

Формирование навигационных меандровых сигналов с пониженным уровнем внеполосного излучения

В. В. Неровный, д. т. н., доцент, valery.km@yandex.ru

АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Российская Федерация

В. В. Кирюшкин, к. т. н., доцент, kiryshkin@mail.ru

АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Российская Федерация

С. И. Бабусенко, к. т. н., доцент, serbs@mail.ru

АО НВП «ПРОТЕК», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассмотрены вопросы выбора полосы частот фильтра типа «приподнятый косинус», используемого для формирования навигационных меандровых сигналов с пониженным уровнем внеполосного излучения. Получены аналитические выражения для импульсной характеристики фильтра типа «приподнятый косинус», учитывающие параметры меандровых сигналов. Методом математического моделирования оценено влияние полосы частот фильтра «приподнятый косинус» на искажения меандровых сигналов в частотной и временной области.

Показано, что для формирования меандровых сигналов в фильтрах «приподнятый косинус» целесообразно выбирать максимальную полосу частот, что обеспечивает минимальные искажения в частотной и временной областях, минимальное значение пик-фактора и лучшие характеристики целостности структурно-временных параметров сигналов.

Однако, недостатком такого способа формирования меандровых сигналов является необходимость использования выходного усилителя передатчика сигнала в линейном режиме, что приводит к снижению его КПД.

Полученные результаты могут использоваться разработчиками локальных навигационных систем.

Ключевые слова: фильтр «приподнятый косинус», меандровые сигналы, минимальная полоса частот, максимальная полоса частот, пик-фактор

Formation of Navigation Meander Signals with Reduced Out-Of-Band Emission

V. V. Nerovny, *Dr. Sci. (Engineering), Assoc. Prof.*, valery.km@yandex.ru

JSC NVP PROTEK, Voronezh, Russian Federation

V. V. Kiryushkin, *Cand. Sci. (Engineering), Assoc. Prof.*, kiryshkin@mail.ru

JSC NVP PROTEK, Voronezh, Russian Federation

S. I. Babusenko, *Cand. Sci. (Engineering), Assoc. Prof.*, serbs@mail.ru

JSC NVP PROTEK, Voronezh, Russian Federation

Abstract. The paper considers the issues of bandwidth selection of the raised cosine filter used to form navigation meander signals with reduced out-of-band emission. Analytical expressions for pulse response of the raised cosine filter considering the parameters of meander signals are obtained. The influence of frequency bandwidth of the raised cosine filter on distortions of meander signals in frequency and time domain is estimated by mathematical modelling.

It is shown that it is reasonable to choose the maximal bandwidth for generation of meander signals in raised cosine filters that provides minimal distortions in frequency and time domain, minimal crest factor value, and the best integrity characteristics of time-structural parameters of signals.

However, a disadvantage of this method for meander signal formation is the need to employ an output amplifier of the signal transmitter in linear mode, which leads to a decrease in its efficiency.

The results obtained can be used by developers of local navigation systems.

Keywords: raised cosine filter, meander signals, minimum bandwidth, maximum bandwidth, crest factor

В настоящее время одним из направлений развития радионавигационных систем являются локальные навигационные системы. В локальных навигационных системах используются сигналы, параметры которых совместимы с сигналами глобальных навигационных систем GPS, ГЛОНАСС, Galileo и Compass. Существующие и новые навигационные сигналы имеют высокий уровень боковых лепестков спектра и, как следствие, большой уровень внеполосного излучения [1].

Необходимо отметить, что в системах подвижной радиосвязи с *BPSK*-сигналами для минимизации занимаемой полосы радиочастот и максимально возможного подавления внеполосного излучения при формировании сигнала используются специальные фильтры. Технически достаточно сложно получить требуемую форму спектра в формирователе на радиочастоте [2, 3]. Поэтому в современных системах подвижной радиосвязи фильтрация сигнала осуществляется в полосе частот около нуля [3]. Форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) таких фильтров приближена к АЧХ «идеального» фильтра нижних частот. Фильтры «приподнятый косинус», используемые для формирования *BPSK* и *QPSK*-сигналов, известны и достаточно подробно приведены в работах [2–4]. Новым видом навигационных сигналов являются меандровые сигналы [5], у которых модулирующая функция образуется путем дополнительной модуляции псевдослучайной последовательности (ПСП) дальномерного кода меандровыми поднесущими колебаниями (МПК) с периодом, кратно укладывающимся в элемент ПСП. Если при формировании используется модулирующая функция, получающаяся при перемножении ПСП дальномерного кода и одного МПК, такой сигнал называется *ВОС*-сигналом. Если при формировании сигнала используется два МПК, тогда такой сигнал называется *DuoDBOC*-сигналом [6].

Однако вопросы формирования меандровых навигационных сигналов с помощью фильтра «приподнятый косинус» исследованы недостаточно полно. В частности, остается открытым вопрос выбора полосы частот фильтра типа «приподнятый косинус».

Цель работы — исследование характеристик фильтров «приподнятый косинус», используемых для формирования меандровых навигационных

сигналов с пониженным уровнем внеполосного излучения.

Для достижения целей необходимо оценить, как влияет выбор полосы частот фильтра «приподнятый косинус» за счет искажений меандровых сигналов, вызванных фильтрацией на спектральные и временные характеристики, энергетическую эффективность передатчика и структурную целостность.

Определим максимальную полосу частот для меандровых сигналов [7]:

$$B_{C\max} = 2(k + m + n) \cdot f_{\text{ОП}} = \frac{2(k + m + n)}{\tau_{\text{ОП}}}, \quad (1)$$

$$B_{C\max} = 2(m + n) \cdot f_{\text{ОП}} = \frac{2(m + n)}{\tau_{\text{ОП}}}, \quad (2)$$

где $n = f_C/f_{\text{ОП}}$, $m = f_{M1}/f_{\text{ОП}}$; $k = f_{M2}/f_{\text{ОП}}$ — коэффициенты кратности частоты ПСП дальномерного кода, частот первого и второго МПК базовой частоте; f_{M1} — частота первого МПК; f_{M2} — частота второго МПК; $f_{\text{ОП}}$ — опорная (базовая) частота; $\tau_{\text{ОП}} = 1/f_{\text{ОП}}$ — длительность символа опорной модулирующей ПСП.

Выражение (1) определяет максимальную полосу частот для *DuoDBOC*-сигнала, а выражение (2) — для *ВОС*-сигнала.

Минимальная полоса частот для *ВОС* и *DuoDBOC*-сигналов определяется соотношениями

$$B_{C\min} = (k + m + n) \cdot f_{\text{ОП}} = \frac{(k + m + n)}{\tau_{\text{ОП}}}, \quad (3)$$

$$B_{C\min} = (m + n) \cdot f_{\text{ОП}} = \frac{(m + n)}{\tau_{\text{ОП}}}. \quad (4)$$

Тогда выражения для импульсной характеристики (ИХ) фильтров «приподнятый косинус» с максимальной полосой частот, использующихся при формировании *ВОС* и *DuoDBOC*-сигналов, имеет вид:

$$h_{\text{ВОС}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha_1(m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}{1 - 4\alpha_1^2((m+n)t/\tau_{\text{ОП}})^2} \cdot \frac{\sin((m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}{((m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}, \quad (5)$$

$$h_{\text{DuoBOC}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha_1(k+m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}{1 - 4\alpha_1^2((k+m+n)t/\tau_{\text{ОП}})^2} \cdot \frac{\sin((k+m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}{((k+m+n)t/\tau_{\text{ОП}})}, \quad (6)$$

где α_1 — коэффициент скругления, который характеризует избыток полосы обработки фильтра относительно полосы $B_{C\max}$.

Аналитические выражения для ИХ фильтра «приподнятый косинус» для минимальной полосы частот $B_{C\min}$ и $DuoDBOC$ -сигналов имеет вид:

$$h_{B_{C\min}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha_2(m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})}{1 - 4\alpha_2^2((m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})^2} \cdot \frac{\sin((m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})}{(m+n)t/2\tau_{\text{ОП}}}, \quad (7)$$

$$h_{DuoB_{C\min}}(t) = \frac{\cos(\pi\alpha_2(k+m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})}{1 - 4\alpha_2^2((k+m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})^2} \times \frac{\sin((k+m+n)t/2\tau_{\text{ОП}})}{(k+m+n)t/2\tau_{\text{ОП}}}, \quad (8)$$

где α_2 — коэффициент скругления, который характеризует избыток полосы обработки фильтра относительно полосы $B_{C\min}$.

Выражение для $B_{C\min}$ -сигнала на радиочастоте с учетом фильтрации имеет вид:

$$S(t) = AG_{\text{НС}}(t)[G_{\text{ДК}}(t)M_1(t) \otimes h_{B_{C\min}}(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (9)$$

где \otimes — операция свертки; $G_{\text{ДК}}(t)$ — функция дальномерного кода, модулирующая несущую сигнала и принимающая значения ± 1 ; $G_{\text{НС}}(t)$ — символы навигационного сообщения; $M_1(t)$ — первое МПК; A — амплитуда сигнала; τ — задержка сигнала; ω_0 — частота сигнала; φ_0 — случайная начальная фаза сигнала.

Аналогично можно вывести выражение для $DuoDBOC$ -сигнала:

$$S(t) = AG_{\text{НС}}(t)[G_{\text{ДК}}(t)M_1(t)M_2(t) \otimes h_{DuoB_{C\min}}(t)] \times \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (10)$$

где $M_2(t)$ — второе МПК.

Для оценки влияния искажений на спектральные характеристики в среде *MatLab/Simulink* были разработаны модели формирователей навигационных меандровых сигналов. В качестве навигационных меандровых сигналов рассматривались $B_{C\min}(1, 1)$ - и $DuoDBOC(3, 1, 1)$ -сигналы. Выбор $B_{C\min}(1, 1)$ -сигнала обусловлен тем, что он используется в качестве пилотной компоненты сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением. Предлагаемый $DuoDBOC(3, 1, 1)$ -сигнал позволит обеспечить приемлемый уровень взаимных (межсистемных) помех

с существующими $B_{C\min}(1, 1)$ - и $B_{C\min}(5, 2.5)$ -компонентами сигналов ГЛОНАСС с кодовым разделением при их обработке в аппаратуре потребителей.

С использованием разработанных моделей получены энергетические спектры навигационных меандровых сигналов на радиочастоте, которые приведены на рис. 1–4. На рис. 1–4 цифрой 1 обозначен спектр для полосы частот меандрового сигнала $B_{C\min}$, а цифрой 2 — для полосы частот меандрового сигнала $B_{C\max}$.

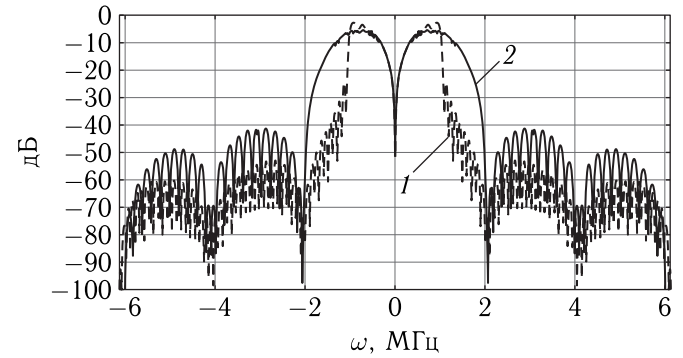


Рис. 1. Спектр $B_{C\min}(1, 1)$ -сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

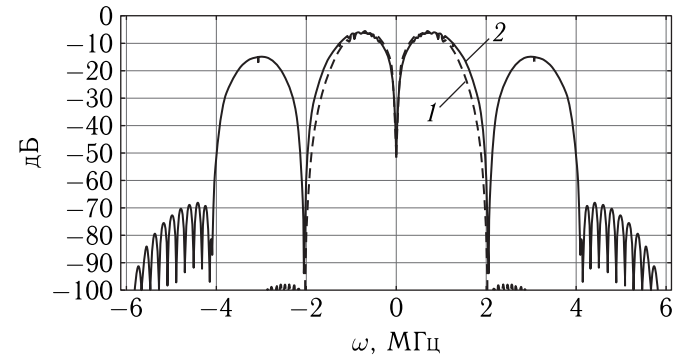


Рис. 2. Спектр $B_{C\min}(1, 1)$ -сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

Анализ спектров навигационных меандровых сигналов, приведенных на рис. 1–4, показывает, что использование в фильтрах типа «приподнятый косинус» минимальной полосы частот $B_{C\min}$ вызывает негативные эффекты:

- искажение основных лепестков спектра $B_{C\min}(1, 1)$ -сигнала;
- частичное подавление вторых основных лепестков спектра $DuoDBOC(3, 1, 1)$ -сигнала.

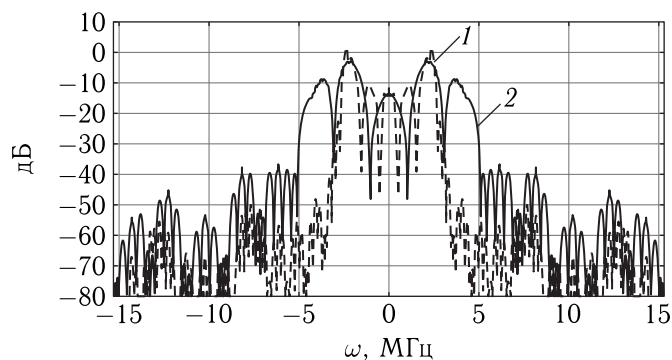


Рис. 3. Спектр DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

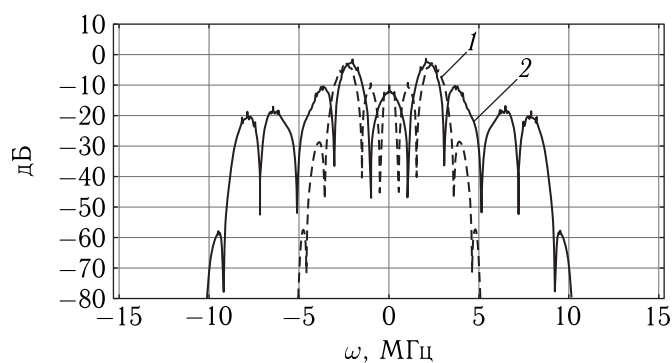


Рис. 4. Спектр DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала для параметров фильтра «приподнятый косинус» $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

При этом наиболее явно эти негативные эффекты наблюдаются при $\alpha_2 = 0$.

При использовании в фильтрах типа «приподнятый косинус» полосы частот B_{Cmax} искажения и частичное подавление основных лепестков спектра практически отсутствуют при любых значениях α_1 .

На рис. 5 представлены осциллограммы навигационного DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала на выходе

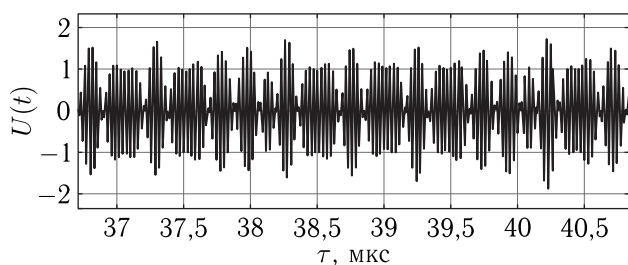


Рис. 5. Осциллограмма навигационного DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала после фильтрации при $\alpha_1 = 0$ для полосы частот B_{Cmax}

фильтра типа «приподнятый косинус» при $\alpha_1 = 0$ для полосы частот B_{Cmax} .

На рис. 6 представлены осциллограммы навигационного DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала на выходе фильтра типа «приподнятый косинус» при $\alpha_2 = 0$ для полосы частот B_{Cmin} .

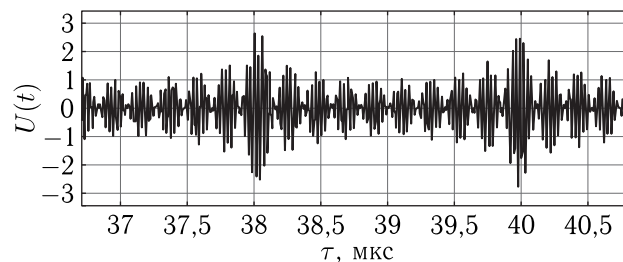


Рис. 6. Осциллограмма навигационного DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала после фильтрации при $\alpha_2 = 0$ для полосы частот B_{Cmin}

Анализ осциллограмм показывает, что фильтрация навигационного DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала приводит к паразитной амплитудной модуляции. Использование в фильтре типа «приподнятый косинус» полосы частот B_{Cmin} приводит к увеличению глубины паразитной амплитудной модуляции.

Наличие паразитной амплитудной модуляции вызывает увеличение значения пик-фактора, что предполагает использование выходного усилителя передатчика сигнала в линейном режиме и, как следствие, приводит к снижению КПД усилителя.

Для количественной оценки пик-фактора используется показатель *PARP* (*pick/average ratio power*), который определяется соотношением [8]

$$PARP = \frac{P_{\text{пик}}}{P_{\text{ср}}}, \quad (11)$$

где $P_{\text{пик}}$ — пиковая мощность, $P_{\text{ср}}$ — средняя мощность.

На рис. 7 приведены интегральные законы распределения значения *PARP* в децибелах после фильтрации BOC(1, 1)-сигнала для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

На рис. 8 приведены интегральные законы распределения значения *PARP* в децибелах после фильтрации BOC(1, 1)-сигнала для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.

На рис. 9 приведены интегральные законы распределения значения *PARP* в децибелах после фильтрации DuoDBOC(3, 1, 1)-сигнала для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

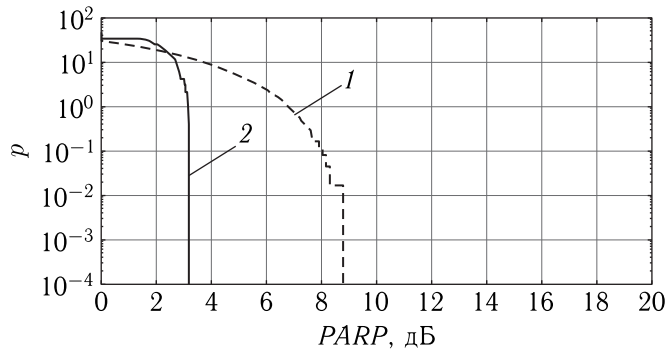


Рис. 7. Интегральное распределение пик-фактора для навигационного $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

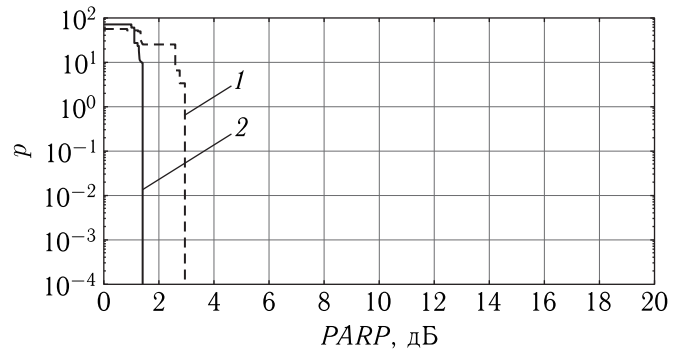


Рис. 10. Интегральное распределение пик-фактора для навигационного $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

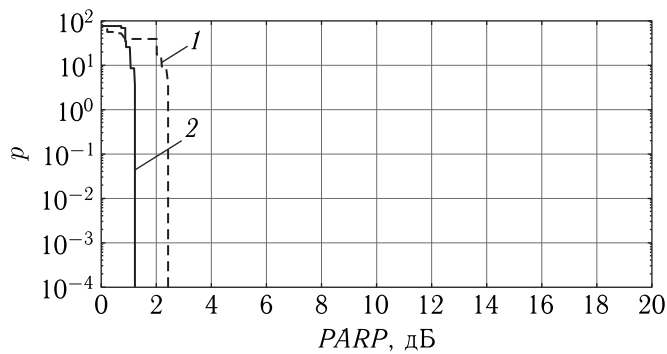


Рис. 8. Интегральное распределение пик-фактора для навигационного $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

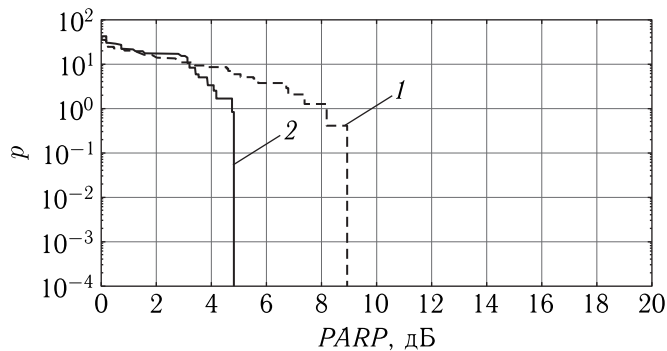


Рис. 9. Интегральное распределение пик-фактора для навигационного $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

На рис. 10 приведены интегральные законы распределения значения $PARP$ в децибелах после фильтрации $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.

Цифрой 1 на рис. 7–10 обозначена кривая распределения для полосы частот B_{Cmin} , а цифрой 2 — кривая распределения для полосы частот B_{Cmax} .

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 7 и 8, показывает, что значение пик-фактора для $BOC(1,1)$ -сигнала составило:

- для полосы частот B_{Cmax} фильтра «приподнятый косинус» $PARP = 1,3$ дБ при $\alpha_1 = 1$ и $PARP = 3,2$ дБ при $\alpha_1 = 0$;

- для полосы частот B_{Cmin} фильтра «приподнятый косинус» $PARP = 2,3$ дБ при $\alpha_2 = 1$ и $PARP = 8,5$ дБ при $\alpha_2 = 0$.

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 9 и 10 показывает, что значение пик-фактора для $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала составило:

- для полосы частот B_{Cmax} фильтра «приподнятый косинус» $PARP = 1,3$ дБ при $\alpha_1 = 1$ и $PARP = 3,2$ дБ при $\alpha_1 = 0$;

- для полосы частот B_{Cmin} фильтра «приподнятый косинус» $PARP = 4,9$ дБ при $\alpha_2 = 1$ и $PARP = 9$ дБ при $\alpha_2 = 0$.

Необходимо отметить, что искажения, вызванные фильтрацией, будут сказываться на целостности структурно-временных параметров меандровых сигналов. В качестве меры таких изменений используется корреляционная функция, которая связана со спектром сигналов через формулу Винера–Хинчина:

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} S(f) \cos 2\pi f\tau df, \quad (12)$$

где $S(f)$ — энергетический спектр сигнала; $R(\tau)$ — корреляционная функция сигнала.

На рис. 11 представлены корреляционные функции $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

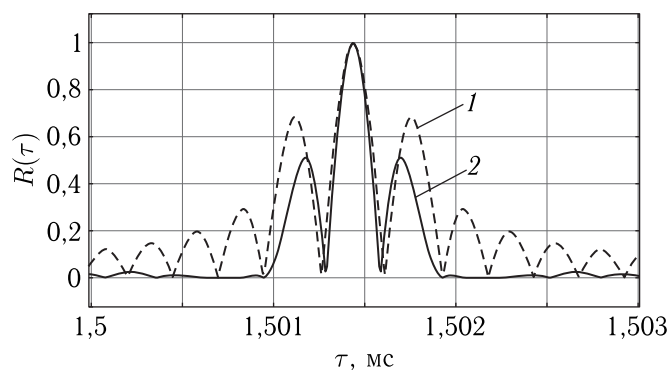


Рис. 11. Корреляционная функция $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

На рис. 12 представлены корреляционные функции $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.

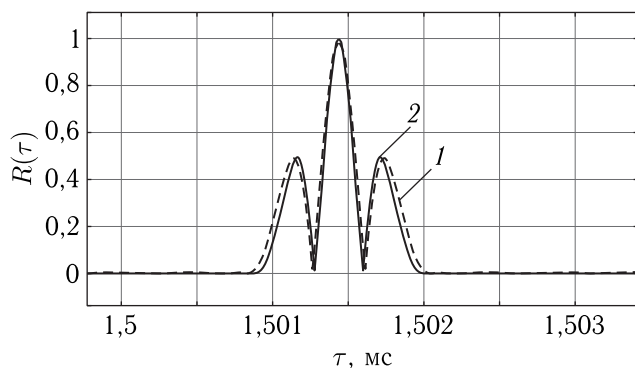


Рис. 12. Корреляционная функция $BOC(1,1)$ -сигнала после фильтрации $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

На рис. 13 представлены корреляционные функции $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$.

На рис. 14 представлены корреляционные функции $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.

Цифрой 1 на рис. 11–14 обозначена корреляционная функция для полосы частот B_{Cmin} , а циф-

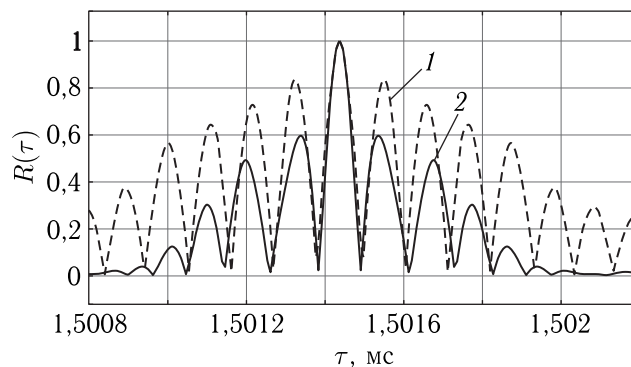


Рис. 13. Корреляционная функция $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

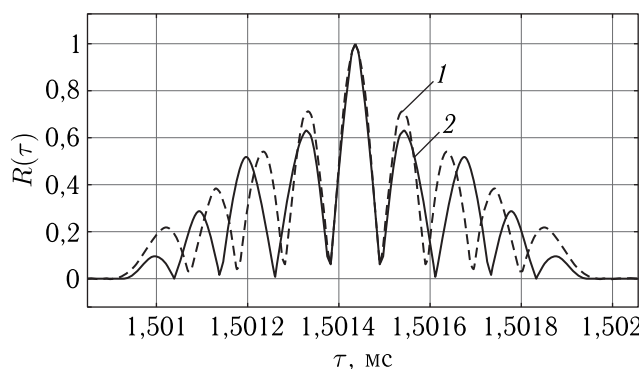


Рис. 14. Корреляционная функция $DuoDBOC(3,1,1)$ -сигнала после фильтрации для $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

рой 2 — корреляционная функция для полосы частот B_{Cmax} .

По результатам анализа графиков можно сделать вывод, что использование в фильтрах «приподнятый косинус» полосы частот B_{Cmin} приводит к увеличению числа и уровня боковых лепестков корреляционных функции в сравнении с использованием полосы частот B_{Cmax} . Наиболее полно этот эффект наблюдается для B_{Cmin} и $\alpha_2 = 0$.

Оценим уровень внеполосного излучения для меандровых сигналов при полосе частот фильтра «приподнятый косинус» B_{Cmax} с использованием параметра $ACPR$, который определяется по формуле [8]

$$ACPR = 10 \lg(P_{СК}/P_{ОК}), \quad (13)$$

где $P_{СК}$ — средняя мощность сигнала в соседнем канале; $P_{ОК}$ — средняя мощность сигнала в основном канале.

С использованием методов математического моделирования в среде *MatLab/Simulink* получены характеристики внеполосного излучения для меандровых сигналов.

1). Значение *ACPR* для *BOC(1,1)*-сигнала составило:

– для фильтрованного сигнала при $\alpha_1 = 0$ *ACPR* = –39,7 дБ;

– для фильтрованного сигнала при $\alpha_1 = 1$ *ACPR* = –19 дБ;

– для нефильтрованного сигнала *ACPR* = –11,8 дБ.

2). Значение *ACPR* для *DuoDBOC(3,1,1)*-сигнала составило:

– для фильтрованного сигнала при $\alpha_1 = 0$ *ACPR* = –37,8 дБ;

– для фильтрованного сигнала при $\alpha_1 = 1$ *ACPR* = –17,3 дБ;

– для нефильтрованного сигнала *ACPR* = –9,3 дБ.

Таким образом, для формирования меандровых сигналов целесообразно выбирать в фильтрах «приподнятый косинус» полосу частот B_{Cmax} , что обеспечивает:

– минимальные искажения в частотной и временной областях,

– минимальное значение пик-фактора,

– лучшие характеристики целостности структурно-временных параметров сигналов.

Однако недостатком такого способа формирования меандровых сигналов является необходимость использования выходного усилителя передатчика сигнала в линейном режиме, что приводит к снижению его КПД.

Список литературы

1. Неровный В.В., Журавлев А.В., Урывская Т.Ю., Коратаев П.Д. Математические модели навигационных сигналов с требуемой формой спектральной плотности мощности // Радиотехника, 2022, №7. С. 69–75.
2. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. М.: Радио и связь, 2002. 440 с.
3. Скляр Бернарду. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД «Вильямс», 2003. 1104 с.
4. Системы телеметрические бортовые. Методы модуляции с эффективным использованием полосы пропускания. ГОСТ Р 56527-2015, М., 2015. 23 с.
5. Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (*BOC*-сигналы) и их разновидности в спутниковых радионавигационных системах. М.: Радиотехника, 2017. 416 с.
6. Вейцель А.В. Новый класс меандровых шумоподобных радиосигналов для радионавигационных систем // Вестник МАИ, 2009, т. 16, №7. С. 43–48.
7. Харисов В.Н., Оганесян А.А. Потенциальные характеристики помехоустойчивости перспективных сигналов ГНСС // Радиотехника, 2010, №7. С. 121–126.
8. Ершов А.Н., Березкин В.В., Петров С.В., Петров А.В., Почивалин Д.А. Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов ДЗЗ // Ракетно-космические приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 1. С. 52–57.

Дата поступления рукописи
в редакцию 25.04.2023

Дата принятия рукописи
в печать 16.05.2023