

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**СИСТЕМЫ синхронизации,
формирования и обработки
сигналов**

№1-2023 год

Главный редактор

Пестряков Александр Валентинович,

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиооборудование и Схемотехника,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Редколлегия:

Дмитриев Александр Сергеевич,

*д.ф.-м.н., профессор, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Москва, Россия*

Казakov Леонид Николаевич,

*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный
университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия*

Карякин Владимир Леонидович,

*д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций
и информатики, Самара, Россия*

Рыжков Анатолий Васильевич,

*д.т.н., главный научный сотрудник, профессор, Московский технический университет
связи и информатики, Москва, Россия*

Строганова Елена Петровна,

*д.т.н., профессор, Начальник Испытательной лаборатории средств связи и вещания,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Учредитель:

ООО «ИД Медиа Паблшер»

Номер подписан в печать 18.03.2023 г.

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|-----------|
| Аристархов Г.М., Аринин О.В., Кириллов И.Н., Марковский А.В., Доронина А.Д. МНОГОПОЛОСНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ДВУХ СОНАПРАВЛЕННЫХ ШПИЛЕЧНЫХ РЕЗОНАТОРАХ | 4 |
| Ашуров А.Я. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕПОЛНЕНИЯ СТЕКОВОГО БУФЕРА ПРОГРАММ И МЕТОДЫ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ УЯЗВИМОСТИ | 10 |
| Махнырь А.В., Коротченко Н.В., Варламов О.В. НЕКОТОРЫЕ АЛГОРИТМЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИЛОЖЕНИЯ МАЛОПИКСЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ DIVEЕМО В СТАНДАРТЕ DRM | 18 |
| Мелькова Е.К., Шведов А.В., Тремасова Л.А., Гадасин Д.В. ОРГАНИЗАЦИЯ КЛАСТЕРА ИСХОДЯ ИЗ ФУНКЦИИ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ | 30 |
| Нгуен Данг Кань МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ РАБОТЕ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА УЗКОПОЛОСНУЮ АНТЕННУ | 40 |
| Панкратов Д.Ю., Горовенко А.В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ | 49 |
| Старилова Е.В., Королев П.С. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ЭКОНОМИЧЕСКУЮ НАДЕЖНОСТЬ ОРГАНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ | 55 |
| Кузнецов В.С. АСИМПТОТИЧЕСКОЕ ДОСТИЖЕНИЕ ГРАНИЦЫ К.Э. ШЕННОНА С ПРИМЕНЕНИЕМ КОДОВ ПЛОТНЕЙШЕЙ ПОВЕРХНОСТНО-СФЕРИЧЕСКОЙ УКЛАДКИ | 62 |

МНОГОПОЛОСНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ДВУХ СОНАПРАВЛЕННЫХ ШПИЛЕЧНЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Аристархов Григорий Маркович,

МТУСИ, д.т.н., проф. кафедры «Электроника», Москва, Россия

Аринин Олег Вячеславович,

МТУСИ, ст. преп.. кафедры «Электроника», Москва, Россия

Кириллов Игорь Николаевич,

МТУСИ, аспирант кафедры «Электроника», Москва, Россия

Марковский Андрей Владимирович,

МТУСИ, аспирант кафедры «Электроника», Москва, Россия

Доронина Анжела Дмитриевна,

МТУСИ, бакалавр кафедры «Электроника», Москва, Россия

g.aristarkhov2010@yandex.ru

Аннотация

Исследованы частотные свойства структур на двух многоступенчатых сонаправленных шпилечных резонаторах, которые обеспечивают возможность реализации при определенных условиях одно-, двух-, трех- и четырехполосных фильтров. Показано что эти двухрезонаторные фильтры обладают повышенной частотной избирательностью за счет формирования в них значительного числа полюсов рабочего затухания, которых в четыре раза больше количества резонаторов в фильтре. Определены топологические различия этих структур и исследованы механизмы формирования их частотных характеристик. Показано, что рассмотренные двухрезонаторные структуры сочетают компактность, повышенную частотную избирательность и пониженный уровень потерь.

Ключевые слова: *многopolосные фильтры, микрополосковые шпилечные резонаторы, полюсы и нули рабочего затухания, топология*

Введение

Многополосные полосно-пропускающие фильтры находят широкое применение в многодиапазонных системах передачи информации, обеспечивая подавление сигналов радиоэлектронных средств, работающих в смежных частотных каналах. Известны различные принципы построения таких фильтров на основе многорезонаторных микрополосковых структур [1–3], для которых характерны повышенный уровень потерь в полосах пропускания и значительные габариты. Поэтому практический интерес представляет разработка структур фильтров с существенно ограниченным числом резонаторов, как потенциально обеспечивающих возможность улучшения этих характеристик. В работах [2,4,5] исследовались различные конфигурации топологий двухрезонаторных как двух-, так и трехполосных фильтров, в которых повышенный уровень подавления внеполосных сигналов может быть достигнут только при узких полосах пропускания. Это объясняется тем, что в рассматриваемых двухрезонаторных структурах формируется недостаточное число полюсов рабочего затухания в полосах заграждения. Вместе с тем известны структуры однополосных полосно-пропускающих фильтров [6-8], в которых формируется значительно большее число полюсов рабочего затухания, в несколько раз превышающее количество резонаторов в фильтре. Схемотехническую основу таких фильтров составляют компактные структуры на двух полуволновых сонаправленных шпилечных резонаторах.

В данной работе исследуются особенности построения двух-, трех- и четырехполосных фильтров на основе двухрезонаторных шпилечных структур с повышенной частотной избирательностью и с расширенными полосами пропускания.

I. Однополосный МПФ

Определим условия трансформации однополосной двухрезонаторной структуры в многополосную с множеством полюсов рабочего затухания. Рассмотрим механизмы формирования полюсов рабочего затухания в этих структурах. Обобщенная симметричная структура микрополоскового фильтра (МПФ) на двух полуволновых сонаправленных шпилечных резонаторах представлена на рисунке 1, б. В ее состав входят центральная четвертьволновая решетчатая секция и два согласующих Т-соединения, электромагнитно взаимодействующих с решетчатой секцией [7]. В работе [8] показано, что в двухпроводной трехступенчатой четверть—волновой решетчатой секции (рис.1, в, г) возможно формирование трех полюсов рабочего затухания (основного и двух дополнительных), что обеспечивает повышенную частотную избирательность в области верхних частот. Шлейфы согласующих Т-соединений формируют согласно [7] полюсы рабочего затухания в области нижних частот. При этом расщепление этих полюсов достигается преобладающим магнитным взаимодействием между плечами в каждом из резонаторов. Заметим, что в однополосной структуре усиление электрической связи между шлейфами и решетчатой секцией приводит к вырождению этих полюсов рабочего затухания.

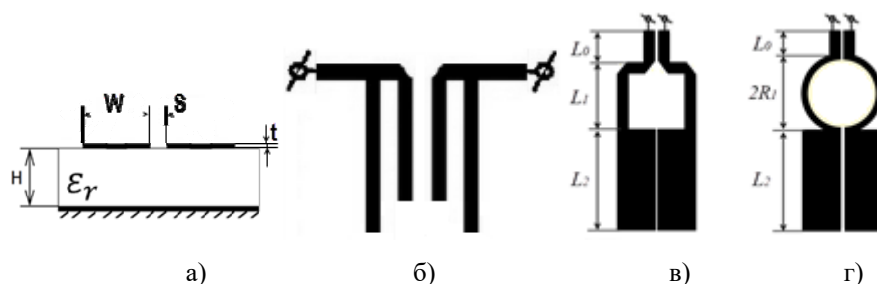


Рис. 1. Структура на сонаправленных шпилечных резонаторах (б) и варианты исполнения решетчатых секций (в-г)

На рисунке 2, б представлены частотные зависимости рабочего затухания и возвратных потерь однополосного фильтра, выполненного на подложке толщиной $H=1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=9.8$. Расщепленные полюсы рабочего затухания под номерами 1, 2, 4 и 6 формируются шлейфами Т-соединений, а полюсы затухания 3, 5 и 7 – решетчатой секцией с преобладающей электрической связью между ее микрополосковыми линиями (МПЛ). Полюс затухания под номером 8 является продуктом общего электромагнитного взаимодействия в этой многомодовой структуре. Минимальная и максимальная ширины МПЛ равны соответственно $W_{\min}=0.5$ мм, $W_{\max}=6$ мм, минимальное расстояние между МПЛ составляет $S_{\min}=0.1$ мм. Относительная ширина полосы пропускания МПФ, определяемая по уровню возвратных потерь минус 23 дБ, равна 6%.

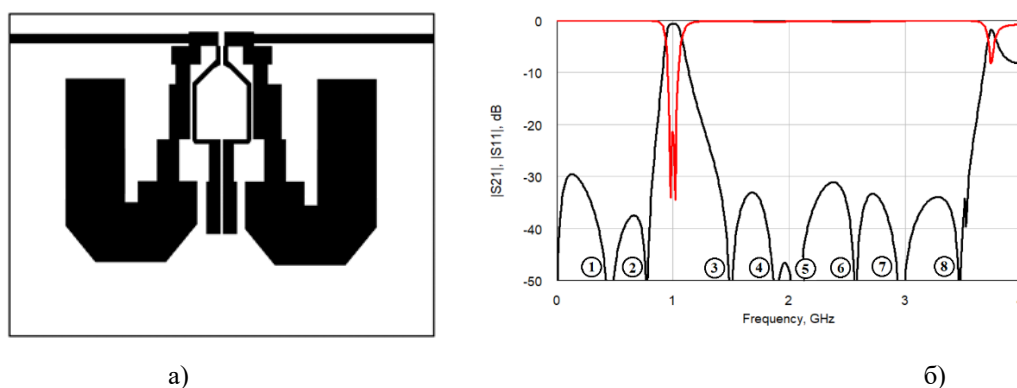


Рис. 2. Топология двухрезонаторного однополосного МПФ и ее частотные зависимости

Таким образом, в двухрезонаторной структуре формируется восемь полюсов рабочего затухания, что обеспечивает повышенную частотную избирательность и разрядку спектра паразитных полюсов пропускания.

II. Двухполосный МПФ

Определим условия формирования двухполосной амплитудно-частотной характеристики в двухрезонаторной структуре. Для этого основной полюс затухания решетчатой секции сформируем в полосе пропускания и расщепим ее на две полосы. Это достигается за счет применения следующих приемов:

- усилением магнитной связи в решетчатой секции за счет увеличения длины отрезков МПЛ на первой её ступени;
- ослаблением электромагнитного взаимо—действия между шлейфами и решетчатой секцией на среднем ее участке, что достигается выполнением связанных МПЛ решетчатой секции на второй ступени в виде полуколец (рис. 1, г);
- усилением электромагнитного взаимодействия между шлейфами и решетчатой секции на ее участке с преобладающей электрической связью (третья ступень);
- усилением электромагнитного взаимодействия между шлейфами.

Таким образом задается в двухрезонаторной трехступенчатой структуре необходимый баланс электромагнитного взаимодействия в четырехпроводной системе связанных линий на разных участках ее длины. Это, естественно, обуславливает существенное изменение топологии двухполосной структуры относительно однополосной.

На рисунке 3, а приведена топология двухрезонаторной двухполосной структуры МПФ, выполненной на подложке толщиной $H=1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 20$. Максимальная ширина отрезков шлейфов $W_{max}=5.7$ мм, а минимальная ширина отрезков решетчатой секции $W_{min}=0.4$ мм. Минимальное расстояние между МПЛ составляет $S_{min}=0.15$ мм. В этой двухрезонаторной структуре также формируется восемь полюсов рабочего затухания.

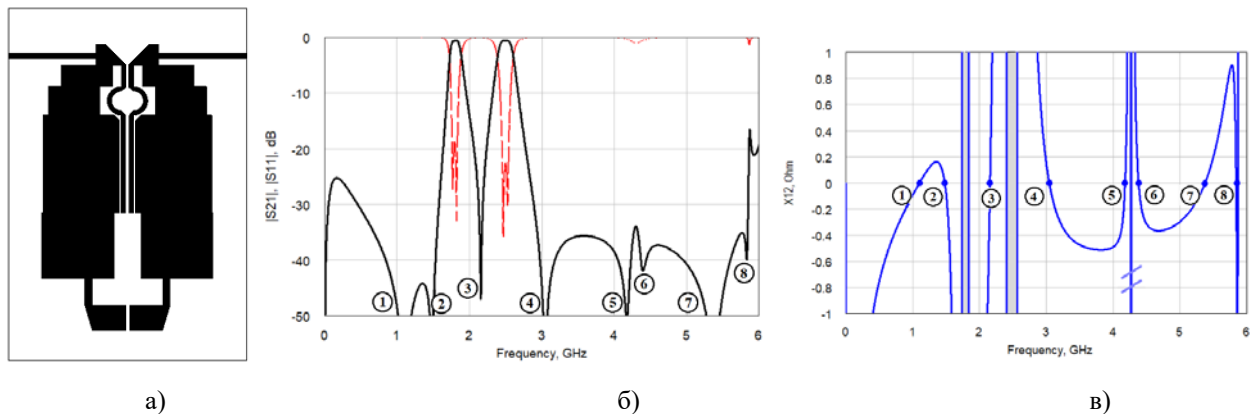


Рис. 3. Двухполосный МПФ на сонаправленных шпилечных резонаторах

При этом полюсы затухания распределены на частотной оси следующим образом: полюсы затухания под номерами 3, 6 и 7 формируются решетчатой секцией, а полюсы затухания 1, 2 и 4, 5 – шлейфами согласующих Т-сочленений. Полюс затухания под номером 8 является продуктом общего электромагнитного взаимодействия связанных МПЛ структуры. Наиболее наглядно механизмы формирования полюсов рабочего затухания и полос пропускания можно исследовать на основе анализа сопротивления связи эквивалентного четырехполюсника $Z_{12}(f)=jX_{12}(f)$. На частотах f_{oi} , на которых $X_{12}(f_{oi})$ приобретает значение ноль, связь между портами четырехполюсника отсутствует, то есть формируются на этих частотах полюсы рабочего затухания.

На рисунке 3, в в области вещественных значений характеристического сопротивления эквивалентного четырехполюсника закрашены. При выполнении условия согласования четырехполюсника с нагрузкой в этих областях возможно формирование полос пропускания. Для двухполосной реализации фильтра паразитная полоса пропускания на второй гармонике вырождена, что отмечено на рисунке 3, в двумя косыми чертами. Этот эффект достигается за счет уравнивания электромагнитных связей в структуре в этой области частот. Ширина обеих полос пропускания, определяемых по уровню возвратных потерь минус 18 дБ, составила не менее 70 МГц. Для сравнения на рисунке 4 представлены результаты моделирования двухрезонаторного двухполосного МПФ при тех же полосах пропускания, который выполнен по схеме, предложенной в [4], на подложке $H = 1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9.8$. При этом минимальная ширина отрезков связанных МПЛ составила $W_{\min}=0.15$ мм. Как видим, этот фильтр существенно уступает фильтру на сонаправленных шпилечных резонаторах по уровням затухания в полосах заграждения.

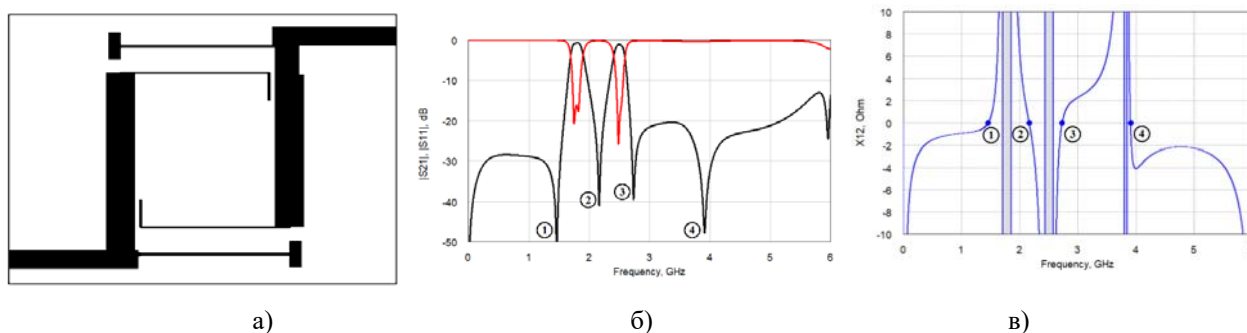


Рис. 4. Двухрезонаторный МПФ по схеме [4]

III. Многополосные фильтры

Наличие в двухполосной структуре вырожденной паразитной полосы пропускания (рис. 3, в) свидетельствует о возможности формирования еще одной дополнительной рабочей полосы пропускания. Выявим условие для образования этой дополнительной рабочей полосы пропускания и определим особенности изменения топологии структуры. Во-первых, третья полоса пропускания может быть сформирована в области частот, в которой в двухполосной структуре формируются полюсы затухания 5, 6 и 7 (рис. 3). Таким образом, эти полюсы затухания должны быть или смещены с этой области частот, или вырождены. Заметим, что полюсы затухания под номерами 6 и 7 в двухполосном фильтре формируются трёхступенчатой решетчатой секцией с ослабленной связью на ее центральной ступени (рис. 1, г). Следовательно, необходимо применить вместо трёхступенчатой решетчатой секции двухступенчатую, в которой формируется только один основной полюс затухания. Во-вторых, как показывают результаты моделирования, необходимое распределение полюсов рабочего затухания на частотной оси достигаются в трехполосной структуре при электромагнитном воздействии между шлейфами, которые должны быть выполнены в виде четырехпроводной секции (нижний участок топологии).

Топология синтезированной структуры трехполосного фильтра представлена на рисунке 5. МПФ выполнен на подложке толщиной $H = 1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 20$. Максимальная ширина отрезков $W_{\max}=6.5$ мм, а минимальная ширина решетчатой секции составляет $W_{\min}=0.4$ мм.

Минимальное расстояние между МПЛ $S_{\min}=0,1$ мм. В трехполосном МПФ формируется пять полюсов рабочего затухания, третий из которых – решетчатой секцией, а остальные шлейфами. При этом ширина полосы пропускания в каждом из каналов составляет не менее 60 МГц.

Четырехполосный двухрезонаторный МПФ сочетает отличительные особенности двух- и трехполосных структур, в том числе:

- центральная решетчатая секция выполнена подобно двухполосному МПФ в виде трехступенчатой структуры с ослабленной связью между МПЛ на средней ступени;
- магнитная связь решетчатой секции со шлейфами ослаблена как в трехполосном МПФ;
- усиленная электромагнитная связь между шлейфами выполнена подобно трехполосному МПФ.

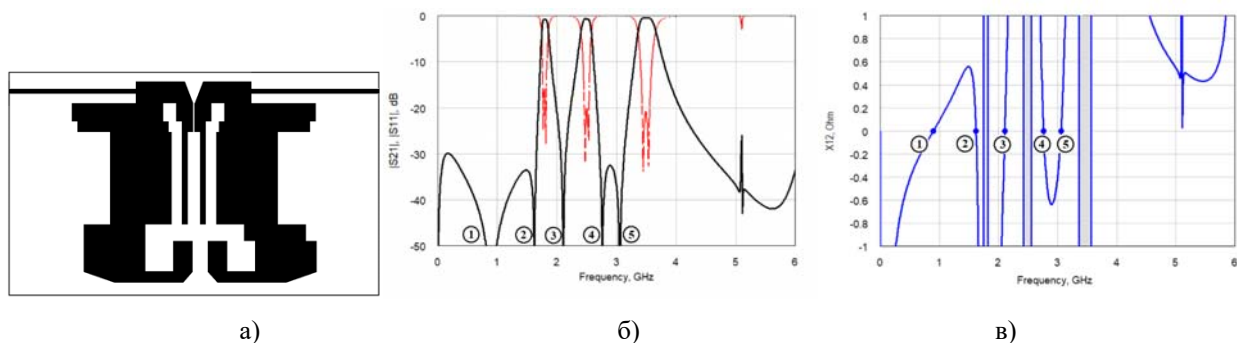


Рис. 5. Двухрезонаторный трехполосный МПФ

На рисунке 6 представлена топология четырехполосного МПФ, выполненного на подложке толщиной $H = 1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 20$. Полюсы рабочего затухания под номерами 1, 2 и 4, 5 формируются согласующими шлейфами, а полюсы под номерами 3, 6 и 7 – решетчатой секцией. Полюс затухания под номером 8 также является продуктом электромагнитного взаимодействия между всеми МПЛ двухрезонаторной структуры. Важно отметить, что неправильное распределение полюсов рабочего затухания на частотной оси за счет их совмещения или перемежения обуславливает их вырождение.

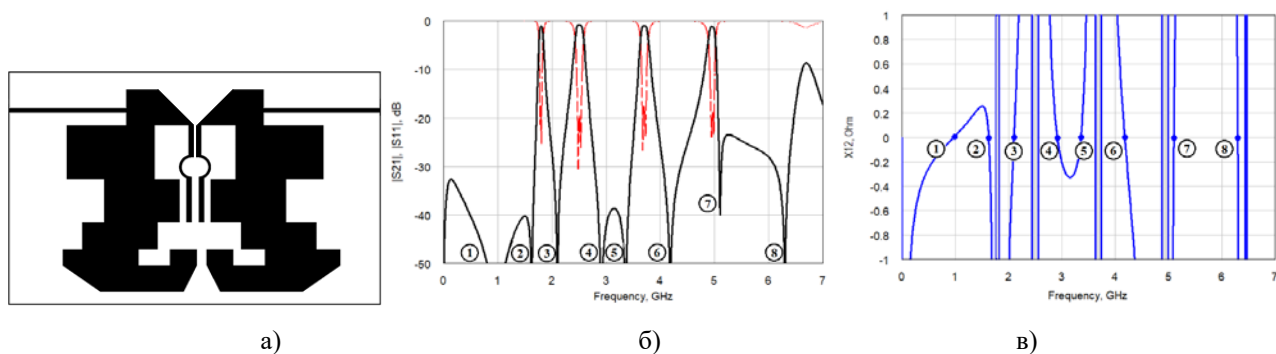


Рис. 6. Двухрезонаторный четырехполосный МПФ

Заключение

Показано, что многоступенчатые структуры на двух сонаправленных шпилечных резонаторах обладают достаточным числом степеней свободы для формирования в них до восьми полюсов рабочего затухания и четырех частотных областей вещественных значений характеристического сопротивления. Взаимное распределение на частотной оси этих полюсов затухания и указанных выше частотных областей, а также их вырождение, позволяют создавать многополосные фильтры на основе двухрезонаторных структур. Исследованы компактные двухрезонаторные двух-, трех- и четырехполосные фильтры и определены механизмы и условия формирования их частотных характеристик. Обсуждены отличительные особенности топологий каждого из фильтров, которые удовлетворяют условиям физической реализуемости в рамках планарных технологий. Показано, что рассмотренные двухрезонаторные структуры сочетают компактность, повышенную частотную избирательность и пониженный уровень потерь.

Литература

1. *Hong J.G., Lancaster M.J.* Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: Wiley, 2001. 476 p.
2. *Vesna Crnojević-Bengin.* Advances in Multi-Band Microstrip Filters, Cambridge University Press, 2015. 317 p.
3. *Ходенков С.А., Беляев Б.А.* Исследование микрополосковых двухполосных полосно-пропускающих фильтров на основе двухмерного фотонного кристалла // Известия ВУЗов. Физика. 2015. Т. 58. №8-3. С. 124-127.
4. *Tang C., Wu P.* Design of a planar dual-band bandpass filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21, no. 7, pp. 362-364, July 2011.
5. *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В.* Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ, 2012. Т. 38, вып. 18. С. 31-40.
6. *Аристархов Г.М., Гуляев Ю.В., Дмитриев И.Н., Зайченко К.В.* и др., Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства // Под ред. акад. Ю.В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.
7. *Aristarkhov G.M., Grebennikoy A., Zvezdinov N.V.* High-Selectivity Microstrip Filters Based on Structures With a Limited Number of Hairpin Resonators [Application Notes] // IEEE Microwave Magazine, vol. 20, no.11, pp. 22-31, Nov. 2019. doi: 10/1109/MMM.2019.2935362
8. *Aristarkhov G.M., Arinin O.V., Karavashkina V.N., Markovskiy A.V., Kirillov I.N.* Two-Resonator Microstrip Filters with Increased Single-Sided Frequency Selectivity // 2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH55220.2022.9934042.

РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕПОЛНЕНИЯ СТЕКОВОГО БУФЕРА ПРОГРАММ И МЕТОДЫ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ УЯЗВИМОСТИ

Ашуров Артём Янкилович,

Московский Технический Университет Связи и Информатики, студент, Москва, Россия

Ashurov315@yandex.ru

Аннотация

Темой данной статьи является реализация уязвимости переполнения стекового буфера программ, а также методы противодействия подобным угрозам. Цель данной статьи – демонстрация механизма переполнения стекового буфера, реализация уязвимости, составление списка рекомендаций по предупреждению возникновения данной уязвимости в прикладных программах. С практической точки зрения данная работа может быть полезна любому разработчику программного обеспечения, ведущим разработку с использованием тегов-unsafe языков программирования. Также данная работа может быть полезна специалистам по тестированию на проникновение в качестве вводного материала по теме эксплуатации уязвимости переполнения буфера.

Ключевые слова: Переполнение буфера, `stack value`, `C`, переполнение стекового буфера, уязвимость буфера.

Введение

Современные техники эксплуатации день изо дня развиваются. Неустанно открываются новые уязвимости и способы проникновения в, казалось бы, неуязвимые системы. И даже постоянное проведение тестирования программного обеспечения не позволяет полностью покрыть все возможные ситуации использования программы. Даже в случае полного покрытия кода unit-тестами, всё равно могут иметься места, недоступные для автоматических тестов, но которые могут вызвать переполнение. Невозможно предусмотреть всё, и поэтому любая, даже незначительная, программистская ошибка может быть использована подкованным хакером как средство для эксплуатации произвольного кода, и, как следствие, может приводить к компрометации пользователей или всей системы. Одной из таких легко допустимых ошибок как раз и является переполнение стекового буфера [5].

Актуально ли переполнение стекового буфера сегодня?

Казалось бы, а что такого в том, чтобы записать в буфер данных больше, чем он может вместить? А даже если и запишется, разве программа не упадёт, ведь это, по сути, выход за пределы массива – тоже одна из наиболее частых ошибок программистов? Действительно, огромная часть прикладного ПО на сегодняшний день имеет встроенную защиту от переполнения стекового буфера, которая не позволяет стороннему коду даже выполняться. Однако, самое страшное происходит тогда, когда этой защиты нет, ведь так легко в погоне за уменьшением размера скомпилированного кода и увеличения скорости работы бездумно отключить все эти тяжеловесные защиты программного уровня, интегрированные компилятором... Дело в том, что цель переполнения стекового буфера не в том, чтобы «уронить» уязвимую программу – это способ «доставки» вредоносного кода для исполнения программой. И если поддаться искушению запретить компилятору защищать программу от переполнения ценой увеличения производительности, то это программа автоматически станет уязвимой для большого количества атак, основанных как раз-таки на переполнении стекового буфера. И грош цена программе, которая, в угоду скорости, может «упасть» или даже навредить, если случайно задеть клавишу и ввести на один символ больше.

Суть переполнения буфера

Формальное определение

Суть атаки состоит в том, чтобы записать в программный стековый буфер, размером N , данные размером $N + M$. При этом дополнительные данные перезаписывают байты памяти за ним, модифицируя тем самым обычный ход работы программы посредством изменения локальных переменных. Также в этих данных может присутствовать код, который программа будет выполнять, тем самым совершая действия, изначально не предусмотренные разработчиками.

Данная модификация может происходить из-за небезопасно реализованных базовых функций языка программирования. За примером далеко ходить не надо – язык программирования C, который считается самым простым для «выстрела себе в ногу» [4]. Простота его синтаксиса и функций стандартной библиотеки зачастую играет злую шутку с программистом, который недостаточно осведомлён обо всех подводных камнях. Так, например, функция копирования строк не следит за размером буфера, в который копирует (речь про функцию *strcpy*). Функция просто копирует байты пока не встретит '\0' в исходной строке (нулевой символ). И именно такой функционал позволяет записывать данные в массив, размер которого меньше длины этих самых данных [6].

Как переполнение влияет на данные на примере простой программы

Продemonстрируем это на примере. Пусть дан код из листинга 1. Блок-схема алгоритма работы программы представлена на рисунке 1. Для конкретной демонстрации, в блок-схеме представлен также примерный алгоритм работы функции *strcpy* [1].

Примечание: в копировании используется арифметика указателей.
Это, на самом деле, число, которое содержит адрес.
По этому адресу можно получить значение ячейки памяти путём разыменовывания (оператор *) этого указателя.
Также, указатель можно увеличивать и уменьшать, от этого он станет указывать на следующую, или на предыдущую ячейку памяти соответственно.

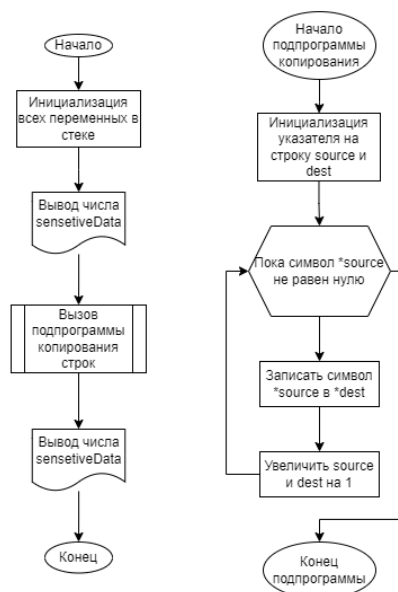


Рис. 1. Блок-схема работы тестовой программы.

Листинг 1. Исходный код тестовой программы для демонстрации последствий копирования функцией *strcpy*.

```

1  #include <string.h>
2  #include <stdio.h>
3
4  #define OVERFLOW_STR "1234\x1\x1"
5
6  int main() {
7      int sensitiveData = 10;
8      char buffer[4] = {0};
9
10     printf("Before strcpy: %d\n", sensitiveData);
11
12     strcpy(buffer, OVERFLOW_STR);
13     printf("After strcpy: %d\n", sensitiveData);
14     printf("%s\n", buffer);
15
16     return 0;
17 }

```

Скомпилируем программу следующей командой
`gcc -g -fno-stack-protector example1.c -o example1`
и запустим её, чтобы посмотреть, что же программа выдаст. На рисунке 2 представлен вывод компилятора и результат работы программы.

```

/Переполнение буфера$ make
gcc -I"/Исходный код примеров/примеры/example1.c -o ./Программы примеров/example1 -g -fno-stack-protector -no-pie
./Исходный код примеров/example1.c: In function 'main':
./Исходный код примеров/example1.c:12:5: warning: 'builtin_memcpy' writing 7 bytes into a region of size 4 overflows the destination [-Wstringop-overflow=]
12 |     strcpy(buffer, OVERFLOW_STR);
    |     ~~~~~^~~~~
/Переполнение буфера$ ./Программы\ примеров/example1
Before strcpy: 10
After strcpy: 257
1234
    
```

Рис. 2. Вывод компилятора и результат работы программы пример 1.

Проанализировав рисунок выше, можно заметить, что компилятор уже на этапе сборки программы заметил неладное. В данном случае, он увидел, что копирование константной строки размером 7 байт в стековый буфер размером 4 байта однозначно вызовет переполнение. Однако, это всего лишь предупреждение и программа всё равно будет собрана.

Анализируя вывод программы, можно заключить, что она, совершив валидное копирование данных (это видно по последней строчке, где на экран было выведено «1234», как и должно), не останавливается на заполнении только лишь буфера. Функция копирования идёт дальше, записывая данные уже в переменную *sensitiveData*, тем самым изменяя её значение. И если сначала оно равнялось 10_{10} ($0x00\ 0x00\ 0x00\ 0x04_{16}$), то затем в неё было записано два единичных байта ($0x01_{16}$), а значит она стала равна 257_{10} ($0x00\ 0x00\ 0x01\ 0x01_{16}$).

На основе факта перезаписи, можно предположить, как именно в стеке размещены переменные. Если номера адресов идут от меньшего к большому, то сначала идёт память, выделенная под массив символов (буфер в стеке), размером 4 байта, а затем идёт целочисленная переменная, тоже размером 4 байта. При этом, начиная записывать с первой ячейки буфера, адрес записи растёт, а значит, стремится к началу данных целочисленной переменной. Это наглядно показано на рисунке 3. Красная стрелочка показывает направление роста адресов памяти. То есть при увеличении адреса, указатель идёт всё выше и выше, а значит, рано или поздно, он может дойти до области данных переменной *sensitiveData* из области данных *buffer*. Важно уточнить, что при копировании, указатель не может идти вниз, так как постоянно увеличивается адрес, куда копируется символ. Поэтому если разместить *buffer* выше *sensitiveData* (поменяв местами объявления этих переменных), то переполнение стекового буфера не будет вызывать перезаписи данных другой локальной переменной (но в стеке хранятся не только локальные переменные) [4].

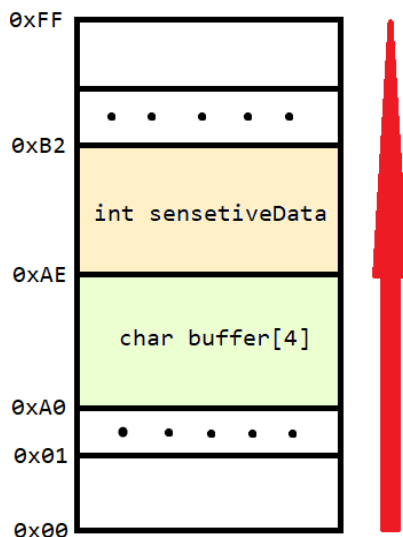


Рис. 3. Схематичная визуализация стека тестовой программы.

Продемонстрируем, что происходит в стеке при выполнении переполнения при небезопасном копировании. На рисунке 4 изображены байты памяти до выполнения копирования, включающие переменные *buffer* и *sensitiveData*, они выделены красным и жёлтым соответственно. На рисунке 5 изображены байты тех же переменных, выделенных также, но уже после того, как копирование было вызвано.

```
gdb-peda$ x/8bx &buffer
0x7fffffffdb98: 0x00 0x00 0x00 0x00 0x0a 0x00 0x00 0x00
```

Рис. 4. Память локальных переменных до копирования.

```
gdb-peda$ x/8bx &buffer
0x7fffffffdb98: 0x31 0x32 0x33 0x34 0x01 0x01 0x00 0x00
      1' 2' 3' 4'
```

Рис. 5. Память локальных переменных после копирования.

Как видно на последнем рисунке, байты *sensitiveData* были изменены: байт 1 стал равен *0x01*, хотя был до этого *0x0a*, байт 2 также стал равен *0x01*, хотя до копирования был *0x00*. Это произошло потому, что первые 4 байта *OVERFLOW_STR* заняли законное место в памяти буфера, однако функция копирования не дошла до конца строки, поэтому записывала дальше, в байты памяти уже после стекового буфера, которые относятся к памяти для *sensitiveData*.

Более «боевой» пример переполнения

Узнав механизм выполнения переполнения стекового буфера и поняв, как его вызывать и использовать, перейдём к более интересному примеру, когда переполнение может изменить естественный ход работы программы.

Предположим, что у программиста стояла задача реализовать защиту от входа в некоторую систему при помощи пароля. Поэтому программа при запуске должна считать пароль из консоли, проверить его и, на основе результата проверки, дать доступ пользователю к учётной записи администратора или же отказать в доступе. В результате выполнения данного технического задания, программист составил алгоритм, блок-схема которого представлена на рисунке 6, а исходный код данной программы – в листинге 2 [2].

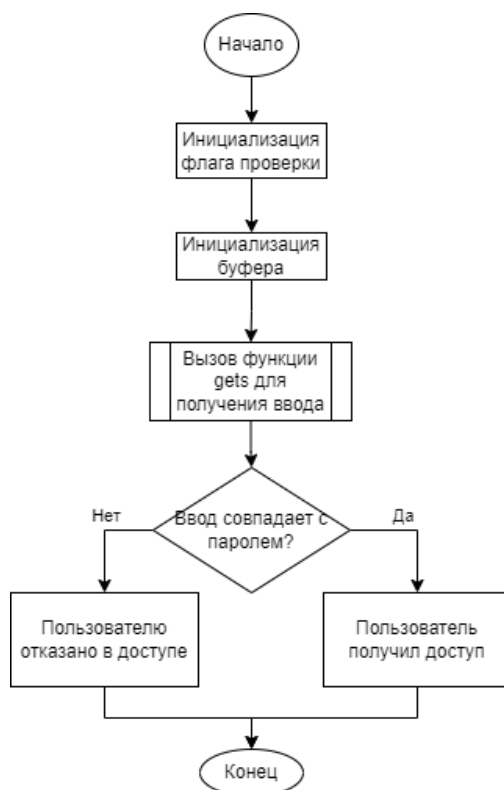


Рис. 6. Блок-схема алгоритма работы уязвимой программы.

Листинг 2. Исходный код уязвимой к переполнению буфера программы.

```

1 #include <stdio.h>
2 #include <string.h>
3
4 #define PASSWORD "1234"
5
6 int main() {
7     int isLogin = 0;
8     char buffer[8] = {0};
9
10    printf("Welcome, User!\nPlease, enter your password: ");
11    gets(buffer);
12
13    if(strcmp(buffer, PASSWORD) == 0) {
14        isLogin = 1;
15    }
16
17    if(isLogin) {
18        printf("\tWelcome, Admin!\t\nDo anything you want!\n");
19    }
20    else {
21        printf("\tSorry, you not Admin (\n");
22    }
23
24    return 0;
25 }
    
```

Скомпилируем программу при помощи следующей команды:

```
gcc -g -fno-stack-protector -no-pie example2.c -o example2
```

Запустим выполнение программы. Вывод компилятора и результат запуска показан на рисунке 7.

```

./Исходный код примеров/example2.c: In function 'main':
./Исходный код примеров/example2.c:11:5: warning: implicit declaration of function 'gets'; did you mean 'fgets'? [-Wimplicit-function-declaration]
11 |     gets(buffer);
    |     ^~~~~
    |     fgets
/usr/bin/ld: /tmp/ccT2JfFa.o: in function `main':
/mnt/d/Programming/Projects/Переполнение буфера/./Исходный код примеров/example2.c:11: warning: the `gets' function is dangerous and should not be used.
./Исходный код примеров/example2.c:11: warning: the `gets' function is dangerous and should not be used.
Welcome, User!
Please, enter your password:
    
```

Рис. 7. Вывод компилятора и программы из листинга 2.

Как вы уже могли заметить, компилятор опять на что-то ругается. Так как гипотетический программист у нас старой закалки, то он не преминул воспользоваться очень удобной функцией получения строки из буфера – функцией `gets`. Однако, он даже не догадывался, что данная функция небезопасна для использования, так как также бездумно копирует данные из консоли в буфер, почти также, как это делает функция `strcpy`. Функция `gets` остановит копирование, только если встретит следующие символы: символ конца файла (EOF), символ перевода строки (`'\n'`, вводится клавишей Enter). Также, стоит обратить внимание на то, куда производится считывание из консоли. В нашем случае, программист создал массив на 8 байт чтобы считать туда пароль и уже затем произвести аутентификацию (проверку совпадения введённого пароля с паролем администратора).

Попробуем ввести какой-нибудь пароль, к примеру, `“pass”`. Результат этого эксперимента показан на рисунке 8. Программа вежливо сообщает, что пароль неверный, а потому мы не администратор, следовательно, доступ в систему нам запрещён. С одной стороны, программист выполнил техническое задание, потому что если ввести правильный пароль (рис. 9), то мы получаем доступ к системе.

```

Welcome, User!
Please, enter your password: pass
Sorry, you not Admin (
    
```

Рис. 8. Пример ввода неверного пароля.

```

Welcome, User!
Please, enter your password: 1234
Welcome, Admin!
Do anything you want!
    
```

Рис. 9. Пример ввода правильного пароля.

Однако, проанализировав программу, было обнаружено, что получение ввода из консоли осуществляется небезопасной функцией в массив, размер которого равен 8 байтам. Этот факт даёт основание попробовать ввести случайный набор символов, длиной не менее 9 символов (в данном контексте, количество символов эквивалентно количеству байт), чтобы переполнить буфер и зайти в область данных переменной `isLogin`. Проверим это предположение на практике. Мы знаем, что правильный пароль `«1234»`, поэтому введём первые 9 букв английского алфавита: `«abcdefghi»`.

Значения байтов стека до получения ввода пароля показаны на рисунке 10. Красным выделен буфер, хранящий пароль, жёлтым – переменная-флаг правильности пароля. Результат работы программы с паролем длиной 9 символов показан на рисунке 11. На рисунке 12 показана память программы после ввода пароля. Память локальных переменных выделена аналогично рисунку 10.

```
gdb-peda$ x/16bx &buffer
0x7fffffffdb84: 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00
0x7fffffffdb8c: 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00
```

Рис. 10. Память до считывания пароля функцией `gets`.

```
Welcome, User!
Please, enter your password: abcdefghi
Welcome, Admin!
Do anything you want!
```

Рис. 11. Пример ввода «слишком» длинного пароля.

```
gdb-peda$ x/16bx &buffer
0x7fffffffdb84: 0x61 0x62 0x63 0x64 0x65 0x66 0x67 0x68
0x7fffffffdb8c: 0x69 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00 0x00
```

Рис. 12. Память после считывания слишком длинного пароля.

Как и ожидалось, функция `gets` переполняет буфер для пароля, меняет данные переменной `isLogin`, которая является ложью только если равна нулю, а значит, каков бы ни был результат проверки пароля, `isLogin` всегда будет равна истине, следовательно, пользователь получит доступ к возможностям админа.

Словом, производя ввод пароля слишком большой длины, гипотетическому хакеру при помощи переполнения буфера удалось повысить свои привилегии при выполнении программы.

Способы защиты программы от переполнения

Посмотрев на первый базовый пример выполнения переполнения буфера, а также увидев, какие последствия может оказать подобная практика, необходимо ознакомиться с методами защиты программы от подобных техник.

Самым первым способом является правильно писать программу – то есть не использовать небезопасные функции, следить за тем, сколько, куда и что записывается в подготовленную для записи память. Этот способ, хоть и самый очевидный, для программистов без специального ПО – самый сложный. Ведь существует столько способов ошибиться и написать не то и не так, столько функций уже считаются небезопасными и нужно помнить обо всех более безопасных аналогах. В общем, не имея статического анализатора писать программу, избегая проблемы переполнения буфера – достаточно сложное и трудозатратное дело. Поэтому, как первый способ защиты программы от переполнения – писать её правильно, используя при написании статический анализатор, он подскажет, где программу можно переполнить и что с этим сделать.

Вторым способом защиты программы можно при помощи «чувствительных» данных. Если создать переменную после буфера, но перед важными данными, то после выполнения «опасных» операция с буфером – копирования, получения из консоли, считывания из файла и так далее – проверить значение этих «чувствительных» данных. Так как переполнение буфера должно, по идее атакующего, перезаписать некие данные в памяти, то, чтобы добраться до «важных» данных, нужно сначала пройти через «чувствительные» данные, значение которых злоумышленник не должен знать. Таким образом, выполнив «опасную» операцию, а затем проверив значение «чувствительных» данных, можно установить факт переполнения буфера и, если таковое имело место, то есть «чувствительные» данные изменились – останавливать работу программы. Такие данные получили название канареек, или *canary values* (в компиляторах встречается название *secret cookie*). Вставлять вручную генерацию и проверки значений канареек достаточно странное занятие, ведь подобную работу умеет осуществлять компилятор с включенной защитой от переполнения буфера. Для отключения этой защиты, чтобы примеры выше работали, была использована опция `-fno-stack-protector` при компиляции исходного кода [3].

Данные способы защиты направлены на предупреждение переполнения буфера и связанного с ним доставки вредоносного кода для его исполнения на процессоре. Другие же способы связаны с ограничением на исполнение доставленного кода.

Примеры безопасных программ.

Модифицируем программу, применив первый способ защиты от переполнения буфера. Для этого надо воспользоваться альтернативой функции `gets` – функцию `fgets`, которая принимает в себя макси-

мальную длину считываемых данных. Для того, чтобы обезопасить программу, достаточно воспользоваться ей, передав при этом размер буфера, в который будет осуществляться считывание. Исходный код безопасной программы представлен в листинге 3.

Листинг 3. Исходный код программы, неуязвимой к переполнению буфера.

```
1 #include <stdio.h>
2 #include <string.h>
3
4 #define PASSWORD "1234"
5
6 int main() {
7     int isLogin = 0;
8     char buffer[8] = {0};
9
10    printf("Welcome, User!\nPlease, enter your password: ");
11    fgets(buffer, 8, stdin);
12
13    if(strcmp(buffer, PASSWORD) == 0) {
14        isLogin = 1;
15    }
16
17    if(isLogin) {
18        printf("\tWelcome, Admin!\t\nDo anything you want!\n");
19    }
20    else {
21        printf("\tSorry, you not Admin (\n");
22    }
23
24    return 0;
25 }
```

Скомпилируем её при помощи следующей команды

```
gcc example2_code_safe.c -o example2_code_safe -g -fno-stack-protector
```

и запустим, попытавшись ввести неправильный пароль большой длины. Результат работы представлен на рисунке 13.

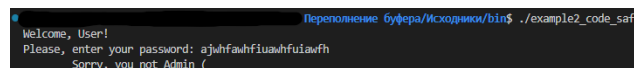


Рис. 13. Результат работы безопасно написанной программы.

Для проверки второго способа, когда компилятор сам встраивает проверки канареек в исходный код, возьмём уязвимый исходный код из листинга 2 и скомпилируем его с включенной опцией *-fstack-protector-all*, то есть следующей командой:

```
gcc example2_compiler_safe.c -o example2_compiler_safe -g -fstack-protector-all
```

Результат работы программы, скомпилированной с опцией защиты стека, показан на рисунке 14. Как видно, при вводе слишком длинного пароля, такого, что происходит переполнение, программа прерывает своё выполнение, сообщая о попытке переполнения буфера.

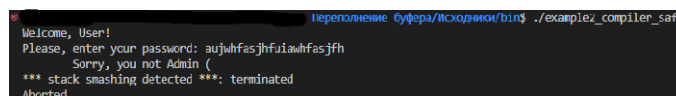


Рис. 14. Результат работы безопасно скомпилированной программы.

Заключение

Анализируя рассмотренные выше подходы к обеспечению безопасности программы от угроз переполнения буфера, можно сказать, что по количеству сил, затрачиваемых для создания безопасной программы, второй способ, предполагающий использование встроенной защиты компилятора, является предпочтительным, чем использование безопасных функций. Ведь несмотря на использование этих функций, встроенная защита нивелирует их опасность. Однако, производительность такого способа, особенно с обилием операций чтения-записи-копирования, оставляет желать лучшего. С другой стороны, комбинация обоих способов позволяет достичь меньшего числа ошибок при программировании и функционировании ПО. Однако, стоит обратить внимание, что первый способ приводит к корректному завершению программы, так как отбрасывает лишние символы, не уместившиеся в буфер, тогда как второй способ приводит к аварийному завершению программы. Именно поэтому разработчики зачастую отключают защиту компилятора, в угоду меньшей подверженности программы к «падениям» и большему контролю над работой программы. Как было показано, это может приводить к серьёзным ошибкам и критическим уязвимостям.

Литература

1. Касперски К., Язев Ю. Фундаментальные основы хакерства. М.: СОЛОН-Пресс, 2023. 632 с.
2. Эрикссон Д. Хакинг: искусство эксплойта. 2-е изд. СПб.: Питер, 2018. 496 с.
3. Переполнение буфера – активные средства защиты // URL: https://evilfingers.com/publications/research_RU/stack-guards_1.pdf (дата обращения: 22.01.2023).
4. How security flaws work: The buffer overflow // URL: <https://arstechnica.com/information-technology/2015/08/how-security-flaws-work-the-buffer-overflow/> (дата обращения: 20.01.2023).
5. Хогланд Г., Мак-Гроу Г. Взлом программного обеспечения: анализ и использование кода. 2005. 704 с.
6. Сергеев Р.А. Анализ уязвимости переполнения буфера // Молодой ученый. 2017. № 4 (138). С. 181-185. URL: <https://moluch.ru/archive/138/38783/> (дата обращения: 26.01.2023).

НЕКОТОРЫЕ АЛГОРИТМЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИЛОЖЕНИЯ МАЛОПИКСЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ DIVEETO В СТАНДАРТЕ DRM

Махнырь Анастасия Владиславовна,

*Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), студент группы МРА2031,
Москва, Россия,
anastasiap199@yandex.ru*

Коротченко Никита Владимирович,

*Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), студент группы МРА2031,
Москва, Россия,
q89263683756@yandex.ru*

Варламов Олег Витальевич,

*Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), профессор, д.т.н.,
Москва, Россия,
vov@mtuci.ru*

Аннотация

В статье приводится описание некоторых алгоритмов, применяемых при реализации приложения малопиксельного телевидения Diveeto в стандарте цифрового радиовещания Digital Radio Mondiale (DRM), основанное на семействе патентов его разработчиков. Показаны преимущества использования в виде возможности для экономически эффективного покрытия большой (в том числе удаленной) площади образовательными и информационными программами с аудио и малопиксельными видео услугами; возможности реализации бесплатного (и не контролируемого) приема, не зависящего от каких-либо сторонних и частных провайдеров, кабельных сетей, спутников или интернета. Рассмотрены требования к малопиксельному телевидению в стандарте DRM, и варианты алгоритмов декодирования. Анализ примеров алгоритмов, используемых в стандарте DRM при декодировании малопиксельного телевидения Diveeto, показывает потенциально высокую устойчивость сервиса к различным ошибкам, свойственным в целом коротковолновым радиовещательным каналам.

Ключевые слова: *Цифровое радиовещание стандарта DRM; малопиксельное телевидение Diveeto; алгоритмы декодирования, транспортный поток, помехоустойчивое кодирование*

Введение

Несмотря на экспансивное расширение сетей высокоскоростного мобильного доступа, технологий 5G [1-6] и интернета вещей [7], цифровое радиовещание стандарта DRM (Digital Radio Mondiale) в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ [8] остается наиболее экономичным способом глобального [9, 10, 31, 32], регионального [11, 12] или локального [13-15] обслуживания малонаселенных и удаленных районов, не имеющих телекоммуникационной инфраструктуры [16-18], в том числе с использованием зенитного излучения (в англоязычной литературе Near Vertical Incidence Skywave – NVIS) [19, 20]. Разработанные принципы частотно-территориального планирования [21, 22] базируются на распределении уровня атмосферных радиощумов по территории Земли [23, 24], требованиях на параметры приемного оборудования [25] и нормативной базе [26]. При организации цифрового радиовещания DRM в полосах частот ниже 30 МГц ширина полосы сигнала может достигать 10...20 кГц [27], а доступные скорости передачи данных до 34-72 кбит/с [8]. Это предоставляет возможность передавать не только аудио сообщения с высоким качеством, но и малопиксельное телевидение.

Малопиксельное телевидение, как приложение, расширяющее стандарт цифрового радиовещания DRM, к настоящему времени не стандартизировано в нормативных документах и не рассмотрено подробно в отечественной научной литературе [30]. В данной статье приводится описание некоторых алгоритмов, применяемых при реализации этого приложения, основанное на семействе патентов его разработчиков [28, 29], охватившем более 15 стран за 2011-2016 годы.

Преимущества и требования малопиксельного DRM

Коротковолновое цифровое (малопиксельное – 176x144 с частотой 8 к/с) телевидение может применяться при отсутствии полноценного классического телевидения, например, при разрушении телекоммуникационной инфраструктуры или стихийном бедствии. Цифровое малопиксельное ТВ доступно практически всегда в любой точке планеты и, визуально, по качеству не сильно хуже обычного телевидения. Оно основано на технологии цифрового радиовещания стандарта DRM как мультимедийное приложение Diveemo. Оно дает возможность для экономически эффективного покрытия большой площади образовательными и информационными программами с аудио и малопиксельными видео услугам.

Основные преимущества заключаются в следующем:

– один передатчик может охватить миллионы людей в любое время и место с неограниченными возможностями покрытия в диапазоне площадей (в зависимости от антенной системы) от 100 км² до более чем 5 000 000 км²;

– Diveemo предлагает бесплатный прием и не зависит от каких-либо сторонних и частных провайдеров, таких как кабельные сети, спутники или интернет;

– Diveemo информирует горожан, проживающих за рубежом, о том, что происходит в их родной стране, и держит их в курсе последних событий.

Diveemo представляет собой воплощение идеи включения видеосервисов в транспортный поток DRM. Варианты осуществления Diveemo образуют схему передачи, которая использует общий и независимый от DRM подход к передаче серии независимых пакетов данных ("блоков доступа") без необходимости заполнения или дополнительных бит в виде "последовательного потока данных" без прерываний с максимальным использованием битрейта канала передачи, в котором одновременно временные стандарты и структуры передачи используемой схемы передачи DRM, используются для встраивания информации, необходимой для декодирования. Извлечение этой информации возможно быстро и даже при очень неблагоприятных условиях приема, имеющих много битовых ошибок, что имеет лишь незначительные последствия в отношении потери полезных данных.

Также приложение обеспечивает очень эффективное транспортное кодирование и пакетирование, в то же время позволяя приемникам надежно декодировать и быстро синхронизировать передаваемый контент.

Видеосервисы должны быть адаптированы к стандарту DRM, т.е. обеспечивать низкую доступную скорость передачи данных, сигнализацию и конфигурацию службы DRM.

Возможные рамки для разработки Diveemo заключались в том, что передача сигналов может выполняться как объект SDC 5 (новый тип приложения для передачи данных ('Diveemo') и что передача выполняется как синхронный поток данных. Должны соблюдаться следующие ограничения: фиксированная длина кадра - 400 мс (DRM30) / 100 мс (DRM+) и фиксированные байты/кадр; в диапазоне: DRM30: 1...3598 бит/с (71.960 бит/с) или DRM+: 1...2325 бит/с (186.000 бит/с).

При определении форматов контента должны соблюдаться следующие требования:

– переменное и динамическое назначение битрейтов аудио / видео в пределах канала;

– должно существовать некоторое минимальное требование к буферизации;

– аудио- и видеодекодеры должны принимать любой гибкий размер блока доступа (эквивалент битрейта);

– видеодекодер должен быть способен обрабатывать "любую" (динамическую) частоту кадров, т.е. кодер может динамически подстраиваться под контент;

– видеодекодер должен быть способен обрабатывать пропущенные кадры, чтобы I-кадры могли использовать сращивание (передача в независимых AUs);

– для каждого AU ("идентификатор виртуального потока") должна быть указана временная метка (переполнение счетчика относительно общих базовых часов).

Форматами, которые могут использоваться для видеоконтента в AUs, являются AVC/H.264 для видео и HE-AAC v.2 (+ объемный звук) или предстоящий стандарт MPEG USAC ("Унифицированный Речь и аудиокодек") для аудио. Позже могут появиться новые и более эффективные кодеки.

Сумма задержек доступа при применении Diveemo в DRM может быть обусловлена следующими факторами: задержка приема DRM (декодирование FAC/SDC, MSC-переключатель и т.д.), Diveemo FEC (переключатель) (необязательно), размер GoP (для приема первого I-кадра) видеокодека. Кроме того, параметрами видео, которые следует учитывать при передаче видео через Diveemo, являются: I-кадры занимают до 50% битрейта (критично для ошибок приема), из сообщений стабильности следует использовать только прямое предсказание, а частота кадров может изменяться динамически (кодером).

Алгоритмы малоцикловый DRM

Декодирование Diveemo, описанное на представленных ниже рисунках, может быть выполнено восстановителем. Различные блок-схемы декодирования Diveemo описаны на рис. 1 - рис. 13. Декодирование в целом подразделяется на два различных типа.

Во-первых, описывается декодирование "логического фрейма Diveemo", которое, вкратце, называется декодированием DLF. Во-вторых, декодирование "Diveemo superframe", DSF. При декодировании DLF один логический кадр (LF) буферизуется перед началом фактического декодирования как FEC переносится на один LF. При декодировании DSF, в зависимости от стандарта, три или четыре последовательных логических кадра буферизуются перед фактическим началом декодирования, поскольку FEC переносится по трем или четырем логическим кадрам.

Во-первых, устройство восстановления потока блока доступа должно считывать некоторые параметры SDC, т.е. параметры бокового канала в сигнале передачи, например: FEC (FECF), указывающий на защищены ли целые логические кадры FEC, и суперкадр (SFF), указывающий, сгруппированы ли логические кадры вместе в суперкадры, в этом случае используется вышеупомянутое декодирование DSF, количество строк в виртуальном перемежителе, а именно R (количество строк виртуальной таблицы чередования, допустимые значения, например, от 1 до 511). Основываясь на этих параметрах обслуживания, устройство восстановления потока блока доступа затем начинает процесс декодирования, который далее описан на рисунках 1-13.

Как показано на рисунке 1, устройство восстановления периодическое, т.е. каждый LF в DLF и каждый SF в DSF, выполняет этапы, начало которых указано на рисунке 1. В этом начале устройство восстановления имеет информацию: об информации о боковом канале сигнала передачи, а именно о его части SDC, о параметрах SDC FECF, SFF и R, как указано в блоке 150. Процесс начинается с того, что средство восстановления проверяет на шаге 152, используется ли FECF и сигнализирует о том, используется защита FEC или нет. Если да, то составитель внедрил логические кадры в транспортные пакеты с данными FEC для защиты содержимого логических кадров. Если используется группировка суперкадров, код FEC потока транспортного уровня определяется для последовательных трех или четырех логических кадров, как описано выше. Если FECF включен, декодирование с помощью FEC выполняется на шаге 154, в противном случае имеет место декодирование без FEC на шаге 156. Этапы 154 и 156, описаны на рисунках 9 и 2, соответственно.

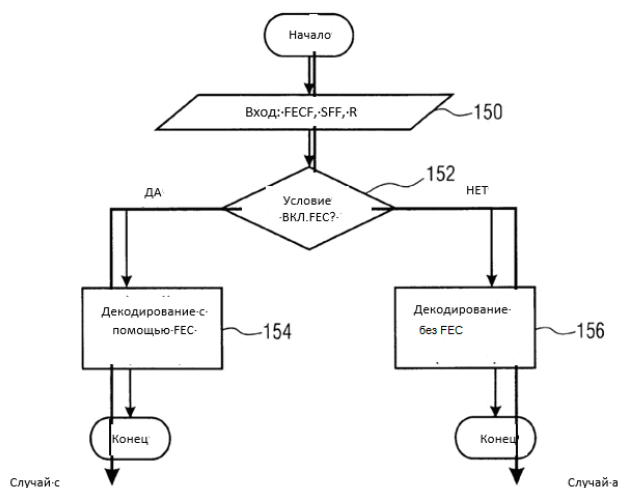


Рис. 1. Алгоритм проверки включения защиты FEC

Процесс декодирования логического кадра без FEC в процессе 154 начинается с априорной информации, известной из декодирования предыдущего логического кадра, как указано в 158. Эта информация называется CAUB. Информация CAUB представляет собой структуру, состоящую из переменных, которые помогают восстановить при декодировании, среди прочего, CAU, т.е. переносимый AU, то есть блок доступа, начало которого находится в логическом кадре, предшествующем логическому кадру, находящемуся в настоящее время под рассмотрением.

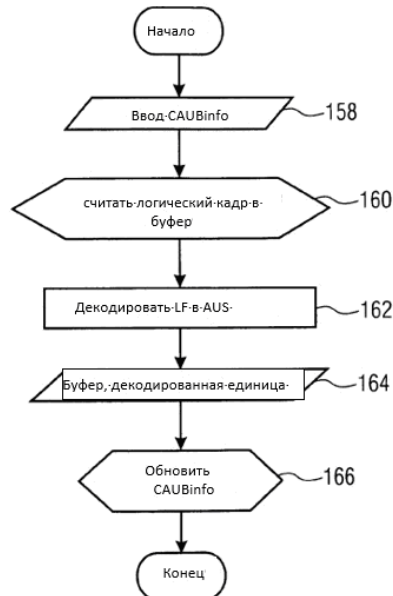


Рис. 2. Алгоритм декодирования без FEC

Следующие сокращения используются при описании и известны из CAUB info:

AU: Единица доступа; в дальнейшем аббревиатура AU используется для обозначения AUs, начало которого попадает в текущий LF, в отличие от CAUs;

CAU: Контейнер AU;

CAUF: CAU, указывающий на наличие или отсутствие контейнера AU, который простирается в текущий LF;

PCAU: частичные байты CAU, обозначающие байты CAU, предшествующие границе между текущим LF и предыдущим LF, т.е. байты CAU, которые уже были прочитаны;

LPCAU: длина PCAU, т.е. количество байтов или длина, PCAU;

CAUSID: идентификатор потока CAU, т.е. значение идентификатора потока AU для CAU;

CAUL: Длина CAU, т.е. длина CAU, т.е. длина, обозначенная указанием длины соответствующей записи таблицы единиц доступа в предыдущем логическом фрейме;

CAUCB: Биты CAUCRC, то есть биты CRC для обеспечения прямого обнаружения в CAU, передаваемые в вышеупомянутом разделе улучшения.

Другие значения также могут принадлежать CAUB info, такие как тип содержимого AU, временная метка AU, значение улучшения в LFS и т.д.

До тех пор, пока шаги на рисунке 2 выполняются восстановителем, информация CAUB остается статичной. На этапе 160 считывается следующий логический кадр, т.е. текущий логический кадр, во внутренний буфер восстановителя.

На следующем шаге, а именно на шаге 162, средство восстановления декодирует этот логический кадр в блоки доступа, и этот шаг дополнительно описан на рисунке 3.

Таким образом, часть процедуры, показанная на рисунке 3, создает три случая:

а) Заголовок LF правильно декодируется и, соответственно, должны быть декодированы блоки доступа;

б) Заголовок LF не поддается декодированию и, соответственно, блоки доступа могут не декодироваться, но CAU присутствует и может быть декодирован;

с) Заголовок LF не поддается декодированию, и, соответственно, блоки доступа могут не быть декодированы, но может быть выполнена попытка найти действительные записи AUT. Кроме того, CAU также не присутствует и, следовательно, не подлежит расшифровке.

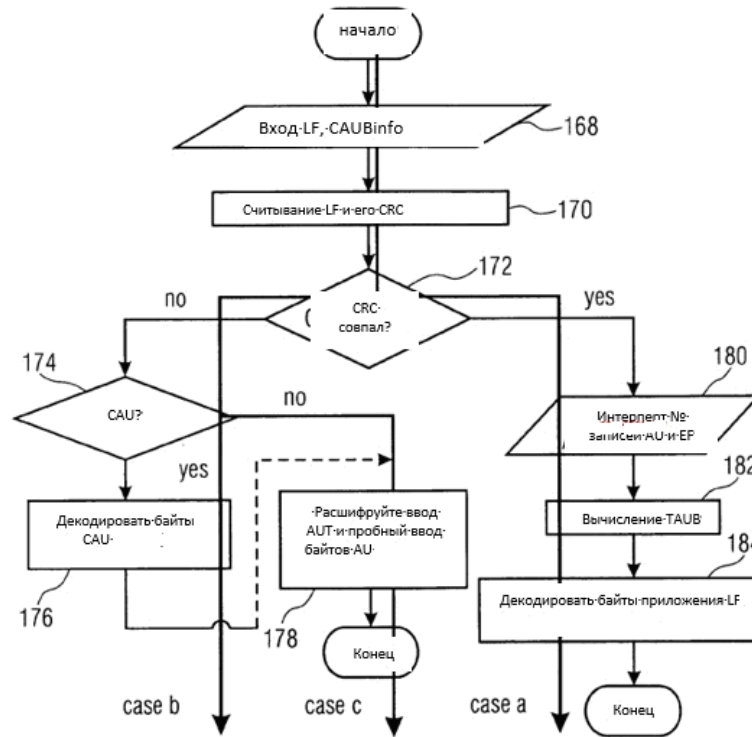


Рис. 3. Декодирование логического кадра в блоки доступа

Декодирование байтов приложения LF в разделе полезных данных описано далее на рисунке 4.

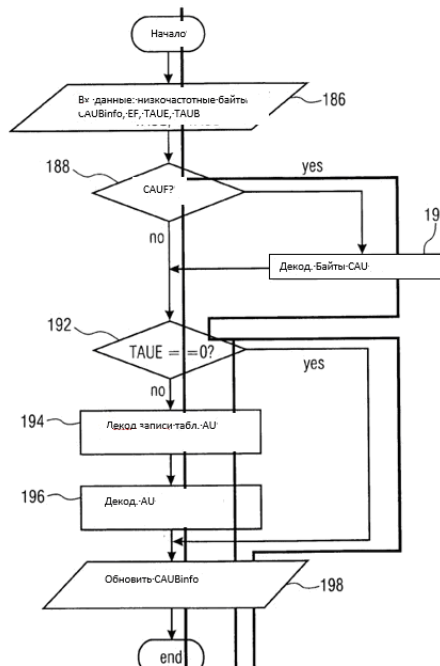


Рис. 4. Декодирование байтов приложения LF

При входе в этот раздел процесса средство восстановления имеет информацию о байтах LF, т.е. байтах логического фрейма, CAUB info, EF, TAUE, т.е. общем количестве записей таблицы единиц доступа, и TAUB, т.е. общем количестве байтов таблицы единиц доступа, как показано на 186. Средство восстановления проверяет на шаге 188 CAUF, чтобы проверить, есть ли CAU или нет. Если да, средство восстановления декодирует на шаге 190 байты CAU в рамках текущего LF и выполняется этап, который дополнительно описан на рисунке 5.

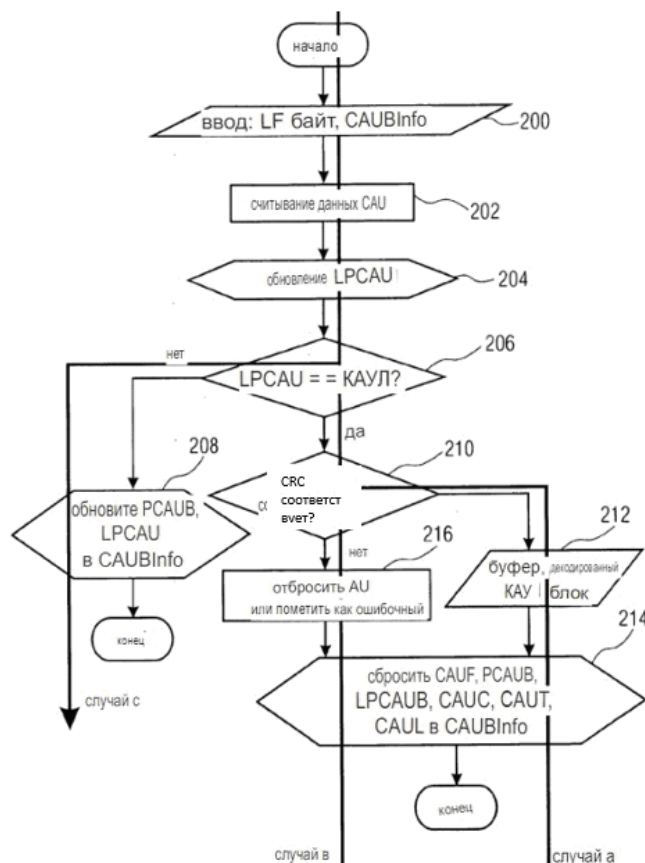


Рис. 5. Дополнительный этап обработки

Таким образом, рисунок 5 описывает три разных случая, а именно:

а) CAU начинается в предыдущем логическом кадре, имеющем, например, номер LF n, и заканчивается в текущем логическом кадре, имеющем, например, номер n + 1, где CAUCRC совпадает с Байт CAU, т.е. байт CAU был правильно извлечен из последовательности логических фреймов;

б) CAU начинается в любом из предыдущих логических фреймов, таких как логический фрейм, имеющий номер n, и заканчивается в текущем логическом фрейме, имеющем, например, номер n+1, и CAUCRC не совпадает с байтом CAU, т.е. байты, извлеченные для CAU или значение CAUCRC повреждено;

с) CAU начинается в любом из предыдущих логических кадров, таких как логический кадр, имеющий номер логического кадра n, но этот CAU выходит за пределы текущего логического кадра, имеющего, например, номер LF n+1, и продолжается и, возможно, заканчивается в следующем логическом кадре, имеющем, например, логический кадр номер LF номер n+2.

Часть процесса декодирования записей таблицы блока доступа на этапе 194 и проверки части LF, потенциально соответствующей действительным записям AUT на этапе 178, обсуждается более подробно на рисунке 6.

В части процесса на рисунке 6 предусмотрены следующие различные случаи:

а) текущая запись таблицы единиц доступа и ее CRC совпадают (и все проверки на достоверность пройдены);

б) текущая запись таблицы единиц доступа и ее CRC не совпадают (или проверка достоверности завершается неудачей);

с) все записи таблицы единиц доступа – все записи, о существовании которых известно из заголовка LF, или все возможные, просто предположительно существующие, записи AUT (из-за повреждения заголовка LF)

– были обработаны независимо от того, совпадал или не совпадал их CRC (случаи а и случаи б), где условие с также является условием выхода для этой части процесса на рисунке 6.

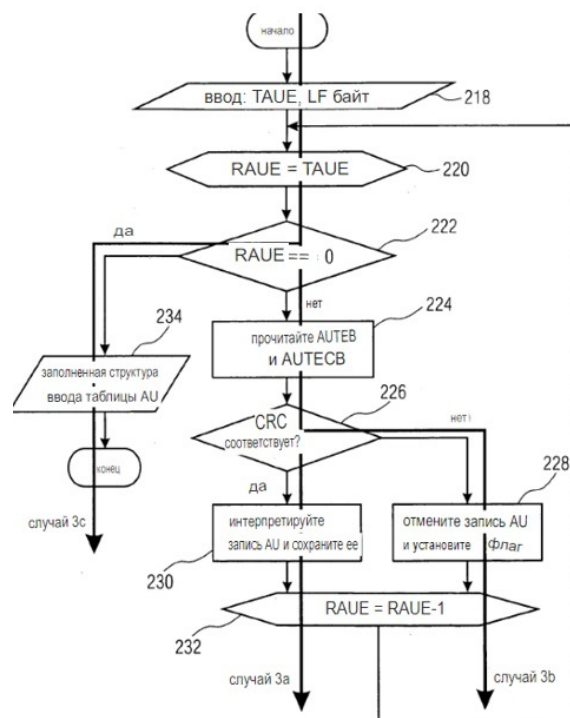


Рис. 6. Часть процесса декодирования записей таблицы блока доступа

Следует отметить, что причина, по которой декодер может читать AUTEВ и AUTEСВ независимо от того, были ли повреждены или нет какие-либо из предыдущих записей таблицы единиц доступа, той же таблицы единиц доступа текущего логического фрейма, заключается в том, что все записи таблицы единиц доступа имеют одинаковый размер и что таблица единиц доступа зарегистрирована своим задним концом на заднем конце текущего логического фрейма, чтобы средство восстановления могло найти записи таблицы единиц доступа в любом случае.

В начале части процесса на рисунке 7 средство восстановления 54 инициализирует на этапе 238 два внутренних параметра, а именно RAU, т.е. количество оставшихся блоков доступа, еще не обработанных в процессе на рисунке 7, и RAUB, т.е. количество оставшихся байтов AU еще не были считаны из раздела 24 полезных данных текущего логического фрейма.

Оба параметра задаются равными TAU, т.е. общему количеству единиц доступа в начале 32 из которых попадают в текущий логический фрейм, причем это число известно из заголовка логического фрейма и TAUB соответственно.

На этапе 240 средство 54 восстановления проверяет, равен ли RAU нулю, т.е. имеются ли подлежащие обработке единицы доступа, имеющие его начало 32 в текущем логическом фрейме, слева. Если нет, средство 54 восстановления переходит на этап 242 со считыванием байтов текущего блока доступа из секции 54 полезных данных текущего логического фрейма. Этот этап более подробно описан ниже на рисунке 8.

В описании части процесса на рис. 7, опять же, были выделены три случая, а именно:

- повторно собранный контент AU из раздела 24 полезных данных для текущего блока доступа соответствует соответствующему CRC;
- повторно собранный контент AU из раздела 24 полезных данных для текущего блока доступа и связанный с ним CRC не совпадают;
- все AU были обработаны или все данные в разделе 24 полезных данных были обработаны, что является условием выхода из процесса на рисунке 7.

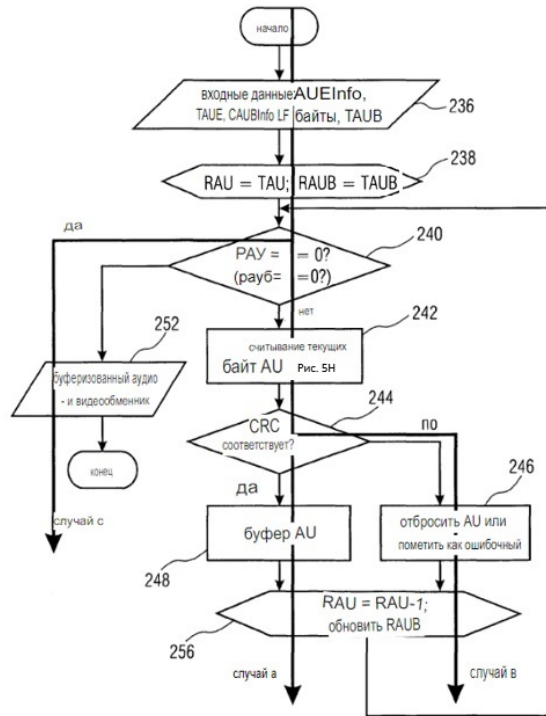


Рис. 7. Обработка RAU

На рис. 8 показана часть процесса, введенная средством восстановления 54 для считывания байтов текущего блока доступа на этапе 242. При вводе этой части процесса средство восстановления 54 может использовать информацию об AUE, информацию о CAUB и RAUB. Во-первых, средство 54 восстановления извлекает длину текущего блока доступа на этапе 256 из соответствующей записи таблицы блоков доступа. На этапе 258 средство 54 восстановления проверяет, является ли AUL, т.е. длина текущего блока доступа, больше, чем RAUB, т.е. количество оставшихся байт в разделе полезных данных 24. Если ответ на вопрос 258 "да", программа восстановления 54 соответствующим образом задает 260 параметров в CAUB info. В частности, на этапе 260 средство 54 восстановления устанавливает CAUF, чтобы указать, что снова существует CAU, т.е. блок доступа, простирающийся в следующий логический фрейм.

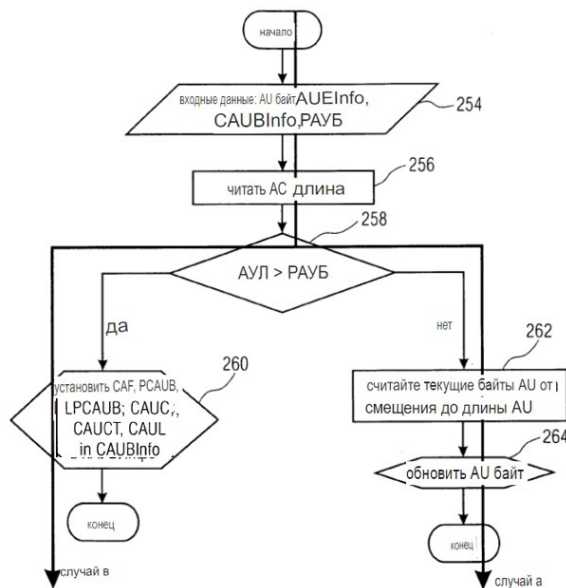


Рис. 8. Обработка CAUB

Таким образом, следующие случаи были обработаны в соответствии с рисунком 8:

- а) все байты, соответствующие текущему блоку доступа, могут быть считаны из текущего логического фрейма;
- б) не все байты текущего блока доступа могут быть считаны из текущего логического фрейма, т.е. текущий блок доступа продолжается.

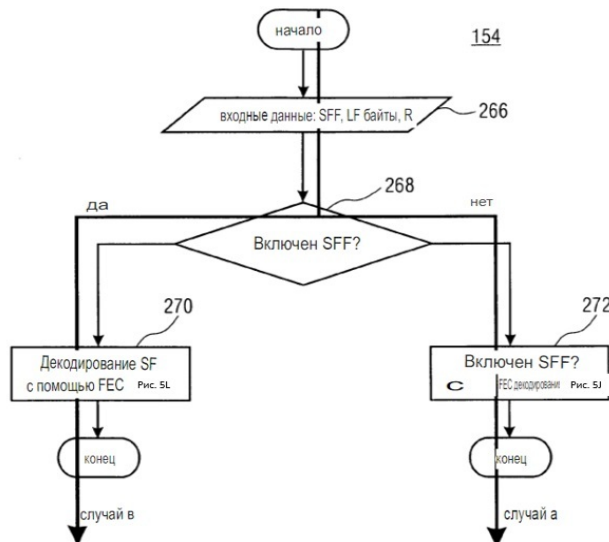


Рис. 9. Детали кодирования SF с помощью FEC

На рисунке 9 показана часть процесса, выполняемая восстановителем 54, для случая, когда флаг FEC оказался включенным при проверке 152. Другими словами, рисунок 9 иллюстрирует декодирование с помощью FEC на этапе 154. В этом случае средство восстановления 54 имеет, как указано на 266, доступ к флагу SFF, байтам LF и R. На шаге 268 средство восстановления 54 проверяет, включен ли SFF. Если это так, устройство 54 восстановления переходит на этап 270 с декодированием SF с помощью FEC, и в противном случае на этапе 272 с декодированием LF с помощью FEC.

Первая технологическая часть этапа 272 показана на рисунке 10. Зная информацию о CAUB, как указано на этапе 274, средство восстановления 54 считывает один логический кадр во внутренний буфер на этапе 276 и передает один логический кадр RS-FEC на этапе 278. В дальнейшем этот логический фрейм подлежит декодированию в блоки доступа на этапе 280 точно так же, как это делается на этапе 162.

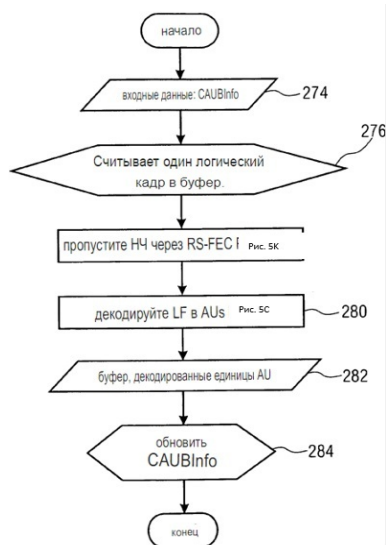


Рис. 10. Обновление информации CAUB

После этого декодированные блоки доступа буферизуются на этапе 282, и информация CAUB обновляется на этапе 284.

Передача логического фрейма через RS-FEC на этапе 278 иллюстрируется далее на рисунке 11.

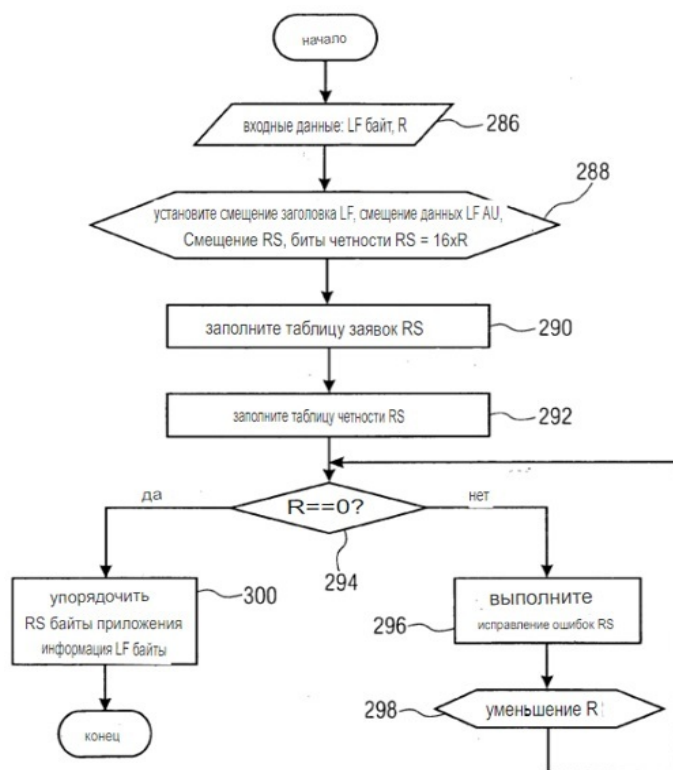


Рис. 11. Передача логического фрейма через RS-FEC

В частности, основываясь на знаниях о байтах LF и R, как указано в 286, декодер 54 устанавливает на этапе 288 смещение заголовка LF, смещение данных LFAU, смещение RS и биты четности $RS=16+xR$ и заполняет на этапах 290 и 292 таблицу 98 приложения RS и таблицу 102 четности RS соответственно. После проверки того, равно ли R нулю на шаге 294, восстановитель 54 выполняет исправление ошибки RS на этапе 296, если это не так, и уменьшает R на этапе 298, после чего процесс возвращается к этапу 294.

Если проверенный этап 294 показывает, что R равно нулю, байты приложения RS в таблице 98 данных приложения считываются без чередования, чтобы получить байты LF на этапе 300. Если RS FEC успешно исправляет строку R, тогда RS FEC может быть сконфигурирован так, чтобы возвращать количество исправленных символов и обновлять строку исправленными байтами, и, если это не удастся, вернуть минус один и сохранить символы строки как есть. Однако возможны и другие реализации!

Аналогично рисункам 11, 12 показан случай подвержения SF воздействию RS FEC.

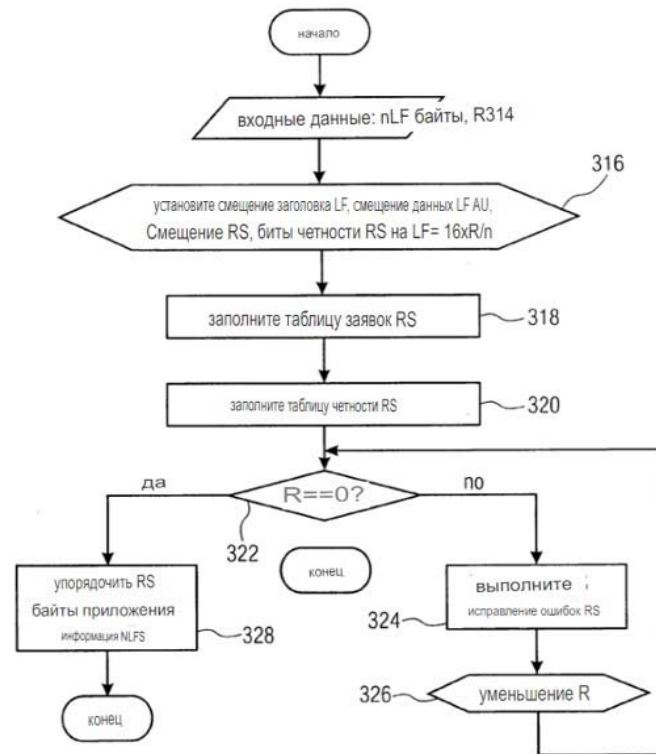


Рис. 12. Передача логического фрейма через RS-FEC

Как можно видеть, имея доступ к трем/четырем или, в более общем случае, n - логическим кадрам, т.е. байтам логических кадров, и значению R , как указано на этапе 314, блок 54 выполняет настройки на этапе 316, заполняет таблицу приложений RS и таблицу четности RS поэтапно 318 и 320, соответственно, и проверяет, равен ли R нулю на этапе 322. Если нет, восстановленный 54 выполняет исправление ошибки RS на этапе 324 и уменьшает на этапе 326, чтобы вернуться к шагу 322. Как только R становится равным нулю, средство 54 восстановления упорядочивает байты приложения RS из таблицы 98 данных приложения в чередующемся формате для получения n -логических кадров на этапе 328.

Заключение

Рассмотренные примеры алгоритмов, используемых в стандарте DRM при декодировании малопиксельного телевидения Diveeto, дают представление о потенциально высокой устойчивости сервиса к различным ошибкам, свойственных в целом коротковолновым радиовещательным каналам. Полностью ознакомится с процедурой использования транспортного потока DRM для добавления видеосервисов и их последующего декодирования можно в описаниях патентов разработчиков [28, 29].

Литература

1. Данешманд Б.М. Сравнительный анализ концепции создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в России, Китае, США и Европе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 6. С. 20-32.
2. Бакулин М.Г., Тауфик Б.Р.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G? // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 1. С. 4-14.
3. Думкова С. Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems // Synchroninfo Journal. 2021. Т. 7. № 5. С. 36-48.
4. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Миронов Ю.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Схемы модуляции для систем сотовой связи 5G/IMT-2020 и 6G // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 3. С. 11-17.
5. Думкова С. Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments // Synchroninfo Journal. 2019. Т. 5. № 6. С. 17-21.

6. Фокин Г.А. Моделирование сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 5. С. 4-21.
7. Дымкова С.С. Облачные IoT платформы и приложения для оптимизационного управления транспортом // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 4. С. 39-50.
8. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для российской федерации // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017
9. Варламов О.В. Способ организации глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 5. С. 63-68.
10. Varlamov O.V. Public digital broadcasting network organization in the range of long waves // Synchroninfo Journal. 2018. Т. 4. № 6. С. 2-5.
11. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. Digital radio broadcasting network in the Arctic region // Conference of Open Innovations Association, FRUCT. 2019. № 24. С. 457-462.
12. Варламов О.В., Варламов В.О., Долгопятова А.В. Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16.
13. Varlamov O.V., Bychkova A.A. Basis of technical design and development a single-frequency DRM digital broadcasting network for Venezuela // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488396.
14. Варламов О.В., Аби Ассали Бычкова А. Технические основы проектирования сети цифрового радиовещания стандарта DRM в Венесуэле // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 1. С. 17-20.
15. Варламов О.В., Аби Ассали Бычкова А. Разработка сети синхронного цифрового радиовещания стандарта DRM для Венесуэлы // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 2. С. 23-27.
16. Варламов О.В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №11. С. 4-20.
17. Varlamov O.V. Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. 2018. С. 8456925.
18. Варламов О.В. Исследование цифрового радиовещания DRM в диапазоне СВ в зоне фединга // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 41-45.
19. Варламов О.В. Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. №1. С. 32-38
20. Varlamov O.V. Possibility Evaluation of the DRM NVIS Broadcasting Time Extension through Extraordinary Wave // В сборнике: 2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2022 - Proceedings, 2022
21. Варламов О.В. Особенности частотно-территориального планирования сетей радиовещания DRM диапазонов НЧ и СЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 43-46.
22. Варламов О.В. Корректное планирование сетей DRM вещания // Электросвязь. 2014. № 6. С. 26-34.
23. Варламов О.В., Варламов В.О. Распределение максимальных уровней атмосферных радиопомех в диапазонах низких частот и средних частот по территории Земли // Научно-технические исследования в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.
24. Varlamov O. The radio noise effect on the coverage area of DRM broadcast transmitter in different regions // T-Comm. 2015. Т. 9. № 2. С. 90-93.
25. Варламов О.В. Разработка требований к приемному оборудованию сетей цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 39-42.
26. Варламов О.В. Разработка отечественной нормативной базы цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 47-50.
27. Варламов О.В. Соотношение мощностей аналогового и цифрового сигналов при DRM радиовещании в режиме Simulcast // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. №12. С. 81-84.
28. Zink Alexander, Kellermann Christian, Mohammed Hussain, Faerber Nikolaus, Thoma Herbert. Transmission concept for an access unit stream // Патент CA2773878 (A1), 2011.
29. Zink Alexander, Kellermann Christian, Mohammed Hussain, Faerber Nikolaus, Thoma Herbert. Data structure for transmitting access units comprising audio-video data // Патент EP2476254 (A1), 2012.
30. Варламов О.В., Дымкова С.С., Городилова М.В. Авторские профили в наукометрических базах данных / Учебно-методическое пособие. Москва, 2020.
31. Dymkova S.S. Earth observation and global navigation satellite systems analitical report part I (aviation and space) // Synchroninfo Journal. 2022. Т. 8. № 1. С. 30-41.
32. Dymkova S. Earth observation and global navigation satellite systems analitical report part II (timing & synchronisation of telecommunication networks, maritime and inland waterways, rail and automotive transport) // Synchroninfo Journal. 2022. Т. 8. № 2. С. 24-34.

ОРГАНИЗАЦИЯ КЛАСТЕРА ИСХОДЯ ИЗ ФУНКЦИИ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ

Мелькова Елизавета Константиновна,
*Московский Технический Университет Связи и Информатики, магистрант гр. М092201(75),
Москва, Россия*
Emelkova1005@gmail.com

Шведов Андрей Вячеславович,
*Московский Технический Университет Связи и Информатики, старший преподаватель
кафедры СИТус, Москва, Россия*
a.v.shvedov@mtuci.ru

Тремасова Лилия Андреевна,
*Московский Технический Университет Связи и Информатики, магистрант гр. М092101(75),
Москва, Россия*
lila.trem@yandex.ru

Гадасин Денис Вадимович,
*Московский Технический Университет Связи и Информатики, доцент кафедры СИТус, к.т.н.,
Москва, Россия*
dengadiplom@mail.ru

Аннотация

Разбиение данных на группы и возможность классифицировать их по параметрам, позволяет обрабатывать большое число информации, а также автоматизировать процесс анализа этих данных. Автоматизация любого процесса приводит к повышению качества продукта, а также сокращению времени реализации. В работе рассматривается кластеризация и ее виды в качестве возможного применения в процессе обработке данных. Проанализированы возможные алгоритмы поиска центра кластера, представлены различные поведения кластеров, которые поставлены в аналогию функциям принадлежности.

Ключевые слова: *Кластеризация, классификация, функция принадлежности, EM-алгоритм, алгоритм k-средних.*

Введение

Классификация – систематизирование данных на основе параметров схожести. Классификацию можно применять в различных сферах, процессах и действиях [1]. Данная процедура не имеет привязки к человеку, его действиям или процессам, так как присуща любым живым организмам и их деятельности.

Задачей классификации является разбиение данных на различные группы в соответствии со значениями атрибутов, позволяющих провести отбор в группы [2]. Такими атрибутами могут быть различные виды и число данных параметров, что приводит к различному поведению тех или иных групп или же классов, но одним из недостатков классификации является тот факт, что данный процесс требует изначально сформированный список групп, а также их признаков, что не позволяет вносить вариативность и приводит к затрате большего числа времени со стороны человека для того, чтобы точно определить значения параметров.

Одним из способов реализации классификации, который позволяет более точно определить соотношение атрибутов, является кластеризация [3, 14-24]. Задачи классификации и кластеризации схожи, к тому же, задачи кластеризации являются логическим продолжением задач классификации, но главным и самым весомым отличием является то, что классы и параметры изучаемого набора входных данных неизвестны заранее, что задает новый термин кластеризации «автоматическая классификация».

EM-алгоритм и алгоритм K-средних

Одни и те же виды кластеризации могут соответствовать различным целям и задачам [4]. Например, EM-алгоритм нахождения значения (оценки) максимального правдоподобия элементов той или иной статистической модели. Данный метод является итеративным, в нем модель зависит от тех значений входных переменных, которые являются скрытыми, или, другими словами, – ненаблюдаемыми. Данный алгоритм содержит в себе различное число итераций, каждая из которых фиксировано состоит из двух этапов. Первый этап – этап ожидания (expectation). На этом этапе определяется возможное значение функции правдоподобия на основе имеющейся оценки параметров. Второй этап – максимизация (maximization). Включает в себя вычисление характеристик и параметров, влияющих, а именно, максимизирующих ожидаемую функцию правдоподобия, которая была рассмотрена на предыдущем шаге.

Логика алгоритма состоит в том, что на входе имеются случайные величины X и Y . Данные параметры могут принимать значения в неких пространствах R^n и R^m , причем n и $m \geq 1$. θ – переменная множества произвольной природы Θ . Присутствие n и m позволяет прийти к выводу, что работа производится с $(n+m)$ мерным случайным вектором (X, Y) . Плотность такого вектора будет описываться формулой:

$$f_{\theta}(x, y), x \in R^n, y \in R^m, \theta \in \Theta \quad (1)$$

Если рассматривать величину Y при условии $X=x$ обособленно, то ее условная плотность будет равняться следующему:

$$f_{\theta}(x|y) = \frac{f_{\theta}(x, y)}{f_{\theta}^Y(y)}, x \in R^n \quad (2)$$

Где $f_{\theta}(x|y)$ – маргинальная плотность случайной величины X относительно меры μY , которая равняется:

$$f_{\theta}^X(x) = \int_{R^m} f_{\theta}(x, y) \mu Y(dy) \quad (3)$$

Основной задачей алгоритма EM является поиск максимально правдоподобных оценок характеристик величин вероятностных распределений. Главной идеей алгоритма является то, что данные каждого кластера подчиняются одному конкретному закону распределения.

Еще одним из часто используемых алгоритмов является алгоритм k-средних [5]. Работа алгоритма состоит в разбиении n наблюдений на k кластеров, причем $k \leq n$. В этом случае каждое из наблюдений из входных данных будет принадлежать только одному кластеру, к центру которого оно располагается ближе всего. Одним из плюсов алгоритма является то, что он достаточно прост в реализации. С другой стороны, часто встречаются ситуации, когда затрачивается большое число вычислительных ресурсов. Алгоритм k-средних использует итеративный подход уточнения, при этом центры кластеров могут быть использованы исключительно для моделирования данных. Одной из отличительных черт EM-алгоритма от k-средних является то, что второй не стремится реализовать поиск непересекающихся кластеров сферической формы. Первый же из рассмотренных алгоритмов включает в себя логику пересечения и допустимости наличия любых форм кластера. Это связано с тем, что функции распределения EM-алгоритма включают в себя дисперсию и ковариацию.

Алгоритм k -средних включает в себя следующие шаги.

Поиск центра кластера случайным образом

Присваивание каждого наблюдения тому или иному кластеру, центр которого располагается ближе всего, что описывается формулой:

$$S_i(t) = \{x_p : \|x_p - m_i^{(t)}\|^2 \leq \|x_p - m_j^{(t)}\|^2, \text{ для любого } j = 1 \dots k\} \quad (4)$$

Перевычисление центров кластеров для уже присвоенных различным кластерам наблюдений описывается формулой:

$$m_i^{(t+1)} = \frac{1}{|S_i^{(t)}|} \sum_{x_j \in S_i^{(t)}} X_j \quad (5)$$

Различные алгоритмы имеют свои подходы и нюансы, но общепринятыми действиями всех является следующее. На вход поступает большой набор неструктурированных данных, которые в свое время могут обновляться.

Каждый элемент данных имеет свои параметры, которые могут быть схожи с одними данными и абсолютно расхожи с другими [6]. Эти данные сортируются в автоматическом режиме, и на выходе получаются сформированные группы таким образом, что данные внутри каждой группы максимально схожи друг с другом, а данные между двумя другими группами максимально расхожи [7]. Такие группы в полной мере соответствуют кластерам.

Процесс формирования кластера

Каждый кластер и его элементы имеют свои характеристики, которые позволяют однозначно описать группу элементов [8]. Одним из таких параметров является центр. Центр может выступать в качестве центра масс, центра тяжести или других параметров, в зависимости от того, какие цели преследует тот или иной алгоритм.

Центром кластера должна выступать такая точка, являющаяся средним значением точек данного кластера. В то же время каждая из точек группы располагается ближе к данной точке, нежели к центру любого другого кластера [9].

Одной из старейших сфер, которая начала применять кластеризацию, является астрономия. Данная наука использует систематический анализ числовых данных, что приводит к постоянной их обработке и формированию статистических данных. Один из видов кластеризации был даже разработан К.Ф. Гауссом в период его увлечением астрономией. Гауссовское распределение было одной из отправных точек в развитии кластеризации и его видов. Таким образом, астрономию и все входящие в нее и доказанные методы, мы можем рассматривать в качестве эталона и выводить необходимые нам значения на базе доказанных теорий.

Входные данные, разбиваемые на кластеры, можно сравнить с космическими телами. Данное сравнение имеет практическое применение на основе того, что число входных данных настолько же велико, как и число тел в космосе, каждое из которых можно отнести к одной из групп, исходя из их структуры и параметров.

Закон всемирного тяготения, заключается в том, что все тела притягиваются друг к другу, а сила всемирного тяготения прямо пропорциональна массе каждого из тел и обратно пропорциональна квадрату расстояния между центрами этих тел (6):

$$F = G \frac{m_1 * m_2}{R^2} \quad (6)$$

На рисунке 1 представлен наглядно закон всемирного тяготения. Из него видно, что взаимодействие тел основывается на их размере, а главное – центре.

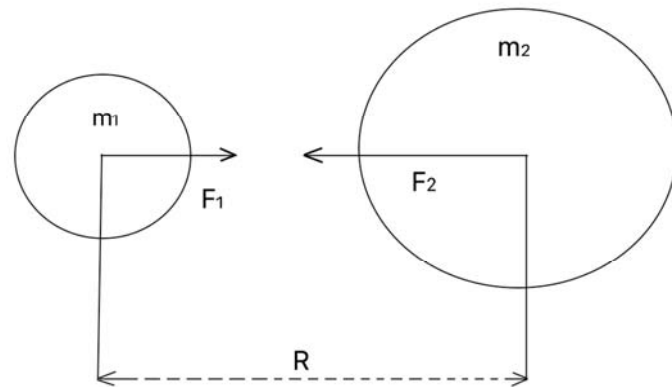


Рис. 1. Закон всемирного тяготения

Использование кластеризации в астрономии позволяет провести различные аналогии. Таким образом, закон всемирного тяготения применим не только к телам в пространстве, но и к входным данным, которые анализируются в процессе кластеризации. Исходя из этого, взаимодействие тел кластера можно рассмотреть таким же путем, как и взаимодействие тел в пространстве.

Одним из параметров взаимодействия входных данных будет расстояние между ними, что соответствует подходу кластеризации, когда первоначальное разбиение данных производится исходя из их расположения. То есть данные, находящиеся максимально близко друг другу формируются в одну группу, а данные, находящиеся на максимально большом расстоянии, относятся в противоположную группу.

На рисунке 2 и 3 схематически представлено такое разбиение.

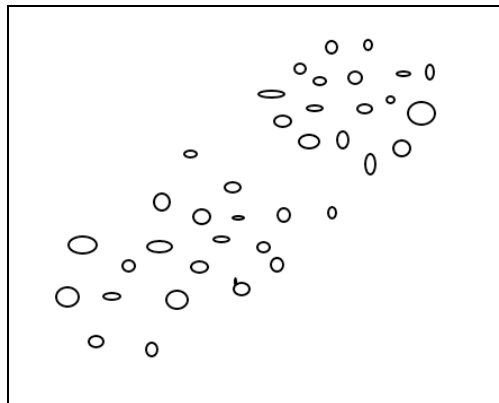


Рис. 2. Начальное положение входных данных

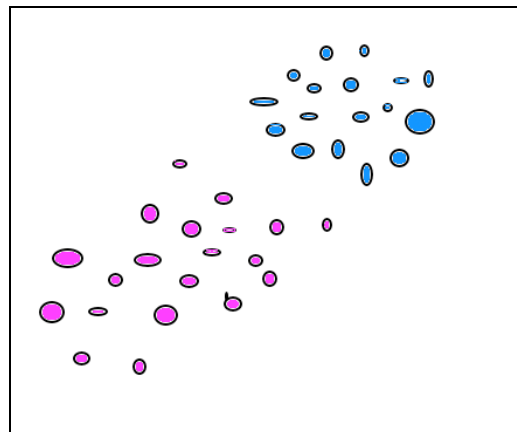


Рис. 3. Разбиение данных на два кластера исходя из их местоположения

Реализация кластера подразумевает под собой некое отделение одних данных от других, то есть «вступление» одних данных в ряды только одной группы и других данных – другой. Таким образом, каждый кластер можно рассмотреть в качестве графа, где каждая точка имеет связь с какой-либо еще в зависимости от характеристик друг друга [10].

Простым графом $G(V, E)$ является набор двух конкретных множеств, а именно: V – множество вершин, E – множество ребер, при этом V является непустым множеством, а E – неупорядоченными парами различных элементов множества V . Графы имеют следующие обозначения: $V = \{v1, v2, v3, v4\}$, где $e1 = v1v2$, $e2 = v3v1$, $e3 = v4v3$, $e4 = v1v4$, $e5 = v4v2$.

На рисунке 4 представлен наглядный пример графа, описанного выше.

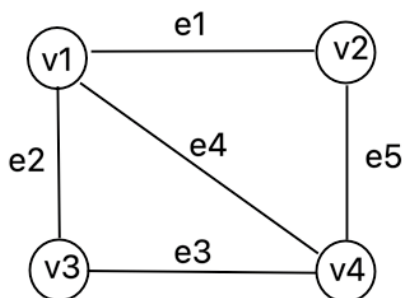


Рис. 4. Простой граф

Граф имеет 4 вершины, которые входят в множество V , а также 5 связей, которые в свою очередь входят в множество E .

Использование графов в кластеризации влечет за собой возможность рассмотрения центра кластера исходя из связей между вершинами, а также их весов.

Граф $P = (V, E)$, где V – множество объектов, входящих в представленный кластер, а E – упорядоченное множество связей, причем связь – пара объектов. Разбиение данных на тот или иной кластер предшествует начальному анализу каждой «точки». Исходя из набора различных характеристик, эта точка будет определена в соответствующий кластер. Каждая характеристика может иметь различный вес у различных объектов, тем самым, какие-то значения характеристики могут превалировать над другими параметрами.

После чего, происходит формирование кластеров. Каждая группа имеет набор объектов, и у каждого объекта группы можно выделить самую существенную характеристику, относительно которой данный кластер и был сформирован.

Например, анализ набора данных в общем виде позволил выделить у объекта 3 характеристики: насыщенность красного цвета, насыщенность зеленого, а также синего цветов: $A(10,30,50)$; $B(50,20,20)$; $C(20,70,30)$; $D(90,10,0)$; $E(15,0,80)$; $F(70,20,0)$; $G(80,10,0)$; $H(0,80,10)$. Таким образом, можно сформировать 3 кластера. Первый состоит из объектов B, D, F, G , второй – C, H , третий – A, E . На рисунке 5 наглядно представлено это разбиение, причем веса объектов – самые значимые величины кластера.

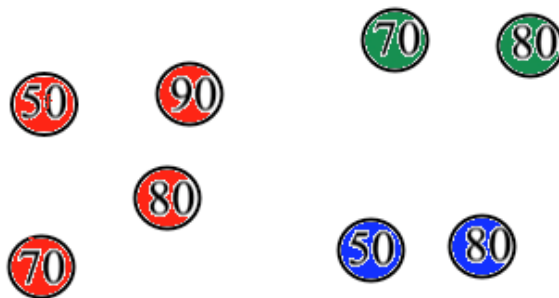


Рис. 5. Разбиение данных

Проведем анализ первого кластера и представим его в виде графа. На рисунке 6 представлено взаимодействие объектов.

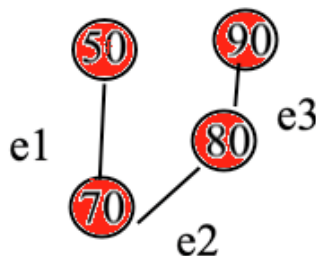


Рис. 6. Граф первого кластера

Так как каждый объект имеет свой вес, то связи формируются исходя из того, что объекты с более низким весом притягиваются к объектам с более масштабным весом, причем совсем мелкие величины не будут притягиваться к самым большим объектам. Таким образом, получился граф $P = (V, E)$, где $V\{B, D, F, G\}$, а $E\{e1, e2, e3\}$. Изучим возможное развитие данного графа.

На рисунке 7 представлено возможное развитие кластера и его графа. При увеличении числа объектов, входящих в кластер, растет и число связей, но их поведение все также неизменно. Все тянутся к объекту с максимальным весом.

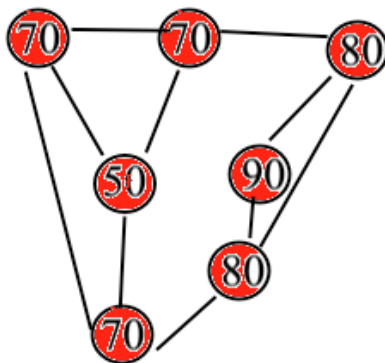


Рис. 7. Развитие графа

Одним из обоснований того, почему происходит именно так, является значение математического ожидания. Математическое ожидание – средневзвешенное значение случайной величины, определяется формулой (7):

$$M(X) = \sum_{i=1}^n x_i * p_i \quad (7)$$

Каждый объект имеет математическое ожидание [11]. Основываясь на примере выше, значение будет равно следующему. Остановимся на точке A. Значения ее параметров: 10,30,50, вероятности определения этой точки к какому-либо кластеру равномерно распределены и равны 0,33. Исходя из этого, можно посчитать математическое ожидание величины:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n x_i * p_i &= x_1 * p_1 + x_2 * p_2 + x_3 * p_3 = \\ &= 10 * 0.33 + 30 * 0.33 + 50 * 0.33 = 29.7 \end{aligned} \quad (8)$$

Аналогично можно посчитать математическое ожидание для каждой точки. На рисунке 8 представлен граф первого кластера с математическими ожиданиями каждого объекта.

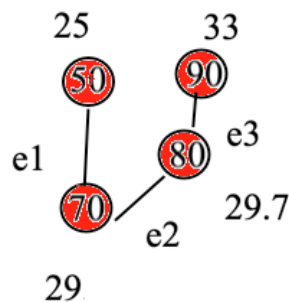


Рис. 8. Математическое ожидание

Математические ожидания в кластере разнятся, что показывает приоритет каждой точки в качестве объекта-центра данного кластера [12]. Исходя из этого, можно сделать вывод, что вес каждого объекта в кластере – различен, а математическое ожидание является одним из показателей, влияющих на определение объекта, который будет выбран в качестве центра кластера.

Исходя из того, что все данные кластера представляют одну характеристическую структуру, можно предположить, что поведение всех математических ожиданий системы описывается той или иной структурой.

Для определения такого поведения проанализируем функцию принадлежности нечёткой функции. В общем виде это степень принадлежности каждого члена пространства рассуждения к данному нечёткому множеству. В нашем случае пространством рассуждения является сфера, в которой реализуется кластеризация с бесконечно большим числом входных значений, а нечёткое множество – кластеры.

Определение функции принадлежности для кластера

Определение нечёткого множества не подразумевает никаких ограничений выбора типа функции, необходимого для формулирования его функции принадлежности. Корректное определение конкретного вида функций – одна из главных задач при практической работе с нечёткими множествами [13]. Аналитическое представление данных функций обеспечивает однозначность и простоту реализации вычислений над нечёткими множествами.

Из всего многообразия функций принадлежности можно выделить следующие основные типы. Первый тип таких функций: Z -образные и S -образные. Данные типы получили такое название исходя из внешнего вида кривых, которыми представляются их графики. Z -образная функция принадлежности задается аналитически и имеет следующий вид (9):

$$f_z(x; a, b) = \begin{cases} 1, & \text{если } : x \leq a, \\ 0.5 + 0.5 \cos \frac{x-a}{b-a}, & \text{если } : a \leq x \leq b, \\ 0, & \text{если } : x > b, \end{cases} \quad (9)$$

Где a и b – произвольные числовые параметры действительных значений, $a < b$. На рисунке 9 представлен график данной функции.

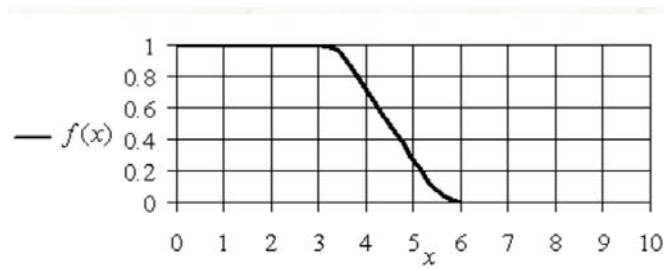


Рис. 9. График Z -образной функции принадлежности

S -образная функция принадлежности задается аналитически формулой (10):

$$f_s(x; a, b) = \begin{cases} 0, & \text{если } : x \leq a, \\ 0.5 + 0.5 \cos \frac{x-b}{b-a} \pi, & \text{если } : a \leq x \leq b, \\ 1, & \text{если } : x > b, \end{cases} \quad (10)$$

Где a и b – произвольные числовые параметры действительных значений, $a < b$. На рисунке 10 представлен график данной функции.

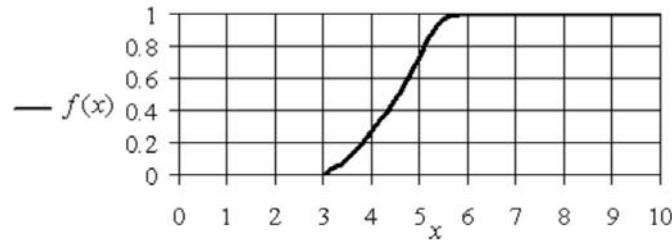


Рис. 10. График S-образной функции принадлежности

Существуют достаточно примитивные типы функций принадлежности, которые называются кусочно-линейные. Графики данных функций состоят из отрезков прямых линий.

Одной из таких функций принадлежности является треугольная. Она задана аналитически (11).

$$f_t(x; a, b, c) = \begin{cases} 0, & \text{если } : x < a, \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{если } : a \leq x \leq b, \\ \frac{c-x}{c-b}, & \text{если } : b \leq x \leq c, \\ 0, & \text{если } : x > c, \end{cases} \quad (11)$$

где a, b, c – произвольные параметры действительных значений.

График треугольной функции принадлежности представлен на рисунке 11.

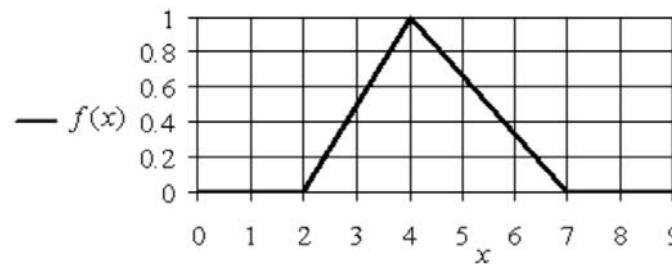


Рис. 11. График функции принадлежности треугольной формы

Второй кусочно-линейной функцией принадлежности является трапецевидная, задающаяся уравнением вида (12):

$$f_t(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & \text{если } : x < a, \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{если } : a \leq x \leq b, \\ 1, & \text{если } : b \leq x \leq c, \\ \frac{d-x}{d-c}, & \text{если } : c \leq x \leq d, \\ 0, & \text{если } : x > d, \end{cases} \quad (12)$$

где a, b, c, d – действительные числовые параметры.

График трапецевидной функции принадлежности представлен на рисунке 12.

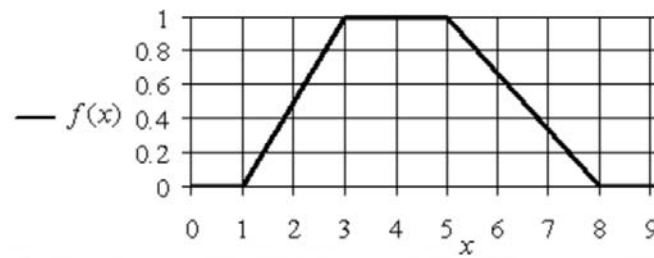


Рис. 12. График функции принадлежности трапецевидной формы

Заключение

Исходя из того, что каждый кластер имеет свою поведенческую структуру данных, которая основывается на конкретных значениях параметров, это определяет то или иное поведение конечной системы. В ситуации, когда данные притягиваются к какой-то конкретной точке, значение математического ожидания которой высчитывалось выше, такую систему можно описать треугольным типом функции принадлежности. Это связано с тем, что значения распределены на всей прямой, но в любом случае стремятся к некому пиковому значению «1», что, в случае кластера, является его центром.

Кластеризация позволяет обрабатывать большой объем данных, но то, насколько качественно реализована логика внутри кластера, непосредственно влияет на релевантность полученных данных. Разнообразие алгоритмов кластеризации позволяет расширить область применения за счет того, что каждый из алгоритмов имеет свои особенности, присущие своим задачам.

Центр кластера – одна из искомым величин, поиск которой является первым шагом к достижению качественного результата. Рассмотрено два варианта притяжения данных: исходя из расстояния между объектами и их весом, а также исходя из общего разбиения точек на целостный граф и взаимодействия между ними. Каждый принцип имеет свои плюсы и минусы, но в то же время, второй является логическим продолжением первого, так как первый алгоритм описывает взаимодействие двух объектов, исходя из их массы и центра, а второй алгоритм основывается не только на предыдущих параметрах, но и рассматривает характеристики каждой величины, а также их вероятности распределения.

Функции принадлежности позволяют анализировать и обобщать кластерное поведение. Общие принципы систем позволяют выявлять ограничения, особенности и другие характеристики, что в дальнейшем можно применять и к другим системам.

Литература

1. Докучаев В.А., Шведов А.В. Классификация показателей надежности корпоративных цифровых платформ // Актуальные проблемы и перспективы развития экономики : труды XIX Всероссийской с международным участием научнопрактической конференции, Симферополь-Гурзуф, 15-17 октября 2020 г. Симферополь: ИП Зуева Т. В., 2020. С. 28-29. EDN NFENDJ
2. Гадасин Д.В., Кольцова А.В., Гадасин Д.Д., Полякова А.Н. Оценка вероятности формирования виртуального кластера // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2021. Т. 12. № 1. С. 4-12. EDN KYUZGY
3. Гадасин Д.В., Юдина А.А. Кластеризация в крупномасштабных сетях // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2020. № 1. С. 19-26. EDN OYSXON
4. Шведов А.В., Юдина А.А., Гадасин Д.Д. Применение технологии роботизированной автоматизации процессов при решении задач кластеризации // Телекоммуникационные и вычислительные системы 2020 : Труды международной научно-технической конференции, Москва, 14-17 декабря 2020 года. М.: Горячая линия – Телеком", 2020. С. 247-254. EDN OTMVCI
5. Гадасин Д.В., Кольцова А.В., Полякова А.Н. Модель построения кластера для пограничных вычислений // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. 2020. № 1. С. 86-92. EDN NOUODG
6. Шведов А.В., Гадасин Д.В., Клыгина О.Г. Организация взаимодействия туманных вычислений и сегментной маршрутизации для предоставления сервисов IOT в smart grid // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2022. Т. 13. № 3. С. 40-49. EDN TRRYZN

7. *Гадасин Д.В., Шведов А.В., Клыгина О.Г., Гадасин Д.Д.* Реализация платформы туманных вычислений для предоставления сервисов IoT // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2021. Т. 11. № 2. С. 65-75. EDN DLWOLF
8. *Gadassin D.V., Shvedov A.V., Koltsova A.V.* Cluster model for edge computing // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2020 - Proceedings, Vienna, 20-22 октября 2020 г. Vienna, 2020. P. 9261538. DOI 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261538. EDN FGDLSA
9. *Гадасин Д.В., Шведов А.В., Кольцова А.В.* Вероятностная оценка построения виртуального кластера // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". 2021. Т. 1. С. 87-92. EDN BCNSGB
10. *Гадасин Д.В., Смальков Н.А., Кузин И.А.* Использование метода роя частиц для балансировки нагрузки в сетях Интернета вещей // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2022. Т. 13. № 2. С. 17-23. EDN LIUWNT
11. *Гадасин Д.В., Шведов А.В., Алексеева Е.А.* Информационная энтропия в стохастических сетях связи // Телекоммуникационные и вычислительные системы 2020 : Труды международной научно-технической конференции, Москва, 14-17 декабря 2020 г. М.: Горячая линия – Телеком, 2020. С. 108-116. EDN IOGLQH
12. *Гадасин Д.В., Шведов А.В., Мелькова Е.К.* Структурирование данных исходя из центра масс // Актуальные проблемы и перспективы развития экономики : Труды XXI Международной научно-практической конференции, Симферополь-Гурзуф, 20-22 октября 2022 г. Симферополь: Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, 2022. С. 266-268. EDN RFCCST
13. *Гадасин В. А., Гадасин Д.В.* Аксиоматика нечеткости–четкости в иерархии технологий искусственного интеллекта (ИИ) // Технологии информационного общества : Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции, Москва, 14-15 марта 2018 г. Том 1. М.: Издательский дом Медиа Паблишер, 2018. С. 299-301. EDN OTSZIP
14. *Shvedov A.V., Gadassin D.V., Alyoshintsev A.V.* Segment routing in data transmission networks // T-Comm. 2022. Vol. 16. No 5. P. 56-62. DOI 10.36724/2072-8735-2022-16-5-56-62. EDN VAYLJQ
15. *Назаров М.Д., Шведов А.В.* Корреляция атрибутов соглашения об уровне обслуживания с основными параметрами QoS в корпоративных сетях // Телекоммуникации и информационные технологии. 2020. Т. 7. № 2. С. 73-79. EDN VQHDTJ
16. *Kalmykov N.S., Dokuchaev V.A.* Segment routing as a basis for software defined network // T-Comm. 2021. Т. 15. № 7. С. 50-54.
17. *Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Statev V.Yu.* Classification of personal data security threats in information systems // T-Comm. 2020. Т. 14. № 1. С. 56-60.
18. *Докучаев В.А., Маклачкова В.В., Статьев В.Ю.* Цифровизация субъекта персональных данных // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 6. С. 27-32.
19. *Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Mytenkov S.S.* Model of a fuzzy dynamic decision support system // T-Comm. 2020. Т. 14. № 9. С. 43-47.
20. *Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V., Mytenkov S.S.* Features of supporting decision making in modern enterprise infocommunication systems // T-Comm. 2019. Т. 13. № 3. С. 71-74.
21. *Кузин И.А., Гадасин Д.В.* Модель контейнера данных для минимизации трафика при передаче субъективных характеристик объектов на изображении трехмерной сцены // Телекоммуникации и информационные технологии. 2021. Т. 8. № 2. С. 96-100.
22. *Усачева Д.И., Шишкин М.О., Гадасин Д.В., Гузев А.В.* Применение OLAP-технологий для анализа многомерных данных в контакт-центре // Телекоммуникации и информационные технологии. 2019. Т. 6. № 1. С. 142-149.
23. *Гадасин Д.В., Кузин И.А.* Модель представления цветовых и глубинометрических характеристик объектов на изображении // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2021. Т. 11. № 1. С. 31-38.
24. *Гадасин Д.В., Нестерова Е.А.* Особенности проведения практических занятий по дисциплине мультимедийные информационные системы для стадии "исследование и обоснование создания информационной системы" // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2021. Т. 10. № 1. С. 15-21.

МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ РАБОТЕ ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА УЗКОПОЛОСНУЮ АНТЕННУ

Нгуен Данг Кань,

Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия,
nguyendangcanh1319951@gmail.com

Аннотация

Рассмотрен механизм возникновения искажений в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих при их работе на узкополосную антенну. Обоснована необходимость повышения эффективности усилителя мощности (УМ) для современной радиоаппаратуры. Отмечено, что задача разработки методов повышения допустимого рассогласования нагрузки усилителей мощности, использующих синтетические методы линейного усиления, актуальна. Качественно проанализировано воздействие сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией на узкополосную антенну. Для проведения анализа использована эквивалентная схема узкополосной антенны и два вида воздействия: радиоимпульс и двухтоновый сигнал. Показано, что сопротивление нагрузки передатчика линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений, при этом сопротивление нагрузки его модулятора становится нелинейным. Фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к искажению его АЧХ, а также к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокооборотных резонансных колебаний на его выходе. Формулируются предложения для дальнейших исследований.

Ключевые слова: Высокоэффективный усилитель мощности; передатчик с разделением составляющих; узкополосная антенна; внеполосные излучения; допустимый КСВ; цифровое радиовещание стандарта DRM

Введение

Усилитель мощности (УМ) является наиболее энергоемким узлом любого радиопередающего оборудования. Его система охлаждения во многом определяет массу и габариты радиооборудования, его металлоемкость и стоимость. По этой причине повышение эффективности УМ важно для любой радиоаппаратуры. В портативных приложениях потребляемая мощность усилителя определяет срок службы устройства от одного комплекта батарей. В стационарных приложениях, таких как передатчики цифрового телерадиовещания и базовые станции сотовых систем подвижной связи (БС), повышение эффективности УМ приводит к значительной экономии электроэнергии («зеленая» технология) и снижению эксплуатационных расходов для операторов. При относительно невысоком энергопотреблении каждого объекта их число очень велико и будет продолжать увеличиваться с расширением сетей высокоскоростного мобильного доступа, технологий 5G [1-6, 71-72] и интернета вещей [7]. Так, суммарная потребляемая мощность объектов цифрового телевизионного вещания Российской Федерации превысила 4 МВт – это больше, чем суммарная мощность объектов ликвидированного мощного АМ-радиовещания в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ [8]. Каждый из российских операторов сотовой связи «большой тройки» потребляет около 1 млрд кВт•ч в год, из которых около половины приходится на энергопотребление оборудования связи базовых станций.

Повышение эффективности УМ, помимо экономии электроэнергии, позволяет снизить массогабаритные характеристики радиаторов, что снижает массу и металлоемкость оборудования. Повышение эффективности УМ также позволяет снизить температуру мощных полупроводниковых приборов, что повышает надежность и время безотказной работы.

Основным способом повышения эффективности УМ является использование ключевых режимов работы активных элементов, при которых они преимущественно находятся в состоянии отсечки или насыщения [9-11]. Это соответствует режимам работы классов D, E и т. д. Для восстановления гармонической формы выходного сигнала и согласования с нагрузкой обычно используется набор переключаемых фильтров нижних частот и автоматическое согласующее устройство [12, 13].

К сожалению, в ключевом режиме работы возможно усиление только сигналов с постоянной амплитудой, например ЧМ. В современных телекоммуникационных системах для увеличения степени

использования радиочастотного спектра (повышении спектральной эффективности) обычно используются сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией (АФМ), такие как QAM, OFDM и т. д.

Для усиления сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией с помощью ключевых усилителей мощности разработан ряд синтетических схем линейного усиления – метод Кана (Envelope Elimination and Restoration, EER) [14-18], метод дефазирования Ширекса (или LINC - Linear Amplification using Non-linear Components) [19], метод цифрового формирования огибающей [20], метод сигма-дельта модуляции на рабочей частоте [21] и их комбинации [22, 23]. Эти методы широко изучаются и постепенно находят все большее практическое применение в коммерчески доступном телекоммуникационном оборудовании. Большое число работ посвящено модуляционному тракту передатчиков с отдельным усилением составляющих, который может быть выполнен в виде усилителя с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [24, 25], с дополнительной дельта-сигма модуляцией [26, 27], с использованием многофазной ШИМ [28], или в виде мощного широкополосного усилителя постоянного тока с квантованием входного сигнала и повышенным КПД [29, 30]. Причины возникновения искажений, в том числе специфические для усилителей с отдельным усилением, широко рассмотрены в научной [31-34] и уже в современной учебной [35-37] литературе.

Однако попытки использования синтетических схем линейного усиления при работе с амплитудно-фазово модулированным сигналом на узкополосную нагрузку (например, при работе на электрически короткую антенну) выявили превышение допустимых уровней внеполосных излучений [38]. Если работа собственно ключевых генераторов (не в составе усилителя с отдельным усилением) на различную рассогласованную нагрузку теоретически изучена [9, 39], то исследованию особенностей работы на рассогласованную нагрузку таких усилителей в комплексе посвящено только небольшое число теоретических [40] и экспериментальных исследований [41, 42].

Высокоэффективные усилители мощности, использующие синтетические схемы линейного усиления, находят все более широкое распространение (вплоть до передатчиков ЦТВ), а также потенциально в когнитивных телекоммуникационных системах, в которых антенна может быть электрически короткой (следовательно, узкополосной) на свободной частоте. Известные способы расширения полосы согласования электрически короткой антенны с помощью диссипативных элементов [43-45] сложно перестраиваются на различные рабочие частоты и не могут считаться универсальным решением.

По этой причине задача разработки методов повышения допустимого рассогласования нагрузки усилителей мощности, использующих синтетические методы линейного усиления, актуальна. Особенно она актуальна для бортовых устройств, с ограниченным источником электропитания и отсутствием возможности разместить полноразмерную антенну с достаточной шириной полосы частот.

Качественный анализ воздействия сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией на узкополосную антенну

Передающая антенна может быть электрически короткой, и, соответственно, узкополосной, в носимых широкополосных когнитивных устройствах, в мобильных бортовых приложениях в нижней части КВ диапазона, использующих радиосвязь с зенитным излучением (в англоязычной литературе Near Vertical Incidence Skywave – NVIS) [46, 47], в навигационных системах диапазона ДВ, таких как Enhanced Long-Range Navigation – E-LORAN (и подобных) и т.д. Наиболее показательны проблемы работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих (ПСТСРС) на узкополосную антенну можно рассмотреть на примере цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ДВ.

Цифровое радиовещание DRM в диапазоне ДВ является наиболее экономичным способом глобального [48, 49], регионального [50, 51] или локального [52-54] обслуживания малонаселенных и удаленных районов, не имеющих телекоммуникационной инфраструктуры [55-57]. Разработанные принципы частотно-территориального планирования [58, 59] базируются на распределении уровня атмосферных радишумов по территории Земли [60, 61], требованиях на параметры приемного оборудования [62] и нормативной базе [63]. При организации цифрового радиовещания DRM в полосах частот ниже 30 МГц [8] ширина полосы сигнала может достигать 10...20 кГц [64] и, естественно, полоса пропускания антенно-фидерных устройств (АФУ) не должна быть меньше этой величины. В диапазонах низких и средних частот обеспечение требуемой широкополосности антенны представля-

ет собой трудную и дорогостоящую проблему [43-45]. В то же время производители и поставщики современных радиопередатчиков, усилители мощности которых построены по методу раздельного усиления составляющих модулированных колебаний (ПСТСРС, метод Кана), отмечают необходимость тщательной настройки антенны [38]. Так КСВ должен быть не хуже 1,05...1,1 на краях полосы сигнала DRM, что обеспечивает заданные показатели качества излучаемого сигнала цифрового вещания. В противном случае возникают недопустимые нелинейные искажения, что приводит к расширению спектра сигнала.

В доступной литературе [70] отсутствуют сведения о причинах искажений цифрового сигнала при работе ПСТСРС на узкополосную антенну, что, в свою очередь, не позволяет разработать рекомендации на технические характеристики отдельных трактов цифровых передатчиков различных диапазонов частот.

В связи с вышесказанным, в настоящей статье проводится качественный анализ работы ПСТСРС на узкополосную антенну, что позволило выявить механизм возникновения искажений. Данный анализ проводился параллельно с разработкой имитационной модели передающего устройства [65, 66] с помощью которой планируется проведение подробного исследования возникновения нелинейных искажений и разработки предложений по способам их снижения. Также предполагается, что имитационная модель [65, 66] может быть применена при анализе интермодуляционных искажений в ПСТСРС, предварительные исследования которых для ключевых генераторов класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения были проведены в [67, 68].

Анализ будем проводить на простейшем эквиваленте антенной цепи, схема которого приведена на рисунке 1.

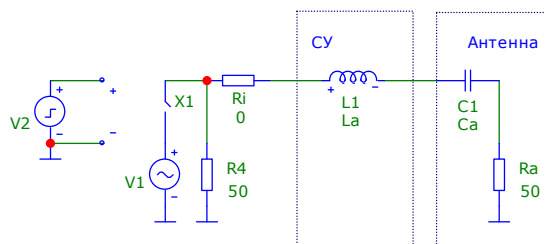


Рис. 1. Эквивалентная схема узкополосной антенны

На представленной схеме собственно элементы C1 (емкостная составляющая входного импеданса) и Ra (сопротивление излучения) являются эквивалентом электрически короткой антенны, а элемент L1 – согласующим устройством, компенсирующим емкостную реактивную составляющую входного сопротивления антенны. Элементы L1, C1 образуют последовательный колебательный контур, настроенный на рабочую частоту. Их номиналы La, Ca могут варьироваться в процессе анализа таким образом, что резонансная частота остается постоянной, а изменяется лишь добротность антенны Qa, определяемая как отношение величины сопротивления реактивного элемента к активному сопротивлению антенны Ra:

$$Q_a = \omega_p L_a / R_a = 1 / (\omega_p C_a R_a),$$

откуда

$$L_a = Q_a R_a / \omega_p, \quad C_a = 1 / (\omega_p Q_a R_a),$$

где ω_p – резонансная частота антенны. Ключ X1 обеспечивает подачу на эквивалент антенной цепи радиоимпульса с заполнением синусоидальным сигналом с частотой ω_p от источника V1.

На рисунке 2 приведены результаты анализа антенной цепи с добротностью $Q_a=5$ в программе «Micro Cap» при воздействии на её вход радиоимпульса длительностью 10 мкс с частотой заполнения, равной резонансной частоте антенны 1000 кГц.

На графике приведены эпюры входного напряжения (синий цвет) и тока в антенне (красный цвет). Рассмотрим поведение мгновенной нормированной входной проводимости антенны, вычисляемой как отношение мгновенного тока в антенне к мгновенному входному напряжению.

В самом начале радиоимпульса энергии и тока в контуре нет, а ВЧ напряжение уже приложено, поэтому входная проводимость близка к нулю. По мере накопления энергии в контуре, его ток нарастает, вместе с ним нарастает и входная проводимость антенны. И, наконец, к середине длительности радиоимпульса контур полностью зарядился, наступил установившийся режим, и нормированная входная проводимость стала равна единице вплоть до окончания входного радиоимпульса.

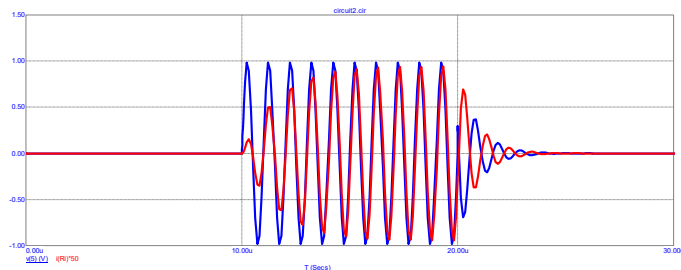


Рис. 2. Результат воздействия радиоимпульса на узкополосную антенну с добротностью $Q_a=5$ и резонансной частотой 1000 кГц

После окончания радиоимпульса вновь наступает переходный процесс теперь уже разряда контура через R_a и резистор R_4 , имитирующий выходное сопротивление передатчика. Ток экспоненциально затухает с частотой собственного резонанса контура, а напряжение на входе антенны находится с ним в противофазе. Формально можно говорить, что на этом интервале времени антенна имеет по отношению к передатчику отрицательное сопротивление, поскольку накопленная в контуре энергия кроме излучения поступает и в выходные цепи передатчика. Отметим, что представленные результаты, несмотря на свою тривиальность, помогают визуально оценить происходящий переходный процесс накопления энергии в контуре.

Таким образом, при возбуждении контура сигналом с быстро изменяющейся амплитудой, он работает в переходных режимах, и его входная проводимость (сопротивление) становится переменной величиной – в отличие от установившегося режима.

Рассмотрим теперь воздействие на узкополосную антенну сигнала с одновременной амплитудной и фазовой модуляцией. В качестве такого сигнала будем использовать равноамплитудный двухтоновый сигнал. На рисунке 3 синим цветом приведены эпюры входного напряжения – двухтонового сигнала с разномом 100 кГц и красным цветом - тока в антенне с добротностью $Q_a=5$.

Как видно из приведенного рисунка, на интервалах времени, когда мгновенная амплитуда входного напряжения нарастает ($5 < T < 10$ мкс), контур заряжается, а амплитуда тока в антенне меньше своего номинального (установившегося) значения. Как отмечалось выше (см. рис. 2), это соответствует пониженной относительно своего номинального значения входной проводимости антенны. И, напротив, когда мгновенная амплитуда входного напряжения спадает ($10 < T < 15$ мкс), контур разряжается, а амплитуда тока в антенне больше своего номинального значения, что соответствует повышенной относительно своего номинального значения входной проводимости антенны.

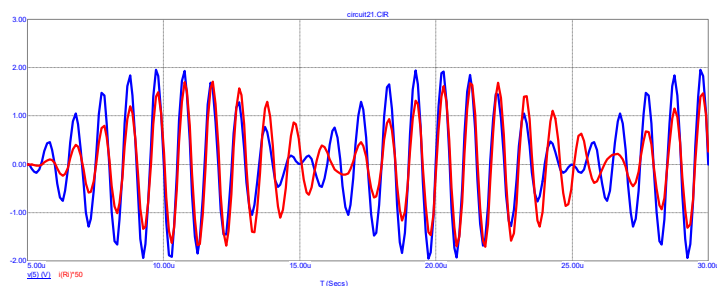


Рис. 3. Результаты анализа воздействия двухтонового сигнала на узкополосную антенну. Синим цветом изображено входное напряжение, красным – ток в антенне.

Весьма интересен интервал времени ($15 < T < 16.5$ мкс) на эпюрах рисунок 1.3. Он характерен тем, что при переходе амплитуды огибающей сигнала через нулевое значение фаза входного напряжения двухтонового сигнала скачком изменяется на 180° .

При этом в токе двухтонового сигнала (токе антенны), задержанном на $\approx 1,5$ периода рабочей частоты, переворот фазы происходит позднее. На этом интервале времени (между скачками фазы напряжения и тока антенны), входное напряжение и ток антенны противофазны. В результате этого энергия из антенны поступает в источник сигнала, а проводимость нагрузки, вычисленная как отношение входного напряжения к току антенны, становится отрицательной.

Из вышеизложенного необходимо отметить два момента, важные для дальнейшего исследования:

1. Синхронно с изменением амплитуды входного напряжения изменяется проводимость нагрузки для источника сигнала – при нарастании амплитуды проводимость снижается относительно своего номинального значения, а при снижении амплитуды, наоборот, проводимость повышается. Такое поведение нагрузки характерно для линейно-параметрической цепи.

2. При резких переворотах фазы на 180^0 , характерных для сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией (однополосных, OFDM цифрового телерадиовещания и ССПС), появляются интервалы времени, численно равные величине задержки тока нагрузки (антенны), на которых энергия поступает из нагрузки в источник сигнала, а проводимость его нагрузки становится отрицательной.

Естественно, что в рассмотренной линейной модели, приведенной на рисунке 1, отмеченные особенности не приводят к возникновению нелинейных искажений. Действительно, ток, протекающий через нагрузку последовательной LC цепи, претерпевает только линейные искажения, определяемые АЧХ и ФЧХ последовательного колебательного контура.

Однако в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих, в том числе в радиовещательных передатчиках ДВ и СВ диапазонов, используются как нелинейные (ключевые) режимы работы активных приборов, так и нелинейные операции – перемножение отдельно усиленных огибающей и ВЧ ФМ составляющей модулированного сигнала в оконечном каскаде передатчика (метод Кана). И здесь ситуация становится совершенно другой, что будет рассмотрено в следующем подразделе работы.

Качественный анализ работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих на узкополосную антенну

Напомним вкратце основные принципы построения передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих. Формирователь сигналов, построенный на основе вычислительного процессора, формирует сигналы огибающей и ВЧ ФМ составляющей на рабочей частоте. Затем эти сигналы усиливаются до необходимого уровня в двух отдельных трактах – тракте огибающей и ВЧ тракте. В обоих трактах используются высокоэффективные ключевые режимы работы усилительных приборов. Тракт огибающей (НЧ тракт) может быть построен по методу ШИМ или ИСМ, но во всех случаях он заканчивается фильтром нижних частот, который восстанавливает огибающую и подавляет тактовую частоту и ее гармоники. Нагрузкой этого ФНЧ является оконечный каскад ВЧ тракта, для которого НЧ тракт является источником питания (модулятором). В оконечном каскаде ВЧ тракта методом амплитудной (стоковой) модуляции происходит синтез требуемого выходного сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией. Важно отметить, что полоса частот сигнала огибающей в 3,5...10 раз больше необходимой полосы частот выходного радиочастотного сигнала. В соответствии с этим выбирается и полоса пропускания ФНЧ тракта огибающей.

Одна усилительная ячейка ПСТСРС, построенная на современных полевых транзисторах, обеспечивает пиковую выходную мощность не более 3...5 кВт, поэтому мощные передатчики содержат десятки таких ячеек, сигналы которых суммируются. Однако режимы работы и сопротивления нагрузок всех ячеек идентичны, поэтому в дальнейшем будем рассматривать работу только одной ячейки.

Итак, возвращаясь к механизму возникновения искажений в современном передатчике, следует отметить, что оконечный каскад (ОК) ВЧ тракта, как правило, строится по схеме Н – моста на полевых транзисторах по фильтровой схеме [8]. Сопротивление нагрузки (проводимость), которое «ощущает» модулятор, питающий оконечный каскад, определяется входной проводимостью антенного тракта, на который работает ОК. Если антенный тракт узкополосный и его КСВ меняется в пределах ширины полосы усищаемого радиочастотного сигнала, то, как было показано в предыдущем подразделе, проводимость нагрузки ОК и, соответственно, его модулятора изменяется синхронно с изменением амплитуды входного напряжения.

При этом сопротивление нагрузки модулятора становится нелинейным, а на некоторых интервалах времени (между скачками фазы напряжения и тока в антенне на 180^0) и вовсе отрицательным. Физический смысл возникновения отрицательного сопротивления заключается в том, что на рассматриваемых интервалах ток антенны находится в противофазе с выходным напряжением ОК, и его

транзисторы работают как синхронный выпрямитель, преобразуя гармонический ток антенны рабочей частоты в постоянный ток, втекающий в ФНЧ модулятора со стороны ОК. Таким образом, нелинейная нагрузка модулятора приводит к нелинейным искажениям огибающей и, соответственно, выходного сигнала передатчика.

Важно отметить следующую особенность работы на узкополосную антенну современного передатчика с раздельным усилением составляющих сигнала. Как отмечалось ранее, требуемая полоса пропускания ФНЧ модулятора в 3,5...10 раз превышает необходимую полосу частот излучаемого сигнала. Известно [69], что при работе ВЧ тракта на антенную цепь в виде последовательного колебательного контура статическая АЧХ нагрузки модулятора определяется эквивалентной последовательной LR цепью (R – номинальное сопротивление нагрузки модулятора) с полосой пропускания по уровню -3 дБ, равной половине полосы пропускания антенны. В соответствии с этим, при работе передатчика на узкополосную антенну, фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокочастотных резонансных колебаний на его выходе. В качестве примера на рисунке 4 приведены зависимости АЧХ и ГВЗ фильтра Кауэра 4-ого порядка с частотой среза 38 кГц по уровню -3 дБ.

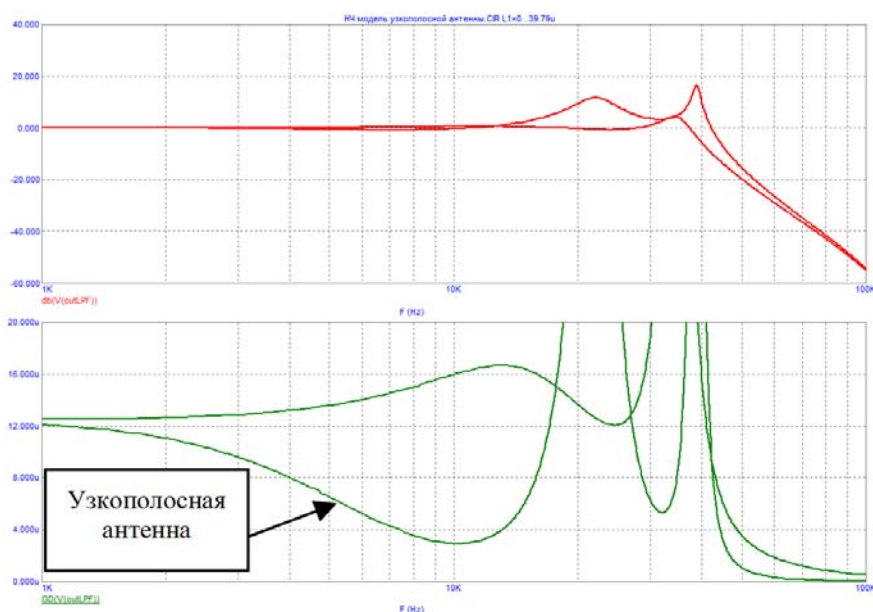


Рис. 4. АЧХ (верхний график) и ГВЗ фильтра модулятора при нагрузке на номинальный резистор и на эквивалентную LR цепь, соответствующую узкополосной антенне с полосой пропускания 26 кГц

Эти резонансные колебания модулируют по амплитуде ВЧ ФМ составляющую в ОК, что приводит к недопустимому уровню внеполосных излучений передатчика. Энергия резонансных колебаний на выходе ФНЧ складывается из части энергии сигнала широкополосной огибающей и энергии, поступающей из антенной цепи на коротких интервалах противофазного напряжения и тока антенны.

Как видно из графиков на рисунке 4, при работе на узкополосную антенну в АЧХ ФНЧ появляются резонансные выбросы (в районе частоты 22 кГц и частоты среза 38 кГц) величиной 11 и 17 дБ, что само по себе может являться причиной искажений. Кроме того, резко возрастает неравномерность ГВЗ ФНЧ, что также может являться причиной нелинейных искажений выходного сигнала передатчика. Появляющиеся искажения не могут быть скомпенсированы просто задержкой ВЧ ФМ сигнала, поскольку требуется адекватная коррекция неравномерности ГВЗ, что реализуется не во всех серийных передатчиках.

Заключение

Проведенный качественный анализ позволил выявить механизмы возникновения искажений в передатчиках современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих при их работе на узкополосную антенну.

Показано, что сопротивление нагрузки ПСТСРС линейно-параметрически изменяется, вплоть до отрицательных значений, при этом сопротивление нагрузки его модулятора становится нелинейным.

Фильтр модулятора оказывается без резистивной нагрузки в верхнем участке его полосы пропускания, что приводит к искажению его АЧХ, а также к резкой неравномерности ГВЗ и появлению паразитных высокочастотных резонансных колебаний на его выходе.

Для определения количественных требований к характеристикам узлов передатчика, необходимо разработать его адекватную модель, позволяющую проводить исследования на сигнале, максимально приближенном к реальному OFDM сигналу, например, цифрового вещания стандарта DRM.

Литература

1. *Данешманд Б.М.* Сравнительный анализ концепции создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в России, Китае, США и Европе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 6. С. 20-32.
2. *Бакулин М.Г., Тауфик Б.Р.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э.* Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G? // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 1. С. 4-14.
3. *Dumkova S.* Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems // Synchroninfo Journal. 2021. Т. 7. № 5. С. 36-48.
4. *Бакулин М.Г., Бен Режес Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Миронов Ю.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э.* Схемы модуляции для систем сотовой связи 5G/IMT-2020 и 6G // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 3. С. 11-17.
5. *Dumkova S.* Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments // Synchroninfo Journal. 2019. Т. 5. № 6. С. 17-21.
6. *Фокин Г.А.* Моделирование сверхплотных сетей радиодоступа 5G с диаграммообразованием // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 5. С. 4-21.
7. *Дымкова С.С.* Облачные IoT платформы и приложения для оптимизационного управления транспортом // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 4. С. 39-50.
8. *Варламов О.В.* Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для российской федерации // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017
9. *Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П., Новиков Г.В., Петяшин Н.Б., Попов И.А., Харитонов А.В., Громорушкин В.Н.* Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме // Москва, 1985.
10. *Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Козырев В.Б., Меланьин А.В.* Сложение мощностей двухтактных ключевых генераторов ПН с резистивной нагрузкой // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32. № 7. С. 31-36.
11. *Varlamov O.V., Gromorushkin V.N.* High efficiency power amplifier for iot applications: RF path // В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2020. С. 9078651.
12. *Варламов О.В.* Максимальная мощность коммутируемого р-п диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 10. С. 26-32.
13. *Varlamov O.V.* Power capacity of HF automatic antenna tuner switched by pin diodes under load mismatch conditions // В сборнике: 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020. 2020. С. 9166046.
14. *Kahn L.* Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration // Proceedings of the IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952.
15. *Filimonov N., Varlamov O., Itkin G.* Efficient modulation of RF signals // Патент на изобретение US 7724837 B2. Заявка № US20040546012 от 07.01.2004.
16. *Filimonov N., Varlamov O.* Power amplifier circuit for amplifying RF signals // Патент на изобретение EP 1229642 B1. Заявка № EP20010102249 от 31.01.2001.
17. *Filimonov N., Varlamov O., Itkin G.* Efficient modulation of RF signals // Патент на изобретение EP 1450479 B1. Заявка № EP20030003830 от 20.02.2003.
18. *Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Лаврушенков В.Г.* Разработка коротковолнового ключевого усилителя мощности с отдельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 42-44.
19. *Cox D.* Linear amplification with nonlinear components // Communications, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, Dec 1974.
20. *Варламов О.В., Гончаров И.А., Лаврушенков В.Г.* Мощный ВЧ цифроаналоговый преобразователь для усилителя мощности ОМ сигналов // Электросвязь. 1989. № 8. С. 54-57.
21. *Varlamov O.V., Chugunov I.V.* Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // В сборнике: 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2017. 2017. С. 7997508.
22. *Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E.* Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. 2021. С. 9416126.

23. Варламов О.В., Нгуен Д.К., Грычкин С.Е. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 9. С. 11-16.
24. Варламов О.В. Разработка высокоэффективного модуляционного тракта для ВЧ усилителя мощности с отдельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 45-46.
25. Болотов А.О., Варламов О.В. Экспериментальное исследование макета усилителя ШИМ сигнала для модуляционного тракта передатчика с разделением составляющих // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 6. С. 80-84.
26. Bolotov A.O., Kholuykov R.G., Varlamov O.V. EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. 2018. С. 8456955.
27. Холюков Р.Г., Варламов О.В. Разработка формирователя ШИМ сигнала с дополнительной дельта-сигма модуляцией на ПЛИС и измерение его характеристик // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 5. С. 79-84.
28. Varlamov O.V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // В сборнике: 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 - Proceedings. 2021. С. 9619166.
29. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173.
30. Варламов О.В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с отдельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 4-14.
31. Ивановский Р.Ю., Варламов О.В., Сягаев А.К. Нелинейные искажения сигнала стандарта DRM в синтетических схемах линейного усиления // В сборнике: Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения. Материалы XV межрегиональной научно-технической конференции. 2007. С. 301-310.
32. Varlamov O. Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // Т-Comm. 2014. Т. 8. № 2. С. 59-60.
33. Варламов О.В., Лаврушенко В.Г. Критерии качества передающего устройства для стандарта DRM и измерительное оборудование // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2004. № 3. С. 44-48.
34. Варламов О.В., Громоружкин В.Н., Лаврушенко В.Г., Чугунов И.В. Генератор испытательных сигналов для измерительных характеристик ключевых усилителей мощности с отдельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 47-49.
35. Варламов О.В. Радиопередатчики сложных сигналов, построенные по методу отдельного усиления. Основы теории и лабораторный практикум // Учебно-методическое пособие. Москва, 2019.
36. Варламов О.В. Радиооборудование для цифрового радиовещания стандарта DRM. Москва, 2021.
37. Варламов О.В. Теоретические основы изучения причин возникновения нелинейных искажений в современных высокоэффективных передатчиках // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2022. Т. 11. № 4. С. 15-22.
38. Huber J. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements // EBU-DRM Conference. Geneva, 26 Nov 2009, https://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf.
39. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. Class D switching power amplifier with a filter under load mismatch conditions // В сборнике: 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2020. 2020. С. 9131508.
40. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V., Dolgopyatova A.V., Voronkov A.A. Operation problems of the EER transmitter with narrowband antenna // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. 2019. С. 8706736.
41. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. Experimental studies of the envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with broadband unmatched load // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488387.
42. Varlamov O.V., Grebennikov A. Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load // В сборнике: 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2022 - Conference Proceedings, 2022
43. Varlamov O.V., Stroganova E.P. Frequency extension circuit for EER transmitters operating with electrically short antennas // В сборнике: 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2018. С. 8350577.
44. Варламов О.В., Горегляд В.Д. Расширение полосы согласования передающих вещательных антенных систем диапазона ДВ для работы в режиме DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 1. С. 18-22.
45. Варламов О.В. Разработка алгоритма и программных средств проектирования антенно-согласующих цепей цифровых радиовещательных передатчиков стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 2. С. 47-50.

46. Варламов О.В. Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. №1. С. 32-38
47. Varlamov O.V. Possibility Evaluation of the DRM NVIS Broadcasting Time Extension through Extraordinary Wave // В сборнике: 2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2022 - Proceedings, 2022
48. Варламов О.В. Способ организации глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 5. С. 63-68.
49. Varlamov O.V. Public digital broadcasting network organization in the range of long waves // Synchroninfo Journal. 2018. Т. 4. № 6. С. 2-5.
50. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. Digital radio broadcasting network in the Arctic region // Conference of Open Innovations Association, FRUCT. 2019. № 24. С. 457-462.
51. Варламов О.В., Варламов В.О., Долгопятова А.В. Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16.
52. Varlamov O.V., Bychkova A.A. Basis of technical design and development a single-frequency DRM digital broadcasting network for Venezuela // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488396.
53. Варламов О.В., Аби Ассали Бычкова А. Технические основы проектирования сети цифрового радиовещания стандарта DRM в Венесуэле // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 1. С. 17-20.
54. Варламов О.В., Аби Ассали Бычкова А. Разработка сети синхронного цифрового радиовещания стандарта DRM для Венесуэлы // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 2. С. 23-27.
55. Варламов О.В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №11. С. 4-20.
56. Varlamov O.V. Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. 2018. С. 8456925.
57. Варламов О.В. Исследование цифрового радиовещания DRM в диапазоне СВ в зоне фединга // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 41-45.
58. Варламов О.В. Особенности частотно-территориального планирования сетей радиовещания DRM диапазонов НЧ и СЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 43-46.
59. Варламов О.В. Корректное планирование сетей DRM вещания // Электросвязь. 2014. № 6. С. 26-34.
60. Варламов О.В., Варламов В.О. Распределение максимальных уровней атмосферных радиопомех в диапазонах низких частот и средних частот по территории Земли // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.
61. Varlamov O. The radio noise effect on the coverage area of DRM broadcast transmitter in different regions // Т-Comm. 2015. Т. 9. № 2. С. 90-93.
62. Варламов О.В. Разработка требований к приемному оборудованию сетей цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 39-42.
63. Варламов О.В. Разработка отечественной нормативной базы цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 47-50.
64. Варламов О.В. Соотношение мощностей аналогового и цифрового сигналов при DRM радиовещании в режиме Simulcast // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. №12. С. 81-84.
65. Нгуен Д.К., Варламов О.В. Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 10-18.
66. Nguyen D.C., Varlamov O.V. Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research // В сборнике: 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2022 - Conference Proceedings, 2022
67. Varlamov O.V. Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings. 2022.
68. Варламов О.В. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11.
69. Hunter Ian C (2001). Theory and Design of Microwave Filters. Institution of Electrical Engineers. Stevenage, UK
70. Варламов О.В., Дымкова С.С., Городилова М.В. Авторские профили в наукометрических базах данных / Учебно-методическое пособие. Москва, 2020.
71. Дымкова S.S. Earth observation and global navigation satellite systems analytical report part I (aviation and space) // Synchroninfo Journal. 2022. Т. 8. № 1. С. 30-41.
72. Дымкова S. Earth observation and global navigation satellite systems analytical report part II (timing & synchronisation of telecommunication networks, maritime and inland waterways, rail and automotive transport) // Synchroninfo Journal. 2022. Т. 8. № 2. С. 24-34.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ В МОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ

Панкратов Денис Юрьевич,

Московский Технический Университет Связи и Информатики, доцент, к.т.н., Москва, Россия
dpankr@mail.ru

Горовенко Александр Викторович,

*Московский Технический Университет Связи и Информатики, студент группы МИТ2131,
Москва, Россия*
avgorovenko@yandex.ru

Аннотация

В данной статье рассматривается способ дополнительной защиты информации, передаваемой в системах мобильной радиосвязи, построенных на основе технологий MISO, MIMO и MU-MIMO. Предлагаемый способ использует пространственно-временное мультиплексирование информационных символов каналов объединяемых корреспондентов сети причем мультиплексирование осуществляется по псевдослучайному закону.

Ключевые слова: защита информации, шифрование, пространственно-временное кодирование, пространственно-временное мультиплексирование, M-последовательность, MIMO, MISO

Введение

Радиосвязь продолжает оставаться одной из основ государственного и административного управления, управления финансами, бизнесом и производственными процессами. Она обеспечивает информационный обмен между органами и объектами управления в виде сообщений различного формата (речь, неподвижные и подвижные изображения, данные).

Основным отличием радиосвязи от других способов электросвязи (и любой другой связи) является отсутствие зависимости от материальных (кабельных, оптоволоконных) линий связи. Именно это обуславливает приоритетное использование радиосвязи для информационного обмена с мобильными корреспондентами.

Широко распространенные в настоящее время сети мобильной связи 4-го поколения (4G) уже не позволяют в требуемой мере обеспечить возросшие потребности корреспондентов в инновационных услугах подвижной связи [4, 10-22]. При этом операторы столкнулись с недостаточной гибкостью данных сетей связи, увеличением их сложности и ростом стоимости их эксплуатации. Использование технологий сетей мобильной связи 5-го поколения (5G/IMT-2020) позволяют нивелировать указанные недостатки и являются закономерным этапом развития сетей подвижной связи.

Использование радиоинтерфейса в сетях мобильной связи повышает требования к безопасности передаваемой информации, так как увеличиваются возможности ее искажения или несанкционированного использования. Сети мобильной связи 4-го и 5-го поколения, несмотря на принимаемые меры, продолжают оставаться уязвимыми для различного вида атак, направленных на несанкционированный доступ к передаваемой информации и/или ее искажение [7]. Предлагаемый в данной статье способ позволит дополнительно защитить информацию, передаваемую по радиоканалу в сетях мобильной связи.

Результаты исследований

Принципы и требования обеспечения информационной безопасности в сетях связи 5G/IMT-2020, предусматривают применение российских криптографических алгоритмов и аппаратных средств, в том числе отечественных USIM-карт с доверенным программным обеспечением и ключами, российской системы обеспечения и управления ключами отечественного доверенного абонентского и сетевого оборудования и программного обеспечения, обеспечивающих устойчивость функционирования

разрабатываемого оборудования и доступность разрабатываемой сети связи [4].

Механизмы безопасности для сетей мобильной связи позволяют обеспечить аутентификацию корреспондентов, конфиденциальность пользовательских данных и конфиденциальность данных при их передаче, а также комплексную защиту при совместном использовании протоколов обмена с другими международными стандартами обмена. Защита информации об корреспонденте заключается в том, что в процессе обслуживания его скрывают временными идентификаторами.

Закрытие передаваемых информационных данных в сети мобильной связи осуществляется путем их шифрования. В частности, могут применяться следующие алгоритмы шифрования [5]:

– в соответствии с ГОСТ 34.12-2015 алгоритм блочного шифрования с длиной блока $n=128$ бит и ключом длиной 256 бит (шифр «Кузнечик») и алгоритм блочного шифрования с длиной блока $n=64$ бита и ключом длиной 256 бит (шифр «Магма»);

– AES (Advanced Encryption Standard) – алгоритм блочного шифрования, принятый в качестве стандарта шифрования в США с длиной блока 128 бит и ключом длиной 128, 192 или 256 бит;

– DES (Data Encryption Standard) – алгоритм блочного шифрования, ранее использовавшийся в качестве стандарта шифрования в США с длиной блока 64 бита и ключом длиной 64 бита;

– ZUC – алгоритм поточного шифрования с ключом длиной 128 бит и блоком инициализации длиной 128 бит.

Однако не смотря на шифрование информационного обмена существуют угрозы безопасности передаваемой информации, обусловленные принципиальными недостатками управления сессионными ключами. Для генерации ключевого потока (гаммы) используется ключ и вектор инициализации. При этом сами ключи формируются с помощью одной процедуры, а все переменные, используемые для создания уникального вектора, передаются с использованием другой процедурой. Из-за несогласованной работы двух процедур существует временной диапазон (около 10 секунд) между голосовыми вызовами (Voice over LTE – VoLTE), когда возникают подходящие условия для атаки по типу повторного использования гаммы. Злоумышленник может перехватить зашифрованный разговор, а затем инициировать собственный вызов в тот краткий период, когда гамма будет такой же. Зная открытый текст своего сообщения, он может выполнить обратимую побитовую операцию и расшифровать перехваченное ранее сообщение корреспондента [7]. Данная проблема может быть решена несколькими способами:

1. Изменение процедуры установления закрытой связи с целью предотвращения повторного использования гаммы.

2. Использованием процедуры сквозного закрытого канала связи, т.е. процедура закрытия информации осуществляется не на уровне системы мобильной радиосвязи, а на уровне аппаратно-программного обеспечения терминалов корреспондентов данной системы.

3. Затруднением возможности физического доступа злоумышленника к информационному каналу корреспондента за счет распределения данного канала в пространственно-временной области.

4. Комплексным применением вышеперечисленных способов защиты информации.

Далее более подробно будет рассмотрена возможность затруднения физического доступа злоумышленника к информационному каналу корреспондента. В этом случае для повышения защищенности информации предлагается использовать пространственно-временное мультиплексирование каналов связи нескольких корреспондентов сети мобильной связи. Основная идея предлагаемого способа защиты заключается в псевдослучайном способе объединения корреспондентов, использующих мобильную систему связи с технологией MISO (multiple input single output) или MIMO (multiple input multiple output) в общий информационный поток.

Технология MIMO предполагает передачу информации по нескольким пространственно-разнесенным каналам за счет использования нескольких передающих и нескольких приемных антенн, разнесенных в пространстве. При использовании технологии MISO применяется несколько передающих антенн, разнесенных в пространстве и одна приемная. Многопользовательская система MU-MIMO (Multiuser MIMO) предполагает использование одной базовой станции с несколькими приемопередающими антеннами для работы с терминалами корреспондентов, которые могут иметь одну или несколько приемопередающих антенн [2], [8], [9].

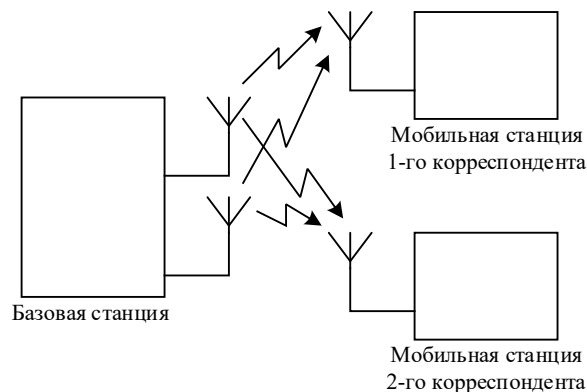


Рис. 1. Структурная схема MU-MIMO с двумя передающими антеннами на базовой станции и двумя корреспондентами

Наличие нескольких корреспондентов в системе мобильной радиосвязи, использующей технологию MU-MIMO позволяет применить способ пространственно-временного мультиплексирования корреспондентов по псевдослучайному закону. В этом случае злоумышленнику, чтобы выделить в радиоканале информационный канал конкретного абонента необходимо будет знать, кроме всего прочего, закон мультиплексирования, применяемый в данном радиоканале.

Идея, положенная в основу предлагаемого способа, представлена в следующем простом примере. Пусть имеется два корреспондента и система мобильной связи, использующая для связи с каждым корреспондентом технологию MISO с двумя антеннами (рис. 1). Для объединения информационных потоков двух корреспондентов будет использоваться M-последовательность с небольшим периодом. Так как в соответствии со свойствами M-последовательностей, данная последовательность имеет на периоде количество единичных бит на один больше, чем количество нулевых бит [1, 3], для решения задачи мультиплексирования целесообразно объединить два периода данной последовательности, причем на втором периоде последовательность берется в инверсном виде. Передача сигналов корреспондентов осуществляется по следующему правилу: при наличии на выходе генератора M-последовательности ноль в канал связи передается информационный символ первого корреспондента, а если единица – информационный символ второго корреспондента.

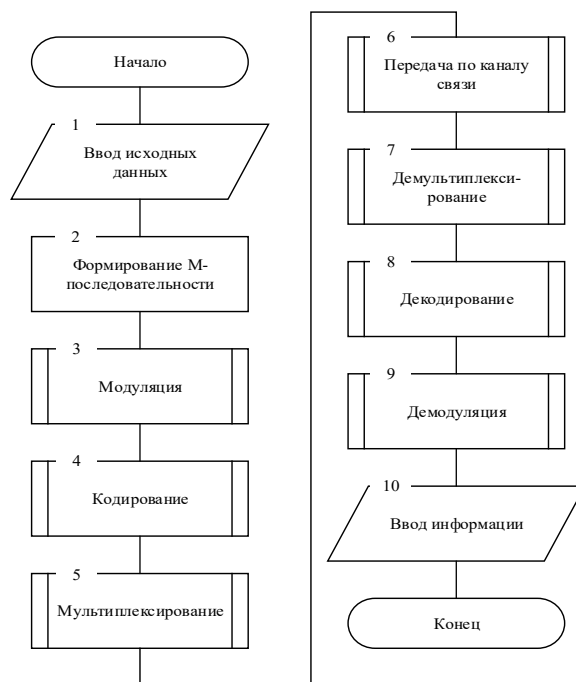


Рис. 2. Обобщенный алгоритм пространственно-временного мультиплексирования

Обобщенный алгоритм пространственно-временного мультиплексирования приведен на рисунке 2. В блоке 1 осуществляется ввод исходных данных в виде битовых информационных потоков двух корреспондентов сети мобильной связи.

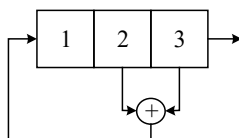


Рис. 3. Регистр сдвига для формирования М-последовательности

В блоке 2 на основе регистра сдвига, приведенного на рис. 3, формируется М-последовательность. В данном примере для формирования М-последовательности выбран неприводимый полином x^3+x+1 , который позволяет сформировать псевдослучайную двоичную последовательность с периодом 7 бит [3]. Два периода данной последовательности (прямой и инверсный) будут включать 14 бит, при этом половина из них будет иметь значение «1», а вторая половина «0». Вариант периода такой последовательности (зависит от начальной установки регистра сдвига) может иметь вид: 1 0 0 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0. Для реальных систем мобильной радиосвязи целесообразно выбирать М-последовательность с большей длиной периода.

Блок 3 осуществляет фазовую модуляцию информационных последовательностей корреспондентов. В рассматриваемом примере выбрана фазовая модуляция с двумя позициями фазы. В реальных системах могут использоваться и другие виды модуляции.

Кодирование информационных последовательностей корреспондентов (блок 4) осуществляется по схеме Аламути [2, 6]. Пространственно-временная матрица формируемых информационных символов при этом имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} \theta_1 & -\theta'_2 \\ \theta_2 & \theta'_1 \end{bmatrix},$$

где θ_1 и θ_2 1-й и 2-й информационные символы корреспондента, θ'_1 и θ'_2 1-й и 2-й комплексно-сопряженные информационные символы корреспондента. Данную пространственно-временную матрицу можно рассматривать как последовательность двух пространственных сигналов.

$$s_1 = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}$$

символы, излучаемые в первый временной интервал первой и второй антенной,

$$s_2 = \begin{bmatrix} -\theta'_2 \\ \theta'_1 \end{bmatrix}$$

символы, излучаемые во второй временной интервал первой и второй антенной.

В блоке 5 осуществляется мультиплексирование кодированных информационных символов первого и второго корреспондентов, используя следующее правило: если на выходе генератора М-последовательности ноль в канал связи передается информационный символ первого корреспондента, а если единица – информационный символ второго корреспондента. В этом случае последовательность символов на входе канала связи в зависимости от начальной установки регистра сдвига генератора М-последовательности может иметь вид:

$$s_1^2, s_1^1, s_2^1, s_2^2, s_3^1, s_3^2, s_4^2, \dots,$$

где s_i^j – это i -й информационный сигнальный символ j -го корреспондента.

При передаче мультиплексированного сигнала по каналу связи с замираниями на него воздействует аддитивный гауссовский шум (блок 6), поэтому в приемной антенне корреспондента в моменты времени t и $t+nT$ получим информационные сигнальные символы [2, 6]:

$$y_1(t) = h_1\theta_1 + h_2\theta_2 + \eta_1;$$

$$y_2(t+nT) = -h_1\theta'_2 + h_2\theta'_1 + \eta_2,$$

где h_1 и h_2 – комплексные коэффициенты передачи канала между передающими антеннами и приемной антенной, учитывающие замирания сигнала на длительности информационного сигнального символа корреспондента, η_1 и η_2 – комплексные случайные гауссовские величины с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями, n – количество временных интервалов между сигнальными символами, принадлежащими одному абоненту (обусловлено формой М-последовательности, используемой для мультиплексирования информационных последовательностей двух абонентов), T – длительность передачи одного сигнального символа, t – момент приема сигнального символа.

В блоке 7 осуществляется демультимплексирование принятой информационной последовательности сигнальных символов, т.е. из общего потока сигнальных символов выделяются символы, принадлежащие первому или второму корреспонденту. Порядка демультимплексирования определяется М-последовательностью полностью совпадающей по параметрам с той, что использовалась для мультиплексирования информационных потоков в блоке 5, т.е. генераторы М-последовательностей на передающей и приемных сторонах должны работать синхронно.

Декодирование и демодуляция (блоки 8 и 9) принятых информационных последовательностей каждого корреспондента осуществляется по схеме Аламути с использованием оценок максимального правдоподобия [2, 6]:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_1^{MI} &= f(h'_1 y_1 + h_2 y'_2), \\ \hat{\theta}_2^{MI} &= f(h'_2 y'_1 - h_1 y_2).\end{aligned}$$

При этом необходимо учитывать, что комплексные коэффициенты передачи канала между передающими антеннами и приемной антенной h_1 и h_2 на интервалах приема символов y_1 и y_2 могут быть различны в силу того, что данные символы разнесены по времени на n временных интервалов.

На выходе алгоритма (блок 10) получаем информационные битовые последовательности двух корреспондентов.

Для проверки работоспособности данного алгоритма в пакете прикладных программ для решения задач технических вычислений MatLab была разработана программа multiplex.mlx. Результаты моделирования с использованием данной программы показали работоспособность предложенного алгоритма. Для мобильной системы радиосвязи с несколькими корреспондентами, в качестве последовательности, задающей порядок мультиплексирования, могут быть использованы многоуровневые числовые последовательности сформированные, например, с использованием прямого комбинационно-числового преобразования [1].

Достоинствами предложенного способа защиты информационного канала корреспондента за счет распределения данного канала в пространственно-временной области являются:

1. Дополнительная защита информационного канала корреспондента мобильной системы радиосвязи, за счет псевдослучайного мультиплексирования корреспондентов.
2. Дополнительная помехоустойчивость, за счет разнесения сигнальных символов одного корреспондента во времени, что приводит к меньшей корреляции помех в соответствующих физических каналах связи.

Основными недостатками предложенного способа являются:

1. Необходима доработка существующего аппаратно-программного обеспечения систем мобильной радиосвязи для реализации алгоритма пространственно-временного мультиплексирования.
2. При обработке демультимплексированного сигнала корреспондента необходимо учитывать неравномерность поступления информационных символов на вход тракта обработки.

Заключение

Способы защиты, используемые в современных сетях мобильной радиосвязи, не позволяют в полной мере гарантировать корреспонденту безопасность передаваемой по радиоканалу информации.

В ходе представленной работы был предложен способ дополнительной защиты информации, передаваемой по радиоканалу в сетях мобильной радиосвязи, построенных по технологии MU-MIMO, основанный на пространственно-временном мультиплексировании с псевдослучайным законом объ-

единения корреспондентов.

Моделирование в пакете прикладных программ для решения задач технических вычислений MatLab показало работоспособность предлагаемого способа мультиплексирования.

Литература

1. Андреев А.В., Воронин А.В., Замарин А.И., Медведев В.М., Тараненко П.Г. Обнаружение и анализ сигналов сложной структуры. Учебник. Спб.: МО, 1996.
2. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014.
3. Григорьев В.А. Сигналы современных зарубежных систем электросвязи: Учебник. СПб.: ВАС, 2007.
4. Концепция создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в Российской Федерации. Утверждена Приказом Минкомсвязи России от 27.12.2019 № 923 «Об утверждении Концепции создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в Российской Федерации».
5. Курганов Е.А. О глубине аппаратной реализации блочного шифра Кузнечик», Интеллектуальные системы. Теория и приложения. 2016 Т. 20, Вып. 1. С. 61-78.
6. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / Под редакцией профессора А.М. Шломы. М.: Горячая линия – Телеком, 2008.
7. 4G/LTE и 5G с точки зрения криптографии. [Электронный ресурс]// АО «Научно-производственная компания «Криптонит». 2021. 2 апреля. URL: <https://kryptonite.ru/articles/4g-5g-revolte/> (дата обращения 11.01.2023).
8. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 280 с.
9. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Анализ пропускной способности канала ММО в условиях замираний // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9. № 2. С. 13-20. EDN YOONRZ
10. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 2. С. 25-31.
11. Крейнделин В.Б., Резнёв А.А. Матрица пространственно-временного кода высокой размерности типа "Голден" // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 6. С. 34-40.
12. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Алгоритмы нелинейной фильтрации двоичной ЛРП со случайной задержкой и случайной начальной фазой // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 2. С. 45-51.
13. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Методы приема псевдослучайных последовательностей в системах радиосвязи // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2018. Т. 8. № 1. С. 108-112.
14. Крейнделин В.Б., Григорьева Е.Д. Анализ быстрого алгоритма умножения матриц и векторов для банка цифровых фильтров // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 1. С. 4-10.
15. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Смирнов А.Э. Способы минимизации объёма передаваемой информации в обратном канале многоантенных систем ММО // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 3. С. 17-24.
16. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Применение технологии ММО в современных системах беспроводной связи разных поколений // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 4. С. 4-12.
17. Крейнделин В.Б., Григорьева Е.Д. Реализация банка цифровых фильтров с пониженной вычислительной сложностью // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 7. С. 48-53.
18. Панкратов Д.Ю., Степанова А.Г. Компьютерное моделирование технологии ММО для систем радиосвязи // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 12. С. 33-37.
19. Панкратов Д.Ю., Сердюков А.А. Моделирование системы ММО в режиме Beamforming. DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2021. Т. 11. № 2. С. 12-21.
20. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G? // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 1. С. 4-10.
21. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Миронов Ю.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Схемы модуляции для систем сотовой связи 5G/IMT-2020 и 6G // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 3. С. 11-17.
22. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Схемы NOMA с обработкой на уровне символов // Т-Сотм: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 5. С. 4-14.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ЭКОНОМИЧЕСКУЮ НАДЕЖНОСТЬ ОРГАНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ

Старилова Елизавета Владимировна,

*Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», бакалавр 3 г.о.,
Москва, Россия*
evstarilova@edu.hse.ru

Королев Павел Сергеевич,

*Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», ст. препод., к.т.н.,
Москва, Россия*
pskorolev@hse.ru

Аннотация

Настоящая работа посвящена исследованию взаимосвязи технической надежности электронных изделий и экономической надежности организации. В рамках исследования удалось выявить взаимосвязь между сроком службы электронных изделий и их гарантией на основании данных производителей. Показано, что техническая надежность на уровне электрорадиоизделий отечественного производства ниже, чем у конкурирующих стран, что обуславливает более тщательную проработку вопроса импортозамещения электроники для эффективного управления бизнес-процессами.

Ключевые слова: *Техническая надежность, экономическая надежность, гарантия, срок службы, импортозамещение.*

Введение

Начиная с 2014 года по сегодняшний день в России активно выполняется программа импортозамещения, однако эффективность ее выполнения в области электроники очень мала. Усугубление ситуации связано с санкционными мерами стран Евросоюза, США и др., а также со «Специальной военной операцией» и напряженных отношений с некоторыми странами. Спрос на электронную продукцию не уменьшается, а только возрастает, особенно в области авиации, космических услуг связи и др. Т.е. электронные изделия должны производиться в достаточном объеме для обеспечения конкурентоспособности России на внутреннем и мировом рынках [1]. Стоит отметить, что нестабильность на международном рынке усиливает отрицательное влияние на все аспекты деятельности организаций (предприятий, компаний) различных форм и отраслей. Воздействие факторов внешней среды сильно влияет на производственные и реализационные процессы, финансовые возможности организаций [2]. В связи с этим необходимо понять, как надежность изделий оценивается в разных странах, сравнить результаты и сделать выводы о том, насколько надежна отечественная продукция по сравнению с зарубежными аналогами. Такое исследование поможет выявить, с какими проблемами могут столкнуться российские компании в условиях импортозамещения и как это повлияет на их экономические показатели. Поэтому целью данной работы является определение степени взаимосвязи технической надежности электронных изделий и экономической надежности организации, а также оценка последствий импортозамещения электронной компонентной базой (ЭКБ) электроники в России.

Техническая надежность изделия и ее показатели

Как известно, под термином «техническая надежность» понимают свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность объекта выполнять требуемые функции в заданных режимах, условиях применения, стратегиях технического обслуживания, хранения и транспортирования [3]. Она является одним из эксплуатационных показателей качества. Однозначно, что необходимое качество проектирования и производства изделия обеспечивает его надежность. То есть надежность – вторична относительно качества. И, с математической точки зрения, для оценки λ -характеристик (именно они относятся к надежности) должны быть учтены требования к разработке и изготовлению аппаратуры, т.е. отработанность техпроцесса и

уровень организации производства электронных изделий.

Согласно стандарту [3] техническая надежность включает в себя шесть основных показателей, с помощью которых можно ее характеризовать, а именно: сохраняемость, безотказность, ремонтпригодность, восстанавливаемость, долговечность и готовность.

Заметим, что календарная продолжительность эксплуатации объекта от начала эксплуатации или ее возобновления после капитального ремонта до момента достижения изделием предельного состояния называется сроком службы. Этот показатель должен быть экономически целесообразным, то есть его эффективное использование должно быть ограничено экономическими последствиями износа изделия. Надежность изделия должна быть достаточной для того, чтобы срок службы изделия был достаточным для его экономической эффективности. Срок службы является характеристикой одного из показателей надежности – долговечности [4].

Наработка на отказ – это важный параметр для определения срока службы системы или устройства. Наработка на отказ – это наработка объекта от начала его эксплуатации или от момента его восстановления до отказа [3]. Средняя наработка на отказ определяется как отношение суммарной наработки восстанавливаемого устройства к количеству отказов, происшедших за суммарную наработку. Наработка на отказ является характеристикой безотказности, которая необходима для оценки срока службы (долговечности).

Взаимосвязь срока службы и гарантии

Срок службы и гарантия являются по смыслу идентичными понятиями, однако у них есть ряд отличий. В частности, срок службы может измеряться не только в единицах времени, но и другими единицами измерения (например, км, м и т.д.).

Гарантийный срок – это период, в течении которого в случае обнаружения недостатка изделия производитель обязан удовлетворить требования потребителя. Срок службы определяет время, в течение которого изготовитель обязуется обеспечивать потребителю возможность использования товара.

Взаимосвязь срока службы и гарантии заключается в том, что производитель не может разумно установить гарантийный срок без знания срока службы изделия. Конечно, есть и другие факторы установления гарантии, которые связаны с получением экономической выгоды.

Существует два вида гарантии: та, которую указывает продавец (дополнительная гарантия) и та, которую устанавливает производитель. Из-за того, что технические устройства проходят довольно долгий путь от изготовителя до потребителя (транспортировка, таможенное оформление, складское хранение), второй гарантийный срок больше. Как только гарантийный срок со дня производства истекает, производитель снимает с себя ответственность по гарантийному ремонту. Обычно продавцы сокращают гарантийные сроки, потому что это выгодно для организации, так как в таком случае ответственность и затраты на ремонт или замену изделия снижаются.

В ходе исследования найдена корреляция между значениями наработки на отказ (MTBF), которая является неотъемлемой характеристикой при нахождении срока службы и гарантии, которую заявляет производитель для электронных изделий – источников вторичного электропитания. Сводные данные сведены в таблицу 1 для примера.

Таблица 1

Наработка на отказ и гарантия для источников вторичного электропитания

| № п/п | Название | Наработка на отказ, ч | Гарантия, лет |
|-------|--|-----------------------|---------------|
| 1 | HIPER Блок питания HPB-600D 80+ bronze (24+4+4pin) APFC | 100000 | 2 |
| 2 | GameMax VP-500-RGB-MODULAR 80+ Блок питания ATX | 50000 | 1 |
| 3 | HIPER Блок питания HPB-700FMK2 80+ gold (24+4+4pin) APFC | 100000 | 2 |
| ... | ... | ... | ... |
| 50 | Exegate EX244555RUS Блок питания 500W Exegate UN500, ATX | 50000 | 1 |

Коэффициент корреляции r между двумя величинами «Наработка на отказ» и «Гарантия» $r = 0.41$. Это означает, что связь между величинами слабая, однако она есть. Следующим шагом является доказательство значимости найденной корреляции.

Как известно, коэффициент корреляции r связан со случайной величиной t (1), подчиняющейся распределению Стьюдента со степенями свободы $Q_{max} - 2$; Q_{max} – это количество объектов выборки. Для нашего случая (табл. 1) $Q_{max} = 50$.

$$t = \frac{r \cdot \sqrt{Q_{max} - 2}}{\sqrt{1 - r^2}} \quad (1)$$

По итогу $t = 2.81$.

Найдем значение $t_{кр}$ (граница критической области – начало значимого интервала) по таблице распределения Стьюдента при заданных $\alpha=0.05$ (объем выборки до 100 единиц) и $Q_{max} - 2$. Если $t > t_{кр}$ или $-t < -t_{кр}$, то t значима – связь выявлена; и наоборот.

При $t = 2.81$ по формуле (1), $t_{кр} = 2.01$ по (таблице распределения Стьюдента со степенями свободы) соблюдается вышеупомянутое условие. Таким образом, связь значима.

Слабость связи объясняется тем, что в выборке были представлены: 1) гарантия продавца, а он обычно устанавливает свой гарантийный срок, не ссылаясь на производителя, который учитывает срок службы изделия; 2) источники вторичного электропитания разной категории по мощности и стране производителя. Тем не менее, это дает право на предположение, что при однородности данных коэффициент корреляции будет сильнее и связь значима.

Экономическая надежность организации и ее показатели

Механизм экономической надежности промышленного предприятия - это совокупность способов и методов эффективного взаимодействия всех ресурсов промышленного предприятия, выражающегося в экономических показателях, как результатах процесса, и дающих оценку влияния данного взаимодействия на уровень эффективности, устойчивости и стабильности функционирования промышленного предприятия во времени для достижения поставленных целей при постоянном воздействии факторов внешней и внутренней среды.

Существуют экономические индикаторы обеспечения эффективности «на входе» и «на выходе».

Индикаторы обеспечения на «входе» с определенными эталонными значениями показывают обеспеченность процесса технологического развития ресурсами, обозначенными в концептуальной модели механизма экономической надежности. Эти показатели направлены на персонал, финансы, инфраструктуру, поставщиков и инфраструктуру.

На «выходе» оцениваются результаты функционирования: показатели эффективности основных процессов, показатели продукта и показатели удовлетворенности потребителей, как один из важнейших результатов процесса. К рассматриваемым процессам относятся маркетинг, производство, финансы, организация, функции продукта, надежность продукта, безопасность и дополнительные услуги продукта, деловые связи, клиенты и претензии/рекламации [1].

Учет показателей технической надежности в экономической надежности

Техническая и экономическая надежность тесно связаны. Так, один из рассматриваемых объектов экономической эффективности «на выходе» - надежность продукта, индикаторами которого являются затраты на гарантийный сервис в течение гарантийного срока, количество дефектного продукта. Как уже известно, техническая надежность связана с гарантийным сроком с помощью такого показателя, как срок службы. Что касается дефектов, технически надежное устройство сводит их количество к минимуму, следовательно, экономические показатели организации растут. Чем надежнее устройство, тем меньше дефектов и гарантийных случаев, тем больше сохраненных ресурсов организации [1].

Импортозамещение и ее влияние на экономическую надежность

Импортозамещение – тип экономической стратегии и промышленной политики государства, направленных на замену импорта промышленной продукции, пользующейся спросом на внутреннем рынке, товарами национального производства.

Для оценки влияния импортозамещения следует сравнить несколько однотипных изделий, произведенных в разных странах. Для удобства исследования, воспользуемся электронным модулем нулевого уровня (рис. 1).

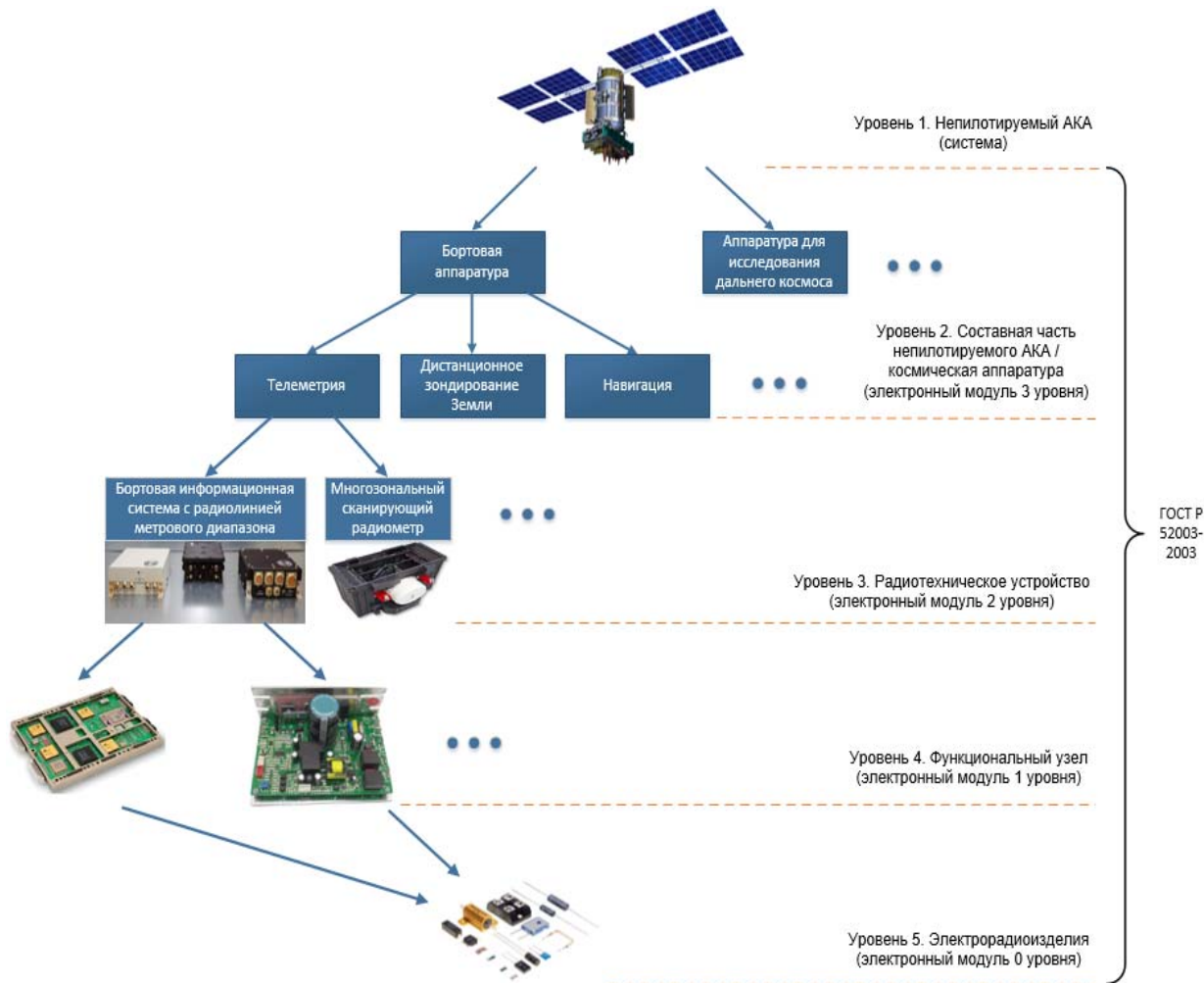


Рис. 1. Общая структура беспилотируемого космического аппарата

А именно возьмем класс «Резисторы» группы «Постоянные непроволочные» подгруппы «Металлодиэлектрические» С2-23, так как они встречаются в функциональных узлах достаточно часто и составляют более 40% всей его ЭКБ (рис. 2).

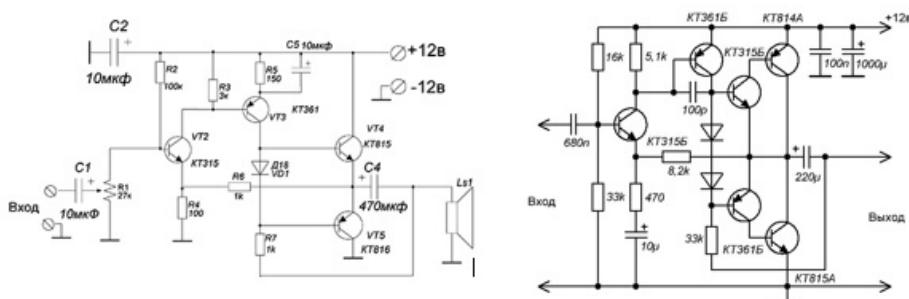


Рис. 2. Электрические схемы электронных изделий

Необходимыми данными для расчетной оценки надежности резисторов являются условия применения. Для примера возьмем условия применения, приведенные в таблице 2 для российского исполнения.

Оценка надежности проводилась на уровне оценки ее показателя – безотказности, в частности, эксплуатационной интенсивности отказов.

Таблица 2

Условия применения для выбранного резистора

| Параметр | Численное, значение; ед. измерения |
|---|---------------------------------------|
| Температура окружающей среды | +30 °С (на поверхности Земли) |
| Коэффициент жесткости условий эксплуатации | 15 (запуск ракеты) |
| Коэффициент электрической нагрузки | 0.5 |
| Сопротивление | 1.8 кОм |
| Коэффициент приемки | 0.3 (особая серия) |
| Время эксплуатации (срок активного существования) | 10 лет |

Сводные результаты оценки подобных резисторов, изготавливаемых в разных странах (Россия, США и Китай) приведены по соответствующим трем справочникам надежности: российскому [5], американскому [6] и китайскому [7] и сведены в таблицу 3. Формулы для оценки λ_z (λ_p) приведены в (2) – (4).

В российском справочнике надежности [5] приведена формула (2) для оценки λ_z :

$$\lambda_z = \lambda_o \cdot K_p \cdot K_R \cdot K_M \cdot K_{смаб} \cdot K_{\varepsilon} \cdot K_{IP} \quad (2)$$

В американском справочнике надежности [6] приведена формула (3) для оценки λ_p :

$$\lambda_p = \lambda_b \cdot \pi_R \cdot \pi_Q \cdot \pi_E \quad (3)$$

В китайском справочнике надежности [7] приведена формула (4) для оценки λ_p :

$$\lambda_p = \lambda_b \cdot \pi_R \cdot \pi_Q \cdot \pi_E \quad (4)$$

Стоит обратить внимание, что формулы (3) и (4) идентичны, разница состоит лишь в численных значениях коэффициентов, отвечающих за качество производства ЭКБ (резисторов).

Полное описание коэффициентов, входящих в модели (2) – (4) можно найти в источниках [5-7].

Таблица 3

Результаты оценки надежности резистора по трем справочникам разных стран

| № п/п | Справочник | Эксплуатационная интенсивность отказов λ_z , 1/ч |
|-------|--------------|--|
| 1 | Источник [5] | 1.20E-07 |
| 2 | Источник [6] | 6.54E-09 |
| 3 | Источник [7] | 2.2E-09 |

Сравнивая оцененную эксплуатационную интенсивность отказов λ_z по таблице 3, можно заметить, что российские резисторы имеют меньшую надежность и выходят из строя чаще (разница на два порядка), чем китайские и американские. Проблема усугубляется тем, что Россия не готова к полному импортозамещению, согласно форуму «Микроэлектроника» 2021 и 2022. Объемы производства электронных компонентов в России малы, поэтому создание электронных изделий с российской ЭКБ выходит дороже, чем использование зарубежных аналогов или совмещая иностранную и российскую ЭКБ. Более того, сроки изготовления компонентов в России гораздо дольше. Чтобы решить эту проблему, предприятия должны быть сами заинтересованы в популяризации своей продукции, быстро подстраиваться под изменяющийся рынок, информировать потребителя, а также наладить массовость объема производства и его качество для обеспечения требуемой надежности.

На рисунке 3 показано процентное распределение категорий отказов радиотехнических устройств для российских непилотируемых космических аппаратов.

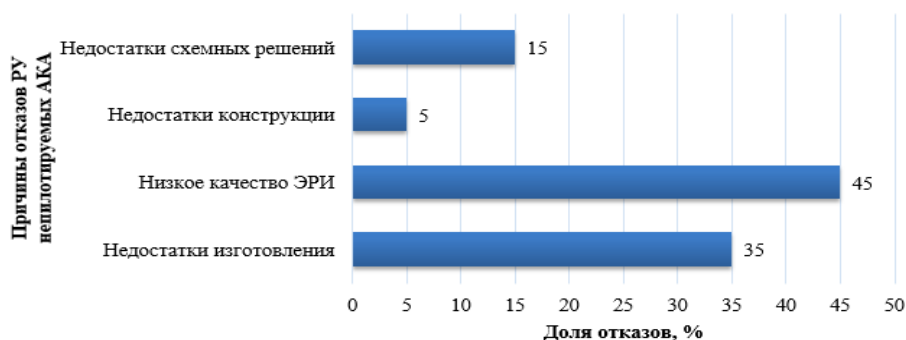


Рис. 3. Общая структура непилируемого космического аппарата

Согласно рисунку 3 можно сделать вывод, что отказы, связанные с качеством ЭКБ (ЭРИ) увеличат свое значение при оценочных данных (табл. 3).

Одним из выходов для обеспечения требуемой надежности является резервирование ЭКБ, но это приводит к увеличению массогабаритных характеристик электронных изделий, которые состоят из электронных модулей нулевого уровня (ЭКБ). Т.е. является не всегда эффективным подходом, когда есть определенные ограничения к массогабаритным характеристикам.

Другим выходом для обеспечения требуемой надежности является строгое соблюдение всех требований нормативно-технической документации при проектировании, производстве и др. стадиях жизненного цикла электронных изделий [8].

Еще одним вариантом является введение новых нормативных актов, а также изменение и ужесточение уже существующих (в частности, по контролю технологии производства ЭКБ), чтобы была ориентация на рынок страны и использование российских электронных изделий.

Заключение

В настоящем исследовании выявлена взаимосвязь технической надежности электронных изделий и экономической надежности организации. В ходе исследования найдена корреляция и ее значимость между гарантией и сроком службы электронных изделий. Связь этих показателей доказывает зависимость технической и экономической надежностей на уровне оцениваемых показателей.

Это свидетельствует о том, что для достоверной оценки экономической надежности организации необходима оценка технической надежности электронных изделий, которые она выпускает или использует по назначению согласно условиям применения.

Однако в работе не определен вес (вклад) технической надежности в оценке экономической надежности, но данный недостаток будет решен в последующем исследовании.

Также, стоит отметить, что в нашей стране объемы производимых ЭКБ малы. Это приводит к тому, что создание полностью отечественных электронных изделий становится невыгодным. Изготовление деталей не только дороже, но и дольше, чем у зарубежных конкурентов.

Вопрос импортозамещения остается на данный момент открытым: требуется детальная проработка блока инновационно-технологического развития организаций (промышленных предприятий) с учетом проблемы обеспечения требуемого уровня надежности электронных изделий и требуется процессный подход в управлении обеспечением технической надежности для использования каскадной модели механизма экономической надежности технологического развития организаций (промышленных предприятий).

Данное исследование также помогло выявить, что надежность российской ЭКБ ниже, чем у иностранных (табл. 3), что приведет к частым поломкам и выходам из строя изделий, что, в свою очередь, повлияет на экономические затраты компаний.

Литература

1. Яковлева Е.В., Терентьева А.Р. Экономическая надежность технологического развития // Омский научный вестник. Сер. Общество. История. Современность. 2021. Т. 6, № 1. С. 98–108. DOI: 10.25206/2542-0488-2021-6-1-98-108
2. Жеглова Н.В. Алгоритм оценки экономической надежности на примере промышленных предприятий Ивановской области // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ» Том 8, №3 (2016)

<http://naukovedenie.ru/PDF/12EVN316.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана. Яз. рус., англ. DOI: 10.15862/12EVN316

3. ГОСТ Р 27.102-2021. Национальный стандарт Российской Федерации. Надежность в технике. Надежность объекта. Термины и определения: дата введения 01.01.2022. М.: Российский институт стандартизации, 2021. 36 с.

4. *Жаднов В.В.* Расчетная оценка показателей долговечности электронных средств космических аппаратов и систем. Надежность и качество сложных систем, 2013. Т.2. С. 65-73.

5. Надежность ЭРИ 2006: справочник. М.: МО РФ, 2006. 641 с.

6. Chinese Standard GJB/Z 299C-2006. Reliability prediction handbook for electronic equipment. [Дата введения 2006-01-01]. China. 282 p.

7. Reliability prediction of electronic equipment MIL-HDBK-217F: Military Handbook. AMSC N/A, 1991. 205 p.

8. *Королев П.С.* Комплексный метод оценки показателей безотказности радиотехнических устройств космической аппаратуры // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2021. Т. 64. № 4. С. 316-328.

АСИМПТОТИЧЕСКОЕ ДОСТИЖЕНИЕ ГРАНИЦЫ К.Э. ШЕННОНА С ПРИМЕНЕНИЕМ КОДОВ ПЛОТНЕЙШЕЙ ПОВЕРХНОСТНО-СФЕРИЧЕСКОЙ УКЛАДКИ

Кузнецов Виталий Степанович,

Национальный исследовательский университет “Московский институт электронной техники”,
доктор технических наук, профессор, Москва, Россия

Аннотация

В данной статье при передаче закодированных сообщений в непрерывном гауссовском канале с АБГШ сформулированы условия выхода на границу Шеннона с минимальным расходом энергии на бит, асимптотически приближающимся к предельной минимальной величине $\ln 2$. На конкретных примерах расчёта помехоустойчивости ортогональных кодов длины не более 2048 доказывается возможность такой работы с произвольно высокой достоверностью.

Ключевые слова: непрерывный гауссовский канал с АБГШ, граница Шеннона, ортогональный код, частотная эффективность, энергетическая эффективность (ЭВК), делимость сигналов.

Введение

Проблемы построения систем передачи информации, вытекающие из теорем К.Э. Шеннона, сформулированных им ещё в 1948 г. и 1949г. [1, 2, 3] для непрерывного и дискретного гауссовских каналов, остаются нерешёнными до сегодняшнего дня. Решение этих проблем возможно только при выходе на границу К.Э.Шеннона с высокой надёжностью. Первые шаги в решении этих проблем при приёме в непрерывном гауссовском канале (канале с АБГШ) сделаны автором в работе [4] и далее в статьях [5, 6, 7].

Пусть P – средняя мощность передатчика, E_{bit} – расход энергии на бит, N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума и пусть помеха есть белый шум с мощностью N в выходной полосе частот канала $F_{вых.}$;

пусть $\gamma_{кан.} = \frac{C}{F_{вых.}}$ – частотная эффективность непрерывного гауссовского канала, где

$C = F_{вых.} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right)$ – его пропускная способность, а $\gamma_{сист.} = \frac{R}{F_{вых.}}$ – частотная эффективность системы, где R – средняя максимальная скорость передачи информации.

Назовём границей К.Э. Шеннона параметры непрерывного гауссовского канала с АБГШ при заданном качестве приёма, т.е. скорости передачи информации R и вероятности блоковой ошибки декодирования $Q_{ош.}$, или вероятности ошибки декодирования бита информации q_{bit} . Это частотная

эффективность $\gamma_{кан.}$ и требуемое отношение $\left(\frac{E_{bit.}}{N_0} \right)_{кан.} = f(\gamma_{кан.})$.

Если при $\gamma_{сист.} = \gamma_{кан.}$ и $\left(\frac{E_{bit.}}{N_0} \right)_{сист.} = \left(\frac{E_{bit.}}{N_0} \right)_{кан.}$ система передачи информации работает с произ-

вольно малой частотой ошибок, то она работает на границе К.Э. Шеннона с высокой надёжностью.

Далее приводится теорема, которая является частным случаем общей теоремы К.Э. Шеннона [2] для непрерывного гауссовского канала.

Теорема. Применяя достаточно сложную систему кодирования, можно при $\gamma_{сист.} = \gamma_{кан.}$ передавать по каналу двоичные цифры со скоростью

$$C = F_{\text{вых.}} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right),$$

со сколь угодно малой частотой ошибок при требуемом отношении $\left(\frac{E_{\text{бит.}}}{N_0} \right)_{\text{сист.}}$, асимптотически приближающимся к предельному минимальному значению $\ln 2$. Никакой метод кодирования не допускает передачи с большей скоростью при произвольно малой частоте ошибок.

Доказательство. При $\gamma_{\text{сист.}} = \gamma_{\text{кан.}} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right)$ отношение

$$\left(\frac{E_{\text{бит.}}}{N_0} \right) = \frac{P/N}{\gamma_{\text{кан.}}} = \frac{(P/N) \cdot \ln 2}{\ln(1 + P/N)}, \quad (1)$$

где $P/N = f(Q_{\text{ош.}})$.

Если при сколь угодно малой частоте ошибок отношение $0 < (P/N) = \alpha \ll 1$, то при $F_{\text{вых.}} \rightarrow \infty$, или при длине блока ПК $n \gg 1$ $\lim_{N_0} \frac{E_{\text{бит.}}}{N_0} = \ln 2$, что доказывает первое утверждение теоремы. Второе утверждение доказано в теореме К.Э. Шеннона [2].

Выбранными системами кодирования являются системы с широкополосными кодами плотнейшей поверхностно-сферической укладки (ППСУ), имеющими максимально возможную помехоустойчивость при фиксированной длине кода. Это симплексные, биортогональные и ортогональные коды достаточно большой длины ($n_{\text{ок}} = 1024$, или $n_{\text{ок}} = 2048$).

Выходная полоса $F_{\text{вых.}}$ канала определяется из условий согласования параметров системы с параметрами канала. Если $R = \frac{\log_2 m \cdot r_c}{\tau_m} = \frac{r_c}{\tau_c} = r_c \cdot f_{\text{макс.}}$, где m – число состояний выбранной системы модуляции, $r_c = k/n$ – относительная скорость кодирования, $\tau_m = \log_2 m \cdot \tau_c$ – длительность символа модуляции, а $F_{\text{вых.}} = \frac{1}{l \cdot \tau_m}$, то пропускная способность канала равна $C = \frac{R}{l \cdot \log_2 m \cdot r_c} \cdot \gamma_{\text{кан.}}$. При $R = C$ $\frac{1}{l \cdot \log_2 m \cdot r_c} \cdot \gamma_{\text{кан.}} = 1$, или коэффициент согласования $l = \frac{\gamma_{\text{кан.}}}{\log_2 m \cdot r_c}$.

Тогда выходная полоса канала должна быть равна

$$F_{\text{вых.}} = \frac{\log_2 m \cdot r_c}{\gamma_{\text{кан.}} \cdot \tau_m} = \frac{R}{\gamma_{\text{кан.}}} \quad (2)$$

С учётом последнего выражения $\gamma_{\text{сист.}} = \frac{R}{F_{\text{вых.}}} = \gamma_{\text{кан.}}$ при $R = C$.

Оценка помехоустойчивости блочных кодов в непрерывном канале с АБГШ.

Полагая, что вероятность блочной ошибки невелика, оценим её по верхней аддитивной границе

$$Q_{\text{err.}} \leq N_d \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\frac{d}{2\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} \cdot dt = N_d \cdot Q \left(\frac{d}{2\sigma} \right), \quad (3)$$

где N_d – число ближайших кодовых комбинаций к переданной.

$$x = \frac{d}{2\sigma} = \sqrt{\frac{(2\sqrt{P})^2 \cdot d_X}{4\sigma^2}} = \sqrt{\frac{P}{\sigma^2} \cdot d_X} = \sqrt{\frac{P}{N_0 F_{\text{вых.}}} \cdot d_X}. \text{ Так как при согласовании с каналом по скорости}$$

передачи сообщений ($R = C$ при $\gamma_{\text{сист.}} = \gamma_{\text{кан.}}$) $F_{\text{вых.}} = \frac{R}{\gamma_{\text{кан.}}}$, см. вып. (2), а $R = \frac{k}{n\tau_c}$, то

$$x = \sqrt{\frac{P \cdot \gamma_{\text{кан.}} \cdot d_X}{N_0 \cdot R}} = \sqrt{\frac{P \cdot n \cdot \tau_c \cdot \gamma_{\text{кан.}} \cdot d_X}{N_0 \cdot k}} = \sqrt{\frac{E}{N_0 \cdot k} \cdot \gamma_{\text{кан.}} \cdot d_X}.$$

Тогда $\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \frac{E}{N_0 \cdot k} = \frac{x^2}{d_X \cdot \gamma_{\text{кан.}}} = \frac{P/\sigma^2}{\gamma_{\text{кан.}}} = \frac{P/\sigma^2 \cdot \ln 2}{\ln(1 + \frac{P}{\sigma^2})}$ т.е. приходим к выражению (1).

При произвольно высокой достоверности требуемое отношение с./ш. $0 < \frac{P}{\sigma^2} = \alpha \ll 1$ для достаточно длинных широкополосных ППСУ - кодов (симплексные, биортогональные и ортогональные коды с максимальной блоковой длиной 1-2 тысячи символов). Тогда при $n \gg 1$ $\lim \frac{E_b}{N_0} = \ln 2$.

Самый высокоскоростной источник сообщений на сегодняшний день создаёт сообщения со скоростью $17600 \cdot 10^6$ бит/с сигналами стандарта 8K ULTRA HDTV. Для снижения требований к коэффициенту сжатия видеокodeка целесообразно выбрать наиболее эффективную модуляцию сообщений в радиоканале. Такой модуляцией является двухфазная модуляция с эффективностью 17 бит на символ модуляции [8, 9, 10].

Основной целью является передача сигналов по наземным радиолиниям с видеополосой $F_{\text{вых.}} = 8,0$ МГц, что, согласно выражению (2), соответствует средней максимальной скорости передачи информации $R = F_{\text{вых.}} \cdot \gamma_{\text{кан.}} = 136,0$ Мбит/с. При этом максимальный коэффициент сжатия равен $\max R_{\text{ист.}}/R = 129,5$. Такой видеокodeк и модем могут быть разработаны в России, а переход со спутниковых радиолиний в наземные обеспечит существенное снижение стоимости поддержки и эксплуатации этих радиолиний.

Следует заметить, что даже в фундаментальных работах, например в таких как [11-14], допускается неточный пересчёт помехоустойчивости (ПУ) в энергетический параметр $\frac{E_{\text{бит}}}{N_0}$ из-за несогласования параметров системы с параметрами канала, что приводит к завышению значения этого требуемого отношения при фиксированной вероятности ошибки приёма. Сказанное относится и к оценке эффективности нового метода гиперфазовой модуляции [15, с. 197].

В таблице 1 приводится пересчёт требуемого отношения $\frac{E_{\text{бит}}}{N_0}$ известных систем модуляции и кодирования при вероятности ошибки декодирования $q_{\text{бит}} = 10^{-5}$. В качестве исходной выбрана таблица 6 работы [15, с.73]. По исходным значениям $\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \rho_b$ и частотной эффективности систем

$$\frac{R}{F_{\text{вых.}}} = 2k/n = \log_2 m \cdot r_c = R_0, \quad m=4, \text{ рассчитаны требуемое отношение с./ш. } \frac{P}{N} \text{ на выходе канала, ча}$$

стотная эффективность канала $\gamma_{\text{кан.}} = \frac{C}{F_{\text{вых.}}} = \log_2(1 + \frac{P}{N})$ и требуемое отношение

$$\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \frac{(P/N) \cdot \ln 2}{\ln(1 + P/N)}.$$

Таблица 1

**Пересчёт энергочастотных параметров систем с модуляцией 4 – ФМ [15]
при вероятности $q_{bit} = 10^{-5}$**

| № | Энергочастотные параметры | 4-ФМ | СК(7, 1/2) | СК(7, 1/2) РС(255,223,33) | СТК(5,1/2) | ОК(512,9, 256) | ОК(1024,10, 512) |
|---|--|-------|------------|------------------------------|------------|-------------------|---------------------|
| 1 | $\frac{E_{bit}}{N_0} = \rho_b$ дБ | 9,6 | 4,5 | 2,3 | 0,7 | 5,053 | 4,80 |
| 2 | $R_0 = \log_2 m \cdot R_c$ | 2,0 | 1,0 | 0,8745 | 1,0 | 0,03515 | 0,01953 |
| 3 | $\frac{P}{N} = \rho_b \cdot R_0$ | 18,24 | 2,8184 | 1,485 | 1,175 | 0,11253 | 0,059 |
| 4 | $\gamma_{кан.} = \log_2(1+P/N)$ | 4,266 | 1,933 | 1,3133 | 1,121 | 0,15385 | 0,0827 |
| 5 | $\frac{E_{bit}}{N_0} = \frac{P/N}{\gamma_{кан.}}$ дБ | 6,31 | 1,64 | 0,534 | 0,204 | -1,3582 | -1,4667 |

Первые 4 системы в таблице 1 – не широкополосные. Поэтому они не дают асимптотического приближения отношения $\frac{E_{bit}}{N_0}$ к $\ln 2$. Анализ последней строки таблицы 1 указывает на то, что расчё-

ты энергетики в спутниковых каналах и каналах ближнего и дальнего космоса выполнялись всеми авторами за последние 70 лет с существенным завышением (на 3-7 дБ) при заданной достоверности приёма. Если по всеобщему согласию 1дБ энергетики в этих радиоприемах оценивается не менее, чем 1 миллион US dollars, то за последние 7 десятилетий допущена громадная всеобщая переплата за энергетику спутниковых и космических радиоприемов.

Верхняя граница Р.Галлагера [16] оценки помехоустойчивости лучших блочных кодов для непрерывного гауссовского канала (канала с АБГШ) получена на основе анализа помехоустойчивости ортогональных кодов, которые при достаточно большой длине асимптотически приближаются к кодам плотнейшей поверхности – сферической укладки. Это известные симплексные и биортогональные широкополосные коды с максимально возможной помехоустойчивостью при выбранной длине блока кода.

При невыполнении первого условия выхода на границу К.Э. Шеннона ($\gamma_{сист.} = \gamma_{кан.}$) ортогональные коды ошибочно выбрасываются из области рассмотрения. Подтверждением данного утверждения являются рассмотренные примеры расчёта энергочастотных параметров ортогональных кодов, приведённых в двух последних столбцах таблицы 1. Таким образом, в таблице 6 [15] из области рассмотрения выброшены лучшие блочные коды для непрерывного гауссовского канала.

Таблица

**Энергочастотные характеристики систем при работе на границе К.Э.Шеннона
со скоростью R=C**

| ОК(n,k,d _x) | Внешний код | P/N | $\gamma_{сист.} = \gamma_{кан.}$ бит/с / Гц | $F_{вых.}$ МГц | $\frac{E_{bit}}{N_0}$ дБ | q_{bit} | R Мбит/с | max C Мбит /с |
|-------------------------|---------------|-------|--|-------------------|--------------------------|------------------------|-------------|------------------|
| (1024,64,512) | БЧХ(64,32,12) | 0,043 | 0,06074 | 469,2 | -1,5 | $7,54 \cdot 10^{-15}$ | 28,5 | 29,108 |
| (2048,64,1024) | - | 0,043 | 0,06074 | 469,2 | -1,5 | $1,7 \cdot 10^{-8}$ | 28,5 | 29,108 |
| (2048,64,1024) | БЧХ(64,32,12) | 0,043 | 0,06074 | 234,6 | -1,5 | $3,505 \cdot 10^{-45}$ | 14,25 | 14,55 |

В таблице 2 приводятся три примера блочных кодов с внутренними ортогональными кодами длины 1024 и 2048. Кроме высокой помехоустойчивости, ОК характеризуются замечательным свойством разделимости сложных ортогональных сигналов (кодовых комбинаций) при их одновременной и синхронной передаче [17], что позволяет увеличить скорость передачи информации примерно в шесть раз.

Кроме того, Матрица Адамара с размером $n_{ок} \cdot n_{ок}$, как память кодовых комбинаций всего ОК, представима в виде произведения $\log_2 n_{ок}$ разреженных матриц той же размерности, что позволяет сократить объём вычислений при корреляционном декодировании ОК в $\frac{n^2}{n \cdot \log_2 n}$ раз. Это декодирование выполняется с применением одной разреженной матрицы Адамара, содержащей только $2n_{ок}$ элементов памяти (линейный рост сложности декодера в функции от длины кода), за $\log_2 n_{ок}$ итераций.

При $\max n_{ок} = 2048$ выигрыш в объёме вычислений составляет 186 раз, по сложности декодера ОК в $\frac{n^2}{2n} = 1024$ раза, а вся процедура корреляционного декодирования выполняется за 11 итераций.

Примеры, приведённые в таблице 2, являются уникальными. Работая на границе К.Э.Шеннона (в условиях согласования с параметрами канала), при асимптотическом приближении к предельному минимальному отношению $\frac{E_{бит}}{N_0} = \ln 2$ эти кодовые конструкции при $(\frac{E_{бит}}{N_0})_{\text{энер.}} = -1,5$ дБ обеспечивают достоверность приёма в непрерывном гауссовском канале $q_{бит} \leq 1,7 \cdot 10^{-8}$. Результаты получены для широкополосных помехоустойчивых систем при равенстве частотной эффективности системы и канала, т.е. $\frac{R}{R_{\text{норм.}}} = \log_2(1 + P/N)$, где R – средняя максимальная скорость передачи информации (без учёта потерь в радиоканале), а $(P/N) = f(Q_{\text{ош.}})$.

Заключение

Предсказанными помехоустойчивыми кодами К.Э. Шеннона для непрерывного канала с АБГШ [2] являются, в первую очередь, широкополосные коды плотнейшей поверхностно-сферической укладки с длиной блока кода не более 1- 2 тысяч символов, которые при равенстве $R = C$ обеспечивают сколь угодно высокую достоверность приёма при минимально допустимом отношении E_b / N_0 , асимптотически приближающимся к предельному значению $\ln 2 = - 1,6$ дБ.

Литература

1. Шеннон К.Э. Математическая теория связи. Сб.” Работы по теории информации и кибернетике”. Перевод с английского под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова. М.: Издат. Иностранной литературы, 1963. С. 243-332.
2. Шеннон К.Э. Связь при наличии шума. Сб.” Работы по теории информации и кибернетике”. Перевод с английского под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова. М.: Издат. Иностранной литературы, 1963. С. 433-460.
3. Claude Elwood Shannon. Collected papers. Edited by N.J.A. Sloane, Aaron D. Wyner. IEEE Press. New York, NY, USA, 1993. 924 p.
4. Кузнецов В.С. Асимптотические решения проблемы Шеннона в непрерывном гауссовском канале. М.: Горячая линия – Телеком. 2021. 72 с.
5. Кузнецов В.С. Асимптотические приближения к предельному значению расхода энергии на бит в непрерывном гауссовском канале. М.: Естественные и технические науки. 2022, №8. С. 120-125. DOI:10.25633/ETN.2022.08.
6. Kuznetsov V.S. Asymptotic approximations to the limiting value of energy consumption per bit in a continuous gaussian channel // World of Conferences. “Scientific advances and innovative approaches“. Proceedings of the 1 International Scientific and Practical Conference, pp. 125-130. 01-02 December 2022. Tokyo, Japan. Certificate of the Conference at 05.12.2022.
7. Кузнецов В.С., Батура В.П. Асимптотические достижения предельных энергочастотных параметров непрерывного гауссовского канала. М.: Естественные и технические науки. 2022, №11. С. 202-207. DOI: 10.25633/ETN.2022.11.28
8. Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В. Передача и приём двухфазных сигналов одной несущей частоты // 21-я Международная конференция “Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA. 2019“. Москва. Книга 1. С. 57-61.

9. Кузнецов В.С., Сорока В.Г. Двухфазная система сигналов цифровой модуляции с эффективностью 17 бит на отсчёт. М.: Естественные и технические науки. 2020, № 12. С. 189-195.
10. Kuznetsov V.S., Volkov A.S., Bakhtin A.A., Solodkov A.V., Soroka V.G. Efficient Digital Modulation Signal System // 2021 Systems of Signal. Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO,2021), pp.1-5, DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390. 2021. 9488378.
11. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Нью-Йорк, 1966 г. Пер. с англ. под ред. Левина Б.Р. М.: Советское радио. 392 с.
12. Цифровые методы в космической связи // Под ред. С Голомба. Перевод с англ. под ред. В.И. Шляпоберского. М.: Связь, 1969. 272 с.
13. Berrou C., Glavieux, A., Thitimajshima P. Near Shannon limit error – correcting coding and decoding : turbo-codes. Piscataway, N.J.: Cellular radio and personal communications, v.2: Advanced Selected Readings. Ed. By T.S. Rappaport and V.Coburn. 1996, pp. 387-393.
14. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д.Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.
15. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2018. 310 с.
16. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техник и связи. Пер. с англ. Под ред. Р.Л. Добрушина. М.: Изд. Мир, 1969. 640 с.
17. Назаров М.В., Кувшинов Б.И., Попов О.В. Теория передачи сигналов. М.: Изд. “Связь”, 1970. 368 с.
18. ЭЛВИС. Каталог для систем связи и радиолокации. М.: www.multicore.ru, 2021. 24 с.