

СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ШИМ МОДУЛЯТОРА ДЛЯ УСИЛИТЕЛЯ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-2-12-22

Manuscript received 10 December 2025;
Accepted 12 February 2026

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

Ключевые слова: усилитель мощности, раздельное усиление, ШИМ модулятор, отрицательная обратная связь по току, относительная задержка составляющих, нелинейные искажения

В настоящей статье приводятся результаты дополнительных исследований, не нашедших отражения ранее, но имеющих существенное значение для реализации усилителя мощности с раздельным усилением составляющих (УМРС) с высокими качественными и энергетическими характеристиками, относящиеся к особенностям построения низкочастотного (НЧ) тракта (или тракта огибающей) УМРС. В частности, для стабилизации параметров усилителя в условиях неизменно присутствующего на практике рассогласования антенны, обосновано применение в модуляционном тракте двухсторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом. Для практической реализации данного решения предложено использование в модуляционном тракте отрицательной обратной связи по току с единичным усилением, обеспечивающей заданное резистивное выходное сопротивление модулятора. Предложенный способ построения НЧ тракта УМРС обеспечивает не только стабилизацию времени задержки сигнала огибающей, но и стабилизацию выходной мощности всего передатчика в условиях рассогласования антенного тракта. При рассогласовании с КСВ=1,5 как увеличение, так и уменьшение сопротивления нагрузки в полтора раза приводят только к снижению выходной мощности, но всего на 0,2 дБ (4,7%). Без использования ООС по току при таком же рассогласовании нагрузки выходная мощность изменяется значительно больше – на 2 дБ. Показано, что для обеспечения требований ЭМС по внеполосным радиоколебаниям максимальная относительная задержка НЧ и ВЧ сигналов в УМРС не должна превышать 1 мкс при полосе сигнала 10 кГц. Рекомендуемый шаг регулировки относительной задержки НЧ и ВЧ сигналов в УМРС не должен превышать 0,2...0,25 мкс. Предложенная процедура оптимизации параметров ФНЧ ШИМ модулятора обеспечивает требования к УМРС как по уровню внеполосных, так и по уровню паразитных радиоколебаний, вызванных модуляцией сигналами тактовой частоты ШИМ и её гармоник.

Информация об авторе:

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:

Варламов О.В. Способы построения функциональных узлов ШИМ модулятора для усилителя с раздельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №2. С. 12-22.

For citation:

O. V. Varlamov, "Amplifier with separate components amplification envelope path PWM modulator functional units constructing methods," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.2, pp. 12-22. (in Russian)

Введение

Приведенные в ряде публикаций авторов результаты теоретических и экспериментальных исследований ключевых высокочастотных (ВЧ) генераторов [1-6], синтетических методов усиления [7-10], а также качественных и энергетических характеристик усилителей мощности с раздельным усилением составляющих (УМРС) [11-14], широко применяющихся в том числе в системах цифрового радиовещания [15-18], позволяют сформулировать практические рекомендации по схемотехнике и конструктивному выполнению основных узлов УМРС [19]. В частности, основные схемотехнические решения каскадов ВЧ тракта УМРС подробно рассмотрены в [20], особенности проектирования блока фильтров гармоник передатчика, работающего в ключевом режиме – в [21, 22]. В настоящей статье приводятся результаты дополнительных исследований, не нашедших отражения ранее в [23-27], но имеющих существенное значение для реализации усилителя мощности с раздельным усилением с высокими качественными и энергетическими характеристиками, относящиеся к особенностям построения низкочастотного (НЧ) тракта (или тракта огибающей) УМРС.

1 Исследование способов построения ШИМ модулятора с резистивным выходным сопротивлением

Для обеспечения высокого КПД низкочастотный тракт УМРС традиционно строится на основе ключевого (класс D) усилителя с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Напряжение на выходе НЧ тракта УМРС представляет собой усиленную огибающую входного сигнала. Этим напряжением осуществляется амплитудная (стоковая) модуляция оконечного каскада ВЧ тракта. При этом мгновенная амплитуда выходного напряжения оконечного каскада определяется выходным напряжением НЧ тракта, а выходной ток определяется импедансом нагрузки (антенной цепи). Очевидно, что при рассогласовании антенной цепи передатчика изменяется и сопротивление нагрузки НЧ тракта УМРС. При этом, например, даже незначительному рассогласованию антенного тракта с КСВн = 1,5 [28] соответствует изменение резистивной нагрузки НЧ тракта в диапазоне от $R_n/1,5$ до $R_n \cdot 1,5$. Отметим, что рассогласование с КСВн=1,5 может создаваться одним лишь фильтром гармоник УМРС при хорошо согласованной антенне. Поскольку последним элементом НЧ тракта, построенного с использованием ШИМ, является ФНЧ, то изменение нагрузки приводит к изменению его характеристик, в частности, к изменению времени задержки сигнала огибающей и, соответственно, изменению уровня внеполосных радиоклебаний на выходе УМРС [13, 25]. Очевидно, что для успешной практической реализации УМРС необходимо разработать такие схемотехнические решения, которые позволят обеспечить стабилизацию задержки сигнала в НЧ тракте с требуемой точностью при рассогласовании антенной цепи, которое на практике всегда имеет место в той или иной степени.

В настоящем разделе приводятся результаты исследования характеристик НЧ тракта УМРС и разрабатываются предложения по их стабилизации в условиях рассогласования нагрузки.

Необходимо отметить, что выходной ключевой каскад ШИМ модулятора имеет весьма низкое выходное сопротивление, т.е. является генератором напряжения по отношению к нагрузке. В этом случае выходной фильтр НЧ тракта должен проектироваться для работы от источника напряжения, т.е. как односторонне нагруженный. На рисунке 1 приводится схема такого ФНЧ, реализованного на основе прототипа фильтра Кауэра (C0420с [29] с частотой среза 35 кГц (по уровню -3 дБ). Номинальное сопротивление нагрузки фильтра равно 7 Ом. Ориентировочно такое сопротивление нагрузки может представлять собой цепь питания оконечного каскада ВЧ тракта УМРС при заданной выходной мощности 300 Вт, величине его КПД $\approx 80\%$ и напряжении питания $\approx 48В$.

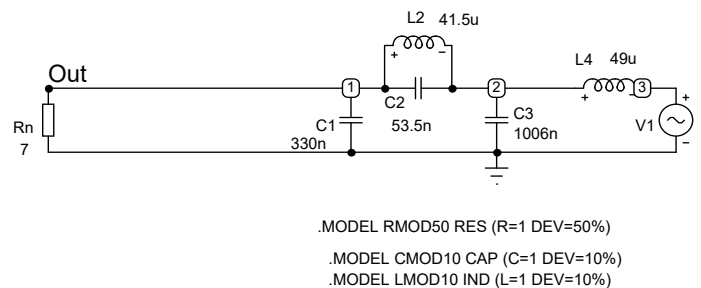


Рис. 1. Односторонне нагруженный выходной фильтр НЧ тракта

На рисунке 2 приведены результаты анализа характеристик этого ФНЧ при 3-х значениях его нагрузки: номинальном $R_n=7$ Ом, минимальном $R_n=4,6$ Ом и максимальном $R_n=10,5$ Ом, соответствующих КСВн=1,5 антенного тракта УМРС. Расчеты проведены в программной среде «Micro Cap-12». На графиках (сверху вниз) приведены: АЧХ фильтра в логарифмическом масштабе, групповое время запаздывания выходного сигнала (в мкс) и выходная мощность, нормированная относительно номинального значения при $R_n=7$ Ом (в дБ). Из результатов расчета видно, что рассогласование антенной цепи передатчика (и, соответственно, нагрузки НЧ тракта УМРС) приводит к незначительному искажению АЧХ (2...3 дБ) в области частот выше 10 кГц, и значительному изменению задержки сигнала огибающей. Так, если при номинальной нагрузке задержка составляет ≈ 13 мкс, то при минимальной нагрузке $R_n=4,6$ Ом задержка увеличивается до 20 мкс, а при максимальной $R_n=10,5$ Ом задержка снижается до 9 мкс. Такое значительное изменение задержки сигнала огибающей (+7; -4мкс) существенно превосходит допустимые требования (± 1 мкс для полосы сигнала 10 кГц), определенные в [19] и делает практически невозможным обеспечение заданного уровня внеполосных радиоклебаний УМРС, поскольку даже полная компенсация задержки в согласованном режиме будет существенно нарушена при рассогласовании антенного тракта.

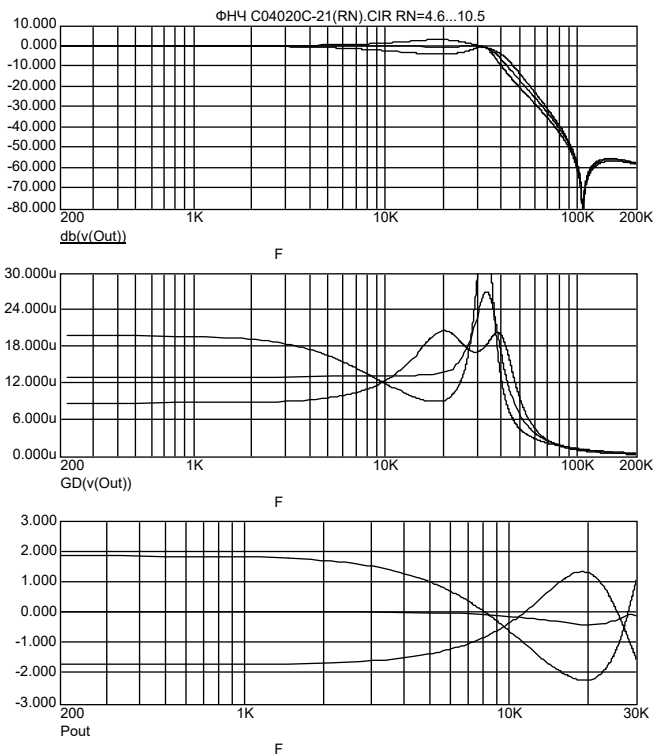


Рис. 2. Результаты анализа односторонне нагруженного фильтра НЧ тракта УМРС

В связи с вышесказанным, был проведен поиск новых схемотехнических решений, направленных на стабилизацию задержки в НЧ тракте УМРС. Проведенные исследования [13, 25] показали, что двусторонне нагруженные фильтры, спроектированные и работающие от источника сигнала с согласованным выходным резистивным сопротивлением, равным сопротивлению нагрузки фильтра, обеспечивают требуемую стабильность задержки сигнала при рассогласовании. Для реализации такого режима в НЧ тракте УМРС необходимо обеспечить резистивное выходное сопротивление оконечного каскада класса D. Обеспечить требуемое выходное сопротивление можно двумя способами:

- включить между оконечным каскадом и фильтром НЧ тракта согласованный резистор, равный сопротивлению нагрузки;
- охватить оконечный каскад отрицательной обратной связью по току, повышающей его выходное сопротивление до требуемой величины.

Естественно, что первый способ не приемлем для реализации высокоэффективного УМРС, поскольку резко снижает КПД НЧ тракта и всего передатчика в целом. Поэтому дальнейшие исследования проводятся в направлении использования ООС по току в НЧ тракте. Исследуемая модель НЧ тракта приведена на рисунке 3.

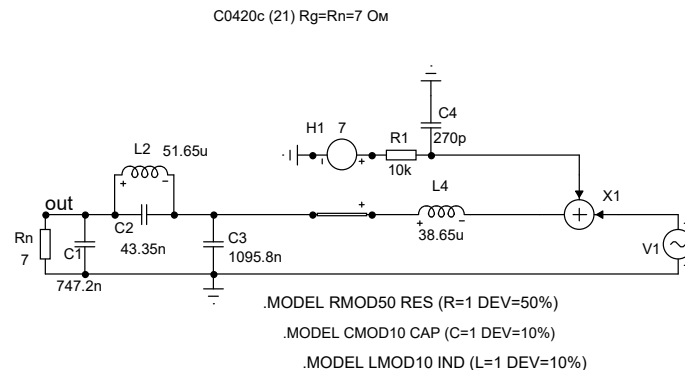


Рис. 3. Модель НЧ тракта УМРС с отрицательной ОС по току

Здесь используется аналогичный ФНЧ, реализованный на основе прототипа фильтра Кауэра C0420 с частотой среза 35 кГц и номинальной нагрузкой 7 Ом, но спроектированный как двусторонне нагруженный фильтр [29], работающий от согласованного источника сигнала с выходным сопротивлением 7 Ом. В схеме присутствует преобразователь тока в напряжение – элемент H1, имеющий коэффициент преобразования 7. Это означает, что при протекании тока 1А по измерительному проводу, включенному последовательно с источником сигнала V1 и индуктивностью фильтра L4, на его выходных зажимах развивается напряжение 7В. Это напряжение используется в качестве сигнала отрицательной обратной связи, для чего суммируется с обратным знаком в сумматоре X1 с напряжением входного источника V1. При этом петлевое усиление разомкнутой петли отрицательной обратной связи равно 1, что обеспечивает её потенциальную устойчивость.

Модель сумматора X1, примененная в анализе, имеет бесконечно большое сопротивление по входам и нулевое сопротивление по выходу. Сигнал ООС поступает на сумматор через низкочастотный RC фильтр (элементы R1, C4) с частотой среза 60 кГц. Этот фильтр ограничивает полосу пропускания ООС и обеспечивает устойчивость в реальном устройстве, где возможный набег фазы в усилительных элементах на высоких частотах может вызвать самовозбуждение.

На рисунке 4 приведены результаты анализа представленной модели НЧ тракта УМРС. Расчеты проводились для тех же условий, что и в случае односторонне нагруженного фильтра (рис. 2).

Из графиков рисунке 4 видно, что рассогласование нагрузки НЧ тракта УМРС не приводит к искажению формы АЧХ, а лишь изменяется усиление сигнала огибающей на 2...3 дБ. Однако выходная мощность изменяется всего на 0,2 дБ, и, что особенно важно, задержка сигнала огибающей при рассогласовании нагрузки практически не изменяется (средний график на рис. 4).

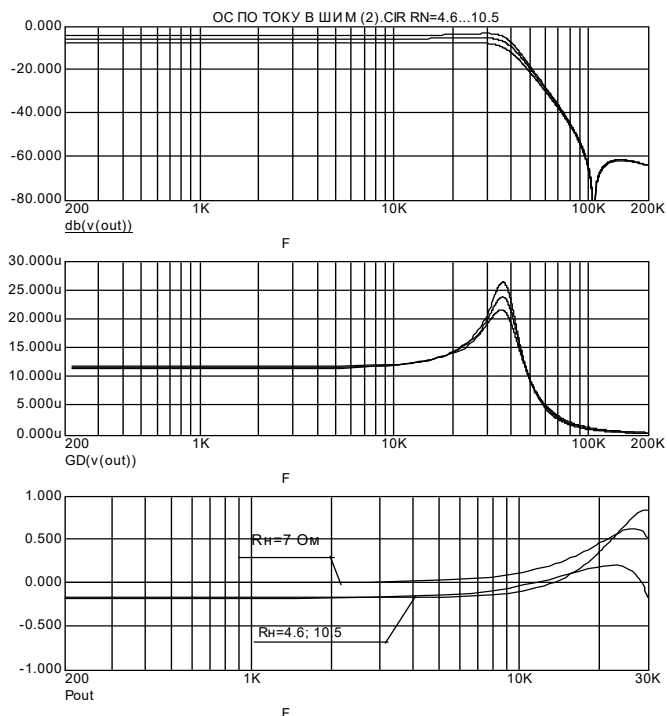


Рис. 4. Результаты анализа модели НЧ тракта УМРС с ООС по току

Рассмотрим теперь подробнее нижний график на Рис. 4, из которого видно, что максимальная выходная мощность НЧ тракта соответствует его номинальной нагрузке $R_n=7 \text{ Ом}$. При рассогласовании с КСВ=1,5 как увеличение, так и уменьшение сопротивления нагрузки ($R_n=4,6; 10,5 \text{ Ом}$) приводят только к снижению выходной мощности, но всего на 0,2 дБ ($\approx 4,7\%$). Такое поведение источника сигнала характерно для согласованных источников, имеющих выходное сопротивление, равное сопротивлению нагрузки. Без использования ООС по току при таком же рассогласовании нагрузки выходная мощность изменяется значительно больше (на $\pm 2 \text{ дБ}$, рис. 2).

Отметим, что мощность в нагрузке НЧ тракта – это мощность, подводимая к оконечному каскаду ВЧ тракта. При высоком КПД оконечного ВЧ каскада стабилизация подводимой мощности практически эквивалентна стабилизации выходной мощности передатчика [30].

Таким образом, предложенный способ построения НЧ тракта УМРС обеспечивает не только стабилизацию времени задержки сигнала огибающей, но и стабилизацию выходной мощности передатчика в условиях рассогласования антенного тракта.

Весьма важным вопросом при практической реализации любого радиотехнического устройства является стабильность его характеристик при разбросе параметров входящих в него элементов. Для предложенной структуры НЧ тракта УМРС с ООС по току были проведены статистические исследования изменения времени задержки сигнала огибающей при 10% разбросе элементов ФНЧ. Исследования проводились при равномерной вероятности отклонения номиналов применяемых элементов фильтра методом Монте-Карло для 50 реализаций.

Результаты анализа, приведенные на рисунке 5, показывают, что задержка изменяется незначительно (отклонение времени задержки не превышает $\pm 0,8 \text{ мкс}$).

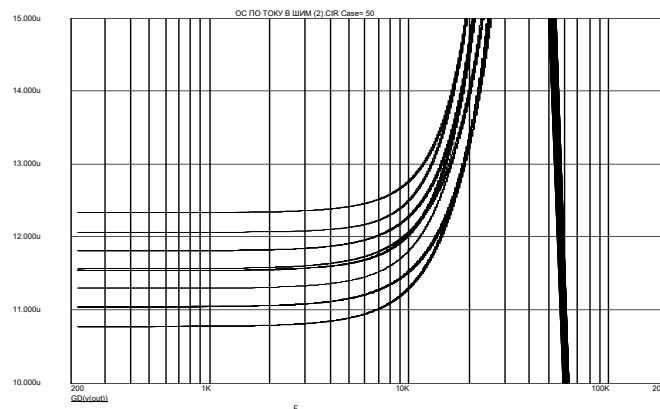


Рис. 5. Изменение задержки в НЧ тракте УМРС с отрицательной ООС по току при 10% разбросе элементов ФНЧ

Таким образом, предложенная в настоящем разделе отрицательная обратная связь по току с единичным петлевым усилением совместно с двусторонне нагруженным ФНЧ в НЧ тракте УМРС позволят обеспечить практически стабильную задержку сигнала огибающей в НЧ тракте и, соответственно, обеспечить требуемый уровень внеполосных радиокосильных при её компенсации. Кроме того, в качестве дополнительных преимуществ предложенная ООС обеспечивает некоторую стабилизацию выходной мощности УМРС при рассогласовании и, как всякая обратная связь, снижение искажений сигнала огибающей в НЧ тракте - в данном случае на 6 дБ.

Предложенный способ построения ШИМ модулятора накладывает свои требования на структурную схему мощного УМРС, содержащего несколько суммируемых усилительных модулей, в каждом из которых должно быть реализовано своё кольцо ООС по току. Кольцо ООС должно охватывать НЧ тракт от входа НЧ огибающей до входа ФНЧ, где устанавливается резистивный токовый шунт (наилучшее место – после первой продольной индуктивности ФНЧ). При этом цепи формирования ШИМ последовательности находятся внутри кольца ООС. Таким образом, каждая унифицированная усилительная ячейка мощного УМРС должна содержать в НЧ тракте свой (отдельный) формирователь ШИМ последовательности, что несколько усложняет её схемотехнику, но позволяет обеспечить требования по линейности УМРС в целом.

Для выяснения причин отличия влияния фильтров со стандартной АЧХ Кауэра и фильтров с плавным переходом на спектральные характеристики выходного сигнала УМРС был проведен анализ их импульсных характеристик. На Рис. 6 приведены результаты расчета импульсных характеристик двусторонне нагруженных ФНЧ передатчика серии DAX фирмы Natgis и стандартного ФНЧ С0610, которые представляют собой отклик на выходе ФНЧ на скачок входного напряжения с единичной ЭДС. Результаты получены моделированием в программе «Micro Cap-12».

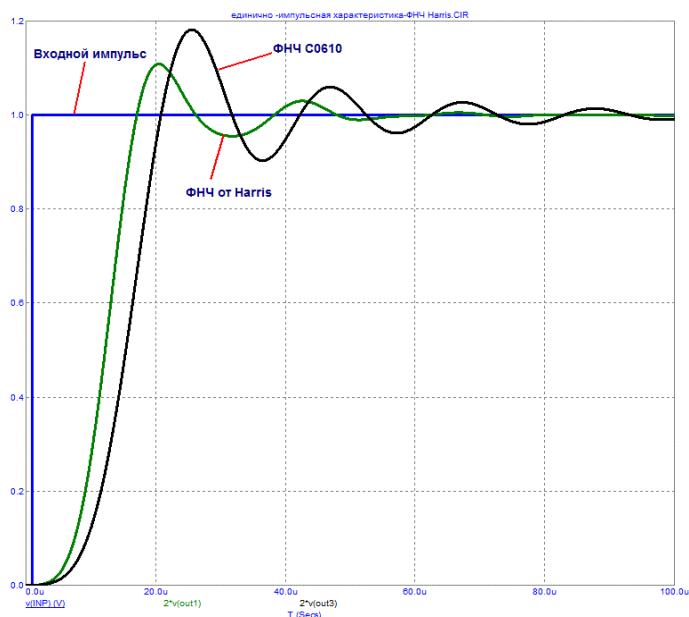


Рис. 6. Переходные характеристики двусторонне нагруженных ФНЧ от Harris и стандартного ФНЧ C0610

Как видно из рисунка 6, импульсные характеристики фильтров значительно отличаются. Импульсная характеристика ФНЧ от Harris имеет быстро затухающие свободные колебания, в отличие от переходной характеристики стандартного ФНЧ C0610, имеющей свободные колебания большей амплитуды и длительности. Отметим, что частота свободных колебаний соответствует частоте среза ФНЧ. Подобные свободные колебания, возникающие при усилении огибающей в УМРС, обуславливают всплески внеполосных радиоколечаний, отмеченные кружками на рисунках [25, рис. 13, 14]. Таким образом, можно утверждать, что искажения, связанные с использованием ФНЧ в НЧ тракте УМРС, определяются двумя причинами – ограничением спектра огибающей и свободными колебаниями, вызванными воздействием импульсного сигнала огибающей. При использовании ФНЧ с плавным переходом внеполосные излучения, вызванные второй причиной, значительно меньше внеполосных излучений, вызванных ограничением спектра огибающей и маскируются под ними. Поэтому использование таких ФНЧ с плавным переходом допускает минимальную полосу пропускания НЧ тракта УМРС – 3,5 полос усиляемого сигнала [19, 25]. При использовании стандартного ФНЧ Кауэра, наоборот, доминирующей причиной внеполосных радиоколечаний являются свободные колебания в фильтре. В этом случае для обеспечения требований ЭМС приходится увеличивать полосу пропускания ФНЧ [25], что уменьшает амплитуду этих колебаний.

Теперь рассмотрим, как влияет относительная задержка сигналов НЧ огибающей и ВЧ ФМ составляющей усиливаемого сигнала на искажения выходного сигнала УМРС.

2 Исследования влияния относительной задержки НЧ и ВЧ составляющих на внеполосные радиоколечания

Для проведения этих исследований использовался DRM сигнал с полосой 10 кГц и та же модель УМРС, что и в [14]. В качестве ФНЧ в тракте огибающей использовался двусторонне нагруженный фильтр с плавным переходом от Harris с

частотой среза 60 кГц. На Рисунке 7 приведен полученный в результате компьютерного моделирования спектр выходного сигнала УМРС при отсутствии относительной задержки (полной её компенсации).

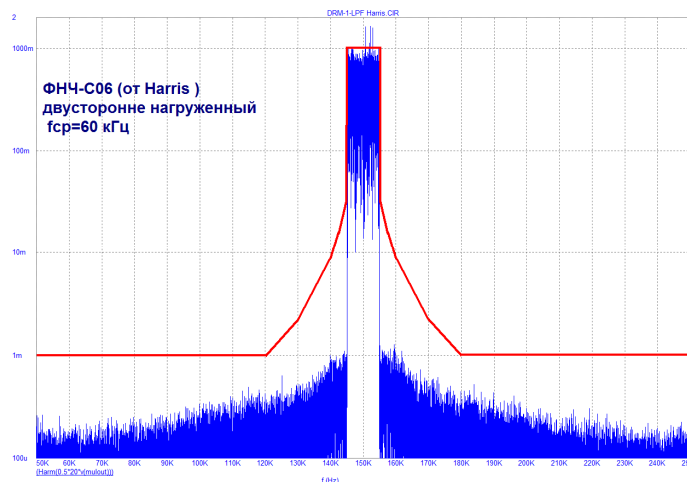


Рис. 7. Спектр выходного сигнала УМРС при отсутствии относительной задержки НЧ и ВЧ сигналов

Как видно из рисунка 7, при полной компенсации задержки спектр удовлетворяет требованиям нормативной документации по уровню внеполосных радиоколечаний с запасом 8...10 дБ, что позволяет корректно проводить исследования влияния задержки, поскольку остальные причины искажений пренебрежимо малы.

Далее были проведены исследования спектра выходного сигнала УМРС при различных значениях относительной задержки НЧ и ВЧ сигналов, что позволило определить предельное её значение, при котором обеспечивается предельно допустимый уровень внеполосных радиоколечаний. Спектр выходного сигнала УМРС при предельном значении относительной задержки 1 мкс приведен на рисунке 8.

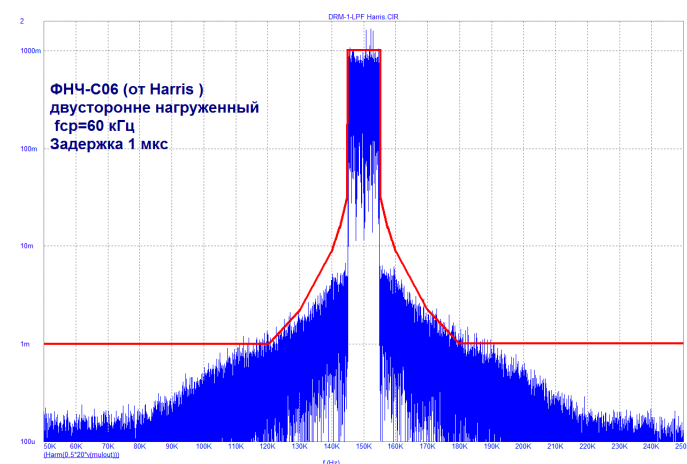


Рис. 8. Спектр выходного сигнала УМРС при относительной задержке НЧ и ВЧ сигналов 1 мкс

Как следует из спектра, приведенного на рисунке 8, относительная задержка, равная 1 мкс, вызывает внеполосные радиоколечания с максимально допустимым уровнем внеполосных радиоколечаний и является предельной. Увеличение задержки приводит к возрастанию внеполосных радиоколечаний выше допустимых значений.

Для оценки допустимого шага регулировки компенсирующей задержки ВЧ сигнала в реальных усилителях мощности на рисунке 9 приведен спектр выходного сигнала с относительной задержкой 0,2 мкс. Как видно из этого рисунка, относительная задержка НЧ и ВЧ сигналов в УМРС порядка 0,2 мкс обеспечивает уровень внеполосных радиоколесаний на ≈ 6 дБ ниже ограничительной линии. Такой запас позволяет обеспечить требования нормативной документации по внеполосным радиоколесаниям выходного сигнала УМРС при одновременном воздействии других причин искажений, рассмотренных ранее.

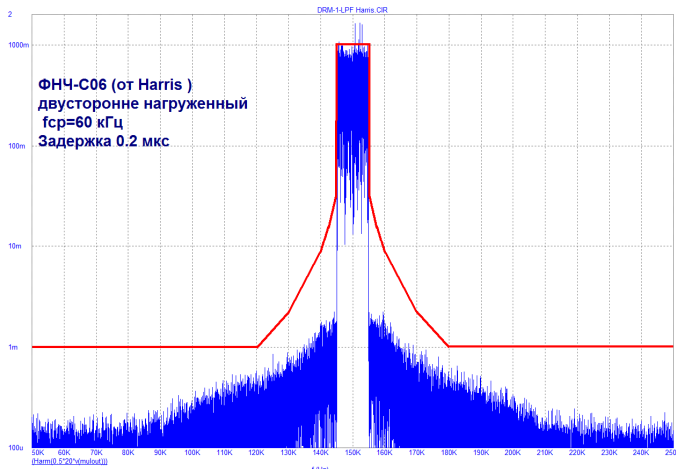


Рис. 9. Спектр выходного сигнала УМРС при относительной задержке НЧ и ВЧ сигналов 0,2 мкс

В заключение отметим, что разработанные в настоящем разделе требования, касающиеся минимальной полосы пропускания НЧ тракта УМРС (не менее 3,5 полос усиливаемого сигнала) и максимальной относительной задержки НЧ и ВЧ сигналов не более 1 мкс, соответствуют аналогичным требованиям, разработанным специалистами DRM консорциума [31].

В следующем разделе будет рассмотрен способ проектирования ФНЧ модулятора, обеспечивающего требуемый уровень искажений выходного сигнала при сохранении высокого КПД усилителя мощности.

3 Оптимизация ФНЧ модулятора, направленная на достижение требуемого уровня искажений выходного сигнала при сохранении высокого КПД усилителя мощности

Как было показано в предыдущем разделе, искажения связанные с использованием ФНЧ в НЧ тракте УМРС определяются двумя причинами: ограничением спектра огибающей и свободными колебаниями, вызванными воздействием импульсного сигнала огибающей на ФНЧ. Рассмотренный в предыдущем разделе вариант ФНЧ, использованный в передатчиках серии DAX фирмы Harris, является наиболее подходящим для применения в разрабатываемом УМРС. Однако, он имеет недостаточное подавление напряжения тактовой частоты ШИМ и поэтому не удовлетворяет требованиям на побочные излучения. Отметим, что изменение некоторых параметров ФНЧ, таких, как частота среза или номинальное сопротивление нагрузки, производится достаточно просто –

масштабированием LC элементов фильтра [29]. Однако изменение подавления ФНЧ в полосе задерживания требует его полного перепроектирования. Рассмотрим, как был спроектирован ФНЧ передатчика Harris. Поскольку этот ФНЧ не относится к стандартным и обеспечивает специфические требования, предъявляемые УМРС при усилении OFDM сигналов, то наиболее вероятным способом его проектирования могла бы являться параметрическая оптимизация в составе передатчика, направленная на достижение необходимого уровня внеполосных радиоколесаний.

К сожалению, в настоящее время программные продукты, оперирующие одновременно с частотами огибающей (от постоянного тока) до высокочастотного заполнения ФМ составляющей, пока еще недоступны. В связи с этим был разработан другой метод проектирования, также основанный на параметрической оптимизации в доступных симуляторах. Суть этого метода заключается в том, что проектируемый ФНЧ должен иметь АЧХ в полосе пропускания и на начальном (плавном) участке полосы задерживания не отличающуюся от характеристики образцового фильтра используемого в передатчиках серии DAX фирмы Harris. Дополнительно накладывается требование на обеспечение требуемого подавления в полосе задерживания не менее 87 дБ, которое было обосновано в [19].

Оба эти требования закладываются в виде целевой функции при параметрической оптимизации двусторонне нагруженного ФНЧ 6-го порядка со структурой Кауэра. На рисунке 10 приведены АЧХ двух ФНЧ: образцового фильтра передатчика Harris (график красного цвета, помеченный квадратными маркерами) и оптимизированного фильтра для разрабатываемого УМРС (график синего цвета без маркеров). Как видно из приведенных графиков, АЧХ оптимизированного ФНЧ в полосе пропускания и на начальном участке переходной области практически совпадают, а в полосе задерживания оптимизированный ФНЧ обеспечивает требуемое затухание 87 дБ, что на ≈ 13 дБ больше, чем ФНЧ от Harris.

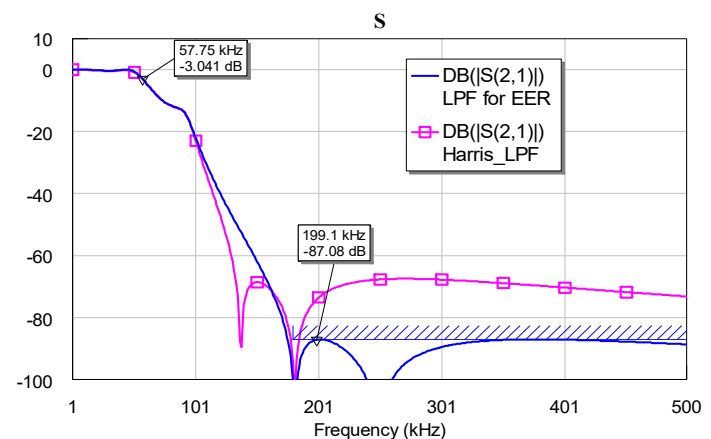


Рис. 10. АЧХ двусторонне нагруженных ФНЧ от Harris (график красного цвета) и оптимизированного ФНЧ С06 с плавным переходом (график синего цвета). Полоса пропускания обоих ФНЧ по уровню -3дБ составляет ≈ 58 кГц

На рисунке 11 приведен модуль разности АЧХ двух фильтров, минимизация которого, как отмечалось ранее, является также целевой функцией при параметрической оптимизации. Как видно из приведенного рисунка, отклонение

АЧХ оптимизированного ФНЧ от образцового в полосе пропускания и на начальном участке переходной области не превышает 0,3 дБ, что говорит о практической их идентичности.

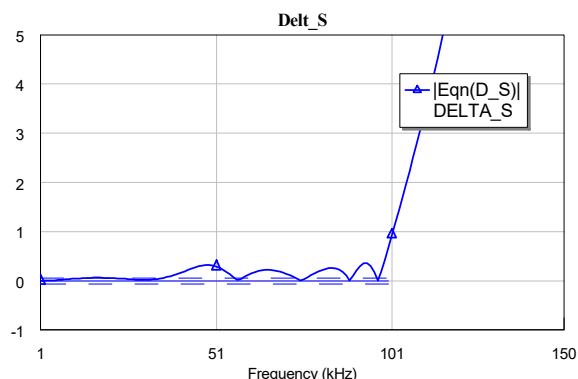


Рис. 11. Разность АЧХ двусторонне нагруженных ФНЧ от Harris и оптимизированного ФНЧ С06 с плавным переходом

После проведенной оптимизации, в результате которой определены все LC элементы ФНЧ с требуемыми характеристиками, было проведено его масштабирование по частоте. Целью масштабирования является перемещение по частоте первого полюса затухания, расположенного на частоте 181 кГц (рис. 10), на выбранную для ШИМ модулятора тактовую частоту 150 кГц, что обеспечит максимальное подавление напряжения тактовой частоты. Для масштабирования все номиналы элементов ФНЧ умножены на величину $(150/181) = 0,83$. При этом частота среза ФНЧ теперь составляет 48 кГц, что вполне достаточно для выполнения требований ЭМС к уровню внеполосных радиоперепадов. Результирующая схема оптимизированного ФНЧ с номиналами его элементов приведена на рисунке 12. АЧХ и ГВЗ этого фильтра, полученные в результате анализа в программе «Micro Cap-12», приведены на рисунке 13.

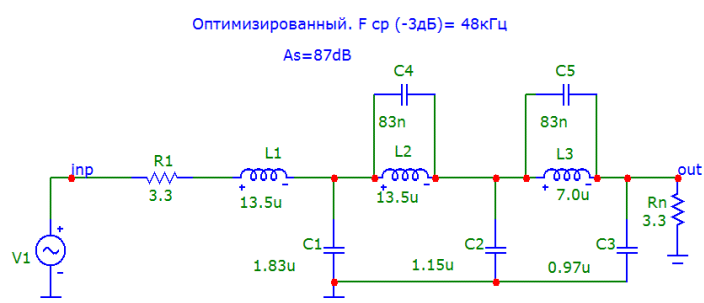


Рис. 12. Схема двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ С06 с плавным переходом, $F_{ср} = 48$ кГц

Как видно из Рис. 13, первый полюс затухания находится на заданной частоте 150 кГц, частота среза составляет 48 кГц, что полностью отвечает желаемым значениям. Групповое время запаздывания в полосе сигнала составляет 11,7 мкс, что необходимо учитывать во время настройки УМРС для его компенсации, т.е. обеспечения равной задержки ВЧ ФМ составляющей в возбуждители.

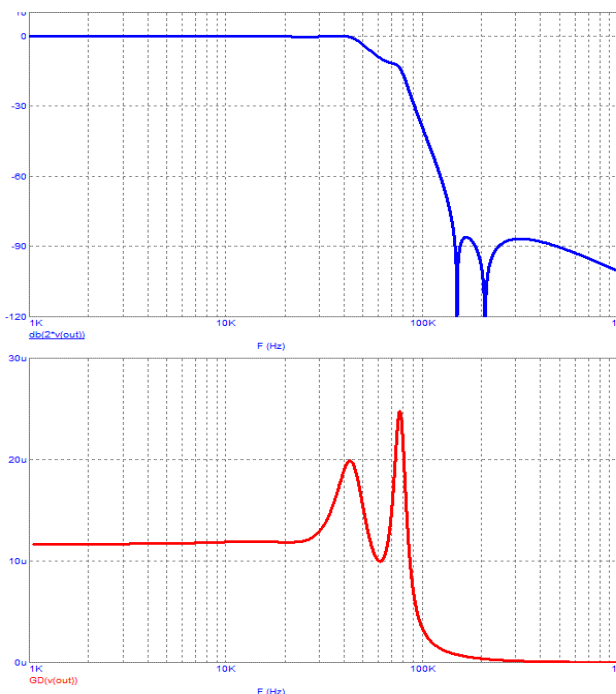


Рис. 13. АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ С06 с плавным переходом

На рисунке 14 приведены результаты статистического анализа характеристик разработанного ФНЧ при 5% разбросе его элементов.

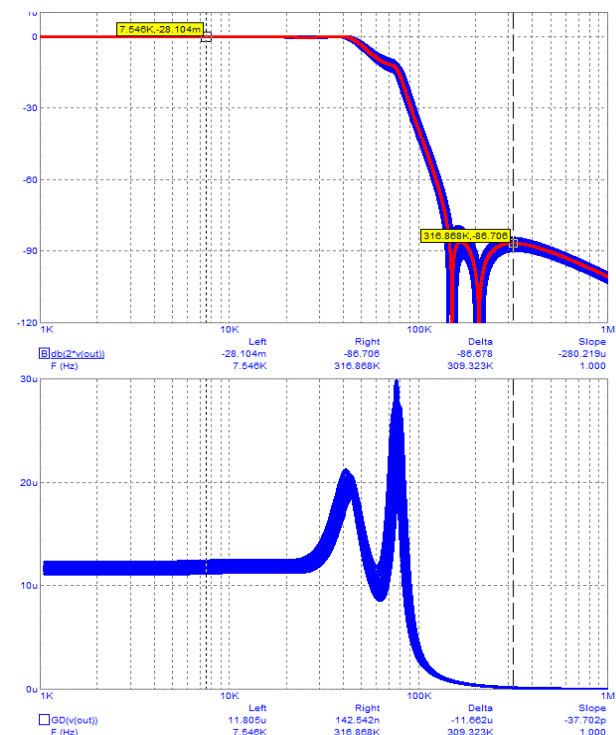


Рис. 14. Результаты статистического анализа АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) двусторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ С06 с плавным переходом при 5% разбросе LC элементов

Как следует из рисунка 14, при 5% разбросе элементов ФНЧ его АЧХ в полосе пропускания практически не изменяется, затухание в полосе задерживания может снизиться относительно расчетного значения 87дБ не более чем на 3 дБ, что покрывается выбранным ранее запасом, рассчитанным как раз на случай разброса элементов. Групповое время запаздывания изменяется не более чем на $\pm 0,6$ мкс, что также легко компенсируется в процессе настройки реальной конструкции УМРС.

Результаты моделирования выходного спектра УМРС на DRM сигнале с разработанным ФНЧ приведены на рисунке 15.

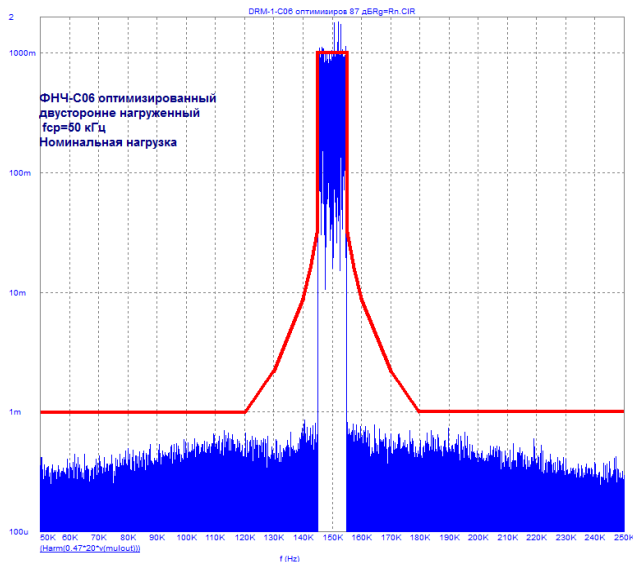


Рис. 15. Спектр выходного DRM сигнала УМРС при использовании разработанного ФНЧ

Как следует из рисунка 15, уровень внеполосных радиоперепадов удовлетворяет требованиям ЭМС с запасом 5...6 дБ, что оставляет запас для воздействия других возможных причин искажений сигнала в УМРС.

Исследования уровня напряжения тактовой частоты ШИМ и её гармоник на выходе модулятора были проведены в программе «Micro Cap-12» при воздействии прямоугольного напряжения со скважностями 50% и 90%. Полученные результаты приведены на рисунках 16 и 17, соответственно.

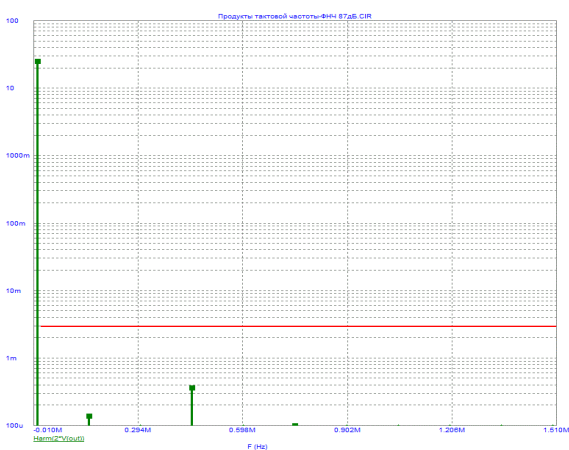


Рис. 16. Спектр выходного сигнала ШИМ модулятора с оптимизированным двусторонне нагруженным ФНЧ С06 при скважности ШИМ последовательности 50%

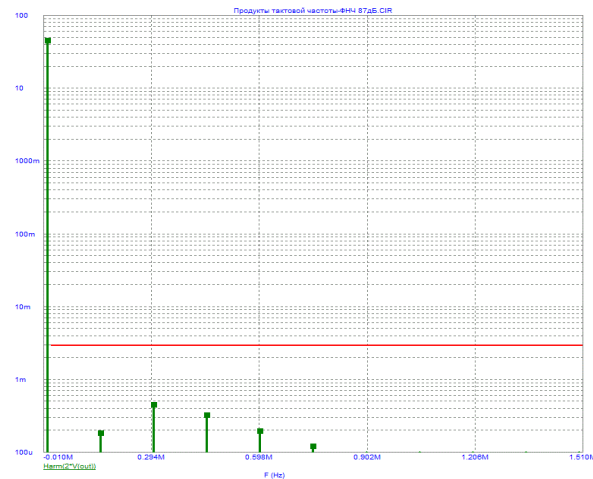


Рис. 17. Спектр выходного сигнала ШИМ модулятора с оптимизированным двусторонне нагруженным ФНЧ С06 при скважности ШИМ последовательности 90%

На этих же рисунках показаны горизонтальные ограничительные линии (красного цвета), которые соответствуют уровню гармоник тактовой частоты, обеспечивающему требования к уровню паразитных радиоперепадов на выходе УМРС не более минус 90 дБ. Как следует из приведенных рисунков, требования к паразитным радиоперепадам выполняются с запасом ≈ 10 дБ при скважности как 90% так и 50%, что соответствует полной номинальной мощности УМРС и 0,25 от номинальной мощности, соответственно.

Таким образом, разработанный в настоящем разделе ФНЧ ШИМ модулятора, в составе УМРС обеспечивает требования как по уровню внеполосных, так и по уровню паразитных радиоперепадов, вызванных модуляцией сигналами тактовой частоты ШИМ и её гармоник.

Выводы

Предложенный способ построения ШИМ модулятора с ООС по току обеспечивает не только стабилизацию времени задержки сигнала огибающей, но и стабилизацию выходной мощности передатчика в условиях рассогласования антенного тракта.

Показано, что для обеспечения требований ЭМС по внеполосным радиоперепадам максимальная относительная задержка НЧ и ВЧ сигналов в УМРС не должна превышать 1 мкс при полосе сигнала 10 кГц. Рекомендуемый шаг регулировки относительной задержки НЧ и ВЧ сигналов в УМРС не должен превышать 0,2...0,25 мкс.

Наиболее предпочтительным для использования в НЧ тракте УМРС является ФНЧ с плавным переходом.

Предложенная процедура оптимизации параметров ФНЧ ШИМ модулятора обеспечивает требования к УМРС как по уровню внеполосных, так и по уровню паразитных радиоперепадов, вызванных модуляцией сигналами тактовой частоты ШИМ и её гармоник.

Благодарности

Автор выражает благодарность безвременно ушедшему из жизни с.н.с. МТУСИ Виктору Николаевичу Громорушкину за многолетнее совместное творчество в области разработки высокоэффективных усилителей мощности с раздельным усилением составляющих.

Литература

1. *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
2. *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/IEECONF48371.2020.9078651. EDN: GLDQSN
3. *Долгопятова А.В., Варламов О.В.* Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режимах с переключением тока и мостовом // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Т. 17. № 3. С. 4-13. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-3-4-13. EDN: WPRCAP
4. *Варламов О.В.* Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11. EDN: GAHBPS
5. *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/IEECONF53456.2022.9744320. EDN: AGVQSZ
6. *Варламов О.В.* Имитационная модель для анализа интермодуляционных искажений в ключевых ВЧ усилителях мощности с раздельным усилением составляющих // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Том 18. №10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-10-4-11. EDN: FPMAWU
7. *Нго Куок Фунг, Варламов О.В.* Инженерно-технические принципы построения высокоэффективных линейных радиопередатчиков носимых радиосредств // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Том 18. №4. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14. EDN: KNMAUR
8. *Варламов О.В., Нгуен Д.К., Грычкин С.Е.* Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2021. Т. 15. № 9. С. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. EDN: MJNCUK
9. *Нго К.Ф., 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. Том 19. №3. С. 13-23. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23. EDN: GRAXPV
10. *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. Том 19. №2. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14. EDN: GZDBMJ
11. *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
12. *Варламов О.В.* Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. -2014. -№ 2. С. 59-60. EDN: SARICJ
13. *Нгуен Д.К., Варламов О.В.* Зависимость уровня искажений выходного сигнала передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих от параметров фильтра тракта огибающей // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Т. 17. № 2. С. 12-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26. EDN: STHETO
14. *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
15. *Варламов О.В.* Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20. EDN: YQNCWT
16. *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
17. *Varlamov O.V., Bychkova A.A.* Basis of Technical Design and Development a Single-Frequency DRM Digital Broadcasting Network for Venezuela // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, 2021, pp. 1-7. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488396. EDN: SYEEIO
18. *Varlamov O., Varlamov V., Dolgopyatova A.* Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region // В сборнике: 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), Moscow, Russia, 2019, pp. 457-462. DOI: 10.23919/FRUCT.2019.8711933. EDN: BVWFYC
19. *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. 28-34. DOI: 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34. EDN: WFABSZ
20. *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. № 19. С. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34. EDN: CKKLOE
21. *Gromorushkin V. N., Varlamov O. V.* Harmonic Filter for Envelope Elimination and Restoration Switching Mode Class D Transmitter // В сборнике: 2025 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/EMCTECH65814.2025.11220583.
22. *Громорушкин В.Н.* Разработка фильтра гармоник для коротковолнового ключевого передатчика // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2014. Т. 8. № 10. С. 20-23. EDN: SZZOQV
23. *Варламов О.В.* Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2022. Т. 16. № 11. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. EDN: MWFYUG
24. *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
25. *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
26. *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. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27. EDN: ZSQCRM
27. *Грычкин С.Е., Варламов О.В.* Высокоэффективный многоуровневый GaN FET ШИМ модулятор для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОБЧ // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Том 18. №9. С. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12. EDN: KPARZM
28. *Варламов О.В.* Максимальная мощность коммутируемого р-и-п диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2020. Т. 14. № 10. С. 26-32. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-26-32. EDN: UHVNT
29. *Зааль Р.* Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
30. *Викторов К.А., Варламов О.В., Громорушкин В.Н.* Устройство для УВЧ-терапии // Патент на изобретение RU 2019206 С1, 15.09.1994. Заявка № 5044785/14 от 01.06.1992.
31. *DRM Introduction and Implementation Guide. Revision 2, September 2013.* // Интернет ресурс: <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2013/09/DRM-guide-artwork-9-2013-1.pdf>, Дата обращения 11.11.2025 г.

AMPLIFIER WITH SEPARATE COMPONENTS AMPLIFICATION ENVELOPE PATH PWM MODULATOR FUNCTIONAL UNITS CONSTRUCTING METHODS

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

Abstract

This article presents the results of additional research that was not reflected earlier, but is of significant importance for the implementation of a power amplifier (PA) with Envelope Elimination and Restoration (EER) with high quality and energy characteristics, related to the EER PA low-frequency (LF, or envelope) path design features. In particular, to stabilize the amplifier parameters under conditions of antenna mismatch that is always present in practice, the use of a double-sided low-pass filter with a smooth transition in the modulation path is justified. For the practical implementation of this solution, it is proposed to use negative current feedback with unity gain in the modulation path, providing a given resistive output impedance of the modulator. The proposed method for constructing the EER PA LF path ensures not only stabilization of the envelope signal delay time, but also entire transmitter output power stabilization under conditions of antenna mismatch. When mismatched with $SWR = 1.5$, both an increase and a decrease in load resistance by one and a half times only lead to a decrease in output power, but only by 0.2 dB (4.7%). Without using current feedback, with the same load mismatch, the output power changes significantly more - by 2 dB. It is shown that in order to meet the EMC requirements for out-of-band radio oscillations, the maximum relative delay of LF and HF signals in the EER PA should not exceed $1 \mu s$ with a 10 kHz signal bandwidth. The recommended step for adjusting the relative delay of LF and HF signals in the EER PA should not exceed 0.2...0.25 μs . The proposed procedure for optimizing the PWM modulator low-pass filter parameters provides requirements for the EER PA both in terms of the level of out-of-band and the level of spurious radio oscillations caused by modulation of the PWM clock frequency signals and its harmonics.

Keywords: Envelope Elimination and Restoration (EER), negative current feedback, nonlinear distortion, relative delay of components, power amplifier, PWM modulator

References

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Q.F. Ngo, V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "Outphasing transmitters with switching generators direct summation: dynamic modes and mismatched load operation," *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.3, pp. 13-23. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23.
- [10] Q. F. Ngo, N. S. Bekushev, V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Outphasing transmitter circuit with switching generators direct summation design features," *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.2, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14.
- [11] 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.
- [12] 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.

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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
- [18] 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
- [19] 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. P. 28-34. doi: 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34.
- [20] 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. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34.
- [21] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Harmonic Filter for Envelope Elimination and Restoration Switching Mode Class D Transmitter," *2025 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2025, pp. 1-6, doi: 10.1109/EMCTECH65814.2025.11220583.
- [22] V.N. Gromorushkin, "Developing a harmonic filter for short-wave switching transmitter," *T-Comm*, 2014, vol. 8, no. 10, pp. 20-23.
- [23] 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.
- [24] 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
- [25] 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
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] O.V. Varlamov, "Maximum power of the HF antenna tuner switched by PIN diodes at load mismatch," *T-Comm*, 2020. vol. 14, no.10, pp. 26-32. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-26-32.
- [29] R. Saal, Handbook of Filter Design; AEG-Telefunken: Berlin, Germany, 1979, 797 p.
- [30] K.A. Viktorov, O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, "Device for UHF-therapy," Patent RU 2019206 C1, 15.09.1994.
- [31] DRM Introduction and Implementation Guide. Revision 2, September 2013. <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2013/09/DRM-guide-artwork-9-2013-1.pdf>. Date of access 11.11.2025.

Information about author:

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>