

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи

Беляева Ольга Сергеевна

**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА
СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ
СО СКАЛЯРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

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

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Стариков А. В.

Самара 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	4
1 Обзор основных особенностей современных частотных преобразователей и электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей.....	12
1.1 Способы коммутации силовых транзисторов, применяемые в низковольтных частотных преобразователях.....	12
1.2 Существующие линеаризованные математические модели асинхронного двигателя при скалярном частотном и векторном управлении.....	18
1.3 Обзор принципов построения электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей.....	21
1.4 Известные методики синтеза регуляторов электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей.....	25
1.5 Обзор подходов к построению наблюдателей скорости асинхронных двигателей.....	28
1.6 Задачи исследования.....	31
1.7 Выводы по первой главе.....	31
2 Повышение энергетической эффективности частотного преобразователя с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией.....	33
2.1 Анализ гармонического состава и действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя с традиционной синусоидальной модуляцией.....	33
2.2 Разработка способа коммутации силовых транзисторов, обеспечивающего снижение коммутационных потерь и суммарного коэффициента высших гармоник в частотном преобразователе с синусоидальной модуляцией.....	51
2.3 Аналитическое исследование действующего значения и гармонического состава выходного напряжения в частотном преобразователе, использующем разработанный способ коммутации силовых транзисторов.....	63
2.4 Цифровой модулятор для формирования синусоидального фазного	

напряжения частотного преобразователя с малыми коэффициентами высших гармоник и низкими коммутационными потерями в силовых транзисторах	69
2.5 Выводы по второй главе.....	75
3 Уточненная линеаризованная математическая модель асинхронного двигателя.....	76
3.1 Передаточная функция асинхронного двигателя по отношению к изменению частоты питающего напряжения.....	76
3.2 Передаточные функции асинхронного двигателя по отношению к изменению амплитуды питающего напряжения и момента нагрузки.....	90
3.3 Результаты компьютерного моделирования асинхронного двигателя и оценка адекватности полученных передаточных функций.....	95
3.4 Выводы по третьей главе.....	106
4 Синтез быстродействующего электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным частотным управлением.....	108
4.1 Параметрический синтез регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя методом непрерывного прототипа.....	108
4.2 Компьютерное моделирование и оценка эффективности разработанной методики синтеза параметров регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.....	115
4.3 Одноконтурный электропривод со скалярным управлением асинхронным двигателем без датчика скорости.....	129
4.4 Результаты натурных экспериментов.....	131
4.5 Выводы по четвертой главе.....	137
Заключение.....	138
Библиографический список.....	140
Приложение. Акт об использовании результатов диссертационной работы Беляевой О.С. в ЗАО «СТАН-САМАРА».....	151

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы

Электроприводы переменного тока находят применение практически во всех отраслях промышленности. При этом регулирование скорости с требуемой точностью является одной из приоритетных задач. Современные регулируемые электроприводы с асинхронными исполнительными двигателями, обладающие большим диапазоном регулирования скорости, в подавляющем большинстве случаев представляют собой системы векторного управления. Однако, существуют области применения, где необходимо скалярное управление асинхронным двигателем. К ним относятся многодвигательные приводы слиповподъемно-спусковых механизмов, ленточных конвейеров, аппаратов воздушного охлаждения масла и газа, электроприводы погружных центробежных насосов, осуществляющие механизированную добычу нефти. При этом следует отметить, что повышение быстродействия таких электроприводов улучшает качество и эффективность работы рассматриваемых установок. Поэтому развитие теории и практики электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей со скалярным управлением, позволяющее повысить их быстродействие является актуальной задачей.

Очень важную роль в современном мире играет энергетическая эффективность электропривода переменного тока, которая определяется коэффициентами полезного действия частотного преобразователя и двигателя. Поэтому работы, направленные на снижение потерь в этих элементах электропривода и, как следствие, повышение их коэффициентов полезного действия, также являются актуальными.

Степень разработанности проблемы

Электроприводам переменного тока со скалярным и векторным управлением уделено большое внимание российских и иностранных ученых. Такие известные ученые, как А.С. Анучин, И.Я. Браславский, А.А. Булгаков, А.Б. Виноградов, В.И. Доманов, Ю.Н. Калачев, С.А. Ковчин, В.Ф. Козаченко, А.Е. Козярук, В.Г. Макаров, В.Н. Мещеряков, О.П. Михайлов, Г.Б. Онищенко, О.И. Осипов, Л.П. Петров, А.Д.

Поздеев, В.В. Рудаков, Ю.А. Сабинин, Г.Г. Соколовский, В.М. Терехов, F. Blaschke, G.S. Buja, C Busca, K. Hasse, M.P. Kazmierkowski посвятили свои исследования электроприводам стабилизации скорости синхронных и асинхронных двигателей [1 – 34]. Однако, основное внимание в этих работах уделено различным модификациям векторного управления, нелинейным математическим моделям асинхронных и синхронных двигателей, частотным преобразователям с традиционной синусоидальной и векторной модуляцией.

Отдельно следует отметить работы С.Я. Галицкого, К.С. Галицкого, С.Л. Лисина, Д.Н. Джабасовой и Д.И. Рокало, в которых рассматриваются новые подходы к скалярному управлению двигателями переменного тока, повышающие быстродействие электроприводов, линеаризованные математические модели асинхронных и синхронных двигателей, а также принципы построения частотных преобразователей, снижающие коммутационные потери в силовых транзисторах и коэффициенты высших гармоник в выходном напряжении [35 – 61].

Однако, в приведенных выше работах не рассматривается методика параметрического синтеза регулятора для одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, который можно реализовать с помощью так называемого технологического регулятора, имеющегося в составе любого современного частотного преобразователя. Кроме того, известные линеаризованные математические модели асинхронного двигателя при частотном управлении в виде передаточных функций [35, 62] имеют большие погрешности, поскольку были получены с помощью упрощенных методов линеаризации. Следует также отметить, что современные низковольтные частотные преобразователи с традиционной синусоидальной модуляцией имеют большие амплитуды высших гармоник в выходном напряжении, вызванные введением «мертвого» времени при переключении силовых транзисторов, и большие коммутационные потери.

С учетом степени разработанности проблемы сформулированы цели и задачи диссертационной работы.

Цель диссертационной работы – повышение эффективности электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.

Задачи диссертационного исследования:

1. Разработка частотного преобразователя, обеспечивающего синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, снижение коммутационных потерь и амплитуд высших гармоник в выходном напряжении.
2. Аналитическое исследование гармонического состава выходного сигнала разработанного частотного преобразователя с учетом процесса широтно-импульсной модуляции.
3. Разработка уточненной линеаризованной математической модели асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении.
4. Разработка методики параметрического синтеза регулятора, обеспечивающая повышение быстродействия одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.
5. Проведение вычислительных и натурных экспериментов, подтверждающих адекватность теоретических исследований.

Объектом исследования является регулируемый электропривод переменного тока.

Предмет исследования – электропривод стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением и частотный преобразователь с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией.

Методы решения

В работе использовались методы теории электропривода, электрических машин, разложения в гармонический ряд Фурье, линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений и численного моделирования.

Научная новизна

1. Разработан способ коммутации силовых транзисторов низковольтного частотного преобразователя, обеспечивающий синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, снижение коммутационных потерь и амплитуд высших гармоник в выходном напряжении и отличающийся последовательностью рабочих состояний транзисторов.

2. Получено аналитическое выражение для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя при синусоидальной широтно-импульсной модуляции, отличающееся учетом нового способа коммутации силовых транзисторов.

3. Разработана уточненная линеаризованная математическая модель асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении, отличающаяся видом передаточных функций по управляющим и возмущающему воздействиям.

4. Разработана методика параметрического синтеза регулятора, обеспечивающая повышение быстродействия одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, отличающаяся учетом полюсов и нулей уточненной передаточной функции двигателя.

Практическая значимость результатов работы

1. Разработанный способ коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя обеспечивает повышение энергетической эффективности электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя за счет снижения коммутационных потерь и коэффициентов высших гармоник при синусоидальной широтно-импульсной модуляции.

2. Предложенная методика расчета параметров регулятора позволяет производить настройку одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, обеспечивающую высокое быстродействие при отработке управляющих и возмущающих воздействий.

Достоверность полученных результатов подтверждается хорошим совпадением расчетов с данными компьютерного моделирования и натурных экспериментов.

Реализация результатов работы

Основные результаты работы были использованы в ЗАО «Стан-Самара» (г. Самара) при расчете амплитуд высших гармоник в выходных сигналах применяемых частотных преобразователей.

Апробация работы

Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на Всероссийской научно-практической конференции «Ашировские чтения» (г. Самара, 2019), Всероссийской научно-практической конференции «Ашировские чтения» (г. Самара, 2021) и Международной научной-технической конференции по промышленному инжинирингу и современным технологиям «FarEastCon-2021» (г. Владивосток, 2021).

Публикации

По теме диссертации опубликованы 7 печатных работ общим объемом 4,12 п.л., в том числе 3 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах и изданиях из перечня ВАК РФ и 1 патент на изобретение.

Личный вклад автора состоит в разработке нового способа коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя и цифрового модулятора, реализующего этот способ; в получении аналитических выражений для определения амплитуд высших гармоник в выходном напряжении инвертора с традиционной синусоидальной широтно-импульсной и с новым способом коммутации силовых транзисторов; в получении уточненных передаточных функций асинхронного двигателя; в разработке методики параметрического синтеза регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением; в проведении вычислительных и натурных экспериментов.

На защиту выносятся:

1. Способ коммутации силовых транзисторов низковольтного частотного преобразователя, обеспечивающий синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, снижение коммутационных потерь и амплитуд высших гармоник в выходном напряжении.
2. Результаты аналитического исследования гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя с традиционной синусоидальной модуляцией и с новым способом коммутации силовых транзисторов.
3. Уточненная линеаризованная модель асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении.

4. Методика расчета параметров регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.

5. Результаты вычислительных и натурных экспериментов.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка и приложения. Основная часть работы изложена на 139 страницах машинописного текста, иллюстрирована 64 рисунками и 11 таблицами. Библиографический список содержит 95 наименования на 11 страницах.

Содержание работы

Во введении дано обоснование актуальности темы исследования, посвященного повышению эффективности электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, сформулированы цель и задачи работы, определена научная новизна и практическая значимость диссертации.

В первой главе проведен обзор существующих способов коммутации силовых транзисторов низковольтных частотных преобразователей, гармонического состава и максимального действующего значения выходного напряжения инверторов их использующих. Рассмотрены известные линеаризованные математические модели асинхронного двигателя при скалярном и векторном управлении. Проведен обзор принципов построения электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей и методик синтеза регуляторов. Рассмотрены основные подходы к созданию бездатчиковых систем электроприводов, использующих наблюдатели скорости.

Во второй главе рассмотрен закон коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя, обеспечивающий традиционную синусоидальную модуляцию. Найдены аналитические зависимости, позволяющие определить амплитуды высших гармоник при традиционной синусоидальной модуляции с учетом и без учета введения «мертвого» времени на переключения транзисторов каждого полумоста. Показано, что введение «мертвого» времени в 81 раз увеличивает суммарный коэффициент гармонических составляющих и снижает на 7 % действующее значение первой гармоники выходного напряжения частотного преобразователя.

Разработан способ коммутации силовых транзисторов инвертора, обеспечивающий синусоидальную модуляцию и не требующий введения «мертвого» времени. Найдены аналитические зависимости для расчета коэффициентов высших гармоник и максимального действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя, использующего предложенный способ коммутации силовых транзисторов. Методом компьютерного моделирования доказана адекватность полученных формул и показано, что предлагаемый способ коммутации позволяет снизить суммарный коэффициент гармонических составляющих в 48 раз и повысить действующее значение первой гармоники выходного напряжения на 7,7% по сравнению с частотными преобразователями с традиционной синусоидальной модуляцией. Разработан цифровой модулятор, реализующий предложенный способ коммутации силовых транзисторов инвертора.

В третьей главе рассмотрены нелинейные уравнения движения асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении. Произведена линеаризация этих уравнений и найдены уточненные передаточные функции асинхронного двигателя по отношению к управляющим и возмущающему воздействиям, которые имеют характеристический полином пятнадцатого порядка. Найдены численные значения полученных передаточных функций для асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z для различных начальных условий, соответствующих частотам питающего напряжения 50 Гц и 1 Гц. Проведено компьютерное моделирование рассматриваемого асинхронного двигателя и построены графики переходных процессов с помощью полученных передаточных функций и нелинейной модели. Сравнение графиков показало, что максимальное расхождение результатов не превышает 6,1%, что позволило сделать вывод об адекватности полученных передаточных функций асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении.

В четвертой главе рассмотрен одноконтурный электропривод стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, который можно реализовать на любом современном частотном преобразователе с помощью технологического пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора. На основе анализа полюсов и нулей уточненной передаточной функции асинхронного

двигателя разработана методика расчета параметров настройки этого регулятора. Получены формулы для расчета коэффициента передачи и постоянных времени пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора скорости. Приведены результаты компьютерного моделирования, показывающие, что предлагаемый одноконтурный электропривод стабилизации наряду с простотой технической реализации обладает высоким быстродействием и малой статической погрешностью. Рассмотрен вопрос бездатчикового управления асинхронным двигателем с применением наблюдателя скорости. Приведены результаты натурных экспериментов, которые доказали адекватность проведенных теоретических исследований. Натурные эксперименты позволили сделать вывод, что неравномерность вращения ротора асинхронного двигателя на малых скоростях в предлагаемом одноконтурном электроприводе со скалярным управлением в 2 раза меньше, чем в системе векторного управления.

В заключении сформулированы основные результаты диссертационной работы.

1 ОБЗОР ОСНОВНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ СОВРЕМЕННЫХ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1.1 Способы коммутации силовых транзисторов, применяемые в низковольтных частотных преобразователях

В электроприводах переменного тока, предназначенных для металлорежущих станков, промышленных роботов, электромобилей, гибридных автомобилей, погружных насосов, аппаратов воздушного охлаждения масла и газа в основном находят применение низковольтные частотные преобразователи. Это определяется диапазоном мощностей исполнительных двигателей, применяемых в этих установках и агрегатах [63]. Низковольтные преобразователи частоты могут иметь различный принцип построения и способы коммутации силовых транзисторов [22].

Рассмотрим известные способы коммутации силовых транзисторов в автономных инверторах с широтно-импульсной модуляцией, наиболее распространенных в электроприводах стабилизации скорости асинхронных и синхронных двигателей. Силовая схема таких частотных преобразователей, как правило, состоит из шести транзисторов $VT1 - VT6$ и обратных диодов (рисунок 1.1) [52]. Исторически сложилось так, что к настоящему времени было разработано большое количество способов коммутации силовых транзисторов. Самым простейшим является способ с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией транзисторов [22, 29, 52, 61], при котором каждый период широтно-импульсной модуляции (ШИМ) работают два транзистора из комплекта $VT1 - VT6$ (рисунок 1.2). На рисунке представлена диаграмма рабочих состояний транзисторов при максимальном напряжении. Высокий уровень напряжения управления U_y соответствует открытому состоянию силового транзистора, а низкий – закрытому. Период выходного напряжения частотного преобразователя делится на шесть частей длительностью $\frac{\pi}{3}$.

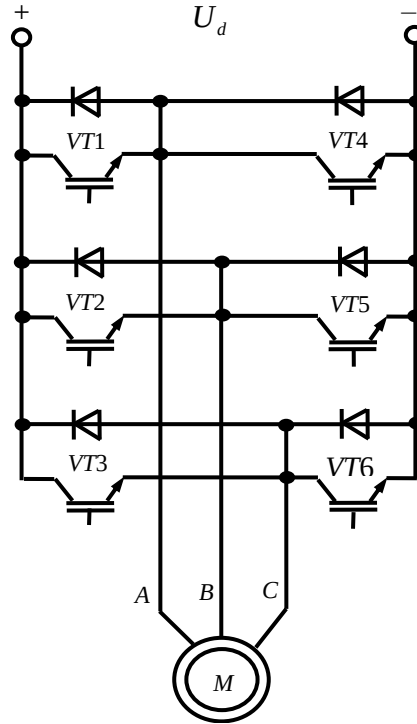


Рисунок 1.1 – Силовая схема автономного инвертора
с широтно-импульсной модуляцией

При этом участок открытого состояния каждого транзистора составляет $\frac{2}{3}\pi$. При таком способе коммутации силовых транзисторов получается трехфазная система фазных напряжений прямоугольной формы (рисунок 1.3). Как следствие, в выходном напряжении частотных преобразователей с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией силовых транзисторов наблюдаются большие коэффициенты высших гармоник, определяемые по формулам [52, 61, 64]

$$\left. \begin{aligned} b_{2l+1} &= 0, \text{ при } r = 0; \\ b_{2l+1} &= \frac{2\sqrt{3}}{(2l+1)\pi} U_m, \text{ при } r = 1 \text{ и } r = 2, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

где $l = 0, 1, 2, 3, \dots$ – целое число; r – целочисленный остаток от деления $2l + 1$ на 3;

$U_m = \frac{U_d}{2}$; U_d – напряжение в линии постоянного тока частотного преобразователя.

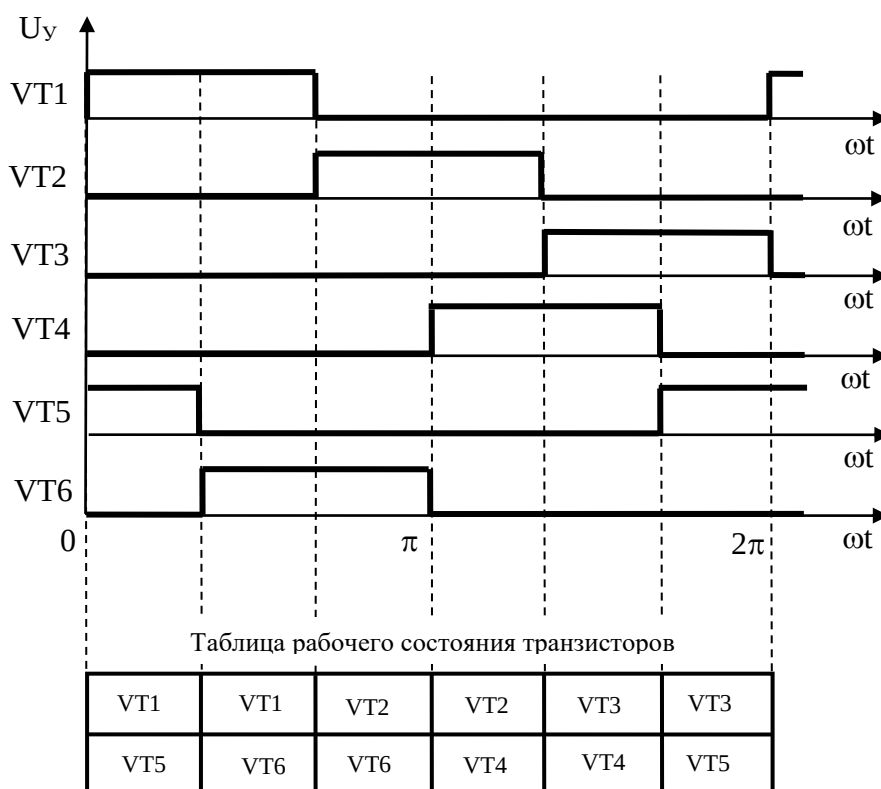


Рисунок 1.2 – Диаграмма включения и таблица рабочего состояния транзисторов

частотного преобразователя с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией

При этом амплитуда 5-ой гармоники составляет 20% от первой, а 7-ой гармоники – 14,29%, 11-ой гармоники – 9,09% [52, 61]. Также следует отметить, что при $U_d = 515$ В действующее значение первой гармоники фазного напряжения равно 200 В, то есть наблюдается явное недоиспользование напряжения из линии постоянного тока.

Другой хорошо известный способ коммутации силовых транзисторов инвертора – π -коммутация (рисунок 1.4) В этом случае всегда одновременно работают три транзистора, причем рабочий участок каждого транзистора составляет π . При таком способе коммутации получается трехфазная система фазных напряжений, форма которых представляет собой периодические ступенчатые функции (рисунок 1.5) [29, 52, 61]. Коэффициенты высших гармоник также определяются формулами (1.1), в которых принимается $U_m = \frac{2U_d}{3}$.

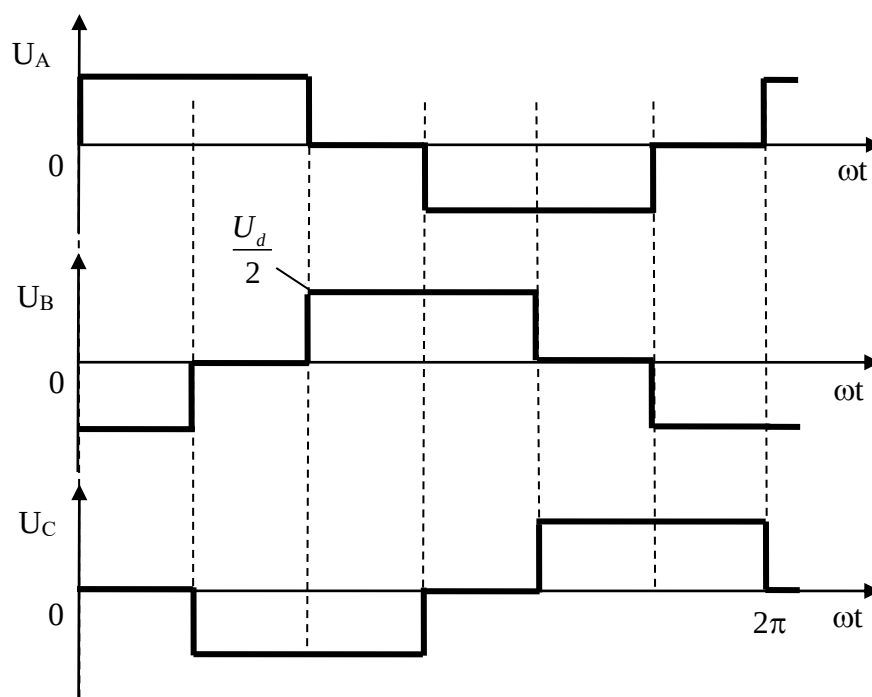


Рисунок1.3 – Графики фазных напряжений на выходе преобразователя частоты с $\frac{2}{3}\pi$ -коммутацией силовых транзисторов

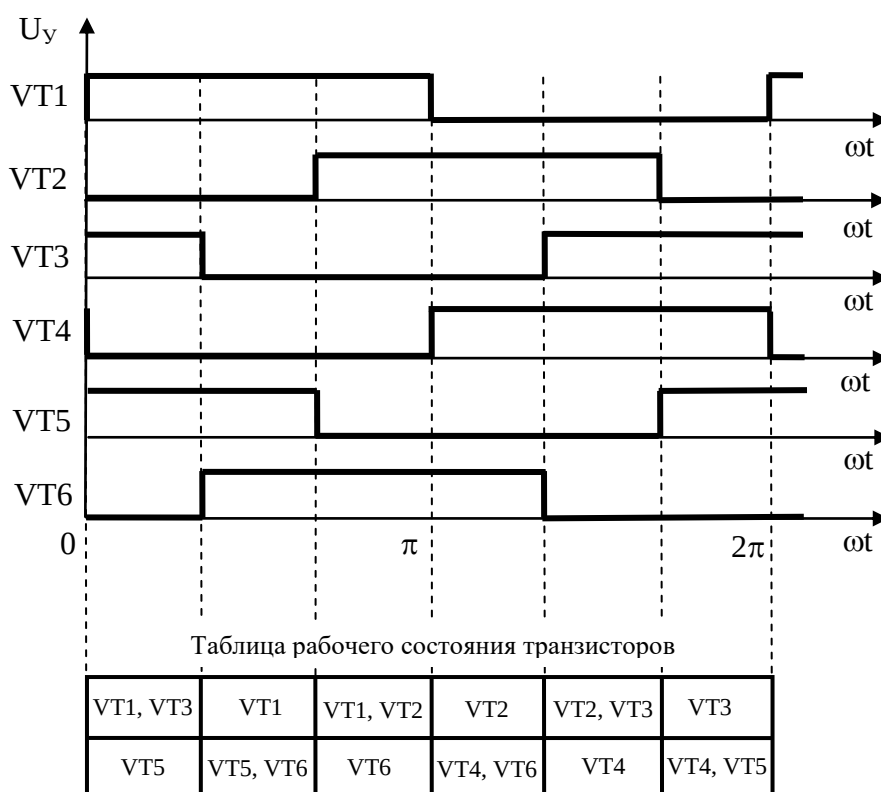


Рисунок 1.4 – Диаграмма включения и таблица рабочего состояния транзисторов частотного преобразователя с π -коммутацией

Таким образом, в выходном напряжении частотных преобразователей с π -коммутацией силовых транзисторов наблюдаются большие коэффициенты высших гармоник. Но действующее значение первой гармоники больше, чем при $\frac{2}{3}\pi$ -коммутации, и если $U_d = 515$ В оно составляет 231 В.

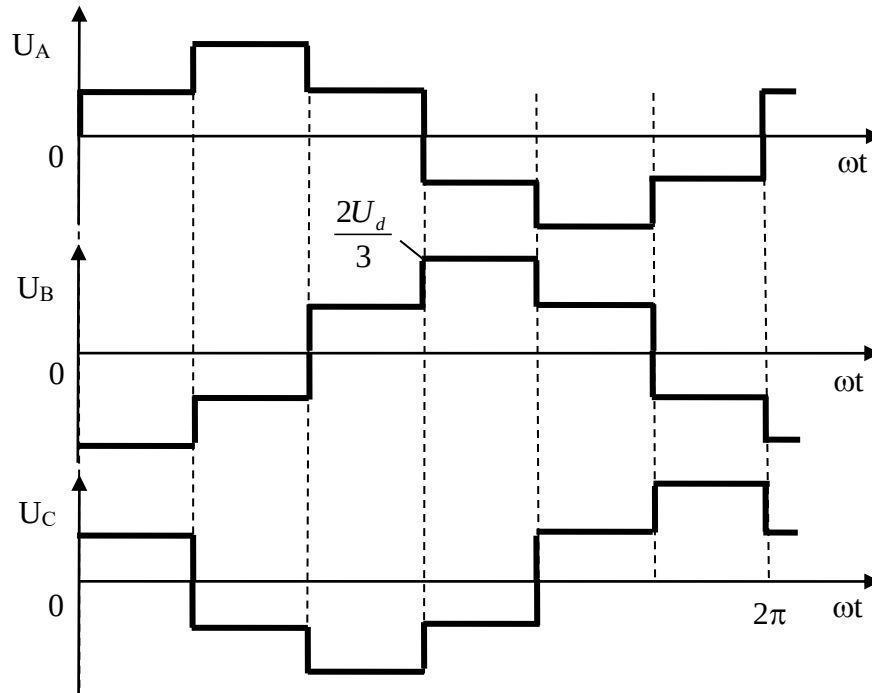


Рисунок 1.5 – Графики фазных напряжений на выходе преобразователя частоты с π -коммутацией силовых транзисторов

Для улучшения гармонического состава выходного напряжения в частотных преобразователях стали применять синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, при которой скважности открытых состояний транзисторов определяются системой уравнений [1, 13, 29]

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{VT1} &= \frac{1}{2} \left[1 + U^* \sin(\omega_0 t) \right]; \\ \gamma_{VT2} &= \frac{1}{2} \left[1 + U^* \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_{VT3} &= \frac{1}{2} \left[1 + U^* \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_{VT4} &= 1 - \gamma_{VT1}; \gamma_{VT5} = 1 - \gamma_{VT2}; \gamma_{VT6} = 1 - \gamma_{VT3}, \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

где $U^* = \frac{U_1}{U_{1\max}}$ – относительное значение напряжения; U_1 и $U_{1\max}$ – требуемая и максимальная величины фазного напряжения; ω_0 – угловая частота выходного напряжения инвертора.

Однако, экспериментальные исследования показали, что в выходном напряжении частотного преобразователя с традиционной синусоидальной ШИМ амплитуда 3-ей гармоники достигает 6 – 8% от амплитуды первой гармоники, амплитуда 5-ой гармоники – 2 – 12%, 7-ой гармоники – 5 – 8% [65, 66]. Одной из основных причин плохого гармонического состава выходного напряжения является необходимость применения на каждом периоде синусоидальной модуляции «мертвого» времени при переключении силовых транзисторов каждого полумоста [1]. К недостаткам традиционной синусоидальной модуляции следует отнести малую величину действующего значения выходного фазного напряжения инвертора, которая не превышает 182 В при $U_d = 515$ В [1]. Для повышения выходного напряжения частотного преобразователя с синусоидальной ШИМ применяют так называемую предмодуляцию третьей гармоникой [1, 13]. Кроме того, недостатком традиционной синусоидальной модуляции является большие коммутационные потери в силовых транзисторах, поскольку каждый период ШИМ происходит переключение всех шести транзисторов $VT1 - VT6$.

С целью снижения коммутационных потерь в силовых транзисторах были разработаны векторные модуляторы, которые решают также задачу повышения действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя [1, 13, 29]. Однако, векторная модуляция требует введения «мертвого» при переключении транзисторов полумостов на каждом периоде ШИМ. В результате гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя с векторной ШИМ получается аналогичным гармоническому составу напряжения частотного преобразователя с традиционной синусоидальной ШИМ.

1.2 Существующие линеаризованные математические модели асинхронного двигателя при скалярном частотном и векторном управлении

В основе структурно-параметрического синтеза электроприводов лежит математический аппарат передаточных функций. Поэтому при разработке электропривода с асинхронным исполнительным двигателем необходимо знать его передаточные функции по отношению к управляющему и возмущающему воздействиям. Для нахождения этих передаточных функций пользуются уравнениями движения асинхронного двигателя, например, в произвольной системе координат, вращающейся вместе с магнитным полем статора [22, 62]

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1X}}{dt} &= U_{1X} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1X} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2X} + \omega_0 \psi_{1Y}; \\ \frac{d\psi_{1Y}}{dt} &= U_{1Y} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1Y} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2Y} - \omega_0 \psi_{1X}; \\ \frac{d\psi_{2X}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2X} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1X} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2Y}; \\ \frac{d\psi_{2Y}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2Y} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1Y} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2X}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2 J_{np} \Delta} (\psi_{1Y} \psi_{2X} - \psi_{1X} \psi_{2Y}) - \frac{1}{J_{np}} M_c, \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

где ψ_{1x} и ψ_{1y} – проекции вектора потокосцепления статора в ортогональной системе координат Oxy , вращающейся со скоростью магнитного поля; U_{1x} и U_{1y} – проекции изображающего вектора напряжения; ψ_{2x} и ψ_{2y} – соответствующие проекции вектора потокосцепления ротора; L_1 и R_1 – индуктивность и активное сопротивление цепи статора; L_2' и R_2' – приведенные индуктивность и активное сопротивление цепи ротора; L_0 – взаимная индуктивность; ω_0 – угловая скорость вращения магнитного поля; ω – угловая частота вращения ротора; J_{np} – приведенный момент инерции ротора; m_1 – число фаз электродвигателя; Z_n – число пар полюсов; M_c – момент сопротивления на валу электродвигателя; $\Delta = L_1 L_2' - L_0^2$; t – время.

Поскольку система уравнений (1.3) является нелинейной, то производят ее линеаризацию, переходят к операторной форме записи и находят необходимые передаточные функции. Из-за сложности уравнений линеаризацию, как правило, осуществляют приближенными методами, и при скалярном частотном управлении приближенные передаточные функции асинхронного двигателя выглядят следующим образом [62]

$$W_{\partial y3}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{k_{\partial y3} \left(\frac{T_1}{k_{\partial y3}} p + 1 \right)}{T_{\partial} T_M T_1 p^3 + \frac{T_{\partial} T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[T_1 + \frac{T_{\partial} T_M}{T_2} \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right) \right] p + 1}, \quad (1.4)$$

где $k_{\partial y3} = 1 + \frac{T_1 [\psi_{1x0}^2 + \psi_{1y0}^2 + k_U (\psi_{1y0} - \psi_{1x0})] L_0}{T_2 (\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0}) L_1}$; $k_U = \frac{U_{1H}}{\omega_{0H}}$;

$T_1 = \frac{\Delta}{R_1 L_2'}$, $T_2 = \frac{\Delta}{R_2' L_1}$ – электромагнитные постоянные времени цепей статора и ро-

тора; $T_{\partial} T_M = \frac{2\Delta J_{np}}{m_1 Z_n L_0 (\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0})}$; p – комплексная переменная,

$$W_{\partial \delta}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{\frac{T_{\partial} T_M \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right)}{J_{np} T_2} \left(\frac{T_1 T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} p^2 + \frac{T_1 + T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} p + 1 \right)}{T_{\partial} T_M T_1 p^3 + \frac{T_{\partial} T_M (T_1 + T_2)}{T_2} p^2 + \left[T_1 + \frac{T_{\partial} T_M}{T_2} \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'} \right) \right] p + 1}. \quad (1.5)$$

Формулы (1.4) и (1.5) используют при синтезе электроприводов со скалярным частотным управлением асинхронным исполнительным двигателем.

Основным недостатком передаточных функций (1.4) и (1.5) является их большая погрешность, вызванная упрощенным методом линеаризации уравнений (1.3). Аналогично обладают большой погрешностью и передаточные функции, полученные другими методами [35, 67]. Например, один из подходов к определению передаточных функций асинхронного двигателя заключается в моделировании системы

уравнений (1.3), построении переходного процесса в «малом», идентификации этого процесса и представлении асинхронного двигателя в виде [67]

$$W_{\partial y}(p) = \frac{k_{\partial y}}{a_{01}p^2 + a_{11}p + 1}, \quad (1.6)$$

$$W_{\partial \partial}(p) = \frac{k_{\partial \partial}(b_{01}p + 1)}{a_{01}p^2 + a_{11}p + 1}, \quad (1.7)$$

где a_{01} , a_{11} , b_{01} , $k_{\partial y}$ и $k_{\partial \partial}$ – коэффициенты, получаемые в процессе идентификации переходных процессов.

При синтезе регуляторов электроприводов с векторным управлением также пользуются упрощенными передаточными функциями асинхронного двигателя. Полагая, что в системе управления осуществляется компенсация перекрестных связей по ЭДС, упрощенную структурную схему асинхронного двигателя представляют в следующем виде (рисунок 1.6) [30].

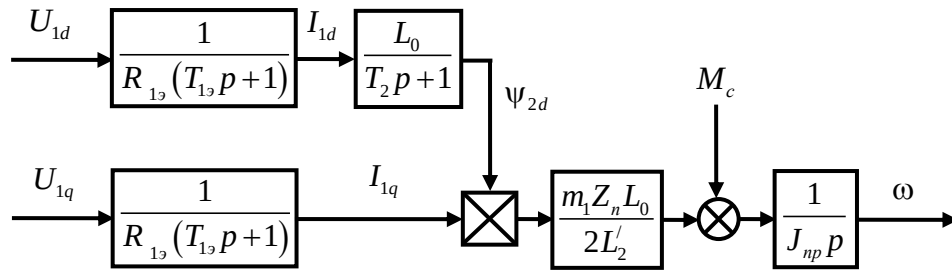


Рисунок 1.6 – Упрощенное представление схема асинхронного двигателя в системе векторного управления

На структурной схеме приняты следующие обозначения: U_{1d} и U_{1q} – проекции вектора напряжения на оси координатной системы $0dq$, вращающейся вместе с ротором; I_{1d} и I_{1q} – проекции векторотока на эти же оси; ψ_{2d} – соответствующая проекция потокосцепления ротора; $R_{13} = R_1 + R_2' \left(\frac{L_0}{L_2} \right)^2$ и $T_{13} = \frac{T_1 R_1}{R_1 + R_2' \left(\frac{L_0}{L_2} \right)^2}$ – эквива-

лентные сопротивление и постоянная времени цепи статора. Однако, такое представление асинхронного двигателя для синтеза электропривода стабилизации скорости со скалярным управлением неприемлемо.

1.3 Обзор принципов построения электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей

Большинство электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей представляют собой системы векторного управления [1, 13, 22, 29]. Структурная схема одного из вариантов построения такой системы приведена на рисунке 1.7.

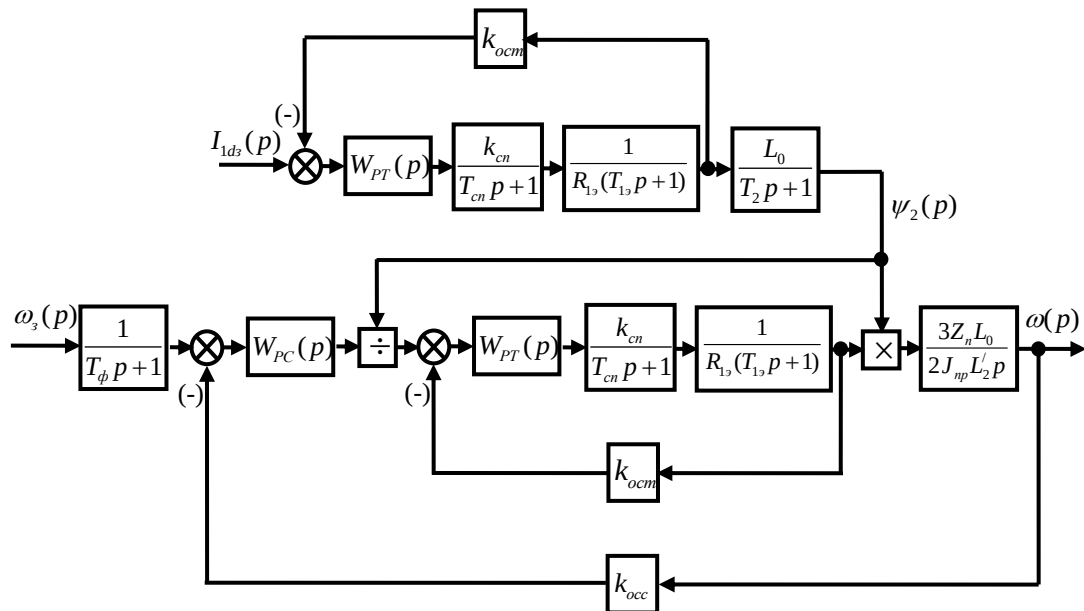


Рисунок 1.7 – Структурная схема одного из вариантов построения системы векторного управления скоростью асинхронного двигателя

Она содержит одноконтурную систему стабилизации проекции тока статора I_{1d} и двухконтурную систему регулирования скорости ω . Система снабжена двумя регуляторами тока $W_{PT}(p)$ и регулятором скорости $W_{PC}(p)$. Контур замкнут с помощью датчиков обратной связи с коэффициентами передачи k_{ocm} и k_{occ} . Частотный преобразователь представлен на структурной схеме апериодическим звеном с

коэффициентом передачи k_{cn} и постоянной времени T_{cn} . Для снижения величины перерегулирования на входе электропривода установлен апериодический фильтр с постоянной времени T_ϕ .

Сисемы векторного управления нашли широкое распространение в промышленности, однако не всегда возможно применить принцип их построения в электроприводах. Например, нельзя использовать векторное управление при параллельном подключении двух и более двигателей к одному частотному преобразователю. Также не применяют векторное управление при управлении погружными насосами, осуществляющими механизированную добычу нефти, поскольку между частотным преобразователем и асинхронным двигателем установлен повышающий трансформатор. Кроме того, системы векторного управления обладают рядом недостатков: большая сложность вычислительных алгоритмов, применяемых при технической реализации, необходимость введения параметров электродвигателя и наличие пульсаций скорости при неизменном моменте нагрузки [68].

В связи с этим, в современных частотных преобразователях имеется возможность применения так называемого скалярного управления с различными законами изменения амплитуды (действующего напряжения) в функции частоты. Как правило, это разомкнутые системы с маленьким диапазоном регулирования скорости. Однако, для получения большого диапазона регулирования применяют и замкнутые системы, например, скалярного частотно-токового управления, которые также отличаются большой сложностью технической реализации [22, 69]. Поэтому получили развитие и другие принципы построения электроприводов стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением. Примером может послужить двухконтурная система с внутренним контуром момента (рисунок 1.8) [70].

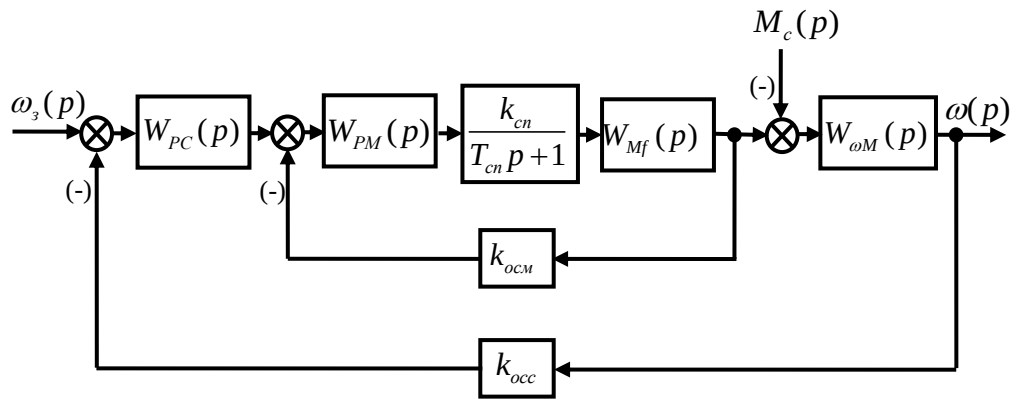


Рисунок 1.8 – Структурная схема регулируемого электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем и внутренним контуром момента

Он построен по принципам подчиненного регулирования координат, при этом математическая модель асинхронного двигателя представлена двумя передаточными функциями $W_{Мф}(p)$ и $W_{ωМ}(p)$, связывающими момент двигателя с частотой питающего напряжения и скорости с моментом. Недостатком такого построения является необходимость использования датчика (наблюдателя) момента с коэффициентом передачи $k_{осм}$.

Другим подходом к построению регулируемого электропривода с асинхронным исполнительным двигателем является двухконтурная система, использующая только один датчик обратной связи – датчик скорости (рисунок 1.9) [71]. Вариант исполнения структурной схемы такой системы стабилизации скорости приведена на рисунке 1.10. Во внутреннем контуре скорости применен пропорционально-дифференциальный регулятор $W_{ПД}(p)$, а во внешнем – интегральный регулятор $W_{И}(p)$. При сравнении блоков структурной и функциональной можно сделать вывод, что блоки дифференцирования, умножения и выделения модуля, сумматоры, блок деления, коммутатор и блок сравнения в совокупности выполняют функцию сложного ПД-регулятора. Основным недостатком рассматриваемого электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем является изменение постоянной времени регулятора в функции скорости, поскольку постоянная времени дифференцирования на малых скоростях начинает достигать нескольких секунд.

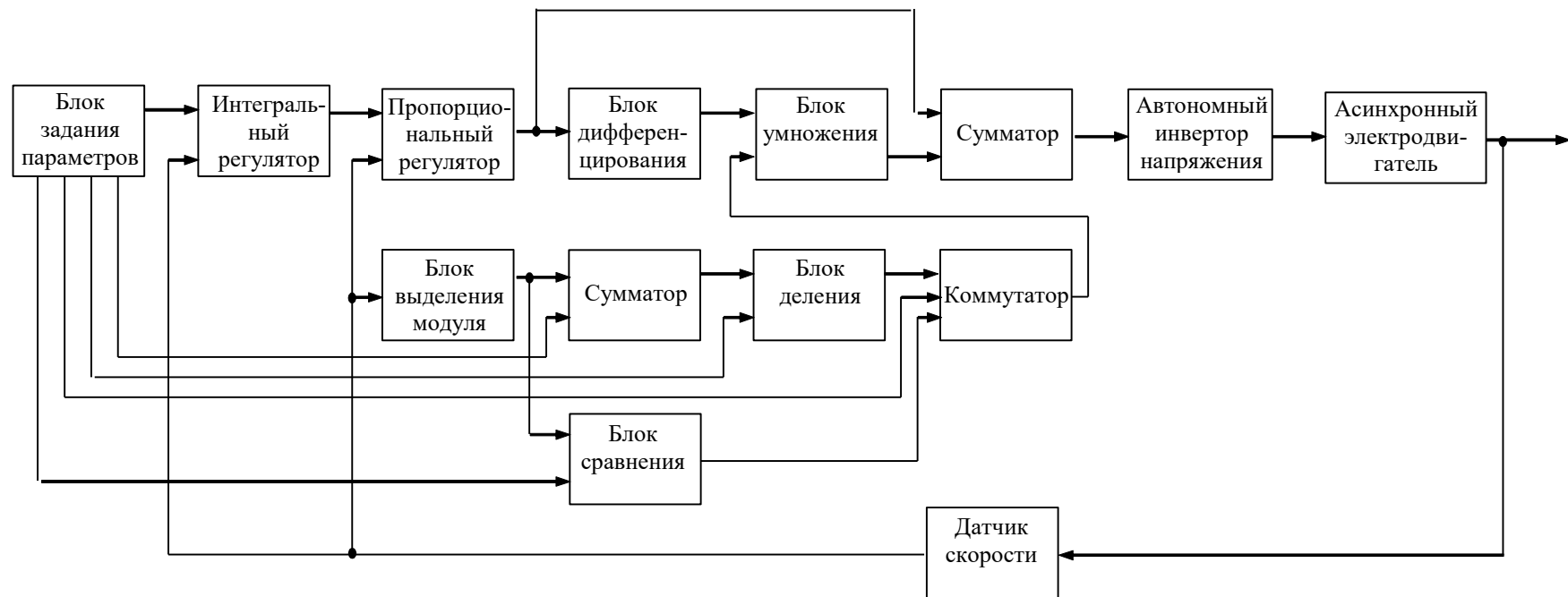


Рисунок 1.9 – Функциональная схема двухконтурного электропривода стабилизации скорости со скалярным управлением асинхронным двигателем

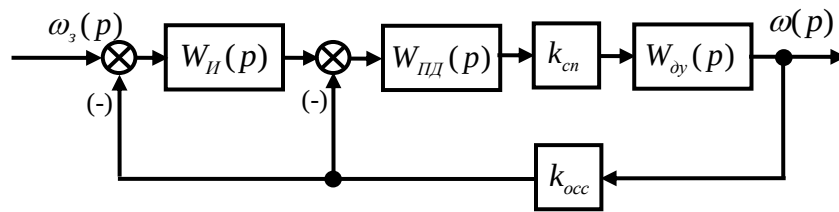


Рисунок 1.10 – Структурная схема двухконтурного следящего электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем

Следует отметить, что практически любой современный частотный преобразователь обладает так называемым технологическим регулятором, как правило пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД), и позволяет создать одноконтурный электропривод стабилизации скорости (рисунок 1.11) [72, 73].

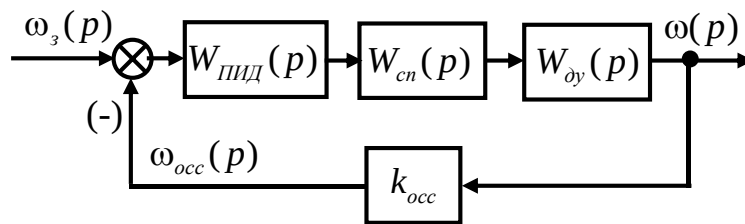


Рисунок 1.11 – Структурная схема одноконтурной системы стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением, использующая технологический ПИД-регулятор частотного преобразователя

1.4 Известные методики синтеза регуляторов электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей

Среди известных методик синтеза регуляторов электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей можно выделить две основных, которые определяются выбором структурного построения. Системы векторного управления представляют собой системы подчиненного регулирования (СПР), поэтому параметрический синтез регуляторов таких систем производится по методикам синтеза

СПР. При этом контуры регулирования проекций тока статора асинхронного двигателя настраиваются на технический оптимум, который обеспечивают пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы с передаточными функциями

$$W_{PT}(p) = \frac{R_{1\sigma}(T_{1\sigma}p + 1)}{2T_{\mu 1}k_{cn}k_{ocm}p}, \quad (1.8)$$

где $T_{\mu 1}$ – малая некомпенсируемая постоянная времени, за которую принимают постоянную времени силового преобразователя $T_{\mu 1} = T_{cn}$.

Контур регулирования скорости настраивается на симметричный оптимум, для обеспечения которого требуется ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{PC}(p) = \frac{k_{ocm}J_{np}L_2'(4T_{\mu 2}p + 1)}{12T_{\mu 2}^2Z_nL_0k_{occ}p}, \quad (1.9)$$

где $T_{\mu 2}$ – малая некомпенсируемая постоянная времени, величина которой принимается равной $T_{\mu 2} = 2T_{cn} + T_{\phi c}$; $T_{\phi c}$ – постоянная времени апериодического фильтра, призванного сглаживать выходной сигнал датчика скорости (на рисунке 1.7 не показан).

Постоянная времени апериодического фильтра на входе контура скорости выбирается равной

$$T_{\phi} = 4T_{\mu 2}. \quad (1.10)$$

Тип и параметры регуляторов двухконтурного электропривода стабилизации скорости с внутренним контуром регулирования момента и скалярным управлением асинхронным двигателем (рисунок 1.8) также выбираются по методикам синтеза СПР. Контур регулирования момента настраивается на технический оптимум, который может обеспечить ПИД-регулятор с передаточной функцией [70]

$$W_{PM}(p) = \frac{a_{03}p^2 + a_{13}p + 1}{4T_{cn}k_{cn}k_{Mf}k_{ocm}p(b_{02}p + 1)}, \quad (1.11)$$

где

$$k_{Mf} = \frac{3Z_n L_0}{2\Delta \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}\right)} \left\{ \frac{2\pi}{Z_n} \left[(\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0}) T_2 + \right. \right. \\ \left. \left. + (\psi_{1x0}^2 + \psi_{1y0}^2) T_1 \frac{L_0}{L_1} \right] + (\psi_{1y0} - \psi_{1x0}) k_U T_1 \frac{L_0}{L_1} \right\} ;$$

$$a_{03} = \frac{T_1 T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} ; a_{13} = \frac{T_1 + T_2}{1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}} ; b_{02} = \frac{2\pi T_1}{Z_n k_{\partial y 3}} .$$

Контур скорости в этом электроприводе также настраивается на технический оптимум, для реализации которого нужен ПИ-регулятор с апериодическим фильтром на входе [70]

$$W_{PC}(p) = \frac{k_{ocm} (a_{22} p + 1)}{16 T_{cn} k_{occ} k_{\omega M} p (a_{13} p + 1)} , \quad (1.12)$$

$$\text{где } k_{\omega M} = \frac{2\Delta \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}\right)}{3Z_n L_0 (\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0}) T_2} ; a_{22} = T_1 + \frac{2\Delta J_{np} \left(1 - \frac{L_0^2}{L_1 L_2'}\right)}{3Z_n L_0 (\psi_{1x0} \psi_{2x0} + \psi_{1y0} \psi_{2y0}) T_2} .$$

При выборе параметров регуляторов двухконтурного электропривода с одним датчиком обратной связи (рисунки 1.9 и 1.10) пользуются методикой синтеза регуляторов многоконтурных систем с одной измеряемой координатой [35, 48]. При этом полагают, что при любых скоростях вращения ротора асинхронный двигатель по аналогии с формулой (1.4) можно представить передаточной функцией

$$W_{\partial y}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\partial y} \left(\frac{T_1}{k_{\partial y}} p + 1 \right)}{(T_a p + 1)(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)} , \quad (1.13)$$

где T_a и T_{κ} – постоянные времени апериодической и колебательной составляющих; ξ_{κ} – коэффициент демпфирования.

Величина постоянной времени ПД-регулятора выбирается равной [48]

$$T_{ПД} = T_a + \frac{T_{\kappa}}{\xi_{\kappa}} . \quad (1.14)$$

Численные значения передаточной функций (1.13) зависят от скорости вращения, поэтому величина $T_{ПД}$ должна быть переменной, что осуществляется использованием сложного ПД-регулятора, представленного на рисунке 1.9.

Выбор параметра настройки интегрального регулятора, а именно постоянной времени T_{II} с помощью областей качества регулирования структурно-минимального электропривода [48].

Известная методика настройки ПИД-регулятора для одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением заключается в подборе коэффициента передачи и постоянных времени по характеру переходных процессов [72, 73].

1.5 Обзор подходов к построению наблюдателей скорости асинхронных двигателей

Все приведенные выше структурные схемы электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателями содержат в своем составе датчики скорости, необходимые для реализации большого диапазона регулирования. Однако, во многих случаях установка датчиков скорости невозможна, например, в приводах погружных центробежных насосов, применяемых для механизированной добычи нефти. Аналогичным примером являются электроприводы буровых установок, работающих в сложных полевых условиях. В электроприводах ленточных конвейеров также во многих случаях невозможна установка датчиков скорости, несмотря на то, что регулировка скорости и ее стабилизация необходима. Во приводах переменного тока малой мощности установка датчиков скорости бывает нецелесообразной с экономической точки зрения, поскольку приводит к значительному увеличению стоимости электропривода.

В связи с этим существует большое количество исследований, посвященных разработке наблюдателей скорости асинхронных двигателей, позволяющих создать так называемый бездатчиковый электропривод [70, 74 – 81]. Большинство из них предназначено для создания бездатчиковых систем векторного управления

асинхронными двигателями и базируются на векторном представлении таких величин как напряжение, ток и потокосцепление. Примером может служить вариант наблюдателя Люенберга с пропорционально-интегральным принципом усиления невязки (рисунок 1.12) [77 – 80].

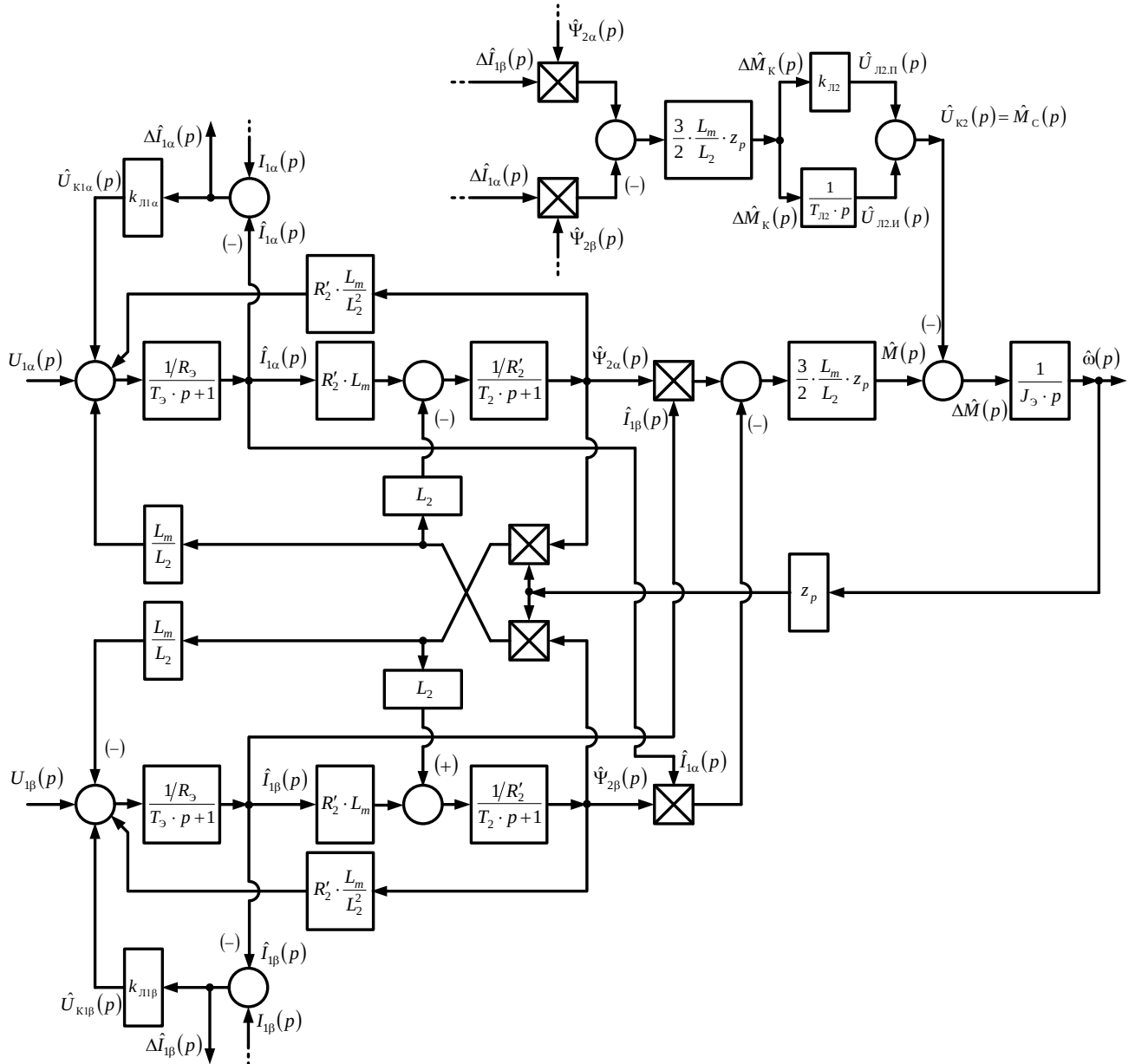


Рисунок 1.12 – Структурная схема наблюдателя скорости асинхронного двигателя с пропорционально-интегральным принципом усиления невязки

Анализ структурной схемы показывает не только необходимость перехода к векторному представлению величин, но и сложность вычислительных процедур по оценке скорости вращения ротора. Кроме того, наблюдатели такого рода имеют

большую погрешность на малых скоростях, что затрудняет создание бездатчиковых электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей с большим диапазоном регулирования скорости.

Для систем скалярного управления асинхронными двигателями был разработан вычислитель скорости вращения ротора по измеренным действующим значениям напряжения U_1 и тока I_1 статора и заданной величине частоты f_1 . Вычисление скорости вращения в этом случае осуществляется по формуле [70, 81]

$$\omega = \frac{2\pi f_1}{Z_n} - \left[\omega_0^{50} - \omega_{ном} - k_{\omega U1, ном} \left(\frac{f_{1ном}}{f_1} \right)^{\left(a + \frac{b}{f_1} \right)} (U_1 - k_U f_1) \right] \times$$

$$\times \sqrt{\frac{\left(I_1^2 - \left[\frac{k_U f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2}} \right]^2 \right)}{\left(I_{1ном}^2 - \left[\frac{k_U f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2}} \right]^2 \right)}}, \quad (1.15)$$

где ω_0^{50} – скорость идеального холостого хода при номинальной частоте питающего напряжения; R_0 – активное сопротивление цепи намагничивания; $k_{\omega U1, ном}$ – коэффициент передачи асинхронного двигателя по отношению к изменению напряжения статоров ΔU_1 , определенный при номинальной частоте и амплитуде питающего напряжения; $I_{1ном}$ – номинальный ток статора.

Формула (1.15) позволяет вычислить скорость асинхронного двигателя при скалярном управлении с достаточной степенью точности, позволяющей создать электропривод с диапазоном регулирования $D=100$. Однако, в глаза бросается сложность необходимых вычислений каждый период замыкания программного цикла, во много раз превышающая все другие вычислительные процедуры при цифровой технической реализации электропривода стабилизации скорости электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем.

1.6 Задачи исследования

Анализ основных особенностей современных частотных преобразователей и электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей позволил сформулировать задачи диссертационного исследования:

1. Разработать способ коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя, повышающий энергетическую эффективность частотного преобразователя.
2. Создать уточненную линеаризованную математическую модель асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении.
3. Разработать методику параметрического синтеза одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.
4. Разработать вычислитель скорости асинхронного двигателя для создания бездатчикового электропривода стабилизации скорости.

1.7 Выводы по первой главе

1. Проведенный обзор способов коммутации силовых транзисторов низковольтных частотных преобразователей показал их низкую энергетическую эффективность за счет больших амплитуд высших гармоник в выходном напряжении и коммутационных потерь.

2. Анализ известных линеаризованных математических моделей асинхронных двигателей позволил сделать вывод о том, что они обладают большой погрешностью, вызванная упрощенным методом линеаризации уравнений.

3. Обзор существующих принципов построения электроприводов стабилизации скорости асинхронных двигателей с векторным и скалярным управлением выявил их недостатки, связанные со сложностью технической реализации и пульсациями скорости на нижнем пределе диапазона регулирования.

4. Проведенный анализ показал, что отсутствуют математически обоснованные методики параметрического синтеза регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением.

5. Известные способы создания наблюдателей и вычислителей скорости вращения ротора асинхронных двигателей требуют больших вычислительных затрат при достаточной малой точности косвенного определения скорости, что затрудняет создание бездатчиковых электроприводов, необходимых во многих электротехнических комплексах.

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

2.1 Анализ гармонического состава и действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя с традиционной синусоидальной модуляцией

Для разработки более эффективных с точки зрения гармонического состава выходного напряжения и коэффициента полезного действия частотных преобразователей необходимо произвести аналитическое исследование процесса традиционной синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и выявить все ее недостатки. Как правило, формирование необходимого напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя, подключенного к частотному преобразователю, осуществляется посредством подключения каждой из трех фаз то к плюсу, то к минусу источника постоянного напряжения на каждом периоде ШИМ [87]. Например, синусоидальное напряжения на фазе А асинхронного двигателя формируется посредством переключения транзисторов частотного преобразователя одного полумоста $VT1$ и $VT4$ (рисунок 2.1) с переменной скважностью [87]. То есть переключение транзисторов полумоста осуществляется по так называемому симметричному закону коммутации силовых транзисторов, причем нулю напряжения будет соответствовать скважность $\gamma_A = 0,5$ [87]. Если пренебречь задержкой времени, вводимой при переключении транзисторов каждого полумоста (так называемым «мертвым» временем), силовые транзисторы частотного преобразователя с традиционной синусоидальной модуляцией работают в соответствии со следующим законом [1, 13, 82]

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{1}{2} \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin(2\pi f_1 t) \right]; \\ \gamma_2 &= \frac{1}{2} \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin\left(2\pi f_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_3 &= \frac{1}{2} \left[1 + \frac{N_U}{2^{n_p}} \sin\left(2\pi f_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \\ \gamma_4 &= 1 - \gamma_1; \gamma_5 = 1 - \gamma_2; \gamma_6 = 1 - \gamma_3, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5$ и γ_6 – скважности открытого состояния соответствующих транзисторов $VT1, VT2, VT3, VT4, VT5$ и $VT6$; N_U – цифровой код, задающий амплитуду напряжения; f_1 – заданная частота напряжения на выходе инвертора; n_p – количество разрядов цифрового широтно-импульсного модулятора; t – время.

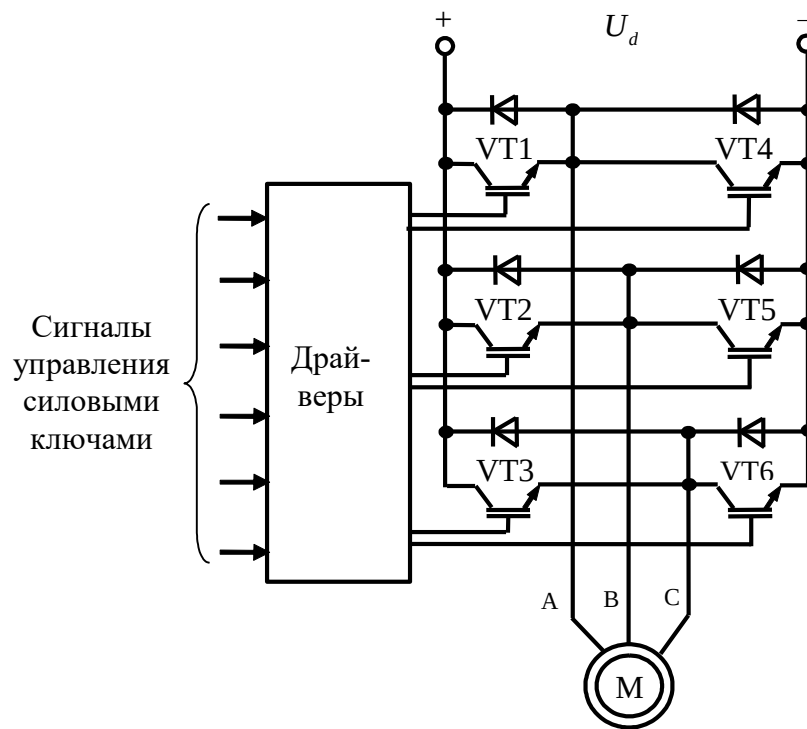


Рисунок 2.1 – Упрощенная силовая схема частотного преобразователя

При этом силовые транзисторы $VT1$ и $VT4$, также как и пары ключей $VT2$ и $VT5$, $VT3$ и $VT6$, работают каждый период широтно-импульсной модуляции в противофазе (рисунок 2.2). На рисунке представлены управляющие сигналы, подаваемые

каждый период ШИМ на силовые транзисторы, причем высокий уровень напряжения соответствует открытому состоянию транзистора, а низкий – закрытому. Величины τ_{VT1} , τ_{VT2} , τ_{VT3} , τ_{VT4} , τ_{VT5} и τ_{VT6} обозначают временные интервалы открытого состояния соответствующих транзисторов.

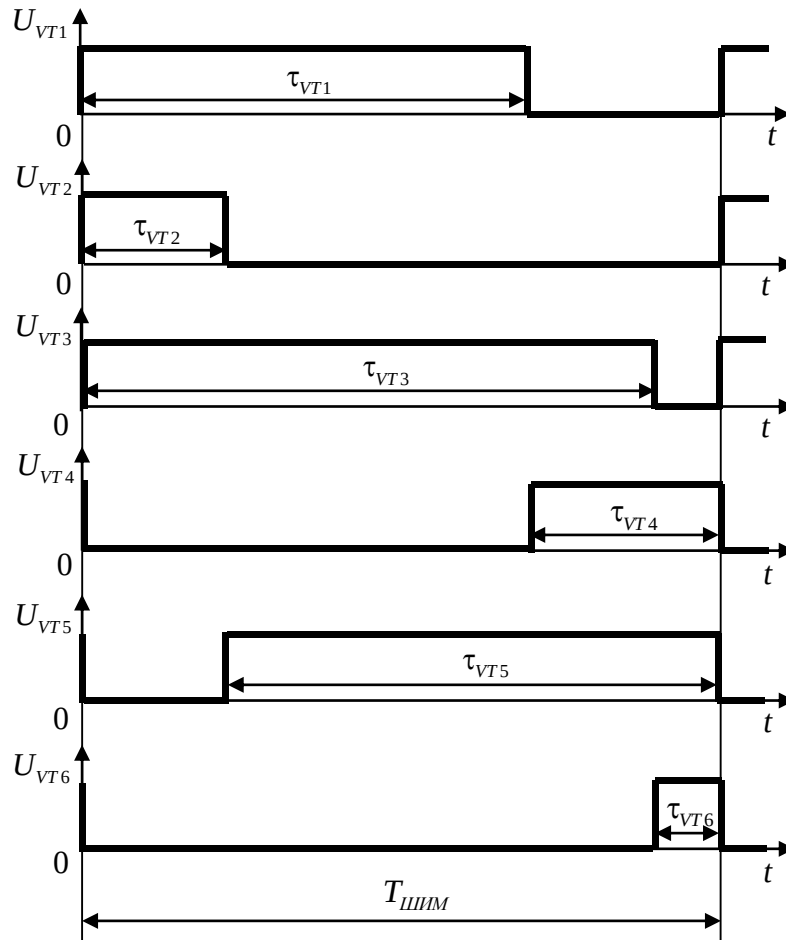


Рисунок 2.2 – Диаграмма управляющих сигналов, подаваемых на силовые транзисторы частотного преобразователя, при традиционной синусоидальной ШИМ в пренебрежении «мертвым» временем

Допустим, что к выходу инвертора подключена симметричная активная нагрузка, соединенная в звезду. Проанализируем работу транзисторов за период синусоиды. В результате этого приходим к выводу, что фазное напряжение на выходе инвертора представляет собой кусочно-постоянную функцию, принимающую значения 0 , $\frac{1}{3}U_d$ и $\frac{2}{3}U_d$ (рисунок 2.3) [87].

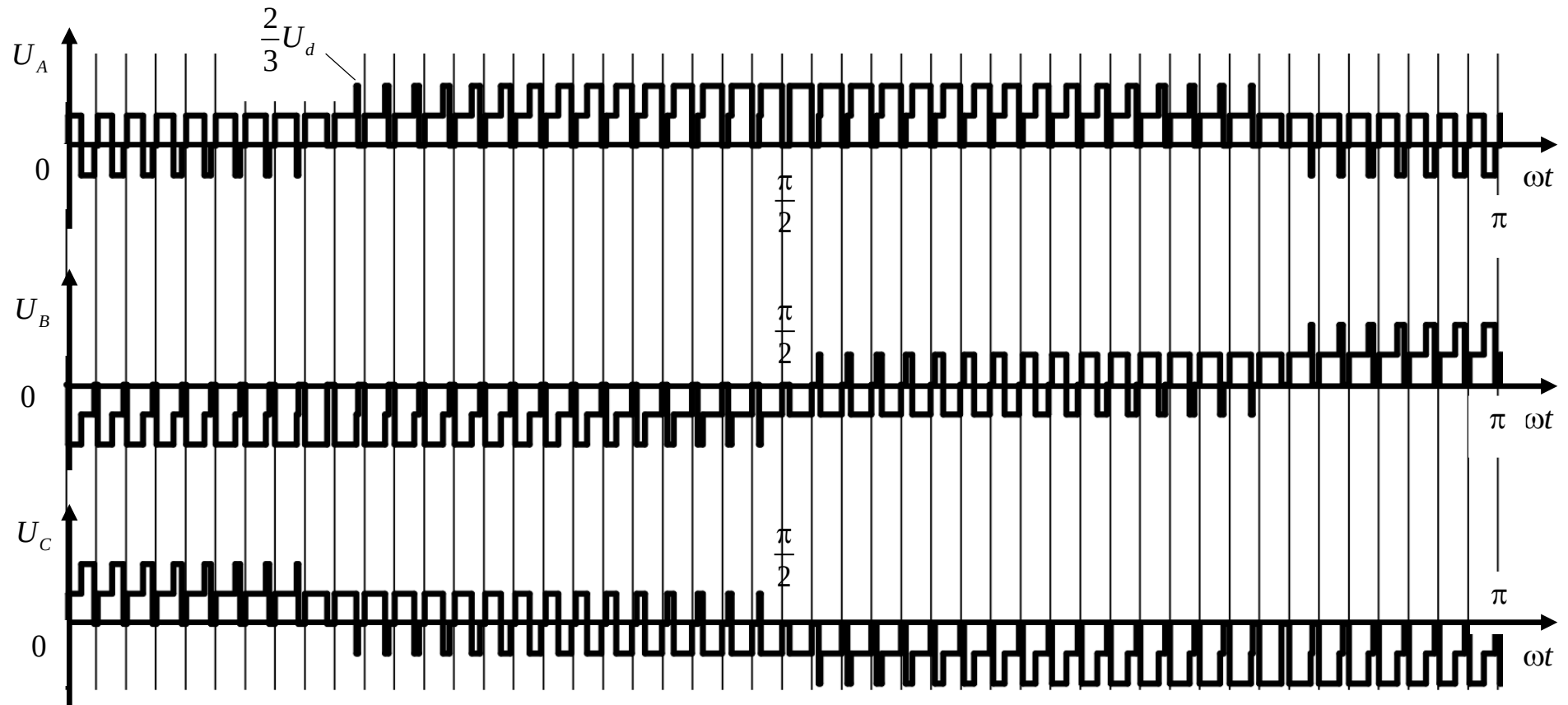


Рисунок 2.3 – Форма фазных напряжений при традиционной синусоидальной ШИМ без учета «мертвого» времени

Определим максимальное среднеквадратичное значение функции, представленной на рисунке 2.3. Оно будет представлять собой действующее значение U_{rms}^{s1} рассматриваемого фазного напряжения частотного преобразователя. Найдем среднеквадратичное значение фазного напряжения на первой половине периода синусоиды, поскольку на второй половине оно будет иметь такое же значение. В результате при традиционной синусоидальной модуляции максимальное действующее значение фазного напряжения будет определяться выражением

$$U_{rms}^{s1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [U(\theta)]^2 d\theta}, \quad (2.2)$$

где $\theta = 2\pi f_1 t$.

Подставляя в (2.2) значения кусочно-постоянной функции $U(\theta)$, получим формулу для расчета максимального действующего значения фазного напряжения при традиционной синусоидальной ШИМ [82]

$$U_{rms.max}^{s1} = \frac{U_d}{3} \sqrt{Q}, \quad (2.3)$$

где U_d – величина напряжения в линии постоянного тока;

$$Q = \frac{1}{v} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{v}{6}} \left[\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{h=\frac{v}{6}+1}^{\frac{5v}{6}-1} \left[2\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{h=\frac{5v}{6}}^{v-1} \left[\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} ;$$

$\theta_1 = \frac{2\pi f_1}{f_{ШИМ}}$; $f_{ШИМ}$ – частота широтно-импульсной модуляции; f_1 – частота напряжения, формируемого инвертором; $v = \frac{f_{ШИМ}}{2f_1}$.

Подсчет по формуле (2.3) показывает [82, 87], что при $U_d = 515$ В, $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $\nu = 48$ максимальное действующее значение выходного фазного напряжения на выходе частотного преобразователя при рассматриваемом способе коммутации силовых транзисторов составит $U_{rms,max}^{s1} = 211$ В. Величина $U_d = 515$ В взята в предположении, что частотный преобразователь получает питание от трех-фазной сети с номинальным линейным напряжением 380 В [1].

Поскольку целью исследования является анализ гармонического состава напряжения на выходе частотного преобразователя, найдем аналитическое выражение для определения коэффициентов высших гармоник при традиционной синусоидальной ШИМ, определяемой формулами (2.1), пренебрегая необходимостью введения «мертвого» времени. Следует отметить, что выходное напряжение при рассматриваемом способе коммутации транзисторов представляет собой нечетную функцию. Поэтому четные коэффициенты гармонического ряда Фурье равны нулю [83], а нечетные будут определяться по формуле [82]

$$b_n = -\frac{2U_d}{3n\pi} \sum_{h=0}^{\nu-1} \left\{ 2 \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin \left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin \left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{2} \right) \right] \right\}, \quad (2.4)$$

где n – номер коэффициента (гармоники).

Следует отметить, что аналитическое выражение (2.4) справедливо только для максимального значения напряжения и при частоте основной гармоники равной 50 Гц. По формуле (2.4) произведен расчет ряда амплитуд высших гармоник, что позволило построить график фазного напряжения с учетом процесса широтно-импульсной модуляции (рисунок 2.4). Полученные численные значения коэффициентов с 1 по 301 приведены в таблице 2.1.

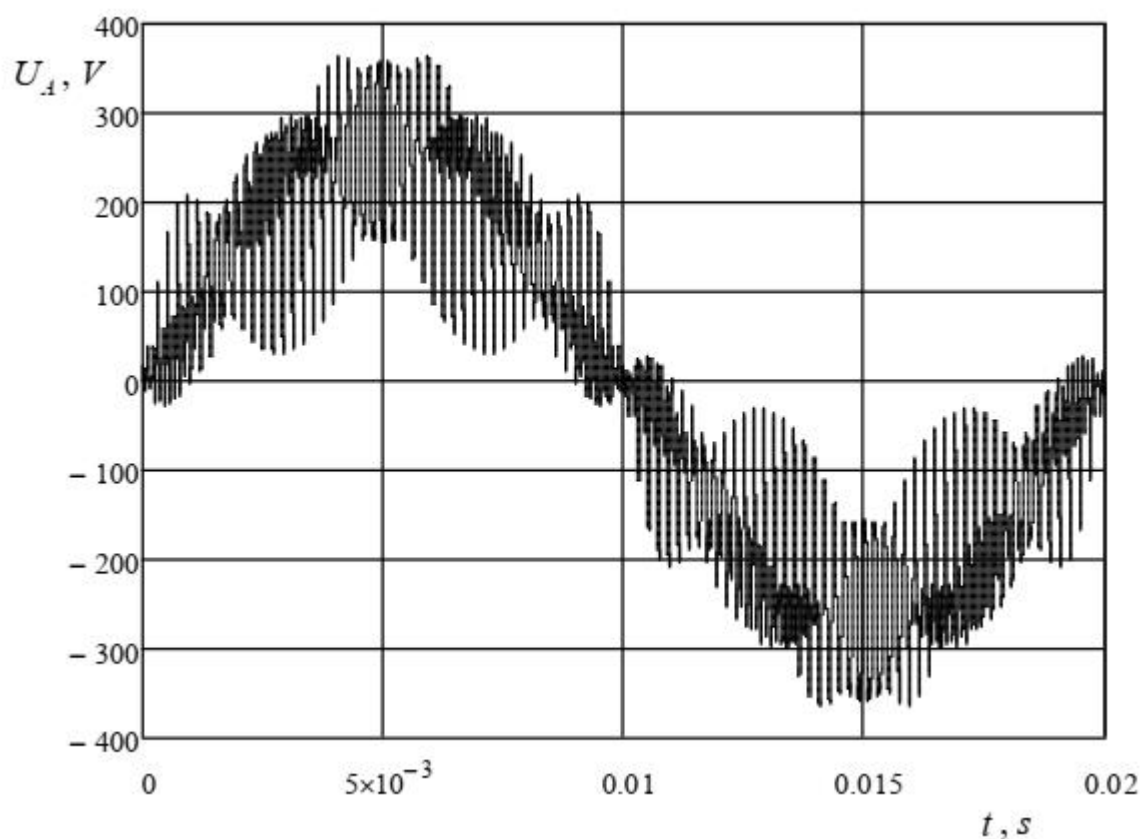


Рисунок 2.4 – График фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем при традиционной широтно-импульсной модуляции без учета «мертвого» времени, построенный с помощью разложения в ряд Фурье

График, представленный на рисунке 2.4, показывает адекватность полученной формулы (2.4), поскольку совпадают как количественные, так и качественные характеристики выходного напряжения инвертора.

Следует обратить внимание, на то, что действующее значение первой гармоники фазного напряжения при традиционной синусоидальной модуляции достигает лишь 182 В, и этот результат также совпадает с результатами, полученными другими исследователями [1, 29].

Если рассматривать частотный преобразователь как элемент системы электроснабжения, то также представляет интерес соответствие гармонического состава выходного напряжения основным требованиям к качеству электрической энергии. В соответствии с ГОСТ 32144-2013 суммарный коэффициент гармонических составляющих определяется по формуле [84]

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} b_n^2}}{b_1} \times 100, \% . \quad (2.5)$$

Таблица 2.1 – Значения коэффициентов ряда Фурье

при $f_1 = 50$ Гц, $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $\nu = 48$, $U_1 = U_{1\text{max}}$

$b_1 = 257,211$ В	$b_3 = 0,21$ В	$b_5 = 0,0836$ В	$b_7 = 0,0542$ В	$b_9 = -0,0405$ В
$b_{11} = 0,0323$ В	$b_{13} = 0,0268$ В	$b_{15} = 0,0238$ В	$b_{17} = 0,0198$ В	$b_{19} = 0,0173$ В
$b_{21} = 0,0153$ В	$b_{23} = 0,0136$ В	$b_{25} = 0,0121$ В	$b_{27} = 0,0108$ В	$b_{29} = 0,0097$ В
$b_{31} = 0,0086$ В	$b_{33} = 0,0076$ В	$b_{35} = 0,0066$ В	$b_{37} = 0,0056$ В	$b_{39} = 0,0047$ В
$b_{41} = 0,0037$ В	$b_{43} = 0,0027$ В	$b_{45} = 0,0017$ В	$b_{47} = 0,0006$ В	$b_{49} = -0,0006$ В
$b_{51} = -0,0019$ В	$b_{53} = -0,0033$ В	$b_{55} = -0,0049$ В	$b_{57} = -0,0067$ В	$b_{59} = -0,0088$ В
$b_{61} = -0,0112$ В	$b_{63} = -0,0141$ В	$b_{65} = -0,0176$ В	$b_{67} = -0,0218$ В	$b_{69} = -0,0269$ В
$b_{71} = -0,0334$ В	$b_{73} = -0,0418$ В	$b_{75} = -0,0528$ В	$b_{77} = -0,0676$ В	$b_{79} = -0,0884$ В
$b_{81} = -0,1188$ В	$b_{83} = -0,1659$ В	$b_{85} = -0,2453$ В	$b_{87} = -0,3998$ В	$b_{89} = -0,366$ В
$b_{91} = 4,8128$ В	$b_{93} = -0,5168$ В	$b_{95} = 54,8085$ В	$b_{97} = -38,549$ В	$b_{99} = -0,0403$ В
$b_{101} = -12,446$ В	$b_{103} = -1,5918$ В	$b_{105} = -0,4735$ В	$b_{107} = -0,294$ В	$b_{109} = -0,2011$ В
$b_{111} = -0,1471$ В	$b_{113} = -0,1121$ В	$b_{115} = -0,0879$ В	$b_{117} = -0,0704$ В	$b_{119} = -0,0572$ В
$b_{121} = -0,047$ В	$b_{123} = -0,0389$ В	$b_{125} = -0,0324$ В	$b_{127} = -0,0269$ В	$b_{129} = -0,0223$ В
$b_{131} = -0,0183$ В	$b_{133} = -0,0148$ В	$b_{135} = -0,0117$ В	$b_{137} = -0,0088$ В	$b_{139} = -0,0061$ В
$b_{141} = -0,0036$ В	$b_{143} = -0,0012$ В	$b_{145} = 0,0012$ В	$b_{147} = 0,0036$ В	$b_{149} = 0,0061$ В
$b_{151} = 0,0087$ В	$b_{153} = 0,0115$ В	$b_{155} = 0,0146$ В	$b_{157} = 0,0181$ В	$b_{159} = 0,0221$ В
$b_{161} = 0,0267$ В	$b_{163} = 0,0323$ В	$b_{165} = 0,039$ В	$b_{167} = 0,0475$ В	$b_{169} = 0,0584$ В
$b_{171} = 0,073$ В	$b_{173} = 0,0932$ В	$b_{175} = 0,1229$ В	$b_{177} = 0,1704$ В	$b_{179} = 0,2473$ В
$b_{181} = 0,3369$ В	$b_{183} = 0,8836$ В	$b_{185} = -11,589$ В	$b_{187} = -29,004$ В	$b_{189} = -3,6928$ В
$b_{191} = 18,007$ В	$b_{193} = -16,722$ В	$b_{195} = -3,4428$ В	$b_{197} = 30,456$ В	$b_{199} = 12,988$ В
$b_{201} = 1,0394$ В	$b_{203} = 1,0497$ В	$b_{205} = 0,3537$ В	$b_{207} = 0,211$ В	$b_{209} = 0,15$ В

$b_{211} = 0,113 \text{ В}$	$b_{213} = 0,0884 \text{ В}$	$b_{215} = 0,0711 \text{ В}$	$b_{217} = 0,0581 \text{ В}$	$b_{219} = 0,0481 \text{ В}$
$b_{221} = 0,0402 \text{ В}$	$b_{223} = 0,0337 \text{ В}$	$b_{225} = 0,0282 \text{ В}$	$b_{227} = 0,0235 \text{ В}$	$b_{229} = 0,0193 \text{ В}$
$b_{231} = 0,0154 \text{ В}$	$b_{233} = 0,0119 \text{ В}$	$b_{235} = 0,0084 \text{ В}$	$b_{237} = 0,0051 \text{ В}$	$b_{239} = 0,0017 \text{ В}$
$b_{241} = -0,0018 \text{ В}$	$b_{243} = -0,0055 \text{ В}$	$b_{245} = -0,0095 \text{ В}$	$b_{247} = -0,014 \text{ В}$	$b_{249} = -0,019 \text{ В}$
$b_{251} = -0,0248 \text{ В}$	$b_{253} = -0,0316 \text{ В}$	$b_{255} = -0,0398 \text{ В}$	$b_{257} = -0,0497 \text{ В}$	$b_{259} = -0,0621 \text{ В}$
$b_{261} = -0,0778 \text{ В}$	$b_{263} = -0,0985 \text{ В}$	$b_{265} = -0,1263 \text{ В}$	$b_{267} = -0,1656 \text{ В}$	$b_{269} = -0,2242 \text{ В}$
$b_{271} = -0,3187 \text{ В}$	$b_{273} = -0,5044 \text{ В}$	$b_{275} = -0,1587 \text{ В}$	$b_{277} = 1,3562 \text{ В}$	$b_{279} = -0,921 \text{ В}$
$b_{281} = 21,2194 \text{ В}$	$b_{283} = -3,5375 \text{ В}$	$b_{285} = -0,5667 \text{ В}$	$b_{287} = 11,148 \text{ В}$	$b_{289} = -8,1089 \text{ В}$
$b_{291} = -0,5138 \text{ В}$	$b_{293} = 12,0482 \text{ В}$	$b_{295} = -9,8559 \text{ В}$	$b_{297} = -0,4074 \text{ В}$	$b_{299} = -7,9145 \text{ В}$
$b_{301} = -2,0109 \text{ В}$	$b_{303} = -0,6989 \text{ В}$	$b_{305} = -0,482 \text{ В}$	$b_{307} = -0,3212 \text{ В}$	$b_{309} = -0,2411 \text{ В}$

В соответствии с данными таблицы 2.1 по формуле (2.5) подсчитан этот коэффициент, который оказывается равным $K_U = 0,095 \%$ [82]. Это показывает, что частотный преобразователь с традиционной синусоидальной ШИМ соответствует требованиям ГОСТ 32144-2013. Кроме того, этот результат подтверждает снижение амплитуд высших гармоник в 300 раз по сравнению с частотными преобразователями, осуществляющими π -коммутацию транзисторов [61].

Однако, проведенные расчеты сделаны без учета так называемого «мертвого» времени, которое необходимо вводить каждый период широтно-импульсной модуляции при переключении транзисторов каждого полумоста. Поэтому найдем аналитические выражения для максимального среднеквадратического значения фазного напряжения и коэффициентов высших гармоник при традиционной синусоидальной модуляции с учетом «мертвого» времени. В этом случае силовые транзисторы работают в соответствии с диаграммой, приведенной на рисунке 2.5.

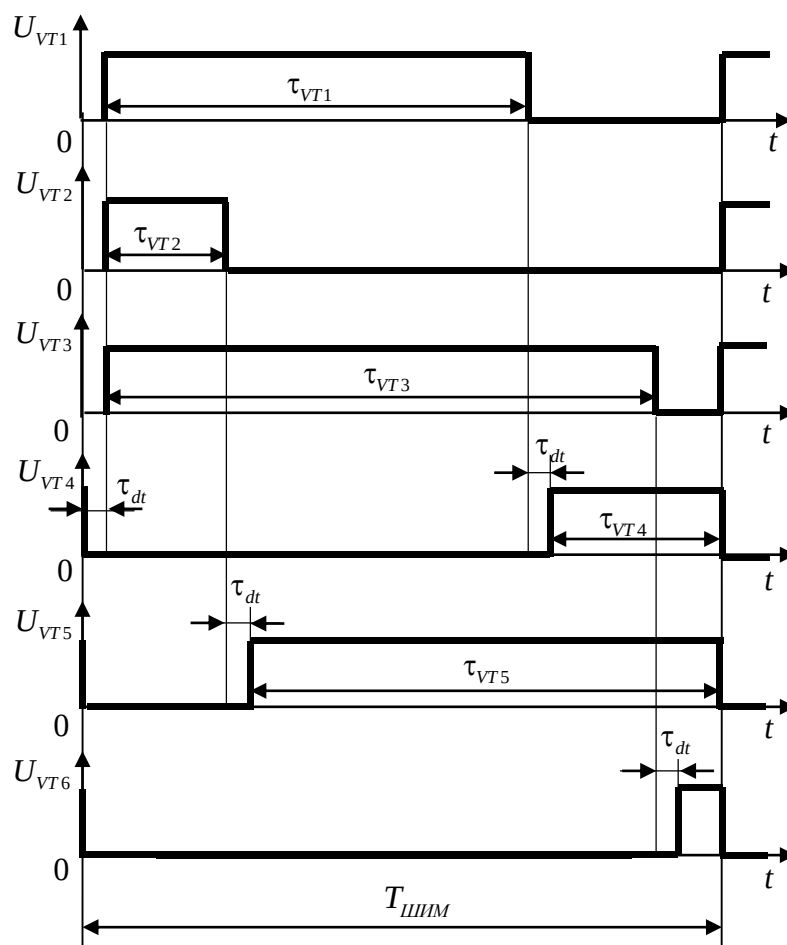


Рисунок 2.5 – Диаграмма управляющих сигналов, подаваемых на силовые транзисторы частотного преобразователя, при традиционной синусоидальной ШИМ с учетом «мертвого» времени

Из-за введения мертвого времени τ_{dt} фазные напряжение на выходе инвертора представляют собой кусочно-постоянную функцию, которая принимает значения 0 , $\frac{1}{3}U_d$, $\frac{1}{2}U_d$ и $\frac{2}{3}U_d$ (рисунок 2.6).

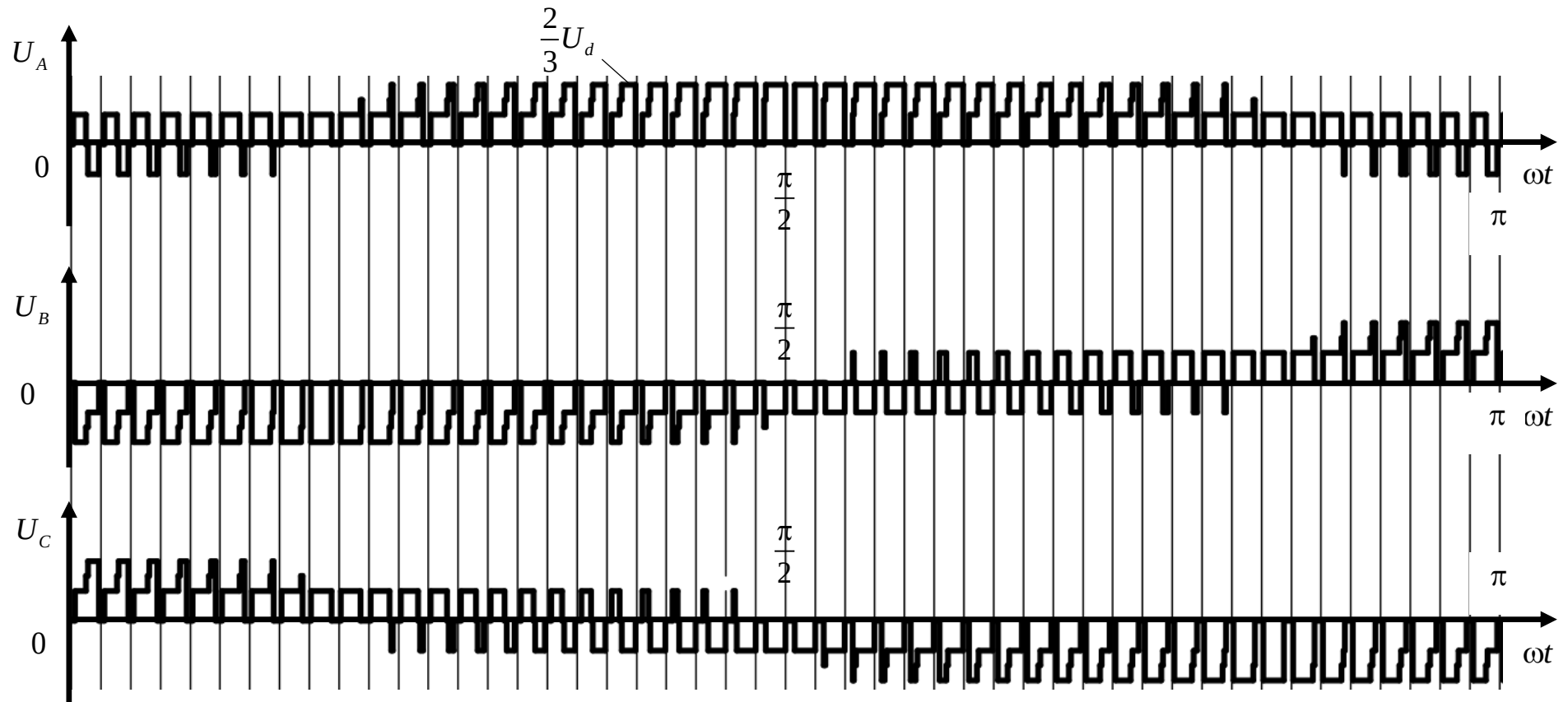


Рисунок 2.6 – Форма фазных напряжений при традиционной синусоидальной ШИМ с учетом «мертвого» времени

В связи с этим максимальное действующее значение фазного напряжения будет определяться формулой [82]

$$U_{rms.max}^{s1dt} = \frac{U_d}{3} \sqrt{Q_1}, \quad (2.6)$$

где

$$\begin{aligned} Q_1 = & \frac{1}{v} \left\{ \left[\sum_{h=1}^{\frac{v}{6}-2} \left[\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \right\} + \\ & \left\{ \sum_{h=\frac{v}{6}-1}^{\frac{v}{6}} \frac{1}{2} \left[\sin(h\theta_1) - \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} + \frac{1}{2} \left[\sin(d_1\theta_1) - \sin\left(d_1\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ & + \frac{9}{8} \left[\sin(d_1\theta_1) - \sin\left(d_1\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ & + \left\{ \sum_{h=\frac{v}{6}+2}^{\frac{v}{2}-2} \left[2\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{3}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} + \\ & + 2\sin(d_2\theta_1) - 2\sin\left(d_2\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + 2\sin(d_3\theta_1) - 2\sin\left(d_3\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ & + 2\sin(d_4\theta_1) - 2\sin\left(d_4\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ & + \left\{ \sum_{h=\frac{v}{2}+2}^{\frac{5v}{6}-2} \left[2\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{3}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} + \\ & + \frac{1}{2} \left[\sin(d_5\theta_1) - \sin\left(d_5\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{9}{8} \left[\sin(d_5\theta_1) - \sin\left(d_5\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ & + \left\{ \sum_{h=\frac{5v}{6}}^{\frac{5v}{6}+1} \frac{1}{2} \left[\sin(h\theta_1) - \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} - \frac{(22v-117)\theta_{dt}}{6\theta_1} \\ & + \left\{ \sum_{h=\frac{5}{6}v+2}^{v-1} \left[\sin(h\theta_1) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(h\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} \end{aligned},$$

θ_{dt} – угол, определяемый величиной «мертвого» времени.

Подсчет по формуле (2.6) показывает, что при частоте $f_1 = 50 \text{ Гц}$ и $\theta_{dt} = \frac{\theta_1}{16}$ максимальное действующее значение фазного напряжения будет равно $U_{rms.max}^{s1dt} = 202 \text{ В}$. То есть, как и следовало ожидать, введение «мертвого» времени приводит к снижению действующего значения напряжения на выходе частотного преобразователя.

Коэффициенты высших гармоник при традиционной синусоидальной модуляции с учетом введения «мертвого» времени можно определить по следующему аналитическому выражению [82]

$$b_n = -\frac{2U_d}{3n\pi} (B_1 + B_2 + B_3 + B_4 + B_5 + B_6 + B_7 + B_8 + B_9), \quad (2.7)$$

где

$$\begin{aligned} B_1 = & \left\{ \sum_{h=0}^{\frac{v}{6}-2} \left[\cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \right. \\ & \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] + \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} ; \\ B_2 = & \sum_{h=\frac{v}{6}-1}^{\frac{v}{6}} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} ; \\ B_3 = & \cos \left[n\theta_1 \left(d_1 + \frac{\sin(d_1\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_1 + \frac{\sin(d_1\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] + \\ & + \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_1 + \frac{\sin(d_1\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_1 + \frac{\sin(d_1\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\} ; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_4 = & \sum_{h=\frac{v}{6}+2}^{\frac{v}{2}-2} \left\{ 3 \left[\cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] - \right. \right. \\
& \left. \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right] \right\} + \\
& + \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\}; \\
& + 2 \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} \\
B_5 = & \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_2 + \frac{\sin(d_2\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \right. \\
& \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(d_2 + \frac{\sin(d_2\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\} + \\
& + 2 \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_2 + \frac{\sin(d_2\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_2 + \frac{\sin(d_2\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} + \\
& + 2 \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_3 + \frac{\sin(d_3\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_3 + \frac{\sin(d_3\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_6 = & \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_4 + \frac{\sin(d_4\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \right. \\
& \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(d_4 + \frac{\sin(d_4\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\} + \quad ; \\
& + 2 \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_4 + \frac{\sin(d_4\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_4 + \frac{\sin(d_4\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_7 = & \sum_{h=\frac{v}{2}+2}^{\frac{5v}{6}-2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] - \right. \\
& \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] + \right. \\
& \left. + \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\} \right. \\
& \left. + 2 \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_8 = & \cos \left[n\theta_1 \left(d_5 + \frac{\sin(d_5\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_5 + \frac{\sin(d_5\theta_1 + 2\pi/3) + 1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] + \\
& + \frac{3}{2} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(d_5 + \frac{\sin(d_5\theta_1) + 1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(d_5 + \frac{\sin(d_5\theta_1 - 2\pi/3) + 1}{2} \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_9 = & \sum_{h=\frac{5v}{6}}^{\frac{5v}{6}+1} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1)+1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3)+1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{5v}{6}+2}^{v-1} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1)+1}{2} \right) \right] - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 + 2\pi/3)+1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] - \right. \\
& \left. - \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1 - 2\pi/3)+1}{2} \right) \right] + \cos \left[n\theta_1 \left(h + \frac{\sin(h\theta_1)+1}{2} + \frac{\theta_{dt}}{\theta_1} \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

По формуле (2.7) рассчитаны коэффициенты гармоник с номерами с 1 по 309 (таблица 2.2).

Таблица 2.2 – Значения коэффициентов ряда Фурье при $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$

кГц, $v = 48$, $U_1 = U_{1\max}$ с учетом «мертвого» времени $\theta_{dt} = \frac{\theta_1}{16}$

$b_1 = 238,949$ В	$b_3 = -0,7166$ В	$b_5 = 1,8595$ В	$b_7 = -0,7818$ В	$b_9 = -2,1881$ В
$b_{11} = -3,7344$ В	$b_{13} = -4,4075$ В	$b_{15} = -3,6298$ В	$b_{17} = -3,6969$ В	$b_{19} = -3,1782$ В
$b_{21} = -4,6637$ В	$b_{23} = -4,7899$ В	$b_{25} = -5,3918$ В	$b_{27} = -5,0175$ В	$b_{29} = -5,4669$ В
$b_{31} = -5,1028$ В	$b_{33} = -5,5455$ В	$b_{35} = -5,0257$ В	$b_{37} = -5,3164$ В	$b_{39} = -4,7516$ В
$b_{41} = -5,0719$ В	$b_{43} = -4,5264$ В	$b_{45} = -4,7139$ В	$b_{47} = -3,9878$ В	$b_{49} = -3,945$ В
$b_{51} = -3,1782$ В	$b_{53} = -3,1861$ В	$b_{55} = -2,6665$ В	$b_{57} = -2,7667$ В	$b_{59} = -2,2075$ В
$b_{61} = -1,9155$ В	$b_{63} = -1,0718$ В	$b_{65} = -0,7263$ В	$b_{67} = -0,4051$ В	$b_{69} = -0,5877$ В
$b_{71} = -0,4668$ В	$b_{73} = -0,0416$ В	$b_{75} = 0,8019$ В	$b_{77} = 1,5048$ В	$b_{79} = 1,5682$ В
$b_{81} = 1,3395$ В	$b_{83} = 1,0492$ В	$b_{85} = 1,911$ В	$b_{87} = 2,7327$ В	$b_{89} = 4,7526$ В
$b_{91} = 10,497$ В	$b_{93} = 9,1446$ В	$b_{95} = 60,4677$ В	$b_{97} = -44,276$ В	$b_{99} = -10,088$ В
$b_{101} = -15,727$ В	$b_{103} = -4,952$ В	$b_{105} = -3,6992$ В	$b_{107} = -4,6086$ В	$b_{109} = -3,7085$ В
$b_{111} = -2,9759$ В	$b_{113} = -1,6815$ В	$b_{115} = -1,8401$ В	$b_{117} = -2,0271$ В	$b_{119} = -2,9359$ В
$b_{121} = -2,7049$ В	$b_{123} = -2,7072$ В	$b_{125} = -1,8762$ В	$b_{127} = -2,089$ В	$b_{129} = -1,7882$ В

$b_{131} = -2,4503 \text{ В}$	$b_{133} = -2,0666 \text{ В}$	$b_{135} = -2,4303 \text{ В}$	$b_{137} = -1,682 \text{ В}$	$b_{139} = -1,9855 \text{ В}$
$b_{141} = -1,3227 \text{ В}$	$b_{143} = -1,8433 \text{ В}$	$b_{145} = -1,2595 \text{ В}$	$b_{147} = -1,75 \text{ В}$	$b_{149} = -1,0111 \text{ В}$
$b_{151} = -1,3939 \text{ В}$	$b_{153} = -0,673 \text{ В}$	$b_{155} = -1,159 \text{ В}$	$b_{157} = -0,52 \text{ В}$	$b_{159} = -0,9079 \text{ В}$
$b_{161} = -0,1738 \text{ В}$	$b_{163} = -0,5888 \text{ В}$	$b_{165} = -0,2136 \text{ В}$	$b_{167} = -0,8845 \text{ В}$	$b_{169} = -0,3902 \text{ В}$
$b_{171} = -0,3324 \text{ В}$	$b_{173} = 0,6556 \text{ В}$	$b_{175} = 0,3112 \text{ В}$	$b_{177} = -0,3097 \text{ В}$	$b_{179} = -2,0102 \text{ В}$
$b_{181} = -2,315 \text{ В}$	$b_{183} = -0,7469 \text{ В}$	$b_{185} = -6,7084 \text{ В}$	$b_{187} = -30,578 \text{ В}$	$b_{189} = 8,3927 \text{ В}$
$b_{191} = 20,7914 \text{ В}$	$b_{193} = -19,333 \text{ В}$	$b_{195} = -15,486 \text{ В}$	$b_{197} = 29,8722 \text{ В}$	$b_{199} = 6,5561 \text{ В}$
$b_{201} = 1,7793 \text{ В}$	$b_{203} = 2,5405 \text{ В}$	$b_{205} = 1,5375 \text{ В}$	$b_{207} = 0,6427 \text{ В}$	$b_{209} = 0,0232 \text{ В}$
$b_{211} = -0,2957 \text{ В}$	$b_{213} = -0,1892 \text{ В}$	$b_{215} = -0,3231 \text{ В}$	$b_{217} = -0,1853 \text{ В}$	$b_{219} = -0,3369 \text{ В}$
$b_{221} = -0,1073 \text{ В}$	$b_{223} = -0,2779 \text{ В}$	$b_{225} = -0,1646 \text{ В}$	$b_{227} = -0,4447 \text{ В}$	$b_{229} = -0,3015 \text{ В}$
$b_{231} = -0,3837 \text{ В}$	$b_{233} = -0,0697 \text{ В}$	$b_{235} = -0,0536 \text{ В}$	$b_{237} = 0,148 \text{ В}$	$b_{239} = 0,0372 \text{ В}$
$b_{241} = 0,0544 \text{ В}$	$b_{243} = -0,0314 \text{ В}$	$b_{245} = 0,0827 \text{ В}$	$b_{247} = 0,0295 \text{ В}$	$b_{249} = 0,52 \text{ В}$
$b_{251} = 0,6872 \text{ В}$	$b_{253} = 0,4968 \text{ В}$	$b_{255} = 0,3824 \text{ В}$	$b_{257} = 0,155 \text{ В}$	$b_{259} = 0,5487 \text{ В}$
$b_{261} = 0,7373 \text{ В}$	$b_{263} = 1,2031 \text{ В}$	$b_{265} = 0,7288 \text{ В}$	$b_{267} = 0,6656 \text{ В}$	$b_{269} = 0,1063 \text{ В}$
$b_{271} = 0,9782 \text{ В}$	$b_{273} = 0,8641 \text{ В}$	$b_{275} = 2,1813 \text{ В}$	$b_{277} = 3,0678 \text{ В}$	$b_{279} = 2,0974 \text{ В}$
$b_{281} = 13,6419 \text{ В}$	$b_{283} = -3,0779 \text{ В}$	$b_{285} = 4,8473 \text{ В}$	$b_{287} = 11,005 \text{ В}$	$b_{289} = -8,7431 \text{ В}$
$b_{291} = -6,5827 \text{ В}$	$b_{293} = 10,5832 \text{ В}$	$b_{295} = -2,1776 \text{ В}$	$b_{297} = -3,9327 \text{ В}$	$b_{299} = -4,9805 \text{ В}$
$b_{301} = -1,3022 \text{ В}$	$b_{303} = -1,2806 \text{ В}$	$b_{305} = -2,7852 \text{ В}$	$b_{307} = -1,9069 \text{ В}$	$b_{309} = -1,5493 \text{ В}$

В соответствии с данными таблицы 2.2 по выражению (2.5) подсчитан суммарный коэффициент гармонических составляющих, который оказывается равным $K_U = 7,77 \%$. Таким образом, введение «мертвого» времени приводит к увеличению суммарного коэффициента гармонических составляющих в 81 раз.

По данным таблицы 2 построен график фазного напряжения с учетом процесса широтно-импульсной модуляции и введения «мертвого» времени (рисунок 2.7).

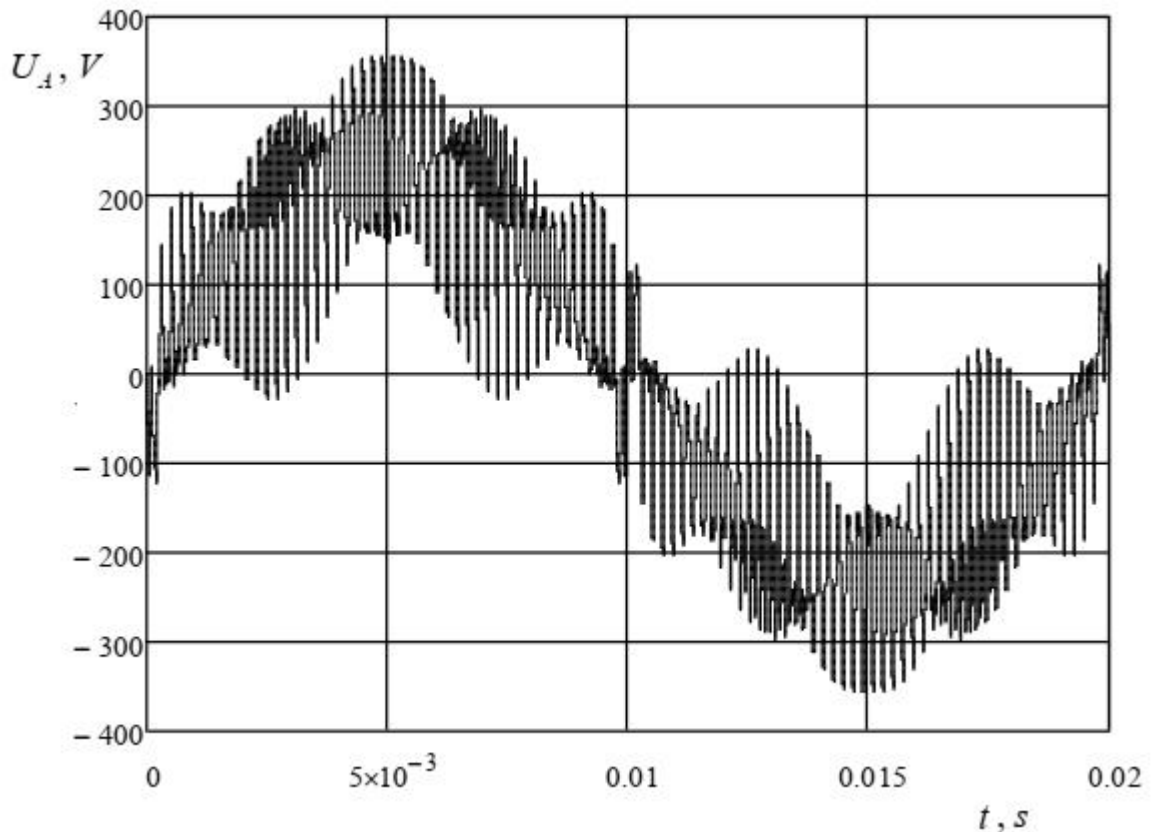


Рисунок 2.7 – График фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем при традиционной широтно-импульсной модуляции с учетом «мертвого» времени, построенный с помощью разложения в ряд Фурье

Он показывает адекватность полученной формулы (2.7) для определения коэффициентов высших гармоник с учетом введения «мертвого» времени, поскольку наблюдается количественное и качественное совпадение с реальными процессами, происходящими в силовых транзисторах частотного преобразователя. В частности, сравнение графиков, приведенных на рисунках 2.4 и 2.7, позволяет сделать вывод, что при введении «мертвого» времени происходит снижение действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя. При этом действующее значение первой гармоники фазного напряжения будет равно всего лишь 169 В.

Проведенный анализ гармонического состава и действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя с традиционной синусоидальной модуляцией является основой для разработки нового способа синусоидальной ШИМ.

2.2 Разработка способа коммутации силовых транзисторов, обеспечивающего снижение коммутационных потерь и суммарного коэффициента высших гармоник в частотном преобразователе с синусоидальной модуляцией

Один из подходов, позволяющий улучшить гармонический состав выходного напряжения инвертора, заключается в применении таких законов коммутации силовых транзисторов, при которых не требуется введение «мертвого» времени. Примером могут служить инверторы с трапецеидальной формой фазного напряжения, имеющие нулевую третью гармонику и амплитуду пятой гармоники порядка 4% [45, 54 – 57, 87].

Дальнейшего улучшения гармонического состава выходного сигнала частотного преобразователя можно достичь за счет применения синусоидальной ШИМ, при которой также отсутствует необходимость введения «мертвого» времени при переключении силовых транзисторов полумостов [85, 86, 87]. Для достижения этого предлагается реализовать следующие режимы функционирования силовых транзисторов (таблица 2.3) [86, 87]. Как при π -коммутации силовых транзисторов период синусоиды выходного напряжения инвертора делится на 6 частей длительностью $\frac{\pi}{3}$. Скважность открытого состояния, например, транзисторов VT1 и VT4 определяется по формуле [87]

$$\gamma_A = \frac{|N_U \sin \theta|}{2^{n_p}}$$

Скважность транзисторов VT2 и VT5 должна быть равна

$$\gamma_B = \frac{\left| N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p}},$$

а скважность транзисторов VT3 и VT6 определяется выражением

$$\gamma_C = \frac{\left| N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p}}.$$

Таблица 2.3 – Предлагаемые режимы функционирования силовых ключей [87]

θ , рад	$0 - \pi/3$	$\pi/3 - 2\pi/3$	$2\pi/3 - \pi$	$\pi - 4\pi/3$	$4\pi/3 - 5\pi/3$	$5\pi/3 - \pi$
Режим VT1	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШИМ}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШИМ}}$	$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШИМ}}$	Выкл.	Выкл.	Выкл.
Режим VT2	Выкл.	Выкл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$	Выкл.
Режим VT3	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Выкл.	Выкл.	Выкл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{\left N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$
Режим VT4	Выкл.	Выкл.	Выкл.	$\gamma_A = \frac{ N_U \sin \theta }{T_{ШИМ}}$	$\gamma_A = \frac{ N_U \sin \theta }{T_{ШИМ}}$	$\gamma_A = \frac{ N_U \sin \theta }{T_{ШИМ}}$
Режим VT5	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$	$\gamma_B = \frac{\left N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$	Выкл.	Выкл.	Выкл.	$\gamma_B = \gamma_C - \gamma_A $
Режим VT6	Выкл.	$\gamma_C = \gamma_A - \gamma_B $	$\gamma_C = \frac{\left N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right }{T_{ШИМ}}$	$\gamma_C = \gamma_B - \gamma_A $	Выкл.	Выкл.

Из таблицы 2.3 видно, что за период выходного напряжения частотного преобразователя транзисторы каждого полумоста переключаются всего 2 раза, причем скважность открывающегося транзистора в момент переключения должна быть равна нулю [87]. Поэтому при частотах ШИМ до 20 кГц введения «мертвого» времени не требуется, либо задержка на включение должна работать всего 6 раз за период синусоиды [87]. Для реализации алгоритма синусоидальной ШИМ, представленного таблицей 2.3, требуется 3 широтно-импульсных модулятора, синхронизированных по времени [87].

Пример временной диаграммы сигналов управления силовыми транзисторами VT1, VT3 и VT5 для $\theta = \frac{\pi}{8}$ приведена на рисунке 2.8 [87].

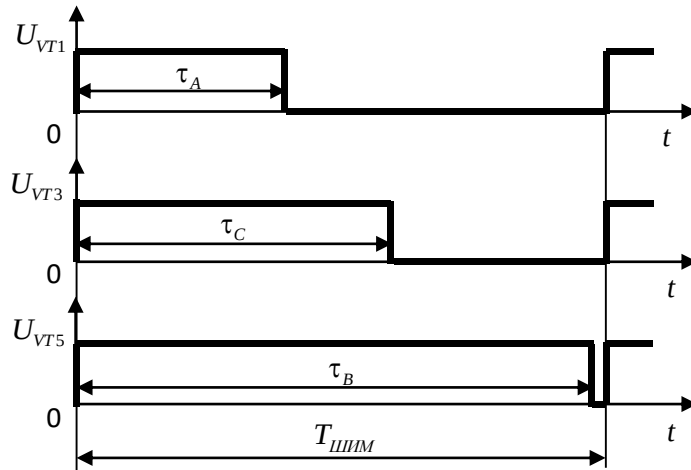


Рисунок 2.8 – Сигналы управления силовыми транзисторами при $\theta = \frac{\pi}{8}$

Длительности управляющих импульсов определяются формулами [87]

$$\left. \begin{aligned} \tau_A &= \left\lfloor \frac{N_U}{2^{n_p}} T_{\text{ШИМ}} \sin \theta \right\rfloor; \\ \tau_B &= \left\lfloor \frac{N_U}{2^{n_p}} T_{\text{ШИМ}} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right\rfloor; \\ \tau_C &= \left\lfloor \frac{N_U}{2^{n_p}} T_{\text{ШИМ}} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right\rfloor, \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

где $T_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}}$ – период широтно-импульсной модуляции.

Анализ упрощенной принципиальной схемы частотного преобразователя (рисунок 2.1) и временной диаграммы (рисунок 2.8) показывает, что часть периода ШИМ транзистор VT5 соединяет фазу B статора асинхронного двигателя с минусом источника постоянного напряжения, а транзисторы VT1 и VT3 подключают фазы A и C к плюсу этого источника [87]. В результате, если пренебречь индуктивностью, напряжение относительно нулевой точки обмоток, соединенных в «звезду», делится таким образом, что на фазах A и C выделяется $\frac{1}{3}$ напряжения U_d источника

постоянного напряжения, причем со знаком плюс, а на фазе $B - \frac{2}{3}$ со знаком минус [87]. Проследив работу силовых транзисторов, работающих в соответствии законом, приведенном в таблице 2.3, при изменении угла θ от 0 до 2π , получим форму фазных напряжений на выходе частотного преобразователя (рисунок 2.9). Они представляют собой кусочно-постоянные функции, принимающие значения 0, $\frac{1}{3}U_d$, $\frac{1}{2}U_d$ и $\frac{2}{3}U_d$. Если половину периода напряжения разделить на 48 частей, то напряжение фазы А относительно нулевой точки на каждом участке будет принимать значения, приведенные в таблице 2.4. Подставляя эти значения в формулу (2.2), в результате несложных алгебраических преобразований получим аналитическое выражение для определения среднеквадратического (действующего) значения фазного напряжения на выходе частотного преобразователя при рассматриваемом способе коммутации силовых транзисторов [87]

$$U_{rms.max}^{s2} = U_d \sqrt{Q_2}, \quad (2.9)$$

где

$$\begin{aligned} Q_2 = & \frac{1}{v} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{v}{6}} \frac{1}{9} \sin(h\theta_1) + \sum_{h=\frac{v}{6}+1}^{\frac{v}{3}} \left\{ \frac{1}{9} \sin\left[\left(\frac{2}{3}v + h\right)\theta_1\right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin(h\theta_1) - \sin\left[\left(\frac{2}{3}v + h\right)\theta_1\right] \right\} \right\} + \right. \\ & + \sum_{h=\frac{v}{3}+1}^{\frac{v}{2}} \left\{ \frac{4}{9} \sin\left[\left(h - \frac{v}{3}\right)\theta_1\right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin\left[\left(\frac{2}{3}v - h\right)\theta_1\right] - \sin\left[\left(h - \frac{v}{3}\right)\theta_1\right] \right\} \right\} + \\ & + \sum_{h=\frac{v}{2}+1}^{\frac{2}{3}v} \left\{ \frac{4}{9} \sin\left[\left(\frac{2}{3}v - h\right)\theta_1\right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin\left[\left(h - \frac{v}{3}\right)\theta_1\right] - \sin\left[\left(\frac{2}{3}v - h\right)\theta_1\right] \right\} \right\} + \\ & \left. + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{\frac{5}{6}v} \left\{ \frac{1}{9} \sin\left[\left(h - \frac{2}{3}v\right)\theta_1\right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin(h\theta_1) - \sin\left[\left(h - \frac{2}{3}v\right)\theta_1\right] \right\} \right\} + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{v-1} \frac{1}{9} \sin(h\theta_1) \right\} \end{aligned}$$

Расчет по формуле (2.9) при $U_d = 515$ В, $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $v = 48$ показывает, что максимальное действующее значение фазного напряжения на выходе частотного преобразователя составит $U_{rms.max}^{s2} = 186$ В [87].

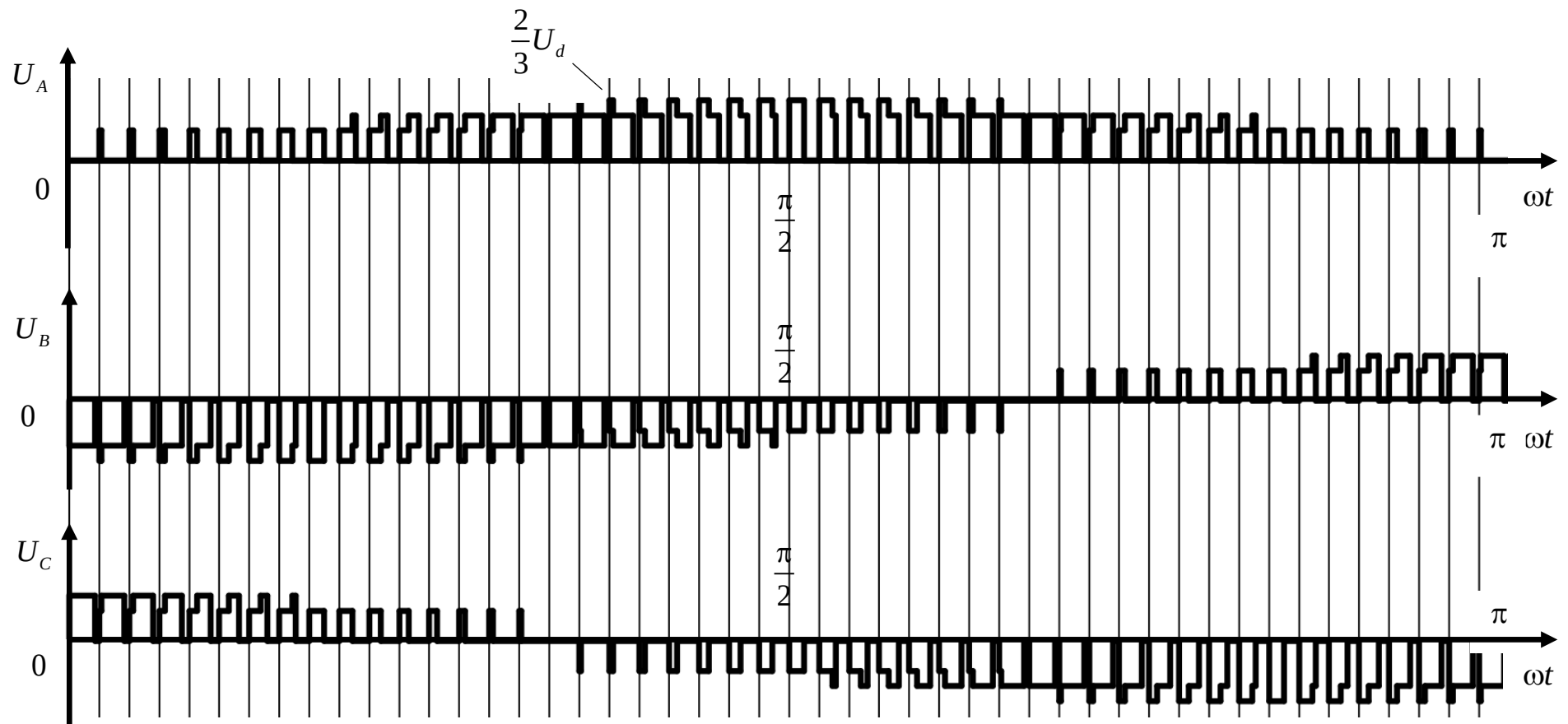


Рисунок 2.9 – Форма фазных напряжений при синусоидальной ШИМ, не требующей введения «мертвого» времени

Таблица 2.4 – Значения напряжения фазы А относительно нулевой точки
в зависимости от угла θ

θ	$0 - \frac{\pi}{48}$	$\frac{\pi}{48} - \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{24} - \frac{\pi}{16}$
U_A	0	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24}$
θ	$\frac{\pi}{16} - \frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{12} - \frac{5\pi}{48}$	$\frac{5\pi}{48} - \frac{\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48}$
θ	$\frac{\pi}{8} - \frac{7\pi}{48}$	$\frac{7\pi}{48} - \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} - \frac{3\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$
θ	$\frac{3\pi}{16} - \frac{5\pi}{24}$	$\frac{5\pi}{24} - \frac{11\pi}{48}$	$\frac{11\pi}{48} - \frac{\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{41\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{41\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{7\pi}{8} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{43\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{43\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{\pi}{4} - \frac{13\pi}{48}$	$\frac{13\pi}{48} - \frac{7\pi}{24}$	$\frac{7\pi}{24} - \frac{5\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{11\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{11\pi}{12} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{15\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{15\pi}{16} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{23\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{23\pi}{24} \right)$
θ	$\frac{5\pi}{16} - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} - \frac{17\pi}{48}$	$\frac{17\pi}{48} - \frac{3\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{47\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{16} - \sin \frac{47\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{3}$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{17\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{3\pi}{8} - \frac{19\pi}{48}$	$\frac{19\pi}{48} - \frac{5\pi}{12}$	$\frac{5\pi}{12} - \frac{7\pi}{16}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{\pi}{16} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$
θ	$\frac{7\pi}{16} - \frac{11\pi}{24}$	$\frac{11\pi}{24} - \frac{23\pi}{48}$	$\frac{23\pi}{48} - \frac{\pi}{2}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{7\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{\pi}{2} - \frac{25\pi}{48}$	$\frac{25\pi}{48} - \frac{13\pi}{24}$	$\frac{13\pi}{24} - \frac{9\pi}{16}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{16} - \sin \frac{7\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$
θ	$\frac{9\pi}{16} - \frac{7\pi}{12}$	$\frac{7\pi}{12} - \frac{29\pi}{48}$	$\frac{29\pi}{48} - \frac{5\pi}{8}$
U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{16} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{13\pi}{48} - \sin \frac{\pi}{16} \right)$
θ	$\frac{5\pi}{8} - \frac{31\pi}{48}$	$\frac{31\pi}{48} - \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} - \frac{11\pi}{16}$

U_A	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{7\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{2U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{5\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{2\pi}{3}$
θ	$\frac{11\pi}{16} - \frac{17\pi}{24}$	$\frac{17\pi}{24} - \frac{35\pi}{48}$	$\frac{35\pi}{48} - \frac{3\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{24} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{17\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{24} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{11\pi}{16} - \sin \frac{\pi}{48} \right)$
θ	$\frac{3\pi}{4} - \frac{37\pi}{48}$	$\frac{37\pi}{48} - \frac{19\pi}{24}$	$\frac{19\pi}{24} - \frac{13\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{12} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{3\pi}{4} - \sin \frac{\pi}{12} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{37\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{8} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{19\pi}{24} - \sin \frac{\pi}{8} \right)$
θ	$\frac{13\pi}{16} - \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} - \frac{41\pi}{48}$	$\frac{41\pi}{48} - \frac{7\pi}{8}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{5\pi}{48} + \frac{U_d}{2} \left(\sin \frac{37\pi}{48} - \sin \frac{5\pi}{48} \right)$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{\pi}{6}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{41\pi}{48}$
θ	$\frac{7\pi}{8} - \frac{43\pi}{48}$	$\frac{43\pi}{48} - \frac{11\pi}{12}$	$\frac{11\pi}{12} - \frac{15\pi}{16}$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{7\pi}{8}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{43\pi}{48}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{11\pi}{12}$
θ	$\frac{15\pi}{16} - \frac{23\pi}{24}$	$\frac{23\pi}{24} - \frac{47\pi}{48}$	$\frac{47\pi}{48} - \pi$
U_A	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{15\pi}{16}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{23\pi}{24}$	$\frac{U_d}{3} \sin \frac{47\pi}{48}$

Это меньше, чем при традиционной синусоидальной ШИМ, что является отрицательным фактором.

Проведем анализ гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя при синусоидальной ШИМ, не требующей введения «мертвого» времени. Поскольку функции, приведенные на рисунке 2.9 являются нечетными, то четные коэффициенты ряда Фурье будут равны $a_n = 0$, а нечетные определяются по формуле [83]

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta. \quad (2.10)$$

Подставляя в (2.10) значения кусочно-постоянной функции из таблицы 2.4, после соответствующих преобразований получим значения коэффициентов ряда Фурье, определяющих гармонический состав выходного фазного напряжения частотного преобразователя с рассматриваемым способом коммутации силовых транзисторов [87]

$$\begin{aligned}
b_n = & -\frac{2U_d}{n\pi} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{\nu}{6}} \frac{1}{3} \left\{ \cos[n\theta_1(h + \sin(h\theta_1))] - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \sum_{h=\frac{\nu}{6}+1}^{\frac{\nu}{3}} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}\nu + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 [h + \sin(h\theta_1)] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}\nu + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{\nu}{3}+1}^{\frac{\nu}{2}} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{\nu}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}\nu - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{\nu}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{\nu}{2}+1}^{\frac{2\nu}{3}} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}\nu - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{\nu}{2} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}\nu - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& + \sum_{h=\frac{2\nu}{3}+1}^{\frac{5\nu}{6}} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}\nu \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 [h + \sin(h\theta_1)] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}\nu \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
& \left. + \sum_{h=\frac{2\nu}{3}+1}^{\nu-1} \frac{1}{3} \left\{ \cos[n\theta_1(h + \sin(h\theta_1))] - \cos(nh\theta_1) \right\} \right\} \quad (2.11)
\end{aligned}$$

По формуле (2.11) рассчитаны коэффициенты ряда Фурье с 1 по 309 при $U_d = 515$ В, $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $\nu = 48$ (таблица 2.5). По этим данным построен график фазного напряжения с учетом рассматриваемой ШИМ (рисунок 2.10), который подтверждает адекватность полученной формулы (2.11) [87].

Таблица 2.5 – Значения коэффициентов ряда Фурье при синусоидальной модуляции, не требующей введения «мертвого» времени при $f_1 = 50$ Гц,

$$f_{\text{ШИМ}} = 4,8 \text{ кГц}, \quad \nu = 48, \quad U_1 = U_{1\text{max}}$$

$b_1 = 214,506 \text{ В}$	$b_3 = 0 \text{ В}$	$b_5 = -23,071 \text{ В}$	$b_7 = 11,3495 \text{ В}$	$b_9 = 0 \text{ В}$
$b_{11} = 0,3268 \text{ В}$	$b_{13} = -0,3196 \text{ В}$	$b_{15} = 0 \text{ В}$	$b_{17} = -1,5449 \text{ В}$	$b_{19} = 1,1498 \text{ В}$
$b_{21} = 0 \text{ В}$	$b_{23} = 0,3071 \text{ В}$	$b_{25} = -0,3059 \text{ В}$	$b_{27} = 0 \text{ В}$	$b_{29} = -0,2323 \text{ В}$
$b_{31} = 0,1426 \text{ В}$	$b_{33} = 0 \text{ В}$	$b_{35} = 0,2995 \text{ В}$	$b_{37} = -0,2976 \text{ В}$	$b_{39} = 0 \text{ В}$
$b_{41} = 0,1477 \text{ В}$	$b_{43} = -0,1884 \text{ В}$	$b_{45} = 0 \text{ В}$	$b_{47} = 0,2805 \text{ В}$	$b_{49} = -0,2746 \text{ В}$
$b_{51} = 0 \text{ В}$	$b_{53} = 0,3617 \text{ В}$	$b_{55} = -0,3949 \text{ В}$	$b_{57} = 0 \text{ В}$	$b_{59} = 0,2165 \text{ В}$
$b_{61} = -0,1951 \text{ В}$	$b_{63} = 0 \text{ В}$	$b_{65} = 0,5877 \text{ В}$	$b_{67} = -0,6378 \text{ В}$	$b_{69} = 0 \text{ В}$
$b_{71} = -0,0451 \text{ В}$	$b_{73} = 0,1487 \text{ В}$	$b_{75} = 0 \text{ В}$	$b_{77} = 1,06 \text{ В}$	$b_{79} = -1,2206 \text{ В}$
$b_{81} = 0 \text{ В}$	$b_{83} = -2,078 \text{ В}$	$b_{85} = 3,4544 \text{ В}$	$b_{87} = 0 \text{ В}$	$b_{89} = 5,5066 \text{ В}$
$b_{91} = -32,2302 \text{ В}$	$b_{93} = 0 \text{ В}$	$b_{95} = 29,8576 \text{ В}$	$b_{97} = -29,99 \text{ В}$	$b_{99} = 0 \text{ В}$
$b_{101} = 21,8066 \text{ В}$	$b_{103} = 16,1512 \text{ В}$	$b_{105} = 0 \text{ В}$	$b_{107} = -4,887 \text{ В}$	$b_{109} = 3,9173 \text{ В}$
$b_{111} = 0 \text{ В}$	$b_{113} = -0,083 \text{ В}$	$b_{115} = 0,0955 \text{ В}$	$b_{117} = 0 \text{ В}$	$b_{119} = -1,0883 \text{ В}$
$b_{121} = 0,888 \text{ В}$	$b_{123} = 0 \text{ В}$	$b_{125} = -0,042 \text{ В}$	$b_{127} = 0,0265 \text{ В}$	$b_{129} = 0 \text{ В}$
$b_{131} = -0,303 \text{ В}$	$b_{133} = 0,2283 \text{ В}$	$b_{135} = 0 \text{ В}$	$b_{137} = 0,0473 \text{ В}$	$b_{139} = -0,0611 \text{ В}$
$b_{141} = 0 \text{ В}$	$b_{143} = 0,0705 \text{ В}$	$b_{145} = -0,124 \text{ В}$	$b_{147} = 0 \text{ В}$	$b_{149} = 0,1242 \text{ В}$
$b_{151} = -0,1353 \text{ В}$	$b_{153} = 0 \text{ В}$	$b_{155} = 0,4158 \text{ В}$	$b_{157} = -0,4874 \text{ В}$	$b_{159} = 0 \text{ В}$
$b_{161} = 0,1702 \text{ В}$	$b_{163} = -0,1674 \text{ В}$	$b_{165} = 0 \text{ В}$	$b_{167} = 1,0501 \text{ В}$	$b_{169} = -1,2494 \text{ В}$
$b_{171} = 0 \text{ В}$	$b_{173} = -0,173 \text{ В}$	$b_{175} = 0,3266 \text{ В}$	$b_{177} = 0 \text{ В}$	$b_{179} = 0,0072 \text{ В}$
$b_{181} = -17,1303 \text{ В}$	$b_{183} = 0 \text{ В}$	$b_{185} = 7,4661 \text{ В}$	$b_{187} = -3,6403 \text{ В}$	$b_{189} = 0 \text{ В}$
$b_{191} = -2,0916 \text{ В}$	$b_{193} = 1,3184 \text{ В}$	$b_{195} = 0 \text{ В}$	$b_{197} = 7,2034 \text{ В}$	$b_{199} = 11,5716 \text{ В}$
$b_{201} = 0 \text{ В}$	$b_{203} = 9,7301 \text{ В}$	$b_{205} = 8,3212 \text{ В}$	$b_{207} = 0 \text{ В}$	$b_{209} = -1,336 \text{ В}$
$b_{211} = 2,0686 \text{ В}$	$b_{213} = 0 \text{ В}$	$b_{215} = -0,0827 \text{ В}$	$b_{217} = 0,1354 \text{ В}$	$b_{219} = 0 \text{ В}$
$b_{221} = -0,7831 \text{ В}$	$b_{223} = 0,6816 \text{ В}$	$b_{225} = 0 \text{ В}$	$b_{227} = -0,1976 \text{ В}$	$b_{229} = 0,1954 \text{ В}$

$b_{231} = 0 \text{ В}$	$b_{233} = -0,3345 \text{ В}$	$b_{235} = 0,2805 \text{ В}$	$b_{237} = 0 \text{ В}$	$b_{239} = -0,1619 \text{ В}$
$b_{241} = 0,1527 \text{ В}$	$b_{243} = 0 \text{ В}$	$b_{245} = -0,0149 \text{ В}$	$b_{247} = -0,0453 \text{ В}$	$b_{249} = 0 \text{ В}$
$b_{251} = -0,1026 \text{ В}$	$b_{253} = 0,0936 \text{ В}$	$b_{255} = 0 \text{ В}$	$b_{257} = 0,4868 \text{ В}$	$b_{259} = -0,6355 \text{ В}$
$b_{261} = 0 \text{ В}$	$b_{263} = -0,1671 \text{ В}$	$b_{265} = 0,09 \text{ В}$	$b_{267} = 0 \text{ В}$	$b_{269} = 0,0873 \text{ В}$
$b_{271} = -10,1765 \text{ В}$	$b_{273} = 0 \text{ В}$	$b_{275} = 0,4847 \text{ В}$	$b_{277} = 2,2303 \text{ В}$	$b_{279} = 0 \text{ В}$
$b_{281} = -4,7417 \text{ В}$	$b_{283} = 4,0711 \text{ В}$	$b_{285} = 0 \text{ В}$	$b_{287} = -1,2731 \text{ В}$	$b_{289} = 1,0302 \text{ В}$
$b_{291} = 0 \text{ В}$	$b_{293} = -2,3246 \text{ В}$	$b_{295} = 1,7133 \text{ В}$	$b_{297} = 0 \text{ В}$	$b_{299} = 4,1526 \text{ В}$
$b_{301} = -7,6855 \text{ В}$	$b_{303} = 0 \text{ В}$	$b_{305} = 5,8947 \text{ В}$	$b_{307} = 5,4029 \text{ В}$	$b_{309} = 0 \text{ В}$

Действительно, наблюдается кривая с четко выраженным периодом 0,02 с (что соответствует частоте 50 Гц) и прослеживаются 48 импульсов на половине периода.

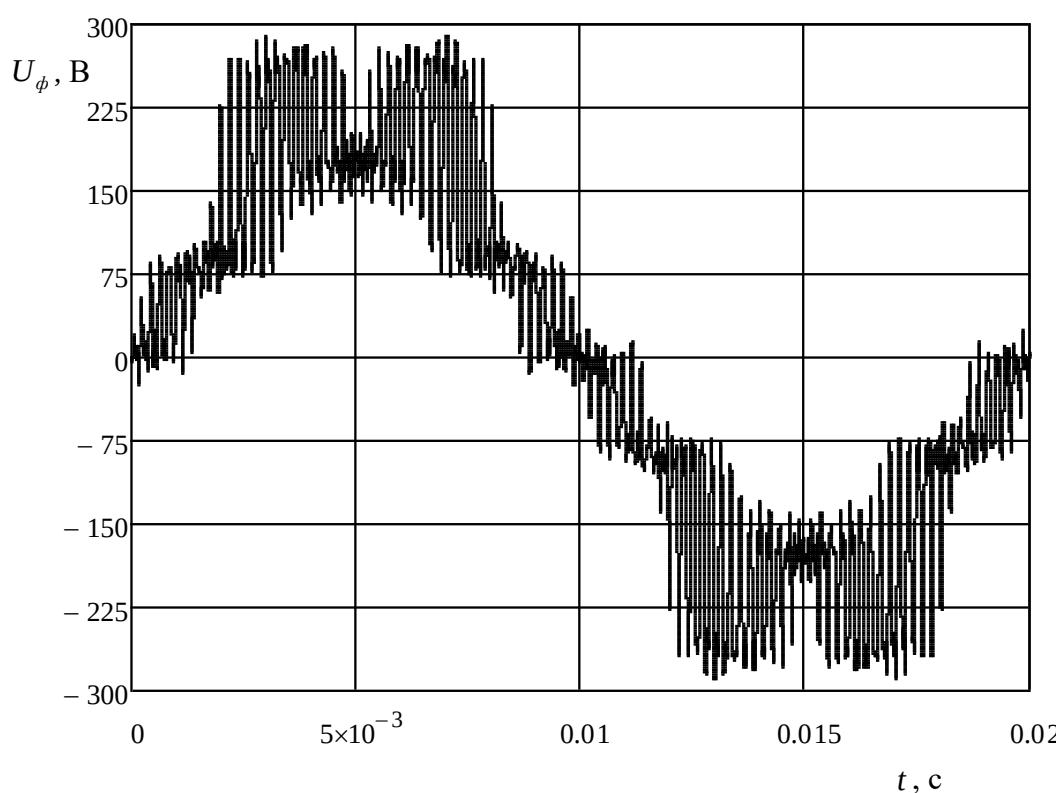


Рисунок 2.10 – График фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией при законе ШИМ, приведенном на рисунке 2.8, построенный с помощью разложения в ряд Фурье

Однако, подсчет по формуле (2.5) суммарного коэффициента гармонических составляющих показывает его недопустимо высокое значение $K_U = 12,03 \%$, что вызвано большими амплитудами 5-ой и 7-ой гармоник. Кроме того, действующее значение первой гармоники равно 152 В, что на 10,2% меньше, чем при традиционной синусоидальной ШИМ с учетом введения «мертвого» времени при переключении транзисторов.

С другой стороны, рассматриваемый подход к формированию синусоидальной ШИМ обладает несомненным достоинством, поскольку в соответствии с таблицей 2.3 каждый период ШИМ переключается только 3 силовых транзистора, а не 6 как при традиционной синусоидальной модуляции [87]. Поэтому коммутационные потери в силовых транзисторах при предлагаемой ШИМ, не требующей введения «мертвого» времени, будут при одной и той же частоте $f_{ШИМ}$ в 2 раза меньше, что повышает коэффициент полезного действия инвертора [87].

Проанализируем, прежде всего, причину малой величины действующего значения выходного напряжения частотного преобразователя с предлагаемым законом коммутации силовых транзисторов. Анализ формул (2.8), временной диаграммы, приведенной на рисунке 2, и данных таблицы 2.5 показывает, что часть периода ШИМ используется недостаточно эффективно, поскольку наблюдается состояние, при котором только один транзистор находится в открытом положении [87].

Например, при $\theta = \frac{\pi}{2}$ и максимальном значении N_U транзистор VT1 открыт весь период ШИМ, а транзисторы VT5 и VT6 только половину периода. Соответственно, половины периода не участвует в формировании напряжения фазы А.

Однако, система уравнений (2.8) и временные диаграммы, приведенные на рисунке 2.8, показывают, что при $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ всегда соблюдается условие [87]

$$\tau_B = \tau_A + \tau_C \quad (2.12)$$

или

$$\gamma_B = \gamma_A + \gamma_C. \quad (2.13)$$

Аналогичные соотношения могут быть получены для всего спектра возможных значений угла θ [87]. Это позволяет разработать следующий способ формирования синусоидальной ШИМ, представленный диаграммами сигналов управления силовыми транзисторами (рисунок 2.11) [87].

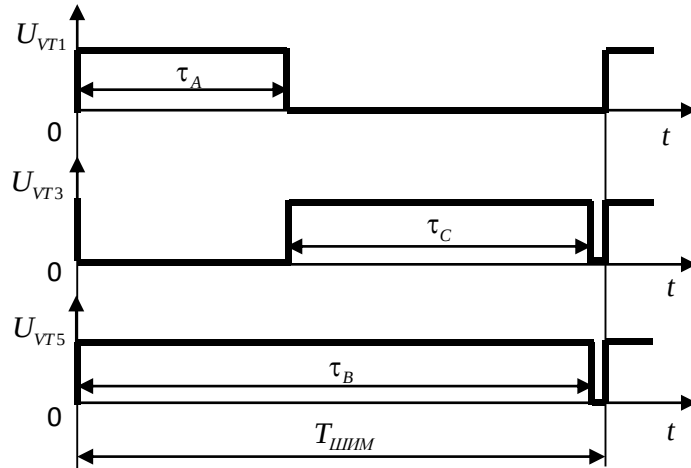


Рисунок 2.11 – Предлагаемый подход к подаче сигналов управления силовыми

транзисторами при $\theta = \frac{\pi}{8}$

Предлагается на участках углов $0 < \theta \leq \frac{2\pi}{3}$ и $\pi < \theta \leq \frac{5\pi}{3}$ временные интервалы открытых состояний транзисторов, подключенных к соответствующим фазам асинхронного двигателя, вычислять по формулам

$$\left. \begin{aligned} \tau_A &= |N_U T_{\text{ШИМ}} \sin \theta|; \\ \tau_B &= \left| N_U T_{\text{ШИМ}} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|; \\ \tau_C &= |\tau_B - \tau_A|, \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

а при углах $\frac{2\pi}{3} < \theta \leq \pi$ и $\frac{5\pi}{3} < \theta \leq 2\pi$ по выражениям

$$\left. \begin{aligned} \tau_A &= |N_U T_{\text{ШИМ}} \sin \theta|; \\ \tau_C &= \left| N_U T_{\text{ШИМ}} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|; \\ \tau_B &= |\tau_C - \tau_A|. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Тогда фазное напряжение, например фазы A , формируемое с помощью широтно-импульсной модуляции, будет представлять кусочно-постоянную функцию $f(\theta)$, принимающую значения 0 и $\frac{1}{2}U_d$ (рисунок 2.12). Следует отметить, что на рисунке отражен случай, соответствующий максимальной величине амплитуды напряжения и отношению частот ШИМ и выходного напряжения, равному 96. То есть, если максимальное напряжение соответствует номинальной частоте $f_{ном} = 50$ Гц, то при этом $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц.

2.3 Аналитическое исследование действующего значения и гармонического состава выходного напряжения в частотном преобразователе, использующем разработанный способ коммутации силовых транзисторов

Для нахождения формул, позволяющих рассчитать действующее значение выходного напряжения частотного преобразователя с синусоидальной ШИМ, использующим новый разработанный способ коммутации силовых транзисторов определим значения кусочно-постоянной функции $f(\theta)$, изображенной на рисунке 2.12. Эти значения сведены в таблицу 2.6.

Подставляя данные таблицы 2.6 в формулу (2.2) после алгебраических преобразований получим компактное аналитическое выражении среднеквадратическое значение фазного напряжения инвертора при новом способе коммутации силовых транзисторов [87]

$$U_{rms.max}^{s2} = \frac{U_d}{2} \sqrt{\frac{1}{v} \sum_h^{v-1} \sin(h\theta_1)}. \quad (2.16)$$

Подсчет по формуле (2.16) при $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $U_d = 515$ В показывает, что максимальная величина действующего значения фазного напряжения, которая может быть получена при предлагаемом способе коммутации силовых транзисторов, составляет $U_{rms.max}^{s2} = 215,249$ В [87].

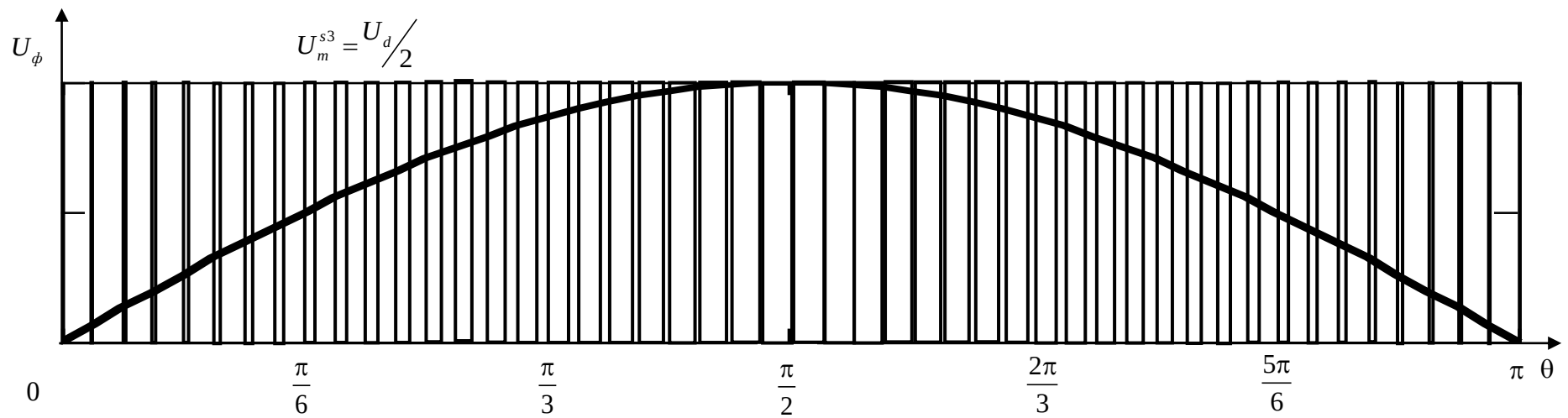


Рисунок 2.12 – Форма фазного напряжения на выходе инвертора при предлагаемом законе коммутации транзисторов и синусоидальной модуляции, определенная на половине периода

Таблица 2.6 – Значения напряжения фазы A относительно нулевой точки
в зависимости от угла θ при новом способе коммутации транзисторов
в частотных преобразователях с синусоидальной ШИМ

θ	$0 - \frac{\pi}{48}$	$\frac{\pi}{48} - \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{24} - \frac{\pi}{16}$	$\frac{\pi}{16} - \frac{\pi}{12}$
U_A	0	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{16}$
θ	$\frac{\pi}{12} - \frac{5\pi}{48}$	$\frac{5\pi}{48} - \frac{\pi}{8}$	$\frac{\pi}{8} - \frac{7\pi}{48}$	$\frac{7\pi}{48} - \frac{\pi}{6}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{12}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{8}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{7\pi}{48}$
θ	$\frac{\pi}{6} - \frac{3\pi}{16}$	$\frac{3\pi}{16} - \frac{5\pi}{24}$	$\frac{5\pi}{24} - \frac{11\pi}{48}$	$\frac{11\pi}{48} - \frac{\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{6}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{3\pi}{16}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{11\pi}{48}$
θ	$\frac{\pi}{4} - \frac{13\pi}{48}$	$\frac{13\pi}{48} - \frac{7\pi}{24}$	$\frac{7\pi}{24} - \frac{5\pi}{16}$	$\frac{5\pi}{16} - \frac{\pi}{3}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{4}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{13\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{7\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{16}$
θ	$\frac{\pi}{3} - \frac{17\pi}{48}$	$\frac{17\pi}{48} - \frac{3\pi}{8}$	$\frac{3\pi}{8} - \frac{19\pi}{48}$	$\frac{19\pi}{48} - \frac{5\pi}{12}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{\pi}{3}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{17\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{3\pi}{8}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{19\pi}{48}$
θ	$\frac{5\pi}{12} - \frac{7\pi}{16}$	$\frac{7\pi}{16} - \frac{11\pi}{24}$	$\frac{11\pi}{24} - \frac{23\pi}{48}$	$\frac{23\pi}{48} - \frac{\pi}{2}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{12}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{7\pi}{16}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{11\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{23\pi}{48}$
θ	$\frac{\pi}{2} - \frac{25\pi}{48}$	$\frac{25\pi}{48} - \frac{13\pi}{24}$	$\frac{13\pi}{24} - \frac{9\pi}{16}$	$\frac{9\pi}{16} - \frac{7\pi}{12}$
U_A	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{25\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{13\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{9\pi}{16}$
θ	$\frac{7\pi}{12} - \frac{29\pi}{48}$	$\frac{29\pi}{48} - \frac{5\pi}{8}$	$\frac{5\pi}{8} - \frac{31\pi}{48}$	$\frac{31\pi}{48} - \frac{2\pi}{3}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{7\pi}{12}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{29\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{8}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{31\pi}{48}$
θ	$\frac{2\pi}{3} - \frac{11\pi}{16}$	$\frac{11\pi}{16} - \frac{17\pi}{24}$	$\frac{17\pi}{24} - \frac{35\pi}{48}$	$\frac{35\pi}{48} - \frac{3\pi}{4}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{2\pi}{3}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{11\pi}{16}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{17\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{35\pi}{48}$
θ	$\frac{3\pi}{4} - \frac{37\pi}{48}$	$\frac{37\pi}{48} - \frac{19\pi}{24}$	$\frac{19\pi}{24} - \frac{13\pi}{16}$	$\frac{13\pi}{16} - \frac{5\pi}{6}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{3\pi}{4}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{37\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{19\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{13\pi}{16}$

θ	$\frac{5\pi}{6} - \frac{41\pi}{48}$	$\frac{41\pi}{48} - \frac{7\pi}{8}$	$\frac{7\pi}{8} - \frac{43\pi}{48}$	$\frac{43\pi}{48} - \frac{11\pi}{12}$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{5\pi}{6}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{41\pi}{48}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{7\pi}{8}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{43\pi}{48}$
θ	$\frac{11\pi}{12} - \frac{15\pi}{16}$	$\frac{15\pi}{16} - \frac{23\pi}{24}$	$\frac{23\pi}{24} - \frac{47\pi}{48}$	$\frac{47\pi}{48} - \pi$
U_A	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{11\pi}{12}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{15\pi}{16}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{23\pi}{24}$	$\frac{U_d}{2} \sin \frac{47\pi}{48}$

Этот результат показывает, что новый способ коммутации силовых транзисторов повышает действующее значение напряжения инвертора на 6,31% по сравнению с частотным преобразователем, в котором применяется традиционная синусоидальная модуляция.

Определим также гармонический состав выходного напряжения инвертора, формирующего синусоидальное фазное напряжение с помощью разработанного способа коммутации силовых транзисторов, с учетом процессов ШИМ. Для этого разложим функцию $f(\theta)$, представленную на рис. 2.12, в тригонометрический ряд Фурье. Эта функция является нечетной, поэтому коэффициенты ряда будут определяться формулой (2.10). Подставляя в (2.10) значения $f(\theta)$ из таблицы после преобразований получим аналитическое выражения для расчета амплитуд первой и высших гармоник [87]

$$b_n = -\frac{U_d}{n\pi} \sum_{h=1}^{v-1} \left\{ \cos \left[n\theta_1 (h + \sin(h\theta_1)) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\}. \quad (2.17)$$

Следует отметить, что формула (2.17) справедлива именно для $f_1 = 50$ Гц, $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $v = 48$ и $U_1 = U_{1\text{max}}$. Значения амплитуд гармоник выходного фазного напряжения частотного преобразователя с номерами с 1-го по 309-й при новом способе коммутации силовых транзисторов приведены в таблице 2.7

Для оценки адекватности формулы (2.17) по данным таблицы 2.7 построен график фазного напряжения частотного преобразователя с новым способом синусоидальной ШИМ (рисунок 2.13).

Таблица 2.7 – Значения коэффициентов ряда Фурье при новом способе коммутации силовых транзисторов [87], не требующем введения «мертвого» времени при $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц, $\nu = 48$, $U_1 = U_{1\max}$

$b_1 = 257,362$ В	$b_3 = 0,4126$ В	$b_5 = 0,0015$ В	$b_7 = 0$ В	$b_9 = 0$ В
$b_{11} = 0$ В	$b_{13} = 0$ В	$b_{15} = 0$ В	$b_{17} = 0$ В	$b_{19} = 0$ В
$b_{21} = 0$ В	$b_{23} = 0$ В	$b_{25} = 0$ В	$b_{27} = 0$ В	$b_{29} = 0$ В
$b_{31} = 0$ В	$b_{33} = 0$ В	$b_{35} = 0$ В	$b_{37} = 0$ В	$b_{39} = 0$ В
$b_{41} = 0$ В	$b_{43} = 0$ В	$b_{45} = 0$ В	$b_{47} = 0$ В	$b_{49} = 0$ В
$b_{51} = 0$ В	$b_{53} = 0$ В	$b_{55} = 0$ В	$b_{57} = 0$ В	$b_{59} = 0$ В
$b_{61} = 0$ В	$b_{63} = 0$ В	$b_{65} = 0$ В	$b_{67} = 0$ В	$b_{69} = 0$ В
$b_{71} = 0$ В	$b_{73} = 0$ В	$b_{75} = 0$ В	$b_{77} = 0$ В	$b_{79} = 0$ В
$b_{81} = -0,0001$ В	$b_{83} = -0,0039$ В	$b_{85} = -0,0923$ В	$b_{87} = -1,3179$ В	$b_{89} = -10,0368$ В
$b_{91} = -31,0861$ В	$b_{93} = -7,4949$ В	$b_{95} = 18,9379$ В	$b_{97} = -15,852$ В	$b_{99} = -2,3347$ В
$b_{101} = 28,9232$ В	$b_{103} = 15,7323$ В	$b_{105} = 3,9344$ В	$b_{107} = 0,6153$ В	$b_{109} = 0,0686$ В
$b_{111} = 0,0059$ В	$b_{113} = 0,0004$ В	$b_{115} = 0$ В	$b_{117} = 0$ В	$b_{119} = 0$ В
$b_{121} = 0$ В	$b_{123} = 0$ В	$b_{125} = 0$ В	$b_{127} = 0$ В	$b_{129} = 0$ В
$b_{131} = 0$ В	$b_{133} = 0$ В	$b_{135} = 0$ В	$b_{137} = 0$ В	$b_{139} = 0$ В
$b_{141} = 0$ В	$b_{143} = 0$ В	$b_{145} = 0$ В	$b_{147} = 0$ В	$b_{149} = 0$ В
$b_{151} = 0$ В	$b_{153} = 0$ В	$b_{155} = 0$ В	$b_{157} = 0$ В	$b_{159} = 0$ В
$b_{161} = 0$ В	$b_{163} = 0$ В	$b_{165} = 0$ В	$b_{167} = 0$ В	$b_{169} = 0$ В
$b_{171} = -0,001$ В	$b_{173} = -0,0142$ В	$b_{175} = -0,1418$ В	$b_{177} = -0,9913$ В	$b_{179} = -4,4967$ В
$b_{181} = -11,3812$ В	$b_{183} = -10,029$ В	$b_{185} = 7,8743$ В	$b_{187} = 0,9126$ В	$b_{189} = -5,627$ В
$b_{191} = 6,8114$ В	$b_{193} = -5,8352$ В	$b_{195} = 2,2232$ В	$b_{197} = 4,5134$ В	$b_{199} = -9,4992$ В
$b_{201} = 1,4743$ В	$b_{203} = 11,0577$ В	$b_{205} = 8,4097$ В	$b_{207} = 3,4953$ В	$b_{209} = 0,992$ В
$b_{211} = 0,2118$ В	$b_{213} = 0,0359$ В	$b_{215} = 0,005$ В	$b_{217} = 0,0006$ В	$b_{219} = 0,0001$ В
$b_{221} = 0$ В	$b_{223} = 0$ В	$b_{225} = 0$ В	$b_{227} = 0$ В	$b_{229} = 0$ В

$b_{231} = 0 \text{ В}$	$b_{233} = 0 \text{ В}$	$b_{235} = 0 \text{ В}$	$b_{237} = 0 \text{ В}$	$b_{239} = 0 \text{ В}$
$b_{241} = 0 \text{ В}$	$b_{243} = 0 \text{ В}$	$b_{245} = 0 \text{ В}$	$b_{247} = 0 \text{ В}$	$b_{249} = 0 \text{ В}$
$b_{251} = 0 \text{ В}$	$b_{253} = 0 \text{ В}$	$b_{255} = 0 \text{ В}$	$b_{257} = 0 \text{ В}$	$b_{259} = -0,0002 \text{ В}$
$b_{261} = -0,0025 \text{ В}$	$b_{263} = -0,022 \text{ В}$	$b_{265} = -0,149 \text{ В}$	$b_{267} = -0,757 \text{ В}$	$b_{269} = -2,7264 \text{ В}$
$b_{271} = -6,2656 \text{ В}$	$b_{273} = -7,0199 \text{ В}$	$b_{275} = 0,8792 \text{ В}$	$b_{277} = 5,5775 \text{ В}$	$b_{279} = -4,3478 \text{ В}$
$b_{281} = 0,5193 \text{ В}$	$b_{283} = 2,244 \text{ В}$	$b_{285} = -3,4878 \text{ В}$	$b_{287} = 3,7297 \text{ В}$	$b_{289} = -3,2201 \text{ В}$
$b_{291} = 1,7484 \text{ В}$	$b_{293} = 0,9398 \text{ В}$	$b_{295} = -4,0721 \text{ В}$	$b_{297} = 4,7883 \text{ В}$	$b_{299} = -0,2008 \text{ В}$
$b_{301} = -5,3065 \text{ В}$	$b_{303} = 0,6191 \text{ В}$	$b_{305} = 6,0642 \text{ В}$	$b_{307} = 5,7099 \text{ В}$	$b_{309} = 3,0997 \text{ В}$

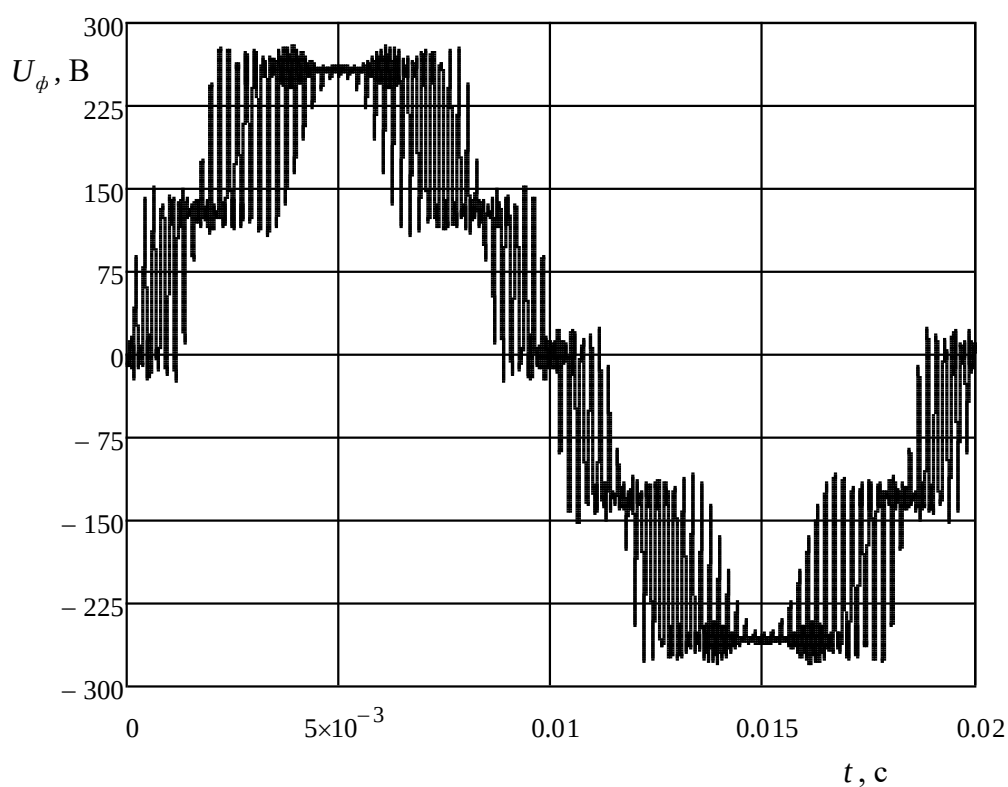


Рисунок 2.13 – График фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией при новом способе коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя, построенный с помощью разложения в ряд Фурье

Очевидно, что он отражает реальные процессы, протекающие в инверторе, поскольку опять же наблюдается кривая с четко выраженным периодом 0,02 с и

прослеживаются 48 импульсов на половине периода. Кроме того, по сравнению с графиком, приведенном на рисунке 2.10, наблюдается увеличение амплитуды напряжения.

Амплитуда первой гармоники фазного напряжения получилась равной 257 В, что на 42 В (19,98%) больше по сравнению с аналогичным параметром, представленным в таблице 2.5 [87]. По сравнению с традиционной синусоидальной ШИМ амплитуда первой гармоники увеличилась на 18 В, то есть на 7,7%.

По данным таблицы 2.7 по формуле (2.5) рассчитан суммарный коэффициент гармонических составляющих, который получился равным $K_U = 0,16 \%$, что в 48 раз меньше, чем при традиционной синусоидальной ШИМ. Кроме того, следует отметить, что при новом способе синусоидальной модуляции, не требующей введения «мертвого» времени, каждый период ШИМ переключаются 3 силовых транзистора. Следовательно, использование разработанного способа коммутации силовых транзисторов коммутационные потери в частотном преобразователе снижаются в 2 раза по сравнению с инвертором с традиционной синусоидальной ШИМ.

2.4 Цифровой модулятор для формирования синусоидального фазного напряжения частотного преобразователя с малыми коэффициентами высших гармоник и низкими коммутационными потерями в силовых транзисторах

Для технической реализации нового способа коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя, обеспечивающего синусоидальную модуляцию без введения «мертвого» времени, разработан цифровой модулятор [88]. В обобщенном виде функциональная схема этого устройства выглядит следующим образом (рисунок 2.14). В состав цифрового модулятора входят следующие блоки: преобразователь код – частота, двоичный и двоично-шестеричный счетчики, два широтно-импульсных модулятора (ШИМ), элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ ($=1$) и схема выбора транзисторов.

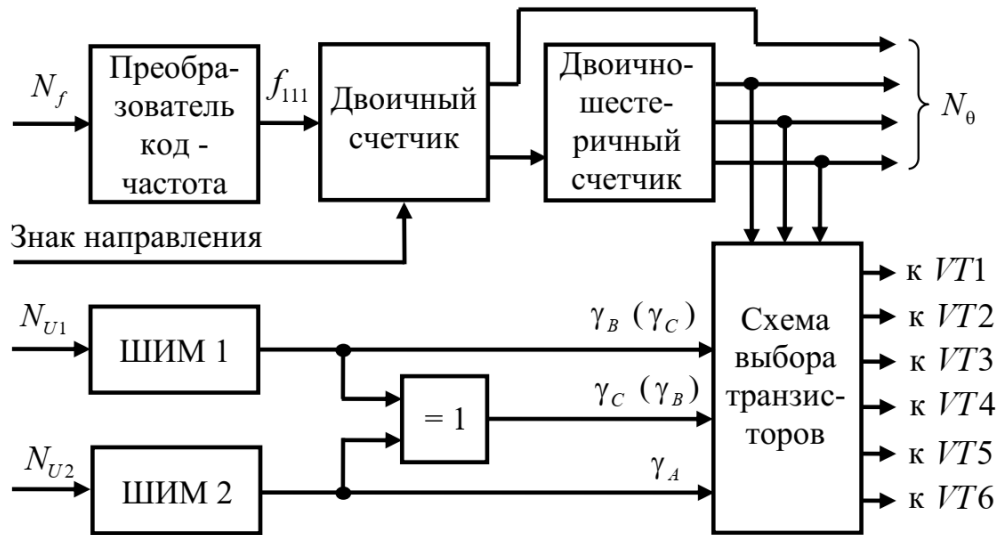


Рисунок 2.14 – Обобщенная функциональная схема цифрового модулятора, реализующего новый способ коммутации силовых транзисторов инвертора с синусоидальной модуляцией

Следует обратить внимание на тот факт, что для реализации разработанного способа коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя достаточно двух широтно-импульсных модуляторов, которые будут формировать длительности импульсов τ_A и τ_B или τ_A и τ_C , рассчитанные по формулам (2.14) или (2.15). Длительность же третьего импульса формируется с помощью элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. На рисунке 2.14 названные длительности представлены соответствующими скважностями широтно-модулированных сигналов γ_A, γ_B и γ_C .

Предлагаемое построение цифрового модулятора подразумевает, что на выходах двоично-шестеричного счетчика будет наблюдаться частота появления одного и того же кодового сочетания, равная частоте выходного напряжения инвертора

$$f_1 = \frac{f_{111}}{6 \cdot 2^k},$$

где f_{111} – частота на выходе преобразователя код – частота; k – разрядность двоичного счетчика. При этом на совокупности выходных шин двоичного и двоично-

шестеричного счетчиков формируется цифровой двоичный код N_θ , который изменяется от 0 до $(6 \cdot 2^k - 1)$.

Входными воздействиями предлагаемого модулятора являются знак направления вращения двигателя переменного тока (порядка чередования фаз), цифровой код N_f , определяющий требуемую частоту выходного напряжения инвертора, и цифровые коды N_{U1} и N_{U2} , формирующие необходимую амплитуду напряжения. Для того, чтобы разработанный цифровой модулятор осуществлял предлагаемой способ синусоидальной модуляции, величину N_{U2} требуется рассчитывать по формуле

$$N_{U2} = \left\lfloor N_U \sin \frac{\pi N_\theta}{3 \cdot 2^k} \right\rfloor. \quad (2.18)$$

При этом значение N_{U1} должно вычисляться по выражению

$$N_{U1} = \left\lfloor N_U \sin \left(\frac{\pi N_\theta}{3 \cdot 2^k} - \frac{2\pi}{3} \right) \right\rfloor, \quad (2.19)$$

если на выходе двоично-шестеричного счетчика сформирован цифровой код, соответствующий 0, 1, 3 или 4. В случаях, когда на выходе двоично-шестеричного счетчика присутствует код, соответствующий 2 или 5, то значение N_{U1} должно рассчитываться по формуле

$$N_{U1} = \left\lfloor N_U \sin \left(\frac{\pi N_\theta}{3 \cdot 2^k} + \frac{2\pi}{3} \right) \right\rfloor. \quad (2.20)$$

Формулы (2.18) – (2.20) показывают, что на выходе ШИМ2 всегда формируется скважность

$$\gamma_A = \frac{|N_U \sin \theta|}{2^{n_p} T_{ШИМ}},$$

а на выходе ШИМ1

$$\gamma_B = \frac{\left| N_U \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p} T_{ШИМ}}$$

или

$$\gamma_C = \frac{\left| N_U \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right|}{2^{n_p} T_{ШИМ}}$$

в зависимости от цифрового кода на выходе двоично-шестеричного счетчика.

Учитывая принцип работы логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (условное обозначение =1), он формирует скважность $\gamma_C = |\gamma_A - \gamma_B|$ или $\gamma_B = |\gamma_A - \gamma_C|$.

Схема выбора транзисторов получает сигналы от двоично-шестеричного счетчика и подает импульсы с требуемой скважностью на соответствующие силовые транзисторы VT1 – VT6. Таким образом формируется синусоидальная ШИМ, в которой не требуется введение «мертвого» времени и обеспечивает снижение амплитуд высших гармоник в напряжении на выходе инвертора, а также уменьшение коммутационных потерь в силовых транзисторах.

Полная функциональная схема цифрового модулятора, обеспечивающего разработанный способ коммутации силовых транзисторов преобразователя частоты, приведена на рисунке 2.15 [88]. Модулятор содержит генераторы 1 и 2 прямоугольных импульсов, двоичные счетчики 3, 4, 5 и 6, триггеры 7, 8 и 9, элементы 10 и 11 ИЛИ, элемент 12 ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, элемент 13 И, элементы 14, 15, 16, 17, 18, 19 и 20 И-НЕ, дешифраторы 21, 22 и 23, формирователи 24 и 25 импульсов (одновибраторы), сумматор 26, регистры 27, 28, 29 и 30, двоично-шестеричный счетчик 31, схему 32 сброса, выходные шины 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41 и 42, шину 43 сигнала задания частоты, шину 44 первого сигнала задания напряжения, шину 45 второго сигнала задания напряжения, шину 46 сигнала направления вращения и шину 47 сигнала синхронизации.

Разработанный цифровой модулятор может быть реализован либо на программируемой логической интегральной схеме, либо на интегральных микросхемах малой и средней степени интеграции.

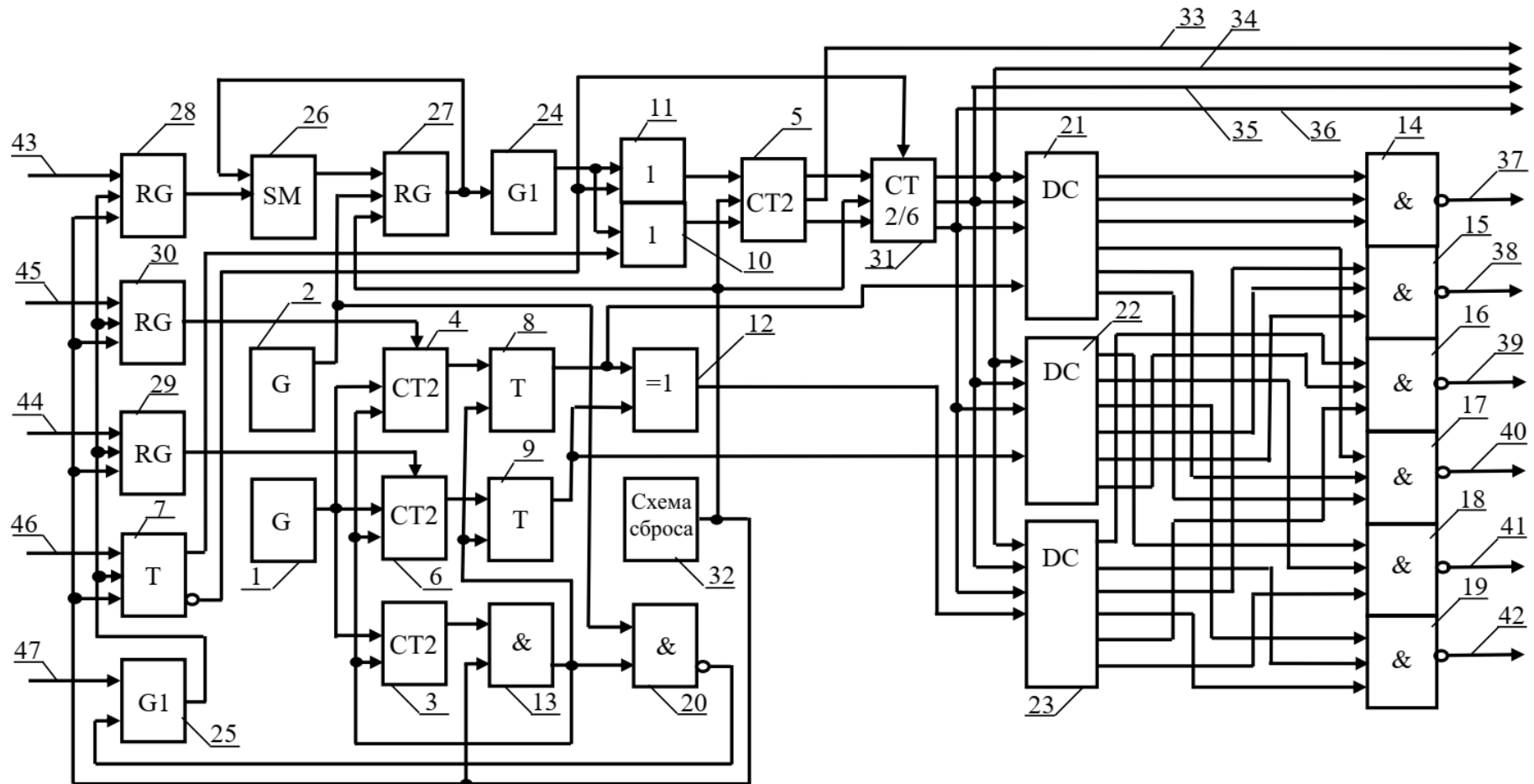


Рисунок 2.15 – Функциональная схема цифрового модулятора, обеспечивающего синусоидальную модуляцию без введения «мертвого» времени

Следует отметить, что функциональная схема, приведенная на рисунке 2.15, полностью соответствует обобщенной упрощенной схеме рисунка 2.14. Действительно, генератор прямоугольных импульсов 2, сумматор 26, регистр 27 и формирователь импульсов 24 в своей совокупности представляют собой преобразователь код – частота. Элементы 10 и 11 ИЛИ определяют направление счета двоичного счетчика 5 в зависимости от знака направления. На совокупности генератора прямоугольных импульсов 1, двоичных счетчиков 3, 4, 6, триггеров 8, 9 и элемента 13 И реализованы два синхронизированных между собой широтно-импульсных модулятора ШИМ1 и ШИМ2. Дешифраторы 21, 22 и 23 и элементы 14, 15, 16, 17, 18 и 19 И с соответствующими связями представляют схему выбора транзисторов.

2.5 Выводы по второй главе

1. Проведенные аналитические исследования показали, что при традиционной синусоидальной широтно-импульсной модуляции, применяемой в частотных преобразователях и требующей введения «мертвого» времени при переключении транзисторов, наблюдаются большие коммутационные потери в силовых транзисторах и высокие амплитуды высших гармоник в выходном напряжении.

2. Разработанный способ коммутации силовых транзисторов частотного преобразователя не требует введения «мертвого» времени и позволяет снизить в 2 раза коммутационные потери, уменьшить величину суммарного коэффициента гармонических составляющих в 48 раз и увеличить максимальное действующее значение выходного напряжения инвертора на 7,7 %.

3. Полученные аналитические выражения позволяют определить амплитуды высших гармоник и действующее значение напряжения на выходе частотного преобразователя, формирующего синусоидальное фазное напряжение различными способами, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции.

4. Разработанный цифровой модулятор обеспечивает реализацию нового способа коммутации силовых транзисторов без введения «мертвого» времени и обеспечивает повышение энергетической эффективности частотного преобразователя и электропривода переменного тока, построенного на его основе.

3 УТОЧНЕННАЯ ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

3.1 Передаточная функция асинхронного двигателя по отношению к изменению частоты питающего напряжения

При структурном и параметрическом синтезе электроприводов широко используется математический аппарат передаточных функций. В связи с этим при разработке электропривода переменного тока с исполнительным асинхронным двигателем весьма актуальной является задача определения передаточных функций этого двигателя по отношению к управляющим и возмущающим воздействиям. Сложность этой задачи определяется тем, что движение асинхронного двигателя описывается нелинейной системой уравнений [22, 62]. Поэтому для нахождения передаточных функций необходима, прежде всего, линеаризация уравнений движения двигателя.

Необходимо отметить, что при создании электроприводов переменного тока используют различные способы управления асинхронным двигателем: скалярное, векторное и прямое управление моментом [1, 13, 22, 68]. Выбор способа управления определяется особенностями объекта и требованиями к регулированию скорости или положения механизма.

Тем не менее, большое количество объектов требуют применения именно скалярного управления. К таким объектам следует отнести многодвигательный электропривод, управляемый от одного частотного преобразователя. Примером могут послужить ленточные конвейеры, вибрационные стенды, слипы для подъема и спуска судов и другие промышленные объекты. Кроме того, процесс механизированной добычи нефти с помощью погружных насосов также требует, как правило, скалярного частотного управления погружным асинхронным двигателем. С целью поддержания требуемого динамического уровня жидкости в скважине стан-

ции управления погружными насосами оснащаются частотными преобразователями и замкнутыми по соответствующему датчику системами [89, 90]. В качестве датчиков обратной связи могут применяться датчики давления на приеме насоса или эхолоты, измеряющие непосредственно динамический уровень жидкости в скважине.

Отличительной особенностью электротехнического комплекса нефтяной скважины, оснащенной погружным электроцентробежным насосом, является наличие повышающего трансформатора, включенного между частотным преобразователем и двигателем. Именно поэтому в таких системах, как правило, применяется скалярное частотное управление погружным асинхронным двигателем.

Кроме того, в настоящее время не прекращаются работы по созданию электроприводов переменного тока, обладающих большим диапазоном регулирования скорости, использующих скалярное управление и отличающихся простотой технической реализации. Поэтому найдем уточненные передаточные функции асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении.

Движение асинхронного двигателя будет описываться известной системой уравнений, аналогичной (1.3) [22, 62]

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= U_{1x} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1x} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2x} + \omega_0 \psi_{1y}; \\ \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= U_{1y} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1y} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2y} - \omega_0 \psi_{1x}; \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2x} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1x} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2y}; \\ \frac{d\psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2y} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1y} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2x}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2 J_{np} \Delta} (\psi_{1y} \psi_{2x} - \psi_{1x} \psi_{2y}) - \frac{1}{J_{np}} M_c; \\ \omega_0 &= \frac{2\pi f_1}{Z_n}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Входными воздействиями в асинхронном двигателе как объекте управления являются частота f_1 , проекции вектора напряжения U_{1x} и U_{1y} и момент сил сопротивления M_c , а выходной – скорость вращения ротора двигателя ω . Нелинейность системы уравнений (3.1) определяется тем, что в ней наблюдаются произведения следующих переменных: $\omega_0\psi_{1y}$, $\omega_0\psi_{1x}$, $(\omega_0 - \omega)\psi_{2y}$, $(\omega_0 - \omega)\psi_{2x}$, $\psi_{1y}\psi_{2x}$ и $\psi_{1x}\psi_{2y}$ [91].

Для нахождения передаточных функций асинхронного двигателя произведем линеаризацию уравнений в системе (3.1). При этом воспользуемся разложением в степенной ряд Тейлора основных нелинейностей, отбросив при этом члены высшего порядка малости [92]. Тогда приведенные выше произведения переменных можно представить в виде:

$$\omega_0\psi_{1y} = \frac{2\pi}{Z_n}(\psi_{1y0}f_1 + f_{10}\psi_{1y}); \quad (3.2)$$

$$\omega_0\psi_{1x} = \frac{2\pi}{Z_n}(\psi_{1x0}f_1 + f_{10}\psi_{1x}); \quad (3.3)$$

$$(\omega_0 - \omega)\psi_{2y} = \frac{2\pi}{Z_n}(\psi_{2y0}f_1 + f_{10}\psi_{2y}) - (\psi_{2y0}\omega + \omega_{00}\psi_{2y}); \quad (3.4)$$

$$(\omega_0 - \omega)\psi_{2x} = \frac{2\pi}{Z_n}(\psi_{2x0}f_1 + f_{10}\psi_{2x}) - (\psi_{2x0}\omega + \omega_{00}\psi_{2x}); \quad (3.5)$$

$$\psi_{1y}\psi_{2x} = \psi_{2x0}\psi_{1y} + \psi_{1y0}\psi_{2x}; \quad (3.6)$$

$$\psi_{1x}\psi_{2y} = \psi_{2y0}\psi_{1x} + \psi_{1x0}\psi_{2y}, \quad (3.7)$$

где ψ_{1x0} , ψ_{1y0} , ψ_{2x0} , ψ_{2y0} , ω_{00} и f_{10} – начальные условия.

Подставим формулы (3.2) – (3.7) в (3.1), при этом будем считать, в частотном преобразователе используется линейный закон регулирования напряжения в функции частоты

$$U_{1x} = U_{1y} = k_{U1}f_1 + U_0, \quad (3.8)$$

где k_{U1} – коэффициент пропорциональности, U_0 – напряжение при нулевой частоте.

Тогда движение асинхронного двигателя со скалярным частотным управлением будет описываться следующей линеаризованной системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= U_{1x} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1x} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2x} + \frac{2\pi}{Z_n} (\psi_{1y0} f_1 + f_{10} \psi_{1y}); \\ \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= U_{1y} - \frac{R_1 L_2'}{\Delta} \psi_{1y} + \frac{R_1 L_0}{\Delta} \psi_{2y} - \frac{2\pi}{Z_n} (\psi_{1x0} f_1 + f_{10} \psi_{1x}); \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2x} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1x} + \frac{2\pi}{Z_n} (\psi_{2y0} f_1 + f_{10} \psi_{2y}) - (\psi_{2y0} \omega + \omega_{00} \psi_{2y}); \\ \frac{d\psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R_2' L_1}{\Delta} \psi_{2y} + \frac{R_2' L_0}{\Delta} \psi_{1y} - \frac{2\pi}{Z_n} (\psi_{2x0} f_1 + f_{10} \psi_{2x}) + (\psi_{2x0} \omega + \omega_{00} \psi_{2x}); \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2 J_{np} \Delta} (\psi_{2x0} \psi_{1y} + \psi_{1y0} \psi_{2x} - \psi_{2y0} \psi_{1x} - \psi_{1x0} \psi_{2y}) - \frac{1}{J_{np}} M_c; \\ \omega_0 &= \frac{2\pi f_1}{Z_n}; U_{1x} = U_{1y} = k_{U1} f_1 + U_0. \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Переходя в (3.9) к операторной форме записи, после несложных преобразований получим

$$\left. \begin{aligned} (T_1 p + 1) \psi_{1x} &= T_1 (k_{U1} f_1 + U_0) + \frac{L_0}{L_2'} \psi_{2x} + \frac{2\pi}{Z_n} T_1 (\psi_{1y0} f_1 + f_{10} \psi_{1y}); \\ (T_1 p + 1) \psi_{1y} &= T_1 (k_{U1} f_1 + U_0) + \frac{L_0}{L_2'} \psi_{2y} - \frac{2\pi}{Z_n} T_1 (\psi_{1x0} f_1 + f_{10} \psi_{1x}); \\ (T_2 p + 1) \psi_{2x} &= \frac{L_0}{L_1} \psi_{1x} + \frac{2\pi}{Z_n} T_2 (\psi_{2y0} f_1 + f_{10} \psi_{2y}) - T_2 (\psi_{2y0} \omega + \omega_{00} \psi_{2y}); \\ (T_2 p + 1) \psi_{2y} &= \frac{L_0}{L_1} \psi_{1y} - \frac{2\pi}{Z_n} T_2 (\psi_{2x0} f_1 + f_{10} \psi_{2x}) + T_2 (\psi_{2x0} \omega + \omega_{00} \psi_{2x}); \\ J_{np} p \omega &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2 \Delta} (\psi_{2x0} \psi_{1y} + \psi_{1y0} \psi_{2x} - \psi_{2y0} \psi_{1x} - \psi_{1x0} \psi_{2y}) - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования.

Системе уравнений (3.10) соответствует линеаризованная структурная схема асинхронного двигателя как объекта управления (рисунок 3.1).

Она показывает наличие большого количества прямых и обратных перекрестных связей, что не позволяет найти требуемые передаточные функции методом структурных преобразований. Поэтому, полагая $U_0 = 0$ перепишем систему уравнений (3.1) в следующем виде [91]

$$\left. \begin{aligned} (T_1 p + 1)\psi_{1x} &= A f_1 + F \psi_{2x} + B \psi_{1y}; \\ (T_1 p + 1)\psi_{1y} &= C f_1 + F \psi_{2y} - B \psi_{1x}; \\ (T_2 p + 1)\psi_{2x} &= D \psi_{1x} + G f_1 + (H - T_2 \omega_{00})\psi_{2y} - T_2 \psi_{2y0} \omega; \\ (T_2 p + 1)\psi_{2y} &= D \psi_{1y} - K f_1 - (H - T_2 \omega_{00})\psi_{2x} + T_2 \psi_{2x0} \omega; \\ J_{np} p \omega &= k_{эм} \left[(\psi_{2x0} \psi_{1y} + \psi_{1y0} \psi_{2x}) - (\psi_{2y0} \psi_{1x} + \psi_{1x0} \psi_{2y}) \right] - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

$$\text{где } A = \left(k_{U1} + \frac{2\pi\psi_{1y0}}{Z_n} \right) T_1; \quad B = \frac{2\pi T_1 f_{10}}{Z_n}; \quad C = \left(k_{U1} - \frac{2\pi\psi_{1x0}}{Z_n} \right) T_1; \quad D = \frac{L_0}{L_1}; \quad F = \frac{L_0}{L_2};$$

$$G = \frac{2\pi T_2 \psi_{2y0}}{Z_n}; \quad H = \frac{2\pi T_2 f_{10}}{Z_n}; \quad K = \frac{2\pi T_2 \psi_{2x0}}{Z_n}; \quad k_{эм} = \frac{m_1 Z_n L_0}{2\Delta}.$$

Система уравнения (3.11) позволяет посредством метода последовательного исключения промежуточных переменных найти уточненные передаточные функции асинхронного двигателя по отношению к управляющим и возмущающим воздействиям.

Применим принцип суперпозиции и полагая в (3.11) возмущающее воздействие M_c равным нулю, определим передаточную функцию асинхронного двигателя по отношению к управляющему воздействию f_1 . Для достижения поставленной цели выразим из первого уравнения (3.11) переменную ψ_{1x} [91]

$$\psi_{1x} = \frac{A}{(T_1 p + 1)} f_1 + \frac{F}{(T_1 p + 1)} \psi_{2x} + \frac{B}{(T_1 p + 1)} \psi_{1y}. \quad (3.12)$$

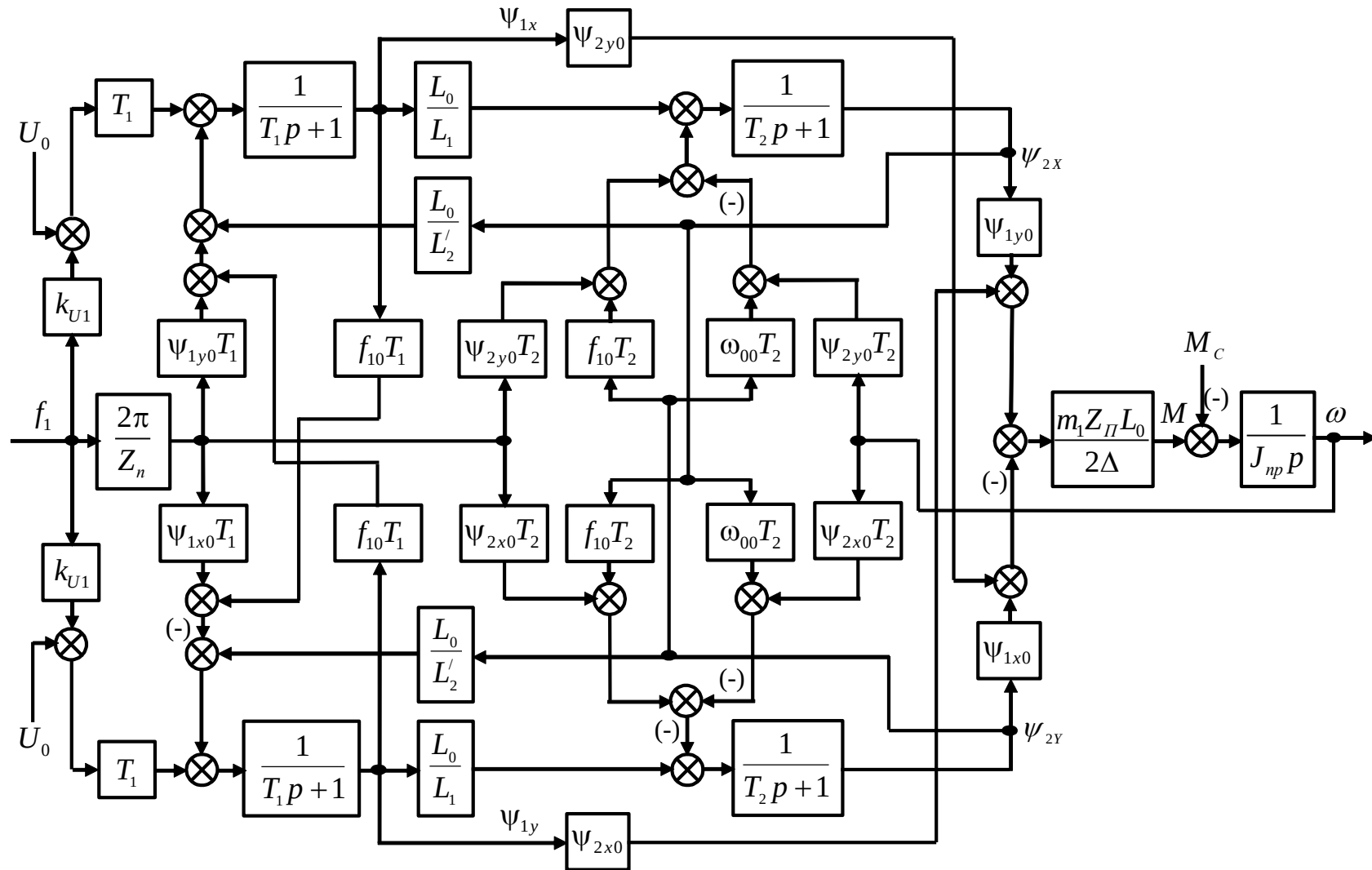


Рисунок 3.1 – Линеаризованная структурная схема асинхронного двигателя как объекта управления

Подставляя (3.12) в остальные уравнения системы (3.11), получим [91]

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1y} &= \frac{C(T_1p+1)-AB}{(T_1p+1)^2+B^2} f_1 + \frac{F(T_1p+1)}{(T_1p+1)^2+B^2} \psi_{2y} - \frac{BF}{(T_1p+1)^2+B^2} \psi_{2x}; \\ \left[(T_1p+1)(T_2p+1)-DF \right] \psi_{2x} &= \left[G(T_1p+1)+AD \right] f_1 + BD\psi_{1y} + \\ &+ (H-T_2\omega_{00})(T_1p+1)\psi_{2y} - \psi_{2y0}T_2(T_1p+1)\omega; \\ (T_2p+1)\psi_{2y} &= D\psi_{1y} - Kf_1 - (H-T_2\omega_{00})\psi_{2x} + T_2\psi_{2x0}\omega; \\ \frac{J_{np}}{k_{эм}}(T_1p+1)p\omega &= \left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0} \right] \psi_{1y} + \\ &+ \left[\psi_{1y0}(T_1p+1) - F\psi_{2y0} \right] \psi_{2x} - A\psi_{2y0}f_1 - \psi_{1x0}(T_1p+1)\psi_{2y}. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Подстановка ψ_{1y} из первого уравнения (3.13) во второе, третье и четвертое позволяет получить следующую систему уравнений [91]

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2x} &= B_{10}f_1 + B_{20}\psi_{2y} - B_{30}\omega; \\ \left\{ (T_2p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] - DF(T_1p+1) \right\} \psi_{2y} &= \left\{ D \left[C(T_1p+1) - AB \right] - \right. \\ &- K \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \left. \right\} f_1 - \left\{ (H-T_2\omega_{00}) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\} \psi_{2x} + \\ &+ \psi_{2x0}T_2 \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \omega; \\ \frac{J_{np}}{k_{эм}}(T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] p\omega &= \left\{ \left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0} \right] \left[C(T_1p+1) - AB \right] - \right. \\ &- A\psi_{2y0} \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \left. \right\} f_1 + \left\{ \left[\psi_{1y0}(T_1p+1) - F\psi_{2y0} \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] - \right. \\ &- BF \left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0} \right] \left. \right\} \psi_{2x} + (T_1p+1) \times \\ &\times \left\{ F \left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0} \right] - \psi_{1x0} \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \right\} \psi_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

где $B_{10} = \frac{\left[G(T_1p+1) + AB \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + BD \left[C(T_1p+1) - AB \right]}{\left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + B^2DF};$

$$B_{20} = \frac{(T_1p+1) \left\{ (H-T_2\omega_{00}) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\}}{\left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + B^2DF};$$

$$B_{30} = \frac{\psi_{2y0} T_2 (T_1 p + 1) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right]}{\left[(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - DF \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF}.$$

Подставляя значение переменной ψ_{2x} во второе и третье уравнения (3.14), получим систему двух уравнений с четырьмя неизвестными [91]

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2y} &= \frac{B_{50}}{B_{40}} f_1 + \frac{B_{60}}{B_{40}} \omega; \\ \frac{J_{np}}{k_{эм}} (T_1 p + 1) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] p\omega &= \left\{ \left[\psi_{2x0} (T_1 p + 1) - B\psi_{2y0} \right] \left[C(T_1 p + 1) - AB \right] - \right. \\ &- A\psi_{2y0} \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] \left\} f_1 + \left\{ \left[\psi_{1y0} (T_1 p + 1) - F\psi_{2y0} \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] - \right. \\ &- BF \left[\psi_{2x0} (T_1 p + 1) - B\psi_{2y0} \right] \left\} (B_{10} f_1 + B_{20} \psi_{2y} - B_{30} \omega) + (T_1 p + 1) \times \\ &\times \left\{ F \left[\psi_{2x0} (T_1 p + 1) - B\psi_{2y0} \right] - \psi_{1x0} \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] \right\} \psi_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

где

$$\begin{aligned} B_{40} &= \left\{ (T_2 p + 1) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] - DF (T_1 p + 1) \right\} \times \\ &\times \left\{ \left[(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - DF \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF \right\} + ; \\ &(T_1 p + 1) \left\{ (H - T_2 \omega_{00}) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\}^2 \\ B_{50} &= \left\{ D \left[C(T_1 p + 1) - AB \right] - K \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] \right\} \times \\ &\times \left\{ \left[(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - DF \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF \right\} - \\ &- \left\{ (H - T_2 \omega_{00}) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\} \times ; \\ &\times \left\{ \left[G(T_1 p + 1) + AD \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + BD \left[C(T_1 p + 1) - AB \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_{60} &= \psi_{2y0} T_2 (T_1 p + 1) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] \left\{ (H - T_2 \omega_{00}) \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\} + \\ &+ \psi_{2x0} T_2 \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] \left\{ \left[(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - DF \right] \left[(T_1 p + 1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF \right\}. \end{aligned}$$

Избавляясь аналогичным образом в (3.15) от переменной ψ_{2y} , в конечном итоге получим уравнение [91]

$$(B_{70}B_{40} - B_{90}B_{60})\omega = (B_{80}B_{40} - B_{90}B_{50})f_1, \quad (3.16)$$

где

$$\begin{aligned} B_{70} &= \frac{J_{np}}{k_{эм}}(T_1p+1)\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right]\left\{\left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] + \right. \\ &\quad \left. + B^2DF\right\}p + \psi_{2y0}T_2(T_1p+1)\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] \times \\ &\quad \times \left\{\left[\psi_{1y0}(T_1p+1) - F\psi_{2y0}\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] - BF\left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0}\right]\right\} \\ B_{80} &= \left\{\left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0}\right]\left[C(T_1p+1) - AB\right] - A\psi_{2y0}\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right]\right\} \times \\ &\quad \times \left\{\left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] + B^2DF\right\} + \\ &\quad + \left\{\left[\psi_{1y0}(T_1p+1) - F\psi_{2y0}\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] - BF\left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0}\right]\right\} \times \\ &\quad \times \left\{\left[G(T_1p+1) + AD\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] + BD\left[C(T_1p+1) - AB\right]\right\} \\ B_{90} &= \left\{\left[\psi_{1y0}(T_1p+1) - F\psi_{2y0}\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] - BF\left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0}\right]\right\} \times \\ &\quad \times (T_1p+1)\left\{(H - T_2\omega_{00})\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] + BDF\right\} + \\ &\quad + \left\{F(T_1p+1)\left[\psi_{2x0}(T_1p+1) - B\psi_{2y0}\right] - \psi_{1y0}(T_1p+1)\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right]\right\} \times \\ &\quad \times \left\{\left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF\right]\left[(T_1p+1)^2 + B^2\right] + B^2DF\right\} \end{aligned}$$

Уравнение (3.16) позволяет определить уточненную передаточную функцию асинхронного двигателя при скалярном управлении по отношению к изменению частоты питающего напряжения [91]

$$W_{\partial y}^{f_1}(p) = \frac{\omega(t)}{f_1(t)} = \frac{B_{80}B_{40} - B_{90}B_{50}}{B_{70}B_{40} - B_{90}B_{60}}. \quad (3.17)$$

Подставляя в (3.17) зависимости B_{40} , B_{50} , B_{60} , B_{70} , B_{80} и B_{90} и переходя к изображениям Лапласа, в конечном итоге получим [91]

$$W_{\partial y}^{f_1}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\partial y}^{f_1}(b_0p^{13} + b_1p^{12} + b_2p^{11} + b_3p^{10} + b_4p^9 + b_5p^8 + b_6p^7 + b_7p^6 + b_8p^5 + b_9p^4 + b_{10}p^3 + b_{11}p^2 + b_{12}p + 1)}{a_0p^{15} + a_1p^{14} + a_2p^{13} + a_3p^{12} + a_4p^{11} + a_5p^{10} + a_6p^9 + a_7p^8 + a_8p^7 + a_9p^6 + a_{10}p^5 + a_{11}p^4 + a_{12}p^3 + a_{13}p^2 + a_{14}p + 1}, \quad (3.18)$$

где p – комплексная переменная;

$$k_{\partial y}^{f_1} = \frac{A_{71}A_{65} + A_{62}A_{76}}{A_{71}A_{84} + A_{63}A_{76}}; b_0 = A_{40}(A_{01}A_{05} + A_{02}A_{06}); A_{40} = \frac{1}{A_{71}A_{65} + A_{62}A_{76}};$$

$$b_1 = A_{40}(A_{01}A_{15} + A_{11}A_{05} + A_{02}A_{16} + A_{12}A_{06});$$

$$b_2 = A_{40}(A_{01}A_{25} + A_{11}A_{15} + A_{21}A_{05} + A_{02}A_{26} + A_{12}A_{16} + A_{22}A_{06});$$

$$b_3 = A_{40}(A_{01}A_{35} + A_{11}A_{25} + A_{21}A_{15} + A_{31}A_{05} + A_{02}A_{36} + A_{12}A_{26} + A_{22}A_{16} + A_{32}A_{06});$$

$$b_4 = A_{40}(A_{01}A_{45} + A_{11}A_{35} + A_{21}A_{25} + A_{31}A_{15} + A_{41}A_{05} + A_{02}A_{46} + A_{12}A_{36} + A_{22}A_{26} + A_{32}A_{16} + A_{42}A_{06});$$

$$b_5 = A_{40}(A_{01}A_{55} + A_{11}A_{45} + A_{21}A_{35} + A_{31}A_{25} + A_{41}A_{15} + A_{51}A_{05} + A_{02}A_{56} + A_{12}A_{46} + A_{22}A_{36} + A_{32}A_{26} + A_{42}A_{16} + A_{52}A_{06});$$

$$b_6 = A_{40}(A_{01}A_{65} + A_{11}A_{55} + A_{21}A_{45} + A_{31}A_{35} + A_{41}A_{25} + A_{51}A_{15} + A_{61}A_{05} + A_{02}A_{66} + A_{12}A_{56} + A_{22}A_{46} + A_{32}A_{36} + A_{42}A_{26} + A_{52}A_{16} + A_{62}A_{06});$$

$$b_7 = A_{40}(A_{11}A_{65} + A_{21}A_{55} + A_{31}A_{45} + A_{41}A_{35} + A_{51}A_{25} + A_{61}A_{15} + A_{71}A_{05} + A_{02}A_{76} + A_{12}A_{66} + A_{22}A_{56} + A_{32}A_{46} + A_{42}A_{36} + A_{52}A_{26} + A_{62}A_{16});$$

$$b_8 = A_{40}(A_{21}A_{65} + A_{31}A_{55} + A_{41}A_{45} + A_{51}A_{35} + A_{61}A_{25} + A_{71}A_{15} + A_{12}A_{76} + A_{22}A_{66} + A_{32}A_{56} + A_{42}A_{46} + A_{52}A_{36} + A_{62}A_{26});$$

$$b_9 = A_{40}(A_{31}A_{65} + A_{41}A_{55} + A_{51}A_{45} + A_{61}A_{35} + A_{71}A_{25} + A_{22}A_{76} + A_{32}A_{66} + A_{42}A_{56} + A_{52}A_{46} + A_{62}A_{36});$$

$$b_{10} = A_{40}(A_{41}A_{65} + A_{51}A_{55} + A_{61}A_{45} + A_{71}A_{35} + A_{32}A_{76} + A_{42}A_{66} + A_{52}A_{56} + A_{62}A_{46});$$

$$b_{11} = A_{40}(A_{51}A_{65} + A_{61}A_{55} + A_{71}A_{45} + A_{42}A_{76} + A_{52}A_{66} + A_{62}A_{56});$$

$$b_{12} = A_{40}(A_{61}A_{65} + A_{71}A_{55} + A_{52}A_{76} + A_{62}A_{66}); a_0 = A_{50}A_{01}A_{04}; A_{50} = \frac{1}{A_{71}A_{84} + A_{63}A_{76}};$$

$$a_1 = A_{50}(A_{01}A_{14} + A_{11}A_{04}); a_2 = A_{50}(A_{01}A_{24} + A_{11}A_{14} + A_{21}A_{04} + A_{03}A_{06});$$

$$a_3 = A_{50}(A_{01}A_{34} + A_{11}A_{24} + A_{21}A_{14} + A_{31}A_{04} + A_{03}A_{16} + A_{13}A_{06});$$

$$a_4 = A_{50}(A_{01}A_{44} + A_{11}A_{34} + A_{21}A_{24} + A_{31}A_{14} + A_{41}A_{04} + A_{03}A_{26} + A_{13}A_{16} + A_{23}A_{06});$$

$$a_5 = A_{50}(A_{01}A_{54} + A_{11}A_{44} + A_{21}A_{34} + A_{31}A_{24} + A_{41}A_{14} + A_{51}A_{04} + A_{03}A_{36} + A_{13}A_{26} + A_{23}A_{16} + A_{33}A_{06});$$

$$a_6 = A_{50}(A_{01}A_{64} + A_{11}A_{54} + A_{21}A_{44} + A_{31}A_{34} + A_{41}A_{24} + A_{51}A_{14} + A_{61}A_{04} + A_{03}A_{46} + A_{13}A_{36} + A_{23}A_{26} + A_{33}A_{16} + A_{43}A_{06});$$

$$a_7 = A_{50} (A_{01}A_{74} + A_{11}A_{64} + A_{21}A_{54} + A_{31}A_{44} + A_{41}A_{34} + A_{51}A_{24} + A_{61}A_{14} + A_{71}A_{04} + A_{03}A_{56} + ; \\ + A_{13}A_{46} + A_{23}A_{36} + A_{33}A_{26} + A_{43}A_{16} + A_{53}A_{06})$$

$$a_8 = A_{50} (A_{01}A_{84} + A_{11}A_{74} + A_{21}A_{64} + A_{31}A_{54} + A_{41}A_{44} + A_{51}A_{34} + A_{61}A_{24} + A_{71}A_{14} + A_{03}A_{66} + ; \\ + A_{13}A_{56} + A_{23}A_{46} + A_{33}A_{36} + A_{43}A_{26} + A_{53}A_{16} + A_{63}A_{06})$$

$$a_9 = A_{50} (A_{11}A_{84} + A_{21}A_{74} + A_{31}A_{64} + A_{41}A_{54} + A_{51}A_{44} + A_{61}A_{34} + A_{71}A_{24} + A_{03}A_{76} + A_{13}A_{66} + ; \\ + A_{23}A_{56} + A_{33}A_{46} + A_{43}A_{36} + A_{53}A_{26} + A_{63}A_{16})$$

$$a_{10} = A_{50} (A_{21}A_{84} + A_{31}A_{74} + A_{41}A_{64} + A_{51}A_{54} + A_{61}A_{44} + A_{71}A_{34} + A_{13}A_{76} + A_{23}A_{66} + A_{33}A_{56} + ; \\ + A_{43}A_{46} + A_{53}A_{36} + A_{63}A_{26})$$

$$a_{11} = A_{50} (A_{31}A_{84} + A_{41}A_{74} + A_{51}A_{64} + A_{61}A_{54} + A_{71}A_{44} + A_{23}A_{76} + A_{33}A_{66} + A_{43}A_{56} + A_{53}A_{46} + ; \\ + A_{63}A_{36})$$

$$a_{12} = A_{50} (A_{41}A_{84} + A_{51}A_{74} + A_{61}A_{64} + A_{71}A_{54} + A_{33}A_{76} + A_{43}A_{66} + A_{53}A_{56} + A_{63}A_{46});$$

$$a_{13} = A_{50} (A_{51}A_{84} + A_{61}A_{74} + A_{71}A_{64} + A_{43}A_{76} + A_{53}A_{66} + A_{63}A_{56});$$

$$a_{14} = A_{50} (A_{61}A_{84} + A_{71}A_{74} + A_{53}A_{76} + A_{63}A_{66}); A_{01} = T_1^5 T_2^2; A_{11} = (2T_1 + 5T_2)T_1^4 T_2;$$

$$A_{21} = \left\{ \left[(5 - 2DF)T_1 + 2(2 + B^2)T_2 \right] T_2 + (T_1 + 2T_2)(T_1 + 3T_2) + (H - T_2 \omega_{00})^2 T_1^2 \right\} T_1^3;$$

$$A_{31} = \left\{ \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] T_2 + (T_1 + 2T_2) \left[(3 - DF)T_1 + (3 + B^2)T_2 \right] + ; \right. \\ \left. + \left[(2 - DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] (T_1 + 3T_2) + (1 + B^2 - DF)T_1 T_2 + 5(H - T_2 \omega_{00})^2 T_1^2 \right\} T_1^2;$$

$$A_{41} = \left\{ (1 + B^2 - DF)T_1 T_2 + (T_1 + 2T_2) \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] + \right. \\ \left. + \left[(2 - DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] \left[(3 - DF)T_1 + (3 + B^2)T_2 \right] + (1 + B^2 - DF)(T_1 + 3T_2)T_1 + ; \right. \\ \left. + \left[2(H - T_2 \omega_{00})A_{20} + 8(H - T_2 \omega_{00})^2 \right] T_1^2 \right\} T_1$$

$$A_{51} = (1 + B^2 - DF)(T_1 + 2T_2)T_1 + \left[(2 - DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + \right. \\ \left. + (1 + B^2)T_2 \right] + (1 + B^2 - DF) \left[(3 - DF)T_1 + (3 + B^2)T_2 \right] T_1 + ; \\ + 2 \left[3(H - T_2 \omega_{00})A_{20} + 2(H - T_2 \omega_{00})^2 \right] T_1^2$$

$$A_{61} = (1 + B^2 - DF) \left[(5 + B^2 - 3DF)T_1 + 2(1 + B^2)T_2 \right] + \left[A_{20} + 4(H - T_2 \omega_{00}) \right] A_{20} T_1;$$

$$A_{71} = (1 + B^2 - DF)^2 + A_{20}^2;$$

$$A_{02} = K T_1^5 T_2; A_{12} = \left\{ \left[K + G(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + (5K - CD)T_2 \right\} T_1^4;$$

$$A_{22} = \left\{ \left[(5 - DF)K - CD + (AD + 5G)(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + \left[(10 + 2B^2)K + (AB - 4C)D \right] T_2 \right\} T_1^3;$$

$$A_{32} = \left\{ K \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] + (2K - CD) \left[(3 - DF)T_1 + (3 + B^2)T_2 \right] + \left[K(1 + B^2) + (AB - C)D \right] (T_1 + 3T_2) + \left\{ (H - T_2\omega_{00}) \left[(9 + B^2)G + (4A + BC)D \right] + A_{20}G \right\} T_1 \right\} T_1^2;$$

$$A_{42} = \left\{ K(1 + B^2 - DF)T_1 + (2K - CD) \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] + \left[K(1 + B^2) + (AB - C)D \right] \left[(3 + B^2)T_2 + (3 - DF)T_1 \right] + \left\{ A_{30}(H - T_2\omega_{00}) + 2(H - T_2\omega_{00}) \left[(1 + B^2)G + 2(AD + G) + BCD \right] + A_{20}(AD + 3G) \right\} T_1 \right\} T_1;$$

$$A_{52} = (2K - CD)(1 + B^2 - DF)T_1 + \left[K(1 + B^2) + (AB - C)D \right] \times \left[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2 \right] + \left\{ 2A_{30}(H - T_2\omega_{00}) + A_{20} \left[(1 + B^2)G + 2(AD + G) + BCD \right] \right\} T_1;$$

$$A_{62} = (1 + B^2 - DF) \left[K(1 + B^2) + (AB - C)D \right] + A_{20}A_{30};$$

$$A_{03} = \psi_{2x0}T_1^5T_2^2; A_{13} = \left[\psi_{2y0}(H - T_2\omega_{00})T_1 + \psi_{2x0}(T_1 + 5T_2) \right] T_1^4T_2;$$

$$A_{23} = \left\{ 5\psi_{2y0}(H - T_2\omega_{00})T_1 + \psi_{2x0} \left[(5 - DF)T_1 + 2(5 + B^2)T_2 \right] \right\} T_1^3T_2;$$

$$A_{33} = \left\{ \psi_{2y0} \left[A_{20} + (9 + B^2)(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + 2\psi_{2x0} \left[(5 + B^2 - 2DF)T_1 + (5 + 3B^2)T_2 \right] \right\} T_1^2T_2;$$

$$A_{43} = \left\{ \psi_{2y0} \left[3A_{20} + (7 + 3B^2)(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + \psi_{2x0} \left[(10 + 6B^2 - 6DF - B^2DF)T_1 + (5 + 6B^2 + B^4)T_2 \right] \right\} T_1T_2;$$

$$A_{53} = \left\{ \psi_{2y0} \left[(3 + B^2)A_{20} + 2(1 + B^2)(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + \psi_{2x0} \left[(5 + 6B^2 - 4DF - 2B^2DF)T_1 + (1 + B^2)^2T_2 \right] \right\} T_2;$$

$$A_{63} = \left[\psi_{2y0}A_{20} + \psi_{2x0}(1 + B^2 - DF) \right] (1 + B^2)T_2; A_{04} = \frac{J_{np}}{k_{\mathfrak{M}}} T_1^6T_2; A_{14} = \frac{J_{np}}{k_{\mathfrak{M}}} (T_1 + 6T_2)T_1^5;$$

$$A_{24} = \left\{ \frac{J_{np}}{k_{\mathfrak{M}}} \left[(6 - DF)T_1 + (15 + 2B^2)T_2 \right] + \psi_{1y0}\psi_{2y0}T_1^2T_2 \right\} T_1^4;$$

$$A_{34} = \left\{ \frac{J_{np}}{k_{\mathcal{M}}} \left[(15 + 2B^2 - 5DF)T_1 + 4(5 + 2B^2)T_2 \right] + \psi_{2y0} (6\psi_{1y0} - F\psi_{2y0}) T_1^2 T_2 \right\} T_1^3;$$

$$A_{44} = \left\{ \frac{J_{np}}{k_{\mathcal{M}}} \left[(20 + 8B^2 - 10DF - B^2 DF)T_1 + (15 + 12B^2 + B^4)T_2 \right] + \right. \\ \left. + \psi_{2y0} \left[(15 + 2B^2)\psi_{1y0} - 5F\psi_{2y0} - BF\psi_{2x0} \right] T_1^2 T_2 \right\} T_1^2$$

$$A_{54} = \left\{ \frac{J_{np}}{k_{\mathcal{M}}} \left[(15 + 12B^2 + B^4 - 10DF - 3B^2 DF)T_1 + 2(3 + 4B^2 + B^4)T_2 \right] + \right. \\ \left. + \psi_{2y0} \left[4(5 + 2B^2)\psi_{1y0} - (10 + B^2)F\psi_{2y0} - 4BF\psi_{2x0} \right] T_1^2 T_2 \right\} T_1$$

$$A_{64} = \frac{J_{np}}{k_{\mathcal{M}}} \left[(6 + 8B^2 + 2B^4 - 5DF - 3B^2 DF)T_1 + (1 + B^2)^2 T_2 \right] + \\ + \psi_{2y0} \left[(15 + 12B^2 + B^4)\psi_{1y0} - (10 + 3B^2)F\psi_{2y0} - (6 + B^2)BF\psi_{2x0} \right] T_1^2 T_2$$

$$A_{74} = \frac{J_{np}}{k_{\mathcal{M}}} (1 + B^2)(1 + B^2 - DF) + \\ + \psi_{2y0} \left[2(3 + 4B^2 + B^4)\psi_{1y0} - (5 + 3B^2)F\psi_{2y0} - 2(2 + B^2)BF\psi_{2x0} \right] T_1 T_2$$

$$A_{84} = (1 + B^2)\psi_{2y0} \left[(1 + B^2)\psi_{1y0} - F\psi_{2y0} - BF\psi_{2x0} \right] T_2;$$

$$A_{05} = \left[G\psi_{1y0}T_1 + (C\psi_{2x0} - A\psi_{2y0})T_2 \right] T_1^5;$$

$$A_{15} = \left\{ \left[(6G + AD)\psi_{1y0} + C\psi_{2x0} - (A + FG)\psi_{2y0} \right] T_1 + \right. \\ \left. + \left[(5C - AB)\psi_{2x0} - (5A + BC)\psi_{2y0} \right] T_2 \right\} T_1^4$$

$$A_{25} = \left\{ \left[(5AD + BCD + 15G + 2B^2G)\psi_{1y0} + (5C - AB - BFG - CDF)\psi_{2x0} - \right. \right. \\ \left. - (5A + BC + 5FG)\psi_{2y0} \right] T_1 + \left[(10C + B^2C - 4AB)\psi_{2x0} - \right. \\ \left. - (10A + AB^2 + 4BC)\psi_{2y0} \right] T_2 \left\} T_1^3$$

$$A_{35} = \left\{ \left[(20G + 10AD + AB^2D + 4BCD + 8B^2G)\psi_{1y0} + \right. \right. \\ \left. + (B^2C + 10C - 4AB - 4BFG - 4CDF)\psi_{2x0} - \right. \\ \left. - (10A + AB^2 + 4BC + 10FG + B^2FG)\psi_{2y0} \right] T_1 + \\ \left. + \left[(10C + 3B^2C - 6AB - AB^3)\psi_{2x0} - (10A + 3AB^2 + 6BC + B^3C)\psi_{2y0} \right] T_2 \right\} T_1^2$$

$$A_{45} = \left\{ \left[(10AD + 3AB^2D + 6BCD + B^3CD + 15G + 12B^2G + B^4G) \psi_{1y0} + \right. \right. \\ \left. + (10C + 3B^2C - 6AB - AB^3 - B^2CDF - 6BFG - B^3FG - 6CDF) \psi_{2x0} - \right. \\ \left. - (10A + 3AB^2 + 6BC + B^3C + 10FG + 3B^2FG) \psi_{2y0} \right] T_1 + \\ \left. + \left[(5C + 3B^2C - 4AB - 2AB^3) \psi_{2x0} - (5A + 3AB^2 + 4BC + 2B^3C) \psi_{2y0} \right] T_2 \right\} T_1 ;$$

$$A_{55} = \left[(5AD + 3AB^2D + 4BCD + 2B^3CD + 6G + 8B^2G + 2B^4G) \psi_{1y0} + \right. \\ \left. + (5C + 3B^2C - 4AB - 2AB^3 - 2B^2CDF - 4BFG - 2B^3FG - 4CDF) \psi_{2x0} - \right. \\ \left. - (5A + 3AB^2 + 4BC + 2B^3C + 5FG + 3B^2FG) \psi_{2y0} \right] T_1 + \\ + (1 + B^2) \left[(C - AB) \psi_{2x0} - (A + BC) \psi_{2y0} \right] T_2$$

$$A_{65} = (AD + BCD + G + B^2G) \left[(1 + B^2) \psi_{1y0} - BF \psi_{2x0} - F \psi_{2y0} \right] + ; \\ + (1 + B^2 - DF) \left[(C - AB) \psi_{2x0} - (A + BC) \psi_{2y0} \right]$$

$$A_{06} = \psi_{1x0} T_1^6 T_2 ; ;$$

$$A_{26} = \left\{ \left[(6 - DF) T_1 + (15 + 2B^2) T_2 \right] \psi_{1x0} - 6(H - T_2 \omega_{00}) T_1 \psi_{1y0} - F(T_1 + 5T_2) \psi_{2x0} + \right. \\ \left. + F \left[(H - T_2 \omega_{00}) T_1 + BT_2 \right] \psi_{2y0} \right\} T_1^4 ;$$

$$A_{36} = \left\{ \left[(15 + 2B^2 - 5DF) T_1 + 4(5 + 2B^2) T_2 \right] \psi_{1x0} - \right. \\ \left. - \left[A_{20} + (14 + B^2)(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 \psi_{1y0} - \right. \\ \left. - F \left\{ \left[5 - DF - B(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + (10 + B^2) T_2 \right\} \psi_{2x0} + \right. \\ \left. + F \left\{ \left[B + 5(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + 4BT_2 \right\} \psi_{2y0} \right\} T_1^3 ;$$

$$A_{46} = \left\{ \left[(20 + 8B^2 - 10DF - B^2DF) T_1 + (15 + 12B^2 + B^4) T_2 \right] \psi_{1x0} - \right. \\ \left. - 4 \left[A_{20} + (4 + B^2)(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 \psi_{1y0} - \right. \\ \left. - F \left\{ \left[10 + B^2 - 4DF - 4B(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + (10 + 3B^2) T_2 \right\} \psi_{2x0} + \right. \\ \left. + F \left\{ \left[4B + A_{20} + 9(H - T_2 \omega_{00}) - BDF \right] T_1 + B(6 + B^2) T_2 \right\} \psi_{2y0} \right\} T_1^2 ;$$

$$A_{56} = \left\{ \left[(15 + 12B^2 + B^4 - 10DF - 3B^2DF) T_1 + 2(3 + 4B^2 + B^4) T_2 \right] \psi_{1x0} - \right. \\ \left. - \left[(6 + B^2) A_{20} + (9 + 5B^2)(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 \psi_{1y0} - \right. \\ \left. - F \left\{ \left[10 + 3B^2 - 6DF - BA_{20} - 5B(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + (5 + 3B^2) T_2 \right\} \psi_{2x0} + \right. \\ \left. + F \left\{ \left[B(6 + B^2 - 3DF) + 3A_{20} + 7(H - T_2 \omega_{00}) \right] T_1 + 2B(2 + B^2) T_2 \right\} \psi_{2y0} \right\} T_1 ;$$

$$\begin{aligned}
A_{66} = & \left[(6 + 8B^2 + 2B^4 - 5DF - 3B^2DF)T_1 + (1 + B^2)^2 T_2 \right] \psi_{1x0} \\
& - 2 \left[(2 + B^2)A_{20} + (1 + B^2)(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 \psi_{1y0} - \\
& - F \left\{ \left[5 + 3B^2 - 4DF - 2BA_{20} - 2B(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + (1 + B^2)T_2 \right\} \psi_{2x0} + \\
& + F \left\{ \left[B(4 + 2B^2 - 3DF) + 3A_{20} + 2(H - T_2\omega_{00}) \right] T_1 + B(1 + B^2)T_2 \right\} \psi_{2y0} \\
A_{76} = & (1 + B^2 - DF) \left[(1 + B^2) \psi_{1x0} - F \psi_{2x0} + BF \psi_{2y0} \right] - \\
& - A_{20} \left[(1 + B^2) \psi_{1y0} - BF \psi_{2x0} - F \psi_{2y0} \right] ; \\
A_{20} = & (H - T_2\omega_{00})(1 + B^2) + BDF ; A_{30} = AD + BCD + (1 + B^2)G .
\end{aligned}$$

3.2 Передаточные функции асинхронного двигателя по отношению к изменению амплитуды питающего напряжения и момента нагрузки

В процессе работы асинхронного двигателя, например, без частотного преобразователя, напряжение на статорных обмотках может меняться из-за нестабильности сети. Аналогичные явления наблюдаются и при частотном регулировании скорости асинхронного двигателя, когда при одной и той же частоте на выходе частотного преобразователя амплитуда напряжения может быть разной из-за перепадов входного напряжения. Например, в области механизированной добычи нефтиснижение напряжения может быть вызвано просадками при пуске мощных электродвигателей наземного оборудования, запитанных от одного центра питания совместно с погружными насосами. Кроме того, в современных условиях в нефтяной отрасли применяют оптимального регулирование уровня напряжения промышленной подстанции, обеспечивающего минимальные потери в кабельных и воздушных линиях или минимум потребляемой энергии, что сказывается на работе погружных асинхронных двигателей [93].

Поэтому найдем передаточную функцию асинхронного двигателя по отношению к изменению действующего значения фазного напряжения. Опять воспользуемся принципом суперпозиции и в системе уравнений (3.2) и формулах (3.2) –

(3.7) примем входной сигнал f_1 равным нулю. Также приравняем нулю возмущающее воздействие M_c . Тогда систему (3.11) можно переписать в следующем виде [70, 81]

$$\left. \begin{aligned} (T_1 p + 1)\psi_{1x} &= T_1 U_1 + F\psi_{2x} + B\psi_{1y}; \\ (T_1 p + 1)\psi_{1y} &= T_1 U_1 + F\psi_{2y} - B\psi_{1x}; \\ (T_2 p + 1)\psi_{2x} &= D\psi_{1x} + (H - T_2 \omega_{00})\psi_{2y} - T_2 \psi_{2y0} \omega; \\ (T_2 p + 1)\psi_{2y} &= D\psi_{1y} - (H - T_2 \omega_{00})\psi_{2x} + T_2 \psi_{2x0} \omega; \\ J_{np} p \omega &= k_{эм} \left[(\psi_{2x0} \psi_{1y} + \psi_{1y0} \psi_{2x}) - (\psi_{2y0} \psi_{1x} + \psi_{1x0} \psi_{2y}) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

Сравнивая уравнения (3.11) и (3.19) можно прийти к выводу, что они становятся идентичными при замене переменной f_1 на U_1 и при условии $A = C = T_1$ и $G = K = 0$. Поэтому передаточная функция асинхронного двигателя по отношению к изменению действующего напряжения статора будет аналогична формуле (3.18) [81]

$$W_{\omega}^{U_1}(p) = \frac{\omega(p)}{U_1(p)} = \frac{k_{\omega}^{U_1} (b_{01} p^{13} + b_{11} p^{12} + b_{21} p^{11} + b_{31} p^{10} + b_{41} p^9 + b_{51} p^8 + b_{61} p^7 + b_{71} p^6 + b_{81} p^5 + b_{91} p^4 + b_{101} p^3 + b_{111} p^2 + b_{121} p + 1)}{a_0 p^{15} + a_1 p^{14} + a_2 p^{13} + a_3 p^{12} + a_4 p^{11} + a_5 p^{10} + a_6 p^9 + a_7 p^8 + a_8 p^7 + a_9 p^6 + a_{10} p^5 + a_{11} p^4 + a_{12} p^3 + a_{13} p^2 + a_{14} p + 1}, \quad (3.20)$$

где коэффициенты числителя $k_{\omega}^{U_1} = k_{\omega}^{f_1}$ и $b_{01} = b_0$, $b_{11} = b_1$, ..., $b_{111} = b_{11}$, $b_{121} = b_{12}$ при $A = C = T_1$ и $G = K = 0$, а коэффициенты знаменателя $a_0 - a_{14}$ принимают точно такие же значения, что и в передаточной функции $W_{\omega}^{f_1}(p)$ при одинаковых начальных условиях.

При синтезе электроприводов стабилизации скорости важной характеристикой является реакция привода на изменение момента нагрузки. Поэтому найдем передаточную функцию асинхронного двигателя по отношению к изменению возмущающего воздействия M_c . Для этого в системе уравнений (3.1) приравняем нулю к нулю входные воздействия f_1 , U_{1x} и U_{1y} . Также приравняем нулю f_1 в формулах (3.2) – (3.9). Тогда систему уравнений (3.11) можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned}
(T_1 p + 1)\psi_{1x} &= F\psi_{2x} + B\psi_{1y}; \\
(T_1 p + 1)\psi_{1y} &= F\psi_{2y} - B\psi_{1x}; \\
(T_2 p + 1)\psi_{2x} &= D\psi_{1x} + H\psi_{2y} - T_2(\psi_{2y0}\omega + \omega_{00}\psi_{2y}); \\
(T_2 p + 1)\psi_{2y} &= D\psi_{1y} - H\psi_{2x} + T_2(\psi_{2x0}\omega + \omega_{00}\psi_{2x}); \\
J_{np}p\omega &= \frac{m_1 Z_n L_0}{2\Delta}(\psi_{2x0}\psi_{1y} + \psi_{1y0}\psi_{2x} - \psi_{2y0}\psi_{1x} - \psi_{1x0}\psi_{2y}) - M_c.
\end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

Выразим из первого уравнения (3.21) проекцию потокоосщпления ψ_{1x}

$$\psi_{1x} = \frac{F}{(T_1 p + 1)}\psi_{2x} + \frac{B}{(T_1 p + 1)}\psi_{1y}$$

и подставим это значение во все остальные. Тогда (3.21) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned}
\psi_{1y} &= \frac{F(T_1 p + 1)}{(T_1 p + 1)^2 + B^2}\psi_{2y} - \frac{BF}{(T_1 p + 1)^2 + B^2}\psi_{2x}; \\
[(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) - DF]\psi_{2x} &= BD\psi_{1y} + \\
+ (H - T_2\omega_{00})(T_1 p + 1)\psi_{2y} - \psi_{2y0}T_2(T_1 p + 1)\omega; \\
(T_2 p + 1)\psi_{2y} &= D\psi_{1y} - (H - T_2\omega_{00})\psi_{2x} + T_2\psi_{2x0}\omega; \\
\frac{J_{np}}{k_{эм}}(T_1 p + 1)p\omega &= [\psi_{2x0}(T_1 p + 1) - B\psi_{2y0}]\psi_{1y} + \\
+ [\psi_{1y0}(T_1 p + 1) - F\psi_{2y0}]\psi_{2x} - \psi_{1x0}(T_1 p + 1)\psi_{2y} - \frac{1}{k_{эм}}M_c.
\end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Подстановка ψ_{1y} из первого уравнения (3.24) во все остальные позволяет получить следующую систему

$$\left. \begin{aligned}
& \psi_{2x} = B_{20}\psi_{2y} - B_{30}\omega; \\
& \left\{ (T_2p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] - DF(T_1p+1) \right\} \psi_{2y} = \\
& = - \left\{ (H - T_2\omega_{00}) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + BDF \right\} \psi_{2x} + \psi_{2x0} T_2 \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \omega; \\
& \frac{J_{np}}{k_{эм}} (T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] p\omega = \\
& = \left\{ \left[\psi_{2x0} (T_1p+1) - \psi_{2y0} B \right] F(T_1p+1) - \psi_{1x0} (T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \right\} \psi_{2y} + \\
& + \left\{ \left[\psi_{1y0} (T_1p+1) - \psi_{2y0} F \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] - \left[\psi_{2x0} (T_1p+1) - \psi_{2y0} B \right] BF \right\} \psi_{2x} + \\
& + \left\{ \left[\psi_{2x0} (T_1p+1) - \psi_{2y0} B \right] F(T_1p+1) - \psi_{1x0} (T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \right\} \psi_{2y} - \\
& - \frac{(T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right]}{k_{эм}} M_c.
\end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Избавляясь в (3.25) от переменной ψ_{2x} подстановкой из первого уравнения во второе и третье, получим

$$\left. \begin{aligned}
& \psi_{2y} = \frac{B_{60}}{B_{40}} \omega; \\
& B_{70}\omega = B_{90}\psi_{2y} - \\
& (T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \times \\
& \times \left\{ \left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF \right\} \\
& - \frac{\phantom{B_{70}\omega = B_{90}\psi_{2y} -}}{k_{эм}} M_c
\end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

Из решения (3.26) относительно переменных ω и M_c следует уравнение

$$\begin{aligned}
& (B_{70}B_{40} - B_{90}B_{60})\omega = \\
& (T_1p+1) \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] \times \\
& \times \left\{ \left[(T_1p+1)(T_2p+1) - DF \right] \left[(T_1p+1)^2 + B^2 \right] + B^2 DF \right\} B_{40}, \\
& = - \frac{}{k_{эм}} M_c
\end{aligned}$$

позволяющее при переходе к преобразованиям Лапласа определить искомую передаточную функцию

$$W_{\partial\epsilon}^M(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{k_{\partial y}^M (b_{02}p^{14} + b_{12}p^{13} + b_{22}p^{12} + b_{32}p^{11} + b_{42}p^{10} + b_{52}p^9 + b_{62}p^8 + b_{72}p^7 + b_{82}p^6 + b_{92}p^5 + b_{102}p^4 + b_{112}p^3 + b_{122}p^2 + b_{132}p + 1)}{a_0p^{15} + a_1p^{14} + a_2p^{13} + a_3p^{12} + a_4p^{11} + a_5p^{10} + a_6p^9 + a_7p^8 + a_8p^7 + a_9p^6 + a_{10}p^5 + a_{11}p^4 + a_{12}p^3 + a_{13}p^2 + a_{14}p + 1}, \quad (3.27)$$

$$\text{где } k_{\partial\epsilon}^M = \frac{A_{50}G_{71}A_{71}}{k_{\partial M}}; A_{60} = \frac{1}{G_{71}A_{71}}; b_{02} = A_{60}G_{01}A_{01}; b_{12} = A_{60}(G_{01}A_{11} + G_{11}A_{01});$$

$$b_{22} = A_{60}(G_{01}A_{21} + G_{11}A_{11} + G_{21}A_{01}); b_{32} = A_{60}(G_{01}A_{31} + G_{11}A_{21} + G_{21}A_{11} + G_{31}A_{01});$$

$$b_{42} = A_{60}(G_{01}A_{41} + G_{11}A_{31} + G_{21}A_{21} + G_{31}A_{11} + G_{41}A_{01});$$

$$b_{52} = A_{60}(G_{01}A_{51} + G_{11}A_{41} + G_{21}A_{31} + G_{31}A_{21} + G_{41}A_{11} + G_{51}A_{01});$$

$$b_{62} = A_{60}(G_{01}A_{61} + G_{11}A_{51} + G_{21}A_{41} + G_{31}A_{31} + G_{41}A_{21} + G_{51}A_{11} + G_{61}A_{01});$$

$$b_{72} = A_{60}(G_{01}A_{71} + G_{11}A_{61} + G_{21}A_{51} + G_{31}A_{41} + G_{41}A_{31} + G_{51}A_{21} + G_{61}A_{11} + G_{71}A_{01});$$

$$b_{82} = A_{60}(G_{11}A_{71} + G_{21}A_{61} + G_{31}A_{51} + G_{41}A_{41} + G_{51}A_{31} + G_{61}A_{21} + G_{71}A_{11});$$

$$b_{92} = A_{60}(G_{21}A_{71} + G_{31}A_{61} + G_{41}A_{51} + G_{51}A_{41} + G_{61}A_{31} + G_{71}A_{21});$$

$$b_{102} = A_{60}(G_{31}A_{71} + G_{41}A_{61} + G_{51}A_{51} + G_{61}A_{41} + G_{71}A_{31});$$

$$b_{112} = A_{60}(G_{41}A_{71} + G_{51}A_{61} + G_{61}A_{51} + G_{71}A_{41}); b_{122} = A_{60}(G_{51}A_{71} + G_{61}A_{61} + G_{71}A_{51});$$

$$b_{132} = A_{60}(G_{61}A_{71} + G_{71}A_{61}); G_{01} = T_1^6 T_2; G_{11} = T_1^5 (T_1 + 6T_2);$$

$$G_{21} = T_1^4 [(6 - DF)T_1 + (15 + 2B^2)T_2]; G_{31} = T_1^3 [(12 + 2B^2 - 5DF)T_1 + (20 + 8B^2)T_2];$$

$$G_{41} = T_1^2 \left\{ (1 + B^2 - DF)T_1 + 3[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2] + (3 + B^2)(3 - DF)T_1 + (9 + 6B^2 + B^4)T_2 + (1 + B^2)(T_1 + 3T_2) \right\};$$

$$G_{51} = T_1 \left\{ 3(1 + B^2 - DF)T_1 + (3 + B^2)[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2] + (1 + B^2)[(3 - DF)T_1 + (3 + B^2)T_2] \right\};$$

$$G_{61} = (3 + B^2)(1 + B^2 - DF)T_1 + (1 + B^2)[(3 + B^2 - 2DF)T_1 + (1 + B^2)T_2];$$

$$G_{71} = (1 + B^2)(1 + B^2 - DF).$$

3.3 Результаты компьютерного моделирования асинхронного двигателя и оценка адекватности полученных передаточных функций

Произведем оценку адекватности уточненной линеаризованной математической модели асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении в виде полученных передаточных функций (3.18), (3.20) и (3.27) методом компьютерного моделирования в программе MatlabSimulink асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z. Двигатель входит в состав демонстрационного стенда Sidemo (рисунок 3.2), который в дальнейшем использован в качестве экспериментальной установки. Двигатель имеет следующие технические характеристики: $U_{ном} = 400$ В; $P_{ном} = 0,12$ кВт; $I_{ном} = 0,42$ А; $\cos \varphi = 0,75$; $n_{ном} = 1350$ об/мин; $J = J_{пр} = 0,0003$ кгм².

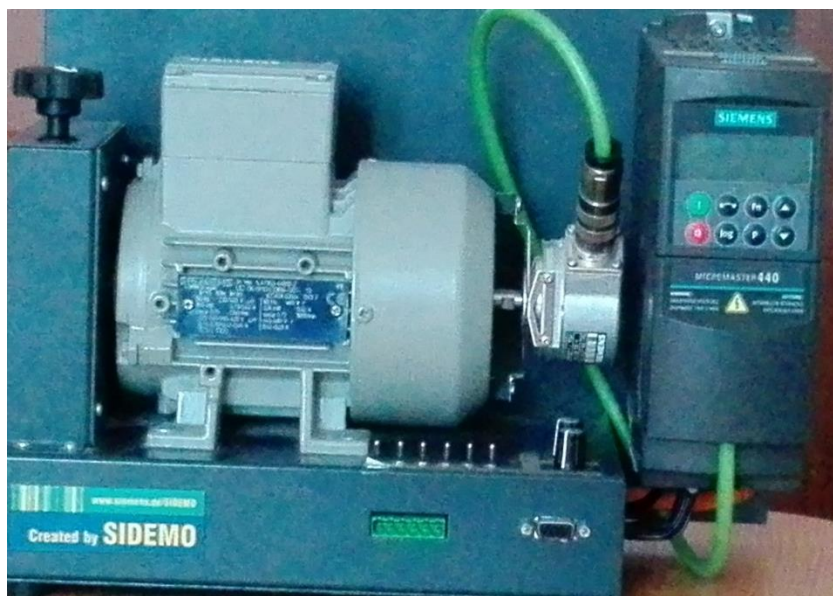


Рисунок 3.2 – Демонстрационный стенда Sidemo с асинхронным двигателем 1LA7060-4AB10-Z и частотным преобразователем Micromaster 440

Для компьютерного моделирования системы уравнений (3.1) и передаточных функций (3.18), (3.20) и (3.27) необходимо знать параметры Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z. Версия программного обеспечения частотного преобразователя Micromaster 440 позволяет определить только

сопротивление одной фазной обмотки статора $R_1 = 26,25$ Ом. Поэтому воспользуемся комбинацией методик расчета параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя по паспортным данным [94, 95]. В результате расчетов были получены приближенные значения недостающих параметров схемы замещения и определены индуктивности и постоянные времени двигателя 1LA7060-4AB10-Z: $L_1 = 0,9668$ Гн, $L'_2 = 0,9571$ Гн, $R'_2 = 41,098$ Ом, $L_0 = 0,7398$ Гн, $T_1 = 0,015$ с, $T_2 = 0,0095$ с. С учетом этих значений в соответствии с уравнениями (3.1) и (3.8) разработана расчетная модель асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z (рисунок 3.3). Она позволяет построить график разгона двигателя до заданной частоты вращения, а также график переходного процесса «в малом» (рисунок 3.4) по нелинейной системе уравнений (3.1). При этом в первом приближении момент нагрузки M_c был принят равным нулю. Анализ графика показывает, что при начальной частоте $f_{10} = 50$ Гц и приращении частоты статора $\Delta f_1 = 1$ Гц время переходного процесса составляет $t_{mn} = 0,0199$ с, а перерегулирование – $\sigma = 27,6$ %, а приращение скорости вращения равно $3,074$ рад/с. При этом проекции потокосцеплений статора и ротора имеют следующие начальные условия: $\psi_{1x0} = 1,6757$ Вс, $\psi_{1y0} = -1,1804$ Вс, $\psi_{2x0} = 1,2803$ Вс, $\psi_{2y0} = -0,9053$ Вс, – а начальная угловая скорость ротора равна $\omega_{00} = 157,126$ рад/с. Подставляя значения начальных условий и параметров исследуемой электрической машины в формулу (3.20), найдем численные значения передаточной функции асинхронного двигателя по управляющему воздействию на номинальной частоте питающего напряжения.

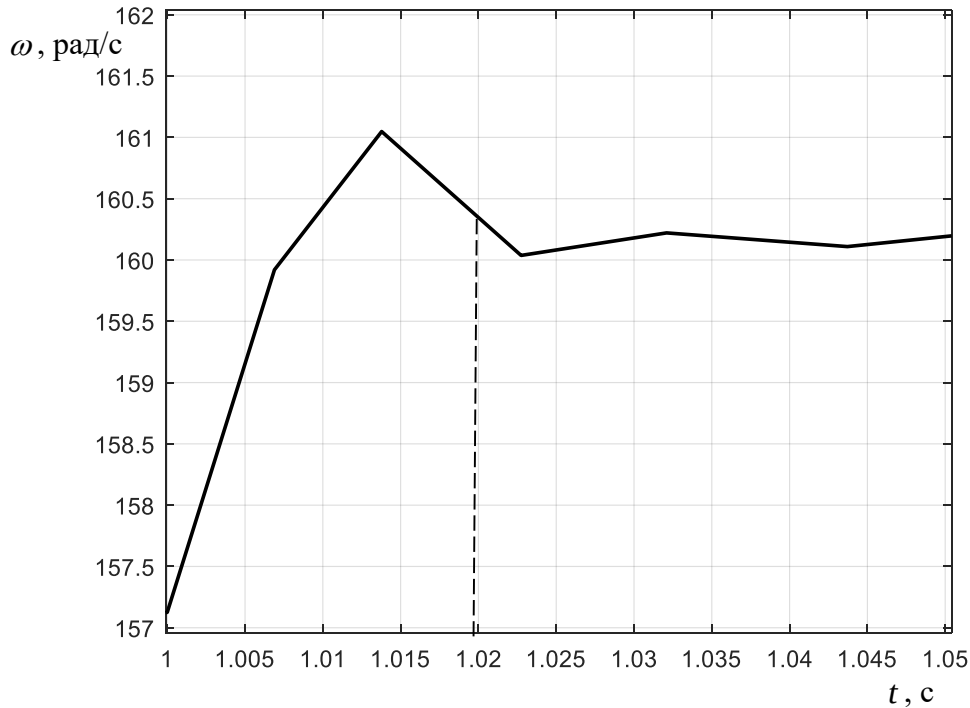


Рисунок 3.4— Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при начальной частоте $f_{10} = 50$ Гц, построенный с помощью нелинейной расчетной модели, приведенной на рисунке 3.3

$$W_{\partial y}^{50}(p) = \frac{3,1417(5,4198 \cdot 10^{-28} p^{13} + 4,7406 \cdot 10^{-25} p^{12} + 2,3937 \cdot 10^{-22} p^{11} + 8,3849 \cdot 10^{-20} p^{10} + 2,224 \cdot 10^{-17} p^9 + 4,6467 \cdot 10^{-15} p^8 + 7,7828 \cdot 10^{-13} p^7 + 1,0517 \cdot 10^{-10} p^6 + 1,1387 \cdot 10^{-8} p^5 + 9,6929 \cdot 10^{-7} p^4 + 6,253 \cdot 10^{-5} p^3 + 2,8407 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,079259p + 1)}{8,6205 \cdot 10^{-33} p^{15} + 9,0194 \cdot 10^{-30} p^{14} + 5,6523 \cdot 10^{-27} p^{13} + 2,469 \cdot 10^{-24} p^{12} + 8,2571 \cdot 10^{-22} p^{11} + 2,1965 \cdot 10^{-19} p^{10} + 4,7582 \cdot 10^{-17} p^9 + 8,4936 \cdot 10^{-15} p^8 + 1,2533 \cdot 10^{-12} p^7 + 1,5238 \cdot 10^{-10} p^6 + 1,5082 \cdot 10^{-8} p^5 + 1,1881 \cdot 10^{-6} p^4 + 7,1648 \cdot 10^{-5} p^3 + 3,0749 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,082001p + 1} \quad (3.28)$$

По передаточной функции (3.28) также построен переходный процесс (рисунок 3.5). Анализ графика показывает, что время переходного процесса равно $t_m = 0,0202$ с, установившееся значение составляет 3,1417 рад/с. Сравнение полученных данных с аналогичными показателями, которые были определены с помо-

щью нелинейной системы уравнений, позволяет сказать, что расхождение результатов не превышает 1,51% во времени переходного процесса и 2,2% в коэффициенте передачи.

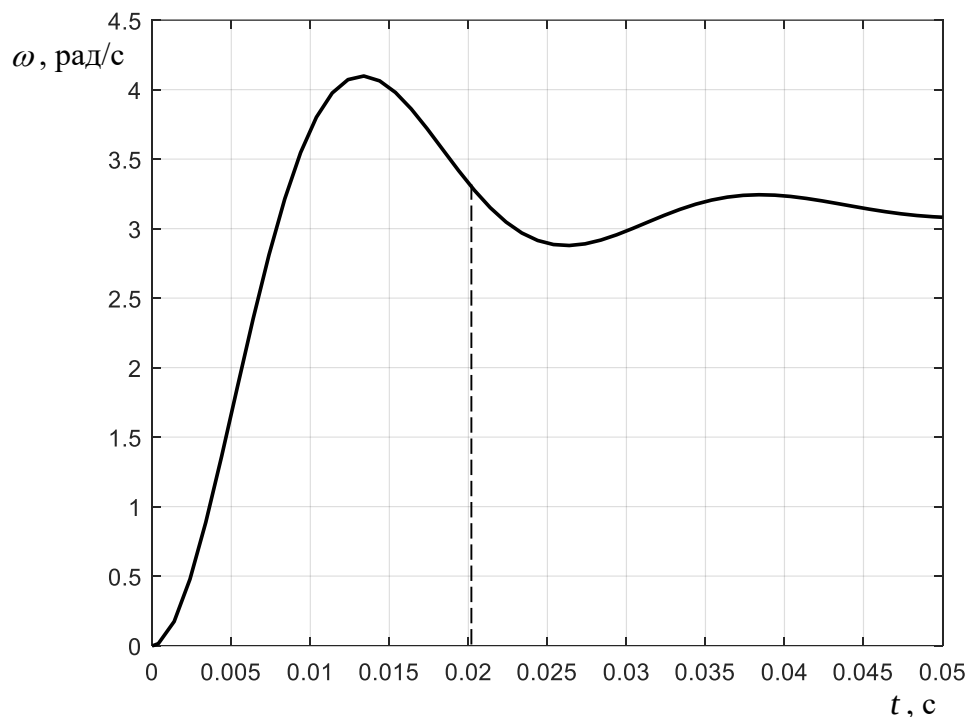


Рисунок 3.5 – График переходного процесса в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при начальной частоте $f_{10} = 50$ Гц, построенный по передаточной функции (3.28)

Как правило, электроприводы, в том числе и переменного тока, требуют большого диапазона регулирования скорости. Поэтому большой интерес представляет исследование математической модели асинхронного двигателя на малых скоростях и частотах питающего напряжения. Промоделируем по уравнениям (3.1) электродвигатель 1LA7060-4AB10-Z на начальной частоте $f_{10} = 1$ Гц и приращении частоты $\Delta f_1 = 0,03$ Гц (рисунок 3.6). Начальные условия имеют следующие значения: $\psi_{1x0} = 1,6757$ Вс, $\psi_{1y0} = -1,1804$ Вс, $\psi_{2x0} = 1,2803$ Вс, $\psi_{2y0} = -0,9053$ Вс, $\omega_{00} = 3,141$ рад/с. Время переходного процесса в этом случае составляет $t_{nn} = 0,3718$ с, перерегулирование равно $\sigma = 0\%$, приращение скорости $0,094$ рад/с

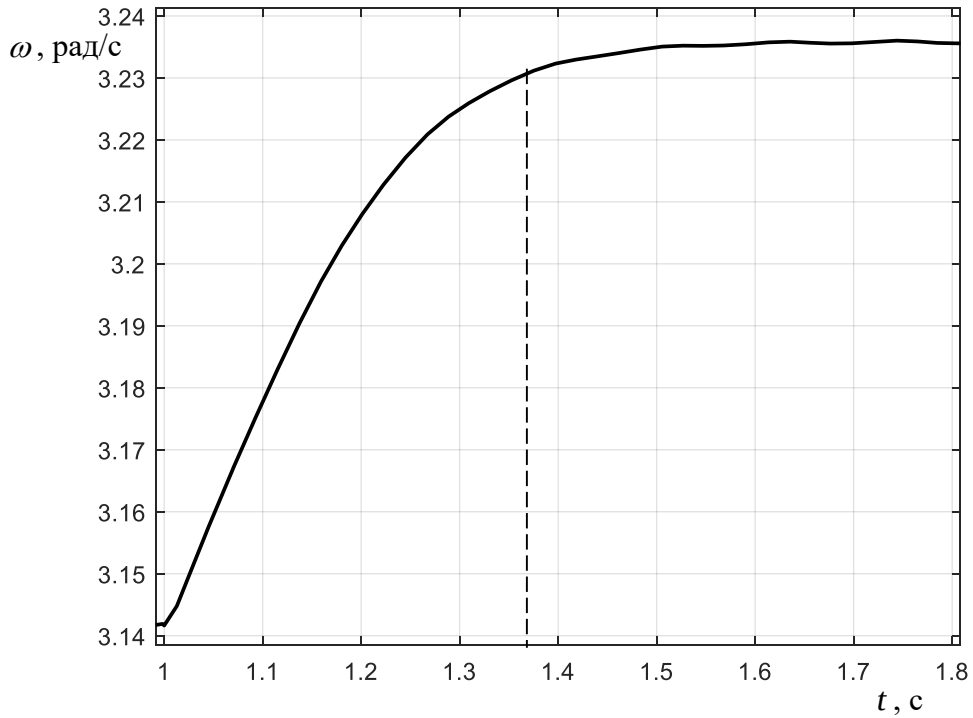


Рисунок 3.6 – Переходный процесс в асинхронном 1LA7060-4AB10-Z при начальной частоте $f_{10} = 1$ Гц, построенный по нелинейной системе уравнений (3.1)

Поэтому передаточная функция (3.18) принимает следующие численные значения

$$W_{oy}^1(p) = \frac{3,1513(1,162 \cdot 10^{-23} p^{13} + 1,0164 \cdot 10^{-20} p^{12} + 3,9863 \cdot 10^{-18} p^{11} + 9,2847 \cdot 10^{-16} p^{10} + 1,4335 \cdot 10^{-13} p^9 + 1,5497 \cdot 10^{-11} p^8 + 1,2071 \cdot 10^{-9} p^7 + 6,8645 \cdot 10^{-8} p^6 + 2,8548 \cdot 10^{-6} p^5 + 8,6079 \cdot 10^{-5} p^4 + 1,8418 \cdot 10^{-3} p^3 + 0,026765 p^2 + 0,239546 p + 1)}{1,3688 \cdot 10^{-26} p^{15} + 1,4322 \cdot 10^{-23} p^{14} + 6,7755 \cdot 10^{-21} p^{13} + 1,9211 \cdot 10^{-18} p^{12} + 3,6471 \cdot 10^{-16} p^{11} + 4,905 \cdot 10^{-14} p^{10} + 4,8194 \cdot 10^{-12} p^9 + 3,5152 \cdot 10^{-10} p^8 + 1,9136 \cdot 10^{-8} p^7 + 7,7478 \cdot 10^{-7} p^6 + 2,3049 \cdot 10^{-5} p^5 + 4,9274 \cdot 10^{-4} p^4 + 7,3007 \cdot 10^{-3} p^3 + 0,070651 p^2 + 0,399642 p + 1} \cdot (3.29)$$

График переходного процесса, построенный по передаточной функции (3.24) показывает, что время переходного процесса равно $t_m = 0,3919$ с, а перерегулирование равно 0%, установившееся значение скорости составляет 0,0945 рад/с (рисунок 3.7).

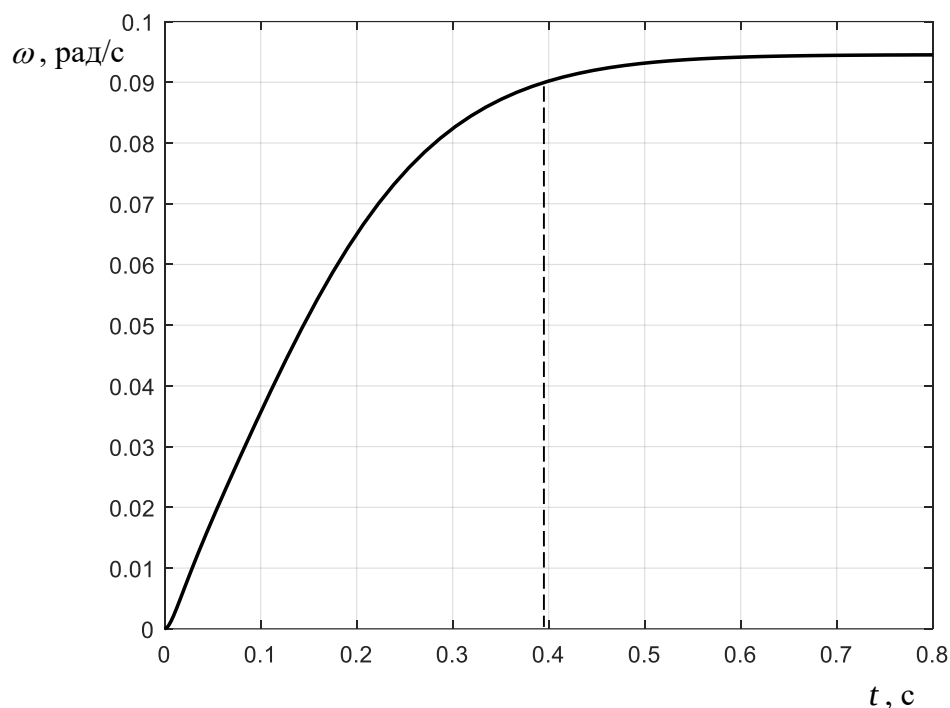


Рисунок 3.7 – Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при начальной частоте $f_{10} = 1$ Гц, построенный по передаточной функции (3.29)

Сравнивая эти значения с показателями, которые были определены при моделировании нелинейной системы уравнений, можно сделать вывод, что расхождение результатов по времени переходного процесса не превышает 5,41%, а по перерегулированию 0%. Следовательно, передаточная функция (3.18), имеющая характеристический полином пятнадцатого порядка, с высокой степенью точности отражает процессы, протекающие в любом асинхронном двигателе при скалярном частотном управлении. Полученная линеаризованная модель может быть использована при синтезе регуляторов замкнутых систем управления с асинхронными исполнительными двигателями и, в частности, при выборе параметров регуляторов.

Найдем численные значения коэффициентов передаточной функции (3.20) для рассматриваемого асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z при номинальной нагрузке $f_{10} = 50$ Гц, $U_{10} = 230$ В, $\psi_{1x0} = 1,6464$ Вc, $\psi_{1y0} = -1,1631$ Вc, $\psi_{2x0} = 1,2164$ Вc, $\psi_{2y0} = -0,9471$ Вc и $\omega_{00} = 152,12$ рад/с. Подстановка этих

начальных условий в (3.20) позволяет получить следующую передаточную функцию

$$W_{\omega}^{U_1}(p) = \frac{0,0315(1,1887 \cdot 10^{-26} p^{13} + 1,0162 \cdot 10^{-23} p^{12} + 4,7525 \cdot 10^{-21} p^{11} + 1,5065 \cdot 10^{-18} p^{10} + 3,5045 \cdot 10^{-16} p^9 + 6,2134 \cdot 10^{-14} p^8 + 8,4764 \cdot 10^{-12} p^7 + 8,8583 \cdot 10^{-10} p^6 + 6,9444 \cdot 10^{-8} p^5 + 3,9167 \cdot 10^{-6} p^4 + 1,5203 \cdot 10^{-4} p^3 + 4,0552 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,079733p + 1)}{8,594 \cdot 10^{-33} p^{15} + 8,9917 \cdot 10^{-30} p^{14} + 5,6344 \cdot 10^{-27} p^{13} + 2,4601 \cdot 10^{-24} p^{12} + 8,223 \cdot 10^{-22} p^{11} + 2,1862 \cdot 10^{-19} p^{10} + 4,7331 \cdot 10^{-17} p^9 + 8,4454 \cdot 10^{-15} p^8 + 1,2459 \cdot 10^{-12} p^7 + 1,5148 \cdot 10^{-10} p^6 + 1,4998 \cdot 10^{-8} p^5 + 1,1823 \cdot 10^{-6} p^4 + 7,1368 \cdot 10^{-5} p^3 + 3,0668 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,081896p + 1} \cdot (3.30)$$

Моделирование переходного процесса по передаточной функции (3.30) при снижении фазного напряжения на 2,3 В, то есть на 1%, показывает, что статическое снижение скорости составляет $\Delta\omega = 0,0725$ рад/с (рисунок 3.8).

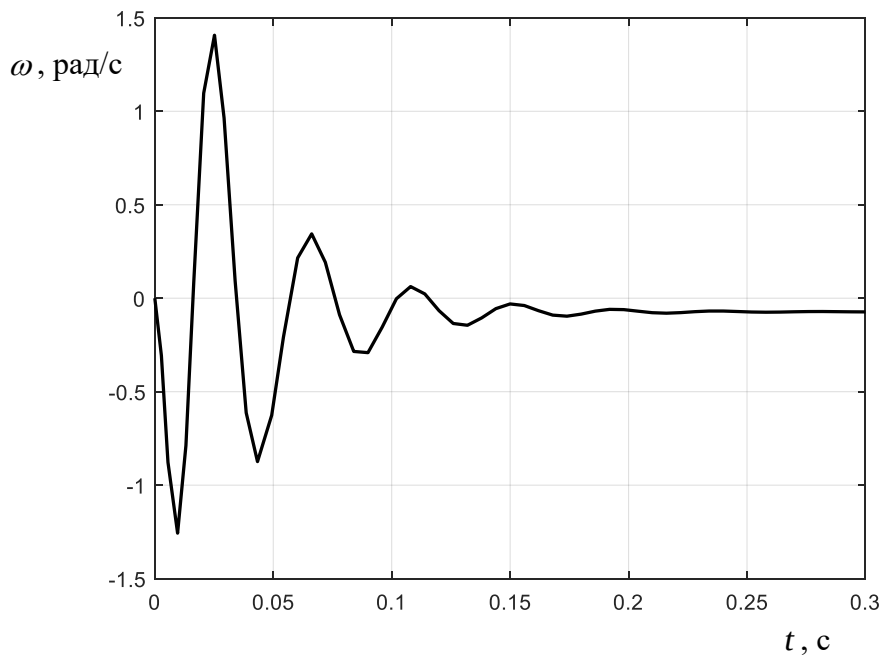


Рисунок 3.8— Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при напряжения на 1%, построенный по передаточной функции (3.30)

Для оценки адекватности передаточных функций (3.20) и (3.30) промоделируем асинхронный двигатель 1LA7060-4AB10-Z в соответствии с нелинейной системой уравнений (3.1) на номинальной частоте, номинальной нагрузке и при снижении напряжения на 1% (рисунок 3.9).

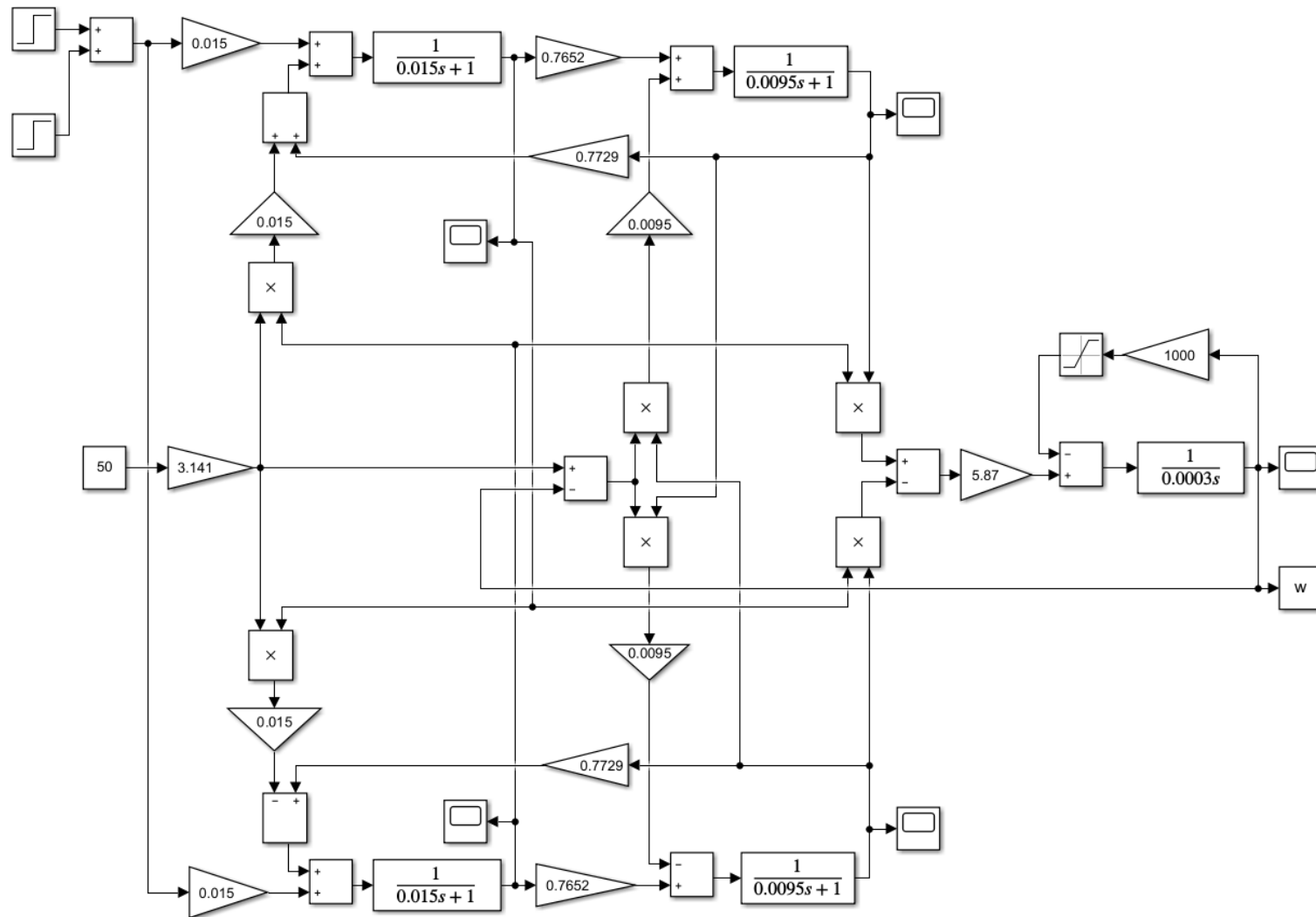


Рисунок 3.9 – Расчетная модель асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z при номинальной частоте и нагрузке и снижении напряжения

График переходного процесса (рисунок 3.10) показывает, что статическое снижение скорости составляет $\Delta\omega = 0,076$ рад/с.

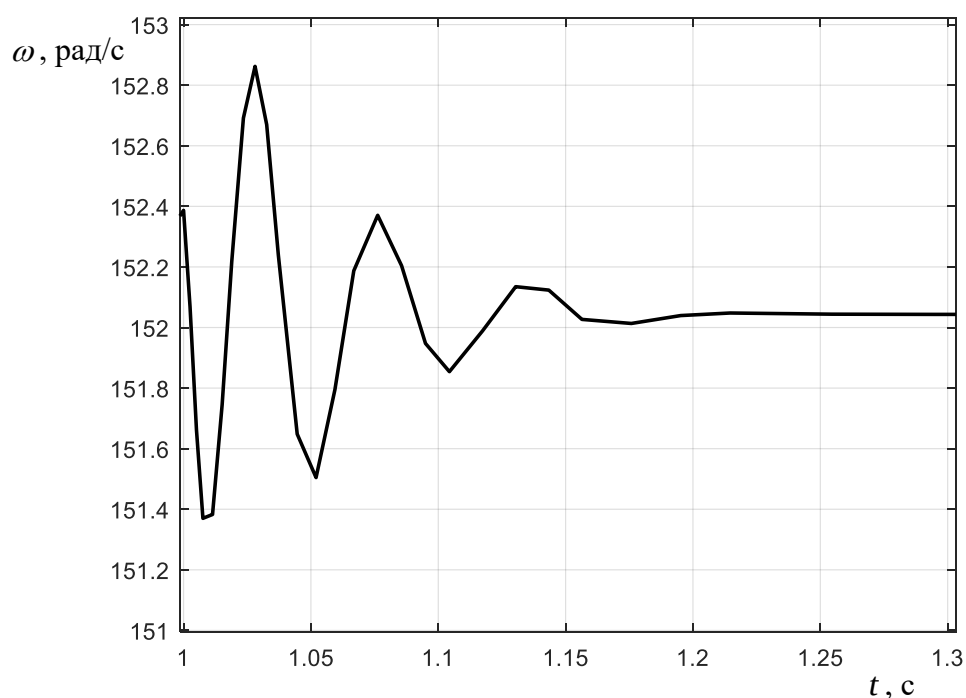


Рисунок 3.10 – Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при номинальной частоте и нагрузке и снижении напряжения на 1%, построенный по нелинейной модели

Сравнение результатов моделирования по полученной передаточной функции (3.30) и по нелинейной модели (3.1) позволяет сказать, что погрешность в определении статического снижения скорости не превышает 4,6%.

Подставляя начальные условия $\psi_{1x0} = 1,6757$ Вс, $\psi_{1y0} = -1,1804$ Вс, $\psi_{2x0} = 1,2803$ Вс, $\psi_{2y0} = -0,9053$ Вс, $\omega_{00} = 157,126$ рад/с в передаточную функцию (3.27), характеризующую реакцию асинхронного двигателя на возмущающее действие момента нагрузки, получим ее численное значение

$$W_{\partial\theta}^M(p) = - \frac{5,5724(3,2606 \cdot 10^{-30} p^{14} + 4,3667 \cdot 10^{-27} p^{13} + 2,7418 \cdot 10^{-24} p^{12} + 1,1146 \cdot 10^{-21} p^{11} + 3,3126 \cdot 10^{-19} p^{10} + 7,6039 \cdot 10^{-17} p^9 + 1,3881 \cdot 10^{-14} p^8 + 2,0456 \cdot 10^{-12} p^7 + 2,4322 \cdot 10^{-10} p^6 + 2,3124 \cdot 10^{-8} p^5 + 1,7185 \cdot 10^{-6} p^4 + 9,5799 \cdot 10^{-5} p^3 + 3,7394 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,090242 p + 1)}{8,594 \cdot 10^{-33} p^{15} + 8,9917 \cdot 10^{-30} p^{14} + 5,6344 \cdot 10^{-27} p^{13} + 2,4601 \cdot 10^{-24} p^{12} + 8,223 \cdot 10^{-22} p^{11} + 2,1862 \cdot 10^{-19} p^{10} + 4,7331 \cdot 10^{-17} p^9 + 8,4454 \cdot 10^{-15} p^8 + 1,2459 \cdot 10^{-12} p^7 + 1,5148 \cdot 10^{-10} p^6 + 1,4998 \cdot 10^{-8} p^5 + 1,1823 \cdot 10^{-6} p^4 + 7,1368 \cdot 10^{-5} p^3 + 3,0668 \cdot 10^{-3} p^2 + 0,081896 p + 1} \cdot (3.31)$$

График переходного процесса, построенный по передаточной функции (3.31) позволяет сказать, что статическое снижение скорости при набросе момента нагрузки на 0,3 Нм составляет 1,67 рад/с (рисунок 3.11).

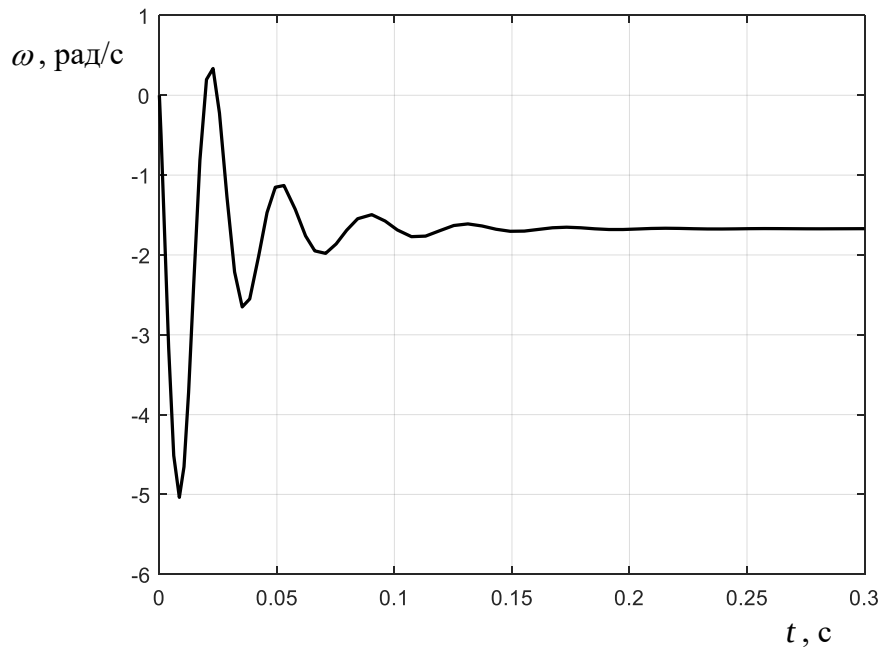


Рисунок 3.11– Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z по возмущению, построенный по передаточной функции (3.31) при набросе момента на 0,3 Нм

Переходный процесс по возмущению, построенный с помощью нелинейной модели асинхронного двигателя, приведен на рисунке 3.12.

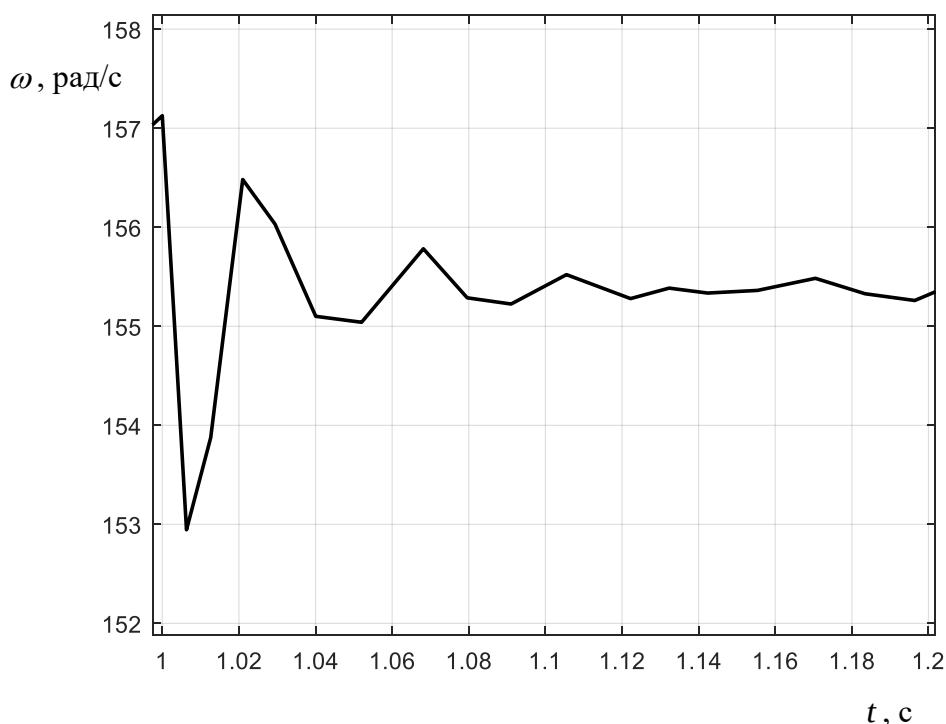


Рисунок 3.12 – Переходный процесс в асинхронном двигателе 1LA7060-4AB10-Z при набросе момента нагрузки на 0,3 Нм, построенный по нелинейной модели

Он показывает, что при набросе момента нагрузки на 0,3 Нм на статическое снижение скорости равно 1,78 рад/с. Следовательно, расхождение результатов по этому показателю при моделировании асинхронного двигателя по полученной линейной модели (3.27) и нелинейной системе уравнений (3.1) не превышает 6,1%.

3.4 Выводы по третьей главе

1. Проведенная линеаризация нелинейных уравнений движения асинхронного двигателя позволила получить уточненные передаточные функции, связывающие изменение скорости вращения ротора двигателя с вариацией частоты и действующего значения питающего напряжения и изменением момента нагрузки.

2. Компьютерное моделирование показало адекватность полученных передаточных функций реальным процессам, протекающим в асинхронном двигателе при скалярном частотном управлении.

3. Расхождение результатов расчета параметров переходных процессов с помощью полученных передаточных функций и посредством нелинейной модели не превышает 6,1%, что позволяет использовать уточненную линеаризованную математическую модель асинхронного двигателя при синтезе электроприводов со скалярным частотным управлением.

4 СИНТЕЗ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ СО СКАЛЯРНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1 Параметрический синтез регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя методом непрерывного прототипа

Для простоты технической реализации электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя предлагается сделать одноконтурным (рисунок 4.1).

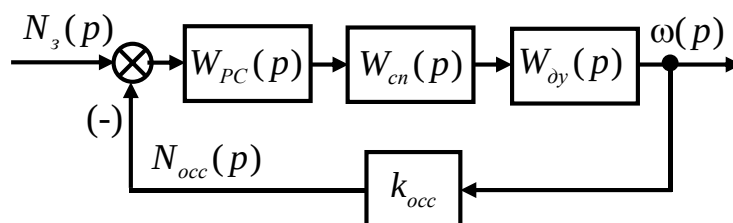


Рисунок 4.1 – Структурная схема непрерывного прототипа одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением

Принципиально подразумевается, что электропривод реализуется средствами цифровой микропроцессорной техники, поэтому в качестве датчика обратной связи с коэффициентом передачи k_{occ} выбран энкодер (датчик угла поворота), выходной сигнал которого дифференцируется. На структурной схеме непрерывного прототипа предлагаемого электропривода частотный преобразователь представлен передаточной функцией $W_{cn}(p)$, которая принимается аperiодическим звеном

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn}p + 1}, \quad (4.1)$$

где $k_{cn} = \frac{\Delta f_1}{\Delta N_{PC}}$ – коэффициент передачи силового (частотного) преобразователя;

Δf_1 – приращение частоты выходного напряжения, соответствующее приращению

цифрового кода ΔN_{PC} на входе преобразователя; T_{cn} – постоянная времени, определяемая частотой коммутации силовых транзисторов или частотой смены информации на входе.

В электроприводе цифровой код сигнала задания скорости $N_z(p)$ сравнивается с сигналом обратной связи $N_{occ}(p)$, а разность поступает на вход регулятора скорости $W_{PC}(p)$, непосредственно управляющего частотным преобразователем.

Для обоснованного выбора вида передаточной функции регулятора скорости $W_{PC}(p)$ и ее параметров проанализируем корни числителя и знаменателя уточненной передаточной функции $W_{dy}(p)$ (3.18) асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z по управляющему воздействию. Решение поставленной задачи из-за высокого порядка числителя и знаменателя рассматриваемой передаточной функции можно осуществить только численными методами. Поэтому, например, возьмем числитель передаточной функции (3.24) и приравняем его к нулю

$$1,162 \cdot 10^{-23} p^{13} + 1,0164 \cdot 10^{-20} p^{12} + 3,9863 \cdot 10^{-18} p^{11} + 9,2847 \cdot 10^{-16} p^{10} + \\ + 1,4335 \cdot 10^{-13} p^9 + 1,5497 \cdot 10^{-11} p^8 + 1,2071 \cdot 10^{-9} p^7 + 6,8645 \cdot 10^{-8} p^6 + \\ + 2,8548 \cdot 10^{-6} p^5 + 8,6079 \cdot 10^{-5} p^4 + 1,8418 \cdot 10^{-3} p^3 + 0,026765 p^2 + \\ + 0,239546 p + 1 = 0 \quad (4.2)$$

Решение уравнения (4.2) в программе MathCAD позволяет найти нули передаточной функции (4.24)

	0
0	-152.845
1	-142.677
2	-81.6-0.46i
3	-76.308+11.21i
4	-75.616-11.828i
5	-64.909+14.069i
6	-64.066-13.885i
7	-56.765+7.631i
8	-56.427-7.07i
9	-55.84+0.335i
10	-18.798
11	-14.454-18.478i
12	-14.453+18.478i

polyroots (v2) = . (4.3)

В то же время характеристическое уравнение передаточной функции (3.24)

$$\begin{aligned}
& 1,3688 \cdot 10^{-26} p^{15} + 1,4322 \cdot 10^{-23} p^{14} + 6,7755 \cdot 10^{-21} p^{13} + 1,9211 \cdot 10^{-18} p^{12} + \\
& + 3,6471 \cdot 10^{-16} p^{11} + 4,905 \cdot 10^{-14} p^{10} + 4,8194 \cdot 10^{-12} p^9 + 3,5152 \cdot 10^{-10} p^8 + \\
& + 1,9136 \cdot 10^{-8} p^7 + 7,7478 \cdot 10^{-7} p^6 + 2,3049 \cdot 10^{-5} p^5 + 4,9274 \cdot 10^{-4} p^4 + \\
& + 7,3007 \cdot 10^{-3} p^3 + 0,070651 p^2 + 0,399642 p + 1 = 0
\end{aligned}$$

имеет корни следующие корни (полюса рассматриваемой передаточной функции)

	0
0	-153.18+0.929i
1	-152.534-1.106i
2	-147.461+0.193i
3	-86.539-1.264i
4	-78.705+14.796i
5	-76.877-15.525i
6	-63.869+17.161i
7	-62.639-16.449i
8	-54.392+8.712i
9	-54.356+0.26i
10	-54.172-7.704i
11	-18.993-0.073i
12	-17.903+3.576i · 10 ⁻³
13	-12.421+3.291i
14	-12.421-3.291i

polyroots (V1) = . (4.4)

Анализ корней (4.3) и (4.4) показывает, что одиннадцать из них имеют близкие значения действительных частей и мнимых частей. То есть в первом приближении можно считать, что одиннадцать нулей передаточной функции (3.24) компенсируют соответствующие нули. Однако, в (4.3) отсутствуют корни $p_1 = -153,18$ и $p_2 = -17,903$, которым соответствуют постоянные времени апериодических звеньев $T_{11} = 6,5283 \cdot 10^{-3}$ с и $T_{22} = 0,055857$ с. Кроме того, наблюдается относительно большое расхождения (порядка 16% в значениях действительных частях и в 5,5 раз в мнимых частях) в корнях $p_{3,4} = -\alpha_{3,4} \pm j\beta_{3,4} = -14,454 \pm j18,478$ и $p_{5,6} = -\alpha_{5,6} \pm j\beta_{5,6} = -12,421 \pm j3,291$. Этим корням соответствуют колебательные звенья с постоянными времени $T_{\kappa 1} = 0,042626$ с, $T_{\kappa 2} = 0,077824$ с и коэффициентами демпфирования $\xi_{\kappa 1} = 0,616122$ с, $\xi_{\kappa 2} = 0,966646$. Поэтому предлагается для начальной частоты $f_{10} = 1$ Гц аппроксимировать передаточную функцию (3.24) динамическим звеном второго порядка

$$W_{\partial y}^1(p) \approx \frac{k_{\partial y}^1}{(T_{11}T_{22} + T_{\kappa 2}^2 - T_{\kappa 1}^2)p^2 + (T_{11} + T_{22} + 2\xi_{\kappa 2}T_{\kappa 2} - 2\xi_{\kappa 1}T_{\kappa 1})p + 1} = \frac{3,1513}{4,6041 \cdot 10^{-4}p^2 + 0,160314p + 1}. \quad (4.5)$$

Рассмотрим также корни числителя и знаменателя передаточной функции (3.23) асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z, определенной для начальной частоты питающего напряжения $f_{10} = 50$ Гц. Приравняв числитель этой передаточной функции к нулю

$$5,4198 \cdot 10^{-28}p^{13} + 4,7406 \cdot 10^{-25}p^{12} + 2,3937 \cdot 10^{-22}p^{11} + 8,3849 \cdot 10^{-20}p^{10} + 2,224 \cdot 10^{-17}p^9 + 4,6467 \cdot 10^{-15}p^8 + 7,7828 \cdot 10^{-13}p^7 + 1,0517 \cdot 10^{-10}p^6 + 1,1387 \cdot 10^{-8}p^5 + 9,6929 \cdot 10^{-7}p^4 + 6,253 \cdot 10^{-5}p^3 + 2,8407 \cdot 10^{-3}p^2 + 0,079259p + 1 = 0$$

определим корни получившегося уравнения

	0
0	-116.464
1	-112.152
2	-67.216+156.718i
3	-66.988-0.988i
4	-66.94 -156.53i
5	-66.879+0.989i
6	-66.026 -157.641i
7	-65.734+157.508i
8	-65.492
9	-62.889+144.333i
10	-62.865 -144.388i
11	-27.527 -148.893i
12	-27.521+148.892i

polyroots (v2) = .

(4.6)

Характеристическое уравнение передаточной функции (3.23)

$$8,6205 \cdot 10^{-33}p^{15} + 9,0194 \cdot 10^{-30}p^{14} + 5,6523 \cdot 10^{-27}p^{13} + 2,469 \cdot 10^{-24}p^{12} + 8,2571 \cdot 10^{-22}p^{11} + 2,1965 \cdot 10^{-19}p^{10} + 4,7582 \cdot 10^{-17}p^9 + 8,4936 \cdot 10^{-15}p^8 + 1,2533 \cdot 10^{-12}p^7 + 1,5238 \cdot 10^{-10}p^6 + 1,5082 \cdot 10^{-8}p^5 + 1,1881 \cdot 10^{-6}p^4 + 7,1648 \cdot 10^{-5}p^3 + 3,0749 \cdot 10^{-3}p^2 + 0,082001p + 1 = 0$$

имеет следующие корни

	0
0	-116.696
1	-112.184
2	-85.035+238.993i
3	-85.035-238.993i
4	-67.513+1.94i
5	-67.487-1.94i
6	-67.051-156.95i
7	-66.803+156.613i
8	-66.138+157.549i
9	-65.859-157.249i
10	-64.349
11	-62.926-144.366i
12	-62.892+144.401i
13	-28.157+146.826i
14	-28.153-146.824i

polyroots (V1) = . (4.7)

Значения тринадцати полюсов передаточной функции (3.23) очень близки к нулям этой функции, причем максимальное расхождение в действительных частях соответствующих корней составляет 2,31%. В (4.6) отсутствуют корни $p_{7,8} = -\alpha_{7,8} \pm j\beta_{7,8} = -85,035 \pm j238,993$, которым соответствует колебательное звено с постоянной времени $T_{\kappa 3} = 3,9421 \cdot 10^{-3}$ с и коэффициентом демпфирования $\xi_{\kappa 3} = 0,335219$. Следовательно, приближенно передаточную функцию (3.23) можно представить в виде

$$W_{\partial y}^{50}(p) \approx \frac{k_{\partial y}^{50}}{T_{\kappa 3}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa 3} T_{\kappa 3} p + 1} = \frac{3,1417}{1,554 \cdot 10^{-5} p^2 + 2,6429 \cdot 10^{-3} p + 1}. \quad (4.8)$$

Анализ коэффициентов знаменателей передаточных функций (4.5) и (4.8) показывает, уменьшение частоты питающего напряжения приводит к увеличению коэффициентов упрощенного характеристического уравнения асинхронного двигателя. Тем не менее, при синтезе регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением можно пользоваться приближенным видом передаточной функции асинхронного двигателя

$$W_{\partial y}^{f_1}(p) = \frac{\omega(p)}{f_1(p)} = \frac{k_{\partial y}^{f_1}}{a_{011} p^2 + a_{111} p + 1}, \quad (4.9)$$

где коэффициенты знаменателя a_{011} и a_{111} переменны и зависят от частоты питающего напряжения.

Вид передаточной функции (4.9) приводит к решению применить в одноконтурном электроприводе с асинхронным исполнительным двигателем и скалярным управлением пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор скорости с переменными параметрами

$$W_{PC}(p) = \frac{T_\partial T_u p^2 + k_n T_u p + 1}{T_u p} = \frac{a_{011} p^2 + a_{111} p + 1}{T_u p}, \quad (4.10)$$

где k_n – коэффициент передачи, T_u – постоянная времени интегрирования, T_∂ – постоянная времени дифференцирования.

Из (4.10) следует, что параметры настройки ПИД-регулятора должны выбираться из условия

$$\left. \begin{aligned} T_\partial T_u &= a_{011}; \\ k_n T_u &= a_{111}. \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Система (4.11) имеет два уравнения и три неизвестных, что представляет определенную свободу выбора. В связи с этим предлагается начать параметрический синтез ПИД-регулятора электропривода со скалярным управлением асинхронным двигателем с выбора постоянной времени интегрирования T_u .

Для обоснованного выбора величины T_u найдем передаточную функцию замкнутого электропривода. С учетом (4.10) она будет иметь следующий вид

$$W_{zc}(p) = \frac{\omega(p)}{N_z(p)} = \frac{1}{k_{occ} \left(\frac{T_u T_{cn}}{k_{cn} k_{\partial y}^{\dot{f}_1} k_{occ}} p^2 + \frac{T_u T_{cn}}{k_{cn} k_{\partial y}^{\dot{f}_1} k_{occ}} p + 1 \right)}. \quad (4.12)$$

Следовательно, предлагаемый электропривод стабилизации скорости асинхронного двигателя в самом первом приближении можно рассматривать как динамическое звено второго порядка.

Потребуем, чтобы переходный процесс в электроприводе носил монотонный характер, то есть не имел перерегулирования. Тогда из характеристического уравнения передаточной функции (4.12) вытекает необходимое для этого условие

$$T_u \geq 4k_{cn}k_{\dot{y}}^{f_1}k_{occ}T_{cn}. \quad (4.13)$$

Очевидно, что в рамках выполнения условия (4.13) быстродействие электропривода будет тем выше, чем меньше постоянная времени T_u . Однако, вариация параметров объекта управления, в качестве которого понимается совокупность частотного преобразователя, асинхронного двигателя и исполнительного механизма, может привести к нарушению неравенства (4.13), если будет выбрана величина T_u , близкая к граничному значению. Поэтому для определенности возьмем значение T_u равным

$$T_u = 8k_{cn}k_{\dot{y}}^{f_1}k_{occ}T_{cn}. \quad (4.14)$$

Тогда с учетом (4.14) из системы уравнений (4.11) вытекают необходимые значения других параметров настройки ПИД- регулятора

$$T_d = \frac{a_{011}}{8k_{cn}k_{\dot{y}}^{f_1}k_{occ}T_{cn}}; \quad (4.15)$$

$$k_n = \frac{a_{111}}{8k_{cn}k_{\dot{y}}^{f_1}k_{occ}T_{cn}}. \quad (4.16)$$

Формулы (4.9) – (4.16) позволяют предложить следующую методику синтеза одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением. Она содержит следующую последовательность действий:

1. Расчет по известным методикам параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя, используемого в качестве исполнительного в одноконтурном электроприводе.

2. Моделирование в программе MatlabSimulink выбранного асинхронного двигателя на частоте питающего напряжения 1 Гц и определение установившихся значение проекций потокосцеплений статора и ротора.

3. Расчет по формуле (3.18) коэффициентов числителя и знаменателя уточненной передаточной функции асинхронного двигателя для начальной частоты питающего напряжения 1 Гц.

4. Определение корней числителя и знаменателя передаточной функции асинхронного двигателя, соответствующей частоте 1 Гц.
5. Анализ корней и аппроксимация передаточной функции асинхронного двигателя динамическим звеном второго порядка вида (4.9).
6. Определение коэффициентов передачи частотного преобразователя, двигателя и обратной связи по скорости.
7. Определение постоянной времени частотного преобразователя как периода смена информации на его входе.
8. Расчет по формулам (4.14) – (4.16) параметров настройки ПИД-регулятора скорости.
9. Моделирование электропривода с выбранными настройками регулятора скорости с учетом нелинейности асинхронного двигателя и ограничения сигналов по времени и уровню для проверки работоспособности.

4.2 Компьютерное моделирование и оценка эффективности разработанной методики синтеза параметров регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением

Применим разработанную методику для расчета параметров ПИД-регулятора для системы стабилизации скорости со скалярным управлением асинхронным двигателем 1LA7060-4AB10-Z. Параметры Т-образной схемы замещения этого асинхронного двигателя и передаточная функция по управляющему воздействию на частоте 1 Гц уже рассчитаны в третьей главе. Аппроксимация полученной передаточной функции двигателя динамическим звеном второго порядка выполнена выше, причем получены следующие ее параметры: $k_{oy}^f = 3,1513$ $a_{011} = 4,6041 \cdot 10^{-4} \text{ с}^2$, $a_{111} = 0,160314 \text{ с}$. Примем коэффициент передачи силового частотного преобразователя равным $k_{cn} = 0,01$ Гц/дискрета, а его постоянную времени – $T_{cn} = 0,008 \text{ с}$. Предположим также, что коэффициент передачи датчика скорости $k_{occ} = 31,83$ дис-

крет·с/рад. Тогда для скорости вращения, соответствующей 1 Гц питающего напряжения по формулам (4.14) – (4.16) рассчитаем требуемые настройки ПИД-регулятора

$$T_u = 0,064 \text{ с}; T_o = 0,072 \text{ с}; k_n = 2,5. \quad (4.17)$$

Расчетная модель непрерывного прототипа разработанного одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя с учетом выбранных параметров регуляторов (4.17) и ограничения сигналов по уровню приведена на рисунке 4.2. Она позволяет построить графики переходных процессов в «малом» по управляющему воздействию на разных начальных скоростях и частотах питающего напряжения и переходный процесс по возмущению – ступенчатому изменению момента нагрузки. Например, на начальной частоте $f_1 = 1 \text{ Гц}$ график переходного процесса, как и предполагалось, носит монотонный характер, а время переходного процесса составляет $t_{mn} = 0,2 \text{ с}$ (рисунок 4.3). Если задана, начальная частота $f_1 = 50 \text{ Гц}$, то переходный процесс в «малом» заканчивается за 0,536 с (рисунок 4.4). На начальной частоте $f_1 = 30 \text{ Гц}$ построен график переходного процесса по возмущающему воздействию при набросе момента нагрузки в 0,1 Нм (рисунок 4.5). Он показывает, что при этом наблюдается динамический провал скорости $\Delta\omega_{\max} = 0,465 \text{ рад/с}$ и абсолютная статическая точность, если пренебречь погрешностью датчика обратной связи.

Проведенное компьютерное моделирование аналогового прототипа одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением подтверждает эффективность разработанной методики параметрического синтеза регулятора. Кроме того, расчетная модель этого электропривода, приведенная на рисунке 4.6 также доказывают адекватность разработанной уточненной математической модели асинхронного двигателя в виде передаточной функции (3.18). Действительно, графики переходных процессов (рисунки 4.7 и 4.8) построенные с помощью линеаризованной модели одноконтурного электропривода с достаточной степенью точности совпадают с графиками, приведенными на рисунках 4.3 и 4.4.

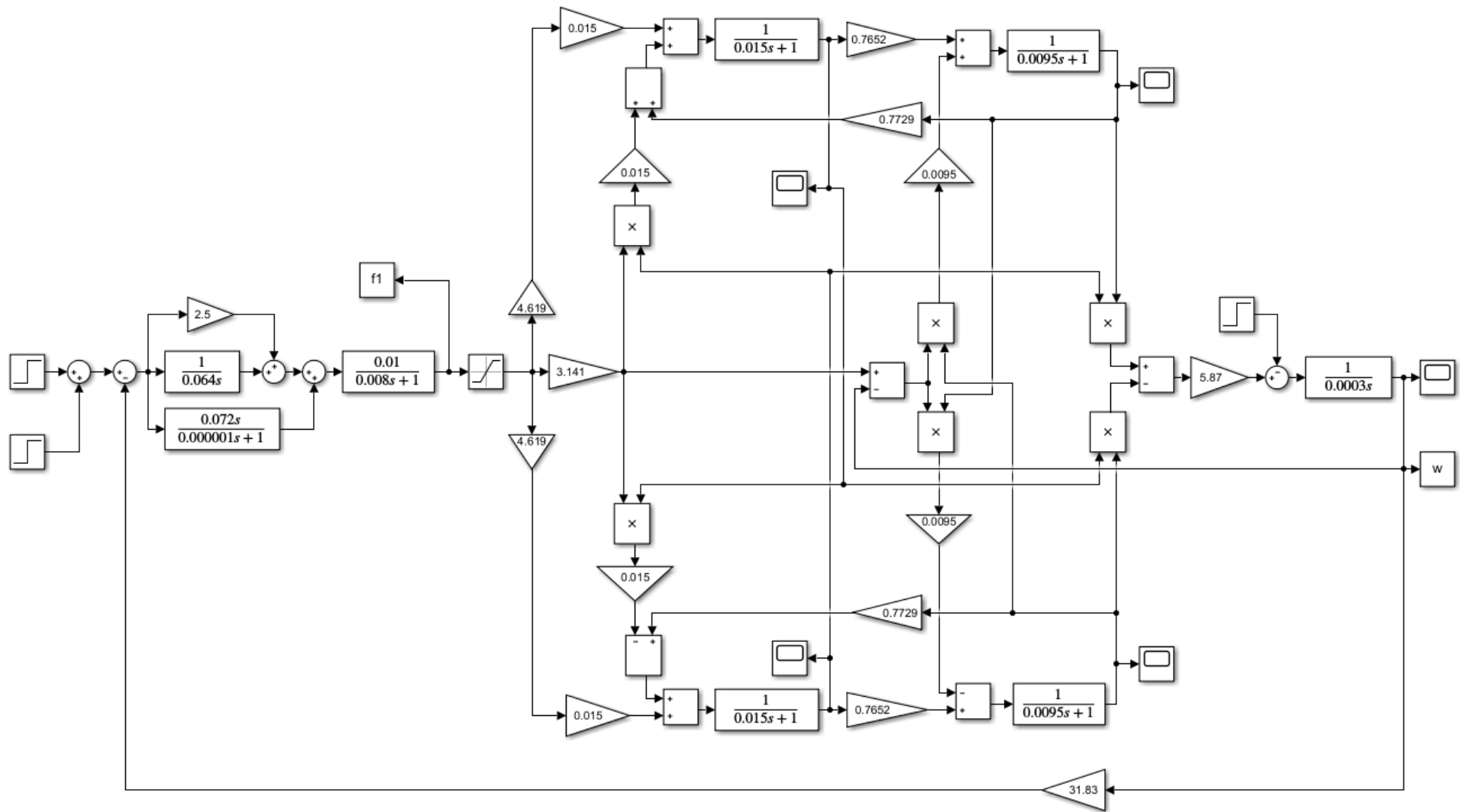


Рисунок 4.2 – Расчетная модель непрерывного прототипа одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя при $T_{cn} = 0,008$ с

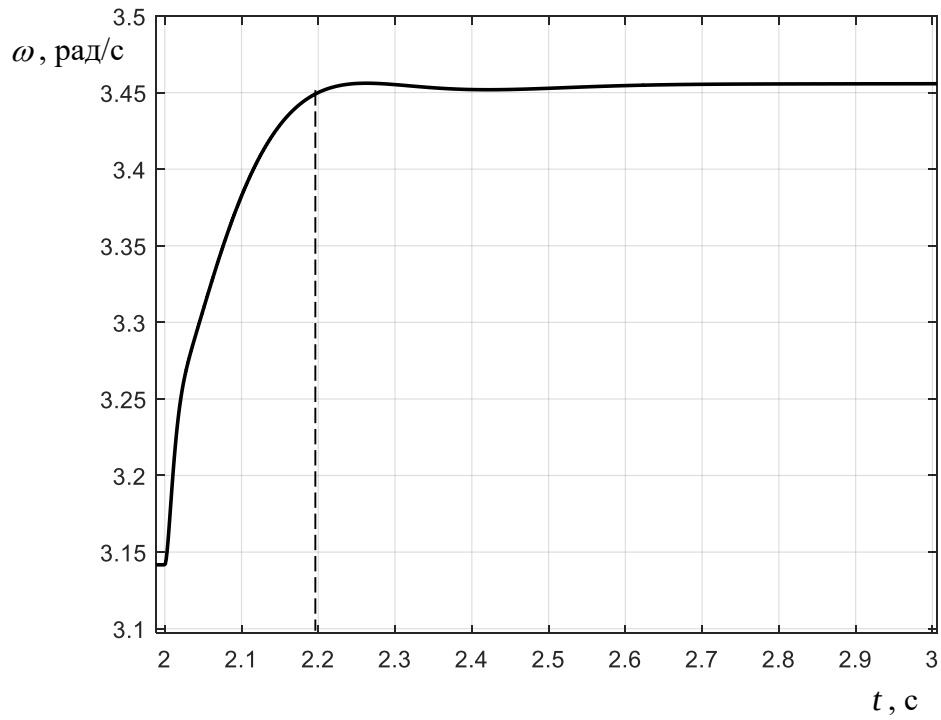


Рисунок 4.3 – График переходного процесса в «малом» по управляющему воздействию на начальной частоте 1 Гц при $T_{cn} = 0,008$ с

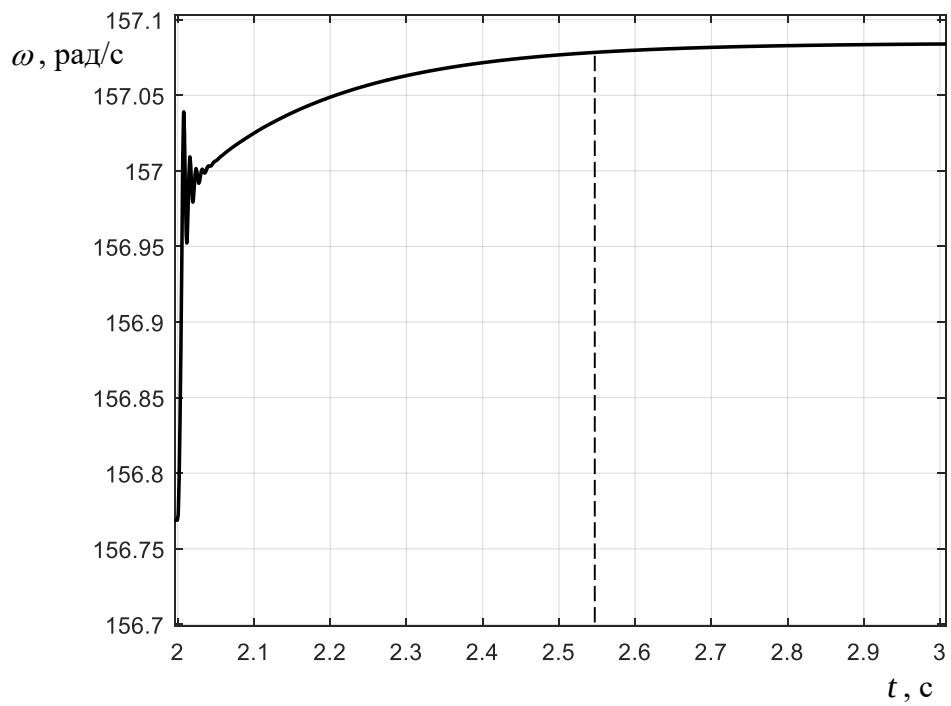


Рисунок 4.4 – График переходного процесса в «малом» по управляющему воздействию на начальной частоте 50 Гц при $T_{cn} = 0,008$ с

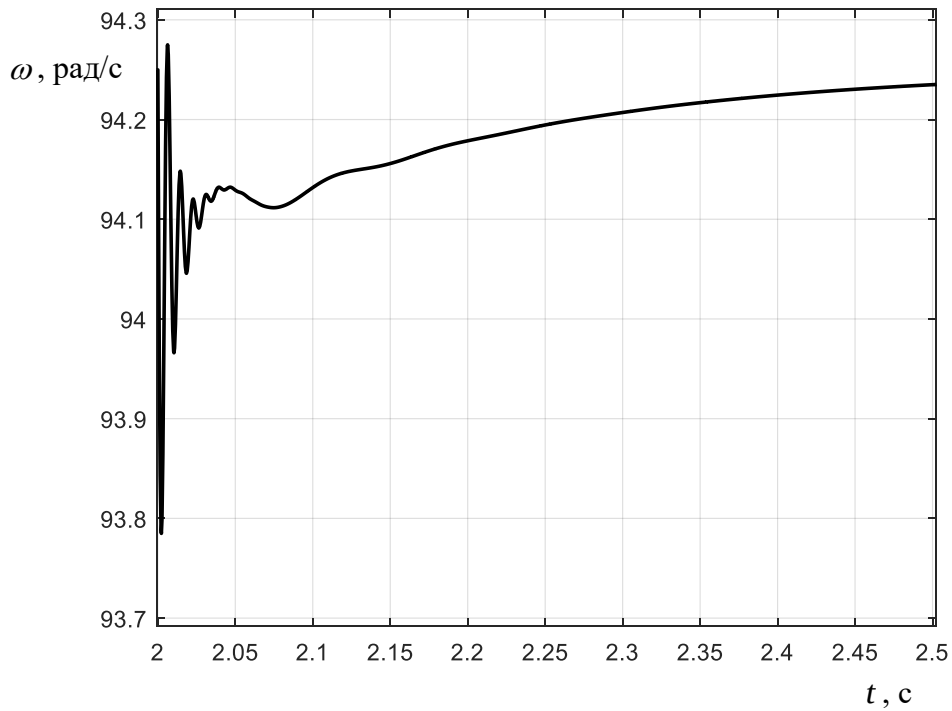


Рисунок 4.5 – График переходного процесса по возмущающему воздействию на начальной частоте 30 Гц и набросе момента в 0,1 Нм при $T_{cn} = 0,008$ с

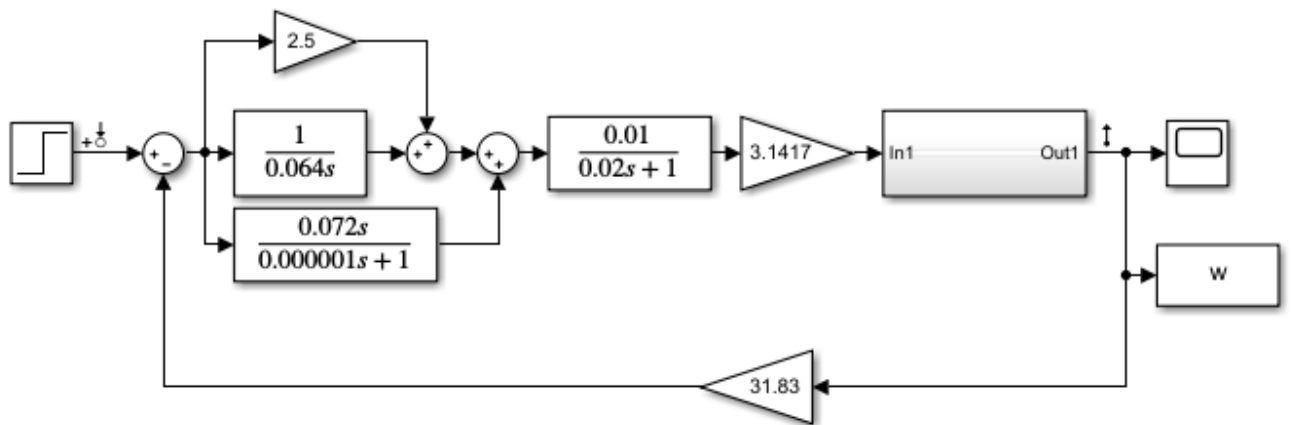


Рисунок 4.6 – Линеаризованная расчетная модель непрерывного прототипа одно-контурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя при $T_{cn} = 0,008$ с

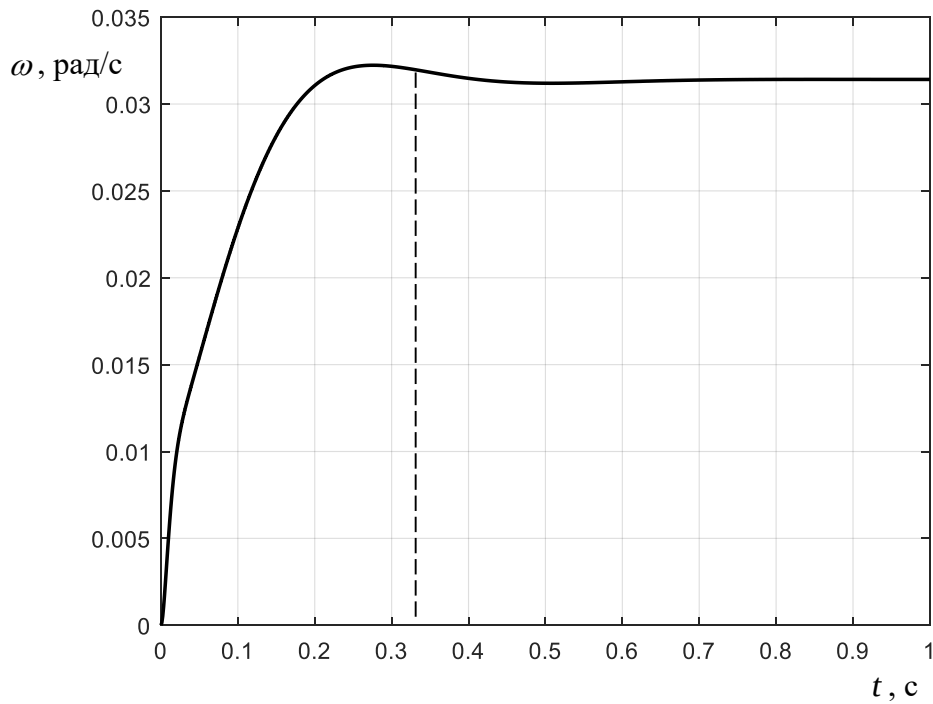


Рисунок 4.7 – График переходного процесса в по управляющему воздействию на начальной частоте 1 Гц, построенный с помощью линеаризованной расчетной модели электропривода при $T_{cn} = 0,008$ с

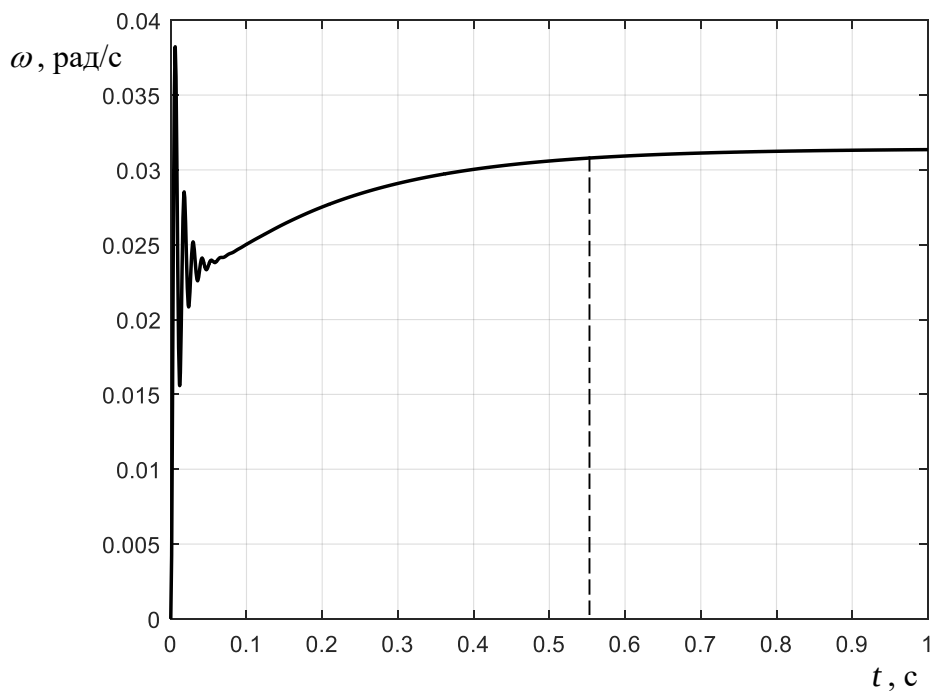


Рисунок 4.8 – График переходного процесса в по управляющему воздействию на начальной частоте 50 Гц, построенный с помощью линеаризованной расчетной модели электропривода при $T_{cn} = 0,008$ с

Вид переходных процессов, полученных с помощью линейной модели, полностью совпадает с видом, полученным с помощью нелинейной. Расхождение наблюдается во времени переходных процессов, которое составляет 0,327 с для частоты 1 Гц и 0,555 с для частоты 50 Гц. Причем очевидно, что различие связано с ограничением сигнала частотного преобразователя.

Полученные формулы (4.14) – (4.16) показывают, что величины параметров регулятора скорости определяются постоянной времени силового преобразователя T_{cn} , которая является либо периодом коммутации силовых транзисторов, либо периодом смены информации на входе собственно преобразователя частоты. Причем прослеживается линейная зависимость постоянной времени интегрирования T_u от T_{cn} , а ее величиной определяется быстродействие электропривода.

Проведем расчет параметров настройки регулятора скорости для регулируемого электропривода, управляющего скоростью двигателя 1LA7060-4AB10-Z еще для двух значений постоянной времени силового преобразователя: $T_{cn} = 0,002$ с и $T_{cn} = 0,0005$ с. Значения параметров настройки сведем в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Зависимость параметров настройки регулятора скорости от постоянной времени частотного преобразователя T_{cn}

T_{cn} , с	T_u , с	T_d , с	k_n
0,002	0,016	0,287	10
0,0005	0,004	1,148	40

Используя значения таблицы 4.1, реализуем в программе MatlabSimulink нелинейную расчетную модель одноконтурного электропривода со скалярным управлением скоростью асинхронного двигателя при $T_{cn} = 0,002$ с (рисунок 4.9).

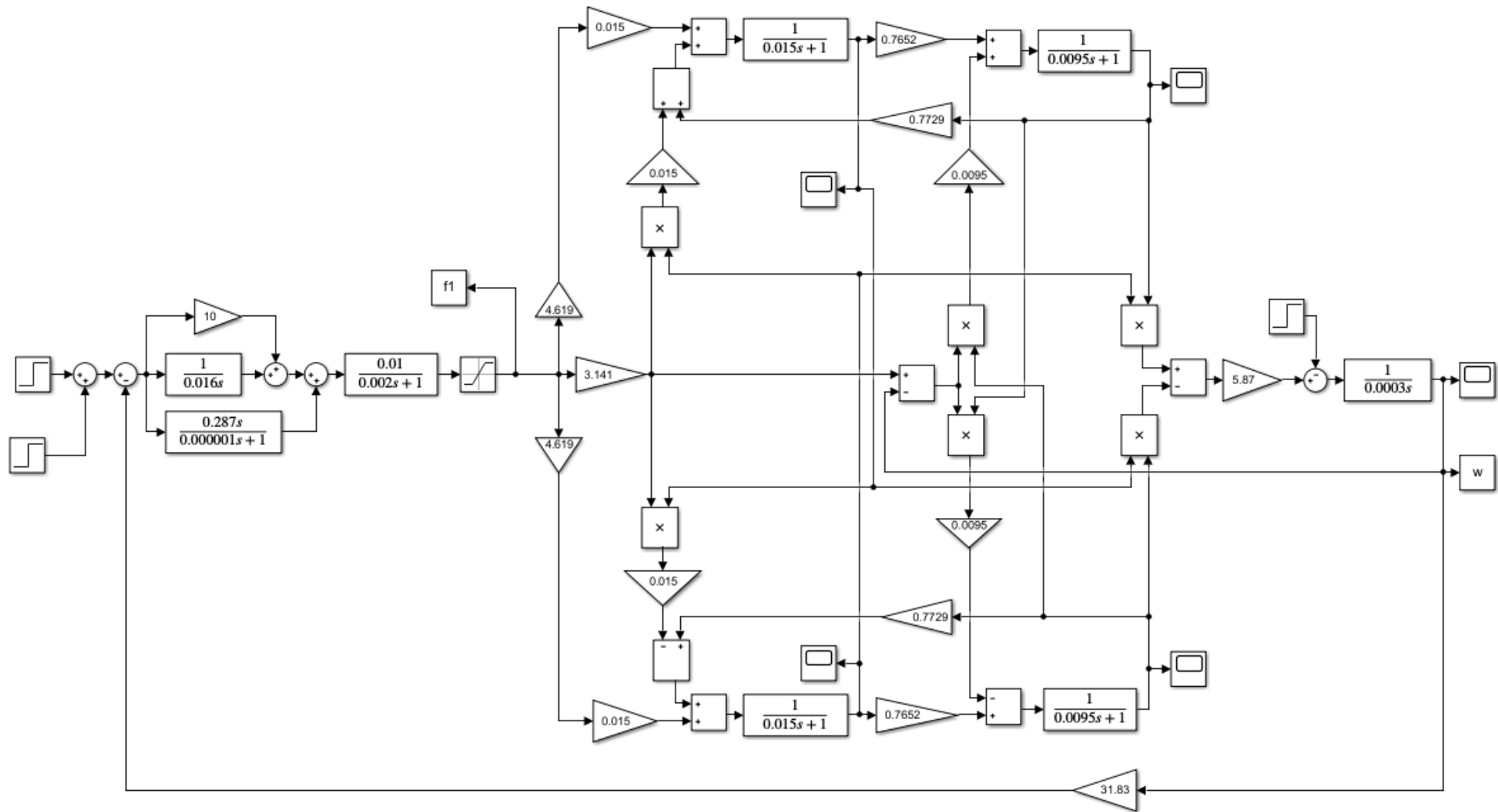


Рисунок 4.9 – Расчетная модель непрерывного прототипа одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя при $T_{cn} = 0,002$ с

График переходного процесса по управляющему воздействию, построенный с помощью этой модели (рисунок 4.10), показывает, что действительно быстродействие электропривода возрастает и время переходного процесса становится равным $t_{mn} = 0,092$ с.

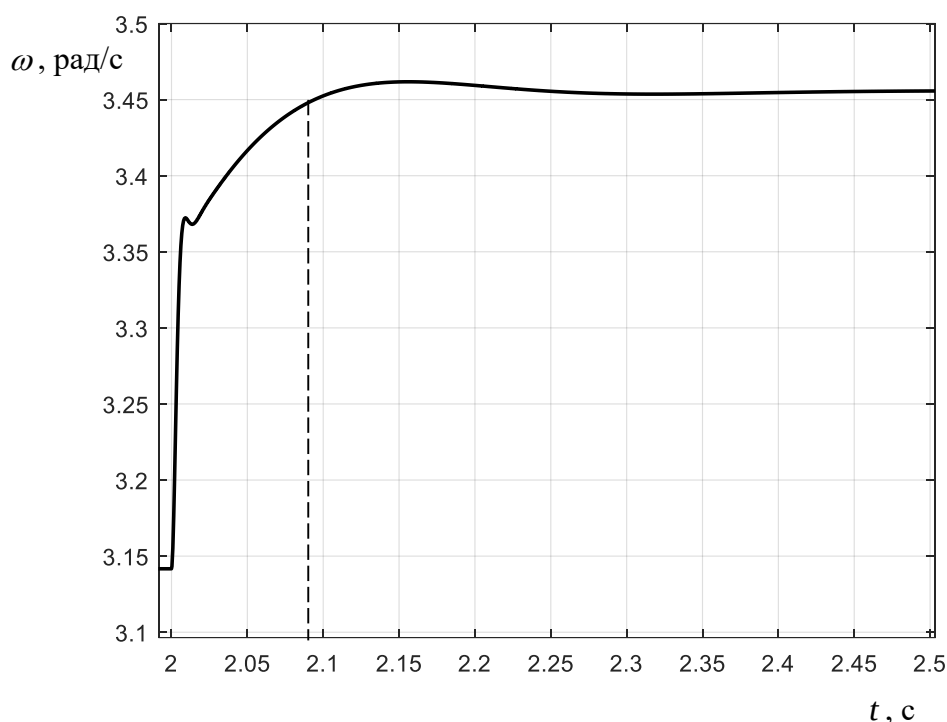


Рисунок 4.10 – График переходного процесса в «малом» по управляющему воздействию на начальной частоте 1 Гц при $T_{сн} = 0,002$ с

При этом в 8 раз уменьшается динамический провал при набросе момента нагрузки, он становится равным $\Delta\omega_{\max} = 0,12$ рад/с при $\Delta M = 0,1$ Нм (рисунок 4.11).

При $T_{сн} = 0,0005$ с расчетная модель одноконтурного электропривода принимает вид, приведенный на рисунке 4.12. Но несмотря на уменьшение этой постоянной времени T_u ПИД-регулятора время переходного процесса начинает увеличиваться и составляет $t_{mn} = 0,199$ с (рисунок 4.13). По всей видимости вступают в противоречие большая величина постоянной времени дифференцирования $T_o = 1,148$ с и ограничение сигналов по уровню в силовом частотном преобразователе.

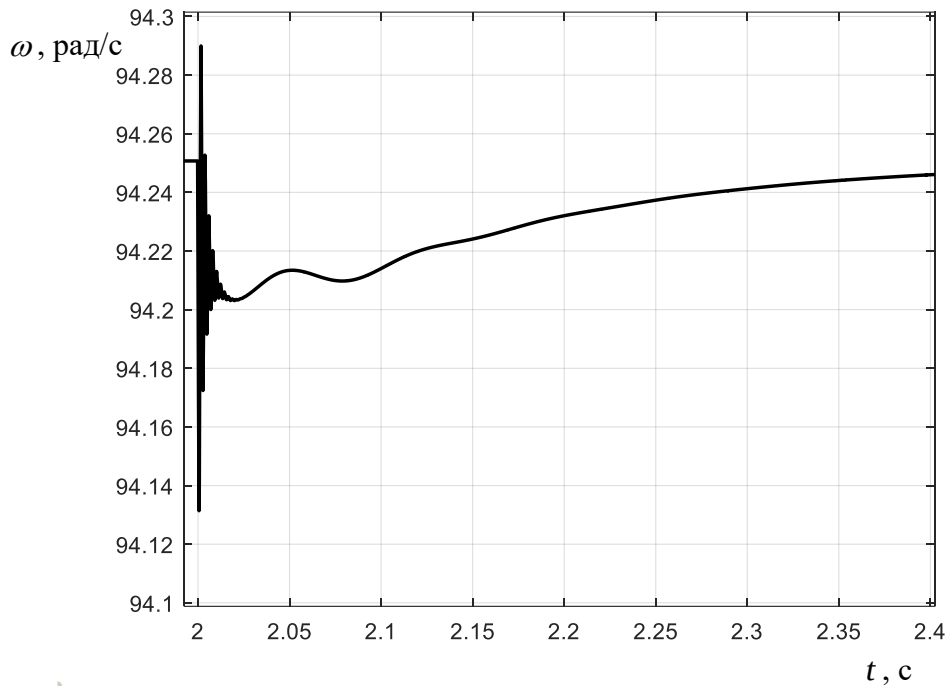


Рисунок 4.11 – График переходного процесса по возмущающему воздействию на начальной частоте 30 Гц и набросе момента в 0,1 Нм при $T_{cn} = 0,002$ с

Несмотря на это можно сказать, что предлагаемая методика параметрического синтеза регулятора позволяет создать одноконтурного электропривод переменного тока со скалярным управлением асинхронным двигателем, не уступающий по быстродействию и статической и динамической точности системам векторного управления. Действительно, расчетная полоса пропускания частот непрерывного прототипа предлагаемого одноконтурного электропривода при $T_{cn} = 0,002$ с составляет порядка 700 Гц (рисунок 4.14).

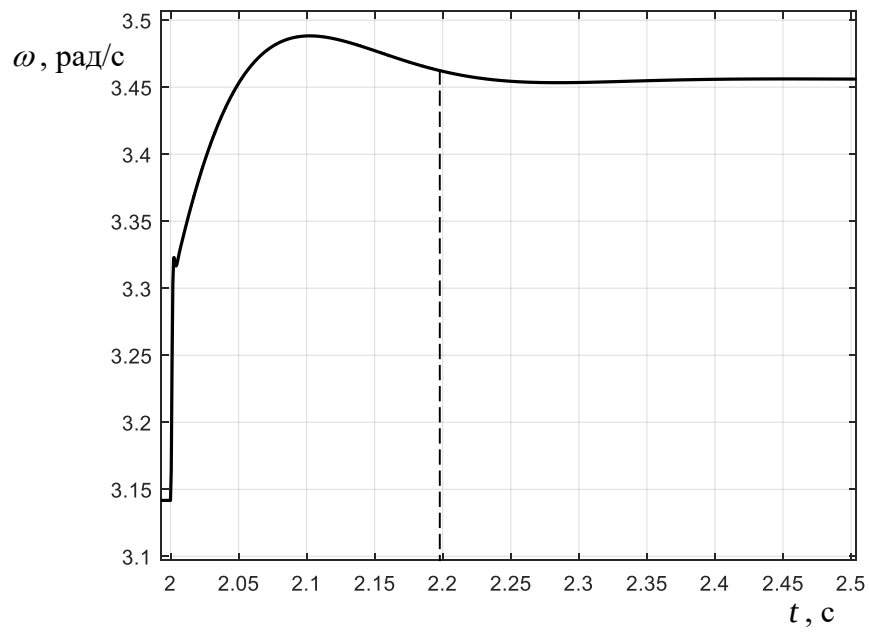


Рисунок 4.13 – График переходного процесса в «малом» по управляющему воздействию на начальной частоте 1 Гц при $T_{cn} = 0,0005$ с

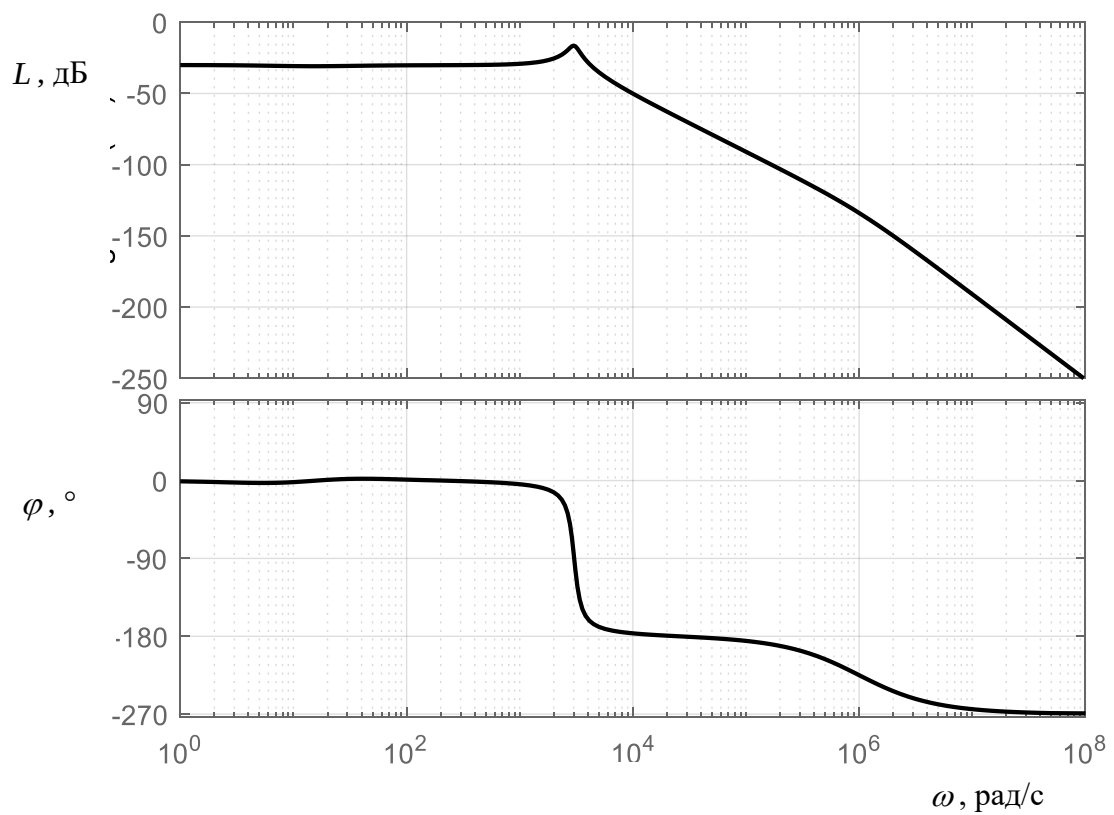


Рисунок 4.14 – Расчетные частотные характеристики непрерывного прототипа одноконтурного электропривода при $T_{cn} = 0,002$ на начальной частоте 30 Гц

Все современные электроприводы имеют техническую реализацию на микроконтроллерах, при которой регуляторы выполняются программно. С целью оценки влияния периода замыкания программного цикла и дискретизации по уровню на работу цифрового одноконтурного электропривода с асинхронным исполнительным двигателем и скалярным управлением разработана соответствующая расчетная модель (рисунок 4.15). Она учитывает, что период дискретизации по времени (то есть период замыкания программного цикла) составляет $T = 0,002$ с. При этом цифровой ПИД-регулятор имеет дискретную передаточную функцию

$$W_{\text{ПИД}}(z) = k_n + \frac{Tz}{T_u(z-1)} + \frac{T_o(z-1)}{Tz}, \quad (4.18)$$

где $z = e^{pT}$,

причем при $T = 0,002$ с формула (4.18) принимает следующие численные значения

$$W_{\text{ПИД}}(z) = 10 + \frac{0,002z}{0,016(z-1)} + \frac{0,287(z-1)}{0,002z}.$$

График переходного процесса по управляющему воздействию, построенный с помощью расчетной модели, приведенной на рисунке 4.15, показывает, что время переходного процесса на начальной частоте 1 Гц составляет $t_{nn} = 0,044$ с (рисунок 4.16). За время переходного процесса в данном случае принято время входа в зону ± 1 дискрета датчика скорости от заданного значения.

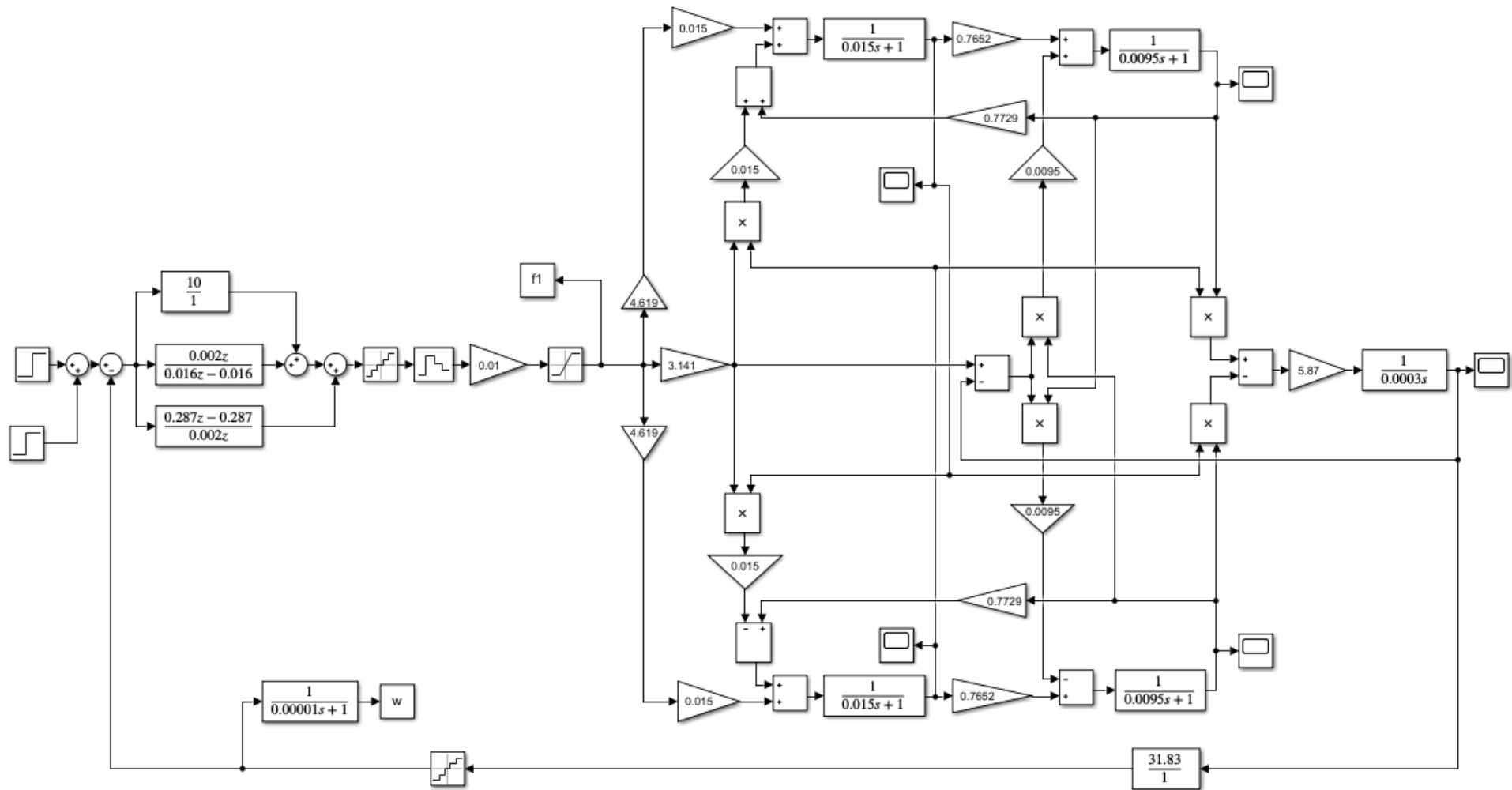


Рисунок 4.15 – Расчетная модель цифрового одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя при периоде дискретизации по времени $T = 0,002$ с

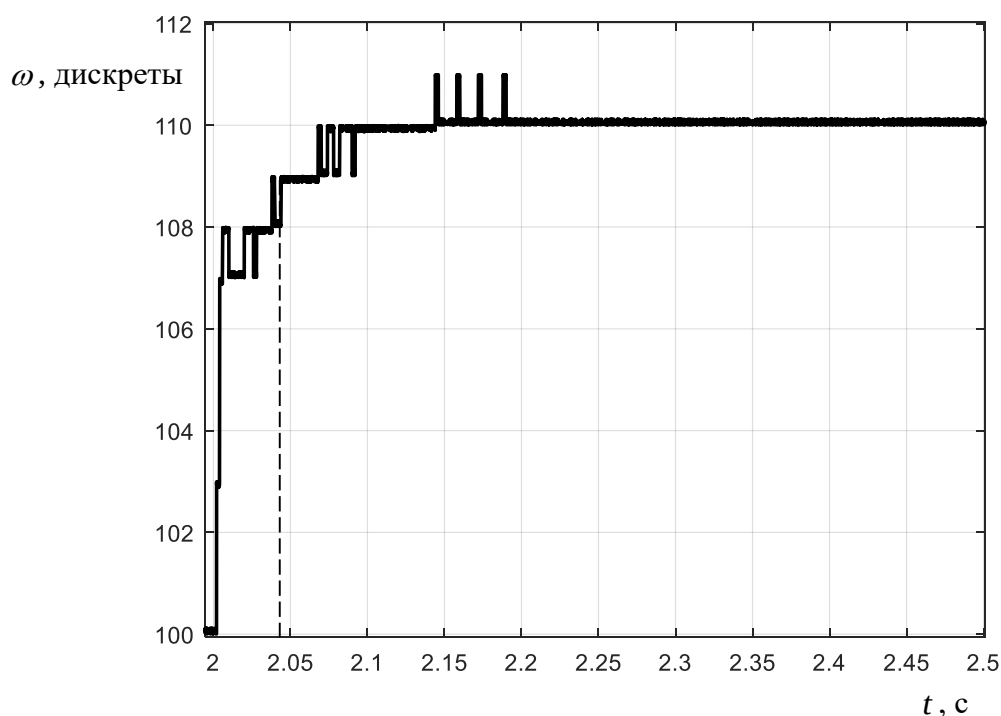


Рисунок 4.16 – График переходного процесса по управляющему воздействию в цифровом электроприводе на начальной частоте 1 Гц при $T_{cn} = 0,002$ с

4.3 Одноконтурный электропривод со скалярным управлением асинхронным двигателем без датчика скорости

Предложенный вариант параметрического синтеза электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя подразумевает наличие датчика скорости, например, энкодера. Однако большое количество объектов требует так называемого бездатчикового электропривода переменного тока. Это связано с существенным увеличением цены электропривода, особенно в случаях применения асинхронного двигателя малой мощности. Кроме того, при модернизации действующих установок не всегда возможно применение датчиков скорости как по конструктивным, так и технологическим особенностям. Примером могут служить приводы ленточных конвейеров, буровых установок, погружных насосов и других механизмов.

Поэтому для организации бездатчикового электропривода можно воспользоваться наблюдателем, вычисляющим скорость по формуле (1.15)

$$\omega = \frac{2\pi f_1}{Z_n} - \left[\omega_0^{50} - \omega_{ном} - k_{\partial y.ном}^{U_1} \left(\frac{f_{1ном}}{f_1} \right)^{\left(a + \frac{b}{f_1} \right)} (U_1 - k_U f_1) \right] \times$$

$$\times \sqrt{\frac{\left(I_1^2 - \left[\frac{k_U f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2}} \right]^2 \right)}{\left(I_{1ном}^2 - \left[\frac{k_U f_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2}} \right]^2 \right)}}, \quad (4.19)$$

которая имеет погрешность менее 4,3% в диапазоне от $\omega_{ном}$ до $\frac{\omega_{ном}}{20}$ [70, 81]. Для организации наблюдателя необходимо измерение действующих значений фазного напряжения и тока асинхронного двигателя, что осуществляется практически в любом современном частотном преобразователе. Однако, формула (4.19) требует значительных вычислительных затрат, связанных с вычислением функции

$$k_{\partial y.ном}^{U_1} \left(\frac{f_{1ном}}{f_1} \right)^{\left(a + \frac{b}{f_1} \right)}.$$

Для упрощения вычислительных процедур предлагается в наблюдателе скорости использовать следующее выражение

$$\omega = \frac{2\pi f_1}{Z_n} - \left[\omega_0^{50} - \omega_{ном} - k_{\partial y}^{U_1} (f_1) (U_1 - k_U f_1) \right] \times$$

$$\times \sqrt{\frac{I_1^2 \left[(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2 \right] - k_U^2 f_1^2}{I_{1ном}^2 \left[(R_1 + R_0)^2 + (2\pi f_1 L_1)^2 \right] - k_U^2 f_1^2}}, \quad (4.20)$$

где $k_{\partial y}^{U_1} (f_1)$ – функциональная зависимость коэффициента передачи $k_{\partial y}^{U_1}$ от частоты питающего напряжения f_1 , определенная методом компьютерного моделирования и расчетом по формуле (3.20) и заданная таблично.

Например, для асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z, входящего в демонстрационный стенд Sidemовеличина коэффициента $k_{\partial y}^{U_1}$ для разных частот питающего напряжения будет принимать значения, приведенные в таблице 4.2

Таблица 4.2 – Значения коэффициента $k_{\partial y}^{U_1}$ в зависимости от частоты питающего напряжения f_1 для асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z

f_1 , Гц	50	25	10	2,5
$k_{\partial y}^{U_1}$, рад/Вс	0,0315	0,099	0,4747	1,5139

В результате формулу (4.20) можно представить в виде

$$\omega = d_1 f_1 - \left[d_2 - k_{\partial y}^{U_1}(f_1)(U_1 - k_U f_1) \right] \sqrt{\frac{I_1^2 (d_3 + d_4 f_1^2) - d_5 f_1^2}{d_6 + d_7 f_1^2}}, \quad (4.21)$$

где $d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6$ и d_7 – постоянные коэффициенты, значения которых определяются из (4.20), а именно:

$$d_1 = \frac{2\pi}{Z_n}, \quad d_2 = \omega_0^{50} - \omega_{ном}, \quad d_3 = (R_1 + R_0)^2, \quad d_4 = (2\pi L_1)^2, \quad d_5 = k_U^2, \quad d_6 = I_{1ном}^2 (R_1 + R_0)^2,$$

$$d_7 = I_{1ном}^2 (2\pi L_1)^2 - k_U^2.$$

Следовательно, для вычисления скорости асинхронного двигателя при скалярном управлении по формуле (4.21) необходимо измерение фазного напряжения и тока и выполнение девяти операций умножения и одной операции вычисления квадратного корня. Такой подход значительно упрощает вычислительные процедуры при реализации наблюдателя скорости асинхронного двигателя.

4.4 Результаты натурных экспериментов

Для оценки адекватности проведенных теоретических исследований и проверки работоспособности предложенных технических решений были проведены натурные эксперименты на демонстрационном стенде Sidemo с асинхронным двигателем 1LA7060-4AB10-Z и частотным преобразователем Micromaster 440, фотография которого приведена на рисунке 3.2. Поскольку в этом частотном преобразователя малая частота замыкания программного цикла $f_{ny} = 125$ Гц, то несмотря на

частоту широтно-импульсной модуляции $f_{ШИМ} = 16$ кГц, постоянная времени силового преобразователя принята равной $T_{cn} = 0,008$ с. Именно поэтому один из вариантов параметрического синтеза ПИД-регулятора скорости по разработанной методике проведен для величины $T_{cn} = 0,008$ с.

Частотный преобразователь Micromaster 440 имеет в арсенале своих функциональных возможностей скалярное управление асинхронным двигателем с линейной зависимостью амплитуды напряжения от частоты и технологический ПИД-регулятор. Наличие этих функций позволяет реализовать на рассматриваемом демонстрационном стенде одноконтурный электропривод стабилизации скорости со скалярным управлением асинхронным двигателем. Кроме того, асинхронный двигатель 1LA7060-4AB10-Z оснащен датчиком угла поворота, а Micromaster 440 – модулем энкодера, что позволяет измерять не только угол поворота ротора двигателя, но и скорость вращения. Минимальная величина задания и измерения скорости равна 0,01 Гц. Именно поэтому при расчетах параметров регуляторов были взяты коэффициенты передачи обратной связи по скорости $k_{occ} = 31,83$ дискрет·с/рад и силового преобразователя $k_{cn} = 0,01$ Гц/дискрета. Необходимые параметры настройки регулятора скорости одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя 1LA7060-4AB10-Z для рассматриваемого демонстрационного стенда в этом случае равны: $T_u = 0,064$ с; $T_o = 0,072$ с; $k_n = 2,5$.

Полагая, что двигатель 1LA7060-4AB10-Z уже привязан к частотному преобразователю посредством процедуры быстрого ввода в эксплуатацию, для реализации одноконтурного электропривода необходимо ввести в Micromaster 440 следующие параметры (таблица 4.3).

В ходе проведения натурных экспериментов получен график изменения скорости во времени при заданной величине, соответствующей 1 Гц, и моменте нагрузки, равном нулю (рисунок 4.20). Он показывает, что средняя скорость соответствует заданной, а коэффициент неравномерности вращения равен $k_n = 0,6$.

Таблица 4.3 – Набор параметров, необходимых для ввода в частотный преобразователь Micromaster 440 для реализации одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением

№ параметра	Численное значение параметра	Описание параметра
P0400	2	импульсный датчик с двумя дорожками
P0408	1024	число импульсов датчика на оборот
P0492	10 Гц	допустимая разность частот
P0700	2	выбор команд включения и выключения от дискретных входов
P1000	2	выбор источника задания скорости от аналогового входа
P1300	0	выбор линейной зависимости напряжения от частоты
P2200	1	ПИД-регулятор включен постоянно
P2253	755	подключение выходного сигнала первого аналогового входа в качества сигнала задания ПИД-регулятора
P2257	5 с	время ускорения для заданного значения ПИД-регулятора
P2258	5 с	время замедления для заданного значения ПИД-регулятора
P2263	1	дифференциальная составляющая в цепи рассогласования
P2264	61.0	подключение выходного сигнала датчика скорости к входу обратной связи ПИД-регулятора
P2274	0,072 с	постоянная времени дифференцирования ПИД-регулятора

P2280	2,5	коэффициент передачи пропорциональной составляющей ПИД-регулятора
P2285	0,064 с	постоянная времени интегрирования ПИД-регулятора
P2291	100 %	максимальная выходная величина ПИД-регулятора
P2292	-100 %	минимальная выходная величина ПИД-регулятора
P2293	0,5 с	предельная значение времени разгона и торможения выходного сигнала ПИД-регулятора

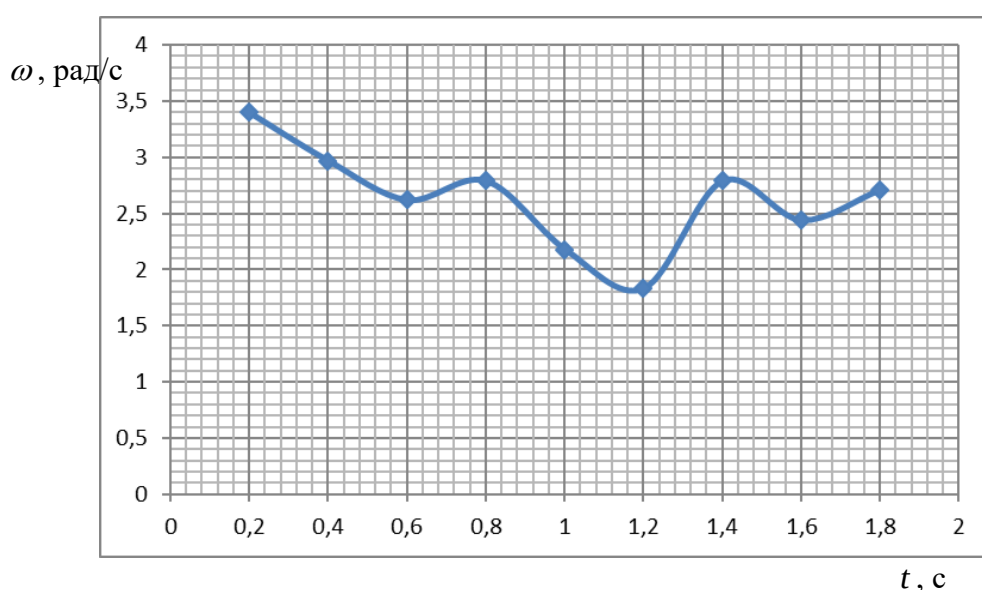


Рисунок 4.20 – График изменения скорости во времени в одноконтурном электроприводе со скалярным управлением при заданной величине, соответствующей 1 Гц, и выбранных настройках регулятора по разработанной методике

Для сравнения проведено исследования качества работы системы векторного управления, реализованной в частотном преобразователе Micromaster 440. График изменения скорости вращения двигателя при векторном управлении при заданной частоте 1 Гц и нулевом моменте нагрузки показывает, что коэффициент неравномерности вращения равен $k_n = 1,223$ (рисунок 4.21).

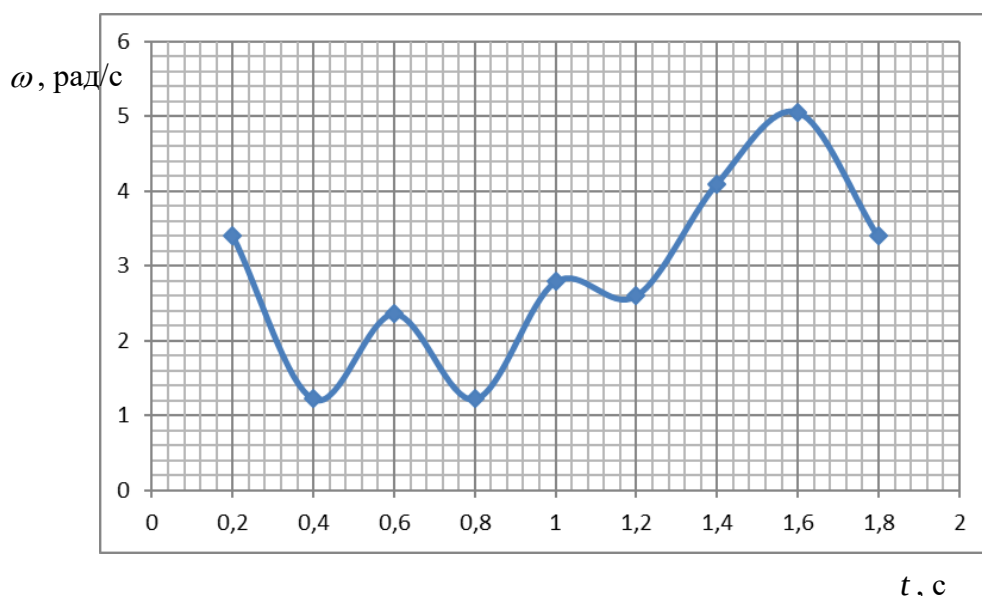


Рисунок 4.21 – График изменения скорости во времени в частотном преобразователе Micromaster 440 с векторным управлением при заданной величине, соответствующей 1 Гц, и заводских настройках

Анализ натурных экспериментов показывает, что в одноконтурном электроприводе со скалярным управлением асинхронным двигателем и корректно выбранных параметрах ПИД-регулятора в соответствии с разработанной методикой величина коэффициента неравномерности вращения уменьшается в 2,03 раза.

Для оценки погрешности предлагаемого наблюдателя скорости асинхронного двигателя, производящего вычисление скорости по формуле (4.21), также были проведены натурные испытания. При этом с помощью дисплея частотного преобразователя Micromaster 440 фиксировалось заданная частота (рисунок 4.22) напряжение (рисунок 4.23), ток (рисунок 4.24) и фактическая скорость вращения ротора, измеренная в герцах с помощью энкодера (рисунок 4.25).

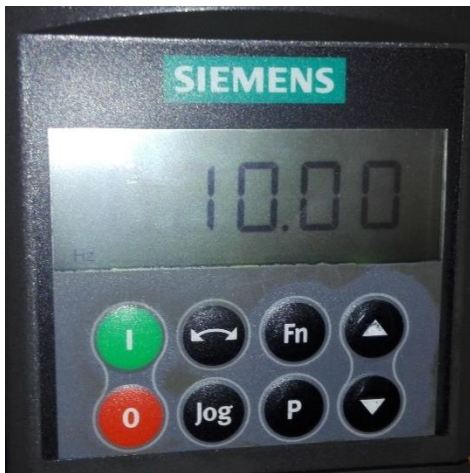
Рисунок 4.22 – Заданная частота f_1 Рисунок 4.23 – Напряжение статора U_1 Рисунок 4.24 – Ток статора I_1 

Рисунок 4.25 – Скорость вращения ротора, измеренная датчиком в Герцах

Результаты натурных экспериментов сведены в таблицу 4.4.

Таблица 4.4 – Результаты натурных испытаний по определению погрешности предлагаемого наблюдателя скорости асинхронного двигателя

f_1 , Гц	$k_{\text{дв}}^{U_1}$, рад/Вс	U_1 , В	I_1 , А	$\omega_{\text{расч}}$, рад/с	$\omega_{\text{эксп}}$, рад/с	$\Delta_{\text{расч}}$, %
50	0,0315	229	0,4	151,66	154	–1,6
25	0,099	120	0,39	73,57	72,32	1,7
10	0,4747	56	0,32	30,72	30,69	0,09
2,5	1,5139	16	0,22	8,16	7,82	4,3

Анализ данных таблицы 4.4 показывает, что максимальная относительная погрешность вычисления скорости по формуле (4.21) соответствует равна 4,3% и соответствует минимальной фактической скорости 7,82 рад/с, измеренной датчиком. Следовательно, можно рассчитывать, что ожидаемый диапазон регулирования скорости в электроприводе с предлагаемым вычислителем скорости составит 50:1.

4.5 Выводы по четвертой главе

1. Разработанная методика позволяет по уточненным передаточным функциям асинхронного двигателя при скалярном управлении производить корректный параметрический синтез регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости.

2. Компьютерное моделирование показывает, что применение разработанной методики параметрического синтеза регулятора позволяет создать быстродействующий одноконтурный электропривод со скалярным управлением асинхронным двигателем со временем переходного процесса 0,044 с.

3. Предложенный подход к вычислению скорости асинхронного двигателя при скалярном управлении позволяет создать электропривод стабилизации скорости с диапазоном регулирования 50:1 без использования датчика скорости.

4. Результаты проведенных натурных экспериментов показывают, что в одноконтурном электроприводе стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением при настройках регулятора, вычисленных по предложенной методике, коэффициент неравномерности вращения ротора на нижнем пределе диапазона регулирования в 2 раза меньше, чем при векторном управлении.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты выполненной диссертационной работы можно сформулировать следующим образом:

1. Разработан способ коммутации силовых транзисторов низковольтного частотного преобразователя, обеспечивающий синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, снижение коммутационных потерь в 2 раза, увеличение максимальное действующее значение выходного напряжения инвертора на 7,7 % и уменьшение величины суммарного коэффициент гармонических составляющих в 48 раз.

2. Разработан цифровой модулятор для частотного преобразователя, реализующий предложенный энергоэффективный способ коммутации силовых транзисторов.

3. Получены аналитические зависимости, позволяющие определять гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при традиционной синусоидальной широтно-модуляции с учетом «мертвого» времени, вводимого при переключении транзисторов каждого полумоста, и при новом способе коммутации силовых транзисторов.

4. Разработана уточненная линеаризованная математическая модель асинхронного двигателя при скалярном частотном управлении в виде передаточных функции по управляющим и возмущающему воздействиям, позволяющие производить расчеты с погрешностью, не превышающей 6,1% по сравнению с нелинейной моделью.

5. Разработана методика параметрического синтеза регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости, обеспечивающая снижение коэффициента неравномерности вращения на малых скоростях в 2 раза по сравнению с векторным управлением и высокое быстродействие, определяемое временем переходного процесса 0,044 с.

Рекомендации

1. Разработанный способ коммутации силовых транзисторов низковольтного частотного преобразователя и цифровой модулятор для его реализации рекомендуется применять на предприятиях, занимающихся выпуском элементной базы для создания электроприводов переменного тока.

2. Разработанная методика параметрического синтеза регулятора одноконтурного электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя может быть использована предприятиями, выпускающими или эксплуатирующими механизмы с многодвигательными приводами, погружные электродвигатели, ленточные конвейеры.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Дальнейшая разработка по данной теме может быть направлена на разработку энергоэффективных способов коммутации силовых транзисторов частотных преобразователей, использующих векторное представление выходного напряжения и создание быстродействующих электроприводов с квазивекторным управлением.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Браславский, И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И. Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
3. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
4. Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. – М.: Наука, 1966. – 297 с.
5. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с.
6. Виноградов А.Б. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин, А.Н. Сибирцев // Силовая электроника. – 2006. – № 3. – С. 50 – 55.
7. Виноградов А.Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин // Электричество. – 2007. – № 2. – С. 44 – 50.
8. Доманов В.И. Автоматизированный электропривод автономного транспортного средства / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, № 6, 2012. – С. 33 – 35.
9. Доманов В.И. Синтез и моделирование автономных электромеханических систем / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2014. – С. 35 – 39.
10. Доманов В.И. Управление и диагностика автономного электропривода с вычислителями координат / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 6, 2014. – С. 26 – 29.

11. Доманов В.И. Анализ электропривода автономного объекта / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, Д.С. Халиуллов // Известия самарского научного центра российской академии наук. Том 16 номер 4(3), 2014 – С. 600 – 602.
12. Доманов В.И. Синтез автономных электроприводов с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям / В.И. Доманов, Н.В. Мишин, А.В. Доманов // Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2015. – С. 41 – 43.
13. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
14. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2015. – 80 с.
15. Ковчин С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
16. Козаченко В.Ф. Создание серии высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03. – Москва, 2007. – 326 с.
17. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб: СПб Электротехническая компания, 2004. – 127 с.
18. Макаров В.Г. Анализ современного состояния теории и практики асинхронного электропривода / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11 – 12. – С. 109 – 120.
19. Макаров В.Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В.Г. Макаров В.А. Матюшин // Вестник Казан. технол. ун-та. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11. С. 186 – 195.
20. Мещеряков В.Н. Инверторы и преобразователи частоты для систем электропривода переменного тока / В.Н. Мещеряков. – Липецк: ЛГТУ, 2014. – 89 с.

21. Мещеряков В.Н., Безденежных Д.В. Наблюдатель потокосцепления для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 170–173.
22. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов / О.П. Михайлов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
23. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
24. Онищенко Г.Б. Теория электропривода: учебник для студ. высш. учебн. заведений / Г.Б. Онищенко. – М.: ООО «Образование и исследование», 2013. – 352 с.
25. Петров Л.П. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами / Л.П. Петров, В.А. Ландензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. – М.: Энергия, 1970. – 128 с.
26. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
27. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
28. Сабинин, Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 126 с.
29. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
30. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; Под ред. В. М. Терехова. – М.: Издательский центр «Академик», 2005. – 304 с.
31. F. Blaschke. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines: Siemens Rev., vol. 34, no. 1, pp. 217–220, 1972.
32. Cristian Busca. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application.- Aalborg, Denmark.: Aalborg universitet, 2010.

33. G.S. Buja and M.P. Kazmierkowski. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors — A survey: IEEE Trans. Ind. Electron, 2004
34. K. Hasse. DrehzahlverfahrenfurschnelleUmkehrantriebemitstrom-richtergespeistenAsynchron-Kurzschlusslaufermotoren: Regelungstechnik, vol. 20, no. 2, pp. 60–66, 1972.
35. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография / С.Я. Галицков, К.С. Галицков. – Самара: СГАСУ, 2004. – 140 с.
36. Джабасова Д.Н. Разработка быстродействующего следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / Д.Н. Джабасова. – Самара: СамГТУ, 2017. – 136 с.
37. Лисин С.Л. Структурно-параметрический синтез быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем: дис. ... канд. техн. наук / С.Л. Лисин. – Самара: СамГТУ, 2016. – 179 с.
38. Лисин С.Л. Дискретная математическая модель цифрового следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин, А.В. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 1 (37) – 2013. – Самара: СамГТУ, 2013. – С. 203 – 208.
39. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / С.Л. Лисин // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 4 (36). – Самара: СамГТУ, 2012. – С. 173 – 181.
40. Патент России № 2489798. Следящий электропривод / А. В. Стариков (Россия) // Оpubл. 10.08.2013, Бюл. № 22.
41. Патент России № 2499351. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия). // Оpubл. 20.11.2013, Бюл. № 32.
42. Патент России № 2605948. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия) // Оpubл. 10.01.2017, Бюл. № 1.

43. Патент России № 2580823. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Оpubл. 10.04.2016, Бюл. № 34.
44. Патент России № 2621716, МПК H02P27/06. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова (Россия) // Оpubл. 07.06.2017, Бюл. № 16.
45. Патент России № 2844070. Цифровой модулятор для преобразования частоты / С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, А.В. Стариков (Россия) // Оpubл. 07.02.2018, Бюл. № 4.
46. Стариков А.В. Параметрический синтез регуляторов быстродействующего следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014: в 2 т. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. – Т. 1. – С. 283 – 287.
47. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин // Интерстроймех-2014: материалы Международной науч.-тех. конференции, 9-11 сентября 2014 г., Самар. гос. арх.-строит. ун-т. – Самара, 2014. – С. 163 – 167.
48. Стариков А.В. Новые технические решения в современных следящих электроприводах: учебное пособие по дисциплине «Системы управления электроприводов» / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, В.А. Арефьев, Д.Н. Джабасова. – Самара: СамГТУ, 2018. – 93 с.
49. Стариков А.В. Следящий электропривод с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова // Известия высших учебных заведений «Электромеханика», № 5 – 2014. – С. 72 – 75.
50. Стариков А.В. Алгоритм расчета параметров регуляторов следящего электропривода с асинхронным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова, Д.Ю. Рокало // Сборник публикаций научного журнала «Globus» по материалам XXIV международной научной конференции: «Технические науки – от теории

- к практике» г. Санкт-Петербурга: сборник со статьями. – СПб.: Научный журнал «Globus», 2016. – С. 89 – 94.
51. Стариков А.В. Математическая модель цифрового следящего электропривода с асинхронным исполнительным двигателем / А.В. Стариков, Д.Н. Джабасова, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (50) – 2016. – Самара: СамГТУ, 2016. – С. 162 – 168.
 52. Стариков А.В. Цифровые модуляторы для систем управления электроприводов: учебное пособие по дисциплине «Системы управления электроприводов» / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало. – Самара: СамГТУ, 2018. – 74 с.
 53. Стариков А.В. Анализ качества выходного напряжения частотных преобразователей с простейшими законами коммутации силовых транзисторов / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (58) – 2018. – Самара: СамГТУ, 2018. – С. 128 – 134.
 54. Стариков А.В., Рокало Д.Ю. Влияние процесса коммутации силовых транзисторов в частотном преобразователе на работу электрооборудования погружного насоса / А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало // Ашировские чтения: Сб. трудов Международной научно-практической конференции. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2018. – С. 366 – 370.
 55. Стариков А.В. Анализ гармонического состава трапецеидального фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем / А.В. Стариков, В.В. Кузнецов, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 3 (55) – 2017. – Самара: СамГТУ, 2017. – С. 75 – 79.
 56. Стариков А.В. Влияние трапецеидальной формы напряжения на вращение магнитного поля в электродвигателях переменного тока / А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 3 (47) – 2015. – Самара: СамГТУ, 2015. – С. 149 – 153.

57. Старилов А.В. Особенности частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение/ А.В. Старилов, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, Р.Р. Паргузенков // Сборник публикаций научного журнала «Globus» по материалам XXXXIII международной научной конференции: «Технические науки – от теории к практике» г. Санкт-Петербурга: сборник со статьями. – СПб.: Научный журнал «Globus», 2019. – С. 70 – 76.
58. Старилов А.В. Влияние широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя / А.В. Старилов, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 1 (61) – 2019. – Самара: СамГТУ, 2019. – С. 153 – 166.
59. Starikov A.V. Increasing of the Response Speed of the Rotary Table Servo Drive / A.V. Starikov S.L. Lisin, D.Yu. Rokalo // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), IEEE *Xplore*, 2019. – pp. 1–5.
60. Starikov A.V. Increasing of the Response Speed of the Rotary Table Servo Drive / A.V. Starikov S.L. Lisin, D.Yu. Rokalo // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), IEEE *Xplore*, 2019. – pp. 1–5.
61. Рокало Д.Ю. Быстродействующий следящий электропривод переменного тока с трапецеидальным фазным напряжением: дис. ... канд. техн. наук / Д.Ю. Рокало. – Самара: СамГТУ, 2019. – 135 с.
62. Старилов А.В. Линеаризованная математическая модель асинхронного электродвигателя как объекта системы частотного управления // Вестник Самарского государственного технического университета. Выпуск 16. Серия «Физико-математические науки». – Самара: СамГТУ, 2002. – С. 175 – 180.
63. ГОСТ 27803-91. Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. Технические требования. – М.: Государственный комитет СССР по управлению качеством продукции и стандартам, 1991. – 22 с.

64. Стариков А.В. Анализ качества выходного напряжения частотных преобразователей с простейшими законами коммутации силовых транзисторов / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 2 (58) – 2018. – Самара: СамГТУ, 2018. – С. 128 – 134.
65. Костоломов Е.М., Шибанов С.В. Результаты работы высоковольтных частотно-регулируемых электроприводов насосных агрегатов перекачки нефти на объектах ОАО «Сургутнефтегаз» / Е.М. Костоломов, С.В. Шибанов // Экспозиция Нефть Газ 5/Н октябрь 2009. – С. 33 – 35.
66. Кустов Д.А. Техническое диагностирование системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель: магистральная диссертация / Д.А. Кустов. – Челябинск: ЮУрГУ, 2017. – 91 с.
67. Кузнецов В.А. Особенности математической модели асинхронного электродвигателя аппаратов воздушного охлаждения масла / В.А. Кузнецов, А.В. Мигачев, А.В. Стариков, А.Р. Титов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2011. – № 3(31). – С. 171 – 179.
68. Малышев А.Н. Имитационное и физическое моделирование моделирование синхронного электропривода для электрического и гибридного транспортного средства / А.Н. Малышев, А.Н. Панарин, В.В. Дебелов, М.Д. Мизин // Сб. трудовмеждународного автомобильного научного форума (манф-2020) «Наземные интеллектуальные транспортные средства и системы». – М.: НАМИ, 2020. – С. 1120 – 1138.
69. Чернов Е.А. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ / Е. А. Чернов, В.П. Кузьмин. – Горький: Волго-Вятское кн. издательство, 1989. – 319 с.
70. Альтахер А.А.К. Структурно-параметрический синтез электропривода ленточного конвейера с повышенной способностью демпфирования упругих колебаний: дис. ... канд. техн. наук / А.А.К. Альтахер. – Ульяновск: УлГТУ, 2020. – 141 с.

71. Патент № 2226739. Регулируемый электропривод / С.Я. Галицков, К.С. Галицков, А.В. Стариков (Россия) // Опубл. 10.04.2004, Бюл. № 10.
72. MICROMASTER 440. Parameter List: User Documentation. Order number 6SE6400-5BB00-0BP0. Issue: 01/06. – Siemens, 2006– 328 p.
73. SINAMICS G120 Control Units CU240S, Edition 05/2007. – Siemens AG, 2007– 416 p.
74. Панкратов В.В., Котин Д.А. Синтез адаптивных алгоритмов вычисления скорости асинхронного электропривода на основе второго метода Ляпунова // Электричество. – 2007. – № 8. – С. 48 – 53.
75. Вдовин В.В. Адаптивные алгоритмы оценщика координат бездатчиковых электроприводов переменного тока с расширенным диапазоном регулирования: Дис.... канд. техн. Наук – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2014. – 244 с.
76. Виноградов, А.Б. Колодин И.Ю. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления // Электричество. – 2007. – №2. – С. 44–50.
77. Ланграф С.В., Глазырин А.С. Применение фильтра Калмана в моментном асинхронном электроприводе с векторным бездатчиковым управлением // Известия вузов. Электромеханика. – 2009. – № 6. – С. 61–64.
78. Ланграф С.В., Глазырин А.С., Афанасьев К.С. Применение наблюдателя Люенберга для синтеза векторных бездатчиковых асинхронных электроприводов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2011 – №. 6 – С. 57–62.
79. Афанасьев К.С., Глазырин А.С. Идентификация скорости асинхронного электродвигателя лабораторного стенда с помощью фильтра Калмана и наблюдателя Люенберга // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2012. – № 4 (28). – С. 66–69.
80. Глазырин А.С. Способы и алгоритмы эффективной оценки переменных состояния и параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов:

- дис. ... д-ра. техн. наук / А.С. Глазырин. – Томск: ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», 2016. – 376 с.
81. Стариков А.В. Наблюдатель скорости вращения асинхронного двигателя / А.В. Стариков, Е.В. Стрижакова, О.С. Беляева, А.А.К. Альтахер // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», Т. 28. № 4 – 2020. – Самара: СамГТУ, 2020. – С. 155 – 166.
 82. Starikov A.V. The Analytical Research of the "Dead" Time Influence on the Harmonic Composition of the Frequency Converter Voltage / A.V. Starikov, O.S. Belyaeva, V.A. Kirdyashev // SMART Automatics and Energy, Proceedings of SMART-ICAE 2021, SIST, vol. 272, 2022. – pp. 427 – 437.
 83. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. – М.: Физматгиз, 1961. – 783 с.
 84. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
 85. Стариков А.В. Разработка экономичных законов коммутации силовых транзисторов частотных преобразователей станций управления погружными насосами / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, И.А. Косорлуков, О.С. Беляева // Ашировские чтения: Сб. трудов Международной научно-практической конференции. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2019. – С. 373 – 377.
 86. Стариков А.В. Повышение энергетической эффективности станций управления погружными насосами с частотными преобразователями / А.В. Стариков, О.С. Беляева, В.А. Кирдяшев // Ашировские чтения: Сб. трудов Всероссийской научно-практической конференции. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2021. – С. 499 – 508.
 87. Стариков А.В. Способ уменьшения амплитуд высших гармоник в выходном напряжении частотного преобразователя / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, О.С. Беляева, В.А. Кирдяшев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», Т. 29. № 1 – 2021. – Самара: СамГТУ, 2021. – С. 120 – 132.

88. Патент № 2762287. Цифровой модулятор для преобразователя частоты / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, О.С. Беляева, В.А. Кирдяшев (Россия) // Оpubл. 17.12.2021, Бюл. № 35.
89. Живаева В.В. Применение частотно-регулируемого электропривода для вывода скважины на стационарный режим / В.В. Живаева, А.В. Стариков, В.А. Стариков // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», №1 (23) – 2009. – Самара: СамГТУ, 2009. – С. 142 – 151.
90. Патент России № 2370673. Система управления погружным электроцентробежным насосом / В.В. Живаева, А.В. Стариков, В.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 20.10.2009, Бюл. № 29.
91. Стариков А.В. Линеаризованная математическая модель погружного асинхронного двигателя / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Т.В. Табачникова, И.А. Косорлуков, О.С. Беляева // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки», № 4 (64) – 2019. – Самара: СамГТУ, 2019. – С. 155 – 167.
92. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
93. Стариков А.В., Табачникова Т.В., Казанцев А.А. Обоснование необходимости регулирования напряжения промышленной подстанции / А.В. Стариков, Т.В. Табачникова, А.А. Казанцев // Актуальные вопросы и инновационные решения в нефтегазовой отрасли [Электронный ресурс]: сб. трудов Всероссийской науч.-практ. конференции (весенняя сессия) / – Москва: Издательство «Перо», 2021. – С. 271 – 278.
94. Гридин В.М. Расчет параметров схемы замещения асинхронных двигателей по каталожным данным / В.М. Гридин // Электричество, № 5 – 2012. – С 40 – 44.
95. Кочетков В.В. Совершенствование управления коэффициентом реактивной мощности системы электроснабжения синхронным электроприводом: дис. ... канд. техн. наук / В.В. Кочетков. – Самара: СамГТУ, 2018. – 154 с.

Приложение



«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель директора ЗАО «СТАН-САМАРА»

Медведев С.И.

«14» января 2022 г.

АКТ

об использовании результатов
диссертационной работы Беляевой Ольги Сергеевны

Комиссия в составе:

председатель главный конструктор ЗАО «СТАН-САМАРА» Филиппов В.Н.,
должность, фамилия, и., о.

члены комиссии: начальник отдела автоматизации, к.т.н. Медведев А.С., инже-
нер-конструктор, к.т.н. Пешев Я.И.
должность, фамилия, и., о.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Беляевой О.С. «Повышение эффективности электропривода стабилизации скорости асинхронного двигателя со скалярным управлением», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в проектно-конструкторской работе ЗАО «СТАН-САМАРА» при расчете амплитуд высших гармоник в выходных сигналах применяемых частотных преобразователей.

Председатель комиссии

подпись

Филиппов В.Н.

фамилия, и., о.

Члены комиссии:

подпись

Медведев А.С.

фамилия, и., о.

подпись

Пешев Я.И.

фамилия, и., о.