НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

2021

июль-сентябрь

№ 3 (52)

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

Заместитель главного редактора

В.Н. Васюков, д-р техн. наук, проф.

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 В.П. Драгунов, д-р техн. наук, доц. С.Л. Елистратов, д-р техн. наук А.И. Легалов, д-р техн. наук, проф. В.Ю. Нейман, 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. 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, 2021 г.

SCIENTIFIC JOURNAL

PROCEEDINGS OF THE RUSSIAN HIGHER SCHOOL ACADEMY OF SCIENCES

2021

July - September

№ 3 (52)

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

Deputy Chief Editor

V.N. Vasyukov, D.Sc. (Eng.), Prof.

Editorial Council

M. Graicar, 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.) V.P. Dragunov, D.Sc. (Eng.), Assoc. Prof. S.L. Elistratov, D.Sc. (Eng.) A.I. Legalov, D.Sc. (Eng.), Prof. V.Yu. Neyman, 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. S.P. Khaljutin, D.Sc. (Eng.), Prof. S.A. Haritonov, 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, 2021

июль–сентябрь № 3 (52)

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Васюков В.Н., Пичиков И.А.	
Моделирование пассивных помех в РЛС	
с цифровой антенной решеткой7	

Галл Р.Д., Шевченко М.Е., Малышев В.Н.

Компенсация нестабильности гетеродинов
спутников-ретрансляторов для местоопределения
наземных источников радиоизлучения17

Шевченко А.А., Темлякова З.С., Топорков Д.М.,		
Темляков А.А.		
Автоматизация проектирования трехфазного		
двухскоростного асинхронного двигателя	52	

PROCEEDINGS OF RUSSIAN HIGHER SCHOOL ACADEMY OF SCIENCES

 2021
 July – September
 № 3 (52)

CONTENTS

TECHNICAL SCIENCES

Vasyukov V.N., Pichikov I.A.
Passive interference simulation in radars
with digital antenna arrays

Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Toporkov D.M.,	
Temlyakov A.A.	
Automation of the three-phase double-speed asynchronous motor	
design	52

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

июль-сентябрь

№ 3 (52)

—— ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ =

УДК 004.94: 621.396.962.23

2021

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В РЛС С ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

В.Н. Васюков, И.А. Пичиков

Новосибирский государственный технический университет

Рассматривается задача имитационного моделирования пассивных помех в контексте разработки алгоритмов пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в радиолокационной системе с цифровой антенной решеткой. Обсуждаются спектральные и корреляционные характеристики пассивных помех в рамках гауссовой, полиномиальной (дробно-рациональной) и экспоненциальной моделей. Ввиду широкополосного характера зондирующих сигналов формирование диаграммы направленности антенной решетки осуществляется посредством управления временными задержками колебаний, поступающих на элементы решетки, реализуемого в частотной области через комплексные весовые коэффициенты. Моделирование пассивной помехи как стационарного комплексного случайного процесса производится в дискретном «медленном» времени, при этом каждый комплексный вектор отсчетов отстоит от соседних векторов на величину периода повторения зондирующих импульсов. Известный способ моделирования пассивных помех на основе формирующего рекурсивного фильтра непригоден для применения в случае спектра помехи, отличного от рационального. Способ моделирования вектора коррелированных отсчетов с помощью разложения Холецкого ковариационной матрицы помехи неприменим при коэффициенте корреляции, близком к единице. Предлагается способ моделирования маскирующих протяженных пассивных помех широкого класса, основанный на фильтрации последовательности комплексных псевдослучайных векторов в частотной области с применением быстрого преобразования Фурье.

Ключевые слова: пассивная помеха, моделирование, случайная последовательность, комплексная огибающая, быстрая свертка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16

Введение

Разработка современных радиолокационных систем (РЛС) сопряжена с большими материальными и временными затратами. Одним из способов снижения затрат является замена натурного эксперимента имитационным моделированием системы или ее частей. Согласно современным представлениям РЛС должна удовлетворять жестким требованиям к помехозащищенности и эффективности, в частности обеспечивать высокую вероятность правильного обнаружения целей при ограниченной вероятности ложной тревоги в условиях применения противником средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), к которым относятся активные и пассивные помехи. Данная работа посвящена моделированию маскирующих пассивных помех (ПП) для отладки алгоритмов обнаружения сигналов цели и измерения их параметров. Актуальность работы обусловлена необходимостью разработки высокоэффективных РЛС с цифровыми антенными решетками (ЦАР).

Пассивные помехи возникают при отражении излученной электромагнитной энергии различными предметами или при изменении условий ее распространения. В данной работе рассмотрение ограничено протяженными маскирующими ПП естественного или искусственного происхождения. Естественные протяженные

ПП порождаются отражениями зондирующих сигналов (3С) от земной или морской поверхности, от местных предметов (неровностей рельефа), метеообразований (гидрометеоров – дождя, снега, тумана) [1]. Искусственные ПП создаются отражениями от облаков дипольных отражателей (ОДО), облаков аэрозолей или ионизированных частиц. Действие маскирующей помехи основано на значительном превышении мощности ПП над мощностью полезного сигнала, отраженного от цели, имеющей на много порядков меньшую эффективную площадь рассеяния (ЭПР).

Характер поверхностно-протяженных и объемно-протяженных помех обусловлен их физической природой. В обоих случаях можно считать, что зондирующий сигнал отражается от множества малых отражателей, различающихся по своему пространственному положению и по относительной интенсивности отражения. Для описания протяженных распределенных отражателей используется характеристика, которую называют удельной ЭПР. Удельная объемная ЭПР представляет собой суммарную ЭПР элементарных отражателей, принадлежащих данному объему, отнесенную к величине этого объема, и имеет размерность м²/м³. Удельная поверхностная ЭПР равна суммарной ЭПР элементарных отражателей, сосредоточенных на участке поверхности, отнесенной к площади участка, и имеет размерность м²/м². Удельная ЭПР может быть фиксированной для поверхности Земли, включая распределенные местные предметы, или заметно изменяться во времени для поверхности воды (интенсивность флюктуаций зависит от волнения), для облаков отражателей, стай птиц, скоплений насекомых и т. п.

1. Спектральные и корреляционные характеристики пассивных помех

Обработка сигналов в современных РЛС направлена в большинстве случаев на обнаружение цели и измерение ее параметров. Оптимальные алгоритмы (правила) обнаружения основаны на вычислении корреляционного интеграла, а поскольку дальность и скорость цели априори неизвестны, корреляционный обнаружитель является многоканальным по времени задержки и частоте [2]. Интервал времени T_{Π} между зондирующими импульсами разбивается на фрагменты порядка длительности импульса, которые определяют разрешающую способность РЛС по дальности. Каждому элементу разрешения соответствует один канал по дальности со своей задержкой опорного колебания. Аналогично формируются элементы разрешения по скорости (которая определяет доплеровское смещение частоты отраженного сигнала), при этом каждому элементу разрешения [1]. Во избежание эфекта слепых фаз корреляторы строятся по квадратурной схеме, в результате чего на их выходах формируются отсчеты комплексной огибающей сигнала.

В предположении, что весь разрешаемый объем равномерно заполнен случайно расположенными отражателями (диполями, каплями воды и т.п.), мощность ПП определяется как произведение плотности потока мощности электромагнитной волны и суммарной ЭПР, которая, в свою очередь, представляет собой произведение объема и удельной ЭПР.

Спектральные характеристики ПП определяются как параметрами последовательности зондирующих импульсов, так и свойствами отражающих объектов. В случае периодического повторения зондирующих импульсов с частотой $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$ спектр сигнала, отраженного от неподвижного точечного отражателя, имеет линейчатый вид и состоит из дискрет, отстоящих по частотной оси на F_{Π} ; огибающая спектра определяется несущей частотой и формой зондирующего сигнала (3С). При облучении пачкой импульсов каждая дискретная составляющая спектра отраженного сигнала расширяется и приобретает форму, определяемую параметрами пачки, в частности, форма зависит от того, выполняется ли непрерывное или скачкообразное сканирование [3].

Движение отражателя приводит к доплеровскому смещению каждой составляющей частоты f на величину $f_d = 2 f V_r / c = 2 V_r / \lambda$, где V_r – радиальная составляющая скорости в направлении на РЛС; c – скорость света; λ – длина волны.

В случае протяженных помех вследствие хаотического перемещения отражателей в пределах разрешаемого объема (качание деревьев, движение волн на поверхности воды, перемещение дипольных отражателей или капель воды в облаке) происходит дополнительное расширение спектральных составляющих ПП [4]. Согласно гауссовой модели каждая спектральная составляющая подвергается свертке с функцией (нормированной к единичной мощности):

$$S_G(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_f}} \exp\left[\frac{-(f-m_f)^2}{2\sigma_f^2}\right],\tag{1}$$

где параметры m_f и σ_f связаны со средней групповой скоростью m_v отражателей и среднеквадратическим отклонением σ_v хаотической составляющей скорости отражателей выражениями

$$m_f = 2 \frac{m_v}{\lambda}, \quad \sigma_f = 2 \frac{\sigma_v}{\lambda}.$$

Ширина спектра на уровне –3 дБ для этой модели определяется как $B_3 = \sqrt{8 \ln 2} \sigma_f = 2,3548 \sigma_f$, поэтому

$$S_G(f) = \frac{\sqrt{4 \ln 2}}{\sqrt{\pi}B_3} \exp\left[\frac{4 \ln(2)f^2}{B_3^2}\right].$$

Недостаток этой модели заключается в слишком быстром убывании спектра, не подтверждающемся в ряде практических ситуаций.

Полиномиальная модель описывается выражением

$$S_p(f) = \frac{n\sin(\pi/n)}{\pi B_3} \frac{1}{1 + (2|f|/B_3)^n},$$

. /

которое в типичном случае n = 4 принимает вид

$$S_p(f) = \frac{\sqrt{8}}{\pi B_3} \frac{1}{1 + (2|f|/B_3)^4}$$

Параметр $B_3 = 2\sigma_f$ – ширина спектра на уровне –3 дБ. Для этой модели характерны слишком большие скорости движения отражателей [4]. Для описания ПП от метеообразований и ОДО в модель вводится смещение, учитывающее среднюю (групповую) скорость отражателей.

Экспоненциальная модель, характерная для отражений ЗС от земной поверхности, описывается функцией

$$S_e(f) = \frac{\ln 2}{B_3} \exp\left[-\frac{2\ln 2}{B_3}|f|\right].$$

Здесь $B_3 = \sqrt{2} \ln 2\sigma_f = 0,9803\sigma_f$.

Сравнение указанных моделей, представленное в [4], свидетельствует о том, что полиномиальная модель отражений от Земли слишком пессимистична при уровнях спектра менее –40 дБ. Самой реалистичной признается экспоненциальная модель, а при уровнях ниже –80 дБ она практически мало отличается от гауссовой.

В связи с использованием в современных РЛС широкополосных сигналов возникает необходимость перехода от традиционного управления диаграммой направленности с помощью фазовращателей к управлению посредством задержек сигналов элементов решетки. Такие задержки весьма просто реализуются в частотной области путем умножения спектров сигналов на комплексные множители. Поэтому целесообразно пространственно-временную обработку сигналов в ЦАР осуществлять на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее предполагается, что принимаемые колебания подвергаются БПФ на временных интервалах, соизмеримых с длительностью ЗС.

Корреляционные характеристики ПП следует рассматривать в «медленном времени» [5], т. е. в масштабе, определяемом периодом повторения ЗС. Фактически «медленный» временной масштаб соответствует анализу и межпериодной обработке сигналов РЛС на нулевой частоте, т.е. в виде комплексных огибающих (или квадратурных компонент). При переходе в частотную область на основе БПФ комплексная огибающая принятого колебания представляется в виде комплексноз в огибающая принятого колебания представляется в виде комплекснозначного спектрального вектора длины N (количество точек БПФ), компоненты которого отстоят друг от друга по частоте на величину F_d / N , где F_d – частота дискретизации в «быстром времени», определяемая шириной спектра ЗС. При облучении цели пачкой импульсов формируется двумерный массив данных, строками которого являются описанные спектральные векторы, а смещение по столбцу соответствует «медленному времени», так как соседние строки разделены интервалом T_{Π} повторения импульсов зондирования в пачке.

За время, равное периоду повторения импульсов, концентрация и расположение элементарных отражателей не успевают заметно измениться, поэтому спектральные векторы, соответствующие соседним строкам указанного массива, оказываются в значительной степени коррелированными. Заметим, что корреляцию между компонентами каждого такого вектора можно считать нулевой в силу того, что ПП в пределах интервала порядка длительности зондирующего импульса может считаться случайным процессом, стационарным в широком смысле. Благодаря этому обстоятельству каждый столбец массива можно рассматривать независимо от других столбцов и считать фрагментом коррелированной последовательности «медленного времени».

Автокорреляционная функция последовательности компонент спектральных векторов связана со спектральной плотностью мощности (СПМ) флюктуаций ПП парой преобразований Фурье. Так, для гауссовой СПМ получается АКФ вида

$$R_G(\tau) = P \exp(-2\pi^2 \sigma_f^2 \tau^2) \exp(-j2\pi m_f \tau), \qquad (2)$$

где *Р* – мощность ПП.

Таким образом, для отсчетов последовательности медленного времени, количество которых равно числу N_b импульсов в пачке, можно записать (принимая $\tau = 0, T_{\Pi}, 2T_{\Pi}, ...)$ комплексную ковариационную матрицу **R**, которая является тёплицевой, эрмитовой и положительно определенной.

2. Принципы моделирования ПП

В связи с принятым представлением сигналов РЛС в виде БПФ-спектров комплексных огибающих, моделирование протяженных ПП заключается в получении последовательности «медленного времени» комплексных спектральных векторов (строк массива) с заданной ковариационной матрицей \mathbf{R} , описывающей каждый столбец массива высотой N_b .

Обеспечение заданных коэффициентов корреляции между спектральными векторами может быть достигнуто различными способами. Например, в [6] упоминается моделирование на основе рекурсивного разностного уравнения 2–3 порядка. При этом очевидно, что автоковариационная функция представляет собой сумму экспонент, а СПМ имеет дробно-рациональный вид, что, как было сказано выше, не всегда приемлемо. Повышение порядка разностного уравнения могло бы расширить возможности данного метода, однако строгое построение такой модели сопряжено со значительными аналитическими трудностями.

Альтернативный метод генерирования последовательностей конечной длины с произвольно задаваемыми корреляциями между отсчетами основан на разложении ковариационной матрицы **R** на две треугольные по методу Холецкого: $\mathbf{R} = \mathbf{LL}^{\dagger}$, где \dagger – символ эрмитова сопряжения, \mathbf{L} – нижнетреугольная матрица. В системе MATLAB указанное разложение реализуется функцией $\mathbf{L} = chol(\mathbf{R}, 'lower')$. Для применения этой функции необходимо, чтобы матрица **R** была положительно определенной. Матрица **R** является положительно определенной в силу неотрицательности СПМ [7]. Однако практика показала, что при коэффициенте корреляции, близком к единице (что может иметь место, например, при моделировании ПП от местных предметов), вследствие конечной точности вычислений свойство положительной определенности может утрачиваться и применение процедуры разложения Холецкого становится невозможным.

Предлагается для обеспечения заданных спектрально-корреляционных свойств моделируемых реализаций пассивной помехи применить описанный ниже подход.

3. Моделирование ПП на основе фильтрации в частотной области

В результате моделирования должен быть получен двумерный массив комплексных случайных отсчетов, строки которого представляют собой БПФспектры временных реализаций ПП, количество строк равно объему пачки N_b , причем каждый столбец массива как случайный вектор должен описываться заданной ковариационной матрицей. В качестве первого шага сформируем массив, составленный из комплексных случайных величин с нулевыми средними и единичными дисперсиями с помощью выражения (MATLAB)

$$\mathbf{X} = 1 / sqrt(2) * (normrnd(0,1,M,N) + 1j * normrnd(0,1,M,N)).$$

В этом массиве N – размерность вектора-строки спектральных отсчетов; M – количество строк массива, значительно превышающее объем пачки N_b . Дисперсия каждого отсчета равна единице.

Необходимо обеспечить заданную корреляцию между векторами спектральных отсчетов, получаемыми при повторном зондировании, т.е. отстоящими друг от друга на период повторения T_{Π} зондирующих импульсов.

Примем для примера, что СПМ доплеровских флюктуаций, обусловленных движением дипольных отражателей, имеет вид (1), автокорреляционная функция (АКФ) описывается выражением (2).

Комплексная эрмитова матрица ковариации ПП **R** размером $N_b \times N_b$ рассчитывается согласно выражению

$$r_{mn} = \exp\left[-2\pi^2 \sigma^2 (m-n)^2 T_{\Pi}^2 + j 2\pi f_d (m-n) T_{\Pi}\right], \quad m, n = \overline{1, N_b}.$$

Каждый столбец массива **X** рассматривается как отрезок комплекснозначной стационарной временной последовательности с шагом (дискретизации), равным периоду T_{Π} зондирования. Необходимые корреляционно-спектральные свойства могут быть обеспечены путем применения к последовательности независимых случайных величин (белошумовой последовательности) фильтра с АЧХ, равной корню квадратному из требуемой СПМ. Целесообразно использовать фильтрацию методом быстрой свертки на основе БПФ.

Метод быстрой свертки может быть достаточно просто реализован в среде МАТLAB, оптимизированной для выполнения матричных операций. Кроме того, к достоинствам метода относится возможность реализации широкого класса СПМ. Фактически вид реализуемой АЧХ фильтра определяется полиномиальной интерполяцией значений, заданных в M точках частотной оси, отстоящих друг от друга на величину $1/(T_{\Pi}M)$. Точность полиномиальной аппроксимации желаемой АЧХ определяется количеством узлов интерполяции, т.е. количеством M точек БПФ. Отметим, что учет ненулевой средней скорости ОДО m_v не представляет трудности ввиду комплексного характера БПФ и реализуется простым смещением АЧХ фильтра по оси частот на величину m_f .

Следует отметить особенность БПФ, реализованного в среде MATLAB. Если применить функцию $fft(\cdot)$ к двумерному массиву (матрице), то возвращается массив, составленный из столбцов, каждый их которых представляет собой результат БПФ столбца исходной матрицы.

Учитывая, что исходным материалом для моделирования служит массив X независимых комплексных случайных величин, можно исключить прямое БПФ и трактовать сам этот массив как совокупность спектральных коэффициентов, строки которого расположены по частотной оси, соответствующей «быстрому времени», а столбцы – по частотной оси, соответствующей «медленному времени». Поэтому фильтрация для обеспечения нужной корреляции в медленном времени осуществляется умножением каждого столбца на АЧХ формирующего фильтра, после чего выполняется обратное БПФ.

Таким образом, предлагается следующий порядок формирования массива с заданной корреляцией между строками.

1. Сформировать двумерный массив X независимых комплексных чисел с нулевыми средними и единичными дисперсиями размерами $M \times N$.

2. Умножить каждый столбец массива на АЧХ фильтра

3. Выполнить обратное БПФ.

Выбор величины *M* определяется требуемой точностью аппроксимации заданной АЧХ фильтра (или СПМ ПП). Точность зависит от количества точек БПФ, равномерно размещаемых на частотной оси в диапазоне от 0 до $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$ и отстоящих друг от друга на величину F_{Π}/M . После обратного БПФ получается массив $\mathbf{X}_{\text{согг}}$, элементы которого упорядочены по столбцам согласно медленному времени и отстоят друг от друга на величину T_{Π} , при этом корреляционные связи между ними соответствуют заданной матрице. В дальнейшем используются только N_b строк этого массива (N_b – объем пачки), таким образом, далее рассматриваем усеченный массив \mathbf{X}_b размером $N_b \times N$.

На рисунке показаны (непрерывными линиями для удобства восприятия) вещественная и мнимая части столбца смоделированного массива X_{corr} при N = 1024, M = 256 (форма СПМ гауссова, $\sigma_v = 1 \text{ м/c}$).



Графики вещественной и мнимой частей первого столбца массива векторов коррелированных спектральных отсчетов Graphs of the real and imaginary parts of the first column of an vector array of correlated spectral samples

Чтобы завершить моделирование ПП, необходимо обеспечить заданную форму СПМ помехи, которая равна квадрату модуля спектральной плотности ЗС, а также правильно задать энергетические характеристики ПП.

Каждая строка массива \mathbf{X}_b содержит N независимых комплексных случайных величин с нулевыми средними и единичной дисперсией, трактуемых как спектральные коэффициенты «белошумовой» реализации быстрого времени. Для получения требуемой формы СПМ следует умножить каждый отсчет на соответствующее значение модуля спектральной плотности зондирующего сигнала. Эта операция должны быть выполнена для каждой из N_b строк, в результате чего получается массив \mathbf{X}_s . Суммарная энергия массива

$$E_X = \sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N} x_{ij} x^*_{ij} .$$

Величина E_X / N_b представляет собой среднюю энергию строки, поэтому после умножения массива \mathbf{X}_s на $1/\sqrt{E_X / N_b}$ получается массив \mathbf{X}_1 , строки которого представляют собой БПФ-спектры реализаций комплексной огибающей ПП единичной энергии. Переход к временным реализациям комплексной огибающей осуществляется обратным БПФ, при этом следует учесть, что обратное БПФ в системе MATLAB содержит множитель 1/N. Для получения единичной мощности реализаций они должны быть умножены на N.

Таким образом, алгоритм моделирования ПП представляет собой следующую последовательность действий.

1. Генерирование двумерного массива ${f X}$ независимых комплексных чисел с нулевыми средними и единичными дисперсиями размерами $M \times N$.

2. Поэлементное умножение каждого столбца массива ${f X}$ на значения АЧХ фильтра.

- 3. Выполнение обратного БПФ по столбцам.
- 4. Отбрасывание $(M N_b)$ строк.
- 5. Поэлементное умножение каждой строки на модуль спектра ЗС.
- 6. Вычисление суммарной энергии массива E_X .
- 7. Умножение каждого элемента массива на $1 / \sqrt{E_X / N_b}$.

8. Выполнение обратного БПФ по строкам.

9. Умножение каждого элемента полученного массива ${f Y}$ на N.

Таким образом формируется выборка, имитирующая ПП единичной мощности. Для учета реальной мощности помехи необходимо принять во внимание механизм ее образования. Строка массива **Y** соответствует временной реализации пассивной помехи, сформированной отражениями от дипольных отражателей, занимающих объем пространства, ограниченный по дальности временным интервалом анализа, а по углу и азимуту – шириной диаграммы направленности AP. Мощность ПП, отраженная от ОДО, находится умножением плотности потока мощности на суммарную ЭПР в пределах данного объема. Реализации ПП в приемных элементах антенной решетки масштабируются с учетом расстояния от ОДО до антенной решетки.

Заключение

Предложен способ имитационного моделирования маскирующей протяженной пассивной помехи в виде векторов отсчетов комплексной огибающей на основе фильтрации в частотной области. Предложенный способ не предполагает ограничений на вид СПМ моделируемой помехи и на степень корреляции отсчетов в «медленном времени». Результирующая СПМ имеет вид полинома, точность аппроксимации заданной СПМ определяется количеством точек БПФ.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
- 2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- 3. Берсенев И.А. Подавление пассивных помех в импульсно-доплеровских РЛС с квазинепрерывным сигналом // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 2. С. 33–54.
- 4. Справочник по радиолокации. В 2 кн. Кн. 1 / под. ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
- 5. **Richards M.** Fundamentals of radar signal processing. New York: McGraw-Hill Education, 2014. 894 p.

- Кайкин С., Карри Б.У., Кеслер С.Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 9. – С. 51–62.
- 7. Дуб Дж. Л. Вероятностные процессы. М.: Изд-во иностранной литературы, 1956. 605 с.

PASSIVE INTERFERENCE SIMULATION IN RADARS WITH DIGITAL ANTENNA ARRAYS

Vasyukov V.N., Pichikov I.A.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The problem of imitation modeling of passive interference is considered in the context of developing algorithms for space-time processing of broadband signals in a radar system with a digital antenna array. Spectral and correlation characteristics of passive noise are discussed in the framework of Gaussian, polynomial (fractional rational) and exponential models. Due to the broadband nature of probing signals, the formation of the antenna array directional pattern is carried out by controlling the time delays of oscillations arriving at the array elements, which is implemented in the frequency domain through complex weighting factors. Modeling of passive interference as a stationary complex random process is performed in discrete "slow" time, with each complex vector of samples being spaced from neighboring vectors by the value of the repetition period of the probing pulses. The known method for modeling passive interference based on a shaping recursive filter is unsuitable for use in the case of an interference spectrum other than rational. The method for modeling the vector of correlated samples using the Cholesky expansion of the noise covariance matrix is inapplicable when the correlation coefficient is close to one. A method is proposed for modeling masking extended passive interference of a wide class based on filtering a sequence of complex pseudo-random vectors in the frequency domain with the use of a fast Fourier transform.

Key words: passive interference, modeling, random sequence, complex envelope, fast convolution.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16

REFERENCES

- Shirman Ya.D., ed. *Radioelektronnye sistemy: osnovy postroeniya i teoriya*: spravochnik [Electronic systems: Basics of construction and theory]. 2nd ed. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2007. 512 p.
- Shirman Ya.D., Manzhos V.N. Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh [Theory and technique of processing radar information against the background of interference]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1981. 416 p
- Bersenev I.A. Podavlenie passivnykh pomekh v impul'sno-doplerovskikh RLS s kvazinepreryvnym signalom [Cancellation of background return in the pulse-doppler pseudo-continuons signal radars]. Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Telecommunications and Radio Engineering, 2011, no. 2, pp. 33–54. (In Russian).
- 4. Skolnik M.I., ed. *Spravochnik po radiolokatsii*. V 2 kn. Kn. 1 [Radar handbook]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2014. 672 p. (In Russian).
- 5. Richards M. Fundamentals of radar signal processing. New York, McGraw-Hill Education, 2014. 894 p.
- 6. Haykin S., Currie B.W., Kesler S.B. Maximum-entropy spectral analysis of radar clutter. *Trudy Instituta inzhenerov po elektronike i radioelektronike = Proceedings of the IEEE*, 1982, vol. 70, no. 9, pp. 953–962. DOI: 10.1109/PROC.1982.12426. (In Russian).
- 7. Doob J.L. *Stochastic processes*. New York, Wiley, 1953 (Russ. ed.: Dub Dzh.L. *Veroyatnostnye protsessy*. Moscow, Inostrannaya literatura Publ., 1956. 605 p.).

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Васюков Василий Николаевич – родился в 1951 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: цифровая обработка и статистический анализ сигналов и изображений. Опубликовано более 130 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. Е-mail: vasyukov@corp.nstu.ru).

Vasyukov Vasily Nikolaevich (b. 1951) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, professor at the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on digital signal and image processing and statistical analysis. He is the author of over 130 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vasyukov@corp.nstu.ru).



Пичиков Иван Андреевич – родился в 1997 году, магистрант кафедры Теоретических основ радиотехники, НГТУ. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: i.pichikov@yandex.ru).

Pichikov Ivan Andreevich (b. 1997) – master student, Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, NSTU. His research interests are currently focused on digital signal processing. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: i.pichikov@yandex.ru).

Статья поступила 14 августа 2021 г. Received August 14, 2021

To Reference:

Vasyukov V.N., Pichikov I.A. Modelirovanie passivnykh pomekh v rls s tsifrovoi antennoi reshetkoi [Passive interference simulation in radars with digital antenna arrays]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 7–16. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

июль-сентябрь

№ 3 (52)

УДК 621.396.9, 621.396.96

2021

КОМПЕНСАЦИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ГЕТЕРОДИНОВ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ ДЛЯ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Р.Д. Галл^{1,2}, М.Е. Шевченко², В.Н. Малышев²

 ¹ООО Научно-производственное предприятие «Новые Технологии Телекоммуникаций»
 ²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Создание наземными радиопередающими устройствами непреднамеренных и преднамеренных помех легальным пользователям спутниковых систем связи обусловливает необходимость точного определения местоположения наземных источников радиоизлучения (ИРИ), работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы (СР). Методы местоопределения наземных ИРИ основаны на вычислении взаимной функции неопределенности (ВФН) принятых со СР аддитивных смесей сигналов и шума. При наличии частотнофазовой нестабильности гетеродинов СР ретранслируемые сигналы содержат фазовые искажения, из-за которых наблюдается снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора при вычислении ВФН. Целью работы являются исследование влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, на ОСШ на выходе коррелятора и разработка метода их компенсации на основе статистической теории радиотехнических систем и цифровой обработки сигналов. Исследование предложенных методов компенсации выполнено статистическим имитационным моделированием. Получены зависимости ОСШ на выходе коррелятора от длительности коррелируемых сигналов для модели доминирующих частотного шума и случайного блуждания частоты; разработан метод компенсации фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродина СР; произведена оценка выигрыша в энергетике за счет применения предложенного метода компенсации. Показано, что разработанный метод компенсации нестабильности гетеродинов СР позволяет достичь существенного выигрыша в ОСШ на выходе коррелятора и способствует повышению вероятности обнаружения сигнала ИРИ со вспомогательных СР.

Ключевые слова: определение местоположения источника радиоизлучения, геолокация, спутник-ретранслятор, частотная нестабильность, компенсация искажений, спутниковые системы связи.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31

Введение

Интенсивное развитие спутниковых систем связи и увеличение числа спутников на геостационарной орбите требует организации защиты легальных пользователей систем связи, работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы (СР), от непреднамеренных и преднамеренных помех, а также от незаконного использования ресурса спутников наземными источниками радиоизлучения (ИРИ), нарушающими установленные требования электромагнитной совместимости. Организационные методы защиты основаны на определении местоположения (ОМП) ИРИ, сигналы которых ретранслируются геостационарными спутниками.

Методы ОМП ИРИ, работающих через геостационарные СР, заключаются а построении на поверхности Земли линий положения, полученных разностно-

© 2021 Р.Д. Галл, М.Е. Шевченко, В.Н. Малышев

дальномерным (TDOA англ. Time Difference of Arrival, временная разность прибытия) либо разностно-доплеровским (FDOA, англ. Frequency Difference of Arrival, частотная разность прибытия) [1–3] методом на основании оценки временной либо частотной разности прихода сигналов, принятых с нескольких СР, ретранслирующих сигналы основного и боковых лепестков диаграммы направленности антенны ИРИ [4–7].

Оценка параметров TDOA $\Delta \tau$ и FDOA Δf осуществляется на основе построения взаимной функции неопределенности (ВФН) между принятыми процессами:

$$A_{1}(\tau, f) = \int_{0}^{T} x_{0}(t) x_{1}^{*}(t+\tau) \exp(-j2\pi f t) dt ,$$

где $x_0(t) = s(t) \exp(j2\pi f_1 t) + \xi_0(t)$ и $x_1(t) = s(t - \Delta \tau) \exp[j2\pi f_2(t - \Delta \tau)] + \xi_1(t)$ – аддитивные смеси сигнала и шума, принятые с основного и вспомогательного СР; f_1 , f_2 – несущие частоты принятых сигналов; s(t) – комплексный сигнал в основной полосе частот; $\xi_0(t)$ и $\xi_1(t)$ – реализации аддитивного шума; T – время наблюдения. Из [8] следует, что оценками максимального правдоподобия параметров $\Delta \tau$ и Δf для модели процесса, представляющего собой сумму неизвестного детерминированного сигнала и белого гауссова шума, являются значения $\Delta \tau$ и Δf , максимизирующие модуль ВФН:

$$\Delta \hat{\tau}, \Delta \hat{f} = \arg \max_{\Delta \tau, \Delta f} |A(\Delta \tau, \Delta f)|.$$

Однако частотно-фазовая нестабильность гетеродинов СР, осуществляющих перенос частоты ретранслируемых сигналов, вносит фазовые искажения в принятые на Земле сигналы ИРИ и приводит к снижению отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора при расчете ВФН.

Целью работы являются оценка влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, на ОСШ на выходе коррелятора и разработка метода компенсации этих искажений.

Модель принятого со СР сигнала

Выражение для принятого со СР сигнала имеет вид

$$s_m(t) = U_m s_{\text{HPH}}(t-\tau) \exp\left[j(\varphi_{\text{HPH}}(t) + \varphi_{\text{CP}}(t) + \varphi_{\text{CP}}^{\text{HCT}}(t) + \varphi_{\mathbb{A}}(t))\right],$$

где $s_{\rm ИРИ}(t)$ – аналитический сигнал ИРИ в основной полосе частот; τ – задержка распространения сигнала ИРИ через СР до комплекса геолокации с приемными антеннами; U_m – амплитудный множитель; фазы: $\varphi_{\rm ИРИ}(t)$, $\varphi_{\rm CP}(t)$, $\varphi_{\rm CP}^{\rm HCT}(t)$, $\varphi_{\pi}(t)$ с точностью до постоянной составляющей определяются выражениями:

$$\varphi_{\text{MPM}}(t) = 2\pi f_0 t, \quad \varphi_{\text{CP}}(t) = 2\pi \Delta f_{\text{CP}} t,$$
$$\varphi_{\text{CP}}^{\text{HCT}}(t) = 2\pi \int \Delta f_{\text{CP}}^{\text{HCT}}(t) dt, \quad \varphi_{\text{d}}(t) = 2\pi f_{\text{d}} t,$$

где $\Delta f_{\rm CP}$ – сдвиг частоты в транспондере CP, $\Delta f_{\rm CP}^{\rm HCT}(t)$ – нестабильность частоты гетеродина CP, $f_{\rm d}$ – доплеровский сдвиг частоты, f_0 – центральная частота излучения сигнала ИРИ.

Нестабильность частоты $\Delta f^{\text{нст}}(t) = f^{\text{др}}(t) + f^{\text{сл}}(t)$ [9] зависит от долговременного дрейфа частоты $f^{\text{др}}(t)$, вызванного устареванием элементов опорного генератора, влиянием температурных и вибрационных эффектов и пр., и от $f^{\text{сл}}(t)$ – случайной составляющей, характеризуемой спектральной плотностью мощности фазовых шумов (в частотной области) и значениями дисперсии Аллана при различных интервалах усреднения выборки (во временной области). Дрейф частоты $f^{\text{др}}(t)$ аппроксимируется линейной функцией: $f^{\text{др}}(t) = k^{\text{др}} f_{\Gamma} t$, где $k^{\text{др}}$ – скорость дрейфа относительной частоты (1/с), f_{Γ} – номинальная частота установки гетеродина (Гц).

В фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина [9]

$$\varphi^{\text{HCT}}(t) = 2\pi \int (f^{\text{AP}}(t) + f^{\text{CH}}(t))dt =$$
$$= 2\pi \frac{k^{\text{AP}}f_{\Gamma}}{2}t^{2} + \varphi^{\text{CEY}}(t) + \varphi^{\text{EYIII}}(t) + \varphi^{\text{E\PhiIII}}(t),$$

вносят вклад три фазовых слагаемых: $\phi^{CE^{q}}(t) - \phi$ аза, вызванная случайным блужданием частоты; $\phi^{E^{q}III}(t) - \phi$ аза, вызванная белым частотным шумом, и $\phi^{E^{q}III}(t) - \phi$ аза, вызванная белым частотным шумом, и $\phi^{E^{q}III}(t) - \phi$ азовый шум. Моделью $\phi^{E^{q}III}(t)$ является белый гауссов случайный процесс с СКО $\sigma_{E^{q}III}$, $\phi^{E^{q}III}(t) = 2\pi \int f^{E^{q}III}(t) dt$, где $f^{E^{q}III}(t) - \phi$ елый гауссов случайный процесс с СКО $\sigma_{E^{q}III}$; $\phi^{CE^{q}}(t) = 2\pi \int f^{CE^{q}}(t) dt$, где $f^{CE^{q}}(t) = \int \zeta(t) dt$, $\zeta(t) - \phi$ елый гауссов случайный процесс с СКО $\sigma_{CE^{q}}$. Параметры $\sigma_{E^{\phi}III}$, $\sigma_{E^{q}III}$ и $\sigma_{CE^{q}}$ позволяют смоделировать различные профили нестабильности гетеродинов СР. Далее рассматривается случай доминирующих частотного шума и случайного блуждания частоты (рис. 1–3). Для линейного дрейфа частоты скорость $k^{Ap} = 5 \cdot 10^{-10}$ 1/с соответствует рубидиевому стандарту частоты [9], а частота f_{Γ} в типичном случае равна 2,3 ГГц.



Puc. $1 - \phi_{CP_1}^{HCT}(t)$ при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты *Fig.* $1 - \phi_{CP_1}^{HCT}(t)$ with a dominant frequency noise and a random frequency walk



Puc. $2 - \varphi_{CP_2}^{HCT}(t)$ при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты *Fig.* $2 - \varphi_{CP_2}^{HCT}(t)$ with a dominant frequency noise and a random frequency walk



Рис. 3 – Гистограмма распределения значений $\varphi_{CP_1}^{HCT}(t) - \varphi_{CP_2}^{HCT}(t)$ при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты *Fig.* 3 – Histogram of $\varphi_{CP_1}^{HCT}(t) - \varphi_{CP_2}^{HCT}(t)$ value distribution with a dominant frequency noise and a random frequency walk

Из рис. 1 и 2 видно, что нестабильность гетеродина СР при рассматриваемых параметрах приводит к искажению фазы в пределах 4000°...5000°, при этом гистограмма на рис. 3 демонстрирует, что распределение составляющей фазы, вызванной нестабильностью гетеродина СР, близко к равномерному и не позволяет сформировать выраженный корреляционный пик при расчете ВФН принятых процессов.

Влияние фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР

Для оценки влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, вычислим зависимости ОСШ на выходе коррелятора $\gamma_{\rm BbX}$ от длительности коррелируемых процессов при вычислении ВФН сигналов с разностью фаз $\phi_{\rm CP_1}^{\rm Hct}(t) - \phi_{\rm CP_2}^{\rm Hct}(t)$. Параметры, используемые при моделировании процессов: тип модуляции – QPSK с RRC (корень из приподнятого косинуса) – фильтрацией с коэффициентом сглаживания 0,35; символьная скорость – 50 кБод; частота дискретизации – 100 кГц; длительность записи – 6 мин; эффективное ОСШ по мощности в полосе сигнала –40 дБ. При постепенном увеличении длительности коррелируемых процессов, начиная с 10 с, вычисляется ВФН сформированных процессов и находится максимум ее модуля. Шаг частотного перебора при максимизации модуля ВФН вычисляется как $\Delta f_{\rm III} = \frac{1}{20T}$, где T – длительность коррелируемых процессов. Максимальный набег фаз из-за ошибки шага перебора равен $\Delta \varphi_{\rm III} = 2\pi \frac{1}{2 \cdot 20T} T = 9^{\circ}$. ОСШ на выходе коррелятора $\gamma_{\rm Bbix}$ рассчитывается для каждого значения длительности T коррелируемых процессов как отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума на выходе коррелятора. При наличии АБГШ и отсутствии прочих искажений ОСШ на выходе коррелятора $\gamma_{\rm Bbix}$, выраженное в разах, вычисляется [10] как $\gamma_{\rm Bbix} = BT\gamma_{9\phi}$, где B – шумовая полоса и T длительность сигналов; $\gamma_{9\phi}$ – эффективное значение ОСШ (ЭОСШ) сигналов на входе коррелятора: $\frac{1}{\gamma_{9\phi}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_{1}\gamma_2} \right)$. $\gamma_{\rm Bbix}$, выраженное в дБ, зависит линейно от $T_{\rm дБc} = 10 \log 10(T)$, причем производная $\frac{d\gamma_{\rm Bbix}(T_{\rm дБc})}{dT_{\rm дБc}}$ равна единице. На рис. 4 представлены зависимости $\gamma_{\rm Bbix}$ от $T_{\rm дБc}$ для процессов, у которых отсутствуют

фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина СР, и при преобладании частотного шума и случайного блуждания частоты. Видно, что при наличии фазовых искажений зависимость нелинейная, тогда как при отсутствии искажений – линейная.



Puc. 4 – Dependence of γ_{Bbix} on T_{dbc} in the absence and in the presence of phase distortions

Из рис. 4 видно, что при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина СР, на интервале 6 мин приводят к уменьшению $\gamma_{вых}$ на 20 дБ. Для преодоления возможного существенного проигрыша в энергетике из-за влияния фазовых искажений требуется разработать метод их компенсации.

Метод компенсации нестабильности гетеродина СР

Метод компенсации фазовых искажений $\varphi_{CP}^{\text{HCT}}(t)$, вызванных нестабильностью гетеродина СР, использует сигнал станции активного подсвета (САП). Сигнал САП излучается синхронно с записью принимаемого сигнала интересующего ИРИ через тот же спутниковый транспондер, который используется интересующим ИРИ. Поэтому сигнал САП претерпевает те же фазовые искажения, что и сигнал ИРИ.

Оценка разности фаз $\Delta \hat{\phi}_{CA\Pi}(t)$ между принятым и излученным эталонным сигналом САП содержит составляющую $\phi_{CP}^{HCT}(t)$. Поэтому для устранения фазовых искажений сигнала ИРИ следует умножить всю запись на $\exp(-j\Delta \hat{\phi}_{CA\Pi}(t))$.

Центральная частота принятого сигнала САП после сноса на нулевую частоту равна $f_{\text{САП}}(t) = \Delta f_{\text{СР}}^{\text{нст}}(t) + \Delta f_{\text{САП}}^{\text{нст}}(t) + f_{\text{САП}}^{\mathcal{A}}(t)$, где $\Delta f_{\text{САП}}^{\text{нст}}(t) - функция нестабильности частоты передатчика САП; разность фазовых функций принятого и эталонного сигналов САП равна$

$$\Delta \varphi_{\text{CAII}}(t) = \varphi_{\text{CP}}^{\text{HCT}}(t) + \varphi_{\text{CAII}}^{\text{HCT}}(t) + \varphi_{\text{CAII}}^{\pi}(t).$$

На каждом *i*-м интервале длительностью $\tau_{\text{комп}}$ функцию $\Delta \phi_{\text{САП}}^{i}(t)$ можно аппроксимировать линейной функцией:

$$\Delta \varphi_{\text{CAII}}^{l}(t) = 2\pi f_{i}t + \varphi_{0}^{l}, \ t \in \tau_{\text{комп}}^{l},$$

где $\tau_{\text{комп}}^{i}$ – *i*-й интервал длительностью $\tau_{\text{комп}}$; $\Delta \phi_{\text{САП}}^{i}(t)$ – функция $\Delta \phi_{\text{САП}}(t)$ на интервале $\tau_{\text{комп}}^{i}$; ϕ_{0}^{i} – начальная фаза функции $\Delta \phi_{\text{САП}}^{i}(t)$; f_{i} – частотная отстройка, постоянная на интервале $\tau_{\text{комп}}^{i}$ и равная

$$f_i = \Delta f_{\rm CP}^{\rm HCT,i} + \Delta f_{\rm CA\Pi}^{\rm HCT,i} + f_{\rm CA\Pi}^{\rm A,i}$$

Принятый сигнал, содержащий САП, на интервале $\tau^{i}_{KOM\Pi}$ зависит от эталонного переданного сигнала САП $s^{\Im T,i}_{CA\Pi}(t)$ на интервале $\tau^{i}_{KOM\Pi}$ в виде

$$s_{\text{CAII}}^{\text{inp},i}(t) = A s_{\text{CAII}}^{\Im T,i}(t) \exp\left(j(2\pi f_i t + \varphi_0^i)\right).$$

Для формирования оценки $\Delta \hat{\phi}_{CA\Pi}(t)$ требуются оценки частотных отстроек \hat{f}_i на интервалах разбиения $\tau^i_{KOM\Pi}$, i = 0, ..., n-1, Оценки \hat{f}_i , основанные на максимизации модуля ВФН сигналов $s^{\Im T,i}_{CA\Pi}(t)$ и $s^{\Pi p,i}_{CA\Pi}(t)$, являются оценками максимального правдоподобия. Чем меньше значение $\tau_{KOM\Pi}$, тем точнее будет оценка.

Начальные фазы на интервалах разбиения:

$$\varphi_0^{\text{paccy},i} = \varphi_0^{\text{paccy},i-1} + 2\pi \hat{f}_{i-1} \tau_{\text{KOMII}}, i = 1, ..., n-1.$$
(1)

Начальную фазу $\phi_0^{\text{paccч},0}$ можно задать любым произвольным значением, так как в данном случае изменение $\phi_0^{\text{paccч},0}$ приведет к сдвигу по оси ординат всей полученной фазовой функции на постоянную величину.

СКО сформированных оценок \hat{f}_i соответствуют границе Крамера–Рао и равны [10]

$$\sigma_{\hat{f}_i} \approx 0.55 / \tau_{\text{комп}} \sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$$
 .

Следовательно, СКО рассчитанного набега фазы на *i*-м интервале $(\Delta \phi_i^{\text{paccч}} = 2\pi \hat{f}_i \tau_{\text{комп}}, i = 0, ..., n-1)$ равно:

$$\sigma_{\Delta \phi_i^{\text{paccy}}} \approx 1, 1\pi / \sqrt{\gamma_{\text{BMX}}}$$
.

Начальная фаза на *i*-м интервале, *i* = 1, ..., *n* – 1, является суммой рассчитанных набегов фаз на предыдущих интервалах:

$$\varphi_0^{\text{pacc},i} = \varphi_0^{\text{pacc},0} + \sum_{k=0}^{i-1} \Delta \varphi_k^{\text{pacc},i}, \ i = 1, ..., n-1.$$

Слагаемые в $\varphi_0^{\text{рассч},i}$ – независимые нормально распределенные случайные величины с одинаковым СКО $\sigma_{\Delta \varphi_i^{\text{рассч}}}$. СКО рассчитанной начальной фазы на *i*-м интервале, *i* = 1, ..., *n* – 1, равно $\sigma_{\varphi_0^{\text{рассч},i}} \approx 1, 1\pi\sqrt{i}/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$, *i* = 1, ..., *n* – 1. При $\gamma_{\text{вых}}$ = 20 дБ СКО $\sigma_{\varphi_0^{\text{рассч},i}} \approx 19,8 \, ^{\circ}\sqrt{i}$, *i* = 1, ..., *n* – 1. При *n* = 100 $\sigma_{\varphi_0^{\text{рассч},i}}$ на последнем интервале достигнет значения 197°, что является недопустимым. Для существенного снижения значений СКО рассчитанных начальных фаз целесообразно применять дополнительную коррекцию рассчитанных начальных фаз, которая заключается в следующем.

На каждом *i*-м интервале, i = 0, ..., n-1, кроме оценки частотной отстройки \hat{f}_i , вычисляется оценка максимального правдоподобия начальной фазы $\hat{\phi}_0^i =$ = $\arg \{A_1(\Delta \hat{\tau}, \hat{f}_i)\}$ как аргумент максимального по модулю комплексного значения ВФН принятого процесса $s_{CA\Pi}^{np,i}(t)$ с эталонным сигналом $s_{CA\Pi}^{3T,i}(t)$. Затем значение фазы $\phi_0^{paccu,i}$ уточняется по кратчайшему пути (т. е. на угол, не превышающий по модулю 180°) так, чтобы полученный угол на комплексной плоскости ($\phi_0^{ckopp,i}$) совпал с оценкой $\hat{\phi}_0^i$ (рис. 5). Для расчета $\phi_0^{paccu,i}$ в выражение (1) следует вместо $\phi_0^{paccu,i-1}$ подставлять скорректированное значение $\phi_0^{ckopp,i-1}$, а в качестве $\phi_0^{ckopp,0}$ подставлять оценку $\hat{\phi}_0^0$:

$$\phi_0^{\text{paccy},i} = \phi_0^{\text{ckopp},i-1} + 2\pi \hat{f}_{i-1} \tau_{\text{kom} \Pi}, i = 1, ..., n-1; \ \phi_0^{\text{ckopp},0} = \hat{\phi}_0^0.$$

Итоговое скорректированное значение начальной фазы на *i*-м интервале $\varphi_0^{\text{скорр},i}$ будет отличаться от оценки начальной фазы $\hat{\varphi}_0^i$ на целое число оборотов 2π $\left(\varphi_0^{\text{скорр},i} = \hat{\varphi}_0^i + 2\pi k, \ k \in \mathbb{Z}\right)$. Оценки $\hat{\varphi}_0^i$ определяют позиции начальных фаз на комплексной плоскости в диапазоне $(0, 2\pi]$, а оценки частотных отстроек \hat{f}_i

определяют число и направление целых оборотов фазы между начальными фазами соседних интервалов.



Puc. 5 – Коррекция фазы $\varphi_0^{\text{paccq},i}$ *Fig.* 5 – $\varphi_0^{\text{paccq},i}$ phase correction

СКО оценки фазы $\hat{\varphi}_0^i$ на каждом интервале будет одинаково и равно

$$\sigma_{\hat{\varphi}_{0}^{i}} = 1 / \sqrt{\gamma_{\text{Bbix}}}, i = 0, ..., n-1$$

Если разность ошибок величин $\varphi_0^{\text{рассч},i}$ и $\hat{\varphi}_0^i$ по модулю меньше 180°, т. е. отсутствует ошибка в числе целых оборотов на *i*-м интервале, то $\sigma_{\varphi_0^{\text{скорр},i}} = \sigma_{\hat{\varphi}_0^i} = 1/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$, i = 0, ..., n-1. В этом случае дополнительная коррекция начальных фаз, основанная на поиске оценок $\hat{\varphi}_0^i$, позволяет уменьшить СКО оценок начальных фаз в 1,1 $\pi\sqrt{i}$, i = 1, ..., n-1, раз.

Для обеспечения отсутствия ошибки в целом числе оборотов требуется, чтобы максимальное значение разности ошибок $\varphi_0^{\text{paccч},i} - \hat{\varphi}_0^i$ не превысило 180°. Так как ошибки $\varphi_0^{\text{paccч},i}$ и $\hat{\varphi}_0^i$ являются центрированными случайными величинами, то с вероятностью 0,9973 значение разности ошибок $\varphi_0^{\text{paccч},i} - \hat{\varphi}_0^i$ по модулю не превышает $3\sigma_{\text{разн}}$. СКО разности $\sigma_{\text{разн}}$ ошибок двух независимых нормально распределенных случайных величин с СКО $1/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$ и $1,1\pi/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$ равно $\sigma_{\text{разн}} = \sqrt{2+1,21\pi^2}/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}}$. Отсутствие ошибки в целом числе оборотов равносильно выполнению неравенства $3\sqrt{2+1,21\pi^2}/\sqrt{\gamma_{\text{вых}}} < \pi$, которое справедливо при $\gamma_{\text{вых}} > 12,714(11\text{дБ})$. Если $\gamma_{\text{вых}} > 11$ дБ, то СКО скорректированной фазы $\sigma_{\varphi_0^{\text{скорр},i}}$ зависит только от величины $\gamma_{\text{вых}}$ и не превышает 16°.

Исследование остаточной ошибки компенсации фазовых искажений предложенным методом проведено имитационным моделированием сигнала $s_{\rm ИРИ}(t)$ с QPSK модуляцией и RRC-фильтрацией с коэффициентом сглаживания 0,35 и символьной скоростью 50 кБод; частота дискретизации – 100 кГц; длительность сигнала 6 мин.

Оценка фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродина СР (без АБГШ и доплеровской составляющей), выполнялась имитацией сигнала $s_0(t) = s_{\rm MPH}(t) \exp(j\varphi_{\rm CP_1}^{\rm Hcr}(t))$, $\varphi_{\rm CP_1}^{\rm Hcr}(t)$ соответствует сильному частотному шуму и случайному блужданию частоты (см. рис. 1). Для каждого значения интервала компенсации $\tau_{\rm KOMII}$: 10 мс, 50 мс, 100 мс, 250 мс, 500 мс в течение 6 мин получены зависимости $\varphi_{\rm OIII. KOMII}(t)$, из которых определены значения максимального отклонения $\delta \phi_{\rm OIII. KOMII}(t)$ °, приведенные в таблице.

Максимальное отклонение остаточной фазовой ошибки компенсации при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты

Maximum	deviation of residual	compensation phase
error with	a dominant frequency	noise and a random
	frequency walk	í –

$\tau_{\rm kom\pi}$, MC	$\delta φ_{\text{OIII.KOMΠ}}(t), °$
10	40
50	100
100	140
250	200
500	260

Выигрыш в ОСШ на выходе коррелятора за счет применения компенсации оценен моделированием аддитивных смесей $x_0(t) = s_0(t) + \xi_0(t)$ и $x_1(t) =$ $= s_1(t) + \xi_1(t)$ шума и сигналов, принятых с основного и вспомогательного СР. Сигналы $s_0(t) = (s_{\text{ИРИ}}(t) + U_{0\text{САП}}s_{\text{САП}}(t))\exp(j\phi_{\text{СР}_1}^{\text{HCT}}(t)), \ s_1(t) = (s_{\text{ИРИ}}(t - \Delta\tau_{\text{ИРИ}}) + C_{0\text{САП}}s_{\text{САП}}(t))$ + $U_{1CA\Pi}s_{CA\Pi}(t - \Delta \tau_{PC}) \exp(j \phi_{CP_2}^{HCT}(t))$, где $s_{UPU}(t)$ и $s_{CA\Pi}(t)$ – QPSK-модулированные сигналы ИРИ и САП с RRC-фильтрацией и коэффициентом сглаживания 0,35 и символьной скоростью 50 кБод, $\Delta \tau_{\rm ИPH}$ и $\Delta \tau_{\rm CA\Pi}$ – параметры TDOA сигналов ИРИ и САП соответственно. Значения амплитудных множителей $U_{0CA\Pi}$ и $U_{1CA\Pi}$ и мощность АБГШ выбраны так, что в смеси $x_0(t)$ ОСШ для ИРИ равно 10 дБ, а для САП равно –10 дБ, в смеси $x_1(t)$ ОСШ для ИРИ задано -40 дБ, а для САП задано -10 дБ. Частота дискретизации сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$ -100 кГц; длительность – 6 мин. Фазы $\phi_{CP_1}^{HCT}(t)$ и $\phi_{CP_2}^{HCT}(t)$ соответствуют доминирующим частотному шуму и случайному блужданию частоты. Длительность интервала компенсации т_{комп} задана 10 мс, такое значение позволит при шумовой полосе в 100 кГц и ОСШ сигнала САП -10 дБ обеспечить ОСШ 23 дБ на выходе коррелятора на каждом интервале компенсации. Для сигналов ИРИ в процессах $x_0^{\text{комп}}(t) = x_0(t) \exp\left(-j\hat{\varphi}_{\text{CP}_1}^{\text{HCT}}(t)\right)$ и $x_1^{\text{комп}}(t) = x_1(t) \exp\left(-j\hat{\varphi}_{\text{CP}_2}^{\text{HCT}}(t)\right)$, где $\hat{\phi}_{CP_1}^{\text{HCT}}(t)$ и $\hat{\phi}_{CP_2}^{\text{HCT}}(t)$ – оценки фазовых функций $\phi_{CP_1}^{\text{HCT}}(t)$ и $\phi_{CP_2}^{\text{HCT}}(t)$,

найденные описанным выше методом, вычисляется ВФН $A_1^{\text{комп}}(\tau, f) = \int_0^T x_0^{\text{комп}}(t) x_1^{\text{комп}^*}(t+\tau) \exp(-j2\pi ft) dt$ при различных $T_{\text{дБс}}$ для построения зависимости ОСШ на выходе коррелятора $\gamma_{\text{вых}}$ от длительности коррелируемых процессов. На рис. 6 приведены полученные зависимости $\gamma_{\text{вых}}$ от $T_{\text{дБс}}$ при отсутствии фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, и при их присутствии с компенсацией и без компенсации.



Рис. 6 – Графики зависимости γ_{Bbx} от T_{dEc} при отсутствии фазовых искажений, при их наличии и при использовании метода компенсации

Fig. 6 – Dependence of γ_{BbIX} on T_{gbc} in the absence of phase distortions, in their presence and when using the compensation method

Из рис. 6 видно, что предварительная компенсация принятых процессов позволяет при рассматриваемых условиях достичь энергетического выигрыша в 6,5...19 дБ, проигрыш в отношении сигнал-шум предложенного метода идеальному случаю отсутствия фазовых искажений всего 1,3 дБ. Зависимость $\gamma_{\rm Bbix}$ от $T_{\rm дБc}$ при использовании компенсации, как и при отсутствии фазовых искажений, имеет линейный характер.

Вероятность обнаружения сигналов ИРИ со вспомогательных СР

Для определения местоположения ИРИ требуется *М*-канальная система, обеспечивающая синхронную запись сигналов с *M* СР, из которых опорный 0-канал используется для записи сигнала с основного СР, а оставшиеся M-1 - для записи сигналов со вспомогательных СР. На основании записей $x_m(t)$, $m = \overline{0, M-1}$, требуется построить не менее двух линий местоположения, сформированных по максимуму ВФН $A_m(\tau, f) = \int_0^T x_0(t) x_m^*(t+\tau) \exp(-j2\pi ft) dt$, $m = \overline{1, M-1}$.

Сигнал ИРИ принимается основным СР по главному лепестку ДН, но в M-1 вспомогательных СР он принимается по боковым лепесткам, и его слабый уровень может не позволить сформировать максимум модуля ВФН, превышающий

заданный порог $\Lambda : |A_m(\tau, f)| < \Lambda$, $m = \overline{1, M - 1}$. Вероятность превышения сигналов на выходе коррелятора нормированного порога Λ для *m*-го вспомогательного СР $p_m = P(|A_m(\tau, f)| \ge \Lambda) = Q(\sqrt{\gamma_{BLX m}}, \Lambda)$ совпадает с вероятностью правильного некогерентного обнаружения, где $\gamma_{BLX m} - OCIII$ на выходе коррелятора, $Q(a,b) - Q - функция Маркума; \Lambda = \sqrt{-2\ln(p_{III})}; p_{III}$ – заданная вероятность превышения порога шумовыми выбросами ВФН.

Для оценки координат ИРИ методом TDOA-TDOA требуется, чтобы $|A_m(\tau, f)| \ge \Lambda$ для процессов, принятых не менее чем с двух вспомогательных СР. При M = 3 вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, равна

$$p_{\rm CO} = p_1 p_2 = Q(\sqrt{\gamma_{\rm BbIX1}}, \Lambda)Q(\sqrt{\gamma_{\rm BbIX2}}, \Lambda)$$

Для общего случая *М*-канальной системы геолокации число превышений порогового уровня подчиняется обобщенному биномиальному распределению, следовательно, вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, равна

$$p_{\rm CO} = 1 - \prod_{m=1}^{M-1} (1 - p_m) - \sum_{m=1}^{M-1} p_m \prod_{k=1, k \neq m}^{M-1} (1 - p_k),$$

где p_m – вероятность превышения процессов на выходе коррелятора порога Λ для *m*-го вспомогательного СР.

Оценка вероятности совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, выполнена статистическим имитационным моделированием для трех случаев: отсутствия в принимаемых сигналах искажений, при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты без компенсации и с компенсацией. Случайная величина $\gamma_{9\phi}$ распределена нормально с математическим ожиданием –60 дБ и СКО 10 дБ. Ширина полосы сигнала B = 500 кГц. Число отсчетов (N = BT) зависит от длительности сигналов T, $\gamma_{вых}$ – нормально распределенная случайная величина с математическим ожиданием ($-60+10\log 10(N)-\Delta$) дБ и СКО 10 дБ. Потеря ОСШ из-за фазовых искажений Δ задана значением потерь ОСШ, приведенным на рис. 6, для текущего значения T. Число каналов M = 4. Значение вероятности превышения порога на выходе коррелятора шумовым отсчетом p_{III} , используемое для расчета порога Λ , примем равным 10^{-8} . Число экспериментов 10^5 . На рис. 7 представлен график зависимости $E[p_{CO}]$ от T, полученный в результате имитационного моделирования.

Из рис. 7 видно, что при фиксированной ширине полосы сигнала вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, без использования компенсации при увеличении длительности сигналов практически не возрастает и остается на низком уровне (менее 0,08 для $B = 500 \text{ к}\Gamma$ ц и M = 4). При этом вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, при использовании компенсации имеет проигрыш по сравнению со

случаем сигналов без фазовых искажений не более чем на 0,05 при любом значении T из рассматриваемого диапазона, и выигрыш по сравнению со случаем без использования компенсации составляет от 0,14 до 0,85, причем выигрыш увеличивается с ростом T.



Рис. 7 – График зависимости средней вероятности совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, при фиксированных B = 500 кГц и M = 4

Fig. 7 – Average probability of joint radio source signal detection at least in two processes received from the auxiliary relay satellites at fixed $B = 500 \text{ }\mathrm{k}\Gamma\mathrm{i}$ and M = 4

Заключение

Разработанный метод компенсации фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов спутника-ретранслятора, в случае доминирующих частотного шума и случайного блуждания частоты позволяет достичь выигрыша в ОСШ на выходе коррелятора примерно 19 дБ при длительности сигналов порядка 6 минут. Увеличение длительности коррелируемых сигналов при использовании компенсации способствует возрастанию выигрыша в ОСШ. Применение компенсации нестабильности гетеродинов существенно повышает вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР.

ЛИТЕРАТУРА

- Ho K.C., Chan Y.T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1997. Vol. 33, N 3. P. 770–783. DOI: 10.1109/7.599239.
- Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements // 11th International Conference on Information Fusion. – Cologne, Germany, 2008. – P. 1–8.
- Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements / Y.Z. Bin, W. Lei, C.P. Qun, L.A. Nan // Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS). – Guilin, China, 2013ю – P. 1–5. – DOI: 10.1109/ANTHOLOGY.2013.6784815.
- 4. Алгоритм определения координат земных станций по сигналам, спутниковретрансляторов / Р.В. Волков, В.Н. Саяпин, В.В. Севидов, Л.М. Севидова // Теория и практика современной науки. – 2016. – № 10 (16). – С. 69–72.
- Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода / И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2014. № 4 (32). С. 71–81.

- Yan H., Cao J.K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system // Proceedings of the 10th international conference on IEEE ICSP. – Beijing, China, 2010. – P. 107–110. – DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656806.
- Liu C., Yang L., Mihaylova L.S. Dual-satellite source geolocation with time and frequency offsets and satellite location errors // 2017 20th International Conference on Information Fusion (Fusion), 10–13 July 2017. – Xi'an, China, 2017. – DOI: 10.23919/ICIF.2017.8009716.
- Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1993. – Vol. 41, N 8. – P. 2717–2719. – DOI: 10.1109/ 78.229901.
- Bregni S. Synchronization of digital telecommunications networks. Chichester; New York: Wiley, 2002. – 430 p.
- Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1981. – Vol. 29. – P. 588–599. – DOI: 10.1109/TASSP. 1981.1163621.

COMPENSATION OF RELAY SATELLITES HETERODYNE INSTABILITY FOR LOCATING TERRESTRIAL RADIO EMISSION SOURCES

Gall R.D. ^{1,2}, Shevchenko M.E. ², Malyshev V.N.²

¹ "New Telecommunication Technologies" RPE Co. Ltd. ² Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Unintentional and intentional interference of terrestrial radio sources operating via geostationary relay satellites to legal users of satellite communication systems requires accurate determination of their location. Methods of terrestrial radio sources location are based on the calculation of an cross-aambiguity function by additive mixtures of signals and noise received from relay satellites. In the presence of frequency-phase instability of relay satellites heterodynes the retransmitted signals have phase distortions, which lead to a decrease in the signal-to-noise ratio (SNR) when calculating the cross- ambiguity function. The paper is aimed to study the effect of phase distortions caused by the instability of relay satellites heterodynes on SNR at the correlator output and to develop methods for their compensation based on statistical radio engineering and digital signal processing. The study of the proposed compensation methods was carried out by statistical simulation modeling. The SNR dependences at the correlator output on the duration of correlated signals for the model with a dominant frequency noise and frequency random walk have been obtained and a method for compensating phase distortions caused by the instability of the relay satellites heterodynes has been developed. The energy gain has been estimated by applying the proposed compensation method. It has been shown that the developed method of compensation of relay satellites heterodynes instability allows achieving a significant gain in the SNR at the correlator output and contributes to increasing the probability of radio source signal detection from auxiliary relay satellites.

Keywords: radio source location, geolocation, relay satellite, frequency instability, distortion compensation, satellite communication systems

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31

REFERENCES

- Ho K.C., Chan Y.T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1997, vol. 33, no. 3, pp. 770–783. DOI: 10.1109/7.599239.
- Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements. 11th International Conference on Information Fusion, Cologne, Germany, 2008, pp. 1–8.
- Bin Y.Z., Lei W., Qun C.P., Nan L.A. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements. *Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS)*, Guilin, China, 2013, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ ANTHOLOGY.2013.6784815.

- Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V., Sevidova L.M. Algoritm opredeleniya koordinat zemnykh stantsii po signalam, sputnikov-retranslyatorov [Algorithm for determining the coordinates of earth stations from the signals of relay satellites]. *Teoriya i praktika sovremennoi nauki = Theory and practice of modern science*, 2016, no. 10 (16), pp. 69–72.
- Grin' I.V., Ershov R.A., Morozov O.A., Fidel'man V.R. Otsenka koordinat istochnika radioizlucheniya na osnove resheniya linearizovannoi sistemy uravnenii raznostno-dal'nomernogo metoda [Estimation of the coordinates of the radio emission source based on the solution of the linearized system of equations of the difference-ranging method]. *Izvestiya vysshikh* uchebnykh zavedenii. Povolzhskii region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Technical sciences, 2014, no. 4 (32), pp. 71–81.
- Yan H., Cao J.K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system. *Proceedings of the 10th international conference on IEEE ICSP*, Beijing, China, 2010, pp. 107–110. DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656806.
- Liu C., Yang L., Mihaylova L.S. Dual-satellite source geolocation with time and frequency offsets and satellite location errors. 2017 20th International Conference on Information Fusion (Fusion), 10–13 July 2017. Xi'an, China, 2017. DOI: 10.23919/ICIF.2017.8009716
- Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals. *IEEE Transactions* on Signal Processing, 1993, vol. 41, no. 8, pp. 2717–2719. DOI: 10.1109/78.229901.
- 9. Bregni S. Synchronization of digital telecommunications networks. Chichester, New York, Wiley, 2002. 430 p.
- 10. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1981, vol. 29, pp. 588–599. DOI: 10.1109/TASSP. 1981.1163621.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Галл Роман Даниилович (1994) – начальник отдела технологий геолокации ООО Научно-производственное предприятие «Новые Технологии Телекоммуникаций» (ООО НПП «НТТ»). Выпускник аспирантуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов: радиолокация, радионавигация, радиотехника, цифровая обработка сигналов. (Адрес: 195256, г. Санкт-Петербург, ул. Софьи Ковалевской, д. 20, к. 1, лит. А. E-mail: roman942010@mail.ru).

Roman Danilovich Gall (1994) – Head of Geolocation Technologies Department of "New Telecommunication Technologies" RPE Co .Ltd. Graduate from the St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI". The area of is expertise covers radar location, radio navigation, radio engineering, and digital signal processing. (Adress: 20, building 1, lit. A, Sofia Kovalevskaya St., St. Petersburg, 195256, Russia. E-mail: roman942010@mail.ru).



Шевченко Майя Евгеньевна (1968) – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 60 научных работ, двух монографий. Сфера научных интересов: прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. (Адрес: 197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. профессора Попова, д. 5. E-mail: М Е Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru).

Maya Evgenievna Shevchenko (1968) – Candidate of Sciences (Eng.), Associate Professor at the Department of Radio Electronics Equipment in the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Shi is the author of 60 scientific publications, including 2 monographs. The area of her expertise includes radio signals receiving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing. (Address: 5, Professor Popov St., St. Petersburg, 197376, Russia. E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru).



Малышев Виктор Николаевич (1956) – д-р техн. наук, профессор, декан факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов: численные методы, СВЧ-техника, антенны, радиомониторинг, информационные сети, информационная безопасность. (Адрес: 197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. профессора Попова, д. 5. E-mail: vnmalyshev@etu.ru).

Victor Nikolaevich Malyshev (1956) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, Dean of the faculty of Radio Equipment and Telecommunications in the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". He is the author of more than 100 scientific publications. The area of his expertise includes numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; and information security. (Address: 5, Professor Popov St., St. Petersburg, 197376, Russia. E-mail: vnmalyshev@etu.ru).

> Статья поступила 05 августа 2021 г. Received August 05, 2021

To Reference:

Gall R.D., Shevchenko M.E., Malyshev V.N. Kompensatsiya nestabil'nosti geterodinov sputnikov-retranslyatorov dlya mestoopredeleniya nazemnykh istochnikov radioizlucheniya [Compensation of relay satellites heterodyne instability for locating terrestrial radio emission sources]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 17–31. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

2021 июль-сентябрь

№ 3 (52)

УДК 621.372.852.3

МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ УРОВНЯ ВХОДНОЙ МОЩНОСТИ В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ПЛЕНОЧНЫХ СВЧ АТТЕНЮАТОРАХ

А.С. Митьков, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев

Новосибирский государственный технический университет

В работе описаны принципы построения многоэлементных широкополосных СВЧ аттенюаторов высокого уровня мощности на пленочных резисторах. Предложенные подходы позволяют в несколько раз увеличить уровень входной мощности или при неизменной входной мощности существенно расширить полосу рабочих частот. Исследованные аттенюаторы с вносимым ослаблением 1-10 дБ обеспечивают высокое качество согласования в полосе частот 0...2 ГГц при уровне входной мощности до 500 Вт. Данные параметры получены за счет введения четвертьволновых отрезков линий передачи с определенным волновым сопротивлением в продольные и поперечные ветви согласованных П-образных и Тобразных диссипативных структур.

Ключевые слова: СВЧ аттенюатор, пленочный резистор, согласование, линия передачи, вносимое ослабление.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-32-43

Введение

В данной работе представлены результаты исследования широкополосных пленочных СВЧ аттенюаторов, выполненных в виде модифицированных П-образных и Т-образных структур на пленочных резисторах, в которые дополнительно введены четвертьволновые отрезки линии передачи, позволившие разнести в пространстве диссипативные элементы и улучшить их охлаждение. Данная модернизация направлена на повышение допустимого уровня входной СВЧ мощности. За основу модифицированных аттенюаторов были взяты П-образная и Т-образная согласованные симметричные структуры (рис. 1).



Рис. $1 - \Pi$ -образный согласованный аттенюатор *Fig.* 1 - U-shaped resistors matched attenuator

Для согласованной П-образной структуры (рис. 1, *a*) номинальные значения пленочных микрополосковых резисторов определяются следующими соотношениями:

$$R_1 = R_3 = R \frac{1 + K_U}{1 - K_U} = R \frac{A + 1}{A - 1};$$
(1)

© 2021 А.С. Митьков, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев

$$R_2 = R \frac{1 - K_U^2}{2K_U} = R \frac{A^2 - 1}{2A},$$
(2)

где R_1 , R_2 – значения сопротивления пленочных микрополосковых крайних резисторов П-образной структуры; R_3 – значение сопротивления среднего пленочного микрополоскового резистора П-образной структуры; R – сопротивление нагрузки; K_U – коэффициент передачи аттенюатора по напряжению; $A = 1/K_U$ – вносимое ослабление (затухание) по напряжению.

Мощности, рассеиваемые на соответствующих резисторах П-образной структуры, рассчитываются по следующим формулам [1]:

$$P_1 = P_{in} \frac{A-1}{A+1}, P_2 = P_{in} \frac{2(A-1)}{A(A+1)}, P_3 = P_{in} \frac{A-1}{A^2(A+1)},$$
 (3)

где *P_{in}* – мощность входного СВЧ сигнала.

Если в соотношениях (3), описывающих П-образную согласованную структуру, провести нормировку к величине входной СВЧ мощности P_{in} , то закон сохранения энергии в рассматриваемой диссипативной системе имеет вид

$$\sum_{k=1}^{3} \bar{P}_{k} = 1 - 1/A^{2}, \qquad (4)$$

где \overline{P}_k — нормированная мощность рассеивания на *k*-м резисторе П-образной структуры.

На графиках (рис. 2) показаны нормированные мощности, рассеиваемые на соответствующих резисторах П-образной структуры, используемой в качестве согласованного аттенюатора. Из рассмотрения данных графиков видно, что при малых значениях вносимого ослабления на всех трех резисторах рассеиваются примерно одинаковые мощности. При больших значениях вносимого ослабления входная СВЧ мощность в основном рассеивается на первом резисторе. Поэтому для построения аттенюаторов высокого уровня мощности применяют многоэлементные аттенюаторы, которые могут быть соединены в виде многокаскадной структуры. За счет соответствующего выбора вносимого ослабления при каскадном включении нескольких согласованных аттенюаторов обеспечивается равномерное распределение СВЧ мощности по всем пленочным резисторам и каскадам [2, 3, 6].

Как показали экспериментальные исследования при реализации пленочных резисторов на диэлектрической подложке из бериллиевой керамики толщиной 4 мм, обладающей высокой теплопроводностью (300 Вт/м·К), обеспечивается в длительном режиме рассеивание СВЧ мощности до 250 Вт. Такая величина рассеиваемой СВЧ мощности достигнута при использовании принудительного воздушного охлаждения, при котором поддерживается температура резистивной пленки порядка 105° градусов Цельсия. Следует отметить, что близкое расположение пленочных резисторов в широкополосных П-образных и Т-образных структурах приводит к их взаимному дополнительному перегреву. Для устранения этого эффекта необходимо разработать схемотехнические решения, позволяющие разнести диссипативные элементы на значительное расстояние друг от друга и при этом сохранить полосу рабочих частот.



Рис. 2 – Нормированные мощности, рассеиваемые на резисторах П-образной структуры.
 Fig. 2 – Normalized power dissipated by U-shaped resistors

В типовых конструкциях мощных СВЧ аттенюаторов пленочные резисторы, как правило, имеют большую ширину и малую длину. Поэтому в диапазоне частот до 1...2 ГГц паразитной индуктивностью можно пренебречь. Необходимо учитывать только паразитную емкость, которая имеет величину порядка 1...2 пФ. Как известно, емкость, включенная параллельно входу СВЧ устройства, ограничивает полосу его рабочих частот. В соответствии с общей теорией согласования комплексных импедансов полоса частот качественного согласования СВЧ аттенюатора на пленочных микрополосковых резисторах определяется следующим выражением [2]:

$$\Delta f = \frac{1}{2RC\ln(1/\overline{S}_{11})} \eta(n), \tag{5}$$

где Δf – полоса рабочих частот СВЧ аттенюатора; C – паразитная емкость первого пленочного микрополоскового резистора П-образной структуры;

 $\eta(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \ln\left(\operatorname{cth}\left(\frac{h_d}{17,37}\right)\right)}{\pi \operatorname{sh}\left(\ln\left(\operatorname{cth}\left(\frac{h_d}{17,37}\right)\right)\right)} - \kappa \operatorname{osp} \phi$ ициент, учитывающий порядок согла-

сующей цепи; $\overline{S}_{11} = \int_{0}^{1} \sqrt{1 - \frac{1}{1 + h^2 \left(\cos(n \arccos \Omega)\right)^2}} d\Omega$ – среднее значение модуля коэффициента отражения в нормированной полосе рабочих частот;

 $h = \sqrt{|S_{11}|^2_{\max} / (1 - |S_{11}|^2_{\max})}$ – коэффициент, учитывающий уровень пульсации АЧХ в полосе рабочих частот; h_d [дБ] – уровень пульсации АЧХ в дБ; $|S_{11}|_{\max}$ – модуль допустимого коэффициента отражения по входу; n – порядок согласующей цепи. Из соотношения (5) следует, что полоса рабочих частот П-образных и Т-образных аттенюаторов Δf обратно пропорциональна паразитной емкости первого пленочного микрополоскового резистора, которая определяется его площадью и параметрами диэлектрической подложки. При этом очевидно, что в согласованных СВЧ аттенюаторах увеличение уровня входной мощности всегда будет приводить к уменьшению полосы рабочих частот, потому что потребуются пленочные резисторы с большей площадью и, соответственно, большей емкостью. Исходя из вышеизложенного для сохранения полосы частот качественного согласования в многоэлементных аттенюаторах необходимо применять внешние согласующие цепи.

1. Модернизированный П-образный аттенюатор

Приведена схема исходного и модернизированного П-образного аттенюатора с разнесенными в пространстве диссипативными элементами (рис. 3).



Рис. 3 – П-образный аттенюатор с разнесенными диссипативными элементами *Fig. 3* – U-shaped attenuator with spaced dissipative elements

На рис. 3 схематически показан переход от обычной согласованной симметричной П-образной структуры на трех резисторах к модифицированному варианту, содержащему шесть резисторов [5]. Из рассмотрения (рис. 3) видно, что в модифицированной схеме каждый пленочный резистор выполнен в виде последовательного соединения двух одинаковых резисторов в два раза меньшей величины, между которыми включены четвертьволновые отрезки линии передачи. Это существенно увеличивает расстояние между пленочными резисторами. Как будет показано ниже, предлагаемая модернизация не приводит к уменьшению полосы рабочих частот. Для нахождения коэффициента передачи и коэффициента отражения по входу модифицированного П-образного аттенюатора (рис. 3) воспользуемся методом четного и нечетного возбуждения. Целесообразность использования данного метода обусловлена симметрией схемы и конструкции аттенюатора, За счет того, что в методе четного и нечетного возбуждения анализ четырехполюсника сводится к анализу двух двухполюсников, существенно упрощается вывод соотношений для расчета волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков линий передачи.

При четном возбуждении относительно оси симметрии образуется режим холостого хода. Входная проводимость (Y_{++}) в этом случае будет равна:

$$Y_{++} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{0,5R_2 - j\rho_2 \text{ctg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f}{f_0}\right)},\tag{6}$$

где f – частота входного сигнала; f_0 средняя частота рабочего диапазона; $\rho_2 = \frac{R_1 R}{R_1 + R} + 0,5R_2$ – волновое сопротивление четвертьволнового отрезка линии

передачи, включенного в разрыв среднего резистора П- структуры.

Отметим, что соотношение (6) получено с учетом того, что волновое сопротивление четвертьволнового отрезка линии передачи, включенного в разрыв крайних резисторов П-структуры, для обеспечения режима согласования выбрано равным $\rho_1 = 0, 5R_1$.

При нечетном возбуждении относительно оси симметрии возникает режим короткого замыкания. В том режиме в соответствии со схемой (рис. 3) входная проводимость Y_{+-} определяется соотношением

$$Y_{+-} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{0,5R_2 + j\rho_2 \text{tg}\left(\frac{\pi}{2}\frac{f}{f_0}\right)}.$$
(7)

Далее запишем выражения для коэффициента отражения в режиме четного (Γ_{++}) и нечетного (Γ_{+-}) возбуждения:

$$\Gamma_{++} = \frac{1 - Y_{++}R}{1 + Y_{++}R}, \quad \Gamma_{+-} = \frac{1 - Y_{+-}R}{1 + Y_{+-}R}.$$
(8)

На основе соотношений (8) запишем выражения для коэффициента отражения по входу (Γ) и коэффициента передачи по напряжению (K_U) модифицированного аттенюатора:

$$\Gamma = 0, 5(\Gamma_{++} + \Gamma_{+-}), \quad K_U = 0, 5(\Gamma_{++} - \Gamma_{+-}).$$
(9)

После подстановки (6)–(8) в соотношения (9) получим итоговые формулы для коэффициента передачи и коэффициента отражения по входу для модифицированного П-образного аттенюатора:

]

$$K_U = 0.5 \left(\frac{R_1 - R}{R_1 + R} - \frac{R_1 R_2 - R(2R_1 + R_2)}{R_1 R_2 + R(2R_1 + R_2)} \right) = \text{const};$$
(10)

$$\Gamma = \text{const} = 0. \tag{11}$$
Из анализа соотношений (10) и (11) следует, что введение отрезков линий передачи не повлияло на частотные свойства идеализированной П-образной согласованной структуры, в которой паразитными емкостями микрополосковых пленочных резисторов можно пренебречь. В этом случае полоса рабочих частот может быть сколь угодно большой. Данное приближение справедливо для маломощных аттенюаторов.

Для аттенюаторов большой мощности была составлена эквивалентная схема модифицированного П-образного аттенюатора в сосредоточенном элементном базисе с внешними согласующими цепями (рис. 4). В качестве внешних согласующих цепей использованы чебышёвские фильтры нижних частот (ФНЧ) третьего порядка. Это обусловлено тем, что оптимальной согласующей цепью, обеспечивающей полосу рабочих частот, близкую к максимально достижимой, является чебышёвские фильтр [1, 2, 7]. При этом в данном случае один из емкостных элементов чебышёвского согласующего ФНЧ замещается паразитной емкостью пленочного резистора. Для аттенюатора с вносимым ослаблением 6 дБ волновые сопротивления отрезков линий передачи в соответствии с обозначениями формулы (5) равны: $\rho_1 = \rho_3 = 75 \text{ Ом}; \rho_2 = 56 \text{ Ом}.$ Отметим, что вносимое ослабление 6 дБ используется во втором каскаде трехкаскадной структуры аттенюатора с равномерным распределением рассеиваемых мощностей [6, 8, 9].



Puc. 4 – Модифицированный П-образный СВЧ аттенюатор 6 дБ *Fig.* 4 – Modified U-shaped microwave attenuator 6 dB.

Результаты компьютерного моделирования частотной зависимости коэффициента стоячей волны и коэффициента передачи по напряжению K_U (дБ) приведены на рис. 5. Как видно из графиков, рассматриваемый модифицированный Побразный аттенюатор с вносимым ослаблением 6 дБ имеет полосу рабочих частот 0...1,7 ГГц при значении входного КСВ не более 1,1. Неравномерность АЧХ данного аттенюатора не превышает ±1 дБ. Практически такое же значение полосы рабочих частот было получено при расчете по соотношению (5) для n = 3, $h_d = 0,044$ дБ и C = 2 пФ. Это означает, что в модифицированном аттенюаторе полоса рабочих частот сохраняется, а допустимый уровень входной мощности



существенно повышается за счет удвоения количества диссипативных элементов и увеличения расстояния между ними на длину четвертьволновых отрезков линий передачи, как было сказано во вводной части.

Fig. 5 – Frequency characteristics of U-shaped microwave attenuator 6 dB.

При использовании принудительного воздушного охлаждения пленочных резисторов, расположенных на диэлектрической подложке из оксида бериллия толщиной 4 мм, на вход данного аттенюатора можно подводить СВЧ мощность до 300 Вт. Это обусловлено тем, что каждый пленочный резистор имеет площадь порядка 80 мм² (паразитная емкость одного резистора равна 2 пФ). Данная площадь резистивной пленки обеспечивает диссипацию 150 Вт непрерывной СВЧ мощности. Оставшаяся входная СВЧ мощность рассеивается на других пленочных резисторах.

2. Модернизированный Т-образный аттенюатор

Предложенный подход в виде включения между пленочными резисторами отрезков линий передачи был применен и для согласованного Т-образного СВЧ аттенюатора 2,6 дБ (рис. 6), который используется в качестве первого каскада для трехкаскадной структуры мощного аттенюатора [5].



Puc. 6 – Модифицированный Т-образный СВЧ аттенюатор 2,6 дБ *Fig.* 6 – Modified T-shaped microwave attenuator 2.6 dB.

Особенностью аттенюатора, показанного на рис. 6, является использование распределенного элементного базиса с диссипативными потерями, при этом средний резистор исходного Т-образного аттенюатора реализован в виде двух распределенных резисторов, соединенных параллельно между собой с помощью четвертьволнового отрезка линии передачи без потерь. Значения волновых сопротивлений соединительных отрезков линий передачи для схемы рис. 6 также были определены методом четного и нечетного возбуждения, как и для модифицированного П-образного аттенюатора.

Нахождение погонной емкости и погонной индуктивности микрополосковых пленочных резисторов для схемы рис. 6 проведено на основе аппроксимационной формулы Г. Уилера, Э. Хаммерстада и О. Дженсена для волнового сопротивления микрополосковых линий, которая широко применяется в компьютерных САПР [5]. В данном случае она была адаптирована для тонкопленочной технологии, в которой толщина резистивной пленки не превышает 10 мкм. Погонная емкость C' [Ф/м] и погонная индуктивность L' [Г/м] были рассчитаны по следующим соотношениям:

$$C' = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{3 \cdot 10^8 \rho}, \quad L' = C' \cdot \rho^2, \tag{12}$$

где $\rho = 60 \left(\left(6 + (2\pi - 6) \exp\left(-\left(30,666 \frac{h}{W} \right)^{0,7528} \right) \right) \frac{h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right) -$ волновое со-

противление микрополоскового резистора; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; h – толщина подложки; W – ширина микрополоскового резистора.

В схеме модифицированного Т-образного аттенюатора (рис. 6) на входе также, как и в предыдущем случае, применена согласующая цепь в виде чебышёвского ФНЧ 3-го порядка. При этом пленочные резисторы описаны в виде линий пере-

дачи с потерями в резистивном микрополоске длиной 8 мм. Погонные реактивные параметры линии с потерями рассчитаны по соотношениям (12) и соответствуют характеристическому сопротивлению 50 Ом для идеальной линии без потерь. Такой выбор параметров обеспечивает минимальную неоднородность микрополоскового тракта рассматриваемой диссипативной системы. При указанных на рис. 6 параметрах линий с потерями использование внутренних согласующих элементов не потребовалось. По данной эквивалентной схеме рис. 6 было проведено моделирование частотных характеристик Т-образного аттенюатора 2,6 дБ (рис. 7).



attenuator 2.6 dB

Как видно из рассмотрения графиков, полоса рабочих частот модифицированного Т-образного СВЧ аттенюатора 2,6 дБ составляет 0...1,8 ГГц, при этом неравномерность АЧХ составляет 0,9 дБ. Результирующая паразитная емкость и паразитная индуктивность каждого пленочного резистора для аттенюатора (см. рис. 6) соответственно равны: $C = 171,3 \text{ п}\Phi/\text{M} \cdot 0,008 \text{ M} = 1,4 \text{ n}\Phi$; $L = 428,2 \text{ н}\Gamma/\text{M} \cdot 0,008 \text{ M} = 3,4 \text{ н}\Gamma$. Данные значения паразитных параметров сопоставимы со значениями, приведенными на схеме (рис. 7). Пленочные резисторы с таким параметрами способны рассеивать СВЧ мощность 75...100 Вт. Для указанных параметров пленочных резисторов за счет меньшего вносимого ослабления (2,6 дБ) модернизированный Т-образный аттенюатор рассчитан на допустимый уровень входной мощности порядка 500 Вт.

Было проведено также компьютерное моделирование частотных свойств модифицированного Т-образного аттенюатора (рис. 7) для значения погонной емкости микрополоскового резистора С = 260 пФ/м. Это значение соответствует волновому сопротивлению резистивного микрополоска 40 Ом. При использовании подложки из оксида бериллия толщиной 4 мм площадь каждого пленочного резистора соответственно равна 100 мм². В этом случае на вход аттенюатора может быть подведена СВЧ мощность 700 Вт. Полоса рабочих частот по уровню входного КСВ 1,1 составила 0...1,7 ГГц.

Выводы

1. Предложенные в работе модифицированные П-образные и Т-образные аттенюаторы с дополнительными четвертьволновыми отрезками линий передачи представляют собой многоэлементные диссипативные структуры, в которых обеспечивается качественное согласование в полосе частот 0...2 ГГц.

2. При использовании в многоэлементных согласованных аттенюаторах пленочных резисторов с неизменной площадью достигается кратное увеличение допустимого уровня входной СВЧ мощности при сохранении исходной полосы рабочих частот. Кратность увеличения мощности равна отношению количества диссипативных элементов в модифицированной структуре к количеству диссипативных элементов в первоначальной конструкции аттенюатора.

3. При уменьшении площади пленочных резисторов, между которыми включены отрезки линий передачи, происходит соответствующее кратное увеличение полосы рабочих частот при сохранении уровня допустимой входной мощности.

4. Для обеспечения работы на предельно высоком уровне мощности предложенный метод увеличения количества диссипативных элементов и разнесения их в пространстве на значительное расстояние друг от друга может быть применен в одном аттенюаторе неоднократно.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
- Разинкин В.П., Хрусталев В.А., Матвеев С.Ю. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 316 с. – (Монографии НГТУ).
- Nonlinear polarization effects in dielectrics with hydrogen bonds / V.A. Kalytka, M.V. Korovkin, A.D. Mekhtiyev, A.V. Yurchenko // Russian Physics Journal. 2018. Vol. 54 (7). P. 757–769. – DOI: 10.1007/s11182-018-1457-8.
- Патент 2743940 Российская Федерация, H01P 1/22 (2021.01). Фиксированный аттенюатор / А.С. Митьков, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев, А.Ю. Коратовский, О.А. Коланцов. Опубл. 01.03.2021.
- Wheeler J.A. Transmission-line properties of electric parallel strips separated by a dielectric sheet // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1965. – Vol. 13 (2). – P. 172–175.
- 6. Многокаскадные СВЧ-аттенюаторы на планарных пленочных резисторах / П.Г. Богомолов, В.П. Разинкин, В.А. Хрусталев, К.Я. Аубакиров // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 11. – С. 233–237.
- 7. Синтез согласующих цепей для пленочных СВЧ-нагрузок и аттенюаторов / В.П. Разинкин, Г.Г. Савенков, М.Г. Рубанович, В.В. Югай // Вопросы радиоэлектроники. – 2017. – № 4. – С. 77–80.
- 8. Савенков Г.Г., Разинкин В.П., Мехтиев А.Д. Многоступенчатая микрополосковая СВЧ-нагрузка // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 4. С. 53–57.

9. Савенков Г.Г., Разинкин В.П., Хрусталев В.А. Широкополосные СВЧ-нагрузки на ступенчато-неоднородных линиях с потерями // Вопросы радиоэлектроники. – 2018. – № 4. – С. 68–72.

METHODS OF INCREASING THE INPUT POWER LEVEL IN MULTI-ELEMENT FILM MICROWAVE ATTENUATORS

Mitkov A.S., Razinkin V.P., Khrustalev V.A.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The paper describes the design principles of multi-element broadband microwave attenuators of a high power level on film resistors. The proposed approaches make it possible to increase the input power level by several times or, at a constant input power, to significantly expand the operating frequency band. The studied attenuators with an insertion loss of 1-10 dB provide high-quality matching in the 0-2 GHz frequency band at an input power level of up to 500 W. These parameters are obtained by introducing quarter-wave sections of transmission lines with a certain wave impedance into the longitudinal and transverse branches of matched U-shaped and T-shaped dissipative structures.

Keywords: microwave attenuator, film resistor, matching, transmission line, insertion attenuation.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-32-43

REFERENCES

- Vol'man V.I., ed. Spravochnik po raschetu i konstruirovaniyu SVCh poloskovykh ustroistv [Handbook for design and implementation of microwave strip-line devices]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1982. 328 p.
- Razinkin V.P., Khrustalev V.A., Matveev S.Yu. Shirokopolosnye upravlyaemye SVCh ustroistva vysokogo urovnya moshchnosti [Controlled broadband high power level microwave devices]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2008. 316 p.
- Kalytka V.A. Korovkin M.V. Mekhtiyev A.D. Yurchenko A.V. Nonlinear polarization effects in dielectrics with hydrogen bonds. *Russian Physics Journal*, 2018, vol. 54 (7), pp. 757–769. DOI: 10.1007/s11182-018-1457-8.
- Mitkov A.S., Razinkin V.P., Khrustalev V.A., Koratovskii A.Yu., Kolantsov O.A. *Fiksiro-vannyi attenyuator* [Fixed attenuator]. Patent RF, no. 2743940, 2021.
- Wheeler J.A. Transmission-line properties of electric parallel strips separated by a dielektric sheet. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1965, vol. 13 (2), pp. 172– 175.
- Bogomolov P.G., Razinkin V.P., Khrustalev V.A., Aubakirov K.Ya. Mnogokaskadnye SVChattenyuatory na planarnykh plenochnykh rezistorakh [Many-stage microwave attenuators on planar film resistors]. Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics, 2016, no. 11, pp. 233–237.
- Razinkin V.P., Savenkov G.G., Rubanovich M.G., Yugai V.V. Sintez soglasuyushchikh tsepei dlya plenochnykh SVCh-nagruzok i attenyuatorov [Synthesis of matching circuits for film microwave attenuators and loads]. *Voprosy radioelektroniki = Issues of radio electronics*, 2017, no. 4, pp. 77–80.
- Savenkov G.G., Razinkin V.P., Mekhtiev A.D. Mnogostupenchataya mikropoloskovaya SVChnagruzka [Multistage microstrip microwave load]. Voprosy radioelektroniki = Issues of radio electronics, 2018, no. 4, pp. 53–57.
- Savenkov G.G., Razinkin V.P., Khrustalev V.A. Shirokopolosnye SVCh-nagruzki na stupenchato-neodnorodnykh liniyakh s poteryami [Wideband UHF loads based on steppedheterogeneous lines with losses]. *Voprosy radioelektroniki = Issues of radio electronics*, 2018, no. 4, pp. 68–72.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Митьков Александр Сергесвич – родился в 1993 году, инженер кафедры электронных приборов Новосибирского государственного технического университета, область научных интересов: широкополосные СВЧ, диссипативные системы и устройства. Опубликовано 12 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: am@alfa-instr.ru).

Mitkov Alexsandr Sergeevitch (b. 1993), an engineer at the Department of Electronic Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on broadband microwave dissipative systems and devices. He is the author of 12 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: am@alfa-instr.ru).



Разинкин Владимир Павлович – родился в 1952 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ радиотехники, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: СВЧ устройства с диссипативными потерями. Опубликовано 190 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: razinkin@corp.nstu.ru).

Razinkin Vladimir Pavlovich (b.1952) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, professor of Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on microwave devices witch dissipative losses. He is the author of 190 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: razinkin@corp.nstu.ru).



Хрусталев Владимир Александрович – родился в 1952 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры электронных приборов, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: широкополосные СВЧ системы с диссипативными потерями. Опубликовано 205 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: khrustalev@corp.nstu.ru).

Khrustalev Vladimir Alexandrovich (b. 1952), Doctor of Sciences (Eng.), Professor, professor at the Department of Electronic Devices, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on broadband microwave systems with dissipative losses. He is the author of 205 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: khrustalev@corp.nstu.ru).

> Статья поступила 1 июля 2021 г. Received July 01, 2021

To Reference:

Mitkov A.S., Razinkin V.P., Khrustalev V.A. Metody uvelicheniya urovnya vkhodnoi moshchnosti v mnogoelementnykh plenochnykh SVCh attenyuatorakh [Methods of increasing the input power level in multi-element film microwave attenuators]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 32–43. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-32-43.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

июль-сентябрь

№ 3 (52)

УДК 538.958

2021

ПОЛУЧЕНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР СаF₂/Si/CaF₂/Si(111), ОБЛАДАЮЩИХ ФОТОЛЮМИНЕСЦЕНЦИЕЙ В ВИДИМОЙ ОБЛАСТИ СПЕКТРА

И.Е. Руденко, А.А. Величко, А.Ю. Крупин, Н.И. Филимонова, В.А. Илюшин

Новосибирский государственный технический университет

В работе представлена методика получения многослойных периодических структур CaF₂/Si/CaF₂/Si(111) с излучательной способностью в видимой области спектра. Особенностью данной методики является то, что осаждение слоев Si и CaF₂ осуществлялось при комнатной температуре с последующим импульсным отжигом.

Получены спектры фотолюминесценции выращенного образца, измеренные при длине волны возбуждения 325 и 405 нм.

Исследование низкотемпературной фотолюминесценция проводилось лазером с длиной волны 405 нм, так как при возбуждении лазером с длиной волны 325 нм излучение в структуре не наблюдалась. Представлены спектры фотолюминесценции, измеренные при комнатной температуре и температуре жидкого азота, по которым было установлено смещение максимума фотолюминесценции на 20 нм. Ширина на полувысоте уменьшилась с 284 до 210 нм при понижении температуры.

Ключевые слова: фотолюминесценция, молекулярно-лучевая эпитаксия, фторид кальция, гетероструктуры, нанокристаллы кремния.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-44-51

Введение

На сегодняшний день быстродействие современных интегральных схем высокой степени интеграции ограничивается задержками в линиях связи. Одним из способов решения данной проблемы, возможно, является использование оптических технологий, которые требуют создания интегральных оптоэлектронных компонентов, совместимых с технологией кремниевых интегральных схем. Обнаружение фотолюминесценции (ФЛ) в пористом кремнии [1, 2] стимулировало интерес к поиску способов увеличения излучательной способности кремния, что позволило бы использовать данный материал в качестве основы в оптоэлектронике.

В настоящее время имеется множество работ, посвященных исследованию люминесценции в структурах с нанокристаллами кремния, полученных разными способами [3–8].

Большинство работ, связанных с люминесценцией нанокристаллов Si, посвящено изучению излучательных свойств в структурах с аморфной диэлектрической матрицей SiO₂. Главным преимуществом данного диэлектрика является его широкое использование в кремниевой технологии. Однако, как правило, получение нанокристаллов кремния в матрице SiO₂ сопровождается высокотемпературным отжигом [9–11]. Помимо этого, большое рассогласование по постоянной решетки Si и SiO₂ характеризуется высокой плотностью состояний на интерфейсе Si/SiO₂, которые вносят существенный вклад в ФЛ [12].

© 2021 И.Е. Руденко, А.А. Величко, А.Ю. Крупин, Н.И. Филимонова, В.А. Илюшин

Одним из альтернативных способов получения нанокристаллического Si является создание квантоворазмерных структур в массиве диэлектрика CaF₂ [13–16].

В отличие от аморфного SiO₂ рассогласование по постоянной решетки между кремнием и фторидом кальция не превышает 0,6 % (при комнатной температуре), а кубическая гранецентрированная кристаллическая решетка CaF₂ по своим структурным свойствам близка к кристаллической решетке кремния. Данные факторы обеспечивают создание эпитаксиальных структур Si/CaF₂/Si.

В данной работе представлена методика получения наноразмерных многослойных периодических структур CaF₂/Si/CaF₂/Si(111), обладающих люминесценцией в видимой области излучения.

1. Методика эксперимента

Для получения наноразмерных многослойных периодических структур CaF₂/Si/CaF₂/Si(111) использовалась установка молекулярно-лучевой эпитаксии «Катунь-100», оснащенная дифрактометром быстрых электронов для контроля качества роста. Осаждение слоев осуществлялось в замкнутом технологическом цикле на подложке Si с ориентацией (111) КДБ-20. Источником молекулярного пучка фторида кальция являлся источник резистивного типа со стеклоуглеродным тиглем. Пучок кремния формировался методом электронно-лучевого испарения.

Чтобы уменьшить дефектообразование во время осаждения, подложка кремния прошла стандартную предэпитаксиальную обработку, состоящую из очистки в органических растворителях, стравления поверхностного окисла в HF и формирования пассивирующего окисла H2O:H2O2:HNO3.

После загрузки подложки в камеру роста пассивирующий окисел удалялся отжигом в слабом потоке кремния при температуре ~700°. После появления дифракционной картины Si(111) – (7×7) выращивался буферный слой кремния. Далее подложка остужалась до комнатной температуры (30°) и происходило осаждение Si и CaF₂. При этом скорость осаждения фторида кальция составляла 0,21 Å/c, а Si – 0,13 Å/c. Толщина CaF₂ – 1,2 нм, Si – 1,6 нм. Общее количество слоев в структуре составляет 27 штук. Для защиты от окисления кремния последним слоем наносился CaF₂.

После формирования многослойной структуры образец подвергался импульсному отжигу при температуре 670° в течение 3 мин в атмосфере азота. Таким образом формирование структуры происходило с помощью твердофазной эпитаксии.

Для возбуждения ФЛ использовались лазеры с длиной волны 325 и 405 нм. Регистрацию фотолюминесценции выполняли с помощью двойного дифракционного монохроматора и кремниевой ССО-матрицы.

2. Анализ спектров ФЛ

С учетом того, что во время твердофазной эпитаксии происходит формирование поликристаллов кремния в структуре, толщина слоев выбрана таким образом, чтобы фотолюминесценция наблюдалась в видимой области спектра за счет квантово-размерных эффектов. Полученные спектры фотолюминесценции структуры $CaF_2/Si/CaF_2/Si(111)$ при комнатной температуре представлены на рис. 1. При возбуждении ФЛ лазером с длиной волны излучения 325 нм максимум излучения наблюдался на длине волны 480 нм. Полная ширина спектра на полувысоте составляет 165 нм. Ширина спектра, видимо, обусловлена вариацией толщины слоев кремния по пластине, из-за чего варьируется ширина квантовых ям и меняется их энергетический спектр.



Рис. 1 – Нормированные спектры ФЛ образца, возбужденного лазерами с разными длинами волн при комнатной температуре Fig. 1 – Normalized PL spectra of a sample excited by lasers with different wavelengths at room temperature.

При возбуждении ФЛ лазером с длиной волны 405 нм максимум спектра смещается к 500 нм. Толщина слоев кремния в структурах хорошо коррелирует с наблюдаемыми при фотолюминесценции энергиями [17, 18] и позволяет заключить, что появление фотолюминесценции в видимом диапазоне в наших структурах связано с квантово-размерными эффектами.





Fig. 2- Normalized PL spectrum of the sample measured at different temperatures at an excitation wavelength of 405 nm

На рис. 2 представлено сравнение спектров ФЛ, полученных при комнатной температуре и при температуре жидкого азота. Длина волны возбуждающего излучения 405 нм. Наблюдалось сужение ширины спектра на 85 нм. При этом спектр ФЛ при температуре 77 К и при возбуждении лазером с длиной волны 325 нм не удалось обнаружить. Возможно, на данной длине волне происходит генерация горячих носителей с их последующей безызлучательной рекомбинацией. Однако данный вопрос требует дальнейшего отдельного исследования.

Заключение

Представленная в работе методика позволила получить многослойную периодическую структуру CaF₂/Si/CaF₂/Si(111), обладающую ФЛ в видимой области излучения. Поэтому данная методика может быть применена для создания интегральных оптических компонентов, совместимых с кремниевой технологией [19].

Положение максимума спектра позволило предположить, что основным механизмом излучения является квантово-размерный эффект.

Исследования ФЛ при пониженной температуре выявили, что спектр ФЛ не наблюдается при возбуждении лазером с длиной волны 325 нм, что требует дальнейшего исследования в этой области.

ЛИТЕРАТУРА

- Canham L.T. Silicon quantum wire array fabrication by electrochemical and chemical dissolution of wafers // Applied Physics Letters. – 1990. – Vol. 57, N 10. – P. 1046–1048. – DOI: 10.1063/1.103561.
- John G.C., Singh V.A. Theory of the photoluminescence spectra of porous silicon // Physical Review B. – 1994. – Vol. 50, N 8. – P. 5329–5334. – DOI: 10.1103/ physrevb.50.5329.
- Saeta P.N., Gallagher A.C. Photoluminescence properties of silicon quantum-well layers // Physical Review B. – 1997. – Vol. 55, N 7. – P. 4563–4574. – DOI: 10.1103/PhysRevB.55.4563.
- Zhang Q., Bayliss S.C., Hutt D.A. Blue photoluminescence and local structure of Si nanostructures embedded in SiO₂ matrices // Applied Physics Letters. – 1995. – Vol. 66. – P. 1977–1979.
- Photo- and electroluminescence from nanocrystalline silicon single and multilayer structures / P. Photopoulos, A.G. Nassiopoulou, D.N. Kouvatsos, A. Travlos // Materials Science and Engineering B. – 2000. – Vol. 69, N 70. – P. 345–349.
- Photoluminescence in crystalline silicon quantum wells / E.-Ch. Cho, M.A. Green, R. Corkish, P. Reece, M. Gal, S.-H. Lee // Journal of Applied Physics. – 2007. – Vol. 101. – P. 024321–024321-6. – DOI: 10.1063/1.2430919.
- Излучение кремниевых нанокристаллов. Обзор / О.Б. Гусев, А.Н. Поддубный, А.А. Прокофьев, И.Н. Яссиевич // Физика и техника полупроводников. – 2013. – Т. 47 (2). – С. 147–167.
- Canham L.T. Introductory lecture: origins and applications of efficient visible photoluminescence from silicon-based nanostructures // Faraday Discussions. – 2020. – Vol. 222, N 10. – P. 10–81. – DOI: 10.1039/d0fd00018c.
- Influence of a high electric field on the photoluminescence from silicon nanocrystals in SiO₂ / V. Ioannou-Sougleridis, B. Kamenev, D.N. Kouvatsos, A.G. Nassiopoulou // Materials Science and Engineering B. – 2003. – Vol. 101. – P. 324–328. – DOI: 10.1016/S0921-5107(02)00733-X.
- Composition and optical properties of amorphous a-SiOx:H films with silicon nanoclusters / V.A. Terekhov, E.I. Terukov, Yu.K. Undalov, E.V. Parinova, D.E. Spirin, P.V. Seredin, D.A. Minakov, E.P. Domashevskaya // Semiconductors. – 2016. – Vol. 50, N 2. – P. 212–216. – DOI: 10.1134/S1063782616020251.

- Формирование нанокластеров кремния в гетероструктурах Si-SiO₂-α-Si-SiO₂ при высокотемпературных обработках: эксперимент, моделирование / И.Г. Неизвестный, В.А. Володин, Г.Н. Камаев, С.Г. Черкова, С.В. Усенков, Н.Л. Шварц // Автометрия. – 2016. – Т. 52, № 5. – С. 84–96. – DOI: 10.15372/ AUT20160510.
- Visible luminescence from Si/SiO₂ quantum wells and dots: confinement and localization of excitons / Y. Kanemitsu, Y. Fukunishi, S. Iiboshi, Okamoto, T. Kushida // Physica E. – 2000. – Vol. 7. – P. 456–460.
- Maruyama T., Nakamura N., Watanabe M. Improvement of the visible electroluminescence from nanocrystalline silicon embedded in CaF₂ on Si(111) substrate prepared by rapid thermal annealing // Japanese Journal of Applied Physics. – 2000. – Vol. 39. – P. 1996–2000.
- Luminescence of nanocrystalline Si in (Si + CaF₂)/CaF₂ structures in the visible range of the spectrum / A.A. Velichko, V.A. Ilyushin, A.Y. Krupin, N.I. Filimonova // Russian Physics Journal. – 2021. – Vol. 64, N 2. – P. 198–202.
- 15. Влияние режимов роста гетероструктур CaF₂/(Si + CaF₂)/CaF₂/Si(111) на спектр фотолюминесценции / А.А. Величко, А.Ю. Крупин, Н.И. Филимонова, В.А. Илюшин // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2021. № 5. С. 13–19.
- 16. Анализ интенсивности осцилляций зеркального рефлекса ДБЭ в процессе получения структур CaF₂/Si/CaF₂ методом молекулярно-лучевой эпитаксии / А.А. Величко, В.А. Илюшин, А.Ю. Крупин, В.А. Гавриленко, Н.И. Филимонова // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. – 2016. – № 9. – С. 33–37.
- Бурдов В.А. Зависимость ширины оптической щели кремниевых квантовых точек от их размера // Физика и техника полупроводников. – 2002. – Т. 36, № 10. – С. 1233–1236.
- Delerue C., Allan G., Lannoo M. Theoretical aspects of the luminescence of porous silicon // Physical Review B. – 1993. – Vol. 48, N 15. – P. 11024–11036. – DOI: 10.1103/physrevb.48.11024.
- Патент 2642132 Российская Федерация. Оптоэлектронное устройство / А.Ю. Крупин, А.А. Величко, В.А. Гавриленко. – № 2016129923; заявл. 20.07.2016; опубл. 24.01.2018.

PREPARATION OF MULTILAYER PERIODIC CaF₂/Si/ CaF₂/Si (111) STRUCTURES WITH PHOTOLUMINESCENCE IN THE VISIBLE SPECTRUM

Rudenko I.E., Velichko A.A., Krupin A.Yu., Filimonova N.I., Ilyushin V.A.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The paper presents a method for obtaining some multilayer periodic $CaF_2/Si/CaF_2/Si$ (111) structures with an emissivity in the visible region of the spectrum. A feature of this technique is that the deposition of Si and CaF2 layers was carried out at room temperature, followed by pulsed annealing.

The photoluminescence spectra of the grown sample were obtained and measured at excitation wavelengths of 325 nm and 405 nm.

The study of low-temperature photoluminescence was carried out with a laser with a wavelength of 405 nm, since no radiation in the structure was observed upon excitation with a laser with a wavelength of 325 nm. The photoluminescence spectra measured at room temperature and

liquid nitrogen temperature are presented, according to which the shift of the photoluminescence maximum by 20 nm was established. The FWHM decreased from 284 nm to 210 nm with decreasing temperature.

Keywords: photoluminescence, molecular beam epitaxy, calcium fluoride, heterostructures, silicon nanocrystals.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-44-51

REFERENCES

- 1. Canham L.T. Silicon quantum wire array fabrication by electrochemical and chemical dissolution of wafers. *Applied Physics Letters*, 1990, vol. 57, no. 10, pp. 1046–1048. DOI: 10.1063/1.103561.
- 2. John G.C., Singh V.A. Theory of the photoluminescence spectra of porous silicon. *Physical Review B*, 1994, vol. 50, no. 8, pp. 5329–5334. DOI: 10.1103/physrevb.50. 5329.
- 3. Saeta P.N., Gallagher A.C. Photoluminescence properties of silicon quantum-well layers. *Physical Review B*, 1997, vol. 55, no. 7, pp. 4563–4574. DOI: 10.1103/ PhysRevB.55.4563.
- Zhang Q., Bayliss S.C., Hutt D.A. Blue photoluminescence and local structure of Si nanostructures embedded in SiO₂ matrices. *Applied Physics Letters*, 1995, vol. 66, pp. 1977–1979.
- 5. Photopoulos P., Nassiopoulou A.G., Kouvatsos D.N., Travlos A. Photo- and electroluminescence from nanocrystalline silicon single and multilayer structures. *Materials Science and Engineering B*, 2000, vol. 69, no. 70, pp. 345–349.
- Cho E.-Ch., Green M.A., Corkish R., Reece P., Gal M., Lee S.-H. Photoluminescence in crystalline silicon quantum wells. *Journal of Applied Physics*, 2007, vol. 101, pp. 024321–024321-6. DOI: 10.1063/1.2430919.
- Gusev O.B., Poddubny A.N., Prokofiev A.A., Yassievich I.N. Izluchenie kremnievykh nanokristallov. Obzor [Light emission of silicon nanocrystals (a review)]. *Fizika i tekhnika poluprovodnikov = Semiconductors*, 2013, vol. 47 (2), pp. 147– 167. (In Russian).
- 8. Canham L.T. Introductory lecture: origins and applications of efficient visible photoluminescence from silicon-based nanostructures. *Faraday Discussions*, 2020, vol. 222, no. 10, pp. 10–81. DOI: 10.1039/d0fd00018c.
- 9. Ioannou-Sougleridis V., Kamenev B., Kouvatsos D.N., Nassiopoulou A.G. Influence of a high electric field on the photoluminescence from silicon nanocrystals in SiO₂. *Materials Science and Engineering B*, 2003, vol. 101, pp. 324–328. DOI: 10.1016/S0921-5107(02)00733-X.
- Terekhov V.A., Terukov E.I., Undalov Yu.K., Parinova E.V., Spirin D.E., Seredin P.V., Minakov D.A., Domashevskaya E.P. Composition and optical properties of amorphous a-SiOx:H films with silicon nanoclusters. *Semiconductors*, 2016, vol. 50, no. 2, pp. 212–216. DOI: 10.1134/S1063782616020251.
- 11. Neizvestnyi I.G., Volodin V.A., Kamaev G.N., Cherkova S.G., Usenkov S.V., Shwartz N.L. Formirovanie nanoklasterov kremniya v geterostrukturakh Si-SiO₂- α -Si-SiO₂ pri vysokotemperaturnykh obrabotkakh: eksperiment, modelirovanie [Formation of silicon nanocrystals in Si-SiO₂- α -Si-SiO₂ heterostructures during high-temperature annealing: experiment and simulation]. *Avtometriya* = *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2016, vol. 52, no. 5, pp. 84–96. DOI: 10.15372/AUT20160510. (In Russian).
- Kanemitsu Y., Fukunishi Y., Iiboshi M., Okamoto S., Kushida T. Visible luminescence from Si/SiO₂ quantum wells and dots: confinement and localization of excitons. *Physica E*, 2000, vol. 7, pp. 456–460.

- 13. Maruyama T., Nakamura N., Watanabe M. Improvement of the visible electroluminescence from nanocrystalline silicon embedded in CaF₂ on Si(111) substrate prepared by rapid thermal annealing. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2000, vol. 39, pp. 1996–2000.
- 14. Velichko A.A., Ilyushin V.A., Krupin A.Y., Filimonova N.I. Luminescence of nanocrystalline Si in (Si + CaF₂)/CaF₂ structures in the visible range of the spectrum. *Russian Physics Journal*, 2021, vol. 64, no. 2, pp. 198–202.
- 15. Velichko A.A., Krupin A.Y., Ilyushin V.A., Filimonova N.I. Vliyanie rezhimov rosta geterostruktur CaF₂/(Si + CaF₂)/CaF₂/Si(111) na spektr fotolyuminestsentsii [Influence of growth modes of the CaF₂/(Si + CaF₂)/CaF₂/Si(111) heterostructures on their photoluminescence spectrum]. Poverkhnost'. Rentgenovskie, sinkhrotronnye i neitronnye issledovaniya = Journal of Surface Investigation. X-Ray, Synchrotron and Neutron Techniques, 2021, no. 5, pp. 13–19. (In Russian).
- 16. Velichko A.A., Ilyushin V.A., Krupin A.Y., Gavrilenko V.A., Filimonova N.I. Analiz intensivnosti ostsillyatsii zerkal'nogo refleksa DBE v protsesse polucheniya struktur CaF₂/Si/CaF₂ metodom molekulyarno-luchevoi epitaksii [Oscillations intensity analysis of RHEED mirror-like reflex during MBE growth of the CaF₂/Si/CaF₂ structures]. *Poverkhnost'. Rentgenovskie, sinkhrotronnye i neitronnye issledovaniya = Journal of Surface Investigation. X-Ray, Synchrotron and Neutron Techniques*, 2016, no. 9, pp. 33–37. (In Russian).
- 17. Burdov V.A. Zavisimosť shiriny opticheskoi shcheli kremnievykh kvantovykh tochek ot ikh razmera [Dependence of the optical gap of Si quantum dots on the dot size]. *Fizika i tekhnika poluprovodnikov* = Semiconductors, 2002, vol. 36, no. 10, pp. 1233–1236. (In Russian).
- Delerue C., Allan G., Lannoo M. Theoretical aspects of the luminescence of porous silicon. *Physical Review B*, 1993, vol. 48, no. 15, pp. 11024–11036. DOI: 10.1103/physrevb.48.11024.
- 19. Krupin A.Yu., Velichko A.A., Gavrilenko V.A. *Optoelektronnoe ustroistvo* [Optoelectronic device]. Patent RF, no. 2642132, 2018.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Руденко Игорь Евгеньевич – родился в 1997 году, аспирант кафедры ППиМЭ Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: молекулярно-лучевая эпитаксия гетероструктур. Опубликовано четыре научные работы. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: igor_rudenko.ru@mail.ru).

Rudenko Igor Evgenevich (b. 1997) – a postgraduate student at the Department of Semiconductor Devices and Microelectronics in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on molecular beam epitaxy of heterostructures. He is the author of 4 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: igor_rudenko.ru@mail.ru).



Величко Александр Андреевич – родился в 1949 году, д-р техн. наук, профессор кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: нанотехнологии в электронике и оптоэлектронике. Опубликовано более 95 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: velichko@corp.nstu.ru).

Velichko Aleksandr Andreevich (b. 1949) – Doctor of Sciences (Eng.), professor at the Semiconductors and Microelectronics Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on nanotechnology in electronics and optoelectronics. He is the author of more than 95 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail:velichko@corp.nstu.ru).

Крупин Алексей Юрьевич – родился в 1986 году, ассистент кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: нанотехнологии в электронике и оптоэлектронике. Опубликовано 17 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: krupin@corp.nstu.ru).

Krupin Aleksey Yurievich (b. 1986)– assistant of the Semiconductors and Microelectronics Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on nanotechnology in electronics and optoelectronics. He is the author of 17 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: krupin@corp.nstu.ru).

Филимонова Нина Ивановна – родилась в 1963 году, канд. техн. наук, доцент кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: теоретические и экспериментальные исследования процессов роста при молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) полупроводниковых пленок, многослойных гетероэпитаксиальных систем, наноструктур. Опубликовано более 60 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Е-mail: filimonova@corp.nstu.ru).

Filimonova Nina Ivanovna (b. 1963) – PhD (Eng.), associate professor at the Semiconductors and Microelectronics Department, Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on theoretical and experimental investigation of molecular beam epitaxy (MBE) growth processes of semiconductor films, multilayer heteroepitaxial systems, and nanostructures. She is the author of more than 60 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: filimonova@corp.nstu.ru).

Илюшин Владимир Александрович – родился в 1956 году, канд. техн. наук, доцент кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: теоретические и экспериментальные исследования процессов роста при молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) полупроводниковых пленок, многослойных гетероэпитаксиальных систем, наноструктур. Опубликовано более 50 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Е-mail: ilval@ngs.ru).

Ilyushin Vladimir Aleksandrovich (b. 1956) – PhD (Eng.), associate professor at the Semiconductors and Microelectronics Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on theoretical and experimental investigation of molecular beam epitaxy (MBE) growth processes of semiconductor films, multilayer heteroepitaxial systems, and nanostructures.He is the author of more than 50 papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: ilval@ngs.ru).

Статья поступила 24 августа 2021 г. Received August 17, 2021

To Reference:

Rudenko I.E., Velichko A.A., Krupin A.Yu., Filimonova N.I., Ilyushin V.A. Poluchenie mnogosloinykh periodicheskikh struktur CaF₂/Si/CaF₂/Si(111), obladayushchei fotolyuminestsentsiei v vidimoi oblasti spektra [Preparation of multilayer periodic CaF₂/Si/ CaF₂/Si (111) structures with photoluminescence in the visible spectrum]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 44–51. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-44-51.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

июль-сентябрь

№ 3 (52)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.313.333

2021

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРЕХФАЗНОГО ДВУХСКОРОСТНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

А.А. Шевченко, З.С. Темлякова, Д.М. Топорков, А.А. Темляков Новосибирский государственный технический университет

Предметом исследования являются двухскоростные асинхронные двигатели типа АВЦ производства НПО «ЭЛСИБ» ПАО с двумя независимыми обмотками в статоре, предназначенные для привода главных циркуляционных насосов атомных станций, а также аналогичных механизмов в иных отраслях народного хозяйства. В статье рассмотрены частные вопросы полного цикла расчета рассматриваемой электрической машины. Предлагается метод исследования взаимного влияния обмоток статора при работе электродвигателя, базирующийся на фундаментальных положениях теории электрических машин, с применением численного моделирования. Также предложен способ выбора применяемого воздухоохладителя при тепловом расчете с учетом особенностей исследуемого типа машин. Цель исследования заключается в оптимизации полного цикла расчета вновь разрабатываемых двигателей подобного типа. Это обусловлено возникновением дополнительных нагревов в одной обмотке статора вследствие работы другой, что увеличивает трудозатраты при тепловом расчете, выражаемые в необходимости учета дополнительного источника тепла. Кроме того, имеющиеся эмпирические зависимости не в полной мере отражают всей физической картины происходящих процессов. Оригинальность исследования заключается в том, что на основе известных положений путем автоматизации модифицирован алгоритм расчета применяемого воздухоохладителя, обеспечивающего корректную защиту от последствий теплового перегрева. Показано, что путем численного моделирования можно минимизировать трудозатраты на определение учитываемых при дальнейшем тепловом расчете параметров, возникающих вследствие взаимного влияния обмоток статора выбранного типа машин. Результаты исследования апробированы в производстве НПО «ЭЛСИБ» ПАО и представлены на конкретном примере двигателя.

Ключевые слова: многоскоростной асинхронный двигатель, численное моделирование, математическое моделирование, электромагнитная вибрация, воздухоохладитель, JavaScript.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-52-71

Введение

Исследованием электромагнитных и тепловых состояний электротехнического оборудования занимаются многие научные школы. Вопросы, касающиеся тепловых перегревов и возникновения вибрации различных частей электрооборудования, появляющихся под воздействием электромагнитных полей, являются актуальными на протяжении десятилетий. Это подтверждается современными научными публикациями как известных российских научных школ (университеты и научнопроизводственные объединения городов Санкт-Петербург, Красноярск, Новосибирск) [1–8], так и зарубежных (университет г. Падуя, Италия) [9].

Зачастую в процессе эксплуатации требуется ступенчатое регулирование скорости, поэтому наиболее популярным вариантом комплектации техники является многоскоростной электродвигатель, чаще всего – двухскоростной. Частные вопросы режимов работы двигателя подобного типа отражены в работе авторов [10]. Особенностью таких машин является наличие двух (сопряженных либо раздельных) обмоток в одном статоре, что позволяет получить два комплекта пар полюсов

© 2021 А.А. Шевченко, З.С. Темлякова, Д.М. Топорков, А.А. Темляков

и две скорости вращения ротора. Подобные силовые агрегаты появились давно и сегодня им на смену приходят электродвигатели с частотными преобразователями. Прежде всего, преобразователи частоты позволяют существенно снизить пусковые токи. Кроме этого, большинство современных двигателей может использовать переменный ток с частотой, которая (при промышленной частоте 50 Гц) меняется от 25 до 60 Гц, что без труда позволяет регулировать число оборотов в диапазоне от 50 до 120 % от номинальной скорости вращения ротора. Однако в связи с тем, что двухскоростные двигатели имеют надежную и простую конструкцию, а главное, относительно дешевы, их продолжают устанавливать, в том числе и на самое современное оборудование, используемое на атомных электростанциях.

Методика расчета любой электрической машины содержит следующие основные блоки: разработка технического задания, электромагнитный расчет, вентиляционный расчет, тепловой расчет. И только после выполнения теплового расчета делается заключение: соответствуют ли технические характеристики разработанной машины требованиям технического задания и соответствующим Госстандартам. Неотъемлемой частью теплового расчета крупных асинхронных электродвигателей с замкнутой системой вентиляции является правильный выбор геометрии воздухоохладителя. При выполнении теплового расчета тихоходного асинхронного двигателя существенную трудность составляет нахождение коэффициента теплопередачи воздухоохладителя $K(v_a, v_w)$, кВт/(м² · K), являющегося функцией двух переменных: скорости набегающего потока воздуха v_a для различных скоростей хладагента (воды) в трубках v_w. Данный коэффициент показывает, какое количество теплоты переходит в единицу времени от более нагретого теплоносителя к менее нагретому через 1 м² теплообменной поверхности при разности температур между теплоносителями в 1 К. Конечная же цель расчета коэффициента – нахождение запаса теплопередачи воздухоохладителя для корректного выбора теплообменника, требуемого при производстве машины.

Решаемая задача сводится к следующему.

1. Оценке наводимой ЭДС в низковольтной обмотке статора при работе высоковольтной и, наоборот, в высоковольтной обмотке статора при работе низковольтной при проектировании двухскоростного двухобмоточного асинхронного электродвигателя с замкнутой системой вентиляции.

 Автоматизации нахождения коэффициента теплопередачи воздухоохладителя на основе имеющихся эмпирических зависимостей с целью уменьшения трудоемкости и времени теплового расчета.

1. Двухскоростные асинхронные двигатели

На сегодняшний день двухскоростные электродвигатели можно встретить во многих отраслях промышленности и сельского хозяйства. Их используют при комплектации такого оборудования, как лифты, буровые установки, крановые установки, лебедки, промышленные станки, вентиляторы, циркуляционные механизмы и т.д. Преимуществом таких двигателей при правильном проектировании являются высокая производительность, высокий пусковой момент, минимальная вибрация, невысокий уровень шума. Изготовление двухскоростных двигателей проходит на базе односкоростных, поэтому их габаритные и подсоединительные параметры в целом аналогичны. Главное отличие – в обмотке статора, также в ряде случаев применяется двухклеточная обмотка ротора. Еще одним существенным отличием двухскоростного двигателя от типовой электрической машины с частотным преобразователем является разная мощность при разных скоростях вращения. Несмотря на удобство в эксплуатации, более современные электродвигатели, работающие

с преобразователями частоты, потребляют постоянную мощность, что критически может отразиться на работе двигателя в случае возникновения аварийной ситуации и необходимости переключения на более низкие обороты при более низкой потребляемой двигателем мощности.

Как отмечено выше, двухскоростные электродвигатели могут выполняться с одной обмоткой либо же с двумя независимыми обмотками статора. Схемы двухскоростных электродвигателей с одной обмоткой позволяют путем переключения полюсов получить скорости в соотношении 1:2 или меньше. Две независимые обмотки дают более глубокое изменение скоростей.

В случаях, когда требуется переключение скоростей в тихоходных двигателях, поставляемых для нужд АЭС, зачастую применяются двухобмоточные схемы подключения. Такая конструкция проще: в отличие от классического трехфазного асинхронного двигателя в пазу статора двухобмоточной машины располагаются высоковольтная и низковольтная обмотки. Однако подобное заполнение паза статора имеет и свои минусы. В первую очередь, технологически не всегда возможно спроектировать машину с числом параллельных ветвей a = 1, а при соединении фаз обмоток в параллели, помимо возможного снижения энергетических показателей, существует риск возникновения блуждающих токов в контуре одной обмотки под действием другой. Такие токи появляются вследствие наведения ЭДС, прежде всего, при работе высоковольтной обмотки на низковольтную. Дополнительную трудность вносит тот факт, что вследствие разнополюсности обмоток, насыщения стали и иных факторов это токи повышенной частоты и несинусоидальной формы. Очень важно, чтобы такие токи не вызывали существенного дополнительного перегрева, пробоя изоляции и возникновения вибраций.

2. Автоматизация расчета воздухоохладителя

При работе любой электрической машины неизбежно возникновение потерь вследствие различных факторов. На рис. 1 приведена схема, классифицирующая различные потери в машине.

Рис. 1 – Классификация потерь, возникающих в электрической машине *Fig.* 1 – Classification of losses occurring in an electrical machine

Более детально данное явление рассмотрено во многих общеобразовательных учебниках по электротехнике, электромеханике и электроприводу, однако любые виды потерь рассеиваются в виде тепла. Это подразумевает проектирование каналов отвода создаваемого тепла в активном ядре электрической машины. Данную задачу решают путем проведения вентиляционного и теплового расчета при проектировании электрической машины. Наличие же двух независимых обмоток в статоре может несколько усложнить данную задачу вследствие наведения ЭДС в одной обмотке под действием электромагнитного поля от тока, протекающего в другой.

Критерий расчета охлаждающей системы проектируемой электрической машины – допустимый нагрев (перегрев) активных частей электродвигателя. Из [11] известно, что в случае если нагрев не укладывается в допустимые значения, необходимо внести коррективы в формирование трактов системы охлаждения и произвести перерасчет. Конструктивные особенности электрических машин позволяют отвести излишнее тепло, возникающее вследствие различных потерь, проходящим воздухом через проектируемые аксиальные и радиальные каналы в статоре и роторе, а также за счет проводящих хладагент каналов в обмотке статора. Таким образом, возникающая при вращении ротора сила тяги позволяет воздуху свободно как циркулировать внутри электрической машины (при замкнутом цикле вентиляции), так и проходить сквозь нее (при разомкнутом цикле).

Также зачастую на вал ротора крепится вентилятор, который обеспечивает как нагнетательную (на входе охлаждающего воздуха), так и вытяжную (на выходе) систему вентиляции. Это увеличивает вентиляционные потери, однако позволяет эффективнее отвести тепло, выделенное в элементах электрической машины в виде потерь, приведенных в схеме на рис. 1. Кроме того, вентилятор на роторе может обеспечивать также и внешнее охлаждение машины, что вкупе с оребрением корпуса (увеличением теплоотводящей поверхности) эффективнее позволяет отводить тепло во внешнюю среду с электродвигателей малых мощностей и размеров.

Для крупных электрических машин отвод тепла за счет внешней среды предусмотрен лишь для разомкнутого цикла вентиляции. При замкнутом цикле применяются специальные устройства, встраиваемые в конструкцию электрической машины – газо- или в частности воздухоохладители. На рис. 2 приведено схематичное изображение воздухоохладителя, поясняющее принцип его работы.

Рис. 2 – Принцип работы воздухоохладителя:
 а – схема устройства; б – трубки воздухоохладителя
 Fig. 2 – Air cooler operating principle:
 a – device diagram; b – air cooler pipes

Место расположения воздухоохладителя разделено на три камеры. В центральную камеру из активного ядра электрической машины поступает нагретый воздух, проходит вдоль охлаждающих трубок воздухоохладителя и уходит через две крайние камеры на следующий цикл охлаждения (рис. 2, *a*). Для увеличения площади теплоотдачи трубки охладителя делаются оребренными. В настоящее время применяются трубки с проволочным оребрением (рис. 2, δ , сверху), а также цельнокатаные (рис. 2, δ , снизу). Достоинства и недостатки таких трубок подробно рассмотрены в [12].

Корректность выбора данного устройства для охлаждения той или иной электрической машины обусловлена различными технико-экономическими показателями: потерями давления в теплообменнике, запасом поверхности теплопередачи, рабочим давлением, толщиной и материалом применяемого оребрения на трубках, а также коэффициентом теплопередачи. Излишний запас параметров воздухоохладителя, применяемого для конкретной машины, приводит не только к удорожанию производства охладителя, но и к косвенным негативным последствиям.

В случае чрезмерно высокого коэффициента теплопередачи количество трубок будет уменьшено, что повысит скорость протекания хладагента в нем и несколько удешевит устройство. Однако при высокой скорости протекания воды в трубках возрастает скорость образования солей металлов (магния, кальция) в теплообменнике. То есть это отразится на стоимости дальнейшего обслуживания охладителя, что будет выражено в необходимости более частой прочистки труб от солей и более быстрому выходу охлаждающего устройства из строя, соответственно, к дальнейшей вынужденной замене воздухоохладителя.

Искомой величиной при расчете коэффициента теплопередачи является запас теплопередачи воздухоохладителя. Нахождение данного параметра обусловливается необходимостью корректного выбора теплообменника при проектировании системы вентиляции электрической машины. Запас теплопередачи – это соотношение коэффициента теплопередачи K и величины тепловой нагрузки охладителя K_1 , кВт/($M^2 \cdot K$), отображающее количественную характеристику дополнительной способности теплоотвода воздухоохладителя по отношению к номинальной величине отводимой теплоты в процентном соотношении. В производстве, исходя из паспортных требований, необходимо оптимальное соотношение данных величин. На практике достаточным запасом является соотношение $K = (0,85...0,90)K_1$, однако в некоторых случаях с целью удешевления допустимы также соотношения вплоть до $K = (0,97...0,99)K_1$.

Существуют эмпирические зависимости коэффициента $K(v_a,v_w)$ для применяемых на производстве пучков трубок различных марок. В рассматриваемой работе исследованы воздухоохладители с применением трубок ТЭМЗ-26 (производства Троицкого электромеханического завода) и КВСП (производства завода «Металл-ЭкспортПром»), с полученными зависимостями $K(v_a,v_w)$ в диапазоне скорости движения воздуха через ряды трубок охладителя от 1,4 до 7 м/с для $v_w = 0,5$; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0 м/с в двигателях мощностью более 1000 кВт. В менее мощных и тихоходных электрических машинах скорость набегающего воздуха ниже исследованного диапазона, поэтому для таких двигателей необходимо проводить интерполяцию графиков, что сказывается на точности определения коэффициента теплопередачи, соответственно, и на искомом параметре – запасе теплопередачи [6].

Повышение точности расчетов, связанных с указанной выше ситуацией для маломощных тихоходных двигателей, а также снижение трудозатрат возможно путем создания новой математической модели расчета запаса теплопередачи воздухоохладителя для любых значений скоростей как воды, так и воздуха. Для этого необходимо найти значение коэффициента для всех случаев $K(0, v_w)$, после чего приступать к получению аналитических выражений.

3. Анализ численного моделирования двигателя

Как было отмечено ранее, в некоторых случаях инженеры-конструкторы вынуждены распараллеливать ветви в машине. При наличии параллельных ветвей создается контур (при a = 2 – один на фазу, a = 3 – два, и так далее), в котором вследствие наводимой ЭДС, содержащей паразитные гармоники, начинает протекать ток повышенной частоты и несинусоидальной формы, что приводит к дополнительному нагреву и к повышенной вибрации ротора.

Здесь и далее a_h – число параллельных ветвей высоковольтной обмотки, a_l – число параллельных ветвей низковольтной обмотки.

Исследуется разрабатываемый вертикальный асинхронный двухобмоточный двигатель АВЦ-4500/300-10000/380-8/32У5 со следующими параметрами: номинальные мощности $P_{\text{ном}} = 4500/300$ кВт; номинальные напряжения $U_{\text{ном}} = =10\ 000/380$ В; синхронные частоты вращения магнитного поля статора $n_{\text{ном}} = 750/187,5$ об/мин; сетевая частота $f_1 = 50$ Гц; длина воздушного зазора $l_{\delta} = 1.25$ м.

Во избежание вышеописанных последствий из-за возникновения блуждающих токов в контурах параллельных обмоток необходимо выбрать правильное соотношение a_h и a_l .

Для верификации данных в программной среде ANSYS были построены численные модели уже имеющихся двухскоростных асинхронных машин производства НПО «ЭЛСИБ» ПАО: АВЦ-5000/115-6000/380-6/24УХЛ4, применяющаяся для нужд Белоярской АЭС, Россия (мощности 5000/115 кВт, напряжения 6000/380 В, сетевая частота 50 Гц, синхронные скорости вращения 1000/250 об/мин, $a_l = 1$), а также 2АДР-С-1250/160-6000/380-8/16УХЛ4 (мощности 1250/160 кВт, напряжения 6000/380 В, сетевая частота 50 Гц, синхронные скорости вращения 750/500 об/мин, $a_l = 2$). Кроме того, опытный образец машины АВЦ-5000/115-6000/380-6/24УХЛ4 с $a_l = 2$ выявил существенную вибрацию ротора при выходе на номинальный режим работы двигателя. Результаты численного моделирования опытного образца двигателя отразили это явление, тем самым доказав электромагнитную природу вибрации: амплитуда электромагнитного момента машины с $a_l = 2$ в 10 раз превосходит амплитуду электромагнитного момента машины с $a_l = 1$ в установившемся режиме (рис. 3, 4). Подобные колебания момента, вызванные возникающими вследствие наводимой ЭДС в параллельных ветвях токами, приводят к вибрации ротора.

Рис. 3 – График зависимости электромагнитного момента двигателя M, кН · м, от времени t, с, при $a_l = 1$

Fig. 3 – Plot of electromagnetic torque M, kN \cdot m, versus time t, s, for $a_l = 1$

Значения межфазного напряжения на низковольтной обмотке при работе высоковольтной, полученные в результате опыта при проведении испытаний, а также расчетные, полученные в результате численного моделирования, сведены в табл. 1. Расхождение по напряжению не превышает 10 % (по току – 11 %), что приемлемо для оценочного инженерного расчета.

Puc. 4 – График зависимости электромагнитного момента двигателя M, к $\mathbf{H} \cdot \mathbf{m}$, от времени t, с, при $a_l = 2$

Fig. 4 – Plot of electromagnetic torque M, kN \cdot m, versus time t, s, for $a_d = 2$

Таблица 1 / Table 1

Машина	Опытное значение межфазного напряжения <i>U</i> , B	Опытное значение номинального тока <i>I</i> , А	Расчетное значение межфазного напряжения <i>U</i> , B	Расчетное значение номинального тока <i>I</i> , А
АВЦ-5000/115- 6000/380-6/24УХЛ4	2,0	587	1,8	523
2АДР-С-1250/160- 6000/380-8/16УХЛ4	40,2	163	37,9	149

Сравнение опытных и расчетных значений токов и напряжений Comparison of experimental and calculated values of currents and voltages

В реальном производстве необходимо также учесть, что в процессе эксплуатации может произойти несимметрия параллелей, в результате чего в контурах наведутся уравнительные токи. На практике это означает необходимость получения расчетных данных с неким запасом по величинам токов и напряжений.

В общем случае при числе витков в фазе

$$w = \frac{S_p \cdot Z_1}{2 \cdot a \cdot m},$$

где S_p – число эффективных проводников в пазу статора; Z_1 – число зубцов статора; a – число параллельных ветвей; m – число фаз, необходимо учесть измене-

ние S_p при изменении a, так как, в конечном счете, это влияет на значение линейной нагрузки

$$A = \frac{2 \cdot I_{\rm H} \cdot w \cdot m}{\pi \cdot D},$$

где I_н – номинальный ток; D – диаметр расточки статора.

Нагрузка на валу ротора составляет $0,9 M_{\rm H}$ ($M_{\rm H}$ – номинальный вращающий момент). В программной среде ANSYS проведен опыт численного моделирования работы исследуемого двигателя в установившемся режиме для $a_l = 4$ и $a_l = 2$ (при этом $a_h = 2$). По его результатам было выявлено, что наводимые ток и напряжение имеют пульсирующую форму. Пренебрегая влиянием паразитных гармоник, полученную форму напряжения u(t) для обоих случаев ($a_l = 4$ и $a_l = 2$) можно выразить путем аппроксимации в виде формулы

$$u(t) = A_u \sin(\omega t) \sin(32\omega t);$$

форма тока i(t) при $a_l = 4$:

$$i(t) = A_i \sin(\omega t) \sin(32\omega t),$$

где A_u – амплитуда напряжения; A_i – амплитуда тока; t – время, с; ω – круговая частота тока/напряжения, Гц,

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$
,

где f – частота тока/напряжения, Гц; промышленная частота f = 50 Гц.

При $a_l = 2$ форма не описывается формулой I_{A-1} работы исследуемого двигателя в установившемся режиме (рис. 5).

Fig. 5 – Plot of current I_{A-1} , A, versus time t, s, for $a_1 = 2$

Подставляя функции i(t) и u(t) в формулу определения среднеквадратичного значения функции, известную из [13], получим

$$F(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left[\sin(\omega t) \sin(32\omega t) \right]^{2} dt} ,$$

где F(t) – функция от времени; T – период, с,

$$T = \frac{1}{f} \, .$$

Для промышленной частоты период $T = 1/50 \Gamma \mu = 0.02 c.$

Из полученных путем численного моделирования данных можно выделить величины несущей $f_{\rm Hec}$ и модулированной $f_{\rm Mod}$ частот (синусоид) тока и напряжения:

$$f_{\rm Hec} = \frac{\omega}{2\pi} = 50 \ \Gamma \mu$$
, $f_{\rm MOZ} = \frac{32\omega}{2\pi} = 1600 \ \Gamma \mu$.

Результаты численного моделирования для $a_l = 4$ и $a_l = 2$ приведены в табл. 2; индексы *A-n*, *B-n*, *C-n* – фазы двигателя, где *n* – номер параллельной ветви; для $a_l = 2$: n = 1 и n = 2 - n = 1, n = 3 и n = 4 - n = 2; индексы *A*, *B*, *C* – фазы двигателя (от соединительных клемм до узлов распараллеливания ветвей); индексы *AB*, *BC*, *AC* – для обозначения межфазного напряжения между соответствующими фазами.

Таблица 2 / Table 2

Сравнение токов и напряжений двигателя АВЦ-4500/300-10000/380-8/32У5 с различным числом параллельных ветвей Comparison of currents and voltages of the motor with a different number

Comparison of currents and voltages of the motor with a different numbe
of parallel branches

	$a_l = 4$	$a_l = 2$
S_p	4	2
	I, A	
I _{A-1,2}	22,8	0,267
I _{A-3,4}	22,8	0,267
I_A	3,1×10 ⁻³	4,2×10 ⁻³
I _{B-1,2}	28,1	0,248
I _{B-3,4}	28,1	0,248
I_B	3,1×10 ⁻³	4,2×10 ⁻³
I _{C-1, 2}	27,2	0,267
I _{C-3, 4}	27,2	0,267
I _C	3,2×10 ⁻³	4,2×10 ⁻³
	U, B	•
U _{A-1, 2}	13,4	13,8
U _{A-3, 4}	13,4	13,8
U_A	20,9	13,8
U _{B-1,2}	14,6	13,8
$U_{B-3,4}$	14,6	13,8

	$a_l = 4$	$a_l = 2$
U_B	20,6	13,8
U _{C-1,2}	14,6	13,9
U _{C-3, 4}	14,5	13,9
U_C	10,1	13,9
U_{AB}	17,6	23,9
U_{BC}	17,9	24,0
UAG	18.3	24.0

Окончание табл. 2 / The End of Table 2

Величину амплитуды можно вынести за знак радикала, тогда AF(t) – искомая величина.

Для верификации данных результаты численного моделирования сравнены с математическим описанием формы тока для всех значений *I*_{*A*-*n*}:

$$I_{A-n}(t) = 45 \sqrt{\frac{1}{0,02} \int_{0}^{0,02} \left[\sin(50 \cdot 2\pi \cdot t)\sin(32 \cdot 50 \cdot 2\pi \cdot t)\right]^2 dt} = 22,5 \text{ A}.$$

Погрешность результатов опытных данных в бо́льшую сторону по сравнению с аналитическими объясняется неидеальной формой токов и напряжений вследствие воздействия паразитных гармоник; для остальных фаз результаты аналогичны.

Исходя из полученных путем численного моделирования графиков крутящего момента ротора M(t), можно прийти к выводу, что в обоих случаях вибрация незначительна. Также отсутствует значительное влияние паразитных гармоник на моментную характеристику, способных вызвать ее провал. Однако величины токов для $a_l = 4$ приведут к дополнительному нагреву низковольтной обмотки машины, т. е. к потерям в энергетических показателях. Это видно из результатов исследования величин электрических потерь, возникающих в работающей высоковольтной обмотке $p(I_h)$ и неработающей низковольтной $p(i_l)$, сведенных в табл. 3.

Таблица 3 / Table 3

Количественные значения электрических потерь в обмотках двигателя ($a_l = 4$) Quantitative values of energy losses in the motor windings ($a_l = 4$)

	0,25P _н	0,50P _н	0,75P _н	1,00P _н	1,25 <i>P</i> _н
$p(I_h)$, кВт	2,7	5,6	10,0	17,3	28,2
$p(i_l), BT$	47,2	51,1	63,6	75,2	101

Несмотря на разницу в два порядка, подобные дополнительные потери помимо дополнительного источника тепла необоснованно приводят к снижению КПД на 0,10...0,12 %, что при сегодняшней погоне за энергоэффективностью электрических машин может оказаться существенной величиной. Кроме того, большее количество контуров повышает вероятность возникновения уравнительных токов в обмотке при возникновении нештатной или аварийной ситуации при эксплуатации машины. Поэтому после предварительного анализа влияния числа параллельных ветвей на работу машины для дальнейших расчетов и исследований принят вариант с $a_1 = 2$.

Далее были рассмотрены следующие модификации разрабатываемого двигателя.

1. Начальный вариант.

2. Изменено расположение обмоток в статоре. В первом варианте низковольтная обмотка была уложена на дно паза, высоковольтная – ближе к расточке статора. Такой вариант существенно снижает наводимую ЭДС в низковольтной обмотке при работе высоковольтной (особенно при пуске), однако сильно влияет на энергетические показатели двигателя при работе низковольтной обмотки вследствие увеличения длины магнитных линий. Численное моделирование показало, что при размещении высоковольтной обмотки на дно паза, а низковольтной – ближе к расточке статора наводимая в низковольтной обмотке ЭДС не вызывает появления критических величин токов и напряжений в ее контурах, в то же время незначительно сказывается на энергетических параметрах двигателя при работе высоковольтной обмотки (КПД уменьшен на 0,06 %, коэффициент мощности упал на 0,008 о. е.).

3. С целью снижения температур элементов активного ядра машины и повышения энергетических показателей длина воздушного зазора l_{δ} была увеличена с 1,25 до 1,45 м. Это не привело к существенному увеличению вибрации ротора, однако величина протекающих в низковольтной обмотке токов при работе высоковольтной двукратно возросла; величина наводимого напряжения была незначительно (на несколько процентов) увеличена, что в дальнейшем отражено в сводной таблице. Кроме того, была изменена конфигурация аксиальных каналов ротора.

4. Необходимо отметить, что в течение всего численного эксперимента число параллельных ветвей высоковольтной обмотки $a_h = 2$. Было проведено исследование величин наводимых токов и напряжений в высоковольтной обмотке при работе низковольтной (вследствие большой величины протекающего тока в работающей низковольтной обмотке, порядка 1 кА, притом, что в работающей высоковольтной обмотке величина тока в три раза ниже). Исследование показало, что наводимые в высоковольтной обмотке токи и напряжения несущественны.

5. Также исследована модификация двигателя при отсутствии контуров в низковольтной обмотке ($a_l = 1$). Вследствие того, что для низковольтной обмотки при $a_l = 2$ число эффективных проводников в пазу статора $S_p = 2$, было принято решение применить однослойную волновую обмотку с эквивалентным шагом y = 4,5 (возможность рассмотрения данного варианта обусловлена синусоидальностью возникающей МДС однослойной низковольтной обмотки). Однако данное решение подразумевает пропуск пазов при намотке, что сказывается на энергетических показателях машины. Кроме того, это существенно затрудняет проведение электромагнитного расчета классическим способом, тем самым не позволяя дать адекватную предварительную оценку энергетическим параметрам проектируемого двигателя. Вследствие означенных аргументов данный вариант к рассмотрению принят не был.

Значения токов и напряжений для всех вышерассмотренных модификаций двигателя сведены в табл. 4.

Исходя из полученных результатов численного моделирования, к последующему проектированию выбран вариант двигателя в модификациях 3 и 4. Посредством численного моделирования в программной среде ANSYS исследованы наводимые токи и напряжения при крайних режимах работы (холостой ход и короткое замыкание) обеих обмоток: их величины изменяются соразмерно с величинами токов и напряжений при пуске и при холостом ходе. При этом пиковые значения наводимых токов наблюдаются при скольжениях s = 1, 0...0, 7 о. е., в то время как напряжений – при скольжениях s = 0, 45...0, 15 о. е. Величина пиковых значений не превышает 5...7-кратных номинальных, что допустимо согласно [14].

Таблица 4 / Table 4

Сравнение токов и напряжений различных модификаций двигателя АВЦ-4500/300-10000/380-8/32У5

Молификация	1	2	3	4	5
модификация	$a_l = 2$			$a_h = 2$	
S_p			2		1
		Ι, Ι	4		
I_{A-1}	0,267	0,428	0,919	0,087	0,069
I_{A-2}	0,267	0,428	0,919	0,087	0,069
I_A	$4,2 \times 10^{-3}$	$4,1 \times 10^{-3}$	$4,5 \times 10^{-3}$	$5,2 \times 10^{-3}$	9,2×10 ⁻³
I_{B-1}	0,248	0,405	0,910	0,090	0,076
I_{B-2}	0,248	0,405	0,910	0,090	0,076
I_B	$4,2 \times 10^{-3}$	$4,1 \times 10^{-3}$	$4,5 \times 10^{-3}$	$5,3 \times 10^{-3}$	9,5×10 ⁻³
I_{C-1}	0,267	0,417	0,902	0,081	0,070
<i>I</i> _{C-2}	0,267	0,417	0,902	0,081	0,070
I_C	$4,2 \times 10^{-3}$	$4,2 \times 10^{-3}$	$4,6 \times 10^{-3}$	$5,2 \times 10^{-3}$	9,3×10 ⁻³
U, B					
U_{A-1}	13,8	13,7	15,0	59,8	73,4
U_{A-2}	13,8	13,7	15,0	59,8	73,4
U_A	13,8	13,7	15,0	29,9	53,1
U_{B-1}	13,8	13,8	15,0	59,4	73,6
U_{B-2}	13,8	13,8	15,0	59,4	73,6
U_B	13,8	13,8	15,0	30,6	54,8
U_{C-1}	13,9	13,9	15,3	59,8	74,2
U_{C-2}	13,9	13,9	15,3	59,8	74,2
U_C	13,9	13,9	15,3	29,9	55,1
U_{AB}	23,9	23,8	25,9	30,3	53,9
U_{BC}	24,0	24,0	26,3	30,5	54,7
U_{AC}	24,0	23,9	26,3	29,9	53,1

Comparison of currents and voltages of the AVTS motor various modifications

Для выбранного варианта путем численного моделирования были исследованы величины электрических потерь, возникающих в работающей высоковольтной обмотке $p(I_h)$ и неработающей низковольтной $p(i_l)$, и в работающей низковольтной обмотке $p(I_l)$ и неработающей высоковольтной $p(i_h)$ при различных значениях потребляемой мощности. Результаты исследования показали, что электрические потери, возникающие в одной обмотке, под действием наводимой ЭДС вследствие работы другой, незначительны (разница в шесть-семь порядков, что существенно ниже по сравнению с предыдущим опытным образцом двигателя, взятым за основу), поэтому в дальнейшем при проектировании воздухоохладителя данными потерями можно пренебречь. Количественные величины потерь сведены в табл. 5.

Таблица 5 / Table 5

	0,25P _н	0,50P _н	0,75P _н	1,00 <i>P</i> _н	1,25P _н
$p(I_h),$ кВт	2,5	5,0	9,2	16,5	26,0
$p(i_l)$, мВт	45	47	54	64	98
<i>p</i> (<i>I</i> _{<i>l</i>}), кВт	52	57	66	77	104
$p(i_h)$, мВт	0,89	0,91	0,95	1,30	1,80

Количественные значения электрических потерь в обмотках двигателя ($a_l = 2$) Quantitative values of energy losses in the motor windings ($a_l = 2$)

4. Математическое моделирование при проектировании воздухоохладителя

Для общего аналитического описания графиков, полученных эмпирическим путем, при расчете коэффициента $K(v_a, v_w)$ необходимо понять, какое значение имеет каждый из них в точке $K(0, v_w)$. Подобная ситуация практически невозможна, поэтому для нахождения искомых величин имеет смысл взять за основу расчета общеизвестные эмпирические формулы из [11, 12, 15] и принять характер течения охлаждаемого воздуха как ламинарный, а внутреннюю поверхность трубок – гладкой.

Согласно [15] математическое определение коэффициента теплопередачи

$$K = \frac{1}{\frac{1}{\alpha_1} + \frac{\delta_m}{\lambda_m} + \frac{1}{\alpha_2}},$$

где α_1 – коэффициент теплоотдачи от горячего теплоносителя к трубке, кВт/(м² · K); δ_m – толщина стенки трубки, м; λ_m – коэффициент теплопроводности материала трубки, Вт/(м · K); α_2 – коэффициент теплоотдачи от трубки к холодному теплоносителю, кВт/(м² · K).

По [15] при существенно превалирующей величине $\frac{1}{\alpha_1}$ остальными слагаемы-

ми можно пренебречь. Тогда по [15]:

$$K \approx \alpha_1;$$

$$\alpha_{1} = \frac{\lambda}{D_{1}} \operatorname{Nu}_{a};$$

$$K \approx \frac{\lambda}{D_{1}} \operatorname{Nu}_{a};$$

$$\operatorname{Nu}_{a} = \xi \operatorname{Re}_{a} \operatorname{Pr}_{a} \left[40\sqrt{\xi_{a}} \left(\operatorname{Pr}_{a}^{2/3} - 1 \right) + 8 \right]^{-1},$$

где Nu_a – критерий (число) Нуссельта для воздуха; λ – коэффициент теплопроводности воздуха, Вт/(м · K); D_1 – внешний диаметр трубок, м; ξ_a – коэффициент сопротивления трения [11],

$$\xi_a = \frac{0,316}{\text{Re}_a^{1/4}};$$

Re_a – критерий Рейнольдса для воздуха [11],

$$\operatorname{Re}_a = \frac{v_a d}{v};$$

Рг_а – критерий Прандтля для воздуха [11],

$$\Pr_a = \frac{\nu c \rho}{\lambda}$$

В вышеприведенных формулах: d – внешний диаметр трубок, м; v – кинематическая вязкость воздуха, м²/с; c – удельная теплоемкость воздуха, Дж/(кг · K); ρ – плотность воздуха, кг/м³.

Учитывая, что при скорости воздуха $v_a = 0$ критерий $\text{Re}_a = 0$, то соответственно $K(0, v_w) = 0$. Отсюда зависимости $K(v_a, v_w)$, приведенные в виде эмпирических графиков в инструкциях по эксплуатации поставляемых воздухоохладителей, можно описать общей формулой

$$K(\mathbf{v}_a, \mathbf{v}_w) = x \mathbf{v}_a^y, \tag{(*)}$$

где

$$\begin{cases} x = \frac{x_1}{v_w} + x_2 + x_3 v_w; \\ y = y_1 v_w^2 + y_2 v_w + y_3. \end{cases}$$

Для получения коэффициентов *x*₁₋₃ была составлена система из трех уравнений вида

$$x = x_1 v_w^{-1} + x_2 + x_3 v_w$$

с тремя неизвестными. Путем построения линий тренда для опытных кривых $K(v_a, v_w)$ были определены значения *x* при $v_w = 0.5, 1.0, 3.0$. Коэффициенты y_{1-3} получены аналогичным способом.

Значения коэффициентов для имеющихся типов воздухоохладителей приведены в табл. 6, 7.

Таблица 6 / Table 6

Значения коэффициентов для пучков трубок воздухоохладителя типа ТЭМЗ-26 Values of coefficients for tube bundles of the TEMZ-26 air cooler type

i	1	2	3
x_i	$-4,20 \times 10^{-3}$	55,6×10 ⁻³	$0,65 \times 10^{-3}$
y_i	-0,03	0,17	0,24

Таблица 7 / Table 7

i	1	2	3
x_i	$-4,44 \times 10^{-3}$	56,9×10 ⁻³	0,92×10 ⁻³
\mathcal{Y}_i	-0,027	0,151	0,313

Значения коэффициентов для пучков трубок воздухоохладителя типа КВСП Values of coefficients for tube bundles of the KVSP air cooler type

Полученные формулы верифицированы показателями для других известных эмпирических зависимостей $K(v_a, v_w)$, расхождение с опытными значениями не превышает величину 5 %, что отображено на рис. 6: показаны экспериментальная и полученная зависимости $K(v_a; 1, 5)$, описываемые (*), для пучка трубок КВСП. В данном случае имеет место максимальное расхождение среди всей группы опытных и смоделированных результатов.

Рис. 6 – Графики зависимости коэффициента теплопередачи *K*, кВт/($m^2 \cdot K$), от скорости воздуха v_a , м/с, при $v_w = 1,5$ м/с *Fig.* 6 – Plot of the *K*, kW/($m^2 \cdot K$) thermal transmission coefficient versus air speed v_a , m/s, for $v_w = 1,5$ m/s

Далее, по формуле из [12]

$$K_1 = \frac{P}{s_a l_{ef} n\Delta t} \,,$$

где P – тепловой поток, кВт; s_a – теплоотводящая поверхность одного погонного метра трубки по воздуху, м²/м; l_{ef} – эффективная длина трубки, м; n – число трубок в охладителе, шт.; Δt – среднелогарифмический температурный напор (необходим для определения средней разницы температур сред при прямотоке и противотоке охлаждаемого воздуха и охлаждающей воды; определяется по формулам из [12]), можно определить тепловую нагрузку воздухоохладителя. Формула из [12]

$$N = \left(1 - \frac{K_1}{K}\right) 100 \%$$

позволяет оценить запас теплопередачи N рассчитываемого охладителя (в процентах). Это дает возможность правильно подобрать необходимый воздухоохладитель с учетом ранее указанных критериев.

На основе общеизвестных формул из [12] и полученных результатов математического моделирования в виде общего аналитического описания эмпирических графиков для расчета коэффициента $K(v_a, v_w)$ на языке программирования Java-Script реализован программный продукт, обеспечивающий уменьшение трудоемкости и времени расчета воздухоохладителя. Выбор данного языка программирования подробно описан в [16].

По результатам расчета воздухоохладителя при применении пучков трубок ТЭМЗ-26 запас теплопередачи при работе двигателя от высоковольтной обмотки составляет 11,8 %, при работе низковольтной – 3,26 %; при применении пучков трубок КВСП запас теплопередачи при работе двигателя от высоковольтной обмотки составляет 16,0 %, при работе низковольтной – 3,98 %. Полученные результаты свидетельствуют о предпочтительности применения пучков трубок ТЭМЗ-26 при проектировании воздухоохладителя, исходя из их технико-экономических характеристик, отвечающих вышеописанным критериям.

Заключение

По результатам проведенного численного моделирования оценены возникающие токи и напряжения вследствие наводимой ЭДС в низковольтной обмотке статора при работе высоковольтной (и наоборот) при проектировании двухскоростного двухобмоточного асинхронного электродвигателя с замкнутой системой вентиляции. Рассмотрены различные модификации разрабатываемой машины. Результаты обработки полученного массива данных демонстрируются на примере двигателя АВЦ-4500/300-10000/380-8/32У5.

Автоматизация расчета воздухоохладителя и в частности нахождения коэффициента теплопередачи рассматриваемых пучков трубок типа ТЭМЗ-26 и КВСП обеспечила снижение времени и трудоемкости теплового расчета, в то же время повысив его точность. Реализованный на языке программирования JavaScript программный продукт позволяет оценить запас теплопередачи применяемого воздухоохладителя с учетом дополнительных нагревов, возникающих при взаимном влиянии работающих обмоток статора.

ЛИТЕРАТУРА

- Computer modeling of coupled electromagnetic, temperature and magnetohydrodynamic fields in the induction heating and melting devices / V.B. Demidovich, I.I. Rastvorova, V.N. Timofeev, M.Y.U. Khatsayuk, A.A. Maksimov // Proceedings of the 7th International Conference on Coupled Problems in Science and Engineering, Coupled problems 2017. – Rhodes Island, Greece, 2017. – P. 1042–1049.
- Electromechanical and energetic characteristics of system of induction heating by permanent magnets / A.I. Aliferov, R.A. Bikeev, D.S. Vlasov, V.A. Promzelev, A.E. Morev // The 17 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2016: proceedings, Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2016. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – P. 518–521.

- Aliferov A.I., Lupi S. Skin effect in toroidal conductors with circular cross-section // Compel. 2008. – Vol. 27, N 2. – P. 408–414.
- Aliferov A.I., Morev A.E., Promzelev V.A. Heating modes study of non-magnetic products in rotating magnetic field of permanent magnets // International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. – Vladivostok, 2018. – P. 8602564.
- Шевченко А.А. Исследование теплового состояния электрических машин при различных режимах работы / науч. рук. З.С. Темлякова // Материалы 53 Международной научной студенческой конференции (МНСК-2015). Мехатроника и автоматизация, Новосибирск, 11–17 апр. 2015 г. Новосибирск, 2015. С. 94.
- Шевченко А.А. Автоматизация оценки теплового состояния воздухоохладителя асинхронного двигателя // Молодежь. Наука. Технологии (МНТК-2017): сборник научных трудов международной научно-технической конференции студентов и молодых ученых: в 4 ч., Новосибирск, 18–20 апр. 2017 г. – Новосибирск, 2017. – Ч. 3. – С. 183–185.
- Heating calculation features at self-start of large asynchronous motor / A.A. Shevchenko, Z.S. Temlyakova, V.V. Grechkin, M.E. Vilberger // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. – 2017. – Vol. 87. – Art. 032039. – P. 1–6. – DOI: 10.1088/1755-1315/87/3/032039.
- The asynchronous motor start calculation with the motor soft starter / А.А. Shevchenko, Z.S. Temlyakova, V.V. Grechkin, А.А. Temlyakov // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2018): труды XIV международной конференции, Новосибирск, Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г.: в 8 т. – Новосибирск, 2018. – Т. 1, ч. 5. – С. 410– 412.
- Lupi S., Forzan M., Aliferov A. Induction and direct resistance heating: theory and numerical modeling: monograph. – Heidelberg: Springer, 2015. – 370 p. – DOI: 10.1007/ 978-3-319-03479-9.
- Шевченко А.А., Темлякова З.С., Гречкин В.В. Автоматизация расчета самозапуска двухскоростных асинхронных машин на основе применения языка программирования JavaScript // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды 7 Всероссийской научно-практической конференции, Новокузнецк, 23–24 нояб. 2016 г. – Новокузнецк, 2016. – С. 219–221.
- 11. **Бухгольц Ю.Г., Тюков В.А., Честюнина Т.А.** Основы аэродинамических и тепловых расчетов в электромеханике. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. 194 с.
- 12. **Филиппов И.Ф.** Вопросы охлаждения электрических машин. М.; Л.: Энергия, 1964. 334 с.
- Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М.: Высшая школа, 1996. – 639 с.
- ГОСТ ІЕС 60034-1–2014. Машины электрические вращающиеся. Ч. 1. Номинальные значения параметров и эксплуатационные характеристики. – М.: Стандартинформ, 2015. – 92 с.
- 15. Борисенко А.И., Данько В.Г., Яковлев А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. – М.: Энергия, 1974. – 560 с.
- Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S. Large asynchronous machines self-running mode JavaScript-based computer-aided design // 11 International forum on strategic technology (IFOST 2016): proceedings, Novosibirsk, 1–3 June 2016. – Novosibirsk, 2016. – Pt. 2. – P. 133–135. – DOI: 10.1109/ifost.2016.7884210.

AUTOMATION OF THE THREE-PHASE DOUBLE-SPEED ASYNCHRONOUS MOTOR DESIGN

Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Toporkov D.M., Temlyakov A.A Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The subject of research is double-speed asynchronous motors of the type produced by SPA ELSIB PJSC with two independent windings in the stator designed to drive the main circulating pumps of nuclear power plants as well as similar mechanisms in other sectors of the national economy.

The article deals with specific issues of the full cycle of calculating the considered electric machine. We propose a method of research on mutual influence of stator windings when the motor works based on the fundamental positions of the theory of electrical machines using numerical modeling. Also, a method of choosing an air cooler to be used in thermal calculation taking into account the features of the machine type under investigation is proposed. The research purpose is to optimize the full cycle of calculating a new motor of this type under development. This is due to the occurrence of additional heating in one stator winding due to the operation of the other, which increases labor costs caused by the need to take into account an additional heat source during thermal calculation. In addition, the existing empirical dependencies do not fully reflect the entire physical picture of the ongoing processes. The originality of the research lies in the fact that based on the known provisions the algorithm for calculating the applied air cooler has been modified due to automation, which contributes to correct protection against thermal overheating effects. It is shown that by numerical modeling it is possible to minimize labor costs for determining the parameters taken into account in the subsequent thermal calculation that arise as a result of the mutual influence of the selected machine type stator windings. The research results are tried out in SPA ELSIB PJSC manufacture and presented by the motor specific example.

Keywords: multispeed asynchronous motor, numerical modeling, mathematical modeling, electromagnetic vibration, air cooler, JavaScript.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-52-71

REFERENCES

- Demidovich V.B., Rastvorova I.I., Timofeev V.N., Khatsayuk M.Y.U., Maksimov A.A. Computer modeling of coupled electromagnetic, temperature and magnetohydrodynamic fields in the induction heating and melting devices. *Proceedings of the 7th International Conference on Coupled Problems in Science and Engineering, Coupled problems 2017.* Rhodes Island, Greece, 2017, pp. 1042–1049.
- Aliferov A.I., Bikeev R.A., Vlasov D.S., Promzelev V.A., Morev A.E. Electromechanical and energetic characteristics of system of induction heating by permanent magnets. *The 17 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2016. Proceedings*, Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2016, pp. 518–521.
- 3. Aliferov A.I., Lupi S. Skin effect in toroidal conductors with circular cross-section. *Compel*, 2008, vol. 27, no. 2, pp. 408–414.
- Aliferov A.I., Morev A.E., Promzelev V.A. Heating modes study of non-magnetic products in rotating magnetic field of permanent magnets. *International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018*, Vladivostok, 2018, p. 8602564.
- Shevchenko A.A. [Investigation of the thermal state of electric machines under various operating conditions]. *Materialy 53 Mezhdunarodnoi nauchnoi studencheskoi konferentsii (MNSK-2015). Mekhatronika i avtomatizatsiya* [Proceedings of the 53rd International students scientific conference (ISSC-2015). Mechatronics and automation], Novosibirsk, 2015, p. 94. (In Russian).
- Shevchenko A.A. [Automating the estimate of the asynchronous motor air cooler thermal condition]. *Molodezh'. Nauka. Tekhnologii (MNTK-2017)* [Youth. Science. Technologies (MNTK-2017)], Novosibirsk, 18–20 April, 2017, pt. 3, pp. 183–185. (In Russian).
- Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Grechkin V.V., Vilberger M.E. Heating calculation features at self-start of large asynchronous motor. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2017, vol. 87, art. 032039, pp. 1–6. DOI: 10.1088/1755-1315/87/3/032039.
- Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Grechkin V.V., Temlyakov A.A. The asynchronous motor start calculation with the motor soft starter. *14th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE)-44894: proceedings.* Novosibirsk, 2018, vol. 1, pt. 5, pp. 410–412.
- Lupi S., Forzan M., Aliferov A. Induction and direct resistance heating: theory and numerical modeling. Heidelberg, Springer, 2015. 370 p. DOI: 10.1007/978-3-319-03479-9.
- Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Grechkin V.V. [Automating the calculation of selfstarting two-speed asynchronous machines based on the using JavaScript programming language]. Avtomatizirovannyi elektroprivod i promyshlennaya elektronika: trudy 7 Vserossiiskoi nauchno-prakticheskoi konferentsii [Proceedings of the 7th All-Russian Scientific and Practical

Conference "Automated electric drive and industrial electronics"]. Novokuznetsk, 2016, pp. 219–221. (In Russian).

- 11. Bukhgol'ts Yu.G., Tyukov V.A., Chestyunina T.A. *Osnovy aerodinamicheskikh i teplovykh raschetov v elektromekhanike* [Fundamentals of aerodynamic and heating calculations in electromechanical engineering]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2008. 194 p.
- 12. Filippov I.F. Voprosy okhlazhdeniya elektricheskikh mashin [Cooling issues of electrical machines]. Moscow, Leningrad, Energiya Publ.,1964. 334 p.
- 13. Bessonov L.A. *Teoreticheskie osnovy elektrotekhniki. Elektricheskie tsepi* [Electrical engineering basic theory]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1996. 639 p.
- GOST IEC 60034-1–2014. Mashiny elektricheskie vrashchayushchiesya. Ch. 1. Nominal'nye znacheniya parametrov i ekspluatatsionnye kharakteristiki [State Standard IEC 60034-1–2014. Rotating electric machines. Pt. 1. Nominal values of parameters and operational characteristics]. Moscow, Standartinform Publ., 2015. 92 p.
- Borisenko A.I., Dan'ko V.G., Yakovlev A.I. Aerodinamika i teploperedacha v elektriche-skikh mashinakh [Aerodynamics and heat-transfer in electrical machines]. Moscow, Energiya Publ., 1974. 560 p.
- Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S. Large asynchronous machines self-running mode Java-Script-based computer-aided design. *11 International forum on strategic technology* (*IFOST 2016*). Novosibirsk, 2016, pp. 133–135. DOI: 10.1109/ifost.2016.7884210.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Шевченко Андрей Александрович – родился в 1992 году, аспирант кафедры ЭМ НГТУ. Область научных интересов: автоматизация производственных процессов. Опубликовано более 10 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: comrade.zed92@gmail.com).

Shevchenko Andrei Alexandrovich (b. 1992) – post-graduate student at the Department of Electromechanics in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on automation of production processes. He is the author of more than 10 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia E-mail: comrade.zed92@gmail.com).

Темлякова Зоя Савельевна – родилась в 1949 году, д-р техн. наук, профессор кафедры ЭМ НГТУ. Область научных интересов: электромеханические системы. Опубликовано более 60 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: temlikova@edu.nstu.ru).

Temlyakova Zoya Savelyevna (b. 1949) – Doctor of Sciences (Eng.), professor in the Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on electromechanical systems. She is the author of more than 60 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: temlikova@edu.nstu.ru).

Топорков Дмитрий Михайлович – родился в 1988 году, канд. техн. наук, доцент кафедры ЭМ НГТУ. Область научных интересов: вопросы проектирования электрических машин. Опубликовано более 20 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: toporkov@corp.nstu.ru).

Toporkov Dmitriy Mikhailovich (b. 1988) – Candidate of Sciences (Eng.), associated professor in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on issues of electrical machines designing. He is the author of more than 20 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia E-mail: toporkov@corp.nstu.ru).

Темляков Антон Александрович – родился в 1997 году, магистрант кафедры ЭМ НГТУ. Область научных интересов: вопросы проектирования электрических машин. Опубликовано более 10 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. Е-mail: atemlyakovv@yandex.ru).

Temlyakov Anton Aleksandrovich (b. 1997) – graduate student at the Department of Electromechanics in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on issues of electrical machines designing. He is the author of more than 10 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: atemlyakovv@yandex.ru).

Статья поступила 13 июня 2020 г. Received June 13, 2020

To Reference:

Shevchenko A.A., Temlyakova Z.S., Toporkov D.M., Temlyakov A.A. Avtomatizatsiya proektirovaniya trekhfaznogo dvukhskorostnogo asinkhronnogo dvigatelya [Automation of the three-phase double-speed asynchronous motor design]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 52–71. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-52-71.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Выпуск 3 (52) июль-сентябрь 2021

Выпускающий редактор И.П. Брованова Корректор И.Е. Семенова Компьютерная верстка Н.В. Гаврилова

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

Подписано в печать 26.10.2021. Выход в свет 29.10.2021. Бумага офсетная. Формат 70×108 1/16 Тираж 300 экз. Уч.-изд. л. 6,3. Печ. л. 4,5. Изд. № 179. Заказ № 704. Цена свободная

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