

Секция № 29
**«Современные технологии в
энергетике, электротехнике,
электромеханике»**

Содержание

Димов О.Д. АЛГОРИТМ АНТИКРИЗИСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ГАЗОВЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ	2566
Сильвашко С.А. ВЫБОР ОБРАЗЦОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СПОСОБА КОНТРОЛЯ ОБМОТКИ СТАТОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ	2571
Тимонов Е.С. ВЫСОКОТОЧНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРА	2575
Никиян Н.Г., Митрофанов С.В., Сурков Д.В. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В ФАЗНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ	2583
Хлуденев А.В. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА В ПОДГОТОВКЕ РАЗРАБОТЧИКА ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ	2595
Булатов В.Н., Тимонов Е.С., Косарев Н.А. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ СПОСОБОВ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛОВ В ДИСЦИПЛИНАХ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ ПО ПРОМЭЛЕКТРОНИКЕ	2597
Сурков Д.В., Митрофанов С.В. МАГНИТНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА ПРИ ДИНАМИЧЕСКОМ ЭКСЦЕНТРИСИТЕТЕ РОТОРА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ	2603
Фролов С.С. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	2608
Ямансарин И.И. О НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАЩИН В УСЛОВИЯХ ГОРНО-ОБОГАТИТЕЛЬНЫХ КОМБИНАТОВ	2614
Никиян Н. Г. О ПЛАНИРОВАНИИ РАБОТЫ АСПИРАНТОВ ОЧНОГО ОБУЧЕНИЯ ИНЖЕНЕРНЫХ СПЕЦИАЛЬНОСТЕЙ	2617
Бессонов В. Г., Безгин А.С., Сорокин В.А. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ МОНОБЛОКА ТРАНЗИСТОРНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ	2619
Белоусов А.А. Саликов М.П. СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ОДНОФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ОТКЛЮЧАЕМОЙ ПУСКОВОЙ ОБМОТКОЙ	2625
Евстигнеева И.Ю., Филонов И.С. СРАВНЕНИЕ ТОРЦЕВЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ С ВИТЫМ И ПОРОШКОВЫМ МАГНИТОПРОВОДАМИ	2628
Худорожков О.В. СТРУКТУРА УСТРОЙСТВА СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА	2631

АЛГОРИТМ АНТИКРИЗИСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ГАЗОВЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Димов О.Д.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

Глобальный экономический кризис воздействует на Россию с особенной спецификой. Это связано с накопленными деформациями структуры экономики, высокой зависимостью от экспорта природных ресурсов, слабой конкурентоспособностью несырьевых секторов экономики, неразвитостью ряда рыночных институтов, включая финансовые и банковские.

Производственно-экономические процессы в энергетике в период финансово-экономического кризиса также подвержены негативным воздействиям внешней среды, что предопределяет изменение стратегических приоритетов их развития, концепций и систем управления, организационных структур, а также провоцирует различные слияния, объединения и расчленения предприятий. При этом управление трансформациями на предприятиях энергетического профиля, в том числе, и на газовых, является важной составляющей производственного менеджмента, использование которого призвано обеспечить необходимый уровень конкурентоспособности хозяйствующих субъектов и их объединений в динамично меняющейся рыночной среде.

Антикризисные мероприятия, связанные с реформированием логистических систем распределения газа на рынке газовой продукции особо необходимы в связи с тем, что большинство газовых хозяйств работают в условиях неопределенной или быстро меняющейся внешней среды. Даже в капиталистических странах с устойчиво работающими рынками предложение, спрос, издержки производства быстро изменяются при трансформации конкуренции, смене поставщиков и развитии технологий. Поэтому очевидно, что существует большое количество подходов по реформированию логистических систем.

Обобщая рассматриваемые подходы, нами было сформировано следующее методическое обеспечение процесса реформирования логистических систем на рынке газовой продукции (Рисунок 1).

По нашему мнению, современная ситуация на газовых рынках предопределяет необходимость контроля над следующими факторами внешней среды:

- потребностей рынка и эффективности их удовлетворения по таким параметрам как: цена, качество, надежность поставок, безопасность, экология;
- конкуренции на рынке по таким основным функциям предприятий газовой промышленности, как разведка, освоение, добыча, создание и использование инфраструктуры, транспортировка, распределение и сбыт газа;
- требований государственного права др. стран и международного права.

Отметим, что в научной литературе однозначного толкования антикризисного реформирования газовых систем не имеется. Так, Д. Дж.

Бауэрсокс отождествляет реформирование систем газовых компаний с проектированием, реорганизацией и реинжинирингом при обновлении систем. А Леншин И.А. указывает на взаимосвязь реформирования с планированием.



Рисунок 1. Методическое обеспечение алгоритма адаптации к кризису логистических систем распределения газа

Обобщая рассматриваемые подходы по реформированию газовых компаний, нами был составлен алгоритм и методическое обеспечение процесса. На первом этапе производится определение проблематики. Этот этап является базисным, поскольку для эффективной работы необходимо тщательное и документированное определение проблем и составление плана их решения. Технико-экономическое обоснование включает в себя изучение возможных изменений, обоснование их оценки.

При проведении анализа факторов внешней среды изучается весь логистический процесс, так и каждая логистическая операция в отдельности. Проводится внутренний анализ логистической системы, включающий изучение структуры газовых потоков, транспортировки, хранения газа, управления

запасами, и внешний анализ системы, включающий изучение рынка, поставщиков, потребителей, спроса и предложения.

Кроме того, раскрываются резервы антикризисного совершенствования логистической системы распределения газа, намечаются варианты обновления, перестройки и реорганизации логистической системы. Оценка затрат и издержек представляет собой оценку потенциальных затрат от проведения логистического анализа и выработки рекомендаций по внедрению. Роль её при проведении алгоритма реформирования логистических систем велика, поскольку позволяет выявить возможные резервы повышения эффективности ее функционирования.

Далее определяются системные ограничения, которые зависят от конкретной модификации логистической системы, обусловленной теми факторами, которые в силу разных причин нельзя отменить. Сбор данных и выполнение проверок включают в себя определение методов и техники анализа, проведение аудита, определение источников данных и сбор данных. К методам анализа при формировании газораспределительных систем, можно отнести математическое и имитационное моделирование. Достоверность исследования определяется с помощью проведения всесторонних проверок.

Так, Д. Клосс показал, что эти проверки должны заключаться в семи аудитах: выпускаемого продукта, существующих производственных мощностей, поставщиков, потребителей, каналов, конкурентов и чувствительности системы к проблемам окружающей среды.

Необходимой для анализа является информация о газовых рынках, о совокупности способов перемещения газа по существующим логистическим направлениям и субъектами внешней среды рынка, об объемах продаж газа, об издержках производства, о затратах на транспортировку и распределение газа. Сбор факторов внешней среды рынка включает сбор и систематизацию факторов. Весь процесс должен быть регламентирован, чтобы избежать или выявить ошибки. Анализ факторов поделен нами на несколько этапов:

- определение проблематики;
- определение реалистичности внешней среды;
- определение возможных альтернатив;
- определение погрешностей.

В результате прохождения всех вышеперечисленных действия нами составлен следующий алгоритм антикризисного реформирования логистических систем, показанный на Рисунке 2.

Анализ внешней среды газового рынка можно выполнить как относительно простыми, так и сложными методами. Анализ оптимальной альтернативы заключается в оценке вариантов развития логистической системы распределения газа.

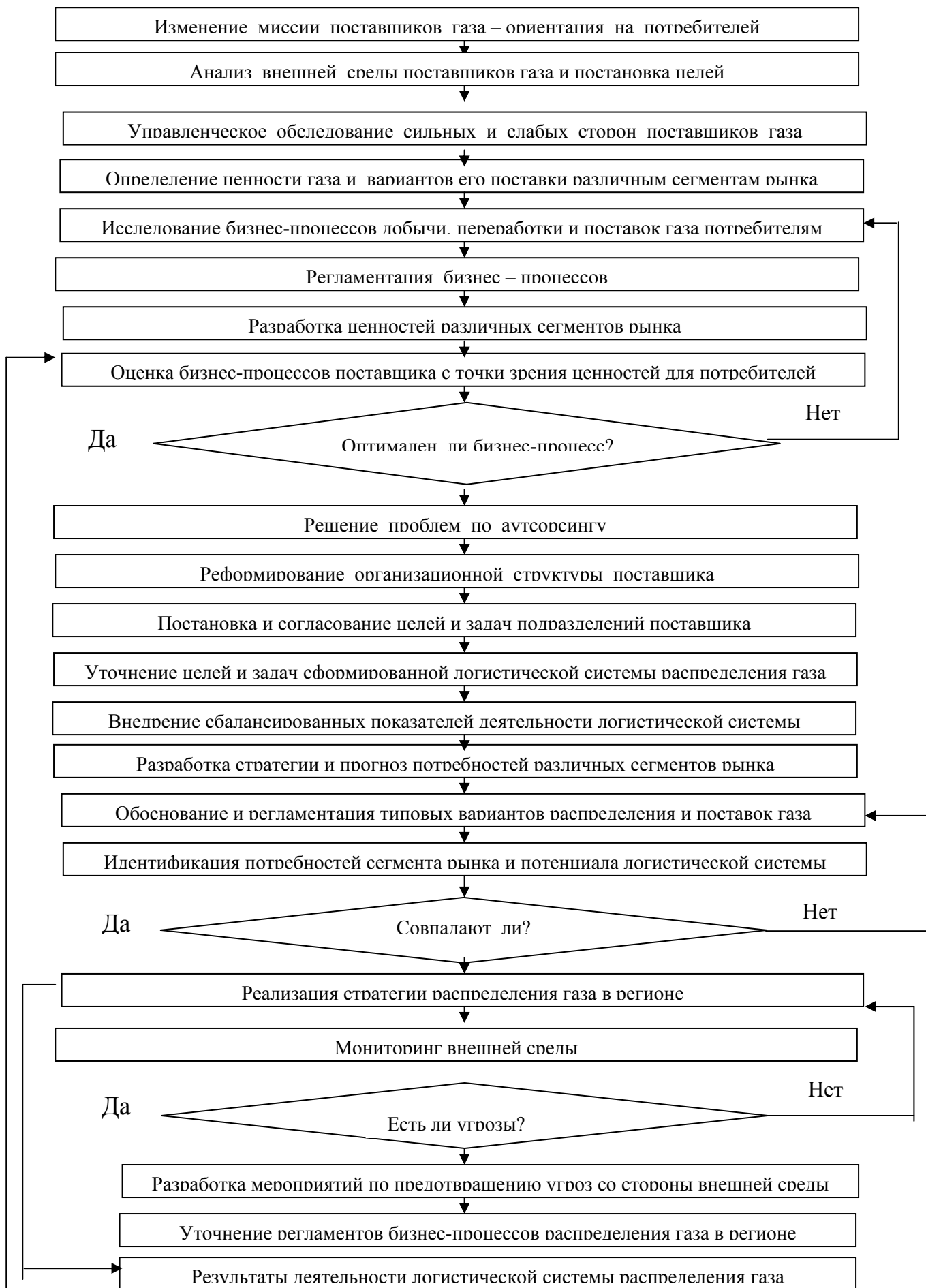


Рисунок 2. Алгоритм антикризисной оптимизации логистической системы

Анализ наиболее эффективных вариантов развития системы включает оценку жизнеспособности различных вариантов при изменении таких исходных показателей как спрос и предложение на газ, действия конкурентов, структура уставного капитала и т.д. Очевидно, что выработка рекомендаций состоит из выбора лучшей альтернативы, оценки издержек и выгод, программирования и оценки рисков. Кроме того, отметим осуществление программирования плана действий по реформированию логистической системы распределения газа. Не менее важно составление бюджета и графика реформирования, то есть расчет объема затрат и распределение ресурсов по работам. График предназначен для определения последовательности и взаимосвязи проводимых работ, а также для оценки степени успеха в реализации запланированных мероприятий.

Список литературы:

1. **Бауэрсокс, Д. Дж.** Логистика: Интегрированная цепь поставок / Д. Дж. Бауэрсокс, В. Клосс / Пер. с англ. – М.: Олимп – Бизнес», 2001. – 640 с.
2. **Захаров, А.К.** Логистические системы в рыночной экономике / А.К.Захаров. – М.: Экономикс, 2000. – 195 с.
3. **Ионин, А.А.** Региональные газораспределительные системы / А.А.Ионин. – М.: Недра, 1996. – 109 с.
4. **Исаакович, Р.Я., Логинов, В.И.** Автоматизация технологических процессов в нефтегазовой промышленности / Р.Я.Исаакович, В.И.Логинов. – М.: Высшая школа, 2001. – 181 с.
5. **Исаков, Н.А.** Газификация регионов и перспективы региональных энергетических рынков / Н.А. Исаков // Газовый бизнес. – №5, 2008. – С. 32-35.
6. **Калашников, А. В.** Анализ методов и практики контрактных соглашений в разведке и разработке нефтяных и газовых месторождений за рубежом / А. В. Калашников. Дисс...канд. экон. наук. – 2002. – 159 с.
7. **Козаченко, А.Н., Лопатин, А.С.** Снижение энергозатрат при транспортировке газа / А.Н. Козаченко, А.С. Лопатин. – М.: Потенциал, 2001. – 148 с.
8. **Колобов, А.А., Омельченко, И.Н.** Основы промышленной логистики / А.А.Колобов, И.Н.Омельченко. – М.: Издательство МГТУ, 1998. – 106 с.
9. **Копыл, В.И.** Логистика – управление запасами / В.И.Копыл. – М.: Прогресс. 2004. – 211 с.
10. **Костоглодов, Д.Д., Харисова, Л.М.** Распределительная логистика / Д.Д.Костоглодов, Л.М. Харисова. – М.: Экспо-пресс, 1997. – 168 с.
11. **Кретов, И.И., Садченко, К.В.** Логистика во внешнеторговой деятельности / И.И. Кретов, К.В.Садченко.– М.: Дело и Сервис, 2006.–256 с.
12. Условия формирования промышленной политики (обзор), / С. Губанов // Экономист. – 2008. – № 2. – С. 3–15.

ВЫБОР ОБРАЗЦОВОГО СИГНАЛА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СПОСОБА КОНТРОЛЯ ОБМОТКИ СТАТОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

Сильвашко С.А.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

Одним из важнейших свойств, влияющих на качество электрической машины, является ее надежность. Как отмечено в [1], повышение надежности дает больший народнохозяйственный эффект, чем улучшение других технико-экономических показателей, таких как КПД, коэффициент мощности и др. Среди дефектов малогабаритных асинхронных двигателей, существенно снижающих их надежность, следует выделить межвитковые замыкания, на долю которых приходится до 90 % от общего количества отказов [2].

В [3, 4] предложены способы контроля трехфазной обмотки асинхронного двигателя, обеспечивающие возможность обнаружения одного короткозамкнутого витка при соотношении количества замкнутых витков к количеству витков в фазной обмотке более 0,001. Чувствительность предложенных способов к числу короткозамкнутых витков существенно зависит от вида образцового сигнала, подаваемого на контролируемую обмотку с целью получения измерительной информации. Последний должен удовлетворять ряду требований:

а) спектр сигнала должен содержать гармонику с частотой Ω , равной номинальной частоте колебаний рабочего напряжения контролируемой электрической машины. При этом амплитуда указанной гармоники согласно ГОСТ 16264.0-85 [5], в зависимости от номинального напряжения обмотки статора, должна существенно превышать 600 В;

б) чтобы исключить намагничивание магнитопровода статора во время испытаний, спектр сигнала не должен содержать постоянной составляющей;

в) частота гармоники с наибольшей амплитудой ($\omega_0 = k\Omega$) должна находиться, примерно, в середине частотного диапазона, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика обмотки статора линейна и носит индуктивный характер [3];

г) желательно, чтобы комплексная амплитуда гармоники, оговоренной в пункте в), не содержала фазового множителя.

Среди сигналов, удовлетворяющих большинству из перечисленных условий, можно назвать:

а) сигнал вида (рисунок 1, а):

$$e_1(t) = e(t)\sin\Omega t + U_m\sin\Omega t,$$

$$\text{где } e(t) = \begin{cases} E, & \text{при } -\frac{\tau_u}{2} + nT < t < \frac{\tau_u}{2} + nT, \\ 0 & \text{– в остальных случаях;} \end{cases}$$

T – период повторения импульсов;

$\Omega = \frac{2\pi}{T_1}$ – угловая частота рабочего напряжения электрической машины.

Амплитудный спектр такого сигнала (рисунок 1, б) содержит гармонику с частотой Ω , а также бесконечное число гармоник с частотами, кратными частоте $\frac{1}{T}$, амплитуды которых можно определить из выражения

$$A_n = \frac{2E}{T} \left[\frac{1}{\frac{2n\pi}{T} - \frac{2\pi}{T_1}} \sin\left(\frac{n\pi\tau_u}{T} - \frac{\pi\tau_u}{T_1}\right) - \frac{1}{\frac{2n\pi}{T} + \frac{2\pi}{T_1}} \sin\left(\frac{n\pi\tau_u}{T} + \frac{\pi\tau_u}{T_1}\right) \right] e^{-j\frac{\pi}{2}}; \quad (1)$$

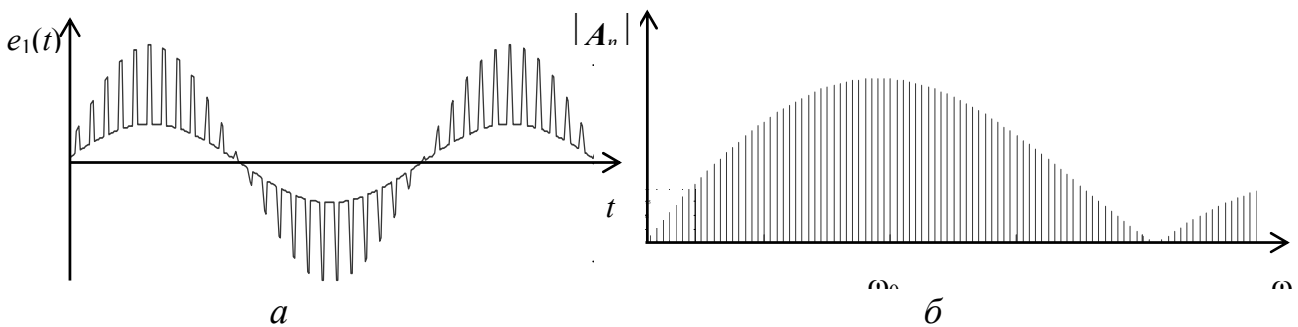
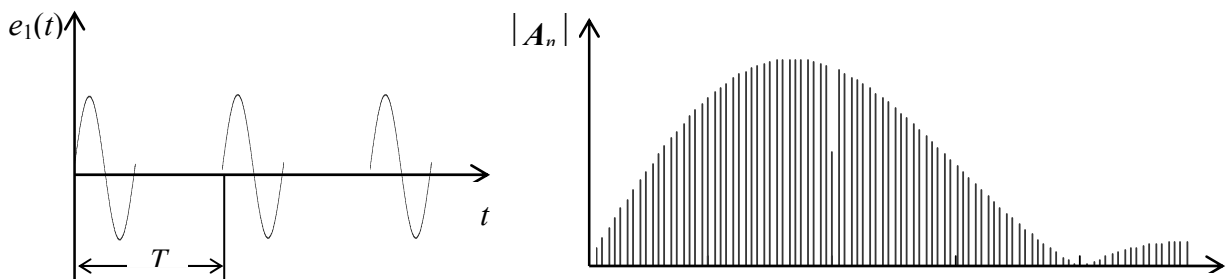


Рисунок 1

б) последовательность прямоугольных импульсов (T – период повторения импульсов) с синусоидальным заполнением (рисунок 2, а)

$$e(t) = \begin{cases} E \sin \Omega t, & \text{при } 0 + nT < t < \tau_u + nT, \\ 0 & \text{– в остальных случаях,} \end{cases}$$

амплитудный спектр которой (рисунок 2, б) при $\tau_u = T_1$, где T_1 – период синусоидального колебания, может быть описан выражением



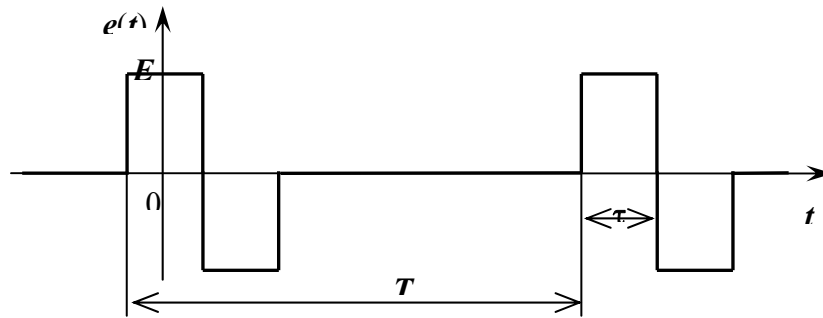
$$A_n = \frac{4ETT_1}{2\pi(T^2 - n^2T_1^2)} \sin\left(\frac{n\pi T_1}{T}\right) e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{n\pi T_1}{T}\right)}; \quad (1)$$

а

б

Рисунок 2

в) сигнал в виде суперпозиции двух импульсных последовательностей



(рисунок 3), амплитудный спектр которого может быть описан выражением [3]

$$A_n = \frac{4E}{n\pi} \sin^2\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right) e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{n\pi\tau}{T}\right)}. \quad (2)$$

Рисунок 3

Можно привести и другие примеры сигналов, удовлетворяющих приведенным выше требованиям. Особый интерес вызывает сигнал с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ-сигнал). В частности, с учетом приведенных выше требований, предъявляемых к образцовому сигналу, а также с учетом возможности физической реализации устройства, формирующего такой сигнал, целесообразно использовать сигнал с двухтактной односторонней широтно-импульсной модуляцией первого рода (ДОШИМ-1) [6].

Особенностью спектров (1) и (2) является то, что при фиксации гармоники с номером $n = k$ (частота гармоники $\omega_0 = k\Omega$), имеющей максимальную амплитуду на частоте ω_0 (рисунок 1, 2), подбором соответствующих параметров импульсных последовательностей можно добиться отсутствия в указанных выражениях фазового множителя.

С точки зрения простоты физической реализации устройства, формирующего образцовый сигнал, более предпочтительным является сигнал, представленный на рисунке 3.

При выполнении условия $T_1 = \frac{T}{2k}$ амплитуда k -ой гармоники в (1) достигает максимального значения и равна

$$A_k = \frac{4ETT_1}{2\pi(T^2 - k^2T_1^2)} = \frac{4E}{3k\pi},$$

что в три раза меньше амплитуды k -ой гармоники в (2) при равенстве амплитуд используемых импульсных последовательностей.

Таким образом, с учетом сложности реализации устройства формирования образцового сигнала и надежности выделения k -ой гармоники из спектра измерительного сигнала, полученного в результате наложения спектра образцового сигнала на АЧХ фазной обмотки, для реализации способа, предложенного в [3, 4], целесообразно использовать сигнал в виде

суперпозиции двух импульсных последовательностей (рисунок 3). Однако в спектре такого сигнала амплитуда гармоники с частотой Ω весьма незначительна, что может вызвать определенные трудности при обеспечении требования, изложенного в п. а) (см. требования, предъявляемые к образцовому сигналу). Наилучшим образом с этих позиций подходит ШИМ-сигнал, в спектре которого амплитуда гармоники с частотой Ω определяется амплитудой модулирующего сигнала и может принимать практически любое значение.

Список литературы

1 **Лопухина, Е.М.** Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности [Текст]: учеб. пособие / Е. М. Лопухина, Г. А. Семенчуков. – М.: Высш. шк., 2002. – 511, [1] с.: ил. – Библиогр.: с. 501 – 503. – Предм. указ.: с. 504 – 506. – 4000 экз. – ISBN 5-06-004042-9.

2 **Гольдберг, О.Д.** Испытания электрических машин [Текст]: учеб. для вузов / О. Д. Гольдберг. – 2-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2000. – 255, [1] с.: ил. – Библиогр.: с. 252. – 8000 экз. – ISBN 5-06-003840-8.

3 Способ комплексного контроля трехфазной обмотки электрической машины: пат. 2289143 Рос. Федерация: МПК⁶ G01R 31/06 / Сильвашко С.А., Булатов В.Н., Шевеленко В.Д.; заявитель и патентообладатель Гос. образов. учрежд. высш. проф. образ. Оренб. гос.ун-т. – № 2005107405/28; заявл. 16.03.05; опубл. 10.12.06, Бюл. № 34.

4 Способ контроля трехфазной обмотки электрической машины: пат. 2339962 Рос. Федерация: МПК⁶ G01R 31/06 / Сильвашко С.А., Булатов В.Н.; заявитель и патентообладатель Гос. образов. учрежд. высш. проф. образ. Оренб. гос.ун-т. – № 2007121097/28; заявл. 05.06.07; опубл. 27.11.08, Бюл. № 33.

5 ГОСТ 16264.0-1985. Машины электрические малой мощности. Двигатели. Общие технические условия [Текст]. – Введ. 1986-01-01. – М.: Госстандарт Союза ССР: Изд-во стандартов, 1985. – 25 с.

6 **Слепов Н.Н.** Широтно-импульсная модуляция [Текст]: Анализ и применение в магнитной записи / Н. Н. Слепов, Б. В. Дроздов; под общ. ред. А. А. Булгакова. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.: ил.

ВЫСОКОТОЧНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРА

Тимонов Е.С.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

Введение

В области разработки методов измерения мгновенных значений угловой частоты ω_d сильно зашумленных доплеровских колебаний (при соотношении сигнал/шум менее чем 1/30) одним из эффективных направлений является разработка методов определения доплеровских частот в спектральной области. Существующие методы ориентированы на разбивку доплеровского сигнала на равные интервалы и регистрацию на каждом интервале максимального значения линейчатого спектра, полученного быстрым преобразованием Фурье (БПФ). Частоты зарегистрированных спектральных составляющих берутся в качестве усредненных мгновенных значений (выборок) частоты доплеровского колебания. Этот метод обладает хорошей производительностью, но имеет ограничения по разрешающей способности распознавания и точности (погрешность на уровне 10-15%), связанные с погрешностями алгоритма БПФ (вычисление вместо интеграла Фурье суммы аппроксимирующих прямоугольников), попаданием максимума огибающей между спектральными составляющими и «размытостью» спектра при большой девиации.

Предлагаемый метод выделения информативной части спектра зашумленных доплеровских сигналов преследует своей целью увеличение указанной разрешающей способности и точности. Он основан на целенаправленном преобразовании «время-спектр» информативного колебания, заключенного в зашумленном сигнале $e(t)$. Предварительные исследования спектральной характеристики доплеровского колебания с амплитудой U_m и длительностью $\tau \gg 2\pi/\omega_d(t)$ позволили установить, что существует следующая зависимость между значением спектральной составляющей $|S(\omega_{дц})|$ с центральной частотой $\omega_{дц}$ главного лепестка спектра (глобальный максимум) и величиной девиации Ω_d :

$$(1) \quad |S(\omega_{дц})|^2 \approx k_1 / \Omega_d \leq U_m \tau / 2,$$

где k_1 – коэффициент масштаба, учитывающий влияние величины τ . Из (1) следует, что, уменьшая величину Ω_d , можно в области $\omega_{дц}$ увеличить спектральную плотность информативного колебания по отношению к спектральной плотности шума в рамках установленной интервальной выборки (сечения) τ сигнала $e(t)$. Но поскольку функция $\Omega_d(t)$ является информативным параметром, то для достижения указанной цели (увеличение разрешающей способности) процесс необходимо переместить в нелинейное время, функция которого может быть представлена как (2)

$$(2) \quad t_H(t) = [\omega_d(t) \cdot t] / \omega_0,$$

где ω_0 – значение частоты Доплера в начале сечения сигнала. При подобном нелинейном масштабировании времени доплеровское колебание превращается в немодулированный по частоте радиоимпульс с частотой заполнения ω_0 . При этом $\Omega_D=0$, а модуль $|\mathbf{S}(\omega_{ДЦ})|$ принимает максимальное значение. Для того чтобы использовать экстремум функции $S_{max}(\omega) = |\mathbf{S}(\omega_{ДЦ}, \omega_D)|$ для установления факта выполнения условия (2), необходимо точно установить неизвестную функцию (объект измерения) $\omega_D(t)$. Для этого требуется, как минимум, знать наличие и диапазон изменения производных функции $\omega_D(t)$, дающих существенный вклад в (2). Нахождение численными методами значений этих производных (с обратным знаком) позволяет полностью устранить девиацию колебания. Таким образом, в результате для каждого интервала τ можно определить не только начальное значение колебания Доплера, но и функцию $\omega_D(t)$ в целом с учетом найденных в ней производных. Для реализации указанной методики требуется соответствующий математический аппарат спектрального преобразования. Решению этой задачи посвящена данная работа.

Сформулированная задача решается в два этапа:

1-й этап – аппроксимация сигнала с *неравномерной варьируемой* дискретизацией аналитической функцией (интерполяция по выборкам сигнала);

2-й этап – получение решения спектрального преобразования аппроксимированного сигнала в аналитическом виде с установленной погрешностью.

1 Интерполяция по выборкам сигнала с неравномерной дискретизацией

Пусть на отрезке $[t_0, t_n]$ заданы $n+1$ точек $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$, которые называются узлами интерполяции, известны значения некоторого сигнала $e(t)$ в этих точках:

$$e(t_0)=e_0, e(t_1)=e_1, e(t_2)=e_2, \dots, e(t_n)=e_n.$$

При этом в общем случае допускается, что

$$t_1 - t_0 \neq t_2 - t_1 \neq t_3 - t_2 \neq \dots \neq t_n - t_{n-1}.$$

Требуется построить функцию $f(t)$, принимающую в узлах интерполяции те же значения, что и $e(t)$, то есть такую, чтобы

$$(3) \quad f(t_0)=e_0, f(t_1)=e_1, f(t_2)=e_2, \dots, f(t_n)=e_n.$$

В такой общей постановке задача может иметь бесчисленное множество решений. Однако эта задача становится однозначной, если вместо произвольной функции $f(t)$ искать полином $P_n(t)$ степени не выше n , удовлетворяющий условиям (3), то есть такой, чтобы:

$$P_n(t_0)=e_0, P_n(t_1)=e_1, P_n(t_2)=e_2, \dots, P_n(t_n)=e_n.$$

Для решения поставленной задачи подходят интерполяционные формулы Лагранжа и Ньютона, так как остальные известные авторам интерполяционные формулы рассчитаны на равномерную или специальную дискретизацию. Анализ алгоритма формирования интерполяционных формул Лагранжа и Ньютона показывает, что из названных полиномиальных формул наилучшим образом для цифровой обработки подходит полином Ньютона, так как при необходимости изменения значения n полином Лагранжа надо строить заново.

Полином Ньютона строится на основе разделенных разностей [4], что при изменении значения n приводит к вычислению или исключению высшего порядка разделенных разностей.

Разделенная разность первого порядка для функции $e(t)$:

$$(4) \quad e(t_0; t_1) = \Delta_{11} = \frac{e(t_1) - e(t_0)}{t_1 - t_0}; \dots; e(t_{n-1}; t_n) = \Delta_{1n} = \frac{e(t_n) - e(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}}.$$

Разделенная разность второго порядка функции для $e(t)$:

$$(5) \quad e(t_0; t_1; t_2) = \Delta_{21} = \frac{\Delta_{12} - \Delta_{11}}{t_2 - t_0}; \dots; e(t_{n-2}; t_{n-1}; t_n) = \Delta_{2(n-1)} = \frac{\Delta_{1n} - \Delta_{1(n-1)}}{t_n - t_{n-2}}.$$

Учитывая очевидную закономерность формирования разделенных разностей, можно записать разделенную разность высшего порядка, которая завершает пирамиду вычисляемых значений разделенных разностей:

$$(6) \quad e(t_0; t_1; \dots; t_n) = \Delta_{n1} = \frac{\Delta_{(n-1)2} - \Delta_{(n-1)1}}{t_n - t_0}.$$

Интерполяционный многочлен Ньютона с учетом (4)-(6) будет определяться алгебраическим многочленом n -й степени:

$$(7) \quad P_n(t) = e(t_0) + (t - t_0)\Delta_{11} + (t - t_0)(t - t_1)\Delta_{21} + \dots + (t - t_0)\dots(t - t_{n-1})\Delta_{n1},$$

что представляет собой степенной полином вида

$$(8) \quad P_n(t) = a_n t^n + a_{n-1} t^{n-1} + a_{n-2} t^{n-2} + \dots + a_0.$$

Из выражения (7) очевидно определение для (8) только двух коэффициентов:

$$(9) \quad a_n = \Delta_{n1}; \quad a_0 = e(t_0) + \sum_{i=1}^n [(-1)^i \Delta_{i1} \prod_{j=0}^{i-1} t_j].$$

Формула для вычисления остальных коэффициентов a_i для (8) при $n > 3$ была получена в результате систематизации сумм произведений из выражения (7) для весовых множителей перед степенным аргументом t^i , которая выглядит следующим образом:

$$(10) \quad a_i = \sum_{m=1}^n [(-1)^{m+i} K_{i(m-i)} \Delta_{i1}],$$

где коэффициенты K_{ij} принадлежат неполной двухмерной матрице значений, определяемые как:

$$K_{ij} = \begin{cases} K_{i0} = 1 \text{ при } i \in [1, n]; \\ K_{i1} = \prod_{m=1}^i t_m \text{ при } i \in [1, (n-1)]; \\ K_{1j} = K_{1(j-1)} t_j + \prod_{k=0}^{j-1} t_k \text{ при } j \in [2, (n-1)]; \\ K_{ij} = K_{i(j-1)} t_{i+(j-1)} + K_{(i-1)j} \text{ при } j \in [2, (n-2)], i \in [2, (n-j)]. \end{cases}$$

Из анализа выражений (4)-(6) и (9),(10) следует, что процесс вычисления коэффициентов a_i для степенного полинома вида (8) хорошо алгоритмируется и, с точки зрения цифровой обработки сигнала $e(t)$ по его выборкам e_i , является эффективной основой для получения аналитического выражения аппроксимированного сигнала $e(t)$ на интервале $[t_0, t_n]$.

Определение погрешности аппроксимации (8) функции сигнала $e(t)$, представленного выборками с неравномерной дискретизацией, целесообразно разработать (с учетом обозначенной во введении методики измерений частоты Доплера при интервальной разбивке сигнала) для частотной области. Для этого

необходимо получить корректное решение спектрального преобразования для выражения вида (8).

2 Спектральная функция для обобщенного аппроксимированного сигнала

По условиям интегрируемости степенных рядов спектральную характеристику сигнала, представленного (8), можно записать как

$$(11) \quad S(\omega) = S_0(\omega) + S_1(\omega) + S_2(\omega) + S_4(\omega) + \dots + S_n(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega),$$

где каждое слагаемое в общем случае можно представить интегральным преобразованием в виде первообразной [1] (без учета пределов интегрирования):

$$S_0(\omega) = \int a_0 \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_0;$$

$$S_1(\omega) = \int a_1 t \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_1 \left(t - \frac{1}{-j\omega} \right);$$

$$\dots$$

$$S_n(\omega) = \int a_n t^n \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_n \left(t^n - \frac{nt^{n-1}}{-j\omega} + \frac{n(n-1)t^{n-2}}{(-j\omega)^2} - \frac{n(n-1)(n-2)t^{n-3}}{(-j\omega)^3} + \frac{n(n-1)(n-2)(n-3)t^{n-4}}{(-j\omega)^4} - \dots + (-1)^n \frac{n!}{(-j\omega)^n} \right).$$

Подставив в выражение (11) полученные выражения для $S_i(\omega)$ и произведя систематизацию по a_i , можно получить следующее *интегральное решение в виде первообразной* для спектральной характеристики функции вида (8):

$$(12) \quad S(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega) = \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{t^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!}.$$

При вычислении спектральной плотности произвольного отрезка функции $e(t)$ с целью исключения накопления ошибок вычислений, связанных с возведением в степень больших значений t , кроме нормирования t , необходимо привязывать отрезок к началу координат, используя теорему о смещении [3]. Применяя понятие *сечения* временной функции для спектрального преобразования длительностью

$$(13) \quad \tau = t_n - t_0,$$

на основе первообразной (12) получим выражение спектральной плотности для любого сечения $[0, \tau]$ функции $e(t)$, представленного $n+1$ выборками и отстоящего от начала координат на величину t_0 :

$$(14) \quad S(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega) = \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{t^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!} \Big|_{t_0}^{t_0+\tau} =$$

$$= \left[\frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{t^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!} \right] - \left[\sum_{i=0}^n a_i i! \frac{1}{(j\omega)^i} \right] \cdot \frac{\exp(-j\omega t_0)}{-j\omega}.$$

Полученное выражение (14) замечательно тем, что оно для функций вида (8):

- получено на основе первообразной функции для неопределенного интеграла;

- не содержит погрешности спектрального преобразования (в отличие от БПФ);

- хорошо алгоритмизируется, то есть является удобным для программирования вычисления значений $S(\omega)$ для различных значений ω, τ и t_0 .

3 Оценка спектра аппроксимированного гармонического колебания

В данной работе объектом для спектрального анализа является сигнал, представленный сложным колебанием с *гармонической несущей*. Функции подобных сигналов раскладываются в степенные ряды, в связи с чем, изъятие только нужного полинома, состоящего из первых членов степенного ряда, в качестве аппроксимирующей функции неизбежно приведет к погрешности аппроксимации. Следовательно, чтобы пользоваться рассмотренной выше технологией спектрального анализа для гармонических колебаний, нужно разработать методику оценки указанной погрешности.

При исследовании характера погрешности аппроксимации была взята *норма* в виде отношения числа узлов интерполяции (моментов отсчетов), приходящейся на период синусоидального колебания $T=\tau$, при этом крайние узлы совпадали соответственно с началом и окончанием периода колебаний.

Ошибка интерполяции на интервале τ определяется выражением $\delta_n(t) = e_n(t) - P_n(t)$. Значения амплитуд функции ошибки в зависимости от числа узлов интерполяции на периоде колебаний представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Значения ошибки интерполяции гармонического колебания полиномом Ньютона

Число выборок, n	7	9	11	13	15	17	19
$ \delta(n) _{\max}$	$1,7 \times 10^{-3}$	$7,2 \times 10^{-5}$	$2,2 \times 10^{-6}$	5×10^{-8}	9×10^{-10}	$1,3 \times 10^{-11}$	$2,1 \times 10^{-13}$

По множеству значений $\delta_n(t)$ было составлено с погрешностью не более 10% выражение функция ошибки на интервале τ .

$$(15) \quad \delta(t) = (-1)^{\frac{n+1}{2}} \frac{0,0165n^3 - 0,113n^2 - 0,242n + 1,93}{10^{n-5}} \sin\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right) \left[\exp\left(\frac{-n\pi(\tau-t)}{\tau}\right) - \exp\left(\frac{-n\pi t}{\tau}\right) \right].$$

Первый множитель в выражении (15) является весовым и зависит от числа узлов интерполяции (отсчетов), который можно обозначить как

$$(16) \quad g_n = (-1)^{\frac{n+1}{2}} \frac{0,0165n^3 - 0,113n^2 - 0,242n + 1,93}{10^{n-5}}.$$

С учетом (16), а также учитывая быстрое затухание экспонент в выражении (15) в пределах интервала аппроксимации τ , было получено выражение для спектральной плотности функции ошибки:

$$(17) \quad S_{er}(\omega) = \int_0^{\tau} g_n \sin\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right) \left[\exp\left(\frac{-n\pi(\tau-t)}{\tau}\right) - \exp\left(\frac{-n\pi t}{\tau}\right) \right] e^{-j\omega t} dt \approx$$

$$= g_n \frac{n\pi}{\tau} \frac{2\omega^2 \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) + j4 \left[\omega \frac{n\pi}{\tau} \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) - \left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^2 \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right]}{4\left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^4 + \omega^4} e^{-j\omega\tau}.$$

Выражение (17) было проверено на функции $\sin(0,2 \cdot \pi \cdot t)$ при различных значениях n на основе сравнения с выражением

$$(18) \quad S_{er}(\omega) = \int_0^t (e(t) - P_n(t)) e^{-j\omega t} dt$$

с использованием численных методов интегрирования комплексных функций. При этом было установлено, что при равномерной дискретизации в области несущей спектры (17) и (18) полностью совпадают. На рисунке 1 представлен амплитудный спектр $|S_{er1}(\omega)|$ при равномерной дискретизации.

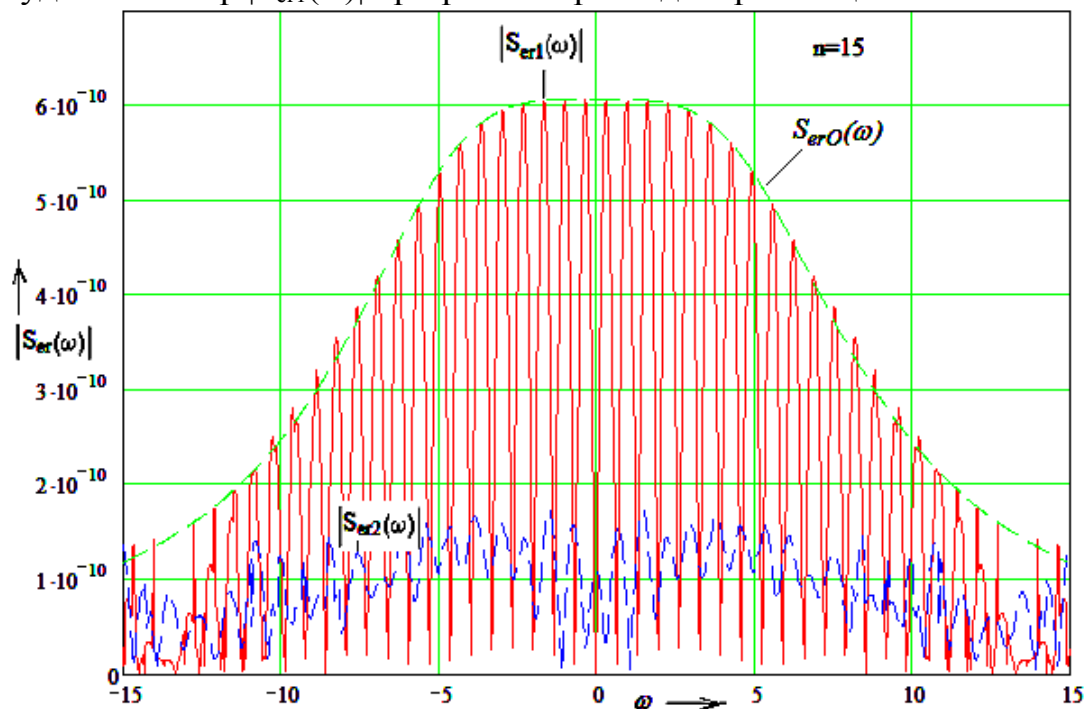


Рисунок 1 – Спектры интерполяционных ошибок

При случайном распределении интервалов дискретизации с равномерным законом распределения амплитудный спектр ошибки достигает минимума. На рисунке 1 он представлен как $|S_{er2}(\omega)|$. Это объясняется тем, что спектр функции ошибки при неравномерной дискретизации приближается к спектру «белого» шума, то есть становится более равномерным, а не сосредотачивается в области частот, кратных частоте несущей.

Проведенное исследование по сравнению этих двух видов амплитудных спектров функции ошибки при интерполяции полиномом Ньютона гармонической функции на интервале, равном ее периоду повторения, при различных значениях выборок n показало, что существует устойчивое соотношение между их максимальными значениями в пределах 20-и процентной погрешности:

$$(19) \quad \frac{|S_{er2}(\omega)|_{\max}}{|S_{er1}(\omega)|_{\max}} \approx \frac{1}{\pi}.$$

С учетом (19) на основе (17) можно составить выражение асимптотического амплитудного спектра функции ошибки интерполяции гармонического колебания, значений которого амплитудный спектр реальной ошибки аппроксимации не превысит ни при каких условиях:

$$(20) \quad S_{erA}(\omega) = \frac{g_n \tau}{n\pi^2} + g_n \left| \frac{n\pi}{\tau} \frac{2\omega^2 \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) + j4 \left[\omega \frac{n\pi}{\tau} \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) - \left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^2 \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right]}{4\left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^4 + \omega^4} \right|.$$

Полученное выражение, по сути, представляет собой предельную функцию амплитудного спектра шума *интерполяции* и может быть использовано для количественной оценки вклада этого вида шума в информационную составляющую спектра измерительного сигнала при его цифровой обработке.

Из выражения (20) можно получить *огibaющую спектра функции ошибки интерполяции*, которая бывает незаменимой при эскизной оценке наличия шумов интерполяции во всем диапазоне частот:

$$(21) \quad S_{erO} = g_n \frac{\tau}{n\pi} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{2n\pi}{\tau}\right)^4 + 4\omega^4}}{\left(\frac{2n\pi}{\tau}\right)^2 + \omega^4 \left(\frac{\tau}{n\pi}\right)^2}.$$

График *огibaющей* (21) спектра функции ошибки интерполяции гармонической функции представлен на рисунке 1.

Заключение

Полученный в данной работе математический аппарат для спектрального анализа аппроксимированного на конечном интервале времени сигнала с неравномерной варьируемой дискретизацией является эффективной основой для точного определения функции доплеровского колебания. Он может быть использован как основной инструмент для разработки спектрального метода обнаружения и измерения мгновенного значения доплеровского колебания в условиях сильных шумов методом соответствующего подбора точек отсчета на оси t в аппроксимированном сигнале – вплоть до устранения частотной модуляции.

Для реализации метода может быть использована любая среда программирования, поддерживающая математические языки для операций с комплексными числами. Недостаток разработанного аппарата – существенные временные затраты при его реализации вычислительными средствами по сравнению с использованием БПФ. Поэтому данный аппарат целесообразно использовать в разработках доплеровских систем, не регламентированных по времени обработки зарегистрированных доплеровских сигналов, но требующих высокой точности измерения.

Список литературы

1. **Булатов В.Н.** *Спектрально-импульсные методы воспроизведения и трансформации фазовых спектров.* – Оренбург: ОГУ, 2001. – 209 с.
2. **Булатов В.Н., Дегтярев С.В.** *Метод выделения информативной части спектра зашумленных доплеровских сигналов с использованием нелинейной системы времени //Вестник Оренбургского государственного университета.* – Оренбург: ИПК ОГУ, 2004. - №2. – С. 163-167.

3. **Гоноровский И.С.** *Радиотехнические цепи и сигналы. Изд. 2-е, переработанное и дополненное.* – М.: Советское радио, 1971. – 672 с.
4. **Волков Е.А.** *Численные методы: Учеб. пособие для вузов. 2-е изд., испр.* – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В ФАЗНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ

Никиян Н.Г., Митрофанов С.В., Сурков Д.В.
Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

Постановка задачи. В настоящее время мало внимания уделено расчету АМ в фазных системах координат. Развитие компьютерной техники дало возможность рассчитывать переходные процессы в естественной системе координат. Ранее из-за большого числа решаемых дифференциальных уравнений и из-за появления периодических коэффициентов в уравнениях связи осуществляли переход от естественной системы координат к преобразованным системам координат (координаты (α, β) , координаты (x, y) координаты (d, q) , координаты (u, v)). Преимущество преобразованных координат заключалось не только в уменьшении числа дифференциальных уравнений, в упрощении уравнений связи между потокосцеплениями и токами, но и в упрощении уравнения электромагнитного момента. Проблемой моделирования уравнения движения в фазной системе координат является число слагаемых в уравнении для электромагнитного момента, которое равно числу решаемых дифференциальных уравнений. Каждое слагаемое – это произведение соответствующих токов на соответствующие потокосцепления. Это усложняет моделирование АМ в фазной системе координат. Эту трудность можно преодолеть, используя мощную адаптированную к таким задачам компьютерную технику.

Решение поставленной задачи. Современное программное обеспечение (ПО) для реализации данной задачи можно разделить на два типа:

- специализированное ПО основанное на преобразованных системах координат для АМ с короткозамкнутым ротором и для АМ с фазным ротором (например MatLab Simulink);
- специализированное ПО основанное на методах конечных элементов (Femm, ELCUT, Ansys, Femlab Matlab, Flux 2D, Maxwell);
- специализированное ПО для разнообразных инженерных расчетов (MathCad);
- алгоритмические языки объектно-ориентированного программирования (Delphi).

Для решения наших задач можно воспользоваться всеми этими видами ПО. Решим задачу аналитическим и численным методами. Затем сравним результаты расчета, уточним математическую модель аналитического расчета и проверим её сходимость с численным методом. После этого можно провести эксперимент на физическом объекте.

Для решения задачи расчета переходного процесса, возникающего в АМ можно воспользоваться системой MathCad и его мощным инструментом символьной математики Symbolics. Инструмент символьной математики применим для вывода и упрощения формулы электромагнитного момента.

После решения системы дифференциальных уравнений эту же задачу решим используя пакет программного обеспечения MatLab Simulink. Сравнивая результаты проверим адекватность математической модели.

Для начала анализа моделирования фазной системы координат рассмотрим дифференциальные уравнения для АМ с фазным ротором. С точки зрения теории АМ с фазным ротором проще моделируется, чем АМ с короткозамкнутым ротором. Число решаемых дифференциальных уравнений равно $m_s + m_r + 1$. Где m_s - число фаз статора, m_r - число фаз ротора. Кроме дифференциальных уравнений для фаз статора и ротора решается дифференциальное уравнение движения. Сложность моделирования уравнения движения заключается в записи уравнения для электромагнитного момента. Число слагаемых в уравнении для электромагнитного момента на первый взгляд будет равно $m_s + m_r$ (позже мы докажем, что это не так!!!!). При этом каждое слагаемое будет представлять собой произведение соответствующих токов на соответствующие потокосцепления. Число дифференциальных уравнений АМ с короткозамкнутым ротором равно $m_s + Z_r + 1$. Соответственно число слагаемых в уравнении для электромагнитного момента будет равно $m_s + Z_r$.

Учет насыщения магнитопровода статора и ротора при пуске можно учесть через ток намагничивания в уравнениях связи токов и потокосцеплений. Насыщение путей потоков рассеяния и эффект вытеснения токов в стержнях ротора можно учесть через активное сопротивление ротора и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток, так как в дифференциальных уравнениях они будут записаны независимо. В преобразованных координатах это сделать проблематично.

Достоинством моделирования АМ с короткозамкнутым ротором в фазной системе координат заключается в том, что с помощью данной системы координат можно рассмотреть несимметричные и неисправные АМ работающие в переходных режимах. В известных статьях по проблемам моделирования переходных процессов в преобразованных системах координат попытки учесть электрическую несимметрию приводило к возрастанию числа решаемых дифференциальных уравнений, сравнимого с числом дифференциальных уравнений в фазной системе координат. При этом для перехода к преобразованным системам координат вводятся допущения, которые приводят к большим погрешностям в расчетах.

Рассмотрим дифференциальные уравнения АМ с фазным ротором, у которой обмотка ротора приведена к обмотке статора. В этом случае индуктивность взаимной индукции между обмоткой статора и обмоткой ротора и взаимная индуктивность между обмоткой ротора и обмоткой статора будут равны ($M_{1,2} = M_{2,1} = M$). Можно рассмотреть дифференциальные уравнения АМ и с не приведенной обмоткой ротора.

Дифференциальные уравнения для обмотки статора:

$$\begin{cases} \dot{U}_{1A} = r_{1A} \cdot i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt} \\ \dot{U}_{1B} = r_{1B} \cdot i_{1B} + \frac{d\Psi_{1B}}{dt} \\ U_{1C} = r_{1C} \cdot i_{1C} + \frac{d\Psi_{1C}}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

где $\dot{U}_{1A}, \dot{U}_{1B}, \dot{U}_{1C}$ - фазные напряжения, подаваемые на зажимы обмотки;

r_{1A}, r_{1B}, r_{1C} - активные сопротивления обмоток статора;

i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} - токи в фазах обмотки статора;

$\Psi_{1A}, \Psi_{1B}, \Psi_{1C}$ - полные потокосцепления фаз обмотки статора.

Дифференциальные уравнения для обмотки ротора:

$$\begin{cases} 0 = -(r'_{2a} + R'_{2a}) \cdot i'_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt} \\ 0 = -(r'_{2b} + R'_{2b}) \cdot i'_{2b} + \frac{d\Psi_{2b}}{dt} \\ 0 = -(r'_{2c} + R'_{2c}) \cdot i'_{2c} + \frac{d\Psi_{2c}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

$r'_{2a}, r'_{2b}, r'_{2c}$ - приведенные к обмотке статора активные сопротивления обмоток ротора;

$R'_{2a}, R'_{2b}, R'_{2c}$ - приведенные к обмотке статора пусковые активные сопротивления, включаемые в фазы обмотки ротора;

$i'_{2a}, i'_{2b}, i'_{2c}$ - токи в фазах обмотки ротора;

$\Psi_{2a}, \Psi_{2b}, \Psi_{2c}$ - полные потокосцепления фаз обмотки ротора.

Уравнения связи между токами и потокосцеплениями можно записать:

$$\begin{cases} \Psi_{1A} = \Psi_{AA} + \Psi_{AB} + \Psi_{AC} + \Psi_{Aa} + \Psi_{Ab} + \Psi_{Ac} \\ \Psi_{1B} = \Psi_{BA} + \Psi_{BB} + \Psi_{BC} + \Psi_{Ba} + \Psi_{Bb} + \Psi_{Bc} \\ \Psi_{1C} = \Psi_{CA} + \Psi_{CB} + \Psi_{CC} + \Psi_{Ca} + \Psi_{Cb} + \Psi_{Cc} \\ \Psi_{2a} = \Psi_{aA} + \Psi_{aB} + \Psi_{aC} + \Psi_{aa} + \Psi_{ab} + \Psi_{ac} \\ \Psi_{2b} = \Psi_{bA} + \Psi_{bB} + \Psi_{bC} + \Psi_{ba} + \Psi_{bb} + \Psi_{bc} \\ \Psi_{2c} = \Psi_{cA} + \Psi_{cB} + \Psi_{cC} + \Psi_{ca} + \Psi_{cb} + \Psi_{cc} \end{cases} \quad (1.3)$$

где Ψ_{AA} - собственное потокосцепление фазы А статора;

Ψ_{AB} - взаимное потокосцепление между фазой А статора и фазой В статора;

Ψ_{AC} - взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой С статора;

Ψ_{Aa} - взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой а ротора;

Ψ_{Ab} - взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой б ротора;

Ψ_{Ac} - взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой с ротора.

Аналогично могут быть представлены и остальные потокоцепления в системе уравнений (1.3).

Приведем подробно расчетные формулы для потокоцеплений в уравнении (1.3).

Рассмотрим фазу А статора. Собственное потокоцепление фазы А статора будет равно:

$$\Psi_{AA} = L_{AA} \cdot i_{1A} = (M + L_{\sigma 1}) \cdot i_{1A} \quad (1.4)$$

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой В статора равно:

$$\Psi_{AB} = L_{AB} \cdot i_{1B} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1B} \quad (1.5)$$

где M - взаимная индуктивность.

Взаимная индуктивность будет равна:

$$M = \frac{Xm}{\omega},$$

где Xm - индуктивное сопротивление взаимной индукции, может быть получена из поверочного расчета машины;

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_1$ - круговая частота вращения магнитного поля, созданного обмоткой статора.

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой С статора равно:

$$\Psi_{AC} = L_{AC} \cdot i_{1C} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1C} \quad (1.6)$$

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой В статора равно:

$$\Psi_{AB} = L_{AB} \cdot i_{1B} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1B} \quad (1.7)$$

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой а ротора равно:

$$\Psi_{Aa} = L_{Aa} \cdot i_{2a} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{2a} \quad (1.8)$$

где γ - угол на который оси фаз ротора поворачиваются относительно осей фазы А статора во время переходного процесса.

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой b ротора равно:

$$\Psi_{Ab} = L_{Ab} \cdot i_{2b} = M \cdot \cos(\gamma + \varphi) \cdot i_{2b} \quad (1.9)$$

где $\varphi = \frac{2}{3} \cdot \pi$ - угол между осями фаз ротора (120°).

Взаимное потокоцепление между фазой А статора и фазой с ротора равно:

$$\Psi_{Ac} = L_{Ac} \cdot i_{2c} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{2c} \quad (1.10)$$

Рассмотрим фазу В статора. Собственное потокоцепление фазы В статора будет равно:

$$\Psi_{BB} = L_{BB} \cdot i_{1B} = (M + L_{\sigma 1}) \cdot i_{1B} \quad (1.11)$$

Взаимное потокоцепление между фазой В статора и фазой А статора равно:

$$\Psi_{BA} = L_{BA} \cdot i_{1A} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1A} \quad (1.12)$$

Взаимное потокоцепление между фазой В статора и фазой С статора равно:

$$\Psi_{BC} = L_{BC} \cdot i_{1C} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1C} \quad (1.13)$$

Взаимное потокоцепление между фазой В статора и фазой а ротора равно:

$$\Psi_{Ba} = L_{Ba} \cdot i_{2a} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{2a} \quad (1.14)$$

Взаимное потокосцепление между фазой В статора и фазой b ротора равно:

$$\Psi_{Bb} = L_{Bb} \cdot i_{2b} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{2b} \quad (1.15)$$

Взаимное потокосцепление между фазой В статора и фазой с ротора равно:

$$\Psi_{Bc} = L_{Bc} \cdot i_{2c} = M \cdot \cos(\gamma + \varphi) \cdot i_{2c} \quad (1.16)$$

Рассмотрим фазу С статора. Собственное потокосцепление фазы С статора будет равно:

$$\Psi_{CC} = L_{CC} \cdot i_{1C} = (M + L_{\sigma 1}) \cdot i_{1C} \quad (1.17)$$

Взаимное потокосцепление между фазой С статора и фазой А статора равно:

$$\Psi_{CA} = L_{CA} \cdot i_{1A} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1A} \quad (1.18)$$

Взаимное потокосцепление между фазой С статора и фазой В статора равно:

$$\Psi_{CB} = L_{CB} \cdot i_{1B} = -\frac{M}{2} \cdot i_{1B} \quad (1.19)$$

Взаимное потокосцепление между фазой С статора и фазой а ротора равно:

$$\Psi_{Ca} = L_{Ca} \cdot i_{2a} = M \cdot \cos(\gamma + \varphi) \cdot i_{2a} \quad (1.20)$$

Взаимное потокосцепление между фазой С статора и фазой b ротора равно:

$$\Psi_{Cb} = L_{Cb} \cdot i_{2b} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{2b} \quad (1.21)$$

Взаимное потокосцепление между фазой С статора и фазой с ротора равно:

$$\Psi_{Cc} = L_{Cc} \cdot i_{2c} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{2c} \quad (1.22)$$

Рассмотрим фазу *a* ротора. Собственное потокосцепление фазы *a* ротора будет равно:

$$\Psi_{aa} = L_{aa} \cdot i_{2a} = (M + L_{\sigma 2}) \cdot i_{2a} \quad (1.23)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *a* ротора и фазой *b* ротора равно:

$$\Psi_{ab} = L_{ab} \cdot i_{2b} = -\frac{M}{2} \cdot i_{2b} \quad (1.24)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *a* ротора и фазой *c* ротора равно:

$$\Psi_{ac} = L_{ac} \cdot i_{2c} = -\frac{M}{2} \cdot i_{2c} \quad (1.25)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *a* ротора и фазой *A* статора равно:

$$\Psi_{aA} = L_{aA} \cdot i_{1A} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{1A} \quad (1.26)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *a* ротора и фазой *B* статора равно:

$$\Psi_{aB} = L_{aB} \cdot i_{1B} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{1B} \quad (1.27)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *a* ротора и фазой *C* статора равно:

$$\Psi_{aC} = L_{aC} \cdot i_{1C} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{1C} \quad (1.28)$$

Рассмотрим фазу *b* ротора. Собственное потокосцепление фазы *b* ротора будет равно:

$$\Psi_{bb} = L_{bb} \cdot i_{2b} = (M + L_{\sigma 2}) \cdot i_{2b} \quad (1.29)$$

Взаимное потокосцепление между фазой *b* ротора и фазой *a* ротора равно:

$$\Psi_{ba} = L_{ba} \cdot i_{2a} = -\frac{M}{2} \cdot i_{2a} \quad (1.30)$$

Взаимное потокосцепление между фазой b ротора и фазой c статора равно:

$$\Psi_{bc} = L_{bc} \cdot i_{2c} = -\frac{M}{2} \cdot i_{bc} \quad (1.31)$$

Взаимное потокосцепление между фазой b ротора и фазой A статора равно:

$$\Psi_{bA} = L_{bA} \cdot i_{1A} = M \cdot \cos(\gamma + \varphi) \cdot i_{1A} \quad (1.32)$$

Взаимное потокосцепление между фазой b ротора и фазой B статора равно:

$$\Psi_{bB} = L_{bB} \cdot i_{1B} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{1B} \quad (1.33)$$

Взаимное потокосцепление между фазой b ротора и фазой C статора равно:

$$\Psi_{bC} = L_{bC} \cdot i_{1C} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{1C} \quad (1.34)$$

Рассмотрим фазу c ротора. Собственное потокосцепление фазы c ротора будет равно:

$$\Psi_{cc} = L_{cc} \cdot i_{2c} = (M + L_{\sigma 2}) \cdot i_{2c} \quad (1.35)$$

Взаимное потокосцепление между фазой c ротора и фазой a ротора равно:

$$\Psi_{ca} = L_{ca} \cdot i_{2a} = -\frac{M}{2} \cdot i_{2a} \quad (1.36)$$

Взаимное потокосцепление между фазой c ротора и фазой b статора равно:

$$\Psi_{cb} = L_{cb} \cdot i_{2c} = -\frac{M}{2} \cdot i_{2b} \quad (1.37)$$

Взаимное потокосцепление между фазой c ротора и фазой A статора равно:

$$\Psi_{cA} = L_{cA} \cdot i_{1A} = M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \cdot i_{1A} \quad (1.38)$$

Взаимное потокосцепление между фазой с ротора и фазой В статора равно:

$$\Psi_{cB} = L_{cB} \cdot i_{1B} = M \cdot \cos(\gamma + \varphi) \cdot i_{1B} \quad (1.39)$$

Взаимное потокосцепление между фазой с ротора и фазой С статора равно:

$$\Psi_{cC} = L_{cC} \cdot i_{1C} = M \cdot \cos(\gamma) \cdot i_{1C} \quad (1.40)$$

Для решения уравнений связи (1.3) относительно токов представим его в матричной форме записи с учетом формул (1.4) – (1.40):

Уравнение связи токов и потокосцеплений (1.3) в матричной форме записи:

$$\bar{\Psi} = \bar{L} \cdot \bar{I} \quad (1.41)$$

$$\text{где } \bar{\Psi} = \begin{pmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \\ \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{pmatrix} \quad (1.42)$$

- вектор полных потокосцеплений соответствующих фаз;

$$\bar{L} = M \cdot \begin{pmatrix} L'_1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \varphi) & \cos(\gamma - \varphi) \\ -\frac{1}{2} & L'_1 & -\frac{1}{2} & \cos(\gamma - \varphi) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \varphi) \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & L'_1 & \cos(\gamma + \varphi) & \cos(\gamma - \varphi) & \cos(\gamma) \\ \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \varphi) & \cos(\gamma + \varphi) & L'_2 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \cos(\gamma + \varphi) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \varphi) & -\frac{1}{2} & L'_2 & -\frac{1}{2} \\ \cos(\gamma - \varphi) & \cos(\gamma + \varphi) & \cos(\gamma) & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & L'_2 \end{pmatrix}$$

;

$$(1.43)$$

- матрица индуктивностей;

где $L'_1 = 1 + \frac{L_{\sigma 1}}{M}$, $L'_2 = 1 + \frac{L_{\sigma 2}}{M}$

$$\bar{I} = \begin{pmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} \quad (1.44)$$

- вектор токов фаз статора и ротора.

Уравнение движения:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M_{эм} - M_{см} \quad (1.45)$$

где ω_r - угловая частота вращения ротора (рад/с).

Для изменяющегося времени для угла поворота можно записать:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial t} = \omega_r \quad (1.46)$$

Для нахождения электромагнитного момента найдем электромагнитную энергию, сконцентрированную в воздушном зазоре:

$$W_{\text{э}} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^N \Psi_i \cdot i_i, \quad (1.47)$$

где $i = 1, 2, \dots, N$ - число контуров с током (обмоток машины).

Для АМ с фазным ротором электромагнитная энергия равна:

$$W_{\text{э}} = \frac{1}{2} \cdot (\Psi_{1A} \cdot i_{1A} + \Psi_{1B} \cdot i_{1B} + \Psi_{1C} \cdot i_{1C} + \Psi_{1a} \cdot i_{1a} + \Psi_{1b} \cdot i_{1b} + \Psi_{1c} \cdot i_{1c}) \quad (1.48)$$

Для трехфазной АМ электромагнитный момент будет равен:

$$M_{\text{э}} = p \cdot \left(\frac{\partial W_{\text{э}}}{\partial \gamma} \right) \quad (1.49)$$

После нахождения производной электромагнитной мощности по углу γ и приведения подобных слагаемых с помощью инструмента символьной математики Symbolics MathCad получим:

$$M_{эм} = p \cdot (i_{1A} \cdot (\Psi'_{Aa} + \Psi'_{Ba} + \Psi'_{Ca}) + i_{1B} \cdot (\Psi'_{Ab} + \Psi'_{Bb} + \Psi'_{Cb}) + i_{1C} \cdot (\Psi'_{Ac} + \Psi'_{Bc} + \Psi'_{Cc})) \quad (1.50)$$

Где взаимные потокосцепления фаз статора и ротора:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi'_{Aa} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) \cdot i_{2a} \\ \Psi'_{Ba} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \cdot i_{2b} \\ \Psi'_{Ca} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \cdot i_{2c} \\ \Psi'_{Ab} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \cdot i_{2a} \\ \Psi'_{Bb} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) \cdot i_{2b} \\ \Psi'_{Cb} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \cdot i_{2c} \\ \Psi'_{Ac} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \cdot i_{2a} \\ \Psi'_{Bc} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \cdot i_{2b} \\ \Psi'_{Cc} = M \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) \cdot i_{2c} \end{array} \right. \quad (1.51)$$

Как мы видим в уравнениях (1.50) потокосцепления со знаком “штрих” – это соответствующие потокосцепления взаимной индукции по уравнениям (1.8) – (1.10), (1.14) – (1.16) и (1.20) – (1.22), сдвинутые во времени на угол $\left(+\frac{\pi}{2}\right)$.

По приведенной методике был проведен расчет переходного процесса АМ с фазным ротором.

В матричной форме записи уравнение момента будет равно:

$$M_s = p \cdot \bar{L}' \cdot \bar{I}_2 \cdot \bar{I}_1, \quad (1.52)$$

где

$$\bar{L}' = M \cdot \begin{vmatrix} \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) & \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) \end{vmatrix} \quad (1.53)$$

$$\bar{I}_2 = \begin{vmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{vmatrix} - \text{вектор токов ротора,}$$

$$\bar{I}_1 = \begin{vmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{vmatrix} - \text{вектор токов статора.}$$

Уравнение электромагнитного момента может быть получено и для АМ с фазным ротором с не приведенной обмоткой ротора.

Список литературы

1. **Копылов И.П.** Математическое моделирование электрических машин: Учебн. Для вузов по спец. "Электрические машины". – М.:Высш. шк., 1987. – 248 с.:ил.
2. **Вербовой П.Ф., Сьянов А.М.** Математические модели регулируемых асинхронных двигателей с внешним массивным ферромагнитным ротором.

ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА В ПОДГОТОВКЕ РАЗРАБОТЧИКА ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ

Хлуденев А.В.

Оренбургский государственный университет, г.Оренбург

Одним из основных направлений профессиональной деятельности инженеров по специальности «Промышленная электроника» является разработка и эксплуатация встраиваемых систем. Под встраиваемыми системами (Embedded systems) понимают технические средства обработки информации и управления, которые встраиваются в управляемые объекты.

Характерными особенностями встраиваемых систем являются низкое энергопотребление и малые размеры. Основой построения встраиваемых систем могут служить одноплатные или однокристальные микроконтроллеры, специализированные или универсальные микропроцессоры, интегральные схемы программируемой логики (ПЛИС). Процессор и системная логика, а также некоторые другие функциональные блоки могут быть совмещены на одном кристалле (системы на кристалле).

Рынок встраиваемых систем – один из самых динамично развивающихся сегментов рынка электроники. Он предоставляет огромные возможности разработчикам и поставщикам электронных и программных модулей, разработчикам конечного оборудования и системным интеграторам.

В нашей стране, начиная с 2008 года, по данному направлению ежегодно проводятся специализированные выставки и научные конференции. В 2009 году начал издаваться журнал «Встраиваемые системы», который освещает развитие рынка встраиваемых технологий. Издание представляет ведущих игроков российского рынка, их позиционирование и ключевые компетенции; дает обзоры новых разработок лидеров мирового рынка встраиваемых систем и представляет лучшие разработки российских компаний; продвигает новые прогрессивные технологии микроэлектроники для встраиваемых систем.

Разработчиков встраиваемых систем принято называть эмбеддерами, средой их профессионального общения являются многочисленные сайты, в числе которых embedders.org.

На кафедре промышленной электроники и информационно-измерительной техники ГОУ ОГУ подготовка специалистов в области встраиваемых систем ведется по двум направлениям.

Первое направление связано с разработкой встраиваемых средств на базе однокристальных микроконтроллеров. В учебном процессе используется элементная база и инструментальные средства компании Microchip Inc. На кафедре разработаны и изготовлены отладочные платы, выполненные на базе микроконтроллеров семейства PIC16F87х. Выбор этих моделей связан с наличием встроенных на кристалле средств отладки, а также разнообразных периферийных модулей. На базе отладочной платы можно разработать различные информационные и управляющие устройства промышленной электроники. Процесс разработки и отладки программного кода выполняется в

среде интегрированной инструментальной системы MPLAB IDE, которая свободно распространяется фирмой Microchip Inc. через сеть Интернет.

Интегрированная инструментальная система MPLAB IDE имеет встроенные средства верификации программного кода на программно-логических моделях микроконтроллеров (симулятор-отладчик). Эти средства позволяют обеспечить автономную отладку программного кода, под которой понимают контроль функционирования, локализацию и устранение допущенных ошибок. Однако этот контроль является ограниченным и неполным. Многие ошибки можно обнаружить, локализовать и исправить только при выполнении программного кода целевым микроконтроллером в реальном включении. Эту работу выполняют на этапе комплексной отладки. Для ее выполнения на лабораторных занятиях и курсовом проектировании студенты используют отладочные платы и инструментальные средства, делающие этот процесс управляемым и прозрачным.

Второе направление подготовки связано с разработкой встраиваемых средств на базе ПЛИС. В учебном процессе используется элементная база и инструментальные средства компании Altera Corporation. Отладочные стенды SDK 6.1 производства ООО «ЛМТ» (Санкт-Петербург) выполнены на программируемых вентильных матрицах (FPGA) семейства Cyclone. Процесс разработки и отладки проекта выполняется в среде интегрированной инструментальной системы Quartus II Web Edition. Инструменты системы позволяют формировать описания проектов на одном из языков описания аппаратуры (HDL), выполнять логический синтез, размещение, трассировку программируемых связей и верификацию. Проектируемое устройство можно экспериментально исследовать на стенде SDK 6.1 после загрузки кода конфигурации на кристалл FPGA. Ресурсы FPGA семейства Cyclone и отладочного стенда SDK 6.1 позволяют аппаратно реализовать различные алгоритмы обработки информации и управления.

Использование инструментальных средств разработчика встраиваемых систем позволяет максимально приблизить среду учебного процесса к современному профессиональному уровню, студентам получить практический опыт работы с современной элементной базой. Уровень сложности выполняемых учебных задач должен позволять студентам получать законченные решения на лабораторных занятиях, в рамках курсового и дипломного проектирования.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ СПОСОБОВ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛОВ В ДИСЦИПЛИНАХ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ ПО ПРОМЭЛЕКТРОНИКЕ

Булатов В.Н., Тимонов Е.С., Косарев Н.А.
Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

В современных телеметрических информационно-измерительных системах (ТИИС), изучаемых в рамках дисциплин специализации «Синтез информационных и управляющих систем», «Цифровая обработка сигналов», существенная часть информационного преобразования, как правило, производится над образом сигнала в частотной области. Преимущество такого подхода особенно сказывается при информативном колебании (модулированном колебании) *с конечной шириной спектра, представленного в смеси с широкополосным шумом.*

Для получения значений дискретизированных сигналов используются, главным образом, аналогово-цифровые преобразования (АЦП) с *равномерной дискретизацией*. Подобное представление сигнала ориентировано для достаточно простых и эффективных алгоритмов цифровой обработки в частотной области. Именно для обработки подобных массивов значений разработаны дискретное и быстрое преобразования Фурье.

Однако при решении ряда задач по цифровой обработке сигналов приходится сталкиваться с *неравномерной дискретизацией* сигналов, обусловленной, например, использованием АЦП с генерацией выходных кодов по моментам сравнения входного сигнала с уровнями квантования. Решение задач обработки подобных сигналов в частотной области требует разработки спектрально-временного метода преобразования цифровых сигналов с неравномерной дискретизацией с установленной методической погрешностью. Для решения этих задач требуется использовать знания из специальных разделов математики [1], относящихся к численным методам. Изложению методики использования численных методов в обработке зашумленного модулированного колебания, являющегося предметом изучения в рамках указанных дисциплин, посвящена настоящая работа.

Сформулированная задача решается в два этапа:

1-й этап – аппроксимация сигнала с неравномерной дискретизацией аналитическим выражением (интерполяция по множеству значений сигнала) с установленной погрешностью;

2-й этап – получение решения спектрального преобразования аппроксимированного сигнала в аналитическом виде.

1. Выбор аппроксимации сигнала с неравномерной дискретизацией

Пусть на отрезке $[t_0, t_n]$ заданы $n+1$ точек $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$, которые называются узлами интерполяции, и имеются значения некоторого сигнала $e(t)$ в этих точках:

$$e(t_0)=e_0, e(t_1)=e_1, e(t_2)=e_2, \dots, e(t_n)=e_n. \quad (1)$$

При этом в общем случае допускается, что

$$t_1 - t_0 \neq t_2 - t_1 \neq t_3 - t_2 \neq \dots \neq t_n - t_{n-1}.$$

Требуется построить функцию $f(t)$ (интерполирующую функцию), принадлежащую известному классу и принимающую в узлах интерполяции те же значения, что и $e(t)$, то есть такую, чтобы

$$f(t_0)=e_0, f(t_1)=e_1, f(t_2)=e_2, \dots, f(t_n)=e_n. \quad (2)$$

В такой общей постановке задача может иметь бесчисленное множество решений. Однако эта задача становится однозначной, если вместо произвольной функции $f(t)$ искать полином $P_n(t)$ степени не выше n , удовлетворяющий условиям (2), то есть такой, чтобы:

$$P_n(t_0)=e_0, P_n(t_1)=e_1, P_n(t_2)=e_2, \dots, P_n(t_n)=e_n. \quad (3)$$

Для решения поставленной задачи подходят интерполяционные формулы Лагранжа и Ньютона, так как остальные известные авторам интерполяционные формулы рассчитаны на равномерную или специальную дискретизацию.

Анализ алгоритма формирования интерполяционных формул Лагранжа и Ньютона показывает, что из названных полиномиальных формул наилучшим образом для цифровой обработки подходит полином Ньютона, так как при необходимости изменения значения n полином Лагранжа надо строить заново.

Полином Ньютона строится на основе разделенных разностей, что при изменении значения n приводит к вычислению или исключению высшего порядка разделенных разностей.

Обозначим разделенные разности следующим образом.

Разделенная разность первого порядка функции $e(t)$:

$$e(t_0; t_1) = \Delta_{11} = \frac{e(t_1) - e(t_0)}{t_1 - t_0}; \dots; e(t_{n-1}; t_n) = \Delta_{1n} = \frac{e(t_n) - e(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}}. \quad (4)$$

Разделенная разность второго порядка функции $e(t)$:

$$e(t_0; t_1; t_2) = \Delta_{21} = \frac{\Delta_{12} - \Delta_{11}}{t_2 - t_0}; \dots; e(t_{n-2}; t_{n-1}; t_n) = \Delta_{2(n-1)} = \frac{\Delta_{1n} - \Delta_{1(n-1)}}{t_n - t_{n-2}}. \quad (5)$$

Учитывая очевидную закономерность формирования разделенных разностей, можно записать разделенную разность высшего порядка, которая оказывается единственной, завершающей пирамиду вычисляемых значений разделенных разностей:

$$e(t_0; t_1; \dots; t_n) = \Delta_{n1} = \frac{\Delta_{(n-1)2} - \Delta_{(n-1)1}}{t_n - t_0}. \quad (7)$$

Интерполяционный многочлен Ньютона для неравных промежутков с учетом (4)-(7) будет определяться алгебраическим многочленом n -й степени:

$$P_n(t) = e(t_0) + (t - t_0)\Delta_{11} + (t - t_0)(t - t_1)\Delta_{21} + \dots + (t - t_0)\dots(t - t_{n-1})\Delta_{n1}. \quad (8)$$

Это есть ни что иное, как степенной полином вида

$$P_n(t) = a_n t^n + a_{n-1} t^{n-1} + a_{n-2} t^{n-2} + \dots + a_0. \quad (9)$$

Из выражения (8) очевидно определение только двух коэффициентов:

$$a_n = \Delta_{n1}; \quad a_0 = e(t_0) + \sum_{i=1}^n [(-1)^i \Delta_{i1} \prod_{j=0}^{i-1} t_j]. \quad (10)$$

Формула для вычисления остальных коэффициентов a_i для (9) при $n > 3$ была получена в результате достаточно сложной систематизации сумм произведений из выражения (8) для весовых множителей перед степенным аргументом t^i , которая выглядит следующим образом:

$$a_i = \sum_{m=1}^n [(-1)^{m+i} K_{i(m-i)} \Delta_{i1}], \quad (11)$$

где коэффициенты K_{ij} принадлежат неполной двухмерной матрице значений, определяемые как:

$$K_{ij} = \begin{cases} K_{i0} = 1 \text{ при } i \in [1, n]; \\ K_{i1} = \prod_{m=1}^i t_m \text{ при } i \in [1, (n-1)]; \\ K_{1j} = K_{1(j-1)} t_j + \prod_{k=0}^{j-1} t_k \text{ при } j \in [2, (n-1)]; \\ K_{ij} = K_{i(j-1)} t_{i+(j-1)} + K_{(i-1)j} \text{ при } j \in [2, (n-2)], i \in [2, (n-j)]. \end{cases} \quad (12)$$

Из анализа выражений (4)-(7) и (10)-(12) следует, что процесс вычисления коэффициентов a_i для степенного полинома вида (9) хорошо алгоритмируется и, с точки зрения цифровой обработки сигнала $e(t)$ по его выборкам e_i , является эффективной основой для получения аналитического выражения аппроксимированного сигнала $e(t)$ на интервале $[t_0, t_n]$.

Определение погрешности аппроксимации (9) функции сигнала $e(t)$, представленного выборками с неравномерной дискретизацией, желательно разработать – с учетом сделанных в начале заключений – для частотной области. Для этого необходимо получить корректное решение спектрального преобразования для выражения вида (9).

2. Решение спектрального преобразования аппроксимированного сигнала в аналитическом виде

По условиям интегрируемости степенных рядов спектральную характеристику сигнала, представленного (9), можно записать как

$$S(\omega) = S_0(\omega) + S_1(\omega) + S_2(\omega) + S_4(\omega) + \dots + S_n(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega), \quad (13)$$

где каждое слагаемое в общем случае можно представить интегральным преобразованием в виде первообразной (без учета пределов интегрирования) [2]:

$$S_0(\omega) = \int a_0 \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_0;$$

$$S_1(\omega) = \int a_1 t \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_1 \left(t - \frac{1}{-j\omega} \right);$$

$$S_n(\omega) = \int a_n t^n \exp(-j\omega t) dt = \frac{\exp(-j\omega t)}{-j\omega} a_n \left(t^n - \frac{nt^{n-1}}{-j\omega} + \frac{n(n-1)t^{n-2}}{(-j\omega)^2} - \frac{n(n-1)(n-2)t^{n-3}}{(-j\omega)^3} + \frac{n(n-1)(n-2)(n-3)t^{n-4}}{(-j\omega)^4} - \dots + (-1)^n \frac{n!}{(-j\omega)^n} \right).$$

Подставив в выражение (13) полученные выше выражения для $S_i(\omega)$ и произведя систематизацию по a_i , можно получить следующее *интегральное решение в виде первообразной* для спектральной характеристики функции вида (9):

$$S(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega) = \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{t^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!}. \quad (14)$$

Полученное выражение (14) замечательно тем, что оно для функций вида (9):

- получено в виде первообразной функции для неопределенного интеграла;
- не содержит погрешности спектрального преобразования;
- хорошо алгоритмируется, то есть является удобным для программирования вычисления значений $S(\omega)$ для различных частот ω .

При вычислении спектральной плотности произвольного отрезка функции $e(t)$ с целью исключения накопления ошибок вычислений, связанных с возведением в степень больших значений t , кроме нормирования t , необходимо привязывать отрезок к началу координат, используя теорему о смещении. Применяя понятие *сечения* спектрального преобразования длительностью

$$\tau = t_n - t_0, \quad (15)$$

на основе первообразной (14) получим выражение спектральной плотности для любого отрезка $[0, \tau]$ функции $e(t)$, представленного $n+1$ выборками и отстоящего от начала координат на величину t_0 :

$$S(\omega) = \sum_{i=0}^n S_i(\omega) = \frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{t^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!} \Big|_{t_0}^{t_0 + \tau} = \left\{ \left[e^{-j\omega \tau} \sum_{i=0}^n a_i i! \sum_{k=0}^i (-1)^k \frac{\tau^{i-k}}{(-j\omega)^k (i-k)!} \right] - \left[\sum_{i=0}^n a_i i! \frac{1}{(j\omega)^i} \right] \right\} \cdot \frac{\exp(-j\omega t_0)}{-j\omega}. \quad (16)$$

Практический интерес для цифровой обработки представляют сигналы, представленные сложными колебаниями с *гармонической несущей*. Функции

подобных сигналов раскладываются в степенные ряды, в связи с чем, изъятие только нужного полинома, состоящего из первых членов степенного ряда, в качестве аппроксимирующей функции неизбежно приведет к погрешности аппроксимации. Следовательно, чтобы пользоваться рассмотренной выше технологий для гармонических колебаний, нужно разработать методику оценки указанной погрешности.

3. Оценка погрешности аппроксимации гармонического колебания полиномом Ньютона

При исследовании характера погрешности аппроксимации была взята норма в виде отношения числа узлов интерполяции (моментов отсчетов), приходящейся на период синусоидального колебания, при этом крайние узлы совпадали соответственно с началом и окончанием периода колебаний. В результате исследования было получено семейство функций ошибки $\delta_n(t) = e(t) - P_n(t)$.

Наибольший интерес для анализа влияния ошибки аппроксимации на процесс цифровой обработки сигнала $e(t)$ представляет аналитическое выражение этой ошибки. Для нечетных значений $n=7,9,11,\dots,17,19$, которые являются наиболее востребованными для обеспечения параметров обработки «скорость ... качество», было получено с приведенной погрешностью не более 10% выражение, аппроксимирующее указанную погрешность на интервале τ :

$$\delta(t) = (-1)^{\frac{n+1}{2}} \frac{0,0165n^3 - 0,113n^2 - 0,242n + 1,93}{10^{n-5}} \sin\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right) \left[\exp\left(\frac{-n\pi(\tau-t)}{\tau}\right) - \exp\left(\frac{-n\pi t}{\tau}\right) \right]. \quad (17)$$

Первый множитель в выражении (17) является весовым и зависит от числа узлов интерполяции (отсчетов), который можно обозначить как

$$g_n = (-1)^{\frac{n+1}{2}} \frac{0,0165n^3 - 0,113n^2 - 0,242n + 1,93}{10^{n-5}}. \quad (18)$$

С учетом (18), а также учитывая быстрое затухание экспонент в выражении (17) в пределах интервала аппроксимации τ , можно вывести выражение для спектральной плотности функции ошибки:

$$\begin{aligned} S_{er}(\omega) &= \int_0^{\tau} g_n \sin\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right) \left[\exp\left(\frac{-n\pi(\tau-t)}{\tau}\right) - \exp\left(\frac{-n\pi t}{\tau}\right) \right] e^{-j\omega t} dt \approx \\ &= g_n \frac{n\pi}{\tau} \frac{2\omega^2 \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) + j4 \left[\omega \frac{n\pi}{\tau} \cos\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) - \left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^2 \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right]}{4\left(\frac{n\pi}{\tau}\right)^4 + \omega^4} e^{-j\omega\tau}. \end{aligned} \quad (19)$$

Выражение (19) было проверено на функции $\sin(0,2\pi t)$ при различных значениях n на основе сравнения с выражением

$$S_{er}(\omega) = \int_0^t (e(t) - P_n(t)) e^{-j\omega t} dt \quad (20)$$

с использованием численных методов интегрирования комплексных функций. При этом было установлено, что *при равномерной дискретизации* в области несущей спектры (19) и (20) совпадают.

При случайном распределении интервалов дискретизации с равномерным законом распределения амплитудный спектр ошибки достигает минимума. Это объясняется тем, что спектр функции ошибки при неравномерной дискретизации приближается к спектру «белого» шума, то есть становится более равномерным, а не сосредотачивается в области частот, кратных частоте несущей.

На основе (19) была получена функция *огibaющей спектра функции ошибки интерполяции*, которая является незаменимой при эскизной оценке наличия шумов интерполяции во всем диапазоне частот:

$$S_{erO} = g_n \frac{\tau}{n\pi} \cdot \frac{\sqrt{\left(\frac{2n\pi}{\tau}\right)^4 + 4\omega^4}}{\left(\frac{2n\pi}{\tau}\right)^2 + \omega^4 \left(\frac{\tau}{n\pi}\right)^2} \quad (23)$$

Таким образом, получен математический инструмент с установленными погрешностями для спектрального анализа аппроксимированного колебания с неравномерной дискретизацией на конечном интервале (сечении) времени.

В целом для внедрения в учебный процесс в части практических занятий и лабораторных исследований получено универсальное безынтегральное выражение для вычисления спектра сигналов, аппроксимированных по выборкам сигналов степенным полиномом, с установленной методической погрешностью.

Список литературы

1. **Волков, Е.А.** Численные методы: Учебное пособие для вузов. – М.: Наука. Гл. изд. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.
2. **Булатов, В.Н.** Спектрально-импульсные методы воспроизведения и трансформации фазовых спектров. – Оренбург: ОГУ, 2001. – 290 с.:ил. – ISBN-5-7410-0605-1.

МАГНИТНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА ПРИ ДИНАМИЧЕСКОМ ЭКСЦЕНТРИСИТЕТЕ РОТОРА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Сурков Д.В., Митрофанов С.В.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

При расчете магнитного поля в воздушном зазоре (ВЗ) электрических машин методом гармонических составляющих удельной магнитной проводимости необходимо получить выражения для магнитной проводимости с учетом различных видов неравномерности ВЗ. Одним из таких видов является динамический эксцентриситет.

В самом простом случае динамический эксцентриситет появляется при параллельном смещении оси внешней поверхности ротора относительно оси его вращения, при этом поверхность ротора остается цилиндрической. При таком рассмотрении форма ВЗ остается такой же, как при статическом эксцентриситете (смещении оси вращения ротора относительно оси статора), но положение минимального зазора изменяется и определяется частотой вращения ротора. Динамический эксцентриситет может существовать вместе со статическим эксцентриситетом. На практике динамический эксцентриситет имеет небольшие значения (примерно 10 %) и обусловлен технологическими погрешностями при изготовлении ротора или дефектами, возникшими при эксплуатации машины.

Гармоники магнитного поля, возникающие при динамическом эксцентриситете, наводят ЭДС в обмотке статора или специальных измерительных катушках. По величине этой ЭДС можно проводить диагностику динамического эксцентриситета методами, описанными в [1].

В данной работе будут использоваться относительные значения статического $\varepsilon = \frac{e}{\delta_0}$ и динамического эксцентриситета $\varepsilon' = \frac{e'}{\delta_0}$, где e и e' - смещение оси поверхности ротора при статическом и динамическом эксцентриситете; δ_0 - величина номинального ВЗ.

При динамическом эксцентриситете возникают пульсации магнитной проводимости воздушного зазора (ПВЗ), частота которых определяется частотой вращения ротора. При числе пар полюсов $p > 1$ появляются дробные гармоники частоты, кратной f_1/p , где f_1 - частота питающей сети. В таблице 1 приведены частоты гармоник поля в асинхронном двигателе АИР100S4, возникающие при динамическом эксцентриситете. Из этой таблицы видно, что при $\varepsilon' \neq 0$ в ВЗ появляется множество гармоник, индуцирующих в обмотках статора ЭДС различных частот, что является выраженным признаком наличия динамического эксцентриситета.

Таблица 1 – Частоты гармоник в спектре ЭДС АИР100S4, Гц

$\varepsilon' = 0$	50, 600, 700, 1250, 1350
$\varepsilon' \neq 0$	25, 50 , 75, 100, 125, 150, 175, 200, 225, 250, 275, 300, 350, 375, 400, 425, 450, 475, 500, 525, 550, 575, 600 , 625, 650, 675, 700 , 725, 750, 775, 800, 825, 850, 875, 900, 925, 950, 1000, 1025, 1050, 1075, 1100, 1125, 1150, 1175, 1200, 1225, 1250 , 1275, 1300, 1325, 1350 , 1375, 1400, 1425, 1450, 1475, 1500, 1525, 1550, 1575, 1600

Примечание. При расчете частот учитывались гармоники ПВЗ от зубчатости магнитопроводов 1-го и 2-го порядка. Курсивом выделены частоты гармоник, имеющих в спектре ЭДС при $\varepsilon' = 0$.

При наличии только динамического эксцентриситета ПВЗ определяется по формуле, аналогичной ПВЗ при статическом эксцентриситете, но гармоники ПВЗ, вызванные наличием эксцентриситета ротора, вращаются с частотой, равной частоте вращения ротора:

$$\begin{aligned} \sum \tilde{\lambda}_\delta = & \left[\Lambda_{e0} + \sum_{k_\lambda=1}^{\infty} \Lambda_{ek_\lambda} \cos k_\lambda \left(\frac{1-s}{p} \omega t - \varphi - \varphi_\varepsilon \right) \right] \times \\ & \times \left[1 + \sum_{k_{z1}=1}^{\infty} \sum_{n_{z1}=-\infty}^{\infty} \Lambda_{z1k_{z1}n_{z1}} \cos(k_{z1}Z_1 + n_{z1})(\varphi - \varphi_\varepsilon) \right] \times \\ & \times \left[1 + \sum_{k_{z2}=1}^{\infty} \sum_{n_{z2}=-\infty}^{\infty} \Lambda_{z2k_{z2}n_{z2}} \cos \left((k_{z2}Z_2 + n_{z2})(\varphi - \varphi_\varepsilon) + \frac{k_{z2}Z_2(1-s)\omega t}{p} \right) \right], \end{aligned}$$

где $\Lambda_{e0} = \frac{\mu_0}{\delta k_\delta}$ - постоянная составляющая ПВЗ;

Λ_{ek_λ} - амплитуды гармоник ПВЗ, возникающих при эксцентриситете ротора;

$\Lambda_{z1k_{z1}n_{z1}}$, $\Lambda_{z2k_{z2}n_{z2}}$ - амплитуды гармоник ПВЗ, вызванных зубчатостью магнитопроводов и определяемых с учетом эксцентриситета по выражениям, приведенным в [2];

s - скольжение ротора;

Z_1 , Z_2 - число пазов статора и ротора;

ω - угловая частота питающего напряжения;

φ , φ_ε - угловые координаты направления смещения ротора при

статическом и динамическом эксцентриситете.

В данной формуле каждое слагаемое $\tilde{\lambda}_\delta$ представляет собой гармоническую составляющую результирующей ПВЗ.

Расчет ПВЗ при наличии статического и динамического эксцентриситета начнем с определения величины ВЗ δ . Достаточно точный результат дает следующая формула:

$$\delta(\varphi) = \delta_0 [1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon) - \varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')]. \quad (1)$$

Погрешность (1) для асинхронных машин серийного производства составляет не более 2 %.

С учетом (1) ПВЗ:

$$\sum \tilde{\lambda}_\delta = \lambda_\delta(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{\delta_0 k_\delta(\varphi, t) [1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon) - \varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')]}, \quad (2)$$

где $\varphi_\varepsilon' = \frac{1-s}{p} \omega t - \varphi_{\varepsilon 0}'$ – направление смещения ротора относительно оси его вращения в момент времени t ;

$\varphi_{\varepsilon 0}'$ – направление смещения ротора относительно оси его вращения в момент времени $t = 0$.

Разлагая (2) в степенной ряд, получаем:

$$\frac{1}{1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon) - \varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')} = \frac{1}{1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{[\varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')]^k}{[1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)]^{k+1}},$$

$$\sum \tilde{\lambda}_\delta = \frac{\mu_0}{\delta_0 k_\delta(\varphi, t) [1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)]} + \frac{\mu_0}{\delta_0 k_\delta(\varphi, t)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{[\varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')]^k}{[1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)]^{k+1}}. \quad (3)$$

Первое слагаемое в (3) представляет собой ПВЗ $\lambda_{st}(\varphi)$, вызванную статическим эксцентриситетом. Второе слагаемое в (3) дает ПВЗ $\lambda_{dn}(\varphi, t)$, вызванную наличием динамического эксцентриситета.

После преобразования (3) получаем:

$$\sum \tilde{\lambda}_\delta = \frac{\mu_0}{\delta_0 k_\delta(\varphi, t) [1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)]} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon')}{1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon)} \right]^k \right). \quad (4)$$

Правая часть (4) представляет собой гармоники проводимости ВЗ от динамического эксцентриситета $\sum \tilde{\lambda}_{\delta\varepsilon'}$. Разлагая выражение $1/(1 - \varepsilon \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon))$ в ряд Фурье получаем:

$$\sum \tilde{\lambda}_{\delta\varepsilon'} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon') \sum_{k'=0}^{\infty} \Lambda_{k'} \cos(k'[\varphi - \varphi_\varepsilon]) \right]^k. \quad (5)$$

В выражении (5) в сумме по индексу k каждое слагаемое представляет собой сумму гармоник. Расчеты показали, что при динамическом эксцентриситете $\varepsilon' < 0,1$ и условии $\varepsilon + \varepsilon' < 0,9$ в (5) достаточно учитывать составляющие при $k=1$. При $\varepsilon + \varepsilon' \geq 0,9$ необходимо увеличивать значения $k > 1$. Например, при $\varepsilon + \varepsilon' = 0,95$ для получения достаточной точности необходимо брать $k_{\max} = 3 \div 4$.

Динамический эксцентриситет обычно имеет небольшое значение, обусловленное технологическими погрешностями изготовления ротора. Поэтому изменением амплитуды зубцовых гармоник ПВЗ $\Lambda_{z_1 k_{z_1} n_{z_1}}$ и $\Lambda_{z_2 k_{z_2} n_{z_2}}$ от динамического эксцентриситета можно пренебречь. Тогда полная проводимость ВЗ с учетом зубчатости магнитопроводов, статического и динамического эксцентриситета будет определяться выражением:

$$\begin{aligned} \sum \tilde{\lambda}_\delta = & \left[\Lambda_{e0} + \sum_{k_\lambda=1}^{\infty} \Lambda_{ek_\lambda} \cos k_\lambda (\varphi - \varphi_\varepsilon) \right] \times \\ & \times \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\varepsilon' \cos(\varphi - \varphi_\varepsilon') \sum_{k'=0}^{\infty} \Lambda_{k'} \cos(k'[\varphi - \varphi_\varepsilon]) \right]^k \right] \times \\ & \times \left[1 + \sum_{k_{z_1}=1}^{\infty} \sum_{n_{z_1}=-\infty}^{\infty} \Lambda_{z_1 k_{z_1} n_{z_1}} \cos(k_{z_1} Z_1 + n_{z_1})(\varphi - \varphi_\varepsilon) \right] \times \\ & \times \left[1 + \sum_{k_{z_2}=1}^{\infty} \sum_{n_{z_2}=-\infty}^{\infty} \Lambda_{z_2 k_{z_2} n_{z_2}} \cos \left((k_{z_2} Z_2 + n_{z_2})(\varphi - \varphi_\varepsilon) + \frac{k_{z_2} Z_2 \omega t}{p} \right) \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Формула (6) позволяет рассчитывать гармоники ПВЗ при наличии статического и динамического эксцентриситетов методом удельной проводимости ВЗ. Расчет гармоник индукции в ВЗ, вызванных динамическим эксцентриситетом может быть проведен методом, описанным в [3].

Список литературы

1. **Никиян, Н.Г.** Освоение и оценка методов электромагнитной диагностики эксцентриситета ротора асинхронных двигателей. / Н.Г. Никиян, Д.В. Сурков // Вестник ОГУ, №2 2005 с.163-166.

2. **Никиян, Н.Г.** Уточнение методики расчета тарировочных зависимостей для диагностики эксцентриситета ротора асинхронных двигателей / Н.Г. Никиян, Д.В. Сурков // Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Энергосбережение, электрооборудование, электроника». – Оренбург: Оренбургский государственный университет, - 2005. – 120 с. с.57-60.

3. **Сурков, Д.В.** *Методика расчета магнитного поля в воздушном зазоре асинхронного двигателя при статическом эксцентриситете ротора / Д.В. Сурков, Н.Г. Никиян // Труды всероссийской научно-технической конференции «Энергетика: состояние, проблемы, перспективы» – Оренбург: ИПК ГОУ ОГУ, 2007. – 554с. С.191.*

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Фролов С.С.

Оренбургский государственный университет, г.Оренбург

Во многих областях производства и жизнедеятельности востребованы низкочастотные информационно-измерительные системы (НИИС), осуществляющие преобразование, приём и передачу измерительной информации в диапазоне от 0.01 Гц до 12 кГц, то есть в области инфранизких (ИНЧ) и начале диапазона низких частот (НЧ). К таким системам можно отнести:

- 1) В энергетике:
 - НИИС контроля параметров подачи и расхода энергоресурсов, параметров качества вырабатываемой электроэнергетики;
 - НИИС контроля входных, выходных и внутренних параметров силовых электронных преобразователей объектов малой энергетики - дизельных, бензиновых, ветровых электростанций, электростанций на основе солнечной энергии.
- 2) В отраслях, смежных с энергетикой - некоторые НИИС телеметрии и телеуправления:
 - станций катодной защиты на предприятиях нефте- и газодобычи;
 - неразрушающего контроля штанговых глубинных нефтяных насосных установок.
- 3) НИИС спектральной вибродиагностики электродвигателей и электромеханических установок.

1. Актуальность задачи

Для обработки указанными НИИС измерительной информации с достоверностью, удовлетворяющей техническим условиям, в процессе их разработки, промышленного производства и технического обслуживания востребованы операции метрологического контроля и анализа их определяющих характеристик. В том числе и амплитудно-фазочастотных характеристик (АФЧХ) линейных четырёхполюсных измерительных элементов, входящих в НИИС. Для чего необходимы соответствующие высокоточные ИИС, позволяющие измерять значения АФЧХ:

- 1) с высокой разрешающей способностью по частоте:
 - количеством частотных выборок в диапазоне измерения $N_f \geq 30 \cdot 10^3$;
 - и шагом дискретизации по частоте $\delta f < 0.001 \text{ Гц}$;
- 2) с погрешностью измерения отсчётов АЧХ и ФЧХ - не более 6.7%.

2. Характеристика существующих методов и ИИС измерения АФЧХ

Обзор [1-3] существующих методов измерения и ИИС АФЧХ показал следующее:

1. Ручные высокоточные методы анализа АФЧХ в области ИНЧ и НЧ неэффективны, так как для решения указанных задач требуют большого количества трудочасов.
2. В существующих автоматизированных ИИС АФЧХ применение анализаторов Фурье (на основе алгоритмов ДПФ или БПФ) позволяет измерить спектр выходного сигнала исследуемого четырехполюсника НИИС с удовлетворительной относительной погрешностью - менее 0.1%, и с приемлемым шагом дискретизации по частоте - менее 0.0001 Гц.
3. Однако существующие методы воспроизведения испытательных сигналов для воздействия на исследуемый четырехполюсник не позволяют сформировать в области ИНЧ и в начале области НЧ спектр:
 - с количеством частотных отсчётов в измеряемом диапазоне N_f более $1000 \ll 30 \cdot 10^3$;
 - с погрешностью задания амплитудного спектра менее 7%;
 - высокой степенью прямоугольности амплитудного спектра, влияющей на точность и объём вычислений АФЧХ, а также аппаратную и алгоритмическую сложность реализации анализатора Фурье;
 - с нулевым фазовым спектром, что также влияет на точность и объём операций для вычисления значений АФЧХ, аппаратную и алгоритмическую сложность реализации анализатора Фурье.

3. Характеристика цифровых методов формирования тестовых сигналов

Наиболее близкими к решению задачи воспроизведения входного спектра являются цифровые методы воспроизведения равноамплитудных полиномов (РАП) – функций, представляемых конечным рядом Фурье с одинаковыми амплитудами и нулевыми начальными фазами [1 – 3]. Например таких, как:

- равноамплитудные ряды косинусов

$$D_{Nf}(x) = \frac{\sin\left(\frac{(2Nf+1)x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)} = 1 + 2\cos(x) + 2\cos(2x) + \dots + 2\cos(Nfx) \quad (1)$$

$$\text{и } D_{Nf}(x) = \frac{\sin(Nfx)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)} = 2\cos\left(\frac{x}{2}\right) + 2\cos\left(\frac{3x}{2}\right) + \dots + 2\cos\left(\frac{(2Nf-1)x}{2}\right); \quad (2)$$

- равноамплитудный ряд синусов

$$Ds_N(x) = \sin\left(\frac{x}{2}\right) + \sin\left(\frac{3x}{2}\right) + \dots + \sin\left(\frac{(2N-1)x}{2}\right) = \frac{\sin^2\left(\frac{Nx}{2}\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)}; \quad (3)$$

- узкополосные равноамплитудные ряды косинусов

$$Dc_{N,n_0}(x) = \frac{\cos\left(\left(n_h + \frac{N-1}{2}\right)x\right)\sin\left(\frac{Nx}{2}\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)} = \sum_{n=0}^{N-1} \cos\{(n_h + n)x\}; \quad (4)$$

- синусов

$$Ds_{N,n_n}(x) = \frac{\sin\left(\left(n_n + \frac{N-1}{2}\right)x\right)\sin\left(\frac{Nx}{2}\right)}{\sin\left(\frac{x}{2}\right)} = \sum_{n=0}^{N-1} \sin\{(n_n + n)x\}. \quad (5)$$

В работе [4] выполнен анализ искажений спектров РАП при формировании их цифровыми методами по следующим характеристикам:

- степени прямоугольности или неравномерности δA амплитудного спектра (АС) в области измерения АФЧХ $f_n \leq f \leq f_g$ - величине, пропорциональной максимальному отклонению АС от среднего значения A_0 :

$$\delta A = \frac{2 \cdot \max_{f \in [f_n, f_g]} |A(f) - A_0|}{A_0}; \quad (6)$$

- относительному уровню паразитного спектра (ОУПС):

$$k_2 = \frac{\max_{f \notin [f_n, f_g]} |A(f)|}{A_0}; \quad (7)$$

- отклонению фазового спектра (ФС) от нуля

$$\Delta \psi = \max_{f \in [f_n, f_g]} |\psi(f)|. \quad (8)$$

Анализ показал ограниченность цифровых методов в плане увеличения диапазона измерения $f_n \dots f_g$ и числа частотных отсчётов N_f . Современные параллельные ЦАП с наивысшей разрядностью $m=16$ позволяют сформировать спектр с неравномерностью $\delta A \geq 6.8\%$, величиной $N_f \approx 5000$, для чего требуется объёмом памяти для хранения временных отсчётов полинома - 40 мегабайт. Последовательные ЦАП с более высокой разрядностью в связи с низкой производительностью ограничены в плане разрешающей способности формируемых спектров.

4. Методы воспроизведения РАП с улучшенной степенью прямоугольности

В работах [1] – [3], [5], [6] для улучшения точности воспроизведения прямоугольных спектров предложены методы интерполяции РАП (1) – (5):

- а) в работах [1], [2] - метод интерполяции РАП (1) и (2), названный методом амплитудной модуляции (АМ), интерполяционная функция (ИФ) которого описывается выражением

$$D1_N^{\approx}(x) = \begin{cases} (-1)^{j \cdot (N+1)} \cdot N \cdot \cos\left(\frac{N(x-2\pi j)}{4}\right) & \text{при } x \in \left(-\frac{2\pi}{N} + 2\pi j, \frac{2\pi}{N} + 2\pi j\right), \\ (-1)^{j \cdot (N+1)} |D_N(x_{0_i})| \sin\left(\frac{N(x-2\pi j)}{4}\right) & \text{при } |x - 2\pi j| \in \left[\frac{2\pi i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N}\right), \end{cases} \quad (9)$$

где - $x_{0_i} = \frac{\pi(2i+1)}{N}; i = 1, \dots, N-2; j \in Z$;

- б) в работе [5] – более точный комбинированный метод (КМ) интерполяции РАП (1) и (2), его ИФ описывается выражением

$$D2_{N,l,k}^{\approx}(x) = \begin{cases} \frac{(-1)^{j \cdot (N+1)} D_N(x_{0_{i1}})}{\pi_{N,l}(x_{0_{i1}})} \pi_{N,l}(x_j), & |x_j| \in \left[\frac{2\pi \cdot i1}{N}, \frac{2\pi(i1+1)}{N}\right) \\ (-1)^{j \cdot (N+1)} D_N(x_{0_i}) \sin\left|\frac{N \cdot x_j}{2}\right|, & |x_j| \in \left[\frac{2\pi \cdot i}{N}, \frac{2\pi(i+1)}{N}\right) \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{где } P_{N,l} = \cos\left(\frac{Nx}{4}\right) \cdot \cos\left(\frac{Nx}{8}\right) \cdot \dots \cdot \cos\left(\frac{Nx}{4 \cdot 2^l}\right) = \prod_{i'=0}^l \cos\left(\frac{Nx}{4 \cdot 2^{i'}}\right);$$

- $x_j = x - 2\pi j, j \in Z; x_{0_i} = \frac{\pi(2i+1)}{N}$, а $x_{0_{i1}} - i1$ -й локальный экстремум;
- $i1 = 0 \dots k, i = k + 1 \dots 0.5N, N=2f;$

- с) в работе [3] - кусочно-синусоидальный метод (КСМ) интерполяции равноамплитудного ряда синусов (3) модулированными по амплитуде и длительности отрезками синусоид. В виду громоздкости математического описания выражения ИФ метода в настоящем докладе не приводятся;
- д) в работе [6] - методы интерполяции узкополосных РАП (4) и (5), основанных на свойстве переноса низкочастотных спектров в область более высших частот с помощью перемножения функций РАП (1) – (3) и тригонометрической функции несущей

$$Dc_{N,n_n}^{\approx}(x) = \cos(\omega_0 x) \cdot D_N^{\approx}(x).$$

В работах [1] – [3], [5], [6] получены аналитические выражения спектров ИФ методов пунктов а) – д), результаты исследования характеристик искажения (6) – (8) которых - в таблице 1. На основании приведённых результатов можем установить следующее:

- а) Фазовое отклонение $\Delta\psi = 0$ для всех методов.
- б) Возможно формировать испытательные сигналы, искажение прямоугольности спектров которых - $\delta A \approx k_s = (0,26 \dots 6)\% < 7\%$ для неограниченного числа частотных отчётов N_f .

Таблица 1 - Характеристики искажений прямоугольности спектров ИФ методов

Метод	$\max(\delta A), \%$	$\max(k_s), \%$	$\Delta\psi, ^\circ$	$\max(N_f)$
АМ	10	7,6	0	$\gg 100$
КМ	0,26	0,26	0	$\gg 10000$
КСМ	6	6	0	$\gg 500$
интерполяции узкополосных РАП	0,26...6	0,26...6	0	$\gg 10000$

Также в [1] – [3], [5], [6] установлено - для воспроизведения одного периода РАП (1) – (5) требуется количество ячеек памяти, соизмеримое числом измеряемых отсчётов N_f .

5. Возможность технической реализации разработанных методов интерполяции. Их практическая значимость

По результатам работ [1] – [6] написана кандидатская диссертация [7], в последней главе которой рассмотрены структурные схемы электронных формирователей, реализующие ИФ (1) – (5). Функционирование вариантов электрических принципиальных схем формирователей низкочастотных РАП (1) – (3) проверено моделированием в программной среде Orcad 9.2.

Исследованиями установлено – дополнительная инструментальная составляющая искажений спектров выходных сигналов формирователей РАП не превышает 0.25% для АС и 0.8° для ФС.

Разработанные комбинированный и кусочно-синусоидальный методы формирования позволяют разработать информационно-измерительные системы параметров АФЧХ четырёхполюсников НИИС, указанных в разделе 1, удовлетворяющих техническим требованиям, сформулированным в том же разделе. Использование разработанных методов также уменьшит время анализа до 2 - 3 периодов сигнала воздействия.

Результаты моделирования электрических схем формирователей, смоделированных в программной среде Orcad 9.2, целесообразно реализовать и ввести в лабораторные измерительные установки по измерению АФЧХ в области ИНЧ для дисциплин, связанных с техническими измерениями, а также для изучения некоторых разделов электротехники.

Список литературы

1. **Фролов, С.С.** Генерация функции специального вида / Фролов С.С., Шевеленко В.Д. // Известия ТРТУ. Тематический выпуск: Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении». – Таганрог: Изд-во ТРТУ. - 2006. - №5. – с.122-126.

2. **Фролов, С.С.** Метод аппроксимации равноамплитудных полиномов / Фролов С.С., Шевеленко В.Д., Бурькова Е.В. // Вестник ОГУ. - Оренбург. - 2006. - №5. – с.148-156.

3. **Фролов, С.С.** Метод аппроксимации синусоидального равноамплитудного полинома / Фролов С.С., Шевеленко В.Д., Гусаров А.А. // Вестник ОГУ. - Оренбург. - 2006. - №9. Часть 2. – с.207 -215.

4. **Фролов, С.С.** Сравнительный анализ уточненного метода аппроксимации равноамплитудных полиномов с использованием амплитудной модуляции и цифрового метода формирования равноамплитудных полиномов / Фролов С.С. // Современные информационные технологии в науке, образовании и практике. Материалы V всероссийской научно-практической конференции / Оренбург.–ИПК ГОУ ОГУ–2006–с.207– 215.

5. **Фролов, С.С.** Уточнённый метод аппроксимации равноамплитудных полиномов / Фролов С.С., Шевеленко В.Д., Гусаров А.А. // Самара. – Известия СНЦ РАН. - 2006. - Т.8. - №4. - с. 1087-1096.

6. **Фролов, С.С.** Методы аппроксимации «полосовых» равноамплитудных полиномов / Фролов С.С. // Известия ТРТУ. Тематический выпуск: "Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении". – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2007. № 3 (75). – С. 70-77.

7. **Фролов, С.С.** Разработка методов повышения точности информационно-измерительных систем параметров амплитудно-фазочастотных характеристик. Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук / Фролов С.С. // Самара. – 2008. – 20 с.

О НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН В УСЛОВИЯХ ГОРНО-ОБОГАТИТЕЛЬНЫХ КОМБИНАТОВ

Ямансарин И.И.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

На горно–обогатительных комбинатах (ГОК), как и на многих других, основными потребителями электроэнергии (около 80 %) являются электродвигатели. Электродвигатели приводят в движение различное оборудование: электрический транспорт, ленточные транспортеры, электрические лебедки, подъемные машины, комбайны, дробилки, мельницы, флотомашинны и др. оборудование. Все это оборудование вводилось в эксплуатацию в разное время. Есть новое оборудование, но есть также, оборудование, которое эксплуатируется с начала основания предприятия. Поэтому на ГОКах можно встретить почти все серии и модификации электродвигателей: А, АО, АО2, 2А, 4А, АИР, 5А, ВАО, ВАО2, ВРМ, ВР и др.

Многие электродвигатели, имеющие одинаковые номинальные данные (мощность, частоту вращения), работают в одинаковых условиях, на одном и том же оборудовании. Причем условия эксплуатации довольно жесткие (частые пуски, реверсы, пыль до $70-695 \text{ мг/м}^3$ [1], повышенная влажность 85-99%, химически агрессивная среда, удаленность от источника питания, отсутствие защиты, низкий уровень подготовки эксплуатационного персонала).

Значительная часть электродвигателей, установленных на ГОКах – основного исполнения, предназначенных для эксплуатации при следующих значениях климатических факторов внешней среды: температура $\pm 25^\circ \text{C}$; влажность 40 -80 %; атмосферное давление 94 -106 кПа; запыленность воздуха не более 10 мг/м^3 [2].

Встречается также небольшая часть электрических двигателей взрывозащищенного и рудничного исполнения ВАО, ВАО2, ВРМ, 4АРН. Эти электродвигатели изготовлены на базе электродвигателей основного исполнения, только имеют дополнительные узлы взрывозащиты, уплотнения и защитные покрытия. Они предназначены для работы в подземных выработках, карьерах и на выработках в условиях окружающей среды, содержащей агенты коррозии, при запыленности воздуха до 100 мг/м^3 для двигателей рудничного исполнения. Для взрывозащищенных – запыленность не нормируется.

Согласно статистическим данным на горно–добывающем предприятии, средне – годовой выход двигателей в капитальный ремонт составляет 29 %. По данным из журналов «Приемки и выдачи из капитального ремонта» электрического оборудования, в среднем за год, на одном из ГОКов из строя выходит около 450 электродвигателей в год, что составляет 15 – 20 % от всего количества электрических машин, установленных на предприятии. Ежегодно затраты на ремонт электрических машин и содержание ремонтного цеха составляют около 7 миллионов рублей. Но затраты, связанные с ремонтом не так велики, по сравнению с затратами связанными с внеплановым (аварийным) простоем оборудования. Простой технологической цепочки ГГОК, в течении

одной секунды обходится в 300 – 350 рублей, а в сутки десятки миллионов рублей. Поэтому, чтобы избежать простоев приходится усложнять технологическую цепочку: создавать производственные запасы, устанавливать параллельно работающее оборудование и т.д. Но несмотря на это неплановые простои все же имеют место, и очень часто связаны с аварийным выходом из строя электрических машин.

На ГОКе существует система ППР, проводится ТО ЭМ. И согласно планам электрические машины должны служить безотказно до следующего планового ремонта.

Средняя наработка на отказ асинхронных двигателей на ГОКе до капитального ремонта составляет 3 года (9 – 12 тысяч часов). Режимы работы и условия окружающей среды меняют степень вероятности безотказной работы электрических машин в больших пределах. Поэтому срок службы однотипных двигателей при установке их на различных механизмах может отличаться в 7-10 раз. Исследования надежности и работоспособности приводных двигателей шахтных маневровых лебедок [4] показали, что их средний срок службы не превышает 4500 ч. По исследованиям [5] средняя наработка на отказ комбайновых двигателей составляет 6145 ч, двигателей скребковых конвейеров – 5940 ч, ленточных конвейеров – 7260 ч, толкателей – 6270 ч, двигателей насосов на маслостанциях – 9710 ч. Нарботка двигателей круговых опрокидывателей не превышает 500 ч.

Одной из основных причин низкого уровня надежности электропривода в горнорудной отраслях промышленности является высокая динамическая нагруженность всех элементов механизма, приводящая к интенсивному вибромеханическому и тепловому износу обмоток двигателя. Этому также способствует работа двигателей с перегрузкой, частыми пусками и остановками под нагрузкой, с пульсирующей нагрузкой в условиях ухудшенного охлаждения и высокой влажности. Следствием этого является перегрев обмотки при одновременном воздействии на неё электродинамических усилий, приводящих в итоге к разрушению изоляции. Ограниченная мощность шахтных электросетей, увеличивая время переходных процессов, приводит к дополнительному ускоренному вибромеханическому износу обмотки двигателей.

По данным статистики, основными источниками отказов электродвигателей является обмотка (80 %) и подшипниковый узел (20 %). Обмотка чаще всего выходит из строя из-за межвитковых замыканий. Межвитковые замыкания происходят из-за старения изоляции и коммутационных перенапряжений. Изоляция подвергается интенсивному износу из-за повышенной влажности, химически агрессивной среды, вибраций.

В подшипниковых узлах при дефектации обнаруживается пыль, которая попадает из окружающей среды. Пыль ускоряет износ подшипников. И они выходят из строя, а вместе с ними и вся машина.

Большая часть отказов электрических машин приходится на асинхронные двигатели мощностью до 50 кВт. Это связано с тем, что эти машины после монтажа и ввода в эксплуатацию работают до выхода из строя, без

технического обслуживания. Более мощные машины эксплуатируются в более благоприятных условиях, и им регулярно проводят текущие ремонты и т.д. Своевременное обслуживание (сушка изоляции, замена смазки в подшипниках, замена изношенных подшипников, восстановление посадочных поверхностей под подшипник, очистка наружной поверхности) значительно снижает аварийность электрических машин.

Рассчитать сколько прослужит электрическая машина в условиях горнодобывающего предприятия очень сложно. В настоящее время существует много моделей надежности для расчета срока службы электрических машин. Если произвести расчет срока службы по ним, то машина будет служить десятки лет. Но в них не учитываются такие воздействующие факторы, как запыленность, влажность, химически агрессивная среда, частые пуски. Основным воздействующим фактором в этих моделях является температура. Многие электродвигатели недогружены и тем не менее они отказывают.

Математическая модель надежности, разработанная для электрических машин в условиях ГОКа, помогла бы проектировщикам при выборе электрических машин для горного оборудования. Но она практически бесполезна для эксплуатирующего персонала, так как, карты наблюдения за каждой электрической машиной вести нет возможности.

Для персонала, который в данное время эксплуатирует оборудование важно правильно диагностировать электрическую машину, чтобы определить ее ресурс. Чтобы определить, сможет ли она безаварийно проработать до следующего капитального ремонта, и определить, когда следует провести капитальный ремонт. К диагностическому оборудованию должны предъявляться следующие требования: простота в обращении; небольшая стоимость; точность в определении ресурса электрической машины; электрическая машина должна диагностироваться без разборки. В условиях ГОКа в настоящее время диагностика электрических машин практически не проводится. А если и проводится, то самая примитивная, не отвечающая выше перечисленным требованиям.

Список литературы

- 1. Краткий справочник горного инженера. М., Недра, 1971. 519 с.*
- 2. Копылов И.П. Справочник по электрическим машинам. М., Энергоатомиздат, 1988. 456 с.*
- 3. Ванеев Б.Н. Надежность взрывозащищенного и рудничного электрооборудования. М., Недра, 1979. 302 с.*
- 4. Каика В.В. Исследование режимов работы и совершенствование электроприводов шахтных маневровых лебедок: дисс. на соискание степени канд. техн. наук. Донецк: ДПИ, 1978.*
- 5. Соболев В.Г., Кузьмин Г.С. Эксплуатационная надежность рудничных взрывобезопасных электродвигателей. – В кн.: Электротехническая промышленность. Сер. Электрические машины. М.: Информэлектро, 1976, вып. 2 (66).*

О ПЛАНИРОВАНИИ РАБОТЫ АСПИРАНТОВ ОЧНОГО ОБУЧЕНИЯ ИНЖЕНЕРНЫХ СПЕЦИАЛЬНОСТЕЙ

Никиян Н. Г.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

В период обучения в очной аспирантуре перед аспирантом возникают трудности материального, временного и организационного характера. Мы коснемся трудностей организационного характера.

Так уж повелось, что первый год обучения в аспирантуре уходит на углубленное изучение гуманитарных наук: философии (или истории философии), педагогики, иностранного языка. Интенсивная работа непосредственно над диссертацией начинается только со второго года обучения. Оставшиеся два года используются для теоретической, расчетной, экспериментальной работы аспиранта и написания диссертации. В итоге оказывается потерянным один год – первый. В течение этого года аспиранты посещают лекции и практические занятия по философии и педагогике, занимаются переводами с иностранного языка и...забывают о работе над диссертацией.

Часто по прошествии года и после сдачи кандидатских экзаменов аспирант покидает аспирантуру, так и не начав работы над диссертацией.

Не вызывает сомнения тот факт, что работу над диссертацией нужно начинать непосредственно после сдачи вступительных экзаменов в аспирантуру. Это – работа по освоению специальной литературы и формулированию задач исследования. Если аспирант не проявляет интереса и способности к усвоению материала, то дальнейшее принуждение его бесполезно. Аспирант подлежит отчислению.

Чтобы избежать такой ситуации потенциальный руководитель аспиранта должен во время обучения на старших курсах ВУЗа привлечь к научной работе студентов, подающих надежду для поступления в аспирантуру. Такой опыт у нас имеется, но, к сожалению, немногие выпускники ВУЗа сохраняют желание продолжать обучение в аспирантуре. Здесь сказываются стремление к финансовой самостоятельности молодого человека. Но вернемся к поставленной теме. Мы предлагаем следующую очередность работ аспиранта.

В течение первого года – освоение темы диссертации по специальной литературе и постановка задач исследования. Подбор оборудования для экспериментального исследования. Теоретическое решение поставленных задач (начало). Оформляется первая глава диссертации – обзор литературы, дополняемый в последующие годы.

Во время второго года обучения выполняется основная часть диссертационной работы:

- а) завершение решения теоретических задач,
- б) выполнение расчетов на ЭВМ для объектов исследования,
- в) проведение экспериментов, анализ экспериментальных и расчетных результатов.

Во время третьего года обучения выполняется написание второй и других глав диссертации, подготовка и сдача кандидатских экзаменов по гуманитарным наукам. Кандидатский экзамен по специальности аспирант сдает до представления диссертационной работы в диссертационный совет.

При такой очередности работы аспиранта руководителю уже на первом году становится ясным, будет ли успешной работа аспиранта в последующие годы.

Кстати, приемные экзамены в аспирантуру по техническим специальностям уже много лет проводятся именно в такой очередности: вначале экзамен по специальности и только после этого – по гуманитарным наукам. При этом сразу определяется «профпригодность» абитуриента.

Предлагаемая последовательность работы аспиранта в аспирантуре позволит уже на первом году определить его «профпригодность» и решить вопрос пребывания в аспирантуре уже через несколько месяцев после поступления в аспирантуру.

При существующей последовательности указанный вопрос обычно решается через год и более.

В случае предлагаемой последовательности работ в очной аспирантуре высвобождаемые средства стипендиального фонда университета можно направить на повышение стипендии тем аспирантам, которые работают успешно.

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ МОНОБЛОКА ТРАНЗИСТОРНОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

Бессонов В. Г., Безгин А.С., Сорокин В.А.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

Разработкой и исследованием транзисторного непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) уже несколько лет занимается научная группа ОАО «Рудоавтоматика» (г. Железногорск, Курская область) совместно с преподавателями кафедры автоматизированного электропривода ОГУ. Упрощенная структура моноблока транзисторного НПЧ с микропроцессорной системой управления представлена на рисунке 1. Три таких моноблока образуют трехфазно-трехфазный транзисторный НПЧ. В работах [1-2] подробно рассмотрены достоинства и недостатки данного преобразователя, релейный алгоритм коммутации ключей, обеспечивающий синусоидальные токи в нагрузке и рекуперацию энергии в сеть при тормозных режимах работы электропривода.

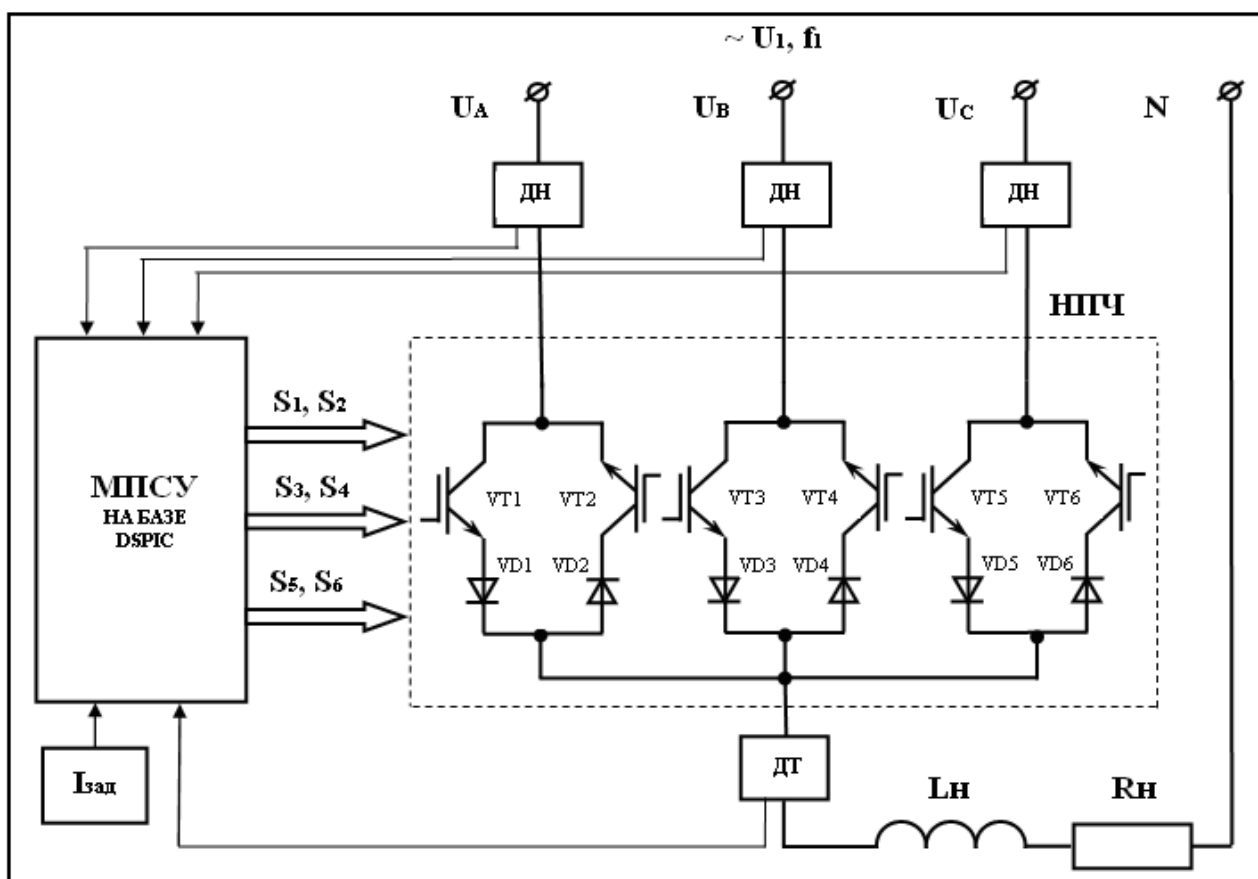


Рисунок 1 – Упрощенная структура моноблока транзисторного НПЧ с микропроцессорной системой управления

Обвязка IGBT-модулей моноблока транзисторного НПЧ представлена на рисунке 2.

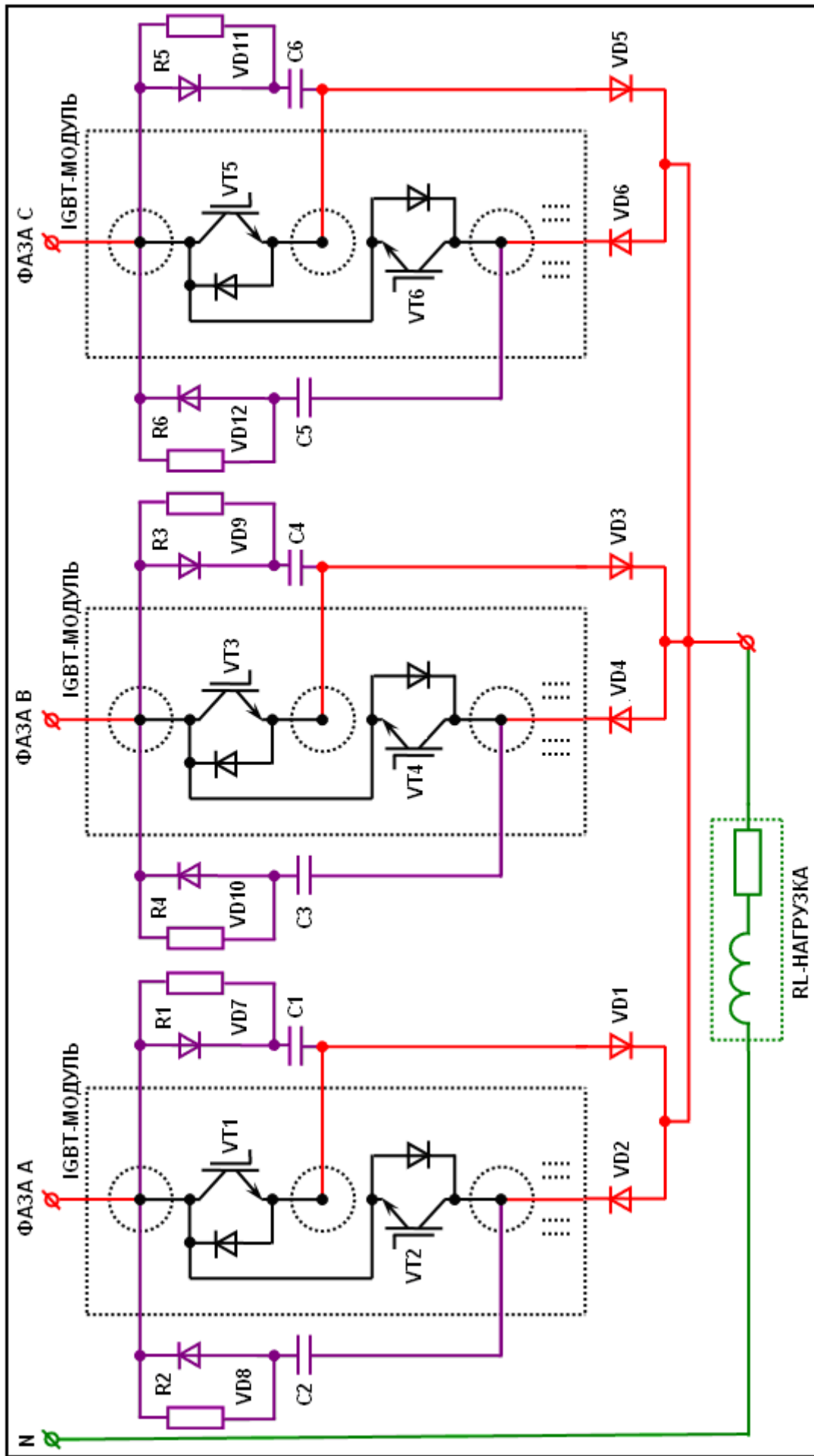


Рисунок 2 - Обвязка IGBT-модулей моноблока транзисторного ИПЧ

В качестве силовых транзисторов были использованы IGBT-модули фирмы MITSUBISHI ELECTRIC типа CM100DU-F24. Диоды VD1-VD6 (60EPF12) силовой цепи, как и в цепи снабберов VD7-VD12 (30EPF12) являются быстродействующими.

Основными составляющими конструкции моноблока транзисторного НПЧ являются следующие компоненты:

- IGBT-модули;
- силовая шина;
- шина снабберной цепи;
- плата управления;
- плата драйверов;
- радиатор;
- экранированный корпус.

Рациональная разработка конструкции является важным шагом при создании преобразователей частоты. Очень важно обеспечить минимально возможные паразитные индуктивности при монтаже силовой части преобразователя, на которых и происходят скачки импульсных помех по напряжению. Согласно [3], для уменьшения паразитных индуктивностей рекомендуется применять специальные проводники и конструкции монтажных соединений. На токи менее 100А соединения всех элементов осуществляется скрученными парами проводников. При более высоких токах (150...300А) используют проводники в виде металлических пластин или специальные монтажные платы, проводящие слои которых разделены слоями изолирующих материалов. При разработке макетного образца моноблока транзисторного НПЧ в качестве силовых шин нами был использован омедненный стеклотекстолит. Вид силовой шины представлен на рисунке 3 (а – верхняя сторона, б – нижняя сторона).

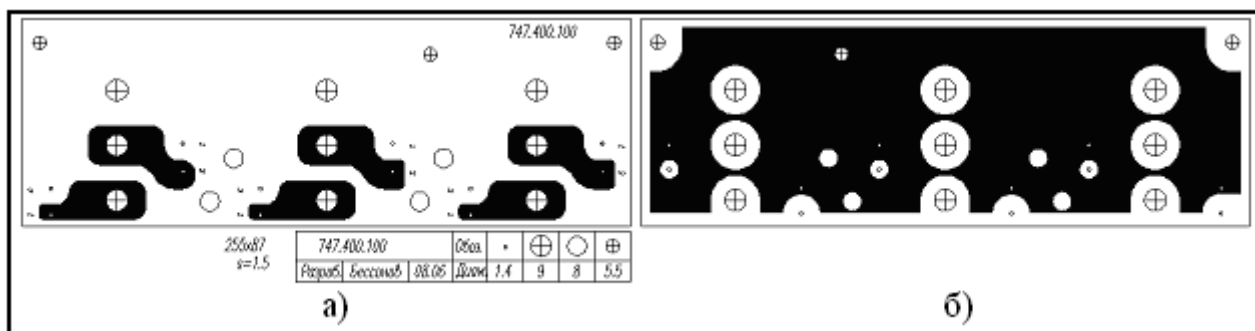


Рисунок 3 - Силовая шина моноблока транзисторного НПЧ

Защита преобразователя от перенапряжений осуществляется с помощью RCD- цепочек (снабберов), подключенных к каждому ключу силовой схемы. Схема применяемой снабберной цепи представлена на рисунке 4, а её шина представлена на рисунке 5 (а – верхняя сторона, б – нижняя сторона). Шина снабберной цепи располагается над силовой шиной, а та в свою очередь непосредственно над IGBT-модулями. Это решение позволяет выполнить соединения с минимальной длиной и индуктивностью.

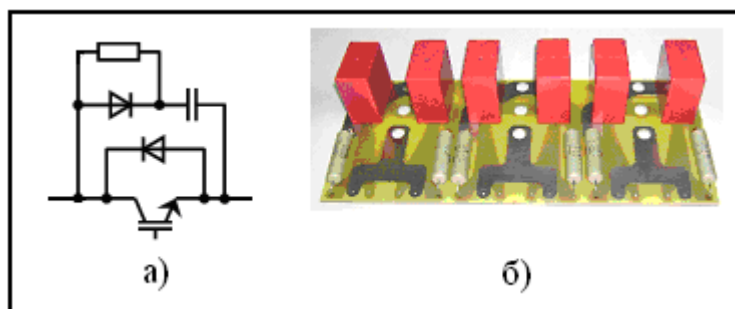


Рисунок 4 - Схема (а) и плата (б) снабберной цепи

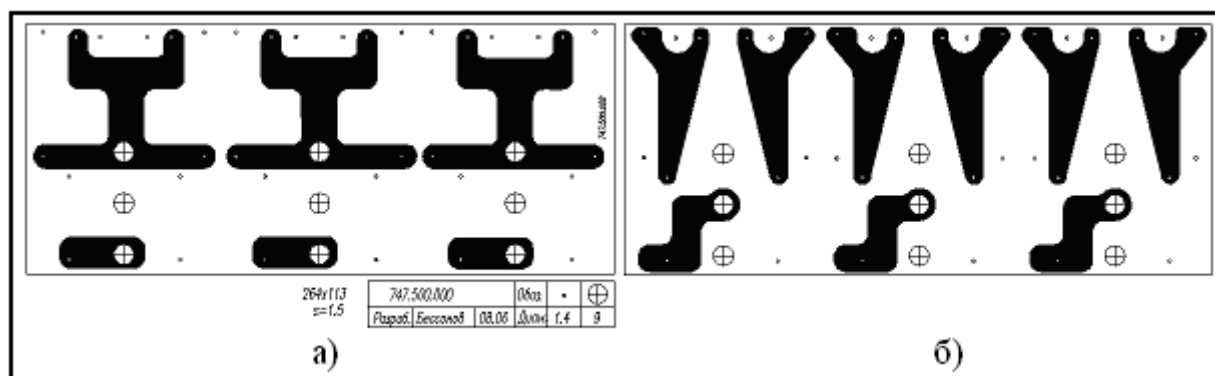


Рисунок 5 - Шина снабберной цепи моноблока транзисторного НПЧ

Для формирования импульсов управления (+15В – на открытие и -5В – на закрытие транзисторов) разработана плата драйверов, представленная на рисунке 6. Для исключения влияния индуктивных наводок от близко расположенных силовых проводников рекомендуется плату драйвера располагать в непосредственной близости от входной цепи силового ключа. В спроектированном нами преобразователе драйверы подключены прямо к входу IGBT-модулей, без использования дополнительных проводников.

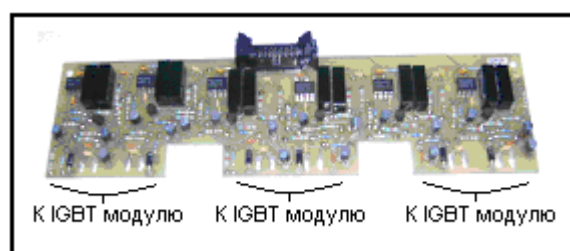


Рисунок 6 – Плата драйверов

Очень важным фактором в работе транзисторного НПЧ является быстрота реагирования контроллера на сигнал обратной связи, т. к. это является значимым условием для формирования выходного синусоидального тока. В макетном образце был использован микроконтроллер dsPIC30F3011 фирмы Microchip, так как он обладает рядом необходимых периферийных устройств. Для измерения электрических переменных микроконтроллер имеет встроенный АЦП с разрешением 10 двоичных разрядов, порты ввода/вывода (для ввода

сигналов обратных связей и вывода управляющих сигналов), таймеры (для задания временных задержек).

Для обеспечения надежного теплоотвода применяем ребристый радиатор. Радиатор с установленными IGBT модулями представлен на рисунке 7.



Рисунок 7 – Радиатор с установленными IGBT модулями

Для уменьшения доли электромагнитных помех, вызванных силовой частью преобразователя применяем экранированный корпус с дополнительным отсеком для платы управления. Это продемонстрировано на рисунке 8 (без экранированной крышки).

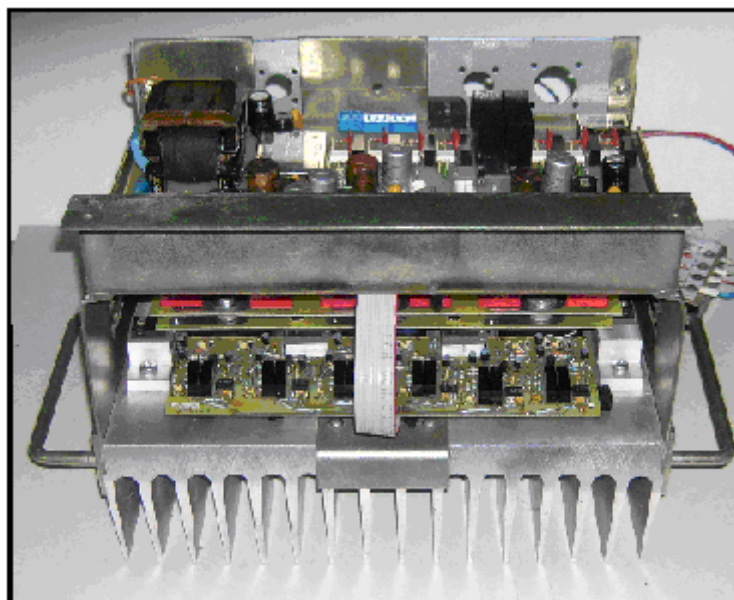


Рисунок 8 – Макетный образец моноблока транзисторного НПЧ с микропроцессорной системой управления

На рисунке 9 представлены первые осциллограммы тока на выходе преобразователя с активно-индуктивной нагрузкой при разных частотах (18, 30, 50, 70, 100 и 150Гц).

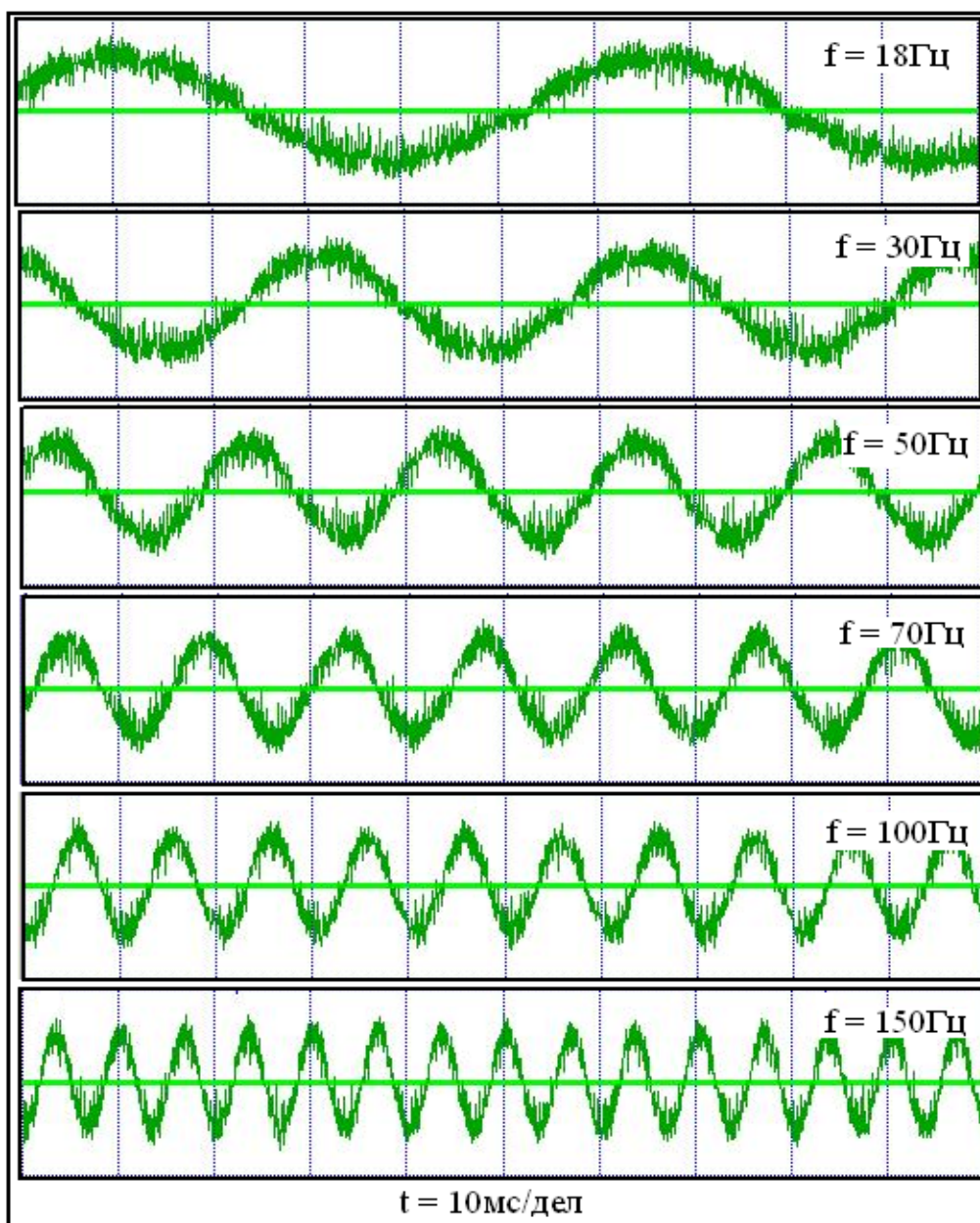


Рисунок 9 – Осциллограммы выходного тока НПЧ при разных частотах

Список литературы:

1. Бессонов В.Г. Алгоритм программы управления трехфазно-однофазным транзисторным НПЧ при релейном формировании тока нагрузки. Современные информационные технологии в науке, образовании и практике. Материалы VII всероссийской научно-практической конференции (с международным участием). – Оренбург: ОГУ, 2008. – С.238-243.

2. Бессонов В.Г. Сравнительный анализ существующих систем экскаваторного электропривода с системой «Транзисторный НПЧ-АД». Всероссийская научно-техническая конференция «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий» – Уфа: УГНТУ, 2009. – С.201-207.

3. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 384с.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ОДНОФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ОТКЛЮЧАЕМОЙ ПУСКОВОЙ ОБМОТКОЙ

Белоусов А.А. Саликов М.П.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

В таких бытовых устройствах как холодильники, настольные сверлильные и точильные станки, соковыжималки, вентиляторы и др., часто используются однофазные асинхронные двигатели с отключаемой пусковой обмоткой. Такая обмотка используется только при пуске двигателя, а потом отключается. Вращающееся магнитное поле при пуске создаётся токами в рабочей и пусковой обмотках, а сдвиг во времени между токами создаётся повышенным активным сопротивлением пусковой обмотки. Повышают активное сопротивление пусковой обмотки, наматывая её более тонким, чем рабочую проводом. Пусковую обмотку располагают в зубцовой зоне двигателя со сдвигом относительно рабочей обмотки на 90 электрических градусов, как показано на рис.1.

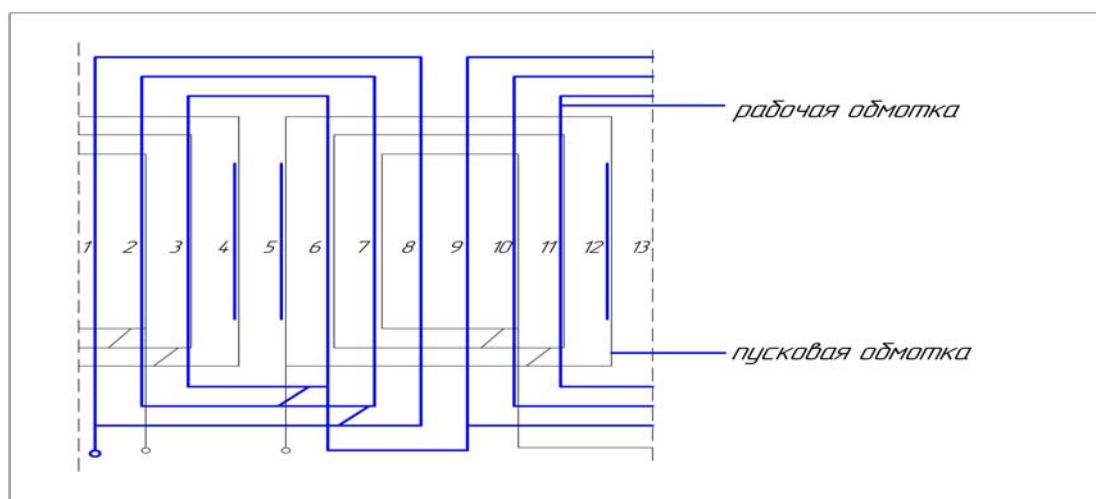


Рисунок 1 - Фрагмент схемы однослойной концентрической обмотки однофазного электродвигателя с отключаемой пусковой обмоткой, $2p=4$, $Z=32$

Чтобы магнитное поле при пуске было ближе к круговому, пусковую обмотку выполняют с уменьшенным числом витков. Тогда ток в пусковой обмотке при пуске будет сопоставим с током в рабочей обмотке. Но столь большой ток быстро нагревает обмотку из тонкого провода и её через несколько секунд после включения отключают.

Получается так: пусковая обмотка занимает место, а используется лишь несколько секунд при пуске. Поэтому мощность, приходящаяся на единицу массы или единицу объёма у двигателя с отключаемой пусковой обмоткой оказываются меньше, чем у трёхфазного двигателя или однофазного с не отключаемой конденсаторной обмоткой.

«Заставить» работать пусковую обмотку всё время работы электродвигателя позволяет использование схемы, представленной на рисунке 2.

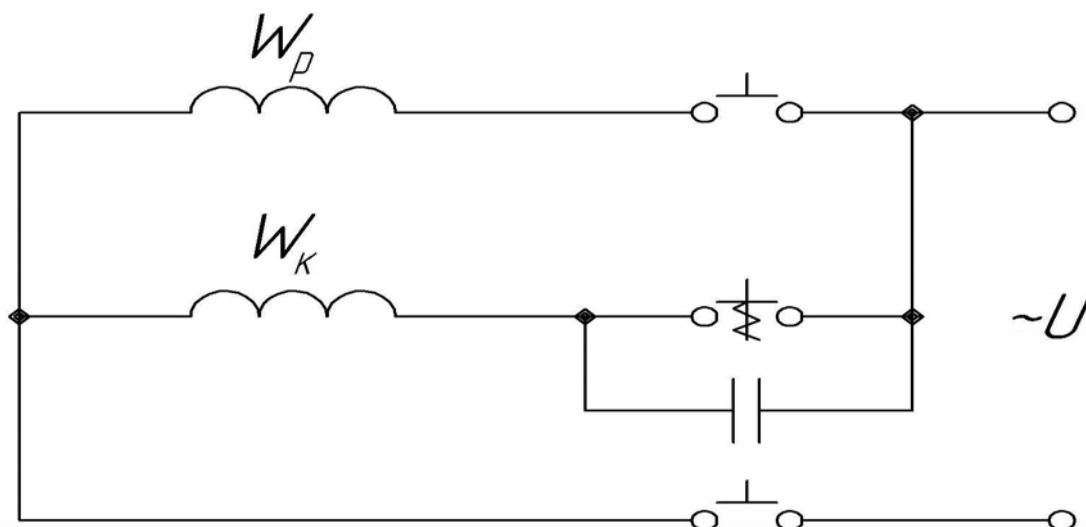


Рисунок 2 – Электрическая схема исследуемого однофазного электродвигателя

Пускается двигатель как обычно. Конденсатор в этой схеме после разрыва подпружиненного контакта обеспечивает угол сдвига между токами в рабочей и пусковой обмотках и одновременно ограничивает ток в пусковой обмотке до безопасной с точки зрения её нагрева величины. Ёмкостный ток пусковой обмотки небольшой и не создаёт достаточный пусковой момент. А после обычного пуска, после отключения подпружиненного контакта, этот ток создаёт дополнительный вращающий момент. Обмотка «работает». Энергоэффективность двигателя возрастает.

Проведённая экспериментальная проверка показала повышение энергоэффективности. Испытывался двигатель с номинальной мощностью 180 Вт, с синхронной частотой вращения 1500 об/мин. Ёмкость конденсатора рассчитывалась исходя из одинаковости плотностей тока в рабочей и пусковой обмотках по соображениям нагрева и составила в опыте 4 мкФ.

Результаты эксперимента представлены в таблице 1.

Таблица 1.

№ опы та	P1,Вт	I _p ,А	I _к ,А	I _п ,А	P2,Вт	cos φ,	К.П.Д.,	P2/m, Вт/кг
1	270	1,95	-	1,95	115,2	0,629	0,427	16,46
2	250	1,65	0,3125	1,7	115,2	0,668	0,46	16,46
3	300	1,85	0,3075	1,95	132,86	0,7	0,443	19,0

В эксперименте сравнивались такие режимы работы двигателя:

- с отключаемой пусковой обмоткой и по схеме рис.2, при одинаковой мощности на валу (первые две строки таблицы);
- у двигателя с отключаемой пусковой обмоткой и двигателя по схеме рис.2 одинаковые потребляемые из сети токи (первая и третья строки таблицы).

Как видно из таблицы при первом сравнении, т.е. при одинаковой мощности на валу, потребляемый из сети ток и мощность уменьшились: ток на 12,82%, а мощность на 7,41%. К.П.Д. двигателя возрос на 3,3%. Мощность на валу приходящаяся на единицу массы двигателя возросла с 16,46 Вт/кг до 19,0 Вт/кг. Использование схемы рис.2, также заметно повышает коэффициент мощности, что видно из таблицы.

Эксперимент показал ощутимое повышение энергоэффективности двигателя, подключенного к сети по предлагаемой схеме. Использование конденсатора в этой схеме целесообразно для разрабатываемых приборов и устройств с однофазными асинхронными двигателями с отключаемой пусковой обмоткой, так и в существующих.

Список литературы

1. Лопухина, Е.М., Сомихина, Г.С. Расчёт асинхронных микродвигателей однофазного и трёхфазного тока. –М. – Л.:Госэнергоиздат,1961.-312с.

2. Лопухина, Е.М., Семечуков, Г.А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ: Учебное пособие для вузов.-М.:Высшая школа,1980,-359с.

3. Торопцев, Н.Д.Трёхфазный асинхронный двигатель в схеме однофазного включения с конденсатором.-4-е изд., перераб. и доп.- М.:Энергоатомиздат, 1988.-95с.

СРАВНЕНИЕ ТОРЦЕВЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ С ВИТЫМ И ПОРОШКОВЫМ МАГНИТОПРОВОДАМИ

Евстигнеева И.Ю., Филонов И.С.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

В настоящее время сердечники статора и ротора электрических машин изготавливают из листовой электротехнической стали, путем шихтовки листов или навивки из стальной ленты. Метод навивки чаще используется для изготовления сердечников трансформаторов. Однако в [1] предложен оригинальный способ изготовления сердечника из стальной ленты торцевой машины. Способ заключается в том, что стальная лента навивается на оправку которая прерывисто поворачивается на заданный угол соответствующий зубцовому делению, во время остановки оправки в ленте вырубается паз (Рисунок 1). Недостатком этого способа является отход материала в начале стальной ленты.

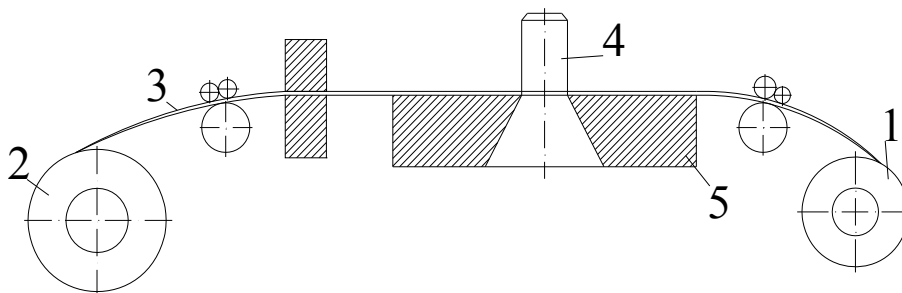


Рисунок 1 - Принципиальная схема изготовления витого магнитопровода:
1- оправка предварительной намотки; 2 – оправка для образования зубчатого тороида; 3- лента стали; 4 – пуансон; 5 – матрица.

Другой возможностью получения сердечника является метод порошковой металлургии. Сердечник получают уплотнением в стальной форме смеси стального порошка с различными примесями и последующей термической обработкой.

Согласно [1] трудоемкость и себестоимость магнитопровода спрессованного из порошка ниже чем шихтованных или витых, что привлекает производителей электрических машин. Однако порошковые ферромагнитные материалы обладают пониженными магнитными и механическими свойствами. В связи с этим возникает необходимость определить область применения порошковых магнитопроводов.

В представленных результатах исследования сравниваются электродвигатели с витым из стальной ленты и порошковым магнитопроводами.

Рассматривается два случая:

- размеры сердечников были одинаковыми;
- мощности на валу двигателя с порошковым и витым магнитопроводом одинаковы.

Проводился численный эксперимент, использованием программа MatCad.

Рассчитываются двигатели торцевой конструкции, сердечники которых наиболее удобны для прессования. Результаты численного метода сведены в таблицу 1.

Таблица 1

Двигатель с витым магнитопроводом			Двигатель с порошковым магнитопроводом	Двигатель с порошковым магнитопроводом
Средний диаметр	D_{CP}	0,055м	0,055м	0,065м
Длина воздушного зазора	l_d	0,016м	0,016м	0,016м
Магнитная индукция в зубце	B_z	1,2Тл	0,6Тл	0,6Тл
Магнитная индукция в воздушномго зазоре	B_d	0,43	0.23	0.25
Ток намагничивания	I_μ	0.142	0.076	0.084
Ток главной фазы	I_A	0.159	0.12	0.143
Полный ток двигателя	I_S	0.183	0.163	0.17
Электромагнитная мощность	P_Δ	6,4	5.1	6.5
Мощность на валу	P_r	6	4.76	6
Потребляемая мощность	P_S	40.8	36.2	37.6
Суммарная мощность	U_P	35	31.5	31.5
КПД	η	0.147	0.13	0.162
Коэффициент мощности	$\cos\phi$	0.99	0.998	0.993
Масса двигателя	m	0,759	-	0,962

Сравниваются двигатели у которых сердечники статора и ротора имеют $D_B=0,039$ м, $D_H= 0,071$ м $D_{CP}=0,055$ м и сравниваются двигатели с

витым магнитопроводом $D_B=0,039$ м, $D_H=0,071$ м , $D_{CP}=0,055$ м и прессованным магнитопроводом $D_B=0,049$ м, $D_H=0,081$ м, $D_{CP}=0,065$ м.

На первом этапе сравнивались два двигателя с одинаковыми габаритами магнитопровода.

У порошкового магнитопровода существует недостаток - пониженные магнитные свойства, а именно, пониженная магнитная проницаемость материала, пониженная магнитная индукция насыщения и повышенные потери на перемагничивание. Поэтому при учете этих особенностей на первом этапе магнитная индукция в зубце статора принимается равной 1,2Тл, а у зубцов порошкового магнитопровода – 0,6Тл.

Из таблицы видно что при одинаковых габаритах двух двигателей , двигатель с порошковым магнитопроводом имеет меньшую мощность, меньший КПД , что подтверждает ранее высказанное утверждение. Это связано с тем что плотность металлического порошка в спрессованном состоянии меньше чем у стальной ленты. Расстояние между частицами намного больше чем у стальной ленты из-за этого возникают немагнитные промежутки, в результате чего увеличиваются потери на перемагничивание, снижается магнитная проницаемость материала и магнитная индукция насыщения.

На втором этапе для получения двигателя одинаковых мощностей с приемлемыми характеристиками двигателя из порошкового магнитопровода его геометрия изменяется , а именно, размеры увеличиваются до такого значения чтобы магнитный поток в воздушном зазоре был приблизительно такой же как и у двигателя с витым магнитопроводом. В результате получился двигатель большей массы и теми же электромагнитными характеристиками.

Учитывая что трудоемкость и себестоимость магнитопровода спрессованного из порошка ниже чем шихтованных или витых, а габариты электродвигателя с порошковым магнитопроводом незначительно отличаются от габаритов электродвигателя с витым магнитопроводом, предпочтение в некоторых случаях может быть отдано электродвигателю с порошковым магнитопроводом с точки зрения экономии материала и простоте технологического процесса изготовления магнитопровода и себестоимости. К тому же у двигателя с порошковым магнитопроводом мощность 6 Вт, КПД оказались выше чем с витым, а потребляемый ток ниже.

Список литературы

- 1. Лопухина, Е.М. Сомихина, Г.С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 312 с.*
- 2. Лопухина, Е.М. Семенчуков, Г.А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1980. – 359 с.*
- 3. Патент Японии № 48-13284 кл. 55 АО 54, 1973*
- 4. Резерв эффективности (Порошковая металлургия на Юж. Урале). Науч. ред. Ю.Г. Гуревич.- Челябинск: Юж.-Урал. кн. изд-во, 1982.-120С., ил.*

СТРУКТУРА УСТРОЙСТВА СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Худорожков О.В.

Оренбургский государственный университет, г. Оренбург

В существующих оптических координаторах пространственная селекция осуществляется с помощью различных анализаторов изображения. После модуляции принимаемого лучистого потока (амплитудно-импульсная, частотно-импульсная, широтно-импульсная) растрами – модуляторами из сигнала извлекается информация об угловом отклонении оси координатора.

Известные достоинства позволяют сделать вывод о недостаточной эффективности существующих систем анализаторов изображения осуществляющих селекцию объектов на фоне кучевых облаков подсвеченных Солнцем. Поэтому для осуществления такой селекции необходимо применять новые более эффективные способы.

Полученные в результате экспериментальных измерений данные о пространственных корреляционных связях оптических излучений различных видов кучевых облаков и воздушных судов, предлагается, использовать для решения задач синтеза перспективных оптико-электронных средств селекции.

Анализ экспериментальных данных позволил выделить различия в коэффициентах взаимной корреляции между диапазонами излучения сложного фона, а также определить признак объекта. Это может стать основой способа селекции воздушных объектов.

Способ основан на определении величины пространственного коэффициента корреляции между излучениями в рассматриваемых диапазонах, сравнении полученных величин с пороговым значением и принятии решения о наличии или отсутствии воздушного объекта.

Информацию о пространственном распределении яркости излучения предполагается получать при помощи многоэлементных приемников излучения. Это позволяет избежать механического сканирования по двум координатам, что упрощает аппаратуру и повышает ее надежность и технологичность. Большое число чувствительных элементов, до нескольких тысяч, позволяет получать пространственное распределение энергии излучения таким же качеством, как и пировидиконы.

Корреляционную обработку сигналов возможно реализовать в аналоговом или цифровом виде. Наиболее предпочтительный способ определения коэффициентов взаимной корреляции — цифровая обработка с помощью коррелометров которые функционируют в реальном масштабе времени с высокой точностью и надежностью.

Пороговое устройство может быть реализовано на цифровых интегральных микросхемах. На выходе такого устройства при наличии сигнала от цели будет формироваться сигнал высокого уровня соответствующий логической единице.

Предложенный способ также может быть реализован с помощью специализированных ЭВМ. Такие вычислительные системы строятся на базе микропроцессоров и интегральных микросхем и позволяют реализовать алгоритм функционирования устройства селекции в программном виде.

Предлагается структура устройства селекции на фоне излучений создаваемых облачной атмосферой. Принцип действия, которого основан на пространственной корреляционной обработке сигнала с использованием многоэлементного приемника излучения отдельно по строкам и по столбцам рисунок 1. В результате чего с выходов коррелометров снимается сигнал (код) пропорциональный коэффициенту корреляции между пространственным распределением сигнала в двух диапазонах в строке и в столбце.

Для реализации пространственной корреляционной обработки сигналов в устройстве представленном на рисунке 1 используется двухспектральный многоэлементный приемник излучения (МПИ), двухканальное устройство последовательного или параллельного опроса ячеек приемника, коррелометор и устройство принятия решения.

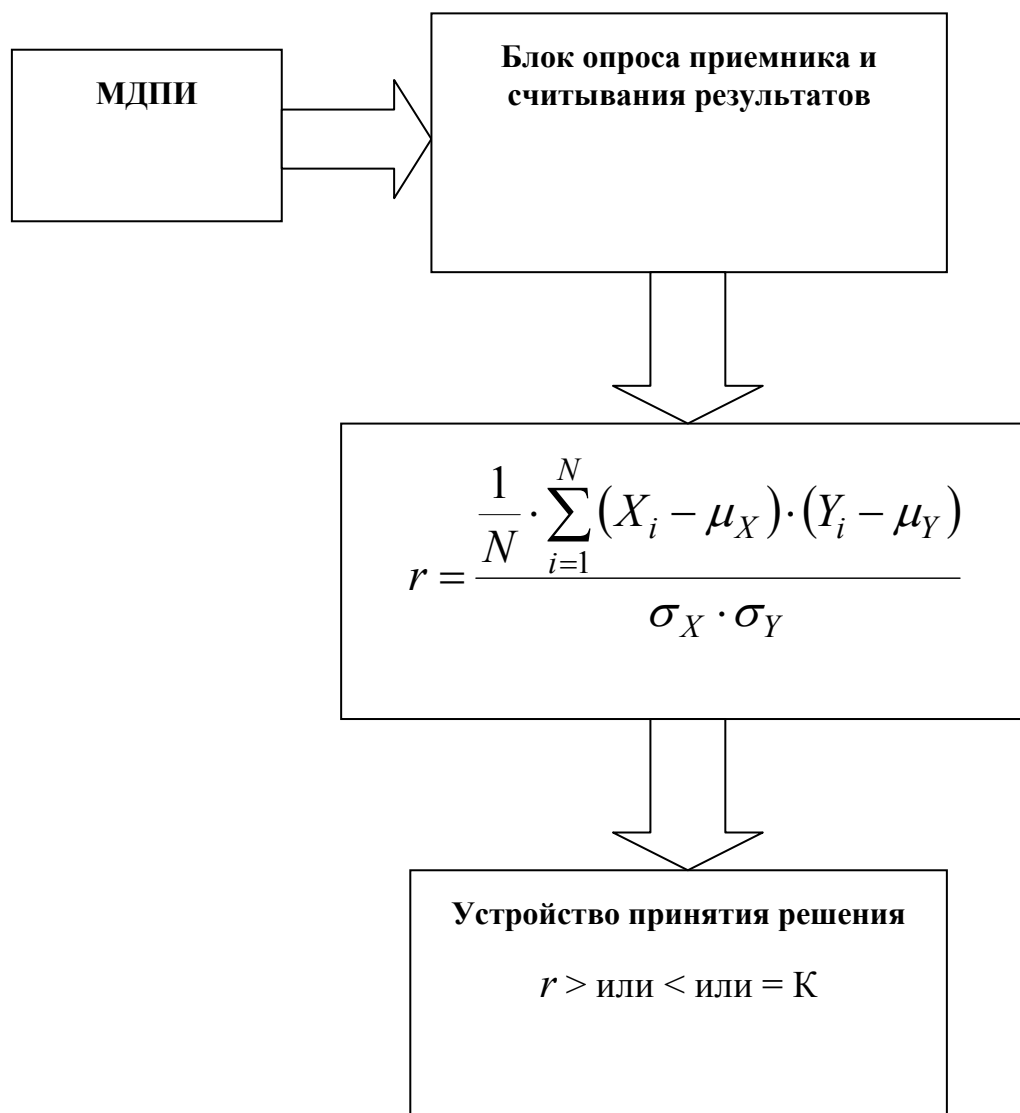


Рисунок 1 – Структурная схема устройства выделения объектов

МПИ осуществляет преобразование энергетической яркости излучения пространства объектов в пределах поля зрения оптической системы (цели и фоны) в электрические сигналы. В качестве такого приемника можно использовать мозаичный многоэлементный приемник в форме квадратной матрицы с числом чувствительных элементов в j -й строке и k -ом столбце — $N_{j,k}$, которое определяется по формуле (1).

$$N_{j,k} = \sqrt{\frac{L_\varepsilon \cdot L_\beta}{S_\varepsilon}}, \quad (1)$$

где L_ε — размер многоэлементного приемника по вертикали в угловых минутах
 L_β — размер многоэлементного приемника по горизонтали в угловых минутах
 S_ε — площадь одного чувствительного элемента в угловых минутах

Размер чувствительных элементов обоих диапазонов выбирался исходя из того, что в рассматриваемых диапазонах на дальностях свыше 5000 м угловые размеры объектов не превышают 5—7' это обеспечивает пространственную некоррелированность объекта на расстоянии от 0 до 5000 м.

Для решения задачи считывания информации с МПИ необходимо применять МПИ соответствующей конструкции с устройствами считывания и усиления, либо использовать мультиплексоры осуществляющие последовательный или параллельный опрос ячеек строк и столбцов, а затем применять усилители.

В качестве устройств осуществляющих корреляционную обработку сигналов по строкам и столбцам, возможно использовать цифровые коррелометры, описанные в. В состав такого коррелометра входят АЦП, элементы запоминающих устройств, умножитель, устройства сложения и вычитания. С их помощью вычисляется взаимная корреляционная функция в n точках. В нашем случае достаточно знать коэффициент взаимной корреляции для чего достаточно вычислить значение функции в 0 точке.

При интегрировании в цифровом виде в процессе корреляционной обработки сигнала не возникает дополнительных ошибок, при этом динамический диапазон интегрирования составляет примерно 2^{24} .

Частота дискретизации сигнала в подобных коррелометрах при работе в реальном масштабе времени соответствует частоте Шеннона — F_e и определяется по формуле (2). В настоящее время разработаны коррелометры обеспечивающие нормальную работу всего устройства в реальном масштабе времени.

Устройство сравнение может быть выполнено на соответствующих логических элементах.

$$F_e = \frac{1}{n \cdot \theta} \quad (2)$$

где n — количество точек измерения корреляционной функции при вычислении коэффициента корреляции $n=1$,

θ — время, затраченное на выполнение операций вычисления корреляционной функции в одной точке.

Сигнал, снимаемый с выхода устройства сравнения, может использоваться, как в цифровой, так и в аналоговой форме при соответствующих преобразованиях.

Предложенный способ и структура устройства селекции объектов на фоне естественных излучений, основаны:

на получение информации о пространственном распределении энергетической яркости в заданных диапазонах мкм по азимуту и углу места;

определение коэффициента корреляции между излучениями в этих диапазонах по строкам и столбцам;

сравнение полученных величин коэффициентов корреляций с пороговым значением и принятие решения о наличии или отсутствии цели.

Список литературы

1. **Анисимова, И.Д.** Полупроводниковые фотоприемники. / И. Д. Анисимова – М.: Радио и связь, 1984, — 216 с.

2. **Левшин, В.Л.** Пространственная фильтрация в оптических системах пеленгации. / В. Л. Левшин – М.: Сов.радио, – 1971, – 200 с.

3. **Ллойд, Дж.** Системы тепловидения: пер. с англ. / Дж.Ллойд. – М.: Мир, 1978, – 416 с.

4. **Палий, И.А.** Радиоэлектронная борьба. / И. А. Палий. — М.: Воениздат, 1989, — 350 с.

5. **Якушенков, Ю.Г. и др.** Методы борьбы с помехами в оптико-электронных приборах. / Ю. Г. Якушенков, В. Н. Луканцев, М. П. Колосов. – М.: Радио и связь, 1981. – 181 с.