

С.В. ДВОРНИКОВ, С.С. ДВОРНИКОВ, К.Д. ЖЕГЛОВ
**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИГНАЛОВ ОДНОПОЛОСНОЙ
МОДУЛЯЦИИ С УПРАВЛЯЕМЫМ УРОВНЕМ НЕСУЩЕГО
КОЛЕБАНИЯ**

Дворников С.В., Дворников С.С., Жеглов К.Д. Помехоустойчивость сигналов однополосной модуляции с управляемым уровнем несущего колебания.

Аннотация. Однополосная модуляция активно используется при организации связи посредством ионосферного канала в декаметровом диапазоне радиоволн. Это обусловлено, тем, что передачи с однополосной модуляции позволяют минимизировать полосу частот при сохранении скорости передачи информации и при этом повысить помехоустойчивость приема по отношению к передачам с амплитудной и частотной аналоговой модуляцией. Вместе с тем широкое применение технологий квадратурного синтеза открыли новые возможности по формированию передач с однополосной модуляцией без непосредственного применения процедур фильтрации. Анализ особенностей реализации метода квадратурного синтеза сигналов с однополосной модуляцией показал, что введение в состав его процедур дополнительного параметра позволит регулировать остаточный уровень несущего колебания и тем самым управлять помехоустойчивостью приема. Открывшиеся возможности позволили разработать способ и реализующее его устройство формирования сигнала однополосной модуляции с регулируемым уровнем несущего колебания. Рассмотрены технологии квадратурного синтеза сигналов амплитудной модуляции и однополосной модуляции с подавленной несущей как на уровне аналитического моделирования, так и с применением стандартного квадратурного модулятора. Обоснована необходимость перехода к аналитической форме представления модулирующего сигнала. Показана роль и место преобразователя Гильберта при формировании сигналов с однополосной модуляцией. Рассмотрены известные технологии формирования сигналов однополосной модуляции с сохраненным пилот-сигналом. Обоснована возможность управления величиной сохраненного пилот-сигнала на уровне процедур квадратурного синтеза. Разработана аналитическая модель и на ее основе структурная схема, позволяющая формировать сигналы однополосной модуляции с регулируемым уровнем пилот-сигнала. Демонстрируются результаты аналитического моделирования. Рассчитана величина обеспечиваемого энергетического выигрыша в результате регулирования остаточным уровнем несущего колебания. Проанализированы подходы к оценке помехоустойчивости передач с однополосной модуляцией. Предложен подход к расчету вероятности битовой ошибки передач с однополосной модуляцией, манипулированных дискретными колебаниями по результатам перераспределения энергии между несущим колебанием и боковой полосой, определяемого остаточным уровнем пилот-сигнала. Сформулированы выводы и предложения по практической реализации полученных результатов.

Ключевые слова: однополосная модуляция, управление уровнем пилот-сигнала, синтез сигналов однополосной модуляции, помехоустойчивость передач с однополосной модуляцией.

1. Введение. Однополосная модуляция (ОМ), в английском варианте *single-sideband modulation (SSB)*, получила свое развитие благодаря исследовательской работе Дж. Р. Карсона (патент на способ

передачи сигналов с эффективным использованием канального спектра) [1]. С того момента передачи с ОМ активно используются при организации связи посредством ионосферного канала в декаметровом диапазоне радиоволн [2 – 4].

Основное преимущество сигналов ОМ в каналах декаметровой радиосвязи, перед другими видами модуляции состоит в том, что их применение позволяет минимизировать полосу частот при сохранении скорости передачи информации [5, 6]. Теоретические основы формирования и обработки сигналов ОМ достаточно хорошо проработаны, что позволило получить им широкую практическую апробацию не только в декаметровом диапазоне радиоволн, но и в оптике [7, 8].

Однако основное применение передачи с ОМ преимущественно находят на линиях коротковолновой связи [9, 10], а также в аппаратуре, использующей технологии мультиплексирования с частотным разделением каналов (ЧРК) [11, 12], в английском варианте *frequency-division multiplexing (FDM)* [8]. Начиная с середины 50 гг. XX века однополосная модуляция применяется в качестве основного стандарта для связи с воздушными судами в воздухе.

Вместе с тем, несмотря на глубокую проработку теоретических аспектов, связанных с передачами ОМ по различным каналам связи, проведенный анализ публикационной активности показал, что в настоящее время наблюдается определенный ренессанс технологий *SSB*, вызванный переходом к цифровым методам квадратурной обработки сигналов [13 – 15]. Указанные обстоятельства определяют актуальность данного направления исследования.

В связи с этим, в настоящей статье представлены результаты исследования по разработке способа и реализующего его устройства, позволяющего формировать сигналы ОМ с регулируемым уровнем несущего колебания. Данное направление представляет собой дальнейшее развитие технологии синтеза сигналов ОМ, получившей в англоязычной литературе название *single-sideband suppressed-carrier modulation (SSB-SC)* [16].

2. Теоретические основы синтеза сигналов ОМ. В аналоговых модуляторах формирование сигналов ОМ осуществлялось путем соответствующей фильтрации предварительно формируемых сигналов амплитудной модуляции (АМ). В результате указанных процедур осуществлялся выбор верхней или нижней боковой полосы спектра сигнала АМ, при необходимости, с частичным сохранением пилот-сигнала [6]. Очевидно, что такая технология достаточно сложна в своей реализации, поскольку предполагает наличие системы

высокооборотных фильтров с достаточно узкой полосой пропускания и низким уровнем боковых лепестков [17, 18].

Развитие цифровых технологий открыло возможность синтеза сигналов ОМ на основе их квадратурной обработки [19], предполагающей переход к аналитической форме представления обрабатываемого сигнала [20, 21].

С учетом того, что процедуры синтеза сигналов ОМ базируются на технологии формирования сигналов амплитудной модуляции, первоначально рассмотрим сигнал АМ, который в терминах квадратурной обработки представим в следующем виде:

$$s_{AM}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[1 + m_{AM}s(t)]\cos(\omega_0 t) + \frac{1}{\sqrt{2}}[1 + m_{AM}s(t)]\sin(\omega_0 t), \quad (1)$$

где m_{AM} – индекс амплитудной модуляции; $s(t)$ – модулирующий сигнал; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота.

Заметим, что формула (1) может быть упрощена, но данный вариант представлен в терминах квадратурного синтеза, необходимого для дальнейшего исследования.

На рисунке 1 демонстрируется структурная схема модулятора, позволяющего осуществлять квадратурный синтез сигналов АМ, в соответствии с формулой (1).

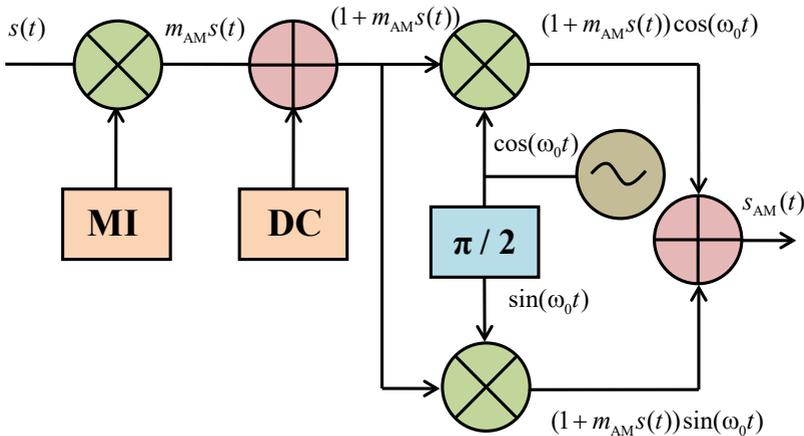


Рис. 1. Структурная схема модулятора сигналов АМ $s_{AM}(t)$ (схема предложена авторами)

На рисунке 1 введены следующие обозначения: генератор формирования значения индекса модуляции (MI – *modulation index*); генератор формирования единичного уровня напряжения постоянного тока (DC – *direct current*); $\pi/2$ – фазовращатель.

Уникальность предложенного модулятора в том, что он позволяет путем изменения напряжения генератора MI формировать сигналы АМ с заданным уровнем глубины модуляции.

В качестве примера на рисунке 2 показаны сигналы АМ: сигнал $s1_{AM}(t)$, сформированный при $m_{AM} = 1$, и сигнал $s2_{AM}(t)$, сформированный при $m_{AM} = 0,5$.

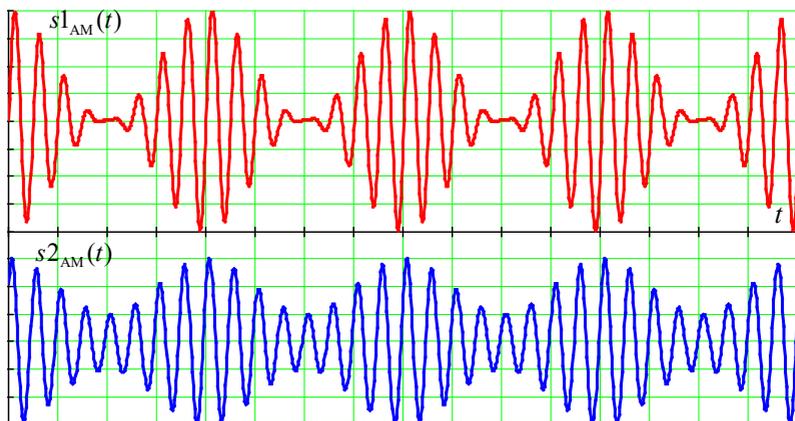


Рис. 2. Сигналы АМ при разных индексах модуляции

На рисунке 3 представлены спектры сигналов $s1_{AM}(t)$ и $s2_{AM}(t)$.

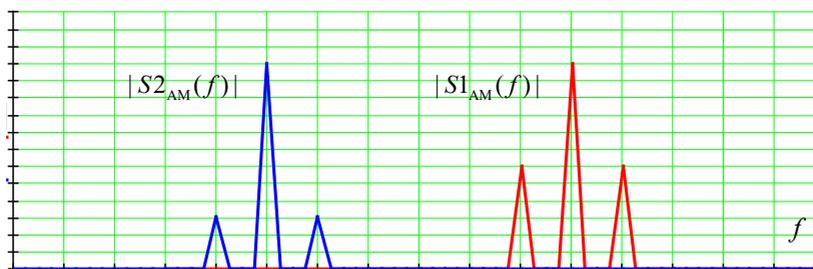


Рис. 3. Спектры сигналов АМ при разных индексах модуляции

Анализ спектров, представленных на рисунке 3, указывает на то, что изменение индекса модуляции для сигналов АМ, сформированных методом квадратурного синтеза, не ведет к перераспределению энергии между пилот-сигналом и боковыми полосами, содержащими информацию, а лишь снижает энергию последних. Это подтверждается результатами исследования, представленного в [22].

Действительно, согласно выражению (1), в каждом из квадратурных каналов используется один и тот же модулирующий сигнал $s(t)$, поэтому в результирующем спектре амплитудной модуляции левая и правая боковые полосы имеют одно и то же информационное наполнение. В результате энергия, приходящая на пилот-сигнал, который не участвует в передаче информации, в четыре раза выше, чем энергия каждой из боковых полос спектра. Именно поэтому амплитудная модуляция относится к низкоэнергетическим модуляционным форматам.

Но сама идея квадратурного синтеза открывает новые возможности по формированию сигналов ОМ, используя аналогичный подход.

В интересах раскрытия сущности квадратурного синтеза сигналов ОМ рассмотрим формирование сигнала ОМ, модулированного низкочастотной гармоникой. С позиций выражения (1) – это частный случай, при котором вместо сложения происходит вычитание квадратурных составляющих, при условии, что модулирующий сигнал приведен к аналитическому виду:

$$s_{\text{ОМ}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} s(t) \cos(\omega_0 t) \pm \frac{1}{\sqrt{2}} s^*(t) \sin(\omega_0 t), \quad (2)$$

где $s(t)$ – модулирующий сигнал; * – знак комплексного сопряжения по Гильберту; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 – несущая частота.

Именно использование процедуры комплексного сопряжения в выражении (2) обеспечивает переход к аналитической форме представления сигнала $s_a(t)$, согласно которой в результирующем спектре $S_a(f)$ наблюдаются только лишь положительные составляющие:

$$S_a(f) = \begin{cases} 2S(f), & f > 0; \\ S(f), & f = 0; \\ 0, & f < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где $S(f)$ и $S_a(f)$ – соответственно, спектральные представления исходного сигнала $s_a(t)$ и его аналитической формы $s(t)$, полученные в результате преобразования Фурье.

Учитывая, что спектр аналитического сигнала содержит только положительные составляющие, то соответственно преобразование Фурье функции сдвига $S_a(f - f_0)$ будет содержать только одну из частотных полос спектра $S(f)$, при условии, что в качестве модулирующего сигнала использовано гармоническое колебание [23, 24]:

$$s_{\text{ОМ}}(t) + js_{\text{ОМ}}^*(t) = \Phi^{-1} \{ S_a(f - f_0) \} = s_a(t) \exp(j2\pi f_0 t). \quad (4)$$

В формуле (4) Φ^{-1} – процедура обратного преобразования Фурье; j – знак мнимой единицы [24].

Следует отметить, что в формуле (2) используется двойной знак. Использование знака минус позволит получить сигнал ОМ с верхней боковой полосой, а знак плюс – с нижней боковой.

Структурная схема модулятора сигналов ОМ, в соответствии с формулой (2), будет иметь вид, представленный на рисунке 4.

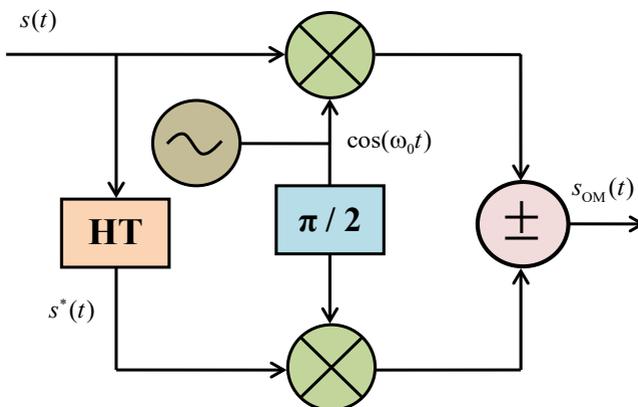


Рис. 4. Структурная схема модулятора сигналов ОМ $s_{\text{ОМ}}(t)$

Основное отличие модулятора ОМ от модулятора АМ в наличии преобразователя Гильберта, в английском варианте (*Hilbert Transformer* – НТ), который как раз и обеспечивает формирование комплексно-сопряженной формы $s^*(t)$ модулирующего сигнала $s(t)$. Сам модулятор ОМ построен по классической технологии квадратурного синтеза [10].

Для более детального раскрытия сущности работы модулятора на рисунке 5 представлено временное представление сигналов ОМ с нижней боковой полосой $s1_{OM}(t)$ и верхней боковой $s2_{OM}(t)$.

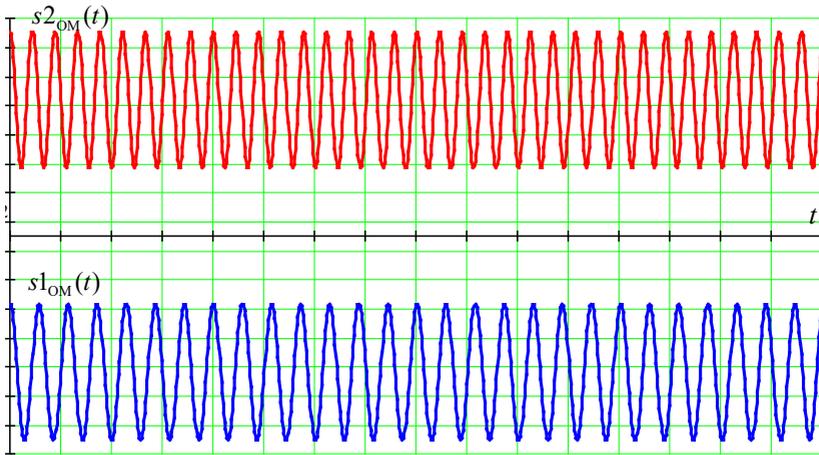


Рис. 5. Сигналы ОМ с нижней и верхней боковыми полосами

Заметим, что синтез сигналов на основе модулятора ОМ (рисунок 4), приводит к полному подавлению пилот сигнала, которое обеспечивается за счет квадратурной компенсации несущего колебания на сумматоре.

Правомерность рассмотренных процедур можно доказать аналитически, используя формулу (4), путем проведения следующих преобразований:

$$\begin{aligned}
 s_{OM}(t) &= \operatorname{Re}\{s_a(t) \exp(j2\pi f_0 t)\} = \\
 &= \operatorname{Re}\{[s(t) + js^*(t)][\cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t)]\} = \\
 &= s(t) \cos(2\pi f_0 t) - s^*(t) \sin(2\pi f_0 t).
 \end{aligned} \tag{5}$$

Для более детального раскрытия сущности квадратурной компенсации несущего колебания рассмотрим синтез сигнала ОМ при использовании в качестве модулирующего сигнала $s(t)$ низкочастотной гармоника вида $s(t) = A \cos(\Omega t)$ с нулевым значением начальной фазы, где A – амплитуда колебания.

Если подставить это значение в формулу (2) и предположить, что амплитуда несущего колебания равна U_0 , а сопряженная по Гильберту форма $s^*(t) = A \sin(\Omega t)$, то с учетом известного тригонометрического преобразования получим – $\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$:

$$\begin{aligned} s_{\text{ОМ}}(t) &= s(t) \cos(\omega_0 t) - s^*(t) \sin(\omega_0 t) = \\ &= A \cos(\Omega t) U_0 \cos(\omega_0 t) - A \sin(\Omega t) U_0 \sin(\omega_0 t) = \\ &= A U_0 \cos([\omega_0 + \Omega]t). \end{aligned} \quad (6)$$

Заметим, что в соответствии с выражением (6) результирующий сигнал ОМ содержит только лишь одну косинусоидальную составляющую.

Полученный результат соответствует синтезу сигнала ОМ с верхней боковой полосой.

Синтез сигнала ОМ с нижней боковой полосой возможен при переходе к модулирующему колебанию вида $s(t) = A \sin(\Omega t)$ и, соответственно, $s^*(t) = A \cos(\Omega t)$. Искомый результат будет определяться следующим тригонометрическим выражением:

$$\cos(\alpha - \beta + \pi/2) = \sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta.$$

Следует отметить, что для рассмотренного случая, когда в качестве модулирующего сигнала использована низкочастотная гармоника, спектры сигналов ОМ независимо от способа формирования (нижняя боковая полоса или верхняя боковая полоса) будут иметь одинаковую структуру. При использовании более сложных модулирующих сигналов формируемые спектры будут иметь зеркальную структуру относительно несущего колебания.

Так, на рисунке 6 представлены спектры сигналов ОМ с нижней боковой $s_{3\text{ОМ}}(t)$ и верхней боковой $s_{4\text{ОМ}}(t)$ полосой, модулированных сложным многокомпонентным колебанием.

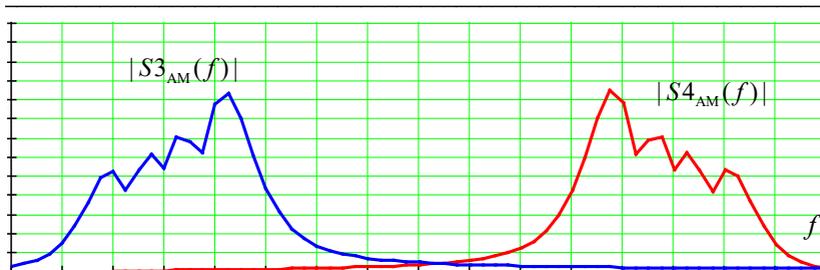


Рис. 6. Спектры сигналов ОМ сложной структуры

Результирующие спектры имеют явно зеркальную структуру.

По отношению к сигналам АМ, энергия боковой информационной составляющей у сигналов ОМ возрастает в два раза.

Несмотря на очевидную простоту реализации рассмотренного подхода, сигналы ОМ не получили широкого применения ввиду того, что прием таких сигналов связан с определенными сложностями.

Так, для того, чтобы обеспечить передачу сообщения без искажения, приемник должен быть точно настроен на частоту передатчика. Однако в силу нестабильности опорных генераторов и канальных искажений это достаточно сложно решаемая задача [25]. В результате передачи на основе ОМ без несущего колебания после демодуляции на приеме могут звучать на приеме очень неестественно с плохой разборчивостью речи.

3. Сигналы ОМ с сохраненной несущей. Для снижения негативных последствий данного эффекта на практике используют сигналы ОМ с частично сохраненной (подавленной) несущей (ОМ-ПН). Такие сигналы, как отмечалось ранее, получили название *SSB-SC* [26]. Наличие у таких сигналов несущего колебание обеспечивает на приеме возможность частотной подстройки опорного генератора приемника.

По своей сути передачи *SSB-SC* аналогичны передачам с АМ, но при этом для передачи информации используется полоса частот, которая в два раза уже, чем требуется для передач с амплитудной модуляцией. Поэтому режим работы с полной или частично подавленной несущей получил название режима, эквивалентного амплитудной модуляции, в английском варианте *amplitude modulation equivalent (AME)* [27].

Технологически (в рамках аналогового синтеза) режим *AME* не является эффективным, хотя его применение как раз и позволяет сохранить допустимое качество и требуемую разборчивость речи. Так, при реализации режима *AME* гармонические искажения могут

достигать величины порядка 25% [27], а возникающие попутно интермодуляционные искажения по своей величине намного выше, чем в традиционных режимах с АМ, но в целом словесная разборчивость остается на уровне порядка 95% и даже выше.

В теории и практике широкое применение получили два аналоговых способа реализации режима АМЕ.

Первый способ основан на совместном использовании амплитудной и фазовой модуляций, в английском варианте *compatible single sideband (CSSB)* [27]. Но такой подход предусматривает наличие высокостабильного фазового конвертора с постоянной фазовой характеристикой на всех частотах в пределах полосы пропускания приемного тракта.

Вместе с тем у такой системы имеется серьезный недостаток, заключающийся в возникновении высокого уровня интермодуляционных компонентов второго порядка при индексе модуляции $m_{AM} < 100\%$.

Стремление компенсации этого негативного явления, даже с учетом современных технологий, приводит к асимметрии структуры боковых полос. В результате возникает смещение спектральных компонент сигнала, и искомый спектр проявляется только в пределах некоторой части выделенной полосы частот приемного тракта. Из-за такого смещения происходит подавление высокочастотных составляющих спектра в стандартной полосе канала 3,1 кГц почти на 20 дБ по отношению к его низкочастотным составляющим.

Другая особенность аналоговой реализации данного режима связана с тем, что для дополнительной фазовой модуляции используется логарифмическая функция, характер поведения которой существенно зависит от уровня несущей. Поэтому при очень малом индексе модуляции сигнал CSSB становится по своей структуре близок к сигналам ОМ, что приводит к потере синхронизации на приеме.

Второй способ разработан Леонардом Р. Каном [28], который предложил в интересах снижения уровня интермодуляционных компонентов второго порядка использовать процедуры предварительного искажения. Для этого он разработал модулятор на основе функций \arcsin .

Но такая реализация достаточно сложна в техническом плане, так как для генерации точной формы сигнала \arcsin необходимо использовать обратную связь с несколькими контурами как в модуляторе при формировании сигнала, так и в демодуляторе при его приеме. Несмотря на это, данная технология получила развитие как метод STR-84 [27].

Вместе с тем проведенные аналитические исследования показали, что смена знака в выражении (1) (как в выражении (2)) приведет к синтезу сигнала *SSB-SC*:

$$s_{\text{ОМ-Н}}(t) = [1 + m_{\text{АМ}}s(t)]\cos(\omega_0 t) \pm [1 + m_{\text{АМ}}s^*(t)]\sin(\omega_0 t). \quad (7)$$

На рисунке 7 представлены эпюры временных фрагментов сигнала АМ и сигнала ОМ-Н, который синтезирован в соответствии с формулой (7).

Для дальнейшего исследования определим сигнал $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ как сигнал однополосной модуляции с сохраненной несущей (пилот-сигналом) (ОМ-Н).

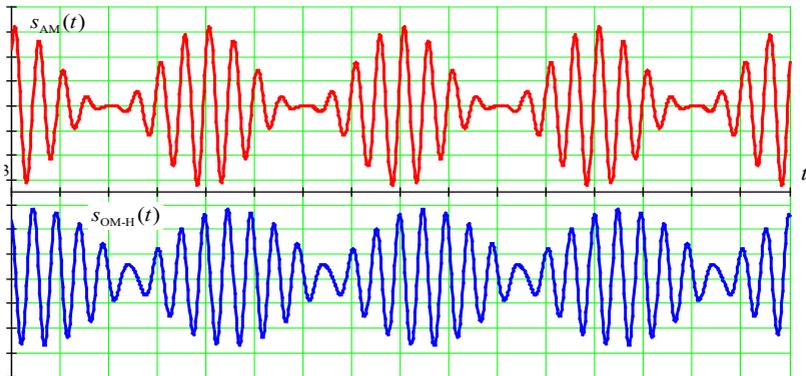


Рис. 7. Временное представление сигналов АМ $s_{\text{АМ}}(t)$ и ОМ-Н $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$

Отметим, что сигналы АМ и ОМ-Н имеют близкую структуру. Но если у сигнала АМ при смене модулирующей посылки происходит инверсия фазы, то у сигналов ОМ-Н фаза остается непрерывной по всей длительности сигнала. Данный эффект объясняется наличием лишь одной боковой полосы у $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$.

На рисунке 8 показаны модули спектров сигналов $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ и $s_{\text{АМ}}(t)$ $|S_{\text{ОМ-Н}}(f)|$ и $|S_{\text{АМ}}(f)|$.

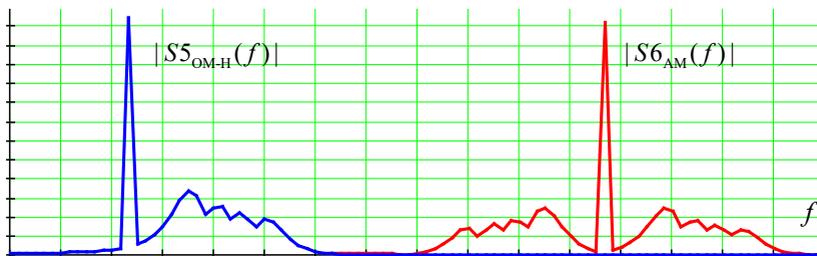


Рис. 8. Спектры сигналов ОМ-Н и АМ сложной структуры

В формуле (7) знак плюс или минус определяет выбор верхней или нижней боковой полосы. Другой важной особенностью формулы (7) является то, что в отличие от формулы (1) модулирующий сигнал в синфазной части представляет собой комплексно-сопряженную по Гильберту копию исходного сигнала. Поэтому синтез сигнала $s_{OM-H}(t)$ предполагает наличие преобразователя Гильберта. Схема такого устройства представлена на рисунке 9.

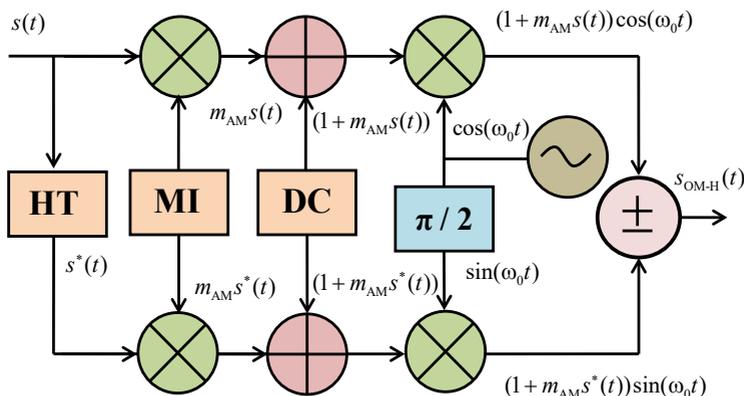


Рис. 9. Структурная схема модулятора сигналов ОМ-Н $s_{OM-H}(t)$

Элементы структурной схемы модулятора сигналов $s_{OM-H}(t)$, по своим функциям аналогичны элементам, представленным на рисунках 1 и 4.

Согласно результатам рисунка 8, сигналы $s_{OM-H}(t)$ и $s_{AM}(t)$ имеют одинаковую структуру несущего колебания (пилот-сигнала), при том, что энергия боковых полос у сигнала амплитудной модуляции в два раза меньше. При этом следует отметить, что спектр $|S5_{OM-H}(f)|$

не имеет ни искажений, ни смещений, возникающих при формировании аналоговых сигналов на основе аналоговых технологий в режиме *AME*.

4. Сигналы ОМ с управляемой несущей. Очевидно, что энергетика, приходящаяся на информационные составляющие спектра у сигналов $s_{\text{ОМ-Н}}(t)$ существенно выше, чем у $s_{\text{АМ}}(t)$. Однако наличие такой мощной несущей не является положительным моментом. Поэтому необходим поиск возможности управления ее уровнем в зависимости от качества канала.

Проведенные исследования показали, что один из подходов решения этой задачи, обеспечивающий достижение желаемого эффекта, заключается во введении в формулу (7) дополнительного параметра $m_{\text{ОМ}}$, который как раз и позволяет регулировать остаточный уровень несущего колебания.

Полученный указанным образом сигнал определим как сигнал однополосной модуляции с управляемым уровнем несущей (пилот-сигналом) (ОМ-У).

Тогда искомое выражение для синтеза сигнала $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ представим в следующем виде:

$$s_{\text{ОМ-У}}(t) = [m_{\text{ОМ}} + m_{\text{АМ}}s(t)]\cos(\omega_0 t) \pm [m_{\text{ОМ}} + m_{\text{АМ}}s^*(t)]\sin(\omega_0 t). \quad (8)$$

Следует отметить, что регулирование параметром $m_{\text{ОМ}}$ в пределах от нуля до единицы не ведет к перераспределению энергии, а лишь уменьшает уровень несущего колебания. Для синтеза сигналов $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ в модулятор (рисунок 9) необходимо генератор формирования единичного уровня напряжения постоянного тока заменить на генератор формирования уровня пилот-сигнала (PS – *pilot signal*) (рисунок 10). На рисунке 11 демонстрируются спектры сигналов $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ при значении $m_{\text{ОМ}}$ равном 1, 0,7 и 0,3.

Изменение значения $m_{\text{ОМ}}$ ведет не только к уменьшению уровня пилот-сигнала, но и изменяет структуру самого сигнала, характеризуемую снижением величины пик-фактора:

$$\Pi^2 = \frac{E_{\text{max}}}{E_0}, \quad (9)$$

где E_{max} – максимальное (пиковое) значение энергии; E_0 – среднее значение энергии.

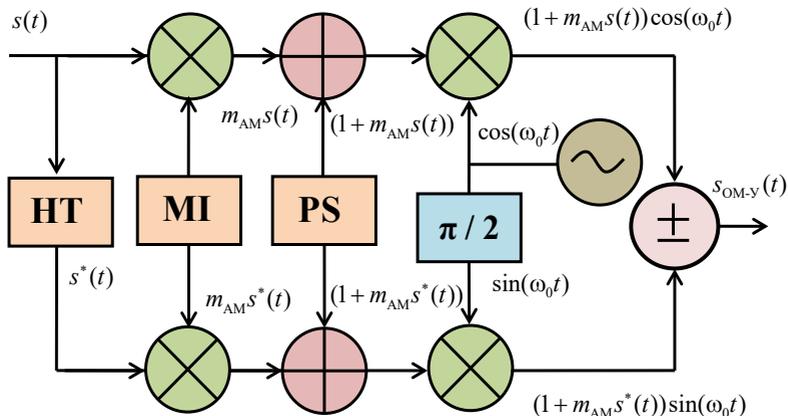


Рис. 10. Структурная схема модулятора сигналов ОМ-Н $s_{OM-Y}(t)$

В таблице 1 представлены результаты исследования зависимости изменения значения пик-фактора от изменения величины m_{OM} . Результирующим показателем здесь рассматривается относительная величина изменения пик фактора, рассчитываемая как:

$$\delta_{\Pi} = \frac{\Pi_1^2}{\Pi_m^2}. \tag{10}$$

В формуле (10) Π_1^2 – значение пик-фактора при $m_{OM} = 1$; Π_m^2 – значение пик-фактора при вариативной величине m_{OM} .

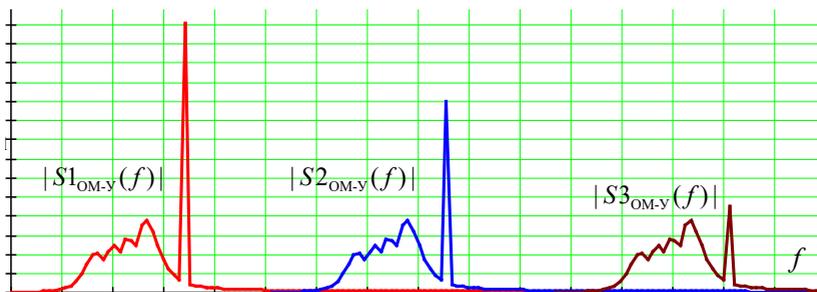


Рис. 11. Спектры сигналов ОМ-У при различном значении m_{OM}

Таблица 1. Зависимость относительной величины пик-фактора от величины коэффициента управления величиной уровня пилот-сигнала

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$\delta_{П}$	1	0,99	0,98	0,97	0,98	1	1,05	1,13	1,28	1,53

Результаты, представленные в таблице 1, получены при использовании в качестве модулирующего сигнала гармонического колебания.

Так, до величины $m_{OM} > 0,5$ сигналы s_{OM-y} имеют более высокий показатель пик-фактора по отношению к сигналам s_{OM-n} , несмотря на то, что они обладают более низким уровнем пилот-сигнала. А, начиная с $m_{OM} < 0,5$, у сигналов s_{OM-y} происходит стремительное снижение величины пик-фактора.

В подтверждение полученных расчетных значений на рисунке 12 представлены фрагменты сигналов $s1_{OM-y}(t)$ при значении $m_{OM} = 1$, и $s2_{OM-y}(t)$ при значении $m_{OM} = 0,3$.

Анализ эпюр временного и спектрального представления указанных сигналов показывает, что снижение величины m_{OM} не ведет к перераспределению общей энергии сигнала между боковой составляющей и несущим колебанием. Уменьшается только уровень пилот-сигнала. Однако если указанным образом формировать сигнал до его подачи на усилитель мощности, то рассмотренный подход обеспечит повышение энергетического потенциала информационных составляющих на выходе усилителя по отношению к сигналу без измененного уровня пилот-сигнала.

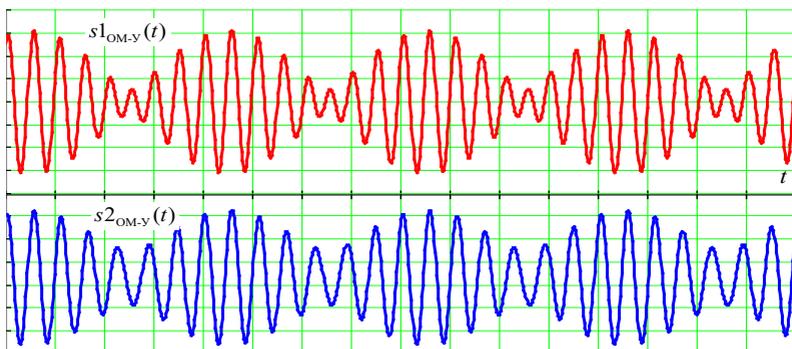


Рис. 12. Временное представление сигналов $s_{OM-y}(t)$ при различных значениях m_{OM}

Наблюдаемый эффект достигается за счет того, что при квадратурном синтезе происходит взаимная компенсация энергии синфазной и квадратурной составляющих. При $m_{OM} = 0$ сигнал $s_{OM-y}(t)$ вырождается в обычный сигнал $s_{OM}(t)$. Возможность изменения уровня пилот-сигнала позволяет управлять энергетическим балансом боковой полосы, содержащей информационное наполнение, и открывает новые возможности по организации радиосвязи.

Так, на первоначальном этапе целесообразно использовать сигнал $s_{OM-y}(t)$ с $m_{OM} = 1$. А затем, при установлении жесткой синхронизации, уменьшать уровень пилот-сигнала, тем самым повышая энергетический баланс боковой полосы.

В таблице 2 представлена зависимость относительного изменения энергии в сигнале $s_{OM-y}(t)$ δ_E :

$$\delta_E = \frac{E_B}{E_{PC}}, \quad (11)$$

где E_B – энергия, приходящейся на информационные составляющие; E_{PC} – энергия, приходящейся на пилот-сигнал.

В таблице 2 представлены результаты исследования зависимости относительного изменения энергии при различных вариациях величины m_{OM} , рассчитанной согласно формуле (11).

Таблица 2. Зависимость относительного изменения энергии, приходящейся на информационные составляющие к энергии пилот-сигнала, при изменении величины коэффициента управления величиной уровня пилот-сигнала

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
δ_E	0,5	0,62	0,78	1	1,4	2,0	3,1	5,6	12,5	5,0

Тогда, с учетом данных в таблице 2, можно оценить результирующий энергетический выигрыш, приходящийся на информационные составляющие в сигнале $s_{OM-y}(t)$ при различной величине m_{OM} (таблица 3) без учета пик-фактора, в соответствии с выражением:

$$\delta_\Sigma = \frac{E_B + E_{PC}(1 - m_{OM})}{E_B}. \quad (12)$$

Таблица 3. Результирующий энергетический выигрыш, приходящейся на информационные составляющие, при изменении величины коэффициента управления величиной уровня пилот-сигнала

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
δ_{Σ}	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8

Окончательный энергетический выигрыш с учетом изменения пик-фактора (таблица 1) представлен в таблице 4.

Таблица 4. Окончательный энергетический выигрыш, приходящийся на информационные составляющие, при изменении величины коэффициента управления величиной уровня пилот-сигнала

m_{OM}	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$\Xi_{П}$	1	1,19	1,37	1,55	1,76	2	2,31	2,71	3,33	4,28

Данные таблицы 4 можно рассматривать как результат, характеризующий энергетический выигрыш, обеспечиваемый переходом от сигналов $s_{OM-H}(t)$ к сигналам $s_{OM-Y}(t)$.

5. Помехоустойчивость передач с однополосной модуляцией.

Традиционно помехоустойчивость передач ОМ рассматривается с позиций выигрыша, обеспечиваемого в помехоустойчивости приема до $W_{OM}^{вх}$ и после $W_{OM}^{вых}$ демодулятора в сравнении с другими видами модуляции [29].

Так, средняя мощность сигнала ОМ на входе приемника будет определяться средней мощностью модулирующего сигнала $s_M^2(t)$ и средней мощности несущего колебания U_0^2 :

$$P_{OM}^2 = \frac{s_M^2(t)U_0^2}{2}. \quad (13)$$

Выражение (13) соответствует нагрузке величиной 1 Ом.

С учетом того, что основное значение пик-фактора P^2 будет определяться характером модулирующего колебания, а значение пиковой мощности – несущим колебанием, то P_{OM}^2 можно записать в виде:

$$P_{\text{OM}}^2 = \frac{U_0^2}{\Pi^2}. \quad (14)$$

С учетом этого отношение сигнал/шум (ОСШ) $W_{\text{OM}}^{\text{BX}}$ на входе демодулятора будет определяться как:

$$W_{\text{OM}}^{\text{BX}} = \frac{P_{\text{OM}}^2}{v_{\text{BX}}^2 \Delta F_{\text{BX}}} = \frac{U_0^2}{v_{\text{BX}}^2 \Delta F_{\text{BX}} \Pi^2}, \quad (15)$$

где ΔF_{BX} – занимаемая полоса частот; v_{BX}^2 – спектральная плотность мощности шума на входе тракта обработки.

На выходе демодулятора, соответственно, значение ОСШ:

$$W_{\text{OM}}^{\text{ВЫХ}} = \frac{P_{\text{OM}}^2}{v_{\text{ВЫХ}}^2 \Delta F_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_0^2}{v_{\text{ВЫХ}}^2 \Delta F_{\text{ВЫХ}} \Pi^2}. \quad (16)$$

Тогда, показатель обобщенного энергетического выигрыша, обеспечиваемого в результате обработки передач ОМ, будет равен единице [29]:

$$B_{\text{OM}} = \frac{W_{\text{OM}}^{\text{BX}}}{W_{\text{OM}}^{\text{ВЫХ}}} = 1. \quad (17)$$

Искомый результат получен с учетом того, что характер шумов на выходе $v_{\text{ВЫХ}}^2$ будет аналогичен входным шумам $v_{\text{ВХ}}^2$. А занимаемая полоса частот не изменится, т.е. $\Delta F_{\text{ВХ}} = \Delta F_{\text{ВЫХ}}$.

Заметим, что значение, равное единице в формуле (17), указывает на то, что передачи ОМ обладают потенциально возможной (достижимой) помехоустойчивостью приема.

Например, у передач с амплитудной модуляцией, такой показатель будет существенно зависеть от величины пик-фактора [29]:

$$B_{\text{AM}} = \frac{1}{(1 + \Pi^2)}. \quad (18)$$

И тогда, учитывая, что для речи значение пик-фактора достигает значения $\Pi^2 \approx 3,3$, то можно показать, относительную величину

энергетического выигрыша, обеспечиваемого однополосной модуляцией по отношению к амплитудной модуляции.

$$V_{OM} \approx 11,8 V_{AM}. \quad (19)$$

Очевидно, что такой способ оценки имеет место и используется при характеристике аналоговых систем связи [28]. Однако такая оценка является относительной и только в общем характеризует помехоустойчивость передач.

Вместе с тем в [30] представлено выражение для оценки вероятности битовой ошибки для приема сигналов бинарной амплитудной манипуляции (*binary amplitude shift keying – BASK*), представляющих собой разновидной амплитудной модуляции:

$$p_b(h) = Q\left(\sqrt{h^2 / 2}\right). \quad (20)$$

В формуле (14) h^2 – отношение энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума (далее рассматриваем как ОСШ); $Q(*)$ – гауссов интеграл ошибок.

Учитывая, что переход от АМ к ОМ-Н позволит в два раза повысить энергию, приходящуюся на информационные составляющие, а применение сигналов ОМ-У при $m_{OM} = 0,3$ и $m_{OM} = 0,1$ соответственно повысит энергию в 2,71 и 4,28 раза (таблица 4), по отношению к сигналам ОМ-Н, можно на основе формулы (14) построить следующие графические зависимости, представленные на рисунке 13.

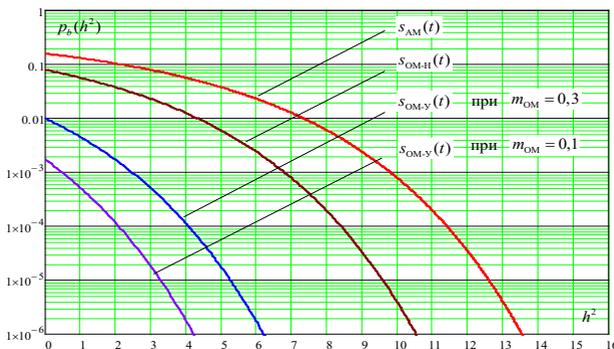


Рис. 13. Вероятностная оценка помехоустойчивости приема сигналов $s_{AM}(t)$, $s_{OM-N}(t)$ и $s_{OM-Y}(t)$ при $m_{OM} = 0,3$ и $m_{OM} = 0,1$

Полученные результаты следует рассматривать со следующих позиций. Так, переход к технологии однополосной модуляции приводит к перераспределению сигнальной энергии в более узкой полосе частот. В результате происходит фактическое изменение величины ОСШ в канале для обрабатываемого символа сигнала ОМ-У по отношению к сигналу ОМ-Н. То есть предложенный подход фактически изменяет помехоустойчивость приема не за счет изменения структуры символа как такового, а за счет дополнительного повышения энергии, приходящейся на информационные составляющие, в результате ее перераспределения между несущей и боковой полосой, обеспечиваемой путем изменения индекса $m_{\text{ОМ}}$. Поэтому шкала абсцисс на рисунке 13 отображает эквивалентное значение ОСШ, характерное только для символа сигнала АМ.

В качестве примера на рисунке 14 демонстрируются фрагменты сигналов *BASK* $s_{\text{АМ}}(t)$ и ОМ-У $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ при $m_{\text{ОМ}} = 0$, после перераспределения мощности (т.е. после усилителя).

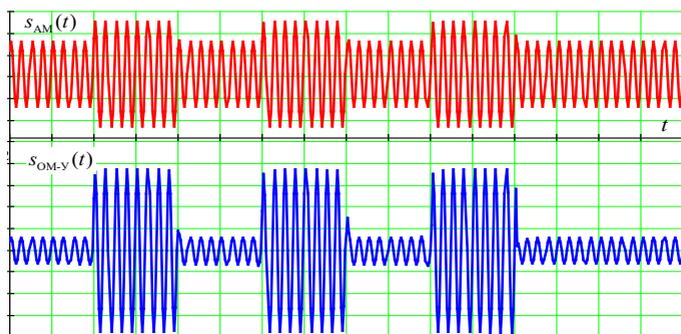


Рис. 14. Фрагменты сигналов *BASK*, сформированных на основе амплитудной модуляции $s_{\text{АМ}}(t)$ и на основе однополосной модуляции с управляемым уровнем несущей $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ при $m_{\text{ОМ}} = 0,3$

Очевидно, что после перераспределения мощности энергетика, приходящаяся на информационные составляющие, существенно возросла. В результате при одинаковой интенсивности шумов, текущее значение ОСШ для сигналов ОМ-У существенно будет выше, чем для сигналов АМ.

Полученные результаты в помехоустойчивости для $s_{\text{ОМ-У}}(t)$ и $s_{\text{АМ}}(t)$ сопоставимы с результатами, определяемые формулой (13) для передач ОМ и АМ, модулированных аналоговой речью.

Данный факт указывает на состоятельность предложенного подхода к оценке помехоустойчивости приема сигналов ОМ различных видов.

7. Заключение. Полученные результаты исследования показали, что применение технологий квадратурного синтеза сигналов передач с однополосной модуляцией открывает новые возможности по их применению в декаметровых каналах радиосвязи. Возможность управления напряжением несущего колебания обеспечивает устойчивое вхождение в связь на уровне шумов, при которых не возможна без искажения передача сообщений при использовании сигналов ОМ-Н. И после установления синхронизации, снижением значения параметра регулирования величины пилот-сигнала, повысить энергетику боковой составляющей для устойчивой работы радиолинии. Такой подход обеспечивает энергетический выигрыш на уровне порядка 7 дБ.

Обоснованная в работе аналитическая модель сигнала ОМ с управляемым уровнем пилот-сигнала и разработанная на его основе структурная схема модулятора позволят реализовать предложенный способ как на программном, так и аппаратном уровнях.

Дальнейшие исследования авторы связывают с применением методов совместной частотно-временной обработки сигналов, предложенных в [31], при решении задач демодуляции передач с однополосной модуляцией.

Литература

1. Carson J. Method and Means for Signaling with High Frequency Waves № US 1449382. AT&T, 1923.
2. Дворников С.В, Овчинников Г.Р., Бальков А.А. Программный симулятор ионосферного радиоканала декаметрового диапазона // Информация и космос. 2019. № 3. С. 6–12.
3. Леушин А.В. Потенциальная помехоустойчивость командной радиолинии управления // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 7. С. 20–29.
4. Kokhanov A.B., Yemeljanov S.V., Derevyagin Y.V. Single Sideband Hartley Amplitude Modulation // Radioelectronics and Communications Systems. 2020. vol. 63. no. 11. pp. 574–585. DOI 10.3103/S0735272720110023.
5. Коханов А.Б. Однополосная квадратурная модуляция // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 3 (657). С. 123–131.
6. What is SSB: Single Sideband Modulation. Electronics Notes. Available at: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/single-sideband-ssb-basics.php>. (accessed 29.01.2022).
7. Ye Z., Jun M., Leilei W., Dongyan W., Li Zh., Jiangnan X. Optical Polarization Division Multiplexing Transmission System Based on Simplified Twin-SSB Modulation. Sensors. 2022. vol. 22(20). pp. 7700. DOI: 10.3390/s22207700.

8. Hualong Ye., Leihong Zh., Kaimin W., Dawei Zh. Study on the key technology of ghost imaging based on orthogonal frequency division multiplexing // *Opticheskii Zhurnal*. 2021. vol. 88. no. 8. pp. 20–31.
9. Рахлин В.П., Сак П.В. Повышение энергетических показателей КВ-передатчика с однополосной модуляцией речевой информации при применении автоматической регулировки режима // *Техника радиосвязи*. 2021. № 4(51). С. 37–43.
10. A-Imam Al-S., Ahmed J., Ayman A. Bahrain Polytechnic. Graphical Analysis of Single Sideband Modulation. *International Journal of Computing and Digital Systems. IJCDs Journal*, 2021. vol. 10(1). DOI: 10.12785/ijcds/1001111.
11. Дворников С.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // *Цифровая обработка сигналов*. 2009. № 2. С. 7–11.
12. Никишкин П.Б., Витязев В.В. Методы широкополосной передачи данных на основе сигналов с частотным разделением каналов // *Цифровая обработка сигналов*. 2020. № 3. С. 45–49.
13. Щербаков В.В., Солодков А.Ф., Задерновский А.А. Расширенные форматы однополосной модуляции двухэлектродного модулятора Маха-Цендера // *Электроника и микроэлектроника СВЧ*. 2019. Т. 1. С. 395–399.
14. Алексеев А.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Автоматизированная система контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов // *Научное приборостроение*. 2000. Т. 10. № 3. С. 77–87.
15. Sinicyna E., Davydov V., Galichina A., Lukyanov A., Shishkov A., Podstrigaev A. A study of temperature dependence of phase shift in optoelectronic path of direction finder channels // *Journal of Physics: Conference Series*. 2019. pp. 012075.
16. Rosepreet K., Manoj S. Generation of Single Sideband-Suppressed carrier (SSB-SC) Signal Based on Stimulated Brillouin Scattering. *Journal of Physics: Conference Series*. vol. 2327. IOP Publishing, 2022. pp. 012025. DOI:10.1088/1742-6596/2327/1/012025.
17. Дворников С.В., Бородин Е.Ю., Маджар Х., Махлуф Ю.Х. Частотно-временное оценивание параметров сигналов на основе функций огибающих плотности распределения их энергии // *Информация и космос*. 2007. № 4. С. 41–45.
18. Нефедов Е.А. Исследование двухкаскадной системы формирования сигналов с однополосной амплитудной модуляцией // *Сборник тезисов работ XLVII Международной молодежной научной конференции Гагаринские чтения*. Москва: Издательство "Перо", 2021. С. 551.
19. Бойсунов Б.П., Короткова Л.А. Формирование радиосигналов с использованием преобразования частоты с одной боковой полосой // *Достижения науки и образования*. 2021. № 3(75). С. 21–23.
20. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2007. 268 с.
21. Егоров С.Б., Горбачев Р.И. Аналитическая модель шумового сигнала с медленной спектрально-амплитудной модуляцией для пассивного шумолокатора // *Труды Санкт-Петербургского государственного морского технического университета*. 2020. Т. 1. № 52. С. 6.
22. Kulkarni A., Kothavade S., Patel D. Assessment of SSB, Modified-SSB and VSB Modulation Techniques based on Modulation Index, Extinction Ratio, Chromatic Dispersion and Received RF power. *International Conference on Communication information and Computing Technology (ICCICT)*. 2021. pp. 1–7. DOI: 10.1109/ICCICT50803.2021.9509947.7.
23. Дворников С.В., Пшеничников А.В. Формирование спектрально-эффективных сигнальных конструкций в радиоканалах передачи данных контрольно-

- измерительных комплексов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т. 60. № 3. С. 221–228. DOI 10.17586/0021-3454-2017-60-3-221-228.
24. Бобков В.И., Снытко Ю.Н. Алгоритм формирования аналитического сигнала инфракрасного газоанализатора устойчивого к качке // Энергетика, информатика, инновации: Сборник трудов XI Международной научно-технической конференции. Смоленск: Универсум; филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», 2021. Т. 1. С. 63–67.
 25. Кобяков Р.С., Новожилов Р.Н., Писарев И.А., Жеглов А.В., Медведев С.Ю. Некоторые методы повышения точности компенсации фазовой нестабильности при передаче сигналов частоты и времени // Труды Института прикладной астрономии РАН. 2021. № 58. С. 36–40. DOI: 10.32876/ApplAstron.58.36-40.
 26. Huang C., Chan E. Photonic techniques for generating a single RF sideband with no second order sidebands. IEEE Photonics Journal. 2022. vol. 14. no 1. DOI: 10.1109/JPHOT.2021.3123168.
 27. Weber P. The History of Single Sideband Modulation Archived 2004-01-03. Wayback Machine, 2004.
 28. Kahn L. Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration. Proceedings of the IRE. 1952. vol. 40(7). pp. 803–806. DOI: 10.1109/JRPROC.1952.273844.
 29. Дворников А.С., Гудков М.А., Аюков Б.А., Федосов А.Ю., Подгорный А.В., Заседателев А.Н., Дворников С.В., Крячко А.Ф., Пшеничников А.В. Анализ помехоустойчивости передач с однополосной модуляцией в каналах с флуктуационными помехами // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 4. С. 58–64.
 30. Суржигов В.Ф., Компанийцев А.В. Физическое моделирование цифровых каналов СВЧ-связи с бинарным амплитудно-манипулированным сигналом в среде MATLAB // Мир науки, культуры, образования. 2022. № 1(92). С. 119–122. DOI: 10.24412/1991-5497-2022-192-119-122.
 31. Дворников С.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 7–11.

Дворников Сергей Викторович — д-р техн. наук, профессор, кафедра радиотехнических и оптоэлектронных комплексов, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»; профессор кафедры, кафедра радиосвязи, Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного». Область научных интересов: построение помехозащищенных систем радиосвязи, формирование и обработка сигналов сложных структур. Число научных публикаций — 448. practicdsv@yandex.ru; Тихорецкий проспект, 3, 194064, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)247-9400.

Дворников Сергей Сергеевич — канд. техн. наук, доцент, кафедра конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»; научный сотрудник, научно-исследовательский отдел, Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного». Область научных интересов: теория передачи сигналов, спектральная эффективность сигналов, помехозащищенность

каналов управления и связи радиотехнических систем. Число научных публикаций — 114. dvornik.92@mail.ru; Тихорецкий проспект, 3, 194064, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)247-9811.

Жеглов Кирилл Дмитриевич — аспирант, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения». Область научных интересов: системы радиосвязи дециметрового диапазона, управление частотно-энергетическим ресурсом радиолиний. Число научных публикаций — 2. zheglov.k@gmail.com; улица Большая Морская, 67А, 190000, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)247-9400.

S.V. DVORNIKOV, S.S. DVORNIKOV, K. ZHEGLOV
**NOISE IMMUNITY OF SINGLE-SIDEBAND MODULATION
SIGNALS WITH A CONTROLLED CARRIER LEVEL**

Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Zheglov K. Noise Immunity of Single-Sideband Modulation Signals with a Controlled Carrier Level.

Abstract. Single-sideband modulation is actively used in the organization of communication through the ionospheric channel in the decameter range of radio waves. This is due to the fact that transmissions with single-sideband modulation make it possible to minimize the frequency band while maintaining the information transfer rate and at the same time increase the noise immunity of reception in relation to transmissions with amplitude and frequency analog modulation. At the same time, the widespread use of quadrature synthesis technologies has opened up new possibilities for the formation of transmissions with single-sideband modulation without the direct use of filtering procedures. An analysis of the implementation features of the method of quadrature synthesis of signals with single-sideband modulation showed that the introduction of an additional parameter into its procedures will allow you to control the residual level of the carrier wave, and thereby control the noise immunity of the reception. The opened opportunities made it possible to develop a method and a device for generating a single-sideband modulation signal with an adjustable level of the carrier wave that implements it. The technologies of quadrature synthesis of signals of amplitude modulation and single-sideband modulation with the suppressed carrier are considered both at the level of analytical modeling and using a standard quadrature modulator. The necessity of transition to the analytical form of representation of the modulating signal is substantiated. The role and place of the Hilbert converter in the formation of signals with single-sideband modulation are shown. Known technologies for generating single-sideband modulation signals with a stored pilot signal are considered. The possibility of controlling the value of the stored pilot signal at the level of quadrature synthesis procedures is substantiated. An analytical model and, based on it, a structural diagram have been developed that allow one to generate single-sideband modulation signals with an adjustable pilot signal level. The results of analytical modeling are demonstrated. The value of the provided energy gain as a result of regulation by the residual level of the carrier wave is calculated. Approaches to assessing the noise immunity of transmissions with single-sideband modulation are analyzed. An approach is proposed for calculating the bit error probability of SSB transmissions manipulated by discrete oscillations based on the results of energy redistribution between the carrier oscillation and the sideband, determined by the residual pilot signal level. Conclusions and proposals for the practical implementation of the results obtained are formulated.

Keywords: single-sideband modulation, pilot signal level control, single-sideband modulation signal synthesis, noise immunity of single-sideband modulation transmissions.

References

1. Carson J. Method and Means for Signaling with High Frequency Waves № US 1449382. AT&T, 1923.
2. Dvornikov S.V., Ovchinnikov G.R., Balykov A.A. [Software simulator of decameter ionospheric radio channel]. *Informacija i kosmos – Information and space*. 2019. No. 3. pp. 6–12. (In Russ.).
3. Leushin A.V. [Potential noise immunity of the command radio control line]. *Uspеhi sovremennoy radioelektroniki – Successes of modern radio electronics*. 2022. vol. 76. No. 7. pp. 20-29. (In Russ.).

4. Kokhanov A.B., Yemelianov S.V., Derevyagin Y.V. Single Sideband Hartley Amplitude Modulation. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2020. vol. 63. no. 11. pp. 574–585. DOI 10.3103/S0735272720110023.
5. Kokhanov A.B. Single-sideband quadrature modulation. *Radioelektronika – Radioelectronics*. 2017. vol. 60. No. 3(657). pp. 123–131. (In Russ.).
6. What is SSB: Single Sideband Modulation. *Electronics Notes*. Available at: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/single-sideband-ssb-basics.php>. (accessed 29.01.2022).
7. Ye Z., Jun M., Leilei W., Dongyan W., Li Zh., Jiangnan X. Optical Polarization Division Multiplexing Transmission System Based on Simplified Twin-SSB Modulation. *Sensors*. 2022. vol. 22(20). pp. 7700. DOI: 10.3390/s22207700.
8. Hualong Ye., Leihong Zh., Kaimin W., Dawei Zh. Study on the key technology of ghost imaging based on orthogonal frequency division multiplexing. *Opticheskii Zhurnal*. 2021. vol. 88. No. 8. pp. 20–31.
9. Rakhlin V.P., Sak P.V. [Improving the energy performance of a HF transmitter with single-sideband modulation of speech information when using automatic mode control]. *Tehnika radiosvjazi – Radio communication technology*. 2021. No. 4(51). pp. 37–43. (In Russ.).
10. A-Imam Al-S., Ahmed J., Ayman A. Bahrain Polytechnic. Graphical Analysis of Single Sideband Modulation. *International Journal of Computing and Digital Systems*. *IJCDS Journal*, 2021. vol. 10(1). DOI: 10.12785/ijcdis/1001111.
11. Dvornikov S.V. [Demodulation of signals based on the processing of their modified time-frequency distributions]. *Cifrovaja obrabotka signalov – Digital Signal Processing*. 2009. No. 2. pp. 7–11. (In Russ.).
12. Nikishkin P.B., Vityazev V.V. [Methods of broadband data transmission based on signals with frequency division of channels]. *Cifrovaja obrabotka signalov – Digital signal processing*. 2020. No. 3. pp. 45–49. (In Russ.).
13. Shcherbakov V.V., Solodkov A.F., Zadernovskiy A.A. [Extended formats of single-sideband modulation of a two-electrode Mach-Zehnder modulator]. *Jelektronika i mikroelektronika SVCh – Electronics and microwave microelectronics*. 2019. vol. 1. pp. 395–399. (In Russ.).
14. Alekseev A.A., Zheleznyak V.K., Komarovich V.F., Dvornikov S.V. [Automated control system for the intensity of physical signal scattering fields]. *Nauchnoe priborostroenie – Scientific Instrumentation*. 2000. vol. 10. No. 3. pp. 77–87. (In Russ.).
15. Sinicyna E., Davydov V., Galichina A., Lukiyarov A., Shishkov A., Podstrigaev A. A study of temperature dependence of phase shift in optoelectronic path of direction finder channels. *Journal of Physics: Conference Series*. 2019. pp. 012075.
16. Rosepreet K., Manoj S. Generation of Single Sideband-Suppressed carrier (SSB-SC) Signal Based on Stimulated Brillouin Scattering. *Journal of Physics: Conference Series*. vol. 2327. IOP Publishing, 2022. pp. 012025. DOI:10.1088/1742-6596/2327/1/012025.
17. Dvornikov S.V., Borodin E.Yu., Madzhar Kh., Makhlufov Yu.Kh. [Time-frequency estimation of signal parameters based on their energy distribution density envelope functions]. *Informacija i kosmos – Information and space*. 2007. No. 4. pp. 41–45. (In Russ.).
18. Nefedov E.A. [Study of a two-stage signal generation system with single-sideband amplitude modulation]. *Sbornik tezisev rabot XLVII Mezhdunarodnoj molodjozhnoj nauchnoj konferencii Gagarinskie chtenija [Collection of abstracts of the XLVII International Youth Scientific Conference Gagarin Readings]*. Moscow: Izdatel'stvo "Pero", 2021. pp. 551. (In Russ.).

19. Boysunov B.P., Korotkova L.A. [Formation of radio signals using frequency conversion with one sideband]. Dostizhenija nauki i obrazovanija – Achievements of science and education. 2021. No. 3 (75). pp. 21–23. (In Russ.).
20. Dvornikov S.V. Teoreticheskie osnovy sinteza bilinejnyh raspredelenij [Theoretical foundations for the synthesis of bilinear distributions]. St. Petersburg: Izd-vo Politehn. un-ta, 2007. 268 p. (In Russ.).
21. Egorov S.B., Gorbachev R.I. [Analytical model of a noise signal with slow spectral-amplitude modulation for a passive noise radar]. Trudy Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo morskogo tehničeskogo universiteta [Proceedings of the St. Petersburg State Marine Technical University]. 2020. vol. 1. No. 52. pp. 6. (In Russ.).
22. Kulkarni A., Kothavade S., Patel D. Assessment of SSB, Modified-SSB and VSB Modulation Techniques based on Modulation Index, Extinction Ratio, Chromatic Dispersion and Received RF power. International Conference on Communication information and Computing Technology (ICCICT). 2021. pp. 1–7. DOI: 10.1109/ICCICT50803.2021.9509947.7.
23. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V. [Formation of spectrally efficient signal structures in radio channels of data transmission of control and measuring complexes]. Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Priborostroenie – Instrumentation. 2017. vol. 60. No. 3. pp. 221–228. DOI 10.17586/0021-3454-2017-60-3-221-228. (In Russ.).
24. Bobkov V.I., Snytko Ju.N. [Algorithm for generating an analytical signal of an infrared gas analyzer resistant to rolling]. Jenergetika, informatika, innovacii: Sbornik trudov XI Mezhdunarodnoj nauchno-tehničeskoy konferencii [Energy, Informatics, Innovations: Proceedings of the XI International Scientific and Technical Conference]. Smolensk: Universum; filial FGBOU VO «NIU «MJeI», 2021. vol. 1. pp. 63–67. (In Russ.).
25. Kobayakov R.S., Novozhilov R.N., Pisarev I.A., Zheglov A.V., Medvedev S.Ju. [Some methods for improving the accuracy of phase instability compensation in the transmission of frequency and time signals]. Trudy Instituta prikladnoj astronomii RAN [Proceedings of the Institute of Applied Astronomy RAS]. 2021. no. 58. pp. 36–40. DOI 10.32876/ApplAstron.58.36-40. (In Russ.).
26. Huang C., Chan E. Photonic techniques for generating a single RF sideband with no second order sidebands. IEEE Photonics Journal. 2022. vol. 14. no 1. DOI: 10.1109/JPHOT.2021.3123168.
27. Weber P. The History of Single Sideband Modulation Archived 2004-01-03. Wayback Machine, 2004.
28. Kahn L. Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration. Proceedings of the IRE. 1952. vol. 40(7). pp. 803–806. DOI: 10.1109/JRPROC.1952.273844.
29. Dvornikov A.S., Gudkov M.A., Ayukov B.A., Fedosov A.Ju., Podgornyj A.V., Zasedatelev A.N., Dvornikov S.V., Krjachko A.F., Pshenichnikov A.V. [Analysis of the noise immunity of transmissions with single-sideband modulation in channels with fluctuation noise] Voprosy radioelektronics. Serija: Tehnika televidenija. – Questions of radio electronics. Series: TV Technique. 2022. no. 4. pp. 58–64. (In Russ.).
30. Surzhikov V.F., Kompaniitsev A.V. [Physical modeling of digital channels of microwave communication with a binary amplitude-shift keyed signal in the MATLAB environment]. Mir nauki, kul'tury, obrazovanija – World of science, culture, education. 2022. no. 1(92). pp. 119–122. DOI 10.24412/1991-5497-2022-192-119-122. (In Russ.).
31. Dvornikov S.V. [Demodulation of signals based on the processing of their modified time-frequency distributions]. Cifrovaja obrabotka signalov – Digital signal processing. 2009. no. 2. pp. 7–11. (In Russ.).

Dvornikov Sergey V.— Ph.D., Dr.Sci., Professor, Department of radio engineering and optoelectronic complexes, Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education «St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation»; Professor of the department, Department of radio communications, Federal State Military Educational Institution of Higher Education «Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S.M.». Research interests: construction of noise-protected radio communication systems, formation and processing of signals of complex structures. The number of publications — 448. practicsv@yandex.ru; 3, Tikhoretsky Av., 194064, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)247-9400.

Dvornikov Sergey S. — Ph.D., Associate professor, Department of design and technologies of electronic and laser means, Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education «St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation»; Researcher, Research department, Federal State Military Educational Institution of Higher Education «Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S.M.». Research interests: theory of signal transmission, spectral efficiency of signals, noise immunity of control and communication channels of radio engineering systems. The number of publications — 114. dvornik.92@mail.ru; 3, Tikhoretsky Av., 194064, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)247-9811.

Zheglov Kirill — Post-graduate student, Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education «St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation». Research interests: decimeter radio communication systems, management of the frequency-energy resource of radio links. The number of publications — 2. zheglov.k@gmail.com; 67A, Bolshaya Morskaya St., 190000, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)247-9400.