

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА УСИЛИТЕЛЯ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИЧИН ЕГО СПЕЦИФИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34

Manuscript received 15 June 2025;

Accepted 24 August 2025

Громорушкин Виктор Николаевич,
Московский технический университет связи и информатики
Москва, Россия, grom@mtuci.ru

Варламов Олег Витальевич,
Московский технический университет связи и информатики
Москва, Россия, vov@mtuci.ru

Ключевые слова: усилитель мощности,
раздельное усиление, высокочастотный тракт,
нелинейные искажения, компьютерная модель,
подмодуляция

Разработана компьютерная модель для исследования специфических искажений, возникающих в высокочастотном (ВЧ) тракте перспективных высокоэффективных усилителей мощности с раздельным усилением составляющих (УМРС). Проведенные с ее помощью исследования показали, что основной причиной искажений в ВЧ тракте УМРС является проходная мощность, которая поступает со входа оконечного каскада (ОК) на его выход через нелинейную проходную емкость транзистора. Для снижения уровня проходной мощности в ОК рекомендовано применять подмодуляцию его входного ВЧ возбуждения. Найденный оптимальный закон подмодуляции, близкий к логарифмическому, позволяет снизить комбинационные искажения до уровня минус 52 дБ. Для практической реализации подмодуляции рекомендована кусочно-линейная аппроксимация оптимального закона подмодуляции, при которой обеспечиваются комбинационные искажения не хуже минус 43 дБ. Второй по значимости причиной специфических искажений в ВЧ тракте УМРС являются свободные колебания, вызванные ударным возбуждением колебательного контура, образованного индуктивностью рассеивания трансформатора-закоротки и нелинейными выходными емкостями транзисторов ОК. Для ускоренного затухания этих колебаний предложена установка демфирующих RC цепочек в стоковых цепях ОК. В результате проведенного исследования способов введения подмодуляции в ВЧ тракте УМРС рекомендовано использовать в качестве сигнала огибающей в подмодуляторе сигнал, пропорциональный току потребления ОК ВЧ тракта. При этом обеспечивается стабильный коэффициент насыщения транзисторов ОК ВЧ тракта УМРС в условиях рассогласования антенного тракта и высокие энергетические и качественные характеристики УМРС в целом.

Информация об авторах:

Громорушкин Виктор Николаевич, к.т.н., с.н.с., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Варламов Олег Витальевич, д.т.н., профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. <https://orcid.org/0000-0002-3996-9156>

Для цитирования:

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.

For citation:

V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Amplifier with separate components amplification high-frequency path computer model development and its specific distortions causes study", T-Comm, 2025, vol. 19, no.9, pp. 23-34. (in Russian)

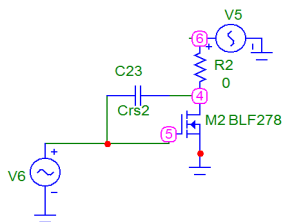
Введение

Высокоэффективные ключевые усилители мощности с раздельным усилением составляющих (УМРС, Envelope Elimination and Restoration (EER) в англоязычной литературе) являются перспективным направлением развития радио-передающих устройств [1, 2] в случае потребления ими значительного уровня мощности в системах цифрового телерадиовещания [3-6], или необходимости увеличения продолжительности работы от автономных источников электропитания при усилении современных телекоммуникационных сигналов [7] с высоким пик-фактором. Для исследований зависимости характеристик УМРС от параметров его блоков, нагрузки и окружающей электромагнитной обстановки [8-14] широко применяются специально разработанные для конкретной задачи модели в средах схемотехнической симуляции [15-16]. Наиболее подробно исследован к настоящему времени модуляционный тракт (тракт огибающей) [17-22]. В данной статье проводится разработка компьютерной модели высокочастотного (ВЧ) тракта УМРС и исследование специфических причин искажений в нём. Рассматривается базовая ячейка диапазона 1,5...30 МГц с выходной мощностью первой гармоники 300 Вт. Более мощные (до 1,5 кВт) реализации в ключевом режиме конструктивно затруднены проблемами широкополосного согласования.

Перед разработкой компьютерной модели ВЧ тракта УМРС был проведен обзор и выбор транзисторов для его реализации. В результате для проведения примера моделирования был выбран достаточно хорошо зарекомендовавший себя полевой балансный транзистор BLF278 фирмы NXP (аналог в РФ КП979В). К достоинствам этого прибора следует отнести не только хорошие электрические характеристики, но и высокую надежность, обусловленную, в частности, высоким допустимым напряжением затвор – исток ($\pm 20В$), что весьма важно для работы в ключевом режиме. Кроме того, производитель приводит достаточно подробные характеристики, позволяющие проводить адекватное моделирование режима работы прибора в разрабатываемых устройствах, что не часто встречается у других вендоров, а также при выпуске относительно новых транзисторов.

1 Модель транзистора BLF278 для «Micro Cap-12»

Прежде, чем приступить к разработке модели ключевого оконечного каскада ВЧ тракта УМРС была разработана модель транзистора BLF278 для использования в среде схемотехнической симуляции «Micro Cap-12». При разработке модели ставилась цель обеспечения равенства основных ее параметров характеристикам реального транзистора, приводимым разработчиком в справочных материалах. Схема, в которой проводились исследования, приведена на рисунке 1.



`.define Crs2 MIN(320p,(14p*(abs(V(C23)/50))^(0.55)))`

Рис. 1. Схема анализа параметров модели транзистора

Следует отметить, что в используемой программе «Micro Cap-12» применяемые модели транзисторов имеют линейные входную ($C_{затвор-исток}$) и проходную ($C_{затвор-сток}$) ёмкости. Анализ характеристик реального транзистора показал, что нелинейность входной ёмкости транзистора невелика и в модели может быть применена линейная ёмкость, а вот нелинейность проходной ёмкости весьма значительна, и имеющийся опыт разработок указывает на весьма существенное влияние её нелинейности на искажения в УМРС.

По этой причине внутренняя линейная проходная ёмкость модели была задана нулевой, а нелинейная проходная ёмкость транзистора задается внешним элементом (C23 на рис. 1). Нижняя строчка на том же рисунке описывает нелинейную зависимость проходной ёмкости от приложенного к ней напряжения. Текст разработанной модели транзистора BLF278 приводится ниже в следующих трех строках в формате программы «Micro Cap-12»:

```
.MODEL BLF278 NMOS (LEVEL=3 CBD=1523.2P CGDO=430f CGSO=16.83N
GAMMA=0 GDSNOI=0
+ KP=100U L=1U LAMBDA=2.47001M NSUB=0 PHI=600M RD=200M RDS=20K
RG=1 TOX=0 TPG=1
+ UO=600 VTO=3.1 W=32.4143M)
```

Результаты моделирования основных параметров транзистора приведены на рисунках 2 и 3.

Проведенный анализ полученных характеристик разработанной модели транзистора и сравнение их со справочными данными производителя, показал хорошее совпадение, достаточное для проведения инженерных расчетов.

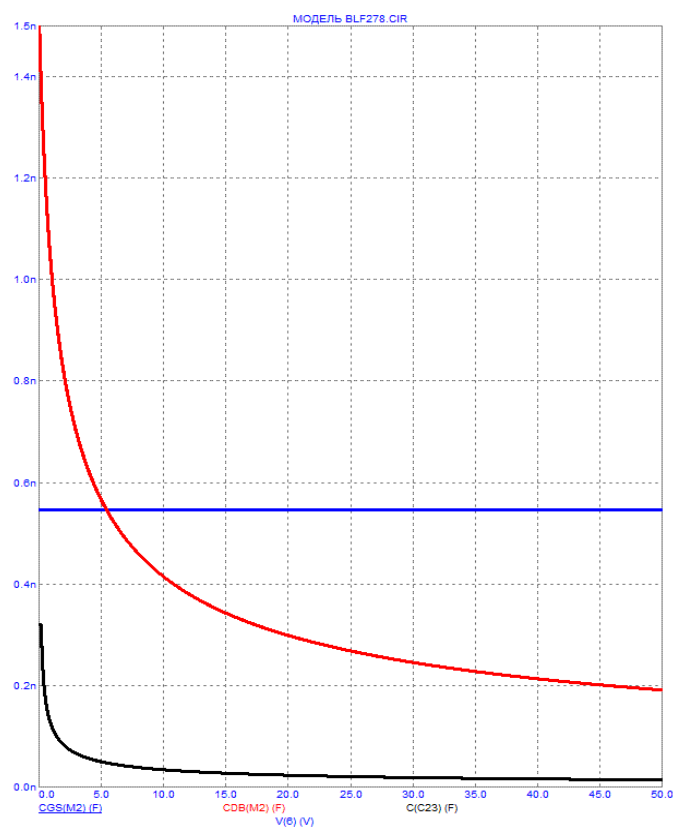


Рис. 2. Зависимости емкостей модели транзистора BLF278 от напряжения, линия красного цвета – выходная ёмкость $C_{с-и}$; синего цвета входная ёмкость $C_{з-и}$; чёрного цвета проходная ёмкость $C_{з-с}$

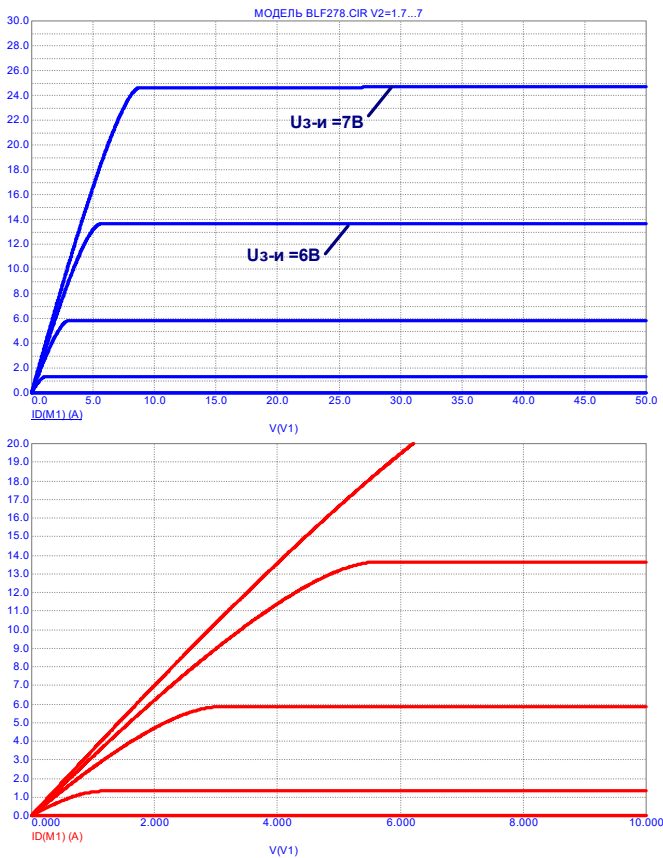


Рис. 3. Вольтамперные характеристики модели транзистора BLF278, на нижнем рисунке – начальная область в увеличенном масштабе

Анализируются характеристики наиболее значимые для работы в ключевом режиме, такие, как величины и характер нелинейности ёмкостей транзистора, крутизна его проходной характеристики (S) и сопротивление в режиме насыщения (R_{DSon}).

2 Модель оконечного каскада ВЧ тракта УМРС

На основе разработанной модели транзистора была разработана модель оконечного каскада (ОК) ВЧ тракта УМРС, представляющего собой двухтактный ключевой генератор по схеме переключения напряжения (ПН) [12]. Разработка ОК начинается с разработки его выходного и входного трансформаторов. Схема выходного трансформатора приведена на рисунке 4.

Выходной трансформатор выполнен на отрезках ВЧ кабелей и содержит три функциональных звена, размещенных на одном магнитопроводе:

- закоротку четных гармоник;
- симметричный трансформатор 1:4 по сопротивлению;
- симметрирующий трансформатор 1:1.

Схема использовалась ранее авторами и хорошо себя зарекомендовала. Все кабели, кроме закоротки четных гармоник, работают в согласованном режиме, и их длина не скачивается на АЧХ трансформатора.

Расчет максимальной магнитной индукции **B** в магнитопроводе одновиткового трансформатора проводился по формуле для прямоугольного сигнала вида «меандр» [23] и

магнитопровода, состоящего из 4-х трубок FB61-1020 с общим сечением $A_e = 698,5 \text{ мм}^2$:

$$\hat{B}_{\text{меандр}} = \frac{\hat{U}_{\text{меандр}}}{4 \cdot f \cdot A_e \cdot N} = \frac{80}{4 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 698,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2} = 9,6 \cdot 10^{-3} \text{ Тесла} = 96 \text{ Гс}$$

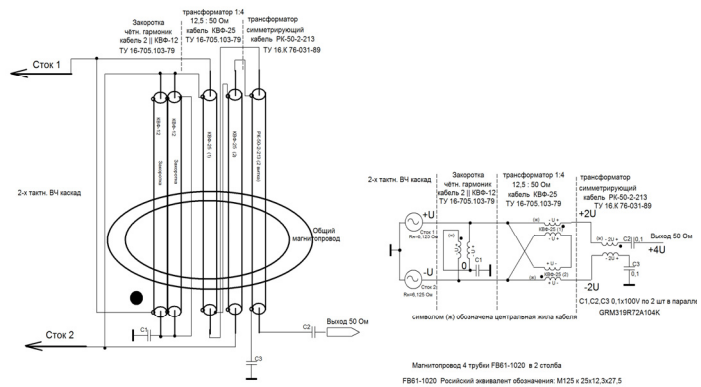


Рис. 4. Схема и конструктивные особенности выходного трансформатора ОК ВЧ тракта УМРС

При расчете амплитуда входного напряжения (половина размаха сигнала вида меандр), приложенного ко входу трансформатора принималась равной 80 В, что соответствует входной электронной мощности $P_{э} = 512 \text{ Вт}$ или мощности первой гармоники $P_1 = 420 \text{ Вт}$. Нижняя рабочая частота принималась равной 1,5 МГц, а количество витков в обмотке трансформатора-закоротки, к которой приложено это напряжение, равно $N=2$. Как видно из приведенного расчета, максимальная индукция в магнитопроводе не превышает 100 Гс, даже при значительном запасе по требуемой мощности первой гармоники. Это должно обеспечить малые потери в выбранном магнитопроводе, имеющем начальную магнитную проницаемость $\mu=125$.

Аналогичные расчеты входного трансформатора ОК, конструкцию которого часто называют «бинокль», с магнитопроводом из 22 колец М200ВНП-5 $\kappa 10 \times 6 \times 3$ ($A_e = 132 \text{ мм}^2$) показывают, что при амплитуде прямоугольного напряжения 10 В на одновитковой выходной обмотке, максимальная индукция в его магнитопроводе не превышает 125 Гс, что также является приемлемой величиной для маломощного входного трансформатора, обеспечивающего возбуждение цепей затвора ОК.

Анализ размеров выходного трансформатора ОК, показывает, что минимальная длина кабеля в трансформаторе-закоротке составит 200 мм. Компьютерная модель ОК УМРС с актуальными длинами кабелей трансформаторов приведена на рисунке 5.

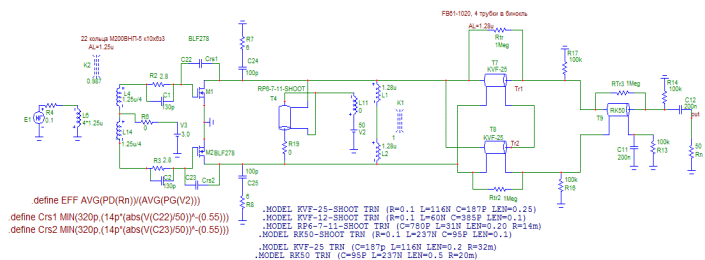


Рис. 5. Компьютерная модель ОК УМРС с трансформаторами на длинных линиях

В модели использована разработанная модель транзистора BLF278 с нелинейными емкостями. Эпюры стоковых напряжений и токов выходного транзистора, полученные в результате анализа модели (рис. 5) при напряжении питания 40 В приведены на рисунках 6-10. Там же приведена постоянная составляющая тока стока (измеренная в резисторе R19) для одного транзистора.

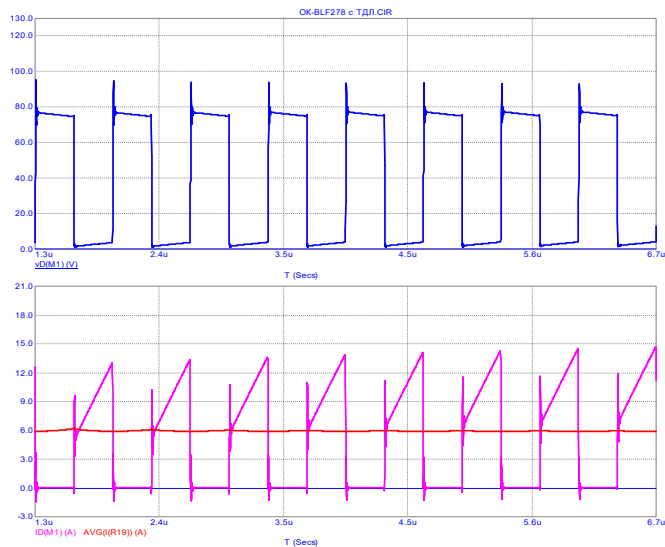


Рис. 6. Эпюры напряжения (вверху) и тока транзистора ОК (внизу) на рабочей частоте 1,5 МГц

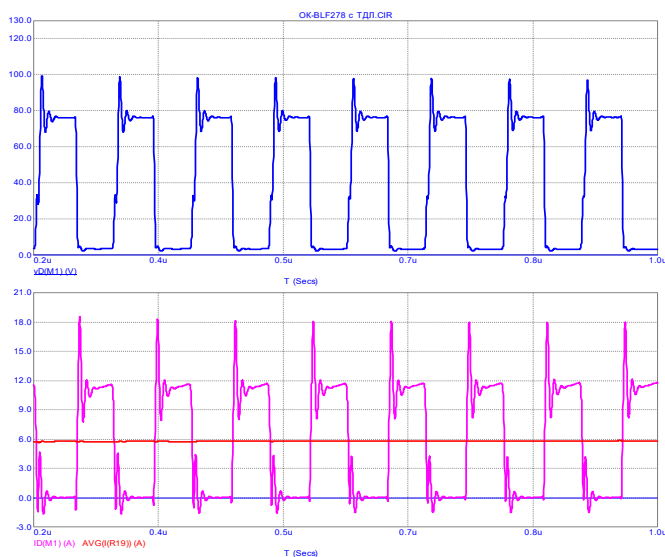


Рис. 7. Эпюры напряжения (вверху) и тока транзистора ОК (внизу) на рабочей частоте 10 МГц

На нижней рабочей частоте 1,5 МГц видно влияние шунтирующего действия индуктивности холостого хода выходного трансформатора ($L_{ш} = 1,28 \cdot 4 = 5,1$ мкГн) на форму тока стока – в виде линейно нарастающего (пилообразного) импульса.

Важно обратить внимание на затухающие колебания в токе и напряжении стоков выходного транзистора на фронтах импульсов, связанные с паразитными параметрами, заложенными в исследуемую модель ОК – выходными емкостями транзисторов и индуктивностью рассеивания трансформатора-закоротки (погонная индуктивность кабеля Т4,

умноженная на его длину), которые образуют колебательный контур с ударным возбуждением. Эти свободные колебания кроме снижения КПД усилителя также приводят к нелинейным искажениям выходного сигнала, механизм возникновения которых будет рассмотрен позже.

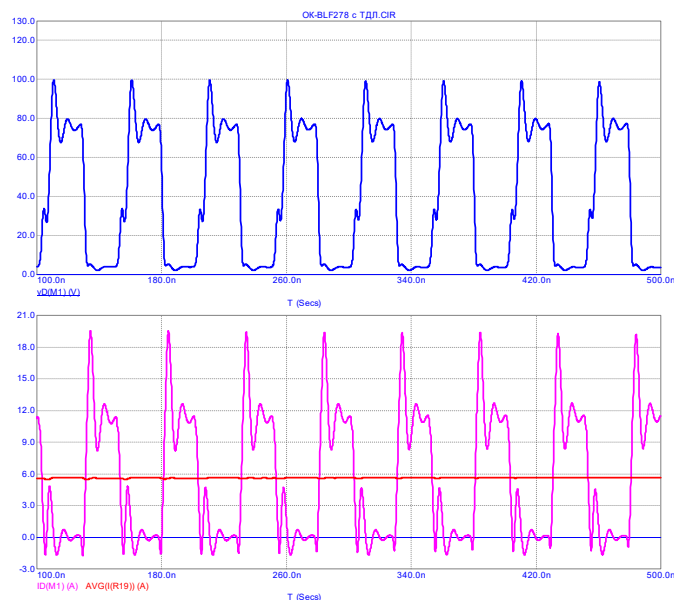


Рис. 8. Эпюры напряжения (вверху) и тока транзистора ОК (внизу) на рабочей частоте 20 МГц

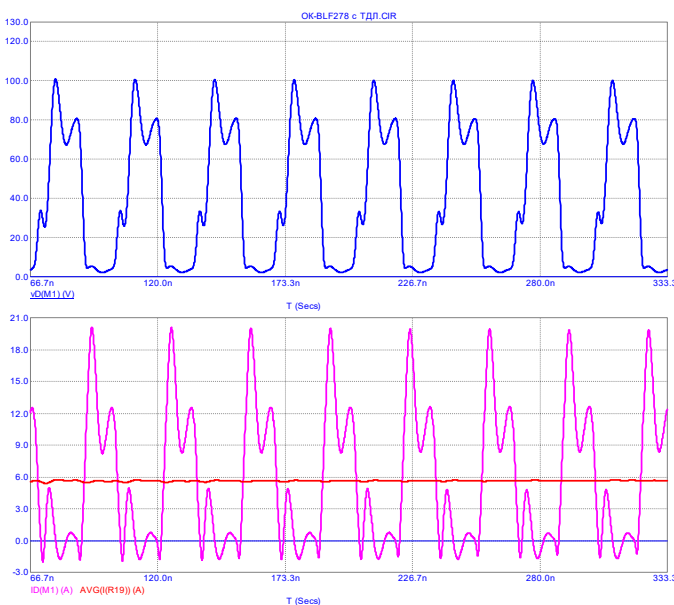


Рис. 9. Эпюры напряжения (вверху) и тока транзистора ОК (внизу) на рабочей частоте 30 МГц

Как следует из приведенных эпюр, в рабочем диапазоне частот 1,5...30 МГц максимальное напряжение на стоках транзисторов не превышает 100 В, а постоянный ток стока составляет 6А, что обеспечивает режим работы транзистора в безопасной зоне.

Для оценки влияния паразитных параметров трансформатора-закоротки на режим работы ОК на рисунке 10 приведены эпюры напряжений и токов стока выходного транзистора при идеализированном трансформаторе-закоротке (длина кабеля трансформатора не превышает 2 см, что

существенно уменьшает индуктивность рассеивания). Видно, что переходные процессы в этом случае уже не носят колебательного характера, а имеет место только выброс тока стока, связанный с перезарядом выходных емкостей транзисторов.

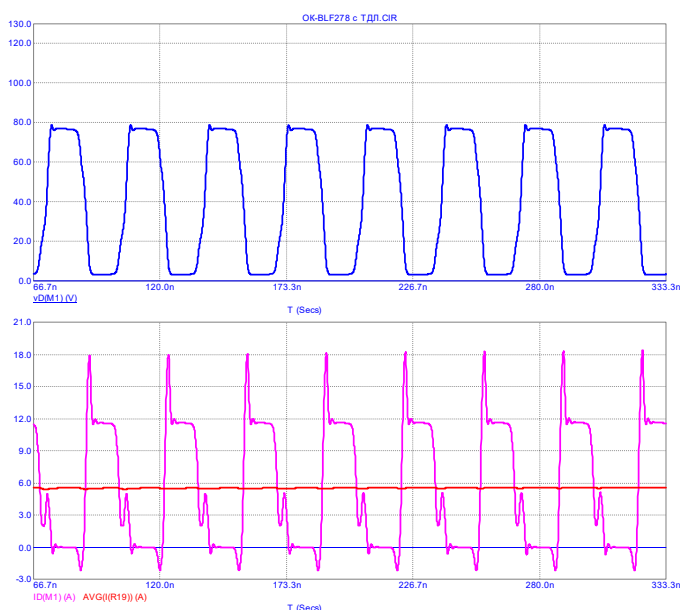


Рис. 10. Эпюры напряжения (вверху) и тока транзистора ОК (внизу) на рабочей частоте 30 МГц при идеализированном трансформаторе-закоротке (L кабеля = 2см)

На основе анализа разработанной модели ОК определены его основные энергетические характеристики, приведенные в таблице 1 для различных рабочих частот. В расчетах не учтены потери в феррите выходного трансформатора, которые ориентировочно не должны превышать 2% от электронной выходной мощности $P_{\text{вых } \Sigma}$. Кроме того, определено номинальное сопротивление нагрузки, создаваемое цепью питания ОК для модулятора, которое составляет $R_{\text{н мод}} = 3,3$ Ом, и используется при проектировании выходного ФНЧ НЧ тракта УМРС [10, 16, 19].

Таблица 1

Энергетические характеристики ОК

$f_{\text{раб}}$, МГц	1,5	10	20	30
η_{Σ}	0,9	0,85	0,81	0,76
$P_{\text{вых } \Sigma}$, Вт	425	401	366	346
$P_{\text{вых } 1}$, Вт	347	346	337	334
$P_{\text{потерь транзистора}}$, Вт (на 2 транзистора)	30	54	68	84

Суммарная максимальная мощность тепловых потерь в элементах оконечного каскада ВЧ тракта УМРС на верхней рабочей частоте 30 МГц при напряжении питания 40 В составит:

$P_{\text{потерь } \Sigma} = P_{\text{вых } \Sigma} * [(1/\eta_{\Sigma}) - 1] \approx 110$ Вт, что необходимо учитывать при проектировании системы теплоотвода.

При этом расчетная мощность первой гармоники на выходе ОК составит 334 Вт, что с учетом КПД фильтра гармоник ($\eta_{\text{фг}} = 0,9$) [24] обеспечит мощность на входе антенно-согласующего устройства (АСУ) около 300 Вт.

Принимая во внимание, что тепловое сопротивление кристалл – теплоотвод (на два одинаково нагруженных транзистора BLF278) составляет 0,50С/Вт, перегрев кристалла по отношению к теплоотводу (радиатору) при максимальной тепловой мощности потерь на транзисторах 84 Вт (см. табл. 1) составит 42⁰С.

Принимая максимальную допустимую температуру кристалла, равной 120⁰С, определим, что температура радиатора не должна превышать 120⁰ – 42⁰ = +78⁰С.

При типичной максимальной температуре окружающей среды +55⁰С перегрев радиатора не должен превышать 78⁰ – 55⁰ = 23⁰С относительно температуры продуваемого воздуха. Принимая во внимание, что общая тепловая мощность оконечного каскада составляет 110 Вт, тепловое сопротивление радиатор-воздух должно быть не более 23/110 = 0,2⁰С/Вт.

После разработки компьютерной модели оконечного каскада ВЧ тракта УМРС и проведения расчетов его энергетических параметров, были проведены исследования его характеристик, влияющих на искажения усиленного сигнала.

Вначале рассмотрим, каким же образом свободные колебания (частота которых не связана с рабочей частотой), вызванные ударным возбуждением колебательного контура, образованного выходной емкостью транзистора и индуктивностью рассеивания трансформатора закоротки, приводят к искажениям.

При изменении напряжения питания ОК в процессе амплитудной модуляции изменяется величина нелинейной выходной емкости транзистора $C_{c-н}$, и, соответственно, частота этих свободных колебаний. Транзисторы оконечного каскада в ключевом режиме попеременно переходят из разомкнутого в замкнутое состояние, что приводит к эффекту стробирования свободных колебаний рабочей частотой УМРС.

В случае, когда на полувольте стокового напряжения укладывается целое число периодов свободных колебаний, как на низкой рабочей частоте (рис. 7), энергия этих колебаний не вкладывается в энергию сигнала первой гармоники и успешно подавляется фильтром гармоник на выходе УМРС. Другое дело на высокой частоте (рис. 9), когда на полувольте стокового напряжения укладывается не только целое число периодов свободных колебаний, но и некоторый остаток, энергия которого добавляется к энергии первой гармоники, т.е. основного сигнала.

При нелинейной выходной емкости транзисторов в процессе амплитудной модуляции этот не скомпенсированный остаток свободных колебаний изменяется синхронно с огибающей и приводит к нелинейности амплитудной и неравномерности фазоамплитудной характеристик ОК УМРС, что вызывает искажения выходного сигнала. Для снижения этого эффекта в стоковые цепи ОК введены демпфирующие цепочки R7, C24 и R8, C25, предназначенные для ускорения затухания свободных колебаний и уменьшения их влияния на искажения.

Теперь перейдем к рассмотрению других причин искажений в ВЧ тракте УМРС. Для этой цели в компьютерной модели были измерены статические фазо-амплитудная (ФАХ) и амплитудная (АХ, или модуляционная характеристика) характеристики на верхней рабочей частоте 30 МГц, где влияние емкостей транзистора максимально.

В процессе этих измерений вычислялись амплитуда и фаза напряжения первой гармоники выходного ВЧ сигнала при изменении постоянного выходного напряжения модулятора (питания ОК) в диапазоне от 50 до 0,15 В.

Результаты этого моделирования приведены в виде графиков на рисунке 11 – нормированные фазо-амплитудные характеристики и рисунке 12 – коэффициент преобразования постоянного напряжения модулятора в амплитуду первой гармоники ВЧ сигнала (модуляционная характеристика).

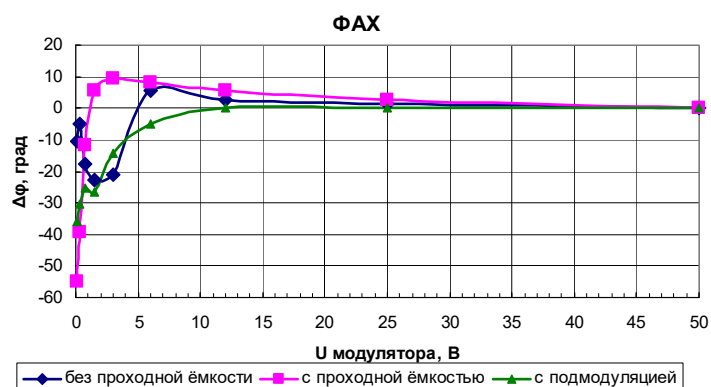


Рис. 11. Статические фазо-амплитудные характеристика ОК ВЧ тракта УМРС при фиксированном напряжении возбуждения и подмодуляции

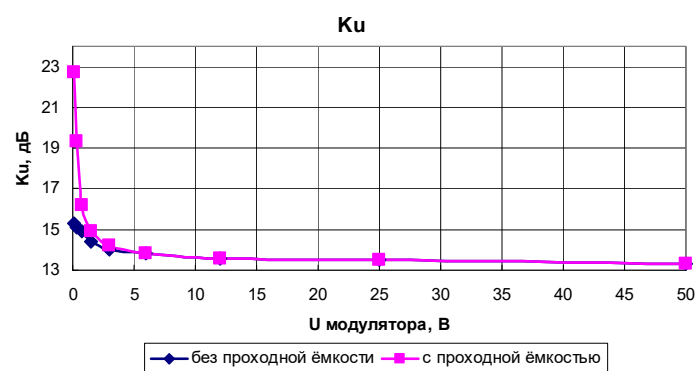


Рис. 12. Статический коэффициент преобразования постоянного напряжения модулятора в амплитуду первой гармоники ВЧ сигнала в ОК ВЧ тракта УМРС при фиксированном напряжении возбуждения 20 В

Приведенные на рисунках графики соответствуют трем режимам измерений характеристик ОК. Первый режим, который описывается кривыми розового цвета, соответствует измерениям, проведенным при постоянном уровне ВЧ возбуждения (амплитудой 20 В, источник E1 на рис. 5). Второй режим, с графиками синего цвета, соответствует первому с тем отличием, что проходные ёмкости транзисторов отключены. Такой режим возможен только при моделировании и приведен для иллюстрации теоретических представлений. И третий режим с графиками зеленого цвета измерения при подмодуляции (drive modulation в англоязычной литературе) входного ВЧ возбуждения.

Итак, первый режим соответствует простейшему принципу построения ВЧ тракта УМРС – уровень возбуждения ОК постоянен и при амплитудной модуляции напряжение его питания изменяется от максимума (50В) практически до

нуля. В этом режиме необходимо отметить значительную неравномерность как в ФАХ, так и в модуляционной характеристике в области малых напряжений питания розовые кривые на рисунках 11, 12. Это вызвано влиянием проходной мощности. Действительно, значительное ВЧ напряжение на затворе транзистора, обеспечивающее ключевой режим его работы при максимальном напряжении модулятора (питания), становится неоправданно велико при снижении модулирующего напряжения. При этом ВЧ напряжение возбуждения, приложенное к затворам, через проходные ёмкости транзисторов поступает в цепи стоков и далее на выход УМРС, суммируясь с основным сигналом. Ситуация усугубляется тем, что при снижении напряжения питания ОК нелинейные проходные ёмкости транзисторов увеличиваются, что увеличивает и проходную мощность.

Результаты анализа второго режима работы ОК (с отключенными проходными ёмкостями транзисторов), приведены на графиках линиями синего цвета. Отчетливо видно, что амплитудная (модуляционная) характеристика стала значительно равномернее, поскольку при отсутствии проходных ёмкостей сигнал из входной цепи транзистора не может проникнуть в выходную цепь. Однако неравномерность ФАХ остается, поскольку определяется свободными колебаниями и нелинейностью выходной ёмкости транзисторов. Напомним, что этот режим носит иллюстративный характер.

И, наконец, третий режим с подмодуляцией входного ВЧ напряжения, графические результаты анализа которого приведены зеленым цветом. В процессе анализа для каждого напряжения питания ОК подбирался уровень ВЧ возбуждения таким образом, чтобы коэффициент преобразования постоянного напряжения модулятора в амплитуду первой гармоники ВЧ сигнала в ОК был практически постоянным ($Ku \approx 13,2$ дБ). По этой причине график модуляционной характеристики для этого режима на рисунке 12 не приводится, чтобы не загромождать его прямой горизонтальной линией.

Полученный закон изменения уровня ВЧ возбуждения на входе ОК приведен на рисунке 13. Анализируя ФАХ полученную в третьем режиме с подмодуляцией (рис. 11), отметим, что она стала более равномерной и имеет меньшую девиацию фазы по сравнению с первым режимом (с постоянным уровнем ВЧ возбуждения ОК). Отметим, что уровень проходной мощности в этом режиме значительно снижен. Учитывая также, что подмодуляция устраняет значительную нелинейность амплитудной характеристики, можно ожидать существенного улучшения линейности УМРС при её использовании.



Рис. 13. Оптимальный закон подмодуляции ВЧ возбуждения ОК, обеспечивающий линейность его модуляционной характеристики

Для оценки влияния подмодуляции ВЧ возбуждения ОК на уровень искажений выходного сигнала УМРС была разработана простейшая модель УМРС с возможностью введения в неё основных причин искажения – неравномерной ФАХ и нелинейной АХ.

Результаты исследований комбинационных искажений с полученными ФАХ и АХ, соответствующими режимам работы ОК с постоянным уровнем ВЧ возбуждения и при подмодуляции, приведены на рисунках 14, 15, соответственно.

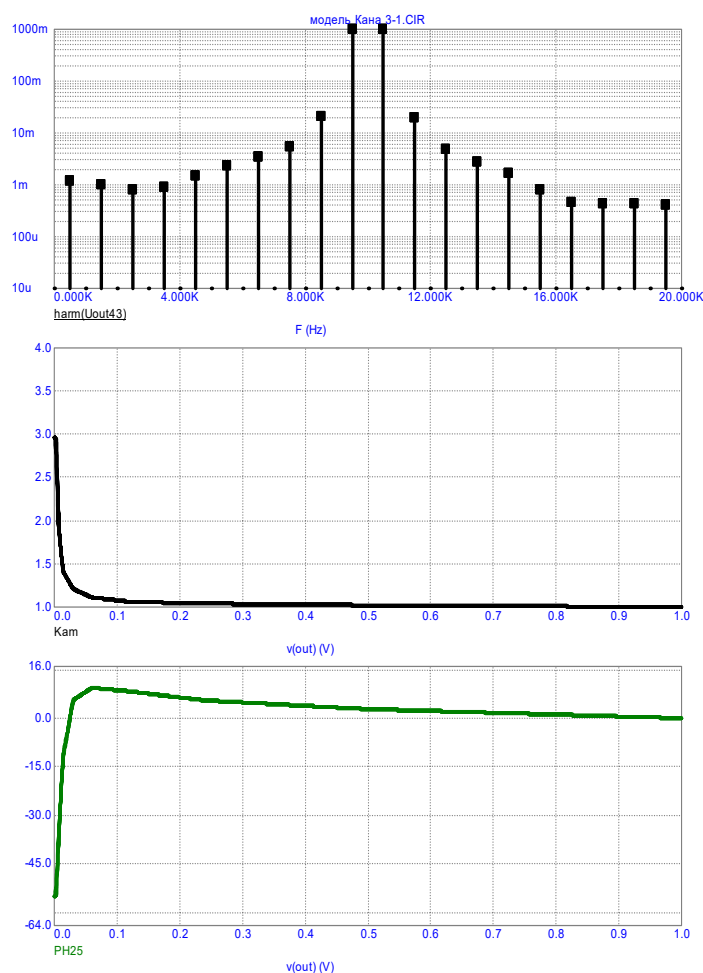


Рис. 14. Спектр выходного двухтонового сигнала ОК и его амплитудная (средний график) и фазоамплитудная (нижний график) нормированные характеристики при постоянном уровне ВЧ возбуждения на входе

Как следует из рассмотрения спектра на рисунке 14, при фиксированном уровне ВЧ возбуждения ОК, уровень комбинационных искажений $Kf3 = -34$ дБ, что недостаточно для большинства приложений.

Как показал проведенный анализ отдельного влияния АХ и ФАХ на комбинационные искажения, отдельное воздействие АХ обеспечивает уровень $Kf3 \approx -42$ дБ, а отдельное воздействие ФАХ обеспечивает $Kf3 \approx -35$ дБ. Таким образом, основной вклад в искажения при отсутствии подмодуляции вносит неравномерность ФАХ.

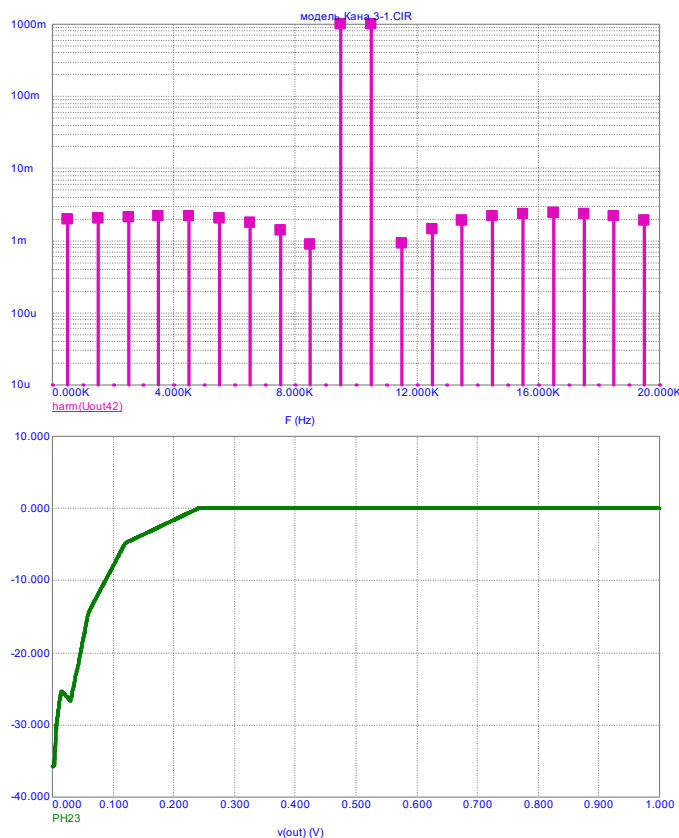


Рис. 15. Спектр выходного двухтонового сигнала ОК и его нормированная ФАХ (нижний график) при подмодуляции ВЧ возбуждения на входе по оптимальному закону, приведенному на рис. 13

Анализируя спектр выходного сигнала УМРС, полученный при оптимальном законе подмодуляции и приведенный на рисунке 15, отметим, что максимальный уровень комбинационных искажений определяют комбинационные составляющие высших порядков ($Kf11 \dots Kf15$), которые не превышают минус 52 дБ. При этом уровень $Kf3 = -61$ дБ, что в совокупности отвечает требованиям любых приложений со значительным запасом.

Таким образом, для достижения высокой линейности разрабатываемого УМРС необходимо применение подмодуляции входного ВЧ возбуждения оконечного каскада ВЧ тракта. Различные способы введения подмодуляции будут рассмотрены ниже.

3 Исследование способов введения подмодуляции в ВЧ тракте УМРС

Для изменения уровня ВЧ возбуждения на входе ОК синхронно с сигналом огибающей наиболее перспективно использование амплитудной модуляции в предоконечном каскаде (ПОК) ВЧ тракта УМРС. Для этого необходимо цепи стоков ПОК питать через буферный усилитель, на вход которого подается сигнал огибающей.

Отметим, что оптимальный закон подмодуляции, приведенный на рисунке 13, имеет вид, близкий к логарифмическому.

Для реализации такого вида амплитудной характеристики можно использовать, например, логарифмический усилитель, основанный на применении нелинейных обратных связей с р-п переходами. Однако подобные логарифмические усилители достаточно сложны в настройке, и для реализации АХ нужного вида они требуют нескольких регулировок. В разрабатываемом УМРС более перспективным представляется использование обычного линейного УПТ с регулируемым напряжением смещения и работающего с жестким ограничением в верхнем участке амплитудной характеристики (с насыщением). Вид такого аппроксимированного закона помодуляции приведен на рисунке 16.

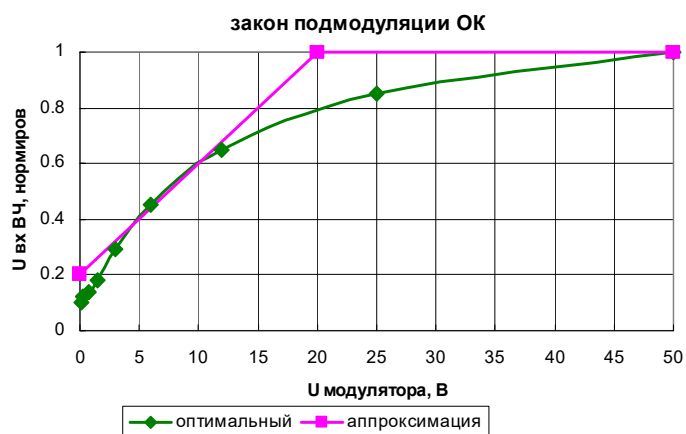


Рис. 16. Оптимальный закон подмодуляции ВЧ возбуждения ОК, обеспечивающий линейность его модуляционной характеристики, и его простейшая аппроксимация

Для проверки возможности использования аппроксимированного закона подмодуляции были проведены дополнительные исследования. Для этого в модели ОК УМРС, приведенной на рисунке 5, для аппроксимированного закона подмодуляции были получены ФАХ и АХ, по которым затем был проведен компьютерный анализ выходного спектра на двухтоновом сигнале, результаты которого приведены на рисунке 17.

Как следует из приведенной спектрограммы, переход от оптимального закона подмодуляции к его простейшей аппроксимации приводит к повышению комбинационных искажений на ≈ 10 дБ. Тем не менее, уровень комбинационных искажений при аппроксимированном законе подмодуляции составляет $Kf3 = -42,3$ дБ, что отвечает требованиям с запасом ≈ 6 дБ. При этом подмодулятор достаточно прост и имеет всего две регулировки, позволяющие настраивать его на практике по минимальному уровню комбинационных искажений – постоянное напряжение смещения и коэффициент усиления, который определяет наклон линейного участка его АХ. Такой подмодулятор был испытан на этапе предварительного макетирования УМРС и хорошо себя зарекомендовал.

Важным моментом при организации подмодуляции ОК УМРС является вопрос об источнике сигнала огибающей, который будет подаваться на подмодулятор. В простейшем случае, при работе УМРС на хорошо согласованную нагрузку (антенный тракт) можно использовать сигнал огибающей с выхода ФНЧ НЧ тракта. Однако при работе УМРС на рассогласованную нагрузку целесообразно использовать другой источник сигнала огибающей.

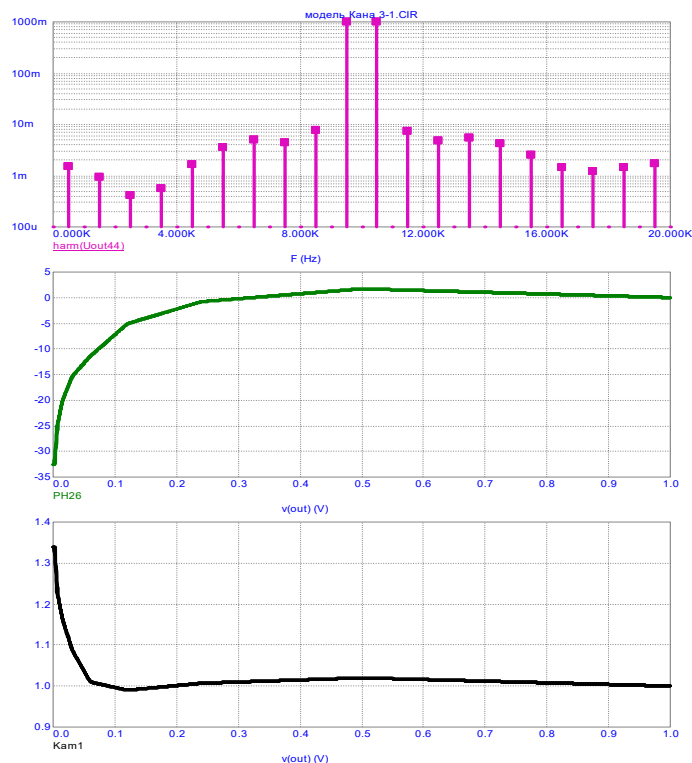


Рис. 17. Спектр выходного двухтонового сигнала ОК и его нормированные ФАХ (средний график) и АХ (нижний график) при подмодуляции ВЧ возбуждения по аппроксимированному закону, приведенному на рис. 16

Рассмотрим более подробно нюансы, возникающие при рассогласовании нагрузки УМРС при использовании ООС по току в НЧ тракте, необходимость которой будет показана в следующих работах. В случае, когда рассогласование вызывает снижение сопротивления нагрузки ОК, возрастают его выходной ВЧ ток и ток, потребляемый от модулятора.

При этом на выходе модулятора, охваченного ООС по току, снижается напряжение сигнала огибающей. Если это сниженное напряжение будет использовано для подмодуляции ОК, то в случаях, когда возрастание выходного ВЧ тока ОК, вызванное рассогласованием, требует адекватного возрастания ВЧ возбуждения для сохранения ключевого режима транзисторов ОК, напротив, будет происходить его снижение.

Такая работа в «противоход» приведет к снижению КПД и увеличению уровня комбинационных искажений УМРС. Для предотвращения такого режима работы подмодуляции в качестве источника сигнала огибающей целесообразно использовать напряжение с выхода датчика тока, используемого в цепи ООС в НЧ тракте. В этом случае при возрастании ВЧ тока транзисторов ОК, вызванного рассогласованием нагрузки, будет возрастать и входное ВЧ напряжение. При этом коэффициент насыщения оконечных транзисторов будет поддерживаться практически постоянным, что обеспечивает стабильность энергетических и качественных характеристик ВЧ тракта УМРС. Для согласования задержки сигнала подмодуляции с задержанным сигналом огибающей в тракте подмодулятора должен использоваться дополнительный ФНЧ с такой же задержкой, как и у основного ФНЧ тракта огибающей УМРС.

Таблица 2

Входные параметры ПОК при различных напряжениях питания

Е пит ПОК, В	2	5	8	10
$ Z_{вх} $, Ом	57,4	65,5	74,3	80,4
$\phi Z_{вх}$, Град	0	6,5	7,8	10,4
КСВ вх ПОК	1,3	1,15	1,01	1,08

Далее для исследования характеристик предоконечного ВЧ каскада (ПОК) с подмодуляцией была разработана компьютерная модель выбранного транзистора BLF245B. Разработка модели транзистора ПОК аналогична разработке модели для ОК, приведенной выше, а её текстовое описание приведено в следующих трех строках:

```
MODEL BLF245 NMOS (LEVEL=3 CBD=0.159*1523.2P CGDO=430F
CGSO=0.368*16.83N
+ GAMMA=0 GDSNOI=0 KP=0.25*100U L=1U LAMBDA=2.47001M NSUB=0
PHI=600M RD=6*200M
+ RDS=20K RG=1 TOX=0 TPG=1 UO=600 VTO=2.3 W=0.3*32.4143M)
```

Компьютерная модель предоконечного ВЧ каскада приведена на рисунке 18. Отметим, что представленная схемотехника ПОК ориентирована на двухкаскадный ВЧ тракт УМРС, и поэтому его входная цепь с элементами частотной коррекции C1, L3 ориентирована на входное сопротивление 75 Ом при работе от возбудителя с постоянным уровнем ВЧ сигнала. Далее было проведено моделирование работы ПОК при различных напряжениях питания (V1) в пределах от 2 до 10 В, что соответствует аппроксимированному закону подмодуляции, приведенному на рисунке 16.

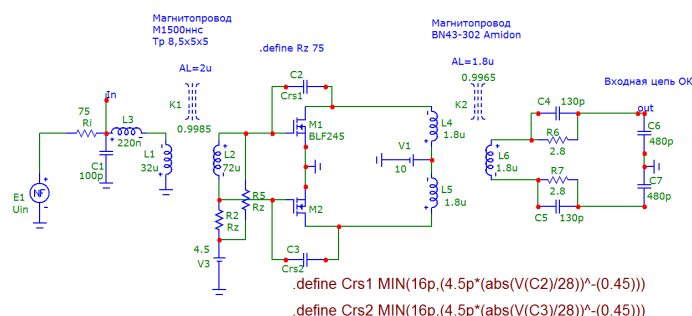


Рис. 18. Компьютерная модель предоконечного каскада

Отметим, что требуемый динамический диапазон амплитудной модуляции ПОК невелик (20%...100% от максимального напряжения питания) и не захватывает наиболее опасного начального участка амплитудной характеристики, на котором сильно проявляется нелинейность емкостей транзистора, приводящая к неравномерности ФАХ и, соответственно, к искажениям выходного сигнала УМРС, как это видно на рисунке 14. По этой причине для ПОК не требуется подмодуляция его входного ВЧ напряжения, и он формально может работать от возбудителя с постоянным уровнем выходного ВЧ сигнала.

В процессе моделирования рассчитывалась величина комплексного входного импеданса $|Z_{вх}| e^{j\phi}$ предоконечного каскада в виде его модуля и фазы, по которым затем были рассчитаны величины входного КСВ_{вх}. Результаты этих расчетов для различных напряжений питания ПОК представлены в таблице 2. Как видно из представленных результатов, согласование входного импеданса для каждой отдельной точки весьма неплохое (КСВ_{вх} не более 1,3). Однако при наличии кабельного соединения с волновым сопротивлением 75 Ом между возбудителем и входом ВЧ тракта УМРС изменяющийся в процессе подмодуляции входной импеданс будет приводить к паразитной фазовой модуляции и дополнительным искажениям выходного сигнала УМРС.

Для предотвращения дополнительных искажений в УМРС принято решение об использовании на входе ВЧ тракта дополнительного (буферного) ВЧ каскада с постоянными уровнями входного и выходного ВЧ сигнала. Таким образом, ВЧ тракт предлагается выполнять 3-х каскадным. При этом обеспечивается возбуждение ПОК от первого ВЧ каскада, являющегося генератором напряжения, с коротким межкаскадным трактом согласования и, соответственно, минимальной неравномерностью ФАХ в ВЧ тракте. В качестве первого (буферного) каскада предлагается использовать двухтактный каскад на полевых транзисторах MRF1813 по схеме переключения напряжения.

В заключение отметим, что проведенные в настоящем подразделе исследования разработанной модели ВЧ тракта УМРС показали необходимость введения подмодуляции ВЧ возбуждения оконечного каскада ВЧ тракта для достижения заданного уровня комбинационных искажений. Оптимальный закон подмодуляции имеет вид, близкий к логарифмическому, однако может быть успешно аппроксимирован двумя отрезками прямых линий, описывающих АХ предоконечного каскада.

Такая аппроксимация достигается применением интегрального УПТ (микросхема типа TDA2030 или её Российский аналог 174УН19), работающего с начальным смещением и ограничением (насыщением) в области больших амплитуд. В качестве источника сигнала подмодуляции необходимо использовать сигнал с выхода датчика тока, используемого для организации ООС в НЧ тракте УМРС. Для выравнивания задержек выходных НЧ сигналов модулятора и подмодулятора в последнем необходимо использовать ФНЧ с задержкой, равной задержке сигнала в выходном фильтре модулятора.

Далее приводятся рекомендации по снижению искажений в ВЧ тракте УМРС.

4 Разработка рекомендаций по снижению искажений в ВЧ тракте УМРС

Рассмотренные выше причины возникновения искажений сигнала в ВЧ тракте УМРС позволили определить наиболее значимые из них.

Первая – влияние проходной мощности в ОК, которое снижается за счет применения подмодуляции, однако не устраняется полностью.

Вторая – свободные колебания с переменной частотой, определяемые ударным возбуждением колебательного контура, образованного нелинейной выходной ёмкостью выходного транзистора и индуктивностью рассеивания трансформатора-закоротки в ОК.

Проведенные теоретические исследования показали возможность обеспечения уровня комбинационных искажений Kf3 порядка минус 42 дБ.

Однако, как показывает практический опыт, в реальной конструкции искажения несколько возрастают, и по этой причине разработка рекомендаций по их снижению всегда является актуальной задачей.

Рекомендации по снижению искажений в ВЧ тракте условно можно разделить на две группы. Первая группа мероприятий по снижению искажений включает меры, направленные на снижение самих причин искажений. К ним следует отнести:

- применение транзисторов ОК с минимальными ёмкостями в области малых напряжений на стоке;
- минимизация индуктивности рассеивания в цепи трансформатора-закоротки. Здесь основной задачей является не столько снижение погонной индуктивности кабеля, на котором реализуется трансформатор, сколько снижение монтажных паразитных индуктивностей, появляющихся при неаккуратном конструировании этой цепи.

Ко второй группе мероприятий по снижению искажений следует включить меры, направленные на компенсацию искажений, возникших по рассмотренным причинам. К ним следует отнести:

- применение отрицательной обратной связи по фазе усиливаемого сигнала, которая может быть реализована как с помощью управляемого фазовращателя, так и на основе петли ФАПЧ;
- применение адаптивной предкоррекции с использованием вычислительных возможностей современных возбудителей. При этом компенсируются искажения, вызванные как паразитной АФК в ВЧ тракте, так и неидеальностью АХ всего УМРС в целом.

Выводы

Разработанная в статье компьютерная модель ВЧ тракта УМРС и проведенные в ней исследования специфических причин искажений позволили сформулировать следующие выводы.

1. Основной причиной искажений в ВЧ тракте УМРС является проходная мощность, которая поступает со входа ОК на его выход через нелинейную проходную емкость транзистора. Максимальное влияние проходной мощности проявляется на верхней рабочей частоте, где импеданс проходной ёмкости минимален. Комбинационные искажения в УМРС, вызванные проходной мощностью в ОК при фиксированном уровне его ВЧ возбуждения, составляют минус 34 дБ, что не отвечает заданным требованиям.

2. Для снижения уровня проходной мощности в ОК рекомендовано применять подмодуляцию его входного ВЧ возбуждения. Найденный оптимальный закон подмодуляции, близкий к логарифмическому, позволяет снизить комбинационные искажения до уровня минус 52 дБ.

3. Для практической реализации подмодуляции рекомендована кусочно-линейная аппроксимация оптимального закона подмодуляции, при которой обеспечиваются комбинационные искажения не хуже минус 43 дБ, что отвечает заданным требованиям с запасом 6 дБ.

4. Второй по значимости причиной специфических искажений в ВЧ тракте УМРС являются свободные колебания, вызванные ударным возбуждением колебательного контура, образованного индуктивностью рассеивания трансформатора-

закоротки и нелинейными выходными ёмкостями транзисторов ОК. Для ускоренного затухания этих колебаний предложена установка демпфирующих RC цепочек в стоковых цепях ОК.

В результате проведенного исследования способов введения подмодуляции в ВЧ тракте УМРС рекомендовано использовать в качестве сигнала огибающей в подмодуляторе сигнал, пропорциональный току потребления ОК ВЧ тракта. При этом обеспечивается стабильный коэффициент насыщения транзисторов ОК ВЧ тракта УМРС в условиях рассогласования антенного тракта и высокие энергетические и качественные характеристики УМРС в целом.

Разработаны рекомендации по снижению искажений в ВЧ тракте.

Литература

1. 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
2. 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
3. Варламов О.В. Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20. EDN: YQNCWT
4. Варламов О.В., Варламов В.О., Долгопятова А.В. Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16. EDN: CHEXOK
5. Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A. Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region // 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), Moscow, Russia, 2019, pp. 457-462. DOI: 10.23919/FRUCT.2019.8711933. EDN: BVWFYC
6. 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
7. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. High efficiency power amplifier for IoT applications: RF path // В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2020. С. 9078651. DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651. EDN: GLDQSN
8. 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: TBBETD
9. Варламов О.В. Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 2. С. 59-60. EDN: SARICJ
10. 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
11. Долгопятова А.В., Варламов О.В. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режимах с переключением тока и мостовом // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 3. С. 4-13. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-3-4-13. EDN: WPCAP

12. Варламов О.В. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11. EDN: GAHBPS

13. Varlamov O.V. Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744320. EDN: AGVQSZ

14. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N., Kozyrev V.B., Melanin A.V. Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load // Radioelectronics and Communications Systems. 1989. Т. 32. № 7. С. 30-35. EDN: KNLLOC

15. 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

16. 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

17. 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

18. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173. DOI: 10.3390/s22239173. EDN: BRCSHZ

19. 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. DOI: 10.3390/s23239466. EDN: SFWAMZ

20. 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

21. Грычкин С.Е., Варламов О.В. Высокоэффективный многоуровневый GaN FET ШИМ модулятор для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОБЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №9. С. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12. EDN: KPARZM

22. 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. С. В печати

23. Soft Ferrites and Accessories. Ferroxcube Data Handbook. 2013. Интернет ресурс. <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11> Дата доступа 08.08.2025г.

24. Громорушкин В.Н. Разработка фильтра гармоник для коротковолнового ключевого передатчика // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 20-23. EDN: SZZOQV

AMPLIFIER WITH SEPARATE COMPONENTS AMPLIFICATION HIGH-FREQUENCY PATH COMPUTER MODEL DEVELOPMENT AND ITS SPECIFIC DISTORTIONS CAUSES STUDY

Viktor N. Gromorushkin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, grom@mtuci.ru

Oleg V. Varlamov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, vov@mtuci.ru

Abstract

A computer model has been developed to study specific distortions occurring in the high-frequency (HF) path of promising high-efficiency power amplifiers with separate component amplification (Envelope Elimination and Restoration, EER). The studies conducted with its help have shown that the main cause of distortions in the EER HF path is the throughput power that comes from the final stage (FS) input to its output through the nonlinear throughput transistor capacitance. To reduce the level of throughput power in the FS, it is recommended to use drive modulation of its input HF excitation. The found optimal drive modulation law, close to logarithmic, allows reducing combination distortions to the level of minus 52 dB. For practical implementation of drive modulation, a piecewise linear approximation of the optimal drive modulation law is recommended, which ensures combination distortions no worse than minus 43 dB. The second most important cause of specific distortions in the EER HF path are free oscillations caused by impact excitation of the oscillatory circuit formed by the leakage inductance of the short-circuit transformer and FS transistors nonlinear output capacitances. For accelerated attenuation of these oscillations, it is proposed to install damping RC chains in the FS drain circuits. As a result of the conducted study of the methods for introducing drive modulation in the EER HF path, it is recommended to use a signal proportional to the HF path FS consumption current as an envelope signal in the drive modulator. This ensures a stable saturation coefficient of the EER HF path FS transistors under conditions of antenna path mismatch and high energy and quality characteristics of the EER power amplifier as a whole.

Keywords: computer model, Envelope Elimination and Restoration, power amplifier, high-frequency path, nonlinear distortion, drive modulation

References

- [1] Ngo Quoc Fung, O.V. Varlamov, "Engineering and technical principles of highly effective linear radio transmitters construction for HF man-pack radios," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no.4, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14.
- [2] O.V. Varlamov, D.C. Nguyen, S.E. Grychkin, "Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques," *T-Comm*. 2021. vol. 15, no.9, pp. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16.
- [3] O. V. Varlamov, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," *T-Comm*, 2018, vol. 12, no.11, pp. 4-20.
- [4] O. V. Varlamov, V. O. Varlamov, A. V. Dolgopyatova, "DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region," *T-Comm*, 2019, vol. 13, no.9, pp. 9-16.
- [5] O. Varlamov, V. Varlamov and A. Dolgopyatova, "Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region," *2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT)*, Moscow, Russia, 2019, pp. 457-462. DOI: 10.23919/FRUCT.2019.8711933
- [6] O. V. Varlamov, A. A. Bychkova, "Basis of Technical Design and Development a Single-Frequency DRM Digital Broadcasting Network for Venezuel," *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488396
- [7] O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, "High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path," *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651.
- [8] O.V. Varlamov, "Theoretical foundations for studying the causes of non-linear distortions in modern high-performance transmitters," *Methodological issues of teaching infocommunications in higher education*. 2022. Vol. 11. No. 4, pp. 15-22
- [9] O. Varlamov, "Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters," *T-Comm*. 2014. Vol. 8. No. 2, pp. 59-60.
- [10] D.C. Nguyen, O.V. Varlamov, "Dependence of modern telecommunication signals transmitter with components separation output signal distortion level on the envelope path filter parameters," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.2, pp. 12-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26.
- [11] A.V. Dolgopyatova, O.V. Varlamov, "Intermodulation distortion in current mode and bridge class D switching amplifiers with resistive load," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.3, pp. 4-13. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-3-4-13.
- [12] O.V. Varlamov, "Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load," *T-Comm*, 2022. vol. 16, no.10, pp. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11.
- [13] O.V. Varlamov, "Theoretical Approach to Calculating Reverse Intermodulation Distortion in Voltage Mode Class D RF Power Amplifiers," *2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744320.
- [14] O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, V.B. Kozyrev, A.V. Melanin, "Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load," *Radioelectronics and Communications Systems*. 1989. vol. 32. no 7, pp. 30-35.
- [15] O.V. Varlamov, "Simulation model for the analysis of intermodulation distortion in class D switching RF power amplifiers with separate amplification," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no.10, pp. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-10-4-11.
- [16] D.C. Nguyen, O.V. Varlamov, "Simulation model for studying the operation of switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers for a narrow-band load," *H&ES Research*. 2022. Vol. 14. No 2. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
- [17] O.V. Varlamov, "Powerful broadband DC amplifiers for modulation path of transmitters with separate amplification," *T-Comm*, 2022. vol. 16, no.11, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14.
- [18] O. Varlamov, D.C. Nguyen, A. Grebennikov, "Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers," *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9173, Nov. 2022, doi: 10.3390/s22239173.
- [19] D.C. Nguyen, V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "Theoretical comparison of different envelope elimination and restoration transmitter PWM modulator configurations to expand the possible antenna mismatch," *Sensors*. 2023. Vol. 23. No. 23. P. 9466. doi: 10.3390/s23239466.
- [20] S.E. Grychkin, A.M. Zakharov, O.V. Varlamov, "Method for calculating the efficiency of a PWM modulator based on GaN FET transistors," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.9, pp. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.
- [21] S.E. Grychkin, O.V. Varlamov, "High efficiency multi-level GaN FET PWM modulator for VHF digital broadcasting transmitters," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no.9, pp. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12.
- [22] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Development of requirements to the individual units characteristics of a high-efficiency transmitter with separate amplification of single-sideband signals," *H&ES Research*. 2025. Vol. 17. No 4. In print.
- [23] Soft Ferrites and Accessories. Ferroxcube Data Handbook. 2013. Internet resource. <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11> Access date 08.08.2025r.
- [24] V.N. Gromorushkin, "Developing a harmonic filter for short-wave switching transmitter," *T-Comm*, 2014, vol. 8, no. 10, pp. 20-23.

Information about authors:

Viktor N. Gromorushkin, PhD, Senior Researcher, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

Oleg V. Varlamov, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, <https://orcid.org/0000-0002-3996-9156>