ЗАВИСИМОСТЬ УРОВНЯ ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ПЕРЕДАТЧИКА СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОТ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА ТРАКТА ОГИБАЮЩЕЙ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26

Нгуен Данг Кань,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,
nguyendangcanh1319951@gmail.com

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

Manuscript received 22 December 2022;
Accepted 20 January 2023

Ключевые слова: *внеполосные излучения, высокоэффективный усилитель мощности, передатчик с разделением составляющих, узкополосная антенна, фильтр тракта огибающей, цифровое радиовещание стандарта DRM*

Для повышения среднего КПД при усилении современных телекоммуникационных сигналов с большим пик-фактором предполагается использование различных синтетических методов усиления и их комбинаций. Среди них наиболее распространенным и изученным является метод раздельного усиления составляющих. Ряд исследований особенностей работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих (ПСТСРС) на рассогласованную узкополосную нагрузку выявил очень жесткие требования к допустимым параметрам антенны. Для соблюдения норм на электромагнитную совместимость в части внеполосных излучений, для некоторых передатчиков требовалось обеспечение коэффициента стоячей волны (КСВ) узкополосной антенны не более 1,05 в полосе частот усиливаемого сигнала. В статье исследована зависимость уровня внеполосных излучений ПСТСРС от параметров фильтра тракта огибающей. Рассмотрены имеющие одинаковую степень подавления нежелательных продуктов тактовой частоты ФНЧ шестого порядка с Кауэровской структурой, односторонне и двусторонне нагруженные, и оптимизированные ФНЧ с плавным переходом амплитудно-частотной характеристики от полосы пропускания к полосе задерживания. Показано, что при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания в ФНЧ тракта огибающей приводит к увеличению внеполосных излучений, отстоящих от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ. Минимальная допустимая полоса пропускания тракта огибающей составляет не менее пяти полос передаваемого сигнала при использовании ФНЧ типа Кауэра со стандартной аппроксимацией, и не менее 3,5 полос для оптимизированного ФНЧ с плавным переходом. Для случая работы передатчика на резонансную антенну с ограниченной полосой пропускания выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра тракта огибающей от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы усиливаемого сигнала. Показано, что применение двусторонне нагруженных фильтров в тракте огибающей позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания и снизить требования по КСВ антенны с 1,03 до 1,07. Применение фильтров с плавным переходом позволяет снизить минимально необходимую полосу пропускания ФНЧ на 20% по сравнению со стандартными фильтрами. Наиболее предпочтительным является применение двусторонне нагруженного ФНЧ шестого порядка с плавным переходом, обеспечивающего работу передатчика на антенну с КСВ=1,07 на краях полосы передаваемого сигнала при минимальной полосе пропускания ФНЧ, равной 5,8 полос сигнала.

Информация об авторах:
Нгуен Данг Кань, *аспирант, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*
Варламов Олег Витальевич, *д.т.н., доцент, профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, https://orcid.org/0000-0002-3996-9156*

Для цитирования:
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. Том 17. №2. С. 12-26.

For citation:
Nguyen D.C., Varlamov O.V. (2023) Dependence of modern telecommunication signals transmitter with components separation output signal distortion level on the envelope path filter parameters. *T-Comm*, vol. 17, no.2, pp. 12-26. (*in Russian*)

Введение

Современные спектрально-эффективные телекоммуникационные сигналы, используемые в сетях мобильной связи [1, 2], интернета вещей [3] и цифрового телерадиовещания [4-8], характеризуются высоким значением пик-фактора (отношением пиковой мощности к средней), достигающем величин 8-10 дБ. Традиционные методы линейного радиочастотного усиления в этом случае характеризуются низким средним КПД, как правило, около 15%, что не позволяет организовать длительную работу абонентского устройства от одного комплекта батарей и не обеспечивает энергоэффективность в мощных приложениях.

Для повышения среднего КПД при усилении сигналов с большим пик-фактором предлагается использование различных синтетических методов усиления и их комбинаций [9, 10]. Среди них метод раздельного усиления составляющих современных телекоммуникационных сигналов [11] является наиболее распространенным и изученным [12-15]. Особенности работы мощного радиочастотного тракта, работающего в ключевом режиме, в том числе на рассогласованную нагрузку, рассмотрены в [16-18] достаточно подробно. Ряд исследований особенностей работы передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих (ПСТСРС) на рассогласованную [19], в том числе узкополосную нагрузку [20, 21], выявил очень жесткие требования к допустимым параметрам антенны. Так, для соблюдения норм на электромагнитную совместимость (ЭМС) в части внеполосных излучений, для некоторых передатчиков требовалось обеспечение коэффициента стоячей волны (КСВ) узкополосной антенны не более 1,05 в полосе частот усиливаемого сигнала.

Данные требования относились к передатчикам, использовавшим наиболее распространенный и энергоэффективный тракт усиления огибающей с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [22, 23], и не применимы к иным способам построения модуляционных трактов [24, 25]. Предположительные физические причины данного эффекта были рассмотрены в [26]. Поиск литературы по данной тематике в наукометрических базах данных не дал результатов [27], что свидетельствует об актуальности и новизне проводимых исследований.

С целью подробного изучения причин возникновения данного эффекта и возможных способов минимизации его последствий авторами была разработана имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку [28, 29]. В данной статье с использованием модели [28, 29] проводится анализ влияния параметров фильтра тракта огибающей на искажения выходного сигнала ПСТСРС, в том числе на узкополосную нагрузку.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) в тракте огибающей передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих предназначен для подавления тактовой частоты ШИМ модулятора и ее гармоник. Для обеспечения требуемого уровня подавления продуктов тактовой частоты обычно используются ФНЧ типа Кауэра 6-го порядка с подавлением не менее 65…75 дБ. Выбор структуры ФНЧ типа Кауэра (с контурами-пробками) обеспечивает минимальный порядок ФНЧ при заданном подавлении продуктов тактовой частоты ШИМ. Побочным влиянием ФНЧ на работу передатчика является ограничение спектра огибающей, что приводит к искажениям передаваемого сигнала. Кроме того, ФНЧ вносит значительную задержку сигнала огибающей, что также приводит к искажениям выходного сигнала передатчика. Однако в современных передатчиках разница задержек огибающей и ФМ ВЧ составляющих легко компенсируется в возбудителе.

В статье рассмотрены возможные варианты реализации ФНЧ тракта огибающей и исследована зависимость искажений выходного сигнала передатчика от параметров ФНЧ, в том числе при работе передатчика на узкополосную антенну.

Обзор типов используемых фильтров тракта огибающей

Как уже отмечалось, для обеспечения требуемого подавления продуктов тактовой частоты необходим ФНЧ 6-го порядка с Кауэровской структурой. Увеличение или уменьшение порядка фильтра нецелесообразно, поскольку, в первом случае происходит неоправданное усложнение тракта огибающей и снижение его КПД, а во втором случае не обеспечивается требуемое подавление продуктов тактовой частоты и, соответственно, не выполняются требования нормативных документов по ЭМС [30]. Таким образом, в дальнейшем анализе будем рассматривать два варианта ФНЧ Кауэра 6-го порядка – односторонне и двусторонне нагруженные (соответственно, когда выходное сопротивление генератора равно нулю Rg=0 или равно сопротивлению нагрузки тракта огибающей Rg=Rn). Кроме того, будем рассматривать два варианта (с Rg=0 и Rg=Rn) оптимизированных ФНЧ с плавным переходом амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) от полосы пропускания к полосе задерживания. Остановимся подробнее на этом типе ФНЧ.

Как показали проведенные предварительные исследования, резкий излом АЧХ фильтра на верхней границе полосы его пропускания приводит к возрастанию внеполосных излучений передатчика в зонах частот, отстоящих вверх и вниз от его центральной рабочей частоты на частоту среза ФНЧ. Устранить этот недостаток можно двумя способами. Первый способ – снизить расчетное подавление ФНЧ и тогда переходная область от полосы пропускания к полосе задерживания будет иметь малую крутизну, однако не будет обеспечиваться необходимое подавление тактовой частоты ШИМ. Второй способ – обеспечить малую крутизну спада АЧХ только на начальном участке переходной области. Примеры двух способов реализации АЧХ фильтра тракта огибающей приведены на рисунке 1. Как показали предварительные исследования, достаточно ослабить сигнал огибающей на 10…12 дБ с малой крутизной переходной области для того, чтобы не возникали дополнительные внеполосные излучения передатчика.

Отметим, что ФНЧ с малой крутизной на начальном участке переходной области, которые в дальнейшем для краткости будем называть «ФНЧ с плавным переходом», не имеют стандартной аппроксимации, как, например, ФНЧ Кауэра. Синтез таких фильтров будем проводить методом параметрической оптимизации, при которой в целевую функцию закладываются не только форма АЧХ на начальном участке переходной области, но и неравномерность АЧХ в полосе пропускания, а также степень подавления в полосе задерживания.

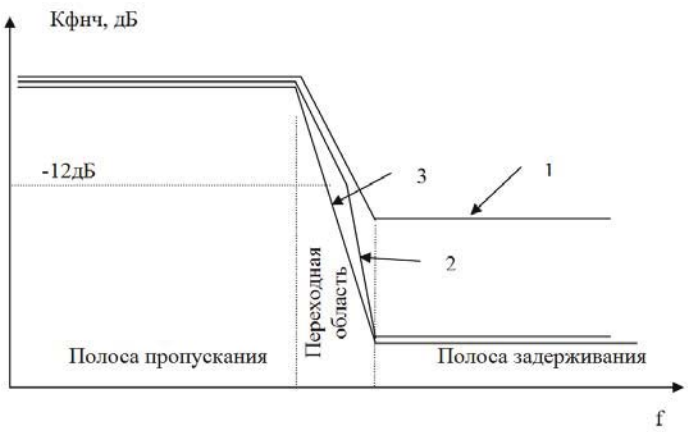


Рис. 1. Пример двух способов реализации АЧХ ФНЧ с малой крутизной начального участка переходной области:
1- ФНЧ с малым подавлением; 2 – ФНЧ с плавным переходом;
3 – стандартный ФНЧ с резким изломом АЧХ

Рассмотрим также и доступные схемы реализации ФНЧ тракта огибающей реальных передатчиков. Из принципиальных схем современных цифровых передатчиков доступны схемы передатчиков J-1000 фирмы Nautel [31] и передатчиков серии DAX фирмы Harris [32]. Структуры ФНЧ трактов огибающей обоих передатчиков схожи и представляют собой лестничные ФНЧ 6-го порядка со структурой Кауэра.

Схема ФНЧ, примененного в тракте усиления огибающей передатчика серии DAX фирмы Harris, приведена на рисунке 2.

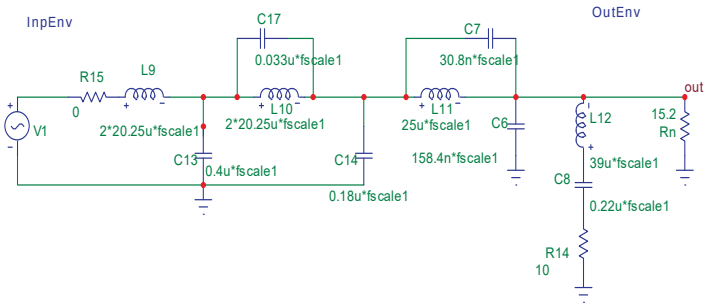


Рис. 2. Принципиальная схема ФНЧ тракта огибающей передатчика серии DAX фирмы Harris

Элементы L12, C8, R14, как указано в описании передатчика, устанавливаются «опционально» и, по сути, являются демпфирующей цепью, которая снижает добротность паразитных резонансов в верхней части полосы пропускания ФНЧ, когда передатчик работает на узкополосную антенну.

Результаты анализа АЧХ и группового времени задержки (ГВЗ) этого ФНЧ, полученные в программе «Micro cap-12» для случая возбуждения ФНЧ от генератора напряжения (Rg= R15 =0) с отключенной опциональной цепью приведены на рисунке 3.

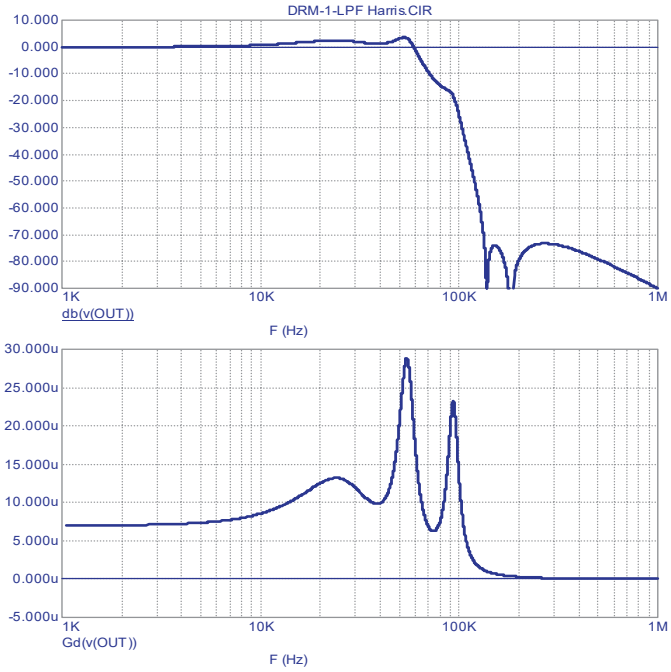


Рис. 3. Результаты анализа ФНЧ передатчика фирмы Harris. АЧХ (верхний график) и ГВЗ (нижний график) при Rg=0

Как видно из приведенных графиков, полоса пропускания ФНЧ по уровню -3 дБ составляет 62 кГц, а ГВЗ в полосе 0…10 кГц (в полосе сосредоточения основной энергии огибающей) составляет 7…8,5 мкс и имеет заметную неравномерность. Подавление тактовой частоты и ее гармоник не менее 73 дБ.

Оценивая приведенные АЧХ и ГВЗ, следует отметить их значительную неравномерность в полосе пропускания, поэтому был проведен аналогичный анализ при возбуждении ФНЧ от согласованного генератора (Rg= Rn=15,2 Ом), результаты которого приведены на рисунке 4.

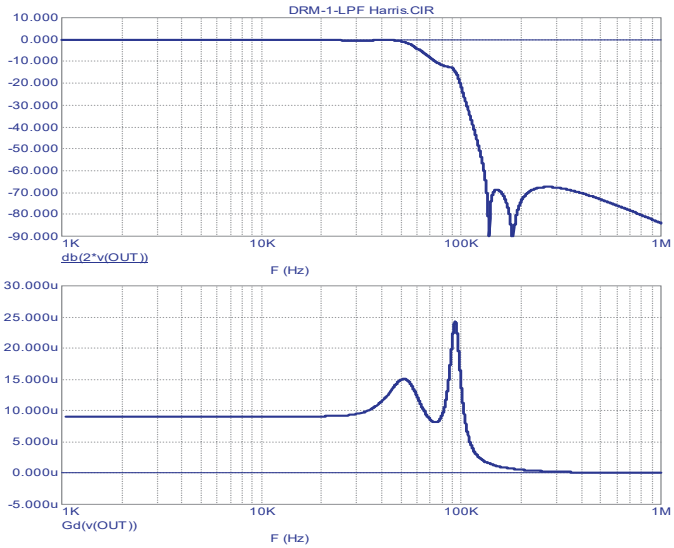


Рис. 4. Результаты анализа ФНЧ передатчика фирмы Harris при возбуждении от согласованного генератора Rg=Rn. АЧХ (верхний график) и ГВЗ (нижний график)

Оценивая приведенные на рис. 4 АЧХ и ГВЗ, следует отметить, что они приняли классический вид, при этом полоса пропускания ФНЧ по уровню -3 дБ составляет 58 кГц, а ГВЗ в полосе 0…20кГц (в удвоенной полосе сосредоточения основной энергии огибающей) равномерна и составляет 9 мкс. Подавление тактовой частоты и ее гармоник не менее 67 дБ.

Особо следует отметить плавный участок перехода АЧХ от верхней частоты полосы пропускания к полосе задерживания, на котором АЧХ плавно снижается до -12 дБ. Это позволяет отнести анализируемый фильтр к фильтрам низкой частоты с плавным переходом, которые обсуждались выше.

В то же время отметим, что ФНЧ, спроектированный как двусторонне нагруженный, используется в передатчике Harris, как показал анализ принципиальных схем, в режиме односторонней нагрузки, и его АЧХ и ГВЗ не очень равномерны. По всей видимости, это результат ошибки (несогласованности) разработчиков, которая на практике исправляется блоком коррекции АЧХ, установленным в передатчике.

Проведенный анализ АЧХ фильтра тракта огибающей, примененного в передатчиках серии DAX фирмы Nautel, показал, что они имеют стандартную АЧХ с резким изломом, аналогичную приведенной ниже на рис. 10, что должно приводить к увеличению внеполосных излучений. Однако следует отметить, что в передатчиках фирмы Nautel весьма широко применяется цифровая обработка сигналов (программный код недоступен), с помощью которой не представляет сложностей реализовать плавный переход в АЧХ тракта огибающей.

Таким образом, приходится констатировать, что отсутствие плавного перехода в АЧХ аппаратной части тракта огибающей передатчиков фирмы Nautel не означает его отсутствия в сквозной АЧХ, реализуемой совместно программной и аппаратной частями тракта.

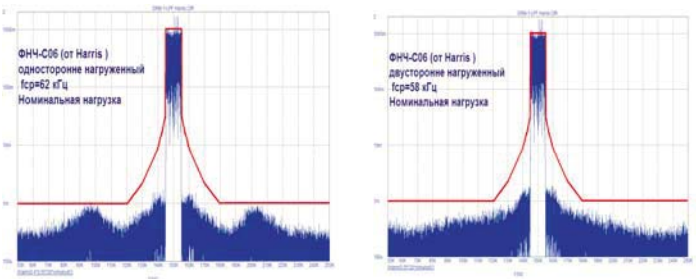
Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на номинальную резистивную нагрузку

Перейдем теперь к анализу спектральных характеристик выходного сигнала передатчика с выбранными типами ФНЧ в тракте огибающей. Анализ будем проводить с помощью разработанной в [28, 29] модели ПСТСРС при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну). Ниже на рис. 5 приведены результаты исследования уровня искажений выходного DRM сигнала передатчика при установке в тракте огибающей ФНЧ, используемого в передатчике фирмы Harris. Результаты приведены для двух вариантов выходного сопротивления модулятора:

– нулевого (Rg=0), как это реализовано в передатчике фирмы Harris (рис. 5,а);

– с гласованного с нагрузкой (Rg=Rn) – рис. 5,б.

Как видно из рисунка 5, при Rg=0 спектр выходного сигнала передатчика практически на пределе к требованиям ЭМС [30], и не остается никакого запаса на действие других причин искажений. Причиной этого является значительная неравномерность АЧХ фильтра, отмеченная на рисунке 3. Как отмечалось ранее, блок коррекции АЧХ, установленный в передатчиках серии DAX фирмы Harris, вероятно компенсирует эту неравномерность и на практике дело обстоит несколько лучше.



а) Rg=0 б) Rg=Rn

Рис. 5. Спектр выходного сигнала передатчика с ФНЧ от передатчика фирмы Harris: а) для односторонне нагруженного ФНЧ; б) для двусторонне нагруженного ФНЧ

Совсем другое дело, когда двусторонне нагруженный ФНЧ возбуждается от согласованного генератора (с Rg=Rn). В этом случае есть запас по уровню внеполосных излучений около 6 дБ (рис. 5,б), что может обеспечить требования ЭМС при работе передатчика на узкополосную антенну.

Отметим, что в разработанной выше модели передатчика отсутствует коррекция АЧХ, исправляющая неадекватное применение фильтров. Поэтому для случая использования модулятора с нулевым выходным сопротивлением (как в реальном передатчике) был спроектирован односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом. Его структура аналогична структуре, приведенной на рисунке 2, и отличается только номиналами LC элементов. Частотные характеристики этого фильтра (АЧХ и ФЧХ) при возбуждении от источника напряжения (Rg=0) приведены на рисунке 6.

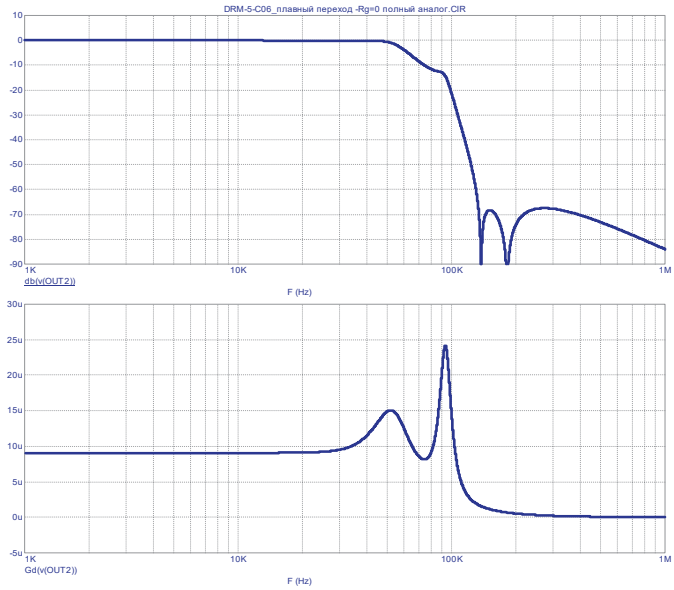


Рис. 6. АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом при Rg=0

Как видно из рисунка 6, АЧХ и ГВЗ спроектированного ФНЧ при Rg=0 полностью идентичны соответствующим характеристикам согласованного (при Rg=Rn) ФНЧ от передатчика фирмы Harris (см. рис. 4). Результаты анализа спектра выходного сигнала в модели передатчика при использовании оптимизированного односторонне нагруженного ФНЧ приведены на рисунке 7.

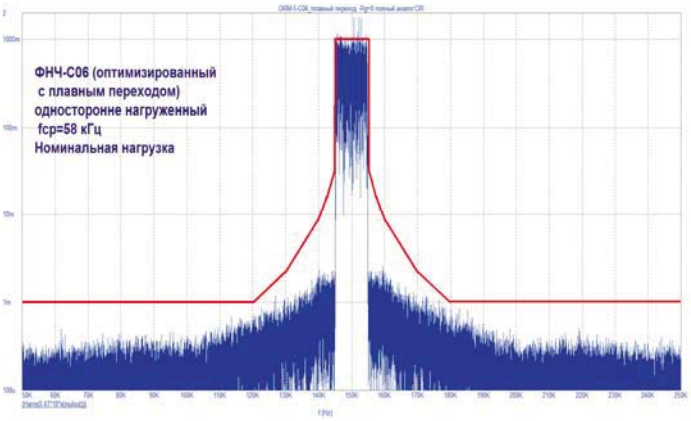


Рис. 7. Спектр выходного сигнала передатчика с оптимизированным односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом и полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при Rg=0

Как видно из рисунка 7, при работе передатчика с оптимизированным односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом запас спектра от маски составляет около 6 дБ. Характер спектра практически идентичен спектру на рисунке 5,б для аналогичного двусторонне нагруженного фильтра от передатчика фирмы Harris. Уровни внеполосных излучений монотонно спадают с ростом отстройки от центральной частоты.

На основании проведенного моделирования можно утверждать, что при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) не важно, какой ФНЧ используется – односторонне или двусторонне нагруженный. Важно, чтобы выходное сопротивление источника сигнала (модулятора) соответствовало принятому при проектировании фильтра. В этом случае отпадает необходимость коррекции частотных характеристик НЧ тракта.

Вторым важным моментом, который необходимо отметить, является то, что при полосе пропускания НЧ тракта передатчика порядка шести полос передаваемого сигнала внеполосные излучения, вызванные ограничением спектра огибающей, лежат на 6 дБ ниже ограничительной линии маски. Это обеспечивает запас для воздействия других причин искажений, например работы на узкополосную антенну.

И, наконец, третий важный вывод, полученный в результате проведенного анализа, заключается в том, что полоса пропускания тракта огибающей порядка 3,5 полос передаваемого сигнала является минимально допустимой (предельной). В этом случае внеполосные излучения, вызванные ограничением спектра огибающей, лежат на ограничительной линии маски, что не обеспечивает запаса для воздействия других причин искажений. В качестве иллюстрации этого вывода на рисунках 8 и 9 приведены спектры выходного сигнала передатчика для двух типов ФНЧ в тракте огибающей с Rg=Rn и Rg=0.

Рассмотрим далее класс фильтров нижних частот со стандартной аппроксимацией Кауэра 6-го порядка – типа С0610. Структура этих фильтров совпадает со структурой рассмотренных фильтров (см. рис. 2) и отличается только значениями номиналов элементов.

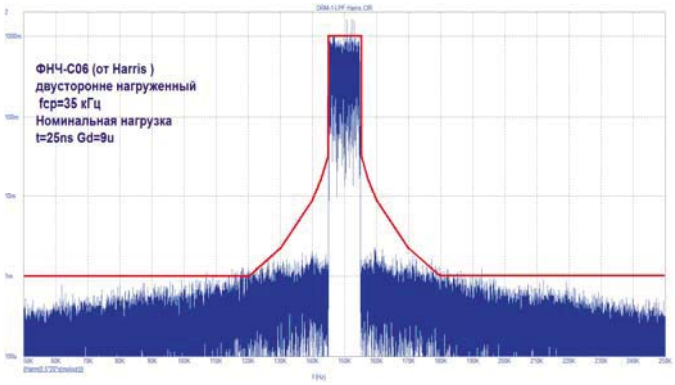


Рис. 8. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris и полосой пропускания 35 кГц (3,5 полос передаваемого сигнала)

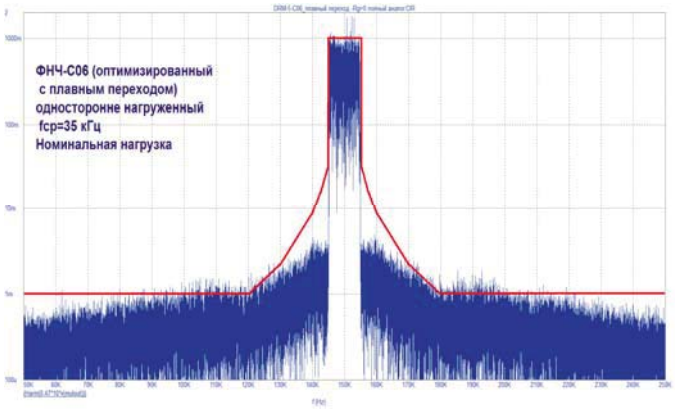


Рис. 9. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании оптимизированного односторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом и полосой пропускания 35 кГц (3,5 полосы передаваемого сигнала)

Проектирование проводилось по стандартной методике, изложенной в [33]. Частотные характеристики двух вариантов ФНЧ С0610 – односторонне и двусторонне нагруженных приведены на рисунках 10 и 11.

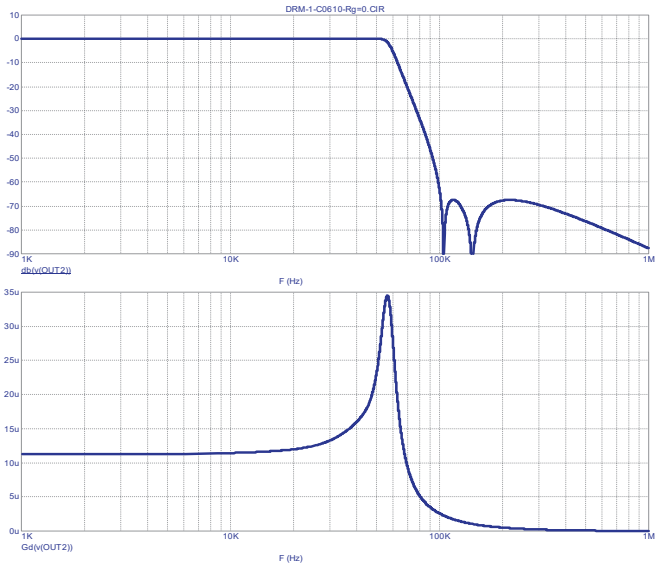


Рис. 10. АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) односторонне нагруженного стандартного ФНЧ Кауэра С0610 при Rg=0. Частота среза 58 кГц, подавление 67,5 дБ

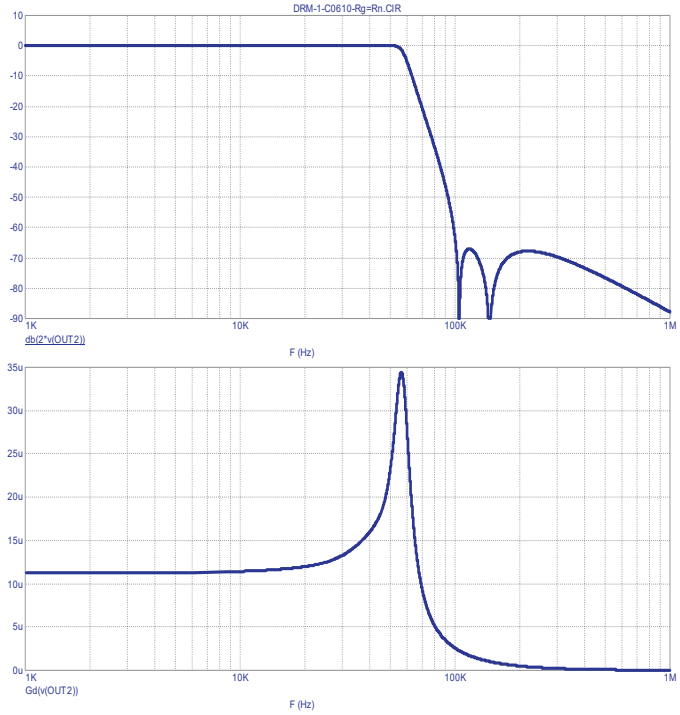


Рис. 11. АЧХ (вверху) и ГВЗ (внизу) двусторонне нагруженного стандартного ФНЧ Кауэра С0610 при Rg=Rn. Частота среза 58 кГц, подавление 67,5 дБ

Следует отметить полную идентичность приведенных характеристик при соответствующих режимах их возбуждения Rg=0 и Rg=Rn. При полосе пропускания 66,2 кГц (по уровню -3 дБ) ГВЗ составляет 10,2 мкс, а подавление сигналов в полосе задерживания составляет 78,5 дБ. Результаты анализа выходного спектра ПСТСРС, полученные в разработанной модели для двух вариантов ФНЧ, приведены на рисунках 12 и 13 при Rg=0 и Rg=Rn, соответственно. Анализируя приведенные спектрограммы, следует отметить наличие локальных подъемов внеполосных излучений (на рис. 12 и 13 отмечены овалами), отстоящих от центральной частоты на частоту среза ФНЧ.

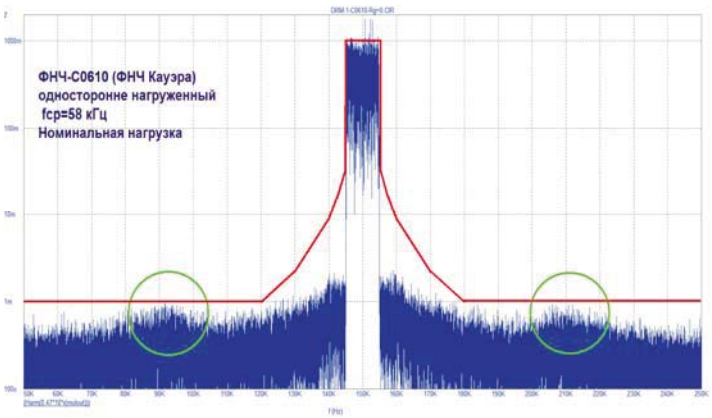


Рис. 12. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного односторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 58 кГц (≈6 полос передаваемого сигнала). Rg=0

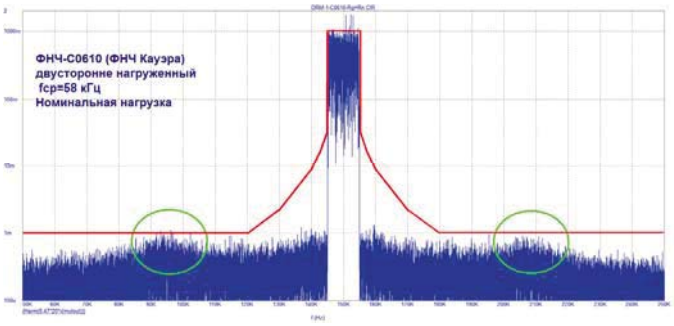


Рис. 13. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного двусторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 58 кГц (≈6 полос передаваемого сигнала). Rg=Rn

Подъёмы уровней внеполосных излучений, отстоящие от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ, уже обсуждались ранее. Они значительно ограничивают минимально допустимую полосу пропускания тракта огибающей в случае применения стандартных фильтров без плавного перехода. Минимальная полоса пропускания тракта огибающей для стандартных ФНЧ составляет пять полос передаваемого DRM сигнала, что подтверждается приведенными на рисунках 14 и 15 спектрограммами.

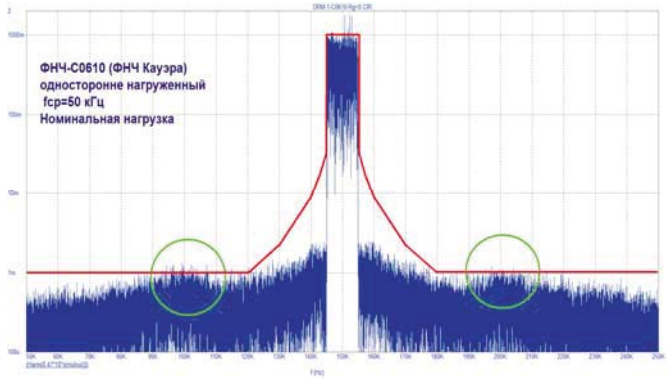


Рис. 14. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного односторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 50 кГц (5 полос передаваемого сигнала). Rg=0

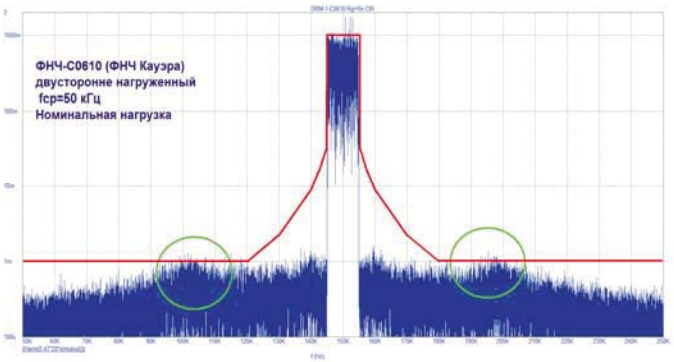


Рис. 15. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании стандартного двусторонне нагруженного ФНЧ Кауэра (С0610) с полосой пропускания 50 кГц (5 полос передаваемого сигнала). Rg=Rn

Таким образом, рассмотрев четыре варианта используемых в тракте огибающей фильтров (односторонне и двусторонне нагруженных с плавным и резким переходом, соответственно), имеющих одинаковые основные параметры: частоту среза и степень подавления нежелательных продуктов тактовой частоты, можно сделать следующие выводы:

– резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания в ФНЧ тракта огибающей приводит к увеличению внеполосных излучений, отстоящих от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ;

– минимальная допустимая полоса пропускания тракта огибающей при использовании ФНЧ типа Кауэра со стандартной аппроксимацией – не менее 5-ти полос передаваемого сигнала;

– минимальная допустимая полоса пропускания тракта огибающей при использовании оптимизированного ФНЧ с плавным переходом – не менее 3,5 полос передаваемого сигнала;

– при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) его линейность не зависит от разновидности ФНЧ (односторонне или двусторонне нагруженный) при условии равенства выходного сопротивления источника сигнала (модулятора) принятому при проектировании фильтра.

Анализ спектральных характеристик выходного сигнала передатчика при его работе на узкополосную антенну. Исследование зависимости минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от величины КСВ в полосе пропускания антенны

Определим взаимосвязь между полосой пропускания антенны и максимальным КСВ на границах полосы DRM сигнала. Для этого в программе Microwave Office (MWO) были построены графики КСВ антенны при различных полосах пропускания. При этом антенна представлялась моделью в виде последовательного колебательного контура, параметры которого вычисляются в программе MWO по формулам, приведенным ниже. В первых двух строках задаются параметры анализа – полоса пропускания антенны $\Pi(\Delta F)$ и центральная рабочая частота f_0. Далее вычисляется добротность антенны Q_a и при заданном сопротивлении антенны *Ra* вычисляется характеристическое сопротивление последовательного контура ρ.

В последних двух строках вычисляется индуктивность и емкость антенного последовательного контура:

Расчетные выражения	Синтаксис MWO
$\Delta F = 205 кГц$	dF=205e3
$f_0 = 150 кГц$	f0=150000
$Q_a = f_0 / \Delta F$	Qa=(f0/dF)
$R_a = 50$	Ra=50
$\rho = Q_a R_a$	RO=Qa*Ra Pi=3.141592654
$L_a = \rho / (2\pi f_0)$	La=RO/(2*Pi*f0)
$C_a = 1 / (\rho 2\pi f_0)$	Ca=1/(RO*2*Pi*f0)

В результате проведенных в программе Microwave Office расчетов определяется зависимость КСВ антенны от частотной отстройки от центральной частоты антенны. В качестве примера на рис. 16 приведена частотная характеристика КСВ (VSWR) для полосы пропускания антенны 205 кГц.

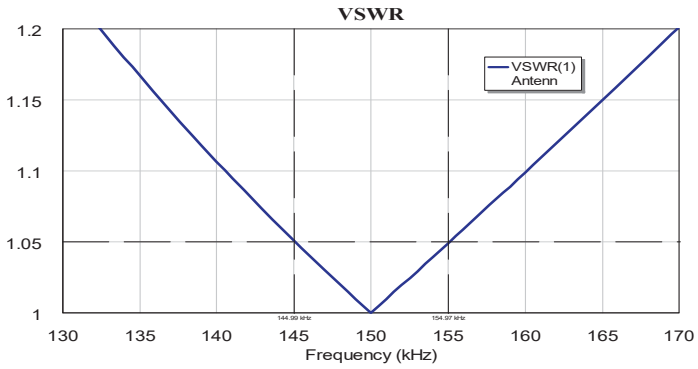


Рис. 16. Частотная зависимость КСВ антенны с полосой пропускания 205 кГц

Из графика (см. рис. 16) определяется КСВ на частотах ±5 кГц от центральной частоты – в данном случае равный 1,05. Аналогичные вычисления проведены для различных полос пропускания антенны и на их основе построен график (рис. 17), связывающий полосу пропускания антенны и величину КСВ на границах полосы DRM сигнала (± 5кГц).

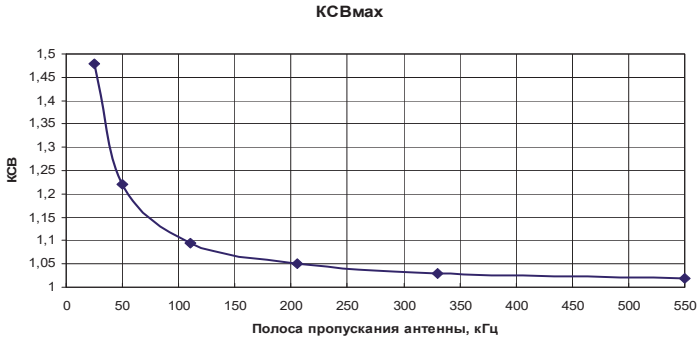


Рис. 17. Зависимость максимального КСВ антенной цепи на крайних частотах DRM сигнала (± 5 кГц) от полосы пропускания антенны по уровню минус 3 дБ

Отметим, что приведенный на рисунке 17 график справедлив для любой рабочей частоты, что следует из анализа приведенных выше формул и подтверждается проведенными в программе Microwave Office расчетами. Кроме того, из этого графика (рис. 17) можно определить максимальный КСВ при любой полосе DRM сигнала. Так, например, для сигнала с удвоенной полосой (±10 кГц) нужно взять точку, соответствующую вдвое меньшей полосе пропускания антенны, чем есть на практике, и определить КСВ на крайних частотах полосы сигнала. В качестве примера рассмотрим антенну с полосой 205 кГц и DRM сигнал с полосой ±10 кГц.

Из графика на рисунке 17 определяем КСВ антенны для половинной полосы пропускания антенны (102,5 кГц) и получаем значение КСВ=1,1. В качестве подтверждения вышесказанного рассмотрим рисунок 16 и убедимся, что при реальной полосе пропускания антенны 205 кГц для сигнала с полосой ±10 кГц КСВ действительно составляет 1,1.

Полученные при моделировании результаты имеют достаточно строгое математическое подтверждение, при проведении которого можно также определить границы их применимости. Выражение для КСВ, в соответствии с его определением, записывается как:

$$KCB = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \quad (1)$$

где $|\Gamma|$ – модуль коэффициента отражения.

Коэффициент отражения определяется как [34]:

$$\Gamma = \frac{(Z_H - Z_B)}{(Z_H + Z_B)}. \quad (2)$$

В случае произвольной нагрузки $Z_H = R_H + jX_H$ при отсутствии затухания в линии модуль коэффициента отражения [34]:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_H - W)^2 + X_H^2}{(R_H + W)^2 + X_H^2}}. \quad (3)$$

Поскольку выше и в [28, 29] активная составляющая входного сопротивления антенны R_A считается постоянной в полосе частот сигнала (и равной волновому сопротивлению фидера *W*), выражение (3) принимает вид:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{X_A^2}{(2R_A)^2 + X_A^2}}. \quad (4)$$

Запишем выражения для реактивной составляющей входного сопротивления антенны (представленной эквивалентным последовательным колебательным контуром) на границах полосы частот полезного сигнала F:

$$X_{A1} = 2\pi(f + \frac{F}{2})L - 1/(2\pi(f + \frac{F}{2})C);$$
$$X_{A2} = 2\pi(f - \frac{F}{2})L - 1/(2\pi(f - \frac{F}{2})C). \quad (5)$$

Учитывая, что $Q = \frac{\rho}{R} = \frac{2\pi fL}{R} = 1/(2\pi fCR)$,

выразим *L* и *C* как:

$$L = \frac{QR}{2\pi f};$$
$$C = 1/(2\pi fQR). \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), после преобразований получим:

$$X_{A1} = QR\left[\left(1 + \frac{F}{2f}\right) - 1/\left(1 + \frac{F}{2f}\right)\right];$$
$$X_{A2} = QR\left[\left(1 - \frac{F}{2f}\right) - 1/\left(1 - \frac{F}{2f}\right)\right]. \quad (7)$$

Преобразуем (7) к виду:

$$X_{A1} = QR\frac{\left(1+\frac{F}{2f}\right)^2 - 1}{\left(1+\frac{F}{2f}\right)} = QR\frac{1^2 + \frac{F}{f} + (\frac{F}{2f})^2 - 1}{\left(1+\frac{F}{2f}\right)};$$

$$X_{A2} = QR\frac{\left(1-\frac{F}{2f}\right)^2 - 1}{\left(1-\frac{F}{2f}\right)} = QR\frac{1^2 - \frac{F}{f} + (\frac{F}{2f})^2 - 1}{\left(1-\frac{F}{2f}\right)},$$

и пренебрегая слагаемым второго порядка малости $(F/2f)^2$, что приводит к погрешности не более 2,5% при $F/f \le 0.1$, получим:

$$X_{A1} = QR\frac{F}{\left(f + \frac{F}{2}\right)};$$
$$X_{A2} = QR\frac{-F}{\left(f - \frac{F}{2}\right)}. \quad (8)$$

С учетом $Q = f/П$, где $П$ – полоса пропускания антенны по уровню минус 3 дБ, подставляя (8) в (4), получим:

$$|\Gamma|_1 = \frac{R_A \frac{f}{П}\frac{F}{(f+F/2)}}{\sqrt{4R_A^2 + (R_A\frac{f}{П}\frac{F}{(f+F/2)})^2}} = \frac{\frac{f}{П}\frac{F}{(f+F/2)}}{\sqrt{4 + (\frac{f}{П}\frac{F}{(f+F/2)})^2}};$$
$$|\Gamma|_2 = \frac{R_A \frac{f}{П}\frac{F}{(f-F/2)}}{\sqrt{4R_A^2 + (R_A\frac{f}{П}\frac{-F}{(f-F/2)})^2}} = \frac{\frac{f}{П}\frac{F}{(f-F/2)}}{\sqrt{4 + (\frac{f}{П}\frac{-F}{(f-F/2)})^2}}. \quad (9)$$

Считая, что при $F/f \le 0.1$ выражение $f/(f \pm F/2)$ с погрешностью не более 5% можно считать равным единице, выражение (9) можно представить как:

$$|\Gamma|_{1,2} \approx \frac{F/П}{\sqrt{4 + (F/П)^2}}, \quad (10)$$

и, соответственно, КСВ из (1) как:

$$KCB = \frac{\sqrt{4 + (F/П)^2} + F/П}{\sqrt{4 + (F/П)^2} - F/П}, \quad (11)$$

Данное выражение подтверждает полученную в результате моделирования независимость значения КСВ на краях полосы сигнала от значения рабочей частоты. Рассчитанная в соответствии с (11) для полосы частот полезного сигнала $F = 10кГц$ зависимость КСВ от полосы пропускания совпадает с результатами моделирования, приведенными на рисунке 17. Зависимость КСВ от соотношения $F/П$ приведена на рисунке 18 и может быть аппроксимирована на участке $F/П \in [0;0.5]$ экспоненциальной функцией $KCB = 1.001e^{0.9908F/П}$ или квадратичной $KCB = 0.592(F/П)^2 + 0.982(F/П) + 1.0007$ с $R^2 = 1$ в обоих случаях.

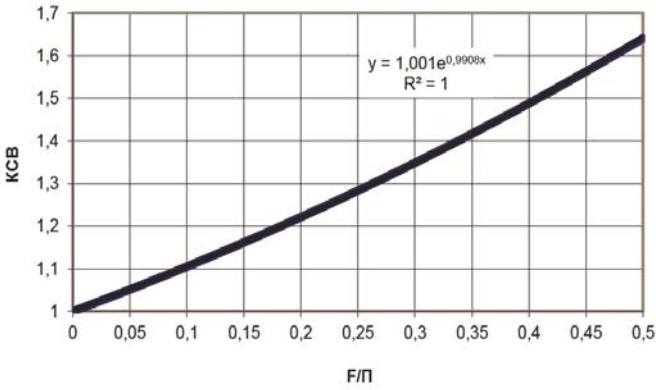


Рис. 18. Зависимость максимального КСВ антенной цепи на границах полосы частот полезного сигнала *F* от отношения *F* к полосе пропускания антенны *П*

Теперь перейдем непосредственно к выявлению зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Для этого в разработанной модели ПСТСРС [28, 29] задавались различные полосы пропускания антенны, и определялась минимально необходимая полоса пропускания ФНЧ тракта огибающей, при которой уровни внеполосных колебаний не превышали допустимых значений. Рабочая частота далее принималась равной 150 кГц (если не оговорено отдельно), как наиболее сложная для реализации передатчиков с раздельным усилением составляющих DRM сигнала в диапазоне НЧ.

А. Двусторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом

По результатам анализа был построен график зависимости минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Для двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом (от Harris) график приведен на рисунке 19.

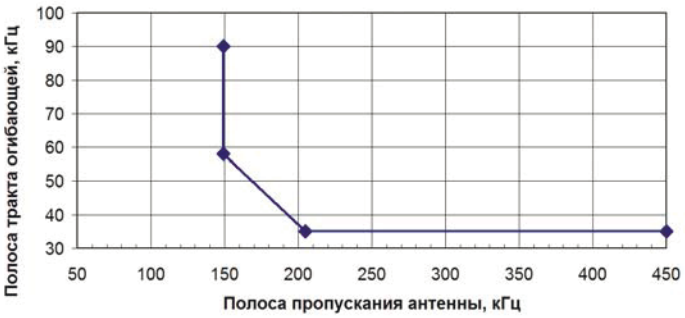


Рис. 19. Зависимость минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. ФНЧ двусторонне нагруженный с плавным переходом (от Harris)

Анализируя полученную зависимость, отметим следующее. Горизонтальная линия на графике, определяется минимально допустимой полосой пропускания тракта огибающей, при которой искажения определяются ограничением спектра огибающей (3,5 полосы передаваемого сигнала). При полосе пропускания антенны более 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала) искажения, вызванные ограниченной полосой пропускания антенны, еще не сказываются, что подтверждается спектрограммой, приведенной на рисунке 20.

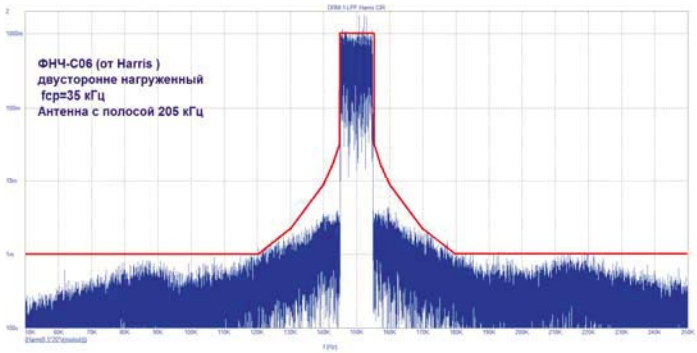


Рис. 20. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 35 кГц (3,5 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала)

При этом искажения (внеполосные излучения) еще могут быть снижены расширением полосы пропускания тракта огибающей, что подтверждается спектрограммой на рисунке 21, полученной для той же полосы пропускания антенны, но с расширенной полосой пропускания тракта огибающей.

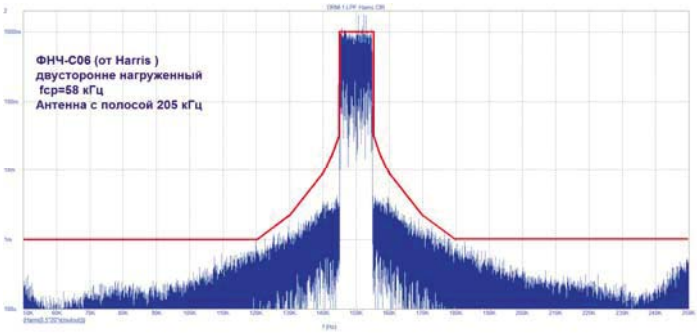


Рис. 21. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 205 кГц (20,5 полос передаваемого сигнала)

В небольшом диапазоне изменения полосы пропускания антенны от 205 до 150 кГц существует линейная зависимость минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. В этом диапазоне полос пропускания антенны, искажения (внеполосные излучения), вызванные отдельно каждой из причин искажений – ограничением спектра огибающей и узкополосной антенной еще не на пределе требований спектральной маски. Поэтому допустимы оба источника искажений, которые в совокупности доводят внеполосные излучения до максимально допустимых (до ограничительной маски).

При узких полосах пропускания антенны (менее 150 кГц) искажения, вызванные узкополосной антенной, уже превышают требования маски и не могут быть снижены расширением полосы пропускания тракта огибающей. Искажения, вызванные ограничением спектра огибающей при полосе пропускания НЧ тракта более 58 кГц, пренебрежимо малы и не вносят существенного вклада в общий уровень искажений (внеполосных излучений), что подтверждается спектрограммами на рисунках 22 и 23.

Из спектрограмм видно, что уровень внеполосных колебаний не снижается при увеличении полосы пропускания тракта огибающей. Это обстоятельство отражается на графике рисунка 19 вертикальной линией, определяющей минимально возможную полосу пропускания антенны (150 кГц или 15 полос передаваемого сигнала), при которой еще удовлетворяются требования ЭМС по внеполосным излучениям при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом.

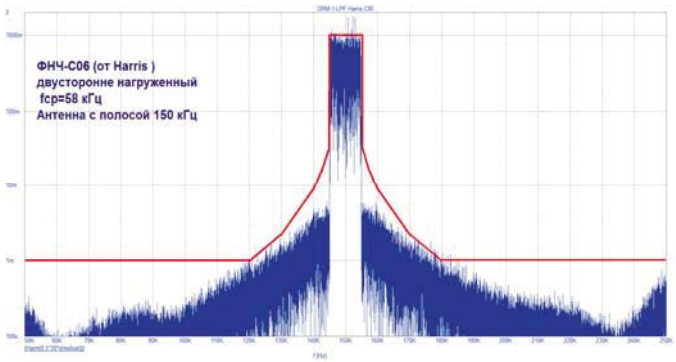


Рис. 22. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 58 кГц (5,8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 150 кГц (15 полос передаваемого сигнала)

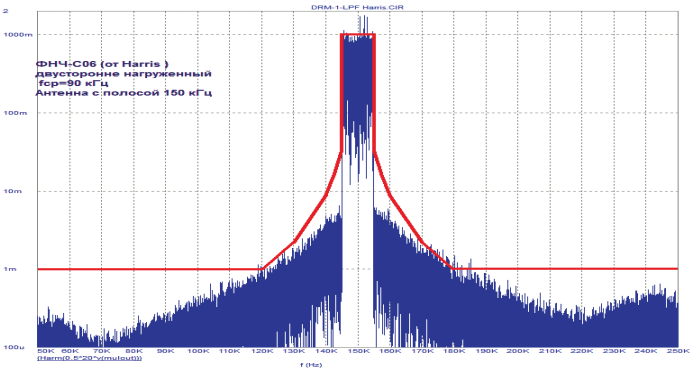


Рис. 23. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом от Harris с полосой пропускания 90 кГц (9 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 150 кГц (15 полос передаваемого сигнала)

Рассмотрим теперь работу передатчика на узкополосную антенну с односторонне нагруженным ФНЧ с плавным переходом.

B. Односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом

В результате проведения аналогичного анализа работы передатчика с односторонне нагруженным ФНЧ на узкополосную антенну выявлена зависимость минимальной полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны, приведенная на рисунке 24.

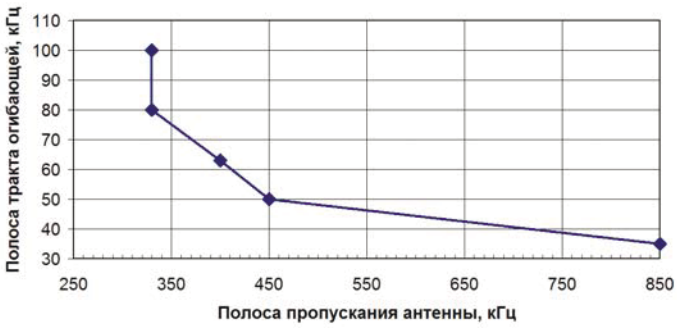


Рис. 24. Зависимость минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом

Анализируя приведенную на рисунке 24 зависимость, следует отметить, что односторонне нагруженный ФНЧ с плавным переходом при идентичных прочих параметрах, значительно уступает по возможности работы на узкополосную антенну двусторонне нагруженному фильтру с плавным переходом. Так, минимально допустимая полоса пропускания антенны составляет 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала), что практически вдвое больше, чем в случае применения двусторонне нагруженного ФНЧ, рассмотренного выше. В качестве примера на рисунках 25 и 26 приведены спектрограммы выходного сигнала при минимально допустимой полосе пропускания антенны 330 кГц.

Как следует из анализа спектрограмм на рисунках 25 и 26, минимально допустимая полоса пропускания антенны для этого типа ФНЧ составляет 330 кГц и искажения (внеполосные излучения) не уменьшаются с увеличением полосы пропускания тракта огибающей. Это говорит о том, что максимально допустимые искажения (внеполосные излучения) полностью определяются узкополосной антенной и не могут быть снижены расширением полосы пропускания тракта огибающей.

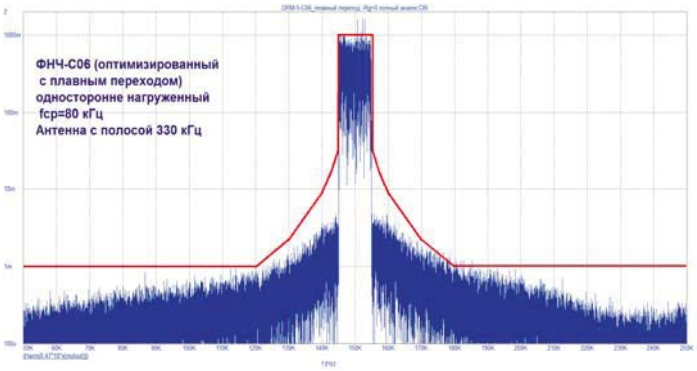


Рис. 25. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 80 кГц (8 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала)

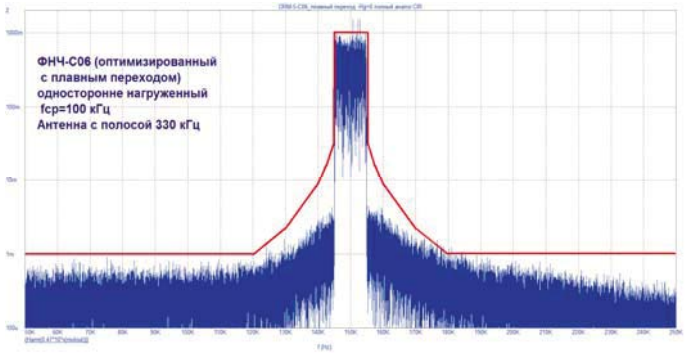


Рис. 26. Спектр выходного сигнала передатчика при использовании односторонне нагруженного оптимизированного ФНЧ с плавным переходом с полосой пропускания 100 кГц (10 полос передаваемого сигнала) при работе на антенну с полосой пропускания 330 кГц (33 полосы передаваемого сигнала)

В остальном характер поведения зависимости на рисунке 24 похож на аналогичную зависимость для двусторонне нагруженного ФНЧ с плавным переходом (см. рис. 19).

Далее рассмотрим работу передатчика на узкополосную антенну со стандартными ФНЧ Кауэра С0610 в тракте огибающей.

C. Односторонне нагруженный ФНЧ С0610

Вначале была исследована работа передатчика (ПСТСРС) при возбуждении фильтра от генератора напряжения. Соответствующий график зависимости минимально необходимой полосы пропускания ФНЧ от полосы пропускания антенны приведён на рисунке 27.

Сравнивая полученную зависимость с аналогичной для оптимизированного ФНЧ с плавным переходом, (см. рис. 24) можно видеть, что стандартный ФНЧ значительно проигрывает последнему. Таким образом, можно сделать вывод о нежелательности использования стандартных фильтров при создании тракта огибающей передатчика по схеме Кана (ПСТСРС).

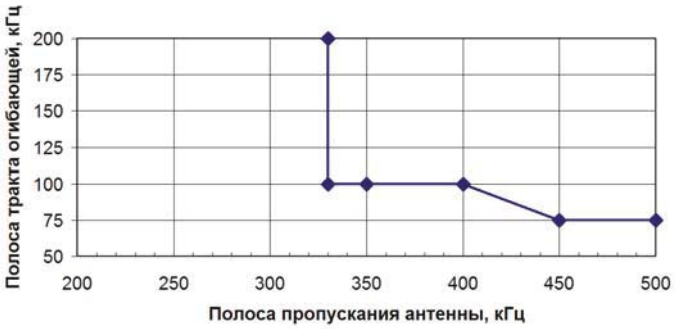


Рис. 27. Зависимость минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Стандартный односторонне нагруженный ФНЧ Кауэра

Это вызвано тем, что при проектировании стандартных фильтров их авторы не уделяли внимания характеру АЧХ непосредственно за частотой среза. В тоже время, как было отмечено выше, эта область играет важную роль в процессе свёртки огибающей и фазомодулированной составляющей передаваемого сигнала. При наличии резкого излома АЧХ на границе полосы пропускания энергия внеполосных колебаний, возникающих из-за ограничения полосы пропускания фильтра, оказывается сосредоточена в узкой полосе частот, что даёт на спектрограмме сигнала характерные всплески в зонах частот, отстоящих вверх и вниз от его центральной рабочей частоты на частоту среза ФНЧ.

D. Двусторонне нагруженный ФНЧ С0610

Далее был рассмотрен стандартный фильтр Кауэра при работе с согласованным источником сигнала огибающей. Результаты расчетов приведены на рисунке 28.

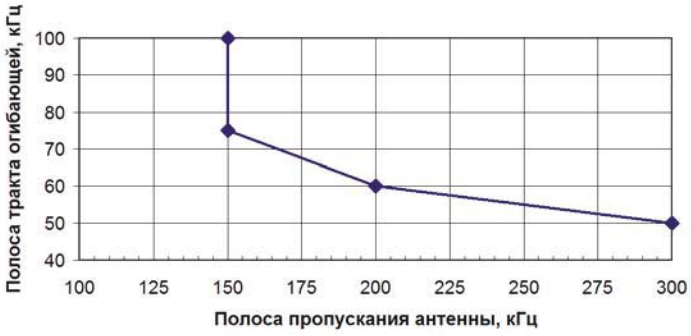


Рис. 28. Зависимость минимально необходимой полосы пропускания тракта огибающей от полосы пропускания антенны. Стандартный двухсторонне нагруженный ФНЧ Кауэра

Сравнение полученных результатов со случаем односторонне нагруженного фильтра подтверждает, что использование модулятора с согласованным выходным сопротивлением также является предпочтительным, так как позволяет снизить требования к полосе пропускания антенны и её КСВ.

Разработка рекомендаций по выбору параметров фильтра тракта огибающей

Рассмотрев и проанализировав варианты реализации фильтров в тракте огибающей, отметим, что фильтры с плавным переходом обеспечивают работу передатчика на антенны с более узкой полосой пропускания, чем стандартные реализации ФНЧ. Здесь необходимо напомнить, что наличие в тракте огибающей конкретных передатчиков ФНЧ со стандартными характеристиками еще не означает, что в АЧХ тракта огибающей нет плавного перехода. Он может быть реализован в цифровом виде в блоке коррекции АЧХ.

Из фильтров с плавным переходом лучшим является двусторонне нагруженный ФНЧ при условии, что он согласован по входу, т.е. выходное сопротивление модулятора резистивное и равно номинальному сопротивлению нагрузки ФНЧ. Однако такое решение требует специальной разработки аппаратной части модулятора.

При работе передатчика на резонансную антенну с ограниченной полосой пропускания выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра тракта огибающей от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы DRM сигнала. Полученные результаты приведены в Таблице 1.

Из анализа и сравнения полученных результатов следует, что применение двусторонне нагруженных фильтров в тракте огибающей позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания или, другими словами, снизить требования по КСВ антенны с 1,03 до 1,07.

Таблица 1

Результаты расчетов минимально необходимой полосы пропускания фильтра тракта огибающей от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы DRM сигнала

Вариант реализации ФНЧ тракта огибающей	Минимальная полоса пропускания антенны, кГц	Минимальная полоса пропускания ФНЧ, кГц	Максимальный КСВ антенны на краях DRM сигнала
ФНЧ со стандартной АЧХ			
Односторонне нагруженный стандартный ФНЧ 6-го порядка (см. рис. 27)	330	100	1,03
Двусторонне нагруженный стандартный ФНЧ 6-го порядка (см. рис. 28)	150	75	1,07
ФНЧ с плавным переходом АЧХ			
Односторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом (см. рис. 24)	330	80	1,03
Двусторонне нагруженный ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом (см. рис. 19)	150	58	1,07

Применение фильтров с плавным переходом по сравнению со стандартными позволяет снизить минимально необходимую полосу пропускания ФНЧ на 20%.

Наиболее предпочтительным является применение двусторонне нагруженного ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом, обеспечивающего работу передатчика на антенну с КСВ=1,07 на краях полосы передаваемого сигнала при минимальной полосе пропускания ФНЧ, равной 58 кГц.

Выводы

1. Проведены исследования внеполосных излучений передатчиков современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих при использовании четырех вариантов фильтров в тракте огибающей (односторонне и двусторонне нагруженных с плавным и резким переходом, соответственно), имеющих одинаковую степень подавления нежелательных продуктов тактовой частоты. Исследования проведены как для номинальной нагрузки (широкополосной антенны), так и для резонансных антенн с ограниченной полосой пропускания.

2. При работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну):

– резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания в ФНЧ тракта огибающей приводит к увеличению внеполосных излучений, отстоящих от центральной частоты передатчика на частоту среза ФНЧ;

– минимальная допустимая полоса пропускания тракта огибающей при использовании ФНЧ типа Кауэра со стандартной аппроксимацией – не менее 5-ти полос передаваемого сигнала;

– минимальная допустимая полоса пропускания тракта огибающей при использовании оптимизированного ФНЧ с плавным переходом – не менее 3,5 полос передаваемого сигнала;

– при работе передатчика на номинальную нагрузку (широкополосную антенну) его линейность не зависит от разновидности ФНЧ (односторонне или двусторонне нагруженный) при условии равенства выходного сопротивления источника сигнала (модулятора), принятому при проектировании фильтра.

3. Для случая работы передатчика на резонансную антенну с ограниченной полосой пропускания:

– выявлены зависимости минимально необходимой полосы пропускания фильтра тракта огибающей от полосы пропускания антенны и величины КСВ на краях полосы усиливаемого сигнала;

– показано, что применение двусторонне нагруженных фильтров в тракте огибающей позволяет передатчику работать на антенны с вдвое меньшей полосой пропускания или, другими словами, снизить требования по КСВ антенны с 1,03 до 1,07;

– применение фильтров с плавным переходом по сравнению со стандартными позволяет снизить минимально необходимую полосу пропускания ФНЧ на 20%;

– наиболее предпочтительным является применение двусторонне нагруженного ФНЧ 6-го порядка с плавным переходом, обеспечивающего работу передатчика на антенну с КСВ=1,07 на краях полосы передаваемого сигнала при минимальной полосе пропускания ФНЧ, равной 5,8 полос усиливаемого сигнала.

Литература

1. *Dymkova S.* Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems // Synchroinfo Journal. 2021. Т. 7. № 5. С. 36-48.
2. *Dymkova S.* Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments // Synchroinfo Journal. 2019. Т. 5. № 6. С. 17-21.
3. *Дымкова С.С.* Облачные iot платформы и приложения для оптимизационного управления транспортом // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. 2020. Т. 10. № 4. С. 39-50.
4. *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.
5. *Варламов О.В.* Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №11. С. 4-20.
6. *Варламов О.В.* Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. №1. С. 32-38
7. *Varlamov O.V.* Possibility Evaluation of the DRM NVIS Broadcasting Time Extension through Extraordinary Wave // 2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2022 - Proceedings, 2022.
8. *Варламов О.В.* Соотношение мощностей аналогового и цифрового сигналов при DRM радиовещании в режиме Simulcast // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. №12. С. 81-84.

9. *Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E.* Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. 2021. С. 9416126.

10. *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.

11. *Kahn L.R.* Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration // Proceedings of the IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273844.

12. *Varlamov O.V.* Theoretical Foundations for Teaching the Causes of Non-Linear Distortions in Modern High-Efficiency Transmitters // 2022 Intelligent Technologies and Electronic Devices in Vehicle and Road Transport Complex (TIRVED).

13. *Варламов О.В.* Радиопередатчики сложных сигналов, построенные по методу раздельного усиления. Основы теории и лабораторный практикум. Учебно-методическое пособие. Москва, 2019.

14. *Варламов О.В.* Радиооборудование для цифрового радиовещания стандарта DRM. Москва, 2021.

15. *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.

16. *Varlamov O.V., Gromorushkin V.N.* Class D switching power amplifier with a filter under load mismatch conditions // 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2020. 2020. С. 9131508.

17. *Варламов О.В.* Максимальная мощность коммутируемого p-i-n диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 10. С. 26-32.

18. *Varlamov O.V.* Power capacity of HF automatic antenna tuner switched by pin diodes under load mismatch conditions // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2020. 2020. С. 9166046.

19. *Gromorushkin V.N., Varlamov O.V.* Experimental studies of the envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with broadband unmatched load // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488387.

20. *J. Huber*. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements // EBU-DRM Conference. Geneva, 26 Nov 2009, https://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf.

21. *Varlamov O.V., Grebennikov A.* Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2022 - Conference Proceedings, 2022.

22. *Болотов А.О., Варламов О.В.* Экспериментальное исследование макета усилителя ШИМ сигнала для модуляционного тракта передатчика с разделением составляющих // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 6. С. 80-84.

23. *Varlamov O.V.* Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 – Proceedings. 2021. С. 9619166.

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.

25. *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.

26. *Gromorushkin V.N., Varlamov O.V., Dolgopyatova A.V., Voronkov A.A.* Operation problems of the EER transmitter with narrowband antenna // 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. 2019. С. 8706736.

27. *Варламов О.В., Дымкова С.С., Городилина М.*В. Авторские профили в наукометрических базах данных. Учебно-методическое пособие. Москва, 2020.

28. *Нгуен Д.К., Варламов О.В.* Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 10-18.

29. *Nguyen D.C., Varlamov O.V.* Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2022 - Conference Proceedings, 2022.

30. ETSI EN 302 245 V2.1.1 (2018-06) Transmitting equipment for the Digital Radio Mondiale (DRM) sound broadcasting service; Harmonised Standard for access to radio spectrum.

31. Nautel J1000 1,000 Watt AM Broadcast Transmitter. Repair Manual. Issue 5.0, 10 May 2016. Дата обращения 08.01.2023. https://www.manualslib.com/download/1279856/Nautel-J1000.html

32. Альбом схем передатчика DAX фирмы Harris. Дата обращения 08.01.2023. http://www.broadcastengineering.info/download/file.php?id=550&sid=07638ff6e2d0e62d7925187ca73f8d30

33. *Зааль*. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.

34. *Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашов А.Г.* Коротковолновые антенны. Москва, 1985.

DEPENDENCE OF MODERN TELECOMMUNICATION SIGNALS TRANSMITTER WITH COMPONENTS SEPARATION OUTPUT SIGNAL DISTORTION LEVEL ON THE ENVELOPE PATH FILTER PARAMETERS

Dang C. Nguyen, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,*
nguyendangcanh1319951@gmail.com
Oleg V. Varlamov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,*
vov@mtuci.ru

Abstract
The article investigates the dependence of the envelope elimination and restoration (EER) transmitter out-of-band emissions on the parameters of its envelope path LPF. LPFs of the sixth order with the Cauer structure, having the same degree of clock frequency unwanted products suppression, unilaterally and bilaterally loaded, and optimized LPFs with a smooth transition of the frequency response from the passband to the stopband are considered. It is shown that when the transmitter is operating at a nominal load (broadband antenna), a sharp transition from the passband to the stopband in the envelope path LPF leads to an increase in out-of-band emissions that are separated from the center frequency of the transmitter by the LPF cutoff frequency. The minimum envelope path allowable bandwidth is at least 5 transmitted signal bandwidths when using a Cauer-type LPF with a standard approximation and at least 3.5 bandwidths for an optimized LPF with a smooth transition. For the case of a transmitter operating on a resonant antenna with a limited bandwidth, the dependences of the minimum envelope path filter required bandwidth on the antenna bandwidth and the VSWR value at the edges of the amplified signal band are revealed. It is shown that the use of two-sided loaded filters in the envelope path allows the transmitter to work on antennas with half the bandwidth and reduce the antenna SWR requirements from 1.03 to 1.07. The use of smooth transition filters allows you to reduce the minimum required bandwidth of the LPF by 20% compared to standard filters. The most preferable is the use of a two-sided loaded LPF of the 6th order with a smooth transition, which ensures the operation of the transmitter to the antenna with VSWR = 1.07 at the edges of the transmitted signal band with a minimum LPF bandwidth equal to 5.8 signal bands.

Keywords: *DRM digital broadcasting, EER transmitter, envelope path filter, high efficiency power amplifier, narrowband antenna, out-of-band emissions*

References

1. Dymkova S. (2021) Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems. *Synchroinfo Journal.* Vol. 7. No. 5, pp. 36-48.
2. Dymkova S. (2019) Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments. *Synchroinfo Journal.* Vol. 5. No. 6, pp. 17-21.
3. Dymkova S.S. (2020) Cloud iot platforms and applications for optimizing transport management. *REDS: Telecommunication devices and systems*. Vol. 10. No. 4, pp. 39-50.
4. Varlamov O.V., Varlamov V.O., Dolgopyatova A.V. (2019) DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region. *T-Comm*. Vol. 13, no.9, pp. 9-16.
5. Varlamov O.V. (2018) Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests. *T-Comm*. Vol. 12, no.11, pp. 4-20.
6. Varlamov O.V. (2015) Using the extraordinary wave for digital DRM NVIS broadcasting. *T-Comm*. No.1, pp. 32-38.
7. Varlamov O.V. (2022) Possibility Evaluation of the DRM NVIS Broadcasting Time Extension through Extraordinary Wave. *2022 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH55220.2022.9934064
8. Varlamov O.V. (2016) Analog to digital signal power ratio in simulcast DRM transmission. *T-Comm*. Vol. 10. No.12, pp. 81-84.
9. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. (2021) Simultaneous Application of Several Synthetic Methods for High Efficiency Radiofrequency Amplification. *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126.
10. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. (2021) Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques. *T-Comm*, vol. 15, no.9, pp. 11-16.
11. Kahn L. R. (1952) Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273844.
12. Varlamov O. V. (2022) Theoretical Foundations for Teaching the Causes of Non-Linear Distortions in Modern High-Efficiency Transmitters. *2022 Intelligent Technologies and Electronic Devices in Vehicle and Road Transport Complex (TIRVED)*, Moscow, Russian Federation, pp. 1-10, doi: 10.1109/TIRVED56496.2022.9965552.

13. Varlamov O.V. (2019) Radio transmitters of complex signals built using the split amplification method. Fundamentals of theory and laboratory workshop. *Educational and methodological manual*. Moscow.
14. Varlamov O.V. (2021) Radio equipment for digital broadcasting of the DRM standard. Moscow.
15. Varlamov O.V. (2022) Theoretical foundations for studying the causes of non-linear distortions in modern high-performance transmitters. *Methodological issues of teaching infocommunications in higher education*. Vol. 11. No. 4, pp. 15-22.
16. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. (2020) Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions. *2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russia, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
17. Varlamov O.V. (2020) Maximum power of the HF antenna tuner switched by PIN diodes at load mismatch. *T-Comm*, vol. 14, no.10, pp. 26-32.
18. Varlamov O.V. (2020) Power Capacity of HF Automatic Antenna Tuner Switched by PIN Diodes under Load Mismatch Conditions. *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Svetlogorsk, Russia, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166046.
19. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. (2021) Experimental Studies of the Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Broadband Unmatched Load. *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO*, Kaliningrad, Russia, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
20. J. Huber (2009) DRM on MF and LF, coverage and technical requirements. *EBU-DRM Conference*. Geneva, 26 Nov 2009, https://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf.
21. Varlamov O.V., Grebennikov A. (2022) Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load. *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO),* Arkhangelsk, Russian Federation, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840873.
22. Bolotov A.O., Varlamov O.V. (2019) Experimental study of the layout of the PWM signal amplifier for the modulation path of the transmitter with component separation. *Systems of synchronization, signal generation and processing*. Vol. 10. No. 6, pp. 80-84.
23. Varlamov O.V. (2021) Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path. *2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.
24. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. (2022) Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers. *Sensors*, 22, 9173. https://doi.org/10.3390/s22239173.
25. Varlamov O.V. (2022) Powerful broadband DC amplifiers for modulation path of transmitters with separate amplification. *T-Comm*. Vol. 16, no.11, pp. 4-14.
26. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V., Dolgopyatova A.V., Voronkov A.A. (2019) Operation Problems of the EER Transmitter with Narrowband Antenna. *2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, pp. 1-5, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706736.
27. Varlamov O. V., Dymkova S. S., Gorodilina M. V. (2020) Author's profiles in scientometric databases, Moscow.
28. Nguyen D.C., Varlamov O.V. (2022) Simulation model for studying the operation of switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers for a narrow-band load. *H&ES Reserch*. Vol. 14. No 2, pp. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
29. Nguyen D.C., Varlamov O.V. (2022) Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research. *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Arkhangelsk, Russian Federation, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840917.
30. ETSI EN 302 245 V2.1.1 (2018-06) Transmitting equipment for the Digital Radio Mondiale (DRM) sound broadcasting service; Harmonised Standard for access to radio spectrum.
31. Nautel J1000 1,000 Watt AM Broadcast Transmitter. Repair Manual. Issue 5.0, 10 May 2016. https://www.manualslib.com/download/1279856/Nautel-J1000.html (accessed on 08.01.2023).
32. Harris DAX Transmitter Schematic Album. http://www.broadcastengineering.info/download/file.php?id=550&sid=07638ff6e2d0e62d7925187ca73f8d30 (accessed on 08.01.2023).
33. Saal. (1983) Handbook for calculating filters: Translation from German. Moscow, Radio and communication. 752 p.
34. Aizenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M., Kliger G.A., Kurashov A.G. (1985) Shortwave antennas. Moscow.

Information about authors:

Dang C. Nguyen, *postgraduate student, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

Oleg V. Varlamov, *Doctor of Technical Sciences, Docent, Professor of the Department "Radio equipment and circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*