

ISSN 1727-2769

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

№ 3 (72)
ИЮЛЬ – СЕНТЯБРЬ
2026



ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Журнал публикует статьи о новых конкретных результатах законченных оригинальных и особенно имеющих приоритетный характер исследований в области инноваций, а также в области физико-математических и технических наук по группам специальностей (в соответствии с распоряжением Минобрнауки России от 28.12.2018 № 90-р):

Физико-математические науки

1.3.8 – Физика конденсированного состояния

1.3.14 – Теплофизика и теоретическая теплотехника

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация

Технические науки

1.3.8 – Физика конденсированного состояния

1.3.11 – Физика полупроводников

1.3.14 – Теплофизика и теоретическая теплотехника

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация

2.4.1 – Теоретическая и прикладная электротехника

2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Все рукописи рецензируются, по результатам рецензирования редколлегия принимает решение о целесообразности опубликования материалов. Для авторов публикация является бесплатной.

Редакция журнала «Доклады АН ВШ РФ» просит авторов при подготовке статей строго соблюдать правила, доступные по адресу <http://journals.nstu.ru/doklady/rules>. Статьи, оформленные с нарушением правил, отклоняются без рецензирования.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ
ДОКЛАДЫ
АКАДЕМИИ НАУК
ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

2026

июль – сентябрь

№ 3 (72)

Выходит четыре раза в год

ISSN 1727-2769

Учредитель

Новосибирский государственный технический университет

Главный редактор

А.Г. Вострецов, д-р техн. наук, проф., засл. деятель науки РФ

Редакционный совет

М. Грайцар, PhD, проф. (Словакия)
Д.В. Винников, д-р техн. наук, проф. (Эстония)
А. Загоскин, PhD (Великобритания)
Е.В. Ильичев, д-р физ.-мат. наук, проф. (Германия)
М.Н. Клымаш, д-р техн. наук, проф. (Украина)
К.Ю. Арутюнов, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.В. Бурдаков, д-р физ.-мат. наук, проф.
И.С. Грузман, д-р техн. наук, проф.
А.О. Давидов, д-р техн. наук
Г.Н. Девятков, д-р техн. наук, проф.
В.П. Драгунов, д-р техн. наук, доц.
С.Л. Елистратов, д-р техн. наук
А.И. Легалов, д-р техн. наук, проф.
И.Ф. Лозовский, д-р техн. наук, проф.
В.Ю. Нейман, д-р техн. наук, проф.
М.И. Низовцев, д-р техн. наук, проф.
О.В. Нос, д-р техн. наук, проф.
В.П. Разинкин, д-р техн. наук, проф.
В.Я. Рудяк, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.А. Спектор, д-р техн. наук, проф.
А.Н. Сычев, д-р техн. наук, проф.
С.П. Халютин, д-р техн. наук, проф.
С.А. Харитонов, д-р техн. наук, проф.
В.Д. Юркевич, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь

Д.О. Соколова, канд. техн. наук

*Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций в 2021 г.
(свидетельство ПИ № ФС 77-81374 от 30.06.2021 г.)*

Адрес редакции, издателя: 630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, НГТУ, корп. 1, ком. 346,
телефон: (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Новосибирский государственный технический университет, 2026 г.

SCIENTIFIC JOURNAL

**PROCEEDINGS
OF THE RUSSIAN HIGHER SCHOOL
ACADEMY OF SCIENCES**

2026

July – September

№ 3 (72)

Journal is published quarterly

ISSN 1727-2769

Journal was established by

Novosibirsk State Technical University

Chief Editor

A.G. Vostretsov, D.Sc. (Eng.), Prof., Honoured Science Worker of Russian Federation

Editorial Council

M. Grajcar, PhD, Prof. (Slovakia)
D.V. Vinnikov, D.Sc. (Eng.), Prof. (Estonia)
A.M. Zagoskin, PhD (United Kingdom)
E.V. Ilyichev, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. (Germany)
M.M. Klymash, D.Sc. (Eng.), Prof. (Ukraine)
K.Yu. Arutyunov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
A.V. Burdakov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
I.S. Gruzman, D.Sc. (Eng.), Prof.
A.O. Davidov, D.Sc. (Eng.)
G.N. Devyatkov, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.P. Dragunov, D.Sc. (Eng.), Assoc. Prof.
S.L. Elistratov, D.Sc. (Eng.)
A.I. Legalov, D.Sc. (Eng.), Prof.
I.F. Lozovskiy, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.Yu. Neyman, D.Sc. (Eng.), Prof.
M.I. Nizovtsev, D.Sc. (Eng.), Prof.
O.V. Nos, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.P. Razinkin, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.Ya. Rudyak, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof.
A.A. Spector, D.Sc. (Eng.), Prof.
A.N. Sychev, D.Sc. (Eng.), Prof.
S.P. Khaljutin, D.Sc. (Eng.), Prof.
S.A. Kharitonov, D.Sc. (Eng.), Prof.
V.D. Yurkevich, D.Sc. (Eng.), Prof.

Executive Secretary

D.O. Sokolova, C.Sc.(Eng.)

Editor and Publisher Address: Office 346, 20 bld. 1, K. Marx Prospect, Novosibirsk, 630073,
Russian Federation. Tel: +7 (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Novosibirsk State Technical University, 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Бабицкий Д.Ю.

Исследование радиальных электромагнитных сил в машинах
с дробными зубцовыми обмотками и постоянными магнитами.....5

Киселев А.В., Безрученко Д.А.

Имитация радиолокационных сигналов и помех
на основе использования заранее подготовленных данных.....20

Проценко И.М., Броневиц А.М., Малышев В.Н., Шевченко М.Е.

Определение местоположения при коллективной обработке
FTM- и CSI-данных.....32

Сараханова Р.Ю., Харитонов С.А.

Алгоритмы управления непосредственным преобразователем
частоты с естественной коммутацией в составе стартер-
генераторной системы летательного аппарата.....51

Спектор А.А., Чеславлева А.А.

Управление характеристиками направленности антенной
решетки76

CONTENTS

TECHNICAL SCIENCES

Babitsky D.Y.

Study of radial electromagnetic forces in machines
with fractional-slot concentrated winding and permanent magnets5

Kiselev A.V., Bezruchenko D.A.

Simulation of radar signals and interference
based on the use of pre-calculated data20

Protsenko I.M., Bronevich A.M., Malyshev V.N., Shevchenko M.E.

Refinement of Wi-Fi node location estimation in collaborative
processing of FTM- and CSI-data32

Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A.

Algorithms for controlling of the cycloconverter with natural
commutation as a part of the starter-generator system for an
aircraft51

Spector A.A., Cheslavleva A.A.

Control of antenna array directivity characteristics76

УДК 621.313.8

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИЛ В МАШИНАХ С ДРОБНЫМИ ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ И ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Д.Ю. Бабицкий*Новосибирский государственный технический университет*

В работе выполнено теоретическое исследование закономерностей образования электромагнитных радиальных сил низкого порядка в синхронных электрических машинах с дробными зубцовыми обмотками и возбуждением от постоянных магнитов. Актуальность исследования обусловлена тем, что возникающие радиальные силы являются одной из основных причин повышенного уровня вибраций и шума. На основе гармонического анализа пространственно-временного распределения магнитного поля получено аналитическое выражение для определения удельной радиальной силы, учитывающее взаимодействие основных гармонических составляющих магнитодвижущей силы обмотки статора, магнитодвижущей силы ротора и эквивалентной магнитной проводимости воздушного зазора. Рассмотрены условия возникновения радиальных сил как при гладком немагнитном воздушном зазоре, так и при наличии зубчатости статора. Установлено, что в обоих случаях возникают радиальные силы нулевого порядка, соответствующие пульсирующему растягивающе-сжимающему воздействию на статор. Показано, что для машин с обмоткой, имеющей шесть фазных зон, характерно образование радиальных сил второго порядка, вызывающих изгибные деформации статорного кольца, тогда как для машин с тремя фазными зонами возникают силы первого порядка, приводящие к одностороннему притяжению ротора к статору. Полученные аналитические зависимости позволяют выявить механизмы формирования наиболее опасных гармонических составляющих радиальных сил и могут быть использованы при проектировании электрических машин для выбора конструктивных решений, направленных на снижение вибраций и шума.

Ключевые слова: радиальная электромагнитная сила, дробная зубцовая обмотка, постоянные магниты, магнитодвижущая сила.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-5-19

Введение

Одним из перспективных направлений в области электромашиностроения является применение синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ) с использованием в качестве обмотки статора дробных зубцовых обмоток (ДЗО). Такие машины находят широкое применение в различных областях: мотор колеса, ветрогенераторы, безредукторные приводы лифтов, двигатели беспилотных летательных аппаратов и другие устройства.

Отличительной особенностью ДЗО является их число пазов на полюс и фазу q , которое представляет собой дробное число меньше единицы. С конструктивной точки зрения намотка каждой катушки таких обмоток

выполняется вокруг одного зубца, что обеспечивает малый осевой размер и длину лобовых частей обмотки в сравнении с классическими распределенными обмотками. Таким образом, применение ДЗО обеспечивает комплекс существенных технологических и эксплуатационных преимуществ, в частности сокращение осевых габаритов электрической машины, снижение расхода меди, уменьшение активного сопротивления, электрических потерь и индуктивности рассеяния в лобовых частях.

В рассматриваемом классе машин в качестве источника потока возбуждения используются постоянные магниты. В сравнении с электромагнитным возбуждением применение ПМ позволяет отказаться от обмотки возбуждения и контактных колец, что исключает потери на возбуждение, повышает КПД машины, улучшает массогабаритные показатели и увеличивает надежность.

Применение ДЗО и ПМ позволяет выполнять электрические машины с улучшенными массогабаритными показателями, повышенными удельными показателями мощности и момента, высоким КПД. Пример конструкции таких электрических машин приведен на рис. 1.

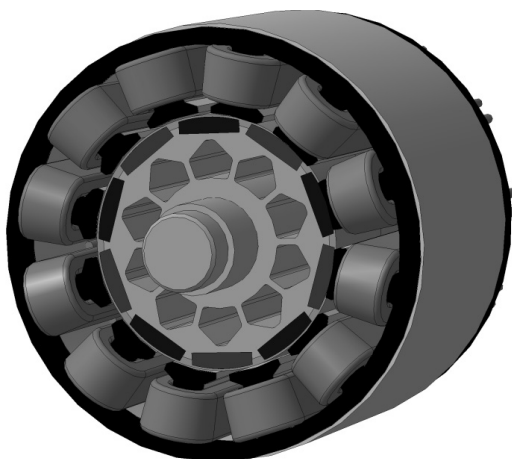


Рис. 1 – Пример конструкции электрической машины с ДЗО и ПМ

Fig. 1 – An example of the electric machine design with fractional-slot concentrated winding and permanent magnets

Анализ литературных источников [1–5], а также практический опыт проектирования свидетельствуют о том, что ряд типоразмеров синхронных машин с ДЗО и ПМ характеризуется повышенным уровнем шума и вибраций. Указанные нежелательные явления обусловлены действием электромагнитных радиальных сил, изменяющихся как во времени, так и в пространстве и возникающих между статором и ротором в процессе работы электрической машины. Вибрации, в свою очередь, могут снижать ресурс подшипниковых узлов и механических соединений, а шум негативно влияет на акустический комфорт обслуживающего персонала.

В рамках настоящей работы проведено теоретическое исследование причин и условий образования электромагнитных радиальных сил в машинах рассматриваемого класса.

1. Образование радиальных сил в электрических машинах с ДЗО и ПМ

Вибрации и вызванный ими шум, источником которых являются магнитные силы, принято называть магнитными вибрациями. В электрических машинах данные вибрации обусловлены радиальными силами, действующими между статором и ротором. Эти силы, изменяющиеся как во времени, так и в пространстве, вызывают деформацию ярма статора, приводящую к его колебаниям. Наибольшие деформации статорного кольца возникают при совпадении частоты возмущающего воздействия, которой является радиальная сила, с частотой собственных колебаний статора [6].

В общем виде выражение радиальной силы можно записать следующим образом [6]:

$$F_r(\alpha, t) = F_{r.m} \cos(\Omega_r t - r\alpha),$$

где r – порядок радиальной силы; $F_{r.m}$ – амплитуда силы r -го порядка; Ω_r – угловая частота силы r -го порядка; t – время; α – пространственная координата.

Особую опасность представляют радиальные силы низких порядков, поскольку их пространственный период достаточно велик, что позволяет вызывать значительные деформации статора. С ростом порядка волны плечо силы уменьшается и амплитуда колебаний снижается [6]. На рис. 2 показано влияние радиальных сил различных порядков на форму деформации кольца статора. Сила порядка $r = 0$ создает пульсирующее усилие растяжения/сжатия; $r = 1$ соответствует одностороннему притяжению ротора к статору; $r = 2$ и $r = 3$ приводят к изгибным деформациям статорного кольца, причем каждому порядку соответствует своя форма деформации. В настоящей работе рассматриваются условия образования электромагнитных радиальных сил описанных порядков.

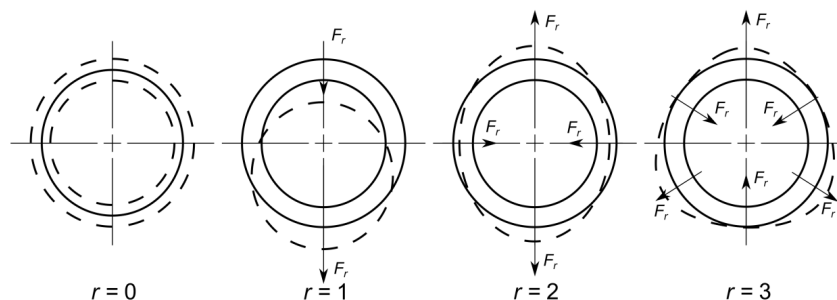


Рис. 2 – Пространственное распределение сил, вызывающих деформацию кольца статора

Fig. 2 – Spatial force distribution causing deformation of the stator ring

Удельная радиальная сила в любой точке воздушного зазора определяется как величина, пропорциональная квадрату магнитной индукции [6]:

$$F_r(\alpha, t) = \frac{B_\delta^2(\alpha, t)}{2\mu_0}, \quad (1)$$

где $B_\delta(\alpha, t)$ – функция магнитной индукции в воздушном зазоре; μ_0 – магнитная постоянная.

При пренебрежении магнитным сопротивлением стали мгновенное значение индукции в данной точке является произведением результирующей магнитодвижущей силы (МДС) и эквивалентной магнитной проводимости воздушного зазора [6]:

$$B_\delta(\alpha, t) = F(\alpha, t)\Lambda(\alpha), \quad (2)$$

где $F(\alpha, t)$ – результирующая МДС; $\Lambda(\alpha)$ – эквивалентная магнитная проводимость воздушного зазора.

Функция результирующей МДС есть сумма МДС статора, созданная обмоткой, и МДС ротора, образованная постоянными магнитами [6]:

$$F(\alpha, t) = F_v(\alpha, t) + F_k(\alpha, t), \quad (3)$$

где $F_v(\alpha, t)$ – МДС статора; $F_k(\alpha, t)$ – МДС ротора.

В рамках настоящей работы рассмотрено образование низкочастотных электромагнитных радиальных сил, образованных взаимодействием пространственных гармонических составляющих МДС статора, МДС ротора и эквивалентной магнитной проводимости, обладающих наибольшей амплитудой. Далее такие гармоники каждой из рассматриваемых функций будут называться основными. Такой подход позволяет выявить ключевые механизмы возникновения рассматриваемых радиальных сил.

Число пазов на полюс и фазу ДЗО можно представить следующим образом [7]:

$$q = \frac{c}{d} < 1. \quad (4)$$

При описании МДС, созданной ДЗО, необходимо отметить особенность данного класса обмоток. Поскольку каждая катушка охватывает только один зубец статора, пространственное распределение МДС обмотки отличается от синусоидальной формы. В пространственном гармоническом составе МДС всегда присутствуют две составляющие, обладающие высокой амплитудой и вращающиеся в противоположных направлениях. Таким образом, каждая из этих гармоник может выступать в качестве рабочей. Обе эти гармоники называются основными гармониками МДС ДЗО [7].

В качестве демонстрации гармонического состава МДС ДЗО на рис. 3 представлены амплитуды гармоник МДС обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q = 2/5$, являющейся одной из часто используемых ДЗО. Здесь основными гармониками с наибольшей амплитудой являются пятая и седьмая. Также показаны нерабочие гармоники МДС.

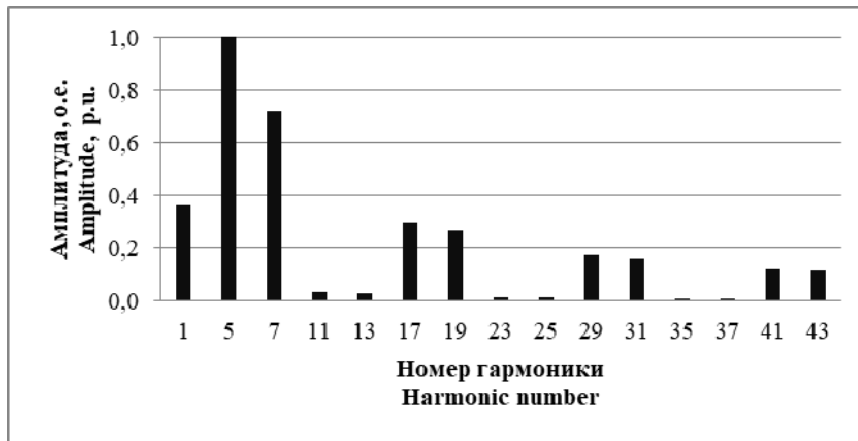


Рис. 3 – Относительные амплитуды гармоник МДС ДЗО с $q = 2/5$

Fig. 3 – Relative harmonic amplitudes of the magnetomotive force of fractional-slot concentrated windings with $q = 2/5$

Функцию МДС статора, созданной ДЗО, учитывая две основные гармоники, можно представить следующим образом [7]:

$$F_v(\alpha, t) = F_{v1m} \cos(\omega t - v_1 \alpha) + F_{v2m} \cos(\omega t + v_2 \alpha), \quad (5)$$

где v_1 и v_2 – номера первой и второй основных пространственных гармоник МДС ДЗО; F_{v1m} и F_{v2m} – амплитуды соответствующих пространственных гармоник МДС; ω – частота протекающих по обмотке токов. Отличающиеся знаки в аргументах косинусов показывают противоположное направление вращения основных гармоник МДС ДЗО.

При описании МДС ротора наибольшую амплитуду имеет гармоника поля возбуждения, порядок которой равен числу пар полюсов, на которое выполнен ротор:

$$F_k(\alpha, t) = F_{km} \cos(p(\omega_r t - \alpha)), \quad (6)$$

где p – число пар полюсов ротора; F_{km} – амплитуда основной гармоники МДС ротора; ω_r – частота вращения ротора.

В настоящей работе рассмотрен вариант, когда магнитная проводимость воздушного зазора изменяется вдоль расточки за счет зубчатой конструкции статора (односторонняя зубчатость). Такая постановка применима для конструкций роторов с поверхностным расположением радиально намагниченных ПМ. Пример конструкции магнитной системы рассматриваемой электрической машины показан на рис. 4.

Анализ магнитного сопротивления с односторонней зубчатостью со стороны статора выполнен на модели гладкого зазора с эквивалентной удельной проводимостью, воспроизводящей зубцовую периодичность. В проводимости воздушного зазора учтем только постоянную составляющую, определяемую величиной воздушного зазора и высотой ПМ (так как магнитная проводимость ПМ мало отличается от проводимости воздуха),

и основную гармонику, обусловленную числом зубцов статора (зубцовую гармонику) [7]:

$$\Lambda(\alpha) = \Lambda_0 + \Lambda_m \cos(Z_1 \alpha), \quad (7)$$

где Λ_0 – постоянная составляющая магнитной проводимости; Λ_m – амплитуда основной гармоники эквивалентной магнитной проводимости; Z_1 – число пазов статора.

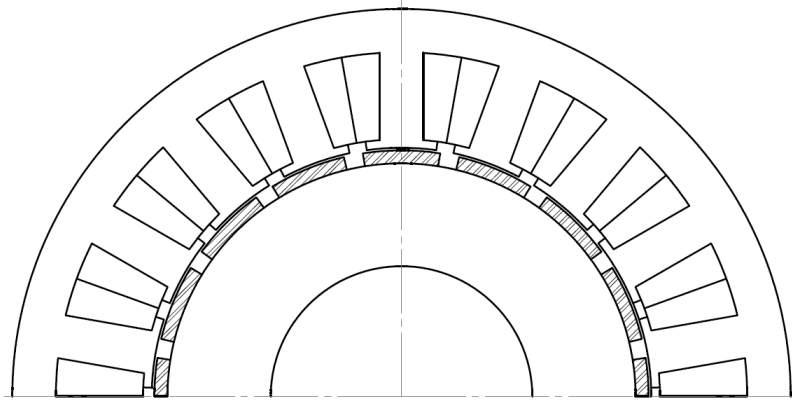


Рис. 4 – Эскиз рассматриваемой магнитной системы

Fig. 4 – Configuration of the magnetic system under study

Используя выражения (2)–(3) и (5)–(7), функцию удельной радиальной силы (1) можно записать как

$$F_r(\alpha, t) = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ [F_{v1m} \cos(\omega t - v_1 \alpha) + F_{v2m} \cos(\omega t + v_2 \alpha) + F_{km} \cos(p\omega_r t - p\alpha)] \times \right. \\ \left. \times [\Lambda_0 + \Lambda_m \cos(Z_1 \alpha)] \right\}^2. \quad (8)$$

Далее, используя выражение (8), рассмотрим условия образования электромагнитных радиальных сил по отдельности: 1) при гладком немагнитном зазоре с учетом постоянной составляющей эквивалентной удельной магнитной проводимости воздушного зазора; 2) при односторонней зубчатости со стороны статора с учетом переменной составляющей магнитной проводимости.

2. Образование радиальных сил низкого порядка при гладком немагнитном зазоре

При гладком немагнитном зазоре функция эквивалентной удельной магнитной проводимости (7) включает в себя только постоянную составляющую Λ_0 . Для такого случая выражение (8) можно записать как

$$\begin{aligned}
F_r(\alpha, t) &= \frac{1}{2\mu_0} \Lambda_0^2 [F_{v1m} \cos(\omega t - v_1 \alpha) + \\
&+ F_{v2m} \cos(\omega t + v_2 \alpha) + F_{km} \cos(p\omega_r t - p\alpha)]^2 = \\
&= \frac{1}{2\mu_0} \Lambda_0^2 \left[\frac{1}{2} F_{v1m}^2 (1 + \cos(2\omega t - 2v_1 \alpha)) + \right. \\
&+ \frac{1}{2} F_{v2m}^2 (1 + \cos(2\omega t + 2v_2 \alpha)) + \frac{1}{2} F_{km}^2 (1 + \cos(2p\omega_r t - 2p\alpha)) + \\
&+ F_{v1m} F_{v2m} \cos(-(v_1 + v_2)\alpha) + F_{v1m} F_{v2m} \cos(2\omega t - (v_1 - v_2)\alpha) + \\
&+ F_{v1m} F_{km} \cos((\omega - p\omega_r)t - (v_1 - p)\alpha) + \\
&+ F_{v1m} F_{km} \cos((\omega + p\omega_r)t - (v_1 + p)\alpha) + \\
&+ F_{v2m} F_{km} \cos((\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p)\alpha) + \\
&\left. + F_{v2m} F_{km} \cos((\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p)\alpha) \right]. \quad (9)
\end{aligned}$$

Порядок радиальной силы определяется коэффициентом при α . Таким образом, анализируя выражение (9), можно сделать следующие выводы. Поскольку большинство электрических машин с ДЗО выполняются многополюсными, то v_1 , v_2 и p имеют высокий порядок, т. е. часть слагаемых выражения (9), содержащих в аргументах косинусов только эти множители, не создают исследуемых радиальных сил. Другая часть слагаемых не изменяются во времени и имеют только пространственное распределение, что показывает наличие постоянной силы вдоль воздушного зазора, и также не вызывают создание исследуемых радиальных сил. Исключив эти выражения, функцию (9) можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned}
F_r(\alpha, t) &= \frac{1}{2\mu_0} \Lambda_0^2 [F_{v1m} F_{v2m} \cos(2\omega t - (v_1 - v_2)\alpha) + \\
&+ F_{v1m} F_{km} \cos((\omega - p\omega_r)t - (v_1 - p)\alpha) + \\
&+ F_{v1m} F_{km} \cos((\omega + p\omega_r)t - (v_1 + p)\alpha) + \\
&+ F_{v2m} F_{km} \cos((\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p)\alpha) + \\
&+ F_{v2m} F_{km} \cos((\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p)\alpha)]. \quad (10)
\end{aligned}$$

Структуру ДЗО можно описать следующим образом: обмотка формируется из ряда одинаковых участков, называемых фазными зонами m_z , число которых кратно числу фаз m . Для трехфазных обмоток при нечетном

значении d [см. выражение (4)] количество фазных зон составляет $m_z = 2m = 6$, тогда как при четном значении d оно равно $m_z = m = 3$. Каждая фазная зона включает в себя c [см. выражение (4)] последовательно соединенных катушек. Номера основных пространственных гармоник МДС ДЗО связаны с числом фазных зон обмотки и числом катушек в фазной зоне [7]:

а) для ДЗО с шестью фазными зонами ($m_z = 6$)

$$\mp v_{1,2} = m_z \frac{c}{2} \pm 1 = 6 \frac{c}{2} \pm 1; \quad (11)$$

б) для ДЗО с тремя фазными зонами ($m_z = 3$)

$$\mp v_{1,2} = m_z \frac{c \mp 1}{2} \pm 1 = 3 \frac{c \mp 1}{2} \pm 1, \quad (12)$$

где верхние знаки выражений (11)–(12) относятся к прямобегающим гармоникам МДС, а нижние – к обратнотекущим.

В выражении (10) в аргументе первого слагаемого в коэффициенте при α содержатся только гармоники МДС обмотки, что показывает их взаимодействие. Используя формулы (11)–(12), можно рассчитать коэффициент r при α :

а) для ДЗО с шестью фазными зонами ($m_z = 6$)

$$r = v_1 - v_2 = \left(m_z \frac{c}{2} + 1 \right) - \left(m_z \frac{c}{2} - 1 \right) = -2; \quad (13)$$

б) для ДЗО с тремя фазными зонами ($m_z = 3$)

$$r = v_1 - v_2 = \left(m_z \frac{c-1}{2} + 1 \right) - \left(m_z \frac{c+1}{2} - 1 \right) = 1. \quad (14)$$

Остальные слагаемые выражения (10) в коэффициенте при α содержат номер гармоники МДС статора и число пар полюсов МДС ротора, что показывает их взаимодействие. Поскольку электрическая машина может быть выполнена для работы с любой из основных гармоник МДС обмотки, то число пар полюсов может принимать значения $p = v_1$ или $p = v_2$. Как было сказано ранее, основные гармоники МДС ДЗО имеют противоположное вращение. Соответственно, ротор будет вращаться сонаправленно с одной основной гармоникой МДС обмотки и встречно – со второй. Проанализировав коэффициенты при α в этих выражениях, можно заключить следующее. Для коэффициентов вида $(v - p)$, когда $p = v$, имеет место образование радиальной силы порядка $r = 0$ при взаимодействии гармоники МДС ротора с гармоникой МДС обмотки, имеющих одинаковый порядок. Также исследуемые радиальные силы создаются при взаимодействии МДС ротора с гармоникой МДС обмотки, имеющей противоположное направление вращения. Для такого случая расчет порядка создаваемой радиальной силы аналогичен выражениям (13) и (14). Таким образом, для

ДЗО с $m_z = 6$ образуются радиальные силы порядка $r = 2$, а для ДЗО с $m_z = 3$ – радиальные силы порядка $r = 1$. Описанные силы имеют различное изменение во времени, которое определяется коэффициентом при t .

3. Образование радиальных сил низкого порядка при односторонней зубчатости со стороны статора

Как показано в выражении (7), при учете односторонней зубчатости со стороны статора в выражении эквивалентной удельной проводимости присутствуют постоянная составляющая и переменная составляющая, определяющаяся числом зубцов статора. Поскольку анализ выражения радиальной силы при учете постоянной составляющей проведен ранее, далее рассмотрим влияние переменной составляющей. Выражение (8) можно записать как

$$\begin{aligned}
 F_r(\alpha, t) &= \frac{1}{2\mu_0} \left\{ [F_{v1m} \cos(\omega t - v_1 \alpha) + F_{v2m} \cos(\omega t + v_2 \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + F_{km} \cos(p\omega_r t - p\alpha)] \Lambda_m \cos(Z_1 \alpha) \right\}^2 = \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} \left[\frac{1}{4} F_{v1m}^2 \Lambda_m (2 \cos(Z_1 \alpha) + \cos(2\omega t - (2v_1 + Z_1) \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \cos(2\omega t - (2v_1 - Z_1) \alpha)) + \frac{1}{4} F_{v2m}^2 \Lambda_m (2 \cos(Z_1 \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \cos(2\omega t + (2v_2 - Z_1) \alpha) + \cos(2\omega t + (2v_2 + Z_1) \alpha)) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{4} F_{km}^2 \Lambda_m (2 \cos(Z_1 \alpha) + \cos(2p\omega_r t - (2p + Z_1) \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \cos(2p\omega_r t - (2p - Z_1) \alpha)) + \frac{1}{2} F_{v1m} F_{v2m} \Lambda_m \times \right. \\
 &\quad \left. \times (\cos(-(v_1 + v_2 + Z_1) \alpha) + \cos(-(v_1 + v_2 - Z_1) \alpha)) + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} F_{v1m} F_{v2m} \Lambda_m (\cos(2\omega t - (v_1 - v_2 + Z_1) \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \cos(2\omega t - (v_1 - v_2 - Z_1) \alpha)) + \frac{1}{2} F_{v1m} F_{km} \Lambda_m \times \right. \\
 &\quad \left. \times (\cos((\omega - p\omega_r) t - (v_1 - p + Z_1) \alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \cos((\omega - p\omega_r) t - (v_1 - p - Z_1) \alpha)) + \frac{1}{2} F_{v1m} F_{km} \Lambda_m \times \right. \\
 &\quad \left. \times (\cos((\omega + p\omega_r) t - (v_1 + p + Z_1) \alpha) + \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \cos((\omega + p\omega_r)t - (v_1 + p - Z_1)\alpha)) + \frac{1}{2}F_{v2m}F_{km}\Lambda_m \times \\
& \quad \times (\cos((\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p - Z_1)\alpha) + \\
& + \cos((\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p + Z_1)\alpha)) + \frac{1}{2}F_{v2m}F_{km}\Lambda_m \times \\
& \quad \times (\cos((\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p - Z_1)\alpha) + \\
& \quad + \cos((\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p + Z_1)\alpha)) \Big]. \tag{15}
\end{aligned}$$

Часть слагаемых выражения (15) не имеют изменения во времени, т. е. их можно не рассматривать при анализе исследуемых радиальных сил. Оставшиеся слагаемые для удобства последующего исследования целесообразно классифицировать по типу взаимодействующих гармонических составляющих и рассматривать по отдельности. Выделим три группы:

- 1) силы, обусловленные взаимодействием МДС статора с переменной составляющей магнитной проводимости;
- 2) силы, возникающие при взаимодействии МДС ротора с переменной составляющей магнитной проводимости;
- 3) силы, являющиеся результатом взаимодействия результирующей МДС с переменной составляющей магнитной проводимости.

Радиальные силы, возникающие при взаимодействии МДС статора и переменной магнитной проводимости. Список аргументов косинусоидальных функций данной группы радиальных сил:

$$\left\{ \begin{array}{l} 2\omega t - (2v_1 + Z_1)\alpha, \\ 2\omega t - (2v_1 - Z_1)\alpha, \\ 2\omega t + (2v_2 + Z_1)\alpha, \\ 2\omega t + (2v_2 - Z_1)\alpha, \\ 2\omega t - (v_1 - v_2 + Z_1)\alpha, \\ 2\omega t - (v_1 - v_2 - Z_1)\alpha. \end{array} \right.$$

Число пазов статора в машинах с элементарной ДЗО можно связать с числом фазных зон обмотки [7]:

$$Z_1 = m_z c. \tag{16}$$

В отношении коэффициентов при α вида $(2v + Z_1)$ можно заключить, что высокий порядок таких радиальных сил не вызывает значительной деформации статора. Для коэффициентов при α вида $(2v - Z_1)$ существуют

условия создания исследуемых радиальных сил. Причем порядок сил будет отличен для ДЗО с шестью и тремя фазными зонами. Это можно показать с использованием выражений (11)–(12) и (16):

а) для ДЗО с шестью фазными зонами ($m_z = 6$)

$$r = 2v_{1,2} - Z_1 = 2\left(m_z \frac{c}{2} \pm 1\right) - m_z c = m_z c \pm 2 - m_z c = \pm 2; \quad (17)$$

б) для ДЗО с тремя фазными зонами ($m_z = 3$)

$$\begin{aligned} r = 2v_{1,2} - Z_1 &= 2\left(m_z \frac{c \mp 1}{2} \pm 1\right) - m_z c = m_z (c \mp 1) \pm 2 - m_z c = \\ &= m_z c \mp m_z \pm 2 - m_z c = \mp m_z \pm 2 = \mp 3 \pm 2 = \mp 1. \end{aligned} \quad (18)$$

Это объясняется тем, что число пар полюсов основных гармоник поля, создаваемого обмоткой, практически совпадает с числом зубцов статора, вследствие чего разность соответствующих пространственных гармоник оказывается малой и дает составляющие низкого порядка.

Рассматривая коэффициенты при α вида $(v_1 - v_2 \pm Z_1)$, можно заключить следующее. Поскольку разность порядков основных гармоник $(v_1 - v_2)$ имеет малую величину, а число зубцов статора Z_1 значительно ее превосходит, то результирующий порядок радиальной силы оказывается соизмеримым с Z_1 и относится к высоким пространственным гармоникам.

Радиальные силы, возникающие при взаимодействии МДС ротора и переменной магнитной проводимости. Список аргументов косинусоидальных функций данной группы радиальных сил:

$$\begin{cases} 2p\omega_r t - (2p + Z_1)\alpha, \\ 2p\omega_r t - (2p - Z_1)\alpha. \end{cases}$$

Учитывая, что для обеспечения работы электрической машины число пар полюсов возбуждения p должно соответствовать числу пар полюсов одной из основных гармоник поля обмотки ($p = v_1$ или $p = v_2$), анализ условий образования радиальных сил при взаимодействии МДС ротора с переменной составляющей магнитной проводимости полностью аналогичен анализу, проведенному в выражениях (17) и (18). Следовательно, и в данном случае имеют место те же закономерности: для обмоток с $m_z = 6$ образуются силы порядка $r = 2$, а для обмоток с $m_z = 3$ – силы порядка $r = 1$.

Радиальные силы, возникающие при взаимодействии результирующей МДС и переменной магнитной проводимости. Список аргументов косинусоидальных функций данной группы радиальных сил:

$$\left\{ \begin{array}{l} (\omega - p\omega_r)t - (v_1 - p + Z_1)\alpha, \\ (\omega - p\omega_r)t - (v_1 - p - Z_1)\alpha, \\ (\omega + p\omega_r)t - (v_1 + p + Z_1)\alpha, \\ (\omega + p\omega_r)t - (v_1 + p - Z_1)\alpha, \\ (\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p + Z_1)\alpha, \\ (\omega - p\omega_r)t + (v_2 + p - Z_1)\alpha, \\ (\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p + Z_1)\alpha, \\ (\omega + p\omega_r)t + (v_2 - p - Z_1)\alpha_1. \end{array} \right.$$

Здесь к созданию исследуемых радиальных сил низких порядков приводят только функции, содержащие коэффициенты при α вида $(v + p - Z_1)$. Причем существуют два варианта создания радиальных сил низких порядков.

1. Силы порядка $r = 0$. Это справедливо для случая взаимодействия основной гармоники МДС ротора, основной гармоники МДС статора, не являющейся рабочей, и основной гармоники магнитной проводимости. Это можно доказать с использованием выражений (11)–(12) и (16). Продемонстрируем это для случая, когда v_2 – рабочая гармоника статора ($p = v_2$), а v_1 – нерабочая:

а) для ДЗО с шестью фазными зонами ($m_z = 6$)

$$r = v_1 + p - Z_1 = v_1 + v_2 - Z_1 = \left(m_z \frac{c}{2} + 1 \right) + \left(m_z \frac{c}{2} - 1 \right) - m_z c = 0;$$

б) для обмоток с тремя фазными зонами ($m_z = 3$)

$$r = v_1 + p - Z_1 = v_1 + v_2 - Z_1 = \left(m_z \frac{c-1}{2} + 1 \right) + \left(m_z \frac{c+1}{2} - 1 \right) - m_z c = 0.$$

2. Для ДЗО с различным числом фазных зон имеет место образование радиальных сил разных порядков. Это справедливо для случая взаимодействия гармоники МДС ротора, порядок которой соответствует рабочей гармонике МДС статора, рабочей гармоники МДС статора и эквивалентной магнитной проводимости. Это также можно доказать с использованием выражений (11)–(12) и (16). Продемонстрируем это для случая, когда v_1 – рабочая гармоника статора ($p = v_1$):

а) для ДЗО с шестью фазными зонами ($m_z = 6$)

$$r = v_1 + p - Z_1 = v_1 + v_1 - Z_1 = \left(m_z \frac{c}{2} + 1 \right) + \left(m_z \frac{c}{2} - 1 \right) - m_z c = 2;$$

б) для обмоток с тремя фазными зонами ($m_z = 3$)

$$r = v_1 + p - Z_1 = v_1 + v_1 - Z_1 = \left(m_z \frac{c-1}{2} + 1 \right) + \left(m_z \frac{c+1}{2} - 1 \right) - m_z c = 1.$$

Заключение

В настоящей работе выполнено теоретическое исследование условий образования магнитных радиальных сил низкого порядка в электрических машинах с ДЗО и возбуждением от ПМ. В ходе проведенного анализа получены следующие основные результаты. Разработано обобщенное аналитическое выражение для удельной радиальной силы, действующей между статором и ротором, учитывающее пространственно-временное распределение магнитного поля и включающее основные гармонические составляющие (обладающие наибольшей амплитудой) МДС обмотки, МДС возбуждения и эквивалентной магнитной проводимости воздушного зазора. Показано, что радиальные силы низкого порядка в машинах рассматриваемого класса возникают как при гладком немагнитном зазоре, так и при учете односторонней зубчатости со стороны зубчатости статора. Показано также, что в электрических машинах с ДЗО как с шестью, так и с тремя фазными зонами имеет место образование сил нулевого порядка, представляющих собой пульсирующее усилие растяжения/сжатия. В дополнение к этому установлено, что в машинах с ДЗО с шестью фазными зонами образуются радиальные силы второго порядка, вызывающие изгибные деформации статорного кольца и его искривление к форме эллипса, а в машинах с ДЗО с тремя фазными зонами – силы первого порядка, приводящие к одностороннему притяжению ротора к статору. Причем данные силы имеют место как при гладком немагнитном зазоре, так и при учете зубчатости статора. Представленные в работе аналитические зависимости и выявленные закономерности могут быть использованы на этапе проектирования электрических машин рассматриваемого класса в ходе выбора конструктивных технических решений для снижения исследуемых гармонических составляющих, являющихся причиной возникновения магнитных радиальных сил.

ЛИТЕРАТУРА

1. Noise and vibration characteristics analysis on different structure parameters of permanent magnet synchronous motor / Y. Li, S. Li, J. Xia, F. Zhang // 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – Busan, 2013. – P. 46–49. – DOI: 10.1109/ICEMS.2013.6754549.
2. Analysis of global and local force harmonics and their effects on vibration in permanent magnet synchronous machines / J. Zou, H. Lan, Y. Xu, B. Zhao // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2017. – Vol. 32 (4). – P. 1523–1532. – DOI: 10.1109/TEC.2017.2720422.
3. **Chen Y.S., Zhu Z.Q., Howe D.** Vibration of PM brushless machines having a fractional number of slots per pole // IEEE Transactions on Magnetics. – 2006. – Vol. 42 (10). – P. 3395–3397. – DOI: 10.1109/TMAG.2006.879072.
4. Comparison of radial vibration forces in 10-pole/12-slot fractional slot surface-mounted and interior PM brushless AC machines / Z.P. Xia, Z.Q. Zhu, L.J. Wu, G.W. Jewell // The XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM 2010. – Rome, 2010. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5608062.
5. Unequal teeth design to reduce electromagnetic vibration in fractional-slot concentrated-windings permanent-magnet machine / S. Zhu, J. Ji, W. Zhao, J. Zheng,

- Y. Mao, G. Liu // *Journal of Magnetism*. – 2019. – Vol. 24 (4). – P. 657–667. – DOI: 10.4283/JMAG.2019.24.4.657.
6. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. – М.: Энергия, 1981. – 351 с.
7. Шевченко А.Ф. Электромеханические преобразователи энергии с модулированным магнитным потоком: дис. ... д-ра техн. наук. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 346 с.

STUDY OF RADIAL ELECTROMAGNETIC FORCES IN MACHINES WITH FRACTIONAL-SLOT CONCENTRATED WINDINGS AND PERMANENT MAGNETS

Babitsky D.Yu.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

Electromagnetic radial forces are among the dominant sources of vibration and acoustic noise in permanent magnet synchronous machines, making their prediction an important task in the design of high-performance electrical drives. This work presents a theoretical investigation of the mechanisms responsible for the generation of low-order radial force components in machines with fractional-slot concentrated windings. The presented analytical model describes the interaction between the stator magnetic field, the rotor permanent-magnet excitation, and the air-gap magnetic reluctivity. The proposed formulation makes it possible to evaluate the contribution of individual harmonic components and to identify the physical origin of radial force waves under both idealized smooth air-gap conditions and practical slotted stator configurations. The analysis shows that breathing-mode forces are present irrespective of stator slotting, whereas additional low-order force components strongly depend on the winding layout. Machines employing six phase zones predominantly generate second-order radial forces that promote elliptical deformation of the stator, while three-phase-zone topologies are susceptible to first-order forces responsible for unbalanced magnetic pull. These findings clarify the relationship between winding configuration and electromagnetic excitation of structural vibrations. The derived analytical expressions provide a convenient tool for the electromagnetic design of permanent magnet machines and can support the development of low-noise, low-vibration electrical drives through informed selection of winding and magnetic circuit parameters.

Keywords: radial electromagnetic force, fractional-slot concentrated winding, permanent magnets, magnetomotive force.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-5-19

REFERENCES

1. Li Y., Li S., Xia J., Zhang F. Noise and vibration characteristics analysis on different structure parameters of permanent magnet synchronous motor. *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Busan, 2013, pp. 46–49. DOI: 10.1109/ICEMS.2013.6754549.
2. Zou J., Lan H., Xu Y., Zhao B. Analysis of global and local force harmonics and their effects on vibration in permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32 (4), pp. 1523–1532. DOI: 10.1109/TEC.2017.2720422.

3. Chen Y.S., Zhu Z.Q., Howe D. Vibration of PM brushless machines having a fractional number of slots per pole. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, vol. 42 (10), pp. 3395–3397. DOI: 10.1109/TMAG.2006.879072.
4. Xia Z.P., Zhu Z.Q., Wu L.J., Jewell G.W. Comparison of radial vibration forces in 10-pole/12-slot fractional slot surface-mounted and interior PM brushless AC machines. *The XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM 2010*. Rome, 2010, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5608062.
5. Zhu S., Ji J., Zhao W., Zheng J., Mao Y., Liu G. Unequal teeth design to reduce electromagnetic vibration in fractional-slot concentrated-windings permanent-magnet machine. *Journal of Magnetics*, 2019, vol. 24 (4), pp. 657–667. DOI: 10.4283/JMAG.2019.24.4.657.
6. Heller B., Hamata V. *Harmonic field effects in induction machines*. Academia, 1977. 330 p. (Russ. ed.: Geller B., Gamata V. *Vysshie garmoniki v asinkhronnykh mashinakh*. Moscow, Energiya Publ., 1981. 351 p.).
7. Shevchenko A.F. *Elektromekhanicheskie preobrazovateli energii s modulirovannym magnitnym potokom*. Diss. dokt. tekhn. nauk [Electromechanical energy converters with modulated magnetic flux. Dr. eng. sci. diss.]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1999. 346 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Бабицкий Денис Юрьевич – родился в 1995 году, ассистент кафедры электромеханики Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: электрические машины с постоянными магнитами. Опубликовано 21 научная работа. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: babiczkiy.2013@corp.nstu.ru).

Babitsky Denis Yurievich (b. 1995), assistant lecturer at the Department of Electromechanics in Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on permanent magnet electric machines. He is the author of 21 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: babiczkiy.2013@corp.nstu.ru).

Статья поступила 16 июля 2026 г.

Received July 16, 2026

To Reference:

Babitsky D.Yu. Issledovanie radial'nykh elektromagnitnykh sil v mashinakh s drobnymi zubtsovymi obmotkami i postoyannymi magnitami [Study of radial electromagnetic forces in machines with fractional-slot concentrated windings and permanent magnets]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 5–19. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-5-19.

УДК 621.39

ИМИТАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЗАРАНЕЕ ПОДГОТОВЛЕННЫХ ДАННЫХ

А.В. Киселев, Д.А. Безрученко*Новосибирский государственный технический университет*

В современной практике разработки сложных радиоэлектронных систем и комплексов, в частности радиолокационных станций, широко используется моделирование, в том числе на завершающих этапах разработки программных средств, применяется имитация реальной радиоэлектронной обстановки, включающая моделирование комплекса входных эхосигналов и помех. При этом ключевым моментом обеспечения адекватности моделирования является требование имитации в реальном времени, что при использовании цифровых методов приводит к высоким требованиям к аппаратным ресурсам средств вычислительной техники, применяемым для формирования имитируемых сигналов и помех. Ниже рассмотрено решение, позволяющее снизить эти требования. Оно основано на использовании заранее подготавливаемых данных. Показано, что применительно к задачам имитации сигналов наземных обзорных радиолокационных станций оно позволяет ограничить вычисления простейшими преобразованиями с помощью аппаратных средств имитатора. Получены алгоритмы имитации, обеспечивающие моделирование в реальном времени. Показано, что в реальном времени может выполняться ограниченное число преобразований, реализуемых аппаратными средствами программируемых интегральных микросхем. Приведен пример реализации имитационного комплекса. Представлены его основные характеристики, подтверждающие возможность использования заранее подготовленных данных для имитации сигналов и помех в реальном времени.

Ключевые слова: имитация, радиолокация, эхосигналы, помехи, реальное время.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-20-31

Введение

Высокие требования к характеристикам современных радиолокационных станций (РЛС) и комплексов на их основе предусматривают применение для обработки сигналов и помех алгоритмов обработки, отличающихся высокой сложностью, адаптивностью и рядом других факторов. Это ограничивает использование при их создании традиционных подходов, основанных на измерении основных параметров и характеристик. Обязательным дополнением к ним выступают методы испытаний, основанные на многоуровневом моделировании внешней по отношению к РЛС электронной обстановки, позволяющие, с одной стороны, проводить разработку алгоритмического и программного обеспечения, не прибегая к полноценным натурным

экспериментам, а с другой – прогнозировать поведение объекта разработки в сложной, приближенной к реальной обстановке [1, 2].

Традиционно задача имитации эхосигналов и помех РЛС решается следующим образом [3–5].

Для текущих значений параметров траектории цели и носителя станции, а также параметров ее зондирующего сигнала, параметров активных (организованных) и пассивных помех, а также ряда других факторов рассчитываются текущие значения параметров эхосигналов от целей и пассивных помех, а также параметры активных радиопомех. В соответствии с ними рассчитываются отсчеты имитируемых эхосигналов и помех, которые затем преобразуются в аналоговые сигналы, переносимые на радиочастоту.

Перечисленные вычисления должны выполняться, по сути, в реальном времени, что требует применения вычислительных средств с колоссальным быстродействием. В результате затраты на создания имитатора могут превысить экономический эффект от его применения.

Ниже рассмотрен альтернативный вариант решения задачи имитации. Он основан на том, что данные, подготовленные заранее, до начала моделирования, заносятся в память имитатора, а затем в реальном времени извлекаются из нее. При этом в реальном времени осуществляются лишь относительно простые вычисления, реализуемые на программируемых логических интегральных схемах.

Цель работы – обосновать методы формирования сигналов, имитирующих радиолокационные эхосигналы и помехи, на основе использования предварительной подготовки данных.

Рассмотрено решение двух задач:

- 1) оценить выполнение условий применимости предварительной подготовки данных для имитации эхосигналов и помех наземных РЛС;
- 2) разработать алгоритмы имитации радиочастотных эхосигналов и помех для наземных РЛС обзора воздушного пространства, построенные на принципе предварительной подготовки данных.

1. Постановка задачи

Рассмотрим имитацию сигналов и помех применительно к наземной неподвижной РЛС управления воздушным движением, осуществляющей обнаружение воздушных точечных целей на фоне пассивных помех от поверхности земли и метеорологических образований. Предположим также, что РЛС использует периодический импульсный зондирующий сигнал с неизменными известными: комплексной огибающей и частотой повторения. Рабочая частота РЛС известна. Траектория движения цели и ее параметры заранее известны.

Таким образом, требуется показать, что применительно к данной станции способы вычисления отсчетов комплексной огибающей эхосигналов от точечных воздушных целей, от пассивных помех от поверхности земли и от пассивных помех от метеорологических образований можно разделить на три группы.

Первая группа – это вычисления, которые могут быть выполнены заранее и результаты которых неизменны в течение всего времени проводимого полунатурного эксперимента.

Вторая группа – вычисления, результаты которых могут быть получены заранее, но в процессе имитации изменяются. Причем эти изменения могут осуществляться с шагом по времени (обозначим его $T_{\text{обн}}$ – темп обновления), многократно превышающим шаг дискретизации отсчетов имитируемого сигнала или помехи (обозначим его T_d). Это позволяет выполнить вычисления заранее, результат занести в память имитатора, из которой они будут извлекаться по мере необходимости с шагом $T_{\text{обн}}$.

Третья группа – вычисления, выполняемые в реальном времени с шагом по времени, равным T_d .

2. Решение

2.1. Имитация точечной воздушной цели

Как известно [6, 7], эхосигнал от точечной воздушной цели, визируемой РЛС в свободном пространстве в момент времени t , в символическом виде можно записать:

$$\dot{i}(t) = A(t)\dot{S}_z(t - t_z(t))\exp\left(-j\left[\int_0^t \omega_D(t)dt + \omega_0 t + \varphi_0\right]\right), \quad (1)$$

где $A(t)$ – амплитуда эхосигнала; $\dot{S}_z(t)$ – комплексная огибающая зондирующего сигнала РЛС; t_z – задержка эхосигнала относительно момента начала излучения зондирующего импульса; j – мнимая единица; $\omega_D(t)$ – значение доплеровского сдвига эхосигнала от цели в момент времени t ; ω_0 – рабочая частота РЛС; φ_0 – случайная начальная фаза.

С учетом того, что перенос сигнала на рабочую частоту обычно выполняется аналоговым трактом, задача имитации будет заключаться в формировании отсчетов комплексной огибающей имитирующего сигнала, их преобразовании в аналоговый сигнал, переносе на рабочую частоту исследуемой РЛС, а также в установлении среднего уровня мощности этого сигнала (обычно осуществляется аналоговыми аттенюаторами, входящими в состав тракта переноса).

Комплексную огибающую, дискретизированную с шагом, равным T_d , нетрудно получить из выражения (1):

$$\dot{i}(nT_d) = A(nT_d)\dot{S}_z((n - m_z(n))T_d)\exp\left(-j\left[\sum_{i=0}^n \omega_D(iT_d)T_d + \varphi_0\right]\right), \quad (2)$$

где n – порядковый номер отсчета; $m_z(n) = \text{int}(t_z(nT_d)/T_d)$; $\text{int}(x)$ – функция округления аргумента до ближайшего целого.

Рассмотрим функции, входящие в выражение (2). Оценим темп их обновления, необходимый для адекватного моделирования эхосигнала.

В соответствии с принятыми допущениями комплексная огибающая зондирующего импульса и ее отсчеты неизменны. Это позволяет провести их расчет заранее, занести его результаты в память имитатора и затем извлекать из нее по мере необходимости с темпом T_d . Безусловно, их формирование может быть отнесено к первой группе.

Амплитуда эхосигнала $A(t)$ зависит от расстояния до цели (обозначим его $R_c(nT_d)$) и при его изменении также будет изменяться [7]:

$$A(nT_d) \sim 1 / R_c(nT_d)^2,$$

или в относительных величинах:

$$A(nT_d) \sim (R_c(nT_d + T_{обн}) / R_c(nT_d))^2.$$

Например, при $t_z = 10$ мкс (что соответствует наклонной дальности до цели 1,5 км) за время $T_{обн} = 10$ мс для радиальной составляющей скорости сближения 300 м/с (обозначим ее V_c) получим изменение амплитуды приблизительно на 0,04 %, а при $t_z = 100$ мкс (что соответствует наклонной дальности до цели 15 км) получим изменение амплитуды приблизительно на 0,0004 %.

Изменение задержки эхосигнала относительно начала излучения зондирующего импульса РЛС за время $T_{обн}$ (обозначим его Δt_z)

$$\Delta t_z = 2(R_c(nT_d + T_{обн}) - R_c(nT_d)) / c,$$

где c – скорость света.

За $T_{обн} = 10$ мс значение Δt_z составит 3 м.

Доплеровское смещение частоты $\omega_D(t)$ при изменении радиальной составляющей вектора скорости также будет меняться:

$$\omega_D(t) = 2V_c(t) / \lambda, \quad \omega_D(nT_d) = 2V_c(nT_d) / \lambda,$$

$$\Delta \omega_D(nT_d) = 2(V_c(nT_d) + anT_d) / \lambda,$$

где a – ускорение.

Для $a = 10$ м/с² получим относительное изменение доплеровского смещения частоты за $T_{обн} = 10$ мс порядка 1/3 %.

Полученные результаты и численные оценки позволяют сделать следующие выводы.

При имитации эхосигналов от точечной воздушной цели формирование имитирующего сигнала может быть разделено:

– на вычисление отсчетов комплексной огибающей зондирующего импульса, его занесение в память имитатора и ее многократное дальнейшее использование (первая группа);

– предварительные вычисления отсчетов функций $A(nT_d)$, $t_z(nT_d)$ и $\omega_D(nT_d)$ с последующим занесением результатов в память имитатора (вторая группа);

– вычисление отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала [по формуле (2)], сводящееся к извлечению из памяти (с шагом по времени $T_{обн}$) параметров имитируемого сигнала, отсчетов комплексной огибающей зондирующих импульсов (с шагом по времени T_d) и последующее преобразование в соответствии с формулой (2) (третья группа).

Как видно, основной объем вычислений может выполняться заранее и не в реальном времени. Действия, осуществляемые в реальном времени, сводятся к введению доплеровского сдвига и вычислениям по формуле (2), что вполне реализуемо с помощью программируемых интегральных микросхем.

2.2. Имитация эхосигналов от поверхности земли

Поверхность земли является классическим случаем поверхностно распределенной пассивной помехи [6]. Она протяжена по следующим координатам: наклонная дальность, азимут и угол места. Используя выражение (1), для нее можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{i}(t, \alpha) = & \sum_{k=1}^K A_k(\alpha, k, t) \dot{S}_z(t - t_{zk}(t)) \times \\ & \times \exp \left(-j \left[\int_0^t \omega_{Dk}(\alpha, t) dt + \omega_0 t + \varphi_{\alpha, k} \right] \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где K – количество элементов дальности, для которых имитируется эхосигнал от поверхности земли; $\dot{i}(t, \alpha)$, $A_k(\alpha, k, t)$, $t_{zk}(t)$, $\omega_{Dk}(\alpha, t)$, $\varphi_{\alpha, k}$ – соответственно мгновенное значение эхосигнала, его амплитуда для k -го элемента дальности в направлении зондирования, заданного азимутальным направлением α , задержка эхосигнала от k -го элемента дальности, доплеровский сдвиг и начальная фаза эхосигнала от него.

Ограничимся имитацией сигнала для одного углового направления (зададим $\alpha = \alpha_0$) и перейдем от формулы (3) к отсчетам комплексной огибающей:

$$\begin{aligned} i(nT_d, \alpha_0) = & \sum_{k=1}^K A_k(\alpha_0, k, nT_d) \dot{S}_z(t - t_{zk}(n \cdot T_d)) \times \\ & \times \exp \left(-j \left[\sum_{i=0}^n \omega_{Dk}(\alpha_0, iT_d) T_d + \varphi_{\alpha_0, k} \right] \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Рассмотрим частные случаи.

2.2.1. Имитация эхосигналов для статичных земных покровов

В этом случае доплеровское смещение частоты отсутствует, как и доплеровские флуктуации эхосигнала. Это позволяет записать выражение (4) в виде

$$\begin{aligned} i(nT_d, \alpha_0) &= \sum_{k=1}^K A_k(\alpha_0, k, nT_d) \dot{S}_z(t - t_{zk}(nT_d)) \times \\ &\times \exp\left(-j \left[\sum_{i=0}^n \omega_{Dk}(\alpha_0, iT_d) T_d + \varphi_{\alpha_0, k} \right]\right) = \\ &= \sum_{k=1}^K A_k(\alpha_0, kT_d) \dot{S}_z(t - t_{zk}(nT_d)) \exp(-j\varphi_{\alpha_0, k}). \end{aligned}$$

2.2.2. Использование простого зондирующего сигнала

В этом случае

$$i(nT_d, \alpha_0) = \sum_{k=1}^K A_k(\alpha_0, kT_d) \exp(-j\varphi_{\alpha_0, k}).$$

Нетрудно заметить, что в рассмотренных частных случаях имитация эхосигналов отличается от имитации отражений от точечной цели тем, что вместо комплексной огибающей зондирующего импульса выступает ее свертка с распределением амплитуд эхосигналов по поверхности земли. Ее отсчеты могут быть рассчитаны заранее и занесены в память имитатора.

2.3. Имитация пассивных помех от метеорологических образований

Метеорологические образования являются классическим случаем обильно распределенных пассивных помех. Выражение для расчета отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала во многом аналогично имеющему место для поверхности земли. Это позволяет использовать для имитации те же подходы и решения, что и для земли.

2.4. Выводы

В целом полученные соотношения и численные оценки позволяют сделать следующие выводы.

Вычисления отсчетов комплексной огибающей эхосигналов от точечных воздушных целей, поверхности земли и метеорологических образований могут быть разделены на три группы: 1) не обновляемых во время моделирования и выполняемых заранее однократно; 2) выполняемых заранее для моментов времени, кратных $T_{обн}$; 3) выполняемых в реальном времени с темпом T_d .

Нецелесообразность предварительного вычисления отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала определяется следующими факторами.

Во-первых, темп извлечения отсчетов $T_{\text{обн}} / T_d$ превышает $T_{\text{обн}}$, и для их хранения необходимо применение быстродействующего оперативного запоминающего устройства (ОЗУ).

Во-вторых, объем проводимого эксперимента будет пропорционален его продолжительности.

Например, при $T_d = 20$ нс и продолжительности эксперимента 8 ч объем вычислений составит порядка $144 \cdot 10^{10}$ комплексных отсчетов, подготовка которых даже на быстродействующей ЭВМ займет много времени. Разделение хранимых данных при тех же условиях дает возможность снизить темп обновления до $T_{\text{обн}}$, а объем – приблизительно до $9 \cdot 10^7$, т. е. почти в 50 000 раз, что позволяет использовать для хранения относительно медленную флеш-память.

3. Практическая апробация

Апробация полученных результатов осуществлялась путем их использования для создания экспериментального образца имитатора [8]. Он выполнен на основе системы на кристалле ZYNQ Z-7020 фирмы Xilinx/AMD и микросхемы SDR-приемопередатчика AD9361 фирмы Analog Devices. Выбор платформы обоснован наличием в системе на кристалле двухъядерного ARM Cortex-A9 процессора с тактовой частотой работы до 866 МГц для обработки команд управления и конфигурирования имитатора, а также для работы с внешними интерфейсами, такими как Ethernet и флеш-накопитель. Помимо процессорной части присутствует полноценная программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) на 85 тысяч логических элементов, блок памяти размером 4,9 Мбит, 220 блоков цифровой обработки сигналов. Система на кристалле объединяет процессорную часть и ПЛИС посредством шины AXI, что позволяет обмениваться данными между ними.

Выбор SDR-приемопередатчика обоснован наличием в одной микросхеме полноценного цифрового двухканального дуплексного приемопередатчика с возможностью выбора центральной частоты в широком диапазоне от 70 МГц до 6 ГГц от встроенного синтезатора частот и шириной полосы пропускания выходного сигнала до 56 МГц со встроенными перестраиваемыми фильтрами нижних частот. Выходные каналы оснащены управляемыми аттенюаторами с вносимым затуханием до 90 дБ и шагом 0,25 дБ.

Для формирования эхосигнала предложена блок-схема, приведенная на рисунке.

На имитатор от РЛС поступают импульсы начала излучения зондирующих импульсов (на рисунке обозначены как ИЗП), опорной частоты $F_{\text{оп}}$, а также тактовые импульсы (ТИ), синхронизирующие время имитатора со временем станции и определяющие темп обновления параметров моделируемой ситуации.

При имитации эхосигналов от точечных воздушных целей и рассмотренных пассивных помех работа имитатора осуществляется следующим образом.

доплеровского смещения частоты и затухания аттенюаторов. Для хранения комплексной огибающей зондирующего сигнала используется двухпортовая ОЗУ, построенная из блоков памяти, и имеющая разрядность 12 бит и глубину 32 768 ячеек на каждую квадратуру каждого передающего канала, что при $T_d = 20$ нс позволяет хранить зондирующий сигнал длительностью до 655 мкс. Изменение амплитуды зондирующего сигнала выполнено путем умножения отсчетов комплексной огибающей на $A(t)$, которая хранится во флеш-памяти и обновляется с каждым ТИ. Умножение выполняется в реальном времени за счет использования умножителей блоков цифровой обработки сигналов ПЛИС.

Имитация задержки сигнала по дальности реализуется цифровой линией задержки (ЦЛЗ). На вход ЦЛЗ с каждым ТИ поступает код необходимой задержки из флеш-памяти, а также импульс запуска передатчика (ИЗП) радиолокатора. Цифровая линия задержки разрешает работу счетчика адреса выбора отсчетов комплексной огибающей зондирующего сигнала, поступающего на ОЗУ.

Подстройка частоты выходного сигнала, имитирующая эффект Доплера, выполнена на аппаратном векторном умножителе и работает в реальном времени. Векторный умножитель построен на блоках цифровой обработки сигналов ПЛИС. Управление частотой Доплера происходит за счет установки приращения фазы заранее рассчитанных отсчетов функций синуса и косинуса. Приращение фазы хранится и обновляется с каждым ТИ.

Полученные отсчеты поступают на вход микросхемы приемопередатчика AD9361. В микросхеме происходит преобразование цифровых отсчетов в аналоговый сигнал и его перенос на рабочую частоту.

Заключение

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. Априорная определенность условий имитации сигналов и помех является ключевым моментом, определяющим возможности использования при моделировании в реальном времени предварительно подготовленных данных.

2. Использование разделения вычислений отсчетов имитируемых сигналов и помех на группы: расчетов, осуществляемых до начала имитации и осуществляемых аппаратными средствами в реальном времени, позволяет свести имитацию к предварительной подготовке данных с сохранением ее результатов. При этом формирование отсчетов имитируемого сигнала сводима к извлечению этих данных из памяти, а также к простейшим вычислениям, осуществляемым аппаратными средствами имитатора в реальном времени.

3. В качестве аппаратных средств могут быть использованы доступные средства, включающие систему на кристалле и SDR-модуль.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полунатурное моделирование радиотехнических информационно-измерительных систем комплекса управления летательных аппаратов с использованием имитаторов / В.А. Щаренский, И.П. Прощицкий, В.Х. Рисенберг и др. // Вопросы кибернетики. Вып. 67. Проблемы авиационной и космической кибернетики (интегрированные системы активного управления). – М., 1981. – С. 121–131.
2. **Урсатьев А.А., Погребня Н.П.** Полунатурная модель сигнально-помеховой радиолокационной обстановки // Управляемые системы и машины. – 1991. – № 4. – С. 102–111.
3. **Тверской Г.Н., Харченко Г.К., Терентьев И.П.** Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций. – Л.: Судостроение, 1973.
4. **Hill D.J., Morgan J.R., Sherlock P.E.** Simulation of radar returns from land using a digital technique // International Conference Radar-82, 18–20 October. – London, 1982. – P. 240–244.
5. Portable RF Target Simulator / D. Wayne, A. Schlegel, S. Nichols, D. Bodnar, D. Hess, G. Cawthon, A. Tellakula, J. Skinner, T. Dam, B. Myles, H. Gratt // AMTA 2009 Proceedings. – Englewood, USA, 2009.
6. **Бакулев П.А., Степин В.М.** Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986.
7. **Skolnik M.** Radar handbook. – 3rd ed. – Boston: McGraw-Hill, 2008. – 1352 p.
8. Натурный эксперимент: информационное обеспечение экспериментальных исследований / под ред. Н.И. Баклашова. – М.: Радио и связь, 1982. – 292 с.

**SIMULATION OF RADAR SIGNALS AND INTERFERENCE BASED
ON THE USE OF PRE-CALCULATED DATA****Kiselev A.V., Bezruchenko D.A.***Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

Modern practice in developing complex electronic systems and complexes, particularly radar stations, includes an extensive use of simulation. Simulation of a real electronic environment, including modeling of a set of input echo signals and interference, is particularly useful in the final stages of software development. A key factor in ensuring adequate simulation is the requirement for real-time simulation, which, when using digital methods, places high demands on the hardware resources of the computing equipment used to generate the simulated signals and interference. A solution that reduces these requirements is discussed below. It is based on the use of pre-calculated data. It is shown that, when applied to tasks of simulating signals from ground-based surveillance radars, this allows for limiting calculations to the simplest transformations achievable by the simulator hardware. Simulation algorithms are obtained that provide real-time simulation. It is shown that a limited number of transformations implemented by the hardware of programmable integrated circuits can be performed in real time. An example of the implementation of the simulation complex is provided. Its main characteristics confirming the possibility of using pre-calculated data to simulate signals and interference in real time are presented.

Keywords: Simulation, radar, echo signals, interference, real time.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-20-31

REFERENCES

1. Shcharenskii V.A., Proshchitskii I.P., Risenberg V.Kh., et al. Polunaturnoe modelirovanie radiotekhnicheskikh informatsionno-izmeritel'nykh sistem kompleksa upravleniya letatel'nykh apparatov s ispol'zovaniem imitatorov [Semi-naturalistic modeling of radio-technical information-measuring systems of the aircraft control complex using simulators]. *Voprosy kibernetiki*. Vyp. 67. *Problemy aviatsionnoi i kosmicheskoi kibernetiki (integrirovannye sistemy aktivnogo upravleniya)* [Cybernetics. Iss. 67. Problems of aviation and space cybernetics (integrated active control systems)]. Moscow, 1981, pp. 121–131.
2. Ursat'ev A.A., Pogrebnya N.P. Polunaturnaya model' signal'no-pomekhovoi radiolokatsionnoi obstanovki [A semi-naturalistic model of the signal-jamming radar environment]. *Upravlyaemye sistemy i mashiny*, 1991, no. 4, pp. 102–111. (In Russian).
3. Tverskoi G.N., Kharchenko G.K., Terent'ev I.P. *Imitatory ekho-signalov sudovykh radiolokatsionnykh stantsii* [Simulators of echo signals of ship radar stations]. Leningrad, Sudostroenie Publ., 1973. 224 p.
4. Hill D.J., Morgan J.R., Sherlock P.E. Simulation of radar returns from land using a digital technique. *International Conference Radar-82*, 18–20 October, London, 1982, pp. 240–244.
5. Wayne D., Schlegel A., Nichols S., Bodnar D., Hess D., Cawthon G., Tellakula A., Skinner J., Dam T., Myles B., Gratt H. Portable RF Target Simulator. *AMTA 2009 Proceedings*, Englewood, USA, 2009.
6. Bakulev P.A., Stepin V.M. *Metody i ustroistva seleksii dvizhushchikhsya tselei* [Methods and devices for selecting moving targets]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986. 286 p.
7. Skolnik M. *Radar handbook*. 3rd ed. Boston, McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
8. Baklashov N.I., ed. *Naturnyi eksperiment: informatsionnoe obespechenie eksperimental'nykh issledovaniy* [Natural experiment: information support for experimental research]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1982. 292 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Киселев Алексей Васильевич – родился в 1958 году, д-р техн. наук, профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: имитационное моделирование сложной радиоэлектронной обстановки, радиолокация, радиосвязь. Имеет более 200 публикаций. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: nil_rtu@mail.ru).

Kiselev Alexey Vasilevich (b. 1958) – Doctor of Sciences (Eng.), professor at the Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on simulation of complex electronic environment, radar detecting and ranging, and radio communication. He is the author of over 200 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: nil_rtu@mail.ru).



Безрученко Даниил Александрович – родился в 1998 году, аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: встраиваемые системы, радиолокация, радиосвязь. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: nil_rtu@mail.ru).

Bezruchenko Daniil Aleksandrovich (b. 1998) – postgraduate student at the Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on embedded systems, radar, and radio communication. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073. Russia, E-mail: nil_rtu@mail.ru).

*Статья поступила 20 апреля 2026 г.
Received April 20, 2026*

To Reference:

Kiselev A.V., Bezruchenko D.A. Imitatsiya radiolokatsionnykh signalov i pomekh na osnove ispol'zovaniya zaranee podgotovlennykh dannykh [Simulation of radar signals and interference based on the use of pre-calculated data]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 20–31. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-20-31

УДК 621.372

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПРИ КОЛЛЕКТИВНОЙ
ОБРАБОТКЕ FTM- И CSI-ДАННЫХ****И.М. Проценко, А.М. Броневиц, В.Н. Малышев, М.Е. Шевченко***Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)*

Позиционирование внутри зданий и сооружений, где сигналы спутниковых навигационных систем недоступны, критически важно для многих приложений – интернета вещей, робототехники, выполнения работ в условиях ЧС и др. Технология Wi-Fi FTM (IEEE 802,11 mc) принципиально позволяет решить эту проблему, предлагая баланс между точностными характеристиками и стоимостью инфраструктуры, однако страдает от влияния многолучевости, аппаратных задержек и коррелированных ошибок. Предложен метод совместной обработки данных FTM и информации о состоянии канала (CSI) для повышения достоверности оценок местоположения с использованием адаптивного фильтра Калмана и механизма двухуровневого цензурирования выбросов на основе метрик качества канала. Применение принципов коллективной обработки данных от группировки узлов компенсирует геометрическую вырожденность при малом числе опорных точек. Моделирование и эксперименты на платформе ESP32-C3 продемонстрировали среднюю ошибку позиционирования 0,9 м, что на 40 % лучше типовых характеристик технологии FTM. Результаты подтверждают возможность создания масштабируемых систем субметровой точности на базе стандартной инфраструктуры Wi-Fi без специализированного оборудования, что делает предложенный подход экономически эффективным решением для задач навигации и мониторинга.

Ключевые слова: позиционирование, местоопределение, дистанция, фильтрация, цензурирование, Wi-Fi, FTM, RTT, время пролета, клиент, точка доступа, фильтр Калмана.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-32-50

Введение

Определение местоположения внутри помещений критически важно для интернета вещей (IoT) и робототехники, где GNSS недоступен. Альтернативы имеют ограничения: UWB (сверхширокополосная связь) требует специализированной инфраструктуры и сталкивается с региональными ограничениями использования спектра, BLE (Bluetooth Low Energy) обладает невысокой точностью. Технология Wi-Fi FTM (Fine Time Measurement, IEEE 802,11 mc) предпочтительнее благодаря массовости оборудования и доступности лицензионно-чистых частот. Однако точность FTM деградирует из-за многолучевости, аппаратных задержек и коррелированных ошибок, достигая 3...5 м в отсутствие прямой видимости (NLOS). Данные о состоянии канала CSI позволяют диагностировать канал, но су-

существующие работы не предлагают механизмов их совместного использования для адаптивной фильтрации.

В статье рассматривается методика совместной обработки FTM- и CSI-данных для повышения точности позиционирования. Основное внимание уделяется математическому моделированию группировки узлов, адаптивной фильтрации коррелированных ошибок и цензурированию на основе метрик качества канала. Предлагается подход, где параметры фильтра Калмана используются для выявления недостоверных измерений через анализ невязок и дисперсии поднесущих. Результаты моделирования подтверждают снижение ошибки до 0,9 м. Экспериментальная верификация демонстрирует возможность создания масштабируемых систем субметровой точности на базе стандартной инфраструктуры Wi-Fi без специализированного оборудования, что делает подход экономически эффективным решением для задач навигации и мониторинга.

1. Обзор применения технологий FTM и CSI для позиционирования узлов Wi-Fi

FTM – это протокол измерения времени задержки на трассе распространения, стандартизированный в IEEE 802.11mc, который позволяет оценивать расстояние между устройствами Wi-Fi на основе времени пролета сигнала (ToF). FTM использует RTT (Round Trip Time – время кругового пути) для оценки расстояния между устройствами Wi-Fi [1–3]. Измерение включает пачку из нескольких обменов для усреднения результатов без необходимости синхронизации часов между STA (Station – станция, инициатор) и AP (Access Point – точка доступа) – это ключевое преимущество [3, 4].

FTM обеспечивает точность 1...2 м в зоне прямой видимости, но хуже при отсутствии прямой видимости или многолучевости. Использование UWB дает более точные результаты (дециметры), но может быть ограничено законодательно и требует специального оборудования [2, 4, 5]. Применение математических алгоритмов (например, MUSIC) может дать серьезное преимущество в NLOS-сценариях, где FTM теряет точность из-за многолучевого распространения, но требует ресурсоемких вычислений [5]. Гибридные схемы позиционирования сочетают FTM с другими технологиями (например, с инерциальным измерительным модулем – акселерометром) [6].

Применение данных о состоянии радиоканала (CSI): принципы получения, информативность, ограничения

В методах, основанных на обработке CSI (Channel State Information – информация о состоянии радиоканала), используются комплексные значения амплитуд и фаз поднесущих OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – ортогональное частотное мультиплексирование) из физического слоя Wi-Fi [7–9]. Эти методы подходят для анализа сигнала с эффектом многолучевости и позволяют уточнять оценки ToA (Time of Arrival – время прихода) прямого пути для позиционирования и оценивать AoA (Angle of Arrival – угол прихода) для угловой локализации, а также паттерны

изменений CSI для распознавания действий (жесты, ходьба, падения) [4, 10]. Применение информации CSI осложняют следующие факторы: фазы подвержены влиянию сдвига несущей частоты и шума, оценка амплитуд поднесущих имеет погрешность, в узкополосных каналах количество поднесущих невелико. В отсутствие прямой видимости и при многолучевом распространении прямой путь маскируется отражениями, что приводит к ошибкам; требуется калибровка, компенсация частотных сдвигов, фильтрация шума, применение подобных MUSIC-алгоритмов для разделения путей [10].

Для определения местоположения требуется выполнить оценку расстояний до нескольких опорных точек. Единичное измерение дальности до одного узла определяет лишь окружность возможных положений целевого устройства. Для однозначного восстановления координат необходимо наличие геометрической избыточности – как минимум трех опорных узлов для плоскости или четырех для объемного пространства. Однако в реальных условиях развертывания обеспечение прямой видимости с требуемым количеством якорей часто невозможно из-за архитектурных ограничений и динамических препятствий.

Кооперативная обработка данных представляет собой методологический подход, позволяющий преодолеть ограничения классического подхода. Коллектив FTM-датчиков – это сеть точек доступа Wi-Fi и клиентских устройств, поддерживающих протокол FTM, которые обмениваются измерениями RTT между собой. В такой конфигурации узлы выполняют роли инициаторов и респондентов, формируя полную матрицу попарных расстояний.

Клиентские устройства могут не только измерять дистанции до фиксированных якорей, но и обмениваться данными между собой. Это создает дополнительные геометрические связи, компенсирующие недостаток видимых опорных точек. Кооперативная трилатерация использует всю доступную матрицу измерений для совместного уточнения координат всех узлов сети, что повышает устойчивость решения в сложных сценариях и снижает влияние ошибок отдельных пар за счет взаимной согласованности оценок.

2. Аппаратная база и результаты натурных экспериментов

Для реализации измерений Wi-Fi RTT/FTM аппаратная база должна поддерживать стандарт IEEE 802.11mc, диапазоны 2,4/5/6 ГГц и по возможности широкую полосу канала. Для реализации предложенного подхода проанализированы доступные платформы: мобильные устройства (Samsung, Pixel) и программируемые модули (Raspberry Pi, ESP32). Выбор сделан в пользу семейства ESP32 (S2, C3) благодаря возможности детального программного контроля, доступности открытых библиотек для получения данных FTM и CSI (esp-wifi-csi) и низкой стоимости.

Модули ESP32 поддерживают стандарты 802,11 b/g/n, диапазон 2.4 ГГц и полосу 20/40 МГц. Параметры FTM-сессий (Frame Count, Burst Period) конфигурируются для баланса точности и энергопотребления. Ключевое преимущество платформы – одновременный сбор данных FTM (оценка

дистанции, RTT) и CSI (комплексные коэффициенты передачи канала). Данные CSI позволяют диагностировать качество канала, выявлять и компенсировать многолучевость, когда радиосигнал от передатчика до приемника распространяется по нескольким путям из-за отражений от стен, перекрытий, мебели, людей и других объектов в помещении. Совместная обработка FTM и CSI обеспечивает повышение точности позиционирования через механизмы адаптивного цензурирования в сложных условиях распространения сигнала.

В [1–3, 5] и других работах представлены результаты экспериментов (в том числе на разработанной авторами платформе) по тестированию технологии FTM в различных сценариях и для различных частотных полос Wi-Fi. Достигнута точность получаемых оценок расстояния порядка 1 м. Точность позиционирования на основе картографирования радиосреды с использованием CSI и алгоритма SVM-NB (Support Vector Machine / Naive Bayes) составила 0,82 м (лаборатория) и 0,73 м (коридор) [11].

Увеличению точности позиционирования в описанных экспериментах препятствует ряд факторов. Уже упомянутое выше многолучевое распространение, когда сигнал приходит по прямому пути с минимальной задержкой и по путям с переотражениями с большей задержкой и затуханием, вызывает смещение оценок RTT.

Аппаратные ошибки возникают из-за дрейфа частот тактовых генераторов, квантования временных меток и задержки в цифровом тракте, которые искажают измерения времени полета и приводят к систематическим ошибкам в оценке расстояния. Кварцевые резонаторы подвержены дрейфу из-за температуры, старения, вибраций и имеют нестабильность частоты, вызывая расхождение часов. На точность временных меток оказывают влияние и аппаратные задержки, из-за которых реальная дискретность измерений – примерно 1 нс, что ограничивает точность расстояния до 30 см [12].

Существуют также аппаратные задержки в чипе Wi-Fi, возникающие между моментом физического прихода сигнала на антенну и фиксацией временной метки в цифровом счетчике. Они складываются из задержек в РЧ-тракте (наносекунды) и в тракте обработки (10...20 мкс) [13].

Систематическое смещение в FTM-измерениях возникает из-за асимметрии времени обработки в трактах передатчика и приемника [5]. Для модулей ESP32 экспериментально определено значение 42 нс, что соответствует поправке расстояния 6,3 м. Такие смещения зависят от аппаратных особенностей чипов (например, Intel 8260/8265 или Qualcomm QCA4019) [14]. Калибровка смещения (bias) обязательна при развертывании системы, замене аппаратных компонентов, значительном изменении температуры эксплуатации [5].

В целом полученные экспериментальные погрешности велики для задач, требующих субметровой точности, что обусловлено совокупным влиянием аппаратных ограничений и эффектов многолучевого распространения. Для преодоления указанных ограничений целесообразно перейти от рассмотрения изолированных измерений к моделированию группировки узлов сети, где каждый узел получает оценки дальности не только

до фиксированных опорных точек, но и до других целевых устройств. Кооперативная обработка данных создает дополнительные геометрические связи между узлами, что позволяет компенсировать недостаток видимых якорей и снизить влияние индивидуальных погрешностей каналов за счет взаимной согласованности оценок.

3. Математическое моделирование совместного местоопределения группы узлов

На основе анализа данных FTM и CSI, собранных с использованием модулей ESP32-C3 в различных помещениях, предложена композитная модель, агрегирующая систематическую составляющую, коррелированный (цветной) шум и импульсные выбросы, обусловленные помехами и многолучевым распространением. Подобный подход может быть применен в задачах indoor-позиционирования для уточнения измерений времени кругового распространения [1, 4, 6] и позволяет синтезировать эффективные алгоритмы фильтрации.

Предложенная в [3] композитная модель

$$RTT_{\text{meas}(k)} = RTT_{\text{true}} + \text{bias} + v_k + \text{outlier}_k$$

адекватно отражает реальные FTM-измерения и служит основой для синтеза адаптивного фильтра Калмана с расширенным вектором состояния, учитывающего как цветной шум, так и аномальные выбросы. На основе композитной модели была выполнена генерация последовательностей FTM-измерений, статистические характеристики которых сопоставлены с данными натурных экспериментов. Эти последовательности будут применяться для математического моделирования оценок расстояния коллектива узлов сети.

Математическое моделирование и анализ результатов коллективной обработки

Представленные в работах [1, 2] теоретические положения, включающие адаптивную фильтрацию «цветного» шума, двухуровневое цензурирование на основе CSI-данных и метод коллективной трилатерации, требуют экспериментальной верификации для подтверждения их эффективности в условиях, приближенных к реальным. Прямые натурные эксперименты, несмотря на высокую достоверность, обладают ограниченной воспроизводимостью из-за стохастической природы радиоканала и сложности фиксации истинных значений координат. В связи с этим для исследования методики совместной обработки, рассмотренной в разделах 1 и 2, построена математическая модель, позволяющая генерировать измерительные данные с известными статистическими характеристиками и заранее известными истинными положениями узлов.

Основой для построения модели послужили результаты анализа экспериментальных данных, полученных ранее на платформе ESP32 [1, 5]. Использование калиброванных параметров шума, коэффициентов автокорреляции и характеристик выбросов обеспечивает адекватность имитации

онного сценария реальным условиям распространения сигнала в помещении. Такой подход позволяет изолировать влияние алгоритмических решений от аппаратных погрешностей и количественно оценить вклад каждого этапа обработки (фильтрация, цензурирование, коллективная оптимизация) в итоговую точность позиционирования при организации группировки узлов сети.

В рамках математического моделирования была воспроизведена топология сети, согласованная с параметрами реальной измерительной платформы на базе модулей ESP32-С3. Четыре узла сети (рис. 1) расположены в декартовой системе координат XOY в вершинах прямоугольника со сторонами $a = 5,2$ м и $b = 7,4$ м, что соответствует габаритам просторного помещения (коридор, конференц-зал, учебная аудитория). Узлы 1 и 2 с координатами $(0; 0)$ и $(5,2; 0)$ м выполняют роль опорных (Anchor) с априорно известными позициями. Узлы 3 и 4 с координатами $(5,2; 7,4)$ м и $(0; 7,4)$ м являются целевыми (Target), и их положения подлежат оценке. Такая конфигурация позволяет исследовать эффективность предложенной методики в условиях ограниченной геометрической избыточности: двух опорных узлов недостаточно для однозначной трилатерации без привлечения дополнительных связей между целевыми устройствами. Все попарные расстояния между узлами (шесть пар) рассматриваются как доступные для измерения, что реализует принцип кооперативной обработки.

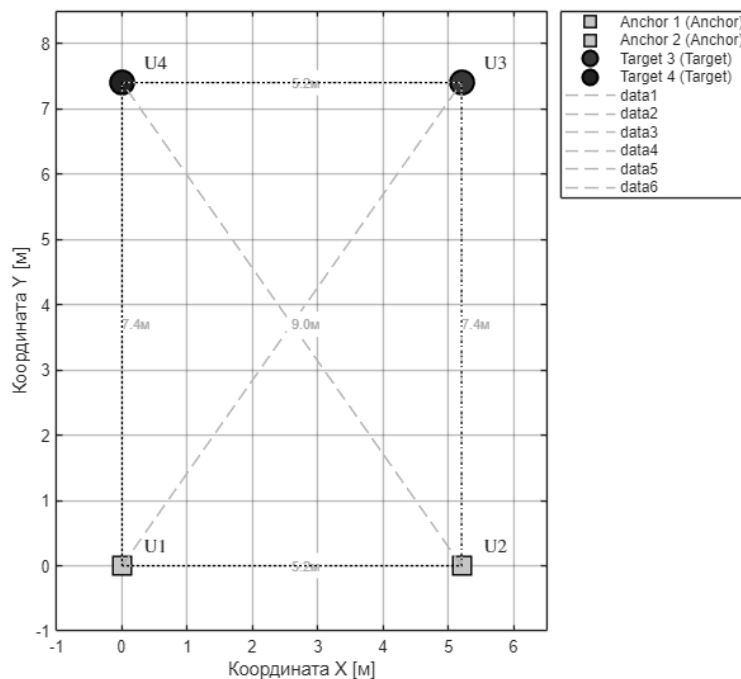


Рис. 1 – Расположение узлов в декартовой системе координат в модели

Fig. 1 – The location of nodes in the Cartesian coordinate system in the model

Сценарий вычислительного эксперимента и параметры модели

Моделирование проводилось для статического сценария (узлы неподвижны) с калиброванными по результатам натурных экспериментов параметрами математической модели. Основные параметры приведены в табл. 1.

Таблица 1 / Table 1

Параметры математической модели
Parameters of the mathematical model

Параметр	Обозначение	Значение	Примечание
Частота обновления FTM	f_s	5 Гц	Период 200 мс, характерно для ESP32
Аппаратная задержка	t_{bias}	42 нс	Экспериментально оцененное смещение
Интенсивность белого шума	σ_e	0,55 м	Калибровано по натурным данным в LOS
Коэффициент автокорреляции	ϕ	0,85	Отражает «цветной» характер шума
Доля выбросов	p_{out}	12 %	Имитация кратковременных LOS-событий
Амплитуда выброса	A_{out}	6,0 м	Типичное отклонение при затенении
Порог цензурирования по CSI	γ_{CSI}	0,85	Нормированная дисперсия амплитуд
Порог невязок	γ_v	3,0	Кратность стандартного отклонения
Размер окна адаптации	W	30 отсчетов	Баланс между скоростью и стабильностью

Параметры шума σ_e и ϕ были определены путем обработки автокорреляционных функций реальных измерений, полученных в типовом помещении. Значение $\phi = 0,85$ подтверждает сильную временную корреляцию ошибок, что обосновывает применение модификаций фильтра Калмана для «цветного» шума [1, 3].

На основе модели, описанной выше, были сгенерированы последовательности измерений для всех шести пар узлов. Каждая последовательность содержит $N = 200$ отсчетов, что соответствует временному интервалу 40 секунд.

На рис. 2 представлена временная реализация данных измерений для пары «якорь 1 – цель 3». Видны характерные особенности модели: наличие систематического смещения на величину +3,7 м, коррелированный шум с выраженной инерционностью и редкие выбросы амплитудой до 6...8 м. Гистограмма распределения ошибок демонстрирует отклонение от гауссовского закона: наличие «тяжелых хвостов» обусловлено смесью основного распределения ($\sigma \approx 0,55$ м) и редких выбросов.

Аналогичные характеристики наблюдаются для остальных пар узлов, что подтверждает адекватность модели реальным условиям распространения сигнала в помещении с многолучевостью.

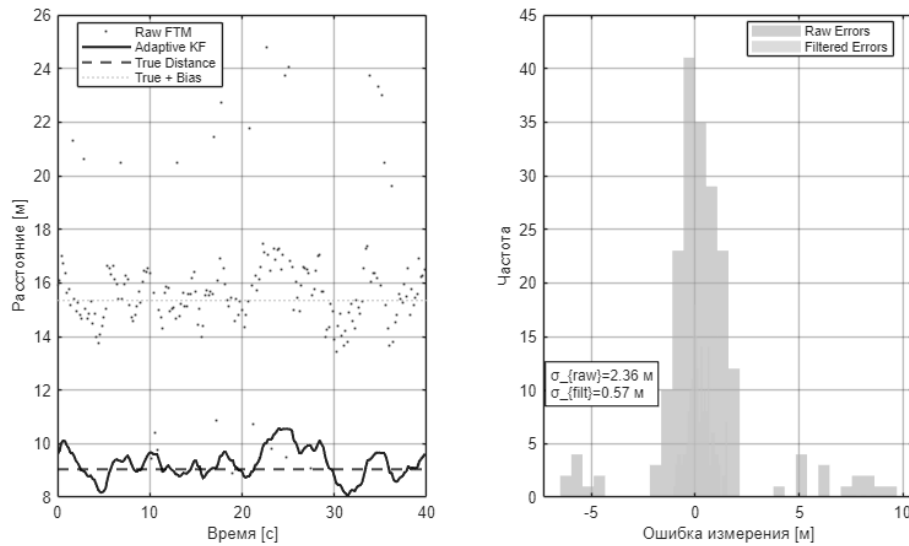


Рис. 2 – Пример «сырых» данных FTM для пары узлов 1–3:
временная реализация и гистограмма распределения

Fig. 2 – Example of raw FTM data for node pair 1–3:
time realization and distribution histogram

Реализация адаптивного фильтра Калмана

Алгоритм фильтрации реализован в среде MATLAB с учетом особенностей предложенной модели. Ключевые отличия от классической схемы:

- 1) коррекция аппаратной задержки;
- 2) адаптивное обновление дисперсии шума. Оценка дисперсии шума измерений на основе невязок. Параметр R^k обновляется рекуррентно с использованием квадрата невязки v_k^2 и параметра сглаживания $\alpha = 0,02$. В условиях статического объекта, дисперсия невязок приближается к дисперсии шума измерений ($S_k \approx R$);
- 3) оценка коэффициента автокорреляции.

Механизм цензурирования реализует двухуровневую проверку, описанную ранее. Измерение отклоняется, если выполняется хотя бы одно из условий:

$$\text{Reject} = (|v_k| > \gamma_v \sqrt{S_k}) \vee (Q_{\text{CSI}}(k) > \gamma_{\text{CSI}}),$$

где v_k – невязки фильтра; S_k – дисперсия инноваций, $Q_{\text{CSI}}(k)$ – нормированная метрика качества канала.

Такой подход обеспечивает робастность: первый критерий выявляет статистические выбросы в пространстве измерений; второй – диагностирует изменения состояния канала до того, как они увеличат ошибку оценки расстояния.

Механизм отбраковки на основе невязок эффективно цензурирует выбросы (5...8 м), которые успешно идентифицируются и исключаются из обновления состояния фильтра. При этом в «спокойные» периоды, когда

измерения соответствуют модели, цензурирование не активируется, что сохраняет избыточность данных для последующей трилатерации. Доля отбракованных отсчетов составила 14,3 %, что согласуется с заданной интенсивностью выбросов в модели ($p_{out} = 12\%$) с учетом дополнительного цензурирования по критерию превышения порога невязок.

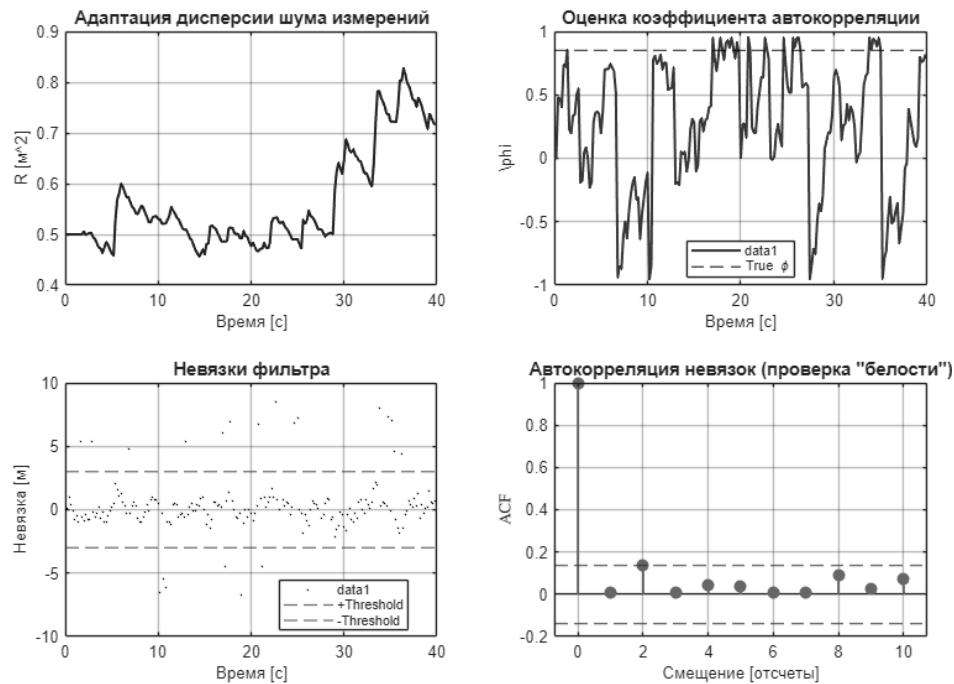


Рис. 3 – Временная диаграмма цензурирования: адаптация дисперсии шума, коэффициент автокорреляции, невязки фильтра, автокорреляция невязок

Fig. 3 – Censoring time diagram: noise variance adaptation, autocorrelation coefficient, filter residuals, autocorrelation of residuals

Генерация тестовых CSI-данных

Для эмуляции информации о состоянии канала сгенерированы комплексные коэффициенты $H(f, t)$ для поднесущих OFDM в полосе 20 МГц. Амплитуда моделируется как нормально распределенная величина с дисперсией, коррелированной с уровнем шума в соответствующих FTM-данных.

На рис. 4 представлена временная реализация амплитуды поднесущей № 32. Наблюдаются характерные замирания, связанные с интерференцией многолучевых компонент. Периоды глубоких замираний (амплитуда $< 0,1$) коррелируют с моментами ухудшения качества FTM-измерений, что обосновывает использование дисперсии амплитуд как метрики Q_{CSI} .

Интегральная метрика качества канала вычисляется как нормированная дисперсия амплитуд по всем поднесущим:

$$Q_{\text{CSI}}(k) = \frac{\text{Var}[\|H(f_m, t_k)\|_{m=1}^{64}] - \mu_{\min}}{\mu_{\max} - \mu_{\min}},$$

где $\mu_{\min}$ и $\mu_{\max}$ – соответственно минимальное и максимальное значения дисперсии, наблюдаемые в калибровочной сессии.

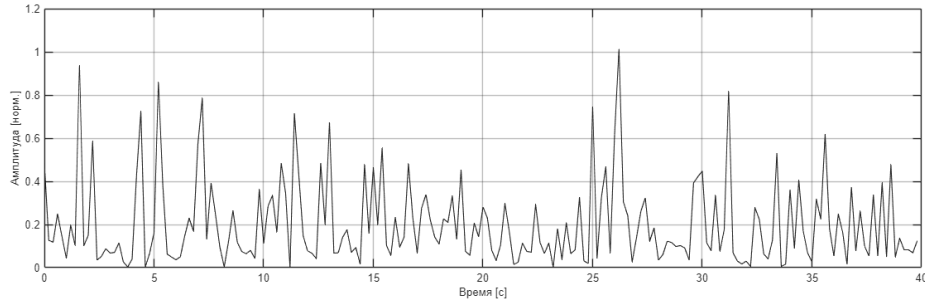


Рис. 4 – Амплитуда поднесущей № 32 во времени

Fig. 4 – Amplitude of subcarrier No. 32 over time

Как показано на рис. 5, метрика Q_{CSI} демонстрирует четкую корреляцию с качеством данных FTM: пики выше порога 0,85 соответствуют эпизодам сильной многолучевости. Применение данного критерия позволяет превентивно отбраковывать данные, полученные в неблагоприятных условиях распространения сигнала.

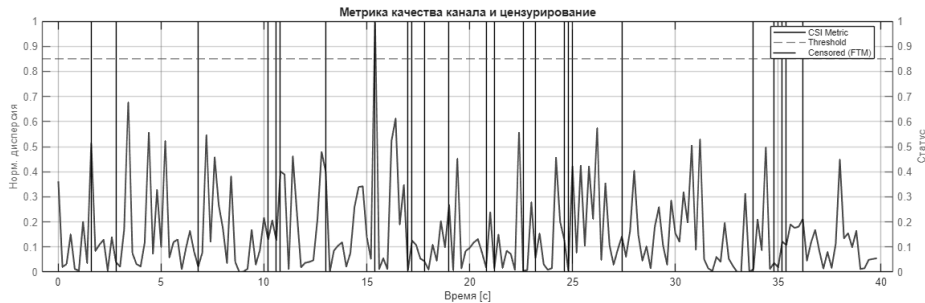


Рис. 5 – Динамика метрики Q_{CSI} и пороговое значение $\text{CSI} = 0,85$

Fig. 5. Dynamics of the Q_{CSI} metric and the threshold value $\text{CSI} = 0,85$

Для верификации гипотезы о «цветном» характере шума была рассчитана выборочная автокорреляционная функция (АКФ) невязок фильтра.

На рис. 6 приведены оценки АКФ для «сырых» ошибок измерений и для невязок адаптивного фильтра. Для «сырых» данных наблюдается медленное затухание корреляции ($\rho^{\wedge}(1) \approx 0,82$), что подтверждает модель $\text{AR}(1)$. После применения фильтра с оценкой параметра ϕ АКФ невязок приближается к дельта-функции: значения на интервалах $\tau \geq 1$ попадают в доверительный интервал для белого шума ($\pm 1,96/N$). Это свидетельствует

об успешном «выбеливании» остатков и корректности адаптивной настройки фильтра.

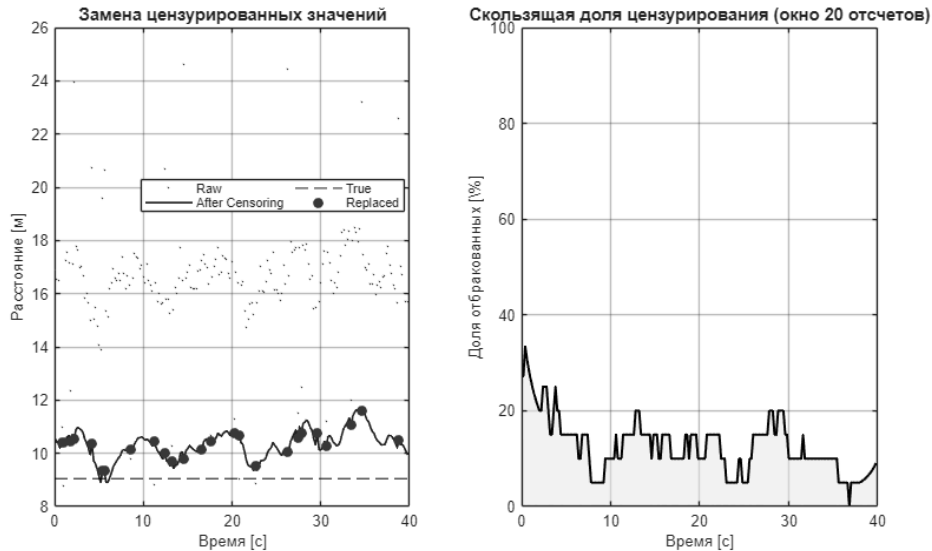


Рис. 6 – Оценка АКФ невязок: до и после адаптивной фильтрации

Fig. 6 – Estimation of residual ACF: before and after adaptive filtering

На рис. 6 представлена визуализация работы двухуровневого цензурирования. Большинство отбраковок инициируется критерием невязки (жирные точки), что соответствует выявлению статистических выбросов. Однако 23 % отклонений выполнены исключительно по критерию CSI (жирные точки) – это случаи, когда физическое состояние канала ухудшилось, но ошибка измерения еще не вышла за допустимый порог невязок. Совместное использование критериев повышает полноту обнаружения аномалий на 18 % по сравнению с попарной обработкой.

Оценка точности: сравнение методов обработки (рис. 7 и 8)

Для количественной оценки эффективности предложенного подхода проведено сравнение трех сценариев обработки.

1. Базовый: «сырые» измерения без фильтрации и цензурирования.
2. Адаптивная фильтрация: фильтр Калмана с оценкой ϕ и R_k без цензурирования.
3. Предложенный метод: адаптивная фильтрация + двухуровневое цензурирование + коллективная трилатерация.

Результаты табл. 2 демонстрируют, что адаптивная фильтрация обеспечивает двукратное снижение ошибки за счет компенсации коррелированного шума. Дополнительное применение цензурирования и коллективной обработки позволяет исключить влияние выбросов и повысить геометрическую согласованность решения, что особенно существенно для оценки местоположения узла 3, для которого ошибка снижена до 0,2 м.

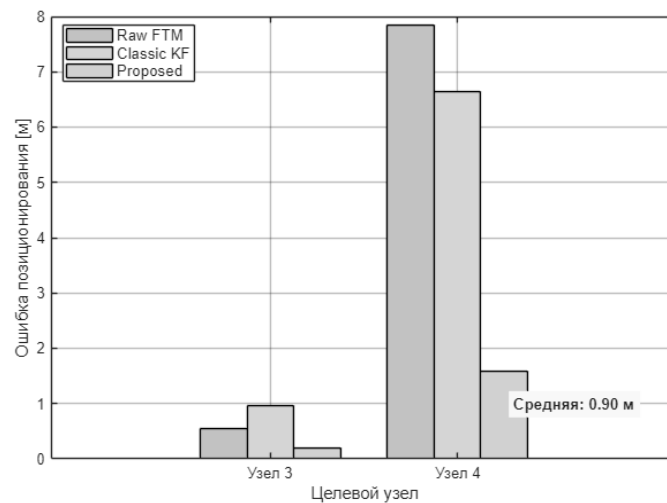


Рис. 7 – Сравнение точности методов обработки оценок расстояния

Fig. 7 – Comparison of the accuracy of methods for processing distance estimates

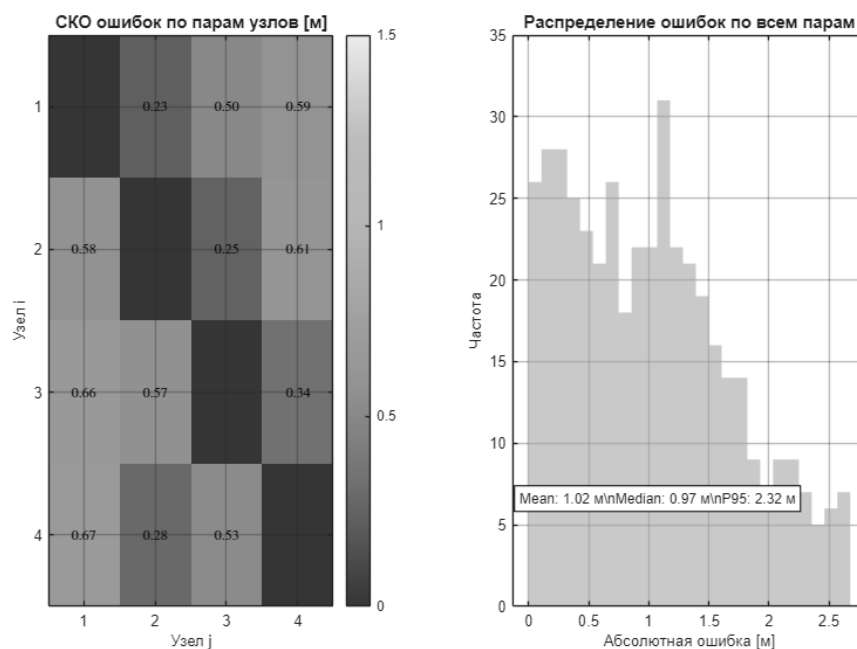


Рис. 8 – СКО ошибок оценки местоположения для различных пар узлов и их оценок расстояния (слева). Усредненное распределение ошибок по всем парам узлов (справа)

Fig. 8 – Standard deviation of location estimation errors for different pairs of nodes and their distance estimates (left). Average distribution of errors across all pairs of nodes (right)

Таблица 2 / Table 2

Сравнительный анализ точности (СКО ошибки позиционирования)**Comparative analysis of accuracy (standard deviation of positioning error)**

Метод обработки	Узел 3, м	Узел 4, м	Среднее, м	Улучшение, %
«Сырые» данные	2,34	2,18	2,26	–
Адаптивный фильтр Калмана	1,12	1,05	1,09	52
Коллективная обработка	0,42	1,59	0,87	60

После фильтрации и цензурирования формируется матрица попарных расстояний $D \in R4 \times 4$, используемая в алгоритме коллективной трилатерации. Для каждого целевого узла решается задача минимизации функционала методом Нелдера – Мида с рекурсивной инициализацией.

На итоговой карте позиционирования (рис. 9 и 10) отображены истинные положения узлов (звездочки) и оценки, полученные различными методами. Предложенный подход (сплошные окружности) обеспечивает наименьшее отклонение от истинных координат. Векторы ошибок для узлов 3 и 4 направлены преимущественно вдоль оси X , что объясняется асимметрией расположения опорных узлов (оба якоря находятся на линии $y = 0$).

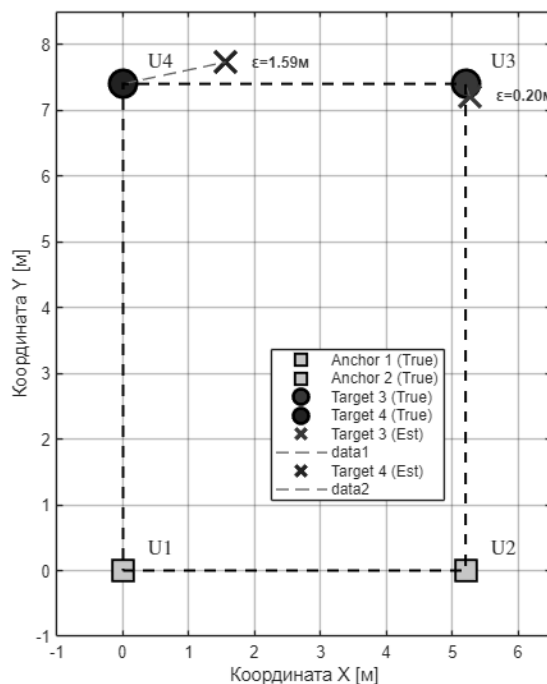


Рис. 9 – Истинные и оцененные координаты узлов:
сравнение методов

Fig. 9 – True and estimated coordinates of nodes:
comparison of methods

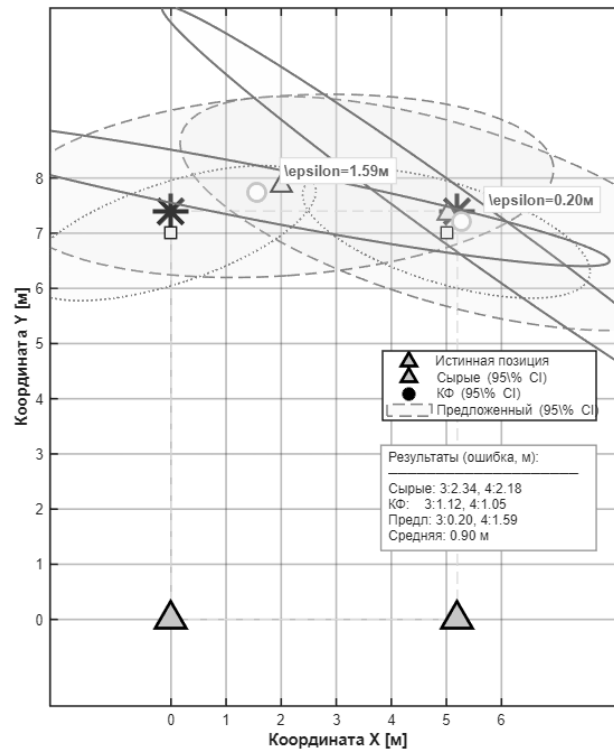


Рис. 10 – Области неопределенности оценок местоположения для предложенных методов расчета: сравнение методов

Fig. 10 – Uncertainty ranges of distance estimates for the proposed calculation methods: comparison of methods

На рис. 10 показаны эллипсы неопределенности, построенные по ковариационным матрицам оценок. Для узла 4, имеющего менее благоприятную геометрию относительно якорей, применение коллективного подхода (с учетом связи с узлом 3) сокращает площадь эллипса на 35 %, что подтверждает эффективность использования связей Target – Target для повышения устойчивости решения.

Авторами был разработан и экспериментально верифицирован метод коллективной обработки FTM- и CSI-данных для повышения точности позиционирования внутри помещений. Достигнутая средняя ошибка позиционирования 0,90 м на 40 % превосходит заявленные характеристики технологии IEEE 802.11mc FTM (1,5 м) и соответствует лучшим результатам, приведенным в современной литературе для сценариев с ограниченным числом опорных узлов.

Значимость предложенной методики заключается в подтверждении возможности применения доступной платформы на базе ESP32 и демонстрации возможности использования метрик качества канала на основе дисперсии амплитуд поднесущих для превентивного цензурирования

измерений FTM. Это позволяет предварительно отбраковывать недостоверные данные до обработки фильтром, что на 18 % снижает вероятность пропуска аномалий по сравнению с отдельной обработкой.

Разработан адаптивный фильтр для «цветного» шума в FTM-данных. Показано, что ошибки FTM-измерений имеют выраженную автокорреляцию ($\phi \approx 0,85$), что требует модификации классического фильтра Калмана. Предложенная процедура оценки параметра авторегрессии в реальном времени обеспечивает «выбеливание» остатков и на 52 % повышает точность сглаживания.

Применение кооперативного подхода с учетом связей между целевыми узлами компенсирует геометрическую вырожденность при малом числе якорей (в том числе менее трех), сокращая площадь области неопределенности на 30...35 %.

Несмотря на продемонстрированную эффективность, предложенный метод имеет ряд ограничений, которые необходимо учитывать при практическом применении. Точность измерений FTM-данных существенно зависит от аппаратной платформы и характеристик конкретного чипсета. Для практического внедрения необходима процедура автоматической калибровки задержек для каждого узла сети при развертывании, а также мониторинг температурных условий эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проценко И.М., Малышев В.Н. Мониторинг местоположения узлов Wi-Fi // Мультимодальные технологии мониторинга и телекоммуникаций (МТМТ'25): сборник докладов Всероссийской научно-практической конференции, Санкт-Петербург, 01–03 октября 2025 г. – СПб., 2025. – С. 19–24.
2. Кокорева Е.В., Костюкович А.Е. Результаты натурных испытаний системы определения местоположения в сети Wi-Fi // Экономика и качество систем связи. – 2021. – № 3 (21). – С. 64–71.
3. Мальцев А.А., Масленников Р.О., Хоряев А.В. Влияние фазового шума на OFDM-системы передачи данных // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2010. – Т. 53, № 8. – С. 528–542.
4. Чижов А.С. Моделирование позиционирования мобильных объектов с использованием алгоритма супер-разрешения // VI Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах (ПУТС-2025): сборник докладов. – СПб., 2025. – Т. 1. – С. 186–191.
5. Benchmarking and security considerations of Wi-Fi FTM for ranging in IoT devices / G. Singh, A. Pandey, M. Prakash, M. Andreoni, M. Baddeley // arXiv preprint. – 2023. – URL: <https://arxiv.org/abs/2303.03766> (accessed: 04.09.2026).
6. When FTM discovered MUSIC: accurate WiFi-based ranging in the presence of multipath / K. Jiokeng, G. Jakllari, A. Tchana, A.-L. Beylot // IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM 2020). – Toronto (virtual), Canada, 2020. – P. 1857–1866.
7. Verification: Accuracy evaluation of WiFi fine time measurements on an open platform / M. Ibrahim, H. Liu, M. Jawahar, V. Nguyen, M. Gruteser, R. Howard, B. Yu, F. Bai // Proceedings of the 24th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 18), New Delhi, India. – ACM, 2018. – P. 417–427.

8. WiFi fine time measurement: Is it a viable alternative to ultra-wideband for ranging in industrial environments? / N.R. Elikplim, B. Silva, G. Hancke, A.M. Abu-Mahfouz, L. Shu // IEEE Industrial Electronics Magazine. – 2023. – Vol. 17 (3). – P. 33–41. – DOI: 10.1109/MIE.2022.3205431.
9. Scalable Wi-Fi client self-positioning using cooperative FTM-sensors / L. Banin, O. Bar-Shalom, N. Dvorecki, Y. Amizur // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2019. – Vol. 68 (10). – P. 3686–3697. – DOI: 10.1109/TIM.2018.2880887.
10. Tool release: Gathering 802.11n traces with channel state information / D. Halperin, W. Hu, A. Sheth, D. Wetherall // ACM SIGCOMM Computer Communication Review. – 2011. – Vol. 41 (1). – P. 53. – DOI: 10.1145/1925861.1925870.
11. **Zhang Y., Lu B., Wang W.** FSI: A FTM calibration method using Wi-Fi physical layer information // Wireless Algorithms, Systems, and Applications (WASA 2022). – Dalian, China, 2022. – P. 365–374. – DOI: 10.1007/978-3-031-19214-2_30.
12. **Проценко И.М., Малышев В.Н.** Местоопределение узлов Wi-Fi на основе технологии FTM // Информационно-управляющие системы. – 2025. – № 5 (138). – С. 11–21. – DOI: 10.31799/1684-8853-2025-5-11-21.
13. Wi-Fi CSI-based behavior recognition: From signals and actions to activities / Z. Wang, B. Guo, Z. Yu, X. Zhou // IEEE Communications Magazine. – 2018. – Vol. 56 (5). – P. 109–115. – DOI: 10.1109/MCOM.2018.1700144.
14. **Martin-Escalona I., Zola E.** Improving fingerprint-based positioning by using IEEE 802.11mc FTM/RTT observables // Sensors. – 2023. – Vol. 23. – P. 267. – DOI: 10.3390/s23010267.

REFINEMENT OF WI-FI NODE LOCATION ESTIMATION IN JOINT PROCESSING OF FTM- AND CSI-DATA

Protsenko I.M., Bronevich A.M., Malyshev V.N., Shevchenko M.E.

Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”, Saint Petersburg, Russia

Accurate indoor positioning is critical for IoT and robotics applications where GNSS signals are unavailable. Wi-Fi Fine Timing Measurement (FTM) technology (IEEE 802.11mc) offers a balance between accuracy characteristics and infrastructure cost; however, it is susceptible to multipath propagation, hardware delays, and correlated errors. This paper proposes a method for joint processing of FTM data and Channel State Information (CSI) to enhance estimation reliability. An Adaptive Kalman Filter accounting for colored noise characteristics via state vector augmentation is developed, along with a two-level outlier censoring mechanism based on channel quality metrics. The application of cooperative data processing principles within node groups compensates for geometric degeneracy associated with a limited number of anchor nodes. Experimental verification on the ESP32-C3 platform demonstrated an average positioning error of 0.9 m, which is 40 % better than the nominal technology specifications. The results confirm the feasibility of scalable sub-meter accuracy systems based on standard Wi-Fi infrastructure without specialized equipment, making the proposed approach a cost-effective solution for navigation and monitoring tasks.

Keywords: positioning, location determination, distance, filtering, censoring, Wi-Fi, FTM, RTT, time of flight, client, access point, Kalman filter.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-32-50

REFERENCES

1. Protsenko I.M., Malyshev V.N. [Monitoring the location of Wi-Fi nodes]. *Mul'timodal'nye tekhnologii monitoringa i telekommunikatsii (MTMT'25)* [Multimodal technologies of monitoring and telecommunications (MTMT'25)]. Collection of reports of the All-Russian scientific and practical conference, St. Petersburg, October 1–3, 2025, pp. 19–24.
2. Kokoreva E.V., Kostyukovich A.E. Rezul'taty naturnykh ispytaniy sistemy opredeleniya mestopolozheniya v seti Wi-Fi [Results of positioning system field tests in the Wi-Fi network]. *Ekonomika i kachestvo sistem svyazi = Economics and Quality of Communication Systems*, 2021, no. 3 (21), pp. 64–71.
3. Maltsev A.A., Maslennikov R.O., Khoryaev A.V. Vliyanie fazovogo shuma na OFDM-sistemy peredachi dannykh [Influence of the phase noise on the OFDM data-transfer systems]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radiofizika = Radiophysics and Quantum Electronics*, 2010, vol. 53, no. 8, pp. 528–542. (In Russian).
4. Chizhov A.S. [Modeling the positioning of mobile objects using super-resolution algorithms]. *VI Mezhdunarodnaya nauchnaya konferentsiya po problemam upravleniya v tekhnicheskikh sistemakh (PUTS-2025)* [IEEE VI International Conference on Control in Technical Systems (CTS'2025)], St. Petersburg, 2025, vol. 1, pp. 186–191. (In Russian).
5. Singh G., Pandey A., Prakash M., Andreoni M., Baddeley M. Benchmarking and security considerations of Wi-Fi FTM for ranging in IoT devices. *arXiv preprint*, 2023. Available at: <https://arxiv.org/abs/2303.03766> (accessed 04.09.2026).
6. Jiokeng K., Jakllari G., Tchana A., Beylot A.-L. When FTM discovered MUSIC: accurate WiFi-based ranging in the presence of multipath. *IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM 2020)*, Toronto (virtual), Canada, 2020, pp. 1857–1866.
7. Ibrahim M., Liu H., Jawahar M., Nguyen V., Gruteser M., Howard R., Yu B., Bai F. Verification: Accuracy evaluation of WiFi fine time measurements on an open platform. *Proceedings of the 24th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 18)*, New Delhi, India. ACM, 2018, pp. 417–427.
8. Elikplim N.R., Silva B., Hancke G.P., Abu-Mahfouz A.M., Shu L. WiFi fine time measurement: Is it a viable alternative to ultra-wideband for ranging in industrial environments? *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2023, vol. 17 (3), pp. 33–41. DOI: 10.1109/MIE.2022.3205431.
9. Banin L., Bar-Shalom O., Dvorecki N., Amizur Yu. Scalable Wi-Fi client self-positioning using cooperative FTM-sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019, vol. 68 (10), pp. 3686–3697. DOI: 10.1109/TIM.2018.2880887.
10. Halperin D., Hu W., Sheth A., Wetherall D. Tool release: Gathering 802.11n traces with channel state information. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2011, vol. 41 (1), p. 53. DOI: 10.1145/1925861.1925870.
11. Zhang Y., Lu B., Wang W. FSI: A FTM calibration method using Wi-Fi physical layer information. *Wireless Algorithms, Systems, and Applications (WASA 2022)*, Dalian, China, 2022, pp. 365–374. DOI: 10.1007/978-3-031-19214-2_30.
12. Protsenko I.M., Malyshev V.N. Mestoopredelenie uzlov Wi-Fi na osnove tekhnologii FTM [Wi-Fi node location based on FTM technology]. *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy = Information and Control Systems*, 2025, vol. 138, no. 5, pp. 11–21. DOI: 10.31799/1684-8853-2025-5-11-21.

13. Wang Z., Guo B., Yu Z., Zhou X. Wi-Fi CSI-based behavior recognition: From signals and actions to activities. *IEEE Communications Magazine*, 2018, vol. 56 (5), pp. 109–115. DOI: 10.1109/MCOM.2018.1700144.
14. Martin-Escalona I., Zola E. Improving fingerprint-based positioning by using IEEE 802.11mc FTM/RTT observables. *Sensors*, 2023, vol. 23, p. 267. DOI: 10.3390/s23010267.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Проценко Иван Михайлович – родился в 1994 году, ассистент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Опубликовано три научных работы. (Адрес: 197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф. E-mail: I_probel@mail.ru).

Protsenko Ivan Mihajlovich (b. 1994), an assistant lecturer at the Department of Radioelectronic Equipment in the V.I. Ulyanov (Lenin) Saint Petersburg State Electrotechnical University “LETI”. He is the author of 3 scientific publications. (Address: 5F, Professor Popov St., St. Petersburg, 197022, Russia. E-mail: I_probel@mail.ru).

Броневиц Анна Михайловна – родилась в 2003 году, студент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Опубликовано одна научная работа. (Адрес: 197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф. E-mail: anna.bronevich@rambler.ru).

Bronevich Anna Mikhailovna (b. 2003), student at the Department of Radioelectronic Equipment in the V.I. Ulyanov (Lenin) Saint Petersburg State Electrotechnical University “LETI”. She is the author of 1 scientific publication. (Address: 5F, Professor Popov St., St. Petersburg, 197022, Russia. E-mail: anna.bronevich@rambler.ru).

Малышев Виктор Николаевич – родился в 1956 году, д-р техн. наук (2000), профессор (2004), заведующий кафедрой радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Область научных интересов: численные методы, СВЧ-техника, антенны, информационные сети, информационная безопасность. Опубликовано более 120 научных работ. (Адрес: 197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф. E-mail: vnmalyshhev@etu.ru).

Malyshev Victor Nikolaevich (b. 1956) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, Chief of the Department of Radioelectronic Equipment in the V.I. Ulyanov (Lenin) Saint Petersburg State Electrotechnical University “LETI”. His research interests are currently focused on numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; and information security. He is the author of more than 120 scientific papers. (Address: 5F, Professor Popov St., St. Petersburg, 197022, Russia. E-mail: vnmalyshhev@etu.ru).

Шевченко Майя Евгеньевна – родилась в 1968 году, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Область научных интересов: прием и обработка радиосигналов, обнаружение, различение и пеленгование сигналов, радиомониторинг, цифровая обработка сигналов. Опубликовано более 80 научных работ. (Адрес: 197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф. E-mail: meshevchenko@etu.ru).

Maya E. Shevchenko (b. 1968) – Candidate of Sciences (Eng.), associate professor, associate professor Department of Radio-electronic Equipment in the V.I. Ulyanov (Lenin) Saint Petersburg State Electrotechnical University “LETI”. Her research interests are currently focused on radio signal reception and processing; signal detection, discrimination and direction finding, radio monitoring; digital signal processing. She is the author of more than 80 scientific papers. (Address: 5F, Professor Popov St., St. Petersburg, 197022, Russia. E-mail: meshevchenko@etu.ru).

*Статья поступила 21 апреля 2026 г.
Received April 21, 2026*

To Reference:

Protsenko I.M., Bronevich A.M., Malyshev V.N., Shevchenko M.E. Opredelenie mestopolozheniya pri kollektivnoi obrabotke FTM- i CSI-dannykh [Refinement of WI-FI node location estimation in joint processing of FTM and CSI data]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 32–50. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-32-50.

УДК 621.314, 621.382, 621.314.572

**АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ С ЕСТЕСТВЕННОЙ
КОММУТАЦИЕЙ В СОСТАВЕ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНОЙ
СИСТЕМЫ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА****Р.Ю. Сараханова, С.А. Харитонов***Новосибирский государственный технический университет*

Предложен вариант построения адаптивной стартер-генераторной системы (СГС), в которой достигается синергетический эффект увеличения генерируемой мощности трехфазного переменного тока и повышения ее качества за счет применения тиристорного непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (НПЧ с ЕК) и транзисторного инвертора с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), работающего в режиме активного фильтра и источника постоянного напряжения. Рассмотрены две топологии шестипульсных силовых схем НПЧ с ЕК для применения в составе СГС на базе шестифазного синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов, выявлены их достоинства и определены недостатки. Предложена структурная схема системы управления НПЧ с ЕК, в основу построения которой положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе координат. Введен контур по нулевой последовательности выходного напряжения, что расширяет рабочий диапазон мощности несимметричных нагрузок. Для рассмотренных топологий построения НПЧ с ЕК предложены схемы замещения по «скользящему» среднему выходного напряжения и тока, получены аналитические выражения для коэффициентов передачи преобразователей. Рассмотрены структурные схемы регуляторов контура тока и напряжения, приведена методика параметрического синтеза, определены области устойчивой работы. Выявлены отличия и общность в построении структур регуляторов для двух рассмотренных типов топологий силовых схем. Предложен один из возможных алгоритмов построения устройства раздельного управления для НПЧ с ЕК.

Ключевые слова: непосредственный преобразователь частоты с естественной коммутацией, инвертор напряжения, алгоритмы управления, регуляторы, схемы замещения, методики расчета, устройство раздельного управления, устойчивость.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75

Введение

Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией являются одними из первых получивших промышленное применение мощных устройств силовой электроники, осуществляющих преобразование частоты. Наибольшее распространение НПЧ с ЕК получили в конце 1950-х – начале 1960-х гг., что связано с открытием и промышленным освоением производства тиристорных.

Тиристорные НПЧ с ЕК имеют ряд неоспоримых достоинств:

- обратимость потока мощности;
- высокий коэффициент полезного действия;
- плавное независимое регулирование частоты и амплитуды выходного напряжения;
- применение относительно дешевых и надежных однооперационных тириستоров;
- относительно малые массу и объем;
- высокую перегрузочную способность;
- высокую надежность.

Вместе с тем они имеют и недостатки, среди которых следует особо отметить относительно низкое значение входного коэффициента мощности и существенную зависимость коэффициентов передачи и нелинейных искажений по напряжению и току от соотношения входной и выходной частот.

В автономных системах электроснабжения эти недостатки в значительной степени компенсировались надежностью, перегрузочной способностью подобного рода преобразователей и их устойчивостью к внешним воздействиям. В частности, это суждение относится к системам электроснабжения летательных аппаратов.

Особенно привлекательным является применение НПЧ с ЕК в составе мощных систем электроснабжения (200...1000 кВт) в комбинации с транзисторными инверторами напряжения, работающими с высокочастотной ШИМ, что позволяет получить синергетический эффект от использования положительных свойств того и другого преобразователя. Такой подход может быть востребован при реализации концепции повышенной электрификации самолетов, которая получила название «более электрический самолет» (БЭС) (англ. More Electrical Aircraft – MEA). Реализация концепции БЭС требует существенного повышения мощности систем электроснабжения, увеличения напряжения источников электрической энергии (постоянного – до 270 В, переменного – до 230/400 В), появления новых нормированных видов электроэнергии – переменного тока с переменной частотой, расширение функций систем генерирования, например реализация электростартерного запуска первичного двигателя.

Предлагаемая к рассмотрению мощная стартер-генераторная система с НПЧ с ЕК отвечает вышеуказанным требованиям и, кроме этого, обладает возможностью адаптироваться к режимам работы как в штатных, так и в нештатных ситуациях [1]. По этой причине система получила название «адаптивная стартер-генераторная система». Ее структурная схема приведена на рис. 1, где СГ – синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов; СФ – силовой LC-фильтр; ИН – инвертор напряжения с высокочастотной ШИМ; DC-DC – обратимый преобразователь постоянного напряжения; АБ – аккумуляторная батарея.

Стартер-генераторная система функционирует в двух основных режимах, а именно: в режиме генерирования электрической энергии переменного и постоянного тока, а также в режиме электростартерного запуска первичного двигателя (ПД) с помощью СГ.

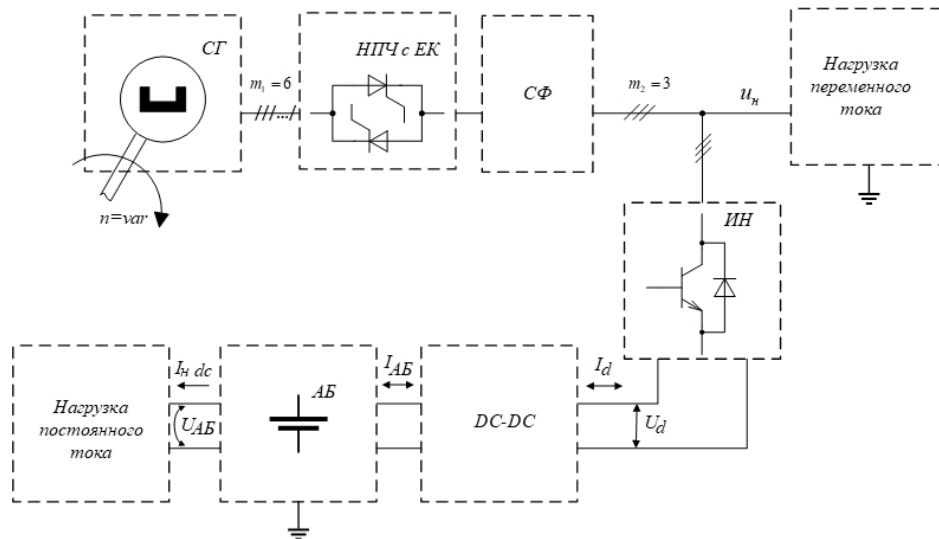


Рис. 1 – Комбинированная стартер-генераторная система

Fig. 1 – The combined starter-generator system

Электростартерный запуск может быть реализован как от источника постоянного тока (АБ), так и от источника переменного тока (аэродромный источник электропитания). При этом НПЧ с ЕК обеспечивает частотное регулирование СГ, работающего в двигательном режиме.

В режиме генерирования электрической энергии НПЧ с ЕК обеспечивает стабилизацию выходного трехфазного ($m_2 = 3$) напряжения по амплитуде и частоте для мощных потребителей переменного тока в соответствии с требованиями ГОСТ Р 54073–2017. Двухнаправленный инвертор напряжения, работая параллельно с НПЧ с ЕК, выполняет функцию активного фильтра, компенсируя высшие гармонические составляющие в спектре выходного переменного напряжения системы, тем самым уменьшает массу силового фильтра и обеспечивает подзарядку АБ.

В нештатных режимах (например, при отказе СГ или НПЧ с ЕК), ИН может осуществлять частичное электропитание нагрузок переменного тока за счет отбора энергии от АБ.

Таким образом, наличие двухнаправленной связи между системами электроснабжения переменного и постоянного тока существенно повышает надежность электропитания бортовых нагрузок, фактически придавая системе свойства «умной» электрической сети (Smart Grid).

2. Схемы НПЧ с ЕК для СГС

Синхронный генератор совместно с преобразователем частоты на базе НПЧ с ЕК определяет в данной системе мощность канала генерирования и энергетические возможности электростартерного запуска. Примем, что режим генерирования в основном задает максимальную мощность системы и тем самым определяет ее массу и габариты. По этой причине остановимся на выборе схемы преобразователя частоты исходя из указанного

согabarитных показателей системы за счет интегральных конструктивных решений и повышает КПД системы;

- повышается быстродействие системы в связи с прерывистым характером токов в дросселях входной цепи;
- повышается устойчивость системы к аварийным режимам работы, снижаются требования к точности устройства отдельного управления;
- появляется возможность быстрого «гашения» накопленной в электромагнитных элементах энергии при «сбросе» нагрузки за счет кратковременного перехода в режим совместного управления;
- создаются условия для независимой работы клапанов, подключенных к разным фазам СГ, что благоприятно сказывается на коэффициенте гармоник генерируемого тока; уменьшается его зависимость от глубины модуляции углов управления;
- в связи с тем, что характер изменения тока во входной цепи преобразователя и в клапанах приближается по форме к синусоидальной, уменьшается уровень радиопомех.

Перечисленные достоинства данной схемы, а также большое количество вариаций ее построения открыли возможность по разработке систем генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» (ПСПЧ) в 80–90 гг. XX столетия. При этом частота напряжения СГ не превышала 2000...2400 Гц, что определялось частотными свойствами тиристоров. НПЧ с ЕК был реализован, как правило, с отдельным управлением клапанными комплектами.

Анализу электромагнитных процессов в такой системе посвящено много работ, в том числе [2, 4]. Достижения последних десятилетий в области управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии и специфика применения НПЧ с ЕК в составе СГС позволяют предложить новые алгоритмы управления преобразователем.

Второй тип топологии (Т2) построения схемы НПЧ с ЕК в составе СГС приведен на рис. 3.

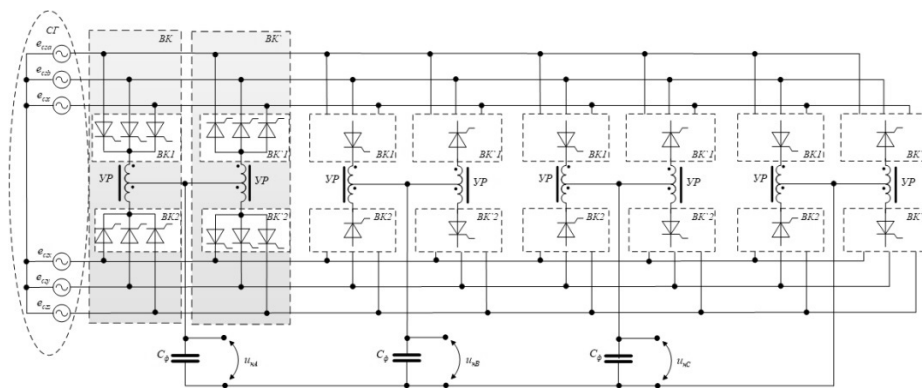


Рис. 3 – Структурная схема НПЧ с ЕК, выполненная по топологии Т2, с синхронным генератором

Fig. 3 – The structural circuit of the cycloconverter with natural commutation made according to the T2 topology with a synchronous generator

Здесь преобразователь реализован на базе классических шестифазных схем с уравнильным реактором (УР) [5]. О возможности использования такой схемы в составе НПЧ с ЕК для систем типа ПСПЧ указано в работе [2]. За последние десятилетия частотные свойства тиристорov улучшились, и в настоящее время они могут работать на частотах 10 000...20 000 Гц. Расчеты показывают, что уже при частотах напряжения СГ более 2000 Гц суммарная масса уравнильных реакторов в данной схеме примерно на 30 % меньше массы дросселей в схеме на рис. 2, что объясняется более высокой частотой напряжения, прикладываемого к УР.

Кроме данного положительного фактора использования такой топологии следует отметить, что УР помимо основной функции обеспечения параллельной работы трехфазных нулевых схем может выполнять функцию ограничения уравнильного тока между вентильными комплектами (ВК и ВК'), это позволит реализовать в НПЧ с ЕК режим совместного управления. В этом случае существенно улучшается амплитудно-частотный спектр выходного напряжения, устраняется его зависимость от характера тока в нагрузке, упрощается алгоритм управления преобразователем. Необходимо отметить, что за счет выбора параметров УР может быть задана величина индуктивности выходного силового фильтра, как это будет показано далее.

Режим совместного управления в НПЧ с ЕК на базе схем с уравнильным реактором практически не использовался, так как основной областью применения НПЧ был регулируемый электропривод переменного тока при работе от общепромышленной сети с частотой 50 Гц. В этом случае габариты уравнильных реакторов и их стоимость были велики. В связи с указанными обстоятельствами в научно-технической литературе отсутствует информация об анализе электромагнитных процессов в системе, состоящей из шестифазного СГ с возбуждением от постоянных магнитов и НПЧ с ЕК на базе шестифазной схемы с уравнильным реактором при совместном управлении. Также не исследованы алгоритмы управления таким преобразователем в составе СГС.

3. Алгоритмы управления НПЧ с ЕК в составе СГС

Рассмотрим первоначально алгоритмы управления НПЧ с ЕК с совместным управлением (топология Т2), так как они обладают большей общностью.

В основу построения системы управления преобразователем положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе dq -координат [6].

Структурная схема алгоритма управления приведена на рис. 4. В алгоритме используется три контура регулирования, а именно: контур управления током преобразователя, контур управления выходным напряжением и контур управления нулевой последовательностью выходного напряжения. Контур тока и напряжения построены в dq -координатах и реализованы классически, путем использования регуляторов тока и напряжения ($РТ_d$, $РТ_q$, $РН_d$, $РН_q$). Контур нулевой последовательности содержит регулятор напряжения $РН_0$.

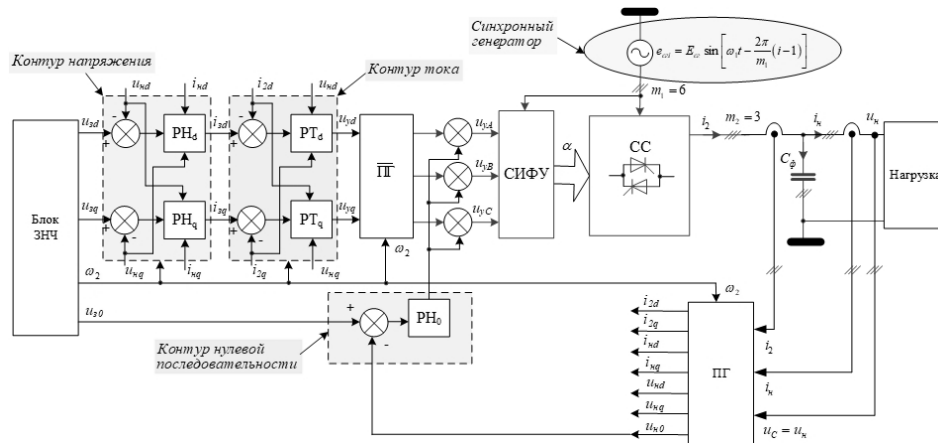


Рис. 4 – Структурная схема алгоритмов управления НПЧ с ЕК

Fig. 4 – The block diagram of control algorithms of the naturally commutated cycloconverter

На рис. 4 обозначено: СС – силовая схема НПЧ с ЕК; СИФУ – система импульсно-фазового управления; блок ЗНЧ – блок задания напряжения и частоты (формирует ортогональные составляющие сигнала задания на напряжение нагрузки в dq -координатах, а также задания на частоту выходного напряжения, которая задает частоту вращения координатной системы); ПГ – блок функционального преобразования Парка – Горева (осуществляет выделение из трехфазных входных сигналов нулевую и симметричную составляющие с последующим переводом последней во вращающуюся систему dq -координат с частотой ω_2). В данном алгоритме преобразуются выходные токи преобразователя, токи и напряжение нагрузки в dq -координаты i_{2d} , i_{2q} , i_{nd} , i_{nq} , u_{nd} , u_{nq} соответственно, а также выделяется нулевая последовательность в напряжении нагрузки u_{n0} ; $\overline{\text{ПГ}}$ – блок обратного преобразования Парка – Горева (осуществляет преобразование сигнала управления (u_{yd} , u_{yq}) из dq -координат в сигнал управления (u_{yA} , u_{yB} , u_{yC}) в abc -координатах).

Контур тока необходим для задания величины выходного тока преобразователя и для его ограничения на необходимом уровне в переходных режимах. Кроме этого, данный контур позволяет реализовать устройство раздельного управления комплектами НПЧ с ЕК в случае необходимости [7]. Контур напряжения обеспечивает заданную величину выходного напряжения в статических и переходных симметричных режимах. Контур нулевой последовательности минимизирует влияние на выходное напряжение несимметричной нагрузки.

Для реализации предложенного алгоритма управления определим тип и параметры регуляторов РТ_d , РТ_q , РН_d , РН_q и РН_0 .

Учитывая, что в СГС выполняется условие $m_1\omega_1 \gg \omega_2$, где ω_1 – циклическая частота напряжения СГ, синтез регуляторов и их параметров

будем проводить для усредненных токов и напряжений на такте коммутаций в силовой схеме ($T_k = 2\pi / m_1\omega_1$), что соответствует применению метода «гладкой составляющей», или «скользящего среднего» [8, 9].

Кроме этого, будем полагать, что в преобразователе используется арк-косинусоидальный закон управления, обеспечивающий более высокое качество выходного напряжения [10, 11].

Эквивалентная схема одной фазы НПЧ с ЕК для средних значений токов и напряжений представлена на рис. 5, где L_ϕ , R_ϕ и C_ϕ – эквивалентные параметры силового фильтра; G_ϕ – суммарная проводимость, которая является эквивалентом потерь в конденсаторах C_ϕ и при этом максимальной проводимостью неотключаемой нагрузки в системе электроснабжения.

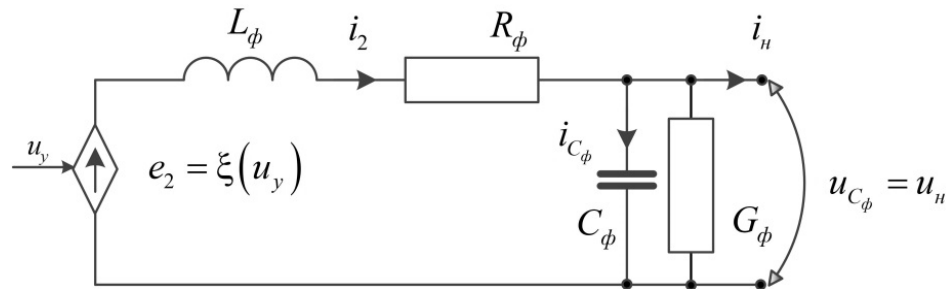


Рис. 5 – Эквивалентная схема одной фазы преобразователя с силовым фильтром для средних значений токов и напряжений

Fig. 5 – The equivalent single-phase cycloconverter circuit with a power filter for average currents and voltages value

Функция $\xi(\bullet)$ определена следующим образом:

$$\xi(u_y) = \begin{cases} Ku_y, & \text{при } u_y \leq U_{\text{оп}}; \\ E_{2\text{max}}, & \text{при } u_y > U_{\text{оп}}, \end{cases}$$

где $K = \frac{m_1 \sin \frac{\pi}{m_1} \sqrt{2} E_{\text{сГ}}}{U_{\text{оп}}}$ – коэффициент усиления по скользящему сред-

нему; $E_{2\text{max}} = \sqrt{2} E_{\text{сГ}} \frac{m_1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right)$ – амплитудное значение выходного

напряжения, где $E_{\text{сГ}}$, $U_{\text{оп}}$ – соответственно действующее значение ЭДС СГ и амплитудное значение опорного сигнала в СИФУ.

Эквивалентная схема трех фаз выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах представлена на рис. 6.

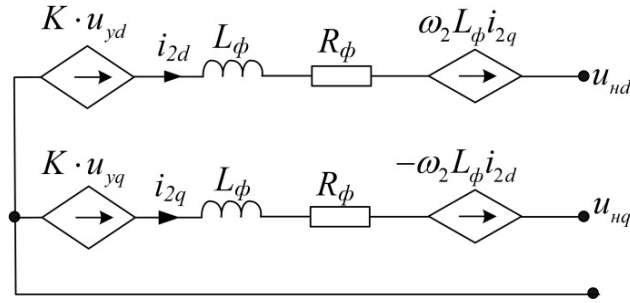


Рис. 6 – Эквивалентная схема трех фаз выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 6 – The equivalent scheme of the three phases of the cycloconverter output circuit in the dq rotating reference frame

Используя методику, предложенную в [12], на первом шаге выбора структуры регулятора обеспечим инвариантность токов i_{2d} , i_{2q} относительно напряжений u_{2d} , u_{2q} , параметров силовой схемы L_Φ и R_Φ , а также перекрестных связей $\omega_2 L_\Phi i_{2d}$, $\omega_2 L_\Phi i_{2q}$, нарушающих независимое регулирование по координатам d и q .

Для этого введем в управление компенсационную обратную связь по напряжению u_{2d} , u_{2q} , форсирующее звено $R_\Phi(1 + T_L p)$, $T_L = L_\Phi / R_\Phi$, оператор $p = \frac{d}{dt}$ и параметрическую компенсацию перекрестных связей $\omega_2 L_\Phi i_{2d}$, $\omega_2 L_\Phi i_{2q}$. Предложенная реализация представлена на рис. 7.

Внутренний контур по току математически можно описать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_{yd} \\ u_{yq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\Phi \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) i_{3d} + \gamma_u (-\omega_2 L_\Phi i_{\text{НПЧ}q} + u_{2d}) \\ R_\Phi \left(1 + T_L \frac{d}{dt} \right) i_{3q} + \gamma_u (\omega_2 L_\Phi i_{\text{НПЧ}d} + u_{2q}) \end{bmatrix},$$

где γ_u – постоянный коэффициент, определяется из соотношения $\gamma_u = \frac{1}{K}$.

В результате получаем

$$K \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}.$$

Однако такое построение регулятора практически невозможно из-за наличия форсирующего звена. Для исключения его влияния введем последовательное интегрирующее звено с постоянной времени T_L / k_I , а также обратную связь по отклонению токов i_{2d} , i_{2q} . Заменяем оператор p на переменную s и перейдем к преобразованию Лапласа при нулевых

начальных условиях. Звено $Z_{ПИ}(s) = R \left(1 + \frac{1}{T_L s} \right)$ является пропорционально-интегральным регулятором с коэффициентом усиления $R = k_I R_\phi$, имеющим размерность сопротивления.

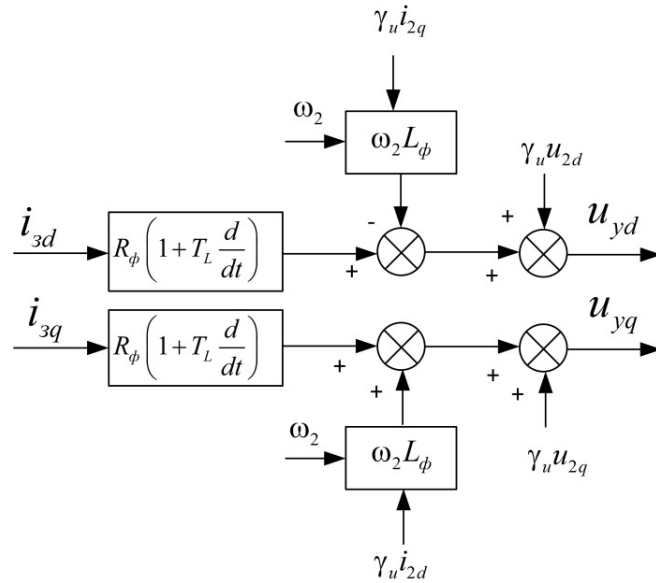


Рис. 7 – Внутренний контур обратной связи по току в dq -координатах

Fig. 7 – The inner current control loop in the dq rotating reference frame

В результате получим внутренний контур регулирования тока преобразователя в dq -координатах (рис. 8).

Из рис. 6 и 8 получим следующее выражение для токов i_{2d} , i_{2q} :

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_i}{1 + \frac{s}{\omega_L k_I K \gamma_i}} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

В установившемся режиме, полагая, что $s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$, получим

$$\begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_i} \begin{bmatrix} i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет определяться как

$$I_2 = \sqrt{(i_{2d})^2 + (i_{2q})^2} = \frac{1}{\gamma_i} \sqrt{(i_{3d})^2 + (i_{3q})^2}.$$

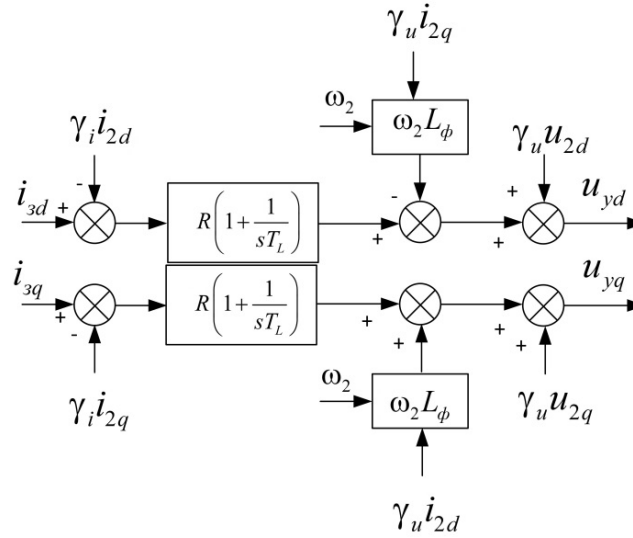


Рис. 8 – Внутренний контур обратной связи по току в dq -координатах с последовательным интегрирующим звеном и обратной связью по отклонению тока НПЧ с ЕК

Fig. 8 – The inner current control loop in the dq rotating reference frame with the series-connected integrator and current deviation feedback

Во временной области при подаче скачка сигнала задания по току с величиной $i_{3d} = I_3$, $i_{3q} = 0$ получим

$$i_{2d}(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t\omega_L k_I K \gamma_I)], \quad i_{2q}(t) = 0.$$

Амплитудные значения токов в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК, или огибающая амплитудных значений $I(t)$, будут изменяться по аналогичному закону:

$$I_2(t) = \frac{I_3}{\gamma_I} [1 - \exp(-t\omega_L k_I K \gamma_I)].$$

Введем обозначение: $T_I = \frac{1}{\omega_L k_I K \gamma_I}$, где T_I – постоянная времени контура тока. Время нарастания $t_{\text{нар.ном}}$ тока i_{2d} до номинального значения тока $I_{2\text{ном}}$ при заданном токе $i_{3d} = I_3$, $i_{3q} = 0$, определится соотношением

$$t_{\text{нар.ном}} = \frac{1}{\omega_L k_I K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right) = \frac{T_I}{k_I K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right).$$

Определим время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$t_{\text{нар}} \approx \frac{3}{\omega_L k_I K \gamma_I} = \frac{3T_L}{k_I K \gamma_I}.$$

Полагая, что $\gamma_I = 1/K$, получим

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_I = \frac{3T_L}{k_I}. \quad (1)$$

Из выражения (1) получим формулу для коэффициента усиления k_I при заданной скорости нарастания тока нагрузки от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{I_3}{\gamma_I}$:

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нар.ном}} K \gamma_I} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}} \gamma_I}{I_3}} \right).$$

При $\gamma_I = 1/K$ получим

$$k_I = \frac{T_L}{t_{\text{нар.ном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{I_{2\text{ном}}}{I_3 K}} \right) \approx \frac{3T_L}{t_{\text{нар}}}. \quad (2)$$

Определение k_I с помощью выражения (2) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, так как должно выполняться неравенство

$$k_I \geq 3T_L / t_{\text{нар}}.$$

Величина k_I определяет качество регулирования тока преобразователя в переходном процессе.

Для оценки максимальной величины k_I необходимо обратиться к условию обеспечения устойчивости токового контура. С точки зрения непрерывной системы данный контур является устойчивым. Однако с учетом импульсного характера работы НПЧ с ЕК этот контур может быть неустойчивым. Далее оценка устойчивости для мгновенных значений токов проводится согласно [13].

При оценке устойчивости в малом, т. е. полагая, что регулятор работает в линейном режиме ($U_y < U_{\text{оп}}$), будем исходить из того, что интегральная составляющая на выходе ПИ-регулятора на такте T_k практически не изменяется, так как выполняется неравенство

$$T_L \gg T_k. \quad (3)$$

Выполнение неравенства (3) является обязательным с точки зрения обеспечения непрерывности тока i_2 и малых его пульсаций. Тогда

$$Z_{\text{ПИ}}(s) \approx R = k_I R.$$

Кроме этого, будем полагать, что на такте T_k сигнал задания на ток I_3 , напряжение на конденсаторе C_ϕ и ток в нагрузке i_n не изменяются. Примем, что измеренный ток в микроконтроллере в начале такта T_k не изменяется на длительность такта.

Схема для малых приращений сигналов в токовом контуре на такте будет иметь вид, представленный на рис. 9.

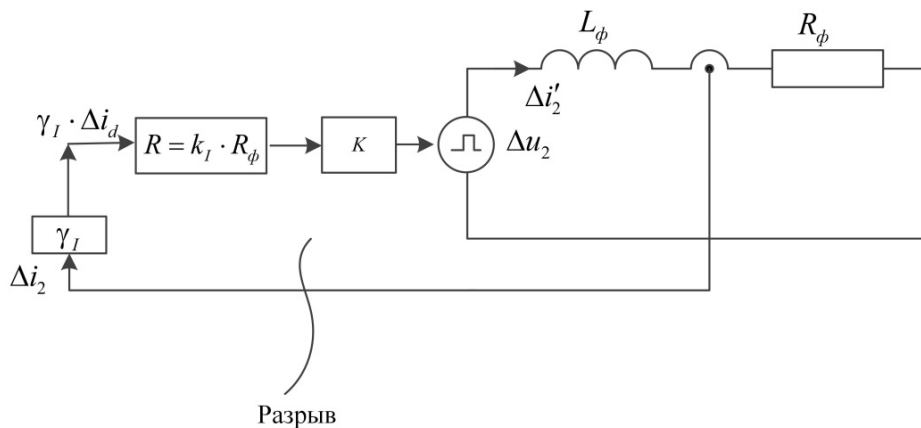


Рис. 9 – Структурная схема при малых приращениях сигналов в контуре по току

Fig. 9 – The block diagram for small increments of signals in the current loop

В работе [13] показано, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо, чтобы коэффициент усиления на такте разомкнутой системы удовлетворял условию

$$K_T < 2.$$

Проанализируем данное условие применительно к рассматриваемому контуру тока. Предположим, что по каким-то причинам произошло изменение тока i_2 на величину Δi_2 . Мысленно «разорвем» контур обратной связи, как это показано на рис. 9. Тогда для обеспечения устойчивости на такте ШИМ должно выполняться условие

$$\Delta i_2' < 2\Delta i_2.$$

Из рис. 9 следует, что

$$\Delta u_2 = \Delta i_{\text{НПЧ}} \gamma_I k_I R_\phi K.$$

Тогда в конце такта T_k ток $\Delta i'_2$ будет равен величине

$$\Delta i'_{\text{НПЧ}} = \frac{\Delta u_2}{R_\phi} \left(1 - \exp\left(-\frac{T_k}{T_L}\right) \right).$$

Принимая во внимание неравенство (3), получим

$$\Delta i'_{\text{НПЧ}} \approx \frac{\Delta u_2 T_m}{L_\phi} = \Delta i_{\text{НПЧ}} K \gamma_I k_I \frac{T_k}{T_L}. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что

$$K \gamma_I k_I \frac{T_k}{T_L} < 2; \quad k_I < 2 \frac{T_L}{T_k} \frac{1}{K \gamma_I} = 2 \frac{T_L}{T_k}.$$

Таким образом, значение коэффициента k_I должно удовлетворять следующему неравенству:

$$\frac{3T_L}{t_{\text{нар}}} < k_I < \frac{2T_L}{T_m}. \quad (5)$$

Из неравенства (5) следует, что при $k_I = 3T_L/t_{\text{нар}}$ время нарастания тока не может быть меньше, чем $t_{\text{нар min}} = 3T_k/2$.

Используя методику синтеза контура тока, определим структуру и параметры регулятора контура напряжения.

Эквивалентная схема выходной цепи НПЧ с ЕК в dq -координатах представлена на рис. 10.

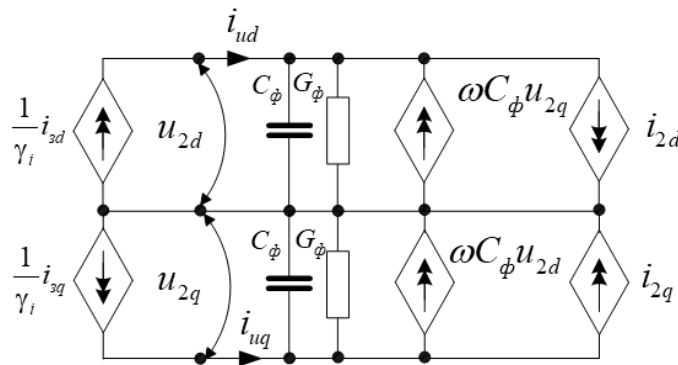


Рис. 10 – Эквивалентная схема выходной цепи внешнего контура управления НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 10 – The equivalent circuit of the output circuit of the external control loop of the cycloconverter in the dq coordinates

По аналогии с контуром тока получим следующую структуру регуляторов контура напряжения (рис. 11).

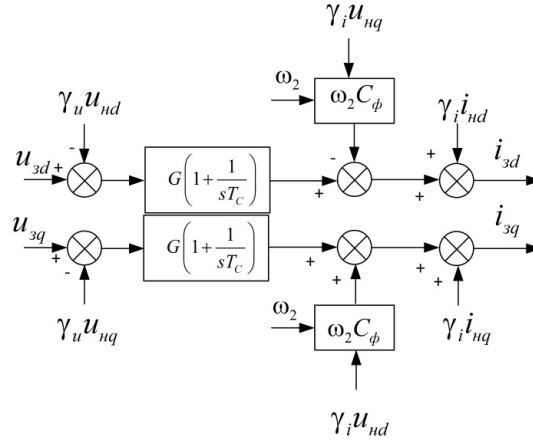


Рис. 11 – Структурная схема регуляторов контура напряжения

Fig. 11 – The block diagram of the voltage circuit regulators

Коэффициент $G = k_U G_\phi$ (рис. 11) имеет размерность проводимости, k_U – постоянный коэффициент, который можно определить исходя из качества процессов стабилизации в переходных процессах.

Выходные напряжения u_{2d} , u_{2q} для предложенных регуляторов связаны с сигналами задания u_{3d} , u_{3q} соотношением

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1/\gamma_u}{1 + \frac{s}{\omega_C k_u S \gamma_u}} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $S = \frac{1}{\gamma_i}$; $\omega_C = \frac{1}{T_C}$.

В установившемся режиме при $s \rightarrow j\omega \rightarrow \omega = 0$ из выражения (6) получим

$$\begin{bmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma_u} \begin{bmatrix} u_{3d} \\ u_{3q} \end{bmatrix}.$$

При этом амплитудное значение напряжения на нагрузке в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК будет иметь значение

$$U_{2\max} = \sqrt{(u_{2d})^2 + (u_{2q})^2} = \frac{1}{\gamma_u} \sqrt{(u_{3d})^2 + (u_{3q})^2}.$$

Во временной области при подаче скачка сигнала задания на напряжение величиной $u_{3d} = U_3$, $u_{3q} = 0$ получим для проекций на dq -координатах следующее выражение:

$$u_{2d}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t\omega_C k_u S \gamma_u)], \quad u_{2q}(t) = 0.$$

Амплитудные значения напряжений в каждой из выходных фаз НПЧ с ЕК, или огибающая амплитудных значений $U_{2\max}(t)$, будут изменяться по аналогичному закону, т. е.

$$U_{2\max}(t) = \frac{U_3}{\gamma_u} [1 - \exp(-t\omega_C k_u S \gamma_u)].$$

Введем в рассмотрение величину $T_U = \frac{1}{\omega_C k_u S \gamma_u}$, которую определим как постоянную времени контура напряжения.

Время нарастания $t_{\text{нар. ном}}$ напряжения u_{2d} до номинального значения $U_{2\text{ном}}$ при заданном $u_{3d} = U_3$, $u_{3q} = 0$ определится соотношением

$$t_{\text{нар. ном}} = \frac{1}{\omega_C k_u S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right) = \frac{T_C}{k_u S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right).$$

Время нарастания тока $t_{\text{нар}}$ до величины U_3/γ_u определится как

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3}{\omega_C k_u S \gamma_u} = \frac{3T_C}{k_u S \gamma_u}. \quad (7)$$

Полагая, что $\gamma_u = 1/S$, получим

$$t_{\text{нар}} \approx 3T_U = \frac{3T_C}{k_u}. \quad (8)$$

Из формул (7) и (8) получим выражение для коэффициента усиления k_u при заданной скорости нарастании напряжения на нагрузке от нулевого значения до номинального или до величины $\frac{U_3}{\gamma_u}$:

$$k_u = \frac{T_C}{t_{\text{нар. ном}} S \gamma_u} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}} \gamma_u}{U_3}} \right).$$

При $\gamma_u = 1/S$ получим коэффициент усиления

$$k_u = \frac{T_C}{t_{\text{нар. ном}}} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{2\text{ном}}}{U_3 S}} \right) \approx \frac{3T_C}{t_{\text{нар}}}. \quad (9)$$

Определение k_u с помощью выражения (9) приводит, очевидно, к оценке минимальной величины этого коэффициента, так как должно выполняться неравенство

$$k_u \geq \frac{3T_C}{t_{\text{нар}}}.$$

Величина k_u определяет качество регулирования в переходном процессе.

Во внешнем контуре регулирования импульсный характер преобразования практически не проявляется. Это объясняется тем, что напряжение на конденсаторе $C_{\text{ф}}$ имеет минимально возможные пульсации с частотами приблизительно $m_1\omega_1$, $n=1,2,3,\dots$, благодаря выполнению неравенства $T_C \gg T_k$. Кроме этого, в СГС пульсации на конденсаторе $C_{\text{ф}}$ интенсивно подавляются ИН, работающим в режиме активного фильтра с частотой ШИМ ($\omega_{\text{ШИМ}}$), удовлетворяющей неравенству $\omega_{\text{ШИМ}} \gg m_1\omega_1$. По этим причинам оценку устойчивости данного контура регулирования можно рассматривать как в непрерывной системе. Учитывая, что система уравнений, описывающая данный контур, имеет первый порядок, то можно утверждать, что она устойчива.

Рассмотрим особенности построения алгоритмов управления в системе с преобразователем, выполненным по топологии Т1. Различие в алгоритмах обусловлено двумя факторами. Первый из них, как уже отмечалось, заключается в том, что преобразователь по физическим процессам является параметрическим источником тока. Второй фактор обусловлен наличием устройства раздельного управления.

Отметим, что структура алгоритма управления не отличается от рис. 4, изменения касаются только контура тока.

Для данной схемы в результате линеаризации передаточная характеристика преобразователя имеет следующий вид [7]:

$$i_2 = \begin{cases} S\left(\frac{u_y}{U_{\text{оп}}}\right)u_y, & \text{при } u_y \leq U_{\text{оп}}; \\ I_{2\text{max}}, & \text{при } u_y > U_{\text{оп}}. \end{cases}$$

График качественного построения передаточной характеристики НПЧ приведен на рис. 12.

Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в dq -координатах будет иметь вид, представленный на рис. 13.

Несмотря на то, что рассматриваемая схема НПЧ с ЕК на такте является параметрическим источником тока, существует необходимость введения обратной связи по току i_2 , что объясняется значительной зависимостью крутизны передаточной характеристики преобразователя от режима работы. Кроме этого, введение токового контура обеспечит ограничение этой координаты на необходимом уровне. По этой причине систему ста-

билизации выходного напряжения представляется правильным сделать двухконтурной. На рис. 14 показана двухконтурная система стабилизации выходного напряжения.

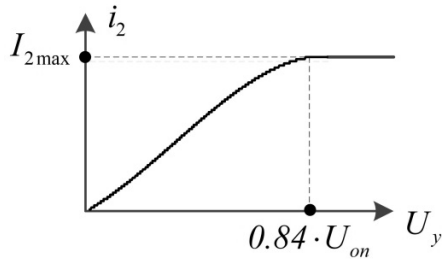


Рис. 12 – Передаточная характеристика НПЧ с ЕК

Fig. 12 – The transfer characteristic of the cycloconverter

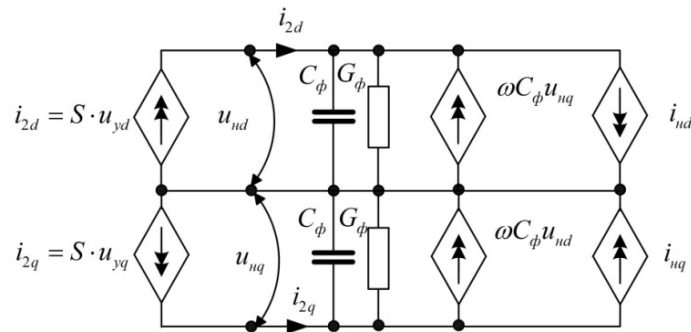


Рис. 13 – Выходная цепь трехфазного НПЧ с ЕК в dq -координатах

Fig. 13 – The output circuit of the three-phase cycloconverter in the dq rotating reference frame

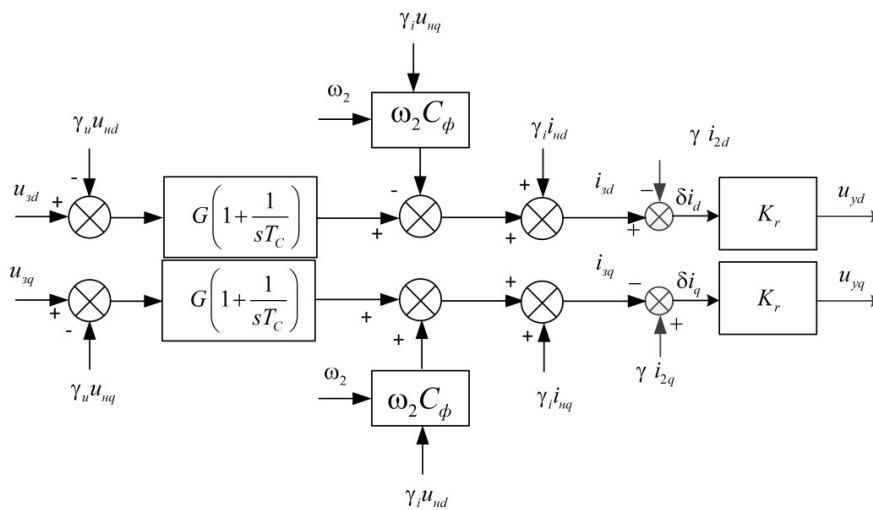


Рис. 14 – Двухконтурная система стабилизации выходного напряжения

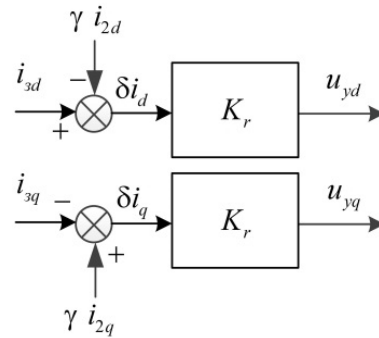
Fig. 14 – The dual-circuit output voltage stabilization system

В схеме на рис. 14 внутренний контур управления током i_2 реализован с помощью пропорционального регулятора K_r . Структура внешнего контура стабилизации напряжения полностью совпадает с реализацией для топологии Т2.

На рис. 15 представлена структурная схема канала регулирования по току в dq -координатах.

Рис. 15 – Структурная схема токового контура

Fig. 15 – The block diagram of the current circuit



Опираясь на выводы работ [7,12], с целью оценки величины коэффициента K_r сделаем допущение о том, что в такой системе для соблюдения условия устойчивости необходимо обеспечить на такте работы разомкнутой системы выполнение неравенства

$$K_T \leq 2,$$

где K_T – коэффициент усиления разомкнутого контура на такте.

В исследуемой схеме согласно рис. 13 коэффициент усиления можно определить с помощью соотношения

$$K_T = \gamma K_r S \leq 2, \quad (10)$$

где S – крутизна передаточной характеристики НПЧ с ЕК; γ – коэффициент передачи датчика тока.

Из выражения (10) получим

$$\gamma K_r \leq 2/S. \quad (11)$$

На рис. 16 показан график зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления для двух законов управления.

Учитывая данный график, а также соотношение (11), получим

$$\gamma K_r \leq \frac{2}{S_{\max}} = \frac{2}{5,347} \frac{U_{\text{оп}}}{I_{2\text{кз}}} = 0,374 \frac{U_{\text{оп}}}{I_{\text{кз}}}.$$

Таким образом, следует принять

$$K_r \leq 0,374 \frac{U_{\text{оп}}}{\gamma I_{\text{кз}}}.$$

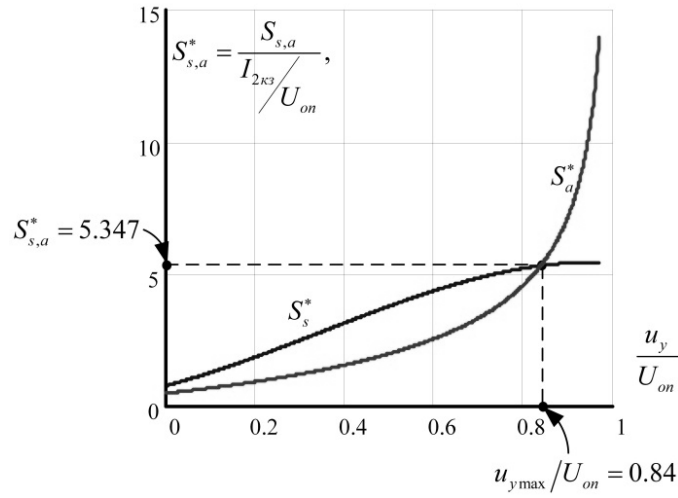


Рис. 16 – График зависимости крутизны передаточной характеристики НПЧ с ЕК от величины сигнала управления для синусоидального S_s^* и аркосинусоидального S_a^* законов управления

Fig. 16 – The graph of the dependence of the transfer characteristic slope of the cycloconverter on the control signal value of the control signal for sinusoidal S_s^* and arccosinusoidal S_a^* control laws

Передаточная функция контура тока по сигналам задания $i_{zd,q}$ будет иметь вид

$$k_I = \frac{i_{2d,q}}{i_3} = \frac{K_r S}{1 + \gamma K_r S}. \quad (12)$$

Примем, что для исключения колебательных переходных процессов $\gamma K_r = \frac{1}{S_{\max}}$, тогда передаточная функция контура тока по ошибке определится следующим образом:

$$\delta i_{d,q} = i_3 \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S},$$

$$k_{\delta I} = \frac{\delta i_{d,q}}{i_{zd,q}} = \frac{1}{1 + \gamma_I K_r S} = \frac{1}{1 + S/S_{\max}}.$$

Из неравенства (11) следует, что минимальное значение относительной величины ошибки в контуре составляет

$$k_{\delta I} = \frac{1}{2}.$$

Для оценки коэффициента передачи по току данного контура примем, что в уравнении (12) крутизна $S = S_{\max}$, тогда

$$\frac{i_{2d,q}}{i_{3d,q}} = \frac{1}{2\gamma}.$$

Параметры контура напряжения определяются по аналогии со схемой, выполненной по топологии T2.

Другая особенность алгоритма управления схем с топологией T1, как отмечалось, заключается в том, что они чаще всего выполняются с раздельным управлением. Это связано с тем, что величины индуктивности входных дросселей D_r (см. рис. 2) недостаточно для ограничения уравнительных токов на должном уровне.

На рис. 17 приведена функциональная схема устройства раздельного управления, где CC – схема сравнения, выполняет функцию $\text{sign}(i_{2A})$; D_{BK} , $D_{BK'}$ – драйверы тиристоров вентильных комплектов BK и BK' соответственно; с помощью сигналов $u_{ур}$, $\bar{u}_{ур}$ разрешается или запрещается подача импульсов управления на электроды тиристоров.

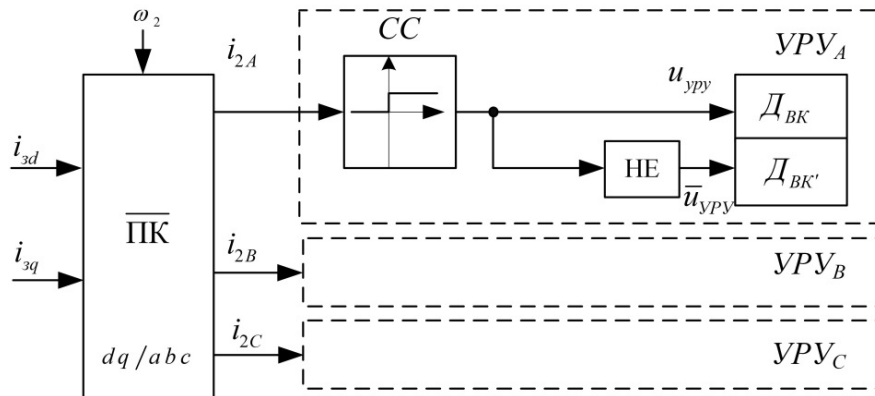


Рис. 17 – Функциональная схема устройства раздельного управления

Fig. 17 – The functional diagram of the device for separate control of the thyristor valve sets

В устройстве на рис. 17 сигналы i_{3d} , i_{3q} практически не содержат пульсационных составляющих, и, будучи преобразованными в abc -координаты, они воспроизведут ток, близкий по форме и фазе основной гармонике соответствующего тока i_2 за счет токового контура. Однако, учитывая относительно небольшой по величине коэффициент K_T , фазовая ошибка может иметь место, что приведет к возникновению динамических уравнительных токов. Наличие в силовой схеме входных дросселей позволяет ограничить их на приемлемом уровне. Эта проблема может быть кардинально решена путем применения в контуре тока ПИ регулятора.

Заключение

Предложен вариант построения адаптивной стартер-генераторной системы, в которой достигается синергетический эффект увеличения генерируемой мощности трехфазного переменного тока и повышения ее качества за счет применения тиристорного непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией и транзисторного инвертора с высокочастотной ШИМ, работающего в режиме активного фильтра и источника постоянного напряжения.

Рассмотрены две топологии шестипульсных силовых схем НПЧ с ЕК для применения в составе СГС на базе шестифазного синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов, выявлены их достоинства и определены недостатки.

Предложена структурная схема системы управления НПЧ с ЕК, в основу построения которой положены принцип подчиненного регулирования и алгоритмы векторного управления во вращающейся системе координат. Введен контур по нулевой последовательности выходного напряжения, что расширяет рабочий диапазон мощности несимметричных нагрузок.

Для рассмотренных топологий построения НПЧ с ЕК предложены схемы замещения по «скользящему» среднему выходного напряжения и тока, получены аналитические выражения для коэффициентов передачи преобразователей.

Рассмотрены структурные схемы регуляторов контура тока и напряжения, приведена методика параметрического синтеза, определены области устойчивой работы.

Выявлены отличия и сходство в построении структур регуляторов для двух рассмотренных типов топологий силовых схем.

Предложен один из возможных алгоритмов построения устройства раздельного управления для НПЧ с ЕК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент № 2713390 Российская Федерация. Адаптивная стартер-генераторная система: № 2019115319: заявл. 20.05.2019: опубл. 05.02.2020, Бюл. № 4 / Дубкова Р.Ю., Харитонов С.А., Жарков М.А., Коробков Д.В.
2. **Харитонов С.А.** Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.
3. **Джюджи Л., Пелли Б.** Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
4. Электромагнитные процессы в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / С.А. Харитонов, Р.Ю. Сараханова, А.С. Харитонов, М.А. Жарков // Электропитание. – 2020. – № 4. – С. 35–46.
5. **Каганов И.Л.** Электронные и ионные преобразователи (Основы промышленной электроники). Ч. 3. Цепи питания и управления ионных приборов: учебник для энергетических и электротехнических высших учебных заведений и факультетов. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1956. – 528 с.
6. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов, Е.Д. Лебедев, Л.М. Тарасенко. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 252 с.

7. Электромагнитные процессы в непосредственном преобразователе частоты с естественной коммутацией в составе стартер-генераторной системы летательного аппарата / М.А. Жарков, Р.Ю. Сараханова, С.А. Харитонов, А.В. Удовиченко // *Альтернативная энергетика и экология*. – 2024. – № 2. – С. 198–212. – DOI: 10.15518/isjaee.2024.02.198-212.
8. **Erickson R.W.** Fundamentals of power electronics. – New York: Plenum Publishers, 2001. – 883 p.
9. **Булгаков А.А.** Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970. – 320 с.
10. **Грабовецкий Г.В.** Некоторые вопросы динамики вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией при совместном и раздельном управлении // *Электричество*. – 1975. – № 2. – С. 58–60.
11. **Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.** Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 330 с.
12. Synthesis of circuit of regulation of current for buck DC-DC converter. Methodical aspect / I.O. Bessonov, S.A. Kharitonov, D.V. Makarov, M.A. Zharkov // 16th International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): proceedings. – Altai, Erlagol, 2015. – P. 391–396.
13. **Цыпкин Я.З.** Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.

CONTROL ALGORITHMS FOR A CYCLOCONVERTER WITH NATURAL COMMUTATION AS PART OF AN AIRCRAFT STARTER-GENERATOR SYSTEM

Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A.

*Novosibirsk State Technical University/Department of Electronics
and Electrical Engineering, Novosibirsk, Russia*

A design concept for an adaptive starter-generator system (SGS) is proposed, in which a synergistic effect, namely, an increase in the generated three-phase AC power and an improvement in its quality is achieved through the use of the cycloconverter with natural commutation and the transistor inverter with high-frequency PWM, operating as an active filter and a DC voltage source. Two topologies of six-pulse cycloconverter power circuit for use in the SGS based on a six-phase permanent-magnet synchronous generator are considered. Their advantages and disadvantages are identified. The block diagram of the control system for the cycloconverter based on the cascade control principle and vector control algorithms in a rotating reference frame is proposed. A zero-sequence output voltage loop is introduced, which extends the power range under unbalanced loads. For the proposed topologies of the cycloconverter, equivalent circuits based on the "sliding" average of the output voltage and current are proposed. Analytical expressions for the converter transfer coefficients are derived. The block diagrams of the current and voltage controllers are considered. A parametric synthesis procedure is presented, and the stability regions are determined. The differences and similarities in the controller structures for the two considered power circuit topologies are revealed. A possible algorithm for implementing a separate control unit for the cycloconverter is proposed.

Keywords: cycloconverter with natural commutation, voltage source inverter, control algorithms, regulators, equivalent circuits, calculation methods, independent control unit, stability.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75

REFERENCES

1. Dubkova R.Yu., Kharitonov S.A., Zharkov M.A., Korobkov D.V. *Adaptivnaya starter-generatornaya sistema* [Adaptive starter-generator system]. Patent RF, no. 2713390, 2020.
2. Kharitonov S.A. *Elektromagnitnye protsessy v sistemakh generirovaniya elektricheskoi energii dlya avtonomnykh ob"ektov* [Electromagnetic processes in electric power generation systems for autonomous facilities]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2011. 536 p.
3. Gyugyi L., Pellu B.R. *Static power frequency changers*. New York, 1976 (Russ. ed.: Dzhuydzhi L., Pelli B. *Silovye poluprovodnikovye preobrazovateli chastoty*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 400 p.).
4. Kharitonov S.A., Sarakhanova R.Yu., Kharitonov A.S., Zharkov M.A. Elektromagnitnye protsessy v neposredstvennom preobrazovatele chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Electromagnetic processes in cycloconverter with natural commutation as part of an aircraft starter-generator system]. *Elektropitanie = Power Supply*, 2020, no. 4, pp. 35–46.
5. Kaganov I.L. *Elektronnye i ionnye preobrazovateli (Osnovy promyshlennoi elektroniki)*. Ch. 3. *Tsepi pitaniya i upravleniya ionnykh priborov* [Electronic and ionic converters (Fundamentals of Industrial Electronics). Pt. 3: Power supply and control circuits for ionic devices]. Moscow, Gosenergoizdat Publ., 1956. 528 p.
6. Slezhanovskii O.V., Datskovskii L.Kh., Kuznetsov I.S., Lebedev E.D., Tarasenko L.M. *Sistemy podchinennogo regulirovaniya elektroprivodov peremennogo toka s ventil'nyimi preobrazovatelyami* [Cascade control systems for AC electric drives with valve converters]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 252 p.
7. Zharkov M.A., Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A., Udovichenko A.V. Elektromagnitnye protsessy v neposredstvennom preobrazovatele chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Electromagnetic processes in a direct frequency converter with natural switching as part of the starter-generator system of an aircraft]. *Alternativnaya energetika i ekologiya = Alternative Energy and Ecology*, 2024, no. 2, pp. 198–212. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2024.12.160.
8. Erickson R.W. *Fundamentals of power electronics*. New York, Plenum Publishers, 2001. 883 p.
9. Bulgakov A.A. *Novaya teoriya upravlyaemykh vypryamitelei* [A new theory of controlled rectifiers]. Moscow, Nauka Publ., 1970. 320 p.
10. Grabovetskii G.V. Nekotorye voprosy dinamiki ventil'nykh preobrazovatelei chastoty s neposredstvennoi svyaz'yu i estestvennoi kommutatsiei pri sovместnom i razdel'nom upravlenii [Some aspects of the dynamics of line-commutated direct frequency converters with combined and separate control]. *Elektrichestvo = Electrical Technology Russia*, 1975, no. 2, pp. 58–60.
11. Grabovetskii G.V., Kuklin O.G., Kharitonov S.A. *Neposredstvennye preobrazovateli chastoty s estestvennoi kommutatsiei dlya elektromekhanicheskikh sistem* [Cycloconverters with natural commutation for electromechanical systems]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2009. 330 p.
12. Bessonov I.O., Kharitonov S.A., Makarov D.V., Zharkov M.A. Synthesis of circuit of regulation of current for buck DC-DC converter. Methodical aspect. *16th Inter-*

national conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM): proceedings, Altai, Erlagol, 2015, pp. 391–396.

13. Tsyarkin Ya.Z. *Osnovy teorii avtomaticheskikh sistem* [Fundamentals of automatic control systems]. Moscow, Nauka Publ., 1977. 560 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Сараханова Регина Юрьевна – ассистент кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: непосредственный преобразователь частоты, стартер-генераторная система летательного аппарата. Опубликовано более 50 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: sarakhanova_nstu@mail.ru).

Sarakhanova Regina Yuryevna – an assistant lecturer at the Department of Electronics and Electrical Engineering, Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on cycloconverter with natural commutation and starter-generator system for aircraft. More than 50 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: sarakhanova_nstu@mail.ru).



Харитонов Сергей Александрович – родился в 1950 году, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электроники и электротехники, научный руководитель Института силовой Электроники, директор Центра технологического превосходства Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: устройства силовой электроники и авиационные системы электроснабжения. Опубликовано более 350 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: Kharitonov@corp.nstu.ru).

Kharitonov Sergey Alexandrovich (b. 1950) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, head of the department of Electronics and Electrical Engineering and Director of the Center for Technological Excellence in Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronics devices and aircraft power supply systems. More than 350 scientific papers have been published. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Kharitonov@corp.nstu.ru).

*Статья поступила 03 июля 2026 г.
Received July 03, 2026*

To Reference:

Sarakhanova R.Yu., Kharitonov S.A. Algoritmy upravleniya neposredstvennym preobrazovatelem chastoty s estestvennoi kommutatsiei v sostave starter-generatornoi sistemy letatel'nogo apparata [Control algorithms for a cycloconverter with natural commutation as part of an aircraft starter-generator system]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 51–75. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-51-75.

УДК 621.391, 621.396.96

УПРАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А.А. Спектор, А.А. Чеславлева*Новосибирский государственный технический университет*

В статье рассмотрен метод управления шириной главного лепестка диаграммы направленности антенной решетки за счет управления фазовым и амплитудным распределением на ее элементах. Актуальность исследования обоснована противоречивыми требованиями к антенной решетке для режимов приема и излучения. В режиме излучения важным параметром является время обзора пространства, которое можно сократить с помощью расширения луча. Рассматриваемый метод предлагает управление шириной луча на основе аналогии с управлением шириной спектра импульсного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Фазовое распределение принимает вид квадратичной функции, а управление происходит с помощью параметра, эквивалентного базе ЛЧМ-сигнала. Предложен подход к определению данного параметра, а также управление амплитудным распределением для сглаживания неравномерности в области главного лепестка. Результаты расчетов демонстрируют сходство диаграммы направленности и спектра ЛЧМ-сигнала. Представлены результаты моделирования с использованием управления амплитудой функцией вида «косинус квадрат на пьедестале», которые демонстрируют снижение неравномерностей, свойственных спектру ЛЧМ-сигнала с прямоугольной огибающей. Оптимизирован поиск параметров управления. Метод демонстрирует возможность эффективного управления параметрами антенной решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграмма направленности, расширение луча, квадратичное управление фазой, ЛЧМ-сигнал.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-76-87

Введение

В современных системах, использующих принцип импульсной локации, всё более широкое применение находят антенные решетки (АР) благодаря управлению амплитудно-фазовым распределением (АФР) элементов, которое позволяет адаптировать характеристики АР к требованиям решаемых задач [1–3]. Управление АФР элементов антенной решетки позволяет реализовывать алгоритмы сканирования пространства, подавления помех и многолучевой обработки сигналов.

При проектировании систем с общей антенной возникают противоречивые требования к ширине диаграммы направленности антенны (ДНА) для режимов радиоизлучения и радиоприема. В режиме радиоприема необходимо иметь узкую диаграмму направленности, которая обеспечивает подавление помех и высокую разрешающую способность. Однако

в режиме радиоизлучения нередко возникает потребность облучить широкий сектор для уменьшения времени обзора пространства. Так возникает задача формирования на одной АР лучей разной ширины в различных режимах работы системы.

Существуют некоторые подходы к решению этой задачи [3–5]. Один из них, метод веерных парциальных диаграмм направленности (ВПДН), рассмотрен в [5, 6]. Данный метод основан на виртуальном представлении раскрыва антенны в виде парных подрешеток из двух соседних излучателей, которые, в свою очередь, образуют парциальные лучи, направлением которых можно управлять разностью фаз между излучателями. По приводимым в [5, 6] данным, ДНА в области главного лепестка имеет достаточно высокий уровень колебаний (до 2 дБ), что для некоторых случаев применения является неприемлемым, так как при этом возникают проблемы наблюдения объектов с различными угловыми координатами.

В данной работе для управления ДНА предлагается для управления коэффициентами передачи сигналов в элементах антенной решетки использовать аналогию со свойствами импульсного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Важной особенностью импульсного сигнала с ЛЧМ является близкая к прямоугольной форма его амплитудного спектра, ширина которого определяется девиацией частоты [7, 8].

1. Постановка задачи

Как известно, характеристики направленности антенной решетки связаны с распределением комплексных амплитуд на ее элементах преобразованием Фурье, как и сигналы с их спектрами. Импульсный сигнал с линейной частотной модуляцией характеризуется близким к прямоугольному амплитудным спектром [8], ширина которого практически совпадает с девиацией частоты. Управление девиацией частоты дает возможность управления шириной частотного спектра. Возникает идея обеспечить аналогичное управление параметрами сигнала на элементах антенной решетки, добиваясь равномерности ДНА в пределах требуемого углового диапазона. Целью данной публикации является исследование возможностей такого подхода.

2. Метод управления сигналами АР для расширения диаграммы направленности

Частоте импульсного сигнала длительности T_c с ЛЧМ $\omega(t) = \omega_0 + \beta t$ соответствует квадратичное изменение фазы:

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \beta t^2 / 2, \quad |t| \leq T_c / 2,$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота, а параметр β , связанный с девиацией частоты $\omega_d = 2\pi f_d$ очевидным соотношением

$$\beta = 2\omega_d / T_c = 4\pi f_d / T_c,$$

имеет смысл скорости изменения частоты. Характер амплитудного спектра ЛЧМ-импульса

$$U(\omega - \omega_0) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} e^{i(\beta t^2/2 - \omega t)} dt \right| \quad (1)$$

существенно зависит от базы сигнала $b = 2f_d T_c$ и приближается к прямоугольной функции шириной $2f_d$, уровень колебаний которой снижается с ростом базы. Примеры амплитудного спектра $U(f - f_0)$ при трех значениях базы показаны на рис. 1.

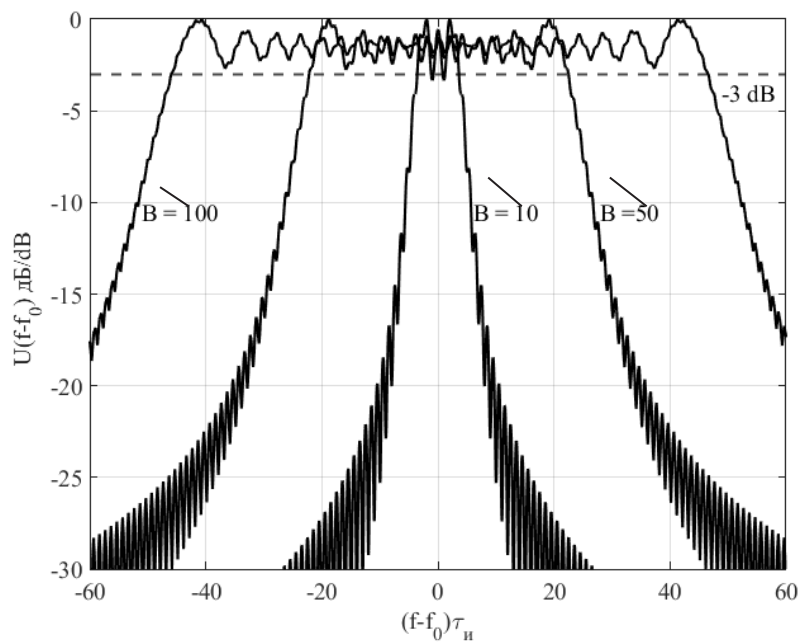


Рис. 1 – Амплитудный спектр ЛЧМ-сигнала при значении базы 10, 50 и 100, штриховая линия показывает уровень половинной мощности

Fig. 1 – The amplitude spectrum of the PCM signal at base values of 10, 50 and 100; the dashed line indicates the half-power level

Амплитудную диаграмму направленности эквидистантной линейной антенной решетки можно определить выражением

$$S_{AP}(\beta) = \left| \sum_{k=1}^K \dot{R}_k e^{-i\omega_0(k-1)d \sin \beta / c} \right| = \left| \sum_{k=1}^K \dot{R}_k e^{-i2\pi(k-1)d \sin \beta / \lambda} \right|. \quad (2)$$

Здесь угол β отсчитывается от нормали к оси y , на которой расположена K – элементная эквидистантная АР с расстояниями d между элементами; λ – длина волны. Комплексные коэффициенты управления $\dot{R}_k = R_k e^{i\varphi_k}$ содержат амплитудные R_k и фазовые φ_k канальные параметры. Распо-

лагаая антенную решетку на оси y симметрично относительно начала координат при, например, четном значении $K = 2L$, выражение (2) представим в виде

$$S_{AP}(\beta) = \left| \sum_{k=1}^{2L} \dot{R}_k e^{-i2\pi \frac{\sin\beta}{\lambda} y_k} \right|, \quad (3)$$

где y_k – координата k -го элемента АР в симметризованной системе координат.

Следуя принятому принципу подобия линейной АР импульсу с ЛЧМ, заменим для анализа дискретную АР расположенным вдоль оси y ее непрерывным аналогом, имеющим длину

$$Y = Kd.$$

Управление континуальными элементами АР описывается комплексным коэффициентом передачи

$$\dot{R}(y) = R(y/\lambda) e^{i\varphi(y/\lambda)},$$

где $R(y/\lambda)$ и $\varphi(y/\lambda)$ – соответственно амплитудная и фазовая характеристики, аргумент которых $y_H = y/\lambda$ нормирован относительно длины волны λ . Амплитудная характеристика направленности АР, по аналогии с выражением (3), определяется преобразованием:

$$S(\beta) = \left| \int_{-Ld}^{Ld} \dot{R}(y) e^{-i2\pi \frac{\sin\beta}{\lambda} y} dy \right|. \quad (4)$$

В выражении (4) множитель

$$\Omega = 2\pi \frac{\sin\beta}{\lambda}$$

описывает пространственную частоту колебаний Ω сигнала на антенной решетке [2], зависящую от угла β .

Используем комплексную функцию управления сигналом следующего вида:

$$\dot{R}(y_H) = e^{iay_H^2/2}, \quad (5)$$

соответствующую равномерному управлению амплитудой $R(y_H) = 1$ и квадратичному управлению фазой:

$$\varphi(y_H) = ay_H^2/2. \quad (6)$$

Частота колебаний пространственного сигнала на АР

$$\Omega(y_H) = d\varphi(y_H)/dy_H = a y_H$$

линейно изменяется вдоль антенны подобно изменению частоты импульсного сигнала с ЛЧМ. Девияция Ω_d пространственной частотной модуляции определяется относительной длиной АР Y/λ :

$$\Omega_d = aY/2\lambda = aKd/2\lambda = aLd/\lambda. \quad (7)$$

При часто используемом значении шага АР $d = \lambda/2$ из уравнения (7) находим

$$\Omega_d = aK/4 = aL/2. \quad (8)$$

База B пространственного сигнала находится по формуле

$$B = \frac{\Omega_d}{\pi} Y / \lambda = \frac{\Omega_d}{\pi} \frac{K}{2} = a \frac{K^2}{8\pi}.$$

В некоторых радиотехнических системах используются АР, в которых ширина сфокусированной ДНА составляет единицы градусов или десятки угловых минут, что применяется в режимах радиоприема. При этом желаемые значения ширины ДНА для режима излучения могут составлять $10...20^\circ$. При таких значениях углов справедлива аппроксимация $\sin \beta \approx \beta$, и выражение (4) с учетом формулы (5) примет вид

$$S(\beta) = \lambda \left| \int_{-Ld/\lambda}^{Ld/\lambda} e^{i(ay_n^2/2 - 2\pi\beta y_n)} dy_n \right|, \quad (9)$$

где используется введенная выше нормированная координата $y_n = y/\lambda$. Выражение (9) по форме совпадает с уравнением (1), что можно рассматривать как основу для получения характеристик направленности АР, подобных спектральным характеристикам импульса с ЛЧМ.

В области главного луча ДНА, как и в спектре ЛЧМ-импульса, наблюдаются колебания значительного уровня, что приводит к неравномерности пространственного облучения и является нежелательным. Для ослабления этого эффекта далее воспользуемся часто применяемым амплитудным распределением «косинус квадрат на пьедестале», имеющим при $d = \lambda/2$ вид

$$R(y_n) = A_0 + (1 - A_0) \cos^2 \left(\frac{\pi y_n}{L} \right). \quad (10)$$

Распределение (10) позволяет уменьшать уровень боковых лепестков (УБЛ) и сглаживает неравномерность главного лепестка, что достигается вариацией пьедестала A_0 .

3. Результаты расчетов

Расчеты диаграммы направленности проводились на основе выражения (3) при $d = \lambda/2$ и числе элементов АР $K = 70$. Использовались два варианта управления амплитудами: равномерное $R_k = 1, k = \overline{-L, L}$ и вида «косинус квадрат на пьедестале» [выражение (10)]. Управление фазой

осуществлялось в соответствии с формулой (6). Нормированные координаты y_{nk} элементов АР в выражениях (6) и (10) применительно к варианту четного числа $K = 2L$ вычислялись по формуле

$$y_{nk} = \frac{y_k}{\lambda} = \frac{1}{2} \left(-L + k - \frac{1}{2} \right), \quad k = \overline{1, 2L},$$

где учтено симметричное расположение антенных элементов относительно начала координат.

На рис. 2 показана диаграмма направленности сфокусированной АР ($R_k = 1$, $\varphi_k = 0$). Штриховая линия на уровне -3 дБ определяет ширину главного лепестка $\beta_M = 1,4^\circ$.

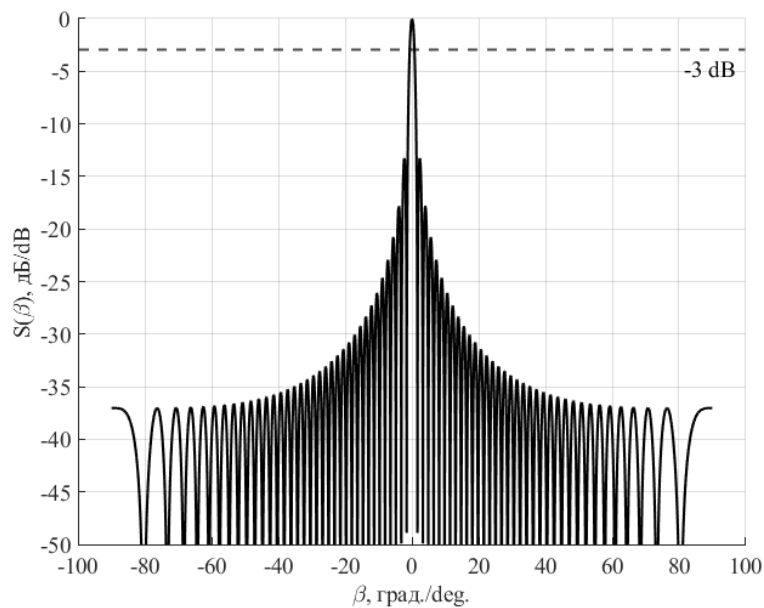


Рис. 2 – Диаграмма направленности сфокусированной АР

Fig. 2 – The radiation pattern of a focused antenna array

На рис. 3 проиллюстрированы результаты расчета ДНА при применении квадратичного управления фазой вида уравнения (6) при $a = 5,12 \cdot 10^{-2}$. Прямоугольная линия в центре рисунка показывает идеальный вид расширенной ДНА. Ширина главного луча ДНА в этом примере составляет $\beta_M = 12,24^\circ$. Наряду с расширением ДНА наблюдаются сильные колебания внутри главного лепестка, фактически расщепляющие его на несколько составляющих.

В табл. 1 приведены значения основных параметров ДНА при управлении фазами в зависимости от параметра a . Его увеличение приводит к монотонному расширению главного луча и некоторому росту уровня боковых лепестков. Во всех случаях неравномерность в области главного лепестка является высокой.

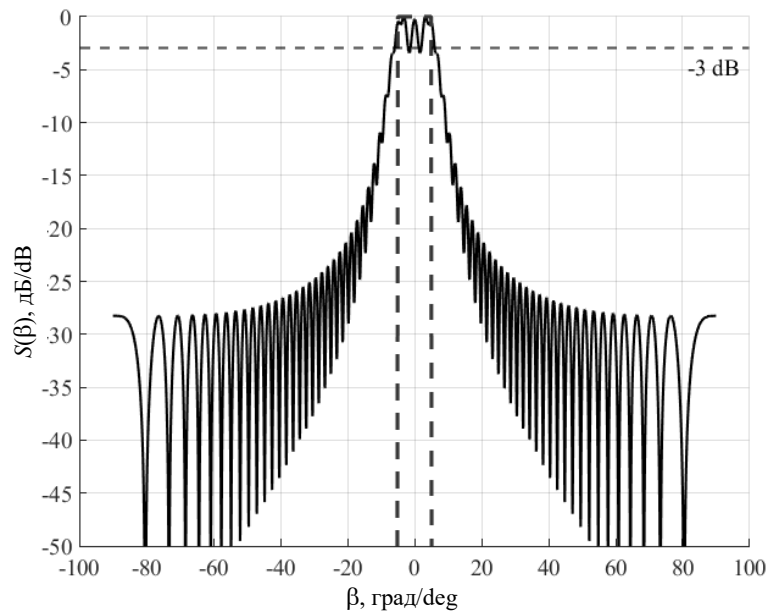


Рис. 3 – Диаграмма направленности АР при квадратичном управлении фазой, $\beta_m = 12,24^\circ$

Fig. 3 – Radiation pattern of an antenna array with quadratic phase control, $\beta_m = 12,24^\circ$

Таблица 1 / Table 1

Зависимость характеристик диаграммы направленности от параметра a
The dependence of the characteristics of the radiation pattern on the parameter a

a	Ширина / Width, β_m°	Неравномерность / Unevenness, дБ	УБЛ / SLL, дБ
$2,56 \cdot 10^{-2}$	5,16	-0,99	-35
$4,10 \cdot 10^{-2}$	10,32	-2,82	-33
$6,66 \cdot 10^{-2}$	17,64	-2,87	-31
$8,20 \cdot 10^{-2}$	21,36	-2,78	-29
$10,25 \cdot 10^{-2}$	27,84	-3,25	-28
$11,79 \cdot 10^{-2}$	33,48	-3,04	-27
$13,33 \cdot 10^{-2}$	37,68	-2,89	-26,7
$15,38 \cdot 10^{-2}$	44,52	-2,90	-26

Штриховая линия на рис. 4 иллюстрирует влияние совместного управления фазой и амплитудой (параметры управления $a = 5,12 \cdot 10^{-2}$, $A_0 = 0,5$). Непрерывная линия соответствует отсутствию амплитудного управления ($A_0 = 1$). Глубина провала ДНА в области главного лепестка от значения $-3,43$ дБ при отсутствии амплитудного управления уменьши-

лась до уровня $-1,86$ дБ при его наличии. При этом использование совместного амплитудно-фазового управления приводит к небольшому уменьшению ширины главного лепестка – от $12,24$ до $9,72^\circ$.

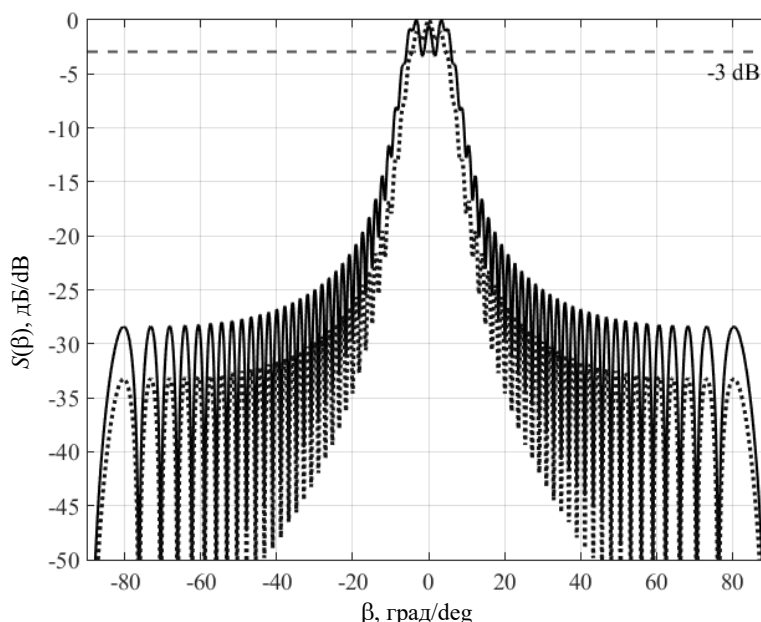


Рис. 4 – Сравнение диаграмм направленности АР без амплитудного (сплошная линия) и с амплитудным (пунктирная линия) управлением при $A_0 = 0,5$

Fig. 4 – Comparison of the radiation patterns of an antenna array without amplitude control (solid line), and with amplitude control (dotted line) at $A_0 = 0,5$

В табл. 2 приводятся данные о влиянии параметра A_0 на основные параметры ДНА при $a = 5,12 \cdot 10^{-2}$.

Таблица 2 / Table 2

Зависимость характеристик диаграммы направленности от значений пьедестала амплитудного распределения

Dependence of radiation pattern characteristics on the values of the amplitude distribution pedestal

A_0	Ширина / Width, $\beta, ^\circ$	Неравномерность / Unevenness, дБ	УБЛ / SLL, дБ
1,0	12,24	3,43	-28
0,8	11,52	2,47	-30
0,6	10,68	2,13	-32
0,4	8,40	1,98	-35

Использование квадратичного фазового управления совместно с управлением амплитудами дает перспективы для получения различных

форм ДН. Необходимость учета различных характеристик ДНА (ширина главного лепестка, неравномерность в его области, уровень боковых лепестков) приводит к отысканию параметров управления по комплексному критерию оптимальности, учитывающему роль этих характеристик. Применялся метод многокритериальной взвешенной оптимизации (метод взвешенной суммы критериев) [8]. В качестве локальных характеристик использовались следующие составляющие интегрального критерия:

- среднее на участке желаемого главного лепестка значение модуля разности, синтезируемой и идеальной (прямоугольной) функции ДНА (весовой коэффициент 1,0);
- модуль разности ширины синтезируемой и идеальной ДНА (весовой коэффициент 0,5);
- модуль разности максимального бокового лепестка и желаемого значения -50 дБ в диапазоне углов (весовой коэффициент 0,3);
- сумма среднеквадратичного отклонения синтезируемой ДНА в области реального главного лепестка (точки ДН на уровне -3 дБ) от желаемого «плоского» уровня 0 дБ (1 в линейном масштабе) и суммы глубин провалов, т. е. точки, которые меньше обеих соседних (весовой коэффициент 0,2).

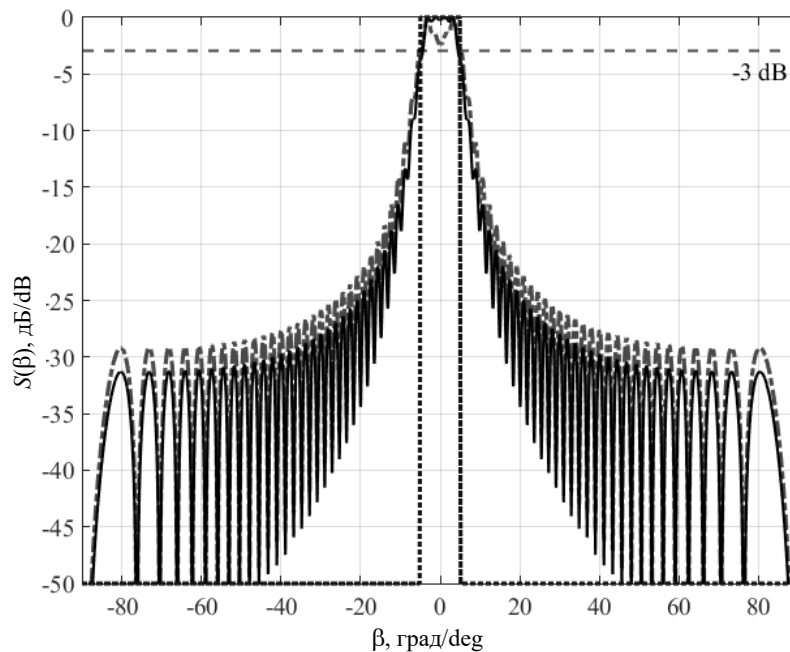


Рис. 5 – Влияние оптимизации параметров управления на диаграмму направленности АР

Fig. 5. The effect of optimizing control parameters on the directional pattern of an antenna array

На рис. 5 непрерывной линией показан результирующий вид синтезированной диаграммы направленности АР при требуемом значении ширины главного лепестка $\beta_m = 10^\circ$. Оптимальные значения параметров состава

вили $a = 4,38 \cdot 10^{-2}$, $A_0 = 0,62$. Штриховая кривая на этом рисунке соответствует использованию только фазового управления. Очевидна эффективность применения совместного фазового и амплитудного управления в каналах передачи сигналов АР.

Заключение

Предложен метод расширения главного луча ДНА антенной решетки для ее комбинированного применения в различных режимах работы радиотехнической системы, основанный на использовании импульсного сигнала с ЛЧМ в качестве прототипа. Совместное управление фазой в виде квадратичного изменения и амплитудой в виде окна «косинус квадрат на пьедестале», а также оптимизация по комплексному критерию позволяют добиться приемлемых для практического использования характеристик расширенной диаграммы направленности при различных требованиях к ДНА путем вариации весовых коэффициентов критерия оптимальности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по радиолокации. Т. 2 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова. – М.: Советское радио, 1977. – 408 с.
2. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с адаптивными цифровыми антенными решетками: монография / В.Н. Васюков, И.Ф. Лозовский, Ю.В. Морозов, А.А. Мурасев, Д.Н. Мухранова, И.А. Пшеничников, М.А. Райфельд, Д.О. Соколова, А.А. Спектор. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2022. – 240 с – (Монографии НГТУ). – ISBN 978-5-7782-4743-3.
3. **Инденбом М.В.** Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. – М.: Радиотехника, 2015. – 416 с.
4. **Бенсон К.** Управление фазированными антенными решетками с помощью инновационных микросхем / пер. М. Русских // СВЧ-электроника. – 2020. – № 1. – С. 54–58.
5. Метод формирования и масштабирования расширенных лучей фазированной антенной решетки / А.Н. Грибанов, С.Е. Гаврилова, О.В. Павлович, Г.Ф. Мосейчук, А.Н. Титов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». – 2019. – № 3. – С. 19–29.
6. Обобщенная формула фазового распределения секторных лучей ФАР / А.Н. Грибанов, А.Н. Титов, Г.Ф. Мосейчук, С.Е. Гаврилова // II Всероссийская Микроволновая конференция. – М., 2014. – С. 363–367.
7. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
8. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
9. Multiobjective optimization / J. Branke, K. Deb, K. Miettinen, R. Słowiński. – Berlin; Heidelberg: Springer, 2008. – 470 p.

CONTROL OF ANTENNA ARRAY DIRECTIVITY CHARACTERISTICS

Spector A.A., Cheslavleva A.A.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

This paper examines a method for controlling the width of the main lobe of an antenna array radiation pattern by adjusting the phase and amplitude distribution across its elements. The relevance of this research stems from the conflicting requirements placed on the antenna array for reception and transmission modes. In the transmission mode, an important parameter is the time taken to scan the space, which can be reduced by beam widening. The method under consideration proposes controlling the beam width based on an analogy with the control of the spectral width of a linearly frequency-modulated pulse signal. The phase distribution takes the form of a quadratic function, and control is achieved using a parameter equivalent to the LFM signal basis. An approach to determining this parameter is provided, and amplitude distribution control is also proposed to smooth out irregularities in the main lobe region. The calculation results demonstrate the similarity between the radiation pattern and the spectrum of the LFM signal. Simulation results are presented using amplitude control by a ‘cosine-squared on a pedestal’ function, which demonstrate a reduction in the non-uniformities characteristic of the spectrum of an LFM signal with a rectangular envelope. The search for control parameters has been optimized. The method demonstrates the possibility of effective control of the antenna array parameters.

Keywords: antenna array, radiation pattern, beam widening, quadratic phase control, LFM signal.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-76-87

REFERENCES

1. Skolnik M.I., ed. *Spravochnik po radiolokatsii*. T. 2 [Radar handbook. Vol. 2]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1977. 408 p.
2. Vasyukov V.N., Lozovsky I.F., Morozov Y.V., Murasev A.A., Mukhranova D.N., Pshenichnikov I.A., Rajfeld M.A., Sokolova D.O., Spector A.A. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov v radiolokatsionnykh sistemakh s adaptivnymi tsifrovymi antennymi reshetkami* [Space-time processing of wideband signals in radar systems with adaptive digital antenna arrays]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2022. 240 p. ISBN 978-5-7782-4743-3.
3. Indenbom M.V. *Antennye reshetki podvizhnykh obzornykh RLS* [Antenna arrays of mobile surveillance radars]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2015. 416 p.
4. Benson K. Upravlenie fazirovannymi antennymi reshetkami s pomoshch'yu innovatsionnykh mikroskhem [Phased array beamforming ICs simplify antenna design]. *SVCh-elektronika*, 2020, no. 1, pp. 54–58. (In Russian).
5. Gribanov A.N., Gavrilova S.E., Pavlovich O.V., Moseychuk G.F., Titov A.N. Metod formirovaniya i masshtabirovaniya rasshirennykh luchej fazirovannoi antennoi reshetki [Method of forming and scaling phased array expanded beams]. *Vestnik Kontserna VKO «Almaz – Antei» = Journal of “Almaz – Antey” Air and Space Defence Corporation*, 2019, no. 3, pp. 19–29.
6. Gribanov A.N., Titov A.N., Moseychuk G.F., Gavrilova S.E. [Generalized formula for the phase distribution of sector beams in a phased antenna array]. *II Vserossiiskaya Mikrovolnovaya konferentsiya* [II All-Russian microwave conference], Moscow, 2014, pp. 363–367. (In Russian).

7. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly [Radio engineering circuits and signals]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2000. 462 p.
8. Gonorovskii I.S. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly [Radio engineering circuits and signals]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986. 512 p.
9. Branke J., Deb K., Miettinen K., Słowiński R. *Multiobjective optimization*. Berlin, Heidelberg, Springer, 2008. 470 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Спектор Александр Аншелевич – родился в 1946 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистические технологии цифровой обработки сигналов в технических системах. Опубликовано более 200 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, E-mail: spectoraa@mail.ru).

Spector Aleksandr Anshelevich (b. 1946), Doctor of Sciences (Eng.), professor, professor at the department of radio engineering fundamentals in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on statistical techniques for digital signal processing in technical systems. He is the author more 200 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: spectoraa@mail.ru).

Чеславлева Алена Андреевна – родилась в 2002 году, магистрант кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистические технологии цифровой обработки сигналов в технических системах. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Email: lilya_london@mail.ru).

Cheslavleva Alena Andreevna (b. 2002), undergraduate student at the department of theoretical foundations of radio engineering fundamentals in the Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on statistical techniques for digital signal processing in technical systems. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: lilya_london@mail.ru).

Статья поступила 13 мая 2026

Received February/May 13, 2026

To Reference:

Spector A.A., Cheslavleva A.A. Upravlenie kharakteristikami napravlenosti antennoi reshetki [Control of antenna array directivity characteristics]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 3 (72), pp. 76–87. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-3-76-87.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК
ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

Выпуск 3 (72) июль – сентябрь 2026

Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Корректор *Е.М. Федяева*
Компьютерная верстка *Н.В. Гаврилова*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 2000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 21.09.2026. Выход в свет 25.09.2026. Бумага офсетная
Формат 70×108 1/16. Тираж 300 экз. Уч.-изд. л. 7,7. Печ. л. 5,5. Изд. № 131. Заказ № 180
Цена свободная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

16+

Индекс журнала в Роспечати
82961