

ПОСТРОЕНИЕ МОЩНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА МОДУЛЯЦИОННОГО ТРАКТА ПЕРЕДАТЧИКОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ УСИЛЕНИЕМ СОСТАВЛЯЮЩИХ

DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14

Manuscript received 15 September 2022;
Accepted 20 October 2022

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

Ключевые слова: широкополосный усилитель
постоянного тока, оптимизация схемы,
усилитель огибающей, автоматическая
регулировка режима (APP), раздельное усиление,
усилитель Кана

Повышение КПД передающего тракта, как наибольшего потребителя электроэнергии, актуально для любых устройств беспроводной связи и цифрового телерадиовещания. Для повышения эффективности используется ряд методов, включая автоматическую регулировку режима (APP) и метод раздельного усиления составляющих (метод Кана). Увеличение ширины полосы используемых частот в радиосистемах стандарта 5G требует расширения полосы пропускания усилителей постоянного тока модуляционного тракта до 250...500 МГц и более. Рассмотрена возможность использования усилителей с квантованием входного сигнала (УКВС) в качестве альтернативы наиболее распространенным широкополосным гибридным модуляторам, сочетающим линейный и ключевой (с ШИМ) каналы усиления. Показано, что для получения высоких энергетических характеристик УКВС целесообразно выполнять по схеме с параллельным включением выходных каналов, коммутации усилительных ячеек по входным цепям и снижать остаточное напряжение на выходных транзисторах. Разработан подход к оптимизации характеристик УКВС по критерию минимума потерь. Проведенный пример оптимизации параметров УКВС и расчета его энергетических характеристик для линейно нарастающего сигнала показал, что по сравнению с усилителем класса В ($n = 1$), уже при трехуровневом квантовании мощность потерь в УКВС снижается в 2...2,5 раза (в зависимости от остаточного напряжения на транзисторах). Дальнейшее увеличение n приводит к менее резкому снижению относительной мощности потерь, что, при очевидном усложнении схемотехнической реализации подобных УКВС, делает наиболее целесообразным использование трех-четырёхуровневого квантования. С этими параметрами УКВС становится конкурентоспособным по отношению к гибридным модуляторам, и не создает электромагнитных помех от ШИМ-тракта.

Информация об авторе:

Варламов Олег Витальевич, д.т.н., профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Для цитирования:

Варламов О.В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Том 16. №11. С. 4-14.

For citation:

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. (in Russian)

Введение

Тенденция непрерывного роста числа радиосредств систем связи [1-3] и телерадиовещания [4-7] сопровождается повышением скоростей передачи данных [8], и в ряде случаев происходит с расширением полосы используемых частот. При этом наблюдается снижение удельных мощностей единичного оборудования [9-12] с увеличением их суммарной мощности. Так, совокупная потребляемая мощность передатчиков сети цифрового телевизионного вещания РФ DVB-T2 превысила суммарную мощность передатчиков выведенной из эксплуатации сети мощного радиовещания РФ в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ [13]. С увеличением плотности сотовых абонентов уменьшаются радиусы зоны покрытия базовых станций и снижаются мощности абонентских терминалов, но их количество кратно возрастает, что приводит к суммарному росту излучаемой мощности [14, 15]. В этих условиях вопросы построения высокоэффективных усилителей мощности, как наиболее энергоемких узлов практически любых радиосредств, приобретают особую актуальность.

Несмотря на то, что все основные методы высокоэффективного усиления радиочастотных сигналов [16-23] были предложены в 30-50-е годы прошлого века [24, 25], постоянное повышение рабочих частот и скоростей передачи с соответствующим расширением полосы используемых частот, а также развитие элементной базы, вызывают непрерывно растущий интерес к данным разработкам.

В качестве наиболее распространенного метода высокоэффективного усиления принято считать усилитель с раздельным усилением составляющих (метод Кана) [26]. Вопросы построения его высокочастотного тракта, в том числе для применений в устройствах интернета вещей (IoT), рассматривались автором в [27-29]. В данной статье рассматриваются перспективные решения по построению модуляционного тракта таких передатчиков, а именно широкополосных усилителей постоянного тока (УПТ).

Мощные широкополосные усилители постоянного тока в настоящее время применяются в модуляционных трактах как АМ, так и ОМ радиопередатчиков с раздельным усилением составляющих. Наиболее распространенными среди подобных устройств являются усилители с широтноимпульсной модуляцией (ШИМ) [30]. Усилитель с ШИМ в общем случае состоит из устройства формирования последовательностей прямоугольных импульсов, модулированных по длительности, ключевого усилителя и выходного фильтра нижних частот. Использование ключевого режима работы активных элементов обеспечивает высокий КПД, мало зависящий от амплитуды усиливаемого сигнала. Вместе с тем, в качестве недостатков такого усилителя следует отметить наличие продуктов ШИМ-преобразования в выходном сигнале и значительное групповое время запаздывания усиливаемого сигнала. При этом, необходимость обеспечения допустимого уровня продуктов ШИМ-преобразования и величины группового времени запаздывания накладывают противоречивые требования на частотные характеристики выходного фильтра. Очевидно, что отмеченные факторы не препятствовали использованию усилителей с ШИМ в радиопередатчиках с АМ, где полоса усиливаемого сигнала не превышала 10...12 кГц, а задержка в ФНЧ не имела определяющей роли. В современных разработках наличие в тракте огибающей

сравнительно узкополосного фильтра нижних частот компенсируется введением цифровой задержки в тракте формирования высокочастотной составляющей. Этот фактор в настоящее время уже не ограничивает применение рассматриваемого метода усиления в разрабатываемых перспективных модификациях высокоэффективных ключевых усилителей с раздельным усилением. Основным ограничивающим фактором использования усилителей с ШИМ при усилении огибающей современных телекоммуникационных и телерадиовещательных сигналов являются технологические ограничения на быстродействие элементной базы, которое, как правило, снижается с ростом коммутируемых мощностей. Несколько расширить границы областей применения усилителей с ШИМ позволяет использование многофазной ШИМ [31] и дополнительной сигма-дельта модуляции [32-34]. Тем не менее, принципиальные ограничения скорости переключения остаются.

Отмеченный фактор вызывает необходимость поиска иных методов построения высокоэффективных широкополосных УПТ. В данной статье проводится сравнительный анализ различных вариантов построения УПТ, отличающихся от усилителя с ШИМ более широкой полосой пропускания и значительно меньшим групповым временем запаздывания усиливаемого сигнала при высоких энергетических показателях. Выбирается вариант, наиболее приемлемый для практической реализации, проводится пример оптимизации его параметров и расчета энергетических характеристик.

Обзор способов построения малонерционных высокоэффективных УПТ

Усилители с линейным и ключевым каналами

Одним из способов расширения полосы пропускания высокоэффективных УПТ является использование ключевых усилителей с дополнительным линейным каналом. Усилители с ключевым и линейным каналами могут строиться как с последовательным (Рис. 1.а), так и с параллельным подключением каналов к нагрузке (Рис. 1.б) [35]. В случае последовательного подключения каналов весь усилитель можно рассматривать как линейный усилитель с ключевым каналом регулирования напряжения питания, с помощью которого при любом уровне входного сигнала поддерживается относительно малое падение напряжения на регулирующем элементе линейного канала и, тем самым, обеспечивается повышенный КПД. Следует отметить, что общий КПД такого усилителя определяется как произведение КПД линейного и ключевого каналов, поэтому он принципиально меньше, чем в усилителе класса D с ШИМ. Однако, в этом случае требования на допустимый уровень продуктов ШИМ преобразована выходе ключевого канала могут быть снижены, так как линейный канал осуществляет их дополнительную фильтрацию. В тоже время, наличие фильтра в ключевом канале вызывает относительную задержку сигналов в линейном и ключевом каналах, и при увеличении частоты сигнала из-за этого возникают дополнительные искажения. Для их устранения требуется уменьшение глубины регулирования напряжения питания линейного усилителя ключевым каналом, однако при этом увеличивается остаточное напряжение на транзисторах линейного канала и, соответственно, уменьшается общий КПД.

При параллельном подключении каналов основная энергия от источника питания поступает в нагрузку через ключевой канал усилителя, и лишь незначительная ее часть (для коррекции ошибок регулирования ключевого канала) через линейный канал. При таком построении усилителя общий КПД принципиально выше, чем при последовательном включении каналов [37], однако уровень искажений (при аналогичных параметрах ФНЧ) более высокий [35]. Кроме того, из-за наличия задержки сигналов в ФНЧ ключевого канала при увеличении частоты усиливаемого сигнала приходится увеличивать мощность линейного канала, что также уменьшает результирующий КПД.

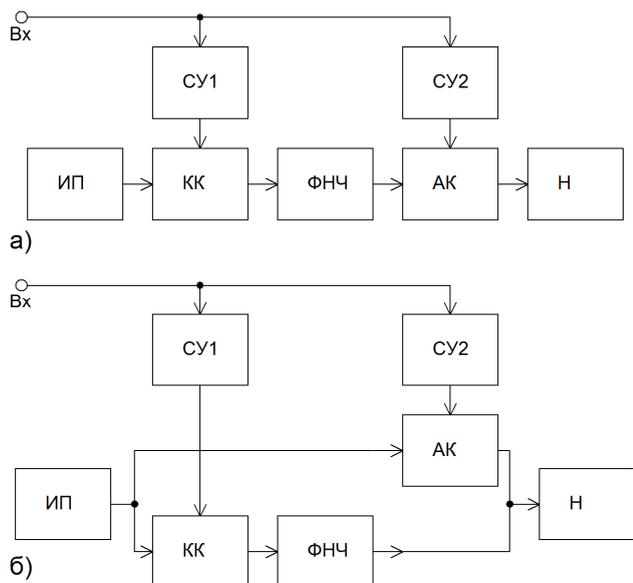


Рис. 1. Структурные схемы усилителей с последовательным (а) и параллельным (б) подключением линейного и ключевого каналов. СУ – схема управления; ИП – источник питания; КК – ключевого канал; ФНЧ – фильтр нижних частот; ЛК – линейный канал; Н – нагрузка

Учитывая вышесказанное, можно отметить, что комбинация линейно-ключевых каналов по сравнению с усилителями с ШИМ имеет меньший КПД. Применение линейного канала позволяет осуществить дополнительную фильтрацию продуктов ШИМ-преобразования, что приводит к снижению требований на параметры ФНЧ и позволяет несколько уменьшить групповое время запаздывания и расширить полосу пропускания УПТ. Вместе с тем, достижение больших величин полосы пропускания (250...500 МГц) при поддержании низкого уровня искажений в таких усилителях не представляется возможным [40]. Отмеченные факторы ограничивают применение усилителей с линейным и ключевым каналами в качестве УПТ модуляторов перспективных усилителей с раздельным усилением составляющих.

Усилители с квантованием входного сигнала

При построении высокоэффективных широкополосных УПТ, наряду с ШИМ, используется метод квантования входного сигнала. Усилители с квантованием входного сигнала (УКВС) могут строиться двумя способами: с квантованием по огибающей усиливаемого сигнала и с квантованием по его мгновенному значению [36].

УКВС по огибающей подробно описан в [36], где показано, что КПД такого усилителя выше, чем усилителя класса "В", но ниже КПД УКВС по мгновенному значению. Кроме того, УКВС по огибающей принципиально не может быть избавлен от искажений типа "ограничение" части периодов усиливаемого сигнала [36], что делает его малоприменимым для использования в качестве УПТ модуляторов усилителей с раздельным усилением составляющих.

Более перспективным для решения этой задачи представляется использование УКВС по мгновенному значению, состоящего из n усилительных ячеек с n источниками питания, каждая из которых работает часть периода усиливаемого сигнала. Представляя входной сигнал в виде суммы сигналов трапецеидальной формы, и осуществляя усиление каждой составляющей этого квантованного сигнала усилителем класса "В" с последующим суммированием сигналов с выходов всех усилительных ячеек, получим в нагрузке усиленный исходный сигнал (рис. 2). Достаточно очевидно, что с ростом числа уровней квантования увеличивается КПД системы в целом, так как возрастает отношение длительности усиливаемого импульса к длительности его фронтов (рис. 2а) или имеет место усиление импульсов с более плоской вершиной (рис. 2б) [35].

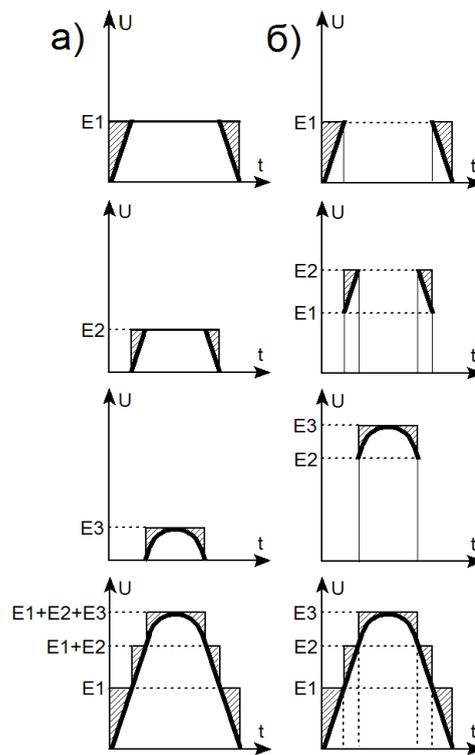


Рис. 2. Эпюры напряжений УКВС (заштрихованные области характеризуют потери): а) с последовательным включением каналов; б) с параллельным включением каналов; E1, E2, E3 – уровни квантования

Для уменьшения коммутативных помех, возникающих при переключении усилительных каналов, можно использовать плавное перераспределение тока в нагрузке при переходе от предыдущего канала к последующему. По сравнению с усилителями с ШИМ, плавное переключение каналов позволяет, кроме уменьшения уровня коммутативных помех,

примерно на порядок снизить требования к частотным свойствам активных элементов усилителя. Как будет показано ниже, отсутствие фильтра на выходе УКВС позволяет достигать достаточно больших величин (до 500 МГц) полосы пропускания при поддержании высокого КПД. Вопросы оптимизации уровней квантования и расчета энергетических характеристик УКВС зависят от статистики усиливаемого сигнала. Критерии оптимизации обсуждаются в IV разделе статьи, где приводится пример определения уровней квантования и расчета относительных потерь УКВС.

Разработка предложений по схемотехнической реализации УКВС

Анализ функциональных схем

Как уже отмечалось выше, возможны два основных способа усиления квантованного по мгновенному значению сигнала. Один из них основан на том, что на разных интервалах входного напряжения используются разные усилители, работающие поочередно. При этом, поскольку амплитуды любых соседних составляющих образующихся импульсов отличаются друг от друга, то, для обеспечения наиболее полого использования напряжения питания, оно должно иметь соответствующие градации (см. рис. 2б). При использовании второго способа для усиления отдельных трапецеидальных составляющих одновременно работают несколько усилителей, возможно с одинаковыми напряжениями питания (см. рис. 2а) [35].

Рассмотренные способы построения УКВС по мгновенному значению можно реализовать с помощью двух основных функциональных решений оконечных каскадов усилителя. Это усилитель с последовательным включением усилительных каскадов (рис. 3а) и усилитель с параллельным включением усилительных каскадов (рис. 3б), которым соответствуют свои способы разбиения исходного сигнала (рис. 2а,б).

Усилитель с последовательным включением усилительных ячеек (рис. 3а) работает следующим образом. При малых значениях входного сигнала работает только транзистор VT1. Его питание осуществляется через диод VD1 от источника с напряжением E1. Транзистор VT2 закрыт, несмотря на то, что его базовая цепь подключена к источнику входного сигнала, так как к переходу база-эмиттер VT2 приложено запирающее напряжение $(U_{кэ1} - U_{бэ1})$. При возрастании мгновенного значения входного сигнала напряжение $U_{кэ1}$ уменьшается и при $U_{вх} = E1$ транзистор VT1 входит в режим насыщения.

При дальнейшем возрастании входного сигнала напряжение на нагрузке увеличится за счет источника E1 уже не может. При этом открывается транзистор VT2, диод VD1 закрывается и напряжение питания усилителя становится равным $(E1 + E2)$. Транзистор VT1 остается в режиме насыщения, а управление током в нагрузке осуществляется транзистором VT2. При уменьшении входного сигнала описанные процессы протекают в обратной последовательности.

Усилителям с последовательно включенными выходными транзисторами присущи следующие недостатки:

- ярко выраженная нелинейность входного сопротивления и выходного напряжения в моменты переключения каналов;

– протекание максимального тока нагрузки через все выходные транзисторы одновременно, что снижает энергетическую эффективность вследствие большого суммарного остаточного напряжения и требует применения во всех ступенях транзисторов одинаково большой мощности [36].

Перечисленных недостатков лишена схема с параллельным включением выходных каскадов (рис. 3б). Данный усилитель работает следующим образом. При малом значении входного сигнала включен один из транзисторов с наименьшим напряжением питания. При увеличении входного напряжения до напряжения питания E1 происходит автоматическое переключение входного сигнала на базу следующего транзистора и т.д. При уменьшении мгновенного значения сигнала все процессы в усилителе протекают в обратном порядке. Очевидно, что независимо от числа уровней квантования к предварительному усилителю подключен всегда только один канал усиления, что обеспечивает линейность входного сопротивления УКВС. Так как рабочие токи и напряжения каналов с меньшим напряжением питания заметно меньше максимальных, в них можно использовать менее мощные транзисторы.

Кроме рассмотренной схемы (рис. 3б), возможна и другая реализация усилителя с параллельным включением входных транзисторов, где вместо коммутации входов усилительных каналов применяется коммутация источников питания, работающих на один линейный усилитель (рис. 3в). Очевидным достоинством этой схемы является полное соответствие качественных характеристик (линейность, инерционность и т.д.) характеристикам линейного усилителя класса "B". Однако, включенные в силовую цепь усилителя быстродействующие электронные ключи при переключении создают мощные коммутационные помехи и могут вносить дополнительные энергетические потери.

Проведенный качественный анализ функциональных схем УКВС показывает, что для достижения высоких энергетических характеристик усилителя наиболее целесообразным является использование усилителя с параллельным включением каналов с коммутацией усилительных ячеек по входным цепям.

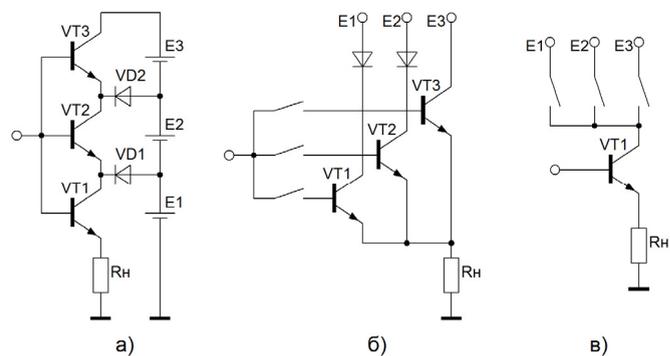


Рис. 3. Структурные схемы усилителей с квантованием входного сигнала по мгновенному значению

Разработка предложений по применению различных схемотехнических реализаций УКВС

Как было показано выше, в мощном УКВС, предназначенном для использования в качестве УПТ модуляторов усилителей с разделным усилением составляющих, целесооб-

разно применять схемы с параллельным включением отдельных усилительных ячеек. Рассмотрим несколько возможных вариантов практической реализации подобного метода построения УКВС.

В [38, 39] предлагается схема эмиттерного повторителя с параллельным соединением транзисторов при раздельном питании коллекторных цепей (рис. 4а). Напряжения источников E_2 и E_3 (которые могут быть организованы в соответствии рис. 4б) обеспечивают запирающие последующих транзисторов до тех пор, пока напряжение база-эмиттер любого данного транзистора не увеличится до значения, соответствующего полному его открыванию (входу в режим насыщения). Недостатком данной схемы является то, что напряжения на базах отдельных транзисторов различаются на величины E_2 и E_3 . Поэтому, в момент включения любого очередного источника неизбежно появление ступеньки в выходном напряжении. Вместе с тем, учитывая, что в данной схеме амплитуда входного напряжения значительно больше E_2 и E_3 , возникающие искажения можно считать относительно малыми [35].

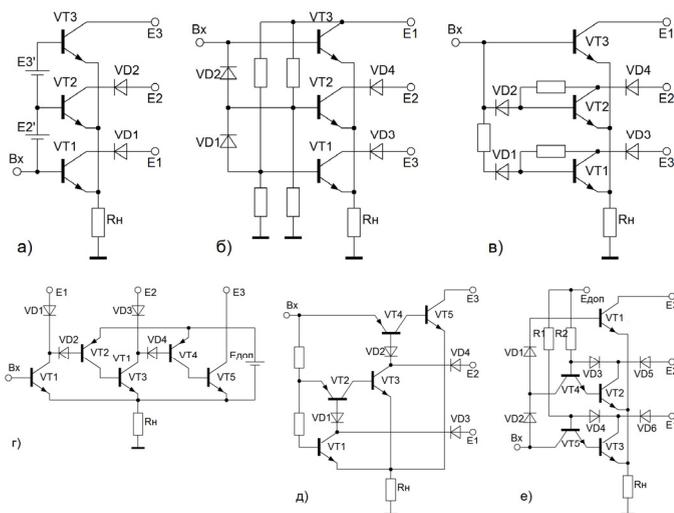


Рис. 4. Варианты высокоэффективных усилителей ($E_1 < E_2 < E_3$)

В [35, 36] предлагаются другие разновидности данной схемы УКВС (рис. 4в-д). Однако, во всех перечисленных схемах (рис. 4б-д) наблюдается значительное изменение входного сопротивления в моменты переключения транзисторов, что приводит к увеличению уровня нелинейных искажений в усиливаемом сигнале. Кроме того, дополнительные искажения возникают из-за влияния инерционных свойств транзисторов (конечность времени рассасывания), находящихся в режиме насыщения.

Для устранения отмеченных недостатков можно предложить схему УКВС, представленную на рисунке 4е. Здесь при входном напряжении равном нулю, основные транзисторы $VT_{1,2,3}$ закрыты и ток в нагрузку не поступает. При увеличении входного напряжения открывается VT_3 , поскольку дополнительный транзистор VT_5 , включенный в базовую цепь VT_3 насыщен током от источника $E_{доп}$ через резистор R_1 и для входного сигнала представляет собой фактически короткое замыкание. При приближении напряжения на нагрузке к напряжению на коллекторе начинает открываться диод VD_4 .

При этом происходит перераспределение тока от источника $E_{доп}$ между базой VT_5 и анодом VD_4 , транзистор VT_5 выходит из насыщения и его напряжение коллектор-эмиттер увеличивается. Это приводит к открыванию VD_2 и перераспределению входного тока между коллектором VT_5 и эмиттером VD_2 . При дальнейшем возрастании входного напряжения ток в нагрузку поступает через VT_2 . Далее, аналогично, отрывается VD_3 и закрывается VT_4 и т.д. При уменьшении входного напряжения все процессы протекают в обратном порядке.

Включение дополнительных транзисторов в данной схеме УКВС позволяет значительно снизить искажения, связанные с нелинейностью входного сопротивления, наличием ступеньки в выходном напряжении и конечностью времени рассасывания вследствие осуществления плавного переключения отдельных усилительных ячеек.

Следует отметить, что переключение выходных усилительных ячеек УКВС зависит только от напряжения на нагрузке и напряжений питания отдельных ступеней. Действительно, переключение может произойти только тогда, когда напряжение коллектор-эмиттер (например, VT_3) станет меньше разности между падением напряжения на участке база VT_5 - эмиттер VT_3 и напряжением на открытом диоде VD_4 :

$$U_{кэвт3ост} \leq U_{бэвт5} + U_{бэвт3} - (0,5...0,6)m, \quad (1)$$

где m – количество последовательных диодов (VD_4) нелинейной обратной связи.

Начало этапа переключения усилительных ячеек соответствует знаку равенства в этом выражении. Изменение позволяет регулировать величину остаточного напряжения на выходных транзисторах и осуществлять его температурную компенсацию. Так, при использовании в качестве VT_3 составного транзистора при изменении температуры на 150°C остаточное напряжение будет изменяться в пределах:

$$\begin{aligned} &1,8...2,4 \text{ В при } m = 1, \\ &1,3...1,6 \text{ В при } m = 2, \\ &0,8 \text{ В при } m = 3, \end{aligned}$$

то есть, при $m = 3$ температурная нестабильность компенсируется.

Необходимо отметить, что для изменения уровней квантования в данной схеме достаточно изменить только напряжение питания отдельных ячеек, и каких-либо дополнительных регулировок не требуется.

При оценке необходимых частотных свойств транзисторов следует иметь ввиду, что этап переключения усилительных ячеек завершается в том случае, когда $U_{кэвт3}$ увеличивается примерно на $(m*0,2)\text{В}$ против величины, соответствующей равенству в выражении (1). Например, при переключении в момент $U_H = 20\text{В}$, коллекторный ток транзистора VT_3 должен измениться от максимального значения до минимального за время переключения. Нетрудно показать, что скорость изменения $I_{квт3}$ на этапе переключения

$$\begin{aligned} &\text{в } 100 \text{ раз при } m = 1, \\ &\text{в } 50 \text{ раз при } m = 2, \\ &\text{и в } 33 \text{ раза при } m = 3, \end{aligned}$$

выше, чем скорость изменения этого тока между переключениями.

Таким образом, требования к частотным свойствам транзисторов в данном усилителе повышены по сравнению с усилителями класса "В" в 33...100 раз. Например, при усилении сигнала с максимальной частотой 300 МГц и амплитудно-частотных искажениях на этой частоте 6 дБ, требуемая предельная частота коэффициента передачи тока транзисторов для усилителя класса "В" составит:

$$f_{h21Э} = (F_B / \sqrt{M_B^2 - 1}) = 173 \text{ МГц},$$

а для усилителя с квантованием входного сигнала:

- 5,7 ГГц при $m = 3$
- 8,65 ГГц при $m = 2$
- 17,3 ГГц при $m = 1$.

Таким образом, при $m = 3$ достигается температурно-стабилизированное минимальное остаточное напряжение, и предъявляются наиболее низкие требования к частотным свойствам транзисторов. Следует отметить, что, несмотря на повышение требований к частотным характеристикам транзисторов УКВС, они оказываются менее жесткими, чем для аналогичных усилителей с ШИМ, и выбор их из современной элементной базы не представляет затруднений. Очевидно, что из-за конечности скоростей переключения выходных усилительных ячеек происходит некоторое снижение КПД УКВС в целом. Однако, как показано в [35], оно незначительно, и проявляется, в основном, на верхних частотах рабочего диапазона УКВС, амплитуды которых в спектре огибающей усилителей с раздельным усилением составляющих невелики.

Оптимизация характеристик квантования и энергетические параметры УКВС

Выбор критериев оптимизации характеристик квантования

При оптимизации уровней квантования необходимо помнить, что УКВС при использовании в модуляционном тракте усилителя с раздельным усилением составляющих, является усилителем постоянного тока. На его вход в общем случае может подаваться однополярный сигнал любой формы, в том числе постоянное напряжение при телеграфном режиме работы, огибающая сигнала с однополосной модуляцией или огибающая OFDM сигнала с различным распределением амплитуд в различных приложениях. Отмеченные факторы определяют выбор критериев оптимизации уровней квантования.

Так, УКВС может использоваться в НЧ тракте усилителя с разделением составляющих (УМРС), который должен достаточно продолжительное время усиливать сигнал с постоянной несущей - например, в телеграфном режиме работы. В этом случае оптимизировать уровни квантования необходимо по критерию минимизации наибольшего значения мощности потерь усилителя в зависимости от уровня сигнала в статическом режиме.

Если в основном используется режим усиления сигнала с однополосной модуляцией, то целесообразно оптимизацию уровней квантования осуществлять по минимуму средней мощности потерь всего УКВС в целом.

В этом случае следует использовать в качестве модели входного сигнала огибающую двухтонового равноамплитуд-

ного сигнала: $U(t) = U_m |\cos \omega t|$, который является стандартным испытательным сигналом.

При использовании УКВС в качестве модуляционного тракта усилителя с разделением составляющих современных телекоммуникационных сигналов связи и вещания с OFDM модуляцией, необходимо учитывать распределение амплитуд конкретного приложения.

Использование приведенных выше критериев при расчете уровней квантования позволит, кроме повышения КПД, минимизировать объем и массу системы охлаждения УКВС, улучшить тепловые режимы его выходных каскадов и повысить тем самым надежность усилителя в целом.

Учитывая большое разнообразие различных вариантов использования УКВС и соответствующих им процедур оптимизации порогов квантования, в качестве примера проведем оптимизацию уровней квантования по критерию минимизации средней мощности потерь при усилении сигнала вида: $U(t) = U_m t$.

Пример оптимизации характеристик квантования УКВС

Для проведения оптимизации характеристик квантования УКВС по критерию минимизации средней мощности потерь при усилении сигнала вида $U(t) = U_m t$ запишем законы изменения нормированного напряжения на нагрузке и транзисторах различных ступеней (рис. 5).

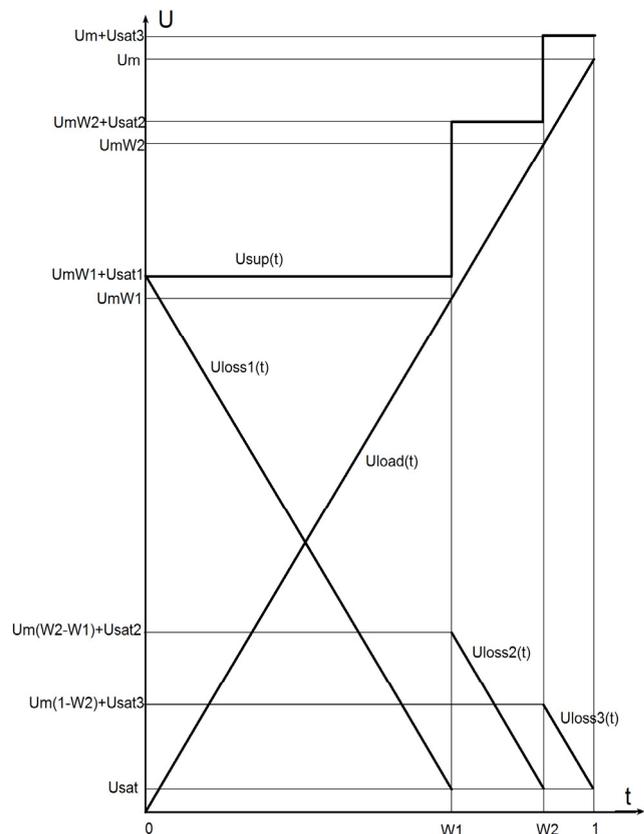


Рис. 5. Эпюры напряжений 3-х уровневой УКВС при усилении сигнала вида $U(t) = U_m t$

$$\begin{aligned}
 U_L(t) &= U_m t, \\
 U_{T1}(t) &= U_m W_1 + U_{Sat1} - U_L(t), \quad U_L \in [0; U_m W_1] \\
 &\dots\dots\dots \\
 U_{Ti}(t) &= U_m W_i + U_{Sati} - U_L(t), \quad U_L \in [U_m W_{i-1}; U_m W_i] \\
 &\dots\dots\dots \\
 U_{Tn}(t) &= U_m + U_{Satn} - U_L(t), \quad U_L \in [U_m W_{n-1}; 1]
 \end{aligned} \tag{2}$$

где t – относительное время, равное отношению текущего времени к периоду сигнала;

$U_{Ti}(t)$ – напряжение коллектор-эмиттер транзистора i -ой ступени ($U_{Ti}(t) = E_{Si} - U_L(t)$);

U_m – максимальное напряжение на нагрузке;

W_i – i -ый относительный уровень квантования

$$(W_i = (E_{Si} - U_{Sati}) / U_m);$$

U_{Sati} – остаточное напряжение на транзисторе i -ой ступе-

ни ($U_{Sati} = E_{Si} - U_m W_i$);

n – количество уровней квантования.

На основании (2) можно определить законы изменения мощностей потерь, выделяющихся в выходных каскадах УКВС:

$$\begin{aligned}
 P_{LOSS1}(W_1) &= \frac{1}{T} \int_0^T U_{T1}(t) i_{T1}(t) dt = \int_0^{t_1} U_{T1}(t) \frac{U_L(t)}{R_L} dt = \\
 &= \frac{1}{R_L} \int_0^{t_1} (U_m W_1 + U_{Sat1} - U_m t) U_m t dt = \frac{U_m^2}{R_L} \int_0^{t_1} (W_1 t + y_1 t - t^2) dt = \\
 &= \frac{U_m^2}{R_L} \left(\frac{W_1^3}{6} + y_1 \frac{W_1^2}{2} \right); \\
 P_{LOSS2}(W_1, W_2) &= \frac{1}{T} \int_0^T U_{T2}(t) i_{T2}(t) dt = \frac{1}{R_L} \int_{t_1}^{t_2} (U_m W_2 + U_{Sat2} - U_m t) U_m t dt = \\
 &= \frac{U_m^2}{R_L} \left(\frac{W_2^3}{6} + \frac{W_1^3}{3} + y_2 \frac{W_2^2}{2} - \frac{W_1^2 W_2}{2} - y_2 \frac{W_1^2}{2} \right); \\
 &\dots\dots\dots \\
 P_{LOSSi}(W_{i-1}, W_i) &= \frac{U_m^2}{R_L} \left(\frac{W_i^3}{6} + \frac{W_{i-1}^3}{3} + y_i \frac{W_i^2}{2} - \frac{W_{i-1}^2 W_i}{2} - y_i \frac{W_{i-1}^2}{2} \right), \tag{3}
 \end{aligned}$$

где y_i – i -ое нормированное остаточное напряжение ($y_i = U_{Sati} / U_m$);

$P_{LOSSi}(W_{i-1}, W_i)$ – мощность потерь, выделяющаяся в i -ой ступени усилителя;

W_i – фаза i -го уровня квантования, причем $W_0 = 0$, а $W_n = 1$.

Суммарная мощность потерь во всех ступенях усилителя:

$$P_{LOSS\Sigma}(W_1, \dots, W_{n-1}) = \frac{U_m^2}{2R_L} \left\{ y_n + \frac{1}{3} + \sum_{i=1}^{n-1} [W_i^2 (y_i - y_{i+1}) + W_i^3 - W_{i+1} W_i^2] \right\} \tag{4}$$

Для нахождения оптимальных уровней квантования, при которых средняя мощность потерь УКВС минимальна, необходимо найти частные производные от $P_{LOSS\Sigma}(W_1, \dots, W_{n-1})$ и приравнять их к нулю:

$$\begin{cases} \frac{\partial P_{LOSS\Sigma}(W_1, \dots, W_{n-1})}{\partial W_1} = 0 \\ \dots\dots\dots \\ \frac{\partial P_{LOSS\Sigma}(W_1, \dots, W_{n-1})}{\partial W_{n-1}} = 0 \end{cases} \tag{5}$$

Подставляя (4) в (5), получим:

$$\begin{cases} (y_1 - y_2)W_1 + 1,5W_1^2 - W_1 W_2 = 0 \\ \dots\dots\dots \\ (y_i - y_{i+1})W_i + 1,5W_i^2 - W_i W_{i+1} - \frac{W_{i-1}}{2} = 0 \end{cases} \tag{6}$$

Решение системы (6) для больших n в общем виде несложно, но достаточно громоздко. В качестве примера для $n = 3$ можно показать, что

$$\begin{aligned}
 W_2 &= (y_1 - y_2) + 1,5W_1 \\
 W_3 &= (y_2 - y_3) + 1,5(y_1 - y_2) + 2,25W_1 - \frac{W_1^2}{2(y_1 - y_2) + 3W_1}
 \end{aligned} \tag{7}$$

Вместе с тем, полагая для упрощения, $U_{Sat1} = \dots = U_{Satn}$, что легко достигается при рациональном выборе элементной базы отдельных ячеек и не приведет к заметной погрешности ввиду $E_S \gg U_{Sat}$ можно, на основании (6), определить расположение оптимальных уровней квантования:

$$\begin{aligned}
 W_2 &= 1,5W_1 \\
 W_3 &= 1,92W_1 \\
 W_4 &= 2,29W_1 \\
 W_5 &= 2,63W_1 \\
 W_6 &= 2,95W_1
 \end{aligned} \tag{8}$$

Из (8) следует, что расположение оптимальных уровней квантования не зависит от остаточных напряжений при их равенствах в отдельных усилительных ступенях. Результаты расчета оптимальных уровней квантования для различных n представлены в таблице 1.

Таблица 1

Оптимальные уровни квантования для сигнала вида $U_L(t) = U_m t$

Номер уровня кв-я	Количество уровней квантования				
	2	3	4	5	6
1	0,667	0,513	0,437	0,380	0,339
2	1,0	0,783	0,655	0,570	0,509
3	-	1,0	0,838	0,729	0,650
4	-	-	1,0	0,870	0,776
5	-	-	-	1,0	0,892
6	-	-	-	-	1,0

Анализ энергетических параметров УКВС

Для определения энергетических параметров УКВС воспользуемся выражением (4), описывающим суммарную мощность потерь во всех ступенях усилителя. Преобразуя его с учетом сделанных допущений, получим:

$$P_{LOSS\Sigma}(W_1, \dots, W_{n-1}) = \frac{U_m^2}{2R_L} \left\{ y_n + \frac{1}{3} + \sum_{i=1}^{n-1} [W_i^3 - W_i^2 W_{i+1}] \right\} \quad (9)$$

Подставляя значения найденных оптимальных уровней квантования в (9), после нормировки получаем относительную среднюю мощность потерь при различном числе уровней квантования (Рис. 6). Как видно из рисунка, по сравнению с усилителем класса В ($n = 1$), уже при трехуровневом квантовании мощность потерь в УКВС снижается в 2...2,5 раза (в зависимости от остаточного напряжения на транзисторах). Дальнейшее увеличение n приводит к менее резкому снижению относительной мощности потерь, что, при очевидном усложнении схемотехнической реализации подобных УКВС, делает наиболее целесообразным использование трех-четырёхуровневого квантования.

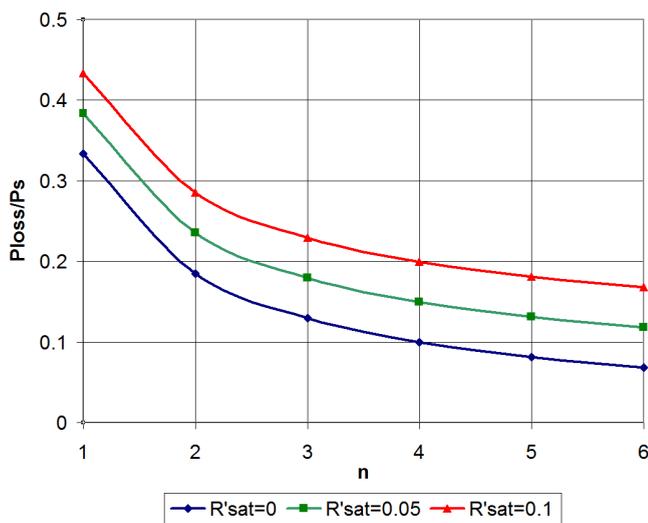


Рис. 6. Средняя мощность потерь УКВС

Выводы

Показано, что качество мощного широкополосного УПТ модулятора для перспективных усилителей с раздельным усилением составляющих возможно применение усилителя с квантованием входного сигнала. Для получения высоких энергетических характеристик УКВС целесообразно выполнять по схеме с параллельным включением выходных каналов, коммутации усилительных ячеек по входным цепям и снижать остаточное напряжение на выходных транзисторах.

Разработанная принципиальная схема УКВС, ввиду отсутствия в ней реактивных элементов, может быть выполнена в виде единой мощной микросборки.

Проведенный пример оптимизации параметров УКВС и расчета его энергетических характеристик для линейно нарастающего сигнала показал, что по сравнению с усилителем класса В ($n = 1$), уже при трехуровневом квантовании мощность потерь в УКВС снижается в 2...2,5 раза (в зависимости

от остаточного напряжения на транзисторах). Дальнейшее увеличение n приводит к менее резкому снижению относительной мощности потерь, что, при очевидном усложнении схемотехнической реализации подобных УКВС, делает наиболее целесообразным использование трех-четырёхуровневого квантования.

Руководствуясь разработанной методикой оптимизации параметров УКВС и расчета его энергетических характеристик, можно найти пороги квантования для огибающих произвольных современных телекоммуникационных сигналов.

Литература

1. Данешманд Бехруз Мехди. Сравнительный анализ концепции создания и развития сетей 5G/IMT-2020 в России, Китае, США и Европе // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №6. С. 20-32.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14. № 2. С. 25-31.
3. Крейнделин В.Б., Старовойтов М.Ю. Повышение помехоустойчивости системы связи МИМО с пространственным мультиплексированием методом додетекторного сложения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 4. С. 4-13.
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. Т. 12. № 11. С. 4-20.
6. Варламов О.В., Варламов В.О. Распределение максимальных уровней атмосферных радиощумов в диапазонах низких частот и средних частот по территории Земли // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.
7. Varlamov O. V. Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562.
8. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Применение технологии МИМО в современных системах беспроводной связи разных поколений // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 4. С. 4-12.
9. Аль намер Зайнал. Архитектура умного дома интернет вещей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №8. С. 58-61.
10. Антонова В.М., Маликова Е.Е., Панов А.Е., Спичек И.В., Маликов А.Ю. Реализация технологии IoT для мониторинга данных через облачный сервис // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №2. С. 46-53.
11. Степанов М.С., Поскотин Л.С., Шишкин Д.В., Тургут Тимур, Музата А.Р. Применение протокола ZigBee для организации системы "Умный дом" для пожилых людей // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №10. С. 64-70.
12. Довбня В.Г., Фролов С.Н., Сулима К.П., Щитов А.Н. Специфика реализаций комплексов управления на базе технологии LoRaWAN // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №9. С. 24-30.
13. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации: дис. ...докт. техн. наук: 05.12.04 / Варламов Олег Витальевич. М., 2017. 350 с.

14. *Dymkova S.S.* Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments // *Synchroinfo Journal*, vol. 5, no. 6, pp. 17-21, 2019.
15. *Dymkova S.* Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems // *Synchroinfo Journal*, vol. 7, no. 5, pp. 36-48, 2021. DOI: 10.36724/2664-066X-2021-7-5-36-48.
16. *Filimonov N., Varlamov O., Itkin G.* Efficient modulation of RF signals. Патент на изобретение US 7724837 B2. Заявка № US20040546012 от 07.01.2004.
17. *Filinomov N., Varlamov O.* Power amplifier circuit for amplifying RF-signals. Патент на изобретение EP 1229642 B1. Заявка № EP20010102249 от 31.01.2001.
18. *Варламов О.В., Нгуен Д.К., Грычкин С.Е.* Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №9. С. 1-6.
19. *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, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126.
20. *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, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
21. *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.
22. *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, Moscow, Russia, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2019.8706736
23. *Varlamov O.V., Chugunov I.V.* Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2017.7997508
24. *Chireix H.* High power outphasing modulation // *Proc. IRE*, vol. 23, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
25. *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.
26. *Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Лаврушенков В.Г.* Разработка коротковолнового ключевого усилителя мощности с раздельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 42-44.
27. *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, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651.
28. *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), Saint-Petersburg, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
29. *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.
30. *Варламов О.В.* Разработка высокоэффективного модуляционного тракта для ВЧ усилителя мощности с раздельным усилением составляющих однополосного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 45-46.
31. *Varlamov O.V.* Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // В сборнике: 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.
32. *Bolotov A.O., Kholyukov R.G., Varlamov O.V.* EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2018. 2018. С. 8456955.
33. *Холюков Р.Г., Варламов О.В.* Разработка формирователя ШИМ сигнала с дополнительной дельта-сигма модуляцией на ПЛИС и измерение его характеристик // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2019. Т. 10. № 5. С. 79-84.
34. *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
35. *Варламов О.В.* Исследование и разработка цифрового усилителя мощности ОМ сигналов с компенсацией ошибок квантования // диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 1993
36. *Кубакин В.Н.* Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 231 с.
37. *Renaud L., Baylon J., Gopal S., Hoque M.A., Heo D.* Analysis of Systematic Losses in Hybrid Envelope Tracking Modulators // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 4, pp. 1319-1330, April 2019, doi: 10.1109/TCSI.2018.2883531.
38. *Kubicz Arthur P.* Signal path series step-biased multidevice high-efficiency amplifier. Патент на изобретение US 3577092. Заявка № 3577092 от 04.05.1971.
39. *Kim J.H., Son H.S., Kim W.Y., Park C.S.* Envelope Amplifier With Multiple-Linear Regulator for Envelope Tracking Power Amplifier // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 11, pp. 3951-3960, Nov. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2281960.
40. *Bang J.-S., Kim D., Lee J., Jung S., Choo Y., Park S., Jung Y.-H., Ko J.-Y., Norniyama T., Baek J., Han J., Lee S.-H., Kim I.-H., Paek J.-S., Lee J., Cho T.B.* 2-Tx Digital Envelope-Tracking Supply Modulator Achieving 200MHz Channel Bandwidth and 93.6% Efficiency for 2G/3G/LTE/NR RF Power Amplifier // 2022 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2022, pp. 1-3, doi: 10.1109/ISSCC42614.2022.9731655.

POWERFUL BROADBAND DC AMPLIFIERS FOR MODULATION PATH OF TRANSMITTERS WITH SEPARATE AMPLIFICATION

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

Abstract

Increasing transmission path efficiency, as the largest consumer of electricity, is relevant for any wireless communication devices, digital television, and radio broadcasting. A number of methods are used to improve efficiency, including Envelope Tracking (ET) and Envelope Elimination and Restoration (EER, or Kahn method). Increasing the bandwidth of used frequencies in 5G radio systems requires expanding the modulation path DC amplifiers bandwidth to 250...500 MHz or more. The possibility of using amplifiers with input signal quantization (AISQ) as an alternative to the most common broadband hybrid modulators combining linear and switching (with PWM) amplification channels is considered. It is shown that in order to obtain AISQ high energy characteristics, it is advisable to perform, according to the scheme with output channels parallel connection, the switching of the amplifying cells along the input circuits and to reduce the saturation voltage on the output transistors. An approach has been developed for the AISQ characteristics optimizing according to the criterion of minimum losses. The example of AISQ parameters optimization and its energy characteristics calculation for a linearly increasing signal showed that, compared with a class B amplifier ($n = 1$), already with three-level quantization, the loss power in the AISQ decreases by 2...2.5 times (depending on the residual transistor voltage). A further increase in n leads to a less sharp decrease in the relative loss power, which, with the obvious complication of the circuitry implementation of such AISQ, makes the use of three-four-level quantization the most expedient. With these parameters, the AISQ becomes competitive with hybrid modulators and does not create electromagnetic interference from the PWM path.

Keywords: broadband DC amplifier, circuit optimization, envelope modulator, Envelope Tracking, Envelope Elimination and Restoration, high efficiency power amplifier.

References

1. Behrooz Daneshmand, "Comparative analysis of the concept of creation and development of 5G/IMT-2020 networks in Russia, China, USA and Europe," *T-Comm*, vol. 15, no.6, pp. 20-32, 2021.
2. M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, "The problem of spectral efficiency and capacity increase in perspective 6G communication systems," *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 25-31, 2020.
3. V.B. Kreindelin, M.Yu. Starovoytov, "Application of predetector receive signal combining to improve the performance of MIMO spatial multiplexing," *T-Comm*, vol. 11, no.4, pp. 4-13, 2017.
4. O.V. Varlamov, V.O. Varlamov, A.V. Dolgopyatova, "DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region," *T-Comm*, vol. 13, no.9, pp. 9-16, 2019.
5. O.V. Varlamov, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," *T-Comm*, vol. 12, no.11, pp. 4-20, 2018.
6. O. V. Varlamov and V. O. Varlamov, "Distribution of maximum levels of atmospheric radio noise in LF and MF ranges in the territory of the Earth," *H&ES Research*, vol. 9, no. 5, pp. 42-51, 2017.
7. O. V. Varlamov, "Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers," *2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562.
8. M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin, D.Yu. Pankratov, "Application of MIMO technology in modern wireless communication systems of different generations," *T-Comm*, vol. 15, no.4, pp. 4-12, 2021.
9. Al namer Zainal, "The architecture of smart home internet of things," *T-Comm*, vol. 15, no.8, pp. 58-61, 2021.
10. V.M. Antonova, E.E. Malikova, A.E. Panov, I.V. Spichek, A.Y. Malikov, "Implementation of IoT technology for data monitoring via cloud services," *T-Comm*, vol. 15, no.2, pp. 46-53, 2021.
11. M.S. Stepanov, L.S. Poskotin, D.V. Shishkin, Turgut Timur, A.R. Muzata, "The using of ZigBee protocol to organize the "Smart Home" system for aged people," *T-Comm*, vol. 15, no.10, pp. 64-70, 2021.
12. V.G. Dovbnya, S.N. Frolov, K.P. Sulima, A.N. Schitov, "Specifics of implementation of control systems based on LoRaWAN technology," *T-Comm*, vol. 14, no.9, pp. 24-30, 2020.
13. O.V. Varlamov, "The technology of creating a digital broadcasting network of the DRM standard for the Russian Federation", D.Sc. Thesis [Tekhnologiya sozdaniya seti cifrovogo radioveshchaniya standartu DRM dlya Rossijskoj Federacii Dis. Dokt. Tehn. Nauk], 2017.
14. S.S. Dymkova, "Breakthrough 5G data call using dynamic spectrum sharing to accelerate nationwide 5G deployments," *Synchroinfo Journal*, vol. 5, no. 6, pp. 17-21, 2019.

15. S. Dymkova, "Applicability of 5G subscriber equipment and global navigation satellite systems," *Synchroinfo Journal*, vol. 7, no. 5, pp. 36-48, 2021. DOI: 10.36724/2664-066X-2021-7-5-36-48.
16. Filimonov N., Varlamov O., Itkin G. "Efficient modulation of RF signals," US 7724837 B2. 07.01.2004.
17. Filimonov N., Varlamov O. "Power amplifier circuit for amplifying RF-signals," EP 1229642 B1. 31.01.2001.
18. O.V. Varlamov, D.C. Nguyen, S.E. Grychkin, "Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques," *T-Comm*, vol. 15, no.9, pp. 11-16, 2021.
19. O. V. Varlamov, D. C. Nguyen and S. E. Grychkin, "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*, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126.
20. V. N. Gromorushkin and O. V. Varlamov, "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, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
21. 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 Reserch*. 2022. Vol. 14. No 2. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18
22. V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, A. V. Dolgopyatova and A. A. Voronkov, "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, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2019.8706736
23. O. V. Varlamov and I. V. Chugunov, "Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation," *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508
24. H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
25. L. R. Kahn, "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.
26. O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin, V. G. Lavrushenkov, "Development of shortwave SSB switching power amplifier with envelope elimination and restoration", *T-Comm*, vol. 5, no. 9, pp. 42-44, 2011.
27. O. V. Varlamov and 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.
28. O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin, "Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions," *2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, Saint-Petersburg, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
29. 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.
30. O.V. Varlamov, "Development of high-efficiency modulation path for HF power amplifier with envelope elimination and restoration", *T-Comm*, vol. 5, no. 9, pp. 45-46, 2011.
31. Oleg V. Varlamov, "Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path", *2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, pp.1-5, 2021.
32. A. O. Bolotov, R. G. Kholyukov and O. V. Varlamov, "EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation" *2018 Systems of Signal Synchronization Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Minsk, pp. 1-4, 2018.
33. R.G. Kholyukov, O.V. Varlamov, "Development of a PWM signal shaper with additional delta-sigma modulation on an FPGA and measurement of its characteristics," *Systems of synchronization, signal generation and processing*, vol. 10, no. 5, pp. 79-84, 2019.
34. A.O. Bolotov, O.V. Varlamov, "Experimental study of the PWM signal amplifier layout for the EER transmitter modulation path," *Systems of synchronization, signal generation and processing*, vol. 10, no. 6, pp. 80-84, 2019.
35. O.V. Varlamov, "Research and development of a digital power amplifier for SSB signals with quantization error compensation," Thesis for the degree of candidate of technical sciences / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 1993.
36. V.N. Kibakin, "Fundamentals of switching amplification techniques," Moscow, Energy, 1980, 231 p.
37. L. Renaud, J. Baylon, S. Gopal, M. A. Hoque and D. Heo, "Analysis of Systematic Losses in Hybrid Envelope Tracking Modulators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 4, pp. 1319-1330, April 2019, doi: 10.1109/TCSI.2018.2883531.
38. Arthur P. Kubicz, "Signal path series step-biased multidevice high-efficiency amplifier," US 3577092. 04.05.1971.
39. J. H. Kim, H. S. Son, W. Y. Kim and C. S. Park, "Envelope Amplifier With Multiple-Linear Regulator for Envelope Tracking Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 11, pp. 3951-3960, Nov. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2281960.
40. J. -S. Bang et al., "2-Tx Digital Envelope-Tracking Supply Modulator Achieving 200MHz Channel Bandwidth and 93.6% Efficiency for 2G/3G/LTE/NR RF Power Amplifiers," *2022 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, 2022, pp. 1-3, doi: 10.1109/ISSCC42614.2022.9731655.

Information about author:

Oleg V. Varlamov, Doctor of Science (technical), professor of the Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia