СОЗВЕЗДИЕ
КОНЦЕРН

ISSN 1995-7009

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

2
2025

12+

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2025

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., академик РАН
В.И. БОРИСОВ

Заместитель председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

Члены редакционного совета
докт. техн. наук, доцент
Р.Ю. БОРОДУЛИН (г. Санкт-Петербург)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
В.В. ЗЕЛЕНЕВСКИЙ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, доцент
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Воронеж 2025

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года. Выходит 4 раза в год. В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 2.2. «Электроника, фотоника, приборостроение и связь»: 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии; 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для опубликования основных результатов диссертаций на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Издание зарегистрировано в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций, регистрационный номер ПИ № ФС77-36740 от 01.07.2009.

Подписной индекс 72972 в Интернет-каталоге «Пресса России».

Подписано в печать 16.06.2025. Дата выхода в свет 23.06.2025.
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 8,5. Тираж 200 экз. Заказ № 276. Свободная цена.

Учредитель и издатель: АО «Концерн «Созвездие».

Адрес издателя и редакции: 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14;
тел.: +7 (473) 252-52-52, доб. 10113; e-mail: office@sozvezdie.su
(для редакции журнала «Теория и техника радиосвязи»).
Отпечатано в типографии АО «Концерн «Созвездие»,
394062, г. Воронеж, ул. Антокольского, д. 10Б.

Страница издания в сети «Интернет»: http://www.sozvezdie.su/science/journal

© АО «Концерн «Созвездие», 2025

СОДЕРЖАНИЕ

№ 2, 2025

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Стохастический резонанс при воздействии аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума
Ю.М. Вешкурцев, Д.А. Титов, А.С. Табакова, А.А. Магазев …… 5

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Методы цифровой коррекции динамических параметров аналого-цифровых трактов
В.А. Маковий, С.А. Ермаков, М.А. Евсеев …… 15

Формализованный подход к оценке соотношения сил и средств в антагонистическом конфликте по критерию вероятности
И.В. Владимиров …… 26

Цифровая коррекция передающего СВЧ тракта систем связи с частотным мультиплексированием
Л.И. Аверина, П.Д. Рахманин …… 35

Линеаризация передающего тракта декаметрового диапазона методом цифровых предыскажений с использованием таблиц соответствия
Л.И. Аверина, В.Ю. Дорошенко, М.Е. Рыжиков …… 44

Обеспечение надежной радиосвязи при воздействии на ионосферу солнечных вспышек
А.В. Велигоша, С.В. Орлов, Д.А. Маклаков …… 53

Метод векторизации в модулярной арифметике
А.В. Велигоша, М.В. Морозов …… 60

Алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС L1 с использованием программно-определяемого радио (SDR): теоретические основы и практическая реализация
Д.С. Кузищин, П.Н. Чижиков, Я.В. Мыкольников, А.А. Рогозин …… 66

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Широкополосная микрополосковая антенна СВЧ-диапазона круговой поляризации
А.В. Бердышев, И.В. Попов, Д.В. Пужкин, А.С. Щеголеватых …… 73

Анализ режимов работы резонансного антенного согласующего устройства КВ-диапазона с дискретно коммутируемыми звеньями при уменьшении конструктивной емкости антенны
С.В. Кривальцевич, Н.Е. Агарков ……..…… 78

РАЗНОЕ

Расширение технических возможностей сайдчейн-технологии в VST-плагинах
Е.Е. Кошелев ……..…… 85

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 5–14. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396 : 521.19

Стохастический резонанс при воздействии аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума

Ю.М. Вешкурцев[1], Д.А. Титов[2], А.С. Табакова[3], А.А. Магазев[4]
[1]Институт радиоэлектроники, сервиса и диагностики, Омск, Россия
[2,3,4]Омский государственный технический университет, Омск, Россия
[1]vym1940@mail.ru, [2]dtitov2@yandex.ru, [3]nasya.tabakova@mail.ru, [4]magazev@mail.ru

Аннотация. *Рассмотрено явление стохастического резонанса в системе, включающей в себя цифровой фильтр на основе характеристической функции Ляпунова и пороговое устройство, при воздействии аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума. В процессе моделирования исследованы спектральные характеристики выходного сигнала системы. Приведенные результаты моделирования системы показывают наличие явления стохастического резонанса в условиях воздействия аддитивной смеси полезного случайного сигнала и белого шума. Результаты исследований демонстрируют резонансный характер изменения отношения сигнал–шум на выходе системы при увеличении интенсивности шума на входе.*

Ключевые слова: *случайный сигнал, стохастический резонанс, характеристическая функция Ляпунова, нелинейная система.*

Stochastic resonance for additive mixture of random signal and white noise

Yu.M. Veshkurtsev[1], D.A. Titov[2], A.S. Tabakova[3], A.A. Magazev[4]
[1]Institute of Radioelectronics, Service and Diagnostics, Omsk, Russia
[2,3,4]Omsk State Technical University, Omsk, Russia
[1]vym1940@mail.ru, [2]dtitov2@yandex.ru, [3]nasya.tabakova@mail.ru, [4]magazev@mail.ru

Abstract. *The phenomenon of stochastic resonance in a system including a digital filter based on the Lyapunov characteristic function and a threshold device under the influence of an additive mixture of a random signal and white noise is considered. In the process of modeling, the spectral characteristics of the output signal of the system are studied. The presented results of modeling the system show the presence of the phenomenon of stochastic resonance under the influence of an additive mixture of a useful random signal and white noise. The results of the studies show the resonant nature of the change in the signal–noise ratio at the system output with an increase in the noise intensity at the input.*

Keywords: *random signal, stochastic resonance, Lyapunov characteristic function, nonlinear system.*

Исследованию явления стохастического резонанса посвящены работы [1–3]. В этих работах показано воздействие на нелинейную систему аддитивной смеси, в которой полезный сигнал представляет собой квазидетерминированный сигнал. Для полного понимания применения эффекта стохастического резонанса необходимо изучить влияние на систему полезного сигнала в виде случайного. В настоящей работе предполагается провести исследование нелинейной системы при воздействии случайного сигнала.

© Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С., Магазев А.А., 2025

Постановка задачи

Пусть аддитивная смесь имеет вид

$$z(k \cdot \Delta t) = u(k \cdot \Delta t) + n(k \cdot \Delta t), \qquad (1)$$

где $z(k \cdot \Delta t)$ – k-е дискретное мгновенное значение аддитивной смеси полезного сигнала и шума, взятое в момент времени $t = t_0 + k \cdot \Delta t$ при $t_0 = 0$; Δt – интервал дискретизации; $u(k \cdot \Delta t)$ – полезный сигнал; $n(k \cdot \Delta t)$ – белый шум. В выражении (1) $n(k \cdot \Delta t)$ – белый шум, который характеризуется интенсивностью

(дисперсией) $\sigma_ш^2 \equiv (\sigma_ш^2)_{вх}$, $\sigma_ш$ – среднеквадратическое отклонение шума. Полезный сигнал $u(k\cdot\Delta t)$ представляет собой белый шум, пропущенный через полосовой фильтр. В настоящей работе будем различать белый шум, используемый в качестве мешающего воздействия, т.е. $n(k \cdot \Delta t)$, а также белый шум $\chi(k \cdot \Delta t)$, используемый для формирования полезного сигнала. Смесь (1) подается на вход нелинейной системы, состоящей из цифрового фильтра на основе характеристической функции Ляпунова и порогового устройства. Нелинейная система преобразует входное воздействие (1) и формирует выходной сигнал. Также в настоящей работе будем использовать частоту дискретизации сигналов $f_д = 1/\Delta t$ и нормированную частоту $\hat{f}$, т.е. соотношение между частотой сигнала f и $f_д$. Таким образом, в частотной области все характеристики дискретных сигналов и систем рассматриваются в диапазоне $[0; f_д/2]$ либо в диапазоне $\hat{f} \in [0; 0{,}5]$, если используется нормированная частота.

Целью настоящей работы является расширение начальных условий появления стохастического резонанса путем изучения его показателей при исследовании нелинейной системы, состоящей из цифрового фильтра на основе характеристической функции Ляпунова и порогового устройства при воздействии аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума.

Описание нелинейной системы и используемых сигналов

Предполагается, что полезный входной сигнал становится случайным, т.е. вместо квазидетерминированного сигнала используется случайный процесс $u(k\cdot\Delta t)$, занимающий некоторую полосу частот. Данный случайный процесс создается путем пропускания белого шума $\chi(k \cdot \Delta t)$ через формирующий полосовой фильтр. В соответствии с ранее известными работами [1–3] стохастический резонанс более сильно проявляется в случаях, когда частота дискретизации значительно превышает частоту регулярного сигнала. Для формирования случайного процесса фильтр должен быть таким, чтобы частота дискретизации сигналов значительно превышала центральную частоту его полосы пропускания. Также полоса пропускания формирующего фильтра должна быть узкой, чтобы формируемый процесс был узкополосным. В соответствии с изложенным далее будем использовать формирующий цифровой фильтр, характеристики которого представлены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики формирующего фильтра

Тип алгоритма цифровой фильтрации	Рекурсивный
Форма реализации	Каскадное соединение звеньев второго порядка
Тип аппроксимации амплитудно-частотной характеристики	Функция Баттерворта
Тип избирательности цифрового фильтра	Полосовой
Порядок цифрового фильтра	4
Граничная частота первой полосы задерживания, Гц	100
Граничная частота полосы пропускания (снизу на уровне –3 дБ по напряжению), Гц	400
Граничная частота полосы пропускания (сверху на уровне –3дБ по напряжению), Гц	600
Граничная частота второй полосы задерживания, Гц	2000
Затухание в полосе пропускания, дБ	3
Затухание в полосах задерживания, дБ	30
Частота дискретизации сигналов $f_д$, Гц	500000

Пример структурной схемы, реализующей формирующий цифровой фильтр из табл. 1, показан на рис. 1.

В данном случае надпись «z^{-1}» обозначает блок, выполняющий задержку отсчетов сигнала на один интервал дискретизации. Блок суммиро-

вания обозначен кругом, блок умножителя на константу (коэффициент фильтра) – треугольником. Коэффициенты формирующего фильтра в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 1, представлены в табл. 2.

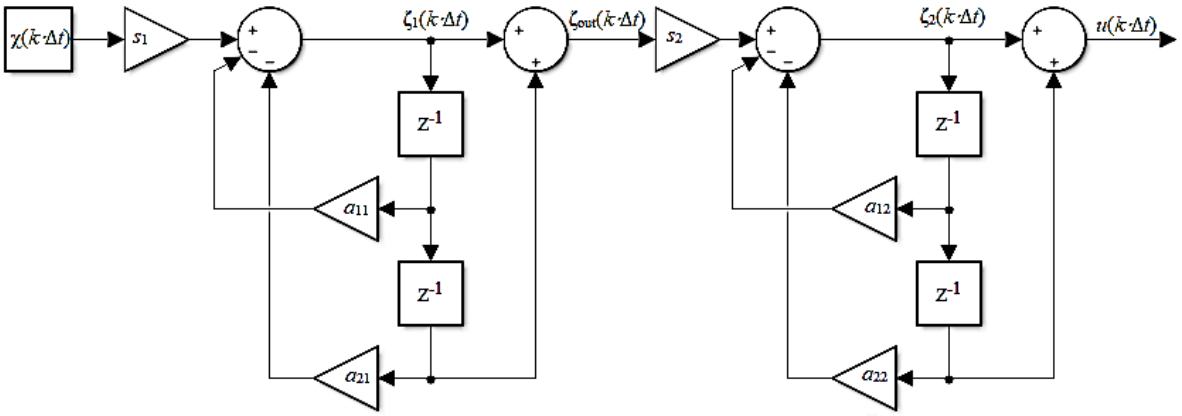


Рис. 1. Структурная схема формирующего фильтра

Таблица 2

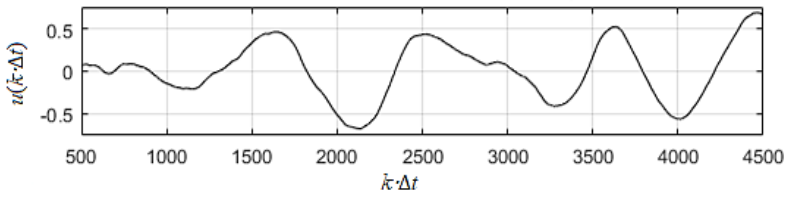
Коэффициенты формирующего фильтра

1-й каскад		
a_{11}	a_{21}	s_1
–1,9962574528859569	0,9963192973367776	0,0020980824832716057
2-й каскад		
a_{12}	a_{22}	s_2
–1,9962574528859569	0,9963192973367776	0,0020980824832716057

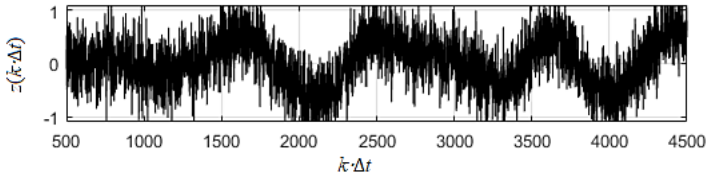
Таким образом, с учетом содержания рис. 1 и табл. 2 полезный сигнал будет определяться с помощью следующей системы разностных уравнений:

$$\begin{cases} \zeta_1(k\cdot\Delta t) = s_1\cdot\chi(k\cdot\Delta t) - a_{11}\cdot\zeta_1((k-1)\cdot\Delta t) - a_{21}\cdot\zeta_1((k-2)\cdot\Delta t); \\ \zeta_{\text{out}}(k\cdot\Delta t) = \zeta_1(k\cdot\Delta t) + \zeta_1((k-2)\cdot\Delta t); \\ \zeta_2(k\cdot\Delta t) = s_2\cdot\zeta_{\text{out}}(k\cdot\Delta t) - a_{12}\cdot\zeta_2((k-1)\cdot\Delta t) - a_{22}\cdot\zeta_2((k-2)\cdot\Delta t); \\ u(k\cdot\Delta t) = \zeta_2(k\cdot\Delta t) + \zeta_2((k-2)\cdot\Delta t). \end{cases} \quad (2)$$

Пример осциллограммы полезного сигнала показан на рис. 2а, пример осциллограммы аддитивной смеси полезного сигнала и белого шума показан на рис. 2б. Статистические характеристики полезного сигнала приведены в табл. 3.



а)



б)

Рис. 2. Осциллограммы входных сигналов: полезный сигнал (а), аддитивная смесь (б)

Таблица 3

Статистические характеристики полезного сигнала

Оценка математического ожидания, В	$9{,}1958 \cdot 10^{-4}$
Оценка дисперсии σ_c^2, $В^2$	0,1144
Оценка среднеквадратического отклонения σ_c, В	0,3383
Частота дискретизации сигналов $f_д$, Гц	500000

На рис. 3а показана амплитудно-частотная характеристика формирующего цифрового фильтра с характеристиками, приведенными в табл. 1–2. В данном случае K_u – коэффициент усиления цифрового фильтра по напряжению; f – частота входного сигнала, Гц. На рис. 3б показана оценка плотности вероятности $W(u)$ полезного сигнала, вычисленная с помощью виртуального прибора XN 1.31 beta. На рис. 3в представлен график оценки спектральной плотности мощности полезного сигнала, построенный с использованием периодограмм [4]. Оценка корреляционной функции $K(\tau)$ полезного сигнала показана на рис. 3г. В данном случае τ – количество интервалов дискретизации случайного процесса, определяющее временно́й сдвиг. Таким образом, полезный сигнал является узкополосным. Кривая оценки плотности вероятности полезного сигнала по своей форме близка к кривой Гаусса.

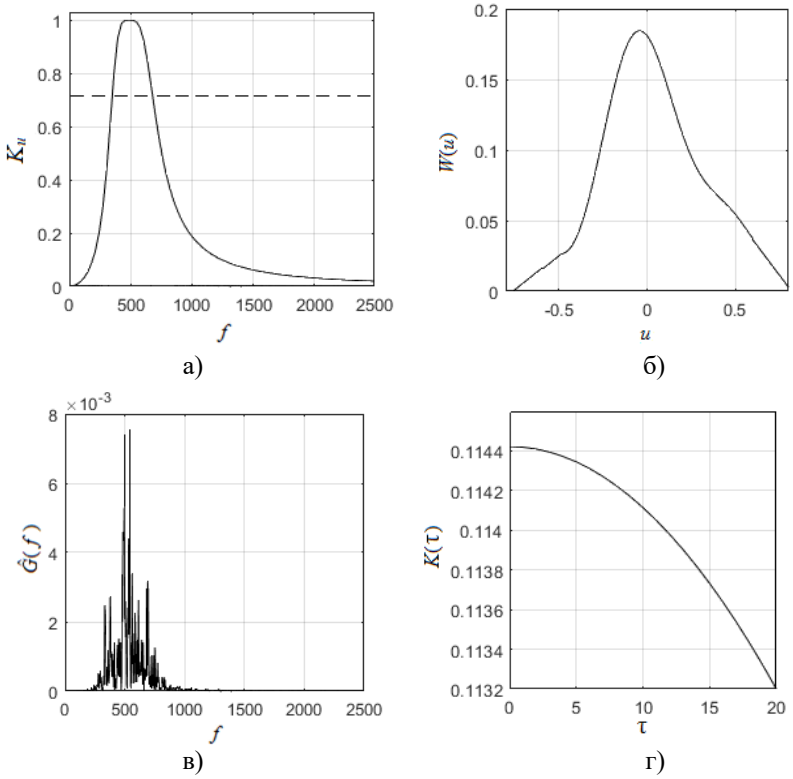


Рис. 3. Статистические характеристики полезного сигнала:
амплитудно-частотная характеристика формирующего фильтра (а), оценка плотности вероятности (б), оценка спектральной плотности мощности (в), оценка корреляционной функции (г)

Как и в предыдущих работах [1–3], для исследования явления стохастического резонанса аддитивная смесь (рис. 2б) полезного сигнала и белого шума поступает на вход нелинейной системы. Нелинейная система включает в себя устройство, реализующее алгоритм вычисления значений мнимой части характеристической функции (х.ф.) А. Ляпунова [5]. Мнимая часть х.ф. вычисляется в соответствии со следующим выражением:

$$\hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t) = \frac{1}{N}\sum_{l=0}^{N-1}\sin[z((k-l)\cdot\Delta t)\cdot V], \quad (3)$$

где $\hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t)$ – оценка мнимой части х.ф.; V – параметр х.ф.; l – целое число; N – количество отсчетов сигнала, используемое для вычисления оценки мнимой части х.ф. Алгоритм (3) позволяет находить оценки х.ф. смеси $z(k\cdot\Delta t)$. Так же как и в предыдущих работах [1–3], для алгоритма (3) переходы между состояниями свяжем с установлением на его выходе значений $\hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t) > \Pi$, где П – некоторое пороговое значение. Превышения порога П будем фиксировать с помощью порогового устройства, работающего в соответствии с выражением

$$c(k\cdot\Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t) > \Pi; \\ 0, & \text{если } \hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t) \le \Pi. \end{cases} \quad (4)$$

В условиях отсутствия шума выходной сигнал устройства (3) не превышает порог системы. Таким образом, структурная схема нелинейной системы для исследования явления стохастического резонанса будет иметь вид, представленный на рис. 4.

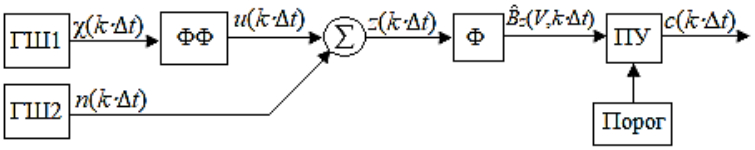


Рис. 4. Структурная схема нелинейной системы

На рис. 4 ГШ1 – генератор белого шума (вырабатывает цифровые значения белого шума $\chi(k\cdot\Delta t)$, которые далее используются для формирования полезного сигнала $u(k\cdot\Delta t)$); ГШ2 – генератор белого шума, т.е. генератор, формирующий мешающее воздействие $n(k\cdot\Delta t)$; ФФ – формирующий фильтр; Ф – устройство с алгоритмом (3); ПУ – пороговое устройство с алгоритмом (4). В блоке «Порог» задается значение уровня П, при установлении на входе блока ПУ значения $\hat{B}_z(V, k\cdot\Delta t) > \Pi$ формируется сигнал $c(k\cdot\Delta t) = 1$.

Для определения показателей наличия стохастического резонанса будем применять следующие обозначения: $h_{вых}^2 = P_{1рег}/P_ш$ – отношение по мощности сигнал–шум на выходе системы; $P_{1рег}$ – максимальное значение спектральной плотности мощности в полосе ФФ; $P_ш$ – «шумовое основание» [6]. Значения $P_{1рег}$ и $P_ш$ определяются по графику оценки спектральной плотности мощности выходного сигнала. Значение $P_ш$ в выходном сигнале для заданного значения $(\sigma_ш^2)_{вх}$ будем определять как максимальное значение спектральной плотности мощности в диапазоне частот $\hat{f} \in [0; 0{,}5]$ при исключении составляющих в полосе пропускания ФФ [6]. Пример определения значений $P_{1рег}$ и $P_ш$ представлен на рис. 5. В данном случае (в соответствии с табл. 1) предполагается, что полоса пропускания ФФ соответствует значениям $\hat{f}$ от 0,0008 (400 Гц/500000 Гц) до 0,0012 (600 Гц/500000 Гц).

Экспериментальные исследования

На основе структурной схемы, показанной на рис. 4, была построена компьютерная модель нелинейной системы в пакете Matlab. При моделировании генераторов белого шума ГШ1 и ГШ2 в среде Matlab использовались различные значения «базы» псевдослучайных чисел. Параметр V был задан равным 1.

Эксперименты проводились при изменении $\sigma_ш$ в диапазоне от 0,374 до 2,245. При воздействии на систему шума низкой интенсивности пересечения порога не фиксируются. При увеличении $\sigma_ш$ пересечения порога П происходят при поступлении на вход устройства (3) положительной полуволны полезного сигнала. На рис. 6а показана форма сигнала на выходе устройства с алгоритмом (3) при воздействии смеси (1) со значением $\sigma_ш = 0{,}735$. Сигнал на выходе устройства, детектирующего пересечение порога П = 0,8, показан на рис. 6б. Входной полезный сигнал показан на рисунке 6в. Таким образом, при $\sigma_ш = 0{,}735$ пороговое устройство формирует импульсы $c(k\cdot\Delta t) = 1$ регулярно, т.е. в соответствии с приходом положительных полуволн полезного сигнала.

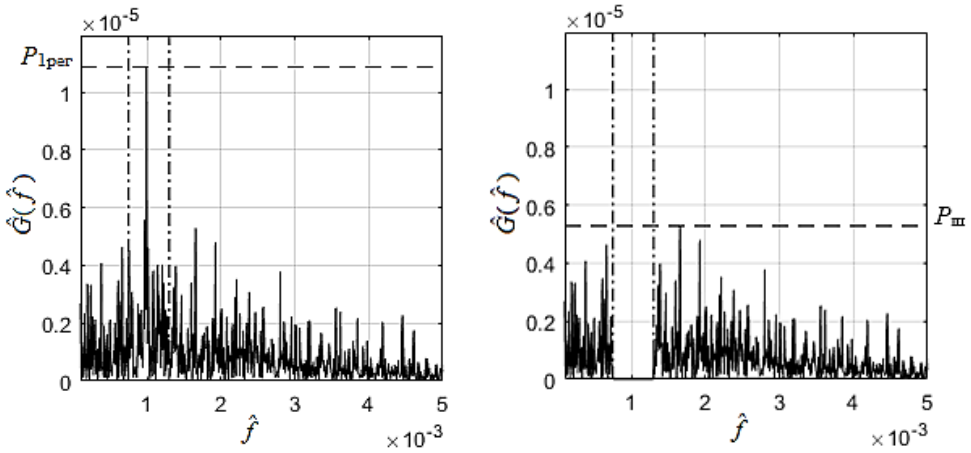


Рис. 5. Пример определения значений P_{1per} и $P_{ш}$

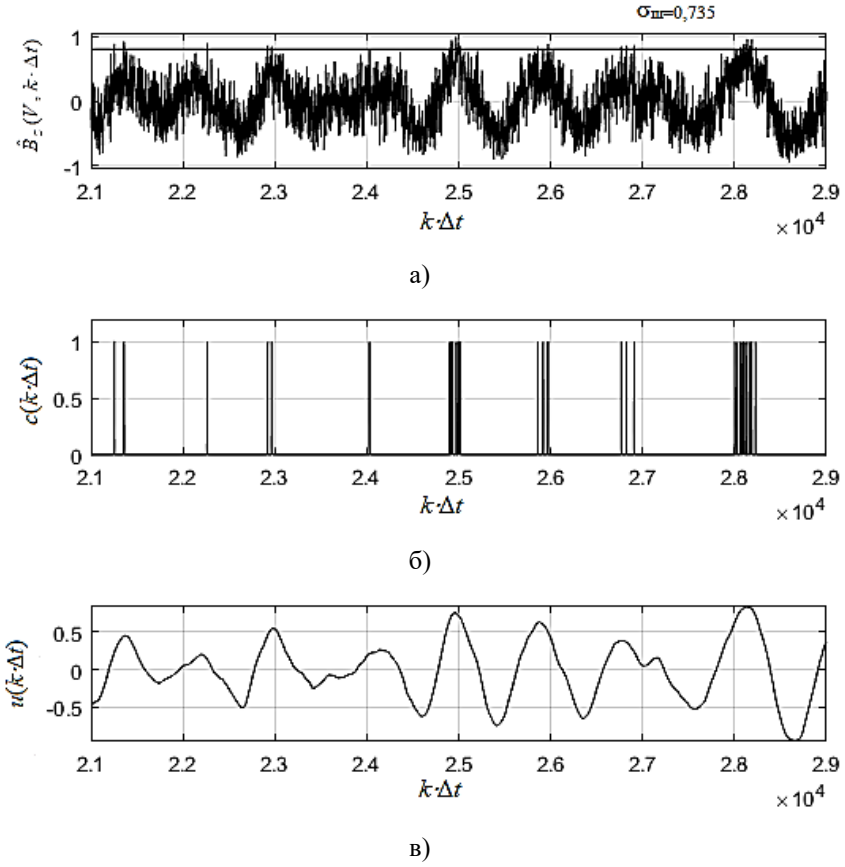


Рис. 6. Осциллограммы сигналов нелинейной системы

При увеличении $\sigma_{ш}$ до критического значения можно видеть, что пересечения порога П начинают происходить и во время воздействия отрицательной полуволны полезного сигнала. Редкие пересечения порога П во время воздействия отрицательной полуволны можно видеть на рис. 7. Таким образом, регулярность пересечения порога выходным сигналом ЦФ начинает нарушаться.

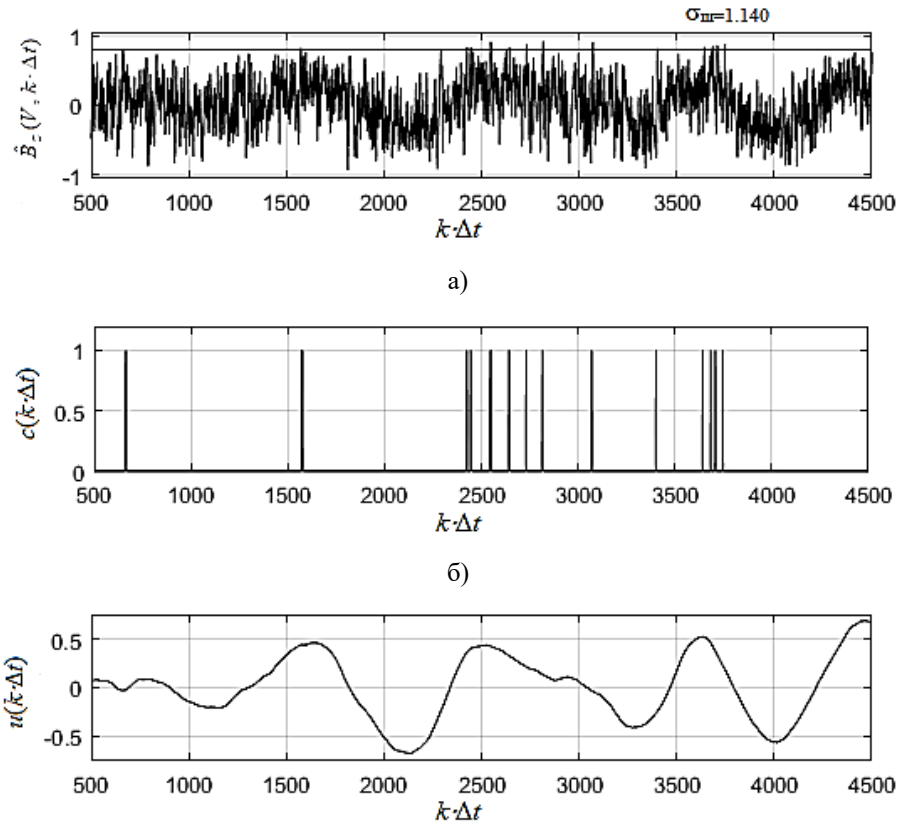
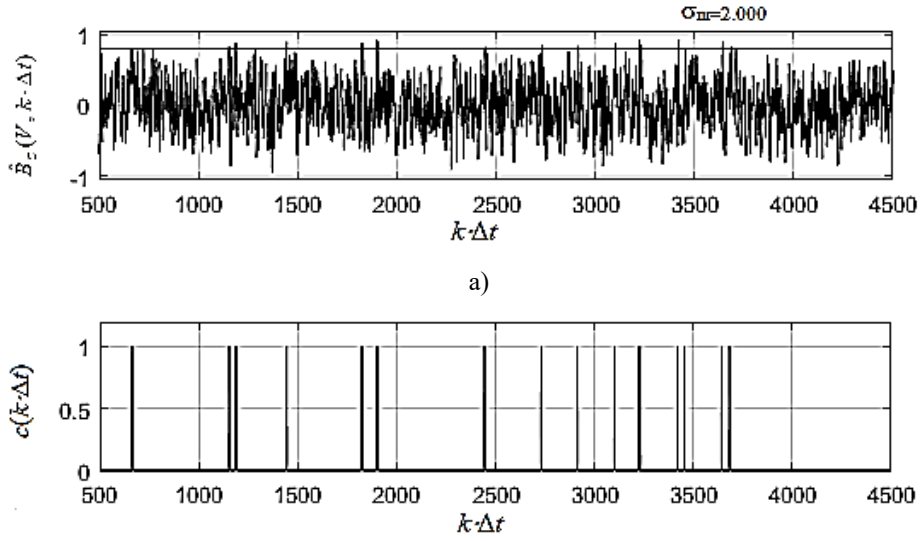
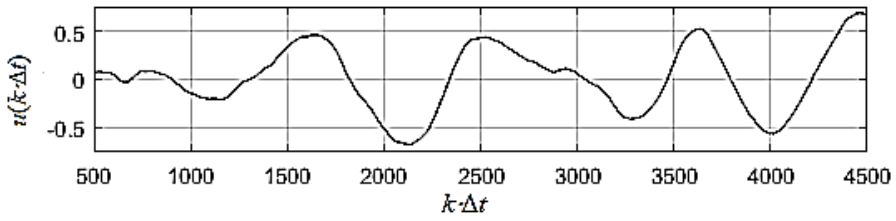


Рис. 7. Осциллограммы сигналов нелинейной системы

При дальнейшем увеличении $\sigma_ш$ пересечения порога становятся беспорядочными и уже не соответствуют приходу на вход положительных полуволн полезного сигнала (рис. 8).



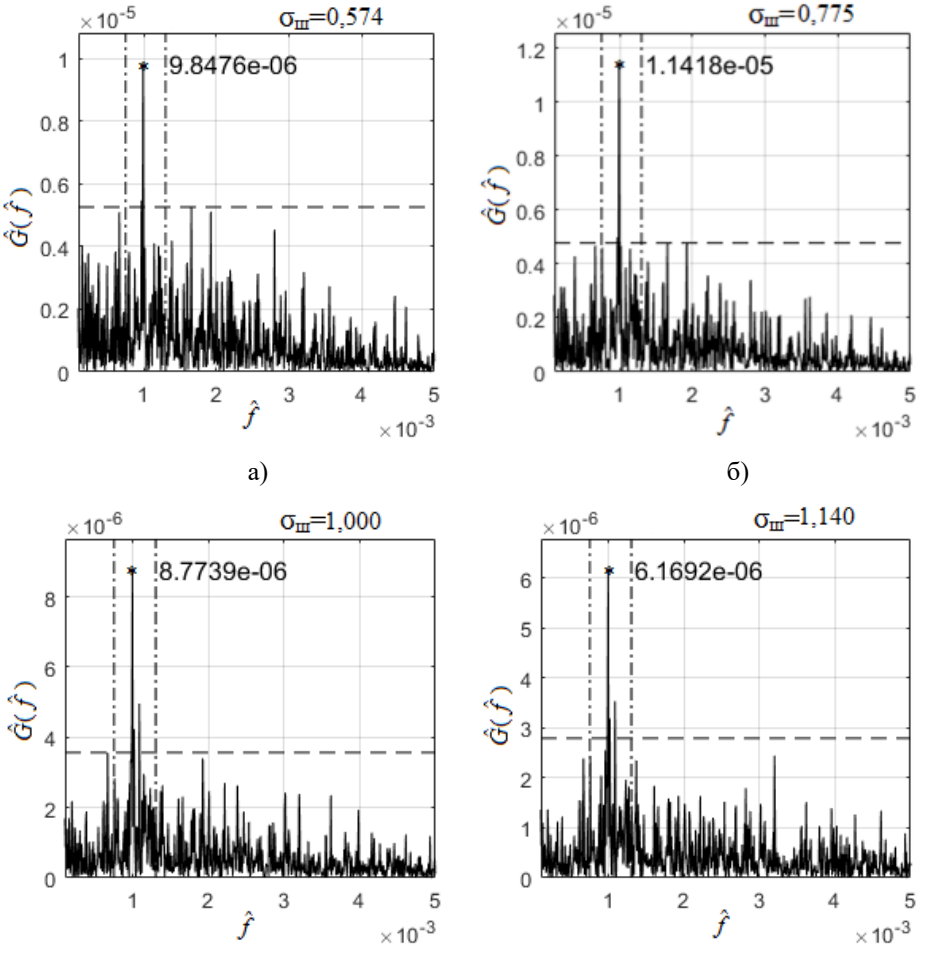


в)

Рис. 8. Осциллограммы сигналов нелинейной системы

На следующем этапе экспериментальных исследований в пакете Matlab были построены графики оценок спектральной плотности мощности сигнала $c(k \cdot \Delta t)$ с использованием периодограмм. На рис. 9–10 показаны графики оценок спектральной плотности мощности сигнала $c(k \cdot \Delta t)$ для различных значений $\sigma_ш$. Полоса полезного сигнала обозначена вертикальными штрихпунктирными линиями. Максимальное значение в полосе полезного сигнала, т.е. P_{1per} показано знаком «звездочка». Уровень шумового основания $P_ш$ на рис. 9–10 обозначен пунктирной линией.

Как можно видеть из рис. 9–10, соотношение $P_{1per}/P_ш$ меняется в зависимости от $\sigma_ш$. Например, для значений $\sigma_ш$ от 0,574 до 1,140 P_{1per} значительно превышает $P_ш$ (рис. 9), при $\sigma_ш = 1{,}304$ значение P_{1per} становится сопоставимым с $P_ш$ (рис. 10а). При $\sigma_ш = 1{,}483$ (рис. 10б) выполняется условие $P_{1per} < P_ш$ и дальнейшее увеличение интенсивности шума не позволяет выделить полезную составляющую сигнала.



а) б)

в) г)

Рис. 9. Спектральная плотность мощности (пунктирная линия – шумовое основание)

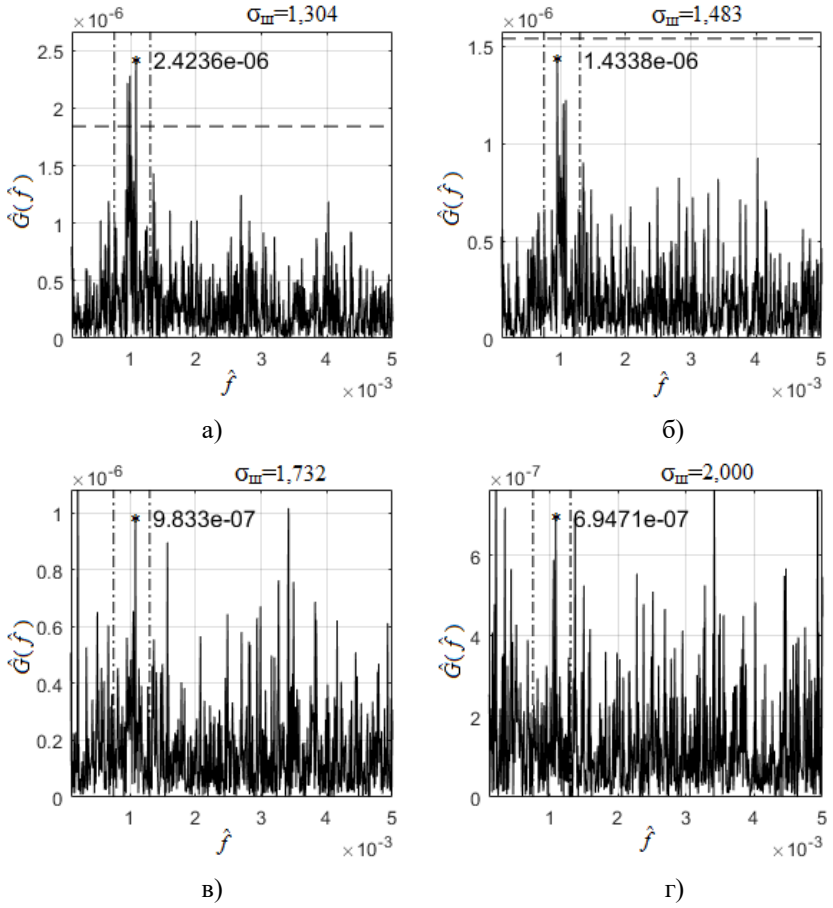


Рис. 10. Спектральная плотность мощности (пунктирная линия – шумовое основание)

На рис. 11а приведен график зависимости соотношения $P_{1рег}/P_ш$ от интенсивности (дисперсии) шума на входе нелинейной системы. На рис. 11б показан график зависимости соотношения $h_{вых}^2/h_{вх}^2$ от интенсивности $(\sigma_ш^2)_{вх}$ белого шума на входе. В данном случае $h_{вх}^2 = \sigma_с^2/(\sigma_ш^2)_{вх}$. На рис. 11а кривая имеет резонансный характер с выраженным максимумом при оптимальном уровне интенсивности белого шума на входе системы. Такая же резонансная форма кривой была получена в ранее известных работах [1, 7]. Превышение значения $P_{1рег}$ над $P_ш$ составляет более чем 2,5 раза. Также резонансную форму имеет и кривая зависимости $h_{вых}^2/h_{вх}^2$ от $(\sigma_ш^2)_{вх}$. Графики, показанные на рис. 11, позволяют сделать вывод, что явление стохастического резонанса справедливо для случая воздействия аддитивной смеси узкополосного случайного сигнала и белого шума.

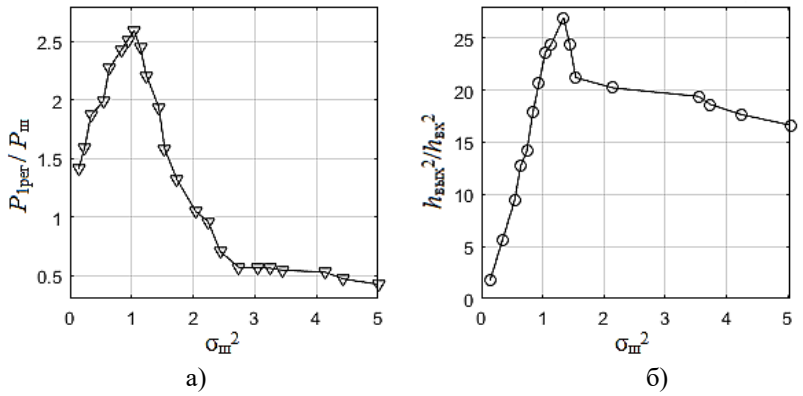


Рис. 11. График зависимости соотношения $P_{1рег}/P_ш$ от дисперсии шума на входе (а), график зависимости соотношения $h_{вых}^2/ h_{вх}^2$ от дисперсии шума на входе (б)

Заключение

1. В опубликованных ранее работах регулярный сигнал в смеси был периодическим или квазидетерминированным, настоящая работа расширяет понятие стохастического резонанса на случай воздействия аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума.

2. В нелинейной системе в условиях воздействия аддитивной смеси полезного случайного сигнала и белого шума появляется эффект стохастического резонанса. При контроле эффекта наблюдается преодоление выходным сигналом системы заданного порога П. При этом порог не может быть преодолен при воздействии полезного сигнала или белого шума по отдельности.

3. Впервые экспериментально установлено, что явление стохастического резонанса справедливо для случая воздействия аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума.

4. Разработаны компьютерные модели нелинейной системы, в которой может возникать прогнозируемое явление стохастического резонанса в случае воздействия аддитивной смеси случайного сигнала и белого шума.

5. Зависимости соотношения сигнал–шум имеют такую же резонансную форму, как и в случае периодического или квазидетерминированного входного воздействия.

Список источников

1. *Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С.* Зависимость стохастического резонанса в нелинейной системе от характеристик каждого слагаемого аддитивной смеси // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 10. [Электронный ресурс]. URL: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.10.10.

2. *Tabakova A.S.* Spectral characteristics of nonlinear system output under stochastic resonance // 2023 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2023. doi: 10.1109/Dynamics 60586.2023.10349487.

3. *Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С.* Спектральные характеристики выходных сигналов цифрового фильтра в условиях возникновения стохастического резонанса // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 2. С. 28–37.

4. Matlab. Functions. Periodogram power spectral density estimate. The MathWorks [Электронный ресурс]. URL:https://ch.mathworks.com/help/signal/ref/periodogram.html?s_tid=doc_ta (дата обращения: 10.03.2025).

5. *Вешкурцев Ю.М., Вешкурцев Н.Д., Титов Д.А.* Приборостроение на базе характеристической функции случайных процессов. Монография. Новосибирск: АНС «СибАК», 2018. 182 с.

6. *Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л.* Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка // Успехи физических наук. 1999. Т. 169, № 1. С. 7–38.

7. *Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С.* Стохастический резонанс при определении оценки характеристической функции Ляпунова // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 11. [Электронный ресурс]. URL: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.11.15.

Информация об авторах

Юрий Михайлович Вешкурцев, д.т.н., профессор
Дмитрий Анатольевич Титов, к.т.н., доцент
Анастасия Сергеевна Табакова, аспирантка
Алексей Анатольевич Магазев, д.ф.-м.н.

Information about the authors

Yu. M. Veshkurtsev, D.Sc. in Engineering Sciences Professor
D.A. Titov, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor
A.S. Tabakova, Postgraduate
A.A. Magazev, D.Sc. in Physics and Mathematics

Статья поступила в редакцию 27.03.2025
Одобрена после рецензирования 04.04.2025
Принята к публикации 10.04.2025

The article was submitted 27.03.2025
Approved after reviewing 04.04.2025
Accepted for publication 10.04.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 15–25. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 15–25. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391.23

Методы цифровой коррекции динамических параметров аналого-цифровых трактов

Владимир Александрович Маковий[1], Сергей Александрович Ермаков[2], Михаил Андреевич Евсеев[3]
[1–3] Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]Makovij@mail.ru, [2]versta9km@mail.ru, [3]z-e-u-s@mail.ru

Аннотация. *Рассмотрены методы цифровой коррекции для повышения динамических характеристик аналого-цифровых трактов (АЦТ) ретрансляторов профессиональной радиосвязи. Обоснована актуальность задачи цифровой коррекции нелинейностей и расширения динамического диапазона приемных устройств в условиях сложной электромагнитной обстановки. Приведено подробное описание технических решений, лежащих в основе предложенных методов: частотно-избирательная цифровая коррекция нелинейностей широкополосных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), метод плавного регулирования амплитуды размывающего сигнала для повышения динамического диапазона по интермодуляции, метод увеличения скорости спада гармоник сигнала при стабилизации среднего угла ограничения. Подчеркивается, что совместное применение разработанных методов обеспечивает значительный синергетический эффект, выражающийся в существенном улучшении суммарных динамических параметров приемного устройства, снижении энергопотребления и повышении эффективности работы в сложной электромагнитной обстановке. Приведены результаты моделирования и экспериментального подтверждения эффективности предложенных решений.*

Ключевые слова: *программно-определяемые радиостанции, цифровая коррекция, аналого-цифровой тракт, динамический диапазон, нелинейные искажения, размывающий сигнал, асинхронный интерполятор, цифровая обработка сигналов, DMR.*

Digital correction methods for dynamic parameters of analog-to-digital paths

Vladimir A. Makovij[1], Sergey A. Ermakov[2], Mikhail A. Evseev[3]
[1–3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]Makovij@mail.ru, [2]versta9km@mail.ru, [3]z-e-u-s@mail.ru

Abstract. *Digital correction methods aimed at improving the dynamic characteristics of analog-to-digital paths (ADP) in professional radio communication repeaters are discussed. The relevance of digital correction for nonlinearities and expanding the dynamic range of receivers in complex electromagnetic environments is substantiated. A detailed description of the technical solutions underlying the proposed methods is provided: frequency-selective digital correction of nonlinearities in wideband ADCs, a method for smooth adjustment of the dithering signal amplitude to enhance the intermodulation dynamic range, a technique for increasing the harmonic roll-off rate while stabilizing the average limiting angle. It is emphasized that the combined application of these methods provides a significant synergistic effect, resulting in a substantial improvement in the overall dynamic parameters of the receiver, reduced power consumption, and enhanced performance in challenging electromagnetic conditions. Simulation results and experimental validation of the proposed solutions are presented.*

Keywords: *software-defined radios, digital correction, analog-to-digital path, dynamic range, nonlinear distortion, dithering, asynchronous interpolator, digital signal processing, DMR.*

Стандарт DMR (Digital Mobile Radio) широко применяется в сфере профессиональной мобильной радиосвязи благодаря возможности обеспечения надежной и качественной связи в критически важных условиях эксплуатации [1]. Устройства данного стандарта активно применяются в службах экстренного реагирования, энергетике, промышленности, на транспорте и в

© Маковий В.А., Ермаков С.А., Евсеев М.А., 2025

других отраслях, предъявляющих повышенные требования к надежности и дальности радиосвязи. Как правило, сети связи стандарта DMR строятся на основе инфраструктурного оборудования – базовых станций. В отличие от гражданской сотовой связи профессиональная радиосвязь не имеет выделенных дуплексных диапазонов частот под восходящий и нисходящий каналы. Частоты приема и передачи многоканальных базовых станций теоретически могут находиться в пределах всего диапазона 146–174 МГц или 401–486 МГц. При построении многоканальных сетей профессиональной радиосвязи это обстоятельство вынуждает использовать громоздкое и дорогое частотно-разделительное оборудование с особой настройкой на каждой базовой станции.

Уменьшить требования к частотно-разделительному оборудованию и, следовательно, издержки заказчика позволит обеспечение достаточного динамического диапазона и минимизация нелинейных искажений приемника ретранслятора базовой станции [2]. В традиционных супергетеродинных приемниках эта проблема связана, в первую очередь, с наличием нелинейных элементов, ограниченных технологией изготовления – аналоговых смесителей и перестраиваемых фильтров на диодах (варикапах), вносящих искажения и приводящих к возникновению интермодуляционных продуктов, существенно снижающих качество и надёжность связи [3]. Реализация многоканальности в супергетеродинном приемнике осуществляется путем разветвления входного сигнала на независимые приемные тракты, каждый со своим смесителем и гетеродином. Это порождает дополнительные проблемы, связанные с появлением самопораженных частот и побочных каналов приема.

Перспективной альтернативой супергетеродинным схемам является архитектура программируемого радио (Software-Defined Radio, SDR), а именно её разновидность – Ideal Software Radio (ISR), реализующая полную оцифровку входного радиочастотного сигнала без промежуточного аналогового преобразования частоты [4]. Концепция ISR предполагает оцифровку сигнала непосредственно на радиочастоте с помощью высокоскоростного АЦП с последующей цифровой обработкой сигнала (ЦОС), что позволяет значительно уменьшить количество аналоговых компонентов, являющихся источниками нелинейностей и помех. Однако, несмотря на очевидные преимущества, практическое внедрение ISR-архитектуры сталкивается с рядом технических ограничений, связанных, в первую очередь, с технологическим уровнем современных высокоскоростных АЦП и предварительных усилителей (ПУ) [5].

Современные радиочастотные АЦП характеризуются нелинейной передаточной характеристикой, сильно зависящей от частоты сигнала. Это связано с технологическими ограничениями и особенностями интегральных схем АЦП. Аналогичные ограничения существуют и для предварительных усилителей, которые также демонстрируют нелинейность передаточной характеристики и частотную зависимость динамических параметров. В совокупности эти факторы приводят к снижению динамического диапазона и возрастанию уровня нелинейных искажений, особенно в широкополосных приемных устройствах, таких как программно-аппаратные платформы на базе архитектуры ISR [7].

В рамках проведенных исследований были разработаны и запатентованы цифровые методы коррекции, направленные на преодоление указанных ограничений. В частности, были предложены частотно-избирательные методы цифровой коррекции нелинейностей, позволяющие компенсировать искажения АЦП и ПУ с учётом их частотной характеристики [8]. Кроме того, разработан метод плавного регулирования амплитуды размывающего сигнала, позволяющий повысить динамический диапазон по интермодуляции и предотвратить деградацию динамического диапазона при значительных уровнях входных сигналов [9]. Также был предложен оригинальный подход, обеспечивающий повышение скорости спада гармоник ограниченного сигнала при стабилизации среднего угла ограничения, что позволяет снизить требования к частоте дискретизации и энергопотреблению приемного устройства [10].

Несмотря на то, что каждый из перечисленных методов обладает самостоятельной научной и практической ценностью, именно их совместное применение позволяет достичь выраженного синергетического эффекта, выражающегося в заметном улучшении суммарных динамических характеристик АЦТ ретрансляторов стандарта DMR. Комплексная реализация всех компонентов цифровой коррекции в составе единого программно-определяемого приемного тракта обеспечивает адаптацию к текущей электромагнит-

ной обстановке, устойчивость работы при воздействии блокирующих помех при сохранении высокой линейности тракта.

Целью настоящей работы является обзор разработанных методов цифровой коррекции и представление результатов исследований, подтверждающих эффективность их комплексного применения для повышения динамических параметров приемников ретрансляторов профессиональной радиосвязи. В последующих разделах статьи приводится детальное описание предлагаемых технических решений, их теоретическое обоснование, результаты экспериментальных исследований, а также обсуждается достигнутый синергетический эффект от их интеграции в единую систему цифровой обработки сигналов.

Обзор разработанных методов цифровой коррекции

Системный подход к обеспечению высоких динамических характеристик АЦТ приемных устройств программно-определяемой архитектуры требует внедрения оригинальных методов цифровой коррекции, способных эффективно компенсировать нелинейные искажения и предотвращать деградацию параметров при воздействии блокирующих сигналов. В рамках проведенных исследований были разработаны и реализованы три ключевых метода цифровой коррекции, каждый из которых решает строго определённый класс задач, возникающих в цифровых радиоприемных устройствах, построенных по архитектуре ISR.

Первый из разработанных методов направлен на устранение частотно-зависимой нелинейности аналого-цифрового тракта и реализуется в виде модифицированной цифровой коррекции, использующей частотно-избирательные корректирующие нелинейные элементы (КНЭ). В отличие от традиционных решений, предполагающих включение одного универсального КНЭ в цифровой домен, данный метод предусматривает параллельную обработку сигнала в нескольких частотных полосах с применением специализированных фильтров и соответствующих КНЭ, настроенных на компенсацию искажений в каждой из полос. Функционально схема представляет собой совокупность полосовых фильтров, на выходах которых расположены индивидуальные КНЭ, а их результаты суммируются и подаются в блок цифровой обработки. Такой подход позволяет учесть реальное распределение частотной зависимости искажений в АЦП и ПУ, обеспечивая высокую точность компенсации в широком диапазоне частот. Метод доказал свою эффективность при работе с широкополосными сигналами и в условиях переменных частот настройки, что особенно актуально для многоканальных приемных устройств профессиональной радиосвязи [8].

Второй метод направлен на минимизацию ухудшения динамического диапазона по интермодуляции при работе с аддитивными размывающими сигналами. Известно, что добавление размывающего сигнала на вход АЦП позволяет улучшить статистические характеристики ошибки квантования и ослабить коррелированные помехи нелинейности. Однако в классических схемах, где амплитуда размывающего сигнала управляется пороговым ключом, наблюдается резкое ухудшение характеристик при отключении сигнала вблизи границы перегрузки АЦП. В предлагаемом методе реализована плавная регулировка амплитуды размывающего сигнала в зависимости от амплитуды входного сигнала и текущего уровня цифрового сигнала, что позволяет избежать пороговых срывов в работе схемы. Управление амплитудой реализуется через блок масштабирования, включающий цифровой умножитель и формирователь управляющего сигнала, параметры которого вычисляются в реальном времени на основе оценки сигнала. Таким образом достигается устойчивое поддержание оптимального режима работы АЦП, при котором обеспечивается высокий динамический диапазон по блокированию без ухудшения интермодуляционных характеристик [9].

Третий метод связан с повышением скорости спада гармоник ограниченного сигнала в цифровом тракте и реализуется путем введения в структуру цифровой обработки безынерционного нелинейного элемента (БНЭ), который позволяет выполнять постобработку выходных отсчетов АЦП в режиме стабилизации среднего угла ограничения. Указанный режим возникает при превышении уровня входного сигнала предельных значений линейной зоны преобразования АЦП. В условиях ограничений традиционно требуется увеличение частоты дискретизации, что приводит к росту энергопотребления и усложнению аппаратной реализации. Применение предложенного метода позволяет существенно уменьшить требования к частоте дискретизации за счет подавления побочных гармоник в спектре ограниченного сигнала на этапе цифровой коррекции. Алгоритм работы включает оценку угла ограничения, его

сравнение с порогом и динамическую настройку коэффициента ослабления аттенюатора с последующей компенсацией усиления в цифровом домене. Это обеспечивает баланс между устойчивостью к перегрузке и сохранением энергетической целостности сигнала [10].

Особое значение имеет то, что все перечисленные методы разрабатывались в рамках единой концепции, предполагающей их архитектурную совместимость и возможность интеграции в состав одного программно-определяемого приемного устройства. Внедрение всех трёх подходов позволяет сформировать согласованную систему цифровой коррекции, в которой каждый метод выполняет специализированную функцию, при этом не дублируя, а дополняя действия других методов. Так, частотно-избирательная коррекция решает задачу компенсации частотной нелинейности, метод с плавным управлением амплитудой размывающего сигнала обеспечивает оптимальные условия работы АЦП, а метод со стабилизацией угла ограничения поддерживает допустимый уровень спектральных помех при ограничении.

Совокупный эффект от совместного применения всех разработок проявляется в виде расширения динамического диапазона, повышения линейности тракта и снижения энергопотребления цифровой части радиоприемного устройства, что подтверждено как расчетными, так и экспериментальными данными. Данная синергетическая стратегия реализации цифровой коррекции может быть рекомендована в качестве базовой для построения профессиональных радиостанций нового поколения на основе архитектуры ISR.

Разработка и исследование

Разработка и исследование методов цифровой коррекции динамических параметров АЦТ проводились в рамках комплексного проекта, реализуемого в АО «Концерн «Созвездие». Методология работ строилась на основе научно-обоснованного проектирования радиотехнических систем с применением аппаратно-программного моделирования, теоретического анализа, верификации расчетных моделей и экспериментальной отладки на опытных образцах.

Объектом исследования явились радиоприемные устройства программно-определяемой архитектуры, в которых используется прямое оцифровывание радиочастотных сигналов с последующей цифровой обработкой. Исходной гипотезой разработки явилось предположение о возможности существенного улучшения параметров АЦТ путем синтеза согласованной системы цифровой коррекции, охватывающей все ключевые факторы, влияющие на снижение динамического диапазона и искажений сигнала.

Метод частотно-избирательной коррекции нелинейностей был реализован с использованием цепочки цифровых фильтров и набора корректирующих нелинейных элементов (КНЭ), для которых были синтезированы индивидуальные передаточные характеристики. Структурная схема и пояснение работы метода в виде спектрального представления прохождения бигармонического сигнала через АЦТ приведены на рис. 1.

Этап синтеза основывался на методах гармонического тестирования: на вход тракта подавались сигналы с заранее заданной формой, а на выходе АЦП производилась регистрация отклонений от идеальной линейности. Полученные данные использовались для построения таблиц соответствия (lookup tables) в каждом частотном диапазоне. Для выделения полос использовались цифровые бланк-фильтры, синтезированные на основе оконных и КИХ-фильтров с узкой полосой пропускания. Корректирующие элементы представляли собой нелинейные преобразователи, описывающие индивидуальную компенсационную характеристику в каждой полосе. Все выходы КНЭ суммировались и подавались на основной тракт цифровой обработки. Для имитации работы тракта применялись модели в среде MATLAB Simulink и собственные средства на базе ПЛИС (FPGA).

Метод плавного регулирования амплитуды размывающего сигнала реализовывался с использованием динамического блока регулирования амплитуды размывающего сигнала, включающего вычислитель амплитуды принимаемого сигнала, цифровой компаратор и управляющий модуль формирования амплитуды. Размывающий сигнал генерировался цифровым источником на основе псевдослучайной последовательности с равномерным спектром, а его амплитуда масштабировалась в соответствии с текущими условиями приема. Основной критерий управления состоял в приближении амплитуды размывающего сигнала к значению, при котором сохраняется максимальный допустимый уровень входного сигнала без ограничения в АЦП. Порог отключения П2 и масштаб амплитуды рассчитывались на основе текущего уровня принимаемого сигнала и характеристик преобразования АЦП:

$$\text{П2} = FS - D_{\max}, \qquad (1)$$

где FS – мгновенное значение цифрового сигнала, соответствующее максимальному входному мгновенному напряжению, не вызывающему ограничения АЦП;

$D_{\max}$ – значение цифрового сигнала, соответствующее максимальному значению амплитуды размывающего сигнала на выходе АЦП.

Амплитуда размывающего сигнала D определялась по формуле

$$D = \begin{cases} FS - A, \ A \geq \Pi 2; \\ D_{\max}, \ A < \Pi 2, \end{cases} \quad (2)$$

где A – измеренная амплитуда принимаемого цифрового сигнала.

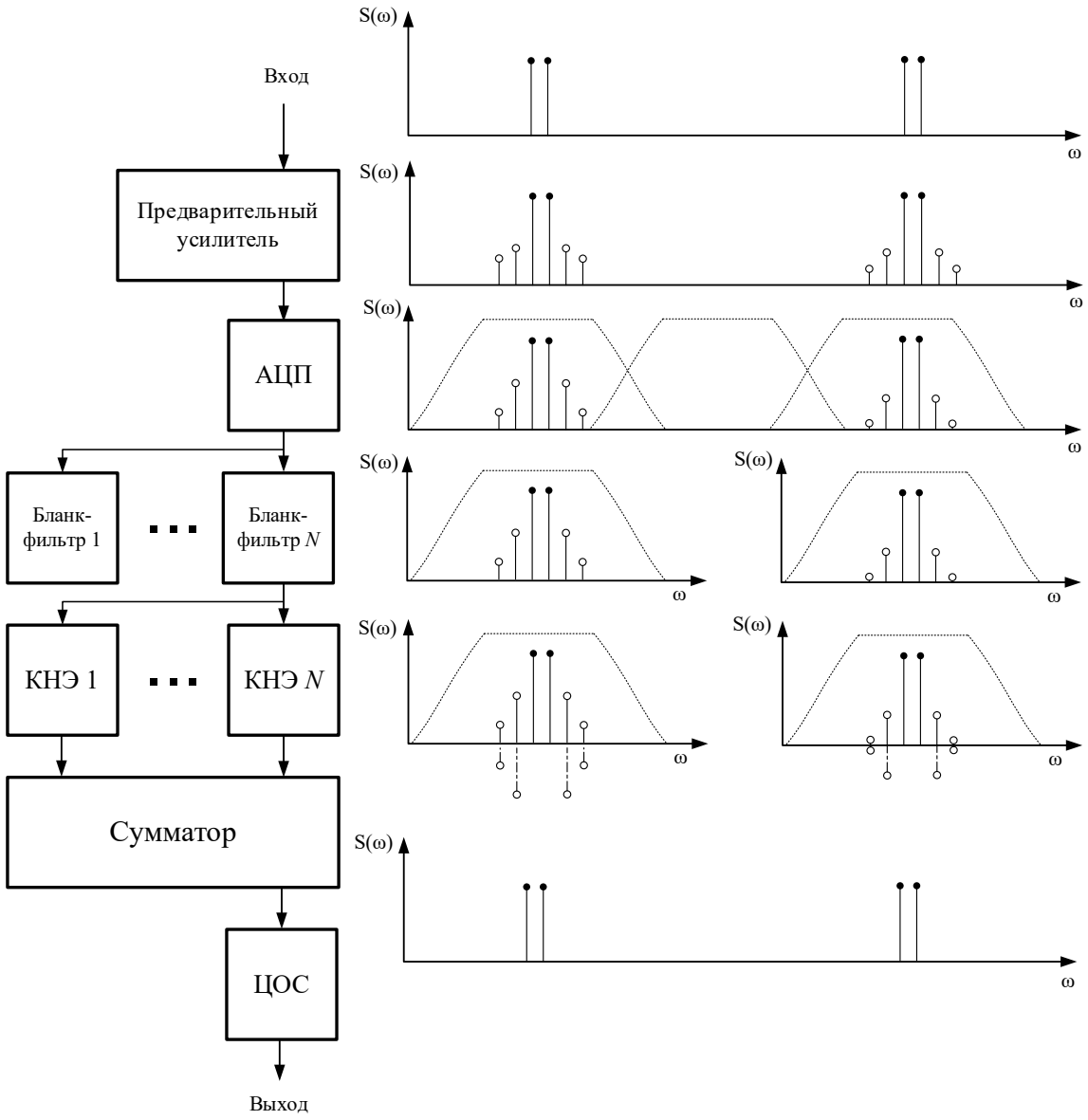


Рис. 1. Структурная схема и пояснение работы метода частотно-зависимой коррекции нелинейности АЦТ

Вычисления выполнялись в реальном времени, что обеспечивало адаптивное поведение системы в условиях переменного уровня сигнала. Для обеспечения непрерывной адаптации применялись алгоритмы сглаженного экспоненциального скользящего среднего, реализованные на ПЛИС.

Метод увеличения скорости спада гармоник в режиме стабилизации среднего угла ограничения базировался на применении БНЭ в цифро-

вом тракте после АЦП. Функция БНЭ заключалась в аппроксимации нелинейной зависимости между входными отсчетами и выходным сигналом в условиях ограничения.

Пример синтезированной характеристики преобразования с плавным скруглением в сравнении с линейной характеристикой представлен на рис. 2 (вся характеристика) и рис. 3 (скругление в зоне ограничения).

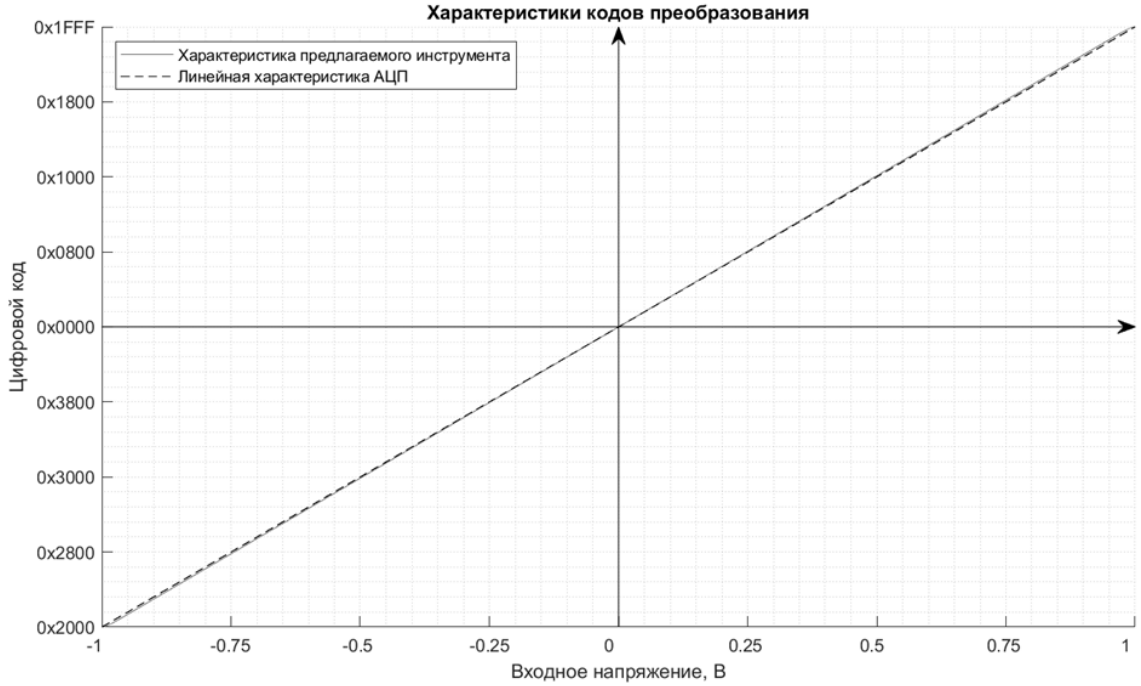


Рис. 2. Сравнение синтезированной характеристики преобразования с линейной характеристикой АЦП

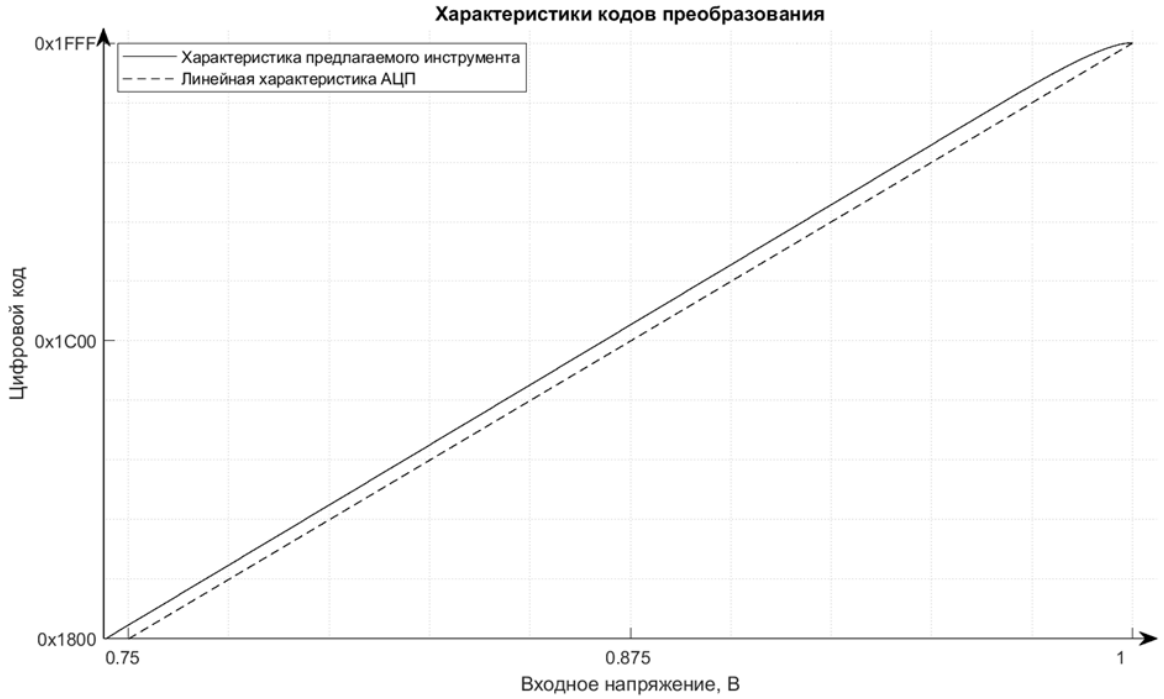


Рис. 3. Сравнение синтезированной характеристики преобразования с линейной характеристикой АЦП в зоне скругления

Эффективный угол ограничения оценивался по алгоритму, предложенному в [10], путем анализа динамики уровня отсеченных отсчетов и статистической оценки плотности ограничения. Полученное значение угла ограничения сравнивалось с порогом, на основе которого формировался управляющий сигнал, подаваемый в формирователь автоматической регулировки усиления (АРУ). Последний управлял коэффициентом передачи аттенюатора, обеспечивая обратную связь. Одновременно на цифровом уровне осуществлялась компенсация ослабленного сигнала путем масштабирования отсчетов цифровым умножителем, что позволяло сохранять эквивалентный коэффициент усиления АЦТ в диапазоне.

Верификация работоспособности всех трех методов и их совместной интеграции проводилась на аппаратной платформе, основанной на ПЛИС Xilinx серии Kintex-7 с подключением к прецизионному АЦП AD9680 и цифровому сигнальному процессору (ЦСП). Для анализа характеристик и оценки эффективности применялись как синтетические тестовые сигналы, так и реальные радиосигналы в диапазоне от 30 до 512 МГц. Измерения производились с использованием векторного анализатора спектра, программных средств регистрации параметров динамического диапазона и специализированных стендов оценки интермодуляционных искажений.

Таким образом, предложенные методы были реализованы как в программной среде моделирования, так и в виде аппаратных прототипов, что позволило подтвердить их практическую реализуемость и определить условия оптимального совместного применения в составе цифрового радиоприемного тракта.

Результаты

Проведённые исследования, моделирование и экспериментальная верификация продемонстрировали эффективность реализованных методов цифровой коррекции при их последовательной и совместной интеграции в структуру АЦТ многоканального ретранслятора стандарта DMR. Результаты позволяют с высокой степенью достоверности утверждать о достижении качественно новых технических параметров радиоприемных устройств, в первую очередь – расширения динамического диапазона, повышения линейности и устойчивости к блокирующим сигналам.

В рамках экспериментальной отладки на аппаратной платформе были измерены основные характеристики приёмного тракта с внедрением каждого из разработанных методов по отдельности, а также с их совместным применением. В качестве критериев оценки использовались:

– динамический диапазон по интермодуляции (IMDDR);

– динамический диапазон по блокированию (BDR);

– эффективная частотная линейность (FLR);

– уровень спектральных побочных компонентов (SPC) при ограничении сигнала;

– энергетические характеристики цифрового тракта, включая пиковое энергопотребление ПЛИС и ЦСП.

Внедрение метода частотно-избирательной цифровой коррекции позволило добиться компенсации нелинейностей АЦП и ПУ в диапазоне от 30 до 512 МГц. По результатам гармонического тестирования с использованием двухтонового сигнала наблюдалось улучшение IMDDR в среднем на 8–10 дБ по сравнению с некорректированным трактом. Для частотных интервалов, в которых отклонение OIP3 достигало порядка 6 дБ, применение частотно-селективных КНЭ обеспечивало снижение уровня продукта интермодуляционных искажений третьего порядка (IM3) до −85…−87 dBFS.

Метод плавной регулировки амплитуды размывающего сигнала был испытан в условиях переменной амплитуды входного сигнала при наличии блокирующего воздействия. Классические схемы с пороговым ключом демонстрировали характерный «провал» IMDDR при отключении размывающего сигнала. В модифицированной архитектуре удалось добиться устойчивого поддержания высокого уровня динамического диапазона по интермодуляции на всём участке регулирования: значения IMDDR оставались стабильными в пределах 85–90 дБ независимо от уровня помех. Также был устранён эффект ступенчатого изменения уровня шума размывающего сигнала на выходе цифрового тракта, что повысило качество детектирования слабых сигналов на фоне мощных помех.

Реализация метода стабилизации среднего угла ограничения с применением ББНЭ обеспечила повышение скорости спада гармоник сигнала при его ограничении. На рис. 4 представлены результаты макетирования в виде спектров сигналов, на которых маркерами отмечены гармоники ограниченного сигнала. Анализ показывает снижение абсолютной величины уровня гармоник ограниченного сигнала, что подтверждает результаты моделирования.

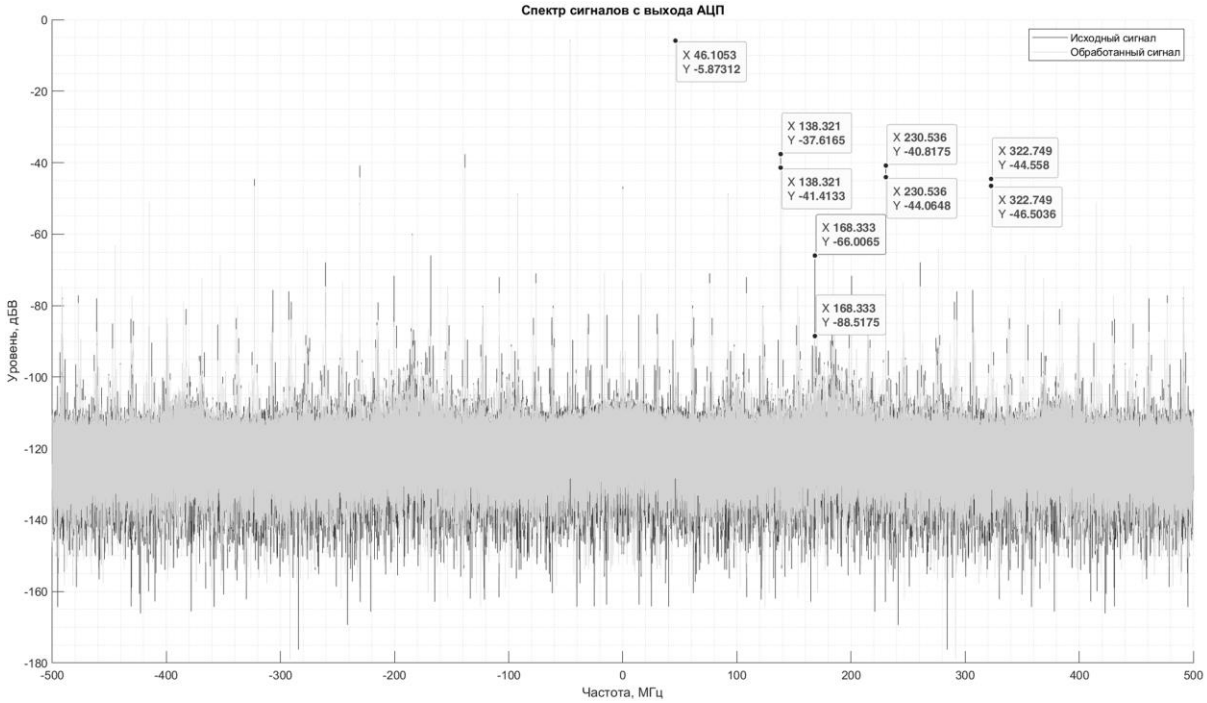


Рис. 4. Спектры сигналов с блокирующей помехой на входе приемного тракта макета ретранслятора DMR с БНЭ и без него

При моделировании и в реальных измерениях спектральной плотности сигнала наблюдалось снижение уровня побочных спектральных компонентов (SPC), наибольшая из которых снизилась до значения −36 dBc. Без применения БНЭ соответствующее значения составляло −31 dBc. Таким образом, была достигнута разница 5 дБ, что критически важно для обеспечения селективности в условиях плотной спектральной загрузки. Также было зафиксировано снижение требований к частоте дискретизации: допустимое снижение частоты на 25–30 % не приводило к заметному ухудшению характеристик в основной полосе приёма. Это позволило снизить энергопотребление ПЛИС на 12–14 % и тепловую нагрузку на цифровую часть устройства.

Наиболее значимые результаты были получены при совместном применении всех трёх методов. Эффективность комплексной цифровой коррекции была подтверждена следующими показателями:

– расширение динамического диапазона по интермодуляции до 92 дБ;

– увеличение динамического диапазона по блокированию до 110 дБ;

– стабильность линейной характеристики во всём рабочем диапазоне частот;

– снижение уровня гармоник при ограничении;

– экономия потребляемой мощности до 15 % при использовании оптимального режима частоты дискретизации.

Также стоит отметить, что внедрение методов не потребовало кардинального пересмотра архитектуры приёмного тракта. Все решения реализуемы в рамках существующих аппаратных платформ, построенных на ПЛИС и ЦСП, с использованием типовых цифровых фильтров, LUT-блоков и управляющих машин состояний. Таким образом, предложенные подходы не только технологически достижимы, но и экономически обоснованы при переходе к серийному производству.

Результаты опытной эксплуатации приемных трактов на базе предложенной архитектуры в составе макетов ретрансляторов DMR подтвердили устойчивую работу в условиях сильных помех и перегрузки входного каскада, а также улучшение качества приема слабых сигналов при многоканальной работе. Это свидетельствует о практической эффективности и готовности разработанных методов к применению в реальных условиях эксплуатации.

Научная и техническая новизна

В рамках выполненных исследований были разработаны и реализованы оригинальные методы цифровой коррекции, ориентированные на обеспечение высоких динамических характеристик в АЦТ приёмных устройств программно-определяемой архитектуры стандарта DMR. Научная новизна данных решений заключается в комплексной модификации цифровых алгоритмов обработки сигнала с учётом частотно-зависимых, амплитудно-зависимых и нелинейных характеристик трактов с оцифровкой непосредственно на радиочастоте. Предложенные методы формируют согласованный набор технических решений, ранее не реализованный в такой взаимосвязанной форме.

Одним из центральных элементов новизны является предложенный метод частотно-избирательной цифровой коррекции нелинейностей широкополосных АЦП. В отличие от известных решений, основанных на использовании одного корректирующего нелинейного элемента, синтезированного по результатам измерений на одной частоте, предложенный подход предусматривает параллельную реализацию нескольких КНЭ, каждый из которых работает в своей полосе частот. Такая архитектура обеспечивает учёт реальной зависимости характеристик нелинейности от частоты оцифровываемого сигнала, характерной для современных широкополосных АЦП и предварительных усилителей. Новизна заключается в инженерной реализации метода частотной селекции в цифровом домене с последующей индивидуальной нелинейной компенсацией, что обеспечивает линейность преобразования в широкой полосе. До настоящего времени известные коррекционные схемы, реализуемые в виде lookup-table (LUT) или полиномиальных преобразователей, не учитывали специфику частотной зависимости нелинейности, что ограничивало их применение в многоканальных приёмниках.

Следующий элемент новизны – метод адаптивной регулировки амплитуды размывающего сигнала, используемого для улучшения интермодуляционной избирательности АЦП. Классические реализации таких схем применяли пороговые методы – включение/отключение размывающего сигнала при достижении заданного уровня. Это вызывало резкие переходные процессы и ухудшение характеристик в режиме приближения к порогу. Предложенное решение предусматривает плавное регулирование амплитуды в зависимости от измеренной амплитуды входного сигнала и текущего состояния цифрового кода, что позволяет устранить скачкообразные изменения и сохранить устойчивость динамических характеристик. В техническом плане это реализовано через интегральный блок регулирования амплитуды размывающего сигнала, формирующий коэффициент масштабирования размывающего сигнала в реальном времени. Таким образом, достигается гибкое и непрерывное управление режимом АЦП, адаптирующее поведение тракта к текущей обстановке, что ранее не реализовывалось в подобных схемах.

Третьим существенным элементом является метод цифровой коррекции спектральных искажений в режиме ограничения сигнала за счёт стабилизации среднего угла ограничения. В литературе и практике проектирования SDR-устройств описаны подходы, предполагающие увеличение частоты дискретизации с целью вывода гармоник за пределы основной полосы приёма. Однако это ведёт к росту энергопотребления и необходимости в высокоскоростных АЦП и ПЛИС. Предложенное решение реализует цифровую обработку выходного сигнала АЦП с помощью безынерционного нелинейного элемента, осуществляющего табличное или полиномиальное преобразование отсчётов в условиях ограничения. Основной вклад в новизну вносит механизм цифровой компенсации энергетических характеристик ограниченного сигнала, обеспечивающий спад амплитуд гармоник без увеличения частоты дискретизации. Дополнительно реализуется автоматическое регулирование усиления аналоговой части тракта через оценку среднего угла ограничения, обеспечивающее компенсацию понижения амплитуды сигнала при ограничении и стабилизацию коэффициента передачи АЦТ в целом.

Комплексная научная новизна предложенного подхода заключается в интеграции частотной коррекции, динамического управления режимом квантования и подавления спектральных искажений в едином цифровом тракте, что ранее в известных схемах не реализовывалось в совокупности. Разработанные методы технологически реализуемы на существующих аппаратных платформах на базе ПЛИС и ЦСП, об-

ладают высокой масштабируемостью и позволяют обеспечить рекордные параметры приёмных устройств без существенного увеличения аппаратной сложности.

С технической точки зрения данные методы открывают возможность создания профессиональных радиостанций и ретрансляторов стандарта DMR, способных работать в условиях сильных электромагнитных помех, широкого диапазона входных сигналов и высокой плотности спектра. Реализуемость решений подтверждена экспериментально, в том числе в рамках испытаний опытных образцов и макетов, что дополнительно подчёркивает прикладной характер научной новизны и её потенциал для серийного внедрения.

Выводы

В работе представлен систематизированный подход к цифровой коррекции динамических параметров АЦТ профессиональных радиоприемных устройств стандарта DMR. Разработан и апробирован комплекс оригинальных методов, направленных на устранение ключевых ограничений приёмников, реализующих прямую оцифровку радиочастотного сигнала. Основное внимание уделено задачам компенсации частотнозависимой нелинейности, стабилизации интермодуляционных характеристик, подавлению спектральных искажений при ограничении сигнала и повышению устойчивости приёмника к воздействию блокирующих помех.

Объединение методов цифровой коррекции АЦТ в единую систему дало выраженный синергетический эффект, проявляющийся в устойчивом расширении динамического диапазона, повышении линейности и устойчивости радиоприемного тракта к высокоуровневым и широкополосным помехам. Экспериментальные измерения, выполненные на аппаратной платформе, подтвердили рост интермодуляционного динамического диапазона до 92 дБ, увеличение динамического диапазона по блокированию до 110 дБ, а также снижение побочных гармоник при ограничении. При этом уровень потребления цифрового тракта был уменьшен в среднем на 12–15 % за счёт оптимизации частоты дискретизации и исключения избыточных операций в условиях перегрузки.

Результаты работы обладают не только теоретической, но и выраженной прикладной ценностью. Все предложенные методы реализуемы на современном элементном уровне с использованием типовых цифровых микросхем, включая ПЛИС, ЦСП и сопроцессоры. Это позволяет без существенных изменений архитектуры существующих решений интегрировать предложенные технологии в серийные изделия и повысить их конкурентоспособность.

Представленные разработки создают основу для построения нового поколения профессиональных радиостанций и ретрансляторов стандарта DMR, отличающихся высокой устойчивостью к помехам, минимальным уровнем нелинейных искажений, оптимизированным энергопотреблением и возможностью адаптивной работы в условиях сложной электромагнитной обстановки. Полученные результаты открывают перспективы дальнейших исследований в области когнитивной и адаптивной радиосвязи, где требуется высокая гибкость и селективность приёма без увеличения аппаратной сложности.

Таким образом, достигнутые в работе научные и технические результаты являются значимым вкладом в развитие цифровой радиоприемной аппаратуры и могут быть рекомендованы к использованию при проектировании и модернизации профессиональных систем связи гражданского назначения, работающих в диапазонах VHF и UHF.

Список источников

1. ETSI TS 102 361-1 V2.5.1 (2017-10). Digital Mobile Radio (DMR); General system design. European Telecommunications Standards Institute, 2017. 42 p.

2. *Tuttlebee W.* Software Defined Radio: Enabling Technologies. Chichester: John Wiley & Sons, 2002. 442 p.

3. *Fette B.A.* Cognitive Radio Technology. 2nd ed. Oxford: Elsevier, 2009. 828 p.

4. *Маковий В.А.* Динамические параметры аналого-цифрового тракта ДКМВ диапазона // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 18–20.

5. Digital front-End in Wireless Communications and Broadcasting: Circuits and Signal Processing. Cambridge University Press, 2011. 328 p.

6. Analog Devices. AD9680: Dual, 14-Bit, 1.25 GSPS/1 GSPS JESD204B, RF Analog-to-Digital Converter [Datasheet]. Analog Devices, Inc., 2018. 52 p.

7. Qorvo Inc. TQP3M9035: High-Linearity, Low-Noise Amplifier [Datasheet]. Qorvo Inc., 2017. 20 p.

8. Патент № 2830857. Радиоприемное устройство с цифровой коррекцией нелинейности / Маковий В.А., Евсеев М.А., Ермаков С.А. МПК H04B 1/10. Заявл. 26.11.2024. Опубл. 26.11.2024. Бюл. № 33. 13 с.

9. Патент № 2835059. Радиоприемное устройство с плавным управлением амплитудой размывающего сигнала / Маковий В.А., Евсеев М.А., Ермаков С.А., Чурсин А.Г. МПК H04B 1/64. Заявл. 21.02.2025. Опубл. 21.02.2025, Бюл. № 6. 14 с.

10. *Ермаков С.А. Евсеев М.А., Болгов А.А., Рощупкин В.П., Бокарев В.А., Бобешко М.В.* Метод увеличения скорости спада гармоник АЦП в режиме со стабилизацией среднего угла ограничения // XXXI МНТК «Радиолокация, навигация, связь»: сб. докладов / АО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2025. Т. 3. С. 192–198.

Информация об авторах

Маковий В.А., д.т.н., директор НТЦ
Ермаков С.А., к.т.н., начальник НТУ
Евсеев М.А., к.т.н., начальник отдела

Information about the authors

Makovy V.A., D.Sc. in Engineering Sciences, Director of Scientific and Technical Center
Ermakov S.A., Ph.D. in Engineering Sciences, Head of Scientific and Technical Office
Evseyev M.A., Ph.D. in Engineering Sciences, Head of Department

Статья поступила в редакцию 16.05.2025
Одобрена после рецензирования 23.05.2025
Принята к публикации 26.05.2025

The article was submitted 16.05.2025
Approved after reviewing 23.05.2025
Accepted for publication 26.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 26–34. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 26–34. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396

Формализованный подход к оценке соотношения сил и средств в антагонистическом конфликте по критерию вероятности

Илья Владимирович Владимиров
Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
i.v.vladimirov@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрено формализованное представление оценки соотношения сил и средств противоборствующих сторон в антагонистическом конфликте при наличии многочисленных априори неизвестных случайных факторов, влияющих на его ход (исход). Получены соотношения, позволяющие оценить влияние начальных условий на вероятность успеха в конфликте.*

Ключевые слова: *организационно-технические системы, антагонистический конфликт, конфликтный выигрыш, ресурсные возможности, критерий вероятности.*

A formalized approach to assessing the balance of forces and means in an antagonistic conflict by the criterion of probability

Ilya V. Vladimirov
Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
i.v.vladimirov@sozvezdie.su

Abstract. *A formalized representation of the assessment of the balance of forces and means of the warring parties in an antagonistic conflict is considered in the presence of numerous a priori unknown random factors influencing its course (outcome). The relations allowing to estimate the influence of initial conditions on the probability of success in the conflict are obtained.*

Keywords: *organizational and technical systems, antagonistic conflict, conflict gain, resource opportunities, probability criterion.*

Современные боевые действия отличаются высокой динамикой, связанной с повышением уровня информированности противоборствующих сторон о состоянии поля боя и широким применением различных средств высокоточного поражения.

Учитывая ориентировочно паритетные боевые потенциалы противоборствующих сторон, особое значение придается вопросам, связанным с организацией системы управления, а именно вопросам обеспечения оперативности, непрерывности и устойчивости управления.

Современные боевые действия – это противоборство организационно-технических систем управления в антагонистическом конфликте.

В качестве системного показателя при оценке исхода антагонистического конфликта организационно-технических систем [1] может быть принят конфликтный выигрыш $K(x,y)$ (рис. 1), который геометрически представляет собой точку в пространстве выигрышей участников конфликта.

Применительно к оценке исхода антагонистического конфликта нормированный выигрыш напавшей стороны равен проигрышу стороны защиты $y=-x$, где $y=\Delta/Q$, Δ – абсолютное значение выигрыша, Q – начальные ресурсные возможности (боевой потенциал) стороны нападения.

Положение вектора $K(x,y)$ с координатами x и y зависит не только от численных значений выигрыша (y), полученного стороной нападения, но и от численных значений оставшейся после нападения доли ресурсных возможностей стороны защиты $\left(H/Q-y\right)$, где H – начальные

© Владимиров И.В., 2025

ресурсные возможности стороны защиты. Заметим, что численное значение угла наклона (μ) вектора конфликтного выигрыша $K\left(H/Q - y, y\right)$ соответствует численному значению системного показателя $K(x,y)$, определяющего исход антагонистического конфликта в виде отношения выигрыша напавшей стороны к доле оставшихся ресурсных возможностей у стороны защиты. Геометрически это означает, что с изменением (увеличением) угла наклона (μ) вектора $K(x,y)$ возрастает эффект (выигрыш стороны нападения).

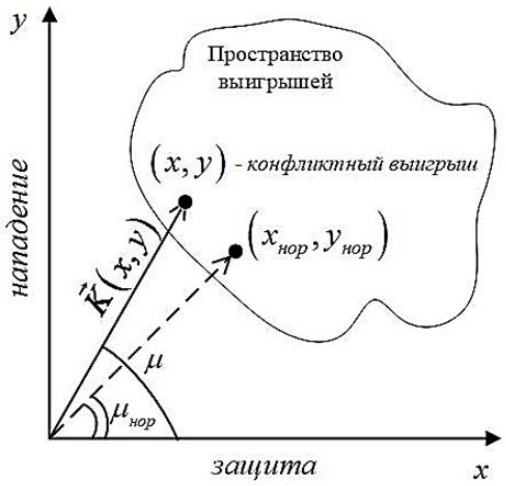


Рис. 1. Пространство состояний исхода антагонистического конфликта

Учитывая отмеченное, в качестве системного показателя (решающей функции) при оценке внешним наблюдателем исхода конфликта может быть принято отношение численного значения выигрыша, полученного напавшей стороной (Δ), к оставшейся доле ресурсных возможностей $(H-\Delta)$ стороны защиты. Однако, как в [1], так и в [2, 3], применение в отмеченном смысле системного (конфликтного) показателя как решающей функции для оценки исхода антагонистического конфликта не рассмотрено.

Целью настоящей статьи является формализованное представление оценки соотношения сил и средств в антагонистическом конфликте при наличии многочисленных априори неизвестных случайных факторов, влияющих на его ход (исход), при этом:

– в качестве конфликтного выигрыша как системного показателя при оценке исхода конфликта организационно-технических систем с противоположными интересами может быть принято значение угла наклона (μ) вектора конфликтного выигрыша $K(x,y)$;

– в формализованном виде при наличии объективно существующих ограничений на начальные ресурсные возможности противоборствующих сторон, когда боевые потенциалы $H_0 \geq 1$, $Q_0 \geq 1$, а начальное соотношение сил и средств сторон $R_0 = Q_0/H_0$, решение об исходе конфликта (успехе, поражении) целесообразно принимать по критерию вероятности:

$$P\left(\mu \geq \mu_{\text{нор}}\right) = 1 - I_{\mu_{\text{нор}}}\left(H_0, Q_0, R_0\right) \geq P\left(\mu = \mu_{\text{нор}}\right), \quad (1)$$

где $\mu_{\text{нор}} = R_0 \cdot y_{\text{нор}} / 1 - R_0 \cdot y_{\text{нор}}$ – нормативное (требуемое) значение системного показателя со стороны нападения к исходу антагонистического конфликта; $y_{\text{нор}} = \Delta_{\text{нор}}/Q_0$ – нормативное (требуемое) значение относительного выигрыша со стороны нападения; $I\left(H_0, Q_0\right)$ – неполная бета-функция [4, 5], параметрами которой являются начальные ресурсные возможности $\left(H_0, Q_0\right)$ и начальное соотношение сил и средств противоборствующих сторон $\left(R_0\right)$.

1. Решающая функция и критерий принятия решения сторонним наблюдателем

Численные значения системного показателя исхода антагонистического конфликта, геометрически определяемые областью численных значений угла наклона (μ) вектора конфликтного выигрыша $K(x,y)$, определяют область значений решающей функции для внешнего наблюдателя за исходом конфликта. В качестве решающей функции может быть принято отношение полученного выигрыша стороной нападения (Δ) к оставшейся доле ресурсных возможностей стороны защиты:

$$\mu = \frac{\Delta}{H_0 - \Delta} = \frac{R_0 \cdot y}{1 - R_0 \cdot y} = \frac{z}{1 - z}, \qquad (2)$$

где $\Delta \le H_0$, $y = \Delta / Q_0$, $z = \Delta / H_0 = R_0 \cdot y \le 1$.

Ввиду наличия большого числа случайных факторов в динамике конфликта, непредсказуемо влияющих на абсолютное значение выигрыша (Δ) как со стороны нападения, так и со стороны защиты, численное значение конфликтного выигрыша (2) как системного показателя является случайной величиной.

Очевидно, что плотность распределения вероятностей $W(\mu)$ относительного значения системного показателя (2) в этом случае зависит от вида плотности распределения вероятностей ожидаемого выигрыша $W_y(\Delta)$ со стороны нападения при ограничении $\Delta \le H_0 (z \le 1)$. При априори известной плотности вероятности $W_y(\Delta)$ и известной однозначной функциональной связи (2) между случайными величинами μ, Δ и z, учитывая правило преобразования плотностей вероятностей случайных величин [4]

$$W(\mu) = W_y\left[\varphi(\mu)\right]\left[\frac{d\varphi_{1,2}(\mu)}{d\mu}\right], \qquad (3)$$

где $\varphi_1(\mu) = z = \mu / (1+\mu)$, $\varphi_2(\mu) = y = \mu / R_0 \cdot (1+\mu)$ – обратные функции зависимости (2),

можно определить вид (математическую модель) плотности распределения вероятности (3), численные значения которой соответствуют значениям решающей функции (2).

В этом случае наличие порогового значения системного показателя в виде значения относительного уровня $(\mu_{\text{нор}})$ выигрыша (потерь) со стороны нападения (или со стороны защиты), позволит стороннему наблюдателю по критерию вероятности (или критерию среднего) [1, 2] принять решение об исходе конфликта (победе, проигрыше или равновесном состоянии).

Согласно требованиям функционального преобразования (3) определим вид плотности распределения вероятностей относительных уровней выигрыша $y = \Delta / H_0$ и $z = R_0 \cdot y$ при априори известном законе распределения $W_y(\Delta)$.

2. Плотность распределения вероятностей относительной доли выигрыша нападающей стороны в антагонистическом конфликте

Для применения функционального преобразования (3) с целью определения плотности распределения вероятностей случайных относительных величин y и z, изменение значений которых реально ограничены ресурсными возможностями конфликтующих сторон, необходимо априори знать границы их изменения. Границы изменения случайных величин y и z ограничены пределами $z \le 1, y \le 1$. Это означает, что при эмпирическом определении вида плотности распределения вероятности $W(\mu)$ допустимое количество реально используемых плотностей $W_y(y)$ или $W_z(z)$ значительно сокращается. В этом случае при эмпирическом подходе к выбору вида плотностей распределения вероятностей, например случайной величины (z), важную роль играет статистическая модель плотности $W(z)$ в виде бета-распределения 1-го и 2-го рода [4]. В модели бета-распределения 1-го рода изменения нормированной случайной величины (z) определены на интервале $[0, 1]$:

$$W(z) = \frac{1}{B(H,Q)} \cdot Z^{H-1} \cdot (1-z)^{Q-1}, z \le 1, \qquad (5)$$

где $B(H,Q)$ – бета-функция [3] с параметрами H и Q, определяющими среднее значение бета-распределения 1-го рода:

$$m(z) = \frac{H}{H+Q} = \frac{1}{1+R}, H \ge 1. \qquad (6)$$

В соотношении (6) параметр $R = Q/H$ определяет начальное соотношение ресурсных возможностей (боевых потенциалов сторон), то есть начальное соотношение сил и средств противоборствующих сторон. Из соотношения (6) видно, что среднее значение относительного выигрыша стороны нападения $m(z)$ к исходу конфликта зависит только от начального соотношения ресурсных возможностей. Учитывая линейную зависимость между относительными случайными величинами y и z, после выполнения функционального преобразования (3) запишем плотность распределения вероятностей в виде

$$W(y) = \frac{R^H}{B(H, H \cdot R)} \cdot (y)^{H-1} \cdot (1 - R \cdot y)^{Q-1}, \quad y \le R. \quad (7)$$

Графические зависимости плотности $W(z)$, определяемой соотношением (6) для нормированного выигрыша (z), достигаемого стороной нападения, когда численные значения ресурсных возможностей (боевых потенциалов) H и Q приняты за параметр, приведены на рис. 2.

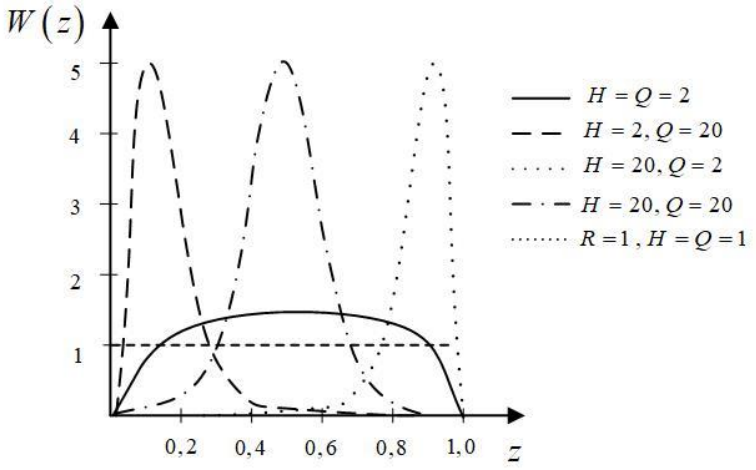


Рис. 2. Зависимость плотности распределения вероятностей относительного выигрыша при заданных отношениях боевых потенциалов, принятых за параметр

Как видно из графических зависимостей на рис. 2, при равных ресурсных возможностях (боевых потенциалах) сторон $(H = Q > 1)$ плотность распределения вероятностей достигнутого выигрыша является симметричной относительно среднего значения $(m_x = 0{,}5)$. При этом видно, что при значении боевых потенциалов сторон $H = Q = 1$ плотность распределения вероятностей ожидаемой доли выигрыша описывается равномерным законом распределения. Если параметры, определяющие уровень боевых потенциалов противоборствующих сторон, соответствуют условиям $H > 1,\ 1 < Q < H$, а $Q > 1,\ H < Q$, то графические зависимости $W(z)$ относятся к колоколообразным:

– при $Q < H$ среднее значение ожидаемого стороной нападения выигрыша m_x с увеличением боевого потенциала по сравнению с боевым потенциалом стороны защиты смещается ближе к единице, то есть к достижению максимального значения выигрыша;

– при $H > Q$ среднее значение ожидаемых потерь стороной защиты смещается в сторону уменьшения – m_x стремится к нулю, то есть к уменьшению доли выигрыша стороной нападения.

На рис. 3 приведено семейство графических зависимостей, которые иллюстрируют влияние изменения порогового (требуемого) значения уровня ожидаемого выигрыша $z_{\text{нор}}$ стороной нападения на вероятность $P(z \le z_{\text{нор}})$ при отношении начальных ресурсных возможностей (боевых потенциалов) $R = Q/H$, принятом за параметр.

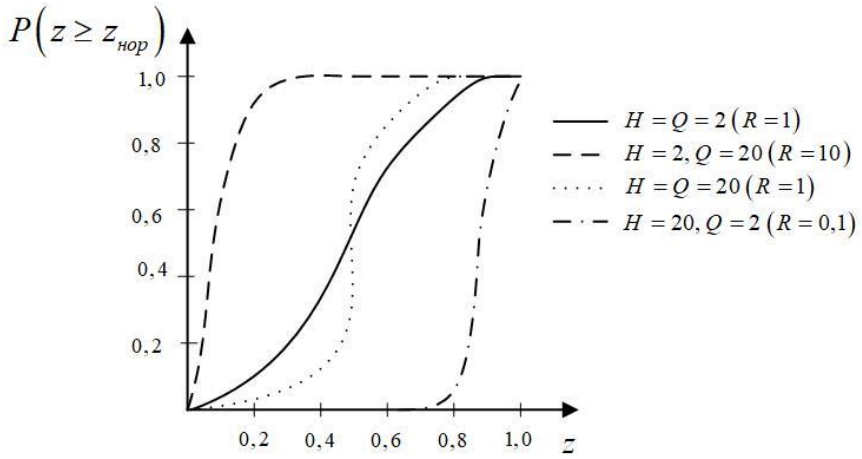


Рис. 3. Влияние на вероятность порогового значения начальных ресурсных возможностей, взятых за параметр

Результаты анализа зависимостей, приведенных на рис. 3, позволяют сделать следующие выводы:

1. При отношении начальных ресурсных возможностей (боевых потенциалов) конфликтующих сторон, много меньших единицы $(R \ll 1)$, исход конфликта (успех) будет на стороне защиты, так как при пороговом уровне относительной доли выигрыша $z_{нор} > 0{,}8$ значение вероятности $P\left(z > z_{нор}\right) < 0{,}2$.

2. При численных значениях отношения начальных ресурсных возможностей (боевых потенциалов) конфликтующих сторон в области значений $R \approx 1$ пороговому значению доли ожидаемого выигрыша $z_{нор} = 0{,}5$ соответствует зона равновесия, в которой пороговое значение вероятности $P\left(z = z_{нор}\right) \approx 0{,}5$.

3. При отношении начальных ресурсных возможностей (боевых потенциалов) сторон, много больших единицы $(R \gg 1)$, успех на стороне нападения, так как при пороговом значении $z_{нор} > 0{,}2$ вероятность выигрыша больше $0{,}9$ и увеличивается, приближаясь к значению, которое равно единице (графические зависимости смещаются в область значений, определяющих значения вероятности $P\left(z \ge z_{нор}\right) \to 1$.

3. Оценка исхода конфликта по критерию вероятности

Знание плотности распределения вероятностей относительного значения выигрыша $W(y)$ для стороны нападения (7) и обратной функции $\varphi(\mu)$ позволяет, выполнив функциональное преобразование (3), записать плотность распределения вероятностей для системного показателя (2) в виде

$$W(\mu) = \frac{\mu^{Q-1}}{B(H,Q)\cdot(1+\mu)^{H+Q-2}} =$$

$$= \frac{\mu^{R\cdot H-1}}{B(H,R\cdot H)\cdot(1+\mu)^{(1+R)\cdot H-2}},\ H>1, Q>1. \quad (8)$$

Графические зависимости плотности распределения вероятностей системного показателя $W(\mu)$ (8) при заданных начальных значениях ресурсных возможностей стороны защиты $H = 3$ и отношении начальных ресурсных возможностей $R = 0{,}7$; 1,4; 3,5 приведены на рис. 4.

Знание статистической модели плотности распределения вероятностей системного показателя исхода конфликта (8) и наличие априори известных начальных численных значений ресурсных возможностей конфликтующих сторон H_0 и Q_0, а следовательно, и начального отношения ресурсных возможностей R_0 позволяют противоборствующим сторонам и стороннему наблюдателю принять решение об исходе конфликта:

по критерию среднего в виде

$$m(\mu) = \frac{1}{1+R} \ge m_{нор}, \quad (9а)$$

по критерию вероятности в виде

$$P\left(\mu > \mu_{нор}\right) = 1 - P\left(\mu \le \mu_{нор}\right) =$$

$$= 1 - I_{\mu_{нор}}(H,Q) \ge P_{нор}\left(\mu = \mu_{нор}\right), \quad (9б)$$

где $P\left(\mu \ge \mu_{\text{нор}}\right)$ – уровень риска (вероятности) для стороны защиты в том, что успех в конфликте может быть на стороне нападения; $P_{\text{нор}}\left(\mu = \mu_{\text{нор}}\right)$ – нормативный (допустимый) уровень риска (вероятности) проигрыша для стороны защиты к исходу конфликта; $m_{\text{нор}}$ – нормативное (требуемое) среднее значение системного показателя (нормированного выигрыша), определяющее с точки зрения стороны нападения понятие «успех».

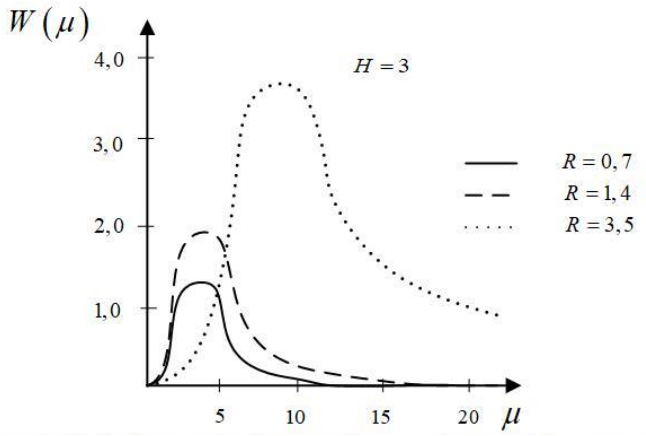


Рис. 4. Влияние начального отношения ресурсных возможностей на вид плотности распределения вероятностей системного показателя при заданных ресурсных возможностях стороны защиты

Сравнение соотношений (6) и (9а) показывает, что среднее значение системного показателя оценки исхода конфликта $m(\mu)$ и среднее значение относительного выигрыша стороны нападения $m(z)$ зависят только от отношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон R_0. Какое значение системного показателя к исходу конфликта сторона нападения желает достичь, такое соотношение начальных ресурсных возможностей и должна обеспечить сторона нападения. По критерию среднего вывод для участников конфликта простой и достаточно понятный.

Как видно из соотношений (9б), численное значение вероятностей достижения к исходу конфликта успеха (победы) и неудачи (поражения) зависит не только от уровня порогового значения $\mu_{\text{нор}}$ и отношения начальных численных значений ресурсных возможностей R_0, но и от начального уровня ресурсных возможностей стороны защиты H_0. Это означает, что вероятность (9б) является условной величиной, значение которой зависит от плотности распределения вероятностей начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон.

Влияние изменения значения системного (конфликтного) показателя как пороговой величины $\left(\mu = \mu_{\text{нор}}\right)$ на численное значение условной вероятности $P\left(\mu \le \mu_{\text{нор}}\right)$ приведено на рис. 5 при начальных ресурсных возможностях конфликтующих сторон, принятых за параметр.

Так как при принятии решения по критерию среднего (9а) не учитывается уровень риска (вероятности) принятия неправильного решения, то на практике целесообразно принимать решение об исходе конфликта по критерию вероятности (9б). В этом случае пороговое значение $\mu_{\text{нор}}$ устанавливается исходя из уровня допустимого (нормативного) риска (вероятности) $P_{\text{нор}} = P_{\text{нор}}\left(\mu = \mu_{\text{нор}}\right)$ для принимающего решения. В свою очередь заметим, что численные значения условных вероятностей успеха и неудачи (поражения) как для стороны защиты, так и стороны нападения определяются, как видно из (9б), численным значением табулированной неполной бета-функции [5]. Это удобно для выполнения практических оценок и расчётов.

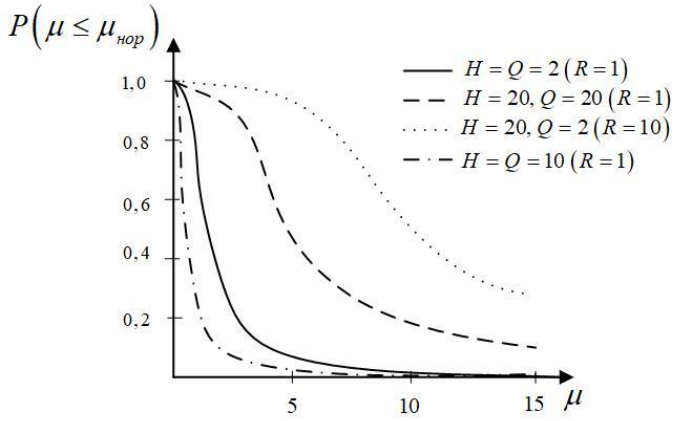


Рис. 5. Влияние изменения значения порогового системного показателя на вероятность проигрыша при ресурсных возможностях сторон, принятых за параметр

4. Влияние начальных ресурсных возможностей сторон на вероятность исхода конфликта

На характер изменения условной вероятности успеха (поражения) в антагонистическом конфликте, как уже отмечалось, влияет не только значение требуемого относительного выигрыша $(\mu_{нор})$ при соответствующем отношении начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон (R_0), но и начальный уровень ресурсных возможностей стороны защиты H_0 и стороны нападения Q_0.

Представляют практический интерес результаты оценки численного значения начального уровня ресурсных возможностей каждой из конфликтующих сторон, когда априори известно требуемое соотношение (R_0) для ресурсных возможностей в интересах достижения успеха (победы) к исходу конфликта одной из них. При этом важно знать, при каком начальном уровне ресурсных возможностей противостоящей стороны практически отсутствует влияние этого уровня на исход конфликта.

Для этого в соответствии с (1) оценим влияние на условную вероятность $P(\mu \ge \mu_{нор})$ изменения начального уровня ресурсных возможностей стороны защиты (H).

Для иллюстрации на рис. 6 приведены результаты оценки для требуемого (порогового) относительного уровня $\mu_{нор} = 10$. Заметим, что конфликт может протекать на фоне влияния одного и того же внешнего воздействия на каждую из конфликтующих сторон в виде, например, воздействия (помехи) естественного (природного) происхождения. В этом случае параметр $H_0(Q_0)$ может быть представлен на рис. 6 в относительном виде, учитывающем уровень влияния воздействия природного (естественного) происхождения на конфликтующие стороны.

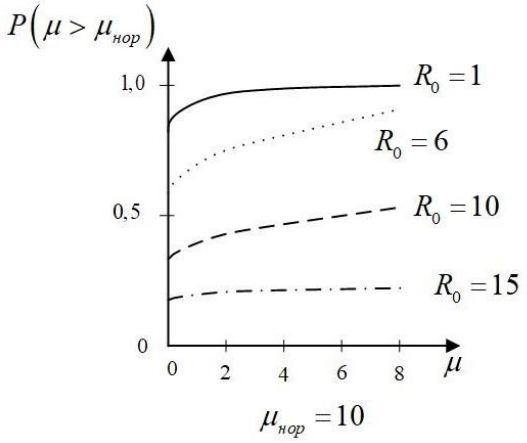


Рис. 6. Влияние изменения значения порогового показателя на вероятность проигрыша при заданных ресурсных возможностях сторон, принятых за параметр

На рис. 6 за параметр принято отношение начальных ресурсных возможностей противоборствующих сторон $R_0 = 1, 6, 10, 15$.

Как показывают результаты анализа графических зависимостей, приведенных на рис. 6, на численное значение условной вероятности успеха (1) влияет не только изменение соотношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон R_0, но и уровень начальных ресурсных возможностей стороны защиты H. Однако если его значение $H > 3$, то его влияние на изменение условной вероятности практически незаметно при любом значении соотношения начальных ресурсных возможностей (R_0). Это означает, что при оценке влияния на исход конфликта начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон, когда численное значение начальных ресурсных возможностей стороны защиты $H \gg 1$, их влияние на результаты оценки исхода конфликта можно не учитывать.

Влияние изменения соотношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон (R_0) на условную вероятность успеха (1) при пороговых значениях $\mu_{\text{нор}} = 1$ $(H_0 = 50)$; $\mu_{\text{нор}} = 5$ $(H_0 = 2)$; $\mu_{\text{нор}} = 10$ $(H_0 = 10)$, принятых за параметр, иллюстрирует семейство графических зависимостей, приведенных на рис. 7.

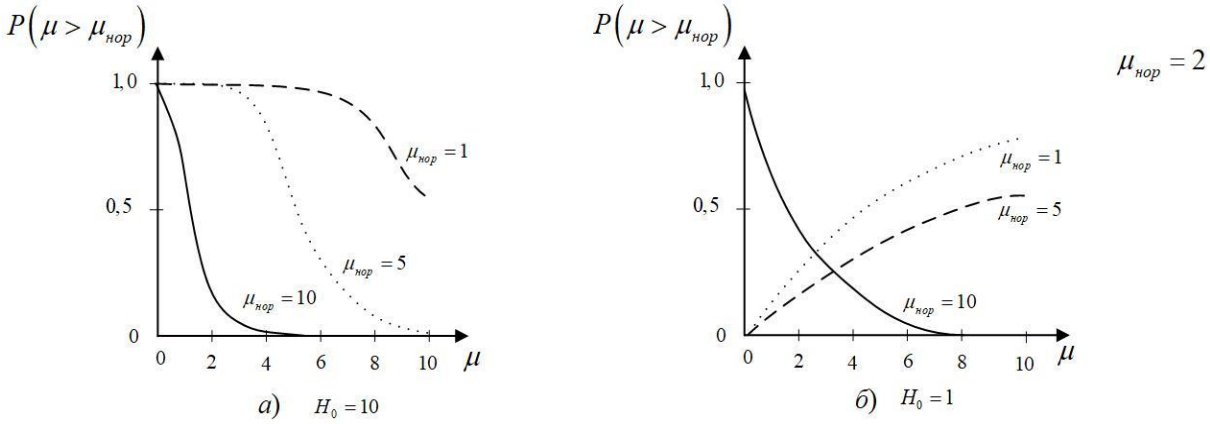


Рис. 7. Влияние соотношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон на условную вероятность успеха стороны нападения

На рис. 8 приведено семейство графических зависимостей, которые иллюстрируют влияние изменения соотношения ресурсных возможностей на условную вероятность успеха стороны нападения при начальных значениях ресурсных возможностей стороны защиты, принятых за параметр $(H_0 = 2, 10, 50)$.

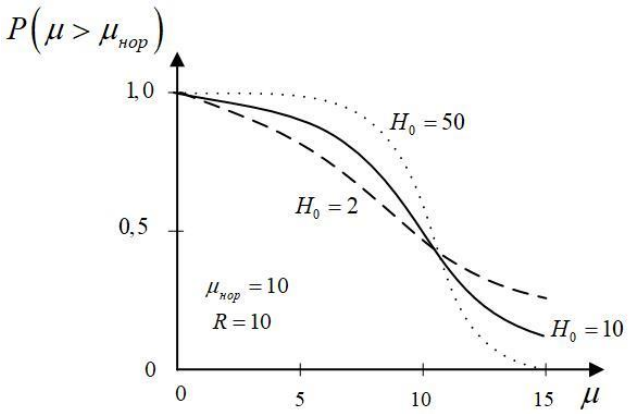


Рис. 8. Влияние на условную вероятность успеха изменения соотношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон

Очевидно, что с увеличением начальных ресурсных возможностей стороны защиты при соотношении $R = \text{const}$ и $\mu_{\text{нор}} = \text{const}$ численное значение условной вероятности стороны нападения уменьшается.

Выводы

1. Оценка исхода антагонистического (с противоположными целями) конфликта двух организационно-технических систем, протекающего на фоне большого числа случайных независимых факторов и при наличии априори только исходных данных о соотношении их начальных ресурсных возможностей, возможна по системному показателю в виде отношения выигрыша стороны нападения к оставшейся доле ресурса защищающейся стороны по критерию вероятности.

2. Численное значение условной вероятности успеха (проигрыша) к исходу антагонистического конфликта определяется численным значением табулированной неполной бета-функции с параметрами:

− начальное значение ресурсных возможностей боевого потенциала стороны нападения Q_0;

− начальное значение ресурсных возможностей стороны защиты H_0;

− пороговое (требуемое) значение системного показателя $\mu_{\text{нор}}$, которое для стороны нападения определяет вероятность успеха (победы), а для стороны защиты, соответственно, численное значение вероятности проигрыша (или вероятности успеха).

3. В зависимости от отношения начальных ресурсных возможностей (R_0) конфликтующих сторон область принятия решения по системному показателю (μ) имеет чётко выраженные три подобласти возможного принятия решения:

− при $R_0 \gg 1$ имеет место успех (победа) на стороне нападения;

− при $R_0 \ll 1$ имеет место проигрыш (неудача) защищающейся стороны;

− при $R_0 \approx 1$ имеет место равновесное состояние в пределах отклонения от значения $R_0 = 1$, определяемого стороной, которая проводит оценку исхода конфликта.

4. При наличии третьей стороны, например, при влиянии естественных условий (природы) на ход и исход конфликта, когда относительные ресурсные возможности сторон по отношению к природным явлениям $H_0 \gg 1$ и $Q_0 \gg 1$, а $R_0 > 1$, на численное значение вероятности успеха $P(\mu \geq \mu_{\text{нор}})$ изменение начальных ресурсных возможностей стороны защиты влияет незначительно. Это означает, что при $H_0 \gg 1$ и $R_0 > 1$ численное значение вероятности успеха (проигрыша) практически зависит только от отношения начальных ресурсных возможностей конфликтующих сторон, а влияние на исход конфликта третьей стороны (природы) можно не учитывать.

Список источников

1. *Саати Т.Л.* Математические модели конфликтных ситуаций / Пер. с англ.; под ред. И.А. Ушакова. М.: Советское радио, 1977. 304 с.

2. *Владимиров В.И., Владимиров И.В.* Основы оценки конфликтно-устойчивых состояний организационно-технических систем (в информационных конфликтах). Воронеж: ВАИУ, 2008. 231 с., ил. 46.

3. *Большев Л.Н., Смирнов Н.В.* Таблицы математической статистики. М.: Наука, 1983. 464 с.

4. *Тихонов В.И., Шахтарин Б.И., Сизых В.В.* Случайные процессы. Примеры и задачи. Т. 1 / Под ред. В.В. Сизых. М.: Радио и связь, 2003. 400 с.

Информация об авторе

И.В. Владимиров, к.т.н., доцент, заместитель директора НТЦ–главный конструктор

Information about the author

I.V. Vladimirov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Deputy Director of Scientific and Technical Centre–Principal Design Engineer

Статья поступила в редакцию 15.04.2025
Одобрена после рецензирования 21.04.2025
Принята к публикации 28.04.2025

The article was submitted 15.04.2025
Approved after reviewing 21.04.2025
Accepted for publication 28.04.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 35–43. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 35–43. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.391

Цифровая коррекция передающего СВЧ тракта систем связи с частотным мультиплексированием

Лариса Ивановна Аверина[1], Павел Дмитриевич Рахманин[2]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]p.d.rahmanin@sozvezdie.su

Аннотация. *Рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта системы связи с частотным мультиплексированием методом цифровых предыскажений в частотной области. Выведены соотношения для обобщенной полиномиальной модели частотного цифрового корректора и алгоритмов её идентификации. Приведена архитектура передающего тракта с адаптивной цифровой коррекцией в частотной области. На основе имитационного моделирования проведены верификация выведенных соотношений и сравнительный анализ двух типов полиномиальных моделей корректора по степени снижения внутриполосных искажений и внеполосных излучений выходного сигнала. Исследовано влияние ширины полосы сигнала, обрабатываемого для получения коэффициентов модели корректора, на эффективность линеаризации.*

Ключевые слова: *цифровые предыскажения, нелинейный усилитель мощности, частотная область.*

Digital correction of the microwave transmission path of communication systems with frequency multiplexing

Larisa I. Averina[1], Pavel D. Rakhmanin[2]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1]averina@phys.vsu.ru, [2]p.d.rahmanin@sozvezdie.su

Abstract. *The problem of linearization of the microwave transmitting path of the communication system with frequency multiplexing by the method of digital predistortion in the frequency domain is considered. Relationships for a generalized polynomial model of a frequency digital corrector and algorithms for its identification are derived. The architecture of the transmitting path with adaptive digital correction in the frequency domain is presented. Based on simulation modeling, the verification of the derived relationships and a comparative analysis of two types of polynomial corrector models by the degree of reduction of in-band distortions and out-of-band emissions of the output signal are carried out. The influence of the bandwidth of the signal processed to obtain the coefficients of the corrector model on the linearization efficiency is studied.*

Keywords*: digital predistortion, nonlinear power amplifier, frequency domain.*

В современных условиях ограниченной ширины полосы спектра сигнала важно эффективно использовать доступный частотный диапазон. Для этого в беспроводных системах связи используют различные технологии, в том числе ортогональное частотное мультиплексирование. Одной из особенностей данной технологии является большое отношение максимальной (пиковой) амплитуды сигнала к ее среднему значению (пик-фактор сигнала). Высокий пик-фактор сигнала в совокупности с нелинейностью усиливающего тракта создает вне- и внутриполосные паразитные излучения. Это приводит, во-первых, к искажению передаваемого сигнала, приводящему к значительным ошибкам при приеме, вплоть до полной потери полезной информации, а во-вторых, – к нежелательному расширению спектра, ухудшающему электромагнитную совместимость устройств.

В настоящее время для решения подобных проблем в цифровых системах радиосвязи применяют метод цифровых предыскажений [1], который подразумевает внесение намеренных искажений в цифровой сигнал для компенсации эффектов, связанных с нелинейностью передающего тракта.

© Аверина Л.И., Рахманин П.Д., 2025

Важным этапом метода цифровых предыскажений является выбор нелинейной предыскажающей функции – модели цифрового корректора. Для СВЧ передающих трактов необходимо учитывать их нелинейно-инерционные свойства, поэтому среди множества аппроксимирующих функций обычно выделяют полиномиальную модель с памятью (MP) и обобщенную полиномиальную модель с памятью (GMP) [2] из-за относительной простоты их реализации и высокой эффективности. Отличие MP модели от GMP заключается в том, что последняя включает в себя перекрестные члены, повышающие степень линеаризации, но увеличивающие при этом вычислительную нагрузку.

Обычно метод цифровых предыскажений и разработанные модели цифровых корректоров применяют к сигналу во временной области. Однако для сигналов с частотным мультиплексированием перспективным является подход к линеаризации передающего тракта, основанный на обработке сигнала в частотной области, как показано в [3]. Эффективность частотного метода заключается, во-первых, в том, что он позволяет варьировать степень полинома и его задержку для каждой поднесущей частоты, а во-вторых, при ширине полосы обработки, равной частоте дискретизации, значительно снизить вычислительную сложность. Однако в [3] выведены соотношения только для MP модели корректора в частотной области.

Известно, что бóльшая полоса анализа сигнала увеличивает качество его коррекции, но это приводит к необходимости использовать более дорогостоящие комплектующие для обеспечения достаточной скорости обработки. Таким образом, перед разработчиками систем связи стоит задача поиска компромисса между стоимостью конечного продукта и скоростью его работы.

Целью настоящей работы является синтез обобщённой полиномиальной модели цифрового корректора в частотной области для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием и исследование ее эффективности в условиях различной ширины полосы обрабатываемого сигнала.

Полиномиальные модели цифровых корректоров в частотной области

Основной частью реализации метода цифровых предыскажений является синтез цифрового корректора – нелинейного блока, осуществляющего предыскажение (нелинейное преобразование) входного сигнала. Вид функциональной зависимости, осуществляющей нелинейное преобразование сигнала, может быть различным, но наиболее часто используются различные полиномиальные зависимости благодаря простоте своей реализации и достаточно высокой эффективности линеаризации.

Наиболее простой моделью цифрового корректора является полиномиальная модель с памятью, которая во временной области связывает отсчеты сигнала на его входе и выходе следующим образом:

$$y(n)=\sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P}\sum_{q=0}^{Q}a_{p,q}x(n-q)\left|x(n-q)\right|^{p-1},$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – отсчеты входного и выходного сигналов во временной области; P – степень полинома; Q – задержка; $a_{p,q}$ – коэффициенты корректора, соответствующие p-й степени на q-й задержке.

Для представления этой модели в частотной области необходимо воспользоваться свойствами преобразования Фурье.

Пусть $\hat{F}\left(x(t)\right)$ – преобразование Фурье сигнала $x(t)$, а $X(\omega)=\hat{F}\left(x(t)\right)$ – его результат.

Свойство временного сдвига:

$$\hat{F}\left(x(t-\tau)\right)=e^{-j\omega\tau}X(\omega),$$

где τ – время задержки, ω – циклическая частота.

Преобразование Фурье произведения сигналов:

$$\hat{F}\left(x(t)\cdot y(t)\right)=X(\omega)\otimes Y(\omega),$$

где $\otimes$ – оператор циклической свертки.

Преобразование Фурье комплексно-сопряженного сигнала:

$$\hat{F}\left(x^{*}(t)\right)=X^{*}(-\omega),$$

где $*$ – комплексное сопряжение.

Тогда преобразование Фурье сигнала вида $\left|x(t-\tau)\right|^2$:

$$\hat{F}\left(\left|x(t-\tau)\right|^2\right) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau}\hat{F}\left(\left|x(t)\right|^2\right) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau}X(\omega)\otimes X^*(-\omega).$$

По аналогии получим для $\left|x(t-\tau)\right|^2 x(t-\tau)$:

$$\hat{F}\left(\left|x(t-\tau)\right|^2 x(t-\tau)\right) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau}\hat{F}\left(\left|x(t)\right|^2 x(t)\right) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow e^{-j\omega\tau}\hat{F}\left(\left|x(t)\right|^2\right)\otimes\hat{F}\left(x(t)\right) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau}X(\omega)\otimes X^*(-\omega)\otimes X(\omega).$$

Обобщая для случая p-й степени $\left|x(t-\tau)\right|^p x(t-\tau)$:

$$\hat{F}\left(\left|x(t-\tau)\right|^p x(t-\tau)\right) = e^{-j\omega\tau}\underbrace{X(\omega)\otimes X^*(-\omega)\otimes\ldots X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}\otimes X(\omega).$$

Таким образом, после преобразования Фурье полиномиальная модель будет иметь вид

$$y[k] = \sum\nolimits_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P}\sum\nolimits_{q=0}^{Q}\alpha_{p,q}e^{-j2\pi qk/K_{FFT}}\Gamma_p[k], \tag{1}$$

где $y[k]$ – отсчеты выходного сигнала в частотной области; K_{FFT} – размер преобразования Фурье, $k\in[-K_{FFT}/2,\ (K_{FFT}/2)-1]$; $\alpha_{p,q}$ – коэффициенты цифрового корректора, соответствующие p-й степени на q-й задержке; Γ_p – базисная функция, соответствующая k-й поднесущей p-й степени. Используя вышеперечисленные свойства, эту функцию можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned}
\Gamma_1[k] &= x[k],\\
\Gamma_2[k] &= x[k]\otimes x^*[-k],\\
\Gamma_3[k] &= x[k]\otimes x^*[-k]\otimes x[k],\\
\Gamma_p[k] &= \Gamma_{p-2}[k]\otimes\Gamma_2[k],
\end{aligned} \tag{2}$$

где $x[k]$ – отсчеты входного сигнала в частотной области. Γ_p не будет зависеть от задержки сигнала, поскольку посредством свойства временного сдвига она стала коэффициентом поворота поднесущей.

Теперь рассмотрим обобщенную полиномиальную модель корректора:

$$\begin{aligned}
y(n) = &\sum\nolimits_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_1}\sum\nolimits_{q=0}^{Q_1}a_{p,q}x(n-q)\left|x(n-q)\right|^{p-1} +\\
+&\sum\nolimits_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_2}\sum\nolimits_{q=0}^{Q_2}\sum\nolimits_{l=1}^{L_1}b_{p,q,l}x(n-q)\left|x(n-q-l)\right|^{p-1} +\\
+&\sum\nolimits_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_3}\sum\nolimits_{q=0}^{Q_3}\sum\nolimits_{l=1}^{L_2}c_{p,q,l}x(n-q)\left|x(n-q+l)\right|^{p-1},
\end{aligned}$$

где L_1 и L_2 – задерживающий и опережающий перекрестные индексы GMP модели; $b_{p,q,l}$ и $c_{p,q,l}$ – коэффициенты цифрового корректора, соответствующие p-й степени на $(q-l)$-й и $(q+l)$-й задержке соответственно.

Для дальнейшего преобразования рассмотрим функцию вида $\left|x\left(t-\tau-l\right)\right|^p x\left(t-\tau\right)$, которая присутствует в формуле обобщенного полинома с памятью:

$$\hat{F}\left(\left|x\left(t-\tau-l\right)\right|^p x\left(t-\tau\right)\right)\Leftrightarrow \hat{F}\left(\left|x\left(t-\tau-l\right)\right|^p\right)\otimes\hat{F}\left(x\left(t-\tau\right)\right)\Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow\left[e^{-j\omega(\tau+l)}\hat{F}\left(\left|x\left(t\right)\right|^p\right)\right]\otimes\left[e^{-j\omega\tau}X\left(\omega\right)\right]\Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow\left[e^{-j\omega(\tau+l)}\underbrace{X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)\otimes\ldots X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)}_{p/2\text{ членов типа }X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}\right]\otimes\left[e^{-j\omega\tau}X\left(\omega\right)\right]=$$

$$=e^{-j\omega(2\tau+l)}\underbrace{X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)\otimes\ldots X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)}_{p/2\text{ членов типа }X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}\otimes X\left(\omega\right).$$

Аналогичные преобразования для $\left|x\left(t-\tau+l\right)\right|^p x\left(t-\tau\right)$:

$$\hat{F}\left(\left|x\left(t-\tau+l\right)\right|^p x\left(t-\tau\right)\right)\Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow\left[e^{-j\omega(\tau-l)}\underbrace{X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)\otimes\ldots X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)}_{p/2\text{ членов типа }X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}\right]\otimes\left[e^{-j\omega\tau}X\left(\omega\right)\right]=$$

$$=e^{-j\omega(2\tau-l)}\underbrace{X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)\otimes\ldots X\left(\omega\right)\otimes X^*\left(-\omega\right)}_{p/2\text{ членов типа }X(\omega)\otimes X^*(-\omega)}\otimes X\left(\omega\right).$$

Таким образом, GMP модель корректора в частотной области будет иметь вид

$$\begin{aligned}y[k]=&\sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_1}\sum_{q=0}^{Q_1}\alpha_{p,q}e^{-j2\pi qk/K_{FFT}}\Gamma_p[k]+\\ &+\sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_2}\sum_{q=0}^{Q_2}\sum_{l=1}^{L_1}\beta_{p,q,l}e^{-j2\pi(2q+l)k/K_{FFT}}\Gamma_p[k]+\\ &+\sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_3}\sum_{q=0}^{Q_3}\sum_{l=1}^{L_2}\gamma_{p,q,l}e^{-j2\pi(2q-l)k/K_{FFT}}\Gamma_p[k],\end{aligned}\qquad(3)$$

где $\beta_{p,q,l}$ и $\gamma_{p,q,l}$ – коэффициенты цифрового корректора, соответствующие p-й степени на $(q-l)$-й и $(q+l)$-й задержке соответственно, а функция $\Gamma_p[k]$ строится согласно закону (2).

Архитектура передающего тракта с обучением корректора

Для обучения модели цифрового корректора в частотной области – идентификации её параметров – в работе применялась архитектура, описанная в [4]. В статье было показано, что данная архитектура по сравнению с другими позволяет добиться лучшей линеаризации передающего тракта.

Воздействие как корректора, так и передающего тракта представляется добавкой к сигналам, которая, в свою очередь, является нелинейной функцией от входного сигнала. Адаптивный блок $F(x)$ на рис. 1 представляет собой модель корректора, формирующую из сигнала x добавку Δx. Далее суммарный сигнал y поступает на нелинейный тракт, вносящий добавку Δy. Нели-

нейности, добавленные блоками корректора и усилителя мощности, должны компенсироваться. Блок адаптации находит ошибку коррекции и из нее определяет параметры модели корректора. Таким образом, получаются следующие выражения:

$$y(k) = x(k) + \Delta x(k),$$

$$z(k) = y(k) + \Delta y(k).$$

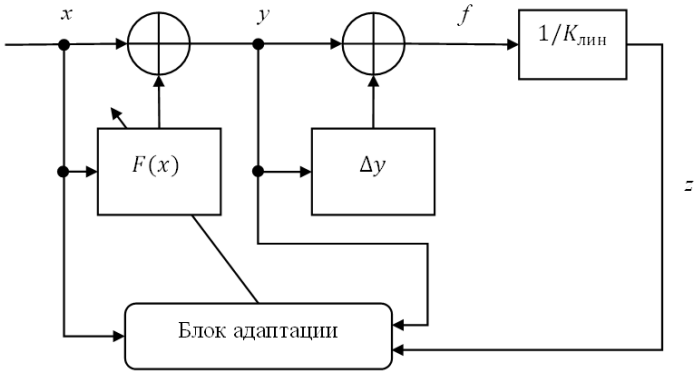


Рис. 1. Архитектура передующего тракта с обучением корректора

Отсюда минимизируемая ошибка:

$$e(k) = z(k) - x(k) = \Delta x(k) + \Delta y(k). \quad (4)$$

Согласно этим выражениям, модели корректоров (1) и (3) будут выглядеть следующим образом:

$$y[k] = x[k] + \Delta x[k] = x[k] + \sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P} \sum_{q=0}^{Q} \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k]$$

– для MP модели,

$$y[k] = x[k] + \Delta x[k] = x[k] + \sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_1} \sum_{q=0}^{Q_1} \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k] +$$

$$+ \sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_2} \sum_{q=0}^{Q_2} \sum_{l=1}^{L_1} \beta_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q+l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k] +$$

$$+ \sum_{\substack{p=1,\\ p\ -\ odd}}^{P_3} \sum_{q=0}^{Q_3} \sum_{l=1}^{L_2} \gamma_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q-l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k]$$

– для GMP.

Идентификация параметров модели корректора

Для получения коэффициентов корректоров необходимо представить сигналы в матричном виде. Так, для MP модели входные данные будут сформированы следующим образом:

$$\mathbf{\Phi} = [\boldsymbol{\phi}(0)\boldsymbol{\phi}(1)\ldots\boldsymbol{\phi}(K_{FFT}-1)]^T,$$

где $\boldsymbol{\phi}(k) = \left[\phi_1(q)\phi_3(q)\ldots\phi_P(q)\right]$, $q = 0,\ldots Q$, $\phi_p(q)$ состоит из произведений вида

$$\phi_p(q) = \left[\Gamma_p[k]\ \Gamma_p[k]e^{-\frac{j2\pi k}{K_{FFT}}}\ldots\Gamma_p[k]e^{-\frac{j2\pi qk}{K_{FFT}}}\right]^T.$$

Для GMP матрица $\boldsymbol{\Phi}$ формируется аналогично, но с поправкой на наличие еще двух слагаемых в (3).

Коэффициенты модели корректора примут вид

$$\boldsymbol{H} = \left[\boldsymbol{\alpha}_1 \; \boldsymbol{\alpha}_2 \ldots \boldsymbol{\alpha}_q \right]^T, \; \boldsymbol{\alpha}_q = \left[\alpha_{1,q} \; \alpha_{3,q} \ldots \alpha_{P,q} \right]^T.$$

В случае GMP корректора эта матрица строится по такому же принципу, но с учетом векторов $\boldsymbol{\beta}_{q,l}$ и $\boldsymbol{\gamma}_{q,l}$.

Тогда минимизируемая ошибка (4) в матричном виде:

$$\boldsymbol{e} = \boldsymbol{z} - \boldsymbol{x} = \Delta\boldsymbol{x} + \Delta\boldsymbol{y},$$

где $\Delta\boldsymbol{x} = \boldsymbol{H} \cdot \boldsymbol{\Phi}$, а $\Delta\boldsymbol{y} = \boldsymbol{z} - \boldsymbol{y}$.

Конечное соотношение для получения коэффициентов корректора методом наименьших квадратов (LS) [4]:

$$\boldsymbol{H} = -pinv\left(\boldsymbol{R}_{xx}\right) \cdot \boldsymbol{R}_{xy},$$

где $pinv(\,)$ – псевдообращение Мура–Пенроуза, $\boldsymbol{R}_{xx} = E\left[\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\Phi}^H\right]$, $\boldsymbol{R}_{xy} = E\left[\Delta\boldsymbol{y}\boldsymbol{\Phi}^H\right]$, а $E[\,]$ – оператор усреднения.

Результаты имитационного моделирования

Для проведения исследований была построена имитационная модель передающего тракта с частотным корректором. Компьютерный эксперимент проводился в среде MATLAB. В качестве тестового формировался OFDM сигнал с 1024 поднесущими и модуляцией 64-QAM. В качестве модели усилителя мощности была выбрана модель Винера–Гаммерштейна, состоящая из трех блоков, следующих друг за другом: входного фильтра, безынерционного нелинейного элемента и выходного фильтра. В качестве модели цифрового корректора использовались MP и GMP модели, количество коэффициентов которых подбиралось по минимуму векторной ошибки (MP – 20, GMP – 96). Для уменьшения количества коэффициентов существуют как алгоритмы, оптимизирующие размер модели [5], так и алгоритмы определения структуры полинома, подбирающие наиболее подходящие параметры по соотношению размер/ошибка [6, 7]. Для количественной оценки эффективности линеаризации использовались следующие параметры: векторная ошибка (EVM) и относительный уровень мощности соседнего и дополнительного каналов (ACPR).

Сначала была проведена верификация выведенных соотношений GMP модели цифрового корректора в частотной области. Для этого сравнивались результаты линеаризации, полученные для известной MP модели и разработанной GMP модели (рис. 2, табл. 1). Кривая 1 соответствует спектральной плотности мощности сигнала на входе УМ, кривая 2 – на выходе УМ без коррекции, кривая 3 – на выходе системы с MP цифровым корректором, кривая 4 – на выходе системы с GMP цифровым корректором. Видно, что применение GMP модели частотного корректора привело к уменьшению уровня внеполосного излучения в дополнительном канале на 4–5 дБ. При этом количество коэффициентов GMP модели больше в 4,6 раза.

Необходимо отметить, что ширина полосы сигнала, обрабатываемого для получения коэффициентов модели, составляла пять полос исходного сигнала. Далее ширина полосы обрабатываемого сигнала была уменьшена до трех полос исходного сигнала, чтобы снизить требования к частоте дискретизации АЦП в цепи обратной связи. Результаты приведены в табл. 2 и на рис. 3 (кривые 1 – 4 соответствуют приведенным выше условиям). Видно, что эффективность линеаризации при этом по ACPR в соседних каналах ухудшилась на 7 дБ для MP модели и на 2 дБ для GMP модели. Что касается компенсации искажений в основной полосе сигнала, то уровень EVM практически не изменился.

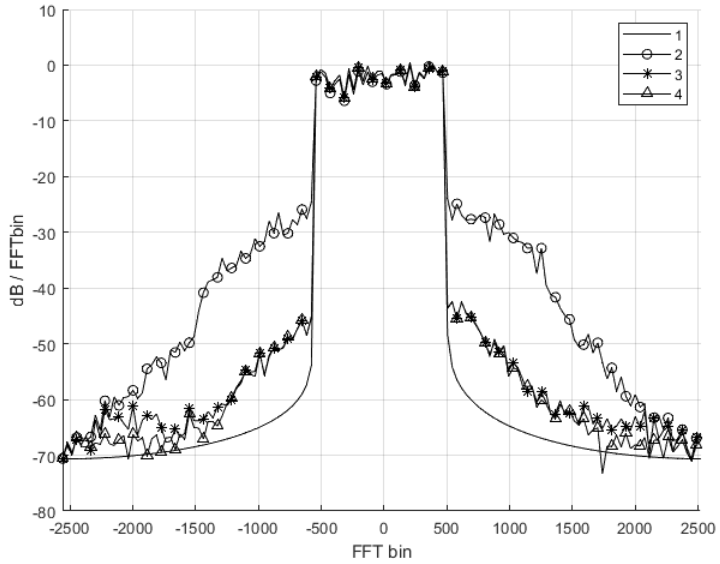


Рис. 2. Результаты линеаризации для пяти полос обрабатываемого сигнала

Таблица 1

Результаты моделирования при обработке пяти полос сигнала

	ACPR, dBc				**EVM, %**
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	–71.20	–65.78	–64.71	–71.38	
MP цифровой корректор	–65.91	–54.17	–53.09	–66.10	0.97
GMP цифровой корректор	–69.23	–54.45	–53.32	–69.61	0.95
Без коррекции	–59.97	–32.66	–32.07	–60.39	17.61

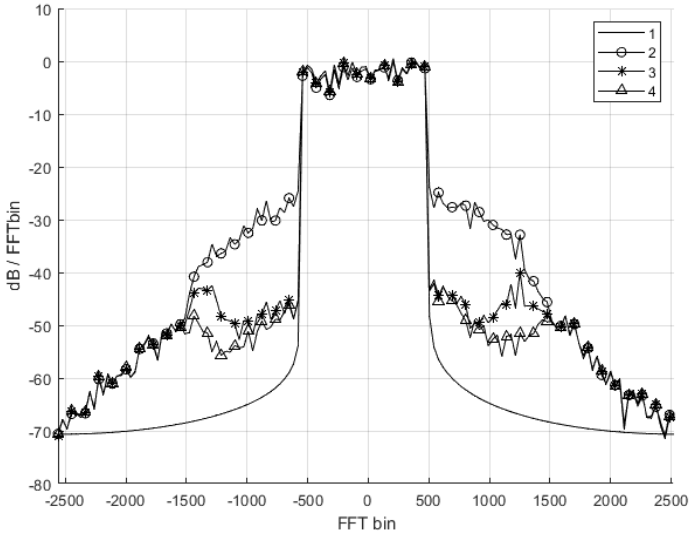


Рис. 3. Результаты линеаризации для трех полос обрабатываемого сигнала

Таблица 2

Результаты моделирования при обработке трёх полос сигнала

	ACPR, dBc				**EVM, %**
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	–71.20	–65.78	–64.71	–71.38	
MP цифровой корректор	–60.17	–47.99	–47.80	–60.50	1.22
GMP цифровой корректор	–60.18	–52.00	–51.17	–60.60	1.03
Без коррекции	–59.97	–32.66	–32.07	–60.39	17.61

И наконец, для получения коэффициентов модели корректора был взят сигнал с шириной полосы, равной ширине полосы исходного сигнала. Результаты приведены в табл. 3 и на рис. 4 (кривые 1 – 4 соответствуют приведенным выше условиям). Видно, что дальнейшее ограничение полосы обработки не позволяет снизить уровень внеполосного излучения сигнала, однако корректирует внутриполосные искажения. Так MP корректор уменьшает значение EVM с 17% до 11%, а GMP корректор – до 8%.

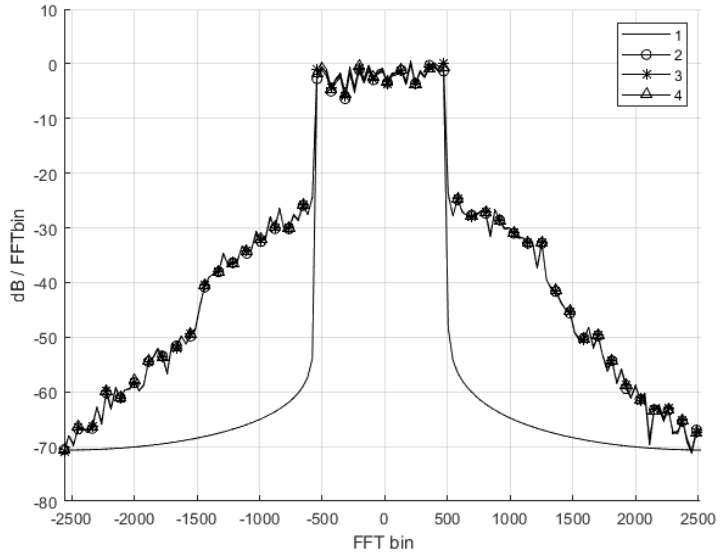


Рис. 4. Результаты линеаризации для одной полосы обрабатываемого сигнала

Таблица 3

Результаты моделирования при обработке одной полосы сигнала

	ACPR, dBc				**EVM, %**
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	–71.20	–65.78	–64.71	–71.38	
MP цифровой корректор	–60.20	–32.91	–32.32	–60.63	11.27
GMP цифровой корректор	–60.19	–32.89	–32.29	–60.61	8.06
Без коррекции	–59.97	–32.66	–32.07	–60.39	17.61

Из проведенного исследования следует, что выбор модели цифрового корректора в частотной области следует делать в зависимости от требований к системе и допустимой вычислительной сложности алгоритма. При возможности обработки сигнала для расчёта коэффициентов модели в широкой полосе отличие в качестве линеаризации между моделями незначительное, однако разница вычислительных нагрузок высокая. Если доминирующим критерием выбора модели корректора является удовлетворение условия попадания в спектральную маску и уменьшение ошибок на приеме, то может оказаться, что выгоднее использовать более сложную полиномиальную модель, но уменьшить ширину полосы обрабатываемого сигнала, применив алгоритм коррекции к меньшему количеству поднесущих или используя АЦП с более низкой разрядностью.

Заключение

В настоящей работе рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта системы с ортогональным частотным мультиплексированием методом цифровых предыскажений в частотной области. При этом выведены соотношения для расчета обобщенной полиномиальной модели частотного цифрового корректора и проведена их верификация. Проведенный на основе имитационного компьютерного моделирования сравнительный анализ двух типов полиномиальных моделей корректоров показал, что GMP корректор демонстрирует более эффективную линеаризацию по сравнению с MP корректором, однако требует при этом больше вычислительных затрат. Что касается исследований влияния ширины полосы сигнала, обрабатываемого для получения параметров модели корректора, на эффективность линеаризации, то установлено, что если доминирующим критерием является уменьшение внутриполосных искажений, то можно ограничиться тремя полосами частот исходного сигнала.

Список источников

1. *Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д.* Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений // Нелинейный мир. 2013. № 10. С. 720–727.
2. *Morgan D.R., Ma Z., Kim J., Zierdt M.G., Pastalan J.* A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol. 54, No 10. Pp. 3852–3860.
3. *Brihuega A., Anttila L., Valkama M.* Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2021. Vol. 31, No 6. С. 816–818.
4. *Аверина Л.И., Золотухин В.А., Шутов В.Д.* Адаптивная цифровая коррекция сигнала в частотной области для линеаризации аналогового радиотракта // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.). Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. Т. 1. С. 54–60.
5. *Choo H.N., Hashim S.J. et al.* Complexity Reduction of Model Operations in Generalized Memory Polynomial for Digital Predistortion // Journal of Engineering Science and Technology. 2024. Vol. 19, No 3. Pp. 894–910.
6. *Abdelhafiz A., Behjat L., Ghannouchi F.M.* Generalized Memory Polynomial Model Dimension Selection Using Particle Swarm Optimization // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018. Vol. 28, No 2. Pp. 96–98.
7. *Wang S., Hussein M.A., Venard O., Baudoin G.* A Novel Algorithm for Determining the Structure of Digital Predistortion Models // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67, No 8. Pp. 7326–7340.

Информация об авторах

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
П.Д. Рахманин, инженер

Information about the authors

L.I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, Program Manager
P.D. Rakhmanin, Engineer

Статья поступила в редакцию 30.04.2025
Одобрена после рецензирования 12.05.2025
Принята к публикации 16.05.2025

The article was submitted 30.04.2025
Approved after reviewing 12.05.2025
Accepted for publication 16.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 44–52. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 44–52. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.375

Линеаризация передающего тракта декаметрового диапазона методом цифровых предыскажений с использованием таблиц соответствия

Лариса Ивановна Аверина[1], Василий Юрьевич Дорошенко[2], Максим Евгеньевич Рыжиков[3]
[1,2]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
[1,3]Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия
✉Л.И. Аверина, averina@phys.vsu.ru

Аннотация. *Рассмотрены особенности функционирования радиопередающих трактов декаметрового диапазона, и на основе экспериментально измеренных данных выявлены закономерности изменения их нелинейных характеристик при изменении внешних факторов. Предложена система цифровой коррекции на основе таблиц соответствия для компенсации нелинейных искажений сигналов в данных трактах, использующая алгоритмы кусочно-линейной интерполяции и линейной регрессии. На основе имитационного моделирования показана эффективность предложенных подходов для линеаризации реального радиопередающего тракта декаметрового диапазона.*

Ключевые слова: *усилитель мощности, цифровые предыскажения, нелинейные искажения, таблицы соответствия, линейная регрессия, кусочно-линейная интерполяция.*

Linearization of the decameter range transmitting channel by the lookup table digital predistortion technology

Larisa I. Averina[1], Vasiliy Yu. Doroshenko[2], Maksim E. Ryzhikov[3]
[1,2]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
[1,3]Voronezh State University, Voronezh, Russia
✉L.A. Averina, averina@phys.vsu.ru

Abstract. *The features of functioning of radio transmission paths of high frequency range are considered and the regularities of change of their nonlinear characteristics with change of external factors are revealed on the basis of experimental measurements. The system of digital predistortion on the basis of lookup tables for compensation of nonlinear distortions of signals in these paths is proposed, using algorithms of piecewise linear interpolation and linear regression. On the basis of simulation modeling the efficiency of the proposed approaches for linearization of real radio transmission path of decameter range is shown.*

Keywords: *power amplifier, digital predistortion, nonlinear distortion, lookup table (LUT), linear regression, linear interpolation.*

Для современных комплексов радиосвязи декаметрового диапазона (ДКМВ) сохраняется актуальной задача повышения скорости передачи данных и увеличения спектральной эффективности сигнала. В рамках решения этой задачи разработчики предпочитают использовать все более сложные виды сигналов с различными типами модуляции, более широкой полосой и большей пропускной способностью. По мере прохождения через передающий аналоговый тракт от формирователя до антенны сигнал претерпевает внутри- и внеполосные искажения, подвергаясь воздействию пассивных цепей с инерционными свойствами (полосовые фильтры, фильтры гармоник) и активных цепей с нелинейными и инерционными свойствами. При этом основным устройством, вносящим нелинейные искажения в полезный сигнал, является усилитель мощности (УМ) [1].

Низкий уровень нелинейных искажений, вносимых УМ, достигается выбором режима работы оконечного каскада с высоким уровнем тока покоя. Однако КПД такого УМ составляет всего 5–15%. Повышение КПД усилителя (до 40% и более) является приоритетной задачей, так как при этом улучшаются другие сопутству-

© Аверина Л.И., Дорошенко В.Ю., Рыжиков М.Е., 2025

ющие характеристики передатчика (уменьшение массогабаритных размеров, упрощение системы охлаждения и др.). Однако высокий КПД, как правило, достигается в режимах, где нелинейность передаточной характеристики усилителя мощности становится значительной, что приводит к увеличению уровня нелинейных искажений полезного сигнала. Таким образом, при разработке передающего тракта возникает вопрос поиска компромисса между линейностью схемы, её технической сложностью и энергоэффективностью.

Среди известных методов линеаризации передающего тракта систем связи метод цифровых предыскажений привлекает наибольшее внимание с точки зрения практической реализации, поскольку данный подход может обеспечить хороший компромисс между линейностью системы и сложностью реализации [2]. В последнее время предложено множество различных архитектур и алгоритмов цифровых предыскажений. Однако следует отметить, что существующие подходы в значительной мере адаптированы к конкретной технической задаче. Разработка системы цифровых предыскажений для новой технической задачи требует детальной проработки алгоритма с учётом условий и ограничений задачи, даже если его математическое ядро остаётся похожим на существующие решения.

Особенностью исследуемого передатчика является то, что вид модулирующего сигнала не определён заранее и может изменяться в реальном времени согласно режиму работы модулятора. Также могут варьироваться средняя мощность сигнала, его пик-фактор и ширина полосы. Ещё одним изменяемым параметром является температура усилителя, изменение которой может существенно повлиять на его нелинейные характеристики.

Другой отличительной особенностью ДКМВ усилителя мощности является работа на несогласованную нагрузку. Передатчик ДКМВ диапазона имеет в своем составе автоматическое антенно-согласующее устройство (ААнСУ), которое трансформирует импеданс антенны в приемлемое для передатчика значение. Приемлемая техническая сложность передатчика и ААнСУ для мощностей 100–300 Вт достигается при рабочем КСВН на входе ААнСУ от 1 до 1,4. Соответственно, усилитель мощности должен штатно работать при любом импедансе нагрузки внутри «круга» КСВН 1,4. При работе на несогласованную нагрузку существенно проявляются нелинейные свойства УМ с низким уровнем тока покоя.

Целью настоящей работы является исследование закономерностей изменения нелинейных характеристик радиопередающих ДКМВ трактов при изменении внешних факторов и синтез цифрового корректора на основе таблиц соответствия для компенсации нелинейных искажений сигналов в данных трактах.

Система цифровых предыскажений на основе таблиц соответствия

При идентификации модели цифрового корректора был выбран подход, который реализуется в два этапа: сначала выбирается модель усилителя и определяются нелинейно-динамические характеристики радиотракта, а затем модель корректора получается путем нахождения обратной модели усилителя мощности. Так как усилитель мощности уже реализован в передатчике, остается реализовать второй этап построения цифрового корректора. Для этого было решено использовать архитектуру цифровых предыскажений на основе таблиц соответствия (LUT), так как данный подход не требует чрезмерных вычислительных затрат [3]. Такие корректоры строятся с использованием данных измерения и включают информацию о нелинейном поведении УМ. Следовательно, нет необходимости искать коэффициенты для моделирования, а нелинейная функция представляется в виде таблицы соответствия.

Цифровой корректор обрабатывает огибающую входного и выходного сигналов УМ (в формате IQ отсчетов). Следовательно, архитектура LUT зависит от способа обработки огибающей. Выбранный подход использует одну таблицу, содержащую комплексные коэффициенты усиления в декартовой форме (действительную и мнимую части). Цифровой корректор использует амплитуду входного сигнала A_i для равномерной индексации таблицы, содержащей значения комплексного коэффициента усиления корректора g_i. Параметром индексации таблиц выбирают уровень входного сигнала, квантованного по конечному числу уровней, называемых размерностью LUT. Тогда для равномерно проиндексированной таблицы с N элементами шаг разбиения будет равен

$$d = \frac{A_{\text{вх max}} - A_{\text{вх min}}}{N-1},$$

где $A_{\text{вх max}}$ и $A_{\text{вх min}}$ – максимальное и минимальное квантованные по уровню дискретные значения амплитуды. Предполагается, что каждая запись в LUT оптимальна в середине своего диапазона. Комплексный коэффициент усиления корректора применяется для предыскажения входного сигнала x посредством вычисления комплексного произведения:

$$y = x \cdot g(A),\ A = |x|.$$

Благодаря использованию одномерной комплексной таблицы данный метод позволяет существенно снизить вычислительную сложность и объем требуемой памяти [4].

Расчет коэффициентов G_i предлагается осуществлять методом обратного обучения. Данный подход в качестве входных данных использует отсчеты сигнала на выходе усилителя мощности z, а в качестве выходных – на его входе y (рис. 1). Необходимо отметить, что процедуру идентификации модели корректора проводят в несколько этапов. На первом этапе в качестве входных и выходных данных посткорректора используют экспериментально измеренные данные без учёта предкорректора. На следующих этапах данная процедура повторяется с той разницей, что входной сигнал сначала пропускается через предкорректор [5].

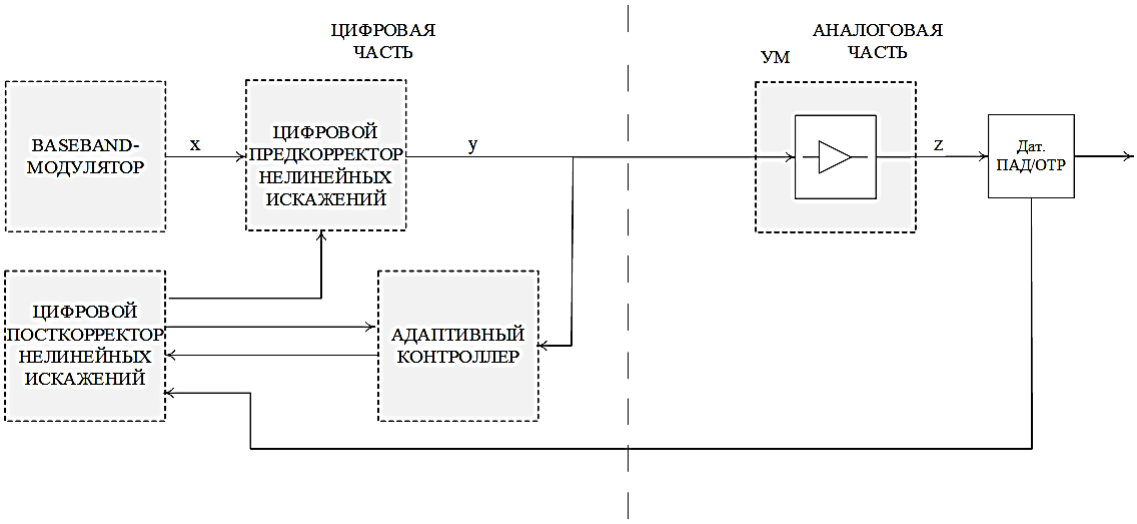


Рис. 1. Обратная система обучения модели корректора

В данной работе вектор комплексных коэффициентов $\mathbf{g}$ рассчитывается с использованием метода наименьших квадратов (LS):

$$\mathbf{R} \cdot \mathbf{g} = \mathbf{r},$$

где $\mathbf{g} = [g_1 ... g_N]$ – вектор комплексных коэффициентов LUT, $\mathbf{R} = \mathbf{z}^H \mathbf{z}^T$ – корреляционная матрица, $\mathbf{r} = \mathbf{y}^* \odot \mathbf{z}$ – корреляционный вектор [6], $\mathbf{y} = [y_1 ... y_N]$, $\mathbf{z} = [z_1 ... z_N]$ – сигнал на входе и выходе передающего тракта.

В настоящей работе система уравнений Винера–Хопфа решается через вычисление обратной матрицы методом разложения на собственные числа и векторы с выделением главных собственных чисел, используемых в решении [7]. Данный подход обладает большей устойчивостью и позволяет точнее контролировать процесс решения системы линейных уравнений по сравнению с псевдообращением Мура–Пенроуза.

Алгоритмы функционирования цифровых предыскажений в радиопередающем модуле декаметрового диапазона

Для определения алгоритмов функционирования цифровых предыскажений в радиопередающем ДКМВ модуле необходимо сначала проанализировать изменение его нелинейных характеристик при изменении различных параметров: типа сигнала, нагрузки, температуры [8]. Для этого были проведены экспериментальные измерения нелинейной передаточной характеристики реального радиопередающего модуля ДКМВ диапазона, схема которого представлена на рис. 2, на сигналах различного вида: а) двухтоновый сигнал с расстройкой частот 400 Гц, б) OFDM-сигнал.

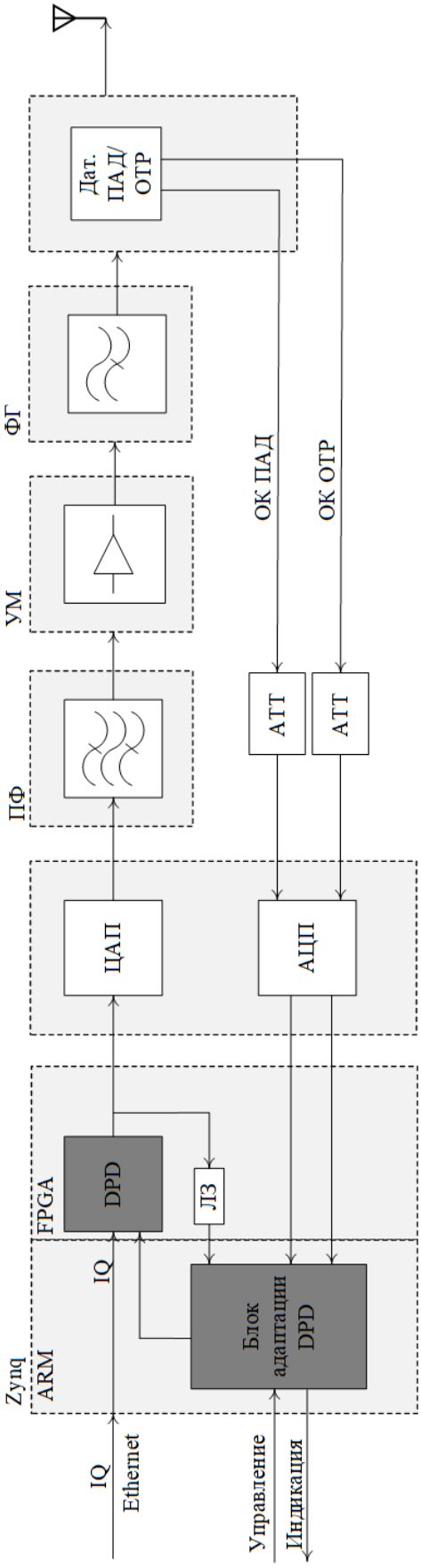
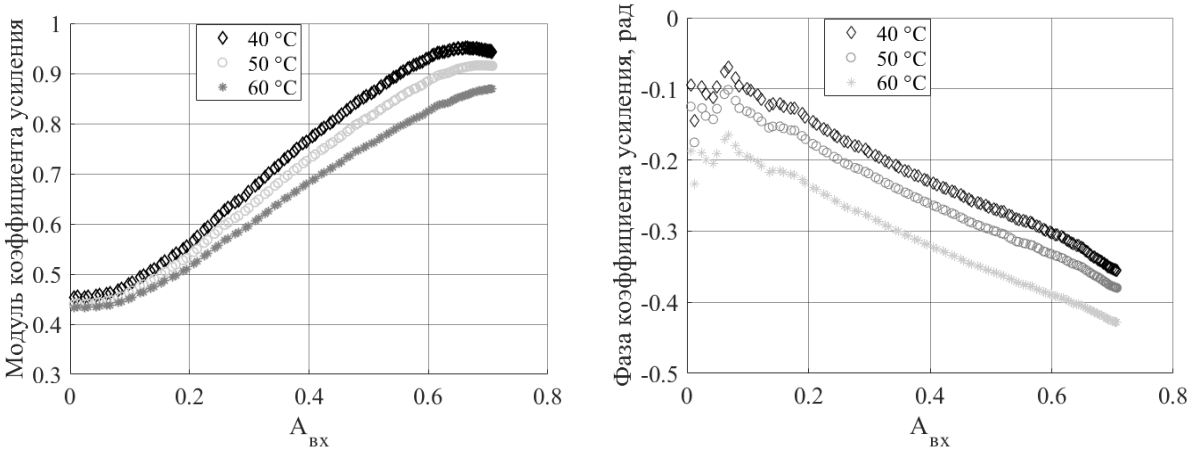


Рис. 2. Блок-схема передающего модуля

Сначала были измерены передаточные характеристики радиомодуля при различных значениях температуры. На рис. 3 представлены зависимости модуля и фазы коэффициента передачи от входной амплитуды сигнала при температурах 40, 50 и 60 градусов.

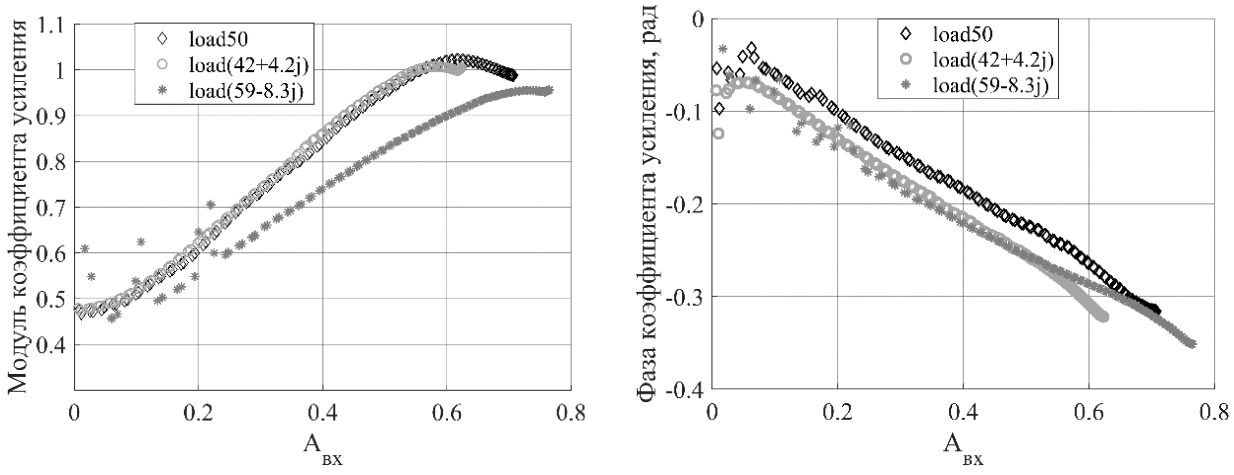


а) б)

Рис. 3. Модуль (а) и фаза коэффициента усиления (б) передающего тракта при различных значениях температуры

Из полученных результатов видно, что при изменении температуры изменяется не только значение коэффициента усиления (модуля и фазы), но и вид его нелинейной функциональной зависимости. Это определяет необходимость адаптивного обновления параметров LUT через τ_t – время изменения температуры.

Далее были измерены передаточные характеристики радиомодуля при различных значениях комплексной нагрузки. На рис. 4 представлены зависимости модуля и фазы коэффициента передачи от входной амплитуды сигнала при трех различных значениях выходного импеданса.



а) б)

Рис. 4. Модуль (а) и фаза коэффициента усиления (б) передающего тракта при различных значениях выходного импеданса

Здесь также видно изменение нелинейных функциональных зависимостей как модуля, так и фазы комплексного коэффициента передачи при изменении значения нагрузки, что определяет необходимость адаптивного обновления параметров LUT через τ_L – время изменения импеданса.

Также будет изменяться вид функциональной нелинейной зависимости коэффициента передачи при изменении мощности передаваемого сигнала, так как при этом изменяются рабочая точка усилителя мощности и его нелинейные свойства. Это определяет необходимость адаптивного обновления параметров LUT через τ_P – время изменения мощности сигнала.

Из проведенного анализа следует, что система цифровой коррекции на основе таблиц соответствия передающего ДКМВ радиотракта должна адаптивно обновлять свои значения через интервал времени

$$\tau_{DPD} = \min\{\tau_t, \tau_L, \tau_P\}.$$

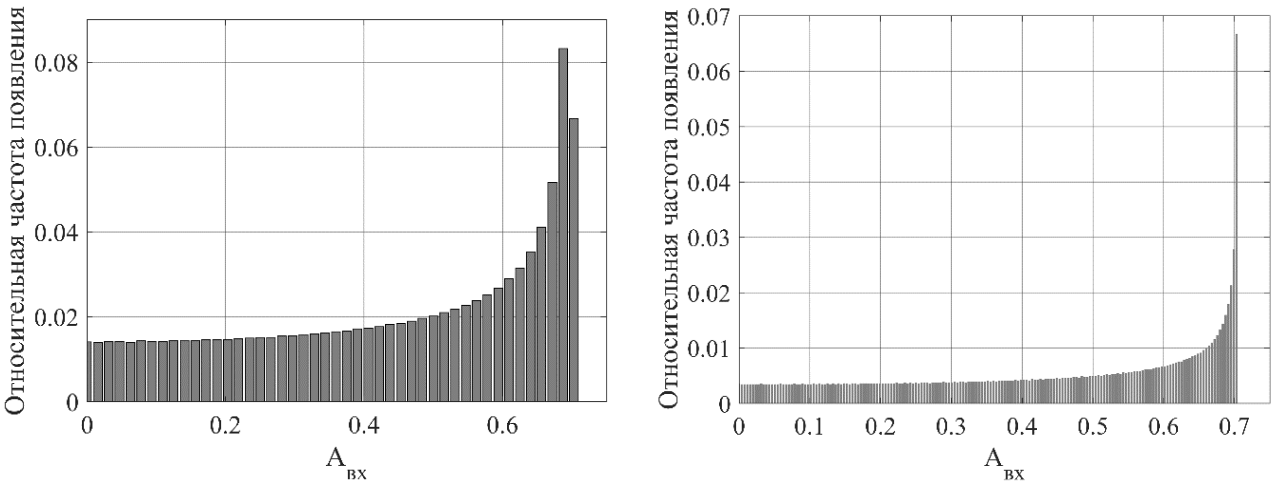
Ещё одна особенность рассматриваемого радиопередатчика заключается в том, что вид модулирующего сигнала не определён заранее. Поэтому и адаптивная идентификация таблицы соответствия может происходить на сигналах различной модуляции. Рассмотрим, к каким проблемам это может привести.

На практике цифровые корректоры на основе таблиц соответствия наиболее часто используют кусочно-линейную интерполяцию. Тогда сигнал на выходе цифрового корректора описывается соотношением

$$y = x \cdot \sum_{i=0}^{N-1} g_i \Lambda_i(|x|),$$

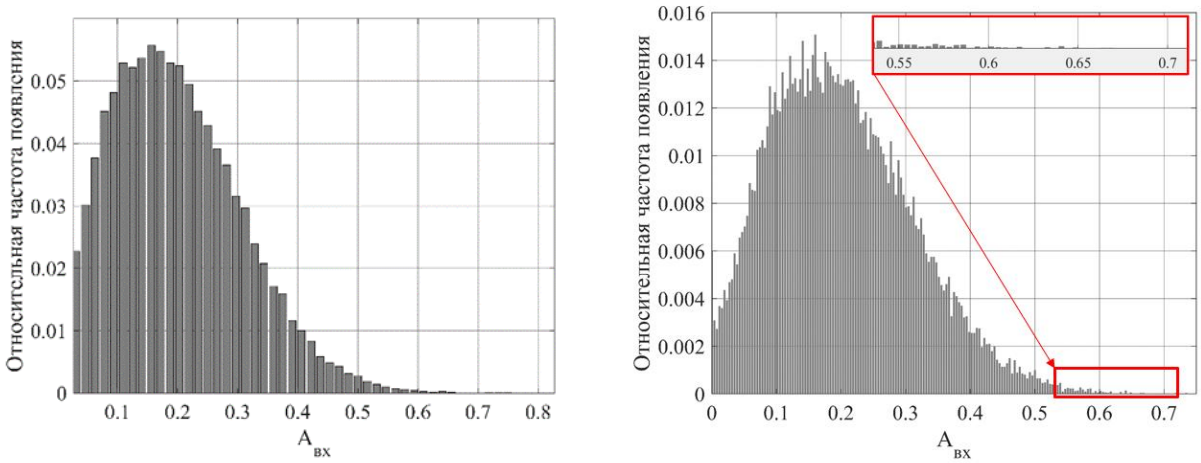
где x, y – отсчеты сигнала на входе и выходе цифрового корректора; g_i – коэффициенты таблицы соответствия; Λ_i – функция вида «треугольный сплайн», отвечающая за кусочно-линейную интерполяцию; N – размер *LUT* [9]. Следовательно, при использовании кусочно-линейной интерполяции сначала необходимо определить интервал, в который попадает значение модуля сигнала, а затем найти приближенное значение функции в этой точке.

Итак, для построения цифрового корректора на основе таблиц соответствия подразумевается наличие исходной информации – набора значений амплитуды входного сигнала и соответствующего набора значений комплексного коэффициента передачи корректора. При этом набор значений амплитуды входного сигнала будет зависеть от типа его модуляции, частоты дискретизации и размерности LUT. На рис. 5–6 представлены полученные гистограммы мгновенной амплитуды огибающей двухтонового и OFDM сигналов для различных размерностей LUT (N) при частоте дискретизации 48 кГц.



а) б)

Рис. 5. Гистограммы амплитуды огибающей двухтонового сигнала при $N = 64$ (а) и $N = 256$ (б)



а) б)

Рис. 6. Гистограммы амплитуды огибающей OFDM сигнала при $N = 64$ (а) и $N = 256$ (б)

Видно, что для двухтонового сигнала вне зависимости от размера LUT для всех интервалов накопления амплитуды гистограммы имеют ненулевые значения. Для OFDM сигнала на гистограммах можно наблюдать пустые интервалы накопления в области высоких значений амплитуды. При увеличении размерности LUT пустые интервалы оказываются между заполненными, что приведет к некорректной интерполяции, а следовательно, неверной работе цифрового корректора и появлению импульсных помех.

Для решения указанной проблемы предлагается для получения коэффициентов таблицы g_i использовать экстраполяцию, в частности линейную регрессию. Уравнение линейной регрессии в комплексном виде имеет вид

$$C(k,b)=\sum_i \left|\left(g_i - kA_i - b\right)\right|^2 \to \min.$$

После определения k и b коэффициенты таблицы выражаются через линейную зависимость:

$$\mathbf{g} = k\mathbf{A} + b.$$

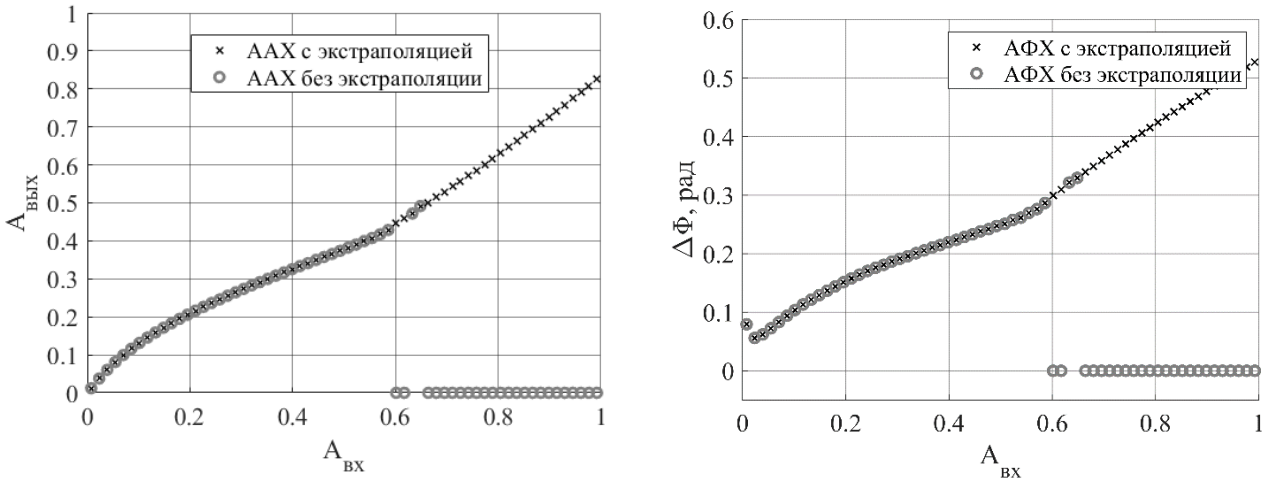
Как будет показано далее, линейная регрессия обеспечивает хорошую точность аппроксимации коэффициентов таблицы.

Имитационное моделирование ДКМВ радиопередающего тракта с цифровой коррекцией

Для оценки эффективности предложенной структуры цифрового корректора и алгоритма идентификации его параметров было проведено имитационное моделирование. Синтез моделей усилителя мощности и цифрового корректора проводился на основе измеренных отсчетов OFDM сигнала на входе и выходе реального ДКМВ радиопередающего тракта, рассмотренного выше. Расчет параметров LUT для цифрового корректора проводился как с применением линейной регрессии, так и без неё. На рис. 7 представлены амплитудно-амплитудная и фазо-амплитудная характеристики цифрового корректора, синтезированные различными методами.

Видно, что при использовании линейной регрессии каждый интервал разбиения входной амплитуды сигнала содержит точку коррекции, то есть LUT не содержит нулевых значений, в отличие от таблицы соответствия, заполненной без применения линейной регрессии.

Эффективность линеаризации передающего тракта с применением синтезированных цифровых корректоров оценивалась по двум параметрам: значению *NMSE* (нормированная среднеквадратическая ошибка между сигналом на выходе передающего тракта и его линейно усиленным входным сигналом), характеризующему степень искажения сигнала во временной области, и значению *ACPR* (относительный уровень внеполосных излучений), характеризующему степень искажения сигнала в частотной области [7]. Результаты для различных значений размерности LUT представлены в таблице.



а) б)

Рис. 7. Амплитудно-амплитудная (а) и фазоамплитудная (б) характеристики цифрового корректора

Таблица

Размерность LUT	*NMSE*, дБ		*ACPR*, дБ	
	Без линейной регрессии	С линейной регрессией	Без линейной регрессии	С линейной регрессией
Без корректора	–	–	–24.6	–24.6
16	–34.3	–34.3	–40.8	–40.8
32	–39.9	–41.2	–43.3	–48.5
64	–38.7	–42.2	–44.4	–49.7
128	–40.5	–42.3	–46.7	–49.8
256	–39.9	–42.5	–47.3	–49.9

Видно, что применение линейной регрессии при расчете параметров цифрового корректора на основе таблиц соответствия позволяет успешно производить линеаризацию передающего радиотракта ДКМВ диапазона как во временной, так и в частотной областях. Также видно, что для исследуемой системы достаточно ограничиться размерностью таблицы соответствия, равной 64.

Для наглядности на рис. 8 приведены спектры сигнала на выходе исследуемого ДКМВ радиотракта с применением цифрового корректора (серый) и при его отсутствии (чёрный). Вертикальным линиями обозначены границы соседних подканалов.

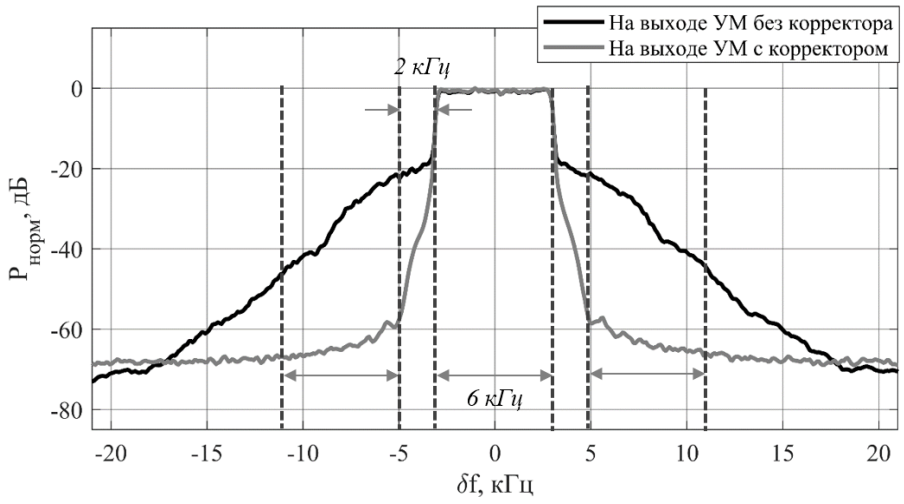


Рис. 8. Спектр OFDM сигнала на выходе передающего тракта при наличии и отсутствии цифрового корректора

Заключение

Показано, что для линеаризации радиопередающего тракта декаметрового диапазона с практической точки зрения наиболее рационально применять цифровые корректоры на основе таблиц соответствия. В результате анализа экспериментально измеренных нелинейных характеристик радиопередающего ДКМВ тракта установлено, что его нелинейные свойства изменяются при изменении нагрузки, температуры и излучаемой мощности, что определяет необходимость адаптивного обновления параметров цифрового корректора. Показано, что неопределенность вида модуляции излучаемого сигнала может привести к некорректности процесса идентификации параметров цифрового корректора. Предлагается решать данную проблему за счет использования линейной регрессии при экстраполяции исходных данных. Проведенное имитационное моделирование продемонстрировало эффективность предложенных подходов для линеаризации реального радиопередающего тракта декаметрового диапазона, позволив снизить уровень внеполосного излучения передаваемого сигнала на 25 дБ.

Список источников

1. *Ghannouchi F.M., Hammi O., Helaoui M.* Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters. Wiley, 2015. 253 p.

2. *Аверина Л.И., Бобрешов М., Шутов В.Д.* Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предыскажений // Нелинейный мир. 2013. № 10. С. 720–727.

3. *Луферчик П.В., Штро П.В., Конев А.Н., Комаров А.А.* Разработка энергетически эффективной системы связи в тропосферном радиоканале на базе OFDM-сигналов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2022. № 3. С. 238–244.

4. *Gilabert P.L.* Multi Look-Up Table Digital Predistortion for RF Power Amplifier Linearization: Ph.D. Thesis / Control Monitoring and Communications Group, Department of Signal Theory and Communications, Universitat Politècnica de Catalunya. Barcelona, 2007. 212 p.

5. *Аверина Л.И., Лавлинский С.С.* Двухблочная модель цифрового корректора для линеаризации аналогового радиотракта // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62, № 7. С. 687–692.

6. *Widrow B., Stearns S.D.* Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall, 1985. 474 p.

7. *Molina A., Rajamani K.* Digital predistortion using Lookup Tables with linear interpolation and extrapolation: Direct Least Squares Coefficient Adaptation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017. Vol. 65, No. 3. Pp. 980–987.

8. *Kenington P.B.* High-linearity RF amplifier design. Norwood: Artech House, 2000. 685 p.

9. *Lee J., Jeon S., Kim J., Ryu H.J., Suh Y.-W., Mok H.-K., Kim M.-S.* An improved LUT based DPD technique for nonlinear HPA in ATSC DTV system // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2016. Vol. 52, No. 5. Pp. 2452–2466.

Информация об авторах

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., руководитель программ
В.Ю. Дорошенко, руководитель программ
М.Е. Рыжиков, магистрант

Information about the authors

L.I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, Program Manager
V.Yu. Doroshenko, Program Manager
M.E. Ryzhikov, Magistrand

Статья поступила в редакцию 06.05.2025
Одобрена после рецензирования 15.05.2025
Принята к публикации 21.05.2025

The article was submitted 06.05.2025
Approved after reviewing 15.05.2025
Accepted for publication 21.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 53–59. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 53–59. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 681.5

Обеспечение надежной радиосвязи при воздействии на ионосферу солнечных вспышек

Александр Васильевич Велигоша[1], Сергей Викторович Орлов[2], Дмитрий Александрович Маклаков[3]
[1–3]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого, Серпухов, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]orloff_ser@mail.ru, [3]dmutrui714maklakov@gmail.com

Аннотация. *Рассматриваются способы повышения надежности функционирования декаметровых радиолиний, основанные на изменении параметров используемых антенн, при влиянии на ионосферу Земли отрицательной и положительной фаз солнечных вспышек, являющихся причиной возникновения ионосферных бурь. Изменение электронной концентрации слоев ионосферы при ее возмущении приводит к изменению высоты области отражения ионосферных волн, что, в свою очередь, приводит к изменению протяженности радиолинии и, следовательно, к снижению надежности ее функционирования.*

Ключевые слова: *декаметровые радиолинии, солнечная вспышка, ионосфера Земли, ионосферная радиолиния, положительная и отрицательная фазы, антенна, диаграмма направленности.*

Ensuring reliable radio communication on exposure of solar flares to the ionosphere

Alexander V. Veligosha[1], Sergey V. Orlov[2], Dmitry A. Maklakov[3]
[1–3]Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Branch in Serpukhov, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]orloff_ser@mail.ru, [3]dmutrui714maklakov@gmail.com

Abstract. *The ways to increase the reliability of decameter radio lines based on changing the parameters of the antennas used when the negative and positive phases of solar flares, which cause ionospheric storms, affect the Earth's ionosphere are discussed. A change in the electron concentration of ionospheric layers during its disturbance leads to a change in the height of the reflection region of ionospheric waves, which leads to a change in the length of the radio link and, consequently, to a decrease in the reliability of its operation.*

Keywords: *decameter radio lines, solar flare, Earth's ionosphere, ionosphere radio lines, positive and negative phases, antenna, radiation pattern.*

Декаметровая связь играет важную роль в военных системах управления, поэтому к ней предъявляются жесткие требования по надежности передачи информации в различных условиях. Надежность функционирования декаметровых радиолиний может снижаться вследствие воздействия на них преднамеренных помех, а также при сильных возмущениях ионосферы, вызванных солнечными вспышками различной интенсивности.

Помимо солнечных вспышек, непосредственно после их возникновения на ионосферу могут влиять независимые факторы, вызывающие мощные ионосферные бури. Наиболее мощные ионосферные бури способны приводить к отклонению максимально применимой частоты (МПЧ) слоя F2 ионосферы (f_0F2) от среднего значения (δf_0F2) в течение нескольких спокойных дней, называемого медианой и выражаемого в процентах от медианного значения f_0F2: от 80 до –80% (рис. 1). Увеличение значения δf_0F2 называют положительной фазой, а уменьшение – отрицательной фазой ионосферной бури [1]. Это означает, что сама критическая частота то возрастает примерно в 2 раза, то уменьшается в 5 раз.

Если медианное значение f_0F2 составляет 10 МГц, то f_0F2 изменяется от 2 до 18 МГц. С практической точки зрения это очень большое изменение. В приведенном примере это означает, что во время бури оптимальная рабочая частота (ОРЧ) то снижается до 1…2 МГц, то увеличивается до 15,3 МГц – см. выражение (1). Радиоволны с частотой $f \leq 1{,}5$ МГц даже в спокойных условиях заметно поглощаются в ниж-

© Велигоша А.В., Орлов С.В., Маклаков Д.А., 2025

ней ионосфере, поэтому обычно используются частоты не меньше 1,7 МГц:

$$f_{\text{ОРЧ}} = 0.85 \cdot \sqrt{80.8 \cdot N_{\text{э}}}\,(\text{Гц}). \qquad (1)$$

Если отрицательная фаза появилась на одной из высокоширотных ионосферных станций (например, в Мурманске), то с соответствующей задержкой она будет зарегистрирована на более низкоширотных станциях: сначала в Санкт-Петербурге, потом в Москве, потом в Воронеже. При этом задержка будет соответствовать средней скорости распространения эффекта вдоль меридиана около 200…300 м/с [1].

По мере движения к низким широтам амплитуда отрицательной фазы (абсолютное значение отрицательного δf0F2) будет убывать. Если в Мурманске наблюдалось δf0F2 = – 80%, то в Санкт-Петербурге это уже может быть – 60%, в Москве – 40%, а в Воронеже – 20%, что вносит дополнительную сложность в компенсацию эффекта влияния ионосферной бури на декаметровых (ДМВ) радиолиниях. Южнее Воронежа в этом случае заметить данное возмущение будет уже невозможно, поскольку считается, что разброс f0F2 в ± 20% от медианы имеется всегда (даже в условиях спокойной ионосферы) и обусловлен как естественными флуктуациями состояния ионосферы, так и реальной точностью отсчета f0F2.

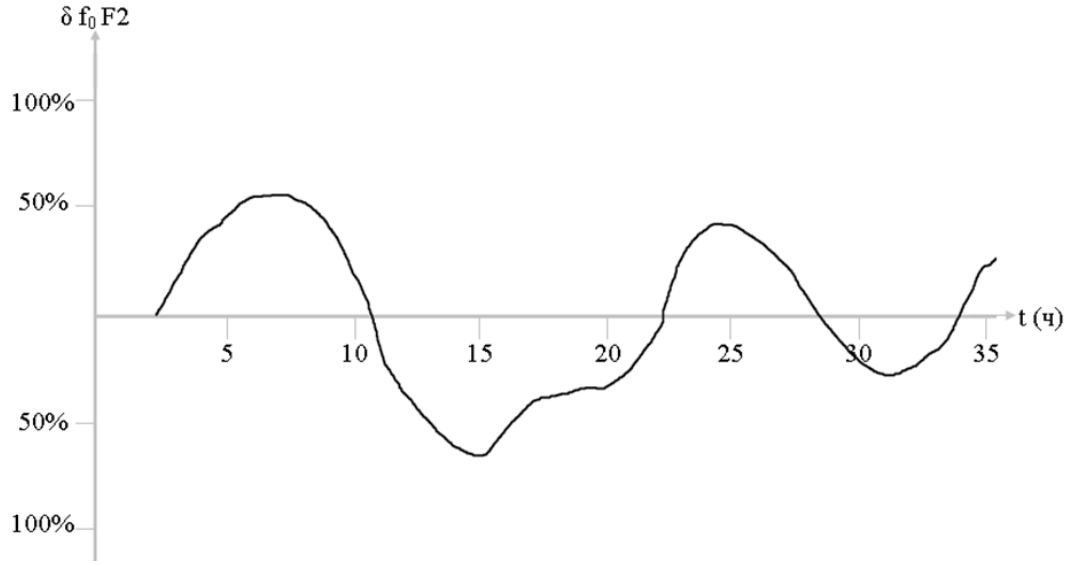


Рис. 1. Смена положительной и отрицательной фаз изменения значения δf_0F2 за время *t*

Ряд исследователей [1] пришли к выводу, что вероятность начала отрицательной фазы существенно ниже днем (11…18LT – всемирное время по Гринвичу, которое обозначают как запрещенное время). По результатам наблюдений можно показать, что случаются такие ионосферные бури, в которых начало отрицательной фазы приходится именно на запрещенное время. Следовательно, указанное время не является абсолютно «запретным».

Путем анализа результатов наземных ионосферных наблюдений удалось из противоречивой картины морфологии положительной фазы выделить три экспериментальных факта, которые важны для понимания физических процессов, вызывающих рост f_0F2 во время ионосферной бури:

1. Очень часто положительная фаза начинается задолго (до 10…12 ч) до начала магнитного возмущения – магнитной бури.

2. Обнаружена связь между интегральными характеристиками положительной S^+ и последующей отрицательной S^- фазы. В качестве характеристики S используется величина, пропорциональная как средней интенсивности фазы, так и ее длительности (поэтому характеристика S называется интегральной). Установлено, что величины S^+ и S^- обратно пропорциональны друг другу: чем больше S^+ (чем мощнее положительная фаза), тем меньше S^- (тем слабее развита отрицательная фаза), и наоборот.

3. Существуют так называемые изолированные положительные возмущения. Иначе говоря, магнитная буря, состоящая только из одной фа-

зы – положительной, без последующего перехода в отрицательную фазу (рис. 2).

Из первого факта следует, что положительная фаза (с отрицательной этого никогда не происходит) может появиться задолго до начала магнитной бури. Но магнитная буря является лишь хорошо регистрируемым индикатором того, что в системе «солнечный ветер – магнитосфера – термосфера – ионосфера» произошла целая цепочка процессов, определяющих изменение состояния ионосферы [1].

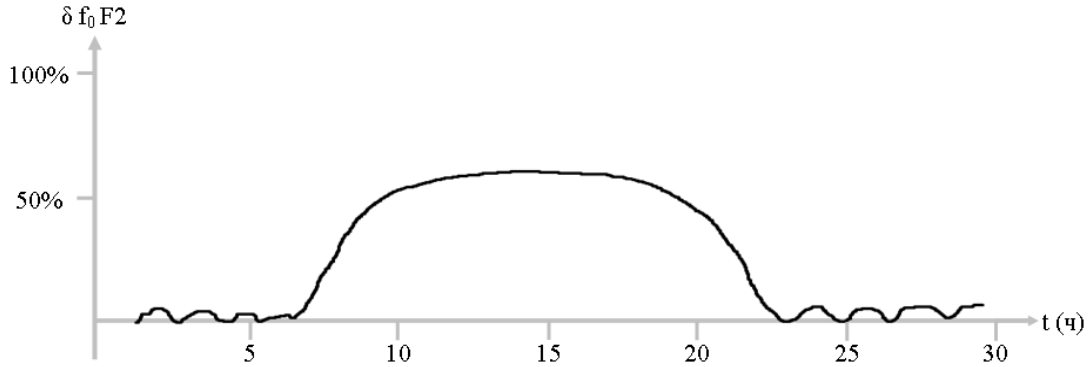


Рис. 2. Изменение значения $\delta f_0 F2$ за время t при изолированном положительном возмущении

С учетом того, что в особый период обмен флагами может быть нарушен из-за воздействия преднамеренных помех, и, следовательно, может быть нарушена система обмена информацией по результатам зондирования ионосферы, используемые способы обеспечения своевременности передачи информации, такие как переход на запасные частоты, не будут эффективными.

Помимо проблемы изменения рабочих частот и повышенного поглощения мощности радиоволны нижними слоями ионосферы существует проблема изменения угла отражения ДМВ волны от ионосферы. Повышение электронной концентрации вследствие воздействия солнечной вспышки либо положительной фазы ионосферной бури приводит к расширению F слоя и снижению точки отражения ДМВ волны (рис. 3) [4].

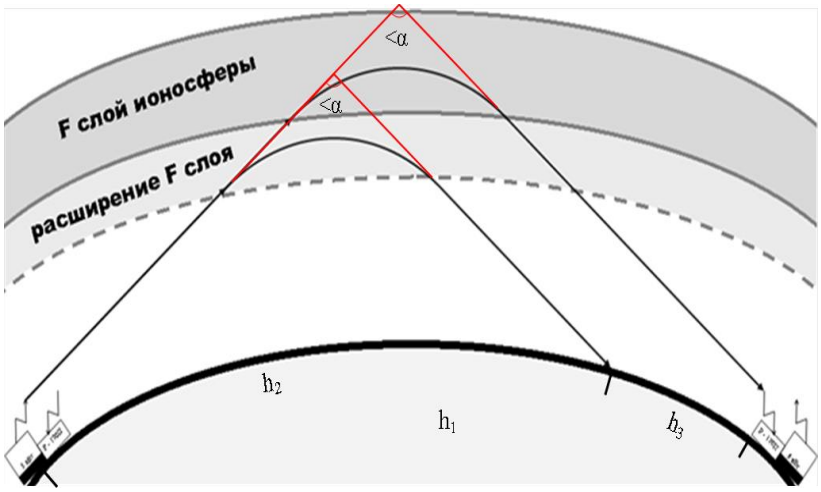


Рис. 3. Изменение точки отражения ДМВ радиоволны от ионосферы при повышении электронной концентрации F слоя

При снижении условной точки отражения (вершина, обозначенная углом <α° на рис. 3) ДМВ радиоволны на радиолинии попадут в точку приема, линии измененной протяжённостью, расстояние передачи сигнала уменьшится до h_2, и приемная станция окажется на расстоянии h_3 от точки падения радиоволны (рис. 3).

Примем допущение, что на трассе с протяженностью h_1 сферичность земной поверхности не учитывается.

Так как угол отражения от ионосферы, углы излучения и падения радиоволны относительно Земли неизменны, расстояние h_1 уменьшается пропорционально уменьшению высоты условной точки отражения радиоволны (h_F). При $h_1 = 1200$ км, высоте отражения ДМВ радиоволны от F слоя ионосферы Земли $h_F = 350$ км угол α° составит $<\alpha° = 113{,}684°$. При снижении точки отражения (увеличение параметра N_e) на $h_{Fизм} = 10$ км длина радиотрассы уменьшится на h_3 и составит 34,32 км, став равной $h_2 = 1165{,}68$ км; при $h_{Fизм} = 50$ км: $h_3 = 171{,}4284$ км, $h_2 = 1028{,}5716$ км. Расстояние h_3 можно вычислить по формуле

$$h_3 = \frac{h_{Fизм}}{h_F} \cdot h_1\,(\text{км}). \qquad (2)$$

Решением проблемы ($h_2 = h_1$ или $h_3 = 0$ – рис. 3) может стать изменение угла излучения, что позволит увеличить угол отражения от ионосферы (рис. 3, 4 – угол $<\beta°$ должен быть больше угла $<\alpha°$).

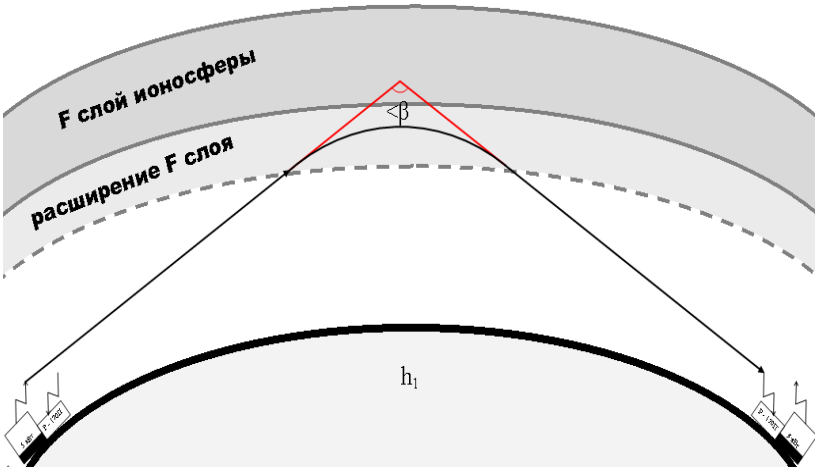


Рис. 4. Изменение угла отражения ДМВ радиоволны при повышении электронной концентрации F слоя

Необходимый для передачи сигнала угол излучения радиоволны относительно Земли $<\alpha°_н$ можно найти, зная половину расстояния радиотрассы $h_1/2$ и высоту условной точки отражения h_F (катеты прямоугольного треугольника, образованного высотой условной точки отражения радиоволны от ионосферы, половиной расстояния между приемником и передатчиком односкачковой ДМВ радиолинии и расстоянием от передатчика до условной точки отражения). Зная, что соотношение катетов прямоугольного треугольника равно соотношению противолежащих этим катетам углов, а сумма этих углов равна 90°, получим выражение для расчета угла $<\alpha°_н$:

$$<\alpha°_н = \frac{90°}{\left(h_F - h_{Fизм}\right) + h_1/2} \cdot h_F - h_{Fизм}\,(\text{град}). \qquad (3)$$

Тогда при $h_F = 350$ км, $h_{Fизм} = 50$ км и $h_1 = 1200$ км новый угол излучения радиоволны относительно Земли будет равен $<\alpha°_н = 30°$, а $<\beta° = 120°$. При $h_F = 350$ км, $h_{Fизм} = 0$ км и $h_1 = 1200$ км: $<\alpha°_н = 33{,}158°$.

При возникновении отрицательной фазы ионосферной бури, в связи с понижением концентрации заряженных частиц в F слое, точка отражения может находиться выше (рис. 5).

Решением вышеуказанной проблемы также может стать изменение угла и высоты антенного устройства для изменения угла отражения радиоволны (рис. 5, 6 – угол $<\delta^\circ$ должен быть меньше угла $<\alpha^\circ$).

При $h_F = 350$ км, $h_{Fизм} = -25$ км и $h_1 = 1200$ км новый угол излучения радиоволны относительно Земли будет равен $<\alpha°_н = 34{,}615°$, а $<\beta° = 110{,}769°$.

Изменение угла излучения радиоволны относительно Земли $<\alpha^\circ_н$ возможно путем уменьшения длины оттяжек плеч антенны, например V-образного антенного устройства (АУ), $h_О$ либо уменьшением высоты подъема антенно-мачтового устройства (АМУ) $h_{АМУ}$ (рис. 7).

Зная высоту АМУ $h_{АМУ}$ (катет прямоугольного треугольника, образованного АМУ, расстоянием от основания АМУ до точки крепления оттяжек и суммой длин плеча АУ и оттяжки плеча АУ), длину плеча АУ $h_{АУ}$ и исходную длину оттяжек плеча АУ $h_{О\,исх.}$ ($h_{АУ} + h_{О\,исх}$ – гипоте-

нуза вышеописанного прямоугольного треугольника), найдем расстояние от основания АМУ до точки крепления оттяжек плеча АУ (второй катет вышеописанного прямоугольного треугольника):

$$h_{\text{АО}} = \sqrt{\left(h_{\text{О}} + h_{\text{АУ}}\right)^2 - h_{\text{АМУ исх.}}{}^2}\,(\text{м})\,. \quad (4)$$

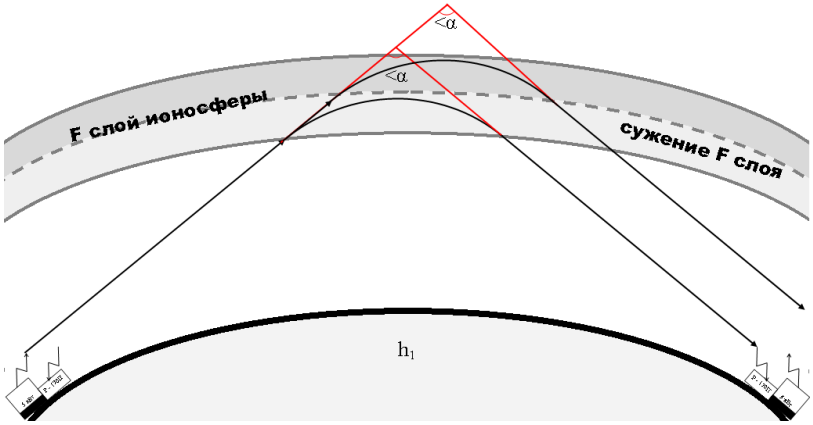


Рис. 5. Изменение точки отражения ДМВ радиоволны от ионосферы при понижении электронной концентрации F слоя

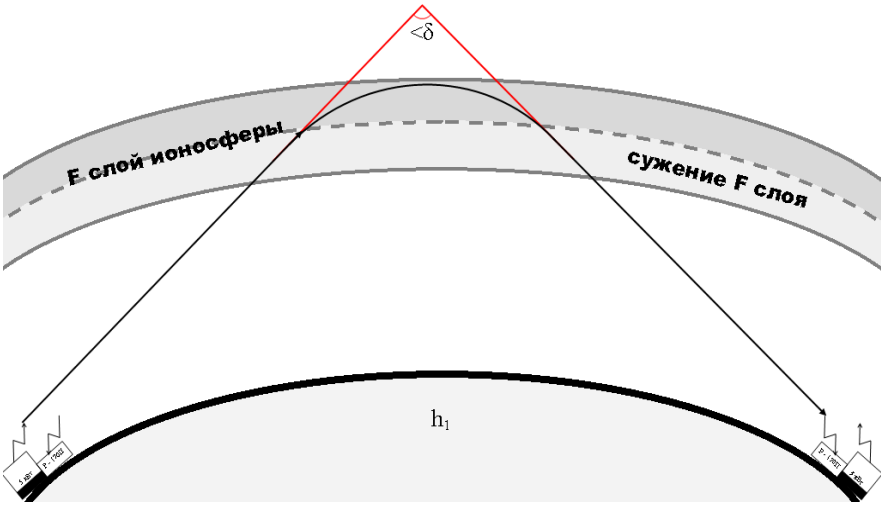


Рис. 6. Изменение угла отражения ДМВ радиоволны при понижении электронной концентрации F слоя

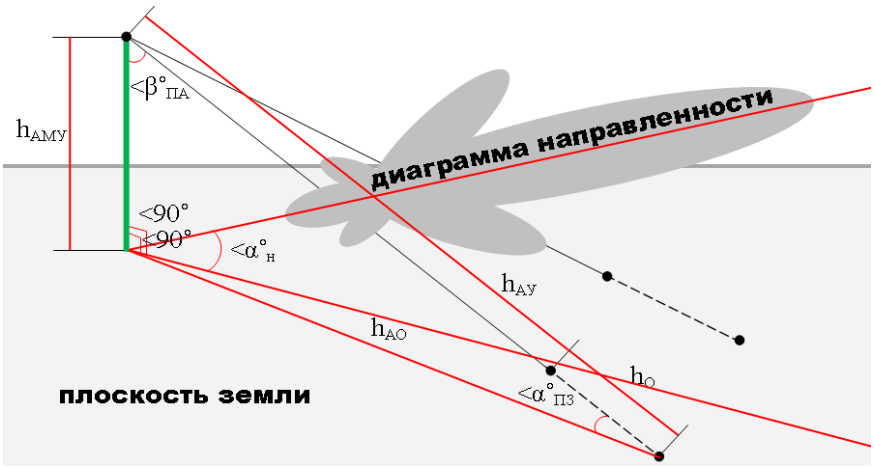


Рис. 7. Диаграмма направленности V-образной антенны

Угол плеча АУ относительно Земли $<\alpha^\circ_{ПЗ}$ (угол между поверхностью Земли и оттяжки антенны – рис. 7) можно найти, зная значения $h_{АМУ}$ и $h_{АО}$ (катеты прямоугольного треугольника, образованного высотой условной точки отражения радиоволны от ионосферы, половиной расстояния между приемником и передатчиком односкачковой ДМВ радиолинии и расстоянием от передатчика до условной точки отражения). Зная, что соотношение катетов прямоугольного треугольника равно соотношению противолежащих этим катетам углов, а сумма этих углов равна 90°, найдем исходный угол плеча АУ относительно Земли:

$$<\alpha^\circ_{ПЗ} = \frac{90^\circ}{h_{АМУ} + \sqrt{\left(h_{О\ исх.} + h_{АУ}\right)^2 - h_{АМУ}^2}} \cdot h_{АМУ}\,(\text{град}). \quad (5)$$

Зная угол плеча антенны относительно Земли $<\alpha^\circ_{ПЗ}$, высоту АМУ $h_{АМУ}$, длину плеча АУ $h_{АУ}$, разницу исходного угла $<\alpha^\circ_{н}$ (рис. 5) излучения радиоволны относительно Земли и нового угла $<\alpha^\circ_{н}$ (рис. 6) ее излучения относительно Земли $\alpha^\circ_{Р}$, через выражение (5) для расчета угла плеча АУ относительно Земли получим формулу для определения необходимой длины оттяжек АУ $h_О$:

$$h_О = \sqrt{\left(\frac{90^\circ}{\left(<\alpha^\circ_{ПЗ} + <\alpha^\circ_{Р}\right)/h_{АМУ}} - h_{АМУ}\right)^2 - h_{АМУ}^2} - h_{АУ}\,(\text{м}). \quad (6)$$

Пример изменения угла излучения путем изменения длины оттяжек плеча АУ показан на рис. 8.

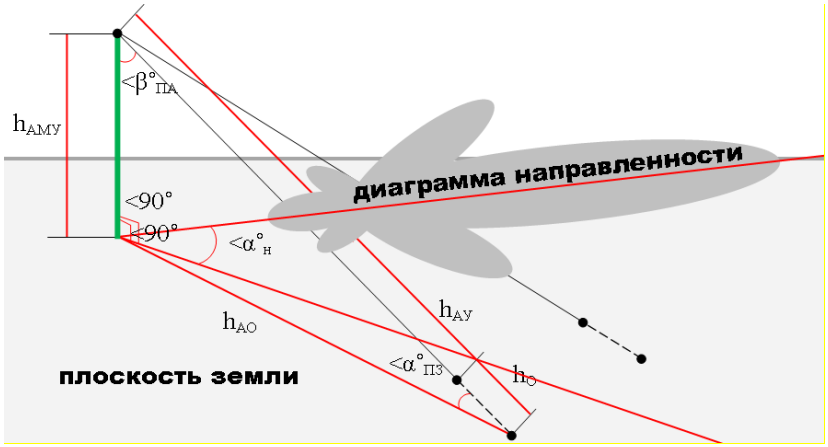


Рис. 8. Уменьшение угла излучения относительно Земли при уменьшении длины оттяжек плеча АУ

При высоте подъема АМУ $h_{АМУ} = 6$ м, длине плеча АУ $h_{АУ} = 13$ м и длине оттяжки АУ $h_О = 8$ м для изменения угла $<\alpha^\circ_{н}$ на 3,158° (разница угла $<\alpha^\circ_{н}$ после воздействия на ионосферу солнечной вспышки либо положительной фазы бури и угла $<\alpha^\circ_{н}$ начального ($\alpha^\circ_{Р}$)) (рис. 4, 5) необходимо уменьшить длину оттяжек АУ на $h_{О\ исх.}$: $h_О = 1{,}789$ м. Таким образом может быть проведена регулировка угла излучения за счет изменения длины оттяжек плеча антенны.

Зная исходную высоту АМУ $h_{АМУ\ исх.}$ (катет прямоугольного треугольника, образованного высотой условной точки отражения радиоволны от ионосферы, половиной расстояния между приемником и передатчиком односкачковой ДМВ радиолинии и расстоянием от передатчика до условной точки отражения), длину плеча АУ $h_{АУ}$ и длину оттяжек плеча АУ $h_О$ ($h_{АУ} + h_О$ – гипотенуза вышеописанного прямоугольного треугольника), по общеизвестной формуле найдем расстояние от основания АМУ до точки крепления плеча оттяжки (второй катет вышеописанного прямоугольного треугольника) – выражение (6).

Угол между плечом АУ и АМУ $<\beta^\circ_{ПА}$ ($<\beta^\circ_{ПА} = 90^\circ - <\alpha^\circ_{ПЗ}$) можно найти, зная значения $h_{АМУ\ исх.}$ и $h_{АО}$ (катеты вышеописанного прямоугольного треугольника). Зная, что соотношение катетов прямоугольного треугольника равно соотношению противолежащих этим катетам углов, а сумма этих углов равна 90°, найдем исходный угол плеча АУ относительно АМУ:

$$<\beta^\circ_{ПА} = \frac{90^\circ}{h_{АМУ\ исх.} + h_{АО}} \cdot h_{АО}\,(^\circ). \quad (7)$$

Зная угол между плечом АУ и АМУ $<\beta^\circ_{ПА}$, исходную высоту АМУ $h_{АМУ\ исх.}$, длину плеча АУ $h_{АУ}$, разницу исходного угла $<\alpha^\circ_{н}$ (рис. 7) излучения радиоволны относительно

Земли и нового угла $< \alpha°_{н}$ (рис. 9) излучения радиоволны относительно Земли $< \alpha°_{Р}$, через выражение (7) получим формулу для нахождения необходимой высоты АМУ:

$$h_{АМУ} = \frac{90°}{\left(\left(< \beta°_{ПА} - < \alpha°_{Р}\right)/h_{АО}\right)} - h_{АО}\,(м). \quad (8)$$

Пример изменения угла излучения путем изменения высоты АМУ показан на рис. 9.

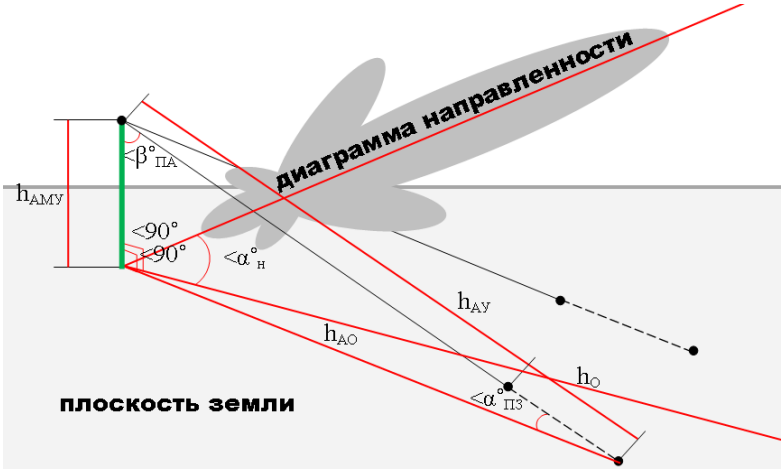


Рис. 9. Увеличение угла излучения относительно Земли при уменьшении высоты АМУ

При высоте подъема АМУ $h_{АМУ\ изн}$= 6 м, длине плеча АУ $h_{АУ}$ = 13 м и длине оттяжки АУ $h_{О}$ = 8 м для изменения угла $< \alpha°_{н}$ на –1,457° (разница угла $< \alpha°_{н}$ изначального и угла $< \alpha°_{н}$ после воздействия на ионосферу отрицательной фазы ионосферной бури – $\alpha°_{Р}$) (рис. 5, 6) для попадания в область отражения новую (рис. 6) необходимо уменьшить высоту поднятия АМУ на величину $h_{АМУ\ исх.} - h_{АМУ}$ = 0,538 м.

Таким образом, в статье показаны способы повышения надежности функционирования декаметровых радиолиний при возмущении ионосферы за счет изменения параметров антенн. Данный подход основан на учете изменения электронной концентрации слоев ионосферы при ее возмущении, что изменяет высоту области отражения ионосферных волн и приводит к изменению протяженности радиолинии, а следовательно, к снижению надежности ее функционирования.

Получены выражения, позволяющие определить величины изменения высоты и длины оттяжек лучей линейных антенн в зависимости от интенсивности ионосферной бури. Проверка предложенных подходов на действующих ДМВ радиолиниях подтвердила их практическую эффективность и правильность сделанных выводов.

Список источников

1. *Данилов А.Д.* Популярная аэрономия. 2-е изд. Л.: Гидрометеоиздат, 1989.

2. *Куприянов А.О., Морозов Д.А.* Экспериментальный мониторинг ионосферы с применением мультисистемной ГНСС-аппаратуры // Изв. вузов. Геодезия и аэрофотосъемка. 2016. Т. 60, № 1. С. 29–33.

3. *Казанцев М.Ю., Фатеев Ю.Л.* Определение ионосферной погрешности измерения псевдодальностей в одночастотной аппаратуре систем ГЛОНАСС и GPS // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 12.

4. *Масленникова Ю.С, Бочкарев В.В.* Прогнозирование солнечной активности и ионосферных параметров с использованием нейронных сетей // Физика околоземного космического пространства. 2019. С. 151–153.

Информация об авторах

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент
С.В. Орлов, старший преподаватель
Д.А. Маклаков, курсант

Information about the authors

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
S.V. Orlov, Senior Lecturer
D.A. Maklakov, Cadet

Статья поступила в редакцию 02.04.2025
Одобрена после рецензирования 09.04.2025
Принята к публикации 14.05.2025

The article was submitted 02.04.2025
Approved after reviewing 09.04.2025
Accepted for publication 14.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 60–65. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 60–65. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 681.3

Метод векторизации в модулярной арифметике

Александр Васильевич Велигоша[1], Максим Владимирович Морозов[2]
[1,2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого, Серпухов, Россия
[1]aveligosha@mail.ru, [2]maksimys07@bk.ru

Аннотация. *Построение новых и модернизация имеющихся методов обработки данных в модулярной арифметике имеют большое значение для различных областей науки и техники. Их развитие способствует повышению эффективности и функциональности различных систем, а также отдельных блоков. В области цифровой обработки сигналов (ЦОС) методы модулярной арифметики могут использоваться, например, для реализации различных методов цифровой фильтрации и обработки сигналов. Модернизация этих методов может включать в себя разработку эффективных алгоритмов фильтрации на основе модулярной арифметики, которые позволяют обрабатывать сигналы с высокой скоростью и при этом сохранять их качество. Рассматриваемый метод векторизации может быть применен для эффективной фильтрации и обработки сигналов, особенно при работе с массивами данных сигналов высокого разрешения.*

Ключевые слова: *модулярная арифметика, таблицы LUT, векторизация, цифровая фильтрация.*

The vectorization method in modular arithmetic

Alexander V. Veligosha[1], Maksim V. Morozov[2]
[1,2]Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great, Branch in Serpukhov, Russia
[1]aveligosha@mail.ru, [2]maksimys07@bk.ru

Abstract. *The construction of new and modernization of existing data processing methods in modular arithmetic are of great importance for various fields of science and technology. Their development contributes to improving the efficiency and functionality of various systems and individual blocks. In the field of digital signal processing (DSP), modular arithmetic methods can be used, for example, to implement various digital filtering and signal processing methods. Modernization of these methods may include the development of efficient filtering algorithms based on modular arithmetic, which allow processing signals at high speed and at the same time maintain their quality. The vectorization method under consideration can be used for efficient signal filtering and processing, especially when working with high-resolution signal data arrays.*

Keywords: *modular arithmetic, LUT tables, vectorization, digital filtering.*

Универсальность модулярных кодов при цифровой фильтрации объясняется не только их высокими корректирующими способностями, арифметичностью, но и более высокими избирательными свойствами фильтра при минимальном уровне вносимых ошибок за счет операций масштабирования и округления, выполняемых в звеньях фильтра [1, 2].

Особенностью модулярных кодов является отсутствие в кодовых комбинациях межразрядных связей. При этом действие ошибок при выполнении модулярных арифметических операций может проявляться лишь в виде независимой трансформации одного или нескольких символов исходного представления числа [1].

В [2, 3] приведена общая структурная схема процессора, функционирующего на основе модулярных кодов. В соответствии с ней проведена разработка общей структуры цифрового модулярного фильтра, которая представлена на рис. 1. Так как при применении модулярных кодов вычисления распараллеливаются по каждому модулю, то общая структура непозиционного цифрового фильтра будет иметь количество вычислительных каналов, равное количеству используемых модулей.

Цифровые фильтры разделены на два класса: фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) и фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры). Фильтр каждого типа можно представить через коэффициенты его импульсной характеристики. Входной и выходной сигналы фильтра связаны через операцию сверки.

© Велигоша А.В., Морозов М.В., 2025

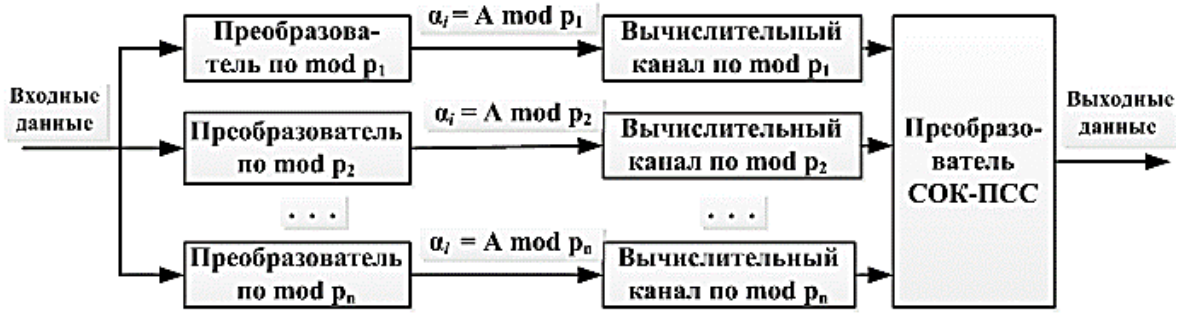


Рис. 1. Обобщенная структурная схема модулярного ЦФ

Общий принцип выбора между КИХ и БИХ можно сформулировать следующим образом. Рекомендовано использовать БИХ-фильтр, если единственными важными требованиями являются амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) с резкими срезами и высокая производительность, поскольку БИХ-фильтры требуют меньшего числа коэффициентов, чем КИХ-фильтры. Рекомендовано использовать КИХ, если число коэффициентов фильтров не очень велико и, в частности, если нужно, чтобы фазовое искажение отсутствовало или было малым. Кроме того, можно добавить, что архитектура современных процессоров ЦОС приспособлена к КИХ-фильтрации. Реализация алгоритма БИХ-фильтра на цифровом сигнальном процессоре (ЦСП) требует больших временных затрат на вычисление выходного сигнала.

Учитывая особенности применения современных систем связи, систем обработки видеоданных, можно сделать вывод, что в них наибольшее применение находят КИХ-фильтры. Можно сделать вывод о том, что существующие реализации ЦФ не обеспечивают требуемую производительность при низкой точности вычислений [3–5].

Применение модулярных кодов позволяет решить задачи повышения производительности и точности вычислений.

В соответствии с рис. 1 на рис. 2 приведена общая структурная схема ЦФ с обнаружением и коррекцией ошибок, которая обеспечивает работу по трем рабочим модулям 3, 5, 7 и одному контрольному модулю 11. Количество контрольных модулей (вычислительных каналов по контрольным модулям) определяется требованиями, предъявляемыми к корректирующей способности модулярных кодов.

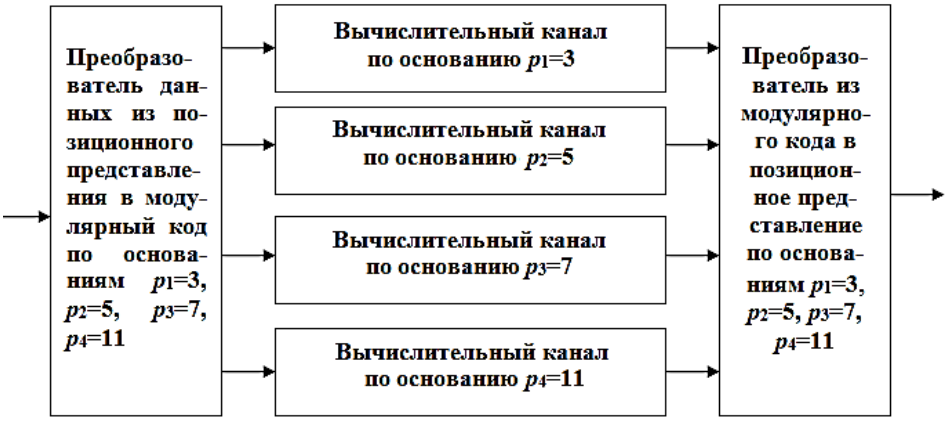


Рис. 2. Общая структурная схема ЦФ с обнаружением ошибок вычислений

Как видно из рис. 1 и 2, для реализации преимуществ модулярных кодов при цифровой обработке сигналов необходимо провести операции преобразования обрабатываемых данных из позиционного представления в модулярный код и обратно. Операции прямого и обратного преобразования данных относятся к немодульным, требуют больших вычислительных затрат, следовательно, разработка эффективных спосо-

бов преобразования позволяет наиболее полно использовать преимущества модулярных кодов.

В задачах, связанных с быстрым преобразованием данных и их эффективной обработкой при переводе из позиционной системы счисления (ПСС) в систему остаточных классов (СОК) и обратно, высокую эффективность показывают табличные методы перевода по заранее подготовленным данным – таблицам Look-Up Table (LUT). Одной из распространённых операций при генерации таких таблиц является взятие остатка от деления, что позволяет организовать циклическое сопоставление значений [6].

Математическая модель построения таблиц LUT [7–8], используемых для преобразования данных, может быть представлена в следующем виде: пусть дан набор модулей $M = \{m_1, m_2 ... m_i\}$, где каждый модуль m_i представляет собой положительное взаимопростое целое число.

Таблица LUT строится путём вычисления остатков от деления всех целых чисел в заданном диапазоне от 0 до $M-1$ на каждый модуль m_j.

Формально таблица LUT может быть представлена как матрица A, где каждый элемент a_{ij} определяется согласно выражению

$$\alpha_{ij} = i \bmod m_j, \tag{1}$$

где i – индекс строки, соответствующий числу в диапазоне от 0 до $M-1$; a_j – индекс столбца, соответствующий индексу модуля в наборе M. Порядок вычисления таблиц LUT в общем виде можно представить выражением

$$\begin{array}{lll} A_0 \bmod m_1 = \alpha_{01} & A_0 \bmod m_2 = \alpha_{02} & A_0 \bmod m_j = \alpha_{0j} \\ A_1 \bmod m_1 = \alpha_{11} & A_1 \bmod m_2 = \alpha_{12} & A_1 \bmod m_j = \alpha_{1j} \\ A_2 \bmod m_1 = \alpha_{21} & A_2 \bmod m_2 = \alpha_{22} \quad \cdots & A_2 \bmod m_j = \alpha_{2j} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ A_{M-1} \bmod m_1 = \alpha_{i1} & A_{M-1} \bmod m_2 = \alpha_{i2} & A_{M-1} \bmod m_j = \alpha_{ij}. \end{array} \tag{2}$$

Для подготовки таблиц LUT и перевода целых чисел из ПСС в СОК и обратно предлагается метод векторизации, позволяющий выполнять операции над массивами данных целиком, без использования циклов, что значительно повышает производительность за счёт использования оптимизированных низкоуровневых операций и улучшенной работы обращения к памяти [9].

При вычислении таблиц LUT наблюдается повторяющаяся модель доступа к данным согласно (2), а также повторяющаяся операция взятия остатка от числа, которую можно выполнять параллельно в соответствии с выражением

$$\begin{pmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ \cdots \\ A_{M-1} \end{pmatrix} \bmod m_1 = \begin{pmatrix} \alpha_{01} \\ \alpha_{11} \\ \alpha_{21} \\ \cdots \\ \alpha_{i1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ \cdots \\ A_{M-1} \end{pmatrix} \bmod m_2 = \begin{pmatrix} \alpha_{02} \\ \alpha_{12} \\ \alpha_{22} \\ \cdots \\ \alpha_{i2} \end{pmatrix} \ldots \begin{pmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ \cdots \\ A_{M-1} \end{pmatrix} \bmod m_i = \begin{pmatrix} \alpha_{0j} \\ \alpha_{1j} \\ \alpha_{2j} \\ \cdots \\ \alpha_{ij} \end{pmatrix}. \tag{3}$$

Предложенный подход позволяет подготавливать таблицы LUT для последующего их использования при преобразовании данных, при этом выполняемые операции возможно проводить с любым заданным набором модулей и любым их значением.

В ходе сравнительной временной оценки методов и способов перевода чисел из ППС в СОК и обратно наибольшую эффективность показали методы с использованием таблиц LUT отдельных чисел [10] при последовательном переводе чисел. Функциональная схема последовательного перевода из ПСС в СОК и обратно представлена на рис. 3.

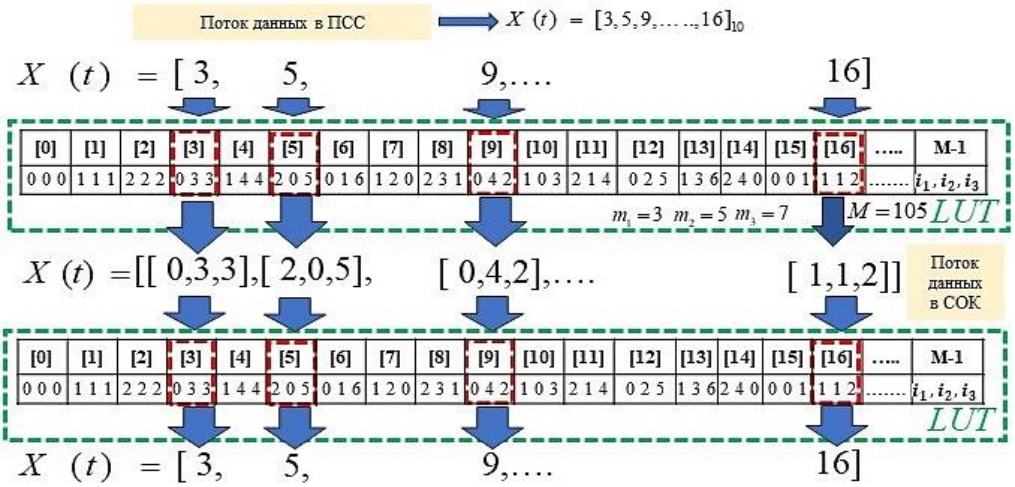


Рис. 3. Функциональная схема последовательного перевода из ПСС в СОК и обратно

В задачах, связанных с быстрым поточным преобразованием данных, необходим подход, позволяющий выполнять поточный перевод данных, т.е. несколько чисел одновременно.

На рис. 4 представлена функциональная схема поточного перевода данных методом векторизации, который позволяет оперировать не только отдельными элементами массивов данных, но и целыми векторами и матрицами, что позволяет строить таблицы для вычисления и выполнять перевод потока данных из ПСС в СОК и обратно через таблицы LUT.

Метод векторизации эффективен в задачах, где требуется быстрый доступ к предварительно вычисленным значениям по заданным индексам, что необходимо при поиске значения остатков в таблице LUT.

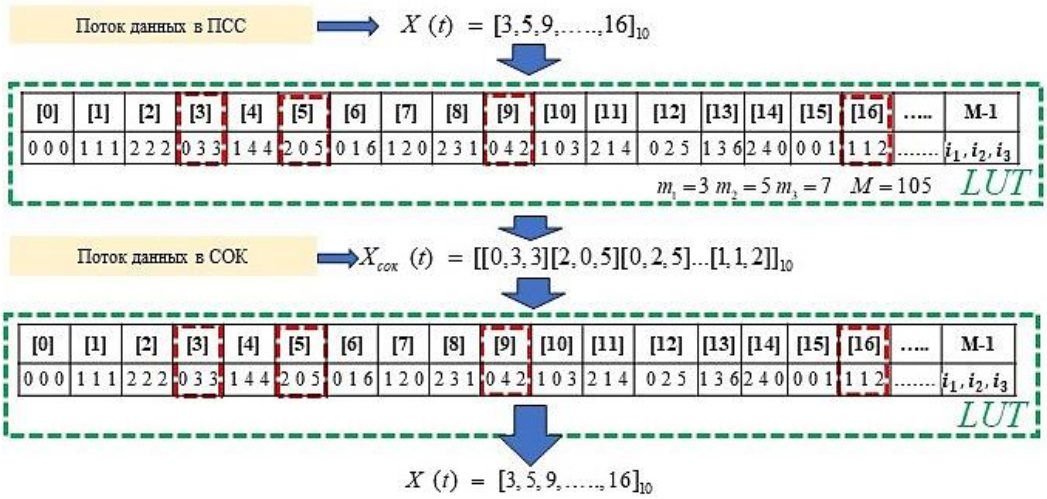


Рис. 4. Функциональная схема поточного перевода данных методом векторизации

Операции сложения, вычитания и умножения чисел в модулярном коде находят свое применение в векторном методе выполнения модульных операций [11]:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{01} & \alpha_{02} & \alpha_{0j} \\ \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{1j} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{2j} \\ \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{i1} & \alpha_{i2} & \alpha_{ij} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \beta_{01} & \beta_{02} & \beta_{0j} \\ \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{1j} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{2j} \\ \dots & \dots & \dots \\ \beta_{i1} & \beta_{i2} & \beta_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{01} & c_{02} & c_{0j} \\ c_{11} & c_{12} & c_{1j} \\ c_{21} & c_{22} & c_{2j} \\ \dots & \dots & \dots \\ c_{i1} & c_{i2} & c_{ij} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

В ходе исследований метода векторизации в модулярной арифметике был выявлен ряд достоинств и недостатков, которые стоит учитывать при разработке алгоритмов с использованием модулярной арифметики.

Достоинства:

1. Использование векторизованных операций позволяет избежать накладных расходов, связанных с циклами, благодаря тому что операции выполняются над целыми массивами данных, что значительно увеличивает скорость выполнения операций, особенно при обработке больших объемов данных.

2. В векторизованном коде можно использовать одну операцию, применяемую ко всему массиву.

3. Векторные процессоры позволяют выполнять несколько операций одновременно, это делает векторизацию особенно эффективной при работе с большими массивами данных, поскольку такие инструкции могут обрабатывать несколько данных за одно тактовое время.

4. Возможность адаптации под алгоритмы искусственного интеллекта, нейросетей для дальнейшего применения в узконаправленной области.

Недостатки:

1. Векторизация требует больших объемов оперативной памяти для хранения массивов, что может привести к проблемам с производительностью в системах с ограниченной памятью.

2. Не всегда можно эффективно векторизовать операции над небольшими массивами; в таких случаях программно-аппаратные расходы на вызов векторизованных операций могут перевешивать выгоды, получаемые от ускорения.

3. Векторизованные операции часто ограничены определенными типами данных и операциями. Если требуется применять различные условия или логики, может понадобиться возврат к циклам, что снижает эффективность.

4. Не все алгоритмы легко переводятся в векторизованный формат. Для некоторых задач векторизация может потребовать значительных изменений в подходе, что усложняет программный код.

5. Для операций с массивами разной длины векторизация может вызывать проблемы с выравниванием данных, что требует дополнительной обработки.

6. В модулярной арифметике векторизация может столкнуться с проблемами: при операциях с остатками могут требоваться дополнительные проверки и условия, что усложняет векторизацию.

Все эти достоинства и недостатки указывают, что векторизация в модулярной арифметике может быть полезным инструментом для повышения производительности, но требует тщательного анализа в используемой области применения.

Таким образом, векторизация (в модулярной арифметике (вычислениях)) – вид распараллеливания, выполняющий одну операцию в каждый момент времени, модифицирует выполнение нескольких однотипных операций (циклов) одновременно. Основной принцип заключается в том, чтобы избежать цикла и вместо этого использовать преимущества векторизованных операций с массивами, что значительно ускоряет выполнение процесса расчета, так как вместо цикла для каждого элемента выполняется однократная операция над всем массивом.

Список источников

1. *Червяков Н.И.* Применение системы остаточных классов в цифровых системах обработки и передачи информации. Ставрополь: СВВИУС, 1984. 84 с.

2. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 82–88.

3. *Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Рядов С.А.* Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 288 с.

4. *Велигоша А.В., Червяков Н.Н., Калмыков И.А.* Цифровые фильтры в системе остаточных классов // Радиоэлектроника. 1995. № 8. С. 11–20.

5. *Велигоша А.В.* Параллельные модулярные вычисления в цифровой обработке сигналов // 18 Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2016». С. 36–43.

6. *Червяков Н.И. и др.* Модулярная арифметика и ее приложения в инфокоммуникационных технологиях М.: Физматлит, 2017. 400 с.

7. *Велигоша А.В., Морозов М.В., Струков Р.И.* Сложение и умножение чисел в кодах алгебраической системы конечного поля для вычислительных устройств БПЛА // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 2. С. 89–95.

8. *Велигоша А.В., Морозов М.В.* Выполнение арифметических операций с отрицательными целыми числами в алгебре конечного поля // Всероссийская НТК / Филиал ВА РВСН (г. Серпухов), 2023. С. 203–206.

9. NumPy для векторизации кода Python // Вестник Сыктывкарского университета. Сер. 1: Математика. Механика. Информатика. 2023. Вып. 1 (46). С. 14–29.

10. *Велигоша А.В., Морозов М.В., Фролов М.С.* Временной анализ математических моделей перевода чисел в системе остаточных классов // XVII Межведомственная научно-теоретическая конференция «Вооружение и экономика». 2024. Кн. 1. С. 126–131.

11. *Велигоша А. В., Морозов М.В.* Метод векторизации в модульных операциях алгебры конечного поля // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 4. С. 82–85.

Информация об авторах

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент
М.В. Морозов, помощник начальника учебно-методического отдела

Information about the authors

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
M.V. Morozov, Assistant to the Head of the Educational and Methodological Department

Статья поступила в редакцию 28.04.2025
Одобрена после рецензирования 07.05.2025
Принята к публикации 14.05.2025

The article was submitted 28.04.2025
Approved after reviewing 07.05.2025
Accepted for publication 14.05.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 66–72. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 66–72. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.96

Алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС *L1* с использованием программно-определяемого радио (*SDR*): теоретические основы и практическая реализация

Д.С. Кузищин[1], П.Н. Чижиков[2], Я.В. Мыкольников[3], А.А. Рогозин[4]
[1–4] МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия
✉Д.С. Кузищин, kuzds321@gmail.com

Аннотация. *Представлен подход к созданию и передаче навигационного сигнала на основе современных технологий. Рассмотрены ключевые этапы разработки, включая модуляцию и формирование навигационного сообщения. Также уделено внимание практической реализации с использованием SDR-платформ, что позволяет гибко настраивать параметры сигнала и адаптировать его для различных задач. Приведены результаты измерений, подтверждающие корректность работы алгоритма и его применимость для моделирования и отладки спутниковых систем. Материалы могут быть использованы в образовательных, исследовательских и инженерных целях.*

Ключевые слова: *ГЛОНАСС, SDR, алгоритм имитации.*

GLONASS *L1* signal generation and transmission algorithm using software-defined radio (*SDR*): theoretical foundations and practical implementation

D.S. Kuzishchin[1], P.N. Chizhikov[2], Ya.V. Mykolnikov[3], A.A. Rogozin[4]
[1-4]Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia
✉D.S. Kuzishchin, kuzds321@gmail.com

Abstract. *An approach to the creation and transmission of a navigation signal based on modern technologies is presented. The key stages of development, including the modulation and formation of the navigation message, are considered. Attention is also paid to practical implementation using SDR platforms, which allows to flexibly adjust the signal parameters and adapt it for various tasks. The measurement results confirming the correctness of the algorithm and its applicability for modeling and debugging satellite systems are presented. The materials can be used for educational, research and engineering purposes.*

Keywords: *GLONASS, SDR, imitation algorithm.*

Сегодня в мире всё чаще применяются глобальные спутниковые навигационные системы, включая ГЛОНАСС. Наиболее активно её используют в таких областях, как геодезия и картография, транспортная отрасль, телекоммуникации, а также в сферах, связанных с мониторингом различных объектов [1].

При определении характеристик и видов сигналов, применяемых в спутниковых радионавигационных системах (СРНС), учитывается широкий спектр требований и условий. Эти сигналы должны гарантировать высокую точность при измерении времени задержки их поступления, а также доплеровского смещения частоты. Кроме того, они должны обеспечивать высокую вероятность корректного распознавания передаваемой навигационной информации. Важным требованием является низкий уровень взаимной корреляции между сигналами [3], что позволяет навигационной аппаратуре потребителя (НАП) четко различать сигналы от различных навигационных космических аппаратов (НКА).

В настоящей работе рассматривается алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС *L1OF* с применением *SDR*. Представлены теоретические основы генерации сигналов, включая модуляцию несущей различными компонентами сигнала, формирование и кодирование навигационного сообщения, передаваемого в сигнале, а также описана практическая реализация алгоритма на базе *SDR*-платформ. Результа-

© Кузищин Д.С., Чижиков П.Н., Мыкольников Я.В., Рогозин А.А., 2025

ты работы демонстрируют возможность эффективного использования *SDR* для моделирования и передачи навигационных сигналов, что открывает новые перспективы для исследований и разработок в области спутниковой навигации.

Алгоритм формирования сигнала ГЛОНАСС L1OF

Аналитическое выражение, описывающее модель сигнала ГЛОНАСС *L*1*OF,* можно представить следующим образом [4]:

$$S(t) = A \cdot R_{\text{дк}}(\psi_{\text{дк}}) \cdot D_{\text{нс}}(\psi_{\text{нс}}) \cdot C_{\text{нес}}(\psi_{\text{нес}}), \quad (1)$$

$$\psi_m = (\varphi_m(t_{\text{изл БШВ}}(t)), f_m(v_{\text{изл БШВ}}(t))), \quad (2)$$

где t – время приёма сигнала в системной шкале времени (СШВ);

$t_{\text{изл БШВ}}$ – время излучения сигнала с НКА в бортовой шкале времени (БШВ);

$v_{\text{изл БШВ}}$ – скорость изменения времени излучения в БШВ;

φ_m – фаза сигнальной составляющей;

f_m – частота сигнальной составляющей с учётом доплеровского смещения от литерной частоты;

m – название сигнальной составляющей;

A – амплитуда сигнала;

$R_{\text{дк}}(\psi_{\text{дк}})$ – функция модуляции дальномерным кодом;

$D_{\text{нс}}(\psi_{\text{нс}})$ – функция модуляции бинарным навигационным сообщением (НС);

$C_{\text{нес}}(\psi_{\text{нес}})$ – функция гармонического колебания на несущей частоте.

Все указанные функции, кроме характеризующей несущее колебание, являются символьными последовательностями и принимают значения –1 или 1 в зависимости от передаваемого символа. Представленная модель сигнала, согласно интерфейсному контрольному документу (ИКД), должна подчиняться следующим правилам:

1. Символы используемых последовательностей являются видеоимпульсами с заданной периодичностью.

2. Значения символов передаваемой цифровой информации (ЦИ) в сигнале определяются битовой последовательностью НС. В символ ЦИ должно укладываться кратное число периодов дальномерного кода.

3. Символы и временные параметры дальномерного кода определяются последовательностью согласно ИКД сигнала.

Перемножение полученных символов и несущей вызывает либо наличие скачка фазы несущей на π, что эквивалентно смене значения символа, либо его отсутствие. В то же время составляющие сигнала обладают существенными различиями во временной структуре, используемом методе уплотнения, модуляции и т.д. Так, параметры, используемые в модели сигнала, можно разделить на две группы:

1. Сигнальные параметры – это параметры, характеризующие фазу и частоту сигнальной составляющей m в указанный момент времени t. К таким параметрам можно отнести φ_m и f_m.

2. Номинальные параметры – это постоянные параметры, характеризующие особенности формирования сигнала и его структуру, а также определяемые согласно ИКД. К таким параметрам можно отнести частоту несущей, метод уплотнения, энергопотенциал, временные параметры дальномерного кода и навигационного сообщения (например, символьная скорость, период и другие параметры).

Для успешного формирования сигнала *L*1*OF* необходимо рассчитывать его сигнальные параметры с учётом номинальных параметров и с определённым шагом во времени, минимизирующим динамические ошибки формирования по фазе и доплеровскому смещению составляющих сигнала. Знание сигнальных параметров компонент сигнала позволяет определить форму составляющих сигнала во временном промежутке. Проведя дискретизацию сигнала с учётом номинальных и полученных сигнальных параметров, можно получить отсчёты выходного сигнала. Тем самым главной целью для имитации сигнала *L*1*OF* становится своевременное формирование сигнальных параметров.

Как указывалось ранее в (2), сигнальные параметры φ_m и f_m составляющих сигнала определяются $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ и $v_{\text{изл БШВ}}(t)$ соответственно. В свою очередь, указанные величины вычисляются из $t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)$ и $v_{0\,\text{изл СШВ}}(t)$ при помощи полиномов коррекции расхождения между БШВ и СШВ, где индекс 0 характеризует приведение к узловому моменту эфемерид. В то же время представленные зависимости определяются на основе данных о векторе состояния приёмника (ПРМ) $\mathbf{x}_{\text{прм}}(t)$ и спутника (НКА) $\mathbf{x}_{\text{нка}}(t)$ с учётом вре-

мени распространения τ до момента приёма. При имитации сигнала $L1OF$ $\mathbf{x}_{\text{прм}}(t)$ задаётся априорно, а вектор состояния $\mathbf{x}_{\text{нка}}(t)$ необходимо рассчитывать согласно алгоритму, приведённому в ИКД [5], при помощи эфемерид, загружаемых со сторонних ресурсов. Резюмируя вышесказанное, настоящий алгоритм можно представить в виде блок-схемы, изображённой на рис. 1.

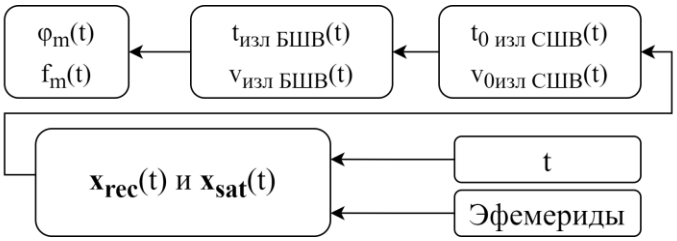


Рис. 1. Блок-схема алгоритма расчёта сигнальных параметров сигнала $L1OF$

Расчёт сигнальных параметров имитируемого сигнала необходимо производить из времени излучения сигнала с НКА в БШВ. Фаза несущей $\varphi_{\text{нес}}$ и её частота $f_{\text{нес}}$ с учётом доплеровского смещения рассчитываются согласно выражениям

$$\varphi_{\text{нес}} = \text{mod}(f_{\text{нес ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t),\ 1), \qquad (3)$$

$$f_{\text{нес}} = (v_{\text{изл БШВ}}(t) - 1) \cdot f_{\text{нес ном}} + f_{\text{нес ном}}, \qquad (4)$$

где $f_{\text{нес ном}}$ – номинальная частота излучения сигнала с НКА.

В случае имитации сигнала $L1OF$ необходимо также учесть значение литеры сигнала [4]. Пересчёт номинальной частоты несущей для учёта литеры представлен выражением

$$f_{\text{нес ном глн}} = f_{\text{нес ном}} + \Delta f \cdot N_{\text{литеры}}, \qquad (5)$$

где $f_{\text{нес ном}}$ – номинальная частота на нулевой литере;

Δf – шаг частоты между литерами, равный 0,5625 МГц;

$N_{\text{литеры}}$ – номер используемой литеры ГЛОНАСС (–7 … 6).

Фаза и частота дальномерного кода соответственно определяются выражениями

$$\varphi_{\text{дк}} = \text{mod}(f_{\text{дк ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t),\ L_{\text{дк}}), \qquad (6)$$

$$f_{\text{дк}} = (v_{\text{изл БШВ}}(t) - 1) \cdot f_{\text{дк ном}} + f_{\text{дк ном}}, \qquad (7)$$

где $f_{\text{дк ном}}$ – номинальная частота ДК;

$L_{\text{дк}}$ – количество символов ДК.

В то же время в символ ЦИ укладывается кратное число периодов ДК, что также определяет однозначную временную взаимосвязь ДК и ЦИ. Следовательно, для ЦИ достаточно рассчитать соответствующий номер символа, что аналогично его фазе, согласно выражению

$$N_{\text{ци}} = floor(f_{\text{ци ном}} \cdot t_{\text{изл БШВ}}(t)), \qquad (8)$$

где $f_{\text{ци ном}}$ – номинальная частота следования ЦИ.

Связь между $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ и $t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)$ определяется моделью алгоритмической коррекции систематической временной ошибки между СШВ и БШВ, описанной в ИКД [5]. Выражения для нахождения $t_{\text{изл БШВ}}(t)$ через $t_{\text{изл СШВ}}(t)$ соответственно имеют вид

$$t_{\text{изл БШВ}}(t) = t_{\text{изл СШВ}}(t) + \Delta t, \qquad (9)$$

$$\Delta t = -\tau_n + \gamma_n (t_{\text{изл СШВ}}(t) - t_b), \qquad (10)$$

$$t_{0\,\text{изл СШВ}}(t) = t_{\text{изл СШВ}}(t) - t_b, \qquad (11)$$

где $t_{\text{изл СШВ}}(t)$ – время излучения в СШВ;

$t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)$ – время излучения в СШВ, приведённое к узловому моменту эфемерид;

Δt – временная поправка расхождения БШВ и СШВ.

Остальные параметры описанных моделей представлены в ИКД [5].

$v_{\text{изл СШВ}}(t)$ можно найти при помощи дифференцирования выражения (2.9) по t. С учётом (10) и (11) получим выражение

$$v_{\text{изл БШВ}}(t) = v_{0\,\text{изл СШВ}}(t) + \gamma_n \cdot v_{0\,\text{изл СШВ}}(t). \qquad (12)$$

Момент времени излучения сигнала с НКА в СШВ находится решением нелинейного уравнения (13) с учётом (14) при помощи численных методов, например, методом последовательного приближения:

$$\tau(t) = \frac{\| \mathbf{x}_{\text{прм}}(t) - \mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t)) \cdot \mathbf{x}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \|}{c}, \qquad (13)$$

$$\tau(t) = t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t), \qquad (14)$$

где $\tau(t)$ – время распространения сигнала от НКА до приёмника;

Ω_3 – угловая скорость вращения Земли;

$\mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t))$ – матрица поворота координат за время распространения сигнала, учитывающая вращение Земли и определяемая выражением

$$\mathbf{P}(\Omega_3 \cdot \tau(t)) = \begin{pmatrix} \cos(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & \sin(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & 0 \\ -\sin(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & \cos(\Omega_3 \cdot \tau(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \qquad (15)$$

Учёт вращения Земли необходим, так как за время распространения сигнала от НКА до приёмника его координаты изменяются в результате вращения Земли, следовательно, изменяется значение дальности от НКА до приёмника. При помощи матрицы поворота $\mathbf{P}$ осуществляется коррекция координат НКА на момент излучения сигнала со спутника, учитывая вращение Земли.

Для расчёта скорости изменения времени излучения $v_{\text{изл СШВ}}(t)$ необходимо продифференцировать выражение (13) и выразить из него $v_{\text{изл СШВ}}(t)$. В результате получаем выражения (16) и (19) с учётом замены переменной (18):

$$c(1 - v_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) = \mathbf{e} \cdot [\mathbf{v}_{\text{прм}}(t) - \dot{\mathbf{P}}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t) \cdot (1 - v_{0\,\text{изл СШВ}}(t))] \cdot$$
$$\mathbf{x}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) - \mathbf{P}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{v}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t))] \cdot v_{0\,\text{изл СШВ}}(t), \qquad (16)$$

где $\mathbf{v}_{\text{прм}}(t)$, $\mathbf{v}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t))$ – скорости приёмника и НКА в момент приёма и излучения соответственно;

$\mathbf{e}$ – единичный вектор направляющих косинусов радиальной составляющей:

$$\mathbf{e} = \frac{\mathbf{x}_{\text{прм}}(t) - \mathbf{P}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t))}{\| \mathbf{x}_{\text{прм}}(t) - \mathbf{P}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \|}, \qquad (17)$$

$$\mathbf{J}_{\mathbf{нка}}(t) = \dot{\mathbf{P}}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{x}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)), \qquad (18)$$

$$v_{0\,\text{изл СШВ}}(t) = \frac{c - \mathbf{e} \cdot (\mathbf{v}_{\text{прм}}(t) - \mathbf{J}_{\mathbf{нка}}(t))}{c - \mathbf{e} \cdot (\mathbf{P}(t - t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) \cdot \mathbf{v}_{\text{нка}}(t_{0\,\text{изл СШВ}}(t)) - \mathbf{J}_{\mathbf{нка}}(t))}. \qquad (19)$$

В то же время производную матрицы поворота $\mathbf{P}(t - t_{изл}(t))$ можно определить как $\mathbf{A} \cdot \mathbf{P}(t - t_{изл}(t))$, где $\mathbf{A}$ – матрица взятия производной от матрицы поворота. Матрица $\mathbf{A}$ определяется согласно выражению

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & \Omega_3 & 0 \\ \Omega_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \qquad (20)$$

Для данных расчётов используются $\mathbf{x}_{\text{нка}}, \mathbf{x}_{\text{прм}}$ и $\mathbf{v}_{\text{нка}}, \mathbf{v}_{\text{прм}}$. Как упоминалось ранее, вектор состояния приёмника в случае имитации сигнала априорно известен, а вектор состояния НКА можно рассчитать, используя алгоритм, представленный в ИКД [5], и обработав файлы эфемерид из сторонних источников.

Для формирования навигационного сообщения в алгоритме используется принцип пакетной передачи информационной последовательности: с заданным периодом генерируются пакеты, содержащие часть символов НС, соответствующих временному интервалу генерации. Алгоритм формирования НС можно разделить на следующие этапы:

1) передача входных параметров: эфемериды (*eph*), номер НКА (*satNo*), номер символа от начала дня (*smbNo*), а также массив байт для записи символов в пакет (*navData*);

2) определение элементов структуры НС, длительности уровней и количества символов в них согласно ИКД [5];

3) пересчет номера полученного символа в соответствующие ему во времени от начала дня порядковые номера элементов структуры НС: например, номер кадра от начала дня, номер строки в кадре и т.д.;

4) определение актуальной оцифровки метки времени на основе полученного номера символа;

5) формирование строки НС согласно ИКД [5];

6) перезапись сформированных символов строки в пакет ЦИ, начиная с номера символа, соответствующего окончанию предыдущего пакета. В случае перехода через границу уровня в процессе перезаписи формируется следующий по порядковому номеру элемент уровня, и продолжается перезапись обновлённых символов в пакет.

Резюмируя вышесказанное, алгоритм формирования пакетов ЦИ для сигнала *L*1*OF* можно проиллюстрировать на блок-схеме, приведённой на рис. 2.

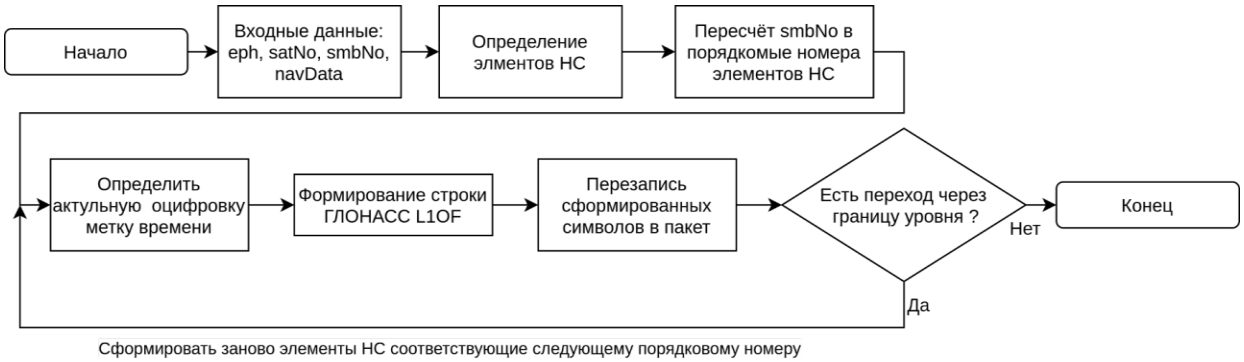


Рис. 2. Блок-схема алгоритма формирования пакета ЦИ для сигнала *L*1*OF*

Практическая реализация с помощью программно-определяемого радио и микрокомпьютера Raspberry Pi

Для проверки работоспособности алгоритма был разработан макет, схема которого представлена на рис. 3. Для работы с программно-определяемым радио необходимо наличие высокоскоростных интерфейсов и достаточно высокая производительность управляющего ПК. Исходя из этих требований оптимальным решением является одноплатный микрокомпьютер *Raspberry Pi* 5. Он располагает всеми нужными физическими интерфейсами, при этом имеет небольшие габариты.

В качестве *SDR*-платформы было выбрано устройство *USRP B205mini*. К его ключевым преимуществам можно отнести широкополосность и наличие высокоскоростного USB 3.0 разъема для соединения с компьютером. Он построен на открытой платформе, поэтому во всеобщем доступе есть описания и схемы используемых технических решений. Блок-схема устройства представлена на рис. 4.

В ней стоит выделить радиочастотный модуль AD9364, на котором может быть построена универсальная *SDR*-платформа. На рис. 5а представлена внутренняя структура AD9364, а на рис. 5б – внешний вид. Прошивка в *FPGA* используется стандартная. Отметим, что полоса сигнала ГЛОНАСС *L*1*OF* для всех литерных частот не превышает 10 МГц, поэтому используется USB 3.0 контроллер, который позволяет обеспечить непрерывное формирование сигнала и нужную скорость передачи данных.

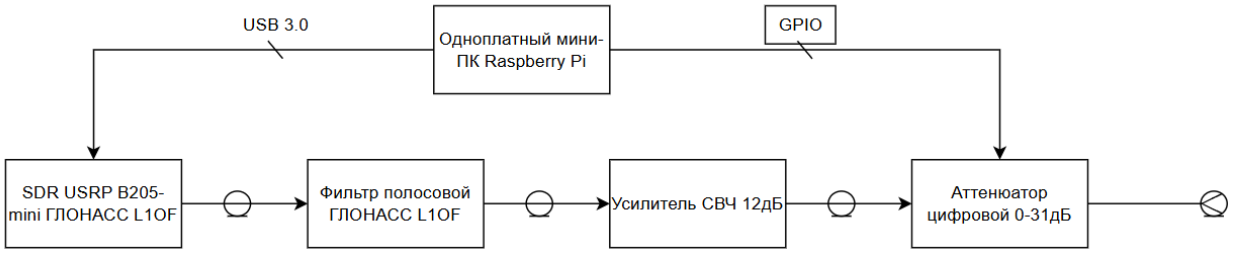


Рис. 3. Блок-схема макета передатчика формирователя сигнала ГЛОНАСС *L*1*OF*

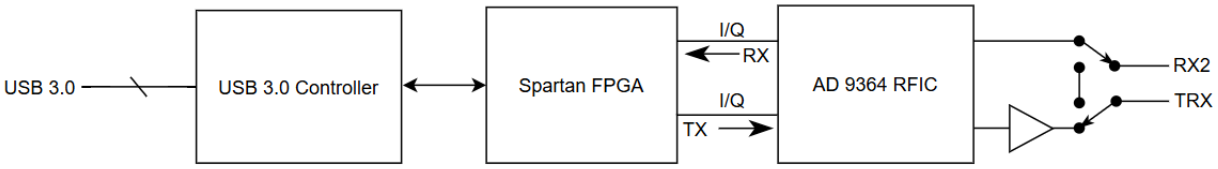
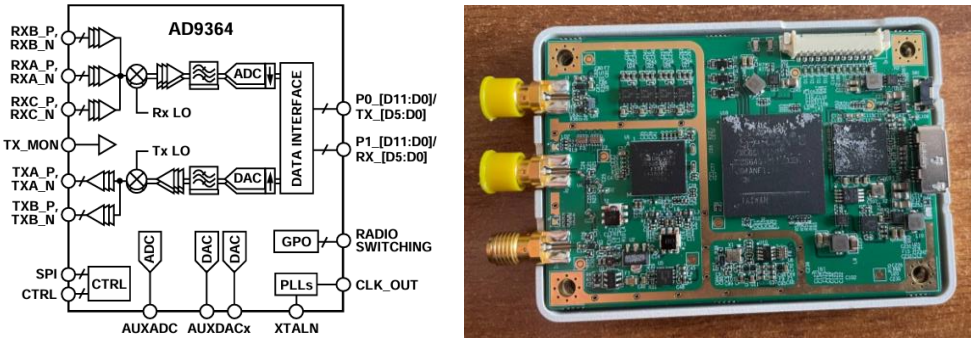


Рис. 4. Структурная схема *USRP B205mini*



а) б)

Рис. 5. Функциональная блок-схема *AD9364* (а) и внешний вид устройства (б)

AD9364 предназначен для использования в широком диапазоне частот вплоть до 6 ГГц. Неидеальность радиочастотного тракта приводит к побочным излучениям. Для их устранения выход SDR подключен к полосовому фильтру, обеспечивающему жёсткие требования к занимаемой полосе сигнала и уровню внеполосных излучений, подавляя нежелательные гармоники. Для компенсации потерь в полосовом фильтре выбран СВЧ усилитель на 12 дБ. Используемый в схеме аттенюатор обеспечивает возможность аппаратной регулировки уровня ослабления формируемого сигнала в пределах от 0 до 31 дБ с шагом 0.5 дБ и имеет цифровой интерфейс для подключения по GPIO портам к управляющему ПК.

Неотъемлемой частью системы является разработанное программное обеспечение, которое используется для решения следующих задач:

1. Формирование *I/Q* отсчетов на основании описанного выше алгоритма.
2. Управление *USRP* с использованием *API*, предоставляемого производителем.
3. Управление аттенюатором.
4. Предоставление интерфейса удаленного управления системой на основе проприетарного протокола.

Это делает систему более гибкой и позволяет использовать её как составную часть более сложной системы.

Обработка результатов измерений

Для проверки работоспособности алгоритма и построенного макета передатчика воспользуемся приемником *NV08C* и программным обеспечением *BM_Ctrl_V0430*. Подключим выход аттенюатора через направленный ответвитель ко входу *NV08C* и анализатору спектра, а выход *NV08C*, соответственно, к компьютеру. На анализаторе спектра можно увидеть результат работы системы, представленный на рис. 6. Ширина полосы лежит внутри диапазона 1598.0625…1605.375 МГц, что соответствует параметрам.

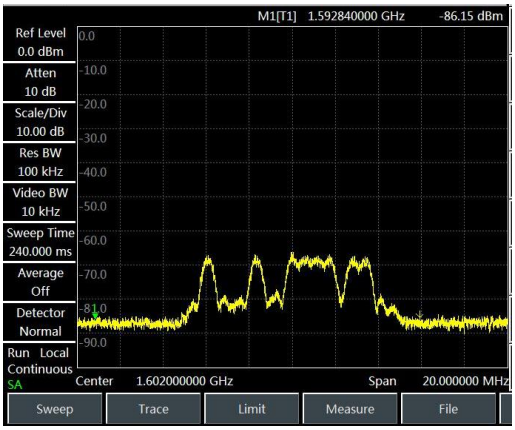


Рис. 6. Спектр сигнала ГЛОНАСС *L1OF*

Анализ входного сигнала в программе *BM_Ctrl_V0430* [6] позволил удостовериться, что алгоритм правильно обработал введённые координаты. Скриншот представлен на рис. 7. Число определяемых спутников равно 8. Стабильность координат указывает на корректность решения. Временные метки, передаваемые спутниками, синхронизированы и верны.

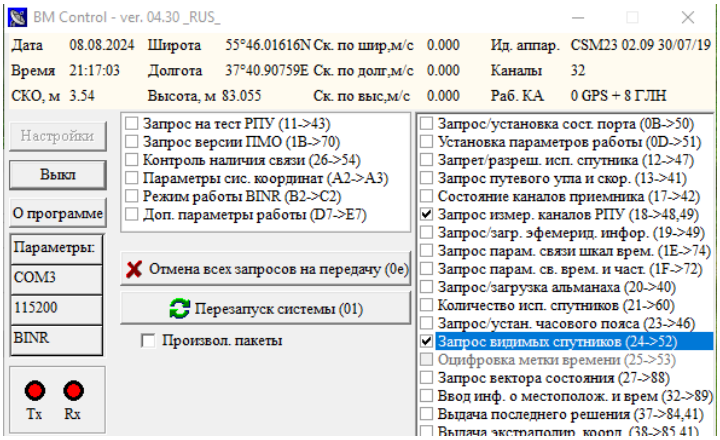


Рис. 7. Результат работы программы *BM_Ctrl_V0430* при обработке сигнала

Заключение

В рамках проведённого исследования был разработан и реализован алгоритм формирования и передачи сигнала ГЛОНАСС *L*1 с использованием технологий программно-определяемого радио (*SDR*). Практическая реализация на базе *SDR*-платформы подтвердила эффективность предложенного подхода, продемонстрировав возможность гибкой настройки и передачи сигнала в реальном времени. Результаты тестирования показали высокую точность и соответствие стандартам системы ГЛОНАСС.

Перспективным направлением дальнейших исследований может стать разработка методов синхронизации двух навигационных сигналов от разных систем ГНСС (например, ГЛОНАСС и *GPS*). Это позволит расширить функциональность *SDR*-решений и повысить точность навигационных данных в условиях совместного использования нескольких спутниковых систем.

Список источников

1. *Власов И.Б.* Глобальные навигационные спутниковые системы: учебное пособие для вузов. 2-е изд. М.: Рудомино, 2010. 196 с.

2. *Перов А.И., Харисов В.Н.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 4-е изд. Радиотехника, 2010. 800 с.

3. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие для вузов. 3-е изд.; Под. ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. 846 с.

4. *Карутин С.Н., Власов И.Б., Дворкин В.В.* Дифференциальная коррекция и мониторинг глобальных навигационных спутниковых систем. М.: Галерия, 2014. 463 с.

5. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах *L*1, *L*2 с открытым доступом и частотным разделением. Редакция 5.1.

6. Приемник точного времени ГЛОНАСС/GPS NVS-GNSS-TR. Руководство по эксплуатации.

Информация об авторах

Кузищин Дмитрий Сергеевич, аспирант
Чижиков Петр Николаевич, студент
Мыкольников Яков Владимирович, ст. преподаватель
Рогозин Андрей Александрович, ст. преподаватель

Information about the authors

Kuzishchin Dmitry, Postgraduate
Chizhikov Petr, Student
Mykolnikov Yakov, Senior Lecturer
Rogozin Andrey, Senior Lecturer

Статья поступила в редакцию 23.05.2025
Одобрена после рецензирования 30.05.2025
Принята к публикации 04.06.2025

The article was submitted 23.05.2025
Approved after reviewing 30.05.2025
Accepted for publication 04.06.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 73–77. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 73–77. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Широкополосная микрополосковая антенна СВЧ-диапазона круговой поляризации

А.В. Бердышев[1], И.В. Попов[2], Д.В. Пужкин[3], А.С. Щеголеватых[4]
[1,2,4]Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия
[3]Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия
✉Денис Владимирович Пужкин, d.v.puzhkin@sozvezdie.su

Аннотация. *Представлены результаты теоретического моделирования в среде пакета программ CST Studio Suite новой конструкции широкополосной микрополосковой (МП) антенны с круговой диаграммой направленности и круговой поляризацией излучения для диапазона 800…1000 МГц. Приведены результаты моделирования основных рабочих характеристик МП антенны новой конструкции, таких как коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), ширина диаграммы направленности, поляризация излучения. Показано, что для МП антенн новой предлагаемой конструкции в полосе частот до 10% ширина диаграмм направленности может составлять 50…65° при круговой поляризации излучения и при практически круговой диаграмме направленности в азимутальной плоскости.*

Ключевые слова: *моделирование антенн СВЧ-диапазона частот, широкополосные микрополосковые антенны, диаграмма направленности, поляризация излучения.*

Broadband circularly polarized microstrip microwave antenna

A.V. Berdyshev[1], I.V. Popov[2], D.V. Puzhkin[3], A.S. Schegolevatykh[4]
[1,2,4]Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
[3]Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia
✉Denis V. Puzhkin, d.v.puzhkin@sozvezdie.su

Abstract. *The results of theoretical modeling in the environment (CST Studio Suite) new designed broadband microwave small microstrip antenna with a circular polarization pattern and circular polarization of radiation for the range 800…1000 MHz are presented. Modeling results of main operating characteristics of the new small microstrip antenna such as voltage standing-wave ratio (VSWR), radiation pattern width (RPW) and radiation polarization are given. It is shown that for the small microstrip antenna of the proposed new design the width of the radiation patterns in a frequency of up to 10% can be 50…65° with circular polarization of radiation and almost circular radiation pattern in the azimuth plane.*

Keywords: *microwave frequency range antenna modeling, broadband small microstrip antennas, radiation pattern, radiation polarization.*

Одним из направлений современных исследований и разработок антенн СВЧ-диапазона является использование для их построения конструкций компактных микрополосковых (МП) антенн [1, 2]. Для моделирования их технических конструкций и электродинамических расчетов излучающих характеристик (таких как диаграмма направленности, поляризация излучения и др.) используются пакеты прикладных программ [3]. Данный подход моделирования возможных конструкций МП антенн и соответствующих им рабочих характеристик позволяет успешно разрабатывать и создавать эффективные широкополосные антенны и решетки СВЧ-диапазона [4].

© Бердышев А.В., Попов И.В., Пужкин Д.В., Щеголеватых А.С., 2025

Однако при разработке такого рода МП антенн, как правило, не уделяется должного внимания соотношению поляризаций поля излучения антенны, а разрабатываются конструкции антенн с одной заданной преимущественной поляризацией поля излучения. Для ряда же приложений, наоборот, требуется получить в широкой полосе частот излучаемое поле не одной преимущественной поляризации, а круговой поляризации.

Цель настоящей работы – разработка и создание новой широкополосной МП антенны для диапазона 800…1000 МГц с круговой по азимуту диаграммой направленности и круговой поляризацией излучения.

Разработка МП антенны

В основу разработки такой перспективной антенны была положена схема МП антенны, возбуждение которой осуществляется в двух точках ее конструкции, что позволило при моделировании выбрать элементы антенны, обеспечивающие широкополосность, круговую поляризацию излучаемого поля и практически круговую диаграмму направленности излучения.

Моделирование антенны проводилось с использованием метода конечных разностей во временной области (FDTD). Этот метод позволяет решать временные уравнения Максвелла, используя для дискретизации сетку, предложенную Йе в 1966 году [5]. В настоящее время помимо базовых уравнений метод включает множество дополнений, существенно расширяющих диапазон его применения и делающих его одним из предпочтительных для решения задач электромагнитного моделирования во временной области.

Дальнейшее уточнение результатов проводилось с помощью численного моделирования методом конечных интегралов, предложенным Вейландом [6].

Представим результаты моделирования МП антенн для диапазона 800…1000 МГц с круговой поляризацией и круговой диаграммой направленности излучения.

Для данного диапазона была разработана исходная конструкция МП антенны с двумя точками возбуждения для рабочего диапазона 780...860 МГц, с КСВН менее 1,2, коэффициентом усиления (КУ) более 8,8 дБи (рис. 1).

Рис. 1. Фото макета МП антенны диапазона 780–860 МГц

Моделирование антенны такого типа в пакете программ CST Studio Suite позволило предложить и исследовать следующую конструкцию МП антенны:

– экран, над которым на высоте 50 мм укреплен круговой излучатель диаметром 167 мм с двумя сегментными кольцевыми вырезами;

– четыре стержня, расположенных вокруг центра излучателя, соединяют его с экраном;

– воздушная микрополосковая линия в виде сегмента кольца, укрепленная между излучателем и экраном на высоте 14 мм над ним;

– два металлических штифта, соединяющих воздушную микрополосковую линию с излучателем в области вырезов;

– металлические штифты микрополосковой линии крепятся к экрану через изоляторы;

– коаксиальный приборный разъем *N*-типа соединяется с экраном и с воздушной линией рассчитанной при моделировании точкой.

На рис. 2 представлен результат расчета КСВН МП антенны в диапазоне 780...860 МГц, который показывает, что величина КСВН в данном диапазоне не превышает 1,2 (широкополос-

ность 10%), в диапазоне 730–940 МГц – менее 1,5 (широкополосность 25%).

На рис. 3 представлены результаты модельного расчета ширины диаграммы направленности (по уровню –3 дБ) в градусах в зависимости от частоты для двух линейных ортогональных составляющих поля (▬ ▬ ▬ и ▲ ▲ ▲) и для модуля поля (● ● ●) излучения МП антенны. Данный расчет проведен для ортогонального сечения, проходящего через разъем антенны.

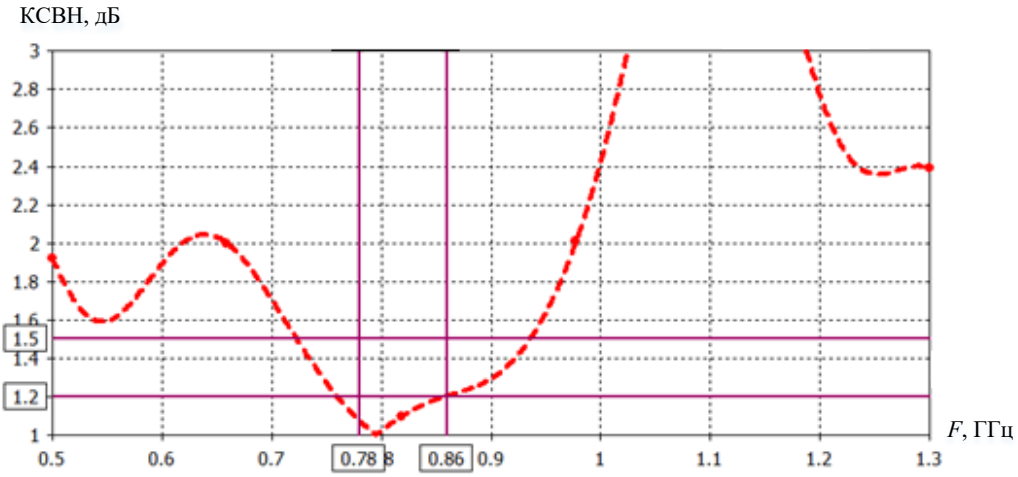


Рис. 2. Результат расчета КСВН МП антенны в диапазоне 780...860 МГц

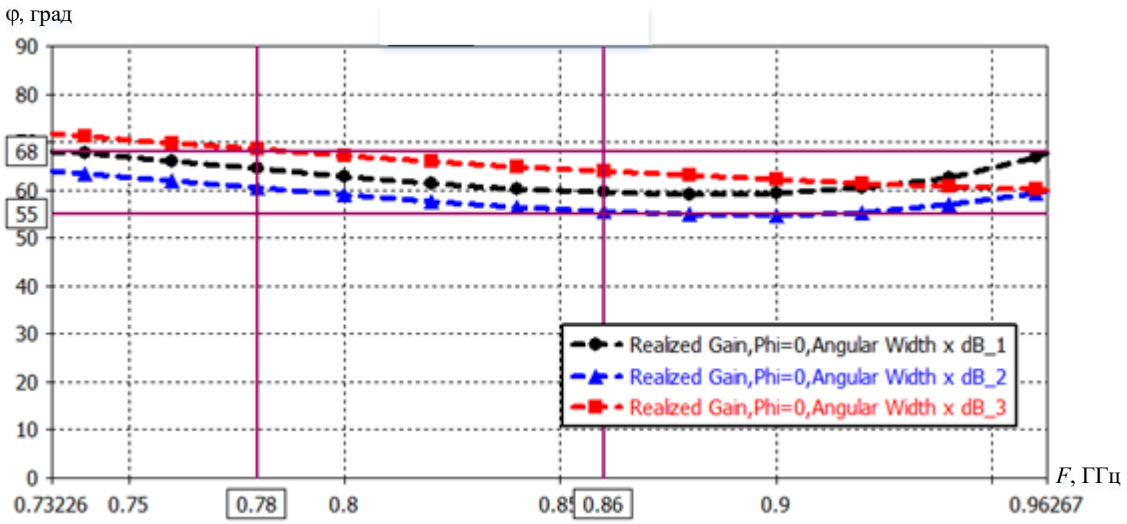


Рис. 3. Результат расчета ширины диаграммы направленности

На рис. 4 представлены результаты модельного расчета ширины диаграммы направленности для линейных ортогональных составляющих поля (▬ ▬ ▬ и ▲ ▲ ▲) и модуля поля излучения (● ● ●) для фиксированной частоты 820 МГц. Данный расчет также проведен для ортогонального сечения, проходящего через разъем антенны.

Результататы расчетов ширины диаграммы направленности МП антенны для диапазона 800 МГц показывают, что она составляет порядка 55…65°, причем излучение антенны близко к круговой поляризации.

Пространственная картина диаграммы направленности МП антенны (по модулю) на частоте 820 МГц представлена на рис. 5.

Аналогично рассмотренной конструкции МП антенны диапазона 800 МГц были промоделированы антенны подобной конструкции для диапазонов 900 и 1000 МГц. Разработанные кон-

струкции МП антенн для диапазонов 900 и 1000 МГц по конструкции аналогичны рассмотренной антенне. Были только уменьшены размеры самого излучателя (диаметры 155 мм и 147 мм) и высота его крепления над экраном (47 мм и 40 мм).

Результататы расчетов ширины диаграмм направленности МП антенн диапазонов 900 и 1000 МГц показывают, что она составляет порядка 50…65°, причем поляризация поля излучения антенн также близка к круговой.

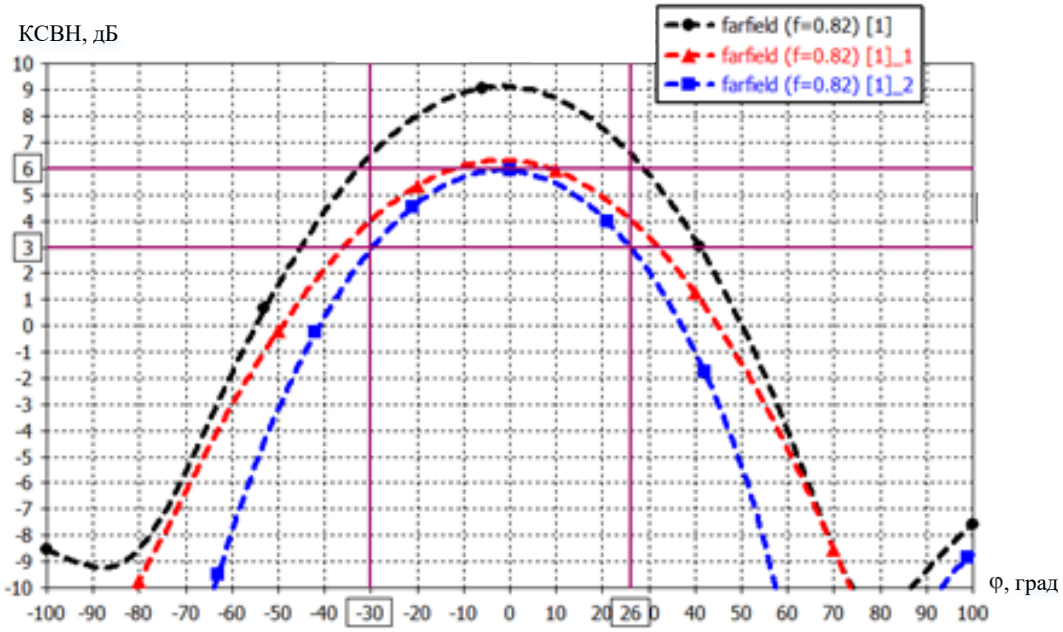


Рис. 4. Результат расчета ширины диаграммы направленности для фиксированной частоты 820 МГц

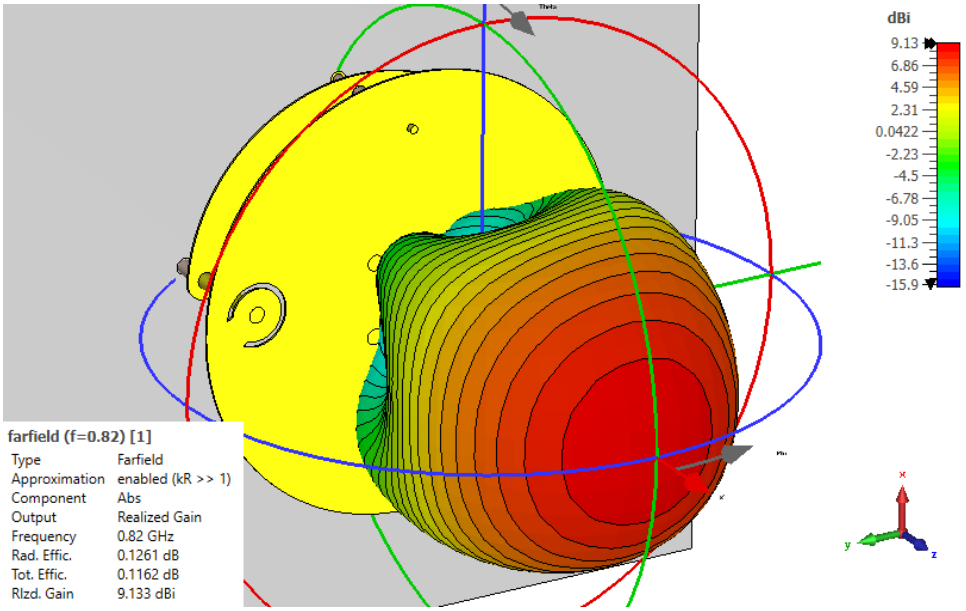


Рис. 5. Пространственный вид диаграммы направленности (по модулю в дБи) МП антенны на частоте 820 МГц (масштаб диаграммы 25 дБи).

Заключение

1. Предложена конструктивная схема и проведено моделирование новой МП антенны с двумя точками возбуждения для диапазона частот 800…1000 МГц. Антенна представляет собой круговой излучатель с двумя сегментными кольцевыми вырезами, закрепляемый над экраном, и воздушной микрополосковой линией (располагаемой между экраном и излучателем) в виде сегмента кольца.

2. С использованием пакета программ CST Studio Suite проведен расчет основных характеристик (КСВН, ширина диаграмм направленности) предложенной новой конструкции МП антенны с двумя точками возбуждения.

3. Результаты расчетов показали, что:

– для МП антенны данной конструкции в диапазоне 800…1000 МГц при ширине рабочего диапазона порядка 80 МГц могут быть получены КСВН менее 1,2 и коэффициенты усиления в пределах 8…9 дБ;

– ширина диаграмм направленности излучения данной антенны (по уровню –3 дБ) составляет 50…65°;

– поляризация излучения антенны конструкции близка к круговой при практически круговой диаграмме направленности излучения в азимутальной плоскости.

Список источников

1. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.

2. *Панченко Б.А., Нефедов Е.И.* Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.

3. CST Studio Suite 2025: программа для 3D-моделирования электромагнитных полей / Dassault Systemes. Версия 2025. URL: https://www.3ds.com/products-services/simulia/ products/cst-studio-suite/ (дата обращения 17.02.2025).

4. *Ерошенко Д.А., Климов А.И., Нечаев Ю.Б., Кузнецов А.В.* Оптимизация выбора раскрыва плоской сканирующей антенны вытекающей волны // Радиотехника. 2016. № 5. С. 54–58.

5. *Yee K.S.* Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. 1966. Vol. 14, No. 5. Pp. 302–307.

6. *Berenger J.P.* A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves // Journal of Computational Physics. 1994. Vol. 114. Pp. 185–200.

Информация об авторах

Александр Владимирович Бердышев, к.т.н., доцент
Игорь Владимирович Попов, к.т.н., доцент
Денис Владимирович Пужкин, ведущий конструктор
Александр Сергеевич Щеголеватых, к.т.н., доцент

Information about the authors

Alexander V. Berdyshev, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor
Igor V. Popov, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor
Denis V. Puzhkin, Leading Design Engineer
Alexander S. Shegolevatykh, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor

Статья поступила в редакцию 11.04.2025
Одобрена после рецензирования 18.04.2025
Принята к публикации 23.04.2025

The article was submitted 11.04.2025
Approved after reviewing 18.04.2025
Accepted for publication 23.04.2025

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 78–84. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 78–84. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 621.396.67

Анализ режимов работы резонансного антенного согласующего устройства КВ-диапазона с дискретно коммутируемыми звеньями при уменьшении конструктивной емкости антенны

Сергей Викторович Кривальцевич[1], Никита Евгеньевич Агарков[2]
[1,2]Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия
[1,2]Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники), Омск, Россия
[1,2]Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского, Омск, Россия
✉trs@oniip.ru

Аннотация. *Рассматривается влияние паразитных параметров согласующей цепи антенного согласующего устройства мобильной радиостанции на режимы работы устройства при использовании антенн электрического типа с конструктивной емкостью менее 100 пФ. Проведен анализ изменения частот согласования согласующего устройства при постепенном уменьшении емкости нагрузки с 210 до 30 пФ, а также в режиме холостого хода устройства. Установлены соотношения между частотой настройки согласующего устройства при наличии выходной нагрузки и без нее (частота «автонастройки» на собственные паразитные параметры). Получены частотные зависимости полос согласования системы «широкодиапазонный эквивалент антенны – антенное согласующее устройство» при работе с двумя эквивалентами антенн (наклонный луч, антенна Куликова). Показано, что укорочение антенны (уменьшение емкости) приводит к росту рабочих частот звеньев и приближает работу согласующего устройства к режиму «автонастройки» с КПД, стремящимся к нулю. Описан механизм возникновения областей «пораженных» частот согласования системы по критерию КСВ между определенными комбинациями индуктивных звеньев.*

Ключевые слова: *антенное согласующее устройство, КВ-диапазон, узкополосное согласование, дискретно коммутируемые звенья, антенна электрического типа, системный подход.*

Источник финансирования. *Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 125013101211-4).*

Analysis of the operating modes of a narrow-band antenna matching device of the HF range with discretely switched matching links with a decrease in the design capacity of the antenna

Sergey V. Krivaltsevich[1], Nikita E. Agarkov[2]
[1,2]Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia
[1,2]Omsk Scientific Center SB RAS, Omsk, Russia
[1,2]Dostoevsky Omsk State University, Omsk, Russia
✉trs@oniip.ru

Abstract. *The paper considers a resonant antenna matching device for portable and mobile HF radio stations when using electric antennas with a design capacity of less than 100 pF. The matching frequencies of the matching device are analyzed with a gradual decrease in the load capacitance from 210 to 30 pF, as well as in the idle mode of the device for its own parasitic parameters of the matching circuit. The relationships between the tuning frequency of the matching device with and without the output load (the «auto-tuning» frequencies) are established. The frequency dependences of the matching bands of the «broadband antenna equivalent - antenna matching device» system are obtained when working with two antenna equivalents (inclined beam, Kulikov's antenna). It is shown that shortening the antenna (decreasing the capacitance) leads to an increase in the operating frequencies of the matching links and brings the matching device operation closer to the «auto-tuning» mode with an efficiency tending to zero. The mechanism of occurrence of regions of «affected» frequencies of system matching according to the SWR between certain combinations of matching inductive links is described.*

Keywords: *antenna matching device, HF range, narrowband matching, discretely switched matching links, electric antenna, systems approach.*

Source of funding. *The work was carried out according to the state task of the Omsk Scientific Center SB RAS (project registration number 125013101211-4).*

С развитием направления радиосвязи КВ-диапазона непрерывно ужесточаются требования к габаритным размерам и массе радиоаппаратуры мобильных комплексов связи. Выполнение этих требований традиционно ограничивается ухудшением коэффициента усиления приземных антенн, выполняемых из одиночных тонких проводников [1–5], а также ухудшением КПД резонансных перестраиваемых антенных согласующих устройств (АнСУ), работающих с высокими отношениями реактивной части нагрузки к активной [3, 4, 6]. Для носимых и мобильных радиостанций малой (до 100–200 Вт) мощности, функционирующих в диапазоне частот с перекрытием до 10–20 [2, 5, 6] и при минимальных соотношениях сигнал–шум, требующихся для работы радиолиний, проблема укорочения антенн электрического типа менее четверти длины минимальной рабочей длины волны является наиболее острой.

Причинам ухудшения диапазонных свойств приземных антенн КВ-диапазона и методам их оценки посвящено немало публикаций [4, 7–9]. Однако на практике при совместной работе приземной укороченной антенны и АнСУ наблюдается дополнительное ухудшение КПД системы «приземная антенна – АнСУ», нелинейно возрастающее с укорочением длины плеч антенны (уменьшением ее конструктивной емкости) [10–13]. В первую очередь, ухудшение КПД системы связано с возрастающим количеством необходимых индуктивных звеньев в согласующей цепи (СЦ) АнСУ при работе с укороченными антеннами (наклонные лучи, штыревые антенны и т.д.). Наращивание количества звеньев в СЦ приводит к увеличению протяженности прямого и обратного проводника СЦ. Следствием этого является рост паразитной емкости СЦ, шунтирующей импеданс подключенной антенны и вносящей дополнительное активное сопротивление потерь в согласуемый импеданс системы. Во вторую очередь, диапазон рабочих частот согласующих индуктивных звеньев расширяется в высокочастотную область. Это приводит к нелинейному росту их активной части импеданса и эквивалентной индуктивности [14]. Особенно ярко это выражено у индуктивных звеньев старших разрядов. Возникает разница в центральных частотах согласования системы между смежными комбинациями индуктивных звеньев, первая из которых состоит из одного звена старшего разряда, а вторая – из суммы младших. При определенных условиях появляются области «пораженных» частот согласования системы по критерию КСВ.

Из-за описанных выше особенностей совокупное дополнительное ухудшение эффективности системы при использовании антенны Куликова (АШ-2,4) и более коротких антенн в нижней части КВ-диапазона может превышать 3–10 дБ [10]. Суммарная полоса областей «пораженных» частот согласования системы в КВ-диапазоне может достигать нескольких мегагерц, что существенно ограничивает возможности эффективного применения системы радиосвязи. Для прогнозирования и борьбы с ухудшением эффективности системы требуется провести анализ режимов работы системы при уменьшении емкости нагрузки. Целью настоящей работы является выявление закономерностей изменения частот согласования системы и появления областей «пораженных» частот согласования системы при постепенном уменьшении конструктивной емкости антенны (нагрузки) вплоть до нуля (холостой ход АнСУ, режим «автонастройки» СЦ на свои паразитные параметры).

Постановка задачи, исходные данные

Для достижения поставленной цели работы было необходимо провести два натурных эксперимента. В первом эксперименте проводится анализ частот согласования СЦ АнСУ с определенными включенными комбинациями индуктивных звеньев при подключении к выходу СЦ высокодобротного конденсатора, имитирующего емкость антенны. Для эксперимента были выбраны емкости: 210, 110, 75, 50, 30 пФ и 0 пФ (режим холостого хода СЦ АнСУ). Величины подключаемых емкостей подбирались исходя из конструктивных емкостей используемых на практике антенн (от антенны «Вертикальный полуромб» [3] с половинной длиной плеча 16 м (210 пФ) до антенны «наклонный луч» с длиной плеча 9 м (50 пФ) и антенны АШ-2,4 (30 пФ)). При этом активная часть согласуемого импеданса в данном эксперименте полностью отражает величину паразитного активного сопротивления СЦ АнСУ [10]. Частота согласования определяется частотой, на которой реактивная часть входного импеданса СЦ равна нулю.

Во втором эксперименте в качестве нагрузки СЦ выступают широкодиапазонные эквиваленты антенн (ЭА) «наклоный луч» с длиной

© Кривальцевич С.В., Агарков Н.Е., 2025

плеча 9 м и высотой подвеса 6 м (НЛ 9/6) с рабочим диапазоном частот от 1,5 до 20 МГц, а также ЭА АШ-2,4 с диапазоном рабочих частот от 1,5 до 30 МГц [15]. Импеданс ЭА представлен на рис. 1 и 2 соответственно. Производится оценка полос согласования системы «ЭА – АнСУ» между определенными включенными комбинациями индуктивных звеньев СЦ при работе на импеданс антенн НЛ 9/6 и АШ-2,4. Кроме этого, выполняется оценка количества и полосы областей «пораженных» частот согласования системы по критерию КСВ не более 3,0.

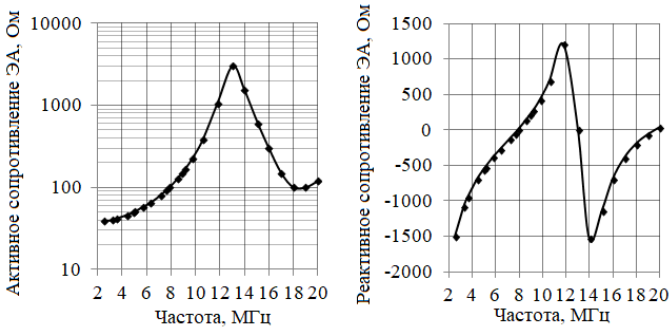


Рис. 1. Частотная зависимость активной и реактивной части импеданса ЭА НЛ 9/6

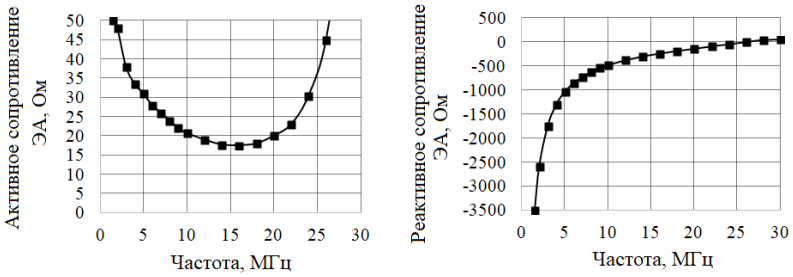


Рис. 2. Частотная зависимость активной и реактивной части импеданса ЭА АШ-2,4

В работе использовалась СЦ АнСУ (рис. 3), содержащая цепь компенсации реактивной части импеданса антенны и широкополосный трансформатор сопротивления *T* с дискретно переключаемым коэффициентом трансформации (из 50 Ом в 12,5; 18; 30; 50; 85; 145; 245 и 410 Ом). Цепь компенсации состояла из двух ветвей [10], в работе использовалась только ветвь с индуктивными звеньями. Она содержала десять индуктивных звеньев с номинальными значениями индуктивностей *L*1-*L*10 50; 100; 200; 400; 800; 1600; 3200; 6400; 12800 и 25600 нГн. Вторая ветвь содержала одиннадцать емкостных звеньев с номинальными емкостями *C*1-*C*11 от 2 до 2048 пФ, используемых для согласования антенн в области частот между последовательным и параллельным резонансом системы. В качестве материала подложки печатной платы СЦ использовался стеклотекстолит *FR*-4.

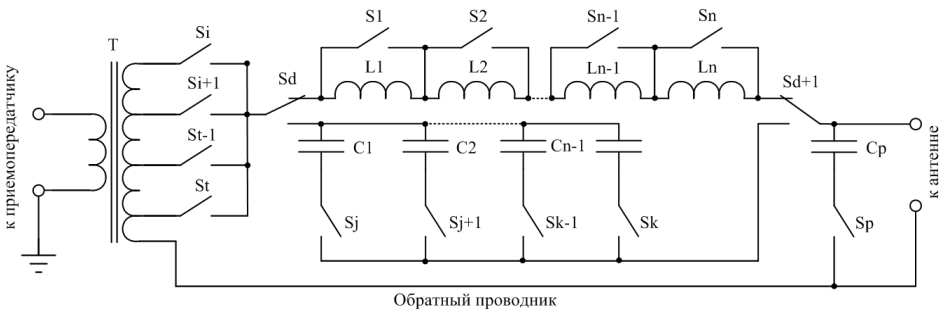


Рис. 3. Функциональная схема СЦ АнСУ

Практическая часть

Измеренные с помощью векторного анализатора цепей «Обзор 304/1» характеристики режимов работы АнСУ с различной емкостью на выходе СЦ сведены в табл. 1–3. При включении указанных в таблицах комбинаций согласующих звеньев и емкости на выходе СЦ измерялась частота настройки СЦ ($f_{настр}$); КСВ на входе СЦ; разница в величинах $f_{настр}$ между соседними комбинациями («1-1’», «2-2’» и т.д.) согласующих звеньев, составляющих одинаковую номинальную индуктивность (Δf_1); разница между $f_{настр}$ при подключенной соответствующей емкости и при ее отсутствии на выходе СЦ (Δf_2), показывающая насколько частота «автонастройки» СЦ АнСУ в режиме холостого хода отстоит от частоты согласования СЦ АнСУ при подключенной емкости нагрузки на выходе.

Таблица 1

Режимы работы АнСУ при подключенном конденсаторе 210 и 110 пФ на выходе СЦ

№	Комбинация индуктивных звеньев	$f_{настр(210)}$, МГц	$КСВ_{(210)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(210)}$, %	$\Delta f_{2(210)}$, %	$f_{настр(110)}$, МГц	$КСВ_{(110)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(110)}$, %	$\Delta f_{2(110)}$, %
5’	800+…+50 нГн	7,37	36	7,3	265	9,93	22	7,8	171
5	Только 1600 нГн	6,87	36		222	9,21	23		140
4’	1600+…+50 нГн	5,66	29	6,2	245	7,63	20	7,5	156
4	Только 3200 нГн	5,33	27		196	7,1	19		123
3’	3200+…+50 нГн	4,18	29	0	213	5,62	16	1,6	133
3	Только 6400 нГн	4,18	27		170	5,53	13		104
2’	6400+…+50 нГн	3,04	20	7,8	193	4,05	14	10,1	120
2	Только 12800 нГн	2,82	17		152	3,68	14		93
1’	12800+…+50 нГн	2,11	17	7,1	175	2,78	7	9,4	109
1	Только 25600 нГн	1,97	18		139	2,54	10		85

Таблица 2

Режимы работы АнСУ при подключенном конденсаторе 75 и 50 пФ на выходе СЦ

№	Комбинация индуктивных звеньев	$f_{настр(75)}$, МГц	$КСВ_{(75)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(75)}$, %	$\Delta f_{2(75)}$, %	$f_{настр(50)}$, МГц	$КСВ_{(50)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(50)}$, %	$\Delta f_{2(50)}$, %
5’	800+…+50 нГн	11,55	22	9,0	133	14,3	15	11,7	88
5	Только 1600 нГн	10,6	20		108	12,8	15		73
4’	1600+…+50 нГн	8,8	17	8,6	122	10,8	13	10,2	81
4	Только 3200 нГн	8,1	15		95	9,8	8,5		61
3’	3200+…+50 нГн	6,45	14	3,2	103	7,8	6,5	5,4	68
3	Только 6400 нГн	6,25	12		81	7,4	6		53
2’	6400+…+50 нГн	4,6	10	10,8	93	5,5	5	12,2	62
2	Только 12800 нГн	4,15	9,5		71	4,9	5		45
1’	12800+…+50 нГн	3,15	7	10,5	84	3,75	5,2	11,9	55
1	Только 25600 нГн	2,85	4,7		65	3,35	4,7		40

Таблица 3

Режимы работы АнСУ при подключенном конденсаторе 30 и 0 пФ на выходе СЦ

№	Комбинация	$f_{настр(30)}$, МГц	$КСВ_{(30)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(30)}$, %	$\Delta f_{2(30)}$, %	$f_{настр(0)}$, МГц	$КСВ_{(0)}$ на входе СЦ	$\Delta f_{1(0)}$, %	$\Delta f_{2(0)}$, %
5’	800+…+50 нГн	16,2	11	14,1	66	26,9	3,4	21,7	0
5	Только 1600 нГн	14,2	8,8		56	22,1	2,2		0
4’	1600+…+50 нГн	12	10	11,2	63	19,5	1,35	23,4	0
4	Только 3200 нГн	10,8	8,5		46	15,8	1,05		0
3’	3200+…+50 нГн	8,7	5,8	7,4	51	13,1	1,3	15,9	0
3	Только 6400 нГн	8,1	5		40	11,3	1,5		0
2’	6400+…+50 нГн	6,1	4,3	15,1	46	8,9	1,25	25,4	0
2	Только 12800 нГн	5,3	3,1		34	7,1	1,05		0
1’	12800+…+50 нГн	4,1	3,9	13,9	41	5,8	2	23,4	0
1	Только 25600 нГн	3,6	3,9		31	4,7	1,15		0

Анализ режимов работы СЦ при снижении емкости нагрузки позволяет сделать следующие выводы:

1. Помимо повышения величины $f_{настр}$ всех комбинаций, КСВ на входе СЦ снижается с 20–30 при емкости нагрузки 210 пФ до 3–10 при 30 пФ, а в режиме холостого хода КСВ приближается к 1. Совокупный вклад активного сопротивления индуктивных звеньев и активной части импеданса паразитной емкости СЦ возрастает с 1–2 Ом (210 пФ) до 5–16 Ом (30 пФ), а в режиме холостого хода – до 15–90 Ом.

2. Между соседними комбинациями звеньев, составляющими одинаковую номинальную индуктивность («1-1’» и т.д.), со снижением емкости нагрузки увеличивается разница центральных частот согласования. Если принять за точку отсчета значения $\Delta f_{1(210)}$, то снижение емкости нагрузки до 30 пФ (АШ-2,4) приводит к дополнительному росту Δf_1 на 5–7,4%, а в режиме холостого хода – на 14,4–17,6%. Необходимо отметить, что величина $f_{настр}$ комбинации, состоящей из одного старшего разряда, всегда оказывается меньше $f_{настр}$ смежной комбинации, состоящей из суммы младших разрядов. Следовательно, эквивалентная индуктивность старшего разряда возрастает намного быстрее этой же величины у суммы младших разрядов, что и приводит к появлению областей «пораженных» частот согласования системы при укорочении антенны. При этом начальный разброс индуктивностей звеньев СЦ относительно номинальных значений составлял не более 5%. На практике полосы согласования систем с рассматриваемыми типами антенн в нижней части рабочего диапазона составляют в среднем 2–5% относительно центральной частоты настройки. К частоте последовательного резонанса системы они достигают 10–12%. Поэтому количество и полоса возникающих областей «пораженных» частот согласования системы будут возрастать по мере укорочения применяемых антенн.

3. При снижении емкости нагрузки с 210 до 50 пФ (НЛ 9/6) величина Δf_2 снизилась со 139–265% до 40–88%, а при уменьшении емкости до 30 пФ (АШ-2,4) Δf_2 составила всего 31–66%. Величина паразитной емкости СЦ АнСУ, измеренная косвенным способом, описанным в [10], составила 33 пФ. Полученные данные позволяют утверждать о том, что работа системы с антеннами НЛ 9/6 и АШ-2,4 в нижней части КВ-диапазона мало отличается от режима «автонастройки» системы на собственные паразитные параметры. Дополнительно это подтверждается измеренными частотными зависимостями величины вносимых потерь СЦ АнСУ при работе с ЭА НЛ 9/6 и АШ-2,4 (рис. 4). Методика использования ЭА для прямых измерений вносимых потерь АнСУ приведена в работе [15].

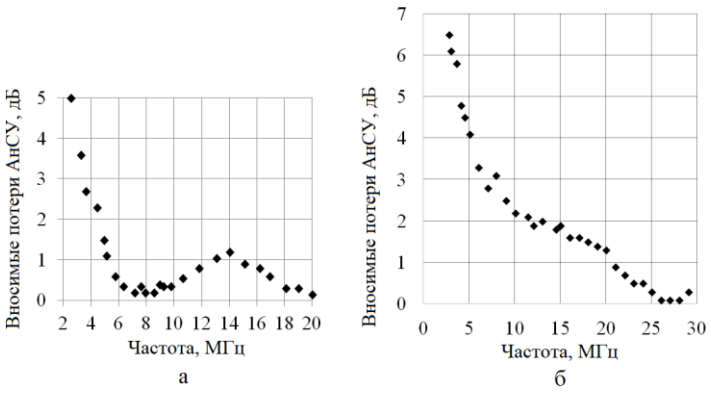


Рис. 4. Частотная зависимость вносимых потерь АнСУ при работе с ЭА НЛ 9/6 (а) и с ЭА АШ-2,4 (б)

В рамках второго эксперимента, помимо комбинаций «1-1’» – «5-5’», использовались две дополнительные. Комбинация «6» состояла из одного звена с номинальным значением индуктивности 800 нГн, комбинация «6’» – из суммы звеньев 400, 200, 100 и 50 нГн. Соответственно, комбинация «7» состояла из одного звена с номинальным значением индуктивности 400 нГн, комбинация «7’» – из суммы звеньев 200, 100 и 50 нГн. На рис. 5 и 6 представлены графики полос согласования систем с ЭА АШ-2,4 и НЛ 9/6 в диапазонах частот до первого последовательного резонанса системы (АШ-2,4 и НЛ 9/6), а также в дополнительном диапазоне между первым параллельным и вторым последовательным резонансом системы (НЛ 9/6).

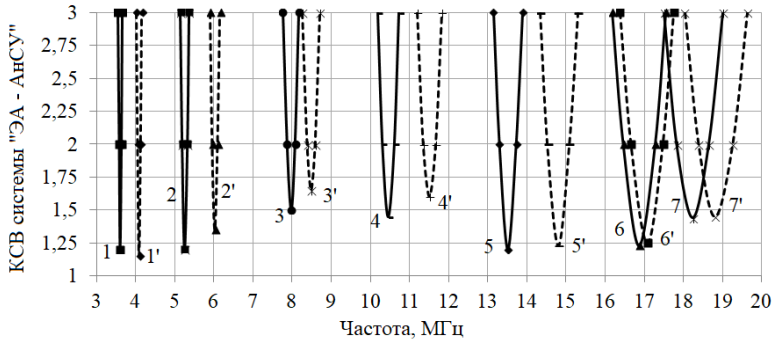


Рис. 5. Частотная зависимость полос согласования системы с ЭА АШ-2,4
при работе на смежных комбинациях согласующих звеньев

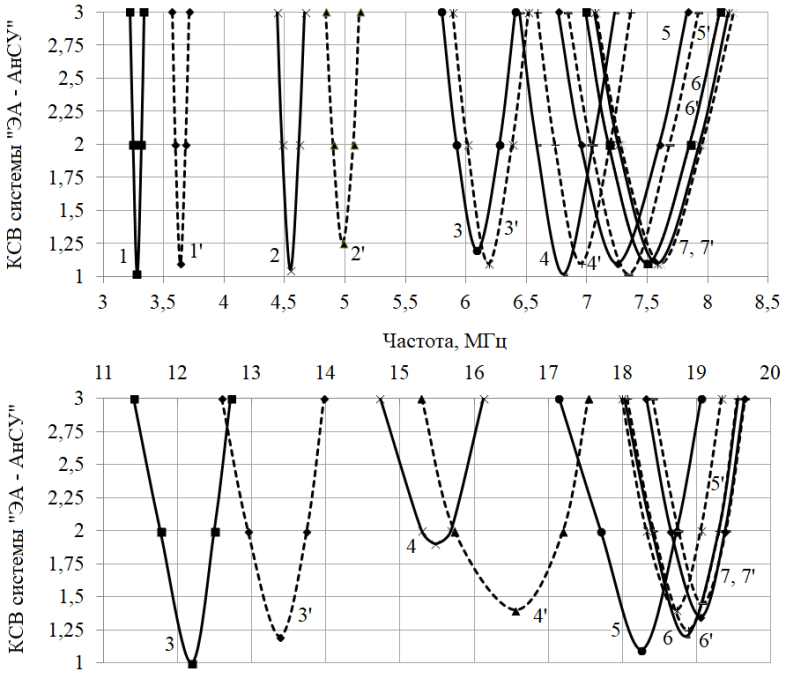


Рис. 6. Частотная зависимость полос согласования системы
при работе с ЭА НЛ 9/6 на смежных комбинациях согласующих звеньев

Анализ представленных на рис. 5 и 6 полос согласования системы между смежными комбинациями «1-1’» – «7-7’» позволяет сделать следующие выводы:

1. Количество областей «пораженных» частот при работе системы с ЭА АШ-2,4 по критерию КСВ ≤ 3,0 достигает пяти, а суммарная полоса этих областей составляет 1,91 из 17 МГц, т.е. 11,2%. При работе системы с ЭА НЛ 9/6 в диапазоне частот от 3 до 8,5 МГц областей «пораженных» частот всего две, их полоса – 0,41 МГц, или 7,5% от области рабочих частот. Несмотря на малое отличие конструктивных емкостей антенн НЛ 9/6 и АШ-2,4 от величины паразитной емкости СЦ, система при работе с ЭА и антенной НЛ 9/6 имеет более высокую эффективность (рис. 4) за счет быстрого роста эквивалентной емкости антенны и низкой частоты последовательного резонанса антенны. Благодаря этому эффект увеличения эквивалентной индуктивности старших звеньев проявляется только в виде двух областей «пораженных» частот.

2. При близких по значениям полосах согласования системы с обоими ЭА при комбинациях «1-1’» (0,12–0,14 МГц) и «2-2’» (0,23–0,28 МГц) области «пораженных» частот согласования системы с ЭА АШ-2,4 составляют 0,36 и 0,55 МГц соответственно, а с ЭА НЛ 9/6 – 0,24 и 0,17 МГц.

3. Повышение эквивалентной индуктивности старших звеньев СЦ при работе с ЭА НЛ 9/6 в диапазоне частот от 11 до 20 МГц (т.е. после первого параллельного резонанса системы) при-

водит к различию центральных частот согласования системы при комбинациях «3-3’» на 10%, что сопоставимо с самими полосами согласования системы. При этом фактические значения индуктивностей комбинаций «3» и «3’» являются самыми близкими к номинальным, что находит отражение в табл. 1–3 и на рис. 5.

Заключение

В настоящей работе проведен анализ режимов работы резонансного АнСУ на основе дискретно коммутируемых звеньев с сосредоточенными параметрами при уменьшении конструктивной емкости антенны электрического типа. Выявлены закономерности дополнительного ухудшения эффективности системы «приземная антенна – АнСУ» при укорочении антенны. Основными причинами ухудшения являются емкость между прямым и обратным проводником СЦ АнСУ и увеличение рабочих частот индуктивных звеньев, приводящее к работе звеньев вблизи частоты собственного параллельного резонанса с нелинейным изменением активной и реактивной частей их импеданса. Описан механизм возникновения областей «пораженных» частот согласования системы по критерию КСВ, заключающийся в различной скорости повышения эквивалентной индуктивности старших и младших звеньев с ростом частоты. Методом борьбы с описанными паразитными параметрами СЦ и звеньев является минимизация длины прямого и обратного проводника СЦ, минимизация длины проводников индуктивного звена, а также объемный монтаж в части СЦ АнСУ. Полученные в работе результаты согласуются с проведенными ранее исследованиями вносимых потерь АнСУ при работе на различные комплексные нагрузки [10, 15] и могут использоваться для прогнозирования ухудшения режимов работы системы на этапе ее предварительного проектирования.

Список источников

1. *Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П.* Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.

2. *Григоров И.Н.* Антенны. Настройка и согласование. М.: ИП РадиоСофт, 2015. 272 с.

3. *Гвоздев И.Н., Муравьев Ю.К., Серков В.П., Чернолес В.П.* Характеристики антенн радиосистем связи. Ленинград: Изд. ВАС, 1978. 231 с.

4. *Лавров Г.А., Князев А.С.* Приземные и подземные антенны. М.: Советское радио, 1965. 472 с.

5. *Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К.* Основы построения устройств согласования антенн. Изд. ВАС, 1980. 240 с.

6. *Бабков В.Ю., Борийчук Г.И., Виноградов В.А., Лунев С.Ф., Назаренко С.Н., Пивоваров В.Ф*. Основы проектирования передающих устройств систем радиосвязи. Изд. ВАС, 1984. 296 с.

7. *Мешалкин В.А., Сосунов В.В., Филиппов В.В.* Поля и волны в задачах разведзащищенности и радиоэлектронной защиты систем связи. СПб.: ВАС, 1993. 322 с.

8. *Верещагин Е.М.* Антенны и распространение радиоволн. М.: Воениздат, 1964. 240 с.

9. *Щелкунов С., Фриис Г.* Антенны. Теория и практика / пер. с англ. под ред. Л.Д. Бахраха. М.: Госэнергоиздат, 1955. 604 с.

10. *Агарков Н.Е.* Влияние паразитной емкости согласующей цепи на вносимые потери антенного согласующего устройства // Техника радиосвязи. 2025. Вып. 1 (64). С. 40-55.

11. *Борийчук Г.И., Юдин А.А., Селягин М.А., Сергеев В.М.* Синтез антенных согласующих устройств с вычислительными алгоритмами настройки // Вопросы расчета и проектирования антенн и радиолиний. Изд. ВАС, 1985. С. 138–145.

12. *Ковалевич Д.А.* Способ автоматического согласования антенны и выходных каскадов передатчика // Доклады БГУИР. 2021. № 19 (3). С. 31–39.

13. *Петухов Н.А.* К вопросу проектирования антенно-согласующих устройств // Проектирование и технология электронных средств. 2012. № 4. С. 28–30.

14. *Агарков Н.Е.* Моделирование импеданса индуктивных звеньев антенного согласующего устройства КВ-диапазона с учетом паразитных параметров // Техника радиосвязи. 2024. Вып. 2 (61). С. 36–50.

15. *Агарков Н.Е.* Способ прямого измерения выходной мощности антенных согласующих устройств КВ-диапазона при работе на импеданс реальной антенны // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: тезисы докладов III Российской научной конференции (Россия, Омск, 8–10 октября 2024 г.). Омск: ОНИИП, 2024. С. 30–32.

Информация об авторах

С.В. Кривальцевич, к.ф.-м.н., доцент,
и.о. директора ИРФЭ
Н.Е. Агарков, младший научный сотрудник

Information about the authors

S.V. Krivaltsevich, Ph.D. in Physics and Mathematics,
Associate Professor, Acting Director IRPE
N.E. Agarkov, Associate Research Engineer

Статья поступила в редакцию 03.06.2025
Одобрена после рецензирования 05.06.2025
Принята к публикации 06.06.2025

The article was submitted 03.06.2025
Approved after reviewing 05.06.2025
Accepted for publication 06.06.2025

Разное

Теория и техника радиосвязи. 2025. № 2. С. 85–96. ISSN 1995-7009 (print)
Theory and Technology of Radio Communication. 2025. No. 2. Pp. 85–96. ISSN 1995-7009 (print)

Научная статья
УДК 004.42

Расширение технических возможностей сайдчейн-технологии в VST-плагинах

Егор Евгеньевич Кошелев
Санкт-Петербургский государственный архитектурно-строительный университет, Санкт-Петербург, Россия
egor148@gmail.com

Аннотация. *Разработан аудиоплагин, реализующий сайдчейн-технологию для обработки исходного цифрового звукового сигнала в зависимости от уровня громкости управляющего сигнала. В качестве эффектов обработки исходного сигнала используются эффекты, которые ранее не использовались в совокупности с сайдчейн-технологией, в данном случае эффекты искажения, модуляции и реверберации сигнала. Уровни исходного и управляющего звуковых сигналов связаны посредством разработанного алгоритма. Плагин имеет графический интерфейс, отображающий уровни громкости исходного и управляющего сигналов и позволяющий управлять степенью применения эффектов и плавностью их применения. Плагин разработан в формате VST и может быть подключен в практически любую современную цифровую звуковую рабочую станцию. При создании использовались библиотека WDL-OL и среда разработки Microsoft Visual Studio, для отладки плагина и демонстрации результатов – аудиостанция Reaper.*

Ключевые слова: *цифровая обработка звука, VST-плагин, цифровая рабочая станция, сайдчейн-технология, объектно-ориентированное программирование, графический интерфейс пользователя.*

Miscellaneous

Expansion of technical capabilities of sidechain technology in a VST plug-ins

Egor E. Koshelev
Saint Petersburg State University of Architecture and Civil Engineering, St Petersburg, Russia
egor148@gmail.com

Abstract. *An audio plug-in has been developed that implements sidechain technology for processing the original digital audio signal depending on the volume level of the control signal. The effects used to process the original signal are effects that have not previously been used in conjunction with sidechain technology, in this case the effects of distortion, modulation and reverberation of the signal. The levels of the original and control audio signals are linked by means of the developed algorithm. The plug-in has a graphical interface that displays the volume levels of the original and control signals and allows you to control the degree of application of effects and the smoothness of their application. The plug-in is developed in the VST format and can be connected to almost any modern digital audio workstation. The WDL-OL library and the Microsoft Visual Studio development environment were used in the creation, the Reaper audio station was used to debug the plug-in and demonstrate the results.*

Keywords: *digital audio processing, VST plug-in, digital audio workstation, sidechain technology, object-oriented programming, graphic user interface.*

Сайдчейн-технология является важнейшей технологией в сфере обработки звука при создании музыкальных композиций, звуковой составляющей кинематографа, видеоигр или телепередач. Также она широко применяется при проведении живых выступлений, конференций и эфиров, где необходима обработка звука в реальном времени. Суть данной технологии заключается в изменении некоторого исходного сигнала исключительно в тот момент, когда звучит некоторый управляющий сигнал. Сайдчейн-технология была изобретена в первой половине XX века,

© Кошелев Е.Е., 2025

для ее реализации применялись аналоговые физические устройства, например компрессоры звукового сигнала.

Изначально сайдчейн-технология применялась для компрессии, к примеру, музыкального сопровождения на телевещании в то время, когда начинал звучать голос диктора, чтобы музыка не перебивала ведущего. Подобным образом она стала использоваться и на этапе сведения музыкальных композиций, позволяя компрессировать громкость одного сигнала по отношению к другому, чтобы более детально настроить баланс инструментов. Впоследствии сайдчейн-компрессия сигнала стала также применяться в качестве художественного эффекта к низкочастотным партиям, которые претерпевали сильное снижение громкости во время звучания большого барабана, что стало одной из особенностей электронной музыки.

С появлением компьютеров, ростом их вычислительной мощи и развитием программного обеспечения по обработке цифрового звука сайдчейн-технология практически полностью реализуется в формате плагинов по обработке звука, подключаемых к специализированным программным средствам – цифровым звуковым рабочим станциям [1]. Однако, несмотря на развитие множества плагинов, реализующих сайдчейн-компрессию сигнала, данная технология совершенно не используется в совокупности с другими эффектами обработки цифрового звука.

Большое количество компаний по всему миру разрабатывают плагины по обработке звука, однако отечественные разработки в этой сфере практически не ведутся, о чем свидетельствует малое количество публикаций на данную тему, освещающих в основном принципы работы уже существующих зарубежных плагинов и цифровых звуковых рабочих станций. Это является огромной проблемой, особенно в текущий момент, так как многие зарубежные компании ограничивают доступ к приобретению их аудиоплагинов в нашей стране, а также отменяют уже приобретенные лицензии.

Научной новизной настоящей работы является предложенный алгоритм обработки цифрового звука с использованием сайдчейн-технологии в совокупности с эффектами искажения, модуляции и реверберации сигнала.

Постановка задачи

Технология сайдчейн неразрывно связана с эффектом компрессии сигнала, применяющимся к исходному сигналу, в то время как некоторый управляющий сигнал превышает заданный порог громкости. При этом в сфере обработки звука существует множество направлений, таких как частотная обработка, динамическая, пространственная, фазовая, а также всевозможные эффекты модуляции и искажения, которые никак не использовались в совокупности с сайдчейн-технологией.

Основной идеей является использование данных эффектов обработки звука с сайдчейн-технологией. Это позволит изменять степень обработки исходного сигнала в зависимости от уровня громкости управляющего сигнала, вследствие чего эффект применяется нелинейно, что фактически невозможно получить, например, автоматизацией параметров плагина.

Целью настоящей работы является разработка аудиоплагина в формате VST, реализация в нем сайдчейн-технологии и расширение ее возможностей с помощью объединения с эффектами обработки звука, которые ранее не использовались с ней, – эффектами искажения, модуляции и реверберации сигнала.

Принцип работы технологии

Сайдчейн-технология позволяет обрабатывать исходный звуковой сигнал в то время, когда некоторый управляющий сигнал превышает заданный пользователем порог громкости [2]. Оба сигнала являются независимыми частями общей фонограммы. На вход физического устройства или плагина поступает исходный сигнал, а также копия управляющего сигнала, подача которого реализуется с помощью функций «Send – Return» («посыл – возврат»). Они существуют в любой современной цифровой звуковой рабочей станции, при этом плагин должен быть разработан соответствующим образом, чтобы не только принимать на основной вход исходный сигнал, но и иметь дополнительный вход для управляющего сигнала.

Управляющий сигнал попадает в детектор уровня громкости с параметром порога, который может быть настроен пользователем. Как только управляющий сигнал превышает заданный порог, к исходному сигналу начинают применяться эффекты обработки. В базовом варианте сайд-

чейн-технологии эффектом обработки всегда выступала компрессия [3]. В настоящей работе предложена модификация данной технологии с использованием эффектов модуляции, реверберации и искажения исходного сигнала. При этом управляющий сигнал никаким образом не обрабатывается плагином, а служит только триггером для обработки исходного сигнала. Схема обработки звука с использованием сайдчейн-технологии представлена на рис. 1.

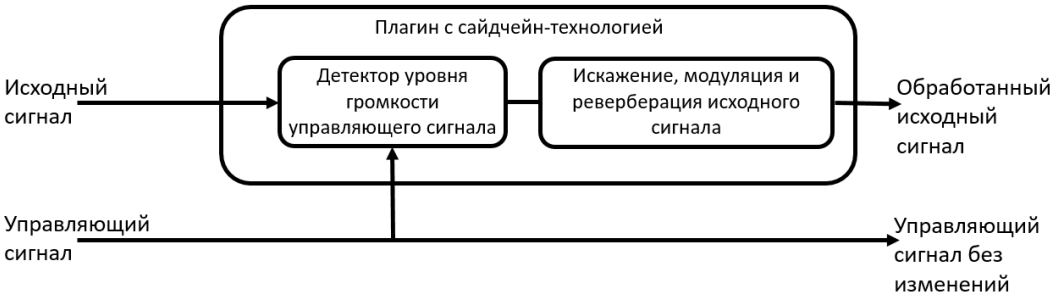


Рис. 1. Схема алгоритма модификации сайдчейн-технологии

Используемые технологии

Плагины по обработке звука в большинстве своем разрабатываются на языке программирования C++, который используется практически во всех современных библиотеках и фреймворках. Средой программирования выступила Microsoft Visual Studio.

Для разработки плагинов существует множество различных библиотек, например кроссплатформенный фреймворк JUCE, программа RackAFX от разработчика Уила Пиркла, библиотека WDL_OL от Оли Ларкина или набор средств разработки (VST SDK) от компании Steinberg. В данном случае использовалась библиотека WDL_OL, так как она, во-первых, дает возможность создавать плагины нескольких форматов (VST, AXX, AU), во-вторых, находится в открытом (бесплатном) доступе, в-третьих, позволяет в коммерческих целях использовать разработанные плагины. В качестве формата плагина был выбран VST (Visual Studio Technology), так как он является самым популярным и работает на всех операционных системах, включая Windows [4].

Для отладки работы плагина и демонстрации полученных результатов используется цифровая звуковая станция Reaper, так как она является бесплатной рабочей системой и имеет портативную версию для быстрой установки на любом компьютере.

Архитектура приложения

В операционной системе Windows плагины формата VST являются библиотеками типа .dll, которые динамически подключаются к цифровой звуковой рабочей станции [5]. Для разработки в Visual Studio необходимо через свойства проекта подключить библиотеку WDL-OL (скачать ее можно на официальном портале разработчика).

Диаграмма классов и методов разработана с помощью графического языка UML и представлена на рис. 2.

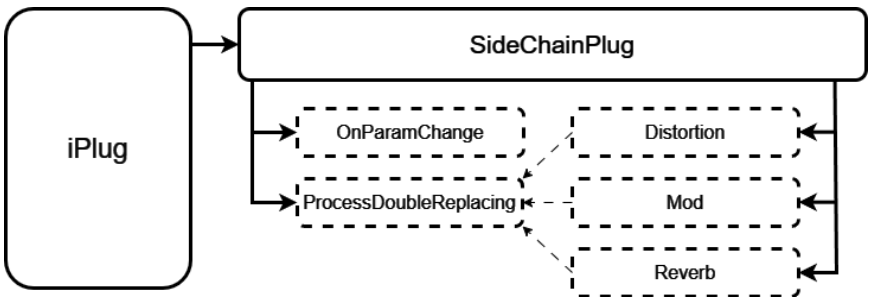


Рис. 2. Диаграмма классов и методов

В данном случае сплошным контуром выделен главный библиотечный класс «iPlug», а класс «SideChainPlug» является его наследником. Пунктирным контуром выделены методы класса «SideChainPlug». Методы «OnParamChange» и «ProcessDoubleReplacing» являются базовыми элементами любого плагина. Первый метод вызывается, когда на интерфейсе плагина изменяется положение ручки, фейдера или нажимается кнопка. Второй отвечает за обработку звука, пропуская через себя массив семплов исходного сигнала.

Три других метода, «Distortion», «Mod» и «Reverb», содержат алгоритмы обработки исходного сигнала (искажение, модуляция и реверберация соответственно). Пунктирными стрелками показано, что данные методы вызываются в том случае, когда исполняется метод «ProcessDoubleReplacing», тогда и происходит обработка исходного сигнала.

Программная реализация и алгоритмы обработки сигнала

Разработка плагина по обработке звука и реализации в нем сайдчейн-технологии подробно рассмотрены в [6]. Расширение возможностей данной технологии производится путем ее использования в совокупности с нехарактерными для нее эффектами обработки звука, в данном случае эффектами искажения, модуляции и реверберации цифрового звукового сигнала.

Любой плагин является совокупностью алгоритмов обработки звука и графического интерфейса, на котором могут быть расположены различные анализаторы, ручки и фейдеры. Графический интерфейс был разработан и нарисован с помощью программы Adobe Photoshop и представлен на рис. 3.

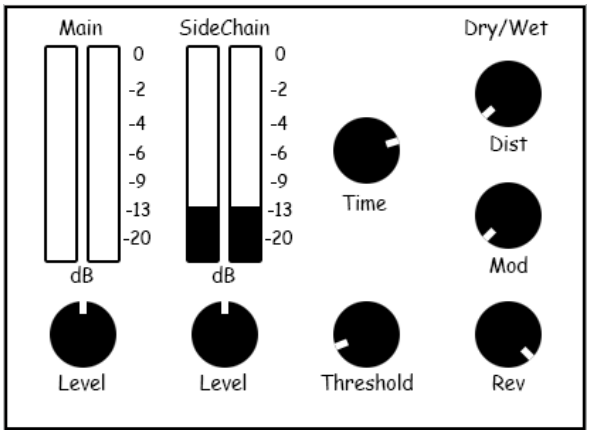


Рис. 3. Интерфейс плагина

Интерфейс имеет индикаторы уровня исходного («Main») и управляющего («SideChain») сигналов, а также ручки регулировки их уровня громкости («Level»). Ручка «Threshold» (порог) отвечает за порог громкости, который должен превышать управляющий сигнал, чтобы эффекты начали применяться к исходному сигналу. Блок эффектов «Dry/Wet» (сухой/обработанный) содержит ручки «Dist», «Mod» и «Rev», отвечающие за степень применения эффектов искажения, модуляции и реверберации соответственно. Ручка «Time» отвечает за плавность применения эффектов с момента, как только управляющий сигнал начал превышать порог. Изменение положения ручки вызывает библиотечный метод «OnParamChange()», который считывает текущее положение ручки и позволяет сохранить его в соответствующую переменную для передачи в алгоритмы обработки звука.

Искажение сигнала

Искажение цифрового звукового сигнала достигается путем его жесткого ограничения по амплитуде, что вносит в сигнал нелинейные искажения и появление новых гармоник [7]. Математически базовый вариант искажения сигнала выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} y(n) = \min\left(x(n); d\right), \ x(n) \geq 0, \\ y(n) = \max\left(x(n); -d\right), \ x(n) < 0, \end{cases}$$

$$0 \leq d \leq 1, \ d \in R,$$

$$n \geq 0, \ n \in Z,$$

где $x(n)$ – значение входящего семпла, $y(n)$ – значение выходящего семпла, n – порядковый номер семпла, d – значение порога, при превышении которого значение выходящего сигнала становится равным значению порога, что приводит к резкому изменению формы волны и добавлению в сигнал искажений.

Для программной реализации в качестве ограничителя амплитуды будет использоваться значение ручки «Dist» на интерфейсе плагина. В данном случае в качестве степени применения эффекта искажения используется его порог срабатывания – чем ниже порог, тем сильнее эффект искажения.

Звуковой сигнал в цифровом виде представляется последовательностью семплов, значение которых изменяется от –1 до 1 [8]. Соответственно, когда звуковая волна находится в фазе отрицательной части, то для сравнения с изначально положительным значением порога необходимо будет использовать его отрицательное значение. В результате код может выглядеть так, как показано на рис. 4.

```
double SideChainPlug::Distortion(double* in, double thresh)
{
    thresh = 1 - thresh;
    if (*in == 0.0 || thresh == 0.0) return *in;

    if (*in >= 0)
    {*in = fmin(*in, thresh);}
    else
    {*in = fmax(*in, -thresh);}

    return *in / thresh;
}
```

Рис. 4. Код алгоритма искажения сигнала

Функция «Distortion» принимает на вход семпл исходного сигнала и значение переменной «thresh», которое задается ручкой «Dist» на интерфейсе плагина.

Основным элементом функции является условный оператор. Если исходный сигнал больше нуля, то он либо равен самому себе, либо значению порога в том случае, когда сигнал превышает порог; это очень просто реализуется с помощью функции «fmin()». Обратная ситуация происходит, когда сигнал меньше нуля: он либо равен самому себе, либо отрицательному значению порога, если значение сигнала меньше, чем отрицательное значение порога, что реализовано с помощью функции «fmax()». Чем больше значение порога, тем сильнее он искажается и тем сильнее теряется его громкость; чтобы ее компенсировать, результирующее значение семпла возвращается деленным на значение порога.

Модуляция сигнала

Под модуляцией сигнала подразумевается изменение каких-либо его параметров, например частоты или амплитуды, при помощи другого сигнала. Исходный сигнал в таком случае называется несущим, а вспомогательный сигнал – моделирующим.

Одним из самых распространенных видов модуляции является амплитудная модуляция, при которой изменяется амплитуда несущего сигнала. Самый простой способ изменения амплитуды – использование низкочастотного осциллятора. Математическая интерпретация амплитудной модуляции может иметь вид

$$y(n) = x(n) \cdot \sin(\varphi \cdot n),$$

$$\varphi = \frac{2\pi}{R},$$

$$0 \le \varphi \le 2\pi,$$

где φ – приращение фазы, а R – частота дискретизации. В данном случае приращение фазы осуществляется каждым семплом, а само приращение зависит от частоты дискретизации, чтобы осуществить привязку ко времени, так как частота дискретизации определяется количеством семплов в секунду. Таким образом, фаза будет проходить по полной окружности за одну секунду, заставляя амплитуду исходного сигнала колебаться от 0 до исходного значения дважды за секунду. При необходимости можно осуществить

определение пользователем произвольного значения приращения фазы, а также реализовать его привязку длительностям нот в темпе проекта.

Для реализации модуляции сигнала необходимо задать несколько переменных типа «double»:

- «Phase» – значение фазы в данный момент времени, начальное значение будет равно 0;
- «PhaseIncrease» – значение, на которое будет изменяться фаза, приращение фазы;
- константы «mPI» и «twoPI», обозначающие соответственно π и 2π, чтобы обнулять значение фазы после прохождения всей окружности.

В качестве формы волны моделирующего сигнала была выбрана синусоидальная форма, однако можно использовать многие другие виды, реализации которых разобраны в статье по разработке плагина-синтезатора [9]. Приращение фазы в данном случае определялось делением 2π на частоту дискретизации проекта, что в итоге дает один цикл колебания в секунду. В результате код функции модуляции сигнала имеет вид, представленный на рис. 5.

```
double SideChainPlug::Mod(double* in, double modmix)
{
    if (*in == 0.0 || modmix == 0.0) return *in;
    *in = *in * sin(Phase) * modmix;
    Phase += PhaseIncrease;
    if (Phase >= twoPI) {Phase -= twoPI;}
    return *in;
}
```

Рис. 5. Код алгоритма модуляции сигнала

Значение входящего сигнала умножается на синус от фазы, которая изначально равна нулю, и на переменную, отвечающую за степень применения модуляции, после чего фаза инкрементируется на значение приращения фазы. Как только фаза достигает или превышает 2π, данное значение вычитается из фазы. В фазе ненулевое значение, поскольку в таком случае в форме волны будет разрыв, что может привести к артефактам в звуке. Переменная «modmix» получает положение ручки «Mod» интерфейса плагина, отвечающей за степень применения модуляции.

Реверберация сигнала

Реверберация – это явление в звуковой обработке, которое происходит, когда звуковые волны отражаются от поверхностей в помещении и смешиваются с исходным звуком. Характер отражения звука зависит от большого числа параметров, среди которых, например, размер и форма помещения, материал стен, от чего зависят степень затухания звука, его диффузия и многое другое [10]. Идеальная программная реализация должна учесть все эти параметры и обеспечить достоверное и естественное звучание реверберации. В самом простейшем виде реверберация сигнала – это добавление к исходному сигналу задержанной на определенный временной интервал копии данного сигнала, при этом умноженной на коэффициент, контролирующий уровень реверберации. Математически эффект простейшей реверберации сигнала можно описать следующим образом:

$$y(n) = x(n) + ax(n-d),$$

где d – задержка между отражениями реверберации, указанная в семплах; a – коэффициент затухания реверберации. Эта простейшая формула предполагает, что реверберация состоит из одного отражения и не учитывает сложные акустические свойства помещения, такие как различные отражения от разных поверхностей и эффекты диффузии звука.

Для повышения реалистичности звучания эффекта реверберации используются более сложные алгоритмы, такие как алгоритмы имитации помещений (Room Impulse Response) или моделирование акустических характеристик помещений с помощью различных алгоритмов, например алгоритма Фон Ноймана (Schroeder) или алгоритма Мура (Moore) [11]. Эти алгоритмы учитывают различные параметры реверберации и позволяют достичь более реалистичного звучания.

Чтобы реализовать эффект реверберации сигнала, было принято решение использовать функцию типа «void», поскольку в таком виде удобнее работать с функцией, в которой требу-

ется получить результат по нескольким значениям, в данном случае – значения для правого и левого каналов, поскольку для них используются разные буферы. Необходимо задать несколько переменных и массивов типа «double»:

- переменная «a» – коэффициент затухания реверберации, изменяющийся от 0 до 1;
- переменная «delay» – задержка между отражениями реверберации, указанная в семплах;
- массивы «reverbBuffer1» и «reverbBuffer2» – буферы, которые записывают предыдущие значения отсчетов сигнала.

Коэффициент затухания «a» положим равным 0,9, чтобы лучше выразить эффект реверберации. Задержку между отражениями «delay» можно выбрать равной одной секунде, в количестве семплов это значение, равное текущей частоте дискретизации проекта цифровой рабочей станции. Соответственно, данного размера должны быть буферы «reverbBuffer1» и «reverbBuffer2», а изначально их необходимо проинициализировать нулевыми значениями. Код простейшей реверберации сигнала в результате имеет вид, представленный на рис. 6.

```
void SideChainPlug::Reverb(double* in1, double* in2, int s, double revmix)
{
    *in1 = *in1 + a * reverbBuffer1[s % delay] * revmix;
    *in2 = *in2 + a * reverbBuffer2[s % delay] * revmix;

    reverbBuffer1[s % delay] = *in1;
    reverbBuffer2[s % delay] = *in2;
}
```

Рис. 6. Код алгоритма реверберации сигнала

Результирующий сигнал равен сумме исходного сигнала и произведения коэффициента затухания на значение буфера и переменную, отвечающую за степень применения эффекта. Переменная «s» хранит номер текущего семпла сигнала. Исходя из формулы, мы должны обращаться к элементу буфера под номером $s - delay$, однако в начале работы переменная «s» будет равна нулю, и после вычитания обращение к отрицательному элементу массива приведет к ошибке.

Оператор «%» выполняет операцию взятия остатка от деления «s» на «delay». В контексте реверберации «delay» представляет собой задержку в семплах, то есть количество отсчетов, на которые нужно задержать сигнал. Когда «s» превышает «delay», остаток от деления «s%delay» становится ненулевым, и начинается циклическое обновление буфера задержки. Таким образом, предоставляется доступ к предыдущим отсчетам сигнала в буфере задержки для создания эффекта реверберации. Использование оператора «%» позволяет обеспечить постоянную длину буфера задержки и циклическое обновление его содержимого в соответствии с текущим отсчетом сигнала «s». Это позволяет эффективно реализовать задержку и обновление значений реверберации.

Данный алгоритм базового варианта реверберации учитывает лишь одно отражение [12], к нему можно добавить простейшие характеристики помещения, такие как размер помещения и затухание. Для каждой из них необходимо создать переменную типа «double», например «size» и «damping». Их значения могут находиться в диапазоне от 0 до 1. Малые значения размера помещения могут соответствовать маленьким помещениям, а большие значения могут представлять более просторные и глубокие помещения. Нулевое значение затухания означает отсутствие затухания, что приведет к очень длительной реверберации, а значение 1 означает полное затухание и приводит к очень короткой реверберации [13]. В данном случае было подобрано значение размера помещения 0,8 и значение затухания 0,2 для достижения более явного эффекта реверберации. Существует несколько подходов использования данных параметров, в нашем же случае вычисление хвоста реверберации будет умножаться на размер помещения в степени размера затухания.

Помимо этого, отражение звука никогда не происходит с той же самой частотной характеристикой: как минимум в частотном спектре сигнала начинают пропадать верхние частоты [14]. Для создания этого эффекта можно пропустить вычисленный хвост реверберации через фильтр нижних частот с частотой среза, к примеру, 2 кГц. Данный фильтр подробно описан в одной из статей, посвященных разработке плагинов по обработке звука [15]. В результате код алгоритма реверберации выглядит так, как показано на рис. 7.

```
void SideChainPlug::Reverb(double* in1, double* in2, int s, double revmix)
{
    *in1 = *in1 + LowPass(a * reverbBuffer1[s % delay] * pow(size, damping), 0)*revmix;
    *in2 = *in2 + LowPass(a * reverbBuffer2[s % delay] * pow(size, damping), 1)*revmix;

    reverbBuffer1[s % delay] = *in1;
    reverbBuffer2[s % delay] = *in2;

    reverbBuffer1[s % delay] = *in1;
    reverbBuffer2[s % delay] = *in2;
}
```

Рис. 7. Модифицированный код алгоритма реверберации сигнала

Функция «pow()» возвращает значение размера помещения «size» в степени коэффициента затухания «damping», а функция «LowPass» осуществляет фильтрацию результирующего хвоста реверберации (аргументы 0 и 1 в данной функции отвечают за левый и правый каналы стереосигнала). Это лишь одна из базовых возможностей реализации эффекта реверберации, серьезные же алгоритмы содержат множественные отражения с разным временем задержки, учитывают более содержательные параметры помещения, явления рассеивания и диффузии, а также изменение частоты для ранних и поздних отражений [16]. Современные реализации реверберации направлены как на получение абсолютно реалистичного звучания в реальных помещениях, на основании которых производилась разработка алгоритма, так и на получение абсолютно нереалистичных видов отражения звука, которые используются как художественное средство.

Плавность применения эффектов

Как только управляющий сигнал начинает превышать заданный порог, эффекты обработки моментально применяются к исходному сигналу, что может повлечь за собой различные артефакты в звуке. Чтобы избежать подобной ситуации необходимо реализовать плавность применения эффектов с течением времени.

Для каждой ручки модуля «Dry/Wet» необходимо создать переменные типа «double», к примеру «DistDryWet», «ModDryWet» и «RevDryWet», а также три массива типа double: «DistMix[]», «ModMix[]» и «RevMix[]», максимальная величина которых равна частоте дискретизации, так как именно это число определяет количество семплов в секунду. Данные массивы необходимы для создания плавности применения эффекта. Их значения определяются произведением номера текущего семпла на переменную, которая хранит положение ручки «Dry/Wet» (например «DistDryWet»), и последующим делением на переменную, которая хранит значение ручки «Time». Такую переменную типа «double» можно назвать «FadeTime». Данная переменная изменяется от нуля до текущей частоты дискретизации проекта. В качестве номера семпла будет выступать переменная «iter» целочисленного типа, изначально проинициализированная нулевым значением. В результате код в основной функции преобразования сигнала «ProcessDoubleReplacing» будет иметь вид, представленный на рис. 8.

```
if (mPrevRS > Thrash || mPrevLS > Thrash)
{
    DistMix[iter] = iter * DistDryWet / FadeTime;
    ModMix[iter] = iter * ModDryWet / FadeTime;
    RevMix[iter] = iter * RevDryWet / FadeTime;

    iter = iter + 1;
    if (iter > FadeTime)
    {
        iter = FadeTime;
    }

}
else
{
    DistMix[iter] = iter * DistDryWet / FadeTime;
    ModMix[iter] = iter * ModDryWet / FadeTime;
    RevMix[iter] = iter * RevDryWet / FadeTime;

    iter--;
    if (iter < 0)
    {
        iter = 0;
    }
}
```

Рис. 8. Условный оператор
для реализации сайдчейн-технологии

Условный оператор проверяет, превышает ли управляющий сигнал заданный порог, что является основной идеей сайдчейн-технологии: обработка исходного сигнала происходит лишь тогда, когда управляющий сигнал превышает заданный порог [17].

Как только сигнал превысил заданный порог, высчитывается значение «Mix[iter]» для каждого эффекта с использованием номера семпла, значения ручек «Dry/Wet» и значения ручки «Time». Таким образом, осуществляется плавное изменение значения «Mix» от нулевого до значения, заданного ручками «Dry/Wet». На данном этапе никаких обработок не происходит, но именно после определения значений «Mix» должны располагаться функции обработки исходного сигнала, после чего происходит инкрементирование порядкового номера семпла, а затем следует условный оператор. Как только порядковый номер семпла превышает значение переменной «FadeTime», определяющееся ручкой «Time» интерфейса плагина, номер семпла остается равным значению этой ручки, чтобы обеспечить последующее применение эффекта именно в той пропорции, которая задана ручкой «Dry/Wet». Иными словами, переменная «iter», равная значению переменной «FadeTime», делится на нее, оставляя лишь значение ручки «Dry/Wet», применяя эффект именно этой пропорции.

Однако, как только управляющий сигнал перестает превышать порог, обработка не заканчивается, если время применения эффекта не равно нулю. Алгоритмически происходит обратная ситуация, и эффект будет применяться, пока переменная «iter» не станет меньше нуля. В таком случае ей будет присваиваться нулевое значение, а значение переменной «Mix» для каждого эффекта будет равным нулю, поскольку в формуле идет умножение на «iter», которая равна нулю. Тогда функции обработки сигнала аналогично должны располагаться сразу после определения переменной «Mix».

Обсуждение результатов

Разработанный плагин имеет формат VST и может подключаться практически ко всем современным цифровым звуковым станциям. Плагин имеет графический интерфейс и принимает на основной вход исходный сигнал для последующей обработки и управляющий сигнал для определения, в какое время будет происходить обработка исходного сигнала. Плагин производит искажение, модуляцию и реверберацию исходного сигнала исключительно в те моменты, когда определенный управляющий сигнал превышает заданный пользователем порог. Также плагин имеет возможность применять эффект не моментально, а постепенно с течением времени.

Для наглядности работы плагина можно использовать сторонние анализаторы формы волны и частотного спектра сигнала. В качестве исходного сигнала взят непрерывный синусоидальный сигнал с частотой 440 Гц, чтобы видеть появление новых гармоник и изменение формы волны при искажении и модуляции сигнала соответственно. Управляющий сигнал в данном случае также будет непрерывен.

При звучании исходного и управляющего сигналов плагин сразу же отображает их уровень. Анализатор волны справа показывает синусоидальную форму волны исходного сигнала, а анализатор частоты показывает, что исходный сигнал имеет частоту 440 Гц (рис. 9). Никаких обработок не происходит, так как ручки каждого эффекта находятся в нулевом положении.

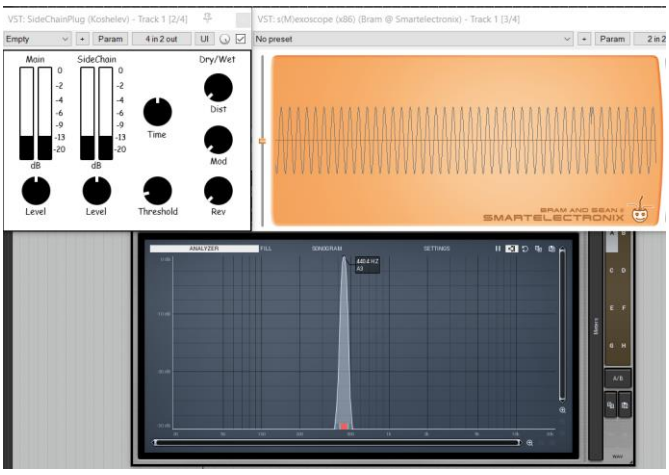


Рис. 9. Исходный сигнал в окне разработанного плагина и анализаторах

При увеличении значения ручки «Dist» эффект искажения сигнала начинает увеличиваться, форма волны начинает больше напоминать меандр, а в спектре сигнала появляются новые спектральные составляющие (рис. 10).

При увеличении значения ручки «Mod» к результату добавляется эффект амплитуды модуляции сигнала. Для большей наглядности нужно изменить время отображения формы волны, чтобы видеть не отдельные синусоиды, а изменение формы волны в целом. В результате в исходном сигнале появляются равномерные колебания амплитуды сигнала (рис. 11).

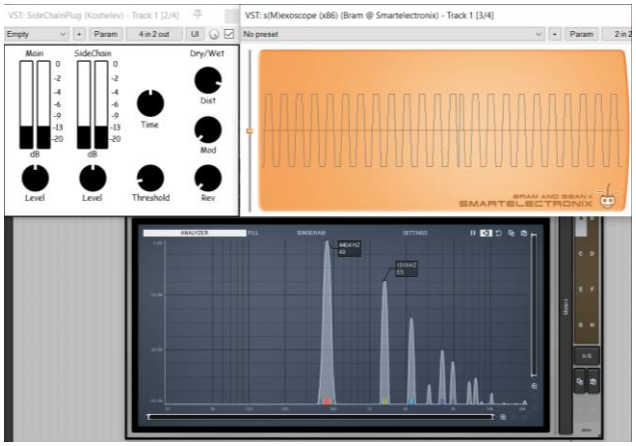


Рис. 10. Результат применения эффекта искажения

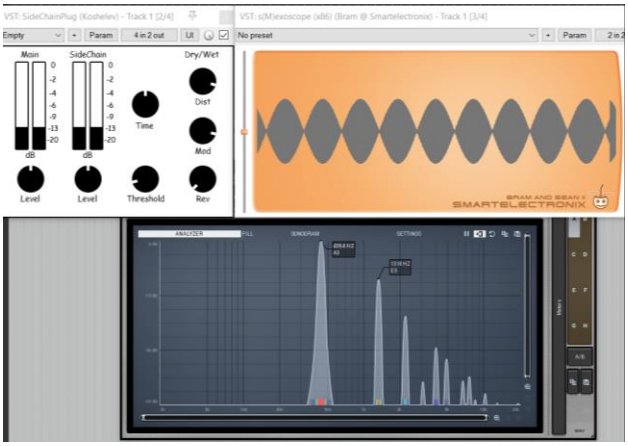


Рис. 11. Результат применения эффекта искажения и модуляции

Для более наглядного представления эффекта реверберации наилучшим решением будет взять одиночный звук, например короткий удар барабана. Без применения эффектов его форма волны и частотный спектр выглядят так, как показано на рис. 12.

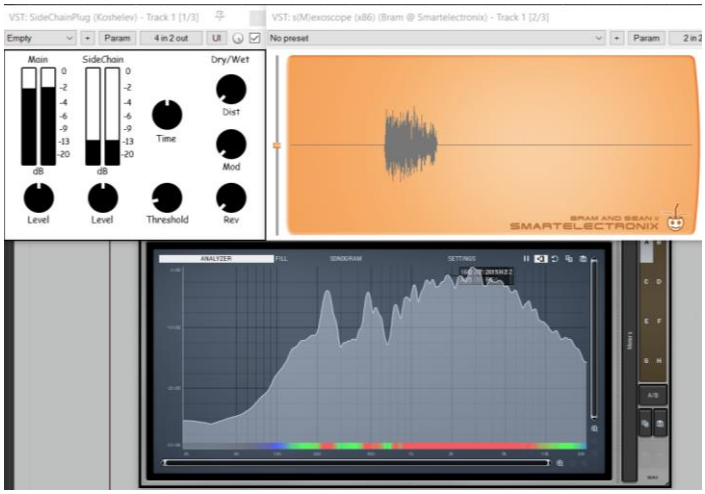


Рис. 12. Спектр и форма волны без эффекта реверберации

Как только ручка «Rev», отвечающая за количество реверберации, будет увеличивать свое значение, форма волны наглядно будет демонстрировать хвост реверберации после основного сигнала, а анализатор спектра покажет частотный спектр реверберации (рис. 13).

На анализаторе формы волны видно появление хвоста реверберации, который плавно затухает. Захват изображения сделан после звучания семпла, поэтому анализатор частоты отображает исключительно спектр реверберации, который имеет спад верхних частот, начинающийся примерно от 2 кГц.

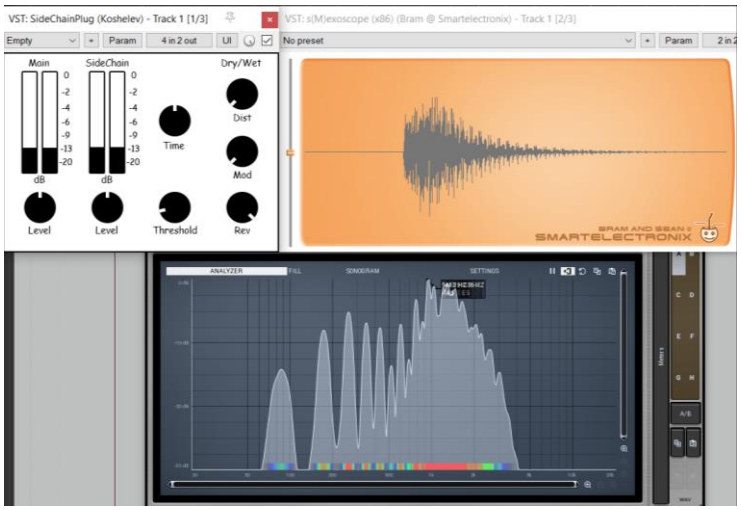


Рис. 13. Результат применения эффекта реверберации

Все три вида эффектов можно смешивать в любой пропорции. Стоит отметить, что данные эффекты применяются исключительно в те моменты, когда управляющий сигнал превышает порог, заданный ручкой «Treshold». Если управляющий сигнал будет прерывным или разнообразным в плане уровня громкости, в разные моменты времени либо превышая порог, либо не выходя за него, то и обработка исходного сигнала будет происходить попеременно. Это является основной идеей сайдчейн-технологии. Подобных результатов невозможно добиться стандартным применением эффектов обработки звука или автоматизацией параметров плагина.

Заключение

При помощи языка программирования C++ и библиотеки WDL-OL разработан VST-плагин, реализующий сайдчейн-технологию для обработки исходного сигнала во время звучания управляющего сигнала. Плагин может быть открыт практически в любой современной цифровой звуковой рабочей станции и обладает следующими возможностями:

- индикация уровней исходного и управляющего сигналов и регулировка их громкости;
- определение порога, при превышении которого происходит обработка;
- искажение, модуляция и реверберация исходного сигнала во время превышения управляющим сигналом заданного порога;
- управление степенью применения эффектов и возможность смешивать их в любой пропорции;
- управление плавностью применения данных эффектов.

Идея совокупного использования сайдчейн-технологии вместе с нехарактерными ей эффектами обработки звукового сигнала позволяет получить совершенно новый инструмент в работе со звуком на этапах создания музыкальной композиции, аранжировки и звукорежиссуры, а также при живых выступлениях и онлайн-трансляциях, так как обработка производится в реальном времени. Применение эффектов обработки к одному сигналу во время звучания другого сигнала может значительно расширить звуковую палитру и нестандартно обогатить общее звучание, что несомненно является крайне важной частью в работе с материалом и высоко ценится в данной сфере.

Список источников

1. *Айфичер Э., Джервис Б.* Цифровая обработка сигналов: практический подход. Пер. с англ. 2-е изд. Москва: Вильямс, 2004. 992 с.

2. Sidechain Compression: Part 2 – Common and Uncommon Uses [Электронный ресурс]. URL: https://www.ableton.com/en/blog/sidechain-compression-part-2-common-and-uncommon-uses/ (дата обращения: 01.11.2024).

3. *Giannoulis D. et al.* Digital Dynamic Range Compressor Design – A Tutorial and Analysis // Journal of the Audio Engineering Society. 2012. Vol. 60, No. 6. Pp. 399–408.

4. *Pirkle W.* Designing Audio Effect Plug-Ins in C++: With Digital Audio Signal Processing Theory. Oxford: Focal Press, 2012. 535 p.

5. *Kientzle T.* A Programmer's Guide to Sound. Boston: Addison Wesley, 1997. 464 p.

6. *Кошелев Е.Е.* Реализация сайдчейн-технологии в VST-плагине // I-Methods. 2023. Т. 15, № 4. С. 1–14.

7. *Landford S.* Digital Audio Editing. New York: Routledge, 2013. 336 p.

8. *Loy G.* Musimathics. Volume 1: The Mathematical Foundations of Music. Cambridge: The MIT Press, 2011. 504 p.

9. *Кошелев Е.Е., Букунов С.В.* Плагин-синтезатор для цифровой рабочей станции // Известия СПбГТУ ЛЭТИ. 2021. № 4. С. 72–83.

10. *Li K., Lam P.* Prediction of reverberation time and speech transmission index in long enclosures // The Journal of the Acoustical Society of America. 2005. Vol. 117. Pp. 3716–3726. doi: 10.1121/1.1904443.

11. *Lazzarini V.* Computer Music Instruments: Foundations, Design and Development. Cham: Springer, 2017. 361 p.

12. *Kirk R., Hunt A.* Digital Sound Processing for Music and Multimedia. New York: Routledge, 1999. 334 p.

13. *Lehmann E., Johansson A.* Prediction of Energy Decay in Room Impulse Responses Simulated with an Image-Source Model // Journal of the Acoustical Society of America. 2008. Vol. 124. Pp. 241–252. doi: 10.1121/1.2936367.

14. Sidechain Compression: Part 1 – Concepts and History [Электронный ресурс]. URL: https://www.ableton.com/en/blog/sidechain-compression-part-1/ (дата обращения: 01.11.2024).

15. *Кошелев Е.Е., Букунов С.В.* Разработка аудиоплагина для цифровой рабочей станции // Вестник Российского нового университета. Серия «Сложные системы: модели, анализ и управление». 2020. № 4. С. 85–97.

16. *Boulanger R., Lazzarini V.* The Audio Programming Book. Cambridge: The MIT Press, 2010. 900 p.

17. *Steiglitz K.* A Digital Signal Processing Primer: with Applications to Digital Audio and Computer Music. New York: Dover Publications, 2020. 320 p.

Информация об авторе

Е.Е. Кошелев, аспирант

Information about the author

E.E. Koshelev, Postgraduate

Статья поступила в редакцию 09.04.2025
Одобрена после рецензирования 15.04.2025
Принята к публикации 21.04.2025

The article was submitted 09.04.2025
Approved after reviewing 15.04.2025
Accepted for publication 21.04.2025

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись, подписанная авторами, представляется в 1 экземпляре на листах формата А4 и в виде файла формата doc или docx (на электронный адрес **n.p.fedotova@sozvezdie.su**). Желательно, чтобы объем статьи не превышал 15–20 страниц, а также 8–10 рисунков с графиками и таблицами.

2. К рукописи прилагаются:

– экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати;

– рецензия;

– справка об антиплагиате;

– сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс универсальной десятичной классификации (УДК);

– на русском и английском языках – заголовок статьи, имя, отчество и фамилия автора полностью, аннотация, ключевые слова, сведения о финансировании (при наличии).

На последней странице:

– **на русском и английском языках** – список литературы.

4. Для оформления рукописи используется текстовый редактор MS Office Word. Шрифт для набора текста – Times New Roman **без стилевого оформления**, размер шрифта – 12, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, заполнение – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

5. Формулы должны быть созданы в редакторе Math Type. **Использование встроенного конструктора формул не допускается!** При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		Написание обозначений
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

6. Иллюстрации включаются в текст статьи сразу после того абзаца, в котором они впервые упоминаются. Они должны сопровождаться подрисуночными подписями, содержащими номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название. Для подрисуночной подписи используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными, хорошо различимыми при черно-белой печати и иметь разрешение не ниже 150 точек на дюйм. Пояснения, в том числе к условным обозначениям, на рисунке не допускаются – их следует выносить в подрисуночную подпись, заменяя на рисунке цифрами или буквами. Если рисунок создан средствами MS Office Word или Visio, обозначения в нем должны быть набраны шрифтом Times New Roman, размер шрифта – 9.

7. Для таблиц используется шрифт Times New Roman, размер – 10. Таблицы должны быть пронумерованы (например, Таблица 1), иметь тематический заголовок и располагаться сразу после абзаца, в котором они впервые упоминаются.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в квадратных скобках. Затекстовые библиографические ссылки располагаются в порядке цитирования литературных источников и оформляются в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008. **Использование перекрестных ссылок не допускается.**

ДЛЯ ЗАМЕТОК