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

На правах рукописи

БОЛОВИН ЕВГЕНИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ

РАЗРАБОТКА АЛГЕБРАИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ

05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы 05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель: доктор технических наук, доцент Глазырин А.С.

> Научный консультант: доктор технических наук, доцент Полищук В.И.

Томск, 2018 г.

содержание

1

		Стр.					
ОБО	ЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	8					
BBE,	ДЕНИЕ	10					
COB	РЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ						
ИДЕ	НТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ						
ЭЛЕ	КТРИЧЕСКИХ МАШИН	20					
1.1	Развитие методов идентификации динамических систем	20					
1.2	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе анализа частотных характеристик	23					
1.3	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	по каталожным данным	25					
1.4	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе измерения активной и реактивной мощностей	28					
1.5	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе нейронных сетей 3						
1.6	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе генетических алгоритмов	32					
1.7	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе алгоритмов фаззи-логики	34					
1.8	Методы идентификация параметров асинхронных двигателей						
	на основе алгебраических методов	34					
1.9	Обобщенный критерий экспертной оценки эффективности						
	методов идентификации параметров асинхронных двигателей.	35					
1.10	Выводы по первой главе	39					

2	PA3F	РАБОТ	КА АЛГЕБРАИЧЕСКОГО МЕТОДА	
	ИДЕ	ΗΤИΦ	ИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ	
	ДВИ	ГАТЕЈ	ІЕЙ С НЕПОДВИЖНЫМ РОТОРОМ НА ОСНОВЕ	
	ДИС	КРЕТН	НЫХ МОДЕЛЕЙ	41
	2.1	Допу	щения при составлении математических моделей	
		асинх	ронного двигателя 4	41
	2.2	Мате	матическая модель асинхронного двигателя в	
		двухф	разной неподвижной системе координат 4	42
	2.3	Поста	новка проблемы построения дискретной модели	
		асинх	ронного электродвигателя	56
		2.3.1	Основные схемы численного дифференцирования	58
		2.3.2	Методы отображения производных	50
		2.3.3	Отображение производных методом прямой разности	51
		2.3.4	Отображение производных методом обратной разности	52
		2.3.5	Билинейное преобразование	52
	2.4	Созда	ние дискретной модели для метода идентификации	
		парам	етров асинхронных двигателей с неподвижным ротором	54
		2.4.1	Постановка неккоректных задач	58
		2.4.2	Представление метода наименьших квадратов	72
		2.4.3	Создание дискретной модели для идентификации	
			параметров асинхронного двигателя с неподвижным	
			ротором с использованием метода обратной разности	74
		2.4.4	Создание дискретной модели для идентификации	
			параметров асинхронного двигателя с неподвижным	
			ротором с использованием многоточечной	
			аппроксимации	75

2.4.5	Создание	дискрети	ной мо	одели	для	V	ідентификации	
	параметров	в асинхр	онного	двига	теля	c	неподвижным	
	ротором	c	испол	ьзован	ием		билинейного	
	преобразов	ания						77

- 2.6 Алгебраический метод идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей и устройство для его осуществления.... 84

3	РАЗРАБОТКА			АЛГЕБРАИ	МЕТОДОВ				
	ИДЕНТИФИКАЦИИ			ПАРАМЕ	АСИНХРОННЫХ				
	ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ						• • • • • • • • • •	89	
	3.1	Постр	оение д	цискретной	математи	ческой]	модели	
		асинх	ронного дви	гателя для зад	дачи иденти	фикации	[89
	3.2 Постановка проблемы фильтрации сигналов						93		
	3.3	3.3 Разработка фильтров для обработки сигналов, поступающих с							
	датчиков						95		
		3.3.1	Создание	процедуры	предфильтр	ации	на	основе	
			скользящей	і средней			• • • • • •		98
		3.3.2	Разработка	процедуры	предфильт	рации	на	основе	
			фильтров Л	[анцоша					112
		3.3.3	Создание	процедуры	предфильтр	ации	на	основе	
			фильтров Б	аттерворта					118

- 3.4 Решение задачи идентификации параметров асинхронного электродвигателя, включенного по схеме ПЧ-АД, алгебраическим методом на основе дискретной модели...... 131

- 3.7 Алгебраический метод идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей и устройство для его осуществления..... 168
- 3.8 Выводы по третьей главе..... 170

- 4.1 Апробация алгебраических методов идентификация параметров асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети.
 - 4.1.1 Описание экспериментальной установки для проверки работоспособности алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети.

 - 4.1.3 Результаты экспериментального апробирования...... 206
- 4.2 Апробация алгебраических методов идентификация параметров асинхронных электродвигателей, подключенных по схеме «ТРН-АД».
 207

 - 4.2.2 Обработка и обсуждение результатов апробации алгебраических методов идентификации асинхронного электродвигателя, подключенного по схеме «ТРН-АД» 214

4.2.3 Результаты экспериментального апробирования...... 229

4.3	Апро	бация алгебраических методов идентификация	
	парам	етров асинхронных электродвигателей в составе	
	элект	ропривода, включенного по схеме ПЧ-АД 230	0
	4.3.1	Описание экспериментальной установки для проверки	
		работоспособности алгебраических методов	
		идентификации асинхронных электродвигателей в	
		составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД 230	0
	4.3.2	Обработка и обсуждение результатов апробации	
		алгебраических методов идентификации асинхронных	
		электродвигателей в составе электропривода,	
		включенного по схеме ПЧ-АД 232	2
	4.3.3	Результаты экспериментального апробирования 239	9
ЗАКЈ	ЛЮЧЕ	НИЕ	0
СПИ	СОК И	ИСПОЛЬЗОВАННХ ИСТОЧНИКОВ 244	4
ПРИ.	ложе	НИЯ	3

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- АД асинхронный двигатель;
- АД КЗ асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором;
- АИН автономный инвертора напряжения;
- АИП аналого-импульсный преобразователь;
- БИХ-фильтр фильтр с бесконечной импульсной характеристикой;
- БМ блок мульиметров;
- ДН датчик напряжения;
- ДПС добавочный псевдослучайный сигнал
- ДПТ двигатель постоянного тока;
- ДС датчик скорости;
- ДТ датчик тока;
- ИП источник питания;
- КИХ-фильр фильтр с конечной импульсной характеристикой;
- МДС магнитодвижущая сила;
- МНК метод наименьших квадратов;
- МПТ машина постоянного тока;
- ПР переходный режим;
- ПЧ преобразователь частоты;
- СИФУ система импульсно-фазового управления;
- СЛАУ система линейных алгебраических уравнений;
- ТИП трехфазный источник питания;
- ТРН тиристорный регулятор напряжения;
- УР установившийся режим;
- ФБ фильтр Баттерворта;
- ФЛ фильтр Ланцоша;
- ФСС фильтр на основе скользящей средней;
- ШИМ широтно-импульсная модуляция;
- ЭДС электродвижущая сила;

ЭВМ – электронно-вычислительная машина;

ARMA – Autoregressive-moving-average model, модель на основе авторегрессионного скользящего среднего;

ARMAX – Autoregressive–moving-average model with exogenous inputs model, модель на основе авторегрессионного скользящего среднего с экзогенными факторами x;

EMA – exponentially weighted moving average, экспоненциально взвешенное скользящее среднее

Generation – генерация

MIMO – multiple-input multiple-output, система, имеющая несколько входов и несколько выходов;

RSS – Residual Sum of Squares, минимизация суммы квадратов;

signal-input – входной сигнал, сигнал, поданный на вход устройства;

SISO - single-input single-output system, система, имеющая один вход и один выход;

signal-output – выходной сигнал ,сигнал с выхода устройства;

SMA – simple moving average, арифметическое скользящее среднее;

many-input – несколько входных сигналов, сигналы, поданные на вход устройства;

many-output – несколько выходных сигналов, сигналы с выхода устройства;

WMA – weighted moving average, линейно взвешенное скользящее среднее

введение

В Актуальность темы. настоящее время асинхронные электродвигатели нашли широкое применение для приводов большинства общепромышленных механизмов, в связи с их основными достоинствами, а относительно малая себестоимость, легкость именно: надежность, В возможность стабильной работы при кратковременных изготовлении, механических перегрузках. Существуют следующие группы электропривода, включающие асинхронные электродвигатели (АД), которые осуществляют автоматизацию механизацию производственных И механизмов И технологических процессов:

- Нерегулируемые асинхронные электроприводы. Низкая эксплуатационная надежность нерегулируемых электроприводов является их основным недостатком. Данный недостаток связан с тяжелыми условиями эксплуатации: с частыми пусками и перегрузками электропривода, со случайным характером нагрузок, которые зачастую резкопеременные.
- 2. Электропривод, выполненный по схеме «преобразователь частоты асинхронный двигатель» (ПЧ-АД). Преобразователи частоты обычно используют два вида управления электродвигателем: скалярное и векторное. Оба метода управления во многом зависят от правильной оценки параметров асинхронного двигателя и очень чувствительны к их изменению.
- 3. Электропривод, выполненный по схеме «тиристорный регулятор напряжения – асинхронный двигатель» (ТРН-АД). ТРН обеспечивает плавность пуска АД с заданными параметрами разгона, при этом такой электропривод существенно дешевле в производстве относительно ПЧ-АД. Одним из основных недостатком данного метода регулирования являются большие потери энергии при снижении скорости, что

уменьшает коэффициент полезного действия электропривода и приводит к увеличению энергопотребления.

На основании [1-3], можно сделать вывод, что первый метод управления электроприводами является устаревшим и заменяется на более надежные, эффективные и перспективные разработки, чем и являются второй третий методы управления. Известно, что оба последних метода И управления правильной оценки BO многом зависят ОТ параметров асинхронного двигателя и очень чувствительны к их изменению. Также эффективность работы систем управления электроприводов зависит от текущих значений параметров электродвигателей, таких как активное сопротивление и индуктивность статорной обмотки, взаимная индуктивность обмоток статора и ротора, активное сопротивление и индуктивность роторной обмотки. При наладке электроприводов измеряют лишь активное сопротивление статорной обмотки, другие же параметры рассчитываются на основе каталожных данных по эмпирическим методикам [4]. Полученные по этим методикам значения параметров в свою очередь могут сильно отличаться от реальных значений [2].

Известно что, значения параметров асинхронных электродвигателей зависят от теплового состояния и режима работы. Например, в режиме прямого пуска индуктивность может измениться на 30-40%, а активное сопротивление ротора – более чем в полтора раза. В свою очередь активное сопротивление статорной обмотки, зависящее от теплового состояния, может изменяться на 20-30% в процессе работы двигателя. Данное явление особенно повторно-кратковременного [1]. характерно для режима Следовательно, есть объективная необходимость в определении текущих значений параметров электродвигателей непосредственно в процессе работы электропривода. Однако, большая часть переменных состояния электродвигателей и электромагнитных параметров недоступна прямому измерению. В асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором не представляется возможным или крайне сложно измерить потокосцепления статора и ротора, индуктивность и активное сопротивление роторной обмотки, а во время работы асинхронного двигателя параметры статора становятся недоступными для прямого измерения.

Определение текущих значений параметров асинхронных электродвигателей возможно путем проведения динамической идентификации переменных состояния и параметров электродвигателя. Существенный вклад И усовершенствование В создание методов идентификации внесли множество российских и зарубежных ученых: Беспалов В.Я., Вольдек А.И., Воронин А.А., Жерве Г.К., Зюзев А.М., Каширских В.Г., Копылов И.П., Котин Д.А., Макаров В.Г., Печуркин Ю.И., Резник Д.В., Рогозин Γ.Γ., Родкин Д.И., Ромашкин Ю.В., Сивокобыленко В.Ф., Сидельников Б.В., Широков Н.Г., Шрейнер Р.Т., Шубенко В.А., В.К. Bose, G. Calolino, T.W. Chan, A. Chikhi, M.K. Choi, G. Girrincione, M. Cirincione, R.A. Fisher, C.F. Gauss, B.L. Ho, M. Jancovie, R.E. Kalman, Y. Koubaa, A.C. Megherbi, M. Pucci, M.G. Simoes, G.C.D. Sousa и другие.

Анализ имеющихся работ показывает, что при разработке методов идентификации параметров асинхронных двигателей, разработчики сталкиваются со следующими проблемами:

- Сложность определения значений всех электромагнитных параметров машин переменного тока в реальном времени;
- Нецелесообразность использования дорогих или неудобных в эксплуатации датчиков: датчики крутящего момента, потокосцепления, ускорения, температуры и другие;
- Сложность избавления от естественных стационарных и наведенных импульсных шумов в измерительной системе;
- Проблема дискретизации сигналов измерительной системы по времени и квантование по уровню;
- Невозможность получения идеального решения задачи идентификации в силу наличия противоречия между быстродействием, высокой

точностью, надежностью и наименьшими затратами на процедуру идентификации.

Большой объем научных работ в данном направлении и тот факт, что интенсивность публикаций до настоящего времени не снижается, говорит о том, что вопрос разработки методов идентификации параметров асинхронных двигателей до сих пор окончательно не решен и является актуальным.

Объектами исследования являются асинхронные двигатели, эксплуатирующиеся в составе рабочих комплексов, включающих микропроцессорные системы управления электроприводами.

Предметом исследования является математическое и алгоритмическое обеспечение микропроцессорных систем, осуществляющие идентификацию, диагностику и управление асинхронными двигателями.

Идея работы заключается в разработке методов идентификации параметров асинхронных двигателей с использованием преимуществ алгебраического подхода и дискретных моделей.

Целью диссертационной работы разработка и апробирование алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе дискретных моделей в режиме реального времени, функционирующих в условиях изменения режима работы, флуктуаций параметров и помехах в измерительных цепях.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- Разработать методы идентификации параметров асинхронных двигателей, обеспечивающие быстродействие, высокую точность, несмещенность оценок.
- Создать имитационные модель регулируемого асинхронного двигателя для проверки методов идентификации в различных режимах работы, в частности при импульсно-фазовом и широтно-импульсном регулировании напряжения, подаваемого на обмотки статора.

13

- 3. Предложить алгоритмы обработки текущей информации при динамической идентификации параметров асинхронного двигателя, позволяющие учесть совокупность требований обусловленных дискретизацией сигналов измерительной системы времени. ПО квантованием по уровню, наличием стационарных и импульсных шумов в измерительной системе, необходимостью постфильтрации полученных оценок параметров, сложностью реализации цифрового дифференцирования измерительных сигналов.
- Провести экспериментальное апробирование разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей в различных режимах работы двигателя и оценить полученные результаты.

Научные положения выносимые на защиту:

 Выявление преимуществ алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей по результатам критического экспертного анализа

2. Разработка метода алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей.

2.1. Разработка метода алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором и его апробация.

2.2. Сравнительный анализ методов построения дискретных моделей асинхронного двигателя для решения задачи идентификации параметров асинхронных двигателей.

3. Разработка и апробирование метода алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей

4. Сравнительный анализ алгоритмов фильтрации сигналов, поступающих с датчиков, как неотъемлемая часть решения задачи идентификации параметров асинхронных двигателей.

5. Разработка структуры нелинейного прогнозирующего фильтрапостфильтратора для выделения тренда полученных оценок и выработка рекомендаций по настройке фильтра

Достоверность и обоснованность полученных результатов и выводов диссертационной работы подтверждается корректностью поставленных обоснованностью принятых допущений задач, И адекватностью используемой при исследовании математической модели, проверкой результатов экспериментальной установке, на качественным И количественным сопоставлением данных теоретических исследований с экспериментальными данными.

Методы исследования. В диссертационной работе для решения поставленных задач нашли применение теоретические и экспериментальные исследований. К теоретическим относятся: методы теория систем автоматического управления, теория электропривода, теория электрических машин, теория дифференциальных и разностных уравнений, а также методы составления и решения систем линейных и нелинейных алгебраических уравнений, методы численного дифференцирования, численные методы решения задачи Коши для систем обыкновенных дифференциальных уравнений, аппроксимации численные методы И сглаживания экспериментальных данных, метод наименьших квадратов, уравнения Паркабилинейное преобразование. Горева, пространства состояний, метод Экспериментальные исследования проводились на экспериментальных измерения качества разработанных установках. где для методов идентификации применялась относительная интегральная грешность.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

 Разработан и апробирован на математических моделях метод алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором отличающийся тем, что математическая модель двигателя представлена в дискретном виде; процедура идентификации позволяет определять активное сопротивление и эквивалентную

15

индуктивность обмотки статора, приведенные к статору активное сопротивление и эквивалентную индуктивность обмотки ротора, индуктивность, обусловленную магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронных двигателей на основании данных, получаемых с датчиков тока и напряжения в режиме реального времени с допустимой в инженерной практике погрешностью.

- 2. Разработан и экспериментально апробирован метод алгебраической идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронных двигателей регулируемых электроприводов отличающийся тем, что математическая модель двигателя представлена в дискретном виде; алгоритм идентификации предполагает предварительную фильтрацию сигналов с датчиков; асимптотически устойчивый тренд оценок параметров Т-образной схемы замещения обеспечивается при изменении режима работы двигателя, наличии помех в измерительных ЭТОМ преодолена уязвимость операции цифрового цепях, при дифференцирования сигналов.
- 3. На основе теоретических и экспериментальных исследований выявлено алгебраического свойство робастности метода идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей, разработанному возникающее благодаря алгоритму нелинейной ЭТОМ прогнозирующей фильтрации оценок, при обеспечивается нечувствительность к следующим нестационарным возмущениям: перекос фаз трехфазной питающей сети; наличие токовых пауз, несинусоидальность токов и напряжений питающей сети при подключении двигателя по схеме «тиристорный регулятор напряжения - асинхронный двигатель»; дополнительная шумовая составляющая, вызванная наличием широтно-импульсной модуляции статорного напряжения при подключении двигателя по схеме «преобразователь частоты - асинхронный двигатель».

Практическая ценность работы:

- 1. Разработаны технические решения по разработке и совершенствованию методов идентификации параметров асинхронных двигателей, эксплуатирующихся в составе рабочих комплексов, В режиме реального времени, отраженные в патентах Российской Федерации на №2564692, №2570363. Эти изобретение технические решения позволяют обеспечить малую чувствительность разработанного метода идентификации к следующим факторам: флуктуации параметров, наличию в измерительной системе шумовой составляющей И работы импульсных помех, изменениям режима способу И регулирования асинхронного двигателя.
- Разработанные способы и алгоритмы оценивания параметров полезны как при диагностике функционирования и своевременной замене выходящих из строя асинхронных электродвигателей, так и при настройке систем управления электроприводов.

Реализация результатов работы.

Результаты исследований внедрены в ООО «Завод ПСА «ЭлеСи», а также в учебную деятельность ФГАОУ ВО НИ ТПУ, что подтверждено соответствующими актами.

Основное содержание диссертации соответствует научной специальности по классификатору ВАК:

05.09.03 Электротехнические комплексы и системы – П.4. Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов и систем в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях.

05.09.01 Электромеханика и электрические аппараты П. 5. Разработка подходов, методов, алгоритмов и программ, обеспечивающих проектирование, надежность, контроль и диагностику функционирования электрических, электромеханических преобразователей и электрических аппаратов в процессе эксплуатации, в составе рабочих комплексов.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение на следующих научных Международной научно-практической мероприятиях: конференции «Динамикатана съвременната наука -2012», г. София (Болгария), 17–25 июня 2012 г.; Международной научно-практической конференции «Vedecky Pokrok na Prelomu Tysyachalety», г. Прага (Чехия), 27 мая – 5 июня 2012 г.; Международной научно-практической конференции «Aktualne problemy nowjczesnych nauk-2012» г. Прага (Чехия), 27 июня – 5 июля 2012г.; XII Региональной научно-практической конференции студенческой «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», г. Томск, 4-8 июня 2012г.; І Международной научной конференции молодых ученых «Электротехника. Энергетика. Машиностроение», г. Новосибирск, 2 – 6 декабря 2014 г.; Международной научно-практической конференции «Перспективы развития науки и образования», г. Тамбов, 28 февраля 2015г.; VII Международной научной конференции молодых ученых «Электротехника. Электротехнология. Энергетика», г. Новосибирск, 9-12 2015г.; VII Международной научно-технической июня конференции «Электромеханические преобразователи энергии», г. Томск, 14-16 октября 2015 г.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 23 печатных работах, которые включают в себя 6 статей в журналах, рекомендуемых ВАК, 3 публикации, индексируемые в реферативной базе SCOPUS, 2 патента на полезную модель, 2 патента на изобретение, 2 свидетельства о регистрации электронного ресурса, 8 тезисов докладов в материалах конференций различного уровня

Личный вклад автора. Все разработки и научные результаты, выносимые на защиту и изложенные в тексте диссертации, получены самим автором или при его непосредственном участии. Экспериментальные исследования и программная реализация выполнялась автором лично. В целом общий авторский вклад в работах, выполненных в соавторстве, составляет не менее 60%.

1 СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

1.1 Развитие методов идентификации динамических систем

Впервые идентификацию систем связывают с работой Иоганна Карла Фридриха Гаусса, опубликованной в 1809 году [5]. В данной работе был использован метод наименьших квадратов, для предсказаний траекторий движения планет. Алгоритм идентификации сводился к построению математической модели на основе наблюдений.

Подход, предложенный в работе [6], был развит и нашел применение во многих других областях. Например, для построения математических моделей управляемых объектов, таких как: печи, двигатели и различные исполнительные механизмы. Однако все работы в те годы по идентификации систем были сделаны в области статистики и эконометрии. Специалистов интересовали приложения идентификации, связанные временными рядами, и таким образом образовалась область в эконометрии – статическое оценивание, основанное на работах [6] и [7].

В первой половине XX века основная часть алгоритмов идентификации в автоматике были основаны на изучении и оценивании реакций управляемых объектов при различных управляющих воздействиях, в основном это были: ступенчатое $H \cdot 1(t)$, гармоническое $sin(\alpha)$, $exp(j\omega)$ и сгенерированные цветной или белый шум. В зависимости от вида информации об объекте, идентификационные методы разделились на частотные и временные. К сожалению, область применений методов идентификации была ограничена из-за возможности применения только к скалярных системам (signal-input, SISO, signal-output).

В 1960 году было представлено описание управляемой системы [6], которая была создана в виде пространства состояний, что позволило работать

с многомерными системами (many-input, MIMO, many-output). Также были заложены основы оптимальной фильтрации и управления, которые основываются на данном типе описания. В 1965 году были разработаны и описаны идентификационные системы для задач управления в работах [8] и [9]. Данные работы были началом дальнейших разработок методов идентификации: метод ошибки предсказания и метод подпространства.

Работа [8] описывает поиск модели объекта в пространстве состояний, порядок вектора состояния которого является наименьшим, основываясь на информации о переходной импульсной характеристике. Подобная задача, но при условии реализации случайного процесса, была решена в 70-х годах в работах [10] и [11]. Эти работы в начале 90-х заложили создание метода подпространства.

Работа [9] представила идентификационый метод максимального правдоподобия, который был в дальнейшем улучшен и применен для нахождения оценок параметров различных исследуемых моделей, представленных в виде разностных уравнений [12, 13]. Такие модели известны как: авторегрессионное скользящее среднее (ARMA) и улучшенная модель авторегрессионное скользящее среднее с входом ARMAX; в дальнейшем образовали почву для создания нового метода – метод ошибки предсказания.

В 1970 году был опубликован труд [14], который дал огромный рывок в применении методов идентификации в различных областях, т.к. в нем полностью описывался процесс идентификации, начиная с момента сбора информация об объекте, и заканчивая проверкой модели и получения данных. Несмотря на большую проделанною работу оставался открытый вопрос об идентификации замкнутых систем, для которых вышеприведенные методы приводили к неудовлетворительным результатам [15].

Таким образом, с середины 70-х годов XX века большая часть исследовательской активности была сосредоточена на многомерных и замкнутых системах и создании идентификационной модели, которая решила

21

бы вопросы идентифицируемости, статистической эффективности и сходимости оценок, асимптотической нормальность оцениваемых параметров.

Первая попытка решения данных проблем была предпринята в 1976 г. Она заключалась в рассмотрении идентификации системы в виде теории аппроксимации, где задачей является получение наилучшей аппроксимации заданной реальной системы внутри исследуемого класса моделей [16-18]. Таким образом, методика описания модели сменилась с поиска описания истинной модели на поиск описания наилучшей аппроксимированной модели.

Важным прорывом можно считать введение понятий «смещения» и «ошибки дисперсии» для оценивания исследуемых передаточных функций [19]. работа объекта Данная привела к рассмотрению методики идентификации как проблемы синтеза, а именно понимание влияний структуры и условий эксперимента, критерия идентификации, зависимого от дисперсии и смещения ошибок, и правильный подбор этих переменных синтеза к исследуемому объекту для получения наилучшей модели [20, 21]. Данная идея привела к всплеску активности в 90-х годах прошлого столетия и продолжается до сих пор.

В наши дни построение систем с оценкой параметров как двигателя, так и системы в целом широко распространено, что связано с повсеместным применением таких систем, применением адаптивных электроприводов с элементами фильтраций и прогнозирования [22]. Разработкой и усовершенствованием методов идентификации занимаются в различных странах, в любом производстве и им находится разнообразное применение, практически во всех технических областях.

22

1.2 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе анализа частотных характеристик

Одним из способов идентификации электромагнитных параметров асинхронных двигателей является анализ частотных характеристик. Работу [23] можно считать одной из первых работ относящихся к данной группе методов определения параметров асинхронного электродвигателя. Метод определить значение индуктивного сопротивления позволяет ротора асинхронной машины. Данные для вычисления параметров берутся из опытов холостого хода, варьируя скорость ротора, при этом ротор раскручивают посторонним двигателем. Оценки индуктивных сопротивлений ротора получаются устойчивыми и с погрешностью не более 7%. Основными недостатками метода являются получение только одного электромагнитного параметра и необходимость вывода из работы двигателя для проведения процедуры идентификации.

Определение всех электромагнитных параметров статора, представлены в [24]. Метод основан на анализе частотных характеристик, полученных из опытов затухания постоянного тока в обмотке статора. Однако для проведения таких опытов необходимо наличие регулируемого источника переменного напряжения, вывод из эксплуатации и частичный разбор двигателя.

Развитие [25] привело к созданию метода, представленного в работе [26]. Суть метода аналогична предыдущему. Единственным отличием является возможность дополнительного определения действующего значения ЭДС двигателя, что привело к усложнению метода.

Интересной работой является [26]. Автор предлагает находить сопротивления статора и ротора асинхронного электродвигателя не в явном виде, а через проводимости. Необходимые данные снимаются при подачи переменного напряжения в статорный контур при неподвижном роторе и регистрации мгновенных значений тока до затухания переходного процесса.

К сожалению, погрешность оценок активных сопротивлений составляет более 10%.

Другая методика определения параметров асинхронного двигателя с помощью анализа частотных характеристик базируется на анализе гармоник мгновенной мощности при питании АД от источника полигармонического напряжения [27], при этом, составляющие мощности определяются для каждого элемента отдельно. Погрешность оценок параметров составляет не более 7%. Однако для реализации данного метода необходимо использовать источник низкочастотного напряжения.

Развитие [27] привело к созданию подобных методов с единственным отличием: для питания асинхронного электродвигателя используют синусоидальный источник, а необходимый спектр частот получают от фиктивного источника, который вводится искусственно, В виде математической поправки в балансе мощностей [28, 29]. Данная методика уменьшает погрешность оценок до 6%.

Работы [23-34], относящиеся к группе методов определения параметров асинхронных двигателей на основе анализа частотных характеристик, имеют общие недостатки:

- Необходимость вывода из работы электродвигателя, что делает невозможным использование данных методов для создания автоматических и адаптивных систем управления электроприводами.
- Частотный анализ, представленный в работах [24-26] является упрощенным и не учитывает многоконтурность ротора и насыщение путей магнитных потоков, что приводит к большим погрешностям идентификации параметров асинхронных электродвигателей.
- Необходимость применения методик экспериментального определения частотных характеристик [30-34], исходя из пункта 2, что приводит к усложнению всей системы идентификации и ухудшению быстродействия.

4. Не учитываются изменения всех параметров электродвигателя в зависимости от температуры и режимов работы.

1.3 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей по каталожным данным

Следующим способом идентификации электромагнитных параметров асинхронных электродвигателей является определение параметров схемы замещения асинхронных электродвигателей по каталожным данным. Данная методика распространена в инженерской практике.

Основой развития данного способа можно считать работы [35-39]. В данных работах определение электромагнитных параметров асинхронного двигателя проводится по приближенным формулам, полученным из уравнений равновесия, описывающих схему замещения электродвигателя. Основными недостатками метода являются: низкая точность идентификации и определение параметров только серийных двигателей.

Усовершенствование [35-39] привело к созданию работы [40], которая является хорошим примеров определения параметров асинхронных машин по каталожным данным. С помощью данного метода можно определить активное и индуктивное сопротивление статора, приведенные к статору активное и индуктивное сопротивление ротора и индуктивное сопротивление цепи намагничивания асинхронных электродвигателей серии 5А в диапазоне мощностей от 1,5 до 250 кВт. Особенностью работы [40] является получение оценки сопротивления заведомо завышенной активного статора И заниженного значения приведенного к статору активного сопротивления ротора. В связи с этим, автор проводит скрупулезный анализ данных погрешностей для двигателей различной мощности и дает советы по снижению риска получения недостоверной информации. Достоинством работы [40] является определение параметров с учетом явления вытеснения тока в стержнях обмотки ротора, зависящее от глубины паза. Однако автор признается, что малое значение глубины паза приводит к неустойчивости решения. К основными недостатками работы относятся: получение погрешностей оценок при пуске двигателя любой мощности до 20%; неприемлемость использования данного метода для маломощных двигателей до 5 кВт, так как погрешность может достигать 30%.

Другая методика определения параметров асинхронных двигателей описана в [41]. В отличии от [40], в работе [41] определяются все параметры схемы замещения, включая активное сопротивление цепи намагничивания. Также получение оценок активных сопротивлений статора и ротора построено с учетом их изменения в зависимости от температуры. К сожалению, методика сведена только к определению данных параметров при нерабочем двигателе и при номинальном режиме работы с усредненной температурой обмоток. Еще одни минус – возможность применения данного метода только к маломощных двигателям.

Методы, предложенные в работах [40] и [41] являются слишком сложными и громоздкими. Их развитием можно считать [42], благодаря простоте расчета и точности получаемых оценок. Данная методика не нуждается в априорных расчетах коэффициента приведения и дальнейшего И анализа полученных оценок параметров ИХ перерасчетов, кроме приведенного к статору активного сопротивления ротора. Однако из-за метода появляется необходимость облегчения измерения реактивной потребляемой мощности для получения оценки индуктивного сопротивления цепи намагничивания. Еще одним недостатком является применение рассмотренной методики для асинхронных электродвигателей с мощностью выше 30 кВт.

Определение всех параметров схемы замещения АД любой мощности серий 4А, А4 и АТД представлено в [4]. Ярким моментом в работе можно считать учет зависимости активного и индуктивного сопротивлений ротора от скольжения. К еще одному положительным моменту можно отнести то, что по данной методике возможно определить параметры на основании экспериментальных данных, к сожалению, снимать которые необходимо в трех отдельных режимах. Оценки параметров схемы замещения имеют погрешность не более 15%, что допустимо для инженерской практики, однако полностью не подходит для построения систем диагностики и управления.

Усовершенствование [4] привело к созданию метода, представленного в [43]. В работе [43] средняя погрешность оцениваемых параметров снизилась до 5% за счет усложнения расчета, что приводит к громоздкости системы. Данный метод как и представленный в [43] подходит для двигателей серий 4А, А4 и АТД, что не гарантирует правильности определения параметров двигателей более новых серий 5А и 6А.

Работы [4, 34-43], относящиеся к группе методов определения параметров схемы замещения асинхронных электродвигателей по каталожным данным, имеют общие недостатки:

- Определение параметров только серийных двигателей, т.е. непригодны для двигателей индивидуального исполнения, которые зачастую встречаются на производстве, например для асинхронных двигателей электроцентробежных погружных насосов, механизмов "моторколесо".
- 2. Необходимость сбора априорной информации в режимах холостого хода, короткого замыкания и номинальной работы для уменьшения погрешности оценок, что приводит к невозможности использования данной группы методов для идентификации параметров двигателей в реальном времени с большой точностью.
- 3. Не учитываются изменения всех параметров электродвигателя в зависимости от температуры и режимов работы.

1.4 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе измерения активной и реактивной мощностей

Другой способ идентификации параметров асинхронных электродвигателей основывается на сборе информации с датчиков тока, напряжения, активной и реактивной мощностей и скорости.

Одни из первых работ данной группы [44-47] использовали данные, полученные из опытов холостого хода и короткого замыкания. Однако определить значения параметров можно было только для асинхронных машин нормального исполнения, в связи с принимаемым условием, что индуктивность намагничивающего контура намного превосходит обусловленную полем рассеяния статора. индуктивность, Еще одним необходимость предварительного недостатком является измерения сопротивления статорной обмотки при подаче на нее постоянного тока.

Метод определения всех электромагнитных параметров асинхронного двигателя представлен в работе [48]. Данный метод является довольно простым в реализации и основывается на записи необходимых данных с датчиков активной и реактивной мощностей, токов и напряжений статора и дальнейшей работе с ними. Однако автор признается, что значение активного сопротивления статора получатся завышенным и связывает это с тем, что в снимаемую электрическую мощность входит мощность потерь В магнитопроводе, не учитываемая в схеме замещения. К основному недостатку метода относится получение больших погрешностей оценок индуктивности активного сопротивления ротора И рассеяния. Для уменьшения погрешности предлагается пересчитывать оценки данных параметров на каждом этапе при получении их значений на предыдущем, что значительно снижает быстродействие метода.

В работе [49] предложена методика определения параметров асинхронного электродвигателя, учитывающая насыщение ветви намагничивания и ее влияние на индуктивные сопротивления. Особенностью метода является разложение и перенос ветви намагничивания в схемах замещения двигателя, снятие сигналов датчиков тока, напряжения и мощности с учетом полученных схем и дальнейшая идентификация параметров на каждом этапе. К сожалению, данная методика подходит только для двигателей серийного производства средней и большой мощности, а погрешность в среднем составляет 10%.

В отличии от работ [44-49], метод представленный в [50] базируется на получении информации с датчиков в следующих двух режимах: холостой ход и работа двигателя с заторможенным ротором. Последний режим реализуется при питании статора асинхронного электродвигателя пониженным напряжением. К недостаткам метода относятся: необходимость предварительного измерения активного сопротивления статора двигателя и невозможность определения индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре электродвигателя.

Одним из методов идентификации с получением малой погрешности оценивания можно считать работу [51]. Суть метода аналогичен. представленному в [48], отличием является получении информации в других режимах работы двигателя: пуск и дальнейшая работа на холостом ходу. К сожалению, при высокой точности, метод применим только к серийным асинхронным машинам мощностью 1 МВт и выше.

Работа [52] совершенно отличается от предыдущих работ данной группы методов, так как основной целью является определение вращающего момента асинхронного двигателя. Метод основан на получении информации с датчиков токов, напряжения, скорости и мощности. К достоинствам работы относятся: предложена методика определения электромагнитного момента асинхронного двигателя с учетом влияния вихревых токов и поверхностного эффекта в стержнях ротора; погрешность оценки электромагнитного момента двигателя во время работы на холостом ходу составляет не более 5%. Однако в течении пуска двигателя данная погрешность достигает 20%.

Недостатки данной группы, основывающейся на сборе информации с датчиков:

- Необходимость использования большого количества датчиков, таких как: датчики тока, напряжения, активной и реактивной мощности, скорости, что, усложняет и повышает стоимость системы в целом, а также понижает ее отказоустойчивость.
- 2. Невозможность применить к некоторым видам приводов, в связи с невозможностью или сложностью установки всех необходимых датчиков.
- Не учитываются изменения всех параметров электродвигателя в зависимости от температуры и режимов работы.

1.5 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе нейронных сетей

В настоящее время получило распространение построение систем оценки параметров асинхронных машин на основе искусственных нейронных сетей. В работе [53] представлено данное построение на основании уравнений описывающих переходные процессы потокосцеплений, тока и скорости асинхронного двигателя, представлено построение схемы нейронов и количество слоев. Однако нет описания обучения такой системы, а неправильное обучение может привести к неточности получаемых результатов или «распаду» процедуры идентификации [54].

Дальнейшим развитием применения нейронной сети является [55]. В [55] представлено построение системы идентификации и управления скорости, крутящего момента АД, базирующейся на получении информации до и после ШИМ-модулятора. В данной работе представлен полный алгоритм обучения сети и сравнение управления скоростью с помощью разработанного метода и обычного способа управления замкнутой системой. Недостатком является построение сложной нейронной сети, на реализацию которой необходимы большие вычислительные затраты.

Доработка [54] И [55] привела К созданию бездатчиковых идентификационных моделей АД [56, 57]. Оба метода базируются на поля, представлении ориентации создаваемое ротором, измерении потокосцепления ротора и дальнейшей идентификацией электрических параметров АД и его скорости. Работы [56] и [57] предназначены для построения адаптивных систем, однако в связи с необходимым измерением потокосцепления, такие системы являются сложными и дорогими в реализации.

В работе [58] представлена синтезированная система нейронной сети с фильтром Калмана, где фильтр является моделью исследуемого двигателя, нейронная сеть – системой идентификации, информация для которой поступает как с реального объекта, так и с модели. Такая синтезированная система предназначена для идентификации скорости, крутящего момента и электромагнитного потока, соответственно ее применение возможно лишь для построения бездатчиковых электроприводов, а не для адаптивных систем управления.

Отдельной группой можно выделить работы [59-69], описанные методы идентификации параметров асинхронных электродвигателей основывающиеся на нейронных сетях. Автор данных работ представляет различные вариации обучения нейронных сетей и возможный синтез с генетическими алгоритмами и фаззи-логикой. Достоинствами работ [59-69] являются: обширное описание настройки и обучения сетей, необходимые условия и возможные проблемы при обучении, дальнейшее применение полученных результатов для построения диагностических систем. К сожалению, автор ни в одной из работ не приводит значения получившихся оценок и сравнения их с реальными значениями параметров, представлено лишь сравнение переходных процессов токов и скорости асинхронного

31

двигателя записанных с помощью датчиков и полученных в ходе моделирования с найденными оценками параметров.

Интересной является работа [70]. В данной работе представлена методика построения системы диагностики потокосцепления с частичной идентификацией параметров двигателя. Предложенная диагностическая система строится на обучении нейронных сетей. Погрешность оценивания потокосцепления составляет не более 8%. Однако необходимо точно знать значения электромеханических параметров статора и снимать данные с датчика момента.

Недостатками систем идентификации на основе нейронных систем являются:

- Невозможность получения оценок параметров асинхронного электродвигателя в реальном времени, в связи с необходимостью предварительной записи информации, необходимой для диагностики.
- Возможность избавления от п.1 за счет построения систем предсказании, что усложняет и повышает стоимость всей системы, понижает ее отказоустойчивость.
- 3. Необходимость и сложность правильного обучения нейронных сетей.

1.6 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе генетических алгоритмов

Другой вид построения систем оценки параметров основан на применении генетических алгоритмов. Ярким примером является [71], где на основании математического описания была создана модель асинхронного двигателя, сняты переходные процессы токов и напряжений двигателя и на основании данной информации, определены активные сопротивления и индуктивности ротора и статора, момент инерции двигателя. Там же было показано влияние частоты питающей сети на ошибку идентификации. При получении практически всех электрических параметров минусом представленного метода является получение оценок с погрешностью в среднем порядка 19%.

В [72] представлен интересный момент – геометрический анализ ротора, основанный на генетическом алгоритме. Здесь представлена возможность получения информации о распространении электромагнитного поля в роторе на основании поступаемой от объекта информации.

Работу [73] можно считать развитием [71], благодаря улучшению методики идентификации, основанной на генетических алгоритмах с коэффициентов. Полученные оценки помощью применения весовых отличаются от реальных значений электрических параметров АД не более чем на 1,5%, кроме сопротивления статора, где погрешность в начале исследования -52% и со временем уменьшается до 4,3%. Однако, процедура идентификации занимает значительную часть времени и вычислительной мощности, связанных с перерасчетом оценок на каждом этапе получения работе данный оценок. В перерасчет называется «этап генерации (generation)». В среднем один этап занимает 1 секунду, как сказано авторами: «Для получения стабильных и точных оценок необходимо 74 этапа».

Недостатками систем идентификации на основе генетических алгоритмов являются:

- Невозможность получения оценок параметров асинхронного электродвигателя в реальном времени в связи с необходимостью предварительной записи информации, необходимой для диагностики.
- Возможность избавления от п.1 за счет построения систем предсказании, что усложняет и повышает стоимость всей системы, понижает ее отказоустойчивость.

1.7 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе алгоритмов фаззи-логики

Следующая группа – это методы создания адаптивной системы управления приводами переменного тока на основании алгоритмов фаззилогики с частичной идентификацией параметров двигателя. В работах [74-78] представлены методики создания такой системы для приводов в различных отраслях, с учетом изменения, как внешних воздействий, так и изменения части параметров электродвигателя. К сожалению, построение таких систем является громоздкими, требуют больших вычислительных затрат и нет возможности оценивания индуктивных сопротивлений машины переменного тока. Еще одним минусом данной группы методов является необходимость привлечения опытного эксперта по настройке элементов фаззи-логики.

1.8 Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе алгебраических методов

Также распространение получили системы идентификации параметров двигателей на основе алгебраических методов. Одна из таких разработок [79] позволяет определить сопротивление и индуктивность статора, постоянную времени ротора на основании информации получаемой с датчиков тока, напряжения и угла поворота, дальнейшей их обработке, созданию системы уравнений и ее решению методом наименьших квадратов (МНК). Работа [79] интересна сравнением различных методов наименьших квадратов в решении системы уравнений таких как: обобщенный МНК, взвешенный МНК и двухшаговый МНК.

Идентификационная модель представленная в [80] основана на том же принципе. Однако из–за представления математического описания двигателя в другом конечном виде, отличным от предложенного в [79], данная модель определяет значения активных сопротивлений и индуктивностей статора и ротора. В работах [79, 80] погрешность вычислений составляет не более 7%, однако недостатком является определение только части электрических параметров.

1.9 Обобщенный критерий экспертной оценки эффективности методов идентификации параметров асинхронных двигателей

Проведенный анализ работ [22-80] не полной картины дает эффективности, работоспособности и возможности выявления наилучшего метода идентификации параметров асинхронных двигателей. Соответственно необходимо использовать методику, которая может дать полную и объективную информацию о каждом методе идентификации и провести их сравнительный анализ. Для этого воспользуемся методом представленным в [81, 82] – критический экспертный анализ методов идентификации параметров асинхронных двигателей. Для применения данного анализа сформируем критерии, необходимые для достижения наилучших показателей работоспособности методов.

- 1. Высокая точность процедуры идентификации.
- 2. Быстродействие метода идентификации.
- Определение значений параметров без необходимости вывода из работы двигателя.
- 4. Определение значений параметров без необходимости сбора априорной информации.
- 5. Возможность определения всех параметров одновременно.
- Простота системы идентификации, заключающаяся в легкой установке, настройке необходимых программ и использование их оператором.
- Возможность использования методики идентификации параметров асинхронных двигателей индивидуального исполнения.

- Универсальность системы идентификации параметров асинхронных двигателей, т.е. работа без помощи других методик, работающих параллельно или предварительной настройки систем идентификации.
- Возможность идентификации параметров асинхронных двигателей с учетом их изменения.
- Использование малого количества записывающих устройств и устройств сбора информации.

Результаты критического экспертного анализ методов идентификации параметров асинхронных двигателей сведен в таблицу 1 [83].

Критерии в таблице записаны в виде цифр, по мере их нумерации выше и обозначены K1-K10, соответственно, P_i – Ранжирование каждого критерия, BK_i – Весовой коэффициент для каждого критерия, E_i – оценка эксперта соответствия каждому критерию, R_i – приведенная оценка, с учетом весового коэффициента соответствия каждому критерию. Методы идентификации пронумерованы следующим образом:

M1 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе анализа частотных характеристик;

M2 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей по каталожным данным;

M3 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе измерения активной и реактивной мощностей;

М4 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе нейронных сетей;

M5 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе генетических алгоритмов;

М6 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе алгоритмов фаззи-логики;

М7 – Методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе алгебраических методов.
Суть критического экспертного анализа методов идентификации параметров асинхронных двигателей заключается в следующем: эксперт после анализа каждой группы методов выставляет оценку по каждому критерию (3 – полностью соответствует критерию, 1 – полностью не соответствует критерию). Далее критериям выставляется уровень ранжирования, который напрямую зависит от важности данного критерия из общего списка (по убывающей 10 – наиболее важный, 1 – наименее важный). Затем высчитывается весовой коэффициент для каждого критерия следующим образом:

$$\mathsf{BK}_i = \frac{\mathsf{P}_i}{\sum \mathsf{P}_i}$$

Далее получаем приведенную оценку, с учетом весового коэффициента соответствия каждому критерию:

$$R_i = BK_i \cdot E_i$$

Все приведенные оценки с учетом весового коэффициента суммируются и записываются в столбик «сумма». Наиболее успешным будут считаться группа методов набравшая наибольшее значение суммы.

Проведем критический экспертный анализ для первой группы методов M1 по первому критерию K1. Эксперт поставил оценку по данному критерию 2 означающую, что методы идентификация параметров асинхронных двигателей на основе анализа частотных характеристик имеют точность процедуры ниже, чем допускается в электроприводах, но достаточной для инженерской практики. Уровень ранжирования критерия K1 – 7, т.е. критерий является четвертым по важности. Так как сумма всех уровней ранжирования равна 55, то весовой коэффициент для K1 составит 0,13. Вычисляем приведенную оценку с учетом весового коэффициента, которая равна 0,26. Такие операции проводим для каждой группы методов по каждому критерию.

		Критерий										Сумма
		К1	К2	К3	К4	К5	К6	К7	К8	К9	К10	
Μ	E	2	2	1	3	2	1	3	1	1	2	18
1	R	0,26	0,22	0,18	0,216	0,32	0,018	0,162	0,036	0,14	0,18	1,732
Μ	E	1	3	2	1	3	3	1	2	1	3	20
2	R	0,13	0,33	0,36	0,072	0,48	0,054	0,054	0,072	0,14	0,27	1,962
Μ	E	2	2	2	3	3	3	1	3	1	1	21
3	R	0,26	0,22	0,36	0,216	0,48	0,054	0,054	0,108	0,14	0,27	2,162
Μ	E	2	2	3	1	3	1	3	1	3	3	22
4	R	0,26	0,22	0,54	0,072	0,48	0,018	0,162	0,036	0,42	0,27	2,478
Μ	E	3	1	3	1	3	1	3	3	3	3	24
5	R	0,39	0,11	0,54	0,072	0,32	0,018	0,162	0,108	0,42	0,27	2,41
Μ	E	2	2	3	3	2	2	3	2	2	2	23
6	R	0,26	0,22	0,54	0,216	0,48	0,036	0,162	0,072	0,28	0,18	2,446
Μ	E	2	3	3	3	3	2	3	3	3	3	28
7	R	0,26	0,33	0,51	0,216	0,48	0,036	0,162	0,108	0,42	0,27	2,792
Р		7	6	10	4	9	1	3	2	8	5	55
ВК		0,13	0,11	0,18	0,072	0,16	0,018	0,054	0,036	0,14	0,09	

Таблица 1. Критический экспертный анализ методов идентификации параметров асинхронных двигателей

На основе анализа таблицы 1 можно утверждать, что создание процедур для динамической оценки параметров асинхронных двигателей наиболее успешны на основе алгебраических методов, так как не требуют больших вычислительных мощностей, создания сложных систем, сбора предварительной информации и ее записи, при этом обеспечивая оценку параметров в режиме реального времени и с допустимыми для систем электропривода погрешностями. Однако дальнейшее развитие данных методов связано с решением следующих проблем:

- Определение значений всех электромагнитных параметров машин переменного тока в режиме реального времени.
- Сложность избавления от стационарных и импульсных шумов в измерительной системе.
- Дискретизации сигналов измерительной системы по времени и квантование по уровню.
- 4. Линейная зависимость столбцов и строк идентификационной матрицы.
- 5. Необходимость фильтрации полученных оценок.

1.10 Выводы по первой главе

Результаты проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ по теме диссертационной работы показали, что:

- Эффективность работы систем управления электроприводов зависит от текущих значений параметров электродвигателей, таких как активного сопротивления и индуктивности статорной обмотки, взаимной индуктивности обмоток статора и ротора, активного сопротивления и индуктивности роторной обмотки.
- 2. Значения параметров асинхронных электродвигателей зависят от теплового режима работы. Следовательно, состояния И есть определении необходимость В текущих значений параметров электродвигателей непосредственно процессе В работы электропривода. Однако, большая часть переменных состояния электродвигателей И электромагнитных параметров недоступна прямому измерению.
- Определение текущих значений параметров асинхронных двигателей возможно путем проведения процедуры идентификации на основе доступных переменных состояния таких как: статорные токи и напряжения, угловая скорость ротора.

4. Создание процедуры идентификации параметров асинхронных двигателей наиболее успешны на основе алгебраических методов, так как они не требуют больших вычислительных мощностей, создания сложных систем, сбора предварительной информации и ее записи, при этом обеспечивая оценку параметров в режиме реального времени и с допустимыми для использования на практике погрешностями.

На основании анализа теоретических и практических работ, а также сделанных выводов можно сформулировать следующие основные задачи, которые необходимо решить в работе:

- Разработать методы идентификации параметров асинхронных двигателей, обеспечивающие быстродействие, высокую точность, несмещенность оценок.
- Создать имитационные модель регулируемого асинхронного двигателя для проверки методов идентификации в различных режимах работы, в частности при импульсно-фазовом и широтно-импульсном регулировании напряжения, подаваемого на обмотки статора.
- 3. Предложить обработки текущей информации алгоритмы при динамической идентификации параметров асинхронного двигателя, позволяющие совокупность требований обусловленных учесть дискретизацией сигналов измерительной системы ПО времени, квантованием по уровню, наличием стационарных и импульсных шумов в измерительной системе, необходимостью постфильтрации полученных оценок параметров, сложностью реализации цифрового дифференцирования измерительных сигналов.
- 4. Создать экспериментальные установки, провести экспериментальное апробирование разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей в различных режимах работы двигателя и оценить полученные результаты.

40

2 РАЗРАБОТКА АЛГЕБРАИЧЕСКОГО МЕТОДА ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С НЕПОДВИЖНЫМ РОТОРОМ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ

2.1 Допущения при составлении математических моделей асинхронного двигателя

Одной задач. возникающих при разработке ИЗ основных алгебраических идентификации параметров методов асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей, является создание работоспособной модели двигателя, входящего состав электропривода. Однако некоторые процессы, происходящие в двигателе в различных режимах работы, нет необходимости учитывать, сложно либо невозможно реализовать в математической модели. Данный недочет, в свою очередь может привести к получению оценок с недопустимой погрешностью, и в целом, неработоспособности метода. Соответственно необходимо ввести допущения [84], необходимые для составления уравнений асинхронной машины, описывающих процессы внутри нее, при этом не влияющие на процедуру идентификации:

- Можно пренебречь потерями в стали, а именно вихревыми токами и явлениями гистерезиса;
- Не учитывается насыщение магнитопровода. Такое насыщение, при необходимости, может быть учтено косвенно, с помощью использования параметров, определяемых при состоянии насыщения;
- Можно пренебречь неравномерностью воздушного зазора между ротором и статором;
- 4. Не учитывается изменение магнитной проводимости, обусловленное наличием пазов;

- Можно пренебречь высшими пространственными гармониками магнитного поля. Соответственно вдоль окружностей ротора и статора распределение магнитного поля обмоток принимается синусоидальным;
- 6. Следует считать симметричными обмотки ротора и статора;
- Следует принять, что число витков обмоток статора и ротора одинаково, для этого число витков обмотки ротора приводится к числу витков обмотки статора.

2.2 Математическая модель асинхронного двигателя в двухфазной неподвижной системе координат

В первой главе данной работы было показано, что наиболее эффективными являются алгебраические методы идентификации параметров асинхронных двигателей. Суть методов заключается в решении систем линейных алгебраических уравнений, которые описывают рассматриваемую систему идентификации, в нашем случае это двигатель в составе электропривода. Таким образом, необходимо найти подходящую математическую модель асинхронного двигателя, описывающую процессы внутри двигателя, с учетом допущений представленных выше.

Существует множество различных математических моделей асинхронного двигателя, такие как: модели в естественных координатах [85], в ортогональных координатах [86], неподвижных [87] или вращающихся с определенной частотой [88], в полярных координатах [89] либо бескоординатные (тензорные) модели [90]. Однако выбор той или иной системы координатных осей, очевидно, не влияет на реальные физические процессы, протекающие в электроприводе, а является лишь способом их описания.

На основании [91, 92] можно утверждать, что наиболее эффективной моделью, в рамках решаемой задачи, является модель в неподвижной

координат αβ. Данная системе математическая модель основном В применяется для описания электромагнитных и электромеханических процессов в двигателя и управления им при питании двигателя по схеме ПЧ-АД, где преобладает главная гармоника в спектральном составе статорных токов и напряжений и отсутствуют режимы прерывистых токов. Основными достоинствами такой модели являются ee относительная легкость вычисления, связанная с отсутствием периодических коэффициентов, имеющиеся в дифференциальных уравнениях и малым количеством уравнений, а также повсеместное применение при управлении двигателя по схеме ПЧ-АД.

Представим математическую модель в неподвижной системе координат αβ. Для получения такой модели необходимо рассматривать все три фазы асинхронного двигателя [88, 91, 92].

Главное магнитное поле статора является суммой пульсирующих главных магнитных полей обмоток фаз, в свою очередь, токи в обмотках фаз имеют синусоидальный характер. Соответственно магнитодвижущая сила (МДС) поля, создаваемого токами и индукция изменяются по гармоническому закону во времени. Принимаем *t*=0, когда магнитодвижущая сила обмотки фазы *A* имеет максимальное значение. Запишем закон изменения во времени магнитодвижущих сил обмоток трех фаз в виде:

$$F_{1A}(t) = F_{\max} \cos(\omega_0 t);$$

$$F_{1B}(t) = F_{\max} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$F_{1B}(t) = F_{\max} \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) = F_{\max} \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right),$$
(2.2.1)

где F_{max} – МДС, амплитудное значение; ω_0 – номинальная скорость вращения двигателя.

Приведенная выше формула поясняется на рис. 2.2.1, *а*. В представленных графиках, ось абсцисс – развернутая в линию окружность воздушного зазора. Вертикальные линии – оси обмоток *А*, *B*, *C*. Сплошные

линии – пространственное распределение в зазоре магнитодвижущих сил в момент времени t=0. Угол φ , в свою очередь, является пространственным углом в электрических радианах, который отсчитывается от оси обмотки φ азы A. В соответствии с (2.2.1) мгновенные значения магнитодвижущих сил будут равны:

$$F_{1A}(t)\big|_{t=0} = F_{\max} \cos(0) = F_{\max};$$

$$F_{1B}(t)\big|_{t=0} = F_{\max} \cos\left(0 - \frac{2\pi}{3}\right) = -0.5F_{\max};$$

$$F_{1B}(t)\big|_{t=0} = F_{\max} \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) = -0.5F_{\max}.$$

Данные значения отмечены жирными стрелками по осям.



Рис. 2.2.1. Пространственный вектор в трехфазной системе [90] магнитодвижущие Зная, что силы изменяются В зазоре ПО гармоническому (синусоидальному) закону, построить то можно пространственное распределение МДС в данном зазоре $F_{1A}(t)|_{t=0}$, $F_{1B}(t)|_{t=0}$,

 $F_{1B}(t)|_{t=0}$. при условии, что *t*=0. Результирующая магнитодвижущая сила статора $F_1(t)|_{t=0}$ получена в виде суммы косинусоид фазных МДС.

Видно, что амплитуды этих косинусоид в разные моменты времени имеют различные значения. Выбираем момент времени t_1 , которому соответствует $\omega_0 t = \frac{\pi}{6}$, тогда значения магнитодвижущих сил будут равны:

$$F_{1A}(t)\Big|_{t=t_1} = F_{\max} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0,866F_{\max};$$

$$F_{1B}(t)\Big|_{t=t_1} = F_{\max} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) = 0;$$

$$F_{1B}(t)\Big|_{t=t_1} = F_{\max} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right) = 0,866F_{\max}$$

Результирующая МДС статора и пространственные зависимости, для этого момента времени $F_1(t)|_{t=t_{1}\max}$. на рис. 2.2.1, *а* являются штриховыми линиями.

Видно что за время t₁ равное 1/12 части периода напряжения питания, максимальное значение результирующей магнитодвижущей силой переместился в пространстве против часовой стрелки на угол Δφ=π/6 электрических радиан.

Данный эффект виден на векторных диаграммах, изображенных в системе координат $\alpha\beta$, представленных на рис. 2.2.1., *б*, *в*. В те же моменты времени $\omega_0 t=0$ и $\omega_0 t=\omega_0 t_1$, показаны и временные векторы $\overline{F_{1A}}$, $\overline{F_{1B}}$ и $\overline{F_{1C}}$ которые совпадают по направлению с осями обмоток статора *A*, *B* и *C*, при учете их знака. Для рассматриваемых моментов времени показан вектор, который является геометрической суммой векторов $\sum \overline{F_1} = \overline{F_{1A}} + \overline{F_{1B}} + \overline{F_{1C}}$. Из сравнения этих двух рисунков, видно что вектор $\sum \overline{F_1}$ повернулся в на угол $\pi/6$ электрических радиан против часовой стрелки за время t_1 , что является поворотом магнитодвижущей силы в физическом пространстве на

угол $\frac{\pi}{6 \cdot z_p}$. Возникает эффект, называемый вращением электрического поля.

Соответственно, если $\omega_0 = 314$ рад/с (*f*=50 Гц), то угловая скорость вращения поля в пространстве: при $z_p=1$ равна 314рад/с; при $z_p=2 - 157$ рад/с; при $z_p=4 - 78,5$ рад/с и т.д.

Модуль суммарного МДС вектора равен 1.5 F_{max} , т.е. больше амплитудного значения магнитодвижущей силы в полтора раза. Чтобы в дальнейшем использовать амплитудное значение магнитодвижущей силы, необходимо умножить вектор $\sum \overline{F_1}$ на 2/3.

Плоскость, в которой вращается вектор $\sum \overline{F_1}$, является плоскостью комплексного переменного, a при направлении оси вещественных A,переменных направлению оси получаем ПО выражение ДЛЯ пространственного вектора:

$$\overline{F}_{1} = \frac{2}{3} \left(F_{1A} + F_{1B} e^{j\frac{2\pi}{3}} + F_{1C} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right),$$

где F_{1A} , F_{1B} , F_{1C} – мгновенные значения фазных магнитодвижущих сил.

Для дальнейших действий необходимо ввести в рассмотрение матрицу–строку, представленная ниже:

$$a = \left(\frac{2}{3}\right) \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix},$$

где
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Соответственно пространственный вектор МДС можно представить в виде:

$$\overline{F}_1 = aF_1 \tag{2.2.2}$$

где *F*₁ – матрица-столбец мгновенных значений магнитодвижущих сил фаз.

Данная матрица выглядит следующим образом:

$$F_1 = \begin{bmatrix} F_{1A} \\ F_{1B} \\ F_{1C} \end{bmatrix}.$$

Таким образом, формула (2.2.2) является правилом получения пространственного вектора на основании мгновенных значений. Такое преобразование будет использовано далее.

Тогда, представить пространственный вектор в неподвижной системе координат αβ можно как:

$$\overline{F}_1 = f_{1\alpha} + jf_{1\beta}, \qquad (2.2.3)$$

где $f_{1\alpha}, f_{1\beta}$ – проекции вектора $\overline{F_1}$ на оси координат $\alpha\beta$ соответственно.

Данное определение пространственного вектора может быть использовано для других переменных в асинхронном двигателе. Таким образом, на основании (2.2.3) получаем напряжения на статоре, токи статора и ротора, потокосцепления статора и ротора в неподвижной системе координат αβ [93]:

$$U_{1} = U_{1\alpha} + jU_{1\beta};$$

$$\overline{\Psi}_{1} = \Psi_{1\alpha} + j\Psi_{1\beta};$$

$$\overline{\Psi}_{2} = \Psi_{2\alpha} + j\Psi_{2\beta};$$

$$\overline{I}_{1} = I_{1\alpha} + jI_{1\beta};$$

$$\overline{I}_{2} = I_{2\alpha} + jI_{2\beta}.$$
(2.2.4)

Однако, выведенные формулы (2.2.3) и (2.2.4) не являются конечными и плохо подходят для описания процессов, происходящих в двигателе. Соответственно необходимо преобразовать уравнения (2.2.1-2.2.3) в матричном виде в неподвижной статорной системе координат, как было показано ранее:

$$\overline{U}_{1\alpha\beta} = R_1 \overline{i}_{1\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \overline{\Psi}_{1\alpha\beta};$$

$$\overline{U}_{2\alpha\beta} = R_2 \overline{i}_{2\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \overline{\Psi}_{2\alpha\beta};$$

$$\overline{\Psi}_{1\alpha\beta} = L_1 \overline{i}_{1\alpha\beta} + L_m \overline{i}_{1\alpha\beta};$$

$$\overline{\Psi}_{2\alpha\beta} = L_m \overline{i}_{1\alpha\beta} + L_1 \overline{i}_{1\alpha\beta},$$
(2.2.5)

где *i*_{1αβ}, *U*_{1αβ}, Ψ_{1αβ}, – векторы мгновенных значений токов, напряжений и потокосцеплений статора;

*i*_{2αβ}, *U*_{2αβ}, Ψ_{2αβ} – векторы мгновенных значений токов, напряжений и потокосцеплений ротора;

 $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ – эквивалентная индуктивность статорной обмотки, Гн; $L_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ – эквивалентная индуктивность роторной обмотки, Гн; $L'_{2\sigma}$ – приведенная к статору индуктивность рассеяния обмотки ротора, Гн;

Матрицы-столбцы записываются следующим образом:

$$U_{1\alpha\beta} = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix}; \quad U_{2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}; \quad i_{1\alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; \quad i_{2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; \quad \Psi_{1\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix}; \quad \Psi_{2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}.$$

После приведения роторных переменных к неподвижной статорной системе координат αβ уравнения напряжений асинхронного электродвигателя имеют вид:

$$\begin{cases} \overline{U}_{1\alpha\beta} = R_1 \overline{I}_{1\alpha\beta} + \frac{d\overline{\Psi}_{1\alpha\beta}}{dt} \\ \overline{U}_{2\alpha\beta} = R'_2 \overline{I}_{2\alpha\beta} + \frac{d\overline{\Psi}_{2\alpha\beta}}{dt} - j\omega\overline{\Psi}_{2\alpha\beta} \end{cases}, \qquad (2.2.6)$$

где R'_2 – приведенное к статору сопротивление обмотки ротора.

Для частных случаев, а именно для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором обмотки ротора замкнуты накоротко, соответственно $U_a = U_b = U_c = 0$, следовательно $\overline{U}_{2\alpha\beta} = 0$

Тогда (2.2.6) принимает вид

$$\begin{cases} \overline{U}_{1\alpha\beta} = R_1 \overline{I}_{1\alpha\beta} + \frac{d\overline{\Psi}_{1\alpha\beta}}{dt} \\ 0 = R'_2 \overline{I}_{2\alpha\beta} + \frac{d\overline{\Psi}_{2\alpha\beta}}{dt} - j\omega\overline{\Psi}_{2\alpha\beta} \end{cases}, \qquad (2.2.7)$$

где о – частота вращения вала асинхронного электродвигателя.

С учетом (2.2.4) система (2.2.7) принимает следующий вид:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_{1}I_{1\alpha} + L_{1}I_{1\alpha}p + L_{m}I_{2\alpha}p \\ U_{1\beta} = R_{1}I_{1\beta} + L_{1}I_{1\beta}p + L_{m}I_{2\beta}p \\ 0 = R'_{2}I_{2\alpha} + L_{2}I_{2\alpha}p + L_{m}I_{1\alpha}p + \omega\Psi_{2\beta} \\ 0 = R'_{2}I_{2\beta} + L_{2}I_{2\beta}p + L_{m}I_{1\beta}p + \omega\Psi_{2\alpha} \end{cases}$$
(2.2.8)

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования. Система (2.2.8) является математическим описанием электромагнитных процессов протекающих в асинхронном электродвигателе.

Электромеханические процессы описываются следующим образом:

$$\omega p = \frac{1}{J} \left(M_{\scriptscriptstyle \mathcal{H}} - M_{\scriptscriptstyle c} \right),$$

где ω – частота вращения вала двигателя;

J – момент инерции вала двигателя;

*М*_{эм} – электромагнитный момент асинхронного двигателя, получение

которого будет рассмотрено ниже;

*M*_c – момент сопротивления, приложенный к валу двигателя.

Существуют различные методы определения электромагнитный момент асинхронного двигателя, в основном, основанные на анализе физических взаимодействий. Однако воспользуемся более простым методом, основанный на использовании в решении электромагнитной мощности двигателя [91, 92]. Суть метода заключается в следующем: имея величину электромагнитной мощности, вычисляемой из использования схемы

замещения двигателя (рис.2.2.2), определяем момент. Исходя из этого электромагнитная мощность одной фазы, является активной мощностью, которая передается из статора в ротор, и рассеивается в эквивалентном сопротивлении роторной обмотки $\overline{\omega}_0 R_2 / \overline{\omega}_p = R_2 / s$, где ω_p – частота роторной электродвижущей силы, $s = \overline{\omega}_0 / \overline{\omega}_p$ – скольжение. Соответственно электромагнитная мощность трехфазного асинхронного двигателя: $P_{_{2M}} = 3I_2^{-2}R_2 s$.



Рис. 2.2.2. Эквивалентная схема трехфазной асинхронной машины Входящий в это выражение модуль тока ротора *I*₂ можно записать:

$$I_2 = \frac{\omega_0 x_m}{\sqrt{A^2(\omega_0, \omega_p) + B^2(\omega_0, \omega_p)}} U_1,$$

здесь x_m – полное индуктивное сопротивление магнитного потока, а $A(\omega_0, \omega_p)$ и $B(\omega_0, \omega_p)$ определяются как:

$$A(\omega_0, \omega_p) = \omega_0 \left(R_1 R'_2 / \omega_p - \omega_0 \sigma x_1 x'_2 \right),$$

$$B(\omega_0, \omega_p) = \omega_0 \left(\omega_0 x_1 R'_2 / \omega_p - x'_2 R_1 \right),$$

где
$$\sigma = \frac{1 - L_m^2}{L_1 L_2}$$
 – коэффициент рассеяния машины;

 x_1 – фазное индуктивное сопротивление статора при номинальной частоте; x'_2 – фазное индуктивное сопротивление ротора ,приведенной к статору;

Через электромагнитную мощность можно выразить момент асинхронного двигателя:

$$M_{\rm PM} = \frac{P_{\rm PM}}{\omega_0 \omega_{\rm OPPH}} z_p, \qquad (2.2.9)$$

где $\omega_{0 \text{ээл.}}$ – угловая частота при номинальном напряжения статора.

Таким образом, формула для электромагнитного момента асинхронного двигателя можно записать:

$$M_{_{\rm ЭM}} = 3 \frac{z_p U_1}{\omega_{_{0 \Im \Im \Pi.}}} \frac{\omega_p x_m R'_2}{(R_1 R'_2 - \sigma \omega_0 \omega_p x_1 x_2)^2 + (R_2 \omega_0 x_1 + R_1 \omega_p x_2)^2}$$

Если выразить электромагнитную мощность через приведенные к статору роторную электродвижущие силы и ток в роторной цепи как:

$$P_{\rm PM} = 3E_2I_2\cos\varphi_2;$$
$$E_2 = \omega_0 x_m I_m = \omega_0 \omega_{\rm OPDM} L_m I_m;$$

где E_2 – модуль вектора электродвижущей силы ротора; φ_2 – угол между векторами E_2 и I_2 .

Затем подставляем полученное выражение в формулу (2.2.9), то можно записать момент в виде $M_{_{3M}} = 3z_p L_m I_m \cos \varphi_2$ С учетом потокосцепления равном $\Psi_m = L_m I_m$ момент равен:

$$M_{\rm _{\rm SM}}=3z_p\Psi_m\cos\varphi_2,$$

где $\cos \varphi_2 = \frac{R'_2}{\sqrt{R'_2^2 + \omega_p^2 x_{2\sigma}^2}}.$

При описании электромагнитных процессов в пространственных векторах, необходимо выразить электромагнитный момент асинхронного

электродвигателя с помощью проекций пространственных векторов токов и потокосцеплений в неподвижной системе координат.

Для этого запишем потребляемую мощность двигателя в виде суммы мгновенных мощностей фаз статора:

$$p_{\text{norp}} = U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C$$
(2.2.10)

Пространственные векторы тока и напряжения статора записываются в неподвижной системе координат, с учетом выражения для матрицы-строки *a*, как:

$$\bar{I}_{1\alpha\beta} = ai_1 = \frac{2}{3} \left[I_A - 0.5(I_B + I_C) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(I_B - I_C) \right];$$

$$\overline{U}_{1\alpha\beta} = ai_1 = \frac{2}{3} \left[U_A - 0.5(U_B + U_C) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(U_B - U_C) \right].$$
(2.2.11)

Эти векторы могут быть выражены другим способом с применением пространственных векторов и их проекций на оси координат, связанные со статором:

$$\overline{I}_{1\alpha\beta} = I_{1\alpha} + jI_{1\beta};$$

$$\overline{U}_{1\alpha\beta} = U_{1\alpha} + jU_{1\beta}.$$
(2.2.12)

Приравняв правые части соответствующих равенств, получаем выражения, устанавливающие связь между мгновенными значениями и проекциями векторов напряжения и тока на неподвижной оси координат αβ:

Подставляя (2.2.11) в выражение (2.2.12) запишем:

$$I_{A} = I_{1\alpha}; U_{A} = U_{1\alpha};$$

$$I_{B} = -0.5 (I_{1\alpha} - \sqrt{3}I_{1\beta}), U_{B} = -0.5 (U_{1\alpha} - \sqrt{3}U_{1\beta}),$$

$$I_{C} = -0.5 (I_{1\alpha} + \sqrt{3}I_{1\beta}), U_{C} = -0.5 (U_{1\alpha} + \sqrt{3}U_{1\beta}).$$
(2.2.13)

Выражения (2.2.13) являются обратным преобразованием координат. Прямым же преобразованием координат будет:

$$I_{1\alpha} = I_{A}; \quad I_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_{A} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{B} = \frac{I_{B} - I_{C}}{\sqrt{3}};$$
$$U_{1\alpha} = U_{A}; \quad U_{1\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{A} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot U_{B} = \frac{U_{B} - U_{C}}{\sqrt{3}}.$$

Подставляя выражения (2.2.9) в выражения для потребляемой мощности, запишем:

$$p_{\text{norp}} = U_{1\alpha}I_A + 0.25(U_{1\alpha} - \sqrt{3}U_{1\beta})(I_{1\alpha} - \sqrt{3}I_{1\beta}) + 0.25(U_{1\alpha} + \sqrt{3}U_{1\beta})(I_{1\alpha} + \sqrt{3}I_{1\beta}).$$
 Данн

ую формулу можно преобразовать в вид:

$$p_{\text{norp}} = \frac{3}{2} (U_{1\alpha} I_{1\alpha} + U_{1\beta} I_{1\beta}).$$

Для исключения напряжения на роторе, как переменной, используем первое из выражений (2.2.6), записав его проекциями пространственных векторов:

$$U_{1\alpha} + jU_{1\beta} = R_1(I_{1\alpha} + jI_{1\beta}) + (p + \omega_0)(\Psi_{1\alpha} + j\Psi_{1\beta})$$

Откуда

$$U_{1\alpha} = R_{1}I_{1\alpha} + \Psi_{1\alpha}p - \omega_{0}\Psi_{1\beta};$$

$$U_{1\beta} = R_{1}I_{1\beta} + \Psi_{1\beta}p + \omega_{0}\Psi_{1\beta}.$$

После подстановки этих значений в формулу (2.2.9) получим

$$p_{\text{norp}} = \frac{3}{2} (I_{1\alpha}^{2} + I_{1\beta}^{2}) R_{1} + p(\Psi_{1\alpha}I_{1\alpha} + \Psi_{1\beta}I_{1\beta}) + \omega_{0}(\Psi_{1\alpha}I_{1\beta} - \Psi_{1\beta}I_{1\alpha})$$

В данном равенстве первым слагаемым является отображение процесса потери в меди статора. Второе слагаемое описывает приращение электромагнитной энергии, которая запасается в обмотках статора, и тем самым, не участвует в формировании полезной мощности. Поэтому электромагнитную мощность можно переписать следующим образом:

$$P_{\scriptscriptstyle \mathsf{PM}} = \frac{3}{2} \omega_0 (\Psi_{1\alpha} I_{1\beta} - \Psi_{1\beta} I_{1\alpha}).$$

Эту величину необходимо поделить на скорость идеального холостого хода асинхронного электродвигателя $\omega_{xx} = \frac{\omega_0}{z_p}$, в результате чего, получаем

выражение для электромагнитного момента:

$$M_{_{\mathcal{H}}} = \frac{3}{2} \cdot z_p \left(\Psi_{1\alpha} I_{1\beta} - \Psi_{1\beta} I_{1\alpha} \right)$$
(2.2.14)

При необходимости, для получения других выражений для электромагнитного момента, можно воспользоваться следующими формулами:

$$\begin{split} \Psi_{1\alpha} &= L_{1}I_{1\alpha} + L_{m}I_{2\alpha}; \\ \Psi_{1\beta} &= L_{1}I_{1\beta} + L_{m}I_{2\beta}; \\ \Psi_{2\alpha} &= L_{m}I_{1\alpha} + L_{2}I_{2\alpha}; \\ \Psi_{2\beta} &= L_{m}I_{1\beta} + L_{2}I_{2\beta}. \end{split}$$

Выражаем проекции тока статора $I_{1\alpha}$, и $I_{1\beta}$. Полученный результат подставляем в выражение (2.2.14). Получаем после сокращения подобных членов следующее:

$$M_{_{\rm PM}} = \frac{3}{2} z_p k_1 (\Psi_{1\beta} I_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha} I_{2\beta}).$$

Подобным образом можно получить еще четыре формулы с различными комбинациями переменных:

$$M_{_{\rm 3M}} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot k_2 \left(\Psi_{2\alpha} I_{1\beta} - \Psi_{2\beta} I_{1\alpha} \right)$$
(2.2.15.1)

$$M_{_{\rm PM}} = \frac{3}{2} \cdot z_p \left(\Psi_{2\beta} I_{2\alpha} - \Psi_{2\alpha} I_{2\chi} \right)$$
(2.2.15.2)

$$M_{_{\mathcal{Y}M}} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{k_1}{\sigma \cdot L_2} \left(\Psi_{1\beta} \Psi_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha} \Psi_{2\beta} \right)$$
(2.2.15.3)

$$M_{_{\rm 3M}} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot L_m \left(I_{1\beta} I_{2\alpha} - I_{1\alpha} I_{2\beta} \right)$$
(2.2.15.4)

где k_1, k_2 – безразмерные коэффициенты, $k_1 = \frac{L_m}{L_1}, k_2 = \frac{L_m}{L_2}$.

Стоит отметить, что алгебраический метод идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей строится на получении данных с датчиков. При этом, как было сказано в первой главе, нецелесообразно использовать дорогие или неудобные в эксплуатации крутящего датчики: датчики момента, потокосцепления, ускорения, температуры и другие. Также необходимо заметить, что в случае наиболее распространенного двигателя - асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД КЗ) нет возможности измерять значения токов ротора. Таким образом в случае АД КЗ, возможно получение данных только с датчиков угловой скорости ротора, токов и напряжений статора. Соответственно в дальнейших выводах будет использоваться уравнение (2.2.15.1),описывающее электромагнитный момент асинхронного двигателя.

Математическая модель представленная в неподвижной статорной четыре системе координат имеет уравнения, описывающие электромагнитные процессы в двигателе, и одно уравнение – механическую часть двигателя. Однако следует учитывать, что математическое описание асинхронного электродвигателя В неподвижной статорной системе координат αβ возможно применять лишь с учетом следующих допущений [94]:

- 1. Нет обрыва или повреждения одной или нескольких фаз двигателя;
- Подаваемое на статор напряжение имеет синусоидальный вид или близкий к нему;
- Обмотки статора симметричны между собой и имеют одинаковые значения электромагнитных параметров.

2.3 Постановка проблемы построения дискретной модели асинхронного электродвигателя

Сведем полученные в параграфе 2.2 уравнения, математически описывающие электромагнитные и электромеханические процессы в двигателе и управление им при питании двигателя по схеме ПЧ-АД, где преобладает главная гармоника в спектральном составе статорных токов и напряжений и отсутствуют режимы прерывистых токов, в одну систему уравнений с учетом приведения к составляющим потокосцепления ротора [91, 92]:

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\alpha}(t) - \frac{R_{3}}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}^{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + \frac{L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t) \\ \frac{di_{1\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\beta}(t) - \frac{R_{3}}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot i_{1\beta}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}^{2}} \cdot \Psi_{2\beta}(t) - \frac{L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\Psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}} \cdot i_{1\alpha}(t) - z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t) \\ \frac{d\Psi_{2\beta}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot \Psi_{2\beta}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}} \cdot i_{1\beta}(t) + z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\Psi_{2\beta}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot U_{2\beta}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}} \cdot i_{1\beta}(t) + z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \\ \frac{d\Psi_{\alpha}(t)}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{m}}{L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \left(\Psi_{2\alpha}(t) \cdot i_{1\beta}(t) - \Psi_{2\beta}(t) \cdot i_{1\alpha}(t)\right) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \left(M_{3M}(t) - M_{c}(t)\right) \end{cases}$$

где R_1 -активное сопротивление обмотки статора; R'_2 -приведенное к статору активное сопротивление ротора; $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ -эквивалентная индуктивность обмотки статора; $L_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ -эквивалентная индуктивность обмотки ротора; $L_{1\sigma}$ -индуктивность рассеяния обмотки статора; $L'_{2\sigma}$ - приведенная к статору индуктивность рассеяния обмотки ротора; L_m -результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре машины; $R_3 = R_1 + R'_2 \cdot \frac{L_m^2}{L_2^2}$ -эквивалентное сопротивление двигателя; $U_{1\alpha}(t) = U_{1m} \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) = \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t)$ -синусоидальная по форме

составляющая напряжения статора по оси α ортогональной неподвижной системы координат $\alpha\beta$; $U_{1\beta}(t) = U_{1m} \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) = \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) -$ косинусоидальная по форме составляющая напряжения статора по оси β ортогональной неподвижной системы координат $\alpha\beta$; $U_{1m} = \sqrt{2} \cdot U_1 -$ амплитудное значение фазного напряжения статорной обмотки; $U_1 -$ действующее значение фазного напряжения статорной обмотки; f_1 -частота напряжения статора; $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ -составляющие тока статора (фазные токи обмотки статора) в системе координат α , β ; $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ -составляющие потокосцепления ротора в системе координат $\alpha\beta$; M_{3M} – электромагнитный момент двигателя; M_c – момент статического сопротивления на валу двигателя, включая собственный момент трения двигателя; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2} -$ коэффициент рассеяния; J – момент инерции двигателя.

Система дифференциальных уравнений 2.3.1 в нормальной форме Коши. Однако, как отмечалось ранее, для разработки алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей необходима запись математических уравнений, описывающих электромагнитные и электромеханические процессы в двигателе, в виде системы линейных алгебраических уравнений. Также необходимо цифровых учитывать, В системах управления что электроприводами каналы измерения переменных состояния объекта имеют аналогово-цифровые преобразователи, в которых управления происходит дискретизация непрерывного сигнала по времени и квантование по уровню [95-98]. Таким образом, возникает задача перехода от непрерывной модели рабочего двигателя в составе электропривода, математически описанной системой дифференциальных уравнений к описанной линейной дискретной дискретной модели, системой алгебраических уравнений [99-103], которая бы наилучшим образом аппроксимировала динамические свойства исходного непрерывного объекта.

При этом, необходимо учитывать, что линейная дискретная система будет ограничена переходными процессами двигателя. Для решения данной задачи необходимо применение методов численного дифференцирования.

В настоящее время существует множество таких методов [104-106], но при выборе конкретного метода необходимо опираться на анализ, первой требования проведенный В главе, И составить основные предъявляемые к методам цифрового дифференцирования. Такие критерии помогут выбрать наиболее рациональный, эффективный и работоспособный метод:

- Высокая точность замены производных. Любая процедура цифрового дифференцирования имеет методическую погрешность, устранить которую невозможно. Соответственно необходимо провести анализ существующих методов цифрового дифференцирования
- 2. Быстродействие цифрового дифференцирования. Выбранные алгебраические методы, которые легли в основу разрабатываемой процедуры идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей имеют не самую высокую точность получения оценок, что компенсируется за счет быстродействия всего метода идентификации (табл.1). Соответственно, необходимо сохранить данное преимущество алгебраических методов.
- Простота реализации на ЭВМ, автономная работа и возможность интегрировать метод цифрового дифференцирования в процедуру идентификации.

2.3.1 Основные схемы численного дифференцирования

Существует множество различных методов численного дифференцирования [104-106], однако все они сводятся к аппроксимации

58

функции. В общем можно выразить следующие основные группы методов численного дифференцирования:

- 1. Разности разности), вперед (прямые В которых $x'(t_0) \approx \frac{x(t_0 + \Delta t) - x(t_0)}{\Delta t}$. Оценка погрешности формулы численного дифференцирования с использованием формулы Тейлора с остаточным членом В интегральной форме имеет вид: $\left|\frac{x(t_0 + \Delta t) - x(t_0)}{\Delta t} - x'(t_0)\right| \le c_1 \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} |x''(\xi)| d\xi, \text{ где } c_1 - \text{константа, независящая}$ от x(t) и Δt и $x(t) \in C^{(2)}$ (т.е. x(t) имеет на промежутке $[t_0, t_0 + \Delta t]$ непрерывные производные до второго порядка включительно).
- 2. Разности назад (обратные разности) $x'(t_0) \approx \frac{x(t_0) x(t_0 \Delta t)}{\Delta t}$. Оценка погрешности такой аппроксимации имеет вид: $\left| \frac{x(t_0) - x(t_0 - \Delta t)}{\Delta t} - x'(t_0) \right| \le c_2 \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0} |x''(\xi)| d\xi$, где относительно c_2 , x(t) и Δt

сделаем те же предположения, что и в предыдущем пункте.

- 3. Центральные разности $x'(t_0) \approx \frac{x(t_0 + \Delta t) x(t_0 \Delta t)}{2\Delta t}$, погрешность аппроксимации которых задается выражением $\left|\frac{x(t_0 + \Delta t) - x(t_0 - \Delta t)}{2\Delta t} - x'(t_0)\right| \le c_3 \Delta t \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} |x'''(\xi)| d\xi$, $x(t) \in C^{(3)}$.
- Метод многоточечной аппроксимации для приближения производной.
 Порядок аппроксимации можно существенно улучшить, если при разложении непрерывной функции по формуле Тейлора:

$$x(t) = x(t_0) + (t - t_0)x'(t_0) + \frac{(t - t_0)^2}{2!}x''(t_0) + \frac{(t - t_0)^3}{3!}x'''(t_0) + o((t - t_0)^3)$$

Необходимо задействовать большее количество точек, а именно: $t = t_0 - 2\Delta t$, $t = t_0 - \Delta t$, $t = t_0 + \Delta t$, $t = t_0 + 2\Delta t$ Тогда из системы линейных уравнений:

$$\begin{cases} x(t_0 - 2\Delta t) = x(t_0) - 2\Delta t x'(t_0) + 2\Delta t^2 x''(t_0) - \frac{4\Delta t^3}{3} x'''(t_0) + o(\Delta t^3), \\ x(t_0 - \Delta t) = x(t_0) - \Delta t x'(t_0) + \frac{\Delta t^2}{2} x''(t_0) - \frac{\Delta t^3}{6} x'''(t_0) + o(\Delta t^3), \\ x(t_0 + \Delta t) = x(t_0) + \Delta t x'(t_0) + \frac{\Delta t^2}{2} x''(t_0) + \frac{\Delta t^3}{6} x'''(t_0) + o(\Delta t^3), \\ x(t_0 + 2\Delta t) = x(t_0) + 2\Delta t x'(t_0) + 2\Delta t^2 x''(t_0) + \frac{4\Delta t^3}{3} x'''(t_0) + o(\Delta t^3) \end{cases}$$

непосредственно получаем

$$x'(t_0) \approx \frac{x(t_0 - 2\Delta t) - 8x(t_0 - \Delta t) + 8x(t_0 + \Delta t) - x(t_0 + 2\Delta t)}{12\Delta t}$$

Оценка погрешности такой аппроксимации имеет вид:

$$\left|\frac{x(t_0 - 2\Delta t) - 8x(t_0 - \Delta t) + 8x(t_0 + \Delta t) - x(t_0 + 2\Delta t)}{12\Delta t} - x'(t_0)\right| \le$$

$$\leq c_4 \Delta t^3 \begin{cases} t_0 + \Delta t \\ \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} |x''''(\xi)| d\xi - 2 \int_{t_0 - 2\Delta t}^{t_0 + 2\Delta t} |x''''(\xi)| d\xi \end{cases}, \ x(t) \in C^{(4)}.$$

Все остальные методы численного дифференцирования можно считать видоизменениями либо усовершенствованием, представленных основных методов. К сожалению, любое изменение приводит к усложнению метода и уменьшению его быстродействия, что недопустимо на основании второго и третьего критериев выбора метода цифрового дифференцирования, приведенных в параграфе 2.3.

2.3.2 Методы отображения производных

Рассмотренные схемы численного дифференцирования позволяют перейти от дифференциальных уравнений к разностным, которые широко используются для описания стационарных дискретных систем. Однако, существуют и другие способы цифрового дифференцирования, а именно отображения производных из *s*-плоскости в *z*-плоскость [107, 108]. Данное отображение возможно и для некоторых основных методов цифрового дифференцирования, при условии удовлетворения следующим критериям [109, 110]:

- 1. Мнимая ось *s*-плоскости должна отображаться в единичную окружность *z*-плоскости.
- Левая полуплоскость *s*-плоскости Re(*s*) < 0 должна отображаться во внутреннюю часть единичного круга *z*-плоскости |*z*| <1.

3. Преобразование должно быть дробно-рациональным.

Рассмотрим преобразования производной в методах цифрового дифференцирования, а именно методы прямой и обратной разности. Также представим отображение производных из *s*-плоскости в *z*-плоскость в виде билинейного преобразования, у которого нет аналога в методах цифрового дифференцирования.

2.3.3 Отображение производных методом прямой разности

Метод прямой разности, который состоит в аппроксимации производной конечной разностью: $\frac{dx}{dt} \rightarrow \frac{x(n \cdot \Delta t + \Delta t) - x(n \cdot \Delta t)}{\Delta t}$, где n – номер рассматриваемой точки. Сделав преобразование Лапласа левой части и z-преобразование правой части, получим $s \cdot X(s) \rightarrow \frac{z-1}{\Delta t} X(z)$, откуда получаем явный вид этого преобразования: $s \rightarrow \frac{z-1}{\Delta t}$. Из последнего соотношения получаем обратное преобразование $z \leftarrow s \cdot \Delta t + 1$.

Из обратного преобразования $z \leftarrow s \cdot \Delta t + 1$ имеем, что левая полуплоскость *s*-плоскости переходит в левую полуплоскость $\operatorname{Re}(z) < 1$ *z*плоскости (т.е. второе условие не выполняется). Мнимая ось *s*-плоскости – в прямую $\operatorname{Re}(z) = 1$ *z*-плоскости (т.е. не выполняется первое условие). Эти условия могут выполняться вблизи точки z = 1 комплексной *z*-плоскости, т.е. при $\Delta t \rightarrow 0$ метод прямой разности должен давать удовлетворительный результат.

2.3.4 Отображение производных методом обратной разности

Метод обратной разности, в котором производная аппроксимируется разностью назад: $\frac{dx}{dt} \rightarrow \frac{x(n \cdot \Delta t) - x(n \cdot \Delta t - \Delta t)}{\Delta t}$. Сделав преобразование Лапласа левой части и *z*-преобразование правой части, получим $s \cdot X(s) \rightarrow \frac{1 - z^{-1}}{\Lambda t} X(z)$, откуда получаем явный вид этого преобразования: $s \to \frac{1-z^{-1}}{\Lambda_f}$. Обратное преобразование представляется следующим образом: $z \leftarrow \frac{1}{1 - s \cdot \Delta t}$. Так как $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{1-i\omega\cdot\Delta t}\right) = \frac{1}{1+\omega^{2}\Delta t^{2}}, \quad \operatorname{a} \quad \operatorname{Im}\left(\frac{1}{1-j\omega\cdot\Delta t}\right) = \frac{\omega\Delta t}{1+\omega^{2}\Delta t^{2}},$ то $\left(\operatorname{Re}\left(\frac{1}{1-j\omega\cdot\Delta t}\right)-\frac{1}{2}\right)^{2}+\operatorname{Im}^{2}\left(\frac{1}{1-j\omega\cdot\Delta t}\right)=\left(\frac{1}{1+\omega^{2}\Delta t^{2}}-\frac{1}{2}\right)^{2}+\frac{\omega^{2}\Delta t^{2}}{\left(1+\omega^{2}\Delta t^{2}\right)^{2}}=\frac{1}{4}$ и, следовательно, точки мнимой оси $s = j\omega$ метод обратной разности переводит в точки окружности на *z*-плоскости с центром в $z = \frac{1}{2}$ и радиусом $\frac{1}{2}$. Точка s=0 отображается в точку z=1, при $s \to +\infty$, $z \to -j0$, а при $s \to -\infty$, $z \to +j0$. При таком отображении левая полуплоскость *s*-плоскости отобразится во внутреннюю часть окружности.

2.3.5 Билинейное преобразование

Рассматриваемое билинейное преобразование описано в [107, 108]. Здесь же представлена его подробная суть и способ получения. В общем виде билинейное преобразование выглядит: $s \to \frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$, которое допускает

обратное преобразование $z \leftarrow \frac{\frac{2}{\Delta t} + s}{\frac{2}{\Delta t} - s}$. Из последнего выражения видно, что

точки мнимой оси $s = j\omega$ билинейное преобразование переводит в точки

окружности |z| = 1. Действительно, так как $\frac{\frac{2}{\Delta t} + j\omega}{\frac{2}{\Delta t} - j\omega} = \frac{\frac{4}{\Delta t^2} + \frac{4}{\Delta t}j\omega - \omega^2}{\frac{4}{\Delta t^2} + \omega^2}$, то

$$\operatorname{Re}\left(\frac{\frac{2}{\Delta t}+j\omega}{\frac{2}{\Delta t}-j\omega}\right) = \frac{\frac{4}{\Delta t^{2}}-\omega^{2}}{\frac{4}{\Delta t^{2}}+\omega^{2}}, \quad \operatorname{Im}\left(\frac{\frac{2}{\Delta t}+j\omega}{\frac{2}{\Delta t}-j\omega}\right) = \frac{\frac{4}{\Delta t}\omega}{\frac{4}{\Delta t^{2}}+\omega^{2}} \quad \text{и, следовательно,}$$
$$\operatorname{Re}^{2}\left(\frac{\frac{2}{\Delta t}+j\omega}{\frac{2}{\Delta t}-j\omega}\right) + \operatorname{Im}^{2}\left(\frac{\frac{2}{\Delta t}+j\omega}{\frac{2}{\Delta t}-j\omega}\right) = 1. \text{ Точки левой полуплоскости } \operatorname{Re}(s) < 0 - \mathrm{B}$$

область, ограниченную окружностью |z| < 1. Третье условие о том, что преобразование должно быть дробно-линейным тоже выполняется.

образом, Таким имеем четыре основных цифрового метода дифференцирования: И обратная прямая разность, многоточечная аппроксимация и билинейное преобразование. Однако из-за идентичности методов прямой и обратной разности, далее будем рассматривать только метод обратной разности, так как он не требует знания априорной информации. Соответственно необходимо провести сравнительный анализ трех представленных методов и выбрать наиболее подходящий, основываясь на предъявляемых к ним требованиям (параграф 2.3). Суть анализа заключается применении различных методов цифрового В дифференцирования в процедуре идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором на основе дискретных моделей, получении оценок параметров и рассмотрении результатов.

2.4 Создание дискретной модели для метода идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором

Для сравнительного анализа методов цифрового дифференцирования система уравнений (2.3.1), описывающую протекающие процессы внутри асинхронного двигателя с подвижным ротором, была преобразована с исключением уравнений, описывающих электромагнитное состояние ротора. 3a счет исключения этих уравнений, отвечающих за динамику потокосцепления ротора, В уравнениях, отвечающих динамику 3a переменных состояния статора, появляются первая и вторая производные проекции вектора тока статора и первая производная проекции вектора напряжения статора на ось α неподвижной системы координат αβ. Для неподвижного ротора статор асинхронного создания режима на электродвигателя, работающего в составе электропривода по схеме «ПЧ-АД», от автономного инвертора напряжения (АИН) с синусоидальной ШИМмодуляцией подавалось пониженное напряжение на две из трех обмоток статора, при этом ток не превышал значений допустимых по условиям нагрева. Ротор двигателя оставался неподвижным $\omega = 0$ рад/с, так как отсутствовал пусковой момент. Пульсациями тока, вызванными ШИМмодуляцией, пренебрегали, так как несущая частота модуляции много больше номинальной частоты тока. Таким образом уравнение (1) при ω=0 рад/с:

С учетом вышесказанного, систему уравнения (2.3.1), описывающие процессы в асинхронном двигателе, можно переписать в виде:

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_1} \cdot U_{1\alpha}(t) - \frac{R_3}{\sigma \cdot L_1} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L_m}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + 0\\ \frac{d\Psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_2 \cdot L_m}{L_2} \cdot i_{1\alpha}(t) - 0 \end{cases}$$
(2.4.1)

В операторной форме записи система уравнений (2.4.1) принимает вид:

$$\begin{cases} U_{1\alpha}(p) = R_{3} \cdot (T_{3} \cdot p + 1) \cdot i_{1\alpha}(p) - \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}^{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(p) \\ 0 = (T_{2} \cdot p + 1) \cdot \Psi_{2\alpha}(p) - L_{m} \cdot i_{1\alpha}(p) \end{cases}$$
(2.4.2)

где $T_3 = \frac{\sigma \cdot L_1}{R_3}$ – эквивалентная постоянная времени, $T_2 = \frac{L_2}{R'_2}$ – постоянная

времени ротора.

Выразив из второго уравнения системы (2.4.2) потокосцепление $\Psi_{2\alpha}(p) = \frac{L_m \cdot i_{1\alpha}(p)}{(T_2 \cdot p + 1)}$ и подставив в первое уравнение, получим

$$U_{1\alpha}(p) = R_{9} \cdot (T_{9} \cdot p + 1) \cdot i_{1\alpha}(p) - \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}^{2}} \cdot \frac{L_{m} \cdot i_{1\alpha}(p)}{(T_{2} \cdot p + 1)}.$$

Избавимся от постоянной времени Т₂ в знаменателе

$$U_{1\alpha}(p) \cdot (T_{2} \cdot p + 1) = R_{9} \cdot (T_{9} \cdot p + 1) \cdot (T_{2} \cdot p + 1) \cdot i_{1\alpha}(p) - \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}^{2}} \cdot L_{m} \cdot i_{1\alpha}(p);$$

$$U_{1\alpha}(p) \cdot T_{2} \cdot p + U_{1\alpha}(p) = (R_{9} \cdot T_{9} \cdot T_{2} \cdot p^{2} + R_{9} \cdot T_{9} \cdot p + R_{9} \cdot T_{2} \cdot p$$

Учитывая что $R_{9} = R_1 + R'_2 \cdot \frac{L_m^2}{L_2^2}$ получаем

$$U_{1\alpha}(p) \cdot T_2 \cdot p + U_{1\alpha}(p) = (R_3 \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot p^2 + R_3 \cdot T_3 \cdot p + R_3 \cdot T_2 \cdot p + R_1 + R'_2 \cdot \frac{L_m^2}{L_2^2} - R'_2 \cdot \frac{L_m^2}{L_2^2}) \cdot i_{1\alpha}(p);$$

 $U_{1\alpha}(p) \cdot T_2 \cdot p + U_{1\alpha}(p) = \left(R_3 \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot p^2 + R_3 \cdot T_3 \cdot p + R_3 \cdot T_2 \cdot p + R_1\right) \cdot i_{1\alpha}(p);$ $U_{1\alpha}(p) \cdot T_2 \cdot p + U_{1\alpha}(p) = R_1 \cdot i_{1\alpha}(p) + I_1 \cdot i_{1\alpha}(p) + I_2 \cdot p + I_1 \cdot p + I_1 \cdot p + I_1 \cdot p + I_1 \cdot i_{1\alpha}(p) + I_1 \cdot p + I_1$

+
$$R_{\mathfrak{s}} \cdot (T_{\mathfrak{s}} + T_2) \cdot p \cdot i_{1\alpha}(p) + R_{\mathfrak{s}} \cdot T_2 \cdot T_{\mathfrak{s}} \cdot p^2 \cdot i_{1\alpha}(p)$$

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

Для удобства выполнения дальнейших математических операций произведем замену параметров на коэффициенты:

$$K_1 = R_1, K_2 = R_3 \cdot (T_3 + T_2), K_3 = R_3 \cdot T_2 \cdot T_3 K_4 = T_2$$

$$U_{1\alpha}(t) + T_2 \cdot \frac{dU_{1\alpha}(t)}{dt} = K_1 \cdot i_{1\alpha}(t) + K_2 \cdot p \cdot \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} + K_3 \cdot \frac{d^2 i_{1\alpha}(t)}{dt^2} - K_4 \cdot \frac{dU_{1\alpha}(t)}{dt}$$
(2.4.3)

Для нахождения оценок $\hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4$ составлялась система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), путем выполнения задержек сигналов и записи задержанных значений в памяти. С учётом периода дискретизации Δt измерительной системы осуществлялся переход от этой СЛАУ к системе разностных уравнений, записанных в матричном виде, относительно текущего $n \cdot \Delta t$ и предыдущих $n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t$ моментов времени при условии постоянства оценок параметров, где $k = \overline{1,4}$:

$$\mathbf{B} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \boldsymbol{\varepsilon}, \tag{2.4.4}$$

где вектор зависимых переменных **В** – вектор 4×1 со следующими элементами

 $b_{k1} = U_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t), \ k = \overline{1,4};$

Матрица регрессоров А – матрица 4×4 с элементами:

$$\begin{split} a_{k1} &= i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t), \ k = \overline{1,4}; \\ a_{k1} &= D^{(1)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)], \ k = \overline{1,4}; \\ a_{k1} &= D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)], \ k = \overline{1,4}; \\ a_{k1} &= -D^{(1)}[U_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)], \ k = \overline{1,4}, \\ i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) - \operatorname{токu}; D^{(1)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{первые производные токов}; \\ D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{вторые производные токов}; \ U_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) - \operatorname{roku}; D^{(1)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t]] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t]] - \operatorname{roku}; D^{(2)}[i_{1\alpha$$

напряжения; $D^{(1)}[U_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k - 1) \cdot \Delta t)]$ – первые производные напряжения на $n \cdot \Delta t$, $n \cdot \Delta t - \Delta t$, $n \cdot \Delta t - 2\Delta t$, $n \cdot \Delta t - 3\Delta t$ шагав соответственно; $\mathbf{X} = [\hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4]^T$ – коэффициенты регрессии; $\mathbf{\varepsilon} = [\varepsilon(n \cdot \Delta t), \varepsilon(n \cdot \Delta t - \Delta t), \varepsilon(n \cdot \Delta t - 2\Delta t), \varepsilon(n \cdot \Delta t - 3\Delta t)]^T$ – ошибки, возникающие при переходе от непрерывной системы координат в дискретную. Данные ошибки могут быть связаны со многими факторами, основными можно считать: цифровое дифференцирование, шумовые составляющие сигналов, получаемых с датчиков, шаг дискретизации.

Необходимо помнить, что выбор шага дискретизации Δt не является тривиальной задачей [111,112]. Решающим правилом при выборе шага дискретизации Δt является частотный критерий Котельникова – Шеннона [113, 114]. Согласно теореме Котельникова любая реализация случайного процесса с финитным спектром, находящемся в интервале (0; *F*), полностью определяется последовательностью ее значений в точках, отстоящих на $\frac{1}{2F}$ секунд друг от друга. Теорема Котельникова справедлива для сигналов имеющих ограниченный спектр и возможно для процессов бесконечной длительности, что на практике не представляется возможным выполнить [111,112]. Доказательство теоремы можно посмотреть, например, в [113-115].

Для нахождения оценок параметров системы, необходимо вычислить коэффициенты $\hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4$ решив систему регрессионных уравнений (2.4.4). Однако данная задача не является корректно поставленной, что приводит к невозможности ее решения обычными способами, такими как: матричный метод, метод Гаусса и т.д. [116, 117]. Более подробное описание некорректных задач приведена в следующем параграфе.

2.4.1 Постановка неккоректных задач

Для перехода к рассмотрению некорректных задач, необходимо понять, что является корректно поставленной задачей. Рассмотрим операторное уравнение:

$$Ax=B$$
 (2.4.1.1)

где *A* – оператор, действующий из пространства с бесконечной размерностью х в пространство с бесконечной размерностью *B*. Суть задачи сводиться к нахождению решения уравнения *x*, соответствующее заданной правой части *B*. Данная задача будет корректно поставленной, если ее математическое решение будет имеет следующие свойства:

1. Решение существует.

 Решение единственно. Данное условие обеспечивается если А является взаимно однозначным [118].

Необходимо отметить, что первое и второе условия говорят о существовании обратного оператора A^{-1} , при этом его область определения совпадает с областью определения пространства *B*.

3. Решение непрерывно зависит от данных задачи, т.е. если $B_n \to B$, $Ax_n = B_n$, Ax = B, то $x_n \to x$. Данное условие означает, что обратный оператор A^{-1} непрерывен.

Соответственно некорректной задача считается, когда хотя бы одно из данных свойств нарушается.

Уравнение (2.4.1.1) является типичной математической моделью для многих физических явлений [119], при условии, что оператор A связывает характеристики объекта x, которые не могут быть непосредственно измерены, с данными В, полученными в ходе эксперимента. Такая задача называется обратной [120] и ее решением является нахождение характеристик объекта x. Стоит отметить, что подобные непрерывные обратные задачи часто приходится дискретизировать, чтобы получить

численное решение. Функциональный анализ обратных задач показывает непрерывность решения [121], что обеспечивает выполнение третьего условия, однако в связи с переходом в дискретную область, данное условие нарушается, что приводит к неустойчивости численного решения при вычислениях с конечной точностью.

Ошибка в задании оператора *A* и наличие шумов в измерительной системе влияет на выполнение условий корректности и способы решения обратных задач. При этом от шумовой составляющей невозможно полностью избавиться [122, 123]. С учетом шумов уравнение (2.4.1.1) выглядит следующим образом:

$$Ax + \varepsilon = B \tag{2.4.1.2}$$

где є –шумовая составляющая в системе измерения.

Предположим, что x – исходный сигнал, изменяющийся во времени по следующему закону $x(t)=\cos(t)$; A – оператор связывающий x и B, $A(t)=e^{-k \cdot t}$, k=20; B – полученные данные на основании уравнения (2.4.1.2). Суть эксперимента заключается в нахождении исходного сигнала по имеющимся значениям оператора A и данных B. Одним из возможных способов решения является матричный метод [116, 117], т.е. $y = A^{-1} \cdot B$, где y – решение задачи по нахождению исходного сигнала матричным методом, при различном уровне шумовой составляющей ε : y_1 при $\varepsilon_1=0,001\%$ от полезного сигнала, y_2 при $\varepsilon_2=0,005\%$ от полезного сигнала.

На рисунке 2.4.1.1 представлено решение вышеизложенной задачи.

Видно что найденное решение задачи $y_1(t)$ при $\varepsilon_1=0,001\%$ от полезного сигнала и исходный сигнал x(t) практически идентичны, однако при увеличении шумовой составляющей до $\varepsilon_2=0,005\%$ от полезного сигнала полученное решение $y_2(t)$ имеет большую погрешность, что говорит о невозможности получения корректного решения.



Рис. 2.4.1.1. Сравнение исходного сигнала x(t) с решениями задачи по нахождению исходного сигнала матричным методом $y_1(t)$ и $y_2(t)$ при различном уровне шумовой составляющей ε_1 =0,001% и ε_2 =0,005% от полезного сигнала, соответственно

Решение обратной задачи матричным методом возможно лишь при малых значениях удельного соотношения шумовой составляющей к амплитуде полезного сигнала. Соответственно при увеличении удельного соотношения шумовой составляющей невозможно отыскать верное решение обратной задачи, тем самым нарушаются первое и второе свойства корректно поставленных задач. При этом не стоит забывать, что в реальных системах сбора данных шумы достигают значений в разы превышающие значения рассмотренные в ранее представленном примере [124].

Постановка вопроса о корректности задачи относится как к линейным объектам и описывающим их уравнениям, так и к нелинейным, без изменения основных свойств корректности. Однако нелинейные свойства

70

объекта усложняют правильность составления оператора *A*, что зачастую приводит к невозможности получения решения и нарушению первого свойства корректности [125].

Задача идентификации параметров асинхронного электродвигателя относится к классу обратных задач, в связи с необходимостью нахождения параметров асинхронного двигателя по данным, полученным в ходе эксперимента с датчика угловой скорости, датчиков статорных токов и напряжения.

При решении задачи идентификации параметров асинхронного необходимо электродвигателя производить дискретизацию сигналов, поступаемых с датчиков. Наличие шумовых составляющих в данных сигналах, нелинейность объекта и сложность при составлении оператора А может привести к ошибках внутри оператора и его плохой обусловленности [126]. Соответственно задачи идентификации параметров асинхронных электродвигателей относятся к некорректно поставленным задачам и не имеют точного решения. Однако существуют методы, позволяющие переформулировать некорректные задач И получить нормальное псевдорешение [127], которое будет наиболее приближено к реальным характеристикам объекта в случае идентификации параметров асинхронного электродвигателя. К таким методам относятся регуляризирующие алгоритмы [127-132], методы расширяющихся компактов [133-135], интерактивные методы [136-139], методы минимизации невязки [140, 141].

Стоит отметить, что не существует общих рекомендаций по решению некорректных задач и, к сожалению, не все некорректные задачи возможно переформулировать и найти их псевдорешение [127].

Ярким представителем методов, позволяющих найти нормальное псевдорешение является метод наименьших квадратов, имеющий следующие преимущества перед другими методами [142]:

71

- Линейность получаемых оценок, т.е. все оценки параметров асинхронного электродвигателя представляют собой линейный комбинации наблюдаемых значений объясняемой переменной.
- 2. Получение несмещенных и состоятельных оценок
- Эффективность в получении оценок, которая заключается в минимальной дисперсии оценок параметров асинхронного электродвигателя в заданном классе оценок.
- 4. Гарантированное получение одного единственного псевдорешения в случае переобусловленности СЛАУ.

2.4.2 Представление метода наименьших квадратов

Метод наименьших квадратов подробно представлен в [143]. Суть данного метода состоит в минимизации суммы квадратов остатков (RSS) по коэффициентам регрессии (в нашем случае по **X**):

$$RSS(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{n} \varepsilon_i^{2}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{n} (B_i - A_i \mathbf{X})^{2} \rightarrow \min_{\mathbf{X}},$$

где і – номер наблюдения

В матричном виде сумма квадратов остатков равна:

$$RSS(\mathbf{X}) = \varepsilon(\mathbf{X})^{\mathrm{T}}\varepsilon(\mathbf{X}) = (\mathbf{B} - \mathbf{A}\mathbf{X})^{\mathrm{T}}(\mathbf{B} - \mathbf{A}\mathbf{X}) = \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{B} - \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{X} - \mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{B} + \mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{B} - 2\mathbf{B}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{B}.$$

Используя матричное дифференцирование, вычисляем вектор первых производных суммы квадратов остатков по коэффициентам регрессии:

$$\frac{dRSS(\mathbf{X})}{d\mathbf{X}} = \left(\frac{dRSS(\mathbf{X})}{dX_1}, \dots, \frac{dRSS(\mathbf{X})}{dX_m}\right) = -2\mathbf{B}^T\mathbf{A} + 2\mathbf{X}^T\mathbf{A}^T\mathbf{A}.$$

Предположим, что минимум достигается при $\mathbf{X} = \hat{\mathbf{X}}$, где $\hat{\mathbf{X}}$ – оценки коэффициентов регрессии. Тогда в этой точке должно быть выполнено условие первого порядка.

$$\frac{dRSS(\hat{\mathbf{X}})}{d\mathbf{X}} = -2\mathbf{B}^T\mathbf{A} + 2\hat{\mathbf{X}}^T\mathbf{A}^T\mathbf{A} = \mathbf{0}^T.$$
 (2.4.2.1)
Условие первого порядка означает, что остатки ортогональны регрессорам:

$$\mathbf{B}^{T} e = 0$$

где $e = \varepsilon(\hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{B} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}$ – вектор остатков метода наименьших квадратов.

Уравнение (2.4.2.1) можно записать в виде:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{B} = \mathbf{A}^T \mathbf{A} \hat{\mathbf{X}}.$$
 (2.4.2.2)

Соотношение (2.6.2.2) является нормальным уравнением метода наименьших квадратов. Чтобы убедиться, что нормальные уравнения действительно определяют минимум, необходимо доказать, что матрица вторых производных (матрица Гессе) положительно полуопределена [112]. Матрица Гессе для *RSS*(**X**):

$$\frac{d^2 RSS(\mathbf{X})}{d\mathbf{X}d\mathbf{X}^T} = \frac{d^2}{d\mathbf{X}d\mathbf{X}^T} \left(\mathbf{B}^T \mathbf{B} - 2\mathbf{B}^T \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{X}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A}\mathbf{X} \right) =$$
$$= \frac{d}{d\mathbf{X}^T} \left(-2\mathbf{B}^T \mathbf{A} + 2\mathbf{X}^T \mathbf{A}^T \mathbf{A} \right) = 2\mathbf{A}^T \mathbf{A}.$$

Данная матрица не зависит от Х и всегда одна и та же. Она всегда $det(\mathbf{A}^T\mathbf{A})\neq 0$ положительно полуопределена, при положительна a условия определена, соответственно первого порядка определяют глобальный минимум суммы квадратов остатков RSS(X). Предположение $det(\mathbf{A}^T\mathbf{A})\neq 0$ гарантирует единственность минимума.

Из нормального уравнения (2.4.2.2) в предположении невырожденности можем найти вектор коэффициентов метода наименьших квадратов:

$$\mathbf{A}^{T}\mathbf{B} = \mathbf{A}^{T}\mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} \Longrightarrow \hat{\mathbf{X}} = \left(\mathbf{A}^{T}\mathbf{A}\right)^{-1}\mathbf{A}^{T}\mathbf{B} + \boldsymbol{\varepsilon}.$$
 (2.4.2.3)

Таким образом был получен алгебраический метод идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором.

Получив алгебраический метод идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором можно провести сравнительный анализ методов цифрового дифференцирования, тем самым перейдя к дискретной модели двигателя в форме линейной дискретной системы алгебраических уравнений. Данная дискретная модель должна быть максимально схожа по динамическим свойствам с исходным непрерывным объектом, доказательством чего будет являться получение несмещенных оценок. Последнее можно записать в виде четвертого критерия (параграф 2.3) правильности выбора метода цифрового дифференцирования.

2.4.3 Создание дискретной модели для идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором с использованием метода обратной разности

При использовании метода обратной разности в качестве цифрового дифференцировании в решении задачи идентификации параметров, получаем ранее представленное решение (2.4.2.3):

$$\mathbf{A}^{T}\mathbf{B} = \mathbf{A}^{T}\mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} \Longrightarrow \hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}^{T}\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^{T}\mathbf{B} + \boldsymbol{\varepsilon}.$$
 (2.4.3.1)

где вектор зависимых переменных **В** – вектор 4[×]1 со следующими элементами

$$b_{k1} = U_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t), \ k = \overline{1,4};$$

Матрица регрессоров А – матрица 4×4 с элементами:

переходе от непрерывной системы координат в дискретную.

Необходимо понимать, что первые производные были получены на основании параграфа 2.4 пункт 1:

$$D^{(1)}[i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t)] = \frac{i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t) - i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t)}{\Delta t},$$

вторые производные тока были также получены с помощью метода обратной разности цифрового дифференцирования:

$$D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] =$$

$$= \frac{D^{(1)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] - D^{(1)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t)]}{\Delta t} =$$

$$= \frac{i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) - 2i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t) - i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t)}{2 \cdot \Delta t}$$

Таким образом метод цифрового дифференцирования на основе обратной разности является простым в реализации и обработке, однако есть необходимость в запоминании значений токов за последних пять шагов дискретизации для получения оценок на текущем, что ухудшает быстродействие метода.

2.4.4 Создание дискретной модели для идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором с использованием многоточечной аппроксимации

Использовании многоточечной аппроксимации в качестве цифрового дифференцирования в решении задачи идентификации параметров аналогично рассмотренной в параграфе 2.4.3 с отличием в составлении элементов матрицы **A** уравнения (2.4.3.1):

$$a_{k1} = i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t), \ k = \overline{1,4};$$

$$a_{k2} = \frac{i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t) - 8i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t)}{12 \cdot \Delta t} + \frac{8i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + \Delta t) - i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + 2 \cdot \Delta t)}{12 \cdot \Delta t}, \ k = \overline{1,4};$$

$$\begin{aligned} a_{k3} &= \frac{i_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right) - 2 \cdot i_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right)}{\Delta t^2} + \\ &+ \frac{i_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + \Delta t \right)}{\Delta t^2}, k = \overline{1,4}; \\ a_{k4} &= -\frac{U_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) - 8 \cdot U_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right)}{12 \cdot \Delta t} + \\ &+ \frac{8 \cdot U_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + \Delta t \right) - U_{1\alpha} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + 2 \cdot \Delta t \right)}{12 \cdot \Delta t}, k = \overline{1,4}. \end{aligned}$$

Необходимо понимать, что первые производные были получены с помощью на основании параграфа 2.4 пункт 4:

$$\begin{split} D^{(1)}[i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t)] &= \frac{i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t - 2\cdot\Delta t) - 8i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t - \Delta t)}{12\cdot\Delta t} + \\ &+ \frac{8i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t + \Delta t) - i_{1\alpha}(n\cdot\Delta t - (k-1)\cdot\Delta t + 2\cdot\Delta t)}{12\cdot\Delta t}, \end{split}$$

Вторые производные тока были получены также на основании многоточечной аппроксимации:

$$D^{(2)}[i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)] = \frac{i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t) - 2 \cdot i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t)}{\Delta t^{2}} + \frac{i_{1\alpha}(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t + \Delta t)}{\Delta t^{2}}.$$

Таким образом многоточечная аппроксимации использованная для цифрового дифференцирования является более сложным в составлении, но таким же легким в реализации и обработке, как и метод обратной разности, Быстродействие метода также связано с необходимостью записи токов на последних пяти шагах дискретизации для получения оценок на текущем шаге, однако есть необходимость записи и напряжения за последних пять шагов дискретизации, что приводит к необходимости увеличения вычислительной мощности.

2.4.5 Создание дискретной модели для идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором с использованием билинейного преобразования

Для создания дискретной модели для идентификации параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором на основании билинейного преобразования возможно на основании преобразования уравнения (2.4.3), которое выглядит следующим образом:

$$U_{1\alpha}(t) = K_1 \cdot i_{1\alpha}(t) + K_2 \cdot \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} + K_3 \cdot \frac{d^2 i_{1\alpha}(t)}{dt^2} - K_4 \cdot \frac{dU_{1\alpha}(t)}{dt}.$$

Произведем преобразование Лапласа:

$$U_{1\alpha}(p) = K_1 \cdot i_{1\alpha}(p) + K_2 \cdot i_{1\alpha}(p) \cdot p + K_3 \cdot i_{1\alpha}(p) \cdot p^2 - K_4 \cdot U_{1\alpha}(p) \cdot p.$$

Далее перейдем в *s*-плоскость:

$$U_{1\alpha}(s) = K_1 \cdot i_{1\alpha}(s) + K_2 \cdot i_{1\alpha}(s) \cdot s + K_3 \cdot i_{1\alpha}(s) \cdot s^2 - K_4 \cdot U_{1\alpha}(s) \cdot s.$$

Затем произведем билинейное преобразование (параграф 2.3.5), с

помощью замены s $\rightarrow \frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$:

$$\begin{split} U_{1\alpha}(z) &= K_1 \cdot i_{1\alpha}(z) + K_2 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + K_3 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \left(\frac{2}{\Delta t} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}\right)^2 + \\ &- K_4 \cdot U_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \end{split}$$

Необходимо избавиться от знаменателя:

$$U_{1\alpha}(z)(1+z^{-1})^{2} = K_{1} \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot (1+z^{-1})^{2} + K_{2} \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot (1-z^{-1}) \cdot (1+z^{-1}) + K_{3} \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{4}{\Delta t^{2}} (1-z^{-1})^{2} - K_{4} \cdot U_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot (1-z^{-1}) \cdot (1+z^{-1}).$$

Раскроем скобки:

$$U_{1\alpha}(z) + 2 \cdot U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2} = K_1 \cdot (i_{1\alpha}(z) + 2 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}) + K_2 \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot (i_{1\alpha}(z) - i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}) + K_3 \cdot \frac{4}{\Delta t^2} \cdot (i_{1\alpha}(z) - (2.4.5.1)) - 2 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}) - K_4 \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot (U_{1\alpha}(z) - U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2})$$

Необходимо понимать, что z^{-1} является ничем иным, как задержкой на один шаг дискретизации Δt [109,110]. Для получения оценок необходимо составим дискретную модель в форме линейной дискретной системы алгебраических уравнений, на основании параграфа 2.4, с учетом полученного уравнения (2.4.5.1).

2.5 Сравнительный анализ результатов идентификации параметров дискретных моделей асинхронного двигателя с неподвижным ротором на основе различных методов цифрового дифференцирования

Для проверки эффективности идентификации параметров АД с неподвижным короткозамкнутым ротором с применением разработанного выше метода при решении реальных задач проводилось исследование модели двигателя ST132L [92].

Параметры двигателя:

– номинальная мощность $P_{\rm H} = 22$ кВт;

- номинальное напряжение $U_{\rm H}$ = 190/330 В;

– номинальная частота $f_{\rm H} = 50$ Гц;

– приведенное активное сопротивление ротора $R'_2 = 0,067$ Ом;

-активное сопротивление статора $R_1 = 0,106$ Ом;

– индуктивность рассеяния статорной обмотки $L_{1\sigma}$ =0,684 мГн;

– приведенная к статору индуктивность рассеяния роторной обмотки $L'_{2\sigma}=0,667$ мГн;

 результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре машины L_m=24,711 мГн; - момент инерции двигателя $J_{\rm дв}$ =0,5962 кг·м^{2;}

- число пар полюсов $z_p=2$;

– номинальная скорость вращения $\omega_{\text{ном}} = 157$ рад/с;

В ходе моделирования были получены переходные характеристики тока, напряжения и потокосцепления статора двигателя. (рис. 2.5.1).



Рис. 2.5.1. Переходные процессы тока, напряжения и потокосцепления статора асинхронного двигателя с неподвижным короткозамкнутым ротором.

На основании параграфа 2.4 была проведена процедура идентификации коэффициентов $\hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4$, необходимых для получения параметров асинхронного двигателя с использованием различных методов цифрового дифференцирования (рис. 2.7.2-2.7.5) [144].



 $K_{1}(t)$ – истинное значение сопротивления, \hat{K}_{1} ор(t) – оценка коэффициента методом обратной, \hat{K}_{1} ма (t) – оценка сопротивления посредством многоточечной аппроксимации производной, \hat{K}_{1} бп(t) – оценка сопротивления при помощи билинейного преобразования.





 $K_{2}(t)$ – истинное значение сопротивления, \hat{K}_{2} ор (t) – оценка коэффициента методом обратной разности, \hat{K}_{2} ма (t) – оценка сопротивления посредством многоточечной аппроксимации производной, \hat{K}_{2} бп (t) – оценка сопротивления при помощи билинейного преобразования.

Рис. 2.5.3. Переходные процессы оценки коэффициента \hat{K}_2

80



 $K_{3}(t)$ – истинное значение сопротивления, \hat{K}_{3} ор (t) – оценка коэффициента методом обратной разности, \hat{K}_{3} ма (t) – оценка сопротивления посредством многоточечной аппроксимации производной, \hat{K}_{3} бп (t) – оценка сопротивления при помощи билинейного преобразования.





 $K_{4}(t)$ – истинное значение сопротивления, \hat{K}_{4} ор (t) – оценка коэффициента методом обратной разности, \hat{K}_{4} ма (t) – оценка сопротивления посредством многоточечной аппроксимации производной, \hat{K}_{4} бп (t) – оценка сопротивления при помощи билинейного преобразования.

Рис. 2.5.5. Переходные процессы оценки коэффициента \hat{K}_4

Для анализа качества процесса оценивания параметра *x* рис. 2.5.2–2.5.5 рассмотрена интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания коэффициента:

$$\delta_{\rm x} = \sqrt{\frac{1}{t_{\rm ycr. KOH.} - t_{\rm ycr. Hay.}}} \sum_{k=t_{\rm ycr. Hay.}}^{t_{\rm ycr. KOH.}} \left(\frac{x - \hat{x}_k}{x}\right)^2 \cdot 100\%$$
(2.5.1)

где $x=K_1$, K_2 , K_3 , K_4 , K_5 – это истинное значение исследуемого параметра, $\hat{x} = \hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4$ – оцененное значение исследуемого параметра, $t_{\text{уст.нач.}}=n_{\text{уст.нач.}}\cdot\Delta t = 1$ мс, $t_{\text{уст.кон.}}=n_{\text{уст.кон.}}\cdot\Delta t = 0,5$ с – время начала и окончания установившийся и достаточного режима оценивания параметров, соответственно, $\Delta t=100$ мкс – шаг дискретизации. Также были проведены исследования других параметров переходных процессов оценивания, а именно:

- Время переходного процесса, которое измерялось при достижение последнего отклонения от установившегося значения не более, чем на 0,5%.
- Начальное значение оценки на первом шагу дискретизации при получении оценок.

Все результаты сведены в таблицу 2.5.1

Таблица 2.5.1. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров дискретных моделей асинхронного двигателя с неподвижным ротором на основе различных методов цифрового дифференцирования

Коэфф	Паралотич	Метод прямой	Многоточечная	Билинейное
ициент	параметры	разницы	аппроксимация	преобразование
K_1	Реальное значение, Ом	0,106		
	Погрешность оценки, %	7,697	3,839	2,013
	Время переходного процесса оценивания, с	0,1		
	Начальное значение оценки, Ом	-0,527	-0,212	-0,108
<i>K</i> ₂	Реальное значение, Ом с	0,065		
	Погрешность оценки, %	7,596	3,798	1,956
	Время переходного процесса оценивания, с	0,05	0	0
	Начальное значение оценки, Ом·с	0,060	0,063	0,064
K ₃	Реальное значение, мОм·c ²	50,51		
	Погрешность оценки, %	0,02	0,01	0,003
	Время переходного процесса оценивания, с	0,1		
	Начальное значение оценки, мОм·c ²	0,494	0,505	0,512
K_4	Реальное значение, с	0,379		
	Погрешность оценки, %	6,9	3,2	1,3
	Время переходного процесса оценивания, с	0,1	0,08	0,05
	Начальное значение оценки, с	0,345	0,364	0,371

Все полученные оценки различными методами являются несмещенными, что говорит о работоспособности каждого метода. Однако из таблицы 2.5.1 видно, что в среднем скорость переходного процесса оценивания у всех методов практически одинакова, кроме коэффициента *K*₄, однако разница не является существенной. Наиболее точным методом является билинейное преобразование. Соответственно данный метод предпочтителен в качестве цифрового дифференцирования и дальнейшего использования.

2.6 Алгебраический метод идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей и устройство для его осуществления

Технические решения по реализации алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей запатентованы автором: №151954 РФ [145], №2564692 РФ [146].

Рассмотрим более подробно техническое решение, изложенное в патенте №2570363 РФ. Задачей изобретения является расширение арсенала средств аналогичного назначения. Техническим результатом является одновременное определение электромагнитных параметров асинхронного электродвигателя в режиме реального времени.

Способ определения параметров асинхронного электродвигателя осуществлен с помощью устройства (рис. 2.6.1), в котором датчики фазных токов 1 (ДТ1), 2 (ДТ2) и датчики фазных напряжений 3 (ДН1), 4 (ДН2) подключены к двум фазам питания асинхронного электродвигателя. К датчикам токов 1 (ДТ1), 2 (ДТ2) и датчикам напряжения 3 (ДН1), 4 (ДН2) последовательно подключены преобразователь координат 5 (ПК), первый блок временной задержки 6 (БВ31), второй блок временной задержки 7 (БВ32), третий блок временной задержки 8 (БВ33), блок памяти 9 (БП), блок

определения кооэффициентов 10 (БОК), блок определения параметров 11 (БОП). Блок памяти 9 (БП) соединен с преобразователем координат 5 (ПК), первым блоком временной задержки 6 (БВЗ1), вторым блоком временной задержки 7 (БВЗ2). Управляющие входы блока памяти 9 (БП), блока определения кооэффициентов 10 (БОК) и блока определения параметров асинхронного электродвигателя 11 (БОП) соеденены с системой управления асинхронного электродвигателя (не показано на фиг. 1).



 $Y_6(n \cdot \Delta t) - Y_9(n \cdot \Delta t) - выходные сигналы блоков 6-9; Flag1(n \cdot \Delta t) - Flag3(n \cdot \Delta t) - управляющие сигналов блоков 9-11.$

Рис. 2.6.1 Функциональная схема устройства оценки параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретной

Блок определения параметров асинхронного электродвигателя 11 (БОП) связан с ЭВМ (не показано на рис. 2.6.1).

Согласно изобретению в течение пуска и работы асинхронного электродвигателя одновременно измеряют мгновенные величины токов и напряжений на двух фазах статора асинхронного электродвигателя при напряжении питания асинхронного электродвигателя ниже номинального значения, при котором ротор электродвигателя остается неподвижным. Измеренные мгновенные величины токов и напряжений преобразуют из естественной координатной системы в прямоугольную стационарную систему координат. Последовательно выполняют три временные задержки преобразованных токов и напряжений асинхронного электродвигателя. Полученные значения запоминают и используют для определения активного сопротивления обмотки статора, постоянной времени ротора, эквивалентных постоянной И активного сопротивления времени асинхронного электродвигателя в режиме реального времени на основании формулы (2.4.3).

2.7 Выводы по второй главе

- 1. Сформулированы основные допущения при математическом моделировании электромагнитных и электромеханических процессов протекающих В асинхронных машинах при решении задач идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей.
- 2. Применение алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей является эффективным только при специальном математическом описании процессов в виде системы линейных алгебраических уравнений, однако анализ литературы таких моделей для асинхронного двигателя не выявил.

- 3. В качестве прототипа для построения дискретных моделей, пригодных для использования алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей, в случае преобладания главной гармоники в спектральном составе статорных токов и напряжений и выбрать отсутствия режима прерывистых токов, следует математическую модель в неподвижной системе координат α-β, записанную в форме системы обыкновенных дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши.
- 4. На основании математической модели в неподвижной системе координат αβ, записанную форме системы обыкновенных В дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши были дискретные модели, описанные линейной дискретной созданы алгебраических уравнений, системой которая аппроксимирует динамические свойства исходного непрерывного объекта С использованием основных методов цифрового дифференцирования: метод прямой разности, многоточечная аппроксимация и билинейное преобразование
- 5. Сформулированы основные требования, предъявляемые к методам цифрового дифференцирования на основании обзора литературы по данной тематике и сравнительного анализа методов идентификации параметров объектов, приведенного в первой главе. Проведен сравнительный методов цифрового анализ основных дифференцирования и проверена их работоспособность и соответствие предъявляемым к ним требованиям на основании полученных оценок параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором в задаче идентификации.
- 6. На основании сравнительного анализа, приведенного в параграфах 2.3-2.5 можно утверждать, что все рассмотренные методы имеют простую реализацию на ЭВМ, могут быть легко интегрированы в процедуру идентификации, полученные оценки с применением рассмотренных

методов получаются устойчивыми (рис. 2.5.22.5.5). Быстродействие метода прямой разности в два раза меньше по сравнению с другими, хотя и является высоким (табл.2.5.1), однако при идентификации параметров более сложных объектов данный минус может сыграть большую роль.

- 7. Наиболее точные оценки параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором получены на основе дискретной модели составленной с применением билинейного преобразования (табл. 2.5.1). В среднем погрешность оценок полученных при использовании модели на основе билинейного преобразования в два и четыре раза меньше, чем с использованием моделей на основе многоточечной аппроксимации и прямой разности соответственно.
- 8. Разработан способ идентификации параметров асинхронных электродвигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей. Были определены параметры модели асинхронного двигателя с допустимой погрешностью, составляющей не более 5%. Доказана работоспособность и эффективность идентификации параметров при использовании разработанного способа.

З РАЗРАБОТКА АЛГЕБРАИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ

3.1 Построение дискретной математической модели асинхронного двигателя для задачи идентификации

Для создания дискретной модели для идентификации параметров асинхронного двигателя с использованием датчиков угловой скорости вращения вала, токов и напряжений статора воспользуемся ранее представленной системой уравнений (2.3.1), описывающей электромагнитные и электромеханические процессы, происходящие в асинхронном двигателе:

$$\begin{split} &\left(\frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\alpha}(t) - \frac{R_{3}}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}^{-2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + \frac{L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t) \right. \\ &\left. \frac{di_{1\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\beta}(t) - \frac{R_{3}}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot i_{1\beta}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}^{-2}} \cdot \Psi_{2\beta}(t) - \frac{L_{m}}{\sigma \cdot L_{1} \cdot L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \right. \\ &\left. \frac{d\Psi_{2\alpha}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}} \cdot i_{1\alpha}(t) - z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t) \right. \\ &\left. \frac{d\Psi_{2\beta}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot \Psi_{2\beta}(t) + \frac{R'_{2} \cdot L_{m}}{L_{2}} \cdot i_{1\beta}(t) + z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \right. \\ &\left. \frac{d\Psi_{2\beta}(t)}{dt} = -\frac{R'_{2}}{L_{2}} \cdot z_{p} \cdot \left(\Psi_{2\alpha}(t) \cdot i_{1\beta}(t) - \Psi_{2\beta}(t) \cdot i_{1\alpha}(t)\right) \right. \\ &\left. \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \left(M_{_{3M}}(t) - M_{c}(t)\right) \right. \end{split}$$

Данная система для решения задач идентификации алгебраическим методом является громоздкой и неэффективной из-за наличия переменных состояний ротора, измерение которых в реальных условиях технически нецелесообразно, а также наличием большого числа уравнений, что в конечном итоге приведет к увеличению вычислительных мощностей. Поэтому следуя рекомендациям, предложенным в работе [73] систему (2.3.1) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\alpha}(t) - \gamma \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{\beta}{T_{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) + z_{p} \cdot \beta \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t) \\ \frac{di_{1\beta}(t)}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_{1}} \cdot U_{1\alpha}(t) - \gamma \cdot i_{1\alpha}(t) + \frac{\beta}{T_{2}} \cdot \Psi_{2\alpha}(t) - z_{p} \cdot \beta \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t) \\ \Psi_{2\alpha}(t) = \int \left(\frac{L_{m}}{T_{2}} \cdot i_{1\alpha}(t) - \frac{\Psi_{2\alpha}(t)}{T_{2}} - z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\beta}(t)\right) dt \qquad (3.1.1) \\ \Psi_{2\beta}(t) = \int \left(\frac{L_{m}}{T_{2}} \cdot i_{1\alpha}(t) - \frac{\Psi_{2\alpha}(t)}{T_{2}} - z_{p} \cdot \omega \cdot \Psi_{2\alpha}(t)\right) dt \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{m} \cdot z_{p}}{L_{2} \cdot J} \cdot \left(\Psi_{2\alpha}(t) \cdot i_{1\beta}(t) - \Psi_{2\beta}(t) \cdot i_{1\alpha}(t)\right) - \frac{M_{c}}{J} \end{cases}$$

где $\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2}, \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma \cdot L_1} + \frac{R'_2 \cdot L_m^2}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2^2}, \quad \frac{1}{T_2} = \frac{R'_2}{L_2}, \quad T_2 - \text{постоянная времени.}$

После многочисленных постановок и замен в системе (3.1.1) получаем уравнение:

$$K_{1} \cdot i_{1\alpha}(t) + K_{2} \cdot U_{1\alpha}(t) + K_{3} \cdot z_{p} \cdot \omega(t) \cdot i_{1\beta}(t) + K_{4} \cdot \left(\frac{dU_{1\alpha}(t)}{dt} + z_{p} \cdot \omega(t) \cdot U_{1\beta}(t)\right) + K_{5} \cdot \frac{di_{1\alpha}(t)}{dt} = \frac{d^{2}i_{1\alpha}(t)}{dt^{2}} + z_{p} \cdot \omega(t) \cdot \frac{di_{1\beta}(t)}{dt},$$

где $K_1 = -\frac{R_1}{\sigma \cdot L_1 \cdot T_2}, K_2 = \frac{1}{\sigma \cdot L_1 \cdot T_2}, K_3 = \frac{R_1}{\sigma \cdot L_1}, K_4 = \frac{1}{\sigma \cdot L_1}, K_5 = \frac{R_1 \cdot L_2 + R'_2 \cdot L_1}{\sigma \cdot L_1 \cdot L_2}.$

Далее производим преобразование Лапласа с учетом нулевых начальных условий:

$$K_{1} \cdot i_{1\alpha}(s) + K_{2} \cdot U_{1\alpha}(s) + K_{3} \cdot z_{p} \cdot \omega(s) \cdot i_{1\beta}(z) + K_{4} \cdot \left(U_{1\alpha}(z) \cdot s + z_{p} \cdot \omega(s) \cdot U_{1\beta}(s)\right) + K_{5} \cdot i_{1\alpha}(s) \cdot s = i_{1\alpha}(s) \cdot s^{2} + z_{p} \cdot \omega(s) \cdot i_{1\beta}(s) \cdot s.$$

Как было сказано ранее (параграф 2.3), в цифровых системах управления электроприводами каналы измерения переменных состояния объекта управления имеют аналогово-цифровые преобразователи, в которых происходит дискретизация непрерывного сигнала по времени и квантование по уровню. Соответственно есть необходимость перехода от непрерывной системы координат в дискретную за счет применения билинейного преобразования (параграф 2.3.5) в качестве цифрового дифференцирования, с

помощью замены
$$s \to \frac{2}{\Delta t} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$
:
 $K_1 \cdot i_{1\alpha}(z) + K_2 \cdot U_{1\alpha} \cdot (z) + K_3 \cdot z_p \cdot \omega(z) \cdot i_{1\beta}(z) + K_4 \cdot \left(U_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + z_p \cdot \omega(z) \cdot U_{1\beta}(z) \right) + K_5 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = i_{1\alpha}(z) \cdot \left(\frac{2}{\Delta t} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2 + z_p \cdot \omega(z) \cdot i_{1\beta}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$

Избавляемся от знаменателя:

$$\begin{split} K_{1} \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \left(1 + z^{-1}\right)^{2} + K_{2} \cdot U_{1\alpha}(z) \cdot \left(1 + z^{-1}\right)^{2} + K_{3} \cdot z_{p} \cdot \omega(z) \cdot i_{1\beta}(z) \cdot \left(1 + z^{-1}\right)^{2} + \\ &+ K_{4} \cdot \left(U_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(1 - z^{-1}\right) \cdot \left(1 + z^{-1}\right) + z_{p} \cdot \omega(z) \cdot U_{1\beta}(z) \cdot \left(1 + z^{-1}\right)^{2}\right) + \\ &+ K_{5} \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(1 - z^{-1}\right) \cdot \left(1 + z^{-1}\right) = i_{1\alpha}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(1 - z^{-1}\right)^{2} + \\ &+ z_{p} \cdot \omega(z) \cdot i_{1\beta}(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \left(1 - z^{-1}\right) \cdot \left(1 + z^{-1}\right) = \end{split}$$

Раскрываем скобки и приводим подобные:

$$\begin{split} &K_{1} \cdot \left(i_{1\alpha}(z) + 2 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}\right) + K_{2} \cdot \left(U_{1\alpha}(z) + 2 \cdot U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}\right) + \\ &+ K_{3} \cdot z_{p} \cdot \omega(z) \cdot \left(i_{1\beta}(z) + 2 \cdot i_{1\beta}(z) \cdot z^{-1} + i_{1\beta}(z) \cdot z^{-2}\right) + K_{4} \cdot \left(\frac{2}{\Delta t} \left(U_{1\alpha}(z) - U_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}\right) + \\ &+ z_{p} \cdot \omega(z) \cdot \left(U_{1\beta}(z) + 2 \cdot U_{1\beta}(z) \cdot z^{-1} + U_{1\beta}(z) \cdot z^{-2}\right)\right) + K_{5} \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(i_{1\alpha}(z) - i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}\right) = \\ &= \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(i_{1\alpha}(z) - 2 \cdot i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-1} + i_{1\alpha}(z) \cdot z^{-2}\right) + z_{p} \cdot \omega(z) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(i_{1\beta}(z) - i_{1\beta}(z) \cdot z^{-2}\right) \end{split}$$

Необходимо понимать, что z^{-1} является ничем иным, как задержкой на один шаг дискретизации Δt [112–114]. Для получения оценок параметров асинхронного двигателя необходимо составить дискретную модель в форме линейной дискретной системы алгебраических уравнений:

$$\mathbf{B} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \boldsymbol{\varepsilon},$$

где **В** – матрица-вектор зависимых переменных размером 5×1 с элементами вида:

$$\begin{split} b_{k1} &= \frac{2}{\Delta t} \cdot (i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) - 2 \cdot i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right) + i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) \\ &+ z_p \cdot \omega (n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) \cdot \frac{2}{\Delta t} \cdot (i_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) - i_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right), \quad k = \overline{1,5}; \\ \mathbf{A} - \text{матрица регрессоров размером 5 × 5 с элементами вида:} \\ a_{k1} &= i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right) + \\ &+ i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right) + \\ &+ i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) \\ k &= \overline{1,5}; \\ a_{k2} &= U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - \Delta t \right) + U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) \\ k &= \overline{1,5}; \\ a_{k3} &= z_p \cdot \omega (n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) + 2 \cdot i_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) + i_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) \\ k &= \overline{1,5}; \\ a_{k4} &= \frac{2}{\Delta t} \left(U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) - U_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) + z_p \cdot \omega (n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) \right) \\ \cdot \left(U_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot U_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) + z_p \cdot \omega (n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) \right) \\ \cdot \left(U_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) + 2 \cdot U_{1\beta} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right) + z_p \cdot \omega (n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t) \right) \\ k = \overline{1,5}; \\ a_{k5} &= \frac{2}{\Delta t} \cdot \left(i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t \right) - i_{1a} \left(n \cdot \Delta t - (k-1) \cdot \Delta t - 2 \cdot \Delta t \right) \right), \quad k = \overline{1,5}; \\ \mathbf{X} &= \left[\hat{K}_1, \hat{K}_2, \hat{K}_3, \hat{K}_4, \hat{K}_5 \right]^T - \text{ вектор коэффициентов регрессии; \\ \mathbf{E} &= [\varepsilon (n \cdot \Delta t), \varepsilon (n \cdot \Delta t - \Delta t), \varepsilon (n \cdot \Delta t - 2\Delta t), \varepsilon (n \cdot \Delta t - 3\Delta t), \varepsilon (n \cdot \Delta t - 4\Delta t) \right]^T - \text{ вектор ошибок} \\ \mathcal{A}_{J A} &= \mathbf{A}_{A} \mathbf{U} = \mathbf{A}_{A}$$

для нахождения оценок коэффициентов *K*₁, *K*₂, *K*₃, *K*₄, *K*₅, воспользуемся методом наименьших квадратов, представленным в параграфе 2.4.2:

$$\hat{\mathbf{X}} = \left(\mathbf{A}^T \mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{B} + \boldsymbol{\varepsilon}.$$

После того как были найдены оценки коэффициентов, необходимо вычислить оценки электромагнитных параметров асинхронного двигателя следующим образом:

$$\begin{split} \hat{R}_{1} &= -\frac{\hat{K}_{3}}{\hat{K}_{4}}, \ \hat{R}'_{2} = \frac{\hat{K}_{3} - \hat{K}_{5}}{\hat{K}_{4}}, \ \hat{L}_{1} = \frac{\hat{K}_{3} - \hat{K}_{5}}{\hat{K}_{2}}, \ \hat{\sigma} = -\frac{\hat{R}_{1}}{\hat{K}_{3} \cdot \hat{L}_{1}}, \\ \hat{L}_{m} &= \hat{L}_{1} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\hat{K}_{4}} \cdot \hat{L}_{1}}, \ \hat{T}_{2} = \frac{1}{\hat{K}_{2} \cdot \hat{\sigma} \cdot \hat{L}_{1}}, \ \hat{L}_{2} = \frac{\hat{T}_{2}}{\hat{R}'_{2}}, \end{split}$$

где R_1 – активное сопротивление, Ом; L_1 – эквивалентная индуктивность обмотки статора, Гн; R'_2 – приведенное к статору активное сопротивления обмотки ротора, Ом; L_2 – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, Гн;

 L_m – индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре электродвигателя, Гн; σ – коэффициент рассеяния ротора, о.е; T_2 –постоянная времени ротора, с; K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_5 – специальные коэффициенты, необходимые для определения оценок параметров асинхронного двигателя:

$$\begin{pmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 & K_5 \end{pmatrix}^T = f \begin{pmatrix} i_{1\alpha}, i_{1\beta}, U_{1\alpha}, U_{1\beta}, \omega, \frac{dU_{1\alpha}}{dt}, \frac{di_{1\beta}}{dt}, \frac{d^2 i_{1\alpha}}{dt^2}, z_p \end{pmatrix}.$$

Таким образом получен алгебраический метод идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей. Однако, перед проверкой работоспособности метода на моделях и реальной установке необходимо уделить внимание сигналам, получаемых с датчиков и наличию шумовой составляющей в таких сигналах, которая неблагоприятно влияет на нахождение оценок параметров (параграф 2.4.1)

3.2 Постановка проблемы фильтрации сигналов

Одной из важнейших составляющих, необходимых для идентификации параметров асинхронного двигателя, является снятие, запись и цифровая обработка сигналов датчиков. Не стоит забывать, что каждое измерение – это сумма полезного сигнала и погрешности или, так называемой, шумовой составляющей. Данные шумы, в основном, делятся на два типа [147]: случайные и систематические, которые появляются за счет воздействия электронных систем регистрации, внешних радиопомех, изменений условий окружающей среды [148]. Соответственно основной задачей при обработке цифрового сигнала является получение наиболее точного аналогового сигнала снимаемого с датчика, несущий необходимую нам информацию, в виде удобном для последующей обработке и работе с ним. При этом данный сигнал должен быть максимально очищен от шумовых составляющих. Для решения данной проблемы используют цифровые фильтры. Необходимость применения цифровых фильтров в задаче алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей также связано и с другими причинами:

- Работа с производными внутри алгоритма вычисления оценок параметров. Известно, что происходит сильное отклонение функции производной от реальной при появление шумовых составляющих на самой функции сигнала [108, 149].
- 2. Идентификация параметров асинхронного двигателя производиться в режиме реального времени вне зависимости от режима работы двигателя. При этом двигатель работает в составе электропривода, выполненного по схеме «ПЧ-АД», соответственно сигналы с датчиков токов и напряжения статора поступают после ШИМ-модуляции, что приводит к необходимости выделения тренда полезного сигнала.

Цифровые фильтры строятся на различных наборах алгоритмов, но, в общем, их можно разделить на следующие основные группы [150, 151]:

- Фильтр с конечной импульсной характеристикой (нерекурсивный фильтр, КИХ-фильр) – электронный фильтр, характерной особенностью которого является ограниченность по времени его импульсной характеристики. Знаменатель передаточной функции такого фильтра — некая константа.
- 2. Фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (рекурсивный фильтр, БИХ-фильтр) – электронный фильтр, использующий один или более своих выходов в качестве входа, то есть образует обратную связь. Основным свойством таких фильтров является то, что их импульсная переходная характеристика имеет бесконечную длину во временной области, а передаточная функция имеет дробнорациональный вид.

Стоит понимать, что построение БИХ-фильтров является более громоздким и процедура фильтрации у таких фильтров занимает больше

вычислительной мощности и времени, по сравнению с КИХ-фильтрами, что связано с необходимостью обработки и передачи сигналов с выхода фильтра.

3.3 Разработка фильтров для обработки сигналов, поступающих с датчиков

Одной из главных причин необходимости применения цифровых фильтров в задаче алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей является работа с производными внутри алгоритма вычисления оценок параметров. Известно, что происходит сильное отклонение рассчитанной оценки OT истинного значения производной функции при появление шумовых составляющих в сигналах, цифровому дифференцированию [149]. подвергающихся Рассмотрим результаты математического моделирования асинхронного двигателя ST132L (параграф 2.7) с учетом наложения пяти процентных шумовых составляющих от полезного сигнала на функции токов (рис.3.3.1) и напряжения статора, угловой скорости вращения вала двигателя (рис.3.3.2) и производная тока (рис. 3.3.3).



Рис. 3.3.1. Переходные процессы токов статора асинхронного электродвигателя без наложения шумовой составляющей *i*_{1α}, *i*_{1β} и с пятипроцентной шумовой составляющей от полезного сигнала *i*_{1αshum}, *i*_{1βshum}



Рис. 3.3.2. Переходные процессы угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя без наложения шумовой составляющей ω и с пятипроцентной шумовой составляющей от полезного сигнала ω_{shum}

96



Рис. 3.3.3. Функции производных составляющей тока статора по оси α асинхронного электродвигателя без наложения шумовой составляющей *di*_{1α} и с пятипроцентной шумовой составляющей от полезного сигнала *di*_{1αshum}

Основываясь на полученных результатах (рис. 3.3.1, 3.3.3), можно утверждать, что происходит сильное отклонение рассчитанной оценки от истинного значения производной функции тока статора при появление шумовых составляющих сигналах, подвергающихся цифровому В дифференцированию. При ЭТОМ сигнал тока статора с шумовой составляющей имеет малое отклонение от характеристики не зашумленного сигнала.

Соответственно в разработке алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей необходима предварительная фильтрация данных поступающих с датчиков. Для проверки работоспособности процедур предварительной фильтрации и их анализа сформулируем критерии для такой фильтрации:

1. Высокая точность выделения тренда в процессе фильтрации.

2. Быстродействие процесса фильтрации.

97

- 3. Возможность интегрирования процесса фильтрации в процедуру идентификации параметров асинхронных электродвигателей.
- 4. Устойчивость процесса фильтрации.
- Малые вычислительные мощности необходимые для процесса фильтрации входных данных.

Очевидно, что данные критерии тесно связаны с критериями, предъявляемые ко всей разработке алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей.

Далее будут рассмотрены наиболее перспективные, классические методы цифровой фильтрация [151, 152].

3.3.1 Создание процедуры предфильтрации на основе скользящей средней

Одним из простых и эффективных методов фильтрации является метод основанный на скользящем среднем, который нашел широкое применение в статистике, эконометрике, технике и техническом анализе [153-155]. Скользящие средние используют при анализе данных временных рядов на определенном промежутке времени для выделения тренда полезного сигнала, при этом значение функции тренда вычисляется каждый раз заново, учитывая предыдущие значения функции [153-155]. В общем виде скользящее среднее может быть реализовано в виде КИХ-фильтра второго порядка (рис. 3.3.1.1)

Существует несколько типов скользящих средних, к основным из которых относятся: арифметическое скользящее среднее, линейно взвешенное скользящее среднее, экспоненциально взвешенное скользящее среднее.



Рис. 3.3.1.1. Структурная схема простого КИХ-фильтра второго порядка, реализующего скользящее среднее

Арифметическое скользящее среднее (simple moving average SMA) является средним арифметическим значением исходной функции за установленный период времени [$n \cdot \Delta t$ - N+1, $n \cdot \Delta t$], где N – ширина окна сглаживающего интервала, и определяется по формуле:

$$SMA_{n\cdot\Delta t} = \frac{1}{N} \sum_{k=n\cdot\Delta t-T+1}^{n\cdot\Delta t} y_k,$$

где *у*_{*k*} –зашумленная функция.

Соответственно возможно создать семейство фильтров на основе арифметической скользящей Увеличение средней. ширины окна сглаживающего интервала фильтра приводит к улучшению фильтрации входных данным, при этом увеличивается время всей процедуры идентификации появляется фазовая задержка ΔT_f и ослабление И отфильтрованного сигнала относительно реального сигнала [153-155]. Данную фазовую задержку И коэффициент ослабления $k_{\rm oc}$ сигнала необходимо учитывать при идентификации параметров, что приводит к усложнению всего процесса и увеличению вычислительных мощностей. Таким образом возникает задача анализа всего семейства фильтров на основе арифметической скользящей средней для нахождения фильтра способного максимально отфильтровать необходимый сигнал при незначительных вычислительных затратах и с малой временной задержкой.

В ходе проверки работоспособности и эффективности фильтров на арифметической скользящей средней в качестве основе цифрового дифференцирования были созданы и реализованы фильтры с шириной окна сглаживающего интервала равной от одной до тридцати точкам наблюдения скользяще средней, при на основании разных уровнях шумовых составляющих σ от полезного сигнала. При разработке таких фильтров особое внимание необходимо уделять корректному расчету фазовой задержки ΔT_f и коэффициента ослабления k_{oc} сигнала, что является одной из основных задач построения цифровых фильтров [150-152]. Существуют универсальные методики вычисления данных параметров, которые представлены в [156, 157].

Для удобности восприятия и анализа на рисунке 3.3.1.2 представлены следующие производные:

- *di*_{1α} производная от проекции вектора тока статора на ось α, при этом ток не содержал шумовой составляющей.
- *di*_{1αSMA2} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра SMA с шириной окна сглаживающего интервала двум точкам наблюдения, при этом ток содержал шумовую составляющую.
- *di*_{1αSMA6} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной шести, при этом ток содержал шумовую составляющую.
- *di*_{1αSMA10} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной десяти точкам наблюдения, при этом ток содержал шумовую составляющую.

*di*_{1αSMA20} – производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения, при этом ток содержал шумовую составляющую.



Рис. 3.3.1.2. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha SMA2}$, $di_{1\alpha SMA6}$, $di_{1\alpha SMA10}$, $di_{1\alpha SMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=5\%$

Погрешность фильтров с шириной окна сглаживающего интервала меньше десяти составляет более 6% процентов с относительным уровнем шумовых составляющих σ =5% от амплитуды полезного сигнала, при этом функции производной не являются гладкими, что показывает наличие импульсной составляющей, которая приведет к погрешностям оценок параметров асинхронного электродвигателя. Соответственно фильтры с шириной окна сглаживающего интервала менее десяти не эффективны. При этом создание фильтров с шириной окна сглаживающего интервала более двадцати не является целесообразным в связи с значительным ослаблением исходного сигнала. Такое ослабление отчетливо видно при получении $di_{1aSMA25}$ - производной от проекции вектора тока статора на ось а как выходной сигнал SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати пяти точкам наблюдения, при этом ток содержал шумовую составляющую (рис. 3.3.1.3). В таком случае необходимо учитывать не только временную задержку, но и коэффициент ослабления сигнала.

Соответственно применение таких фильтров усложняют процедуру предварительной фильтрации данных и всего процесса идентификации параметров асинхронных электродвигателей и требуют дополнительных затрат вычислительных мощностей, что не соответствует приведенным критериям (параграф 3.3)



Рис. 3.3.1.3. Временные ряды производных di и $di_{1\alpha SMA25}$, $\sigma=5\%$

Одним из немаловажных критериев при сравнении любой модели, в нашем случае фильтров, является проведение анализа регрессионных остатков [158, 159]. Данный анализ позволяет получить информацию об адекватности построения модели фильтра, корректности расчета его параметров: коэффициента ослабления k_{oc} и фазовой задержки ΔT_f . Анализ регрессионных остатков проводят для проверки временного ряда на гомоскедастичность-постоянство дисперсий, в случае гетероскедатичности влияние каждого фактора на изменение дисперсии. Такая проверка может быть проведена различными методами, такими как:

- 1. Критерий Зигеля-Тьюки [160].
- 2. Критерий нормальности или статистический критерий [161].

- 3. Статистика Дарбина-Уотсона [162].
- 4. Критерий Уилкоксона-Манна-Уитни или U-критерий [163].
- 5. Критерий Вальда-Вольфовица или критерий серий [164].

В задаче построения цифровых фильтров достаточна проверка на гомоскедастичность, что возможно провести более простым способом – визуальным анализом графика регрессионных остатков. Для этого необходимо получить ошибки оценивания производной тока:

$$\delta_{di\phi_{\mu,\text{herp}}}(n \cdot \Delta t) = di_{\text{la}}(n \cdot \Delta t) - di_{\text{la}\phi\phi_{\mu,\text{herp}}}(n \cdot \Delta t),$$

где $\delta_{di\phi uльтр}$ – ошибка оценивания производной тока, полученной с помощью фильтра, $di_{1\alpha}$ – производная от проекции вектора тока статора на ось α , при этом ток не содержал шумовой составляющей, $di_{1\alpha\phi uльтp}$ – производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра, при этом ток содержал шумовую составляющую.



Рис. 3.3.1.4. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров SMA по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=5%

Проведенный визуальный анализ регрессионных остатков (рис. 3.3.1.4) показала, что все временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров SMA с различной шириной окна сглаживающего интервала нормально распределены [165], соответственно фильтры SMA построены правильно, их

работа адекватна и учет фазовых задержек корректен. Далее будет рассмотрена работа фильтров SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной десяти, шестнадцати и двадцати точкам наблюдения при условии увеличения уровня шумовых составляющих.



Рис. 3.3.1.5. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha SMA10}$, $di_{1\alpha SMA16}$, $di_{1\alpha SMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=10\%$



Рис. 3.3.1.6. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров SMA по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=10%



Рис. 3.3.1.7. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha SMA10}$, $di_{1\alpha SMA16}$, $di_{1\alpha SMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=15\%$



Рис. 3.3.1.8. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров SMA по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=15%



Рис. 3.3.1.9. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha SMA10}$, $di_{1\alpha SMA16}$, $di_{1\alpha SMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=20\%$

105



Рис. 3.3.1.10. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров SMA по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=20%

Проведенные исследования показали, что представленные фильтры на основе арифметической скользящей средней являются работоспособными. Однако фильтры на основе арифметической скользящей средней имеют общеизвестные недостатки [153-155]:

- Наличие равенства весов в пределах интервала расчета. Это приводит к одинаковому воздействию всех значений зашумленного сигнала как близких к реальному сигналу, так и сильно отличающихся.
- Возникновение двойной реакции SMA-фильтра на каждое значение сигнала. Это происходит первый раз при вхождении в интервал расчета, второй – при выходе из данного интервала, при этом вторая реакция никак не связана с текущей динамикой, а значит нежелательна.

На основании [166, 167] можно утверждать, что в электротехнике уровень шумовой составляющей в реальных системах сбора данных в большинстве случаев составляет не более 10%. Соответственно дальнейшие исследования фильтров будет проводиться при данном уровне шумов.

Линейно взвешенное скользящее среднее (weighted moving average WMA) является средним арифметическим значением исходной функции за установленный период времени [$n \cdot \Delta t$ - N +1, $n \cdot \Delta t$], при вычислении которой

106

вес последних значений исходной функции более значим, чем вес предыдущих значений. Линейно взвешенная скользящая средняя вычисляется следующим образом:

$$WMA_{n \cdot \Delta t} = \frac{1}{N \cdot (N+1)} \sum_{k=n \cdot \Delta t-N+1}^{n \cdot \Delta t} [k - (n \cdot \Delta t - N)] \cdot y_k$$

На рисунке 3.3.1.10 приведены:

- *di*_{1α} производная от проекции вектора тока статора на ось α, при этом ток не содержал шумовой составляющей.
- di_{1αWMA10}, di_{1αWMA16}, di_{1αWMA20} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра WMA с шириной окна сглаживающего интервала равной десяти, шестнадцати и двадцати точкам наблюдения, соответственно. При этом ток содержал шумовую составляющую.



Рис. 3.3.1.11. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha WMA10}$, $di_{1\alpha WMA16}$, $di_{1\alpha WMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=10\%$



Рис. 3.3.1.12. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров
 WMA по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=10%

Фильтры WMA имеют ряд преимуществ перед фильтрами SMA [153-155]:

- Уменьшается значение фазовой задержки отфильтрованной функции от реальной функции производной.
- В большей степени учитываются последние значения уже отфильтрованного сигнала.

К сожалению, данные преимущества могут являться и недостатками [151-153]:

- Смещение становится тем меньше, чем больше порядок фильтра, однако нет единой формулы вычисления данной фазовой задержки.
- Большое влияние последнего значения отфильтрованного сигнала может внести дополнительную погрешность, при фильтрации сигналов с большой импульсной составляющей.

Экспоненциально взвешенное скользящее среднее (exponentially weighted moving average EMA) является разновидностью взвешенной скользящей, заключающаяся в нахождении значения средней исходной функции на периоде [$n \cdot \Delta t - N + 1$, $n \cdot \Delta t$], при вычислении которой веса убывают экспоненциально и не равны нулю:

108
$$EMA_{n\cdot\Delta t} = \alpha \sum_{k=1}^{n\cdot\Delta t} (1-\alpha)^{n\cdot\Delta t-k} \cdot y_k + (1-\alpha)^{n\cdot\Delta t} \cdot y_0, \ \alpha = \frac{2}{N+1}$$

На рисунке 3.3.1.13 приведены:

- *di*_{1α} производная от проекции вектора тока статора на ось α, при этом ток не содержал шумовой составляющей.
- di_{1αEMA10}, di_{1αEMA16}, di_{1αEMA20} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра ЕМА с шириной окна сглаживающего интервала равной десяти, шестнадцати и двадцати точкам наблюдения, соответственно. При этом ток содержал шумовую составляющую.



Рис. 3.3.1.13. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha EMA10}$, $di_{1\alpha EMA16}$, $di_{1\alpha EMA20}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=10\%$



Рис. 3.3.1.14. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров ЕМА по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=10%

Фильтры ЕМА лишены недостатка, присущего фильтрам SMA и WMA, связанного с фиксацией шага [153-155], однако в реальных системах сбора данных и дальнейшей идентификации параметров асинхронного электродвигателя вариация шага, может привести к потере полезной информации и увеличению времени идентификации.

Для анализа качества фильтрации сигналов на основе различных алгоритмов скользящих средних, поступающих с датчиков использована интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания (2.5.1) производной тока в переходном (ПР) и установившемся режимах (УР). Все оценки сведены в таблицу 3.3.1.1.

Таблица 3.3.1.1. Сравнительный анализ результатов фильтрации сигналов на основе различных скользящих средних

	Относительный уровень шумовой составляющей от амплитуды										
	полезного сигнала, %										
Фильтр	σ=5%		σ=10%		σ=15%		σ=20%				
	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР			
SMA ₂	23,81	22,32	-	-	-	-	-	-			
SMA ₆	14,14	10,91	-	-	-	-	-	-			
SMA ₁₀	8,32	6,12	13,8	9,28	14,60	13,23	17,54	16,34			
SMA ₁₆	4,39	3,87	7,84	7,61	11,62	10,04	15,42	13,76			
SMA ₂₀	3,60	3,21	5,54	4,97	9,01	8,76	12,62	11,93			
WMA ₁₀	-	-	15,43	10,90	-	-	-	-			
WMA ₁₆	-	-	12,13	9,03	-	-	-	-			
WMA ₂₀	-	-	11,64	6,55	-	-	-	-			
EMA ₁₀	-	-	10,82	8,63	-	-	-	-			
EMA ₁₆	-	-	7,06	5,91	-	-	-	-			
EMA ₂₀	-	-	6,88	5,54	-	-	-	-			

Проведенный анализ применения цифровых фильтров на основе скользящей средней (ФСС) для решения задачи исключения шумовых составляющих из информационных сигналов показал:

- Все представленные фильтры построены правильно, их работа адекватна и учет фазовых задержек корректен.
- 2. Фильтры ФСС с шириной окна сглаживающего интервала менее десяти точек наблюдений не являются эффективными, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока 10%, шумовой составляет более при относительном уровне составляющей менее 5% от амплитуды полезного сигнала, что не допустимо в инженерной практике.
- 3. Фильтры ФСС с шириной окна сглаживающего интервала более двадцати точек наблюдений ослабляют исходный сигнал, что приводит к необходимости учета не только фазовой задержки, но коэффициента ослабления. Соответственно применение таких фильтров усложняют процедуру предварительной фильтрации данных и всего процесса идентификации параметров асинхронных электродвигателей и требуют дополнительных затрат вычислительных мощностей.
- 4. Для предварительной фильтрации данных поступающих с датчиков, идентификации имеющие ШУМОВУЮ составляющую В задачах параметров асинхронных электродвигателей наиболее предпочтительным из рассмотренного ряда фильтров ФСС является цифровой фильтр на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет чуть более 5% при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала.

3.3.2 Разработка процедуры предфильтрации на основе фильтров Ланцоша

Фильтр Ланцоша (ФЛ) является разработкой венгерского ученого Корнелия Ланцоша, откуда и берет свое название [169]. Данный класс фильтров зачастую применяют для изменения b_{Lanc1} разрешения оцифрованных изображений [170]. Однако в последнее время он находит широкое применение В электротехнике В качестве цифрового дифференцирующего фильтра [171]. Структурная схема такого фильтра представлена на рисунке 3.3.2.1



Рис. 3.3.3.1. Структурная схема фильтров Ланцоша

В общем случае математическую модель фильтров Ланцоша можно описать следующим образом:

$$y(n \cdot \Delta t) = \frac{3}{\Delta t \cdot (N+1)(2N+1)} \sum_{k=0}^{2N} (N-k) \cdot x[(n-k) \cdot \Delta t].$$

Более подробная информация о данном классе фильтров, включая амплитудно-частотные, фазочастотные характеристики и их изменение в зависимости от порядка фильтра представлена в [172, 173]. Соответственно возможно создать семейство фильтров Ланцоша разного порядка. Увеличение порядка фильтра приводит к улучшению фильтрации входных данным, при этом увеличивается время всей процедуры идентификации и появляется фазовая задержка ΔT_f отфильтрованного сигнала относительно реального сигнала [171-173]. Данную фазовую задержку необходимо учитывать при идентификации параметров, что приводит к усложнению всего процесса и увеличению вычислительных мощностей. Таким образом возникает задача анализа всего семейства фильтров Ланцоша разного порядка для нахождения фильтра способного максимально отфильтровать необходимый сигнал при незначительных вычислительных затратах и с малой временной задержкой.

Для проверки работоспособности и эффективности дифференцирующих фильтров построенных по схеме фильтров Ланцоша, порядок которых изменялся от первого до десятого. С помощью ФЛ обрабатывались сигналы с различным уровнем шумовых составляющих о от полезного сигнала. Создание ФЛ выше десятого порядка не является целесообразным, в связи со значительным ослабление исходного сигнала.

Для удобности восприятия и анализа на рисунке 3.3.2.2 представлены следующие производные:

- *di*_{1α} производная от проекции вектора тока статора на ось α, при этом ток не содержал шумовой составляющей.
- di_{1αLanc1} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал ФЛ первого порядка, при этом ток содержал шумовую составляющую.
- *di*_{1αLanc5} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал ФЛ пятого порядка, при этом ток содержал шумовую составляющую.
- di_{1αLanc10} производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал ФЛ десятого порядка, при этом ток содержал шумовую составляющую.



Рис. 3.3.2.2. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha Lanc1}$, $di_{1\alpha Lanc5}$, $di_{1\alpha Lanc10}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=5\%$



Рис. 3.3.2.3. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров
 Ланцоша по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=5%



Рис. 3.3.2.4. Временные ряды производных di, $di_{1aLanc1}$, $di_{1aLanc5}$, $di_{1aLanc10}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=10\%$



Рис. 3.3.2.5. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров Ланцоша по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=10%



Рис. 3.3.2.6. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha Lanc1}$, $di_{1\alpha Lanc5}$, $di_{1\alpha Lanc10}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=15\%$



Рис. 3.3.2.7. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров Ланцоша по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном (а) и в установившемся режимах (б), σ=15%



Рис. 3.3.2.8. Временные ряды производных di, $di_{1\alpha Lanc1}$, $di_{1\alpha Lanc5}$, $di_{1\alpha Lanc10}$ в переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=20\%$



Рис. 3.3.2.9. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтров Ланцоша по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в

переходном (а) и в установившемся режимах (б), $\sigma=20\%$

На основании полученных временных рядов с использованием фильтров Ланцоша и визуального анализа регрессионных остатков (рис. 3.3.2.2-3.3.2.9) можно утверждать, что фильтры Ланцоша построены правильно, их работа адекватна и учет фазовых задержек корректен.

Для анализа качества фильтрации сигналов с использованием фильтров Ланцоша разных порядков, поступающих с датчиков использована интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания (2.5.1) производной тока в переходном и установившемся режимах. Все оценки сведены в таблицу 3.3.2.1.

Таблица 3.3.2.1.	Сравнительный	анализ	результатов	фильтрации	сигналов	на
основе фильтров	Ланцоша					

	Относительный уровень шумовой составляющей от									
		амплитуды полезного сигнала, %								
Тип фильтра	σ=	=5%	σ=10%		σ=15%		σ=20%			
11111 (1111) (1111)	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР		
ФЛ первого порядка	26,9	25,6	40,2	38,01	45,2	42,2	51,2	49,2		
ФЛ пятого порядка	5,86	5,23	11,4	9,2	13,03	10,5	15,1	12,7		
ФЛ десятого порядка	2,93	1,31	3,43	2,94	6,32	5,93	7,87	7,02		

Проведенный анализ применения цифровых дифференцирующих фильтров для решения задачи исключения шумовых составляющих из информационного сигнала, построенных по схеме К. Ланцоша, показал:

- 1. Все представленные фильтры Ланцоша построены правильно, их работа адекватна и учет фазовых задержек корректен.
- Фильтры Ланцоша малого порядка не являются эффективными, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет более 10%, при уровне шумовой составляющей менее 5%, что не допустимо в инженерской практике.
- Фильтры Ланцоша выше десятого порядка не допустимо ослабляют исходный сигнал. Соответственно их применение не является целесообразным.
- 4. Для предварительной фильтрации информационных сигналов составляющую имеющих шумовую В задачах идентификации асинхронных электродвигателей предпочтительным параметров является фильтр Ланцоша десятого порядка, так как интегральная

среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет не более 3,5% при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала.

3.3.3 Создание процедуры предфильтрации на основе фильтров Баттерворта

Фильтры Баттерворта (ФБ) относятся к цифровым фильтрам, метод проектирования которых позволяет получить максимально гладкую амплитудно-частотную характеристику в полосе пропускания [174]. Вместе с тем для обеспечения высокой степени подавления помех, частоты которых расположены в полосе подавления фильтра ФБ, имеют более сложную реализацию по сравнению с фильтрами Чебышева, Бесселя, эллиптическими фильтрами [174, 175]. Однако в задаче цифровой фильтрации сигналов, с дальнейшим получением производных от таких сигналов, фильтры Баттерворта наиболее эффективны [175], при условии правильного учета фазовой задержки ΔT_f и коэффициента ослабления $k_{\rm oc}$ отфильтрованного сигнала относительно реального сигнала таких фильтров.

В общем виде цифровые фильтры Баттерворта можно представить в виде следующей структурной схемы (рис.3.3.3.1)



Рис. 3.3.3.1. Общая структурная схема цифровых фильтров Баттерворта

Математическая модель цифровых фильтров Баттерворта описывается следующим образом:

$$y(n \cdot \Delta t) = \sum_{k=0}^{N} \frac{b_N}{a_0} \cdot x[(N-k) \cdot \Delta t] - \sum_{k=1}^{N} \frac{a_N}{a_0} \cdot y[(N-k) \cdot \Delta t].$$

Для проверки работоспособности и эффективности процедуры фильтрации на основе цифровых фильтров Баттерворта был создан и реализован ФБ низких частот первого порядка, с помощью которого обрабатывались информационные сигналы с различным относительным уровнем шумовых составляющих σ от амплитуды полезного сигнала (рис. 3.3.3.1, 3.3.3.3), где $di_{1\alpha}$ – производная от проекции вектора тока статора на ось α , при этом ток не содержал шумовой составляющей, $di_{1\alpha But1}$ – производная от проекции вектора тока статора на ось α как выходной сигнал фильтра Баттерворта первого порядка, при этом ток содержал шумовую составляющую. Также проверена адекватность их работы, корректность расчета временной задержки и коэффициента ослабления сигнала с помощью визуального анализа регрессионных остатков (рис. 3.3.3.2, 3.3.3.4).



Рис. 3.3.3.1. Временные ряды производных di и $di_{1\alpha But1}$ в переходном режиме

работы



Рис. 3.3.3.2. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтра Баттерворта первого порядка по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в переходном режиме работы.



Рис. 3.3.3. Временные ряды производных *di* и *di*_{1*aBut*1} в установившемся режиме работы



Рис. 3.3.3.4. Временные ряды, показывающие характер распределения ошибок оценивания производной тока, полученной с помощью фильтра Баттерворта первого порядка по методу визуального анализа регрессионных остатков модели в установившемся режиме работы.

Ha основании полученных временных рядов с использованием цифрового фильтра Баттерворта низких частот первого порядка И визуального анализа регрессионных остатков (рис. 3.3.3.1-3.3.3.4) можно утверждать, что фильтр Баттерворта низких частот первого порядка построен правильно, его работа адекватна и учет фазовых задержек корректен.

Для анализа качества фильтрации сигналов, полученных с помощью цифрового фильтра Баттерворта низких частот первого порядка, поступающих с датчиков использована интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания (2.5.1) производной тока в переходном и установившемся режимах. Все оценки сведены в таблицу 3.3.3.1.

Таблица 3.3.3.1. Сравнительный анализ результатов фильтрации сигналов на основе фильтров Баттерворта

	Относительный уровень шумовой составляющей от							
Тип цифрового	ип цифрового амплитуды полезного сигнала, %						%	
фильтра	σ=5	5%	σ=1(σ=10% σ=15%		σ=20%		
	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР	ПР	УР
Фильтр Баттерворта								
низких частот	2,64	2,05	3,54	3,07	6,01	5,26	7,32	6,83
первого порядка								

Проведенный анализ построения цифровых фильтров, синтезированных по методу С. Баттерворта для решения задач предварительной фильтрации информационных сигналов, показал:

- Реализованный цифровой фильтр Баттерворта низких частот первого порядка построен правильно, его работа адекватна, учет временной задержки и коэффициента ослабления корректен.
- Среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет не более 4%, при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала, что допустимо в инженерской практике.

3.3.4 Применение разработанных цифровых фильтровпредфильтраторов для выделения тренда полезных сигналов с датчиков токов и напряжений статора регулируемого асинхронного электродвигателя, включенного по схеме ПЧ-АД

Ha основании проведенного сравнительного анализа процедур фильтраций реализованных на различных методах (параграфы 3.3.1-3.3.3) были выбраны наиболее эффективные представители, удовлетворяющие условиям приведенным в параграфе 3.3. Были отобраны следующие типы цифровых фильтров: ФСС на основе арифметической скользящей средней двадцатого порядка, ФЛ десятого порядка и ФБ низких частот первого порядка. Работоспособность и адекватность фильтров была проверена в ходе расчета производных токов статора, при этом сигналы токов были зашумлены. Полученные временные ряды, описывающие производные тока имели интегральную среднеквадратическую ошибку оценивания не более 4%. Однако в решении задач идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей в режиме реального времени этого может оказаться недостаточно. Это связано с тем, что одной из наиболее распространенных схем в современном электроприводе является схема ПЧ-АД [176], где статорные обмотки подключены к выходу автономного инвертора напряжения (АИН), работающего в режиме ШИМ-модуляции. Сигналы, поступающие с датчиков статорных токов и, особенно статорных напряжений, содержат дополнительную шумовую составляющую, обусловленную режимом ШИМ-модуляции АИН.

Математическое моделирование работы асинхронного электропривода с АИН, работающего в режиме ШИМ-модуляции проводилось по рекомендациям изложенных в [177, 178]. Полученные составляющие тока и напряжения статора по осям α и β асинхронного электродвигателя приведены на рисунках 3.3.4.1-3.3.4.2.



Рис. 3.3.4.1. Переходные процессы составляющих тока статора по осям α и β асинхронного электродвигателя после ШИМ-модуляции



Рис. 3.3.4.2. Переходные процессы составляющих напряжения статора по осям α и β асинхронного электродвигателя после ШИМ-модуляции

Выделим первую основную гармонику в переходных процессах составляющих напряжения статора ПО осям α И β асинхронного ШИМ-модуляции (рис. 3.3.4.3) электродвигателя после с помощью разложения Фурье [179, 180]





При наличии ШИМ-модуялции в АИН возникает задача не только отсечь шумовую составляющую от полезного сигнала, но и выделить тренд данного сигнала. Рассмотрим работоспособность ФБ низких частот первого порядка и ФСС на основе скользящей средней двадцатого порядка при решении данной задачи. Несмотря на высокую эффективность ФЛ десятого порядка (параграф 3.3.2), данное семейство цифровых фильтров является фильтрами-дифференциаторами, что делает их непригодными для решения задачи исключительно выделения тренда полезного сигнала токов и напряжений статора, без дальнейшего цифрового дифференцирования.

Представим результаты выделения тренда полезных сигналов токов и напряжения статора в системе ПЧ-АД с использованием ФСС на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения (рис. 3.3.4.4) и ФБ низких частот первого порядка (рис. 3.3.4.5)



Рис. 3.3.4.4. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих тока статора с помощью фильтра на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения по осям α *I*_{1αSMA20} и β *I*_{1βSMA20}



Рис. 3.3.4.5. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих тока статора с помощью фильтра Баттерворта первого порядка по осям $\alpha I_{1\alpha But1}$ и β

 $I_{1\beta But1}$

Сравнивая осциллограммы статорных токов ДО фильтрации (рис. 3.3.4.1) и после фильтрации (рис. 3.3.4.4-3.3.4.5) можно утверждать, что ФСС на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения и ФБ низких частот первого порядка позволили выделить тренд полезных сигналов составляющих тока статора. Однако выделить полноценный тренд полезного сигнала составляющих напряжения статора представленные фильтры не смогли (рис. 3.3.4.6-3.3.4.7), что говорит о невозможности применения данных фильтров в решении таких задач, либо необходимости применения дополнительной процедуры фильтрации, что противоречит критериям, сформулированных в параграфе 3.3. Данная проблема решается путем увеличения порядка фильтров. Таким образов необходимо реализовать ФСС арифметической скользящей средней c на основе шириной окна сглаживающего интервала более двадцати точек наблюдения и фильтр Баттерворта выше первого порядка. Необходимо понимать, что увеличение порядка фильтра приводит к увеличению фазовой задержки и к дальнейшему ослаблению сигнала, что в свою очередь неблагоприятно сказывается на быстродействии процедуры идентификации параметров асинхронного электродвигателя и приводит к увеличению вычислительных затрат. Следует реализовать фильтр, позволяющий выделить полноценные тренды полезных сигналов токов и напряжений статора электродвигателя, при условии соответствия требованиям, представленных в параграфе 1.9 и 3.3. Такими фильтрами являются фильтр на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной шестидесяти точкам наблюдения и фильтр Баттерворта третьего порядка. Иллюстрация работы данных фильтров представлена на рисунках 3.3.4.8-3.3.4.11.



Рис. 3.3.4.6. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих напряжения статора с помощью фильтра на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения по осям α U_{1αSMA20} и β U_{1βSMA20}



Рис. 3.3.4.7. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих напряжения статора с помощью фильтра Баттерворта первого порядка по осям α U_{1αBut1} и β U_{1βBut1}



статора с помощью фильтра на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной шестидесяти по осям α

 $I_{1\alpha SMA60}$ и $\beta I_{1\beta SMA60}$



Рис. 3.3.4.9. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих напряжения статора с помощью фильтра на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной шестидесяти точкам наблюдения по осям α U_{1αSMA60} и β U_{1βSMA60}



Рис. 3.3.4.10. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих тока статора с помощью фильтра Баттерворта второго порядка по осям $\alpha I_{1\alpha But3}$ и β

 $I_{1\beta But3}$



Рис. 3.3.4.11. Выделенные тренды полезных сигналов составляющих напряжения статора с помощью фильтра Баттерворта второго порядка по осям α U_{1αBut3} и β U_{1βBut3}

На основании полученных результатов (рис. 3.3.4.8-3.3.4.11) можно утверждать, что рассмотренные фильтр SMA с шириной окна

сглаживающего интервала равной шестидесяти точкам наблюдения и ФБ третьего порядка справились с задачей выделения тренда полезного сигнала. Видно, что преимуществом фильтра Баттерворта является возможность наиболее гладко аппроксимировать полученные временные ряды полезных сигналов составляющих тока и напряжения статора асинхронного электродвигателя в ходе процедуры фильтрации. Таким образом фильтры Баттерворта являются наиболее привлекательными для решения задачи выделения тренда полезных сигналов поступающих после ШИМ-модуляции.

Для проверки эффективности работы фильтра Баттерворта третьего порядка проведем исследование модели двигателя ST132L (параграф 2.5), статорные обмотки которого подключены к выходу АИН, работающего в режиме ШИМ-модуляции. Данное исследование представлено в следующем параграфе

3.4 Решение задачи идентификации параметров асинхронного электродвигателя, включенного по схеме ПЧ-АД, алгебраическим методом на основе дискретной модели

идентификации Для проверки эффективности параметров ΑЛ. включенного по схеме ПЧ-АД с применением разработанного ранее метода (параграф 3.1) и корректности работы фильтра Баттерворта третьего порядка фильтра-предфильтратора при решении качестве реальных В задач проводилось исследование модели двигателя ST132L, статорные обмотки которого подключены к выходу АИН, работающего в режиме ШИМмодуляции.

Параметры двигателя [92]:

– номинальная мощность $P_{\rm H} = 22$ кВт;

- номинальное напряжение $U_{\rm H}$ = 190/330 В;

– номинальная частота $f_{\rm H}$ = 50 Гц;

– приведенное активное сопротивление ротора $R'_2 = 0,067$ Ом;

– активное сопротивление статора $R_1 = 0,106$ Ом;

– индуктивность рассеяния статорной обмотки $L_{1\sigma}=0,684$ мГн;

приведенная к статору индуктивность рассеяния роторной обмотки
 L'₂₅=0,667 мГн;

 результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре машины L_m=24,711 мГн;

- момент инерции двигателя $J_{\rm дв}$ =0,5962 кг·м^{2;}

- число пар полюсов $z_p=2;$

– номинальная скорость вращения $\omega_{\text{ном}} = 157 \text{ рад/с};$

В ходе моделирования были получены переходные характеристики токов и напряжения статора двигателя, поступивших с АИН (рис. 3.4.1-3.4.2). На основании параграфа 3.1 была построена дискретная модель асинхронного электродвигателя и проведена процедура идентификации параметров асинхронного двигателя, в ходе которой были получены: активное сопротивление \hat{R}_1 и эквивалентная индуктивность \hat{L}_1 обмотки статора, приведенные к статору активное сопротивление $\hat{R'}_2$ и эквивалентную индуктивность \hat{L}_2 обмотки ротора, постоянную времени ротора \hat{T}_2 и результирующую индуктивность, обусловленную магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя \hat{L}_m в режиме реального времени (рис. 3.4.3-3.4.5). В качестве фильтра-предфильтратора использовался ФБ третьего порядка, представленный в параграфах 3.3.3 и 3.3.4.



Рис. 3.4.1. Переходные процессы составляющих напряжения статора по осям

α и β асинхронного электродвигателя после ШИМ-модуляции



Рис. 3.4.2. Переходные процессы составляющих тока статора по осям α и β асинхронного электродвигателя после ШИМ-модуляции



Рис. 3.4.3. Переходные процессы оценок активного сопротивления обмотки статора $\hat{R}_{\rm I}$ и приведенного к статору активного сопротивления обмотки

ротора $\hat{R'}_2$



Рис. 3.4.4. Переходные процессы оценок эквивалентной индуктивности обмотки статора \hat{L}_1 и результирующей индуктивности, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя \hat{L}_m



Рис. 3.4.5. Переходные процессы оценок постоянной времени ротора \hat{T}_2 и приведенной к статору эквивалентной индуктивности обмотки ротора \hat{L}_2

Необходимо отметить, что переходные процессы оценок параметров асинхронного двигателя (рис. 3.4.3–3.4.5) представлены после прохождения данных оценок через специальный фильтр. Данный фильтр, его работа, структурная схема и особенности представлены далее в параграфе 3.6.

Для анализа качества процесса оценивания параметра *x* рис. 3.4.3–3.4.5 рассмотрена интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания параметра:

$$\delta_{\rm x} = \sqrt{\frac{1}{t_{\rm yct. Koh.} - t_{\rm yct. Hay.}}} \sum_{k=t_{\rm yct. Hay.}}^{t_{\rm yct. Koh.}} \left(\frac{x - \hat{x}_k}{x}\right)^2 \cdot 100\%$$

где $x=R_1$, R_2 , L_1 , L_2 , L_m , T_2 – это истинное значение исследуемого параметра, $\hat{x} = \hat{R}_1$, \hat{R}'_2 , \hat{L}_1 , \hat{L}_2 , \hat{L}_m , \hat{T}_2 – оцененное значение исследуемого параметра, $t_{\text{уст.нач.}}=n_{\text{уст.нач.}}\cdot\Delta t = 7$ с, $t_{\text{уст.кон.}}=n_{\text{уст.кон.}}\cdot\Delta t = 13$ с – время начала и окончания установившийся и достаточного режима оценивания параметров асинхронного электродвигателя, соответственно, $\Delta t=100$ мкс – шаг дискретизации. Все результаты сведены в таблицу 3.4.1.

Таблица	3.4.1.	Сравнительный	анализ	результатов	идентификации
параметро	ов асинх	ронного двигателя			

Параметр	Истинное значение	Оценка	δ, %
<i>R</i> ₁ , Ом	0,106	0,107	1,521
<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,067	0,064	4,31
<i>L</i> ₁ , мГн	25,39	26,01	2,37
<i>L</i> ₂ , мГн	25,38	25,07	1,22
<i>L</i> _m , мГн	24,71	25,33	2,49
T_2 , c	3,788	3,839	1,34

Проведенный анализ полученных результатов (рис. 3.4.3-3.4.5, табл. 3.4.1) позволяет утверждать:

- Все полученные оценки являются устойчивыми и несмещенными (рис. 3.4.3-3.4.6), интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания параметров асинхронного двигателя составляют не более 5% (таблица 3.4.1), что говорит о работоспособности разработанного алгебраического метода идентификации параметров асинхронных элеткродвигателей на основе дискретных моделей.
- Время оценивания параметров модели асинхронного элеткродвигателя занимает не более семи секунд (рис. 3.4.3-3.4.5), что позволяет проводить идентификацию в режиме реального времени.
- Доказана работоспособность фильтров Баттерворта третьего порядка в качестве фильтра-предфильтратора, применяемого для выделения тренда из сигнала, прошедшего ШИМ-модуляцию.

3.5 Разработка цифрового фильтра для выделения тренда сигналов оцененных параметров асинхронных электродвигателей

3.5.1 Постановка проблемы фильтрации полученных оценок параметров асинхронного электродвигателя

Одной серьезных проблем, возникших при разработке ИЗ алгебраических идентификации методов параметров асинхронных дискретных моделей, является необходимость двигателей на основе фильтрации полученных оценок параметров. Необходимость фильтрации связана с тем, что полученные сигналы оценки параметров имеют шумовую составляющую со знакопеременными отклонениями относительно полезного сигнала (рис 3.5.1) и существенные по величине и относительно редкие импульсные "выбросы" также знакопеременного характера (рис 3.5.2). Наличие шумовой составляющей и импульсных "выбросов" и их характер проблемами решения связаны с некорректных задач, качеством предварительной фильтрации сигналов, поступающих С датчиков, корректностью операции цифрового дифференцирования и величиной числа обусловленности матриц. Таким образом в рамках решаемой задачи полностью избавиться от шумовых составляющих в сигналах оценок не представляется возможным, а возможно лишь снизить шумовой фон до заданного приемлемого уровня.



Рис. 3.5.1.1 – Переходный процесс оценки эквивалентной индуктивности обмотки статора \hat{L}_1 , имеющий ярко выраженную дисперсионную составляющую



Рис. 3.5.1.2 – Переходный процесс оценки эквивалентной индуктивности обмотки статора \hat{L}_1 , имеющий ярко выраженную импульсную составляющую

Для решения проблемы фильтрации полученных оценок параметров был разработан фильтр, способный подавить импульсные "выбросы" и выделить тренд полезного сигнала оценок параметров асинхронного электродвигателя, при чем успешное решение стало возможно только в классе нелинейных фильтров. При этом разрабатываемый фильтр должен был соответствовать требованиям, представленным в параграфе 3.3.

3.5.2 Разработка фильтров для обработки полученных оценок параметров асинхронного двигателя

Для решения проблем, связанных с фильтрацией полученных оценок был разработан специальный нелинейный фильтр, за основу которого был взят фильтр низких частот первого порядка. Фильтр низких частот первого порядка в структурных схемах описывается следующим операторным уравнением:

$$y(s) = x(s) \cdot \frac{k_f}{\tau_f \cdot s + 1},$$
 (3.5.2.1)

где y(s) – изображение по Лапласу выходного сигнала фильтра;

x(s) – изображение по Лапласу входного сигнала фильтра;

 k_f – коэффициент усиления фильтра, в общем случае принимается равным 1; ϕ_f – постоянная времени фильтра, варьируемая величина, отвечающая за быстродействие процесса фильтрации.

Преобразуем уравнение (3.5.2.1) для дальнейшего перехода к дифференциальному уравнению:

$$y(s) \cdot (\tau_f \cdot s + 1) = x(s) \cdot k_f,$$

$$y(s) \cdot \tau_f \cdot s = x(s) \cdot k_f - y(s),$$

$$y(s) \cdot s = \frac{x(s) \cdot k_f - y(s)}{\tau_f}.$$
(3.5.2.2)

Запишем уравнение (3.5.2.2) в нормальной форме Коши:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{x(t) \cdot k_f - y(t)}{\tau_f}$$

Для удобства восприятия записи заменим $\frac{dy(t)}{dt}$ на Dy(t):

$$Dy(t) = \frac{x(t) \cdot k_f - y(t)}{\tau_f}$$
(3.5.2.3)

Уравнение (3.5.2.3) является дифференциальным уравнением, описывающим апериодический фильтр.

Перейдем к дискретной модели, разрабатываемого фильтра. Для этого отобразим производную методом прямой разности (параграф 2.3.3).

$$Dy(n \cdot \Delta t) = \frac{y(n \cdot \Delta t) - y(n \cdot \Delta t - \Delta t)}{\Delta t}.$$
 (3.5.2.4)

Произведем подстановку уравнения (3.5.2.4) в уравнение (3.5.2.3):

$$\frac{y(n \cdot \Delta t) - y(n \cdot \Delta t - \Delta t)}{\Delta t} = \frac{x(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot k_f - y(n \cdot \Delta t - \Delta t)}{\tau_f} \qquad (3.5.2.5)$$

Перепишем уравнение (3.5.2.5) следующим образом:

$$y(n \cdot \Delta t) = y(n \cdot \Delta t - \Delta t) + \Delta t \cdot \frac{x(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot k_f - y(n \cdot \Delta t - \Delta t)}{\tau_f},$$
$$y(n \cdot \Delta t) = y(n \cdot \Delta t - \Delta t) + x(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot \frac{k_f \cdot \Delta t}{\tau_f} - y(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot \frac{\Delta t}{\tau_f},$$
$$y(n \cdot \Delta t) = x(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot \frac{k_f \cdot \Delta t}{\tau_f} - y(n \cdot \Delta t - \Delta t) \cdot \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_f}\right).$$
(3.5.2.6)

Уравнение (3.5.1.6) описывает инерционную часть разработанного нелинейного прогнозирующего фильтра, которая предназначена ДЛЯ составляющей подавления шумовой полезного Другой сигнала. немаловажной частью данного фильтра является логическая часть, которая реализации алгоритма, позволяющего предназначена ДЛЯ исключить неблагоприятное влияние импульсных "выбросов" на оценку параметров. Логическую часть можно представить в виде блок схемы алгоритма расчета выходного сигнала разработанного фильтра (рис. 3.5.2.1).



Рисунок 3.5.2.1 – Блок схема алгоритма расчета выходного сигнала разработанного нелинейного прогнозирующего фильтра

В общем виде разработанный фильтр представляет собой нелинейный прогнозирующий фильтр, состоящий из двух основных частей для подавления шумовой составляющей и избавления от неблагоприятного влияния импульсных "выбросов" в сигнале оценок параметров асинхронного электродвигателя. Структурная схема разработанного нелинейного прогнозирующего фильтра представлена на рисунке 3.5.2.2.





Разработанный нелинейный прогнозирующий фильтр является неотъемлемой частью алгебраического метода идентификации параметров асинхронного электродвигателя на основе дискретной модели и выступает в качестве фильтра-постфильтратора. Такой фильтр позволяет подавить импульсные "выбросы" и выделить тренд полезного сигнала оценок параметров асинхронного электродвигателя

3.5.3 Решение задачи идентификации параметров асинхронного электродвигателя, включенного по схеме ПЧ-АД, с использованием нелинейного прогнозирующего фильтра на примере двигателей серии ST, 4A, 5A, AUP. Выработка рекомендаций по настройке фильтра

Для проверки эффективности работы, представленного В параграфе 3.5.2, нелинейного прогнозирующего фильтра в качестве фильтрапостфильтратора были проведены исследования переходных процессов в двигателях серий ST, 5A, АИР, 6А. Параметры двигателей серии ST приведены в [93], параметры же двигателей серий 5А, 6А, АИР были определены по методике, представленной в [181] на основании каталожных данных [182]. В связи с тем, что представителей двигателей указзанных серий большое количество и не рационально исследовать каждый двигатель отдельно, было принято решение охватить весь диапазон номинальных мощностей Р_н двигателей в логарифмическом масштабе. Параметры двигателей серий ST, 5A, АИР, 6А были определены разработанным алгебраическим методом идентификации на основе дискретной модели асинхронной машины, с учетом предложенных решений, описанных в параграфах 2.5, 3.1, 3.4. Результаты исследований сведены в таблицы 3.5.3.1-3.5.3.14. В таблицах 3.5.3.1-3.5.3.7 представлены погрешности оценивания параметров АД серий ST, 5A, АИР, 6A. Таблицы 3.5.3.8-3.5.3.14 дают представление об оптимальных параметрах настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра в рамках данного исследования двигателей серий ST, 5A, 6A, AUP а именно: коэффициент регулирования k_{per} , коэффициент фильтра k_{ϕ} , постоянная времени фильтра τ_{ϕ} , коэффициент ограничения k_{orp} .

Таблица 3.5.3.1 Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии ST.

Модель лвигателя	Р _н , кВт	Параметр	Истинное значение	Оценка	δ, %
		<i>R</i> ₁ , Ом	4,5	4,633	2,955
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	2,533	2,479	2,127
ST80LB	1,1	<i>L</i> ₁ , мГн	289,1	290,1	1,595
		<i>L</i> ₂ , мГн	285,6	296,3	2,496
		<i>L</i> _m , мГн	280,484	288,1	2,714
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,659	0,6794	2,31
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,485	0,4751	2,033
ST100LB	5,5	L_1 , м Γ н	74,37	73,31	1,428
		<i>L</i> ₂ , мГн	75,46	73,03	3,48
		$L_{\rm m}$, мГн	73,031	72,83	1,443
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,236	0,2395	1,497
	11	<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,189	0,194	2,646
ST112XA		L_1 , м Γ н	43,336	41,86	3,457
		<i>L</i> ₂ , мГн	43,28	40,47	2,882
		$L_{\rm m}$, мГн	42,019	43,07	1,497
	22	<i>R</i> ₁ , Ом	0,106	0,107	1,521
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,067	0,064	4,31
ST132L		L_1 , м Γ н	25,39	26,01	2,37
		<i>L</i> ₂ , мГн	25,38	25,07	1,22
		$L_{\rm m}$, мГн	24,71	25,33	2,49
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,028	0,02912	4,017
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,018	0,01777	1,25
ST160L	45	<i>L</i> ₁ , мГн	11,42	11,56	1,231
		<i>L</i> ₂ , мГн	11,06	10,76	2,685
		$L_{\rm m}$, мГн	10,75	10,88	1,249
ST180L		<i>R</i> ₁ , Ом	0,031	0,03185	2,757
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,024	0,02424	1,01
	110	L_1 , мГн	12,49	12,31	1,417
		<i>L</i> ₂ , мГн	12,16	11,95	1,445
		$L_{\rm m}$, мГн	11,646	11,48	1,748
Таблица 3.5.3.2. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии 5A с номинальной частотой вращения 3000 об/мин.

Модель	D и D т	Породотр	Истинное	Ououro	8 %
двигателя	$\Gamma_{\rm H},{\rm KDT}$	Параметр	значение	Оценка	0, 70
		<i>R</i> ₁ , Ом	3,909	3,949	1,021
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	3,759	3,759	1,394
5A80MA2	1,5	<i>L</i> ₁ , мГн	54	54,98	1,821
		<i>L</i> ₂ , мГн	59	59,78	1,32
		$L_{\rm m}$, м Γ н	36	36,4	1,113
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,222	0,230	3,852
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,212	0,208	1,567
5A160S2	15	<i>L</i> ₁ , мГн	36,68	38,16	4,044
		<i>L</i> ₂ , мГн	37,21	37,97	2,051
		$L_{\rm m}$, мГн	35	36,02	2,927
	37	<i>R</i> ₁ , Ом	0,057	0,059	3,907
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,054	0,053	1,237
5A200M2		<i>L</i> ₁ , мГн	14,59	14,86	1,869
		<i>L</i> ₂ , мГн	14,78	15,19	2,779
		$L_{\rm m}$, мГн	14	14,15	1,052
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,057	0,058	1,789
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,054	0,053	1,257
5A200L2	45	<i>L</i> ₁ , мГн	12,59	12,9	2,457
		<i>L</i> ₂ , мГн	12,78	13	1,723
		$L_{\rm m}$, мГн	12	12,16	1,334
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,039	0,041	4,987
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,037	0,035	4,964
5A225M2	55	<i>L</i> ₁ , мГн	10,04	10,26	2,216
		<i>L</i> ₂ , мГн	10,21	10,56	3,452
		$L_{\rm m}$, мГн	9,503	9,973	4,946

Таблица 3.5.3.3. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии 5A с номинальной частотой вращения 1500 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	Истинное значение	Оценка	δ, %
		<i>R</i> ₁ , Ом	6,228	6,382	2,465
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	6,026	5,935	1,517
5A80MA4	1,1	<i>L</i> ₁ , мГн	682	714,7	4,794
		<i>L</i> ₂ , мГн	691	716,2	3,64
		$L_{\rm m}$, мГн	657	672	2,386
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,251	0,253	1,169
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,222	0,217	2,373
5A160S4	15	<i>L</i> ₁ , мГн	39,9	40,37	1,166
		<i>L</i> ₂ , мГн	44,64	40,93	1,051
		$L_{\rm m}$, мГн	38	39,24	3,261
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,069	0,0719	4,336
	37	<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,066	0,065	2,723
5A200M4		<i>L</i> ₁ , мГн	17,89	18,25	1,996
		<i>L</i> ₂ , мГн	18,18	18,5	1,72
		$L_{\rm m}$, мГн	17	17,32	1,871
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,057	0,0575	1,041
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,055	0,0543	1,234
5A200L4	45	L_1 , мГн	14,56	15,11	3,75
		<i>L</i> ₂ , мГн	14,96	15,67	4,77
		$L_{\rm m}$, мГн	14,1	14,49	2,757
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,038	0,0385	1,327
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,037	0,0366	1,043
5A225M4	55	L_1 , мГн	11,71	12,14	3,663
		<i>L</i> ₂ , мГн	11,94	12,09	1,277
		$L_{\rm m}$, мГн	11,01	11,51	4,586

Таблица 3.5.3.4. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии АИР с номинальной частотой вращения 3000 об/мин.

Модель	Р _н , кВт	Параметр	Истинное	Оценка	δ, %
двигателя			значение		
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,3241	0,3299	1,789
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,3106	0,302	2,771
АИРМ132М2	11	L_1 , м Γ н	47,46	48,23	1,614
		<i>L</i> ₂ , мГн	48,11	49,05	1,955
		$L_{\rm m}$, мГн	45,45	46,54	2,39
	22	<i>R</i> ₁ , Ом	0,1337	0,138	3,646
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,1275	0,1259	1,214
АИР180S2		L_1 , мГн	25,35	26,05	2,758
		<i>L</i> ₂ , мГн	25,73	26,69	4,749
		$L_{\rm m}$, мГн	24,12	24,62	2,082
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,084	0,0857	1,825
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,08	0,0782	3,204
АИР180М2	37	<i>L</i> ₁ , мГн	18,98	19,75	4,077
		<i>L</i> ₂ , мГн	19,36	20,04	3,515
		<i>L</i> _m , мГн	17,83	18,67	4,697

Таблица 3.5.3.5. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии АИР с номинальной частотой вращения 1500 об/мин.

Модель	D _K D _T	Попомотр	Истинное	Ононко	\$ 0/
двигателя	$\Gamma_{\rm H}, \rm KDT$	параметр	значение	Оценка	0, 70
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,5495	0,5567	1,316
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,5289	0,5167	2,303
АИРМ132S4	7,5	L_1 , мГн	81,65	82,25	1,056
		<i>L</i> ₂ , мГн	82,8	83,68	1,061
		$L_{\rm m}$, мГн	78,17	79,82	2,122
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,3421	0,3584	4,767
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,3298	0,3262	1,095
АИРМ132М4	11	L_1 , мГн	56,95	58,16	2,127
		<i>L</i> ₂ , мГн	57,7	58,37	1,168
		$L_{\rm m}$, мГн	54,7	55,28	1,047
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,1342	0,138	3,467
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,1294	0,128	1,062
АИР180S4	22	L_1 , мГн	30,83	31,27	1,438
		<i>L</i> ₂ , мГн	31,3	32,7	4,49
		$L_{\rm m}$, мГн	29,42	30,46	3,541
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,0861	0,0882	4,26
АИР180М4		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,0811	0,0802	1,041
	30	<i>L</i> ₁ , мГн	20,18	20,78	2,978
		<i>L</i> ₂ , мГн	20,52	21,24	3,543
		$L_{\rm m}$, мГн	19,13	19,63	2,606

Таблица 3.5.3.6. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии 6А с номинальной частотой вращения 3000 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	Истинное значение	Оценка	δ, %
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,65	0,66	2,706
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,6247	0,6121	2,022
6A132SA2	5,5	<i>L</i> ₁ , мГн	102,8	105,6	2,755
		<i>L</i> ₂ , мГн	104,1	105,6	1,442
		<i>L</i> _m , мГн	98,78	101	2,206
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,449	0,4627	3,061
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,429	0,424	1,284
6A132SB2	7,5	<i>L</i> ₁ , мГн	71,71	73,95	3,115
		<i>L</i> ₂ , мГн	72,68	74,47	2,465
		<i>L</i> _m , мГн	68,72	71,01	3,333
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,1806	0,1829	1,235
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,1724	0,1698	1,546
6A160L2	18,5	<i>L</i> ₁ , мГн	29,97	30,97	3,35
		<i>L</i> ₂ , мГн	30,4	30,88	1,567
		$L_{\rm m}$, мГн	28,61	29,43	2,855
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,1601	0,1662	3,761
	22	<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,1527	0,1521	3,633
6A180M2		<i>L</i> ₁ , мГн	25,16	25,82	2,614
		<i>L</i> ₂ , мГн	25,53	25,7	4,567
		<i>L</i> _m , мГн	23,99	24,78	3,292
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,013	0,014	4,855
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,0127	0,0124	1,898
6A315S2	110	<i>L</i> ₁ , мГн	4,985	5,144	3,193
		<i>L</i> ₂ , мГн	5,089	5,327	4,678
		$L_{\rm m}$, м Γ н	4,645	4,81	3,554
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,0113	0,0116	2,92
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,0107	0,0105	1,736
6A315M2	132	<i>L</i> ₁ , мГн	4,184	4,384	4,786
		<i>L</i> ₂ , мГн	4,265	4,469	4,776
		$L_{\rm m}$, м Γ н	3,923	4,05	3,245
		<i>R</i> ₁ , мОм	9,356	9,555	2,127
		<i>R</i> ' ₂ , мОм	8,9	8,682	2,449
6A315LA2	160	L_1 , мГн	3,366	3,458	2,746
		<i>L</i> ₂ , мГн	3,433	3,534	2,928
		$L_{\rm m}$, м Γ н	3,15	3,227	2,435
		<i>R</i> ₁ , мОм	6,504	6,777	4,201
		<i>R</i> ' ₂ , мОм	6,206	5,936	4,342
6A315LB2	200	<i>L</i> ₁ , мГн	2,718	2,825	3,916
		<i>L</i> ₂ , мГн	2,769	2,663	4,115
		$L_{\rm m}$, мГн	2,557	2,894	4,503

Таблица 3.5.3.7. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей серии 6А с номинальной частотой вращения 1500 об/мин.

Модель	Р _н , кВт	Параметр	Истинное	Оценка	δ, %
двигателя			значение		
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,8865	0,9	1,626
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,8531	0,8416	1,356
6A132S4	5,5	L_1 , м Γ н	108,1	109,2	1,054
		<i>L</i> ₂ , мГн	109,4	110,8	1,256
		<i>L</i> _m , мГн	104	106,9	2,823
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,549	0,557	1,435
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,527	0,521	1,131
6A132M4	7,5	<i>L</i> ₁ , мГн	78,25	79,3	1,351
		<i>L</i> ₂ , мГн	79,33	80,05	1,435
		L_{m} , м Γ н	74,9	76,07	1,539
	15	<i>R</i> ₁ , Ом	0,271	0,275	1,531
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,258	0,252	2,52
6A160L4		<i>L</i> ₁ , мГн	40,1	40,59	1,213
		<i>L</i> ₂ , мГн	40,71	41,49	1,907
		<i>L</i> _m , мГн	38,2	38,6	1,05
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,22	0,223	1,04
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,211	0,206	2,36
6A180M4	18,5	<i>L</i> ₁ , мГн	32,7	33,08	1,154
		<i>L</i> ₂ , мГн	33,2	33,6	1,203
		$L_{ m m}$, м Γ н	31,16	31,5	1,104
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,186	0,189	1,658
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,178	0,175	1,407
6A180L4	22	<i>L</i> ₁ , мГн	30,27	30,85	1,921
		<i>L</i> ₂ , мГн	30,69	31,26	1,831
		<i>L</i> _m , мГн	28,97	29,67	2,422

Продолжение таблицы 3.5.3.7.

Модель	РикВт	Параметр	Истинное	Оненка	\$ %
двигателя	і п, к D 1	Параметр	значение	Оценка	0, 70
		<i>R</i> ₁ , Ом	0,0115	0,0119	3,727
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	0,0109	0,0107	1,875
6A315S4	110	<i>L</i> ₁ , мГн	5,842	6,043	3,432
		<i>L</i> ₂ , мГн	5,971	6,064	1,564
		<i>L</i> _m , мГн	5,441	5,712	4,987
		<i>R</i> ₁ , мОм	9,723	9,925	2,087
		<i>R</i> ' ₂ , мОм	9,33	8,968	3,859
6A315M4	132	<i>L</i> ₁ , мГн	4,732	4,953	4.678
		<i>L</i> ₂ , мГн	4,831	4,573	4,573
		$L_{\rm m}$, м Γ н	4,428	5,067	4,894
		<i>R</i> ₁ , мОм	7,936	8,157	2,789
		<i>R</i> ' ₂ , мОм	7,535	7,453	1,084
6A315LA4	160	<i>L</i> ₁ , мГн	3,769	3,95	4,785
		<i>L</i> ₂ , мГн	3,846	4,036	4,929
		$L_{\rm m}$, м Γ н	3,521	3,585	1,815
		<i>R</i> ₁ , мОм	6,283	6,348	1,043
		<i>R</i> ' ₂ , мОм	5,979	5,916	1,062
6A315LB4	200	<i>L</i> ₁ , мГн	3,034	3,087	1,746
		<i>L</i> ₂ , мГн	3,104	3,201	3,125
		<i>L</i> _m , мГн	2,814	2,879	2,313

Таблица	3.5.3.8.	Результаты	настройки	коэффициентов	нелинейного
прогнозиј	ующего (фильтра при и	дентификаци	и параметров АД	серии ST.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k_{per}	k _{orp}	k_{φ}	$ au_{\Phi}$
ST80LB	1,1	R_{1}, OM R'_{2}, OM $L_{1}, \Gamma H$ $L_{2}, \Gamma H$ $L_{m}, \Gamma H$	2≤k _{per} <+∞	$\frac{18 \le k_{orp} < 24}{7 \le k_{orp} < 11}$ 0,65 \le k_{orp} <1 1,3 \le k_{orp} <2 0,65 < k_{orp} <1	1	1
ST100LB	5,5	R1, Ом R2, Ом L1, Гн L2, Гн Lm, Гн	5≤k _{per} <+∞	$\begin{array}{c} 3,3 \leq k_{orp} < 4,5 \\ \hline 1,2 \leq k_{orp} < 1,8 \\ \hline 0,43 \leq k_{orp} < 0,6 \\ \hline 0,5 \leq k_{orp} < 0,65 \\ \hline 0,42 \leq k_{orp} < 0,6 \end{array}$	1	1
ST112XA	11	R1, Ом R22, Ом L1, ГН L2, ГН Lm, ГН	5≤k _{per} <+∞	$\begin{array}{r} 1,1 \leq k_{orp} < 2,3 \\ 0,49 \leq k_{orp} < 0,6 \\ 0,3 \leq k_{orp} < 0,5 \\ 2,5 \leq k_{orp} < 0,45 \\ 0,3 \leq k_{orp} < 0,5 \end{array}$	1	1
ST132L	22	R1, Ом R2, Ом L1, ГН L2, ГН Lm, ГН	5≤k _{per} <+∞	$\begin{array}{c} 0.4 \leq k_{orp} < 0.5 \\ 0.2 \leq k_{orp} < 0.3 \\ 0.12 \leq k_{orp} < 0.15 \\ 1.6 \leq k_{orp} < 2 \\ 0.118 \leq k_{orp} < 0.14 \end{array}$	1	1
ST160L	45	R1, Ом R22, Ом L1, ГН L2, ГН Lm, ГН	5≤k _{per} <+∞	$\begin{array}{c} 0,34 \leq k_{orp} < 0,4 \\ \hline 0,04 \leq k_{orp} < 0,06 \\ \hline 0,015 \leq k_{orp} < 0,02 \\ \hline 0,017 \leq k_{orp} < 0,021 \\ \hline 0,015 \leq k_{orp} < 0,02 \end{array}$	1	1
ST180L	110	R1, Ом R2, Ом L1, ГН L2, ГН Lm, ГН	$\frac{10 \leq k_{per} < +\infty}{5 \leq k_{per} < +\infty}$	$\begin{array}{c} 0,37 \leq k_{orp} < 0,42 \\ 0,05 \leq k_{orp} < 0,07 \\ 0,019 \leq k_{orp} < 0,025 \\ 0,02 \leq k_{orp} < 0,025 \\ 0,018 \leq k_{orp} < 0,025 \end{array}$	1	1

Таблица 3.5.3.9. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии 5А 3000 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k _{per}	k _{orp}	k_{φ}	$ au_{\Phi}$
		<i>R</i> ₁ , Ом		$31 \le k_{orp} < 37$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$11 \le k_{orp} < 14$		
5A80MA2	1,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,4 \le k_{orp} < 0,6$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,17 \le k_{orp} < 0,22$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,18 \le k_{orp} < 0,23$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$1,7 \le k_{orp} < 2,3$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,6 \le k_{orp} < 0,8$		
5A160S2	15	L_1 , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,3 \le k_{orp} < 0,4$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн	_	$0,1 \le k_{orp} < 0,15$		
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		$0,16 \le k_{orp} < 0,25$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,4 \le k_{orp} < 0,6$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,15 \le k_{orp} < 0,2$		1
5A200M2	37	L_1 , Гн		$0,1 \le k_{orp} < 0,15$	1	
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,04 \le k_{orp} < 0,06$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0,07 \le k_{orp} < 0,1$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,2 \le k_{orp} < 0,3$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,15 \le k_{orp} < 0,2$		
5A200L2	45	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,05 \le k_{orp} < 0,06$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн	_	$0,04 \le k_{orp} < 0,05$		
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		$0,03 \le k_{orp} < 0,04$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,15 \le k_{orp} < 0,19$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0, 1 \le k_{orp} < 0, 15$	1	
5A225M2	55	L_1 , Гн		$0,4 \le k_{orp} < 0,5$		1
		<i>L</i> ₂ , Гн	_	$0,03 \le k_{orp} < 0,04$		
		$\overline{L_{\rm m},\Gamma_{\rm H}}$		$0,02 \le k_{orp} < 0,03$		

Таблица 3.5.3.10. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии 5А 1500 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k _{per}	k _{orp}	k_{φ}	$ au_{\Phi}$
		<i>R</i> ₁ , Ом		$50 \le k_{orp} < 60$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$18 \le k_{orp} < 25$		
5A80MA4	1,1	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$5,3 \le k_{orp} < 6,5$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$2,0 \le k_{orp} < 2,5$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$3,2 \le k_{orp} < 4,3$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$2 \le k_{orp} < 2,5$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,6 \le k_{orp} < 0,9$		
5A160S4	15	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,32 \le k_{orp} < 0,4$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,13 \le k_{orp} < 0,18$		
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		$0,19 \le k_{orp} < 0,26$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,5 \le k_{orp} < 0,7$	1	
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,2 \le k_{orp} < 0,25$		1
5A200M4	37	<i>L</i> ₁ , Гн		$0,14 \le k_{orp} < 0,18$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,05 \le k_{orp} < 0,07$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0,08 \le k_{orp} < 0,12$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,2 \le k_{orp} < 0,28$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,16 \le k_{orp} < 0,22$		
5A200L4	45	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,06 \le k_{orp} < 0,07$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,04 \le k_{orp} < 0,6$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0.04 \le k_{orp} < 0.05$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,15 \le k_{orp} < 0,19$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{\text{ner}} < +\infty$	$0,1 \le k_{orp} < 0,15$	1	
5A225M4	55	<i>L</i> ₁ , Гн		$0.04 \le k_{orp} < 0.06$		1
		<i>L</i> ₂ , Гн	*	0,03≤ k _{orp} <0,05	1	
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		0,03≤ k _{orp} <0,04]	

Таблица 3.5.3.11. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии АИР 3000 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k _{per}	k _{orp}	$\mathbf{k}_{\mathbf{\varphi}}$	$ au_{\varphi}$
		<i>R</i> ₁ , Ом		$1,6 \le k_{orp} < 2,0$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,9 \le k_{orp} < 1,2$		
АИРМ132М2	11	L_1 , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,4 \le k_{orp} < 0,47$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн	_	0,4 k _{orp} <0,48		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,4 \le k_{orp} < 0,45$		
		<i>R</i> ₁ , Ом	$5 \le k_{per} < +\infty$	$0,6 \le k_{orp} < 0,8$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,3 \le k_{orp} < 0,5$	1	1
АИР180S2	22	<i>L</i> ₁ , Гн		$0,22 \le k_{orp} < 0,25$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,23 \le k_{orp} < 0,26$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,21 \le k_{orp} < 0,24$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,4 \le k_{orp} < 0,5$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,2 \le k_{orp} < 0,3$		
АИР180М2	37	L_1 , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,11$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,11$		
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		$0, 09 \le k_{orp} < 0, 1$		

Таблица 3.5.3.12. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии АИР 1500 об/мин.

Модель	ΡνΒτ	Параметр	ŀ	b	Ŀ.	τ.
двигателя	$I_{\rm H}, KDI$	парамстр	крег	к _{огр}	κ _φ	ιφ
		<i>R</i> ₁ , Ом	5≤k _{per} <+∞	$2,7 \le k_{orp} < 3,3$		1
	7,5	<i>R</i> ' ₂ , Ом		$1,5 \le k_{orp} < 2,1$	1	
АИРМ132S4		L_1 , Гн		$0,25 \le k_{orp} < 0,33$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,25 \le k_{orp} < 0,33$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0,24 \le k_{orp} < 0,32$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$1,7 \le k_{orp} < 2,0$	1	1
		<i>R</i> ' ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,95 \le k_{orp} < 1,3$		
АИРМ132М4	11	L_1 , Гн		$0,17 \le k_{orp} < 0,23$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,17 \le k_{orp} < 0,23$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,16 \le k_{orp} < 0,22$		
	22	<i>R</i> ₁ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,6 \le k_{orp} < 0,8$	1	1
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,4 \le k_{orp} < 0,5$		
АИР180S4		L_1 , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,12$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,12$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0,08 \le k_{orp} < 0,12$		
АИР180М4	30	<i>R</i> ₁ , Ом	$5 \le k_{per} < +\infty$	$0,4 \le k_{orp} < 0,5$		1
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,2 \le k_{orp} < 0,3$	1	
		L_1 , Гн		$0,06 \le k_{orp} < 0,08$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,06 \le k_{orp} < 0,08$		
		$L_{\rm m}, \Gamma_{\rm H}$		$0,06 \le k_{orp} < 0,08$		

Таблица 3.5.3.13. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии 6А 3000 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k _{per}	k _{orp}	k_{φ}	$ au_{\Phi}$
		<i>R</i> ₁ , Ом		$3,9 \le k_{orp} < 5,2$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$1,85 \le k_{orp} < 2,5$		
6A132SA2	5,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,72 \le k_{orp} < 0,82$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,3 \le k_{orp} < 0,4$	-	
		<i>L</i> _m , Гн		0,7 k _{orp} <0,8		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$2,7 \le k_{orp} < 3,5$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$1,2 \le k_{orp} < 1,7$	_	
6A132SB2	7,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,5 \le k_{orp} < 0,6$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,2 \le k_{orp} < 0,3$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,48 \le k_{orp} < 0,55$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$l \le k_{orp} < 1,5$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,5 \le k_{orp} < 0,7$		
6A160L2	18,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,2 \le k_{orp} < 0,25$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,12$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,2 \le k_{orp} < 0,23$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,9 \le k_{orp} < 1,2$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,45 \le k_{orp} < 0,6$	_	
6A180M2	22	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,17 \le k_{orp} < 0,2$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,07 \le k_{orp} < 0,1$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,16 \le k_{orp} < 0,19$		
	110	<i>R</i> ₁ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,05 \le k_{orp} < 0,065$	1	
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,03 \le k_{orp} < 0,04$		1
6A315S2		<i>L</i> ₁ , Гн		$0,014 \le k_{orp} < 0,02$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,01 \le k_{orp} < 0,015$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,013 \le k_{orp} < 0,018$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0.045 \le k_{orp} < 0.055$		
		<i>R</i> [*] ₂ , Ом		$0,026 \le k_{orp} < 0,032$		
6A315M2	132	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,012 \le k_{orp} < 0,016$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн	-	$0,01 \le k_{orp} < 0,013$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,011 \le k_{orp} < 0,016$		
	160 200	<i>R</i> ₁ , Ом		$0,037 \le k_{orp} < 0,046$	1	1
		<i>R</i> [*] ₂ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$ $5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,02 \le k_{orp} < 0,025$		
6A315LA2		<i>L</i> ₁ , Гн		$0,01 \le k_{orp} < 0,013$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,008 \le k_{orp} < 0,01$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,009 \le k_{orp} < 0,012$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,025 \le k_{orp} < 0,032$		
		<i>R</i> ² ₂ , Ом		$0,015 \le k_{orp} < 0,019$	1	
6A315LB2		L_1, Γ_H		$0,008 \le k_{orp} < 0,01$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,006 \le k_{orp} < 0,008$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,007 \le k_{orp} < 0,01$		

Таблица 3.5.3.14. Результаты настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра при идентификации параметров АД серии 6А 1500 об/мин.

Модель двигателя	Р _н , кВт	Параметр	k _{per}	k _{orp}	kφ	$ au_{\Phi}$
		<i>R</i> ₁ , Ом		$4,4 \le k_{orp} < 6,2$	-	
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$2,5 \le k_{orp} < 3,5$		
6A132S4	5,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,3 \le k_{orp} < 0,4$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,3 \le k_{orp} < 0,4$	-	
		<i>L</i> _m , Гн		$0,3 \le k_{orp} < 0,4$	-	
		<i>R</i> ₁ , Ом		$2,7 \le k_{orp} < 3,8$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$1,5 \le k_{orp} < 2,1$	-	
6A132M4	7,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,2 \le k_{orp} < 0,3$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,2 \le k_{orp} < 0,3$	-	
		<i>L</i> _m , Гн		$0,2 \le k_{orp} < 0,3$		
	15	<i>R</i> ₁ , Ом	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$1,3 \le k_{orp} < 1,9$	1	1
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,7 \le k_{orp} < 1,0$		
6A160L4		<i>L</i> ₁ , Гн		$0,12 \le k_{orp} < 0,15$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,12 \le k_{orp} < 0,16$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,11 \le k_{orp} < 0,15$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$1,1 \le k_{orp} < 1,5$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,6 \le k_{orp} < 0,85$		
6A180M4	18,5	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,09 \le k_{orp} < 0,13$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,13$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,012$		
6A180L4	22	<i>R</i> ₁ , Ом	5≤k _{per} <+∞	$0,9 \le k_{orp} < 1,3$	1	1
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,5 \le k_{orp} < 0,7$		
		<i>L</i> ₁ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,12$		
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,09 \le k_{orp} < 0,12$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,08 \le k_{orp} < 0,11$		

Продолжение таблицы	3	3.5	.3.	14
---------------------	---	-----	-----	----

		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,05 \le k_{orp} < 0,08$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,03 \le k_{orp} < 0,05$		
6A315S4	110	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,017 \le k_{orp} < 0,023$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,017 \le k_{orp} < 0,023$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,016 \le k_{orp} < 0,022$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,038 \le k_{orp} < 0,048$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,027 \le k_{orp} < 0,037$		
6A315M4	132	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,014 \le k_{orp} < 0,019$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,014 \le k_{orp} < 0,019$		
		<i>L</i> _m , Гн		$0,013 \le k_{orp} < 0,018$		
		<i>R</i> ₁ , Ом		$0,03 \le k_{orp} < 0,04$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,02 \le k_{orp} < 0,03$		
6A315LA4	160	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,011 \le k_{orp} < 0,015$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,011 \le k_{orp} < 0,015$		
		$L_{\rm m}$, Гн		$0,01 \le k_{orp} < 0,015$		
		<i>R</i> ₁ , Ом	L	$0,025 \le k_{orp} < 0,033$		
		<i>R</i> ' ₂ , Ом		$0,017 \le k_{orp} < 0,023$		
6A315LB4	200	<i>L</i> ₁ , Гн	$5 \leq k_{per} < +\infty$	$0,009 \le k_{orp} < 0,012$	1	1
		<i>L</i> ₂ , Гн		$0,009 \le k_{orp} < 0,012$		
		$L_{\rm m}, \Gamma$ н		$0,008 \le k_{orp} < 0,011$		

Были сформулированы общие рекомендации для настройки коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра для получения оценок параметров асинхронных электродвигателей с погрешностью, допустимой в инженерской практике:

- 1. Для двигателей серии ST на основании полученных результатов, приведенных в таблице 3.5.3.8:
- Значение коэффициента регулирования k_{per} для двигателей с мощностью менее 5 кВт должно быть больше двух. Для двигателей с

мощностью от 5 кВт – не менее пяти. Однако при идентификации активного сопротивления статора у двигателя ST180L значение k_{per} необходимо было принять не менее десяти. Таким образом данные рекомендации возможно упростить и представлять значение коэффициента регулирования k_{per} равным десяти и больше для всех типов двигателей серии ST.

- Значение коэффициент фильтра k_ф принимается равным единице для всех типов двигателей серии ST.
- 1.3. Значение постоянной времени фильтра τ_φ принимается равным единице для всех типов двигателей серии ST. Изменение значения данного параметра приводит к изменению быстродействия процесса постфильтрации в процедуре идентификации параметров и полосы пропускания фильтра.
- 1.4. Настройка коэффициента ограничения k_{огр} является наиболее сложной, в связи с тем, что для каждого параметра данное значение является особенным и зависит от самого параметра. Рекомендуется для всех типов двигателей серии ST мощностью до 110 кВт значение коэффициента ограничения k_{огр} принимать кратным от оцениваемого параметра. Диапазон кратности составляет 4...6. Для двигателей с мощностью выше 110 кВт диапазон кратности составляет 3...4.
- 2. Для двигателей серии 5А на основании полученных результатов, приведенных в таблиц 3.5.3.9, 3.5.3.10:
- Значение коэффициента регулирования k_{per} должно быть не менее 5 для всей серии двигателей.
- Значение коэффициент фильтра k_ф принимается равным единице для всех двигателей серии.
- 2.3. Значение постоянной времени фильтра т_ф принимается равным единице для всех двигателей серии. Изменение значения данного параметра приводит к изменению быстродействия процесса

постфильтрации в процедуре идентификации параметров и полосы пропускания фильтра.

- 2.4. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 5А мощностью до 45 кВт значение коэффициента ограничения k_{orp} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 2.4.1. Для активного сопротивления и эквивалентной индуктивности статора диапазон кратности составляет 8...10.
- 2.4.2. Для приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора диапазон кратности составляет 3...4.
- 2.4.3. Для результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 5...7
- 2.5. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 5А мощностью свыше 45 кВт включительно значение коэффициента ограничения k_{orp} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 2.5.1. Для активного сопротивления и эквивалентной индуктивности статора диапазон кратности составляет 4...5.
- 2.5.2. Для приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора диапазон кратности составляет 3...4.
- 2.5.3. Для результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 3...3,5
- 3. Для двигателей серии АИР на основании полученных результатов, приведенных в таблиц 3.5.3.11, 3.5.3.12:
- Значение коэффициента регулирования k_{per} должно быть не менее 5 для всей серии двигателей.
- Значение коэффициент фильтра k_ф принимается равным единице для всех двигателей серии.
- 3.3. Значение постоянной времени фильтра т_ф принимается равным единице для всех двигателей серии. Изменение значения данного

параметра приводит к изменению быстродействия процесса постфильтрации в процедуре идентификации параметров и полосы пропускания фильтра.

- 3.4. Рекомендуется для всех типов двигателей серии АИР с частотой вращения 3000 об/мин значение коэффициента ограничения k_{огр} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 3.4.1. Для активного сопротивления статора диапазон кратности составляет 5...6.
- 3.4.2. Для и эквивалентной индуктивности, приведенной к статору эквивалентной индуктивности ротора, результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 9...10.
- 3.4.3. Для приведенного к статору активного сопротивления ротора диапазон кратности составляет 3...4
- 3.5. Рекомендуется для всех типов двигателей серии АИР с частотой вращения 1500 об/мин значение коэффициента ограничения k_{огр} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 3.5.1. Для активного сопротивления статора диапазон кратности составляет 5...6.
- 3.5.2. Для и эквивалентной индуктивности, приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора, результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 3...4.
- 4. Для двигателей серии 6А на основании полученных результатов, приведенных в таблиц 3.5.3.13, 3.5.3.14:
- Значение коэффициента регулирования k_{per} должно быть не менее 5 для всей серии двигателей.

- Значение коэффициент фильтра k_ф принимается равным единице для всех двигателей серии.
- 4.3. Значение постоянной времени фильтра т_ф принимается равным единице для всех двигателей серии. Изменение значения данного параметра приводит к изменению быстродействия процесса постфильтрации в процедуре идентификации параметров и полосы пропускания фильтра.
- 4.4. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 6А мощностью до 110 кВт с частотой вращения 3000 об/мин значение коэффициента ограничения k_{огр} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 4.4.1. Для активного сопротивления и эквивалентной индуктивности статора диапазон кратности составляет 6...8.
- 4.4.2. Для приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора диапазон кратности составляет 3...4.
- 4.4.3. Для результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 7...8
- 4.5. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 6А мощностью свыше 110 кВт включительно с частотой вращения 3000 об/мин значение коэффициента ограничения k_{orp} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 4.5.1. Для активного сопротивления и эквивалентной индуктивности статора диапазон кратности составляет 4...5.
- 4.5.2. Для приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора диапазон кратности составляет 2,5...3.
- 4.5.3. Для результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 3...4

- 4.6. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 6А мощностью до 110 кВт с частотой вращения 1500 об/мин значение коэффициента ограничения k_{огр} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 4.6.1. Для активного сопротивления статора диапазон кратности составляет 5...7.
- 4.6.2. Для эквивалентной индуктивности статора, приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора, результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 3...4.
- 4.7. Рекомендуется для всех типов двигателей серии 6А мощностью свыше 110 кВт включительно с частотой вращения 1500 об/мин значение коэффициента ограничения k_{orp} принимать кратным от оцениваемого параметра:
- 4.7.1. Для активного сопротивления статора диапазон кратности составляет 4...5.
- 4.7.2. Для эквивалентной индуктивности статора, приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности ротора, результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя диапазон кратности составляет 3...4.

В ходе исследования и на основании полученных результатов (табл. 3.5.3.1 – 3.5.3.14) можно утверждать:

 Разработанный нелинейный прогнозирующий фильтр, выступающий в качестве фильтра-постфильтратора, является работоспособным, так как все полученные оценки являются устойчивыми и несмещенными, интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания параметров асинхронного двигателя составляют не более 5%, что допустимо в инженерской практике.

- Предложены общие рекомендации по настройке коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра для оценки каждого параметра.
- 3. Доказана работоспособность нелинейного прогнозирующего фильтра.

3.6 Алгоритм эффективной оценки параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе разностных схем

При разработке прикладного обеспечения программного ДЛЯ DSP-контроллеров, реализующего описанный в главе 3 способ оценки параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе дискретных моделей удобно пользоваться формализованным порядком действий в форме алгоритма. Блок схема такого алгоритма приведена на рисунках 3.6.1-3.6.3.

Первый этап алгебраического метода идентификации параметров Тобразной схемы замещения асинхронных двигателей на основе дискретных моделей включает в сбор информации с датчиков фазных токов, напряжений статора и скорости электродвигателя. Данная информация обрабатывается АЦП, передается И размещается В оперативной откуда памяти вычислительной машины в виде мгновенных значений дискретных сигналов фазных токов $i_A(n \cdot \Delta t)$, $i_B(n \cdot \Delta t)$, $i_C(n \cdot \Delta t)$ и напряжений $U_A(n \cdot \Delta t)$, $U_B(n \cdot \Delta t)$, $U_{C}(n \cdot \Delta t)$ статора, угловой скорости ротора $\omega(n \cdot \Delta t)$, где n – номер текущего шага, Δt – шаг дискретизации сигнала. Далее производится процедура предварительной фильтрации данных, за основу которой взят алгоритм Баттерворта третьего Такая процедура фильтра порядка. позволяет цифрового компенсировать уязвимость операции дифференцирования, применяемую на следующих этапах, к воздействию шумов в измерительной системе.



Рис. 3.6.1. Блок-схема алгоритма идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей. Начало



Рис. 3.6.2. Блок-схема алгоритма идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей. Продолжение



Рис. 3.6.3. Блок-схема алгоритма идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей. Окончание

На выходе фильтра получаем сигналы фазных токов $i_{A\phi}(n \cdot \Delta t)$, $i_{B\phi}(n \cdot \Delta t)$, $i_{C\phi}(n \cdot \Delta t)$ и напряжений $U_{A\phi}(n \cdot \Delta t)$, $U_{B\phi}(n \cdot \Delta t)$, $U_{C\phi}(n \cdot \Delta t)$ статора, угловой скорости ротора $\omega_{\phi}(n \cdot \Delta t)$ электродвигателя прошедшие фильтрацию. Необходимо отметить, что на блок-схеме алгоритма представлен алгоритм фильтрации сигнала статорного тока фазы A, для всех остальных сигналов принцип действия аналогичен.

Полученные сигналы токов и напряжений, прошедшие фильтрацию проходят преобразование Парка-Горева, что позволяет перейти к двухфазной неподвижной системе координат αβ (на блок-схеме представлен упрощенный данного преобразования И только для токов). Далее алгоритм С использование задержек, записи текущих и задержанных значений сигналов зависимых формируются матрица регрессоров A И матрица-вектор переменных В. Подробное описание формирование матриц при разработке алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей представлено в параграфе 3.1. В связи тем, что рассматриваемая задача является некорректной С (параграф 2.4.6), то в случае если определитель матрицы А равен нулю, производиться перезапись решения с предыдущего шага. Иначе решение находится методом наименьших квадратов (параграф 2.4.2). Для придания «устойчивости» процедуре идентификации и обеспечения гарантированного решения задачи, введена регуляризация, заключающаяся в том, что при условии получения оценки любого из коэффициента равной нулю, оценка на данном шаге принимает значение 1·10⁻¹². Далее рассчитываются оценки параметров асинхронного двигателя на основе коэффициентов, полученных с помощью МНК на предыдущем этапе. Полученные оценки проходят процедуру нелинейной прогнозирующей фильтрации, позволяющую выделить устойчивый тренд любой из оценок $\beta(n \cdot \Delta t)$ и «отсечь» ярко выраженную импульсную составляющую оценок. Для визуального контроля процессов идентификации параметров асинхронного двигателя получаемые оценки выводятся в виде графиков на экран или печать. Затем оценки параметров Т-образной схемы замещения асинхронного элеткродвигателя усредняются и производится проверка соблюдения условия окончания процедуры идентификации. Если процесс вошел в зону допустимых отклонений, границы которой настраивать, то можно полученные усредненные значения оценок выводятся на экран или на печать, а процедура считается законченной.

3.7 Алгебраический метод идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором на основе дискретных моделей и устройство для его осуществления

Технические решения по реализации, представленного в третьей главе алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе дискретных моделей запатентованы автором: №2570363 РФ [183], №159821 РФ [184].

Рассмотрим более подробно техническое решение, изложенное в патенте №2570363 РФ. Задачей изобретения является расширение арсенала средств аналогичного назначения. Техническим результатом является одновременное определение всех электромагнитных параметров асинхронного электродвигателя в режиме реального времени.

Способ определения параметров асинхронного электродвигателя осуществлен с помощью устройства (рис. 3.7.1), в котором датчики фазных токов 1 (ДТ1), 2 (ДТ2) и датчики фазных напряжений 3 (ДН1), 4 (ДН2) подключенны к двум фазам питания асинхронного электродвигателя. Датчик частоты вращения вала асинхронного электродвигателя 5 (ДС) установлен на его валу. К датчикам токов 1 (ДТ1), 2 (ДТ2) и датчикам напряжения 3 (ДН1), 4 (ДН2) последовательно подключены преобразователь координат 6 (ПК), первый блок временной задержки 7 (БВЗ1), второй блок временной задержки 8 (БВЗ2), третий блок временной задержки 9 (БВЗЗ), четвертый блок временной задержки 10 (БВЗ4), блок памяти 11 (БП), блок определения кооэффициентов 12 (БОК), блок определения параметров 13 (БОП). К датчику частоты вращения вала 5 (ДС) подключены первый блок временной задержки 7 (БВЗ1) и блок памяти 11 (БП). Блок памяти 11 (БП) соединен с преобразователем координат 6 (ПК), первым блоком временной задержки 7 (БВЗ1), вторым блоком временной задержки 8 (БВЗ2), третим блоком временной задержки 9 (БВЗЗ).



Рис. 3.7.1. Функциональная схема устройства оценки параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе разностных схем $Y_6(n \cdot \Delta t) - Y_{11}(n \cdot \Delta t)$ – выходные сигналы блоков 6-11; Flag1($n \cdot \Delta t$)-Flag3($n \cdot \Delta t$) – управляющие сигналов блоков 11-13.

Управляющие входа блока памяти 11 (БП), блока определения кооэффициентов 12 (БОК) и блока определения параметров асинхронного электродвигателя 13 (БОП) соеденены с системой управления асинхронного электродвигателя. Блок определения параметров асинхронного электродвигателя 13 (БОП) связан с ЭВМ.

Согласно изобретению в течение пуска и работы асинхронного электродвигателя одновременно измеряют мгновенные величины токов и напряжений на двух фазах статора и частоту вращения вала асинхронного электродвигателя. Измеренные мгновенные величины токов и напряжений преобразуют из естественной координатной системы в прямоугольную стационарную систему координат. Последовательно выполняют четыре временные задержки преобразованных токов и напряжений и частоты вращения вала асинхронного электродвигателя. Полученные значения запоминают и используют для определения активного сопротивления и эквивалентной индуктивности обмотки статора, приведенных к статору активного сопротивления и эквивалентной индуктивности обмотки ротора, и индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре электродвигателя в реальном времени на основании выкладок, приведенных в параграфе 3.1.

Результаты экспериментального апробирования алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей регулируемых на дискретных уравнений приведены в четвертой главе.

3.8 Выводы по третьей главе

1. На основании математической модели асинхронного электродвигателя в неподвижной системе координат αβ, записанной в форме системы обыкновенных дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши были созданы дискретные модели, описанные системой линейных разностных уравнений, которая аппроксимирует свойства исходного объекта динамические непрерывного асинхронного электродвигателя.

- 2. Рассмотрена проблематика зашумленности информационных сигналов, поступающих с датчиков тока, напряжения статора и угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя. Доказана необходимость применения цифровых фильтров В задаче алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей.
- 3. Сформулированы основные требования, предъявляемые к методам цифровой фильтрации на основании обзора литературы по данной тематике И сравнительного анализа методов идентификации объектов, приведенного в первой главе. Проведен параметров сравнительный анализ основных методов цифровой фильтрации, на основании которых построены фильтры-предфильтраторы, проверена работоспособность И соответствие предъявляемым ИХ К НИМ требованиям основании визуального графиков на анализа регрессионных остатков и полученных значений интегральных среднеквадратических ошибок оценивания производной тока В переходном и установившемся режимах (табл. 3.3.1.1, 3.3.2.1, 3.3.3.1).
- 4. На основании сравнительного анализа, приведенного в параграфе 3.3.1 можно утверждать, что все представленные фильтры ФСС построены правильно, их работа адекватна и учет фазовых задержек корректен. Фильтры ФСС с шириной окна сглаживающего интервала менее десяти точек наблюдений не являются эффективными, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока 10%, составляет более при относительном уровне шумовой составляющей менее 5% от амплитуды полезного сигнала, что не допустимо в инженерной практике. Фильтры ФСС с шириной окна сглаживающего интервала более двадцати точек наблюдений ослабляют исходный сигнал, что приводит к необходимости учета не фазовой задержки, коэффициента ослабления. только но Соответственно применение таких фильтров усложняют процедуру

предварительной фильтрации данных и всего процесса идентификации параметров асинхронных электродвигателей И требуют дополнительных затрат вычислительных мощностей. Для предварительной фильтрации данных поступающих с датчиков, составляющую В задачах идентификации имеющие ШУМОВУЮ наиболее параметров асинхронных электродвигателей предпочтительным из рассмотренного ряда фильтров ФСС является цифровой фильтр на основе арифметической скользящей средней с шириной окна сглаживающего интервала равной двадцати точкам наблюдения, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет чуть более 5% при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала.

5. На основании сравнительного анализа, приведенного в параграфе 3.3.2 можно утверждать, что все представленные фильтры Ланцоша построены правильно, их работа адекватна и учет фазовых задержек Фильтры Ланцоша корректен. малого порядка не являются эффективными, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет более 10%, при уровне шумовой составляющей менее 5%, что не допустимо в инженерской практике. Фильтры Ланцоша выше десятого порядка не допустимо ослабляют исходный сигнал. Соответственно их применение не является целесообразным. Для предварительной фильтрации информационных сигналов имеющих шумовую составляющую в задачах идентификации параметров асинхронных электродвигателей предпочтительным из всего рассмотренного ряда ФЛ является фильтр Ланцоша десятого порядка, так как интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет не более 3,5% при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала.

- 6. На основании сравнительного анализа, приведенного в параграфе 3.3.3 можно утверждать, что реализованный цифровой фильтр Баттерворта низких частот первого порядка построен правильно, его работа адекватна, учет временной задержки и коэффициента ослабления корректен. Среднеквадратическая ошибка оценивания производной тока составляет не более 4%, при относительном уровне шумовой составляющей до 10% от амплитуды полезного сигнала, что допустимо в инженерской практике.
- 7. анализ Сравнительный полученных значений интегральных ошибок оценивания среднеквадратических производной тока в переходном и установившемся режимах (табл. 3.3.1.1, 3.3.2.1, 3.3.3.1) показал, что для предварительной фильтрации информационных сигналов имеющих шумовую составляющую в задачах идентификации асинхронных электродвигателей наиболее параметров привлекательным является использование фильтров Ланцоша десятого порядка. Несмотря на высокую эффективность ФЛ десятого порядка (параграф 3.3.2), данное семейство цифровых фильтров является фильтрами-дифференциаторами, что делает их непригодными для решения задачи исключительно выделения тренда полезного сигнала цифрового токов И напряжений статора, без дальнейшего дифференцирования.
- 8. Рассмотрена проблематика необходимости выделения тренда полезного сигнала. Это связано с тем, что одной из наиболее распространенных схем в современном электроприводе является схема ПЧ-АД, где статорные обмотки подключены к выходу автономного инвертора напряжения, работающего в режиме ШИМ-модуляции. Сигналы, поступающие с датчиков статорных токов и, особенно статорных напряжений, содержат дополнительную шумовую составляющую, обусловленную режимом ШИМ-модуляции АИН.

- 9. На основании проведенного сравнительного анализа, приведенного в параграфе 3.3.4, и полученных результатов (рис. 3.3.4.8-3.3.4.11) можно утверждать, что рассмотренные фильтр SMA с шириной окна сглаживающего интервала равной шестидесяти точкам наблюдения и ФБ третьего порядка справились с задачей выделения тренда полезного сигнала. Видно, что преимуществом фильтра Баттерворта является наиболее гладко аппроксимировать возможность полученные временные ряды полезных сигналов составляющих тока и напряжения статора асинхронного электродвигателя в ходе процедуры фильтрации. Таким образом фильтры наиболее Баттерворта являются привлекательными для решения задачи выделения тренда полезных сигналов поступающих после ШИМ-модуляции.
- 10. проблематика Рассмотрена фильтрации полученных оценок параметров. Доказана необходимость применения цифровых нелинейных фильтров-постфильтраторов в задаче алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей.
- 11. Разработан цифровой нелинейный прогнозирующий фильтр, применяемый в качестве фильтра-постфильтратора, позволяющий подавить импульсные "выбросы" и выделить тренд полезного сигнала оценок параметров асинхронного электродвигателя. Проверена работоспособность фильтра при проведении процедуры идентификации параметров асинхронных двигателей серий ST, 5A, АИР. 6A. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронных двигателей указанных ранее серий (табл. 3.5.2.8-3.5.2.14) работоспособность показал нелинейного прогнозирующего фильтра-постфильтратора. Интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания параметров асинхронных двигателей составляют не более 5%, что допустимо в инженерской практике.

- Предложены общие рекомендации по настройке коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра для оценки каждого параметра асинхронных электродвигателей (табл. 3.5.2.8-3.5.2.14).
- 13. алгебраический Реализован метод идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей и доказана его работоспособность (параграф 3.4). Все полученные оценки являются устойчивыми и несмещенными (рис. 3.4.3-3.4.5), интегральная среднеквадратическая ошибка оценивания параметров асинхронного двигателя составляют не более 5% (таблица 3.4.1), что говорит о работоспособности разработанного алгебраического метода идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе моделей. Время дискретных оценивания параметров модели асинхронного электродвигателя занимает не более семи секунд (рис. 3.4.3-3.4.5), что позволяет проводить идентификацию в режиме реального времени.
- 14. Разработан алгоритм идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей при условии наличия шумовой составляющей и импульсных помех, в среднем превышающих на 3-4 порядка величину оцениваемого параметра, в некоторых случаях достигающих величину в 88-157 раз больше величины оцениваемого параметра.
- 15. Разработан способ идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей. Были определены параметры модели асинхронного двигателя с допустимой 5%. погрешностью, составляющей более Доказана не работоспособность и эффективность оценивания параметров при использовании разработанного способа.

4 РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО АПРОБАЦИИ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Для проверки работоспособности разработанных методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей в режиме реального времени, приведенных в главах 2 и 3, был проведен ряд экспериментов на различных экспериментальных установках:

- Установка, предназначенная для исследования разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети.
- Установка, предназначенная для исследования разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при включении АД по схеме ПЧ-АД.
- Установка, предназначенная для исследования разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при включении АД по схеме тиристорный регулятор напряжения - асинхронный двигатель (ТРН-АД).

Исследования и полученные в ходе результаты на различных установках позволят наиболее полно оценить универсальность разработанных методов идентификации и возможные области применения. 4.1 Апробация алгебраических методов идентификация параметров асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети

4.1.1 Описание экспериментальной установки для проверки работоспособности алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети

Проверка работоспособности разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к промышленной сети проводилось в учебно-исследовательской лаборатории кафедры «Электропривод И электрооборудование» Энергетического института Национального исследовательского Томского политехнического университета. В данной лаборатории установлены компьютеризированные лабораторные стенды, описание комплектации и принципа работы которых приведены в [185, 186].

Схема подключения оборудования представлена на рис. 4.1.1.1, внешний вид экспериментальной установки представлен на рис. 4.1.1.2. Машина постоянного тока (МПТ) используется в качестве механической нагрузки.

Экспериментальная установка состоит из электромашинного агрегата, предназначенного электромеханического преобразования для энергии постоянного или переменного тока, получения сигналов, определяющих частоту вращения и угловое положение подвижных частей агрегата. Он включает сочлененные между собой и установленные на едином основании машину постоянного тока, машину переменного тока, маховик И преобразователь угловых перемещений. Концы обмоток машин выведены через гнезда на терминальные панели, прикрепленные к их корпусам. Характеристики электромашинного агрегата указаны в таблице 4.1.1.1.



ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; ДС – датчик скорости; АД – асинхронный двигатель.

Рис. 4.2.1.1. Схема подключения оборудования для экспериментальных исследований.

Трехфазный источник питания (ТИП) предназначен для питания комплекта трехфазным переменным напряжением. ТИП включается вручную, имеет защиту от перегрузок, устройство защитного отключения, кнопку аварийного отключения и ключ от несанкционированного включения. ТИП имеет следующие параметры:

- Напряжение питания $U_{\rm H} = 400 \text{ B};$

- Номинальный ток I_н = 16 А;

- Ток срабатывания устройства защитного токоограничения – 30 мА.

Источник питания машины постоянного тока (ИП МПТ) предназначен для питания обмоток якоря и возбуждения постоянным током. Включается вручную или дистанционно/автоматически (от компьютера). Якорное напряжение регулируется вручную или дистанционно. Напряжение возбуждения нерегулируемое. ИП МПТ имеет следующие параметры:

- Номинальное напряжение цепи якоря $U_{\rm H} = 250$ B;

- Номинальный ток цепи якоря I_н = 3 А;

- Номинальное напряжение цепи возбуждения U_н = 200 В;

- Номинальный ток цепи возбуждения I_н = 1 А.



идентификации асинхронных электродвигателей, питающихся напрямую от сети

Машина постоянного тока	
Номинальная мощность, Вт	90
Номинальное напряжение якоря, В	220
Номинальный ток якоря, А	0,56
Номинальная частота вращения, мин ⁻¹	1500
Возбужление	Независимое /параллельное/
Dosoyadenne	последовательное
Номинальное напряжение возбуждения, В	220
Номинальный ток обмотки возбуждения, А	0,2
КПД, %	57,2
Направление вращения	любое
Режим работы	двигательный/генераторный
Машина переменного тока	
Число фаз на статоре	3
Число фаз на роторе	3
Как асинхронная машина	
Частота тока, Гц	50
Номинальная полезная активная мощность,	30
Вт	50
Номинальное напряжение, В	127
Схема соединения обмотки статора	Y
Схема соединения обмотки ротора	Y
Номинальный ток статора, А	0,35
КПД, %	36
cos φH	0,73
Номинальная частота вращения, мин-1	1350
Маховик	

Таблица 4.1.1.1. Характеристики электромашинного агрегата
Окончание таблицы 4.1.1.1

Момент инерции, н·м·с ²	0,032		
Масса, кг, не более	7		
Преобразователь угловых перемещений			
Модель	BE 178A		
Количество выходных каналов	6		
Выхолные сигналы	серия импульсов и опорный		
	импульс		
Число импульсов за оборот в серии	2500		
Диапазон изменения рабочих частот	06000		
вращения вала, мин ⁻¹			

Терминал предназначен для обеспечения удобного доступа к входам / выходам управления функциональных блоков. Содержит 6 розеток с 8 контактами; 6×8 гнезд.

Реостата предназначен для ограничения пускового тока в цепи якоря двигателя постоянного тока. Параметры реостата:

- Номинальное сопротивление $R_{\rm H} = 200$ Ом;

- Номинальный ток $I_{\rm H} = 0.8$ А.

Коннектор предназначен для обеспечения удобного доступа к входам/выходам платы сбора данных PCI 6024Е персонального компьютера. Параметры коннектора:

- 8 аналоговых дифференциальных входов;

- 2 аналоговых выхода;

- 8 цифровых входов/выходов.

Блок датчиков тока и напряжения предназначен для получения нормированных электрических сигналов, пропорциональных напряжениям и токам в контролируемых силовых цепях постоянного и переменного тока, и гальванически развязанных от силовых цепей. Блок содержит три [187]; измерительных преобразователя «напряжение-напряжение» (1000В/100В)/5В (табл. 4.1.1.3) [188];.

Модель преобразователя	HMS 5-P
Погрешность измерения	Не более ±1 %
Время отклика	Не более 3 мкс
Нелинейность регулировочной	Не более ± 0,5 % от номинального
характеристики	тока
Чувствительность	0,05 A

Таблица 4.1.1.2. Характеристики преобразователя тока

Таблица 4.1.1.3. Характеристики преобразователя напряжения

Модель преобразователя	LV 25-1000
Погрешность измерения	Не более ±0,8 %
Время отклика	Не более 40 мкс
Нелинейность регулировочной	Не более 0,2 % от номинального
характеристики	напряжения
Чувствительность	0,2 B

Блок мультиметров (БМ) предназначен для измерения токов, напряжений, омических сопротивлений. БМ является цифровым с жидкокристаллическим дисплеем и имеет следующие параметры:

- Номинальное напряжение U_н = 1000 В переменного и постоянного тока;

- Номинальный ток I_н = 10 А, как постоянный, так и переменный;

- Номинальное сопротивление $R_{\rm H} = 20$ МОм.

Указатель частоты вращения предназначен для отображения частоты вращения электрических машин в электромашинном агрегате в аналоговой форме $\omega_{\text{ном}} = -2000...0...2000 \text{ мин}^{-1}$.

Персональный компьютер предназначен для дистанционного / автоматического управления лабораторным комплексом и отображения информации о нем, является ІВМ-совместимым, содержит плату сбора данных PCI 6024E [186]. PCI-6024E фирмы National Instruments многофункциональной платой аналогового цифрового является И ввода/вывода с таймером для компьютеров с шинами PCI, PXI и CompactPCI. В число поддерживаемых платой функций входят аналоговый ввод/вывод, цифровой ввод/вывод, а также ввод/вывод тактирующих сигналов. Блоксхема функционирования платы 6024Е представлена на рис. 4.1.1.3.

Расшифровка сокращений, представленных на блок-схеме функционирования платы 6024Е (рис. 4.1.1.3), приведена ниже.

*DAC*0 – выходной сигнал аналогового канала 0 (analog channel 0 output signal).

*DAC*1 – выходной сигнал аналогового канала 1 (analog channel 1 output signal).

DAQ – сбор данных в следующих режимах:

- Сбор и измерение электрических сигналов от датчиков, преобразователей, а также зондов или промежуточных точек и ввод их в компьютер для обработки.
- 2. Сбор и измерение таких же типов электрических сигналов с помощью встраиваемых плат аналого-цифровых преобразований или плат цифрового ввода/вывода, возможное генерирование а также управляющих сигналов с помощью плат цифро-аналоговых или плат цифрового ввода/вывода на том преобразований же компьютере.

DIO – цифровой ввод/вывод (Digital Input/Output).

DMA – прямой доступ в память (Direct Memory Access). Метод, при котором данные могут передаваться в память компьютера и из нее от устройства или в него или в/из памяти на шине, в то время, как процессор

занят чем-то другим. DMA является наиболее быстрым методом передачи данных из памяти компьютера и в нее.

EEPROM – электрически стираемая программируемая память только для чтения (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) – память ROM, которая может быть стерта с помощью электрического сигнала и перепрограммирована.

IRQ – запрос на прерывание (Interrupt Request).

MITE – интерфейс MXI ко всем устройствам (MXI Interface to Everything) – дополнительный ASIC, разработанный фирмой National Instruments, который реализует шинный интерфейс PCI. МITE поддерживает управление шиной для высокоскоростной передачи данных по шине PCI.

PCI – соединение периферийных компонентов (Peripheral Component Interconnect) – архитектура шины расширения высокой производительности, разработанная фирмой Intel для замены ISA и EISA. Эта архитектура получает широкое признание как стандарт для персональных компьютеров и рабочих станций. Максимальная теоретическая скорость передачи на этой архитектуре равна 132 мегабайт в секунду.

PFI – программируемый функциональный вход (Programmable Function Input).

PGIA– программируемый измерительный усилитель (Programmable Gain Instrumentation Amplifier).

PPI – периферийный программируемый интерфейс (Programmable Peripheral Interface).

STC – контроллер системного тактирования (System Timing Controller).

Шина *RTSI* – шина системной интеграции в реальном времени (Real-Time System Integration). Шина тактирования фирмы National Instruments, которая непосредственно подсоединяет платы сбора данных в целях точной синхронизации функций. Для плат PCI такое соединение осуществляется с помощью коннекторов, расположенных наверху платы. Для плат PXI оно осуществляется через триггерную шину PXI.



Рис. 4.1.1.3. Блок-схема функционирования платы 6024Е

АЦП (аналого-цифровой преобразователь) – электронное устройство (обычно в виде интегральной микросхемы), преобразующее аналоговое напряжение в цифровой сигнал.

ДПС (добавочный псевдослучайный сигнал) – добавление гауссова шума ко входному аналоговому сигналу.

Количество каналов	16 однопроводных и 8 дифференциальных				
Тип АЦП	Последовательная аппроксимация				
Разрешение	12 бит, 1 в 4096				
Скорость сэмплирования	20000 сэмплов в секунду (гарантировано)				
Диапазон входных сигналов	Только биполярный				
Входная связь	Постоянный ток				
Максимальное рабочее напряжение (сигнал + синфазный режим)	Каждый вход должен находиться в пределах ±11 В от земли				
Размер буфера FIFO	512 сканов				
Передача данных	DMA, прерывания, программируемый ввод/вывод				
Режим DMA	Сбор вразброс (одна передача, запрос на передачу)				
Размер памяти конфигурирования	512 слов				

Таблица 4.1.1.4. Характеристики аналогового ввода платы 6024Е [186]

Плата 6024Е имеет 16 каналов аналогового ввода, два канала аналогового вывода, коннектор с 68-ю контактами и восемь линий цифрового ввода/вывода. Характеристики аналогового ввода приведены в табл. 4.1.1.4.

Для программирования платы сбора данных используется пакет LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) – это среда разработки, основанная на графическом языке программирования G. LabVIEW полностью приспособлена для совместной работы с устройствами GPIB, VXI, RS-232, RS-485 и подключаемыми платами для сбора данных. Также LabVIEW содержит встроенные библиотеки функций для использования таких программных стандартов как TCP/IP и OLE.

4.1.2 Обработка и обсуждение результатов апробации алгебраических методов идентификации асинхронного электродвигателя при подключении АД непосредственно к трехфазной питающей сети

Для экспериментальной апробации разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при подключении АД непосредственно к промышленной сети была использована установка, описанная в параграфе 4.1.1. В ходе эксперимента асинхронный электродвигатель работал в четырех различных режимах: пуск на холостом ходу, наброс нагрузки и работа под нагрузкой, сброс нагрузки и работа на холостом ходу, торможение двигателя отключением статорных цепей от питающей сети. В течении эксперимента были получены данные с датчиков токов и напряжений, измеряющие фазные токи (рис. 4.1.2.1) и напряжения (рис. 4.1.2.2) питающей статор асинхронного двигателя трехфазной сети, которые затем были преобразованы в проекции токов и напряжений на оси $\alpha\beta$ двухфазной системы координат. Преобразованные токи и напряжения и данные получаемые с датчика угловой скорости вращения вала (рис. 4.1.2.3) использовались для формирования матрицы-вектора зависимых переменных и матрицы регрессоров, разработанными методами (параграф 3.1).



электродвигателя



Рис 4.1.2.2. Переходные процессы напряжений статора асинхронного электродвигателя



Рис 4.1.2.3. Переходный процесс угловой скорости вращения вала

В связи с загруженностью рисунков 4.1.2.1 и 4.1.2.2 данными, рассмотрим более детально фазные токи (рис. 4.1.2.4, 4.1.2.5) и напряжения (рис. 4.1.2.6) в одном из режимов работы асинхронного двигателя, в нашем случае пуск двигателя на холостом ходу.







Рис 4.1.2.5. Переходные процессы токов статора асинхронного электродвигателя при пуске двигателя на холостом ходу



Рис 4.1.2.6. Переходные процессы напряжений статора асинхронного электродвигателя при пуске двигателя на холостом ходу

Как видно из рисунков 4.1.2.4-4.1.2.6, трехфазная питающая сеть имеет фазные искажения, стать серьезной проблемой что может при идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей в режиме реального времени. Для получения более подробной информации об данных искажениях и его влиянии на переходные процессы токов и напряжений статорной обмотки двигателя проведет их спектральный анализ ПО первым пятидесяти гармоникам (рис. 4.1.2.7, 4.1.2.8) и вычислим коэффициенты искажения и нелинейности. дополнительно Проведение анализа по меньшему числу гармоник может оказаться недостаточным для полного представления об их влиянии на переходные процессы токов и напряжений статорной обмотки. Анализ по большему числу гармоник не является целесообразным, в связи с малым влиянием этих гармоник в нашем случае на переходные процессы токов и напряжений статорной обмотки.



Рис. 4.1.2.7. Спектральный состав фазных токов питающей статор АД трехфазной сети в экспериментальной установки



Рис. 4.1.2.8. Спектральный состав фазных напряжений питающей статор АД трехфазной сети в экспериментальной установки

Коэффициент нелинейных искажений $k_{\text{ни}}$ для фазного тока фазы *А* питающей статор АД трехфазной сети в экспериментальной установке определяется

$$k_{\rm HH} = \frac{\sqrt{\sum_{n_{\rm rapm}=1}^{50} \left(i_{1a\langle n_{\rm rapm} \rangle} \right)^2}}{i_{1a\langle 0 \rangle}}, \qquad (4.1.2.1)$$

где $n_{\text{гарм}}$ – номер гармоники фазного тока, $i_{1a\langle n_{\text{гарм}}\rangle}$ - значение величины тока фазы *A* на номере гармонике $n_{\text{гарм}}$; $i_{1a\langle 0\rangle}$ - действующее значение тока фазы *A*.

Коэффициент гармонических искажений k_{ru} для фазного тока фазы *А* питающей статор АД трехфазной сети в экспериментальной установке определяется:

$$k_{\rm ru} = \frac{\sqrt{\sum_{n_{\rm rapm}=1}^{50} \left(\dot{i}_{1a\langle n_{\rm rapm} \rangle} \right)^2}}{\sqrt{\sum_{n_{\rm rapm}=1}^{50} \left(\dot{i}_{1a\langle n_{\rm rapm} \rangle} \right)^2 + \left(\dot{i}_{1a\langle 0 \rangle} \right)^2}}, \qquad (4.1.2.2)$$

где $n_{\text{гарм}}$ – номер гармоники фазного тока, $i_{1a\langle n_{\text{гарм}}\rangle}$ - значение величины тока фазы *A* на номере гармонике $n_{\text{гарм}}$; $i_{1a\langle 0\rangle}$ - действующее значение тока фазы *A*.

Коэффициенты нелинейных искажений $k_{\text{ни}}$ и гармонических искажений $k_{\text{ги}}$ для фазных токов фаз *B*, *C* и напряжений трех фаз питающей статор АД трехфазной сети определены аналогично (4.1.2.1 – 4.1.2.2). Полученные коэффициенты сведены в таблицу 4.1.2.1.

Таблица 4.1.2.1. Анализ коэффициентов искажения и нелинейности фазных токов и напряжений питающей статор АД трехфазной сети

Параметр	i_{1a} , A	<i>i</i> _{1b}	<i>i</i> _{1c}	U_A	U_B	U_C
<i>k</i> _{ни} , o.e.	0,454	0,455	0,453	0,315	0,315	0,316
<i>k</i> _{ги} , o.e.	0,414	0,414	0,413	0,3	0,3	0,301

Оценки параметров определялись на основании разработанной методики (параграф 3.1) с использованием созданных предфильтратора (параграф 3.3.3) и постфилтьтратора (параграф 3.5).

Полученные переходные процессы оценок активного сопротивления \hat{R}_1 и эквивалентной индуктивности \hat{L}_1 обмотки статора, активного сопротивления \hat{R}_2 и эквивалентной индуктивности \hat{L}_2 обмотки ротора, и результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя \hat{L}_m в режиме реального времени алгебраическим методом идентификации на основе дискретных моделей представлены на рисунках 4.1.2.9 и 4.1.2.10.



Рис. 4.1.2.9. Переходные процессы оценок активного сопротивления \hat{R}_1 обмотки статора, активного сопротивления \hat{R}_2 обмотки ротора



Рис. 4.1.2.10. Переходные процессы оценок эквивалентной индуктивности \hat{L}_1 обмотки статора, эквивалентной индуктивности \hat{L}_2 обмотки ротора и результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя \hat{L}_m

На рисунках 4.1.2.9 и 4.1.2.10 приведены переходные процессы оценок всех параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя, при условии работы двигателя в различных режимах. Необходимо понимать, что нецелесообразно рассматривать режим торможения и полученные оценки в данном режиме, в связи с методикой проведения данного опыта, а именно отключение фаз статора от питающей сети. Такой вид торможения приводит к тому, что, фактически, на фазы двигателя мгновенно перестает подаваться напряжение, т.е. фазные напряжения статора становятся равными нулю, а соответственно фазные токи также равны нулю. В связи с этим большинство элементов матрицы регрессоров (параграф 3.1) равны нулю, что приводит к недопустимо большим погрешностям оценок параметров. Значения оценок основе переходных процессов идентификации (рис 4.1.2.9 и 4.1.2.10), сведены в таблицу 4.1.2.2.

	Режим пуска на	Наброс нагрузки	Сброс нагрузки	
	холостом ходу			
$\hat{R}_{1}, { m Om}$	48,162	56,485	54,334	
$\hat{R}_{2},$ Ом	43,383	49,781	49,878	
\hat{L}_1 , Гн	1,005	1,119	1,079	
\hat{L}_2 , Гн	0,784	0,896	0,801	
\hat{L}_m , Гн	0,767	0,874	0,798	

Таблица 4.1.2.2. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронного двигателя

Для подтверждения работоспособности разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей и оценки точности определения параметров сравним графики переходных процессов асинхронного двигателя и его модели с идентифицированными параметрами (рис. 4.1.2.11-4.1.2.18). При этом рассмотрим всевозможные модели с идентифицированными параметрами, а именно:

- 1. Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме пуска на холостом ходу (рис. 4.1.2.11, 4.1.2.12).
- Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме наброса нагрузки и работы под нагрузкой (рис. 4.1.2.13, 4.1.2.14).
- Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу (рис. 4.1.2.15, 4.1.2.16).
- Модель двигателя с переменными идентифицированными параметрами, в зависимосри от режима работы. Т.е. на участке пуска на холостом ходу в модели будут параметры, полученные в режиме

пуска на холостом ходу, на участке наброса нагрузки - в режиме наброса нагрузки и работы под нагрузкой, на участке сброса нагрузки в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу, на участке торможения - в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу (рис. 4.1.2.17, 4.1.2.18).

Данный способ проверки связан с тем, что исследуемый двигатель выполнен как универсальная электрическая машина, которая при определенном подключении К ee обмоткам, выполняет функцию необходимого режима работы, например асинхронный двигатель с фазным или короткозамкнутым ротором, синхронный двигатель. Также необходимо учесть тот факт, что исследуемый двигатель проходил неоднократные ремонты, что привело к изменению его параметров (табл. 4.1.2.3). В данном случае сравним графики переходных процессов асинхронного двигателя и его модели с параметрами, приведенных в паспортных данных (рис. 4.1.2.19) и 4.1.2.20).

Параметр R_1 , Ом R_2 , Ом L_1 , Гн L_2 , Гн L_m , ГнЗначение65,31454,4290,10,1730,125

Таблица 4.1.2.3. Паспортные данные исследуемого асинхронного двигателя



Рис. 4.1.2.11. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными



Рис. 4.1.2.12. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с

идентифицированными параметрами, полученных только в режиме пуска на

холостом ходу



Рис. 4.1.2.13. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными

параметрами, полученных только в в режиме наброса нагрузки



Рис. 4.1.2.14. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с

идентифицированными параметрами, полученных только в режиме наброса

нагрузки



Рис. 4.1.2.15. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме сброса нагрузки



Рис. 4.1.2.16. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с

идентифицированными параметрами, полученных только в режиме сброса

нагрузки







Рис. 4.1.2.18. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с переменными идентифицированными параметрами



Рис. 4.1.2.19. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с параметрами,

приведенных в паспортных данных





приведенных в паспортных данных

Были найдены относительные интегральные погрешности на основе сравнения значений модулей невязок между переменными состояния, полученными экспериментально, и оцененными следующим образом:

 при использовании угловой скорости вращения вала ротора в качестве опорного сигнала:

$$\mathcal{S}_{\omega} = \frac{\int\limits_{t_{\mathrm{Hay}}}^{t_{\mathrm{KOH}}} \left| \omega(t) - \hat{\omega} \left(t, \hat{R}_{1}, \hat{R}_{2}, \hat{L}_{1}, \hat{L}_{2}, \hat{L}_{m} \right) \right| dt}{\int\limits_{t_{\mathrm{Hay}}}^{t_{\mathrm{KOH}}} \omega(t) \left| dt \right|^{t_{\mathrm{KOH}}}} \cdot 100\%,$$

где $t_{\text{нач}}$ – время начала работы двигателя в текущем режиме, например режим пуска на холостом ходу, $t_{\text{кон}}$ – время окончания работы двигателя в текущем режиме, $\omega(t)$ – опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора исследуемого двигателя, снятого в режиме работы с помощью датчика скорости, $\hat{\omega}(t, \hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m)$ - опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора модели исследуемого двигателя, параметры которой получены в ходе идентификации с помощью метода алгебраической идентификации на основе дискретной модели (параграф 3.7). В случае с моделью, параметры которой взяты из паспортных данных, значения $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m$ принимаются равными значениям приведенных в таблице 4.1.2.3. Полученные относительные интегральные погрешности угловой скорости вращения вала ротора сведены в таблицу 4.1.2.4.

 при использовании результирующего вектора тока статора в качестве опорного сигнала:

$$\delta_{I} = \frac{\int_{t_{\text{Hay}}}^{t_{\text{KOH}}} \left| I(t) - \hat{I}(t, \hat{R}_{1}, \hat{R}_{2}, \hat{L}_{1}, \hat{L}_{2}, \hat{L}_{m}) \right| dt}{\int_{t_{\text{Hay}}}^{t_{\text{KOH}}} I(t) | dt} \cdot 100\%,$$

где I(t) – опорная траектория результирующего вектора тока статора исследуемого двигателя, $\hat{I}(t, \hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m)$ - опорная результирующего

вектора тока статора модели исследуемого двигателя, параметры которой получены в ходе идентификации с помощью метода алгебраической идентификации на основе дискретной модели (параграф 3.7). В случае с моделью, параметры которой взяты из паспортных данных, значения $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m$ принимаются равными значениям приведенные в таблице 4.1.2.3. Полученные относительные интегральные погрешности результирующего вектора тока статора сведены в таблицу 4.1.2.5. В таблицах 4.1.2.4 и 4.1.2.5 относительные интегральные погрешности угловой скорости вращения вала ротора и результирующего вектора тока статора получены с использованием пяти моделей асинхронного двигателя и представлены цифрами 1...5:

- 1. Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме пуска на холостом ходу (рис. 4.1.2.11, 4.1.2.12).
- Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме наброса нагрузки и работы под нагрузкой (рис. 4.1.2.13, 4.1.2.14).
- Модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу (рис. 4.1.2.15, 4.1.2.16).
- 4. Модель двигателя с переменными идентифицированными параметрами, в зависимосри от режима работы. Т.е. на участке пуска на холостом ходу в модели будут параметры, полученные в режиме пуска на холостом ходу, на участке наброса нагрузки - в режиме наброса нагрузки и работы под нагрузкой, на участке сброса нагрузки в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу, на участке торможения - в режиме сброса нагрузки и работы на холостом ходу (рис. 4.1.2.17, 4.1.2.18).
- 5. Модель с параметрами, приведенные в паспортных данных двигателя.

Таблица 4.1.2.4. Относительные интегральные погрешности переходных процессов угловой скорости вращения вала ротора.

И	$\delta_{\omega}, \%$							
одел	Пуск на	Наброс нагрузки и	Сброс нагрузки и	Торможение				
И Ш	холостом	работа под	работа на	двигателя				
T_{I}	ходу	нагрузкой	холостом ходу					
1	5,74	6,86	3,22	3,91				
2	2,76	2,54	2,35	3,87				
3	3,16	2,37	2,15	3,85				
4	2,71	1,94	1,98	3,72				
5	10,22	9,34	9,82	5,47				

Таблица 4.1.2.5. Относительные интегральные погрешности переходных процессов результирующего вектора тока статора

ели	$\delta_{I}, \%$						
ҐОМ	Пуск на	Наброс нагрузки и	Сброс нагрузки и работа				
Тип	холостом ходу	работа под нагрузкой	на холостом ходу				
1	4,25	2,93	4,43				
2	3,17	2,75	3,34				
3	2,84	4,32	2,97				
4	2,26	1,94	2,35				
5	16,74	14,82	16,83				

Анализ, полученных переходных процессов переменных состояния с использованием различных моделей (рис. 4.1.2.11 – 4.1.2.20) и сравнение их траекторий с реальным (табл. 4.1.2.4, 4.1.2.5), показал работоспособность разработанного алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей. Относительные интегральные погрешности переходных процессов переменных состояния

состовляют в среднем не более 4 % (табл. 4.1.2.4, 4.1.2.5). Наихудщими значением погрешности обладает модель двигателя с идентифицированными параметрами, полученных только в режиме пуска на холостом ходу, наилучшими - модель двигателя с переменными идентифицированными параметрами, в зависимости от режима работы. Необходимо отметить, что интегральные погрешности переходных процессов относительные переменных сотояния модели с параметрами, приведенные в паспортных данных двигателя достигают 17 %, что является недопустимым в большинстве систем управления электроприводами [123] и еще раз необходимость идентфикации потдверждает параметров асинхронных электродвигателей в режиме реального времени, в связи с возможным несоотвествием реальных значений параметров и паспортных данных (табл. 4.1.2.4, 4.1.2.5)

4.1.3 Результаты экспериментального апробирования

Доказана эффективность алгебраического метода идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей в режиме реального времени, путем сравнения измеренных и оцененных траекторий переходных процессов угловой скорости вращения вала двигателя и результирующего вектора тока статора в условиях:

- Несинусоидальности токов и напряжений и перекоса фаз трехфазной питающей сети.
- 2. Нестационарность режима работы асинхронного двигателя.

Погрешности, рассчитанные на основе относительных интегральных значений модулей невязок фактических и модельных значений угловой скорости вращения вала составили: при пуске на холостом ходе – 2,71 %, при набросе нагрузки и работе под нагрузкой – 1,94 %, при сбросе нагрузки и работе на холостом ходу – 1,98 %, при торможении двигателя – 3,72 %. Относительные интегральные погрешности переходных процессов

результирующего вектора тока статора составили: при пуске на холостом ходе – 2,26 %, при набросе нагрузки и работе под нагрузкой – 1,94 %, при сбросе нагрузки и работе на холостом ходу – 2,35 %.

4.2 Апробация алгебраических методов идентификация параметров асинхронных электродвигателей, подключенных по схеме «ТРН-АД»

4.2.1 Описание экспериментальной установки для проверки работоспособности алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей, подключенных по схеме «ТРН-АД»

Для апробации разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей при включении АД по схеме TPH-AД была проведена серия экспериментов на экспериментальной установке, предназначенной для исследования асинхронного электродвигателя, подключенных по схеме «TPH-AД».

Основные элементы установки электропривода: асинхронный двигатель, тиристорный регулятор напряжения и двигатель постоянного тока независимого возбуждения, использующиеся в качестве нагрузочной машины.

Помимо этого, в состав экспериментальной установки входят:

- Трехфазный источник питания, предназначенный для обеспечения трехфазным переменным напряжением ТРН. Источник питания дополнительно снабжен защитой от перегрузок, устройством защитного отключения, кнопкой аварийного отключения и ключом несанкционированного включения.
- Тиристорный преобразователь, предназначенный для регулирования частоты вращения ДПТ (режим преобразователя) и трехфазного АД (режим регулятора). С помощью данного преобразователя, возможно, осуществлять регулирование напряжения, как в цепи постоянного тока,

так и переменного. Выходное напряжение ТРН регулируется в ручном или автоматическом режиме.

- Трехполюсный выключатель, предназначенный для ручного, дистанционного или автоматического включения/отключения электрической цепи.
- Трехфазная трансформаторная группа, обеспечивающая ТРН трехфазным напряжением.
- Блок мультиметров с жидкокристаллическим дисплеем, позволяющий измерять токи, напряжения, омические сопротивления (табл. 4.1.1.2, 4.1.1.3)
- Указатель частоты вращения, обеспечивающий индикацию угловой скорости электрических машин в аналоговой форме.
- Коннектор, предназначенный для обеспечения удобного доступа к входам или выходам платы сборы данных PCI 6024E (табл. 4.1.1.4) персонального компьютера.
- Персональный компьютер, позволяющий осуществлять дистанционное, автоматическое управление лабораторным комплексом, отображать и записывать полученную информацию.
- Блок датчиков тока, напряжения обеспечивает получение нормированных электрических сигналов, которые пропорциональны напряжениям и токам в измеряемых силовых цепях постоянного и переменного тока. Блок датчиков напряжения тока И имеет гальваническую развязку.

Основные параметры АД и нагрузочной машины представлены в табл. 4.2.1.1 и табл. 4.2.1.2.

Р _{дв} ,Вт	<i>U</i> _н , В	cosφ	<i>I</i> _{дв} ,А	n _н , об/мин	η, %	<i>x</i> ₁ ,o.e.	<i>R</i> ₁ ,o.e	<i>x</i> ' ₂ ,0.e	<i>R</i> ² ,0.e.
30	127	0,73	0,35	1250	36	0,087	0,18	0,15	0,150

Таблица 4.2.1.1. Параметры АД

Таблица 4.2.1.2. Параметры машины постоянного тока

$P_{\rm дв}$,Вт	$U_{\scriptscriptstyle \rm H},{ m B}$	$I_{\rm дв}$,А	<i>п</i> _н , об/мин	η, %	<i>I</i> _{воз} ,А	cosφ	<i>R</i> _{дв} ,Ом	<i>R</i> _{воз} ,Ом
90	220	0,56	1500	57,2	0,087	0,73	86	1,15

В табл. 4.2.1.3 представлен коэффициентs усиления датчиков тока (табл. 4.1.1.2), напряжения (табл.4.1.1.3) и скорости.

Таблица 4.2.1.3. Параметры датчиков токов и напряжения

	Выходные параметры	Величины измеренные мультиметром	Коэффициенты усиления
Датчики тока	0,54	0,42	1,1
Датчики напряжения	0,53	74,3	198,257
Датчик скорости	5	1300	260

Расшифровка и основные характеристики оборудования, используемые в ходе эксперимента, приведены ниже в табл. 4.2.1.4.

Обозначение	Наименование	Параметры
TT	Трехфазная	3 x 80 BA
	трансформаторная группа	230 /242, 235, 230, 226,
		220,133,127 B
QA	Трехфазный выключатель	~400 B; 10 A

Окончание таблицы 4.2.1.4.

BA	Блок датчиков тока и	три измерительных преобразователя
	напряжения	«ток-напряжение» 5А/0,5А/5 В;
		три измерительных преобразователя
		«напряжение-напряжение»
		1000 B/100 B/3 B
GA	Трехфазный источник	~400 B; 16 A
	питания	
GB	Источник питания	– 0…250 B,
	двигателя постоянного	– 3 A (якорь)
	тока	– 200 B, – 1 А (возб.)
D2	Машина постоянного тока	90 Вт; – 220 В,
		– 0,76 А (якорь)
		220 В (возбуждение)
DD	Преобразователь угловых	Шесть выходных сигналов
	перемещений	
ТР	Тиристорный	~3 x 400 B / 2 A
	преобразователь/регулятор	Шесть тиристоров
D1	Машина переменного тока	50 Вт; ~230 В; 1500 мин ⁻¹
IB	Указатель частоты	-200002000 мин ⁻¹
	вращения	
BM	Блок мультиметров	Три мультиметра
		– 0…1000 B
		– 0… 10 A
		– 0…20 МОм
КК	Коннектор	Восемь аналоговых дифф. входов;
		Два аналоговых выхода;
		Восемь цифровых входов/выходов
ПК	Персональный компьютер	Плата сбора информации PCI 6024E

Внешний вид экспериментальной установки, использующейся для исследования электропривода ТРН-АД, представлен на рис. 4.2.1.1. Принципиальная схема данной установки приведена на рис. 4.2.1.2.



Рис. 4.2.1.1. Внешний вид экспериментальной установки ТРН-АД

Основой системы управления системой ТРН-АД является система импульсно-фазового управления (СИФУ). СИФУ ТРН-АД обеспечивает изменение угла управления тиристоров ТРН в функции управляющего сигнала. Особенностью СИФУ электропривода является цифровой принцип ее реализации на интегральных микросхемах средней и малой степени интеграции. Структурная схема СИФУ показана на рис. 4.2.1.3.

Сигнал управления 0...10 В поступает на аналого-импульсный преобразователь, который формирует на выходе последовательность импульсов постоянной длительности с частотой, определяемой напряжением сигнала управления.



4.2.1.2. Принципиальная электрическая схема экспериментальной установки ТРН-АД



Рис. 4.2.1.3. Структурная схема СИФУ

Импульсы с аналого-импульсного преобразователя (АИП) поступают на счетные входы счетчиков 1, 2 и 3. Счетчики построены таким образом, что при достижении значения 80 на одном из их выходов появляется сигнал логической единицы, который сохраняется до прихода импульса сброса.

Узел синхронизации формирует импульсы синхронизации для каждой фазы. Импульсы вырабатываются при переходе синусоиды питающего напряжения через "0", т.е. два раза за период. В зависимости от частоты импульсов аналого-импульсного преобразователя меняется время счета импульсов до 80, а, следовательно, и время нахождения счетчиков в состоянии логического нуля от момента перехода синусоиды "0".

Команда на открытие тиристоров вырабатывается усилителямираспределителями 1, 2 и 3 путем логического умножения четырех логических сигналов:

- от счетчиков, которые определяют угол открытия тиристоров;
- от узла синхронизации, позволяющих распределить импульсы одного канала счета на два тиристора;
- от узла защит, вырабатывающего разрешение на работу;

• от генератора частотного заполнения.

Узел защит обеспечивает защиту электропривода от обрыва фазы и от неправильного чередования фаз.

Генератор частотного заполнения обеспечивает устойчивую работу электропривода на активно-индуктивную нагрузку при любых углах управления.

Узел синхронизации предназначен для синхронизации импульсов СИФУ с фазами сетевого напряжения. Узел построен на транзисторных ключах. Напряжение синхронизации поступает на схему с вторичных обмоток трансформатора. Это напряжение синфазно связано с напряжением силовой схемы.

Усилители импульсов предназначены для усиления импульсов управления СИФУ и гальванической развязки цепей управления и силовых цепей.

Счетчики предназначены для формирования интервала времени, соответствующего углу управления тиристорами α, путем счета импульсов АИП.

4.2.2 Обработка и обсуждение результатов апробации алгебраических методов идентификации асинхронного электродвигателя, подключенного по схеме «ТРН-АД»

Для экспериментальной апробации разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронного электродвигателя, подключенного по схеме «ТРН-АД» была использована установка, описанная в параграфе 4.2.1. В ходе эксперимента асинхронный электродвигатель

работал в четырех различных режимах: пуск на холостом ходу, наброс нагрузки, дальнейшая работа под нагрузкой, сброс нагрузки и работа на холостом ходу, торможение двигателя. Была проведена серия экспериментов, в каждом из которых менялся угол управления тиристоров α от 0 градусов до 65. Такой диапазон угла управления ТРН был выбран в виду того, что присутствовала нагрузка, носящая преимущественно индуктивный характер, соответственно минимальный угол управления, при котором появляются (токовая явновыраженные характерные участки пауза) для TPH В осциллограммах тока и напряжения составляет 60-70 градусов, а при угле выше 77 градусов, электромагнитный момент управления, двигателя становится меньше момента холостого хода, И двигатель начинает тормозиться до полного останова.

Необходимо понимать, что величина угла управления ТРН существенно влияет на вид переходных процессов фазных токов и напряжений, приходящих на статор двигателя, что отлично демонстрирует сравнение двух режимов: при $\alpha=0^{\circ}$ и $\alpha=65^{\circ}$, которые и будут рассмотрены далее. На рисунках 4.2.2.1 и 4.2.2.2 представлены фазные токи и напряжения при угле управления равном нулю, на рисунках 4.2.2.3 и 4.2.2.4 при $\alpha=65^{\circ}$.



Рис 4.2.2.1. Переходные процессы токов статора асинхронного

электродвигателя при α=0°


Рис 4.2.2.2. Переходные процессы напряжений статора асинхронного

электродвигателя при α=0°



Рис 4.2.2.3. Переходные процессы токов статора асинхронного

электродвигателя при α=65°



Рис 4.2.2.4. Переходные процессы напряжений статора асинхронного электродвигателя при α=65°

Из рисунков 4.2.2.1-4.2.2.4 видно, что при максимально возможной в проводимых исследований величине угла управления ТРН фазные токи, и особенно напряжения, имеют ярко выраженный несинусоидальный характер, что связано с особенностями работы схемы «ТРН-АД», а именно появлению продолжительных токовых пауз. Еще одним немаловажным фактором, влияющим на изменение характера осциллограмм токов и напряжений,

является наличие магнитной связи между обмотками фаз ротора и статора асинхронного двигателя, на которую непосредственно влияет также скорость, поэтому при изменении угла управления ТРН электродвижущая сила существенно изменяет форму фазового напряжения.

Представленная ситуация усугубляется при переходе от трехфазной системы координат к двухфазной неподвижной системе координат αβ, необходимой для реализации процедуры идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей. Рассмотрим более подробно векторы фазных напряжений и токов в проекциях неподвижной системы координат при минимальном (рис. 4.2.2.5) и возможном в наших исследованиях (рис. 4.2.2.6) углах максимально управления.



Рис. 4.2.2.5. Осциллограммы векторов а) напряжения и б) результирующего тока электропривода ТРН-АД в проекциях неподвижной системы координат при α=0°



Рис. 4.2.2.6. Осциллограммы векторов а) напряжения и б) результирующего тока электропривода ТРН-АД в проекциях неподвижной системы координат при α=65°

В связи с тем, что приведенные векторы фазных токов и напряжений в проекциях неподвижной системы координат (рис. 4.2.2.5, 4.2.2.6) не описывают правильную окружность, еще раз подтверждается несинусоидальный характер фазных напряжений, даже при минимальном угле управления ТРН. При увеличении угла управления в электроприводе форма фазных напряжений дополнительно изменяется, что в свою очередь сказывается и на форме фазных токов.

Несмотря на представленные сложности идентификация параметров асинхронного электродвигателя, подключенного по схеме «ТРН-АД» при различных значениях угла управления ТРН была успешно проведена. Полученные оценки параметров асинхронного двигателя при различном угле управления сведены в таблицу 4.2.2.1.

Таблица 4.2.2.1. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров асинхронного двигателя при различном значении угла управления тиристорами

Параметр	Угол управления α, град					
	0	20	40	60	65	
$\hat{R}_{\!_{1}}, { m Om}$	46,082	46,031	45,981	45,939	45,901	
$\hat{R}_2,$ Ом	45,761	45,906	46,045	46,181	46,22	
\hat{L}_1 , Гн	1,13	1,125	1,124	1,119	1,106	
<i>Ĺ</i> ₂ , Гн	0,991	0,991	0,995	1,004	1,004	
\hat{L}_m , Гн	0,99	0,991	1,002	1,042	1,066	

Переходные процессы оценок параметров асинхронного электродвигателя представлены на рисунках 4.2.2.7 и 4.2.2.8 при угле управления ТРН равном нулю и на рисунках 4.2.2.9 и 4.2.2.10 при α=65°.



Рис. 4.2.2.7. Переходные процессы оценок активного сопротивления \hat{R}_1 обмотки статора, активного сопротивления \hat{R}_2 обмотки ротора при $\alpha=0^\circ$



Рис. 4.2.2.8. Переходные процессы оценок эквивалентной индуктивности \hat{L}_1 обмотки статора, эквивалентной индуктивности \hat{L}_2 обмотки ротора и результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя при $\hat{L}_m \alpha = 0^\circ$



Рис. 4.2.2.9. Переходные процессы оценок активного сопротивления \hat{R}_1 обмотки статора, активного сопротивления \hat{R}_2 обмотки ротора при α =65°



Рис. 4.2.2.10. Переходные процессы оценок эквивалентной индуктивности \hat{L}_1 обмотки статора, эквивалентной индуктивности \hat{L}_2 обмотки ротора и результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя при $\hat{L}_m \alpha = 0^\circ$

На основании таблицы 4.2.2.1 и переходных процессов оценивания параметров асинхронного двигателя, подключенного по схеме «ТРН-АД» (рис. 4.2.2.7-4.2.2.10) можно утверждать, что даже при максимально возможном для наших испытаний значению угла управления получаются асимптотически устойчивые значения оценок [189].

Для подтверждения работоспособности разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей и оценки точности определения параметров сравним графики переходных процессов асинхронного двигателя и его модели с идентифицированными параметрами (рис. 4.2.2.11-4.2.2.14).

224



Рис. 4.2.2.11. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными



Рис. 4.2.2.12. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными параметрами при α=0°

225



Рис. 4.2.2.13. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными параметрами при α=65°



Рис. 4.2.2.14. Графики переходных процессов результирующего вектора тока статора асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными параметрами при α=65°

На основании полученных переходных процессов (рис. 4.2.2.11-4.2.2.14) были расчитаны относительные интегральные погрешности на основе сравнения значений модулей невязок между переменными состояния полученными экспериментально и оцененными следующим образом:

 при использовании угловой скорости вращения вала ротора в качестве опорного сигнала:

$$\delta_{\omega} = \frac{\int\limits_{t_{\text{Hay}}}^{t_{\text{KOH}}} \left| \omega(t) - \hat{\omega}\left(t, \hat{R}_{1}, \hat{R}_{2}, \hat{L}_{1}, \hat{L}_{2}, \hat{L}_{m}\right) \right| dt}{\int\limits_{t_{\text{Hay}}}^{t_{\text{KOH}}} (t) \left| dt \right| dt}$$

где $t_{\text{нач}}$ – время начала работы двигателя в текущем режиме, например режим пуска на холостом ходу, $t_{\text{кон}}$ – время окончания работы двигателя в текущем режиме, $\omega(t)$ – опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора исследуемого двигателя, снятого в режиме работы с помощью датчика скорости, $\hat{\omega}(t, \hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m)$ - опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора модели исследуемого двигателя, параметры которой получены в ходе идентификации с помощью метода алгебраической идентификации на основе дискретной модели (параграф 3.7). В случае с моделью, параметры которой взяты из паспортных данных, значения $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m$ принимаются равными значениям приведенных в таблице 4.1.2.3. Полученные относительные интегральные погрешности угловой скорости вращения вала ротора сведены в таблицу 4.2.2.2.

 при использовании результирующего вектора тока статора в качестве опорного сигнала:

$$\delta_{I} = \frac{\int_{H_{\mathrm{Hay}}}^{t_{\mathrm{KOH}}} \left| I(t) - \hat{I}(t, \hat{R}_{1}, \hat{R}_{2}, \hat{L}_{1}, \hat{L}_{2}, \hat{L}_{m}) \right| dt}{\int_{t_{\mathrm{Hay}}}^{t_{\mathrm{KOH}}} I(t) | dt} \cdot 100\%,$$

где I(t) – опорная траектория результирующего вектора тока статора исследуемого двигателя, $\hat{I}(t, \hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m)$ - опорная результирующего вектора тока статора модели исследуемого двигателя, параметры которой получены в ходе идентификации с помощью метода алгебраической идентификации на основе дискретной модели (параграф 3.7). В случае с моделью, параметры которой взяты из паспортных данных, значения $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m$ принимаются равными значениям приведенные в таблице 4.1.2.3. Полученные относительные интегральные погрешности результирующего вектора тока статора сведены в таблицу 4.2.2.2.

Таблица 4.2.2.2. Относительные интегральные погрешности переходных процессов угловой скорости вращения вала ротора и результирующего вектора тока статора при различном значении угла управления

Относительные	Угол управления α, град				
интегральные					
погрешности	0	20	40	60	65
переходных	-	-	_		
процессов					
δ _ω , %	5,41	6,24	7,54	8,04	8,62
δ _I , %	5,11	7,32	12,54	15,45	16,57

Анализ переходных процессов оценок параметров (рис. 4.2.2.7-4.2.2.10) и анализ сопостовления полученных переходных процессов опорных траекторий оценок переменных состояний с использованием моделей с 4.2.2.11-4.2.2.14) идентифицированными параметрами (рис. с соответствующими опорными траекториями, полученными на основе выходных сигналов датчиков (табл. 4.2.2.2), показал работоспособность алгебраического метода идентификации предложенного параметров асинхронных двигателей, включенного по схеме «ТРН-АД» вне зависимости от значения угла управления α

4.2.3 Результаты экспериментального апробирования

Доказана эффективность алгебраического метода идентификации параметров асинхронных электродвигателей, подключенных по схеме «ТРН-АД» на основе дискретных моделей в режиме реального времени, путем сравнения измеренных и оцененных траекторий переходных процессов угловой скорости вращения вала двигателя и результирующего вектора тока статора в неблагоприятных для процедуры оценивания условиях:

- 1. Фазные напряжения и особенно токи имеют ярковыраженный несинусоидальный характер, что связано с особенностями работы схемы «ТРН-АД», а именно появлению относительно продолжительных токовых пауз. Еще одним немаловажным фактором является нестационарность токовых пауз, обусловленная влиянием угловой скорости ротора на их продолжительность за счет наличия магнитной связи между обмотками фаз ротора и статора асинхронного двигателя.
- 2. Наличие перехода от трехфазной системы координат к двухфазной неподвижной системе координат бв, что усугубляет негативное воздействие, представленное в первом пункте, даже при малых углах управления. При этом допустимость перехода к эквивалентным двухфазным моделям электрических машин строго обоснована Парком Р. и Горевым А.А. лишь для случая гармонических токов и напряжений в цепях статора.

3. Нестационарность режима работы асинхронного двигателя.

Погрешности, рассчитанные на основе относительных интегральных значений модулей невязок фактических и модельных значений угловой скорости вращения вала составили: при угле управления $\alpha=0^{\circ} - 5,41$ %, при $\alpha=20^{\circ} - 6,24$ %, при $\alpha=40^{\circ} - 7,54$ %, при $\alpha=60^{\circ} - 8,04$ %, при $\alpha=65^{\circ} - 8,62$ %. Относительные интегральные погрешности переходных процессов результирующего вектора тока статора составили: при угле управления $\alpha=0^{\circ}$

- 5,11 %, при α=20° - 7,32 %, при α=40° - 12,54 %, при α=60° - 15,45 %, при α=65° - 16,57 %.

4.3. Апробация алгебраических методов идентификация параметров асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД

4.3.1. Описание экспериментальной установки для проверки работоспособности алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД

Для апробации разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД, была проведена серия экспериментов на экспериментальной установке, предназначенной для исследования асинхронного электропривода, выполненного по схеме ПЧ-АД (рис.4.3.1).

В состав экспериментальной установки входили силовой агрегат, состоящий из асинхронного двигателя и двигателя постоянного тока, оборудованный датчикам скорости, трехфазный источник питания, блоки преобразователей постоянного и переменного тока для управления машинами, блоки измерения с датчиками тока и напряжения, цифровой мультиметр, блоки индикации скорости, а также моноблок с установленным программным обеспечением, позволяющим осуществлять управление силовым агрегатом.

Трехфазный источник питания включал в себя три однофазных автоматических выключателя, четырехполюсное устройство защитного отключения и контактор подачи питания с элементами управления и индикации.

Блок преобразователя переменного тока состоял из трехфазного преобразователя частоты с выпрямителем и звеном постоянного тока, блока ручного управления, трехфазного автоматического выключателя, тормозного резистора и выходного синусоидального RC-фильтра.

В состав блока преобразователя постоянного тока входили трехфазный автоматический выключатель, блок ручного управления, понижающий трехфазный трансформатор, трехфазный мостовой преобразователь частоты с выпрямителем и звеном постоянного тока, источник питания возбуждения, а также тормозной резистор.

Силовой агрегат представлял собой спаренные друг с другом с помощью пружинных муфт через датчик момента асинхронный двигатель типа АИР71В2 мощностью $P_{2H}=1,1$ кВт и синхронной скоростью вращения $n_0=3000$ об/мин и двигатель постоянного тока 2ПБ132МГ мощностью $P_{2H}=1,6$ кВт и номинальной скоростью вращения $n_{H}=1000$ об/мин, который в ходе проведения эксперимента выступал в качестве нагрузочного.



а – панель блоков силовых преобразователей и измерительных приборов; б – силовой агрегат

Рис. 4.3.1. Внешний вид экспериментальной установки для проверки работоспособности алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД

На валу агрегата установлен энкодер, выступающий в качестве датчика скорости.

Блок измерения включал в себя 16-канальный модуль аналоговоцифрового преобразования с USB-интерфейсом, три датчика тока на 25 A фирмы Honeywell, три датчика напряжения на 500 B, а также вспомогательный блок питания.

4.3.2 Обработка и обсуждение результатов апробации алгебраических методов идентификации асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД

Для экспериментальной апробации разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД, была использована установка, описанная в параграфе 4.3.1. В ходе эксперимента асинхронный электродвигатель работал в четырех различных режимах: пуск на холостом ходу, наброс нагрузки и работа под нагрузкой, сброс нагрузки и работа на холостом ходу, торможение двигателя отключением статорных цепей от питающей сети. В ходе эксперимента были получены массивы данных с датчиков фазных токов и напряжений статора асинхронного двигателя. Полученные данные в массивах были преобразованы в соответствующие токи (рис. 4.4.2.1) и напряжения (рис. 4.4.2.2) двухфазной эквивалентной электрической машины, представленной в двухфазной неподвижной системе координат αβ. Данные получаемые с датчика угловой скорости вращения (рис. 4.4.2.3), а также преобразованные токи и напряжения вала использовались для формирования матрицы-вектора зависимых переменных регрессоров. Более подробно методика формирования И матрицы упомянутых матриц описана в параграфе 3.1. Необходимо отметить, что в силу аппаратных ограничений экспериментальной установки в ходе проведения эксперимента данные с датчиков снимались с частотой дискретизации равной 1 кГц. Таким образом, на период основной гармоники питающих статор напряжений приходится 20 интервалов дискретизации по времени.



Рис 4.3.2.1. Переходные процессы токов статора асинхронного электродвигателя, приведенные в проекциях двухфазной неподвижной системы координат αβ



Рис 4.3.2.2. Переходные процессы напряжений статора асинхронного электродвигателя, приведенные в проекциях двухфазной неподвижной системы координат αβ



Рис 4.3.2.3. Переходный процесс угловой скорости вращения ротора асинхронного электродвигателя

Из рисунков 4.3.2.1-4.3.2.2 видно, что формы осциллограмм токов и напряжений асинхронного двигателя, приведенные в проекциях двухфазной неподвижной системы координат αβ, имеют ярковыраженный несинусоидальный характер. Данный негативный эффект дополняется наличием дополнительной шумовой составляющей, обусловленной режимом ШИМ-модуляции АИН.

На основании полученных данных (рис. 4.3.2.1 – 4.3.2.3) была проведена идентификация параметров замещения асинхронного двигателя в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД, в различных динамических режимах и произведен сравнительный анализ получившихся оценок. Полученные оценки параметров сведены в таблицу 4.3.2.1. Переходные процессы оценок параметров представлены на рисунках 4.3.2.4 и 4.3.2.5

Таблица 4.3.2.1. Сравнительный анализ результатов идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД

Параметр	<i>Â</i> ₁ , Ом	$\hat{R}_{2},$ Ом	$\hat{L}_{\!_1},$ Гн	$\hat{L}_2,$ Гн	\hat{L}_m, Γ н
Значение	9,087	8,623	1,106	1,077	1,003







Рис. 4.4.2.5. Переходные процессы оценок эквивалентной индуктивности обмотки статора \hat{L}_1 , эквивалентной индуктивности обмотки ротора \hat{L}_2 и результирующей индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя \hat{L}_m

На основании таблицы 4.3.2.1 и переходных процессов оценивания параметров асинхронного электродвигателя в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД, в различных динамических режимах (рис. 4.3.2.4, 4.3.2.5) можно утверждать, что получаются асимптотически устойчивые значения оценок [187].

Для подтверждения работоспособности разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей на основе дискретных моделей и оценки точности определения параметров сравним графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя экспериментальной установки и математической модели АД, включающей параметры, полученные в результате представленного метода идентификации (рис. 4.3.2.6).



Рис. 4.3.2.6. Графики переходных процессов угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя и его модели с идентифицированными параметрами

На основании полученных переходных процессов (рис. 4.3.2.6) были расчитаны относительные интегральные погрешности на основе сравнения значений модулей невязок между переменными состояния полученными экспериментально и оцененными следующим образом:

 при использовании угловой скорости вращения вала ротора в качестве опорного сигнала:

$$\delta_{\omega} = \frac{\int_{t_{\text{KOH}}}^{t_{\text{KOH}}} |\omega(t) - \hat{\omega}(t, \hat{R}_{1}, \hat{R}_{2}, \hat{L}_{1}, \hat{L}_{2}, \hat{L}_{m}) dt}{\int_{t}^{t_{\text{KOH}}} \cdot 100\% = 8,3\%,$$

где $t_{\text{нач}}$ – время начала установившийся и достаточного режима оценивания параметров асинхронного электродвигателя, $t_{\text{кон}}$ – время окончания окончания установившийся и достаточного режима оценивания параметров асинхронного электродвигателя, $\omega(t)$ – опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора исследуемого двигателя, снятого в режиме работы с помощью датчика скорости, $\hat{\omega}(t, \hat{R}_1, \hat{R}_2, \hat{L}_1, \hat{L}_2, \hat{L}_m)$ - опорная траектория угловой скорости вращения вала ротора модели исследуемого двигателя, параметры которой получены в ходе идентификации с помощью метода алгебраической идентификации на основе дискретной модели (параграф 3.7).

Анализ переходных процессов оценок параметров (рис. 4.3.2.4-4.3.2.5) анализ сопоставления полученных переходных процессов опорных И траекторий оценок угловой скорости вращения вала двигателя С использованием модели, параметры которой были получены с помощью разработанного метода идентификации (табл. 4.3.2.1), с соответствующей опорной траекторией, полученой на основе выходных сигналов датчика (рис. 4.3.2.6), показал работоспособность предложенного алгебраического метода идентификации параметров асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД.

4.3.3 Результаты экспериментального апробирования

Доказана эффективность алгебраического метода идентификации параметров асинхронных электродвигателей в составе электропривода, включенного по схеме ПЧ-АД, на основе дискретных моделей в режиме реального времени, путем сравнения измеренных и оцененных траекторий переходного процесса угловой скорости вращения вала двигателя в неблагоприятных для процедуры оценивания условиях.

К основным неблагоприятным условиям для процедуры идентификации следует отнести:

- Исходные сигналы фазных токов и напряжений, прошедшие измерительную систему после исключения ШИМ-составляющей, имеют несинусоидальный характер.
- 2. Наличие перехода от трехфазной системы координат к двухфазной неподвижной системе координат бв, что усугубляет негативное воздействие, представленное в первом пункте. При этом допустимость перехода к эквивалентным двухфазным моделям электрических машин строго обоснована Парком Р. и Горевым А.А. лишь для случая гармонических токов и напряжений в цепях статора
- Наличие неустранимой шумовой составляющей в измерительных цепях, связанной с объективно существующими проблемами гальванической развязки, экранирования проводников, влияние внешних электромагнитных полей и т.д.
- Наличие дополнительной шумовой составляющей, обусловленной выбором алгоритма ШИМ-модуляции АИН: синусоидальный или векторный способ ШИМ-модуляции.
- 5. Нестационарность режима работы асинхронного двигателя.

Погрешность, рассчитанная на основе относительного интегрального значения модуля невязки фактического и модельного значений угловой скорости вращения вала составила 8,3 %.

Заключение

В диссертации изложены новые научно обоснованные технические решения в виде методов И алгоритмов идентификации параметров асинхронных двигателей, эксплуатирующихся в составе рабочих комплексов, в режиме реального времени. При этом двигатель функционирует в условиях изменения режима работы, флуктуаций параметров и наличии помех в измерительных цепях. Внедрение разработанных способов и алгоритмов способствует повышению конкурентоспособности отечественной промышленной продукции за счет дальнейшего развития автоматизации технологических процессов, непрерывной диагностики функционирования и своевременной замене выходящих из строя асинхронных электродвигателей, что приводит К уменьшению эксплуатационных затрат И простоя технологического оборудования. Выполненные в диссертационной работе научные исследования представлены следующими новыми результатами:

- Предложен и апробирован способ алгебраической идентификации параметров асинхронных двигателей с неподвижным ротором регулируемых электроприводов на основе дискретной модели в режиме реального времени. Подтверждением оригинальности предложенного способа являются следующие обоснованные положения:
- 1.1. Предложены способы создания дискретных моделей асинхронных электродвигателей, необходимых для решения задачи идентификации параметров двигателей. Проведен сравнительный анализ полученных моделей и на основании сформулированных требований к процедуре идентификации выбран наиболее оптимальный способ создания дискретной модели. Наиболее точные оценки параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором получены на основе дискретной модели составленной с применением билинейного преобразования. В среднем погрешность оценок полученных при использовании модели на основе билинейного преобразования в два и четыре раза меньше, использованием моделей многоточечной чем С на основе

аппроксимации и прямой разности соответственно. Время переходного процесса оценивания составил не более 0,2 секунды.

- 1.2. В результате математического моделирования получены оценки параметров асинхронного двигателя с неподвижным ротором на основе дискретной модели в режиме реального времени с погрешностью не более 4%.
- 2. Предложены и апробированы способ и алгоритм алгебраической идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе дискретных моделей в режиме реального времени с применением нелинейного прогнозирующего фильтра. Подтверждением оригинальности способа предложенного И алгоритма являются следующие обоснованные положения:
- 2.1. Проанализированы наиболее перспективные алгоритмы построения фильтров предварительной фильтрации информационных сигналов. Данные фильтры являются неотъемлемой частью решения задачи идентификации асинхронных двигателей регулируемых электроприводов на основе дискретных моделей в режиме реального Рассмотренные фильтры были времени. реализованы И ИХ сравнительный анализ показал, что фильтры Баттерворта являются наиболее привлекательными для решения задачи выделения тренда полезных сигналов поступающих после ШИМ-модуляции.
- 2.2. Разработан алгоритм и структура нелинейного прогнозирующего фильтра, применяемого для выделения асимптотически устойчивого тренда оценок параметров асинхронного двигателя в режиме реального времени. Продемонстрирована работоспособность данного алгоритма при условии наличия шумовой составляющей и импульсных помех, в среднем превышающих на 3-4 порядка величину оцениваемого параметра, в некоторых случаях достигающих величину в 88-157 раз больше величины оцениваемого параметра.

- 2.3. В результате математического моделирования получены оценки параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя с погрешностью не более 5%.
- 2.4. Проведена идентификация параметров Т-образной схемы замещения имитационных моделей асинхронных двигателей серий 5А, АИР, ST, 6А. На основании проведенной работы были сформулированы общие рекомендации по настройке коэффициентов нелинейного прогнозирующего фильтра для оценки каждого параметра двигателей вышеуказанных серий.
- 2.5. Эффективность способа оценки параметров асинхронных двигателей регулируемого электропривода на основе дискретных моделей в режиме реального времени доказана экспериментально, путем сравнения измеренных и оцененных траекторий переходных процессов модуля результирующего вектора тока статора и угловой скорости Был проведен экспериментов ротора. ряд на различных экспериментальных установках при различных режимах работы двигателя:
- 2.5.1. Установка, предназначенная для исследования разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей, питающихся напрямую от сети. Погрешности, рассчитанные на основе относительных интегральных значений модулей невязок фактических и модельных значений угловой скорости вращения вала составили: при пуске на холостом ходе – 2,71 %, при набросе нагрузки и работе под нагрузкой – 1,94 %, при сбросе нагрузки и работе на холостом ходу – 1,98 %, при торможении двигателя – 3,72 %. Относительные интегральные погрешности переходных процессов результирующего вектора тока статора составили: при пуске на холостом ходе – 2,26 %, при набросе нагрузки и работе под нагрузкой – 1,94 %, при сбросе нагрузки и работе на холостом ходу – 2,35 %.

- 2.5.2. Установка, предназначенная разработанных для исследования алгебраических методов идентификации параметров асинхронных электродвигателей, подключенных по схеме «тиристорный регулятор напряжения – асинхронный двигатель». Погрешности, рассчитанные на относительных интегральных значений модулей невязок основе фактических и модельных значений угловой скорости вращения вала составили: при угле управления $\alpha = 0^{\circ} - 5,41$ %, при $\alpha = 20^{\circ} - 6,24$ %, при $\alpha = 40^{\circ} - 7,54$ %, при $\alpha = 60^{\circ} - 8,04$ %, при $\alpha = 65^{\circ} - 8,62$ %. Относительные интегральные погрешности переходных процессов результирующего вектора тока статора составили: при угле управления $\alpha = 0^{\circ} - 5,11$ %, при α=20° - 7,32 %, при α=40° - 12,54 %, при α=60° - 15,45 %, при α=65° – 16,57 %.
- 2.5.3. Установка, предназначенная для исследования разработанных алгебраических методов идентификации параметров асинхронного электропривода, выполненного по схеме преобразователь частоты асинхронный двигатель. Погрешность, рассчитанная на основе относительного интегрального значения модуля невязки фактического и модельного значений угловой скорости вращения вала составила 8,3 %.

Список использованных источников:

- Каширских В.Г. Динамическая идентификация параметров и управление состоянием электродвигателей приводов горных машин: дис. ... доктор тех.наук. – Кемерово, 2005. – 335 стр.
- Макаров В.Г. Асинхронный электропривод электромеханических систем с оптимальными режимами работы по критерию энергосбережения: дис.... канд. тех. наук. – Казань, 2011. – 162 стр.
- Котин Д.А. Адаптивные алгоритмы бездатчикового управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов. дис. ... канд. тех. наук. – Новосибирск, 2010. – 135 стр.
- Мощинский Ю.А., Беспалов В.Я., Кирякин А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным // Электричество. – №4/98. – 1998. – С. 38–42.
- C. F. Gauss. Theoria motus corporum coelestium in sectionibus conicis solem ambientium. – Hamburg: Hamburgi sumtibus Frid. Perthes, 1809. – 803 p.
- R. A. Fisher. On an Absolute Criterion for Fitting Frequency Curves // Statistical Science. – 1997. – vol.12, No. 1– pp. 39-41.
- R.E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems // Transacitions of the ASME – Journal of Basic Engineering. –1960. – vol. 82. –pp.35–45
- B.L. Ho and R.E. Kalman. Effective construction of linear state-variable models from input-output functions // Regelungstechnik. – 1965. – vol.12– pp. 545–548.
- K.J. Astrom and T. Bohlin. Numerical identification of linear dynamic systems from normal operating records // Proc. IFAC Symp. Self-Adaptive System. – 1965. – pp. 96–111
- H. Akaike. Stochastic theory of minimal realization // IEEE Trans. Automat. Control. – 1974. – vol. 26. – pp.667–673

- P. Faurre. Realisations markoviennes de processus stationnaires // Rapport La-boria. – IRIA, Rocquencourt, France, Tech. Rep. – 1973. – No.13. – pp.123–127
- T.C. Koopmans, H. Rubin, and R.B. Leipnik, Measuring the Equation Systems of Dynamic Economics // Cowles Commission Monograph. – New York: Wiley. – 1950. – vol. 10, – pp. 105–113
- 13. E.J. Hannan. Time Series Analysis New York :Methuen, 1960 320 p.
- 14. G.E.P. Box and G.M. Jenkins Time Series Analysis, Forecasting and Control.
 Oakland, CA:Holden-Day, 1970.
- H. Akaike Some problems in the application of the cross-spectral method // In Spectral Analysis of Time Series. – New York: Wiley. –1967. – pp. 81– 107.
- 16. L. Ljung, On consistency and identifiability //Math. Program. Study. –1976.
 vol. 5. pp. 169–190
- B.D.O. Anderson, J.B. Moore, and R.M.Hawkes. Model approximation via prediction error identification // Automatica. – 1978. – vol. 14– pp.615–622
- L. Ljung and P.E. Caines. Asymptotic normality of prediction error estimators for approximative system models // Stochastics. – 1979. – vol. 3– pp.29–46.
- L. Ljung. Asymptotic variance expressions for identified black-box transfer function models // IEEE Trans. Automat. Contr. – 1985. – vol. AC-30. – pp.834-844.
- B. Wahlberg and L. Ljung. Design variables for bias distribution in transfer function estimation // IEEE Trans. Automat. Contr. – 1986. –vol. AC-31. – pp.134–144.
- M. Gevers and L. Ljung. Optimal experiment designs with respect to the intended model application // Automatica. – 1986. – vol. 22. – pp. 543–554.
- A. Chikhi, M. Djarallah, K. Chikhi. A comparative of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer // Serbian fourbal of electrical engineering. – 2010. – vol.7, No.1 – pp. 41–45.

- 23. А.с. 1295347 СССР, МКИ G 01 R 31/34. Способ определения активного, индуктивного сопротивлений и ЭДС асинхронного двигателя по высшим гармоникам / С.И. Кузовков, Н.Г. Широков. № 3927765/24-07; заявл. 11.07.85; опубл. 07.03.87, Бюл. № 9. 5 с.
- 24. А.с. №1295347 СССР, МКИ G 01R 31/34. Способ определения активного, индуктивного сопротивлений и ЭДС асинхронного двигателя по высшим гармоникам / С.И.Кузовков, Н.Г.Широков – 3927765/24-07; заявл. 11.07.86; опубл. 07.03.88, бюл. №9.-5с.
- А.с. №1004906 СССР, G 01 R 31/34. Способ определения частотной характеристики проводимости асинхронной машины / Г.Г.Рогозин, Н.Г. Пятлина, Ю.И. Печуркин, Н.С. Лапшина, В.В. Бабай SU 1780062; заявл. 11.11.90; опубл. 07.12.92, бюл. №45. 7с.
- 26. Reznik, D.V., Rodkin, D.I. and Romashykhin, Yu.V., Features of the definition of electromagnetic parameters of induction motors using lowfrequency test voltage Alternating Current Electrical Drives: Proceeding of the Fourteenth International Scientific // Technical Conference, Ekaterinburg, UGTU. – March13–16, 2007. – pp. 279–283.
- 27. Rodkin, D.I., Solution of one class of incorrect electrical tasks energy method
 // Electromekhanichni i enrgozberigayuchi sistemy, 2007. -Vol. 1, no. 21. pp. 69 80.
- Hasegawa, M., Ogawa, D. and Matsui, K., Parameter Identification Scheme for Induction Motors Using Output Inter-Sampling Approach // Asian Power Electronics Journal, – 2013. – Vol. 2, no. 1. – pp. 15–22
- Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Пути повышения технико-экономических показателей и развития теории электрических машин // Вісник НТУ "XII". – 2001. – №17. – С. 24–27.
- Казовский Е.Я., Рубисов Г.В. Переходные процессы в синхронных машинах при анормальных режимах в энергосистеме. – СПб.: Наука, 1994. – 172 с.

- K. Rechberger. H. Koefler. Analytical Approach to Calculate the Transient State of Doubly Fed Synchronous Machines employing the Steady State Circle Diagram of the Machine / 15th International Conference on Electrical Machines "ICEM 2002", Brugge, Belgium. – August 2002. – pp. 25–28,
- 32. A. Larin, A. Abdessalem. Computer simulation of the transient in AC machines at short-circuits and connections to a network on the basis of the experimental frequency-response characteristics // 9th Internayional Symposium on Short-circuit currents in power systems, SCC 2000, Cracow. October 11-13, 2000. pp. 39–45.
- 33. Ларин А.М., Абдессалем Л., Ларина И.И. экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных машин при различных уровнях насыщения // Електротухніка и Електромеханіка. – 2003. – №4. – С. 52–58.
- Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 528 с.
- Слодарж М.И. Режимы работы, релейная защита и автоматика синхронных двигателей. – М.:Энергия, 1977. – 216 с.
- Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Высшая школа, 1980. – 890 с.
- Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 360 с.
- Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока: Учебник для вузов. – СПБ.: Питер, 2007. – 350с.
- 39. Усольцев А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по справочным данным [Электронный ресурс] / [Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем]. – URL: http://ets.ifmo.ru/usolzev/wopros/op ad.pdf (дата обращения: 19.03.2017).

- Свит П.П., Семкин Б.В. Определение параметров схем замещении асинхронных двигателей небольшой мощности // Ползуновский Альманах. – 2004. – №3. – С. 96 – 99.
- Макеев М.С., Кувшинов А.А. Алгоритм расчета параметров схемы замещения асинхронного двигателя по каталожным данным // Вектор науки ТГУ. 2013. №1 (23). С. 108 112.
- K. Lee, S. Frank, P.K. Sen and other. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data // in Proc. 2012 North American Power Symposium (NAPS). – Urbana. – Sep. 2012. – pp. 1–6.
- 43. Жерве Г.К. Промышленные испытания электрических машин. Л.:
 Энергоатомиздат, 1984. 408 с.
- Рогозин Г.Г. Определение электромагнитных параметров машин переменного тока. Новые экспериментальные методы. – К.: Техніка, 1992. –168 с.
- 45. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.:Энергия, 1985. 840 с.
- 46. ГОСТ 7287–87. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний. М.: Госкомстандарт, 1987. 52с.
- 47. Чепкунов Р.А. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя по паспортным данным при вводе в эксплуатацию асинхронного электропривода // Інженерні та освітні технології в електротехнічних і комп'ютерних системах. – 2013. – №4. – С. 56–62.
- 48. Сидельников Б.В., Рогачевская Г.С. Корректировка метода опытного определения параметров асинхронных двигателей // XIV международная научно-техническая конференция. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – 2007. – С. 167–168.
- IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. IEEE Std. 112-1996. IEEE Power Engineering Society, New York.
- 50. Babau, R.; Boldea, I.: Parameter identification for large induction machines using direct online startup test // Workshop on Electrical Machines

Parameters. Technical University of Cluj-Napoca, Romania. – May 2001. – pp. 47–52.

- 51. Винокуров М.Р., Моисеенко А.А., Масловцева Н.Ю. Повышение точности расчета вращающего момента асинхронного двигателя с учетом поверхностного эффекта в стержнях ротора // Вестник ДГТУ. – 2011. – Т.11, №5(56). – С. 621–628.
- 52. B. Karanayil, M.F. Rahman, G. Grantham, M.A. Rahman. On-line parameter identification using artificial neural networks for vector controlled induction motor drive // 3rd International conference on electrical and computer engineering. – Dhara, Bangladesh. – 2004. – pp. 23-26.
- 53. Бонгард М. М. Проблемы узнавания. М.: Физматгиз, 1967. 447 с.
- J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E. Borges, M.P. Kazmierkowski. A neural network based space vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive // IEEE transaction on industry applications – 2000. – Vol.36, No 6. – pp. 1628–1636.
- 55. S.M. Gadoue, D.Giaorus, J.W. Finch. Low speed operation improvement of MRAS sensorless vector control induction motor drive using neural network flux observers. – IEEE industrial electronics–32nd Annual Conference – 2006 – pp. 1212–1217.
- A.G. Loukianov, E.N. Sanchez, R.A. Fellix. Induction motor control using neural networks // 15th Triennial World congress. – Barcelona, Spain. – 2002. – pp. 450-457.
- 57. K. Yazid, R. Ibtiouen, O. Touhami, M. Fadel. Application of EKF to parameters estimation for speed sensorless and neural network control of an induction motor // Proceedings of the 6th WSEAS International conference on power system. – Lisbon, Portugal. – 2006. – pp.279–283.
- B. K. Bose. Neural network applications in power electronics and motor drives – An introduction and perspective// IEEE 2007 Transactions on industrial electronics. – February 2007. – vol.54. No. 1. –pp. 14–33.

- S. Mondal, J.O.F. Pinto, B.K. Bose, A neural network based space vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive // IEEE 2002 Transactions on industry applications. – June 2002. – vol.38. –pp. 660-669.
- B.K. Bose. Artifical neural network applications in power electronics // The 27th Annual conference of the IEEE 2001 industrial electronics society. 2001. vol. 5. pp. 1631 1638.
- W.S. Oh, B.K. Bose, K.M. Cho, H.J. Kim. Self turning controller for induction motor drives // IEEE 2002 28th Annual conference of the industrial electronics society. – 2002. – vol. 1. – pp.152–156.
- B.Ozpineci, B.K. Bose. Soft-switched performance-enhanced high frequency non-resonant link phase-controlled converter for AC motor drive // IECON'98. Proceeding of the 24th Annual conference of the IEEE. – 1998. – vol.2. – pp.733 – 739.
- L. Hui, B.Ozpineci, B.K. Bose. A soft-switched high frequency non-resonant link integral pulse modulated DC-AC converter for AC motor drive // IECON'98. Proceeding of the 24th Annual conference of the IEEE. – 1998. – vol.2. – pp.726 – 732.
- L.E.B. da Silva, B.K. Bose, J.O.P. Pinto. Recurrent-neural-network-based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vector-controlled induction motor drive // IEEE Transactions on industrial electronics. – 1999. – vol. 46. – pp. 662–665.
- J. Zhao, B.K. Bose. Neural-network-based waveform processing and delayless filtering in power electronics and AC drives // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2004. – vol. 51. – pp. 981–991.
- M.H. Kim, M.G. Simoes, B.K. Bose. Neural network-based estimation of power electronic waveforms // IEEE Transactions on power electronics. – 1996. – vol.11. – pp. 383 – 389.

- M.G. Simoes, B.K. Bose. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive // IEEE Transactions on industry application. – 1995. – vol.31. – pp. 620–629.
- 68. B.K. Bose. Intelligent control and estimation in power electronics and drives
 // IEEE International electric machines and drive conference. . 1997. vol.10. . pp. .221. –226.
- T.W. Chan, M.K. Choi, B.K. Bose. A novel start-up scheme of stator flux vector controlled induction motor drive with torque jerk // IEEE Industry applications conference. 36th IAS Annual Meeting. 2001. vol.1. pp.148–153.
- M. Jancovie, M. Zalman, J. Jovankovie. Parameter identification of induction motors by using genetic algorithms // – IEEE industrial electronics– 34th Confernce – pp. 407–415.
- L. Simon, J.M. Monzon. The finite element method for parametric of a threephase induction machine with genetic algorithms // 11th Spanish Portuguese conference o electrical engineering – 2002 – pp. 137–143.
- A.C. Megherbi, H. Megherbi, K. Benmahamed and other. Parameter identification of induction motors using variable-weight cost function of genetic algorithms // Journal of electrical engineering and technology. 2010. vol.5, No.4, pp. 597–605.
- M.G. Simoes, B.K. Bose. Application of fuzzy neural networks in the estimation of distorted waveforms // Proceeding of the IEEEE international symposium on industrial electronics. – 1996. – vol.1. – pp. 415–420.
- M.G. Simoes, B.K. Bose. Applications of fuzzy logic in the estimation of power electronic waveforms // IEEE Conference of industry applications society annual meeting. – 1993. – vol.2. – pp. 853–861.
- M.G. Simoes, B.K. Bose, R.J. Spiegel. Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system // IEEE Transactions on power electronics. – 1997. – vol.12. – pp. 87–95.

- J.Zhao, B.K.Bose. Evaluation of membership functions for fuzzy logic controlled induction motor drive // 28th Annual conference of the IECON 02. 2002. vol.1. pp. 229–234.
- G.C.D. Sousa, B.K. Bose. Fuzzy logic applications to power electronics and drives-an overview // Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International conference. – 1995. – vol.1. – pp. 57–62.
- M. Cirincione, M. Pucci, G. Girrincione, G. Calolino. A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction parameters // Journal of electrical engineering and technology – 2002– pp. 345–349.
- 79. Y. Koubaa. Recursive identification of induction motor parameters // Simulation modeling practice and theory. – 2004. – pp. 363–381.
- Сергеев И.В. Экономика предприятия: учебное пособие для экономических сециальностей вузов. Изд.2-е, перераб. и доп. Финансы и статистика, 2004. 304 с.
- Мышляев Л.П., Евтушенко В.Ф., Ивушкин К.А. Системные основы прогнозирования объектов управления. - Дюссельдорф, Германия: Palmarium Academic Publishing, 2012. - 432 стр.
- Боловин Е.В. Критический экспертный анализ методов идентификации параметров асинхронных двигателей // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2015 №. 1(58). С. 7-27.
- 84. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – УРО РАН, Екатеренбург, 2000 – 654 стр.
- 85. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006 – 267 стр.
- 86. Онищенко Г.Б. Электрический привод. М. РАСХН, 2006 288 стр.
- Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. – ЭНЕРГОИЗДАТ, 1982 – 392 стр.
- Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново, 2008 – 298 стр.
- Лезнов Б.С. Частотно-регулируемый привод насосных установок. М.: Машиностроение, 2013 – 176 стр.
- Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Экстремальное управление электрическими двигателями. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006 – 420 стр.
- Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. В 2-х томах. Том 1: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. М.: Издательство МЭИ, 2004 – 656 стр.
- L. Werner. Control of Electrical Drives. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001. – 315 p.
- Удут Л.С., Мальцева О.П., Кояин Н.В. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Часть 8. Асинхронный частотнорегулируемый электропривод: Учебное пособие. Томск: Изд. ТПУ, 2000. 448 стр.
- R. De Doncker, D. W.J Pulle, A. Veltman. Advanced Electrical drives. Analysis, Modeling, Control. – Springer Science, 2011. – 455 p.
- 95. Эриксон Т. Обобщенный вариант теоремы отсчетов // ТИИЭР. 1972. Т. 60, № 12. – С. 140–142.
- 96. Neil Gershenfeld. The Nature of mathematical Modeling. Cambridge University Press, 1999. – 344 p.
- Тарасенко Ф.П. Введение в курс теории информации. Томск: Изд-во Томского университета, 1963. – 239 стр.
- 98. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1986.
 351 стр.
- P. Blanchard, R.L. Devaney, G.R. Hall, Differential Equations, Thompson, 2006. – 567 p.
- 100. J.Cohem, A. Slissenko. Implementation of timed abstract state machines with instantaneous actions by machines with delays. – Technical Report TR-LACL-2008-2, LACL, University of Paris-12, 2008. – 65 p.

- M. Fadali, A. Visioli. Digital control engineering: analysis and design.
 Second edition Academic Press, 2012. 600 p.
- 102. K. Ogata. Modern Control Engineering. Pearson, 2008. 628 p.
- 103. K.W. Morton, D.F. Mayers, Numerical Solution of Partial Differential Equations, An Introduction. Cambridge University Press, 2005. – 348 p.
- 104. Бахвалов Н.С., Лапин А.В., Чижонков Е.В. Численные методы в задачах и упражнениях. М.: Высшая школа, 2000. 198 с.
- 105. Chang Shu. Differential Quadrature and Its Application in Engineering: Engineering Application. – Springer, 2000. – 340 p.
- 106. Richard L. Burden, J. Douglas Faires. Numerical Analysis, 7th Edition. –
 Brooks/Cole, 2000. 837 p.
- 107. Белодедов М.В. Методы проектирования цифровых фильтров. Учебное пособие. – Волгоград: Издательство Волгоградского государственного университета, 2004. – 60 стр.
- L. Thede. Analog and digital filter desing using C, 3st ed. Prentice Hall, 2005. 352 p.
- 109. G. Roberts, F. Taenzler. An Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement. – Oxford Series in Electrical and Computer Engineering (Hardco), 2011. – 348 p.
- 110. Steven M. Smith. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. 2nd edition – California Technical Publishing San Diego, California, 1999. – 688 p.
- 111. Самарский А.А. Введение в численные методы. СПб.: Изд-во Лань,
 2005. 288 с.
- 112. Yu. P. Dranitsya, A. Yu. Dranitsya, O.V. Alekseevskaya. On a connection between continuous and discrete models of linear dynamical systems. Dynamical Systems & Differential Equations. – 2010, – №3. – pp. 20–57.
- 113. V. A Kotelnikov, On the carrying capacity of the ether and wire in telecommunications. Material for the First All-Union Conference on

Questions of Communication. – Izd. Red. Upr. Svyazi RKKA, Moscow, 1933. – 476 p.

- 114. Karl Küpfmüller, Utjämningsförlopp inom Telegraf- och Telefontekniken. Transients in telegraph and telephone engineering. – Teknisk Tidskrift, – 1931, – №9. – pp. 153–160.
- J. M. Whittaker. Interpolatory Function Theory. Cambridge Univ. Press, Cambridge, England, 1935. – 276 p.
- 116. Konev V.V. Linear algebra, vector algebra and analytical geometry. Tomsk: TPU Press, 2009. – 114 p.
- 117. J. Hefferon. Linear algebra. Saint Michael's College Colchester, Vermont USA, 2014. 496 p.
- 118. Пирковский А.А. Спектральная теория и функциональные исчисления для линейных операторов. М.: Изд-во МЦНМО, 2010. 176 с.
- 119. G.J. Sussman, J. Wisdom. Structure and interpretation of classical mechanics.
 MIT Press, MA, USA, 2015. 584 p.
- 120. A. Tarantola. Inverse problem theory and methods for model parameter estimation. – Institut de Physique du Globe de Paris, Université de Paris 6, Paris, France, 2005. – 358 p.
- 121. Копачевский Н.Д. Функциональный анализ. Симферополь: НИЦ КИПУ, 2008. – 140 с.
- 122. Якимов Е. А., Демиденко О. М., Албкеират Д. М. О восстановлении шумовой составляющей в последовательностях данных методом сингулярного спектрального анализа // Проблемы физики, математики и техники. – 2011. –Выпуск 3(8). – С. 113–118.
- 123. Каширских В.Г., Завьялов В.М., Нестеровский А.В. Анализ шумовых процессов в измерительной схеме асинхронного двигателя // Вестник КузГТУ. – 2003. – №2. – С. 12–14.
- 124. Тимошкин В.В. Разработка и исследование наблюдателя угловой скорости для асинхронных электроприводов по схеме ТРН-АД: Автореф.дис. ... канд. тех. наук. – Омск, 2014. – 162 стр.

- 125. C. Grosan, A. Abraham. A new approach for solving nonlinear equations system // IEEE transactions on systems, man, and cybernetics. Part a: systems and humans. – 2008. – Vol.38, – №3. – p3. 698–714.
- 126. Боловин Е.В. Глазырин А.С. Способы повышения обусловленности матриц при решении систем разностных уравнений в задачах идентификации параметров динамических объектов // Известия Томского политехнического университета. – 2013 – Т. 322. – №. 2. – С. 51–55.
- 127. Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г. Численные методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1990. 229 стр.
- 128. Тихонов А. Н., Леонов А. С., Ягола А. Г. Нелинейные некорректные задачи. М.: Наука-физматлит, 1995. 311 стр.
- 129. Ильин В. А., Позняк Э. Г. Линейная алгебра. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004.
 280 с.
- 130. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. –
 М.: Наука, 1979. 283 с.
- 131. Бакушинский А. Б., Гончарский А. В. Некорректные задачи. Численные методы и приложения. – М.: Изд-во Моск. ун-та, 1989. –
- 132. J Cheng, M Yamamoto. One new strategy for a priori choice of regularizing parameters in Tikhonov's regularization // Inverse problems. 2000. Vol.16, № 4. pp. 87–96.
- 133. Иванов В.К., Васин В.В., Танана В.П. Теория линейных некорректных задач и ее приложения. – М.: Наука, 1978. – 206 с.
- 134. Ягола А., Дорофеев К. Метод расширяющихся компактов решения некорректных задач при условии истокопредставимости // Вестник Московского университета. Серия 3. Физика, астрономия. – 1999. – № 2. – С. 64–66.
- 135. Немцова О.М. Методы решения обратных задач, выраженных интегральными уравнениями Фредгольма первого рода // Вестник Удмуртского Унивеситета. – 2005. - № 4. – С. 23–34.

- 136. Бакушинский А.Б., Гончарский А.В. Итеративные методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1989.
- 137. Бакушинский А. Б., Гончарский А. В. Итеративные методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1989. 128 с.
- 138. Бакушинский А. Б. Итеративные методы градиентного типа для нерегулярных операторных уравнений // Журнал вычислительной математики и математической физики. – 1998. – Т.38, N12. – С.1962– 1966.
- 139. Saad Y. Iterative methods for sparse linear system. 3rd edition. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2007. – 567 p.
- 140. Шпынев Б.Г., Воронов А.Л. Минимизация нелинейного функционала невязки в задачах потоковой обработки экспериментальных данных // Вычислительные методы и программирование. – 2013. – Т. 14. – С. 503-515.
- 141. D. Chin-lung Fong, M. Saunders. LSMR: an iterative algorithm for sparse least-squares problems // Technical Report SOL for Copper Mountain special issue. – 2010. – pp. 1-23.
- 142. Wolberg, J. Data Analysis Using the Method of Least Squares: Extracting the Most Information from Experiments. – Springer, Technion-Israel Institute of Technology, Haifa, Israel, 2005. – 249 p.
- 143. Wolberg, J. Data Analysis Using the Method of Least Squares: Extracting the Most Information from Experiments. – Springer, Technion-Israel Institute of Technology, Haifa, Israel, 2005. – 249 p.
- 144. Bolovin E.V., Glazyrin A.S., Brendakov V.N. The Influence of the Design Method for Induction Motor With Stationary Rotor on Identification of Its Parameters // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – may 21-23, 2015. – pp. 1-7.
- 145. Пат. №151954 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин,

А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128182/28; заявл.
09.07.2014; опубл. 20.04.2015, бюл. № 11. - 8 с: ил.

- 146. Пат. №2564692 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Способ определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук 2014128159/28; заявл. 09.07.2014; опубл. 10.10.2015, бюл. № 28. 9 с: ил.
- 147. Saeed V. Vaseghi. Advanced digital signal processing and noise reduction, 3rd edition. John Wiley & Sons Ltd, 2006. 480 p.
- 148. Alan. V. Oppenhim, Ronald W.Schafer. Digital signal processing. Prentice hall Inc, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975. – 208 p.
- 149. Майстренко А.В. Синтез, исследование и применения алгоритмов цифрового дифференцирования сигналов в системах автоматического регулирования процессов: дис. ...канд. техн. Наук – Томск, 2007. – 140 с.
- 150. Солонина А.И., Улахович Д.А. Арбузов С.М. и др. Основы цифровой обработки сигналов: Учебное пособие. Санкт–Петербург: «БХВ– Петербург», 2005. 387 с.
- 151. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры, 2-е издание. М.:Недра, 1987. 221 с.
- 152. Allred R. Digital filters for everyone: 3rd edition. Creative Arts & Sciences House, 2015 230 p.
- 153. Droke C. Moving averages simplified. Marketplace Books, Columbia, MD, 2001. 136 p.
- 154. Булашев С.В. Статистика для трейдеров. М.: Компания Спутник+, 2003. 245 с.
- 155. Toms M.C. The technical analysis method of moving average trading: rules that reduce the number of losing trades. PhD dissertation, Newcastle University, England, 2011.
- 156. Зверев В.А. Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001 – 188 с.

- 157. Kester W. Analog-digital conversion. Analog Devices, Inc, 2004. 216 p.
- 158. Дрейпер Н.Р, Смит Г. Прикладной регрессионный анализ. Множественная регрессия. 3-е изд. – М.: «Диалектика», 2007. – 912 с.
- 159. Hsing T., Eubank R. Theoretical Foundations of Functional Data Analysis, with an Introduction to Linear Operators. – John Wiley & Sons, Ltd. Published, 2015. – 384 p.
- 160. Lehmann E. L., Nonparametrics: Statistical Methods Based on Ranks. Springer-Verlag New York, USA, 2006. – 457 p.
- 161. Filliben J. J. The Probability Plot Correlation Coefficient Test for Normality // Technometrics (American Society for Quality). – 1975 – Vol. 17. – Pp. 111-117.
- 162. Durbin, J.; Watson, G. S. Testing for Serial Correlation in Least Squares Regression, I // Biometrika. – 1950. – Vol. 37. – Pp. 409–428.
- 163. Mann, H.B.; Whitney D.R.. On a Test of Whether one of Two Random Variables is Stochastically Larger than the Other // Annals of Mathematical Statistics. – 1947. – Vol. 18. – Pp. 50–60.
- 164. Wald A., Wolfowitz J. On a test whether two samples are from the same population // Ann. Math Statist. 1940. Vol. 11. Pp.147-162.
- 165. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. 10-е изд. М.: «Академия», 2005. 576 с.
- 166. Cover T. M. Elements of Information Theory. –John Wiley and Sons, 2006. p. 254.
- 167. Тимошкин В.В. Разработка и исследование наблюдателя угловой скорости для асинхронных электроприводов по схеме ТРН-АД: Автореф.дис. ... канд. тех. наук. – Омск, 2014. – 162 стр.
- 168. Майстренко А.В., Светлаков А.А. Применение методов цифрового дифференцирования сигналов для определения стационарности процессов // Научный Вестник НГТУ. – 2015 – Т. 59. - № 2. – С. 7-19.
- 169. Lanczos C. Applied analysis (dover books on mathematics). Dover Publications, 2010. 576 p.

- 170. Kraner N., Sugiyama M., Braun M.L. Lanczos Approximations for the Speedup of Kernel Partial Least Squares Regression // Appearing in Proceedings of the 12th International Conference on Artificial Intelligence and Statistics (AISTATS). – 2009. – Vol. 5. – Pp. 288-295.
- 171. Manson J., Schaefer S. Cardinality-Constrained Texture Filtering // ACM Transaction on graphics – SIGGRAPH 2013 conference proceedings – 2013. – Vol. 32, № 4. – Pp. 45–49.
- 172. Jarosz W., Peers P.. Bilinear accelerated Filter approximation // Eurographics Symposium on Rendering 2014. – 2014. – Vol. 33, № 4. – Pp. 1–8.
- 173. Александров Е.Е., Александрова Т.Е., Кононенко В.А. Сравнительный анализ цифровых дифференцирующих фильтров // Автоматика/Automatics 2011. Т.1. С. 303- 304.
- 174. Butterworth S. On the Theory of Filter Amplifiers // Wireless Engineer. 1930. pp. 536-541.
- 175. Rabiner L.R., Schafer R.W. Digital Processing of Speech Signals. Paramus,
 NJ: Prentice-Hall, 1978 234 p.
- 176. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». Иваново, 2008. – 298 с.
- 177. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебное пособие по курсу "Моделирование электронных устройств и систем" по специальности "Промышленная электроника" – М.: Изд. дом МЭИ, 2012. – 48 с.
- 178. Чубуков К.А. Исследование и разработка вариантов широтноимпульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах напряжения с двигательной нагрузкой: дис. ... канд. тех. наук. – Чебоксары, 2012. – 149 стр.
- 179. Fourier Joseph. Analyse des équations determines // Firmin Didot frères –
 1827. Vol. 10 pp. 119–146.

- 180. Fourier Joseph. Remarques générales sur l'application du principe de l'analyse algébrique aux équations transcendantes // Paris: Mémoires de l'Académie des sciences de l'Institut de France – 1827. – Vol. 10. – pp. 119–146.
- 181. Чернышев А.Ю., Дементьев Ю.Н., Чернышев И.А. Элеткроприрвод переменного тока Томск: Изд-во ТПУ, 2011. 213 с.
- 182. Технический каталог. Владимирский Элеткромоторный Завод РУСЭЛПРОМ, 2008. – 115 с.
- 183. Пат. №2570363 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Способ определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014129744/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 10.12.2015, бюл. № 34. - 15 с: ил.
- 184. Пат. №159821 РФ. МПК G01R 31/00 (2006.01). Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128182/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 20.06.2016, бюл. № 5. - 2 с: ил.
- 185. Сенигов П.Н., Карпеш М.А. Электрический привод. Руководство по выполнению базовых экспериментов. ЭП.001 РБЭ (905). – Челябинск: ООО «Учебная техника», 2005. – 271 стр.
- 186. Руководство пользователя плат 6023E/6024E/6025E. Многофункциональные платы ввода/вывода для компьютеров с шинами PCI, PXI и CompactPCI. – Copyright 1999 National Instruments Corporation, Редакция от 01.1999. Перевод с английского, верстка: Галишников К.Ю., 2001. – 116 стр.
- 187. Официальный сайт компании LEM. Датчик напряжения HMS 5..20-Р.
 2006. URL: http://www.lem.com/docs/products/110512hms_erev13.pdf (дата обращения: 20.11.2017).
- Официальный сайт компании LEM. Датчик напряжения LV 25-1000.
 2006. URL: http://www.lem.com/docs/products/lv_25-1000_e.pdf (дата обращения: 20.11.2017).

189. Красовский А.А., Вавилов Ю.А., Сучков А.И. Системы автоматического управления летательных аппаратов – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1985. – 498 с. приложения

Пат. №151954 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128182/28; заявл. 09.07.2014; опубл. 20.04.2015, бюл. № 11. - 8 с: ил.

264

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



⁽¹⁹⁾ RU⁽¹¹⁾ **151 954**⁽¹³⁾ U1

(51) MIIK G01R 31/34 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ТИТУЛЬНЫЙ ЛИСТ ОПИСАНИЯ ПОЛЕЗНОЙ МОДЕЛИ К ПАТЕНТУ

- (21)(22) Заявка: 2014128182/28, 09.07.2014
- (24) Дата начала отсчета срока действия патента: 09.07.2014

Приоритет(ы): (22) Дата подачи заявки: 09.07.2014

(45) Опубликовано: 20.04.2015 Бюл. № 11

Адрес для переписки:

634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, ФГАОУ ВО "Национальный исследовательский Томский политехнический университет", отдел правовой охраны результатов интеллектуальной деятельности (72) Автор(ы):

Боловин Евгений Владимирович (RU), Глазырин Александр Савельевич (RU), Глазырина Татьяна Анатольевна (RU), Полищук Владимир Иосифович (RU)

(73) Патентообладатель(и): федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет" (RU)

c

g

5 4

(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

(57) Формула полезной модели

Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя, содержащее два датчика тока и два датчика напряжения, подключенных к фазам статора асинхронного электродвигателя, причем к датчикам напряжения подключен преобразователь координат, выход которого соединен с блоком памяти, отличающееся тем, что к датчикам тока последовательно подключены преобразователь координат, первый, второй и третий блоки временной задержки, блок памяти блок определения коэффициентов, блок определения параметров, при этом блок памяти соединен с первым, вторым, третьим блоками временной задержки и преобразователем координат, управляющие входы блока памяти, блока определения коэффициентов и блока определения коэффициентов и блока определения параметров асинхронного электродвигателя, а блок определения параметров асинхронного электродвигателя, а блок определения параметров асинхронного электродвигателя.

15

S

6

С В

Пат. №2564692 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Способ определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128159/28; заявл. 09.07.2014; опубл. 10.10.2015, бюл. № 28. - 9 с: ил.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



⁽¹⁹⁾ RU⁽¹¹⁾ 2 564 692⁽¹³⁾ C1

(51) MIIK G01R 31/34 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

- (21)(22) Заявка: 2014128159/28, 09.07.2014
- (24) Дата начала отсчета срока действия патента: 09.07.2014

Приоритет(ы):

- (22) Дата подачи заявки: 09.07.2014
- (45) Опубликовано: 10.10.2015 Бюл. № 28
- (56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: RU 2391680 C1, 10.06.2010. SU 1802347 A1, 15.03.1993. GB 2418993 A, 12.04.2006. RU 2502079 C1, 20.12.2013. RU 2439599 C1, 10.01.2012. SU 1468211 A1, 15.07.1992

Адрес для переписки:

(57) Реферат:

634050, г.Томск, пр. Ленина, 30, ФГАОУ ВО "Национальный исследовательский Томский политехнический университет", отдел правовой охраны результатов интеллектуальной деятельности

(72) Автор(ы):

Боловин Евгений Владимирович (RU), Глазырин Александр Савельевич (RU), Глазырина Татьяна Анатольевна (RU), Полищук Владимир Иосифович (RU)

(73) Патентообладатель(и): федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет" (RU) 5 6 4 6 9 N

o

(54) СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

o

2

б

ø

4

9

S

2

∍

R

Изобретение относится к электротехнике и может быть использовано для определения параметров асинхронных электродвигателей. Способ заключается в том, что в течение пуска и работы асинхронного электродвигателя одновременно измеряют мгновенные величины токов и напряжений на двух фазах статора асинхронного электродвигателя при напряжении питания асинхронного электродвигателя ниже номинального значения, при котором ротор электродвигателя остается неподвижным. Измеренные мгновенные величины токов и напряжений преобразуют из естественной координатной системы в прямоугольную стационарную систему координат. Последовательно выполняют три временные задержки преобразованных токов и напряжений асинхронного электродвигателя. Полученные значения запоминают и используют для определения активного сопротивления обмотки статора, постоянной времени ротора, эквивалентных постоянной времени и активного сопротивления асинхронного электродвигателя. Технический результат заключается в возможности определять параметры асинхронного электродвигателя в реальном времени. 1 з.п. ф-лы, 1 ил., 1 табл.

Стр.: 1

Пат. №2570363 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Способ определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014129744/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 10.12.2015, бюл. № 34. - 15 с: ил.

266

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

⁽¹⁹⁾ RU⁽¹¹⁾ 2 570 363⁽¹³⁾ C1

(51) MIIK G01R 31/34 (2006.01)

(72) Автор(ы):

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2014129744/28, 18.07.2014

(24) Дата начала отсчета срока действия патента: 18.07.2014

Приоритет(ы):

- (22) Дата подачи заявки: 18.07.2014
- (45) Опубликовано: 10.12.2015 Бюл. № 34
- (56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: RU 2391680 C1, 10.06.2010. RU 2178229 C2, 10.01.2002. RU 2229135 C2, 20.05.2004. RU 2143121 C1, 20.12.1999. SU 1539697 A1, 30.01.1990. GB 2418993 A, 12.04.2006.

Адрес для переписки:

634050, г.Томск, пр. Ленина, 30, ФГАОУ ВО "Национальный исследовательский Томский политехнический университет", отдел правовой охраны результатов интеллектуальной деятельности

Боловин Евгений Владимирович (RU), Глазырин Александр Савельевич (RU), Глазырина Татьяна Анатольевна (RU), Полищук Владимир Иосифович (RU) (73) Патентообладатель(и): ᅍ федеральное государственное автономное C образовательное учреждение профессионального образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет* (RU) N сī ~ 0 ω 6 ω

(54) СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

O

ŝ

ŝ

ຕ

0

S

2

⊐

r

(57) Pedepar: Изобретение относится к электротехнике и может быть использовано для определения параметров асинхронных электродвигателей. Способ определения параметров электродвигателя заключается в том, что в течение пуска и работы асинхронного электродвигателя одновременно измеряют мгновенные величины токов и напряжений на двух фазах статора и частоту вращения вала асинхронного электродвигателя, измеренные мгновенные величины токов и напряжений преобразуют из естественной координатной системы в прямоугольную стадионарную систему координат, последовательно выполняют четыре временные задержки преобразованных токов и напряжений и частоты вращения вала асинхронного электродвигателя, полученные значения запоминают и используют для определения активного сопротивления и эквивалентной индуктивности обмотки статора, приведенных к статору активного сопротивления

и эквивалентной индуктивности обмотки ротора, и индуктивности, обусловленной магнитным потоком в воздушном зазоре электродвигателя в реальном времени следующим образом: o

$$\begin{split} \mathbf{R}_{1} &= -\frac{\mathbf{K}_{2}}{\mathbf{K}_{1}}, \mathbf{R}_{2}' = \frac{\mathbf{K}_{2} - \mathbf{K}_{5}}{\mathbf{K}_{1}}, \ \mathbf{L}_{1} = \frac{\mathbf{K}_{2} - \mathbf{K}_{5}}{\mathbf{K}_{2}}, \\ \mathbf{L}_{m} &= \mathbf{L}_{1} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{\mathbf{K}_{4}} \cdot \mathbf{L}_{1}}, \ \sigma = -\frac{\mathbf{R}_{1}}{\mathbf{K}_{2} \cdot \mathbf{L}_{1}}, \ \mathbf{T}_{2} = \frac{1}{\mathbf{K}_{2} \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_{1}}, \ \mathbf{L}_{2} = \frac{\mathbf{T}_{2}}{\mathbf{R}_{2}'} \end{split}$$

где R₁ - активное сопротивление обмотки статора, Ом; R₁' - приведенное к статору активное сопротивление обмотки ротора, Ом; L₁ эквивалентная индуктивность обмотки статора, Гн; L_m - результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре асинхронного электродвигателя, Гн; σ коэффициент рассеяния ротора, о.е.; T₂ постоянная времени ротора, с; L₂ - эквивалентная индуктивность обмотки ротора, Гн; К₁, К₂, К₃, К₄, К₅ - коэффициенты, определенные методом

Пат. №159821 РФ. МПК G01R 31/00 (2006.01). Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128182/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 20.06.2016, бюл. № 5. - 2 с: ил.

(51) MIIK GOIR 31/00 (2006.01) ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА (12) ТИТУЛЬНЫЙ ЛИСТ ОПИСАНИЯ ПОЛЕЗНОЙ МОДЕЛИ К ПАТЕНТУ

⁽¹⁹⁾ RU⁽¹¹⁾ 159 821⁽¹³⁾ U1

ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

 (21)(22) Заявка: 2014129648/28, 18.07.2014 (24) Дата начала отсчета срока действия патента: 18.07.2014 Приоритет(ы): (22) Дата подачи заявки: 18.07.2014 (45) Опубликовано: 20.02.2016 Бюл. № 5 Адрес для переписки: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, ФГАОУ ВО "Национальный исследовательский Томский политехнический университет", отдел правовой охраны результатов интеллектуальной деятельности 	 (72) Автор(ы): Боловин Евгений Владимирович (RU), Глазырин Александр Савельевич (RU), Глазырина Татьяна Анатольевна (RU), Полищук Владимир Иосифович (RU) (73) Патентообладатель(и): федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образовательное учреждение высшего образовательский Томский исследовательский Университет" (RU)
(54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕ	ТРОВАСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ
(57) Формула по	лезной модели
Устройство для определения параметров ас	синхронного электродвигателя, содержащее
два датчика тока и два датчика напряжения	ı, подключенных к фазам статора

два датчика тока и два датчика напряжения, подключенных к фазам статора асинхронного электродвигателя, причем к датчикам напряжения подключен преобразователь координат, датчик частоты вращения вала электродвигателя установлен на валу электродвигателя, выходы преобразователя координат и датчика частоты вращения вала асинхронного электродвигателя соединены с блоком памяти, отличающееся тем, что к датчикам тока последовательно подключены преобразователь координат, первый, второй, третий и четвертый блоки временной задержки, блок 2 памяти, блок определения коэффициентов, блок определения параметров, при этом œ блок памяти соединен с первым, вторым, третьим и четвертым блоками временной задержки, а к датчику частоты вращения вала подключен первый блок временной თ задержки, управляющие входы блока памяти, блока определения коэффициентов и 2 блока определения параметров асинхронного электродвигателя соединены с системой управления асинхронного электродвигателя, а блок определения параметров асинхронного электродвигателя связан с ЭВМ.

∍ R

Стр.: 1

Свидетельство о регистрации электронного ресурса №21100. ИУО РАО ОФЭРНиО. Програмный модуль «Разработка модели нейросетевого наблюдателя угловой скорости ротора асинхронного электропривода по схеме ТРН-АД» / Хамитов Р.Н., Козлова Л.Е. Боловин Е.В., Полищук В.И., Глазырин А.С. Дата регистрации: 27 июля 2015 года. – 3 с.: ил.



Свидетельство о регистрации электронного ресурса №21101. ИУО РАО ОФЭРНиО. Програмный модуль «Моделирование нейросетевого наблюдателя угловой скорости ротора асинхронного электропривода по схеме ТРН-АД» / Хамитов Р.Н., Козлова Л.Е. Боловин Е.В., Полищук В.И., Глазырин А.С. Дата регистрации: 27 июля 2015 года. – 3 с.: ил.



ПРИЛОЖЕНИЕ 7 «УТВЕРЖДАІ ческий директор ООО «Завод ПСА «ЭлеСи» Петухов Дмитрий Владимирович 2017 г. AKT

использования результатов диссертационной работы Боловина Евгения Владимировича «Разработка алгебраических методов идентификации параметров асинхронных двигателей на основе дискретных моделей»,

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Результаты диссертационной работы Боловина Евгения Владимировича применялись при совершенствовании программного обеспечения для микропроцессорной системы управления преобразователя частоты ESD-TCL, используемые для векторного управления асинхронным электроприводом пассажирского лифта с учетом задачи обеспечения высокого качества перемещения. В частности:

Устройство идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя и методика его настройки, опубликованные в открытой печати:

1. Bolovin E.V., Glazyrin A.S., Brendakov V.N. The influence of the design method for induction motor with stationary rotor on identification of its parameters. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON): proceedings. Omsk, 2015, pp. 1–7.

2. Bolovin E.V., Glazyrin A.S. Method for identifying parameters of submersible induction motors of electrical submersible pump units for oil production. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering, Tomsk, 2017, pp. 123-131.

3. Пат. №2570363 РФ. МПК G01R 31/34 (2006.01). Способ определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014129744/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 10.12.2015, бюл. № 34. - 15 с: ил.

4. Пат. №159821 РФ. МПК G01R 31/00 (2006.01). Устройство для определения параметров асинхронного электродвигателя / Е.В. Боловин, А.С. Глазырин, Т.А. Глазырина, В.И. Полищук – 2014128182/28; заявл. 18.07.2014; опубл. 20.06.2016, бюл. № 5. - 12 с: ил.

Начальник конструкторского отдела ООО «ЭлеТим» Эдличко Андрей Александрович

Начальник испытательной лаборатории Богданов Андрей Андреевич

270



Ministry of Education and Science of the Russian Federation Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "National Research Tomsk Polytechnic University" (TPU) 30, Lenin ave., Tomsk, 634050, Russia Tel. +7-3822-606333, +7-3822-701779, Fax +7-3822-563865, e-mail: tpu@tpu.ru, tpu.ru OKPO (National Classification of Enterprises and Organizations): 02069303, Company Number: 1027000890168, VAT / KPP (Code of Reason for Registration) 7018007264/701701001, BIC 046902001 Министерство образования и науки Российской Федерации федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ГПУ) Ленина, пр., д. 30, г. Томск, 634050, Россия тел.: +7-3822-606333, +7-3822-701779, факс +7-3822-563865, e-mail: три@три.ru, tpu.ru ОКПО 02069303, ОГРН 1027000890168, ИНН/КПП 7018007264/701701001, БИК 046902001

19.06.2018 №_ 14.07/164 на № OT

И.о. руководителя И.о. руководителя Инженерной школы энергетики ТПУ Канд. техн. наук, доцент Матвеев А. С. 2018 г.

АКТ об использовании результатов кандидатской диссертации Боловина Евгения Владимировича в учебном процессе Инженерной школы энергетики

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Боловина Евгения Владимировича внедрены в учебный процесс Инженерной школы Энергетики «Национального исследовательского Томского политехнического университета» (г. Томск).

Реализованные в программной среде MathCAD алгоритмы решения задач идентификации и нелинейной прогнозирующей фильтрации, представленные в диссертационной работе, позволяют определять параметры объектов управления на основании переходных процессов переменных состояния данных объектов и производить дальнейшую фильтрацию с целью выделения асимптотически устойчивого тренда оценок параметров объекта в режиме реального времени вне зависимости от режима работы и возмущающих воздействий, при этом значения полученных оценок имеют погрешность, допустимую в инженерной практике.

Указанные алгоритмы, реализованные в программной среде MathCAD, используются в учебном процессе при подготовке магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника», профиль «Электроприводы и системы управления электроприводов» по дисциплине «Моделирование в электроприводе», а также аспирантов по направлению 13.06.01 «Электро/теплотехника», профиль «Электротехнические комплексы и системы».

Руководитель отделения электроэнергетики и электротехники, профессор Инженерной школы энергетики ТПУ

Дементьев Ю.Н.

271