векторным управлением в режиме ослабления поля / А.С. Анучин, А.А. Жарков // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. 2004. Вып. 680. — С. 28—35.
157. Анучин А.С. Система векторного управления асинхронным электроприводом / А.С. Анучин // Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика: Седьмая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3-х т. — М.: Издательство МЭИ, 2001. Т.2. — С. 111.
158. Анучин А.С. Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия / А.С. Анучин // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. Вып.680. — М.: Издательский дом МЭИ, 2010. — С. 69—76.
159. Анучин А.С. Система управления со свободно конфигурируемой структурой для преобразователей учебных лабораторных стендов / А.С. Анучин // Известия Тульского государственного университета.

- Технические науки. вып. 3: в 5 ч. — Тула: Издательство ТулГУ, 2010. Ч.4. — С. 233—240.
160. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / А.С. Анучин. — М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373 с.
161. Анучин А.С. Состояние и перспективы развития городского гибридного и электрического тягового электропривода в России / А.С. Анучин, Д.И. Алямкин, В.Ф. Козаченко и др. // Труды VIII Междунар. (XIX Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. — Саранск: Изд-во Мордовского ун-та, 2014. — Т.1. — С. 24—27.
162. Анучин А.С. Состояние и перспективы развития электротрансмиссий для электрического и гибридного транспорта на 2015 год / А.С. Анучин, В.Ф. Козаченко, М.М. Лашкевич и др. // Сборник докладов научно-технической конференции «Актуальные вопросы и перспективы развития машиностроения», 3 декабря 2015 года, г. Москва. — С. 43—50.
163. Анучин А.С. Структуры цифрового ПИ-регулятора для электропривода / Structures of a digital PI controller for an electric drive // Электротехника, Знак, Москва, 2014, № 7. — С. 02—06 / Russian Electrical Engineering, July 2014, Volume 85, Issue 7, P. 419—423: DOI: 10.3103/S1068371214070025.
164. Анучин А.С. Управление DCDC-преобразователями с исключением режима прерывистых токов для электроприводов с питанием от нестабилизированной сети / А.С. Анучин, Л.В. Арискина // Электропривод и системы управления: Труды МЭИ (ТУ). Вып. 680. — М.: Издательство МЭИ, 2004. — С. 49—56.
165. Анучин А.С. Частотное управление асинхронного электропривода // Энциклопедия «Машиностроение», том IV-2 «Электропривод. Гидро- и виброприводы», книга 1 «Электропривод». — М.: Машиностроение, 2012. — С. 256—279.

166. Анучин А.С. Широтно-импульсная модуляция методом реализации мгновенных фазных потенциалов для трехфазных инверторов напряжения / А.С. Анучин // Труды V Междунар. (16 Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2007, Санкт-Петербург, 2007. — С. 263—265.
167. Бычков М. Г. Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода: дисс. ... докт. техн. наук: 05.09.03. — М., 1999. — 372 с.
168. Виноградов А.Б., Комплект тягового электрооборудования карьерного самосвала грузоподъемностью 240 тонн / А.Б.Виноградов, Н.Е.Гнездов, А.А.Коротков, С.В. Журавлев // Труды XVI Международной конф. "Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты", Алушта, 19—24 сентября 2016 г. – Фирма «Знак», 2016. — С. 152 —155. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=28983440>
169. Виноградов А.Б., Результаты разработки и испытаний комплекта тягового электрооборудования карьерного самосвала грузоподъемностью 240 т / А.Б.,Виноградов Н.Е.Гнездов, С.В.Журавлев, А.Н. Сибирцев // Электротехника, 2015, № 3. —С. 39 —45.
170. Виноградов, А.Б. Особенности реализации тягового электрооборудования гусеничного промышленного трактора мощностью 160 л.с / А.Б. Виноградов, Н.Е. Гнездов, В.Л. Чистосердов // Электротехника, 2017, № 5. —С. 14 — 18. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=29079028>
171. Виноградов, А.Б. Разработка и исследование комплекта тягового электрооборудования карьерного самосвала грузоподъемностью 240 тонн / А.Б. Виноградов, Н.Е. Гнездов, С.В. Журавлев, А.Н. Сибирцев // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014, в 2-х томах. — Саранск: МГУ им. Н.П. Огарёва, 2014. — С. 261 — 264.
172. Государственная программа Российской Федерации «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 го-

да», утверждена распоряжением Правительства Российской Федерации от 27 декабря 2010 г. № 2446-р. URL:

<https://rg.ru/2011/01/25/energoberejenie-site-dok.html>

173. Жарков А. Цифровое векторное управление вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением / А. Жарков, А. Анучин, А. Дроздов, В. Козаченко // Компоненты и технологии. 2004, № 43. — С. 166—170.
174. Железнодорожный_транспорт_в_России. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/>
175. Ключев В.И. Теория электропривода / В.И. Ключев. — М.: Энергоатомиздат, 2001. — 704 с.
176. Козаченко В.Ф. Высокопроизводительные встраиваемые системы управления двигателями на базе сигнального микроконтроллера TMS320F241 / Авт. В.Ф.Козаченко, Н.А. Обухов, В.Г. Горбунов, П. А. Чуев, А.С. Анучин // CHIP NEWS, 2000, № 5(48). — С. 28—33.
177. Козаченко В.Ф. Высокопроизводительный контроллер для управления двигателями на базе TMS320F241 для массовых применений / В.Ф.Козаченко, Н.А. Обухов, А.С. Анучин // Компоненты и технологии. 2000, № 8(9). — С. 38—40.
178. Козаченко В.Ф. Модульная микроконтроллерная система управления для отечественной серии преобразователей частоты «Универсал» / В.Ф. Козаченко, Н.А. Обухов, А.С. Анучин, А.А. Жарков // Труды V Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение» МКЭЭЭ-2003. Ч.1. Крым, 2003. — С. 725—726.
179. Козаченко В.Ф. Серия высокопроизводительных встраиваемых систем управления преобразователями частоты на базе сигнальных микроконтроллеров TMS320F241 / В.Ф. Козаченко, Н.А. Обухов, А.С. Анучин // Вестник национального технического университета "Харьков-

- ский политехнический институт", 2001, вып. 10. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. — С. 34—35.
180. Козаченко В.Ф. Сигнальные микроконтроллеры Texas Instruments для управления двигателями и автоматизации промышленности / В.Ф. Козаченко, А.С. Анучин, А.В. Дроздов. Сигнальные // Электронные компоненты. 2004. №7, — С. 91—95.
181. Козаченко В.Ф. Стенд для автоматизированного тестирования контроллеров МК11.x / В.Ф. Козаченко, А.Н. Дианов, А.С. Анучин, Ю. Кайо // Электропривод и системы управления: Тр. МЭИ (ТУ). Вып. 678. -М.: Издательство МЭИ, 2002. — С. 33—41.
182. Козаченко, В.Ф. Электротрансмиссия на базе вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением / В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, М.М. Лашкевич // Электротехника. 2014, № 2. С. 54—60.
183. Конеев И.Р., Информационная безопасность предприятия / И.Р. Конеев, А.В. Беляев // СПб.: БВХ-Петербург. 2003.
184. Конструктор боевых машин. — Л.: Лениздат, 1988. — 382 с, ил. ISBN 5-289-00102-6.
185. Красовский А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: дисс. ... докт. техн. наук: 05.09.03. — М., 2003. — 321 с.
186. Лашкевич М.М. Разработка системы управления для электротрансмиссии с тяговыми вентильно-индукторными двигателями: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03. — М., 2013. — 155 с.
187. Остриров В.Н. Анализ особенностей эксплуатации частотно-регулируемого электропривода компрессора вагона метро / В.Н. Остриров, А.С. Анучин, А.А. Габидов, Д.В. Репецкий // Промышленная энергетика. 2013. № 9. — С. 14—16.
188. Патент US20120267977A1. МКИ H02K1/2766. Electrical Drive Motor for a Vehicle / Priority date 28.10.2009 (Bayerische Motoren Werke AG.). URL: <https://patents.google.com/patent/US20120267977A1/en>

189. Рассудов Л.Н. Использование аппаратного ускорителя на базе ПЛИС в системах управления электроприводов / Л.Н. Рассудов, А.П. Балковой, А.С. Анучин, И.В. Гуляев // Промышленная энергетика. 2016. № 3. — С. 40—43.
190. Смирнов Г.А. Теория движения колесных машин. — М.: Машиностроение, 1990. — 352 с.
191. СП 113.13330.2012 Стоянки автомобилей. Актуализированная редакция СНиП 21-02-99* (с Изменением N 1). Электронный текст документа подготовлен АО "Кодекс", 2018. URL:
<http://docs.cntd.ru/document/1200092706>
192. Темирев А.П. Контроллеры МК11.3 для высокопроизводительных систем прямого цифрового управления двигателями / А.П. Темирев, В.Ф. Козаченко, Н.А. Обухов, А.С. Анучин и др. // CHIP NEWS, 2002, № 4 (67) — С. 24—30.
193. Чистосердов, В.Л. Разработка и исследование алгоритмов антипроскальзывания карьерного самосвала / В.Л. Чистосердов, А.А. Коротков, М.А. Сибирцев, А.Б.Виноградов // Труды IX Международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016. — Пермь: ПНИПУ, 2016. — С. 548— 551. URL:
<https://elibrary.ru/item.asp?id=28396385>
194. PM motors for railway applications, Åsa Sandberg, Bombardier,
<http://www.gronaget.se/upload/PM%20motors%20for%20railway%20applications.pdf>
195. Anuchin A., Aliamkin D., Lashkevich M., Shpak D., Zharkov A., Briz F. Minimization and redistribution of switching losses using predictive PWM strategy in a voltage source inverter, // 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 31 Jan. —2 Feb. 2018.

ПРИЛОЖЕНИЯ

1. БТР-90 С ГИБРИДНОЙ ТРАНСМИССИЕЙ (НИР «КРЫМСК»)

В рамках работы были использованы контроллеры универсальные МК17.3 для системы управления преобразователей тяговых двигателей, генератора, молекулярного накопителя, а также контроллер МК19.2 в качестве контроллера верхнего уровня, который также выполняет функции сопряжения с БИУС.

Помимо стандартных алгоритмов управления трансмиссией (ABS, «круиз контроль») были разработаны алгоритмы управления трансмиссией для улучшения проходимости, которые реализует контроллер верхнего уровня: ПБС, перераспределение моментов по колесам, сопряжение работы ДВС и молекулярного накопителя.

Для преобразователей тяговых двигателей применена векторная датчиковая система управления с управлением моментом каждого колеса (тип двигателей — ВИД НВ), программно имитирующая машину последовательного возбуждения. Использование нового типа генератора ВИД НВ за счет возможности регулировки возбуждения позволило использовать ДВС в оптимальном режиме на оптимальной частоте вращения.

Дополнительно был интегрирован молекулярный накопитель, который дал возможность реализовать рекуперативное электрическое торможение, а также режим «тихого хода».

Для тяговых двигателей были применены классические преобразователи частоты, выполненные в компактном корпусе, а преобразователь молекулярного накопителя построен по принципу DC/DC. Электродвигатели и генератор спроектированы в НИУ МЭИ в научной группе А.М. Русакова.

Структура гибридной электрической трансмиссии



Фотография с испытаний на полигоне в Кубинке



Преодоление уклона 30°



Буксирование аналогичного транспортного средства



На взлетной полосе Кубинского аэродрома, 22-тонный макетный образец разогнался до скорости 80 км/час за 33 секунды. Максимальная скорость, составила 97 км/час.

Колесная машина, согласно требованиям технического задания преодолела ров шириной 2 метра, 50-сантиметровую вертикальную стенку и подъем с уклоном 30 градусов.

Затем макет, с прицепленным на буксире БТР-80, преодолел подъем с уклоном 15 градусов и буксировал его со скоростью 48 км/час по грунтовой дороге.

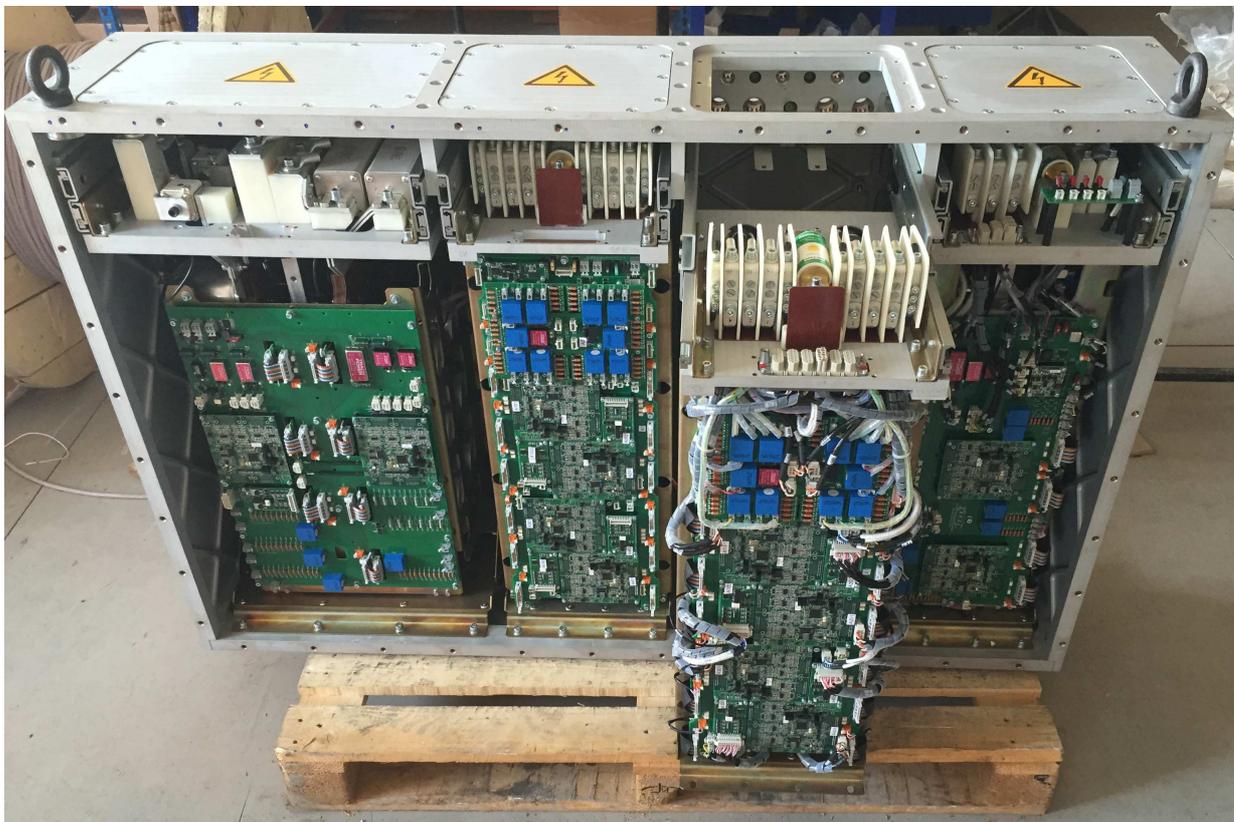
Запас хода по топливу при движении со скоростью 40 км/час (скорость движения смешанных колонн) составил 940 км, что почти в полтора больше, чем у прототипа при равном объеме топливных баков.

Макет разворачивается на сухом бетоне, вокруг своей оси. Радиус разворота бронетранспортера составил 3,8 метра. Такой маневр не может повторить ни одна бронемашина в мире.

Ссылка на видео с испытаний: <https://youtu.be/HdD2pDVFMho>

2. ВЫСОКОМОБИЛЬНАЯ МОДУЛЬНАЯ ПЛАТФОРМА

Шкаф гибридной электрической трансмиссии для колёсной формулы 8x8. На переднем плане 12 однотипных контроллеров МК17.3 системы управления трансмиссии



На форуме "Армия-2018" в ходе программы динамического показа боевой техники, публике были продемонстрированы ходовые возможности специального колёсного шасси для подвижных грунтовых ракетных комплексов - КамАЗ-7850 (проекта "Платформа-О") с колесной формулой 16x16, грузоподъемностью 85 тонн. Замена МЗКТ-79221.

Видео доступно по ссылке: <https://www.youtube.com/watch?v=DGj2VNNtbvA>



Фотографии транспортных средств на параде в честь Дня Победы 9 мая 2017 года. Шасси К-7350 8x8 для установки различного целевого оборудования

© АО "Ремдизель"



Седельный тягач К-78504 8x8 для буксирования прицепных систем массой 90-165 т © АО "Ремдизель"



3. ПОЛНОСТЬЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ АВТОБУС ВОЛГАБУС

Основные параметры тягового электропривода

Параметр	Значение	Единицы
Номинальная мощность	120	кВт
Номинальное линейное напряжение	400	В
Номинальный ток	500	А
Номинальная частота вращения	1500	об/мин
Номинальный ток возбуждения	22	А
Максимальная частота вращения	6000	об/мин
Число пар полюсов	4	-
КПД в номинальной точке	92	%

Фото с испытаний

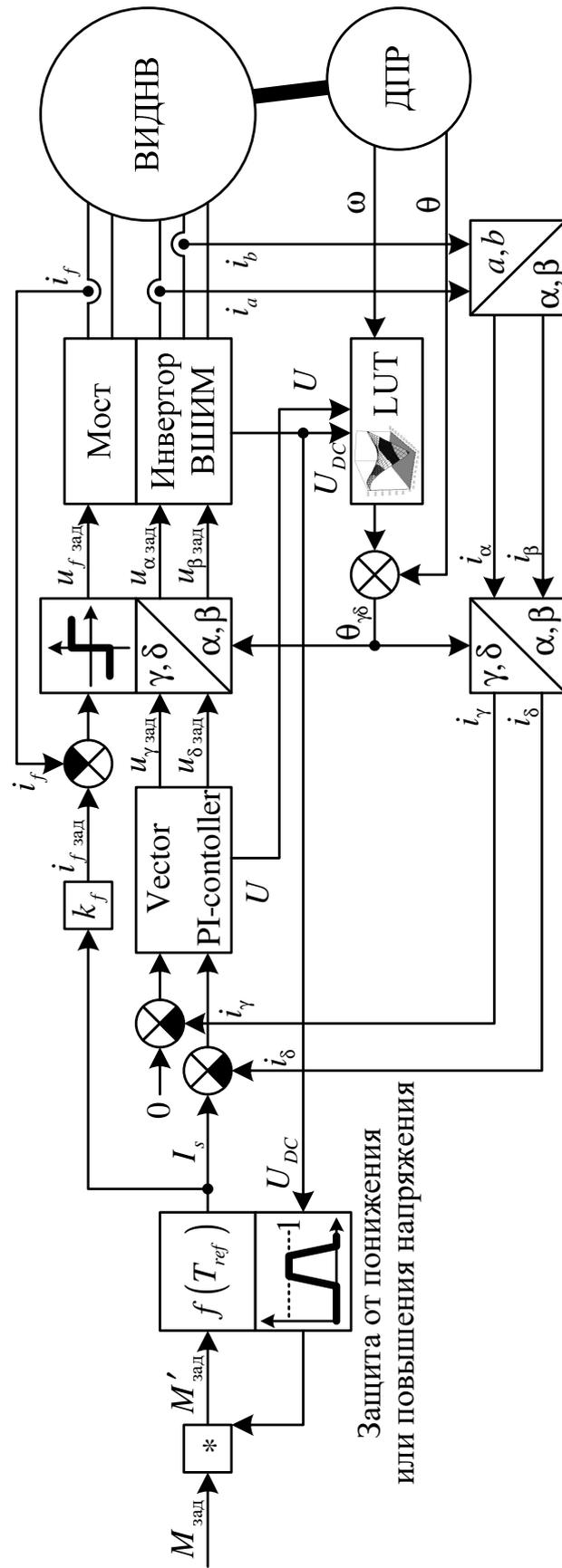


Фото с испытаний. В задней части видно расположение электрооборудования



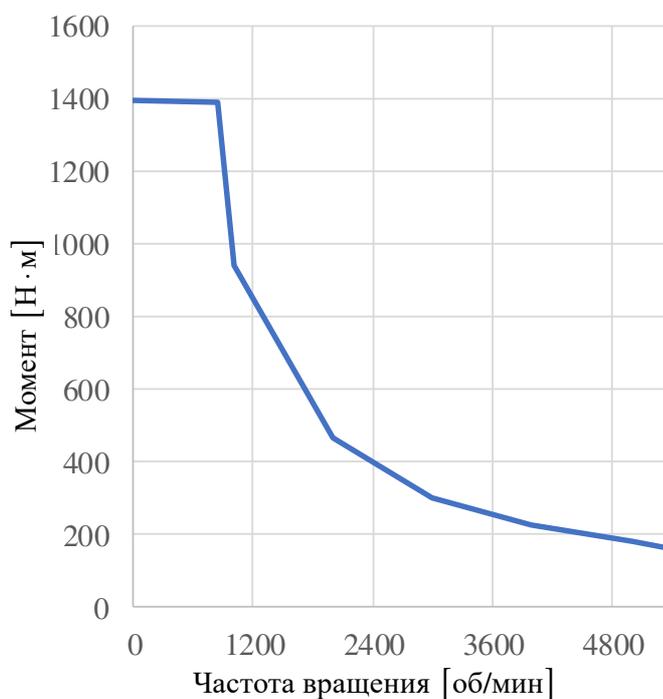
Система управления тягового электропривода с ВИДНВ представлена на рисунке ниже. СВУ реализована в осях γ, δ , где ось δ направлена по углу оптимального момента. Ток оси γ всегда задан равным нулю. Задание момента приходит от системы верхнего уровня и преобразуется в задание тока статора по таблице. Задание на ток возбуждения рассчитывается пропорционально току статора, а ток обмотки возбуждения регулируется релейным регулятором. Выходное напряжение инвертора, взятое с векторного ПИ-регулятора токов, напряжение ЗПТ и текущая скорость в соответствии с табличной зависимостью определяют угол опережения или отставания вектора тока относительно текущего углового положения ротора. Так как продольная индуктивность ВИДНВ больше поперечной, то в зоне малых скоростей данный угол обеспечивает отстающую коммутацию, чтобы использовать в том числе реактивный момент и обеспечить работу в режиме МТРА. На высоких скоростях угол становится опережающим, чтобы снизить рост противо-ЭДС двигателя в условиях ограниченного напряжения питания.

Структура СВУ для тягового ВИДНВ

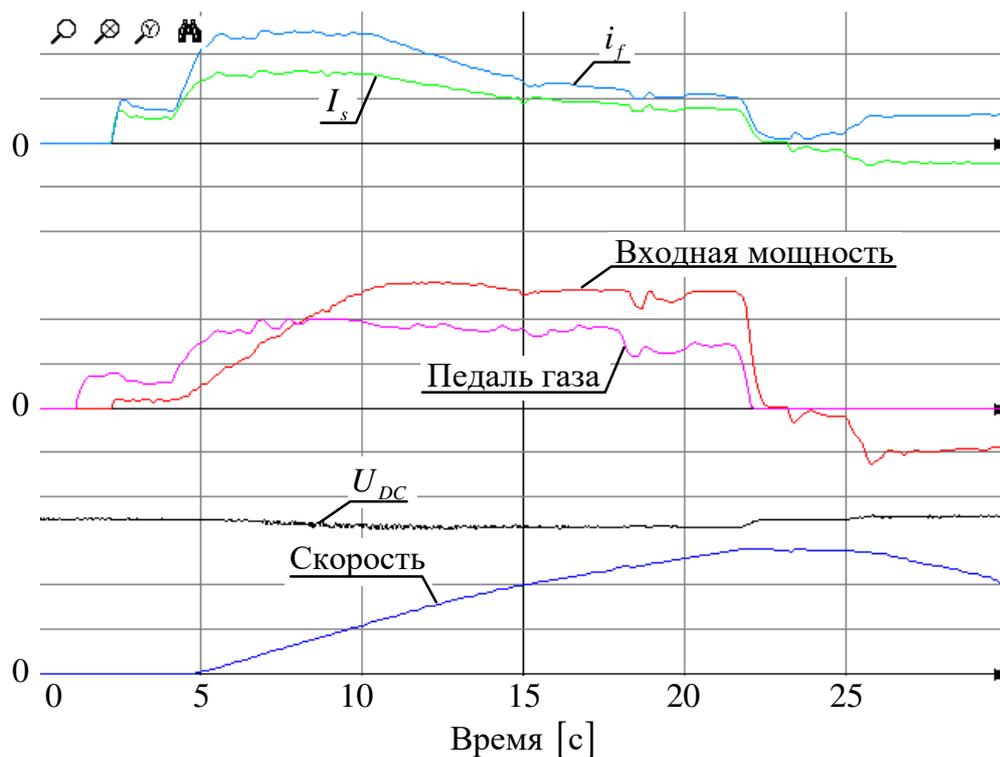


На рисунке ниже показана экспериментальная характеристика тягового ВИДНВ мощностью 120 кВт для полностью электрического городского автобуса. Напряжение ЗПТ составляло около 700 В, и питание инвертора осуществлялось от LiFePO батареи.

Механическая характеристика тягового ВИДНВ с СВУ



Городские испытания автобуса с ВИДНВ (скорость — синий — 17 км/час в клетке; сигнал педали газа — фиолетовый — 50% в клетке; входная мощность — красный — 50 кВт в клетке; напряжение ЗПТ — черный — 200 В в клетке; ток возбуждения — голубой — 10 А в клетке; ток статора — зелёный — 300 А в клетке)



4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МИКРОАВТОБУС MATRЁШКА

Технические характеристики:

ДВИГАТЕЛЬ

электрический, мощность 45 кВт
[140 Нм] до 7000 об.мин.

ИСТОЧНИК ТОКА

аккумулятор 32 кВтч [LiFePO₄]

РАДИУС ПОВОРОТА

менее 3 м

ПРОБЕГ ПРИ ПОЛНОЙ ЗАРЯДКЕ

до 130 км.

СКОРОСТЬ

ограничена до 30 км/ч

ГРУЗОПОДЪЁМНОСТЬ

1300 кг

ОБЩАЯ МАССА

[С НАДСТРОЙКОЙ]

2800 кг

Тип двигателя: асинхронный или вентильно-индукторный с независимым возбуждением.

Фото с испытаний в Сколково



Фото с испытаний



5. БЕЛАЗ-90

БЕЛАЗ-90, оборудованный гибридной электрической трансмиссией с вентиляционно-индукторным электродвигателем независимого возбуждения



Внешний вид комплекта тягового электрооборудования. Инверторы управляются контроллерами МК40.1 на базе отечественного микроконтроллера К1921ВК01Т (на фото снят и лежит сверху на раме). Генератор и тормозные резисторы управляются МК17.3 на базе TMS320F2810 (TI)



Подъём в горку с грузом и отладка противооткатной системы



Видео с испытаний:

Без груза:

<https://youtu.be/PlyzLVCRxaE>

<https://youtu.be/xVDN84ZNuHw>

Груженный, тестирование противооткатной системы:

<https://youtu.be/1P2CSyByKcM>

Популярные статьи с описанием процесса разработки и наладки КТЭО:

https://habr.com/company/npf_vektor/blog/416945/

https://habr.com/company/npf_vektor/blog/416963/

https://habr.com/company/npf_vektor/blog/416967/

**АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ И СПРАВКИ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ
РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ**

УТВЕРЖДАЮ



Первый заместитель генерального
директора – главный конструктор

АО «НИИЭТ»

Крюков В.П.

« 25 » 04 2018г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов
диссертации Анучина А.С. по теме «Разработка цифровых систем эффективного
управления комплектов тягового электрооборудования гибридных электрических
транспортных средств»

Комиссия в составе:

председатель: заместитель генерального директора по разработкам
АО «НИИЭТ» И.П. Потапов

члены комиссии: начальник дизайн-центра проектирования ИМС АО
«НИИЭТ» В.А. Смерек, начальник лаборатории проектирования
специализированных микроконтроллеров АО «НИИЭТ» Ю.В. Львов

составили настоящий акт о том, что результаты диссертации Анучина А.С.
«Разработка цифровых систем эффективного управления комплектов тягового
электрооборудования гибридных электрических транспортных средств» в части
образцовых схемотехнических решений и набора программных средств помощи
разработчику были использованы при выполнении проводимой АО «НИИЭТ» в
рамках государственного контракта ОКР «Процессор-И11» (Заказчик –
Минпромторг РФ), а также при разработке и серийном освоении в производстве
микроконтроллера К1921ВК01Т.

Председатель комиссии И. П. Потапов И. П. Потапов

Члены комиссии: В. А. Смерек В. А. Смерек

Ю.В. Львов Ю.В. Львов

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС»,
д.т.н. Остриров В.Н.



АКТ

о внедрении результатов диссертации
Анучина Алексея Сергеевича
на соискание ученой степени
доктора технических наук
по специальности 05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы
по теме «Разработка цифровых систем эффективного управления
комплектов тягового электрооборудования
гибридных электрических транспортных средств»

В процессе работ, выполненных совместно с ООО «НПФ «Вектор» под руководством и с непосредственным участием А.С. Анучина, были разработаны и произведены системы управления комплектов тягового электрооборудования по заказу ПАО «КАМАЗ», ОАО «ВПК», ООО «Электротранспортные технологии» и ЗАО «ПТФК ЗТЭО». Это трансмиссии гибридных электрических и полностью электрических транспортных средств с колёсными формулами 8x8, 12x12, 16x16, 4x4 и 2x4 с диапазоном установленной мощности оборудования от 60 кВт до 1 МВт и в диапазоне мощностей тяговых электроприводов от 37 до 320 кВт.

Главный инженер
ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС», к.т.н.

Корпусов Д.Е.

УТВЕРЖДАЮ

Технический директор

ЗАО «ПТФК «ЗТЭО»

Шакиров К.К.



АКТ

о внедрении результатов диссертации

Анучина Алексея Сергеевича

на соискание ученой степени

доктора технических наук

по специальности 05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы

по теме «Разработка цифровых систем эффективного управления

комплектов тягового электрооборудования

гибридных электрических транспортных средств»

В ООО «НПФ «Вектор» под руководством и с непосредственным участием Анучина А.С. были проведены работы по разработке систем управления комплекта тягового электрооборудования для трансмиссии карьерного самосвала БЕЛАЗ-90, включая контроллеры тяговых электроприводов на базе отечественного микроконтроллера К1921ВК01Т, контроллеры управления генератором и тормозными резисторами и блок управления верхнего уровня БУ КТЭО. В настоящее время трансмиссия с разработанной системой управления введена в эксплуатацию на автосамосвале БЕЛАЗ-75581 №52 и проходит ресурсные испытания в кемеровской области, владелец транспортного средства ООО «Регион 42».

Главный конструктор

Хаджаев Р.А.

Начальник отдела электропривода

Кожевников П.В.

14.05.2018



ПРЕДПРИЯТИЕ ГОСКОРПОРАЦИИ «РОСАТОМ»

ФГУП «РФЯЦ – ВНИИТФ им. академ. Е.И. Забабахина»

Всероссийский электротехнический институт –
филиал федерального государственного
унитарного предприятия
«Российский Федеральный Ядерный Центр –
Всероссийский научно-исследовательский институт
технической физики имени академика Е.И. Забабахина»
(ВЭИ – филиал ФГУП «РФЯЦ – ВНИИТФ
им. академ. Е.И. Забабахина»)

Утверждаю
Директор ВЭИ – филиала
ФГУП «РФЯЦ – ВНИИТФ
им. академ. Е.И. Забабахина»



Румянцев Ю.В.

2018

Акт

**о внедрении результатов диссертации Анучина Алексея Сергеевича
на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.03 —
Электротехнические комплексы и системы по теме «Разработка цифровых систем
эффективного управления комплектов тягового электрооборудования гибридных
электрических транспортных средств» в Всероссийском электротехническом
институте – филиале федерального государственного унитарного
предприятия «Российский Федеральный Ядерный Центр –
Всероссийский научно-исследовательский институт технической
физики имени академика Е.И. Забабахина»**

Мы, нижеподписавшиеся, комиссия в составе председателя комиссии – главного конструктора ВЭИ по электротехническому оборудованию Лавриновича В.А., членов комиссии: начальника отделения разработки специальной техники Снегирева С.В., заместителя начальника отдела разработки систем электропривода и преобразовательной техники Кузиков С.В., составили настоящий акт о том, что с 2017 года ВЭИ активно использует решения с применением отечественного микроконтроллера K1921BK01T, разработанные при непосредственном участии Анучина А.С. в рамках его диссертационной работы, для прототипирования и ускорения разработки систем управления электроприводов пропульсивных систем и оборудования ядерных энергетических установок по заказу предприятий АО «Объединенная судостроительная корпорация» и Государственной корпорации по атомной энергии «РОСАТОМ».

Председатель комиссии:

Главный конструктор ВЭИ
по электротехническому оборудованию

 д.т.н. В.А. Лавринович

Члены комиссии:

Начальник отделения разработки
специальной техники

 С.В. Снегирев

Заместитель начальника отдела разработки
систем электропривода и преобразовательной техники

 С.В. Кузиков



ELECTRIC
VEHICLE
TECHNOLOGIES

тел. : +7 915 09298 00
e-mail: info@ev-tech.me
www.ev-tech.me

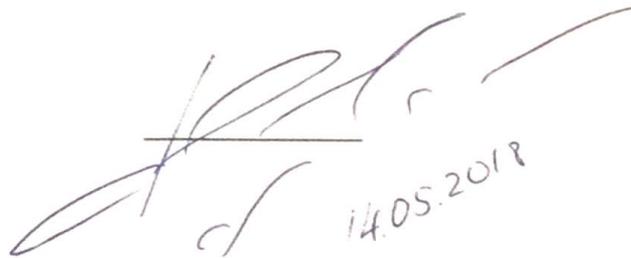
Утверждаю
генеральный директор
ООО «Электротранспортные технологии»
Поппель А.Д.



АКТ
о внедрении результатов
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук
по специальности 05.09.03 — Электротехнические комплексы и
системы
по теме «Разработка цифровых систем эффективного
управления
комплектов тягового электрооборудования
гибридных электрических транспортных средств»

Системы комплектного тягового электрооборудования, включающие в себя БУ КТЭО разработки и производства ООО «НПФ «Вектор», а также тяговые электроприводы совместной разработки ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС» и ООО «НПФ «Вектор» на базе контроллеров МК17.3, внедрены и проходят испытания в пилотных образцах автономного микроавтобуса Matrëshka и полностью электрического автобуса VOLGABUS, разрабатываемые ООО «Электротранспортные технологии».

Технический директор
Федичев И.М.


14.05.2018

АКТ

о внедрении результатов диссертации
Анучина Алексея Сергеевича
на соискание ученой степени
доктора технических наук
по специальности 05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы
по теме «Разработка цифровых систем эффективного управления
комплектов тягового электрооборудования
гибридных электрических транспортных средств»

Система комплектного тягового электрооборудования совместной разработки ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС» и ООО «НПФ «Вектор» с непосредственным участием Анучина А.С. на базе контроллеров МК17.3, внедрена и прошла полный перечень испытаний в соответствии с требованиями ТЗ в макетном образце гибридного транспортного средства с колесной формулой 8x8 и приводами на каждое колесо на базе шасси БТР-90.

Разработанная гибридная трансмиссия позволила достичь скорости 97 км/ч на прямой, обеспечивает подъем в уклон 30° с использованием противобуксовочной системы помощи водителю, реализует движение в тихом режиме от супер-конденсаторного накопителя и разворот на месте на сухом асфальте. Расход топлива по сравнению с классической трансмиссией уменьшен более чем на 20%.

Директор по развитию

Матанский В.В.



УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор ПАО «КАМАЗ» –

директор НТЦ

Д.Х. Валеев

«___» _____ 2018 г.

АКТ

о реализации научных результатов диссертационной работы
 «Разработка цифровых систем эффективного управления
 комплектов тягового электрооборудования
 гибридных электрических транспортных средств», выполненной Анучиным А.С.
 на соискание ученой степени доктора технических наук
 по специальности 05.09.03 — Электротехнические комплексы и системы

Комиссия в составе: председателя – главный конструктор ПАО «КАМАЗ» – Валеев Д.Х. и членов комиссии: главный конструктор по новым проектам НТЦ ПАО «КАМАЗ» – Максименко С.В., зам. главного конструктора по новым проектам НТЦ ПАО «КАМАЗ» – Кусков А.А. составила настоящий акт о том, что полученные в диссертационной работе Анучина А.С. результаты теоретических и экспериментальных исследований, а именно:

- методы управления потоками мощности в гибридных электротрансмиссиях;
- методы распределения усилий между колёсами с реализацией алгоритмов антиблокировочной и противобусковочной систем;
- метод определения необходимой установленной мощности тяговых электроприводов различных типов по заданной тяговой характеристике, учитываются в НТЦ ПАО «КАМАЗ» при разработке перспективного семейства многоосных колёсных машин большой грузоподъемности.

Члены комиссии:

Главный конструктор по новым проектам
 НТЦ ПАО «КАМАЗ»

 С.В. Максименко

Зам. главного конструктора по новым проектам по
 компонентам НТЦ ПАО «КАМАЗ»

 А.А. Кусков