

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**СИСТЕМЫ синхронизации,  
формирования и обработки  
сигналов**

№6-2025 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*

**Казаков Леонид Николаевич,**  
*д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный уни-  
верситет 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 15.11.2025 г.*

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Громорушкин В.Н., Варламов О.В.</b> <b>МОДЕЛИРОВАНИЕ УЗЛОВ БЛОКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ</b>	<b>4</b>
<b>Макаревич А.Л., Соковнич С.М., Гонцов Р.С., Захарова Ю.В., Ковальчук С.М.</b> <b>ИССЛЕДОВАНИЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ КОМПОНЕНТОВ СИСТЕМ синхронизации для сетей высокоскоростной передачи данных</b>	<b>14</b>
<b>Чиров Д.С., Марченков М.О.</b> <b>АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ПОЖАРОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ, ПОЛУЧЕННЫХ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМОЙ БПЛА</b>	<b>23</b>
<b>Шустерман Ф.Д., Варламов О.В.</b> <b>АНТЕННА С ЧЕТЫРЬМЯ НЕЗАВИСИМЫМИ РАЗВЯЗАННЫМИ ВХОДАМИ, РАБОТАЮЩАЯ С КРУГОВОЙ ИЛИ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ</b>	<b>27</b>
<b>Фирсов С.В.</b> <b>АРХИТЕКТУРА ОБЛАЧНО-НЕЗАВИСИМОГО МЕХАНИЗМА СОГЛАСОВАНИЯ С ИНТЕГРИРОВАННОЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ВЕРИФИКАЦИЕЙ ДЛЯ ГЕТЕРОГЕННЫХ СРЕД</b>	<b>38</b>
<b>Пичугин А.Д., Янчук П.П., Маликова Е.Е.</b> <b>АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ПРОТОКОЛА ДИНАМИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ OSPF</b>	<b>46</b>
<b>Нго Куок Фунг</b> <b>ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ GAN НЕМТ ТРАНЗИСТОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ</b>	<b>58</b>

## МОДЕЛИРОВАНИЕ УЗЛОВ БЛОКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПЕРЕДАТЧИКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

**Громорушкин Виктор Николаевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, с.н.с., к.т.н., Москва, Россия,*  
[grom@mtuci.ru](mailto:grom@mtuci.ru)

**Варламов Олег Витальевич,**

*Московский технический университет связи и информатики, профессор, д.т.н., Москва, Россия*  
[vov@mtuci.ru](mailto:vov@mtuci.ru)

### **Аннотация**

*В статье проводится моделирование основных узлов блока обработки сигналов передатчика с раздельным усилением составляющих: делителя мощности, генератора треугольного напряжения и формирователя ШИМ сигнала, обеспечивающего минимальную длительность импульса, равную 10 нс. Проведенная оптимизация ряда схемотехнических решений в созданном "цифровом двойнике" позволила заменить этап предварительного макетирования устройства.*

### **Ключевые слова**

*блок обработки сигналов; генератор треугольного напряжения; делитель мощности; компьютерное моделирование; усилитель мощности с раздельным усилением составляющих; формирователь ШИМ*

### **Введение**

Современные средства схемотехнического моделирования радиотехнических устройств позволяют достаточно близко подойти к созданию "цифровых двойников" и заменить традиционный для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры первый этап натурного макетирования на компьютерную симуляцию как отдельных узлов, так и их совместную работу в составе функциональных блоков. Дополнительным преимуществом данного подхода является возможность оптимизационного подбора ряда компонентов для достижения требуемых параметров. Также появляется возможность проведения анализа влияния технологического разброса значений компонентов и их температурного дрейфа на параметры устройства, что бывает особенно критично для резонансных цепей, в том числе фильтров с полюсами затухания на определенных частотах. В данной статье такой подход используется для моделирования узлов блока обработки сигналов передатчика с раздельным усилением составляющих. Для моделирования линейных цепей используется метод гармонического баланса. Узлы, работающие в ключевых режимах, моделируются в дискретном времени.

Как отмечалось ранее авторами в [1], для обеспечения возможности увеличения выходной мощности ключевого передатчика с раздельным усилением составляющих (УМРС) [2 - 6] до 1 - 5 кВт путем суммирования базовых усилительных ячеек мощностью 300 Вт, целесообразно использование общего блока обработки сигналов (БОС). В этом блоке должно производиться формирование и обработка общих сигналов, необходимых для работы УМРС, которые затем распределяются по отдельным унифицированным усилительным 300-Вт модулям. К таким сигналам относятся высокочастотная (ВЧ) фазомодулированная (ФМ) составляющая [7-9] и огибающая [10-12] усиливаемого сигнала, треугольное напряжение для формирования широтно-импульсно модулированной (ШИМ) последовательности [13, 14], вспомогательный импульс ограничения скважности, регулируемые источники напряжения питания первого каскада ВЧ тракта и напряжения смещения подмодулятора [7].

### **Моделирование входного делителя мощности ВЧ ФМ сигнала**

Моделирование делителя входного сигнала ВЧ ФМ составляющей на 4 канала проводится с использованием параметрической оптимизации делителя мощности на основе трансформатора на ферритовом магнитопроводе в виде трансфлюктора М1500ННС Tr8,5 x 5 x 4,5.

Принципиальная схема, используемая при компьютерном анализе, приведена на рис. 1.

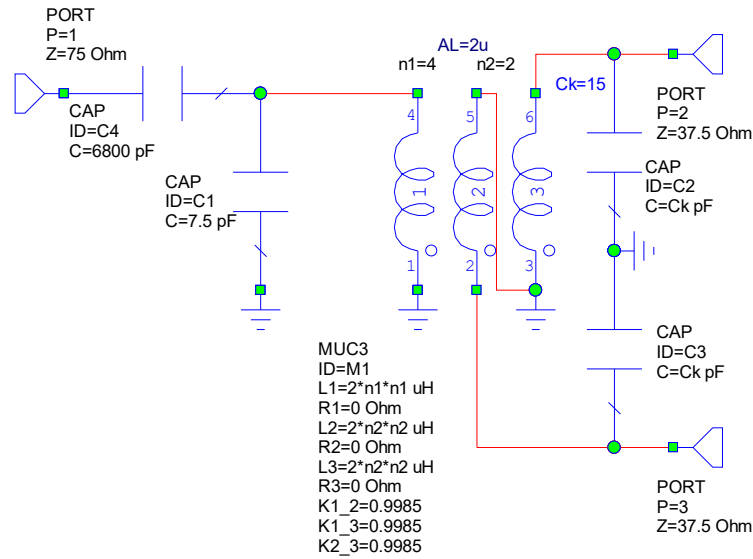


Рис. 1. Схема компьютерного моделирования делителя мощности ВЧ ФМ сигнала

Схема содержит 2-х обмоточный трансформатор Фарадея, первичная обмотка (1) которого через элементы частотной коррекции C1, C4 подключается к возбудителю (порт P1 на схеме). Вторичная обмотка со средней точкой (2, 3) обеспечивает противофазное возбуждение двух параллельно включенных пар усилительных ячеек. Каждая усилительная ячейка имеет номинальное входное сопротивление 75 Ом, что при параллельном включении двух ячеек в каждой паре обеспечивает сопротивление 37,5 Ом (порты P2 и P3 на схеме). При моделировании использованы измеренные экспериментально параметры ферритового сердечника - индуктивность одного витка  $A_L \approx 2$  мкГн и коэффициент магнитной связи между обмотками  $K=0,9985$ . При оптимизации выбрано количество витков обмоток (первичная 4 и вторичная 2+2) и определены номиналы корректирующих емкостей C1...C3, обеспечивающих совместно с индуктивностью рассеивания трансформатора коррекцию АЧХ в области высоких частот. Кроме того, определен номинал конденсатора C4, обеспечивающего совместно с индуктивностью холостого хода коррекцию в области низких частот КВ диапазона. Результаты моделирования входного КСВ и АЧХ оптимизированного делителя мощности приведены на рис. 2 и 3, соответственно.

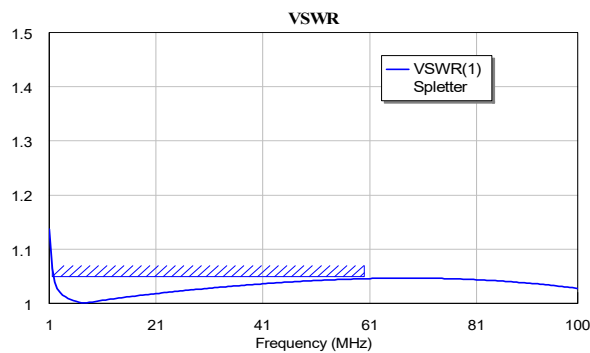


Рис. 2. Входной КСВ оптимизированного делителя мощности ВЧ ФМ сигнала

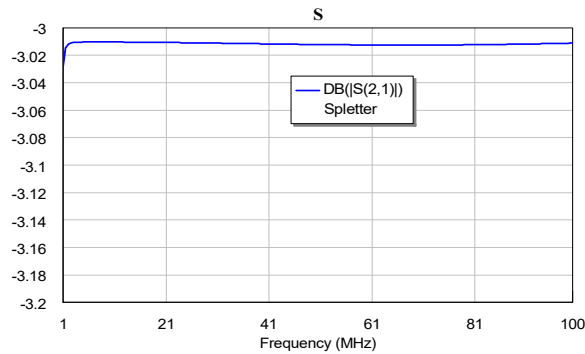


Рис. 3. АЧХ (S21) оптимизированного делителя мощности ВЧ ФМ сигнала

Как следует из приведенных результатов, расчетный входной КСВ делителя мощности не превышает 1,05 при равномерном распределении мощности на 4 усилительных ячейки, что говорит о его хорошем согласовании с 75-Ом трактом возбудителя.

### Генератор треугольного напряжения

Следующим важным узлом БОС является генератор треугольного напряжения (ГТН), компьютерная модель которого приведена на рис. 4.

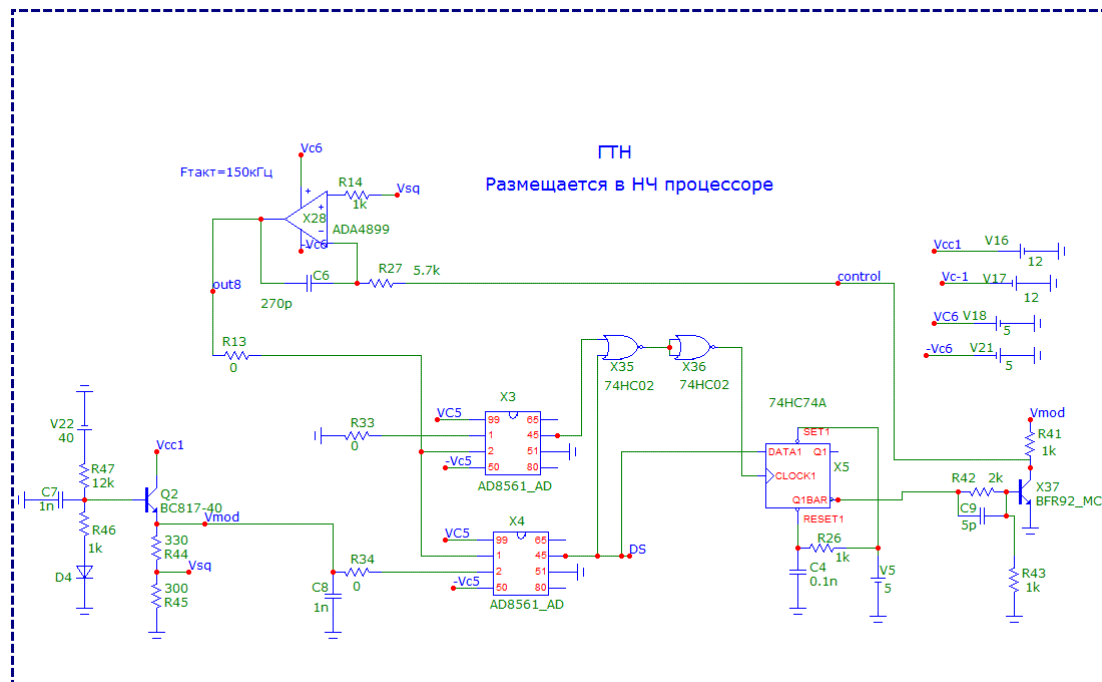


Рис. 4. Схема компьютерного моделирования генератора треугольного напряжения (ГТН) со связью вперед

Схема разрабатывалась в процессе компьютерного анализа в программе «Micro-Cap 12» с использованием моделей реальных компонентов, разработанных производителями. Основой ГТН является интегратор X28, выполненный на микросхеме ADA4899, который переключается двумя компараторами X3 и X4 типа AD8561. Таким образом, обеспечивается стабильность напряжений верхней и нижней вершин треугольного напряжения (ТН), а также его линейность, определяющая линейность амплитудной характеристики (АХ) всего модулятора. Особенностью разработанного ГТН является заложенная в нем «связь вперед», которая предназначена для стабилизации сквозного коэффициента усиления НЧ тракта при изменении напряжения питания его окончательного каскада. Как известно [15], коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  в усилителе

с ШИМ, определяется отношением напряжения питания к размаху треугольного напряжения. Для стабилизации  $K_u$  в разработанном узле напряжение верхней вершины ТН изменяется пропорционально напряжению питания (+48В). Для этого используется делитель напряжения R46, R47, D4, подключенный своим верхним концом к источнику питания +48В. Для стабилизации тактовой частоты ГТН ( $f_{\text{такт}} \approx 150$  кГц) в условиях изменения напряжения источника +48В в схеме используется вспомогательный амплитудный модулятор на транзисторе X37, с помощью которого обеспечивается изменение входного тока интегратора синхронно с изменением размаха ТН. Применение связи вперед обеспечивает ряд положительных качеств:

- возможность изменения выходной мощности всего УМРС в широких пределах от 300 Вт до 20 Вт без снижения линейности путем изменения (регулировки) напряжения питания;
- подавление шумов и паразитных пульсаций, характерных для ключевого первичного источника питания +48В;
- снижение нелинейности АХ НЧ тракта УМРС, вызванной «просадками» питающего напряжения +48В в пиках огибающей усиливаемого сигнала.

Кроме ТН в рассматриваемой схеме генерируется короткий ( $t_{\text{и}} \approx 20$  нс) ТТЛ импульс ограничения скважности ШИМ последовательности, предназначенный для корректной работы микросхемы драйвера оконечного каскада НЧ тракта УМРС.

### НЧ процессор

НЧ процессор предназначен для обработки сигнала огибающей, поступающего с выхода возбuditеля. Компьютерная модель НЧ процессора приведена на Рис. 5. Она содержит три усилителя на микросхемах фирмы Analog Devices. Первый усилитель (X11 ADA4899) является буферным и предназначен для обеспечения требуемого усиления и заданного входного сопротивления 600 Ом. В нем же обеспечивается регулировка постоянного напряжения, обеспечивающая компенсацию возможных дрейфов в операционных усилителях НЧ тракта. Второй усилитель (X12 ADA4899) обеспечивает инвертирование сигнала огибающей и суммирование его с треугольным напряжением тактовой частоты ШИМ. Алгебраическая разность этих сигналов поступает на буферный усилитель (X15 AD815AN), количество которых в БОС должно быть равно четырем (по количеству усилительных ячеек для УМРС мощностью 1 кВт).

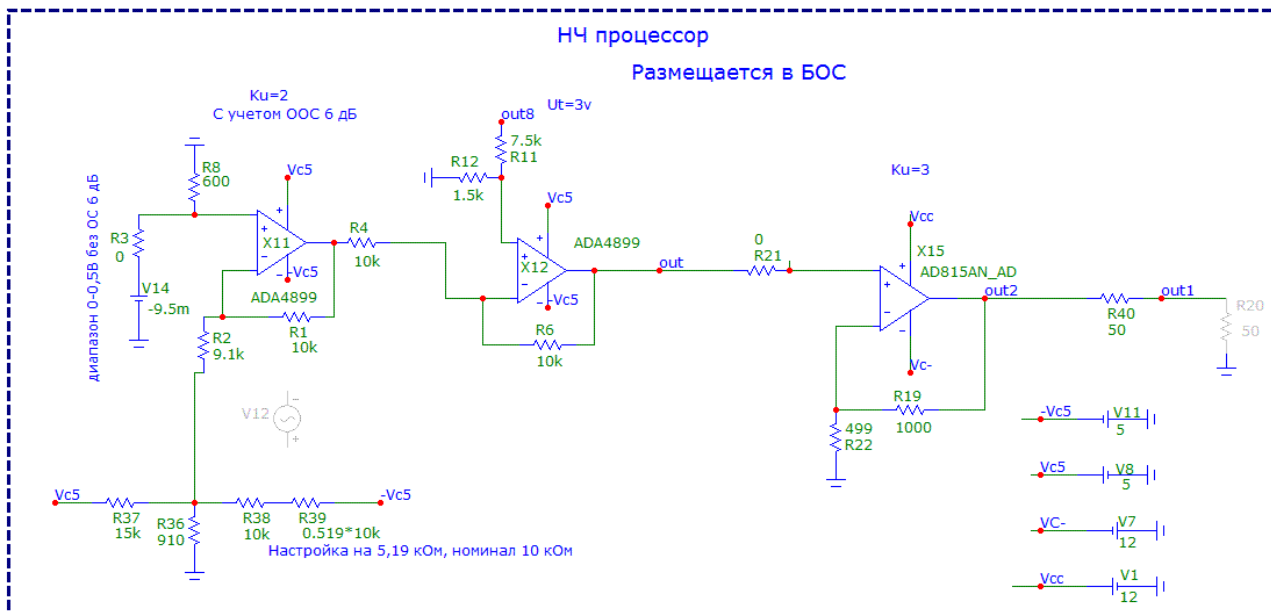


Рис. 5. Схема компьютерного моделирования НЧ процессора

Мощный сигнал с выхода буферного усилителя по коаксиальному 50 Ом кабелю подается в формирователь ШИМ (ФШИМ) размещенный уже в усилительной ячейке. Как показывает имеющийся опыт [15], сигналы ТН и огибающей, поступающие на высокочувствительные входы компаратора формирователя ШИМ,

очень чувствительны к наведенным помехам и требуют хорошей экранировки, которая обеспечивается качественным коаксиальным кабелем. Формирование алгебраической разности сигналов ТН и огибающей позволяет передать их по одному общему кабелю взамен двух кабелей при их отдельной передаче в НЧ тракт усилительной ячейки, где располагается ФШИМ, схема компьютерного моделирования которого приведена на рис. 6.

Основой ФШИМ является компаратор (X30) на микросхеме AD8561 фирмы Analog Devices. На один из входов компаратора подается алгебраическая разность треугольного напряжения тактовой частоты и напряжения огибающей, а на второй вход подается напряжение отрицательной обратной связи по току (с выхода токового сенсора в НЧ тракте УМРС). В результате генерируется ШИМ последовательность, которая через формирующие логические элементы (X32 и X31) поступает в ключевой тракт усиления модулятора УМРС. Логические элементы X33 и X34 обеспечивают запирающие НЧ тракта в режиме приема и ограничение максимальной скважности ШИМ последовательности на уровне 97...98%, что обеспечивает корректную работу НЧ тракта.

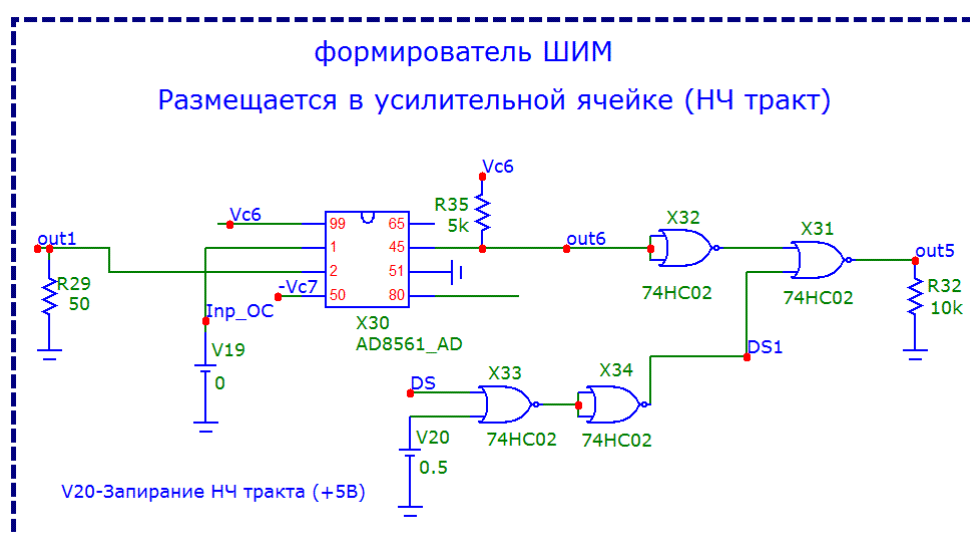
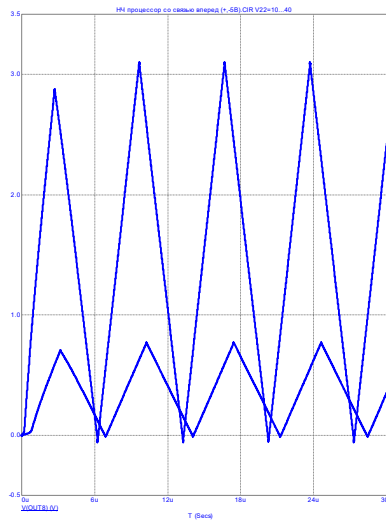


Рис. 6. Схема компьютерного моделирования формирователя ШИМ последовательности (ФШИМ)

Необходимо отметить, что все три схемы компьютерного моделирования, приведенные на рис. 4-6, анализируются совместно в одном проекте в программе «Micro-Cap 12», что позволяет провести их «сквозное» проектирование, в процессе которого выбирается элементная база и обеспечивается распределение усиления по узлам, с соблюдением динамических диапазонов активных приборов как по входным, так и по выходным сигналам. Такое проектирование практически заменяет собой первый этап натурного макетирования, но при существенно меньших затратах времени и материальных ресурсов.

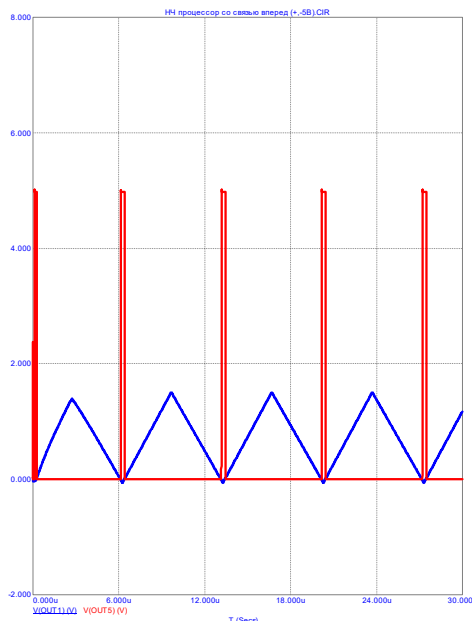
Ниже приводятся эпюры основных сигналов БОС, полученные в результате компьютерного моделирования. На Рис. 7 приведены эпюры треугольного напряжения (ТН) на выходе ГТН при 2-х значениях питающего напряжения ОК НЧ тракта – номинальном +48В (ТН с амплитудой  $\approx 3,1$ В) и пониженном +12В (ТН с амплитудой  $\approx 0,775$ В).



**Рис. 7.** Выходной сигнал ГТН при номинальном напряжении питания +48В и при пониженном до +12В

Как видно из приведенных эпюр, при изменении питающего напряжения ОК НЧ тракта пилообразное напряжение тактовой частоты 150кГц синхронно с ним изменяет свою амплитуду, чем обеспечивается «связь вперед» в НЧ тракте и работа УМРС в режиме пониженной мощности без снижения динамического диапазона НЧ тракта и, соответственно, без снижения линейности УМРС. При этом выходная мощность базовой ячейки УМРС может снижаться с 300 Вт до 20 Вт.

На рис. 8-11 приводятся красным цветом эпюры напряжения ШИМ последовательности на выходе ФШИМ (точка «out5» на схеме рис. 6) и синим цветом – напряжение на входе компаратора ФШИМ (точка «out1» на схеме рис. 6). Напряжение на входе компаратора представляет собой алгебраическую разность ТН и напряжения на НЧ входе УМРС (оггибающей). При этом напряжение на НЧ входе УМРС моделируется постоянным напряжением  $U_{вх\ нч}$  (статический режим), а напряжение обратной связи на втором входе компаратора (точка «inp\_ос» на схеме рис. 6) равно нулю. Компаратор сравнивает напряжение алгебраической разности с нулевым напряжением на втором своем входе.



**Рис. 8.** Эпюры ШИМ последовательности на выходе ФШИМ и напряжения на входе компаратора ФШИМ,  $U_{вх\ нч} = 0,05 * U_{вх\ нч\ макс}$

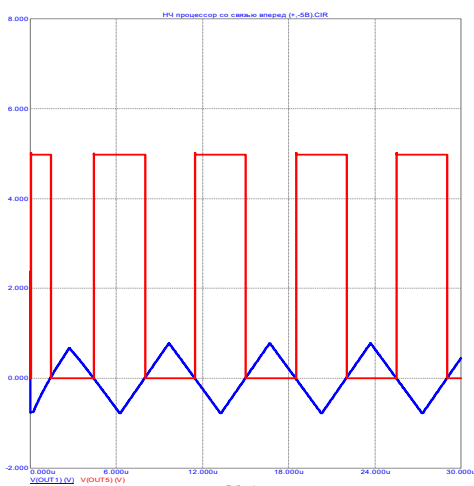


Рис. 9. Эпюры ШИМ последовательности на выходе ФШИМ и напряжения на входе компаратора ФШИМ,  $U_{\text{ВХ нч}} = 0,5 * U_{\text{ВХ нч макс}}$

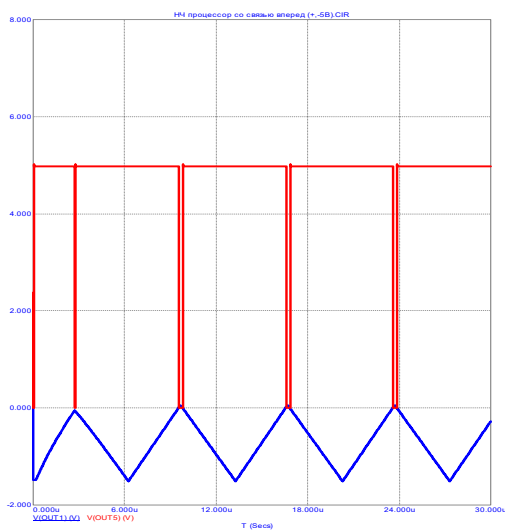


Рис. 10. Эпюры ШИМ последовательности на выходе ФШИМ и напряжения на входе компаратора ФШИМ,  $U_{\text{ВХ нч}} = 0,95 * U_{\text{ВХ нч макс}}$

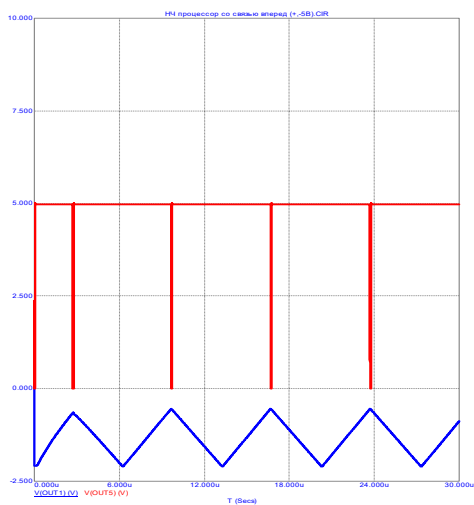


Рис. 11. Эпюры ШИМ последовательности на выходе ФШИМ и напряжения на входе компаратора ФШИМ,  $U_{\text{ВХ нч}} = 1,5 * U_{\text{ВХ нч макс}}$

Анализируя приведенные на рис. 8-11 эпюры, нетрудно видеть, как компаратор формирует ШИМ последовательность из алгебраической разности треугольного напряжения и входного НЧ напряжения (инвертированного). При малом уровне входного НЧ напряжения  $\approx 5\%$  (рис. 8), треугольное напряжение на входе ФШИМ касается нулевой линии своей нижней вершиной, и скважность ШИМ последовательности на выходе ФШИМ составляет  $\approx 5\%$ .

При половинном уровне входного НЧ напряжения (рис. 9) треугольное напряжение на входе ФШИМ опускается и пересекает нулевую линию своей серединой. В том случае скважность ШИМ последовательности на выходе ФШИМ составляет  $\approx 50\%$ .

При максимальном уровне входного НЧ напряжения  $\approx 95\%$  (рис. 10), треугольное напряжение на входе ФШИМ опускается еще ниже и касается нулевой линии уже своей верхней вершиной. Скважность ШИМ последовательности при этом на выходе ФШИМ составляет  $\approx 95\%$ .

На рис. 11 приведены эпюры для случая перегрузки по НЧ входу УМРС – входное НЧ напряжение составляет 150% от максимального. Треугольное напряжение на входе ФШИМ опускается так низко, что перестает пересекаться с нулевой линией. Компаратор в этом режиме перестает переключаться и ШИМ последовательность должна бы выродиться в прямую линию с уровнем логической единицы (+5В). Но здесь вступает в работу импульс ограничения скважности, который из БОС подается в точку DS на схеме рис. 6 и через цепочку логических элементов обеспечивает максимально возможную скважность ШИМ последовательности не более 98%...99%. Тем самым обеспечивается корректная работа микросхемы драйвера оконечного каскада НЧ тракта УМРС и предотвращаются дополнительные искажения выходного сигнала всего усилителя мощности.

Одним из важнейших параметров ШИМ модулятора является его динамический диапазон, который определяется в [15] как отношение периода ШИМ последовательности к минимально возможной длительности импульса. Отметим, что минимально возможная длительность ШИМ импульса определяется многими параметрами – качеством формирования треугольного напряжения, полосой пропускания усилительного тракта, по которому ТН передается на вход компаратора ФШИМ, быстродействием самого компаратора и логических элементов в тракте ШИМ. На рис. 12 приведен выходной импульс ШИМ с минимально достижимой длительностью 10 нс, полученный в результате моделирования в разработанной схеме.

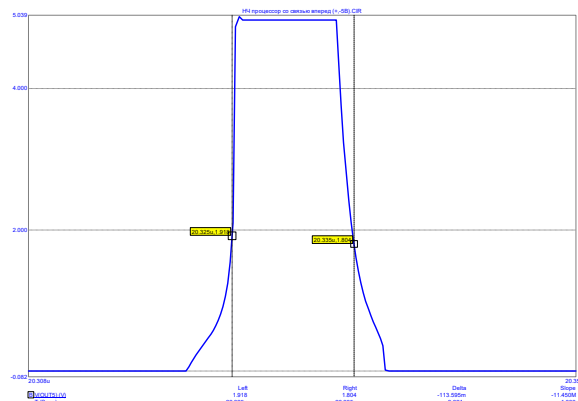


Рис. 12. ШИМ импульс с минимально возможной длительностью  $t_{\text{н}} \approx 10\text{нс}$  на выходе ФШИМ

Таким образом, при расчетной минимальной длительности импульса ШИМ последовательности  $t_{\text{н}} \approx 10\text{нс}$  и периоде тактовой частоты  $T_{\text{такт}} = 6,67\ \mu\text{с}$  обеспечивается динамический диапазон (D) выходного сигнала НЧ тракта не менее  $D = 20\lg(T_{\text{такт}} / t_{\text{н}}) = 56\ \text{дБ}$ , что обеспечивает высокую линейность УМРС при усилении не только двухтонового сигнала, но и сигналов с OFDM и другими спектрально-эффективными видами модуляции с высоким пик-фактором, в том числе, таких, как сигналы цифрового телевизионного [16] и радиовещания [17-22]. Полученное в [23] значение минимальной длительности выходного импульса мощного интегрального каскада ШИМ, выполненного на GaN НЕМТ транзисторах, с напряжением 50 В и максимальным током 10 А, что достаточно для питания базовой ячейки с выходной ВЧ мощностью 300 Вт (с учетом ее КПД), составляет 14 нс. Таким образом, параметры формирователя ШИМ последовательности достаточны для реализации всего модуляционного тракта в целом.

## Заключение

Применение сквозного компьютерного моделирования составных узлов достаточно сложного блока обработки сигналов УМРС, в процессе которого были опробованы несколько вариантов схемотехнических решений и современной элементной базы, позволило выбрать лучший вариант. В достаточно большой степени можно утверждать, что был создан "цифровой двойник", не учитывающий лишь взаимодействие электромагнитных полей монтажных соединений. Однако на рассматриваемых частотах их взаимное влияние минимизируется при грамотном проектировании конструктивной реализации. В результате, изготовленный по разработанным рекомендациям макет БОС полностью соответствовал проведенным расчетам и отвечал предъявляемым к нему требованиям.

## Литература

1. Громорушкин В.Н., Варламов О.В. Разработка требований к характеристикам отдельных узлов высокоэффективного передатчика, построенного по методу раздельного усиления составляющих однополосных колебаний // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2025. Т. 17. № 4.
2. Нго Куок Фунг, Варламов О.В. Инженерно-технические принципы построения высокоэффективных линейных радиопередатчиков носимых радиосредств // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №4. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14. EDN: KNMAUR
3. 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. EDN: TVBETD
4. Варламов О.В., Пестряков А.В. Лабораторный стенд для исследования радиопередающих устройств с раздельным усилением составляющих модулированного сигнала // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2025. Т. 14. № 2. С. 9-23. EDN: AQTGHL
5. 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. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. EDN: MJNCUK
6. Nguyen D.C., Varlamov O.V. Simulation model for switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers research // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. 2022. Т. 5. № 1. С. 234-239. EDN: PJOCZC
7. Громорушкин В.Н., Варламов О.В. Разработка компьютерной модели высокочастотного тракта усилителя с раздельным усилением составляющих и исследование причин его специфических искажений // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. № 9. С. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34.
8. Варламов О.В. Имитационная модель для анализа интермодуляционных искажений в ключевых ВЧ усилителях мощности с раздельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-10-4-11. EDN: FPMAWU
9. 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. DOI: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18. EDN: CAFGOC
10. Громорушкин В.Н., Варламов О.В. Способы построения функциональных узлов ШИМ модулятора для усилителя с раздельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. № 2.
11. Варламов О.В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. EDN: MWFYUG
12. Нгуен Д.К., Варламов О.В. Зависимость уровня искажений выходного сигнала передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих от параметров фильтра тракта огибающей // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 2. С. 12-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26. EDN: STHETO
13. Варламов О.В. Подавление побочных продуктов преобразования в модуляторе с многофазной ШИМ при асимметрии каналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2022. № 2. С. 49-57. EDN: KTIWZW
14. 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. DOI: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166. EDN: GZAE GX
15. Козырев В.Б., Лаврушенко В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Под ред. Попова И.А. М.: Радио и связь, 1985. EDN: UHQIKD
16. Varlamov O.V. Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4. DOI: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562. EDN: QXFUWF
17. Варламов О.В., Разин О.А., Бажин А.В., Худяков К.Н. Подготовка оборудования для организации опытной зоны DRM радиовещания в полосе частот 25,67-26,10 МГц // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2024. Т. 15. № 2. С. 13-23. EDN: UATKYN

18. *Varlamov O.V., Bychkova A.A.* Basis of Technical Design and Development a Single-Frequency DRM Digital Broadcasting Network for Venezuela // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, 2021, pp. 1-7. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488396. EDN: SYEEIO
19. *Варламов О.В.* Способ организации глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 5. С. 63-68. EDN: TZJVUP
20. *Varlamov O.* The radio noise effect on the coverage area of DRM broadcast transmitter in different regions // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 90-93. EDN: TLNUAL
21. *Варламов О.В.* Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 1. С. 32-38. EDN: TILBYL
22. *Варламов О.В.* Разработка отечественной нормативной базы цифрового радиовещания стандарта DRM // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т. 7. № 9. С. 47-50. EDN: RTUARV
23. *Грычкин С.Е., Захаров А.М., Варламов О.В.* Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GAN FET транзисторах // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 9. С. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27. EDN: ZSQCRM

## ИССЛЕДОВАНИЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ КОМПОНЕНТОВ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ СЕТЕЙ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

**Макаревич Александр Леонидович**

*к.т.н., доцент каф. Фундаментальной физики, электроники и систем связи ГОУ «ПГУ им. Т.Г. Шевченко»,  
Молдова, Приднестровье, г. Тирасполь*  
[mccar-bendery@mail.ru](mailto:mccar-bendery@mail.ru)

**Соковнич Сергей Михайлович**

*к.ф.-м.н., доцент каф. Фундаментальной физики, электроники и систем связи ГОУ «ПГУ им. Т.Г. Шевченко»  
Молдова, Приднестровье, г. Тирасполь*  
[s\\_sokovnich@rambler.ru](mailto:s_sokovnich@rambler.ru)

**Гонцов Родион Сергеевич**

*соискатель ГОУ «ПГУ им. Т.Г. Шевченко», Молдова, Приднестровье, г. Тирасполь*  
[goncovwork@gmail.com](mailto:goncovwork@gmail.com)

**Захарова Юлия Владимировна**

*аспирант ГОУ «ПГУ им. Т.Г. Шевченко», Молдова, Приднестровье, г. Тирасполь*  
[zakharova.yulia@gmail.com](mailto:zakharova.yulia@gmail.com)

**Ковальчук Сергей Михайлович**

*соискатель ГОУ «ПГУ им. Т.Г. Шевченко», Молдова, Приднестровье, г. Тирасполь*  
[pavalnikk@gmail.com](mailto:pavalnikk@gmail.com)

### **Аннотация**

*Создание устройств, осуществляющих передачу информации в системах различного назначения, информационно-вычислительных комплексах и аппаратуре связи, является актуальной задачей и предполагает проведение как теоретических исследований, так и экспериментальной проработки. В нашей работе сделан анализ литературы по схемотехническим решениям построения систем синхронизации с применением систем ФАПЧ (PLL). Предлагаемые решения реализации компонентов на КМОП-транзисторах с проектными нормами 90 и 65 нм позволят создавать системы синхронизации, отвечающие современным требованиям к высокоскоростной передаче информации.*

### **Ключевые слова**

*SPICE моделирование работы микросхем на КМОП транзисторах; фазовая автоподстройка частоты – ФАПЧ (PLL); компоненты PLL; SPICE модели компонентов PLL, транспортные сети и сети доступа.*

## **I. Введение**

В последние годы развитие технологий, используемых в системах синхронизации определяет их характеристики и производительность. Ключевым элементом этих систем являются схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые можно реализовывать по разным схемотехническим вариантам, и при этом они играют важную роль в обеспечении точности и надежности передачи данных и информации. Схемы построения ФАПЧ прошли свою историю от описанных в классическом учебнике Хоровица и Хилла «Искусство схемотехники» до работ современных исследователей, реализующих их в составе специализированных микросхем, изготавливаемых по КМОП технологии с субмикронными проектными нормами. Хотим отметить фундаментальную монографию Флойда Гарднера [1], в которой рассмотрены основные компоненты устройств ФАПЧ при их аналоговой и цифровой реализации, так и базовые характеристики, определяющие их использование в системах синхронизации. За последние годы исследования в данной области значительно углубились, что позволило рассмотреть разнообразные аспекты ФАПЧ, их характеристики и применение в системах синхронизации.

Ключевыми характеристиками ФАПЧ являются скорость захвата фазы, устойчивость к шумам, максимальная частота входного сигнала и точность синхронизации. Объективное понимание этих характеристик необходимо для более эффективного их применения в системах различного назначения [2].

Наша работа посвящена анализу существующих схемотехнических решений компонентов систем ФАПЧ, реализуемых в составе специализированных микросхем, изготавливаемых по КМОП технологии с субмикронными проектными нормами, а также в ней приведены результаты исследований, полученных нами ранее на моделях, которые возможно позволят улучшить характеристики систем синхронизации различного назначения.

## II. Последние достижения в области создания систем синхронизации

В нашем обзоре мы рассматриваем некоторые проблемы, связанные с реализацией систем ФАПЧ в составе специализированных микросхем, изготавливаемых по КМОП технологии с субмикронными проектными нормами от 28 до 120 нм. Различными авторами рассмотрены показатели качества работы этих систем, таких как задержка фазы и шумы подстраиваемого сигнала. Предлагаются различные решения для оптимизации работы систем с целью повышения их производительности и снижения уровня ошибок при передаче данных.

Этот обзорный раздел освещает проблемы, связанные с работой систем ФАПЧ, такими как время захвата частоты, задержка фазы, а также шумы подстраиваемого сигнала, которые часто связывают с понятием джиттера. Обзор сделан по последним публикациям в изданиях IEEE, количество которых, связанным с проектированием систем PLL под изготовление по КМОП технологии с субмикронными проектными нормами для применения в квантовых (оптических) сетях постоянно возрастает. Авторами работ предлагаются различные решения для оптимизации работы систем с целью повышения их производительности и снижения уровня ошибок при передаче данных.

В работе Ченг-Пу Хо; Майк Шуо-Вэй Чен [3] из университета Южной Калифорнии рассмотрен прототип DPPLL, который выполнен по 65-нм КМОП-технологии с синтезатором частот от 2,7 до 4,8 ГГц при напряжении питания 1 В и потребляемой мощности 21,2 мВт.

В работе авторов из Чжэцзянского университета (Китай) [4] представлен 3,3-4,5 ГГц дробно-аналоговый выборочный фазовый автоподстроечный контур (SPLL). Здесь же объединенный цифровременной преобразователь с постоянным наклоном и фазовый детектор выборки (CSDTC-SPD) позволяют обнаруживать фазовую ошибку, а также подавлять шум квантования (QN) в одной генерации пилообразного сигнала, что уменьшает источник шума и нелинейности. Модифицированный много-модульный делитель (MMDIV) с двумя фазовыми ретаймерами уменьшает требуемый линейный диапазон CSDTC-SPD и уменьшает шум от CSDTC-SPD. Для проверки принципа был реализован и изготовлен прототип SPLL в обычной 40-нм КМОП-технологии. Измеренные результаты дают значение среднеквадратичного джиттера 203 фс при мощности 2,4 мВт, что приводит к показателю качества (FoM) фазового автоподстроечного контура (PLL)  $-250$  дБ.

В работе авторов из университета университета Цинхуа, Пекин [5], представлена гибридная реализация устройства ФАПЧ с ультранизким напряжением (ULV) питания. Фазовый детектор с триггером и временным чередованием (TI-FFPD) с фазовым обнаружением на основе рабочего цикла используется для достижения высокой линейности и низкого уровня опорного импульса. Для снижения шума квантования (Q-шума) без калибровки усиления или линейности предлагается пассивно-интенсивный фазовый интерполятор (VPI) с топологией масштабирования напряжения, не зависящей от питания. Гибридная ФАПЧ (HPPLL), состоящая из псевдодифференциального аналогового пропорционального тракта и цифрового интегрального тракта, реализована по 28 нм КМОП технологии. Система HPPLL продемонстрировала джиттер 607 фс на частоте 2,42 ГГц и потребляет мощность 0,78 мВт от источника питания 0,5 В, достигая наилучшего показателя качества (FoM<sub>JIT</sub>)  $-245,4$  дБ среди низковольтных (V) систем ФАПЧ с напряжением питания  $VDD < 0,8$  В.

Ученые кафедры электротехники института электроники национального университета Тайваня [6] в своей работе показали возможность создания по 40-нм КМОП технологии транзисторов, способных работать на частотах до 360 и 402 ГГц, что исключительно важно для проектирования КМОП-схем миллиметрового диапазона. Такие транзисторы можно использовать в приемо-

передающей аппаратуре устройств самого различного назначения, в которых системы ФАПЧ будут обеспечивать синхронную работу при передаче данных.

В работе [7] специалисты компании GlobalFoundries Inc. показали возможность разработки аналоговых и радиочастотных технологий устройств на 14-нм логической платформе FinFET. По их мнению, технологии на основе процесса FinFET были успешно внедрены в производство благодаря превосходной масштабируемости, низкому энергопотреблению и высокой производительности устройств 14 нм и 16 нм, что и подтверждается в их работе ссылками на других авторов. С увеличением количества компонентов в телефонах LTE и в связи с появлением технологии 5G, частотный диапазон которой в полосе FR1 приближается к 6 ГГц, масштабирование площади становится чрезвычайно важным для размещения всех чипсетов в корпусе телефона. Частотный диапазон в полосе FR2 технологии 5G составляет 24 – 100 ГГц, и требует создания своей компонентной базы и разработки соответствующих устройств синхронизации [8].

Чрезвычайно важной, на наш взгляд, в плане масштабирования мощности и возможности размещения всех чипсетов в сотовом телефоне, является работа Дэвида Миллера [8], в которой автор справедливо отметил: «Без перспективы существенного снижения энергии на бит передачи мы не можем продолжать экспоненциальный рост нашего использования информации». Встает задача: как понизить затраты на энергию в межсоединениях при постоянном увеличении плотности пропускной способности в металлизированных связях между элементами микросхем. Только использование оптоволоконного окна может быть решением таких проблем с учетом масштабируемости.

Замечательная и растущая роль оптоволоконных систем в последние несколько десятилетий способствовала производительности сетей дальней связи т.к. пропускная способность отдельного оптического волокна росла со скоростью, сопоставимой с законом Мура. Оптика все больше обеспечивает более высокую плотность связи внутри больших систем, таких как в оптические каналы передачи данных между центрами обработки данных. Теперь появилась необходимость, чтобы оптика помогала на более коротких расстояниях. Ключевым вопросом является то, может ли оптика снизить энергию в межсоединениях внутри шкафов, стоек и печатных плат, по крайней мере, до самих чипов, а возможно, даже на чипе. Этот вопрос имеет решающее значение: если мы не можем решить эти проблемы с помощью оптики, неясно, есть ли у нас какой-либо другой способ их решения [8].

В работе авторов Факультета электротехники и электроники из Дублина [9] предложена новая архитектура фазовой автоподстройки частоты (PLL) с пинг-понгом (PP) заряд-разделением блокировки (CSL), которая повышает силу инжекции заряда в LC-контур генератора с использованием дополнительных конденсаторов с разделением заряда как во время положительной, так и во время отрицательной половины опорного тактового сигнала. Конструкция включает в себя одновременную петлю отслеживания частоты (FTL) и петлю калибровки рабочего цикла (DCC) для надежного отслеживания PVT, используя сверхмаломощный фазовый детектор bang-bang (BB-PD). Генератор класса F3 генерирует выходной сигнал  $\sim 27$  ГГц. Реализованная по 28 нм КМОП технологии, система ФАПЧ (PP-CSL PLL) демонстрирует трехкратное увеличение силы инжекции по сравнению с обычными CSL PLL, при этом решая проблему модуляции нагрузки и улучшая опорный импульс до  $\sim 15$  дБ. Система обеспечивает сверхнизкий среднеквадратичный джиттер в 42 фс при потребляемой мощности всего 14 мВт, что обеспечивает выдающийся показатель качества, нормализованный по джиттеру равный  $-276,6$  дБ [9].

Авторами из Токийского института электротехники и электроники [10] представлен набор микросхем трансивера (TRX) для диапазона D (110–170 ГГц), который охватывает полосу пропускания 56 ГГц (114–170 ГГц). И передатчик (TX), и приёмник (RX) работают по гетеродинной схеме с внешними сигналами промежуточной частоты (ПЧ) и гетеродина (ГЧ). Все микросхемы изготавливаются по КМОП технологии с 65-нм проектными нормами. Авторами предлагаются восьмиканальный усилитель мощности с низким коэффициентом шума (PA), двухканальный усилитель с низким коэффициентом шума (LNA), пассивные смесители с широкополосным преобразованием импеданса, каскадные распределённые усилители (DA) на основе общего источника и переход от микросхемы к печатной плате (PCB) с низкими потерями и улучшенной полосой пропускания и линейностью для поддержки широкополосных сигналов квадратурной амплитудной модуляции (QAM) высокого порядка. Предлагаемый чипсет TRX обеспечивает скорость передачи данных 200 Гбит/с за счет 32QAM при измерении по воздуху с одним входом и одним выходом (SISO) (OTA) на расстоянии 0,32 м. Скорость пере-

дачи данных 150 Гбит/с по 16QAM обеспечивается антеннами с 43 dBi на расстоянии 15 м. Кроме того, на скорости передачи данных 640 Гбит/с многовходовая многовыходная система 4×4 ОТА с прямой видимостью (LOS-MIMO) продемонстрирована на высоте 0,52 м [10]. Приведенные результаты указывают на возможность освоения технологии 6G даже при существующих проектных нормах изготовления КМОП микросхем.

### III. Результаты наших исследований

Современные системы синхронизации, включая петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), стали неотъемлемой частью многих электронных устройств и электромеханических систем. Миниатюризация компонентов ФАПЧ, достигнутая благодаря переходу к субмикронным проектным нормам в КМОП-технологии, позволила существенно повысить их быстродействие и улучшить устойчивость работы. Это, в свою очередь, способствовало развитию более компактных и энергоэффективных систем.

Развитие систем синхронизации тесно связано с прогрессом в технологиях проектирования и производства электронных компонентов. Уменьшение проектных норм не только увеличивает рабочие частоты, но и снижает энергопотребление, что особенно важно для портативных устройств и систем с автономным питанием. Кроме того, новые материалы и архитектуры позволяют создавать более сложные и функциональные системы синхронизации, способные работать в широком диапазоне частот и температур.

В современных схемах синхронизации ключевую роль играют системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Их функционирование основано на сопоставлении фазы входного и выходного сигналов для достижения высокой точности синхронизации. Основные компоненты PLL включают: фазовый детектор, который сравнивает фазы входного и выходного сигналов, генерируя сигнал ошибки, фильтр для обработки сигнала ошибки для удаления высокочастотного шума и кварцевый генератор, который обеспечивает стабильную частоту для дальнейшей работы системы [1].

Классическая КМОП-технология, т.е. планарная полупроводниковая технология на основе структуры Si – SiO<sub>2</sub> позволяет создать эффективные и долговечные микросхемы различного назначения, включая системы синхронизации для квантовых сетей. Наши предыдущие исследования характеристик компонентов ФАПЧ [11-17] показали возможность работы этих устройств на частотах до 7 ГГц, что вполне приемлемо для использования в сетях высокоскоростной передачи данных. Эти результаты были получены нами на моделях КМОП транзисторов с проектными нормами 45, 65 и 90 нм. Естественно, что при уменьшении проектных норм рабочие частоты станут еще выше. В работах [11-13] исследовались схемотехнические варианты построения фазовых детекторов (PD) и управляемых напряжением генераторов (VCO), построенных на кольце из инверторов, а в работах [14-17] получены зависимости выходных частот VCO от входного управляющего напряжения для генераторов, построенных как на кольце из инверторов, так и на мультивибраторе. Кроме этого, исследованы возможности работы как на максимальной выходной частоте (с выхода Q0), так и с других выходов (Q4 и Q11), т.к. предполагалось применение такой схемы ФАПЧ для реализации технологии OFDM, где для повышения верности передачи данных в условиях воздействия помех предполагается использовать алгоритмы помехоустойчивого кодирования.

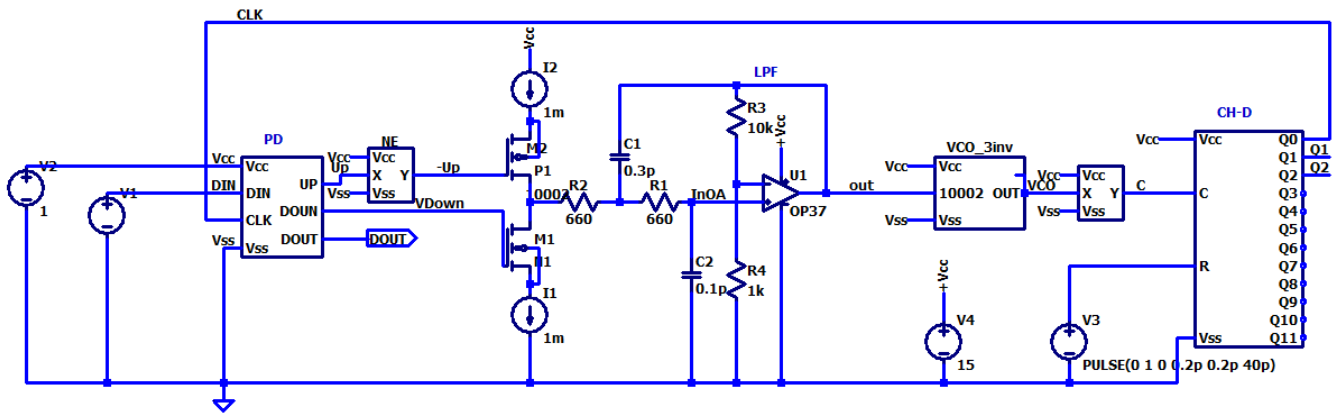


Рис. 1. Схема устройства ФАПЧ

На рисунке 1 показана схема устройства фазовой автоподстройки частоты, использующая фазовый детектор (PD), активный ФНЧ (LPF) первого порядка, управляемый напряжением генератор (VCO) и счетчик-делитель частоты (CH-D), позволяющий получить сетку частот, необходимую для реализации технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM). Приведенная на рисунке схема получена в программе LTSpice. В дальнейшем авторы предполагают использование для моделирования системы Cadence, что позволит предлагать потенциальным заказчикам результаты моделирования устройств на языках описания аппаратуры VHDL и VERILOG.

Вопросы, касающиеся характеристик компонентов систем синхронизации и обеспечения устойчивой работы систем различного назначения, продолжают оставаться предметом дискуссий среди специалистов. Здесь мы приведем основные проблемы, которые, на наш взгляд, привлекают внимание специалистов:

**Выбор генератора тактовых сигналов.** Генератор тактовых сигналов (в нашем случае это VCO) можно построить по двум принципиальным схемам: кольцевой и на основе мультивибратора.

Для оптимизации характеристик разработанного VCO, мы провели серию моделирований. В ходе моделирования варьировались параметры транзисторов, геометрические размеры кольцевых инверторов и значения резисторов в токовом зеркале. Целью было достижение максимальной рабочей частоты, минимального фазового шума и широкого диапазона перестройки частоты при сохранении низкого энергопотребления. Полученные результаты позволили определить оптимальные значения параметров моделей МОП транзисторов, изготавливаемых по проектным нормам 65 нм, обеспечивающие наилучший компромисс между этими характеристиками.

Используемый нами генератор VCO построен на кольце из трех инверторов, управляемых с помощью токового зеркала и схема его приведена на рисунке 2.

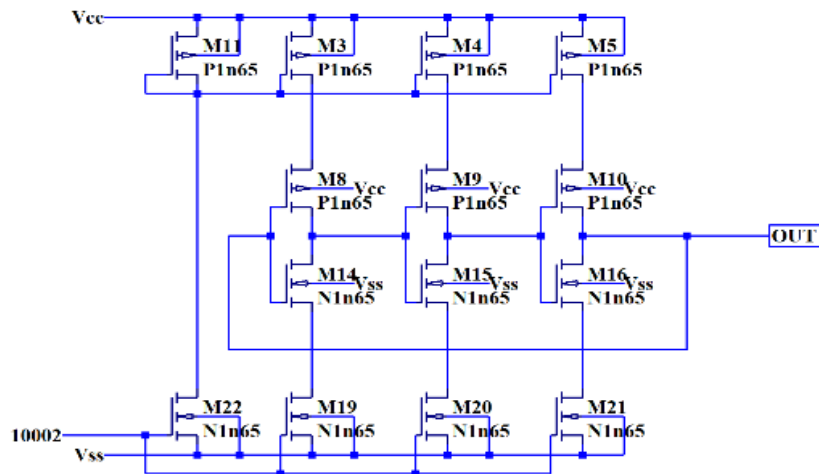


Рис. 2. Схема VCO на трех инверторах

Серия экспериментов позволила получить передаточную характеристику VCO, построенного на КМОП транзисторах с проектными нормами 65 нм, которая приведена на рисунке 3.

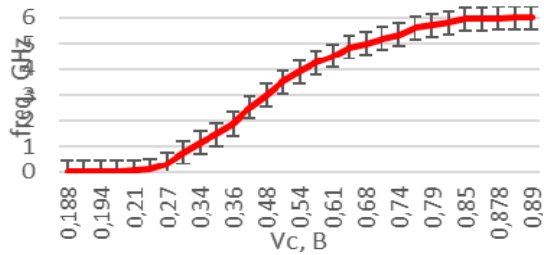


Рис. 3. Передаточная характеристика VCO на 3 инверторах

Эти результаты моделирования были получены при напряжении питания  $V_{cc} = 0,9$  вольт.

Кроме этого, были исследованы характеристики работы управляемого напряжением генератора, собранного на мультивибраторе, схема которого приведена на рисунке 4. Также была получена его передаточная характеристика, показанная на рисунке 5.

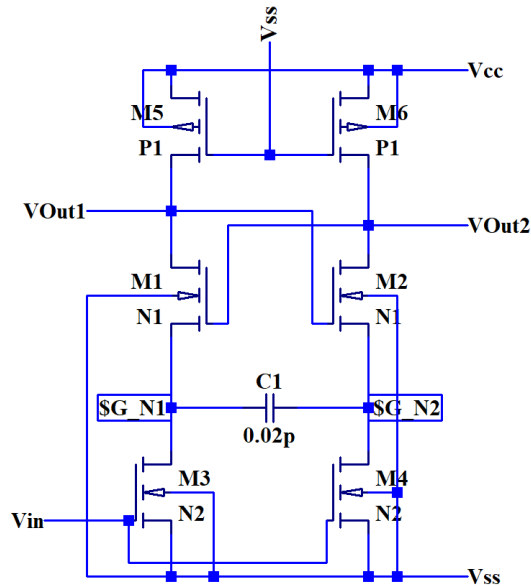


Рис. 4. Схема VCO на мультивибраторе

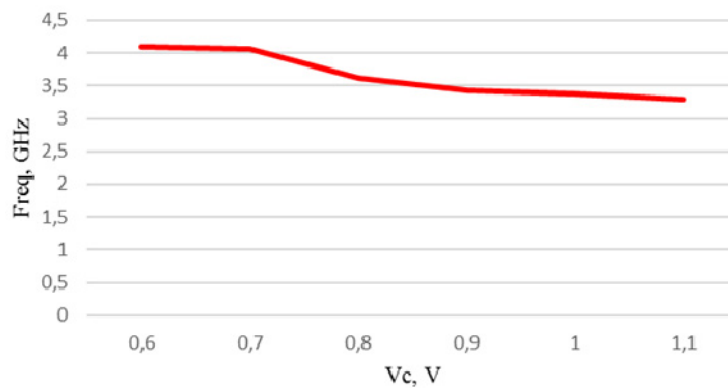


Рис. 5. Передаточная характеристика VCO на мультивибраторе

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие краткие выводы:

1. Полученные результаты показывают, что предлагаемые схемотехнические решения могут быть использованы при создании устройств ФАПЧ для систем коммутации и управления передачей данных в высокопроизводительных квантовых сетях.

2. Фазовый шум может значительно ухудшить качество передаваемых данных и снизить производительность системы. Для минимизации фазового шума применяются различные методы, такие как использование фильтров нижних частот с высокой крутизной характеристики, а также применение специально разработанных схем, снижающих шум внутри ФАПЧ.

3. Одной из ключевых проблем является сложность достижения стабильной и точной синхронизации в условиях постоянно уменьшающихся размеров транзисторов. Это связано с возрастанием влияния паразитных эффектов, таких как емкости и сопротивления, а также с усилением вариаций параметров технологического процесса. Для решения этой проблемы часто используются калибровки и компенсационные схемы, позволяющие минимизировать влияние этих факторов на работу ФАПЧ.

4. Для обеспечения энергетической эффективности создаваемой аппаратуры для сетевых устройств именно реализация систем ФАПЧ в составе специализированных микросхем на КМОП транзисторах с субмикронными проектными нормами позволяет достигнуть наиболее выгодного соотношения в балансе между потреблением энергии и функциональностью компонентов. Важным аспектом является оптимизация архитектуры самой системы ФАПЧ. Применение малопотребляющих компараторов, делителей частоты и генераторов, управляемых напряжением (VCO), позволяет существенно уменьшить энергопотребление всей системы. Кроме того, использование различных режимов энергосбережения, таких как автоматическое отключение неиспользуемых блоков, позволяет дополнительно снизить потребляемую мощность в динамическом режиме работы.

Перечисленные проблемы отражают сложность и многогранность задач, стоящих перед создателями систем синхронизации и обеспечения их устойчивой работы. Решение каждой из них требует глубокого понимания технических аспектов и учёта специфики конкретных применений.

#### **IV. Основные научные вопросы и перспективы их решения**

Переход с гигагерцового диапазона на субтерагерцовый в системах передачи данных обусловлен рядом преимуществ, которые делают этот шаг привлекательным для разработчиков и пользователей. Субтерагерцовый диапазон (от 300 ГГц до 3 ТГц) позволяет передавать сигнал на большие расстояния по сравнению с гигагерцовыми частотами. Это связано с тем, что длина волны в этом диапазоне меньше, что улучшает направленность антенн и снижает затухание сигнала, а также предоставляет гораздо большую полосу пропускания, что позволяет передавать больше данных за единицу времени. Это делает возможным создание высокоскоростных сетей с пропускной способностью, измеряемой в терабитах и петабитах в секунду.

Передача данных на субтерагерцовых частотах требует меньшей мощности, что снижает энергопотребление устройств и продлевает срок службы батарей. Это особенно актуально для бортовых систем.

Переход на субтерагерцовый диапазон не требует полной замены существующей инфраструктуры. Вместо этого можно модернизировать уже имеющиеся устройства и сети, добавив поддержку нового диапазона. Это позволяет постепенно внедрять новую технологию, снижая затраты и риски.

Однако, наряду с преимуществами, переход в субтерагерцовый диапазон сопряжен с рядом технологических вызовов. К ним относятся разработка новых материалов и компонентов, способных эффективно работать на таких высоких частотах, а также создание прецизионных методов измерений и тестирования. Разработка компактных и энергоэффективных передатчиков и приемников, способных обрабатывать такие огромные потоки данных, представляет собой сложную задачу.

Кроме того, необходимо учитывать вопросы регулирования и стандартизации. Необходимо разработать новые стандарты и нормативные акты, определяющие правила использования субтерагерцового диапазона, чтобы обеспечить совместимость и избежать помех между различными устройствами. Вопросы безопасности также требуют внимания, поскольку высокие частоты могут представлять определенные риски для здоровья человека.

Несмотря на эти вызовы, перспективы использования субтерагерцового диапазона в системах передачи данных выглядят весьма многообещающими. Ожидается, что эта технология станет ключевым фактором развития новых поколений беспроводных сетей, обеспечивая сверхвысокую скорость и надежность передачи данных для широкого спектра приложений, включая мобильную связь, промышленную автоматизацию, дистанционное зондирование и многое другое.

## V. Заключение

Анализ литературы за последние годы показывает, что в области характеристик компонентов систем синхронизации и обеспечения устойчивой работы в системах различного назначения достигнут значительный прогресс и актуальность этих исследований не вызывает никаких сомнений. Разработаны новые технологии и методы, направленные на повышение точности, стабильности, энергетической эффективности и устойчивости к внешним воздействиям. Однако остаются нерешенными некоторые проблемы, такие как снижение стоимости и улучшение интеграции компонентов.

Перспективы дальнейшего развития систем синхронизации связаны с применением новых материалов и технологий, таких как графеновые наноленты и квантовые точки. Эти материалы обладают уникальными электрическими и оптическими свойствами, которые могут быть использованы для создания сверхбыстрых и сверхчувствительных сенсоров и модуляторов. Разработка таких компонентов позволит создавать устройства синхронизации нового поколения, которые найдут применение в высокоскоростных системах передачи и доступа для мобильной связи, так и для квантовых сетей.

Более того, знания, полученные при анализе систем синхронизации, могут быть применены в смежных областях, таких как вакуумная наноэлектроника. Изучение фундаментальных процессов, протекающих в вакуумных транзисторах в наномасштабе, позволит создавать новые электронные устройства, такие как микрофокусные рентгеновские трубки и радиочастотные усилители сигнала, с улучшенными характеристиками и функциональностью. Этот междисциплинарный подход может привести к прорывным открытиям и инновациям, которые окажут значительное влияние на развитие науки и техники в целом.

## Литература

1. *Gardner Floyd M.* Phaselock techniques. Third Edition. 2005 by John Wiley & Sons, Inc., publication, 425p.
2. *Шахмарун Б.И.* Анализ систем синхронизации при наличии помех. 2-е изд. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.
3. *Cheng-Ru Ho; Mike Shuo-Wei Chen*. A Fractional-N DPLL With Calibration-Free Multi-Phase Injection-Locked TDC and Adaptive Single-Tone Spur Cancellation Scheme // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. Vol. 63, Issue: 8, August 2016, Referenced in: IEEE RFIC Virtual Journal, pp. 1111-1122, DOI: 10.1109/TCSI.2016.2577858
4. *Gaofeng Jin, Fei Feng, Wen Chen, Yiyang Shu.* Center for Advanced Semiconductor and Integrated Micro-System, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, China; *Xun Luo, Xiang Gao.* A Fractional-N Sampling PLL with a Merged Constant-Slope DTC and Sampling PD // IEEE Journal of Solid-State Circuits. Vol. 59, Issue: 8, August 2024, pp. 2407-2417, DOI: 10.1109/JSSC.2024.3358564
5. *Liqun Feng, Xuansheng Ji, Longhao Kuang, Qianxian Liao, Su Han, Jiahao Zhao.* An Ultra-Low-Voltage Bias-Current-Free Fractional-N Hybrid PLL with Voltage-Mode Phase Detection and Interpolation // IEEE Journal of Solid-State Circuits. Vol. 60, Issue: 1, January 2025, pp. 85-98, doi: 10.1109/JSSC.2024.3456566.
6. *Jyh-Chyurn Guo.* Department of Electrical Engineering, Institute of Electronics, National Yang Ming Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan; *Zu-Cheng Li.* Millimeter-Wave CMOS Devices Design with Mobility Enhancement and Parasitic RC Suppression for Super-350 GHz  $f_T$  and  $f_{MAX}$  in Multiring nMOSFETs // IEEE Transactions on Electron Devices. Vol. 71, Issue: 12, December 2024, pp. 7287-7293, DOI: 10.1109/TED.2024.3487083.
7. *Jagar Singh,* GlobalFoundries, Malta, NY, USA; *J. Ciavatti; K. Sundaram; J. S. Wong; A. Bandyopadhyay; X. Zhang* «14-nm FinFET Technology for Analog and RF Applications» // IEEE Transactions on Electron Devices. Vol. 65, Issue: 1, January 2018, pp. 31-37, DOI: 10.1109/TED.2017.2776838
8. *David A.B. Miller,* Лаборатория Гинзтона, Стэнфордский университет, Стэнфорд, Калифорния, США, «Attojoule Optoelectronics for Low-Energy Information Processing and Communications» // Journal of Lightwave Technology. Vol. 35, Issue: 3, 01 February 2017, pp. 346-396, DOI: 10.1109/JLT.2017.2647779

9. *Sayan Kumar*, School of Electrical and Electronic Engineering, University College Dublin, Dublin, Ireland; *Teerachot Siriburanon*, *Sumit Dash*, *Patchara Sawakewang*, *Shuja Andrabi*, *Jon Strange*. A Ping-Pong Charge-Sharing Locking PLL With Implicit Reference Doubling and Simultaneous Frequency/Duty-Cycle Calibrations // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 60, Issue: 4, April 2025, pp. 1368-1383, DOI: 10.1109/JSSC.2025.3535888

10. *Chenxin Liu*, *Zheng Li*, *Yudai Yamazaki*, *Hans Herdian*, *Chun Wang*. Department of Electrical and Electronic Engineering, Institute of Science Tokyo, Tokyo, Japan; *Anyi Tian*. 640-Gb/s  $4 \times 4$ -MIMO D-Band CMOS Transceiver Chipset // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 60, Issue: 4, April 2025, pp. 1132-1149, DOI: 10.1109/JSSC.2024.3515640

11. *Макаревич А.Л.*, *Соковнич С.М.*, *Токарь М.С.* Схемотехника устройств синхронизации в сетях высокоскоростной передачи данных // Сборник трудов VIII Всероссийской конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2018» (МЭС-2018). Выпуск I, М: ФБГУН ИППМ РАН. С. 147-151. doi:10.31114/2078-7707-2018-1-147-151

12. *Макаревич А.Л.*, *Гонцов Р.С.*, *Кинаш А.В.*, *Красавцев Н.И.*, *Смелянец Ю. В.*, *Соковнич С.М.* Исследование характеристик компонентов системы ФАПЧ для устройств синхронизации в сетях высокоскоростной передачи данных // Сборник трудов VIII Всероссийской конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2020» (МЭС-2020). Выпуск 2, М.: ФБГУН ИППМ РАН. С. 147-152. doi:10.31114/2078-7707-2020-2-147-152

13. *Макаревич А.Л.*, *Гарага Д.В.*, *Захарова Ю.В.*, *Карафизу В.В.*, *Сорочан В.В.* Исследование характеристик компонентов устройств синхронизации для систем высокоскоростной передачи данных // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2022. Выпуск 3. С. 157-162. doi:10.31114/2078-7707-2022-3-157-162

14. *Makarevich A.L.*, *Kinash A.N.*, *Tokar M.S.*, *Chubarov V.A.* Performance analysis of PLL components in digital synchronization systems for high-speed applications // Published in: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Date of Conference: 04-05 July 2018, Date Added to IEEE Xplore: 11 September 2018. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457030

15. *Makarevich A.L.*, *Garaga D.V.*, *Sokovnich S.M.*, *Kostyukevich N.S.*, *Karapetyan S.A.* Circuit Design of a Frequency Synthesizer Device for High-Speed Data Transmission Systems // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Date of Conference: 15-17 March 2022, Date Added to IEEE Xplore: 01 April 2022, DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744274

16. *Makarevich A.L.*, *Sokovnich S.M.*, *Garaga D.V.*, *Matyna L.I.*, *Sorochan V.V.* Investigation of the Characteristics of Regulated Voltage Generators for PLL Systems and Frequency Synthesizers // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Date of Conference: 29 June 2022 - 01 July 2022, Date Added to IEEE Xplore: 04 August 2022, DOI: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840872

17. *Makarevich A.L.*, *Sokovnich S.M.*, *Kulachek V.V.*, *Zaharova Ju.V.*, *Zinchenko S.V.* Analysis of the Characteristics of Synchronization System Components for High-Speed Data Networks // 2024 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Date of Conference: 12-14 March 2024, Date Added to IEEE Xplore: 16 April 2024, DOI: 10.1109/IEEECONF60226.2024.10496786

## АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ПОЖАРОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ, ПОЛУЧЕННЫХ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМОЙ БПЛА

**Чиров Денис Сергеевич**  
МТУСИ, д.т.н., профессор, Россия  
[d.s.chirov@mtuci.ru](mailto:d.s.chirov@mtuci.ru)

**Марченков Максим Олегович**  
Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ), Москва, Россия  
[marchenkovmaksim@yandex.ru](mailto:marchenkovmaksim@yandex.ru)

### Аннотация

Мир сталкивается с серьезной глобальной проблемой – природными пожарами. Лесные пожары, в частности, причиняют ощутимый ущерб экономике и окружающей среде, приводя к долгосрочному ухудшению состояния водоемов, потере ценных древесных пород и гибели дикой природы. Не менее трагичны случаи уничтожения огнем жилых домов и других построек. Сегодня усилия по борьбе с пожарами сосредоточены на их раннем обнаружении, что позволяет снизить потенциальный ущерб. В статье рассмотрены алгоритмы распознавания пожаров на изображениях, полученных оптико-электронной системой беспилотных летательных аппаратах (БПЛА). В статье приводится анализ современных методов обнаружения на основе ключевых параметров и выявление слабых и сильных сторон каждого из них. Методология включает сравнительный анализ пяти алгоритмов (CNN, анализ цветовых моделей, гибридные методы). Особое внимание уделено перспективным технологиям, сочетающим искусственный интеллект.

### Ключевые слова

БПЛА, пожар, распознавание изображений, искусственный интеллект, свёрточные нейронные сети.

### Введение

В последние годы наблюдается значительный рост интереса к технологиям беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), которые активно применяются в самых различных сферах, таких как сельское хозяйство, мониторинг окружающей среды, охрана правопорядка и многие другие [1, 2]. Одним из ключевых компонентов, определяющих эффективность работы БПЛА, является использование алгоритмов распознавания изображений, позволяющих осуществлять анализ получаемых данных в реальном времени.

Алгоритмы распознавания изображений базируются на классических методах, а также с использованием искусственного интеллекта, что позволяет беспилотным системам автоматически идентифицировать объекты, распознавать паттерны и выполнять сложные задачи, такие как обнаружение изменений на местности или распознавание лиц. В данной статье проводится комплексный анализ существующих алгоритмов распознавания изображений, применяемых в системах БПЛА в сфере пожаров, с фокусом на их точность, скорость обработки и устойчивость к внешним факторам.

С учетом быстрого развития технологий и увеличения объемов обрабатываемых данных, задача оптимизации алгоритмов распознавания изображений становится все более актуальной. Мы рассмотрим современные подходы и тенденции в этой области, а также обсудим потенциальные направления для дальнейших исследований и улучшений, которые могут привести к повышению возможностей БПЛА.

### Постановка проблемы

Несмотря на многочисленные достижения в области компьютерного зрения, задача распознавания пожаров на изображениях, получаемых с беспилотных летательных аппаратов, остаётся нерешённой. Существующие алгоритмы, включающие в себя машинное обучение, глубокое обучение и классические методы, демонстрируют различную эффективность в условиях изменчивости окружающей среды, таких как освещение, размеры и формы пожаров, разнообразие текстур.

В процессе анализа изображений, перед дронами встают дополнительные вызовы: обработка больших объёмов данных в режиме реального времени, ограниченные вычислительные ресурсы, задержка.

Целью данной статьи является анализ современных алгоритмов распознавания пожаров на изображениях, полученных с помощью БПЛА, с акцентом на их преимущества и недостатки, а также возможности повышения точности и эффективности для создания более совершенных алгоритмов.

### Решение

В рамках анализа рассматриваются 5 ключевых алгоритмов распознавания пожаров, которые включают в себя как стандартные методы распознавания изображений, так и использование искусственного интеллекта. Алгоритмы, представленные разными авторами: свёрточные нейронные сети (CNN), анализ цветовой палитры и машинное обучение, анализ цветовой палитры.

Алгоритм, предложенный Д.И. Калиевым и О.Я. Швецем, представляет из себя новую структуру свёрточных нейронных сетей (СНС) на борту БПЛА для обнаружения возгораний в лесах [3]. При получении изображения происходит предварительная обработка и фильтрация для подавления шумов (обычно применяется Гауссов или медианный фильтр). Система включает в себя 2 нейронные сети: отдельно для классификации огня и дыма. Поступающее изображение последовательно проходит две операции свёртки, размер ядра свёртки постепенно уменьшается (9x9, 5x5, 3x3). Слои подвыборки уменьшают размерность карт признаков, а полносвязные слои выполняют классификацию, определяя принадлежность входного изображения к одному из трёх классов:

1. Присутствует огонь
2. Присутствует дым
3. Отсутствует и огонь, и дым.

В результате экспериментальной части авторам удалось достичь высокой точности обнаружения – 94,78%. Скорость обработки в статье не указана, но исходя из перечисленных характеристик оборудования средняя скорость может варьироваться в районе 8-12 кадров в секунду (FPS), что является низким показателем, по сравнению с классическими методами.

Следующий исследуемый алгоритм основывается на использовании метода анализа цветовой палитры и машинного обучения для обнаружения огня и дыма. Для более корректного выявления применяется фильтрация и анализируется оптический поток. При переходе от RGB в альтернативные цветовые пространства (чаще всего HSV или YCbCr), удалось достичь точности в 0.87 в различных ситуациях и локациях. При увеличении набора данных для обучения предполагается точность равная 0.96, что является весьма неплохим показателем. Высокая точность достигается за счет перекрытия слабых сторон каждого метода, что позволяет минимизировать ошибки 1 и 2 рода [4].

Для более точного обнаружения пожаров существует идея замены цветовой модели RGB (в комбинации с HSI) на CIE LAB [5]. Преимущества новой модели - перцептивная однородность (изменение цвета в CIE LAB соответствует субъективному восприятию человеком этого изменения), более заметные цвета пламени. Использование этой модели позволило авторам более точно сегментировать пиксели, относящиеся к огню, что повысило точность обнаружения.

Извозчикова В.В., Шардаков В.М. и Запорожко В.В. проанализировали работы специалистов, предлагающих свои алгоритмы по обнаружению пожаров, и составили свой метод, состоящий из 4 основных этапов. На первых двух применяется пространственная сегментация изображения, посредством которой определяется цвет, который наиболее близок к оттенкам огня. На остальных этапах происходит цветное квантование [6]. Преимущества этого алгоритма: работа в режиме реального времени и простота реализации. Недостатки: алгоритм сильно зависит от освещения, возможны ошибки 1 и 2 рода.

Рамадан М.Н.А. и соавторы предложили свою систему для обнаружения пожаров на основе сети IoT. Алгоритм состоит из трёх ключевых этапов:

1. Обнаружение с помощью сенсоров IoT
2. Подтверждение возгорания с помощью дрона и нейросети
3. Отслеживание пожара с помощью алгоритма фильтра частиц.

В лесу размещаются датчики IoT, которые измеряют качество воздуха и передают данные при превышении пороговых значений. Свёрточная нейронная сеть, находящаяся на борту дрона, подтверждает наличие огня, и запускается алгоритм отслеживания, после чего пожарные службы получают уведомление. По данным проведённых экспериментов разработанная CNN показала точность 99,46% и скорость обнаружения 1-5 минут. Основной недостаток данного подхода – большие затраты ресурсов на реализацию [7].

В статье Перейры Г.Х.А. и соавторов представлен свой алгоритм обнаружения пожаров на снимках со спутника Landsat-8. Авторы провели обучение различных свёрточных нейронных сетей для аппроксимации трёх известных алгоритмов обнаружения пожаров, а также новый датасет, включающий в себя 146 214 изображений и дополнительный датасет, состоящий из 9 044 изображений с ручной разметкой пикселей пожара. Использовалась архитектура U-Net, состоящая из двух симметричных частей для выделения признаков и точной локализации. Модель достигла показателя точности в 87,92%. Основным преимуществом данного алгоритма является автоматическое извлечение сложных признаков и обнаруживать пожары с высокой точностью, превосходя существующие алгоритмы ручной обработки, а также высокая устойчивость к различным условиям за счёт большого датасета и использования мультиспектральных данных [8].

Таблица 1

Характеристики исследуемых алгоритмов

Алгоритм	Точность	Скорость	Ресурсы	Устойчивость
Свёрточные нейронные сети (CNN)	Высокая (94.78%)	Низкая	Высокие	Средняя
Анализ цветовой палитры + машинное обучение	Высокая (~87-96%)	Средняя	Средние	Высокая
Анализ цветовой палитры	Низкая	Высокая	Низкие	Плохая (Ошибки 1 и 2 рода)
IoT + CNN	Высокая (99,46%)	Высокая	Высокие	Высокая
Landsat-8 + CNN	Высокая (87,92%)	Средняя	Средние	Высокая

### Заключение

Проведённый в рамках данной работы анализ современных алгоритмов распознавания пожаров на изображениях, полученных с БПЛА, выявил существенные различия в их подходах, точности, скорости работы, требуемых вычислительных ресурсах и устойчивости к внешним факторам. Представленная таблица наглядно демонстрирует компромиссы между этими характеристиками.

Алгоритмы, основанные на свёрточных нейронных сетях (CNN), демонстрируют высокую точность распознавания, но зачастую требуют значительных вычислительных ресурсов и отличаются низкой скоростью обработки. Классические методы анализа цветовой палитры, напротив, обеспечивают высокую скорость, но уступают в точности и устойчивости. Гибридные подходы, такие как комбинация анализа цветовой палитры и машинного обучения, стремятся сбалансировать эти характеристики, однако также имеют свои ограничения. Наиболее перспективным представляется подход, использующий сеть IoT для предварительного обнаружения, дополненный дроном с CNN для подтверждения и отслеживания пожара.

При дальнейших исследованиях автором планируется разработать новый алгоритм обнаружения пожаров на изображениях с БПЛА, сочетающий в себе высокую точность и скорость работы, характерные для современных методов, при одновременной оптимизации затрат на канал связи. Ключевым аспектом предложенного решения будет использование алгоритма только при обнаружении признаков возгорания сенсорной сетью. Это позволит снизить нагрузку на канал связи и оптимизировать энергопотребление, что критически важно для длительной работы беспилотных систем мониторинга.

## Литература

1. *Матюха, С.В.* Анализ перспективы использования беспилотных летательных аппаратов в авиаперевозках // Транспортное дело России. 2021. № 3. С. 26-27.
2. *Чертova О.Г., Чиров Д.С.* Построение опорной сети связи на базе малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с отсутствием наземной инфраструктуры // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2019. Т. 11, № 3. С. 60-71. DOI: 10.24411/2409-5419-2018-10269.
3. *Калиев Д. И., Швец О. Я.* Свёрточные нейронные сети для решения задач обнаружения пожаров по данным аэрофотосъемки // Программные системы: теория и приложения. 2022. Т. 13, № 1(52). С. 195-213. (дата обращения: 15.04.2025).
4. *Емельянов А. М.* Анализ методов исследования изображений с целью нахождения очагов дыма // Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сб. тр. Национальной научно-практ. конф. 2023. С. 21-24 (дата обращения: 15.04.2025).
5. *Ба Хала Ашраф Мохаммед Али.* Об обнаружении пожаров на изображениях земной поверхности в цветовой модели LAB // Экономика. Информатика. 2021. Т. 48, № 4. С. 831-842. DOI: 10.52575/2687-0932-2021-48-4-831-842 (дата обращения: 15.04.2025).
6. *Извозчикова В.В., Шардаков В.М., Запорожко В.В.* Разработка аппаратно-программного комплекса мониторинга очага возгораний беспилотными летательными аппаратами // Вычислительные технологии 2021. Т. 26, № 3. С. 118-129. DOI: 10.25743/ICT.2021.26.3.008 (дата обращения: 15.04.2025).
7. *Montaser N.A. Ramadan.* Towards early forest fire detection and prevention using AI-powered drones and the IoT // Internet of Things. 2024. URL: <https://doi.org/10.1016/j.iot.2024.101248> (дата обращения: 15.04.2025).
8. *aPereira, G.H.A., Fusioka, A.M., Nassu, B.T., Minetto, R.* (2021). Active fire detection in Landsat-8 imagery: A large-scale dataset and a deep-learning study (Preprint). ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing. doi:10.1016/j.isprsjsprs.2021.06.002 (дата обращения: 15.04.2025).

## АНТЕННА С ЧЕТЫРЬМЯ НЕЗАВИСИМЫМИ РАЗВЯЗАННЫМИ ВХОДАМИ, РАБОТАЮЩАЯ С КРУГОВОЙ ИЛИ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

**Шустерман Феликс Давидович**

*Начальник отдела Департамента радиовещания и радиосвязи РТРС, Москва, Россия*

[FShusterman@rtrn.ru](mailto:FShusterman@rtrn.ru)

**Варламов Олег Витальевич**

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

[yov@mtuci.ru](mailto:yov@mtuci.ru)

[orcid.org/0000-0002-3996-9156](https://orcid.org/0000-0002-3996-9156)

### **Аннотация**

*В данной статье рассматривается антенна с четырьмя независимыми входами и двухполяризационными панелями, позволяющая одновременно работать четырьмя независимым группам передатчиков. Показано, что использование двухполяризационных антенных панелей совместно с диаграммообразующей схемой Батлера позволяет добиться горизонтальной диаграммы покрытия с приемлемой неравномерностью, при этом появляется возможность работать как с круговой, так и с наклонной поляризацией. Анализ матрицы рассеяния показал, что развязка между входами T1-T4, T2-T3 будет определяться коэффициентом отражения антенны. Развязка между входами T1-T2, T1-T3, T2-T4, T3-T4 не зависит от коэффициента отражения антенны, но на практике она будет определяться фактической развязкой между диагональными входами 3-дБ направленных ответвителей и неравномерностью деления мощности между плечами, и для типичных параметров составит около 26 дБ.*

### **Ключевые слова**

*цифровое радиовещание; FM-радиовещание; панельная антенна; поляризация; диаграмма направленности*

### **Введение**

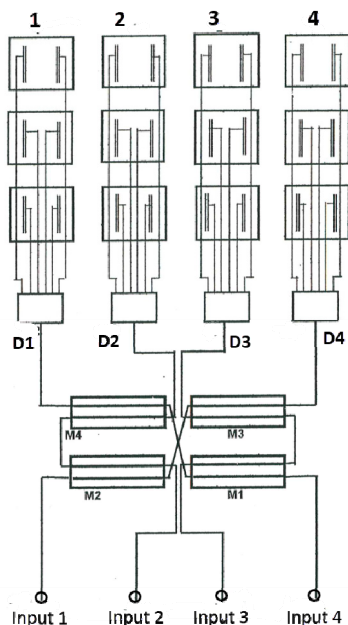
Антенны и антенные системы широко используются во всех приложениях, связанных с приемом [1-5] и передачей радиоволн [6], включая миниатюрные для персональных интеллектуальных устройств [7], сотовых телефонов [8, 9], направленных приложений, таких как радары [10-14], аналогового и цифрового телевидения и радиовещания [15-16].

На крупных радицентрах с большим количеством радиовещательных передатчиков ОВЧ диапазона, работающих в диапазоне 87,5-108 МГц, наиболее распространённым типом антенн являются панельные антенны [17-19]. Преимуществом этих антенн является большая вмещаемая мощность - до сотен киловатт, возможность формирования диаграмм направленности различной формы, исходя из особенностей зоны обслуживания, распределения плотности населения в этой зоне и санитарных требований для районов жилой застройки [20, 21]. Для выполнения этих требований в ряде случаев требуется использование антенн, занимающих значительное место на металлоконструкциях. Кроме того, на крупных радицентрах существует серьёзная проблема размещения большого количества (до нескольких десятков), мощных радиовещательных передатчиков ОВЧ диапазона на одной антенне. Одной из причин ограничения количества последовательно включенных через системы фильтров передатчиков являются достаточно большие потери в этой цепочке фильтров. Выполнению этих требований мешает отсутствие достаточного свободного места на несущих металлоконструкциях. Другой причиной ограничения количества передатчиков, работающих на одну антенну, может быть её вмещаемая мощность при недостаточном количестве этажей и, вследствие этого, панелей в ней.

В настоящей статье рассмотрена антенна с четырьмя независимыми входами и панелями с двумя поляризациями, позволяющая одновременно работать четырьмя независимыми группами передатчиков, что в большинстве случаев снимает ограничение на вмещаемую мощность и позволяет работать всеми имеющимися передатчиками на одну антенну, причём в зависимости от схемы включения антенна может работать с круговой или наклонной поляризацией и приемлемой неравномерностью диаграммы направленности в горизонтальной плоскости (ДНГ).

### Панельная антенна вертикальной поляризации, запитанная по схеме Батлера

На рисунке 1 приведена электрическая схема стандартной панельной антенны с панелями вертикальной поляризации на сторонах четырёхгранной призмы, запитанная по известной диаграммообразующей схеме (ДОС) – схеме Батлера.



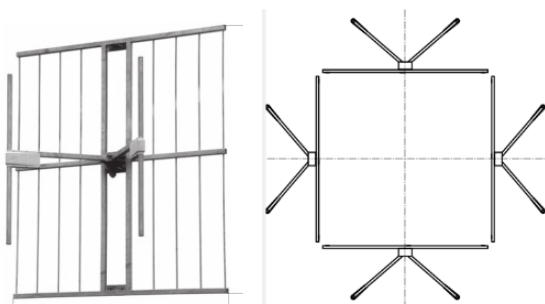
**Рис.1.** Электрическая схема панельной антенны, запитанная по схеме Батлера:  
Input 1-4 - входы ДОС; M1-M4 – мосты, представляющие собой 3 дБ направленные ответвители 2 типа;  
D1-D4 – делители мощности; 1-4 – четыре стороны квадратной призмы башни

Принцип работы этой ДОС заключается в следующем.

Четыре 3-дБ моста, являются развязывающе-фазообразующим устройством, обеспечивающим распределение фаз токов излучателей и одновременно взаиморазвязывающим входы антенны.

Излучатели в панели одной стороны подключены к одному и тому же делителю мощности.

На рисунке 2 показана отдельная антенная панель, состоящая из рефлектора и двух вертикальных диполей, а также расположение этих панелей на четырёх гранях башни.



**Рис. 2.** Антенная панель и расположение панелей вокруг башни

Все приведенные ниже расчёты произведены с помощью специализированной программы для расчёта антенн FEKO (Altair Engineering, Inc.).

Проведенные расчёты показывают, что при использовании подобной схемы на типовых

призмах сечением порядка 2,5-3м не удаётся получить диаграмму направленности в горизонтальной плоскости с приемлемой неравномерностью.

На рисунке 3 приведена диаграмма направленности в горизонтальной плоскости данной антенны на призме со стороной 3м по линии рефлекторов панелей.

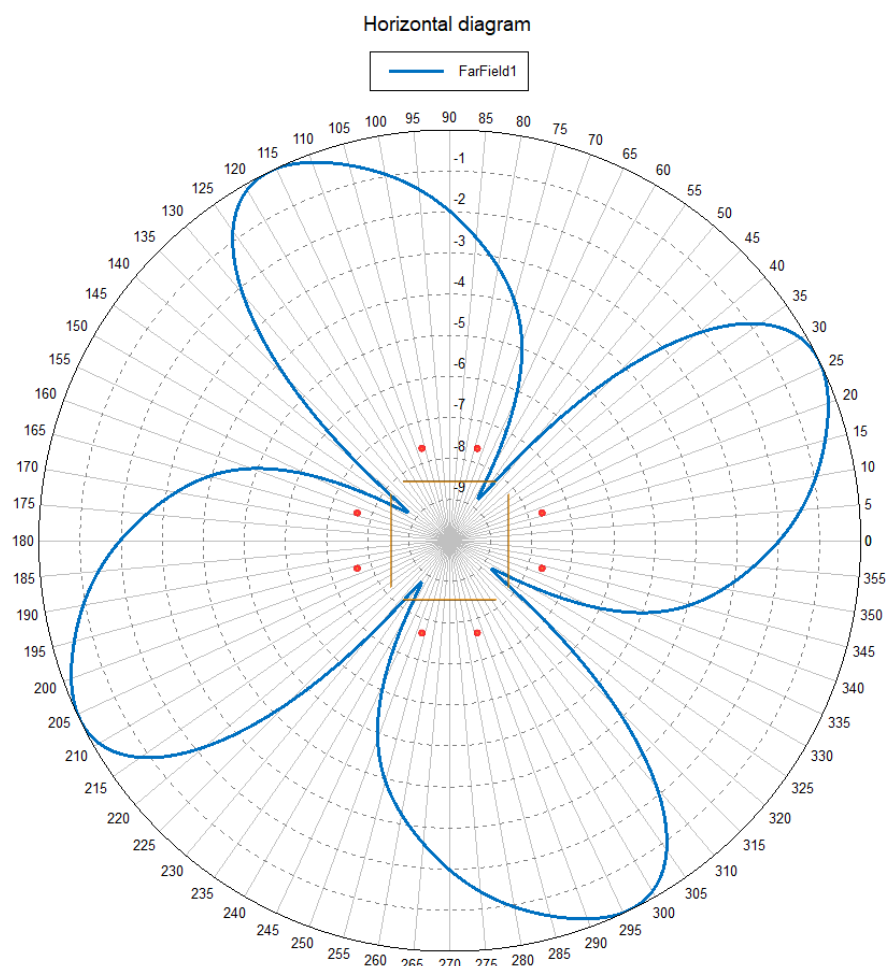


Рис. 3. ДНГ антенны

Как видно из рисунка 3, ДНГ данной антенны имеет значительные провалы, достигающие -9 дБ.

### Двухполяризационная антенна, запитанная по схеме Батлера

В данной антенне используются панели, состоящие из двух вертикальных и двух горизонтальных диполей. На рисунке 4 для примера показана такая панель производства фирмы Kathrein [22].

Как будет показано ниже, использование двухполяризационных антенных панелей совместно с ДОС по схеме Батлера позволяет добиться ДНГ с приемлемой неравномерностью, при этом появляется возможность работать как с круговой, так и с наклонной поляризацией.

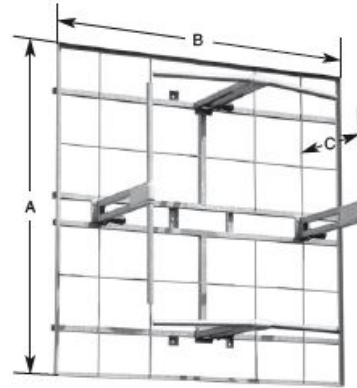
**Panel Antenna  
Polarization**

**87.5–108 MHz**  
**H V X**

**KATHREIN**  
Antennen · Electronic

- Optionally for circular, horizontal, vertical or slant polarization.
- Especially suitable for square masts.

Order No.	601 768 K 53 32 187	601 979 K 53 32 188
Input	4 x 7-16 female	4 x 7/8 EIA-flange
Max. power	2.5 kW per input	4 kW per input
Frequency	87.5 – 108 MHz	
VSWR	< 1.25 (linear polarization) < 1.1 (circular polarization)	
Gain (at mid-band)	7.5 dBd (linear polarization) 4.5 dBd (circular polarization)	
Impedance	50 Ω	
Polarization	Horizontal, vertical, circular	
Weight	89 kg	
Wind load (at 160 km/h)	Frontal: 1600 N	Lateral: 1130 N
Max. wind velocity	225 km/h	



A = B: 2200 mm  
C: 830 mm

Рис. 4. Двухполяризованная антенная панель [22]

На рисунке 5 приведена электрическая схема антенны, работающей с круговой поляризацией.

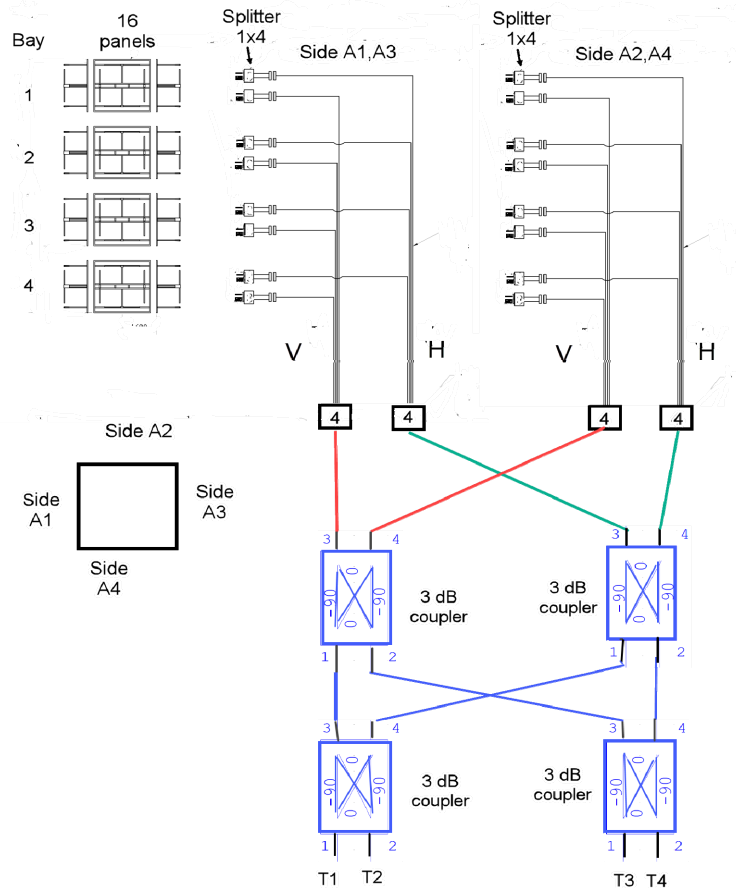


Рис. 5. Электрическая схема антенны с круговой поляризацией

Антенна состоит из 16 панелей, каждая из которых состоит из двух вертикальных и двух горизонтальных диполей, расположенных на четырёх сторонах (А1-А4) башни прямоугольного сечения в 4-х этажах. Система питания антенны состоит из 4-х главных фидеров и системы распределительных фидеров, а также четырёх 3-дБ направленных ответвителей с направленностью второго типа, расположенных в техэтажах, которые образуют ДОС. Ко входам Т1-Т4 подключаются четыре независимые группы передатчиков со своими системами фильтров.

Система питания состоит из двух одинаковых половин. В отличие от стандартной схемы питания панели в каждом этаже разделены на две половины, первая половина состоит из панелей, расположенных на сторонах А1 и А3, а панели второй половины расположены на сторонах А2 и А4. Излучатели соответствующей поляризации в каждой половине соединены параллельно. Особенностью данной схемы питания является то, что в зависимости от входа (Т1-Т4) образуются две разные горизонтальные диаграммы (ДНГ).

### Матрица рассеяния ДОС

Как известно, матрица рассеяния идеального 3-дБ направленного ответвителя (рис. 6) с направленностью второго типа имеет вид (1) [23]:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & -i & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -i \\ -i & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -i & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

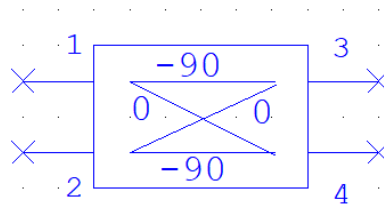


Рис 6. 3-дБ направленный ответвитель

После проделанных матричных преобразований получены соответствующие соотношения между входами и выходами схем на рисунках 5 и 6 [24, 25].

Часть матрицы рассеяния имеет для схемы на рисунке 5 вид (2).

$$S = \begin{pmatrix} A1,3(V) & A1,3(H) & A2,4(H) & A2,4(H) \\ 0.5 & -i*0.5 & -i*0.5 & -0.5 & T1 \\ -i*0.5 & -0.5 & 0.5 & -i*0.5 & T2 \\ -i*0.5 & 0.5 & -0.5 & -i*0.5 & T3 \\ -0.5 & -i*0.5 & -i*0.5 & 0.5 & T4 \end{pmatrix} \quad (2)$$

В (2) приняты следующие обозначения:

В строках Т1-Т4 – входы схемы;

В столбцах А1,3 (V), А1,3 (H), А2,4 (V), А2,4 (H) - А1, А2, А3, А4 – стороны призмы, V и H – вертикальная и горизонтальная поляризация.

В результате от четырёх входов формируются четыре луча, однако лучи от входов Т1, Т3 и Т2, Т4 попарно совпадают.

На рисунке 7 приведена нормированная ДНГ для входов Т1 и Т3, а на рисунке 8 приведена нормированная ДНГ для входов Т2 и Т4. Диаграммы направленности рассчитаны для панелей, расположенных вокруг призмы 3,0 м.

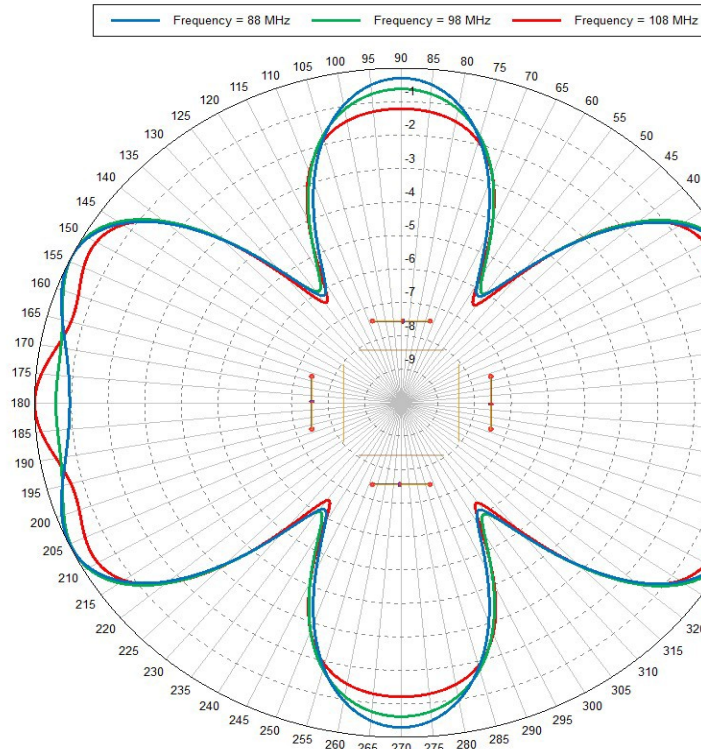


Рис. 7. ДНГ для входов T1 и T3

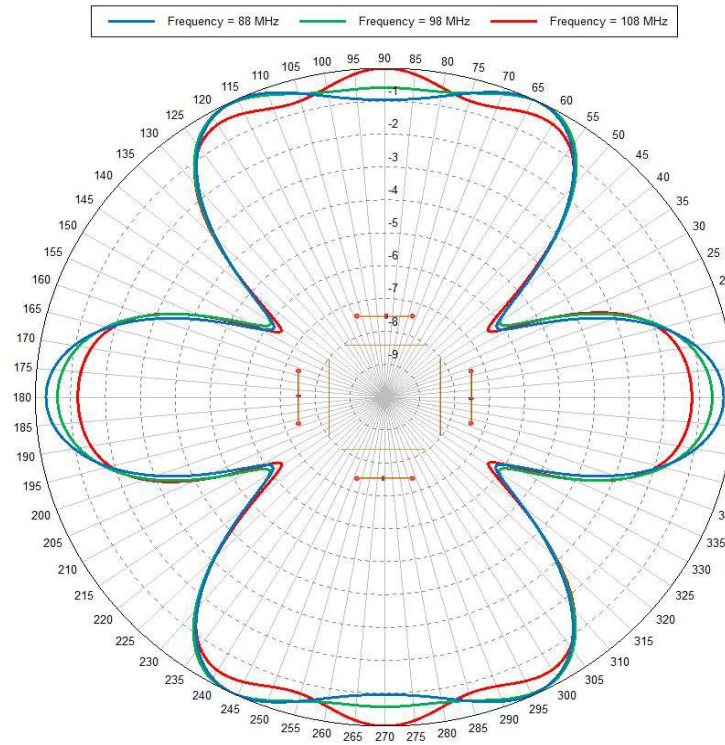


Рис. 8. ДНГ для входов T2 и T4

На рисунке 9 приведена электрическая схема антенны, работающей с наклонной поляризацией. Особенностью данной схемы питания также является то, что в зависимости от входа образуются две разные горизонтальные диаграммы.

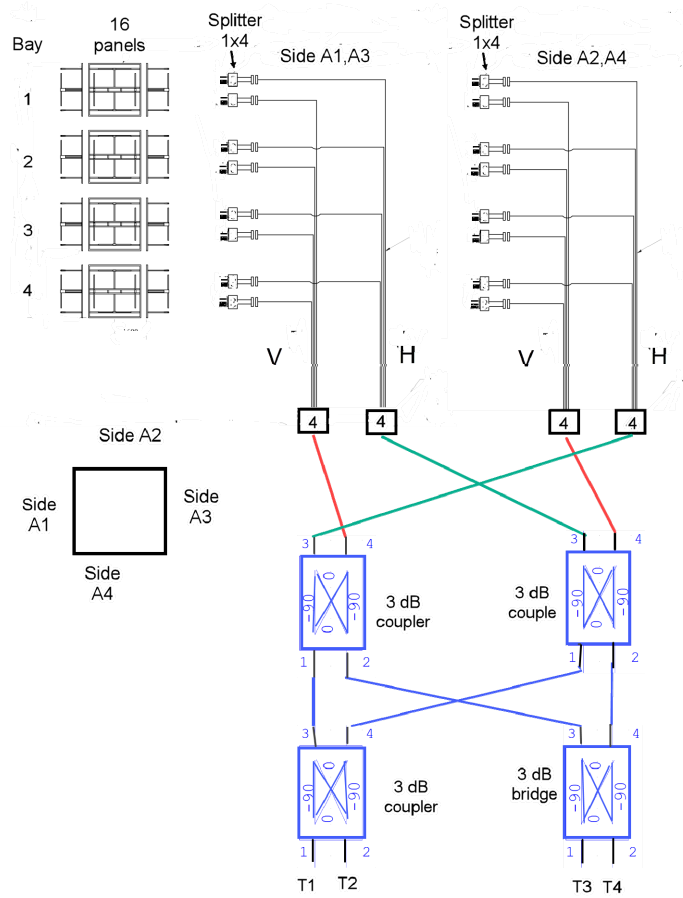


Рис. 9. Электрическая схема антенны с наклонной поляризацией

Часть матрицы рассеяния для данной схемы имеет вид (3).

$$S = \begin{pmatrix} A_{2,4}(H) & A_{1,3}(V) & A_{1,3}(H) & A_{2,4}(V) \\ 0.5 & -i*0.5 & -i*0.5 & -0.5 & T1 \\ -i*0.5 & -0.5 & 0.5 & -i*0.5 & T2 \\ -i*0.5 & 0.5 & -0.5 & -i*0.5 & T3 \\ -0.5 & -i*0.5 & -i*0.5 & 0.5 & T4 \end{pmatrix} \quad (3)$$

На рисунке 10 приведена нормированная ДНГ для входов T1 и T3, а на рисунке 11 приведена нормированная ДНГ для входов T2 и T4. Диаграммы направленности рассчитаны для панелей, расположенных вокруг призмы 2,8 м.

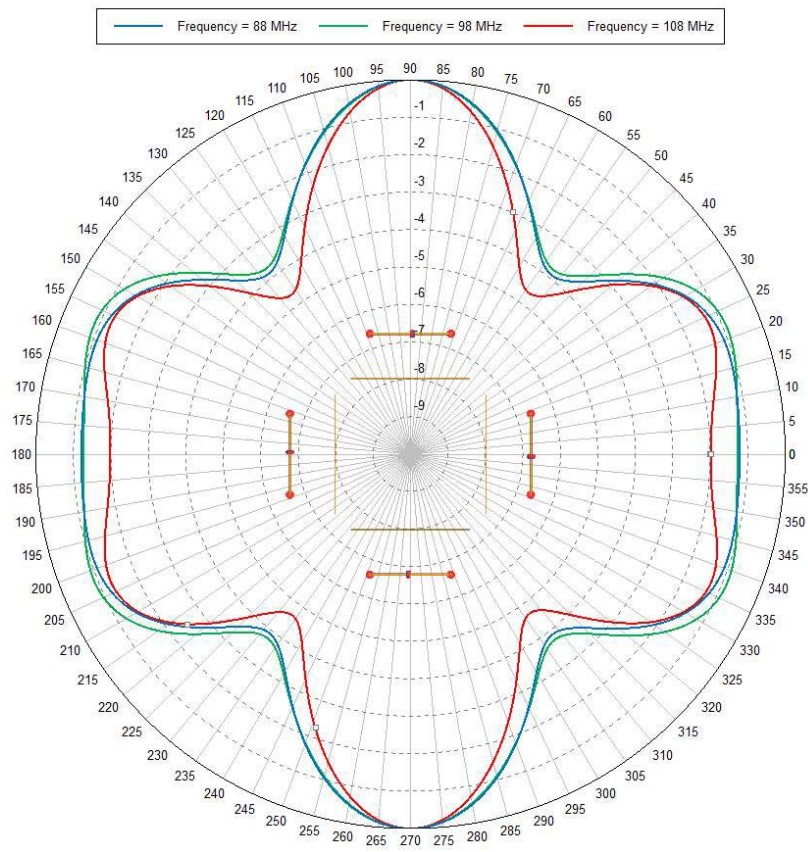


Рис. 10. ДНГ для входов Т1 и Т3

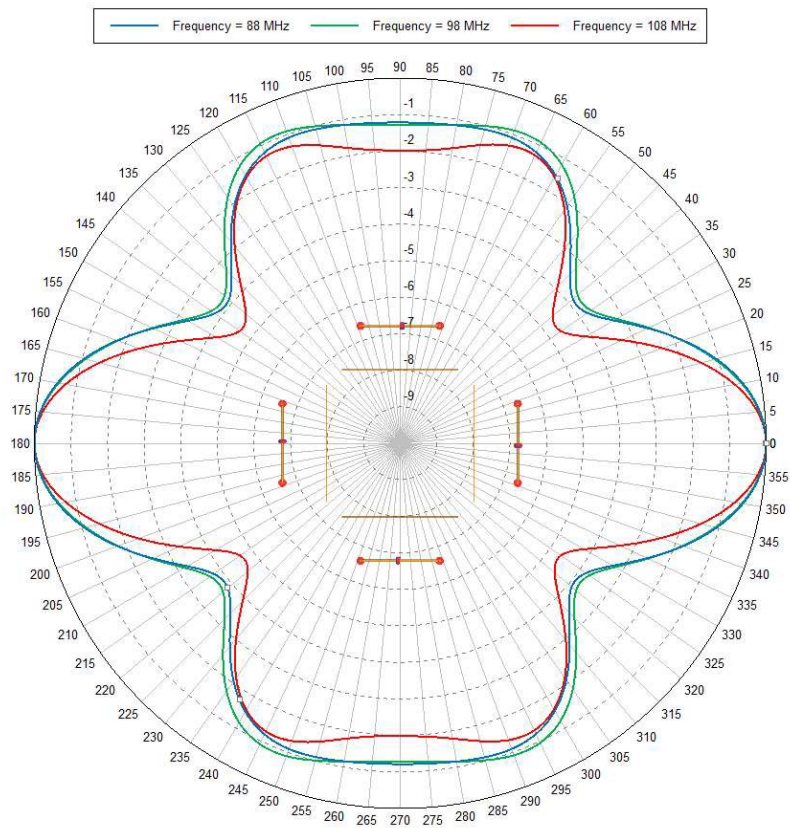


Рис. 11. ДНГ для входов Т2 и Т4

### Развязка между входами

В обеих схемах развязка между входами 1-4 и 2-3 будет определяться коэффициентом отражения в соответствующих фидерах. Если пренебречь влиянием коэффициента направленности ответвителя (порядка 30 дБ) по сравнению со значениями коэффициента отражения, которые встречаются на практике в радиовещании, то часть матрицы рассеяния для входов T1-T4 имеет вид (4):

$$S = \begin{pmatrix} T1 & T2 & T3 & T4 \\ 0 & 0 & 0 & p & T1 \\ 0 & 0 & p & 0 & T2 \\ 0 & p & 0 & 0 & T3 \\ p & 0 & 0 & 0 & T4 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Здесь  $p$  – коэффициент отражения антенны на входах T1-T4, который выражается через  $KCB$  [26]:

$$p = \frac{KCB - 1}{KCB + 1}, \quad (5)$$

На рисунке 12 показан график зависимости развязки (decoupling) в дБ от  $KCB$ , построенный на основе (3) и (4).

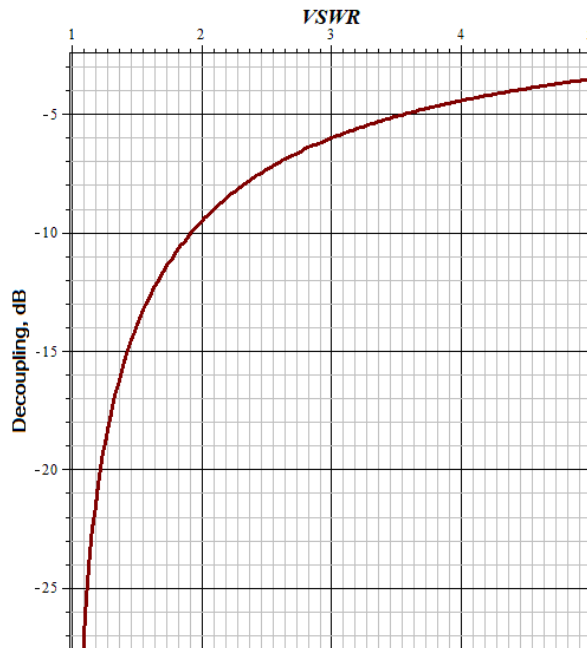


Рис. 12. Зависимость развязки между входами T 1-T4 и T2-T3 от KCB

Например, при  $KCB=1.2$  развязка между входами T 1 -T4 и T2-T3 будет равна -21 дБ.

Из (4) следует:

- развязка между входами T1-T4, T2-T3 будет определяться коэффициентом отражения антенны;
- развязка между входами T1-T2, T1-T3, T2-T4, T3-T4 не зависит от коэффициента отражения антенны, однако на практике она будет определяться реальной развязкой между диагональными входами направленного ответвителя и неравномерностью деления мощности между плечами. Строгий расчёт здесь не приводится, однако предварительный расчёт показывает, что, учитывая типовые параметры 3-дБ направленных ответвителей, развязка для этих входов будет порядка 26 дБ.

Эту особенность можно учесть при распределении передатчиков, работающих в соседних каналах.

### Заключение

Проведенный анализ показал, что использование двухполяризационных антенных панелей совместно с диаграммобразующей схемой Батлера позволяет добиться горизонтальной диаграммы направленности с приемлемой неравномерностью, при этом появляется возможность работать как с круговой, так и с наклонной поляризацией. Анализ матрицы рассеяния показал, что развязка между входами Т1-Т4, Т2-Т3 будет определяться коэффициентом отражения антенны. Развязка между входами Т1-Т2, Т1-Т3, Т2-Т4, Т3-Т4 не зависит от коэффициента отражения антенны, но на практике она будет определяться фактической развязкой между диагональными входами 3-дБ направленных ответвителей и неравномерностью деления мощности между плечами, и для типичных параметров составит около 26 дБ.

### Литература

- [1] *Smirnov E.V.* Multichannel theory of receiving antennas // Synchroninfo Journal, 2023, vol. 9, no. 5, pp. 15-21. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-5-15-21
- [2] *Smirnov E.V.* Relationship informational and orthogonal components of the receiving antenna scattering field with its load // Synchroninfo Journal, 2023, vol. 9, no. 4, pp. 26-34. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-4-26-34
- [3] *Smirnov E.V.* Accounting for the antenna losses influence on interaction channels in the receiving antennas multichannel theory // Synchroninfo Journal, 2023, vol. 9, no. 1, pp. 9-17. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-1-9-17
- [4] *Smirnov E.* Experimental study of the information component in scattering field of receiving antennas // Synchroninfo Journal, 2023, vol. 9, no. 2, pp. 37-45. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-2-37-45
- [5] *Varlamov O.V.* DRM Digital Radio Receivers Sensitivity // 2023 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/EMCTECH58502.2023.10296930.
- [6] *Chebyshev V., Blagovisny P.* Computational features of calculating extended conductor antennas based on the integral equations method // Synchroninfo Journal, 2023, vol. 9, no. 3, pp. 29-34. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-3-29-34
- [7] *Khadonova S.V., Ufimtsev A.V., Dymkova S.S.* Wide application innovative monitoring system with personal smart devices // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166115.
- [8] *Tikhvinskiy V., Pastukh A., Dymkova S., Varlamov O.* Compatibility Analysis Between RedCap Non-Public Networks and 5G NR in TDD FR1 and FR2 Bands // Inventions, 2025. 10 (1), 12. <https://doi.org/10.3390/inventions10010012>.
- [9] *Гайнутдинов Т.А.* Оценка влияния формы простого микрополоскового излучателя на его широкополосность // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №4. С. 17-25. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-4-17-25
- [10] *Кухаренко А.С.* Способ расчета диаграммы направленности антенной решетки на основе излучателей магнитного типа // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №2. С. 24-30. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-2-24-30
- [11] *Задорожный В.В.* Способ построения масштабируемой системы цифрового диаграммообразования для цифровых антенных решеток // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №12. С. 22-28. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-12-22-28
- [12] *Yastrebtsova O.I., Chebyshev V.V.* Use of multilayer dielectric for slot phased array antennas," Synchroninfo journal 2023, vol. 9, no. 6, pp. 2-11. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-6-2-11
- [13] *Рыжиков М.Б.* Разработка микрополосковой решетки с наклонным раскрытием и сниженным числом элементов регулировки амплитудно-фазового распределения для маловысотной метеонавигации БПЛА в Арктике // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №10. С. 13-19. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-10-13-19
- [14] *Рыжиков М.Б.* Уменьшение уровня боковых лепестков в кластерных микрополосковых антенных решетках бортовых метеонавигационных РЛС для заполярных широт // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №11. С. 22-29. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-11-22-29

- [15] *Varlamov O.V.* Possibility Evaluation of the DRM NVIS Broadcasting Time Extension through Extraordinary Wave // 2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH55220.2022.9934064.
- [16] *Varlamov O.V.* Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562.
- [17] *Хмельюк Ю.А., Шустерман Ф.Д., Серёда К.Е.* Антенная система для FM радиовещания с круговой поляризацией и возможностью одновременной работы двумя группами передатчиков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №6. С. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-6-4-12
- [18] *Shusterman F.D., Varlamov O.V.* Use of Panel Antennas with Reduced Reflectors and Slant Polarization at VHF Broadcast Sites // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg, Russian Federation, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617559.
- [19] *Шустерман Ф.Д., Варламов О.В.* Использование панельных антенн с уменьшенными рефлекторами и наклонной поляризацией на объектах УКВ радиовещания // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №1. С. 39-50. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-1-39-50.
- [20] *Варбанский А.М.* Передающие телевизионные станции. Москва: Связь, 1980, с. 23, 208, 214.
- [21] Recommendation ITU-R BS.1195-1. (01/2013). "Transmitting antenna characteristics at VHF and UHF".
- [22] FM Antenna Systems. Каталог Kathrein. <https://www.kathrein-bca.com/en/products/kathrein-products/catalogues-and-brochures>. p.14. Accessed 01.05.2025
- [23] *Фельдштейн А.П., Явич Л.Р., Смирнов В.П.* Справочник по элементам волноводной техники. М.: Советское радио, 1967. С. 62-71.
- [24] *Анре Анго.* Математика для электро и радиоинженеров. М.: Наука, 1967. С. 24-29.
- [25] *Sazonov D.M.* Microwave circuits and antennas. М.: Изд. Высшая школа, 1988. С. 129-135.
- [26] *Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашов А.Г.* Коротковолновые антенны. Издание 2-е, перераб. и доп.. Москва, Радио и связь, 1985. С. 11-12.

## АРХИТЕКТУРА ОБЛАЧНО-НЕЗАВИСИМОГО МЕХАНИЗМА СОГЛАСОВАНИЯ С ИНТЕГРИРОВАННОЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ВЕРИФИКАЦИЕЙ ДЛЯ ГЕТЕРОГЕННЫХ СРЕД

**Фирсов Сергей Владимирович**

Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия,  
[s.v.firsov@edu.mtuci.ru](mailto:s.v.firsov@edu.mtuci.ru)

### **Аннотация**

Современные организации все чаще используют мультиоблачные стратегии, сталкиваясь с проблемой управления ресурсами в гетерогенных средах и обеспечения их безопасности. Существующие инструменты, такие как IaC, GitOps и операторы Kubernetes, имеют ограничения либо в непрерывном управлении состоянием, либо в глубокой интеграции криптографических гарантий в сам процесс согласования, либо в применимости вне экосистемы Kubernetes. В данной статье предложена архитектура независимого от облачного провайдера механизма согласования, который адаптирует и расширяет концепции паттерна операторов Kubernetes. Ключевой особенностью предложенной архитектуры является интеграция криптографических механизмов (НМАС для верификации спецификаций и метаданных, деревья Меркла для истории статусов) непосредственно в непрерывный цикл согласования ресурсов. Это обеспечивает не только унифицированное управление ресурсами в различных облачных средах, но и гарантирует подлинность, целостность и отслеживаемость изменений на протяжении всего жизненного цикла ресурса, поднимая безопасность на новый уровень по сравнению с существующими подходами.

### **Ключевые слова**

???

### **Введение**

Современные облачные платформы предоставляют множество управляемых сервисов, каждый со своим API управления ресурсами и моделью жизненного цикла. Управление сложными распределенными системами всё больше опирается на декларативную конфигурацию и автоматизированное согласование. Организации, использующие несколько облачных провайдеров, сталкиваются с серьезными проблемами при попытке установить единообразные практики управления ресурсами во всех своих средах [1]. Хотя инструменты инфраструктуры как кода (IaC) могут первоначально определять ресурсы, они не обеспечивают постоянного управления для обеспечения желаемого состояния с течением времени.

Kubernetes представил паттерн операторов [2] для непрерывного управления ресурсами, который стал стандартом для облачных систем. Этот паттерн основан на контроллерах, которые наблюдают за ресурсами, примиряют текущее состояние с желаемым и сообщают о статусе этого процесса. Однако эта модель глубоко интегрирована в саму платформу Kubernetes и поэтому не может быть легко перенесена в другие контексты.

Для решения этих проблем, в данной статье предлагается инновационная архитектура независимого от облака механизма согласования, которая адаптирует и расширяет основные концепции паттерна операторов Kubernetes для использования с любым облачным провайдером. Данная архитектура выделяет ключевые механизмы согласования ресурсов и абстрагирует их от специфики платформы, позволяя создавать унифицированный подход к управлению ресурсами в гетерогенных средах. Центральным элементом предлагаемого подхода является глубокая интеграция криптографических гарантий непосредственно в непрерывный контрольный цикл отслеживания состояния ресурса, в отличие от существующих решений, где безопасность часто является внешним или предварительным этапом. В этом цикле непрерывной конвергенции, центральном для операторов Kubernetes, процесс оптимизации желаемого состояния ресурса и история его статусов объединены с криптографическими гарантиями подлинности изменений. Это включает встраивание утверждений безопасности непосредственно в определения ресурсов и обусловливание самой логики согласования проверкой этих крип-

тографических доказательств. Этот подход направлен на то, чтобы поднять безопасность с уровня внешней или предварительной проверки до фундаментального, непрерывно проверяемого аспекта операционного состояния системы, тем самым продвигаясь дальше позиций безопасности, предлагаемых существующими шаблонами операторов и инструментами IaC.

### **Краткий анализ текущих подходов управления декларативным описанием ресурсов в облачных средах и их проблемы безопасности**

Анализ существующих подходов [3] помогает выделить уникальный вклад данной работы по внедрению гарантий безопасности непосредственно в цикл согласования управления состоянием ресурсом в облачном провайдере.

Методологии GitOps, представленные такими инструментами, как Argo CD и Flux [4], являются значительным продвижением в управлении инфраструктурой и приложениями. Они используют репозитории Git как единственный источник истины для желаемого состояния системы, обеспечивая декларативную конфигурацию, контроль версий и автоматическую синхронизацию. Хотя стандартные рабочие процессы GitOps [5] эффективны для обеспечения сходимости развернутого состояния к заявленному, они часто лишены внутренних механизмов для проверки криптографического происхождения или целостности конфигурации на протяжении всего цикла согласования. Гарантии безопасности обычно зависят от внешних инструментов сканирования или политик, применяемых до фиксации или во время CI/CD, а не являются неотъемлемым свойством самого процесса непрерывной конвергенции. Предлагаемая архитектура, напротив, встраивает проверку криптографического происхождения и целостности конфигурации непосредственно в каждый шаг цикла согласования.

Helm, менеджер пакетов для Kubernetes [2], значительно упрощает развертывание и управление приложениями, особенно решая сложности операций "второго дня", таких как обновления и откаты. Helm-чарты упаковывают компоненты приложений и их конфигурации. Однако Helm в основном фокусируется на шаблонизации и оркестрации развертывания. Обеспечение безопасности, такое как проверка конфигураций на соответствие организационным политикам, обычно делегируется внешним механизмам, например, контроллерам допуска Kubernetes (например, OPA Gatekeeper, Kyverno). Эти контроллеры действуют как точки проверок, прежде чем ресурсы будут сохранены, но обычно не участвуют в непрерывной проверке инвариантов безопасности во время текущего согласования, выполняемого контроллерами, управляющими этими ресурсами после развертывания.

Инструменты "инфраструктура как код", такие как HashiCorp Terraform, предоставляют надежную основу для декларативного создания и управления инфраструктурой в различных облачных провайдерах и сервисах. Terraform превосходно определяет сложные топологии инфраструктуры и управляет их жизненными циклами [6]. Однако его операционная модель обычно основана на дискретных операциях применения. Хотя он вычисляет и выполняет изменения для достижения желаемого состояния, он по своей сути не работает в непрерывном цикле согласования так же, как контроллеры Kubernetes или агенты GitOps, которые постоянно отслеживают и исправляют отклонения. Следовательно, непрерывное обеспечение свойств безопасности на основе состояния в реальном времени требует слоев, построенных поверх или вне основного цикла применения Terraform.

Эффективная архитектура независимого от облака механизма согласования должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Функциональным требования
  - 1.1 Абстракция ресурсов: Единая модель для определения ресурсов в различных облачных окружениях
  - 1.2 Непрерывное согласование: Постоянное поддержание заданного состояния ресурсов
  - 1.3 Наблюдаемость состояния: Четкая видимость различий между желаемым и текущим состоянием
  - 1.4 Верификация происхождения ресурсов: Непрерывная проверка подлинности и авторизации всех определений ресурсов в процессе согласования
  - 1.5 Управление зависимостями: Упорядоченное создание ресурсов на основе их зависимостей

## 2. Нефункциональные требования

2.1 Переносимость: Минимальные предположения о базовой инфраструктуре

2.2 Масштабируемость: Способность масштабироваться с увеличением количества ресурсов и контроллеров

2.3 Расширяемость: Поддержка новых типов ресурсов без изменения архитектуры

2.4 Отказоустойчивость: Устойчивость к временным сбоям облачных API и сетевым проблемам

2.5 Целостность контрольного цикла: Встроенная криптографическая проверка целостности конфигураций в процессе согласования, а не только как внешняя проверка перед развертыванием

2.6 Неотделимость гарантий безопасности: Неспособность механизма согласования функционировать без активной и успешной валидации криптографических доказательств происхождения ресурсов

В любой распределенной системе выбор между согласованностью, доступностью и устойчивостью к разделению сети характеризуется теоремой CAP (Consistency, Availability, Partition tolerance)

[7]. Предложенная архитектура явно выбирает:

- Доступность над строгой согласованностью, признавая неизбежность сетевых разделений
- Итоговую согласованность с четкой видимостью состояния согласования
- Оптимистический контроль параллелизма для обнаружения и разрешения конфликтов

Эти выборы отражают реальность облачных сред, где временные сбои являются скорее правилом, чем исключением.

**Модель базовых сущностей** для реализации данной архитектуры может быть описана диаграммой классов, представленной на рисунке 1.

Предложенная модель следует принципам и подходам описания ресурсов в Kubernetes [8].

Ресурсы определяются следующими компонентами:

– Метаданными (ResourceRecordMetadata): Универсальная информация для идентификации и категоризации ресурсов

– Спецификацией (ResourceRecordSpecification): Желаемое состояние ресурса, определенное пользователем

– Статусом (ResourceRecordStatus): Наблюдаемое текущее состояние и информация о прогрессе согласования где:

– ObservedGeneration – последняя обработанная версия спецификации ProviderStatus – зависящая от провайдера информация о ресурсе (идентификаторы, URL и т.д.)

Абстрактным хранилищем специфицированных сущностей типа ResourceRecord является репозиторий ResourceRepository отвечающий за CRUD (Create, Read, Update, Delete) операции и способный предоставлять поток событий об изменениях, происходящих с ресурсами. Данное абстрактное хранилище может воплощено в конкретную реализацию используя разные технологии: etcd (распределенное ключ-значение хранилище, как в Kubernetes), распределенные базы данных (например, MongoDB и т.д.) или реализация хранилища состояния от облачного провайдера (Azure Tables и т.д.). Реализация должна поддерживать оптимистический контроль параллелизма, обычно с помощью токенов ревизии или значений "последнего обновления".

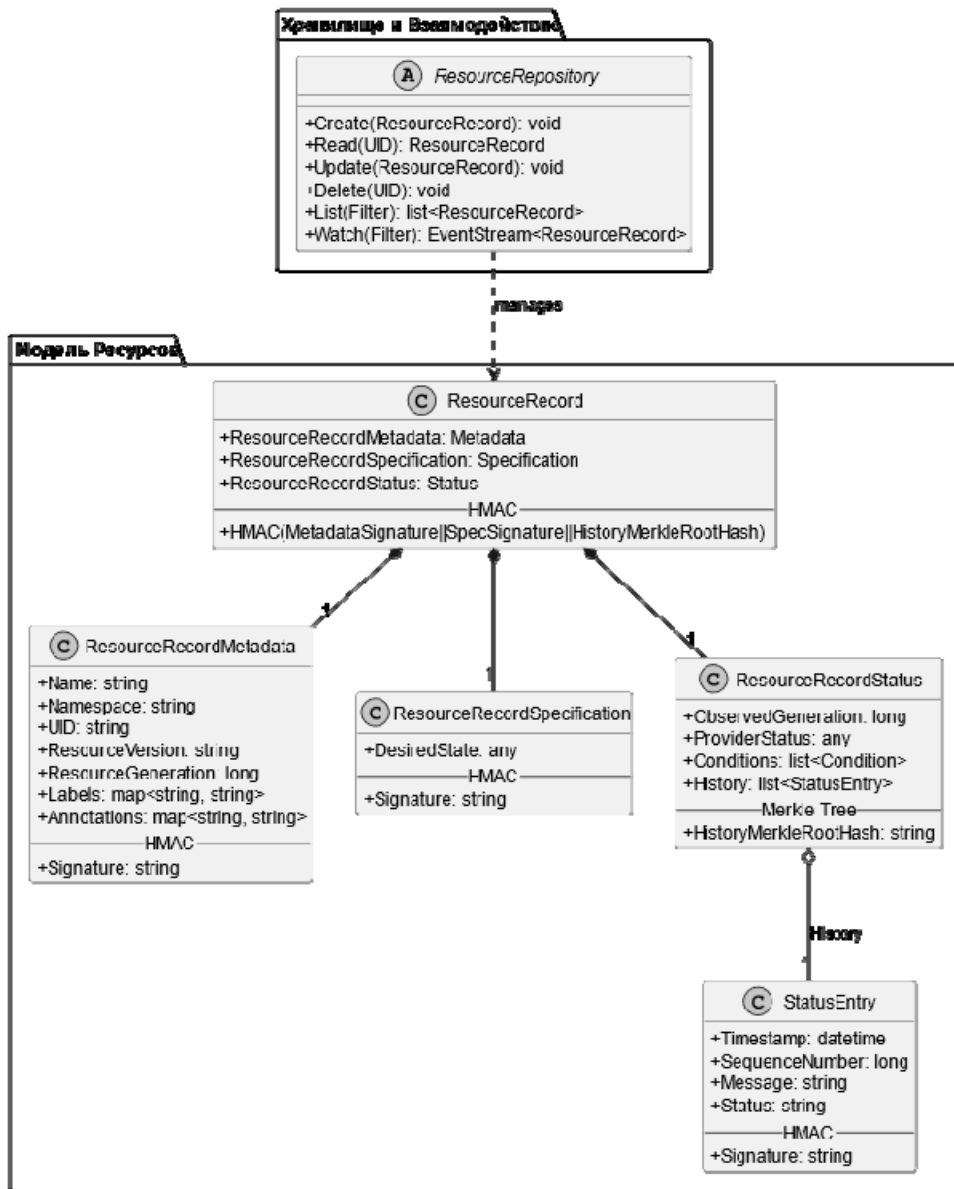


Рис. 1. Базовые классы архитектуры независимого от облачного провайдера механизма согласования для управления ресурсами в гетерогенных средах

Описав унифицировано необходимые ресурсы для создания, необходимо сформулировать требования к контракту взаимодействия с облачным провайдером для разворачивания данных ресурсов.

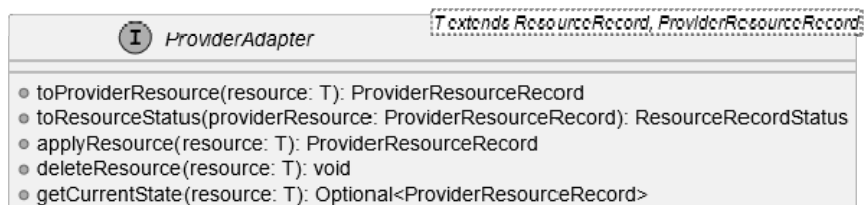


Рис. 2. Унифицированный контракт взаимодействия с облачным провайдером для управления ресурсами в гетерогенных средах

### Модель безопасной синхронизации описания ресурса и его состояния в облачном провайдере

Пусть  $S_d(t)$  – набор состояния указанных в спецификации ресурса,  $S_a(t)$  – фактическое состояние ресурса в облачном провайдере и  $SG(t)$  – операция проверки цифровых подписей полей для записи ресурса во репозитории хранящем описание ресурсов, тогда модель конечного согласования (eventual resilience) можно описать формулой:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Pr(S_d(t) \neq S_a(t) \wedge SG(t)) = 0$$

### Модель верификации состояния ресурса через HMAC коды аутентификации и дерево Меркла для истории статусов

Для реализации механизма контроля изменений метаданных (описании) ресурса, его спецификации и прогрессе согласования состояния в облачном провайдере в полях структур ResourceRecordSpecification, ResourceRecordMetadata и ResourceRecordStatus предлагается использоваться HMAC [9] коды аутентификации в полях Signature. Для создания ключа уникального для специфичного облачного провайдера, но в тоже время созданного на основе единых входных данных (Input Key Material) для обеспечения работы в мультитенантных средах предлагается механизм HMAC Key Derivation Function (HKDF) [10].

$$K_{provider} = HKDF(IKM, salt, info_{provider})$$

где:  $K_{provider}$  – ключ для HMAC операций конкретного облачного провайдера;  $IKM$  – общие исходные данные для ключа;  $Salt$  – модификатор хеш-функции;  $Info_{provider}$  – контекстная информация, специфичная для провайдера.

Поле ResourceRecordStatus является неизменяемой коллекцией, поддерживающей только операции добавления и для верификации своей неизменности, содержит поле HistoryMerkleRootHash которая представляет собой Merkle Root Hash от Signature всех StatusEntry в поле History, где Merkle Root Hash – хеш корневого узла дерева Меркла [11].

Таблица 2

Способы проверки подлинности изменений полей структуры ResourceRecord

Проверка изменений ResourceRecordSpecification	$HMAC_{spec} = HMAC(K_{provider}, Serialize(ResourceRecordSpec))$
Проверка изменений ResourceRecordMetadata	$HMAC_{metadata} = HMAC(K_{provider}, Serialize(ResourceRecordMetadata))$
Проверка элемента истории статусов	$StatusSignature_i = HMAC(K_{provider}, Serialize(StatusEntry_i))$
Проверка изменений истории статусов	$MerkleTree Leaf_i = Hash(StatusSignature_i    Timestamp    SequenceNumber_i)$ $HistoryMerkleRootHash = \text{выполнение операции}$ $Node_{i,j} = Hash(Node_{i-1, 2j-1}    Node_{i-1, 2j})$ до получения единственного root hash

Тогда функцию полной проверки ресурса можно описать как:

$$V_{ResourceRecord} = Verify( ResourceRecordSpecification, RecordRecordMetadata, ResourceRecordStatus)$$

где функция Verify определяется как:

$$Verify = VerifySpecification \wedge VerifyMetadata \wedge VerifyStatus$$

Преимущества использования дерева Меркла для системы подписей StatusEntry:

- Эффективное доказательство включения. Для проверки наличия записи требуется только  $O(\log n)$  хешей;

- Оптимизация хранения. Нет необходимости хранить или передавать всю историю для проверки целостности;
- Выявление изменений. Любое изменение в любой записи изменит корневой хеш;
- Временная привязка. Включение Timestamp в вычисление листьев защищает от атак переупорядочивания;

### **Задержка в обнаружении подложного изменения записи о ресурсе**

Пусть  $\lambda$  – пуассоновская частота поступления легитимных обновлений ресурсов и  $\mu$  – средняя частота опроса состояния записей, тогда ожидаемая задержка обнаружения подложного изменения записи о ресурсе [12]:

$$E[D] = \frac{1}{\lambda + \mu}$$

Увеличивая  $\mu$  через систему потоковых обновлений в репозитории,  $D$  будет асимптотически приближаться к  $1/\lambda$  – теоретическому нижнему пределу, ограниченному только интенсивностью легитимных изменений.

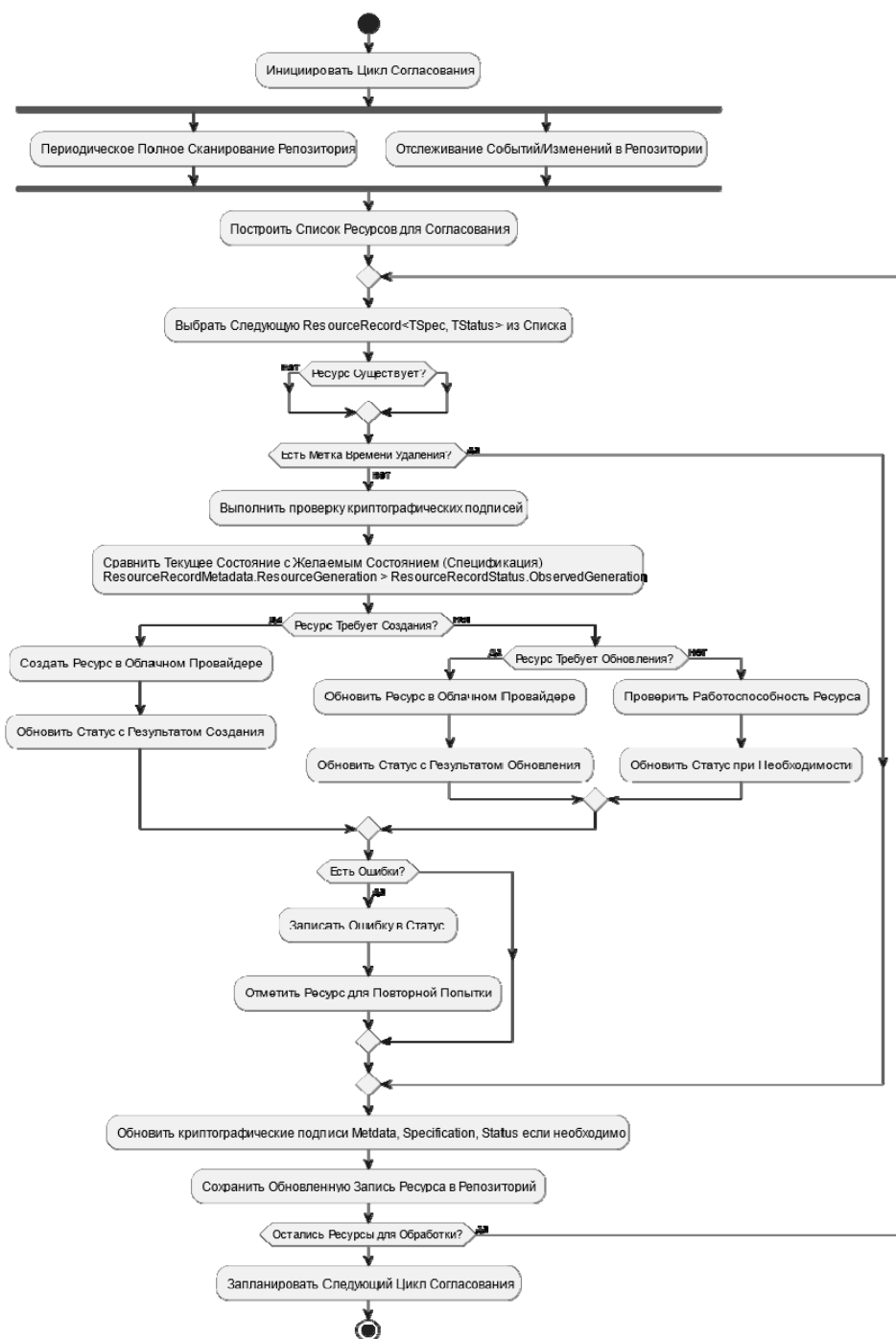
Механизм явного отслеживания поколения для модели описания состояния ресурса:

- ResourceVersion (класс ResourceRecordMetadata) увеличивается каждый раз при изменении любого поля ресурса и является базовым полем для реализации оптимистичной блокировки. Оптимистичная блокировка предотвращает одновременные изменения, приводящие к потере данных, и одновременно позволяет реализовать простую программную модель поддержания состояния ресурса.
- ResourceGeneration (класс ResourceRecordMetadata) увеличивается при изменении спецификации.
- ObservedGeneration (класс ResourceRecordStatus) отражает последнюю версию спецификации, обработанную контроллером наблюдающим за изменениями записи ресурса.

Несоответствие между этими значениями указывает на незавершенное согласование

Этот механизм важен для: обнаружения изменений спецификации, оптимистического контроля параллелизма, обеспечения видимости процесса согласования.

Вторым критически важным элементом предлагаемой архитектуры является процесс согласования состояния ресурса, представленный на рисунке 3.



**Рис. 3.** Блок-схема алгоритма согласования состояния записи о ресурсе в облачном провайдере

Процесс согласования включает следующие шаги:

- Получение текущего состояния ресурса из репозитория;
- Проверка криптографических подписей в полях ресурса и обнаружение нелегитимных записей;
- Проверка расхождения в поколениях ресурса: Сравнение ResourceGeneration и ObservedGeneration для обнаружения изменений.;
- Согласование с провайдером. Применение операций через адаптер провайдера.;
- Обновление статуса. Обновление наблюдаемого поколения.;
- Сохранение обновленного состояния данных о ресурсе в репозиторий.

При обнаружении конфликтов оптимистического контроля параллелизма цикл согласования может либо перезапускаться с обновленным ресурсом или завершаться, пометчая ресурс как содержащий ошибку.

### Заключение

В данной работе представлена архитектура независимого от облачного провайдера механизма согласования для управления ресурсами в гетерогенных средах. Предложенная архитектура решает ключевую проблему современных мультиоблачных инфраструктур – необходимость унифицированного подхода к управлению ресурсами при обеспечении криптографических гарантий целостности и безопасности.

Основные достижения работы:

- Разработана модель базовых сущностей, которая абстрагирует управление ресурсами от специфики конкретных облачных провайдеров, обеспечивая переносимость и расширяемость решения.
- Предложен механизм криптографической верификации состояния ресурсов, основанный на НМАС кодах аутентификации и деревьях Меркла, который обеспечивает неподделываемую историю изменений статусов ресурсов.
- Разработан алгоритм согласования состояния ресурса, учитывающий зависимости между ресурсами и обеспечивающий оптимистический контроль параллелизма.
- Интегрированы механизмы безопасности непосредственно в цикл согласования ресурсов, что принципиально отличает данный подход от существующих решений, где безопасность часто реализуется как внешняя проверка.

Предложенная архитектура удовлетворяет сформулированным функциональным и нефункциональным требованиям, включая абстракцию ресурсов, непрерывное согласование, наблюдаемость состояния, верификацию происхождения, управление зависимостями, а также обеспечивает переносимость, масштабируемость, расширяемость и отказоустойчивость.

Дальнейшие исследования могут быть направлены на разработку специализированных адаптеров для широкого спектра облачных сервисов и исследование производительности предложенного механизма в крупномасштабных развертываниях.

### Литература

1. Мультиоблачная стратегия: характеристики и возможности мультиоблака. [Электронный ресурс]: <https://xn--q1ach.xn--plai/multi-cloud-strategy-features-and-benefits/>
2. Бранд А., Ландер Р., Россо Д. Kubernetes на практике. Создание успешных платформ приложений. БХВ, 2022. 496 с.
3. Борисова А.А., Борисенко О.Д., Исследование методов построения облачных платформенных сервисов и реализаций стандарта TOSCA. Труды ИСП РАН, том 34, вып. 5, 2022. DOI: 10.15514/ISPRAS-2022-34(5)-9
4. Choosing the Right GitOps Tool: ArgoCD vs. FluxCD. [Электронный ресурс]: Режим доступа: <https://devtron.ai/blog/gitops-tool-selection-argo-cd-or-flux-cd/> (Дата обращения: 01.05.2025).
5. Vueno A. GitOps Cookbook: Kubernetes Automation in Practice, 2023.
6. Брикман Е. Terraform: инфраструктура на уровне кода. 3-е межд. изд. Sprint Book, 2024. 464 с.
7. CAP Theorem Explained: Consistency, Availability & Partition Tolerance. [Электронный ресурс]: Режим доступа: <https://www.bmc.com/blogs/cap-theorem/> (Дата обращения: 01.05.2025)
8. Kubernetes API Concepts. Режим доступа: [Электронный ресурс]: <https://kubernetes.io/docs/reference/using-api/api-concepts/> (Дата обращения: 01.05.2025)
9. Вонг Д. Реальная криптография. Питер, 2025. 432 с.
10. НМАС-based Extract-and-Expand Key Derivation Function (HKDF). [Электронный ресурс]: Режим доступа: <https://datatracker.ietf.org/doc/html/rfc5869> (Дата обращения: 01.05.2025)
11. Merkle R.C. Secrecy, authentication, and public key systems, PhD thesis, UMI Research Press, 1982.
12. Гнеденко Б.В., Коваленко И.Н. Введение в теорию массового обслуживания. М.: Наука, 2013. 400 с.

## АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ ПРОТОКОЛА ДИНАМИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ OSPF

**Пичугин Александр Денисович,**  
МТУСИ, студент, Москва, Россия,  
[a.d.pichugin@edu.mtuci.ru](mailto:a.d.pichugin@edu.mtuci.ru)

**Янчук Павел Павлович,**  
МТУСИ, студент, Москва, Россия,  
[yanchuk979@gmail.com](mailto:yanchuk979@gmail.com)

**Маликова Елена Егоровна,**  
МТУСИ, доц. каф. СС и СК, к.т.н., Москва, Россия,  
[emalikova@gmail.com](mailto:emalikova@gmail.com)

### Аннотация

В статье рассматриваются основы работы протокола OSPF, его ключевые механизмы и основные принципы функционирования. Особое внимание уделяется последствиям несогласованности параметров, таких как Hello интервал (приветственные пакеты), и их влиянию на устойчивость сети. Проведен эксперимент по настройке интервалов Hello-пакетов на маршрутизаторах Cisco и Huawei. Сделан акцент на практическую реализацию, включая использование анализатора трафика и инструментов диагностики. Также приведены рекомендации по настройке различных параметров для обеспечения стабильной работы сети, включая выбор оптимальных значений временных интервалов и учет возможных сценариев отказов и восстановления.

### Ключевые слова

OSPF, интервал Hello, Link-state database, Designated Router, Backup Designated Router, Router ID, LSA-сообщения, Multi-area OSPF, синхронизация LSDB, динамическая маршрутизация, алгоритм Дейкстры, состояния соседства.

### Введение

OSPF (Open Shortest Path First) представляет собой протокол, который активно применяется для динамической маршрутизации [1]. Он стал популярным благодаря высокой скорости передачи данных, надежности и простоте настройки. Благодаря своей масштабируемости протокол OSPF подходит для сетей любых размеров и сложностей, независимо от их структуры. Однако стоит отметить, что различные вендоры могут предлагать свои версии этого протокола. Это может создать трудности с совместимостью и наладкой оборудования. Так, например, в настройках OSPF важно учитывать параметры, влияющие на периодичность обмена информацией между маршрутизаторами, такие как интервал Hello-пакетов: отправка этих пакетов необходима для поддержания отношений с соседними маршрутизаторами (смежности) в рамках протокола OSPF.

Протокол OSPF применяется для динамической передачи данных в сетях любого размера — от малых локальных до крупных корпоративных сетей. Его универсальность обеспечивает пользователям гибкость и возможность настройки под любые требования. Сетевые администраторы, используя протокол OSPF, могут оптимизировать маршрутизацию, снижать задержки и повышать стабильность и безопасность сети. Эта совокупность преимуществ и делает протокол OSPF столь востребованным среди сетевых инженеров и администраторов, наделяя его статусом одного из самых распространенных протоколов маршрутизации в мире.

Области применения протокола OSPF очень обширны, поэтому в статье представлены только ключевые концепции и рекомендации.

### Основы работы протокола OSPF

OSPF – это протокол маршрутизации, разработанный для эффективного выбора маршрутов передачи данных между узлами сети [2]. Система функционирует на основе регулярного обмена данными

о состоянии соединений между маршрутизаторами, благодаря чему достигается актуальный вид сети и состояние всех маршрутов. Алгоритм Дейкстры лежит в основе протокола OSPF, позволяя оперативно находить наилучшие пути для передачи пакетов данных, что обеспечивает надежную и быструю работу всей сети.

На рисунке 1 приведена топологическая карта маршрутизатора OSPF - LSDB (link-state database). К ней предъявляются следующие требования:

- одинаковая на всех маршрутизаторах OSPF в пределах одной зоны;
- состоит из маршрутной информации, составленной при помощи LSA (Link State Advertisement) -сообщений;
- на основании LSDB определяются кратчайшие пути при помощи алгоритма Дейкстры.

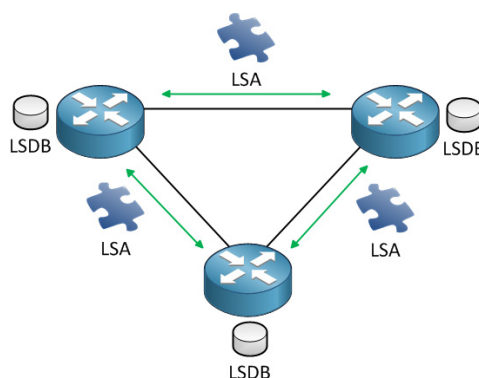


Рис. 4. Топологическая карта LSDB

### Установление соседства по протоколу OSPF

В протоколе OSPF процесс формирования связи между маршрутизаторами (neighbor adjacency) — это основа работы протокола [3]. Соседство позволяет узлам обмениваться данными и формировать топологическую карту. Этот этап регулируется обменом данными между устройствами и требует строгого соответствия параметров настройки между устройствами.

Сосед в сети — это функция, позволяющая двум маршрутизаторам, размещенным в одной сети, устанавливать связь и обмениваться данными через специальные пакеты, называемые hello-пакетами, в которых содержатся заранее согласованные поля.

Маршрутизаторы, которые заимствовали и согласовали свои базы данных, становятся полными соседями, это означает, что они располагают идентичными сведениями о состоянии сети. Этот этап называется «full adjacency», поэтому маршрутизатор получает статус полного соседа.

Обнаружение соседей начинается после того, как:

- протокол активирован на маршрутизаторе;
- выбран Router ID;
- в OSPF анонсирована сеть на интерфейсах или протокол OSPF включён на интерфейсах.

### Пакеты OSPF

Протокол OSPF, представляет собой довольно важный инструмент для маршрутизации данных в IP-сетях. Этот протокол играет ключевую роль в управлении сетевыми маршрутами. За его функциональность отвечают пять основных типов пакетов информации, каждый из которых выполняет свою уникальную задачу в процессе маршрутизации.

Первым из них являются пакеты Hello. Они помогают маршрутизаторам не только идентифицировать друг друга, но и устанавливать сессии для обмена данными. Важнейшей задачей таких пакетов является создание списка соседей, а также выбор выделенного маршрутизатора (Designated Router – DR) и резервного выделенного маршрутизатора (Backup Designated Router – BDR) для оптимизации маршрутизации в сети.

Следующий тип пакетов DBD (Database Description), они служат для обозначения краткой информации о базах данных каналов. Эти пакеты содержат заголовки атрибутов состояния каналов (Link State Advertisement – LSA), позволяя соседним маршрутизаторам быстро обмениваться данными о состоянии сети, не нагружая трафик полными записями.

Пакеты LSR (Link State Request) используются для запроса дополнительной информации о состоянии соединений. Если маршрутизатор обнаруживает, что ему не хватает данных о сетевой конфигурации, он отправляет пакет LSR, чтобы получить недостающую информацию от соседей.

Пакеты LSU (Link State Update) становятся ответом на запросы LSR или используются для периодического обновления информации о текущем состоянии сетевых соединений. Эти пакеты содержат информацию о состоянии связей между маршрутизаторами, что способствует поддержанию актуального представления о топологии сети среди всех маршрутизаторов, работающих по протоколу OSPF. Это обеспечивает надежность и скорость передачи данных в разветвленных сетях.

LSAck (Link State Acknowledge) – это пакеты, используемые для подтверждения успешного получения сообщений LSU и LSR. Они играют ключевую роль в обеспечении надежности обмена данными между маршрутизаторами. Благодаря им, маршрутизаторы могут контролировать, какие сообщения были приняты, минимизируя вероятность потери информации и поддерживая актуальность и согласованность информации о состоянии сети у всех участников.

### **Параметры выбора Router ID**

Router ID (идентификатор маршрутизатора) – это 32-битное число, которое выполняет роль уникальной метки каждого маршрутизатора в рамках протокола OSPF. Данная метка играет решающую роль в процессе установления соединений между соседними маршрутизаторами, формировании их таблиц маршрутизации и поддержании целостности информации, хранящейся в LSA.

Для установки Router ID в OSPF существует четко прописанный алгоритм, благодаря которому каждый маршрутизатор получает уникальную идентификацию, что особенно важно в сложных многоуровневых сетевых системах. Порядок присвоения Router ID выглядит следующим образом:

1. В первую очередь анализируются loopback-интерфейсы – если у маршрутизатора есть хотя бы один из них, то его IP-адрес становится Router ID.
2. В случае отсутствия loopback-интерфейсов, маршрутизатор выбирает IP-адрес с интерфейсов в состоянии up, который имеет наибольший числовой порядок.

Если настроены несколько loopback-интерфейсов, каждый из которых имеет свой уникальный IP-адрес, то Router ID будет автоматически организован на основе самого высокого IP-адреса среди всех loopback-интерфейсов. При этом маршрутизатор может иметь другие интерфейсы, также обладающие уникальными IP-адресами. Если это так, то маршрутизатор назначит Router ID, основываясь на максимальном из всех работающих IP-адресов.

В случае необходимости администраторы имеют возможность вручную указать Router ID во время конфигурации протокола OSPF, используя команду `router-id`.

### **Критерии выбора DR и BDR**

В OSPF-подсетях назначение DR (Designated Router) и BDR (Backup Designated Router) является ключевым моментом для оптимизации маршрутизации при работе с мультикаст-трафиком. Основная цель этого процесса – это правильная настройка идентификаторов маршрутизаторов и их приоритетов для предотвращения конфликтов и обеспечения эффективного обмена LSA (Link State Advertisement) между всеми устройствами сети.

DR выполняет роль основного маршрутизатора, который получает и агрегирует информацию о состоянии маршрутов от всех маршрутизаторов в данном сегменте сети и передает её остальным устройствам. Он становится центральной точкой, к которой все OSPF-устройства в области обращаются за актуальными данными о маршрутизации, тем самым упрощая процесс обмена данными и улучшая эффективность работы всей сети.

BDR, в свою очередь, становится резервным маршрутизатором, который принимает на себя функции DR, если тот становится недоступным. BDR всегда поддерживает актуальную синхронизацию с DR, что позволяет обеспечить бесперебойный обмен данными между всеми участниками сети.

В категорию DROther попадают маршрутизаторы, которые не являются ни DR, ни BDR. Такие устройства осуществляют обмен данными исключительно с DR и BDR, тем самым упрощая процесс маршрутизации и снижая нагрузку на сеть.

При выборе DR в OSPF используются несколько критериев. Сначала настраивается приоритет интерфейса, который устанавливается администратором. Чем выше приоритет, тем больше вероятность того, что маршрутизатор станет DR. Установленный приоритет равный 0 для маршрутизатора, соответственно, переводит его в статус DROther, что исключает его из процесса выбора главного маршрутизатора.

Если несколько маршрутизаторов обладают одинаковым уровнем приоритета, начинает действовать следующий фактор – Router ID. В этой ситуации, выбор DR осуществляется на основании наивысшего значения Router ID среди маршрутизаторов с равным приоритетом.

### **Требования для установления соседства**

При установлении соседства на маршрутизаторах следует соблюдать ряд требований, среди которых выделяются следующие [4]:

1. Интервал Hello (Hello Interval). Это значение определяет временной промежуток отправки Hello-пакетов. Стандартный интервал составляет 10 секунд, но может изменяться в зависимости от типа устройства.

2. Интервал недоступности маршрутизатора (Router Dead Interval). Этот параметр указывает на максимально допустимое время без получения Hello-сообщений, после которого сосед считается недоступным. Обычно устанавливается на 40 секунд.

3. Идентификатор области (Area ID). Все интерфейсы, участвующие в маршрутизации, должны находиться в одной области (Area).

4. Защита аутентификации (Authentication). Если в системе используются пароли, вышеуказанная опция должна быть включена.

5. Для каждой тупиковой зоны должны использоваться конфигурации, устанавливающие соответствующий тип параметра, что обозначается специальным флагом, известным как «Stub area flag».

6. Необходимо обеспечить единую сеть для всех интерфейсов, сохранив идентичные маски подсетей для каждого из них.

### **Последовательность состояний протокола OSPF**

В протоколе маршрутизации OSPF выделяются определенные состояния, которые являются ключевыми элементами для маршрутизаторов. Они помогают наладить связи и осуществить синхронизацию между таблицами состояния каналов (LSDB). Эти состояния играют важную роль в настройке маршрутизаторов и обеспечении согласованности данных (рис. 2).

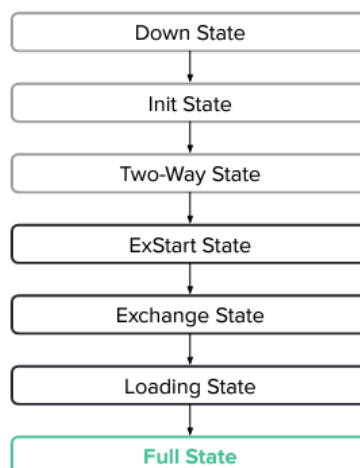


Рис. 2. Этапы состояний при настройке маршрутизаторов

В начале работы протокола OSPF маршрутизаторы устанавливают соседство через три основных состояния (Down State, Init State, Two-Way State). Затем следуют три других состояния (ExStart State, Exchange State, Loading State), отвечающих за синхронизацию таблиц LSDB. Эти процессы крайне важны для поддержания стабильного и актуального маршрута в сети.

Более подробная информация про каждый этап состояний разобрана в следующем разделе.

### Процесс установления соседства

Процесс установления соседства проходит через 7 состояний и требует строгого соответствия параметров между устройствами. Все состояния представлены на рисунке 3. Рассмотрим их более подробно.

1. Down State (Начальное состояние):
  - Маршрутизатор еще не получал пакетов Hello от других устройств.
  - Он начинает отправлять пакеты Hello на мультикаст-адрес **224.0.0.5**.
2. Init State (Инициализация):
  - Маршрутизатор получил пакет Hello от другого устройства, но его собственный Router ID еще не внесен в список соседей отправителя.
  - Это односторонняя связь, где маршрутизатор ожидает подтверждения от соседа.
3. Two-way State (Двусторонняя связь):
  - Оба маршрутизатора получили пакеты Hello друг от друга, и их Router ID присутствуют в списках соседей.
  - На данном этапе происходит обмен информации о DR (Designated Router) и BDR (Backup Designated Router).
4. Exstart State (Начало обмена):

После отправки всех Hello-сообщений, соседство переходит в состояние Exstart, чтобы определить Master/Slave на основании Router ID.
5. Exchange State (Обмен данными):

В состоянии Exchange маршрутизаторы посылают описание базы данных при помощи пакетов DBD (Database Description).
6. Loading State (Загрузка):

В состоянии Loading маршрутизаторы обмениваются пакетами LSR, LSU и LSAck для передачи базы данных и подтверждения получения других типов пакетов. Пакеты **LSR** используются для запроса отсутствующих или устаревших частей базы данных состояния сети (LSDB). Пакеты **LSU** содержат актуальную информацию о состоянии сетевых связей и отправляются в ответ на запросы LSR. Пакеты **LSAck** обеспечивают подтверждение успешного получения пакетов LSU, гарантируя корректность обмена данными.

7. Full State (Полная синхронизация):

После передачи всей информации маршрутизаторы переходят в состояние Full, они завершили обмен всеми LSA и полностью синхронизировали свои базы данных.

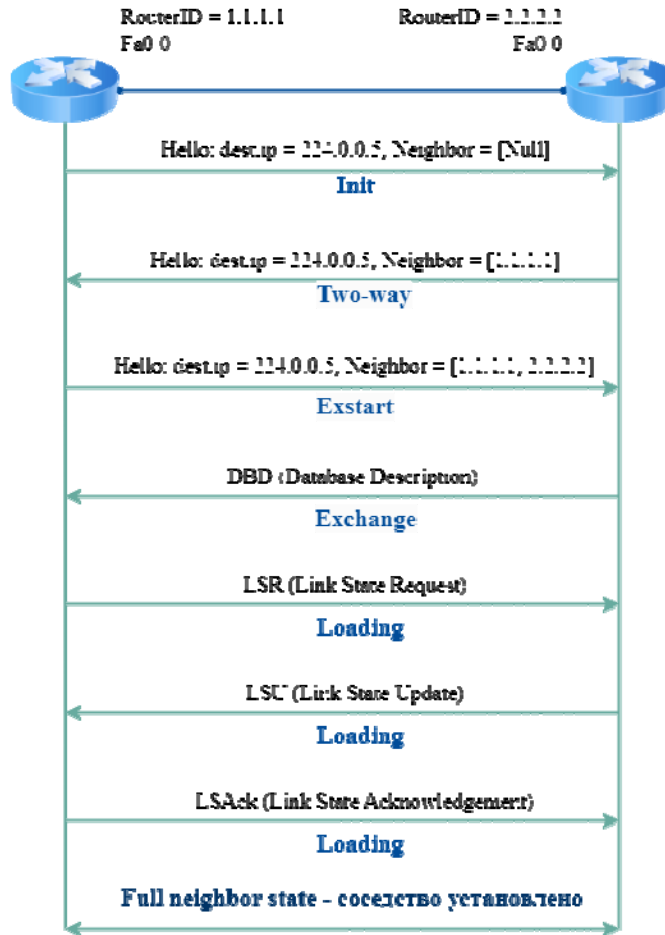


Рис. 3. Состояния установления соседства

На рисунке 4 приведен процесс установления соседства в анализаторе трафика – Wireshark. Каждая строка таблицы отображает шаги работы протокола OSPF. На первых этапах (пакет 8) происходит установление и поддержание соседства с помощью Hello-пакетов. Затем происходит обмен описанием LSDB через DB Description (пакеты 9, 10, 11, 12, 14). На следующих этапах маршрутизаторы запрашивают недостающие данные через LS Request (пакеты 13, 16). Далее происходит передача обновлений (пакеты 15, 17, 18, 19, 20) и их подтверждение (пакеты 21, 22), что завершает процесс синхронизации LSDB.

No.	Time	Source	Destination	Protocol	Length	Info
8	10.976407	172.16.0.1	224.0.0.5	OSPF	94	Hello Packet
9	13.001101	172.16.0.2	172.16.0.1	OSPF	78	DB Description
10	13.223957	172.16.0.1	172.16.0.2	OSPF	78	DB Description
11	13.224244	172.16.0.2	172.16.0.1	OSPF	98	DB Description
12	13.224447	172.16.0.1	172.16.0.2	OSPF	98	DB Description
13	13.224657	172.16.0.2	172.16.0.1	OSPF	70	LS Request
14	13.224680	172.16.0.2	172.16.0.1	OSPF	78	DB Description
15	13.225090	172.16.0.1	172.16.0.2	OSPF	110	LS Update
16	13.225143	172.16.0.1	172.16.0.2	OSPF	70	LS Request
17	13.225390	172.16.0.2	172.16.0.1	OSPF	110	LS Update
18	13.515099	172.16.0.2	224.0.0.6	OSPF	110	LS Update
19	13.524110	172.16.0.1	224.0.0.5	OSPF	110	LS Update
20	13.736656	172.16.0.1	224.0.0.5	OSPF	142	LS Update
21	15.732170	172.16.0.1	224.0.0.5	OSPF	98	LS Acknowledge
22	15.732177	172.16.0.2	224.0.0.6	OSPF	118	LS Acknowledge

Рис. 4. Процесс установления соседства в программе Wireshark

## Концепция Area в OSPF

Зона (area) – это термин, обозначающий группу связанных маршрутизаторов и сетей, работающих над решением одной задачи и имеющих общий номер. В OSPF маршрутизаторы в одной области обмениваются маршрутной информацией, остающейся локализованной, что снижает объем данных и нагрузку на процессоры маршрутизаторов. Подход к структурированию OSPF, основанный на разделении на зоны, позволяет сократить объем обрабатываемых данных и повысить эффективность работы сети.

Зоны в OSPF нужны для:

- уменьшения размера баз данных каналов - LSDB;
- уменьшения времени выполнения алгоритма построения дерева и поиска маршрутов;
- оптимизации размеров таблиц маршрутизации.

Рассмотрим основные принципы этой концепции.

### 1. Area 0 (Backbone Area)

- Является магистральной областью и является обязательной в любой OSPF-сети.
- Все остальные области должны быть напрямую подключены к Backbone Area или через виртуальные связи (Virtual Links).

- Внутри Area 0 маршруты передаются без агрегирования.

### 2. Non-backbone Areas

- Эти области подключаются к Area 0 через маршрутизаторы границы области (ABR — Area Border Routers).

- Содержимое таблицы маршрутов между такими областями агрегируется для минимизации объема маршрутов.

Каждый участок сети имеет свой уникальный 32-битный идентификатор. Обычно его выражают в формате десятичного числа, и это может быть визуализировано как IP-адрес – к примеру, 0.0.0.1 или же просто 1. Программный протокол OSPF, который относится к категории динамических маршрутизаторов, может настраивать как на уровне одной зоны (single area), так и на участках, затрагивающих несколько зон (multi area):

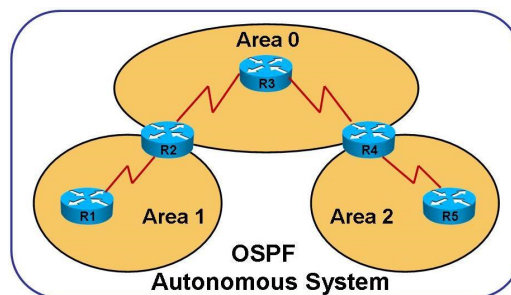


Рис. 5. Участок с несколькими зонами Area

Исходя из теоретических основ, можно смело утверждать, что целевая маршрутизация OSPF имеет значительное влияние на масштабируемость и надежность сетевых архитектур, позволяя управлять большими сетями и оптимизируя их работу. Виртуальные сегменты, так называемые области, представляют собой ключевой элемент OSPF, который обеспечивает эффективное распределение маршрутов и снижение нагрузки на сеть. Данная структура способствует упрощению администрирования и повышает предсказуемость сетевого трафика.

## Реализация настройки интервалов пакетов Hello в протоколе OSPF для оборудования разных вендоров

В протоколе OSPF для обнаружения и поддержания связности между соседними маршрутизаторами используются специальные пакеты, называемые Hello. Каждый маршрутизатор отправляет такие пакеты через определенные промежутки времени, известные как интервалы Hello (Hello

Interval). Этот интервал определяется в секундах и указывает, как часто маршрутизатор будет рассылать Hello-пакеты на конкретном интерфейсе.

Если маршрутизатор не получает ответ от соседнего устройства, то по истечении установленного времени, которое называется Dead Interval, связь с соседом считается потерянной. Параметры интервалов Hello и Dead могут отличаться в зависимости от модели и производителя устройства, как показано в таблице 1.

Таблица 1

Длительность Hello интервалов для разных вендоров

Производитель	Hello Interval	Dead Interval
Cisco	10 секунд	40 секунд
Juniper	10 секунд	40 секунд
MikroTik	10 секунд	40 секунд
Huawei	10 секунд	40 секунд
Zebra/FRR	30 секунд	120 секунд
Extreme Networks	30 секунд	120 секунд
Allied Telesis	30 секунд	120 секунд
HP (ProCurve)	30 секунд	120 секунд

В RFC 2328, в разделе 10.5, представлены важные сведения о процессе обработки пакетов Hello. При обработке входящих OSPF-пакетов сначала проверяется корректность заголовков IP и OSPF. Далее значения полей Network Mask, Hello Interval и Router Dead Interval в полученном пакете должны совпадать с настройками интерфейса, который его принял. Любое несоответствие приводит к остановке обработки и отбрасыванию пакета. Поэтому важно грамотно настраивать интервалы Hello в OSPF на оборудовании разных производителей.

Чтобы изучить и реализовать эту проблему на практике, необходимо в эмуляторе EVE-NG осуществить следующую последовательность действий:

1. Создаем топологию из двух маршрутизаторов разных вендоров, в данном случае мы используем оборудование компаний Huawei и Cisco (рис. 6).

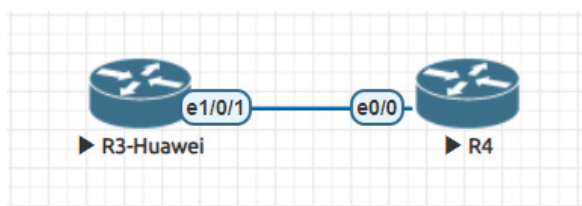


Рис. 6. Топология для реализации настройки

2. Далее прописываем конфигурацию OSPF на обоих маршрутизаторах. Для маршрутизатора компании Cisco настройка приведена на рисунке 7, а компании Huawei на рисунке 8. Здесь приведена не полная конфигурация настроек маршрутизаторов.

```
router ospf 1
router-id 1.1.1.1
area 1 stub
network 1.1.1.1 0.0.0.0 area 0
network 4.4.4.4 0.0.0.0 area 1
network 172.16.1.0 0.0.0.255 area 0
network 172.16.2.0 0.0.0.3 area 1
!
```

Рис. 7. Конфигурация протокола OSPF для Cisco

```
ospf 1 router-id 3.3.3.3
area 0.0.0.0
 network 3.3.3.0 0.0.0.3
 network 172.16.1.0 0.0.0.255
area 0.0.0.1
 network 172.16.2.0 0.0.0.3
#
```

Рис. 8. Конфигурация протокола OSPF на Huawei

3. Производим проверку соседства и таблицы маршрутизации для компании Cisco [5]:

```
R2#show ip ospf neighbor
Neighbor ID Pri state Dead Time Address Interface
3.3.3.3 1 FULL/DR 00:00:31 172.16.1.3 Vlan100
```

```
R2#show ip route
O IA 172.16.2.0/30 [110/2] via 172.16.1.3, 00:56:59, Vlan100
```

4. Производим проверку соседства и таблицы маршрутизации для компании Huawei [6]:

```
[~R3-Huawei] display ospf peer
OSPF Process 1 with Router ID 3.3.3.3
Area 0.0.0.0 interface 172.16.1.3(Vlanif100)'s neighbors
Router ID: 1.1.1.1 Address : 172.16.1.1
State : Full Mode : Nbr is slave
DR : 172.16.1.3 BDR : 172.16.1.1
Dead timer due (in seconds) : 39
Retrans timer interval : 5
Neighbor up time : 01h03m17s
Neighbor up time stamp : 2024-11-20 11:59:57
Authentication Sequence : 0
```

```
[~R3-Huawei] display ip routing-table
Destination/Mask Proto Pre Cost Flags NextHop Interface
4.4.4.4/32 OSPF 10 2 D 172.16.1.1 Vlanif100
```

5. Задача состоит в том, чтобы проверить с каким временным интервалом посылаются пакеты Hello от разных вендоров. Чтобы проверить временной интервал понадобится анализатор трафика WireShark. Либо можно произвести проверку в терминале с помощью команды.

Для оборудования Cisco необходимо набрать команду:

```
R4#show ip ospf interface
Transmit Delay is 1 sec, State BDR, Priority 1
Designated Router (ID) 3.3.3.3, Interface address 172.16.1.3
Backup Designated router (ID) 1.1.1.1, Interface address 172.16.1.1
Timer intervals configured, Hello 10, Dead 40, Wait 40, Retransmit 5
```

Для оборудования Huawei необходимо набрать команду:

```
[~R3-Huawei] display ospf interface all
Interface: 172.16.1.3 (Vlanif100)
Cost: 1 State: DR Type: Broadcast MTU: 1500
Priority: 1
Designated Router: 172.16.1.3
Backup Designated Router: 172.16.1.1
Timers: Hello 10, Dead 40, Wait 40, Poll 120, Retransmit 5, Transmit Delay 1
```

6. На данный момент hello интервалы двух устройств одинаковые и равны значению по умолчанию – 10 секунд. Проверим связность двух устройств с маршрутизатора Cisco на маршрутизатор Huawei с помощью утилиты ping:

```
R4#ping 3.3.3.3
Type escape sequence to abort.
Sending 5, 100-byte ICMP Echos to 3.3.3.3, timeout is 2 seconds:
!!!!
Success rate is 100 percent (5/5), round-trip min/avg/max = 1/1/1 ms
```

7. Так же можно менять интервал отправки hello-packets в секундах, для этого необходимо зайти на интерфейс маршрутизатора, который нам нужен и написать следующую команду:

```
R4(config-if)# ip ospf hello-interval 15
[~R3-Huawei-Interface] ospf timer hello 20
```

8. После замены временного интервала проверим параметры в WireShark (рис.9, рис.10).

```

  v OSPF Hello Packet
    Network Mask: 255.255.255.0
    Hello Interval [sec]: 20
  > Options: 0x02, (E) External Routing
    Router Priority: 1
    Router Dead Interval [sec]: 80
    Designated Router: 172.16.1.3
    Backup Designated Router: 0.0.0.0
```

**Рис. 9.** Hello интервал первого роутера

```

  v OSPF Hello Packet
    Network Mask: 255.255.255.0
    Hello Interval [sec]: 15
  > Options: 0x12, (L) LLS Data block, (E) Ext
    Router Priority: 1
    Router Dead Interval [sec]: 60
    Designated Router: 172.16.1.1
    Backup Designated Router: 0.0.0.0
```

**Рис. 10.** Hello интервал второго роутера

9. После изменения Hello интервалов, соседство устройств утеряно, об этом свидетельствует вывод, представленный ниже. Это сообщение означает, что маршрутизатор перестал получать пакеты Hello от своего соседа в течение времени, определенного таймером Dead. Таймер Dead устанавливает максимальное время, в течение которого маршрутизатор ожидает Hello-пакеты от соседнего устройства. Если за это время ни одного Hello-пакета не получено, то сосед считается недоступным:

```
*Jan 19 13:55:21.612: OSPF-5-ADJCHG: Process 1, Nbr 3.3.3.3 on Ethernet0/0 from FULL to DOWN, Neighbor Down: Dead timer expired
```

10. После повторной проверки связности, наглядно продемонстрировано, что устройства не установили процесс формирования соседства между собой. Это означает, что они недоступны:

```
R4#ping 3.3.3.3
Type escape sequence to abort.
Sending 5, 100-byte ICMP Echos to 3.3.3.3, timeout is 2 seconds:
.....
Success rate is 0 percent (0/5)
```

11. Чтобы выявить проблемы с установлением и поддержанием соседства между маршрутизаторами, необходимо воспользоваться командами, которые приведены ниже. Они позволяют отслеживать в реальном времени процесс обмена Hello-пакетами. Это полезно при диагностике проблем с

установлением соседства или при проверке настроек OSPF, таких как интервалы Hello/Dead, идентификаторы маршрутизаторов, область OSPF и другие параметры.

```
R4#debug ip ospf hello
```

```
*Jan 20 02:16:52.287: OSPF-1 HELLO Et0/0: Rcv hello from 3.3.3.3 area 0 172.16.0.1
```

```
*Jan 20 02:16:52.287: OSPF-1 HELLO Et0/0: Mismatched hello parameters from 172.16.0.1
```

```
*Jan 20 02:16:52.287: OSPF-1 HELLO Et0/0: Dead R 40 C 80, Hello R 10 C 20 Mask R 255.255.255.0 C 255.255.255.0
```

Таким образом, разные значения Hello-интервалов между устройствами приводят к следующим проблемам:

- Разрыв соседских отношений: устройства перестают обмениваться информацией о состоянии сети, что делает маршруты недоступными.
- Утрата синхронизации LSDB: нарушается согласованность баз данных о состоянии каналов, что может привести к неправильной маршрутизации.
- Потеря отказоустойчивости: при отключении одного из маршрутизаторов сеть не сможет автоматически перенастроить маршруты.

В следствие этого, чтобы заранее предотвратить проблему с разным значением hello-интервалов и обеспечить отказоустойчивость, необходимо:

1. Согласовать hello- и dead-интервалы на всех маршрутизаторах в одном сегменте сети.
2. Настроить резервные каналы связи для повышения надежности.
3. Установить одинаковые метрики для маршрутов на всех каналах.
4. Регулярно проводить мониторинг синхронизации маршрутов и состоянии соединений.

### Заключение

В статье было рассмотрены важные аспекты работы протокола OSPF, в том числе его механизм, который основан на методе «состояния каналов» (Link-State Routing Protocol), а также процессе синхронизации баз данных (Link State Database, LSDB).

Протокол OSPF может быть с успехом внедрен как в небольших офисных сетях, так и в крупных корпоративных сетевых структурах. Однако внедрение OSPF в разные сетевые инфраструктуры требует от администраторов учета реализаций протокола для оборудования различных производителей. Поэтому очень важно учитывать эти нюансы, чтобы избежать проблем совместимости и обеспечить стабильную работу сети.

Немаловажной составляющей работы OSPF является посылка пакетов типа Hello. Они необходимы для установления и поддержания соседских отношений между маршрутизаторами. Для понимания их роли в процессе маршрутизации в статье с помощью эмулятора EVE-NG были исследованы особенности интервалов отправки Hello-пакетов.

Был произведен эксперимент, в результате которого было установлено, что изменение hello-интервалов на маршрутизаторах до несогласованных значений (например, 20 и 15 секунд соответственно) создает разрывы соседских отношений. Результаты эксперимента подтверждают, что согласование временных параметров играет ключевую роль в стабильной работе OSPF независимо от используемого оборудования, и является важным шагом для обеспечения надежной работы сети. Также в ходе эксперимента были наглядно продемонстрированы инструменты анализа и устранения проблемы, её диагностика и определение причин возникновения. Для этого использовались утилиты и команды, предоставляемые оборудованием Cisco и Huawei, которые позволили детально изучить поведение сети.

Таким образом, понимание принципов работы протокола OSPF и его настроек является необходимым для уверенного управления сетью. Владение особенностями и функциональными возможностями OSPF позволит создавать надежные и эффективно масштабируемые сети, способные справляться с неполадками и обеспечивать высокую доступность при любых обстоятельствах.

## Литература

1. *Олифер В., Олифер Н.* Компьютерные сети. Принципы технологии протоколы. Спб.: Питер, 2020. 1008 с.
2. RFC 2328 – *OSPF Version 2*. John Moy. Интернет-стандарт для маршрутизации в сетях IPv4. <https://www.ietf.org/rfc/rfc2328.txt>
3. *Смирнова Е.В., Пролетарский А.В., Ромашина Е.А.* Технологии TCP/IP в современных компьютерных сетях: учебное пособие. М.: Издательство МГТУ им. Баумана, 2019. 638 с.
4. *Рубцов В.А.* Протоколы маршрутизации. Практическое руководство. М.: ДМК Пресс, 2012.
5. Официальная документация Cisco. "OSPF Command Reference". Руководство по командам настройки OSPF. [https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/ios-xml/ios/iproute\\_ospf/command/iro-cr-book/ospf-i1.html?dtid=ossdc000283#wp4134450560](https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/ios-xml/ios/iproute_ospf/command/iro-cr-book/ospf-i1.html?dtid=ossdc000283#wp4134450560) (Дата обращения 20.01.2025).
6. Центр документации компании Huawei. <https://support.huawei.ru/enterprise/ru/doc/index.html> (Дата обращения 20.01.2025).

## ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ GaN HEMT ТРАНЗИСТОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ

Нго Куок Фунг,

аспирант кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,  
[quocphung47@gmail.com](mailto:quocphung47@gmail.com)

### Аннотация

*В статье рассматриваются особенности применения GaN HEMT транзисторов в передатчиках с дефазированием, построенных по методу непосредственного суммирования ключевых генераторов. Проведён сравнительный анализ характеристик MOSFET и GaN HEMT транзисторов в третьем квадранте вольтамперных характеристик, а также моделирование их работы в схеме передатчика. Показано, что несмотря на большее падение напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте, использование GaN HEMT не приводит к появлению дополнительных нелинейностей и обеспечивает более высокие энергетические параметры по сравнению с MOSFET. Полученные результаты подтверждают возможность практической замены MOSFET на GaN HEMT в ключевых радиочастотных применениях при условии корректного управления затвором. Работа демонстрирует эффективность GaN-технологии для построения высокоэффективных и линейных радиопередающих устройств нового поколения.*

### Ключевые слова

*GaN HEMT транзисторы; MOSFET; передатчик с дефазированием; ключевые генераторы; вольтамперные характеристики; линейные радиопередатчики; высокоэффективные усилители мощности*

### Введение

Транзисторы, построенные по технологии GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor), для ключевых применений обладают в 5...10 раз более высоким "показателем качества" (figure of merit, FOM) по сравнению с повсеместно используемыми MOSFET транзисторами. Меньшее значение произведения сопротивления насыщения открытого канала (RDS(on)) на выходную емкость (Coss) позволяет или существенно снизить активные потери при той же рабочей частоте, или повысить рабочую частоту при сохранении КПД. Оба этих фактора имеют критическое значение при применении ключевых генераторов в радиопередающих устройствах. В частности, в передатчиках, построенных по методу раздельного усиления [1-5], использование GaN HEMT в модуляционном тракте с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [6-8], позволяет расширить допустимую полосу модулирующих частот при сохранении высокого КПД даже при усилении сигналов с пик-фактором до 10 дБ, таких, как используемых в цифровом телерадиовещании [9-16] или современных наземных [17] и спутниковых [18, 19] системах связи.

В передатчиках с дефазированием, особенности работы ключевых генераторов в которых при их непосредственном суммировании без развязывающих устройств были рассмотрены авторами ранее в [20-22], отсутствие в GaN HEMT транзисторах паразитного диода подложки и связанных с ним потерь энергии и времени на рассасывание накопленного заряда, гипотетически позволяет повысить рабочую частоту и КПД. Однако данный класс транзисторов, в силу других технологических процессов, имеет иные (по сравнению с MOSFET) характеристики проводимости в третьем квадранте вольтамперной характеристики (ВАХ) - при отрицательных напряжениях и токах. Рассмотрение данной особенности особенно актуально для ключевых применений, в которых токи дросселя фильтрующей цепи могут протекать через закрытый транзистор, в том числе на этапе "мертвого времени" - таких, как двухтактный оконечный каскад ШИМ модулятора [7, 8] и рассматриваемый передатчик с дефазированием с непосредственным суммированием ключевых генераторов [21, 22].

В данной статье проводится сравнительный анализ вольтамперных характеристик сопоставимых по ряду основных параметров MOSFET и GaN HEMT транзисторов в третьем квадранте ВАХ и определяются условия возможности их непосредственного взаимозамещения в передатчиках с дефазированием.

### Обоснование выбора электронных приборов для сравнения

Для проведения сравнительного анализа характеристик электронных приборов, изготовленных по технологиям MOSFET и GaN HEMT, в третьем квадранте ВАХ, выбраны транзисторы IRFP244 (MOSFET) и EPC2016 (GaN HEMT). Основные их характеристики, существенные для применения в ключевых приложениях, приведены в таблице 1.

Таблица 1

Основные характеристики сравниваемых MOSFET и GaN HEMT электронных приборов

Параметр	IRFP244 (MOSFET)	EPC2016 (GaN HEMT)
Drain-source voltage, $V_{DS}$ , V	250	100
Continuous drain current, $I_D$ , A	15	11
Pulsed drain current, $I_{DM}$ , A	60	50
Drain-source on-state resistance, $R_{DS(on)}$ , Ohm	0.28	0.016
Input capacitance, $C_{iss}$ , pF	1400	433
Output capacitance, $C_{oss}$ , pF	320	225
Reverse transfer capacitance, $C_{rss}$ , pF	73	4.3
Body diode reverse recovery charge, $Q_{rr}$ , $\mu C$	3.1	0
Body diode voltage / Source-Drain Forward Voltage, $V_{SD}$ , V	1.8 ( $I_s = 15$ A, $V_{GS} = 0$ V)	1.7 ( $I_s = 0.5$ A, $V_{GS} = 0$ V)

Сравниваемые приборы достаточно похожи по максимально допустимому току стока ( $I_{DM}$ , постоянный протекающий ток стока  $I_D$  у EPC2016 ограничен рассеиваемой мощностью бескорпусного исполнения). Сопротивление насыщения ( $R_{DS(on)}$ ) у GaN HEMT транзистора более, чем на порядок меньше, чем у MOSFET при сопоставимой (70%) выходной емкости ( $C_{oss}$ ), существенно меньшей входной емкости ( $C_{iss}$ ), и более, чем на порядок меньшей проходной емкости ( $C_{rss}$ ). Вклад в различие этих параметров вносит большее (в 2,5 раза) допустимое напряжение у IRFP244, что предусматривает большую площадь кристалла и, соответственно, емкостей. Однако такой выбор был сделан сознательно из-за наличия ранее проведенных авторами исследований как с MOSFET IRFP244 [21], так и с GaN HEMT EPC2016 как составной части чипа LMG5200 [7, 8].

Кардинальным отличием транзисторов, выполненных по разным технологиям, является отсутствие паразитного диода подложки в GaN HEMT, и, соответственно, накопленного в нем заряда ( $Q_{rr}$ ) при протекании через транзистор обратного тока с соответствующими потерями при его рассасывании.

В интересующем нас третьем квадранте прямое напряжение исток-сток ( $V_{SD}$ ) в соответствии в Табл. 1 примерно равно, но при существенно разных токах истока ( $I_S$ ). Данное обстоятельство приводит к необходимости выполнения моделирования вольт-амперных характеристик транзисторов в третьем квадранте для проведения их подробного сравнения.

### Моделирование вольтамперных характеристик MOSFET и GaN HEMT транзисторов в третьем квадранте

Моделирование вольтамперных характеристик MOSFET и GaN HEMT транзисторов в третьем квадранте проводилось с помощью программы Micro-Cap 12 в режиме анализа по постоянному току в соответствии с рисунком 1. Модели транзисторов имеются в стандартной библиотеке компонентов.

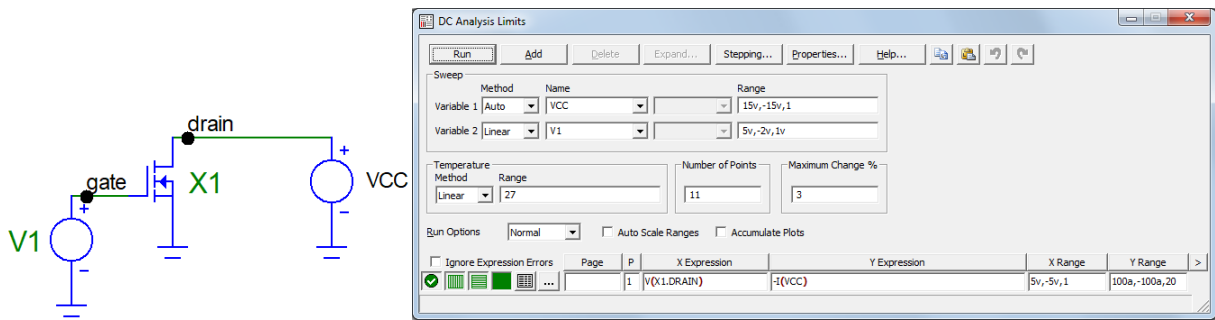


Рис. 1. Схема и параметры моделирования ВАХ MOSFET и GaN HEMT транзисторов

Результаты моделирования представлены на рисунке 2 в виде семейства графиков и их отдельных значений для лучшего визуального восприятия.

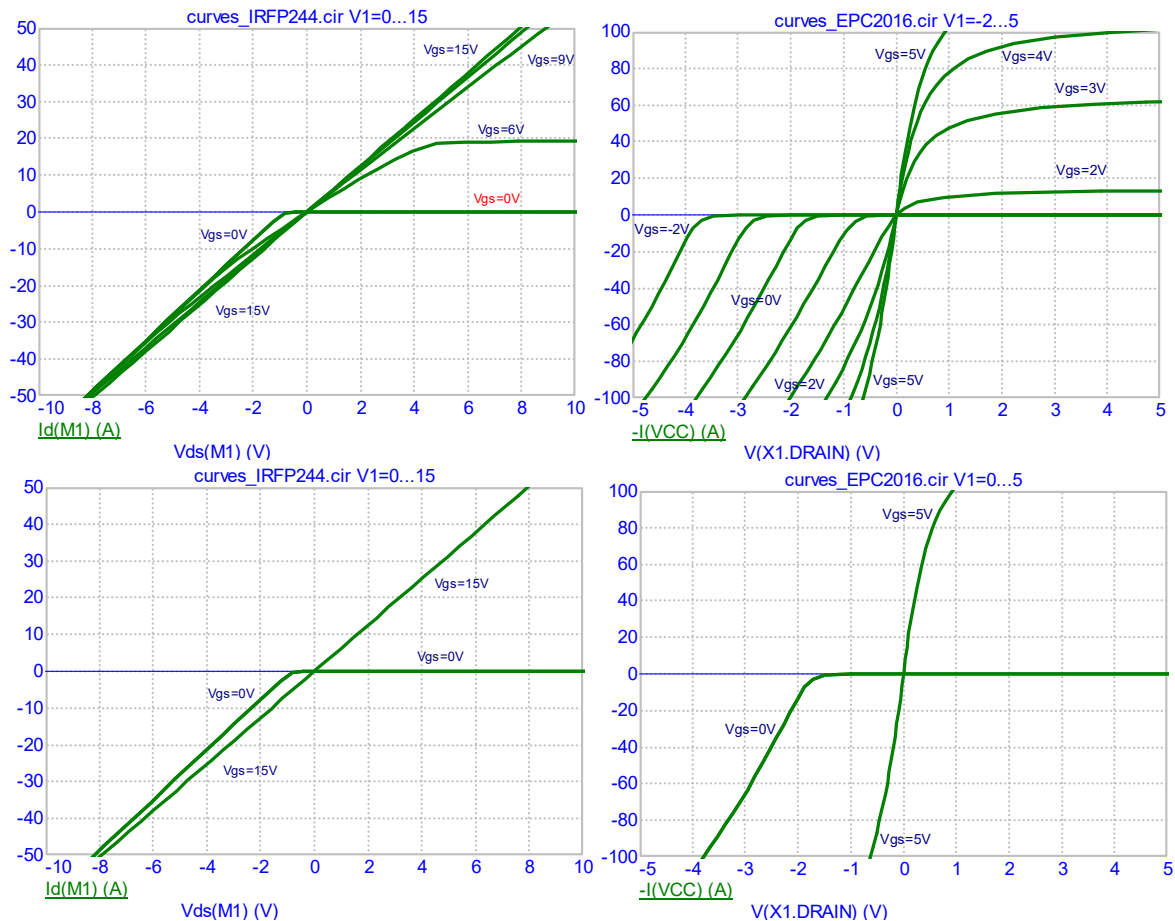


Рис. 2. Вольтамперные характеристики MOSFET и GaN HEMT транзисторов, включающие третий квадрант

Как видно из рисунка 2, при наличии полного открывающего напряжения на затворе ( $V_{GS} = 15\text{ V}$  для IRFP244 и  $V_{GS} = 5\text{ V}$  для EPC2016) оба транзистора открыты независимо от полярности приложенного к каналу напряжения. Различный наклон ВАХ (а также выбранные для наглядности различные масштабы токов и напряжений) обусловлены существенно разным сопротивлением насыщения ( $R_{DS(on)}$ ):  $0,28\text{ Ом}$  для IRFP244 и  $0,016\text{ Ом}$  для EPC2016.

При запертом канале (нулевом напряжении на затворе) в случае с MOSFET ВАХ в третьем квадранте соответствует классической характеристике диода с отсечкой в районе минус  $0,7\text{ В}$  и сопротив-

лением, близким к сопротивлению канала в открытом состоянии. В случае GaN HEMT транзистора при нулевом напряжении на затворе ВАХ также похожа на "диодную", но с напряжением отсечки в районе минус 1,5 В и сопротивлением примерно в два - три раза больше сопротивления открытого канала (хотя и много меньше сопротивления диода MOSFET).

Подача отрицательного напряжения на затвор, что широко применяется в ключевых генераторах диапазона ВЧ [23] для повышения скорости переключения, в данном случае будет иметь негативные последствия, увеличивая напряжение отсечки прямо пропорционально отрицательному напряжению на затворе. Отсюда следует важный вывод для практического проектирования о необходимости прямого управления затвором от ИМС драйвера без применения трансформаторов, обеспечивающих гальваническую развязку для "верхнего" плеча схемы.

При промежуточном значении напряжения на затворе (плюс 1 В), когда транзистор еще не открылся, в третьем квадранте можно наблюдать вольтамперную характеристику GaN HEMT практически аналогичную MOSFET - с напряжением отсечки в районе 0,7 В, только без резкого излома.

Таким образом, при обеспечении напряжения на затворе GaN HEMT в пределах (+1 В - выключено; +5 В - включено), можно получить практически полное соответствие в работе схемы с MOSFET в рассматриваемых условиях применения в передатчике с дефазированием с существенно лучшими параметрами.

Несмотря на потенциальную возможность прямой замены MOSFET на GaN HEMT, обеспечение запирающего напряжения на затворе без технологического запаса на температурный и экземплярный разброс (независимость от которого всегда считалась достоинством ключевых режимов работы) потребует введения дополнительных элементов стабилизации и компенсации в схемотехнические решения, что приведет к их усложнению.

Учитывая данное обстоятельство, представляется целесообразным определить допустимые пределы напряжения отсечки на ВАХ в третьем квадранте в усилителе с дефазированием. Достаточно очевидно, что на энергетические характеристики схемы, которые определяются соотношением сопротивления нагрузки и сопротивления ключей (существенно более высоким для GaN HEMT по сравнению с MOSFET), и потерями на перезаряд выходных емкостей (которые меньше у GaN HEMT) напряжение отсечки ВАХ может влиять незначительно. Влияние повышенного (по сравнению со схемой, использующей MOSFET транзисторы) напряжения отсечки в ВАХ в третьем квадранте может сказаться на качественных характеристиках передатчика с дефазированием, вследствие появления амплитудной нелинейности или асимметрии каналов. Для выявления этих эффектов в следующем разделе проводится моделирование работы GaN HEMT транзисторов в схеме передатчика с дефазированием.

### **Моделирование работы GaN HEMT транзисторов в схеме передатчика с дефазированием**

Для проведения моделирования работы GaN HEMT транзисторов в передатчике с дефазированием в программе Micro-Cap 12 была собрана схема, представленная на рисунке 3. Источники напряжения E1-E4 формируют соответствующие алгоритму работы схемы импульсы возбуждения на затворах транзисторов X1-X4 (EPC2016). В качестве фильтрующей системы используется простейший последовательный контур L1, C1 с добротностью 10. Для удобства визуального восприятия результатов значение необходимого для исключения сквозных токов "мертвого времени" (когда оба транзистора полумоста закрыты) задано равным 50 нс, что существенно больше реально используемых значений (8...10 нс [7]). Также, для лучшей визуализации, значение "нулевого" напряжения на затворах транзисторов X1-X4 принято равным минус один вольт, что дополнительно увеличивает падение напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте (рис. 2).

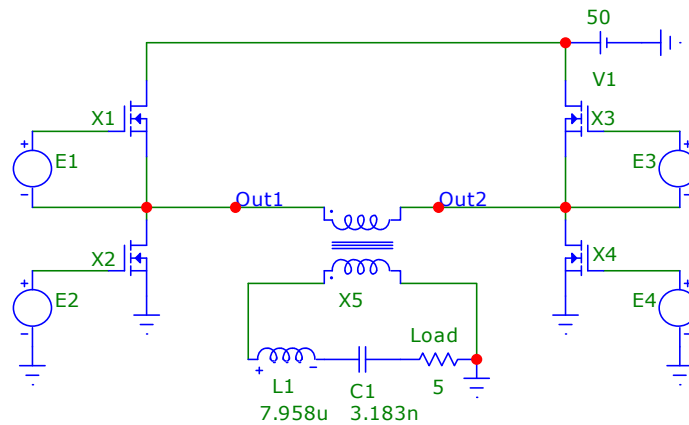


Рис. 3. Схема моделирования работы GaN HEMT транзисторов в передатчике с дефазированием

Эпюры напряжений при работе передатчика с дефазированием на GaN HEMT транзисторах при заданных выше допущениях для фазового сдвига между каналами  $0,75\pi$  (45 градусов, так как сдвиг на  $\pi$  соответствует синфазной работе полумостов) приведены на рисунке 4. В выходных напряжениях каждого полумоста в периоды "мертвого времени" наблюдается увеличение амплитуды импульса на 2,7...2,8 В, вызванное увеличенным падением напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте при протекании синусоидального тока нагрузки, который, в соответствии с законами коммутации, не может прекратиться мгновенно, и вызывает ЭДС самоиндукции на индуктивности контура L1. Выходное напряжение  $V(\text{Out})$ , равное разности напряжений  $V(\text{Out1})$  и  $V(\text{Out2})$ , также содержит соответствующие дополнительные фрагменты. Через сопротивление нагрузки (Load) протекает синусоидальный ток первой гармоники, выделенный последовательным контуром L1, C1, на который рассматриваемый эффект влиять не может.

При номинальном уровне "нулевого" напряжения на затворах транзисторов X1-X4, равном нулю, увеличение амплитуды импульса составляет 1,7...1,8 В, что соответствует вольтамперным характеристикам, приведенным на рисунке 2. Проведенный спектральный анализ (до фильтра) показал отсутствие дополнительных спектральных компонент, кроме изначально присутствующих в гармоническом спектре сигнала передатчика с дефазированием.

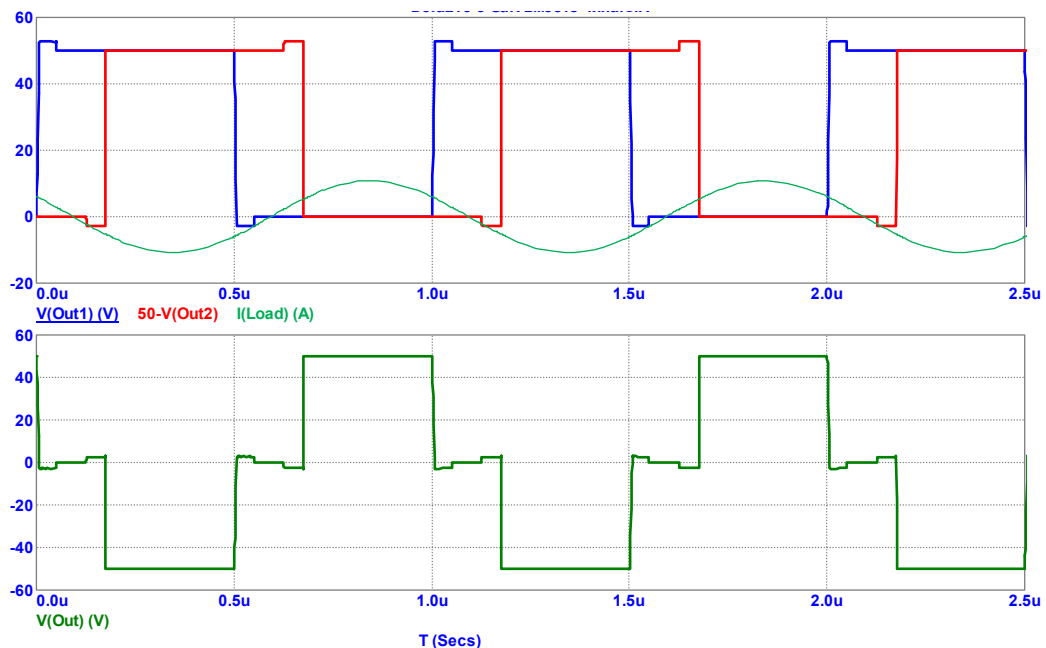


Рис. 4. Эпюры напряжений при работе передатчика с дефазированием на GaN HEMT транзисторах

Результаты моделирования работы схемы на двухтоновом равноамплитудном входном сигнале при подаче на входы полумостов управляющих моногармонических напряжений с частотами 0,9 МГц и 1,1 МГц соответственно, и подключенными, в соответствии с [21, 22], корректирующими индуктивностями, приведены на рисунках 5, 6. Значение "мертвого времени" задано равным 20 нс. Данное включение реализует знакопеременный алгоритм формирования входных сигналов, в котором они поочередно то отстают, то опережают по фазе друг друга.

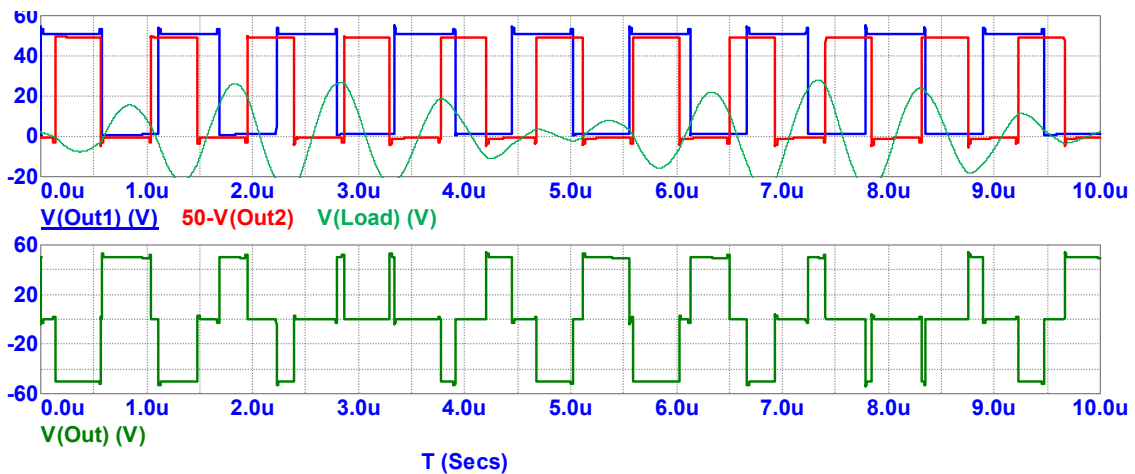
В этом случае в каждом из каналов проводимость нагрузки имеет попеременно то ёмкостный, то индуктивный характер, и для компенсации ёмкостной составляющей проводимости необходимо установить корректирующие индуктивности  $L_{кк}$  с проводимостью в оба канала. В соответствии с рекомендациями [22] проводимость дополнительных индуктивностей должна быть не менее:

$$B_{\max} = 2G_n + B_{L_d},$$

где  $G_n$  – проводимость нагрузки, а дополнительная проводимость для компенсации выходных емкостей транзисторов  $B_{L_d}$  определяется выражением:

$$B_{L_d} \geq G_n \left( -1 + \sqrt{1 + \left( \frac{2 \cdot \omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}}{\Delta\phi_{\text{АФК}} \cdot G_n} \right)^2} \right).$$

Дополнительную проводимость корректирующих индуктивностей, необходимую для компенсации общего рассогласования нагрузки [22], в случае использования антенно-согласующего тюнера [24] можно не учитывать. Принимая необходимую для снижения паразитной девиации фазы выходного сигнала ( $\Delta\phi_{\text{АФК}}$ ) до задаваемой величины, например, равной одному градусу ( $\pi / 180$ ) для рабочей частоты 1 МГц, при проводимости нагрузки 0.2 См (сопротивление 5 Ом), и выходной емкости транзисторов 225 пФ, получим  $B_{L_d} = 0,883$  и  $B_{\max} = 2,883$ , что определяет величины дополнительных компенсирующих катушек индуктивности как 276 нГн.



**Рис. 5.** Эпо́ры напряжений при подаче на входы полу Эпо́ры напряжений при подаче на входы полумостов управляющих моногармонических сигналов с частотами 0,9 и 1,1 МГц мостов управляющих моногармонических сигналов с частотами 0,9 и 1,1 МГц

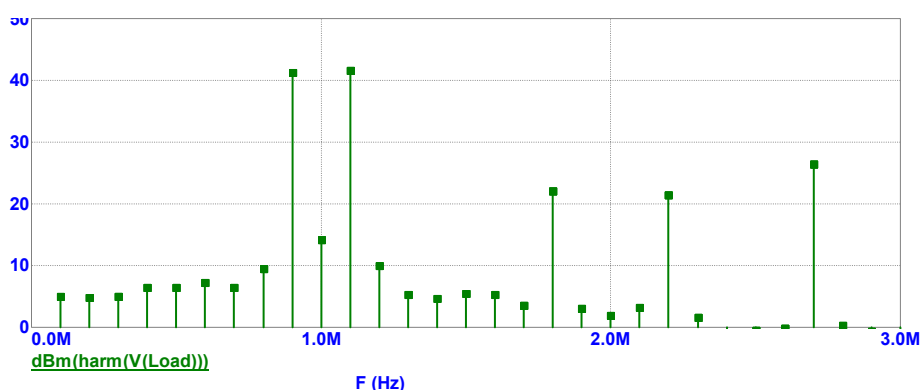


Рис. 6. Спектр на выходе усилителя при формировании двухтонового равноамплитудного сигнала с частотами 0,9 и 1,1 МГц

Как видно из результатов моделирования, приведенных на рисунках 5, 6, использование GaN HEMT транзисторов в передатчике, построенном по методу дефазирования, не создает дополнительной нелинейности по сравнению с применением MOSFET транзисторов, несмотря на большее падение напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте, и позволяет реализовать достоинства данной технологии.

### Заключение

Для рассмотрения особенностей применения GaN HEMT транзисторов в передатчиках с дефазированием проведен выбор сопоставимых электронных приборов, изготовленных по технологиям MOSFET и GaN HEMT. Моделирование вольтамперных характеристик MOSFET и GaN HEMT транзисторов в третьем квадранте, проведенное с помощью программы Micro-Cap 12 в режиме анализа по постоянному току показало, что при запертом канале (нулевом напряжении на затворе) в случае с MOSFET ВАХ в третьем квадранте соответствует классической характеристике диода с отсечкой в районе минус 0,7 В и сопротивлением, близким к сопротивлению канала в открытом состоянии. В случае GaN HEMT транзистора при нулевом напряжении на затворе ВАХ также похожа на "диодную", но с напряжением отсечки в районе минус 1,5 В.

Проведенное моделирование работы GaN HEMT транзисторов в схеме передатчика с дефазированием показало, что в выходных напряжениях каждого полумоста в периоды "мертвого времени" наблюдается увеличение амплитуды импульса на 1,7...1,8 В, вызванное увеличенным падением напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте при протекании синусоидального тока нагрузки.

Результаты моделирования работы схемы на двухтоновом равноамплитудном входном сигнале показали, что использование GaN HEMT транзисторов в передатчике, построенном по методу дефазирования, не создает дополнительной нелинейности по сравнению с применением MOSFET транзисторов, несмотря на большее падение напряжения на закрытом транзисторе в третьем квадранте, и позволяет реализовать достоинства данной технологии.

### Литература

1. *Иванюшкин 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. EDN: UJOQTV
2. *Nguyen D.C., Varlamov O.V.* Simulation model for switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers research // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. 2022. Т. 5. № 1. С. 234-239. EDN: PJOCZC
3. *Нгуен Д.К., Варламов О.В.* Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ-усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку // Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 10-18. EDN: CAFGOC

4. *Varlamov O.V., Grebennikov A.* Experimental studies of envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with narrow-band matched load // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*. 2022. Т. 5. № 1. С. 382-385. EDN: XLWUVJ
5. *Varlamov O.V., Grebennikov A.* Experimental studies of envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with narrow-band matched load // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*. 2022. Т. 5. № 1. С. 382-385. EDN: XLWUVJ
6. *Nguyen D.C., Gromorushkin V.N., Varlamov O.V.* Theoretical comparison of different envelope elimination and restoration transmitter PWM modulator configurations to expand the possible antenna mismatch // *Sensors*. 2023. Т. 23. № 23. С. 9466. EDN: SFWAMZ
7. *Грычкин С.Е., Варламов О.В.* Высокоэффективный многоуровневый GAN FET ШИМ модулятор для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Т. 18. № 9. С. 4-12. EDN: KPARZM
8. *Грычкин С.Е., Захаров А.М., Варламов О.В.* Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GAN FET транзисторах // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Т. 17. № 9. С. 19-27. EDN: ZSQRM
9. *Varlamov O.V.* Experimental study of a synchronous DVB-T2 network in the Yaroslavl region. Problems with some manufacturers' receivers // В сборнике: 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2020. Proceedings. New York, 2020. С. 9261562. EDN: QXFUWF
10. *Варламов О.В., Варламов В.О., Долгопятова А.В.* Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16. EDN: CHEXOK
11. *Varlamov O.V., Vychkova 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. EDN: SYEEIO
12. *Варламов О.В.* Способ организации глобальной сети цифрового радиовещания в диапазоне ДВ // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2015. Т. 9. № 5. С. 63-68. EDN: TZJVUP
13. *Варламов О.В.* Разработка отечественной нормативной базы цифрового радиовещания стандарта DRM // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2013. Т. 7. № 9. С. 47-50. EDN: RTUARV
14. *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. EDN: TLNUAL
15. *Варламов О.В.* Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2015. Т. 9. № 1. С. 32-38. EDN: TILBYL
16. *Варламов О.В.* Разработка требований к приемному оборудованию сетей цифрового радиовещания стандарта DRM // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2013. Т. 7. № 9. С. 39-42. EDN: RTUARB
17. *Dymkova S.* Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems // *Synchroinfo Journal*. 2021. Т. 7. № 5. С. 36-48. EDN: KVGNNR
18. *Pastukh A., Tikhvinskiy V., Dymkova S.S., Varlamov O.V.* Challenges of using the L-band and S-band for direct-to-cellular satellite 5G-6G NTN systems // *Technologies*. 2023. Т. 11. № 4. С. 110. EDN: TZPBPH
19. *Tikhvinskiy V., Pastukh A., Dymkova S., Varlamov O.* Compatibility analysis between RedCap non-public networks and 5G NR in TDD FR1 and FR2 bands // *Inventions*. 2025. Т. 10. № 1. С. 12. EDN: UEUMDA
20. *Нго К.Ф., Варламов О.В.* Инженерно-технические принципы построения высокоэффективных линейных радиопередатчиков носимых радиосредств // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Т. 18. № 4. С. 4-14. EDN: KNMAUR
21. *Нго К.Ф., Бекушев Н.С., Громорушкин В.Н., Варламов О.В.* Особенности схемотехники непосредственного суммирования ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2025. Т. 19. № 2. С. 4-14. EDN: GZDBMJ
22. *Фунг Н.К., Громорушкин В.Н., Варламов О.В.* Динамические режимы и работа на рассогласованную нагрузку при непосредственном суммировании ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2025. Т. 19. № 3. С. 13-23. EDN: GRAXPV
23. *Громорушкин В.Н., Варламов О.В.* Разработка компьютерной модели высокочастотного тракта усилителя с раздельным усилением составляющих и исследование причин его специфических искажений // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2025. Том 19. №9. С. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34
24. *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. EDN: MSAWTP