УДК 621.396.62

АЛГОРИТМ ВЕРОЯТНОСТНО-ОПТИМАЛЬНОГО СЛОЖЕНИЯ НЕКОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ЗАМИРАНИЙ

Егоров В.В., *д.т.н., с.н.с., главный научный сотрудник, АО «Российский институт мощного радиостроения»; заведующий кафедрой «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»*
Маслаков М.Л., *к.т.н., старший научный сотрудник, ООО «Специальный Технологический Центр»; доцент, «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения», e-mail: maslakovml@gmail.com*

THE ALGORITHM FOR PROBABILISTIC-OPTIMAL ADDITION OF INCOHERENT SIGNALS UNDER FADING CONDITIONS

Egorov V.V., Maslakov M.L.

The fast algorithm for adding incoherent signals is proposed. Methods for implementing the proposed algorithm when adding two and four signals are considered. The results of simulation modeling of diversity reception systems in a channel with additive white noise and a fading channel are presented. It is shown that as a result of addition, the energy gain is probabilistic character.

Key words: signal-to-noise ratio, diversity reception algorithms, fading.

Ключевые слова: отношение сигнал/шум, алгоритмы пространственного разнесения замирания.

Предложен быстрый алгоритм сложения некогерентных сигналов. Рассмотрены способы реализации предложенного алгоритма при сложении двух и четырех сигналов. Представлены результаты имитационного моделирования систем разнесенного приема в канале с аддитивным белым шумом и канале с замираниями. Показано, что в результате сложения энергетический выигрыш носит вероятностный характер.

Введение

Одним из путей повышения качества радиосвязи в каналах с замираниями в условиях низких значений отношения сигнал/шум (ОСШ) является применение разнесенного приема сигналов [1, 2]. При этом различают несколько подходов: частотно-разнесенный прием; временной разнесенный прием; пространственно-разнесенный прием.

В первом случае осуществляют одновременную передачу на нескольких несущих частотах. Для этого может быть использован один или несколько передатчиков (при этом желательно поддержание тактовой синхронизации на передающей стороне). Величина частотного разнесения определяется занимаемой полосой сигнала, а также интервалом корреляции замираний по спектру [3]. В частности, в ДКМВ канале разнесение осуществляют на несколько кГц [4, 5]. К преимуществам такого подхода можно отнести устойчивость связи к воздействию сосредоточенных по спектру помех. В то же время очевидным недостатком является увеличение полосы частот, что приводит к усложнению аппаратной реализации как на передающей стороне, так и на приемной сторонах, а также к более острой проблеме электромагнитной совместимости радиосредств.

Второй подход является наиболее простым как с позиции аппаратной реализации, так и с позиции реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов, и предполагает повторную передачу одних и тех же сигналов в разные моменты времени. При этом сложение может осуществляться как «на уровне обработки сигналов» [6], так и «на уровне дискретного канала» [2, 7]. Однако существенным недостатком является уменьшение скорости передачи данных.

Третий подход является наиболее популярным при реализации современных систем и нашел отражение в технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) [8, 9], а также в частных реализациях MISO (Multiple Input Single Output), SIMO (Single Input Multiple Output).

В рамках работы будет рассмотрен случай одной передающей и нескольких разнесенных в пространстве приемных антенн, находящихся друг от друга на расстоянии нескольких длин волн. В [2] отмечается, что желательно разнесение приемных антенн на расстояние до 8 длин волн с целью уменьшения корреляции.

Указанная технология успешно применяется, например, в СВЧ диапазоне [8]. Так актуальной является задача создания на наземных измерительных пунктах цифровых антенных полей, позволяющих наземным приемно-регистрирующим станциям работать с различными космическими аппаратами [10]. При этом для успешного приема сигналов от одного космического аппарата может быть использовано несколько отдельных небольших антенн, объединенных в единую цифровую антенную решетку [11].

Известны работы по применению данного подхода и в ДКМВ диапазоне [4, 12-14], где, однако, имеются определенные проблемы, в том числе связанные с нестационарностью среды распространения и сложной сигнально-помеховой обстановкой [12]. В работах [13, 14] показано, что использование нескольких антенн позволяет повысить скорость передачи данных. Можно заметить, что указанный «выигрыш» может быть обращен и в сторону повышения вероятности доведения сообщений.

Реализация сложения пространственно-разнесенного приема может осуществляться как исключительно программно, т.е. с применением методов цифровой обработки сигналов (ЦОС), так и программно-аппаратно, т.е. сочетая аппаратную реализацию для синфазного сложения сигналов и использование ЦОС для оценки «ка-

чества» получаемого результата, например, оценки ОСШ. Ряд известных реализаций, характерных для первого подхода, основаны, например, на получении оценки импульсной характеристики канала связи или комплексного коэффициента передачи [15] либо предварительной демодуляции принимаемых сигналов с последующей оптимизацией амплитудно-фазовых характеристик и получением оценок качества суммируемых сигналов. Второй подход (программно-аппаратный) при этом привлекателен тем, что не требует больших вычислительных ресурсов. В обоих случаях предполагается использование радиоприемного устройства (РПУ) с двумя или более каналами.

В данной работе рассмотрена задача повышения отношения сигнал/шум (ОСШ) при суммировании модулированных сигналов в условиях замирающего канала при пространственно-разнесенном приеме.

Синфазное сложение сигналов

Рассмотрим задачу сложения модулированных сигналов, принимаемых на две пространственно-разнесенные антенны. Обозначим передаваемый сигнал как $s(t)$.

Тогда, после прохождения сигнала по каналу с замираниями на входах двухканального приемника получим:

$$s_{1,2}(t) = \mathrm{Re}\left\{(s(t) + j\hat{s}(t))A_{1,2}(t)\exp(j\psi_{1,2}(t))\right\} + \xi_{1,2}(t), \quad (1)$$

где $\hat{s}(t)$ – сигнал сопряженный по Гильберту, $A_{1,2}(t)$, $\psi_{1,2}(t)$ – амплитуда и фаза принятого сигнала на соответствующем входе РПУ, $\xi_{1,2}(t)$ – аддитивные шумовые составляющие, представляющие собой нормальный процесс с дисперсией σ_ξ^2.

Для удобства рассуждений примем далее $A_1 = 1$, $A_2 = a$, $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = \psi$. Тогда при $\sigma_\xi^2 = 0$ оптимальное сложение с точки зрения максимизации мощности суммарного сигнала достигается путем максимизации функционала:

$$\max_{\varphi}\left\{F(\varphi)\right\} = \max_{\varphi}\left\{\left\|s_1(t) + \mathrm{Re}\left\{x_2(t)\cdot\exp(j\varphi)\right\}\right\|^2\right\}, \quad (2)$$

где $x_2(t)$ – представление сигнала $s_2(t)$ в виде модели аналитического сигнала, т.е.

$$x_2(t) = s_2(t) + j\hat{s}_2(t). \quad (3)$$

Очевидно, что максимум (2) достигается при

$$\varphi = -\psi. \quad (4)$$

Если $\sigma_\xi^2 > 0$, то условие (4) изменится следующим образом:

$$\varphi \to -\psi \ при\ \sigma_\xi^2 \to 0. \quad (5)$$

Однако для максимизации ОСШ при $a \neq 1$ вместо функционала (2) необходимо максимизировать функционал вида

$$\max_{\varphi,\beta}\{F(\varphi,\beta)\} = \max_{\varphi,\beta}\{\| s_1(t) + \beta\,\mathrm{Re}\{x_2(t)\cdot\exp(j\varphi)\}\|^2\}, \quad (6)$$

где параметр $\beta \to A_2$.

Введение параметра β связано с «регулированием вклада» шумовой составляющей $\xi_2(t)$ на входе второго РПУ. Действительно, пусть $\varphi = \psi$. Тогда ОСШ суммарного сигнала определяется выражением:

$$SNR(\beta) = \frac{(A_1 + \beta A_2)^2 P_s}{2(\sigma_\xi^2 + (\beta\sigma_\xi)^2)} = \frac{(1+\beta a)^2 P_s}{2(\sigma_\xi^2 + (\beta\sigma_\xi)^2)}, \quad (7)$$

где P_s – мощность сигнала $s(t)$.

Максимум ОСШ достигается при $\beta = a$.

Алгоритм быстрого суммирования двух сигналов

Рассмотрим сложение сигналов $s_{1,2}(t)$, принятых от двух пространственно-разнесенных антенн. Для простоты рассуждений пока допустим, что $A_1 = 1, \quad A_2 = 1$. Начальная фаза второго сигнала является случайной равномерной величиной $\psi \in [-\pi;\pi]$.

Тогда при простом сложении двух таких сигналов

$$s_\Sigma(t) = s_{\{2+\}}(t) = s_1(t) + s_2(t). \quad (8)$$

в лучшем случае (при $\psi = 0$) будет достигнут максимум суммарной мощности и максимум ОСШ. В то же время при $\psi = \pi = -\pi$ суммарный сигнал будет представлять шум. В то же время максимум ОСШ можно достигнуть, если повернуть сигнал $s_2(t)$ на угол $\varphi = \pi$, что эквивалентно вычитанию в (8), т.е.

$$s_\Sigma(t) = s_{\{2-\}}(t) = s_1(t) - s_2(t). \quad (9)$$

В результате можно рассмотреть две гипотезы (варианта), получаемые при сложении и вычитании сигналов $s_{1,2}(t)$. При этом заметим, что даже при $\psi \neq 0, \pi$ можно достигнуть увеличения ОСШ суммарного сигнала $s_\Sigma(t)$, получаемого из (8) или (9), по сравнению с ОСШ для сигналов $s_{1,2}(t)$. Как следствие, задача сложения сводится к выбору «лучшей гипотезы», соответствующих случаям $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi$.

Такой подход можно представить в виде блок-схемы, показанной на рисунке 1.

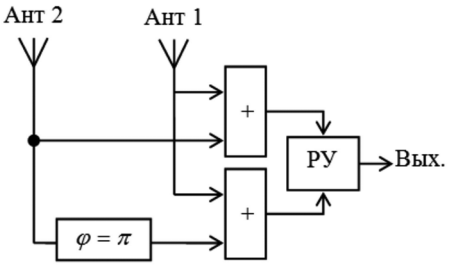


Рисунок 1. Реализация сложения 2-х сигналов с 2 гипотезами фазирования (здесь РУ – решающее устройство)

При реализации представленной схемы «худший» случай будет соответствовать сдвигу $\psi = \pm\pi/2$. В этом случае амплитуда суммарного сигнала будет равна $\sqrt{2}$ (утверждение верно, если передаваемый сигнал $s(t)$ был гармоническим).

Рассмотрим сложение сигналов $s_{1,2}(t)$, принятых от двух пространственно-разнесенных антенн, расширив количество гипотез до 4-х, а именно: $\varphi = 0, \pi, \pm\pi/2$. Соответствующая блок-схема такой реализации приведена на рисунке 2.

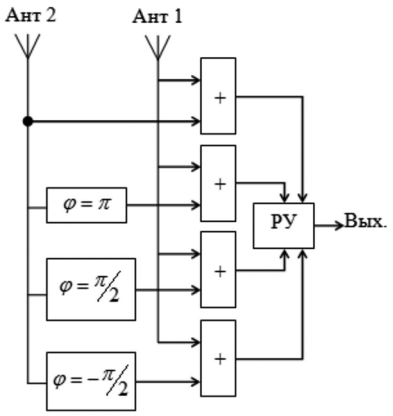


Рисунок 2. Реализация сложения 2-х сигналов с 4 гипотезами фазирования

Тогда «лучший» случай соответствует $\psi = 0, \pi, \pm\pi/2,$ а «худший» – $\psi = \pm\pi/4, \pm 3\pi/4.$

Таким образом «качество» получаемого результата при сложении носит вероятностных характер. На рисунке 3 представлены плотности распределения вероятностей увеличения мощности суммарного сигнала в результате сложения 2 сигналов при 2 и 4 гипотезах фазирования при условии отсутствия аддитивной шумовой составляющей.

Представленные плотности здесь и далее получены в результате численного эксперимента гистограммным методом на основе выборки объема $4 \cdot 10^5$.

Далее рассмотрим работу данного алгоритма в случае канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и в канале с замираниями. ОСШ полагаем равным 10 дБ; замирания считаем релеевскими с параметром $\sigma = 1$ (см. подробнее [3, 12]). Увеличение ОСШ суммарного сигнала также носит вероятностный характер. На рисунке 4 представлены плотности распределения вероятностей увеличения ОСШ в результате сложения 2 сигналов при 2 и 4 гипотезах фазирования в канале АБГШ и канале с замираниями.

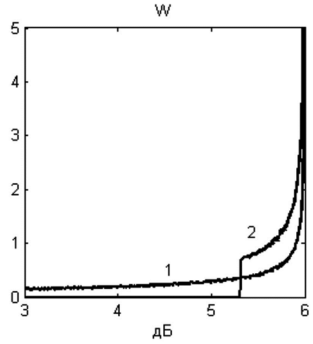


Рисунок 3. Плотности распределения вероятностей увеличения мощности в результате сложения 2-х сигналов при 2 (кривая 1) и 4 (кривая 2) гипотезах фазирования

Очевидно, что эффективность работы сложения сигналов для случая канала АБГШ значительно выше. Однако можно обратить внимание на относительно небольшую «вторую моду» в полученных плотностях для случая канала АБГШ (рисунок 4, *а*, *в*). Дело в том, что полагая форму принимаемого сигнала неизвестной, выбор в пользу определенной гипотезы осуществлялся по максимуму суммарной мощности суммарного сигнала. В результате в условиях наличия шумовой составляющей существует ненулевая вероятность выбора «ложной» гипотезы $P_{ложс}$. Соответствующие вероятности в зависимости от ОСШ в канале приведены на рисунке 5.

Из анализа результатов, представленных рисунках 4, 5, видно, что указанная ошибка не вносит существенного вклада в итоговый результат.

На рисунке 6 приведена вероятность увеличения ОСШ на X дБ в результате сложения предложенным алгоритмом. Для случая канала с замираниями увеличение ОСШ оценивается относительно максимального ОСШ из двух принятых сигналов $s_{1,2}(t)$.

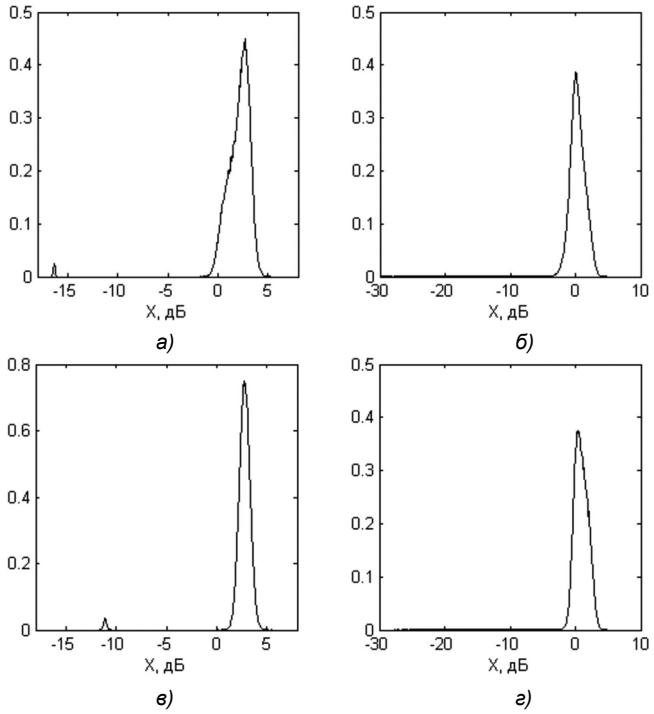


Рисунок 4. Плотности распределения вероятностей выигрыша ОСШ в результате сложения 2-х сигналов: 2 гипотезы, канал АБГШ (а); 2 гипотезы, канал с замираниями (б); 4 гипотезы, канал АБГШ (в); 4 гипотезы, канал с замираниями (г)

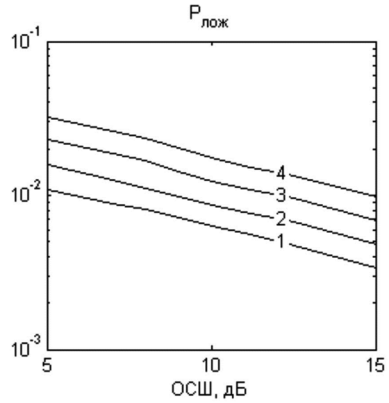


Рисунок 5. Вероятность выбора ложной гипотезы при сложении: 1 – 2 гипотезы, канал АБГШ; 2 – 2 гипотезы, канал с замираниями; 3 – гипотезы, канал АБГШ; 4 – 4 гипотезы, канал с замираниями

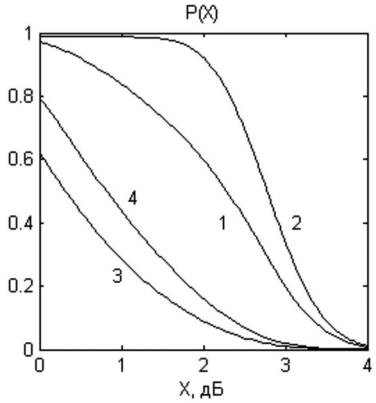


Рисунок 6. Вероятность увеличения ОСШ на X дБ при сложении 2-х сигналов: 1 – при 2 гипотезах фазирования, канал АБГШ; 2 – при 4 гипотезах фазирования, канал АБГШ; 3 – при 2 гипотезах фазирования, канал с замираниями; 4 – при 4 гипотезах фазирования, канал с замираниями

Алгоритм быстрого суммирования четырех сигналов

Применим рассмотренный алгоритм для сложения четырех сигналов, принятых от четырех пространственно-разнесенных антенн. Тогда начальные фазы сигналов $s_{2,3,4}(t)$ относительное начальной фазы $s_1(t)$ можно также полагать равномерными случайными величинами $\psi_{2,3,4} \in [-\pi;\pi]$.

Пусть будем менять фазы сигналов $s_{2,3,4}(t)$ на угол $\varphi = 0$ или π, что эквивалентно умножению соответствующих сигналов на 1 или -1. В этом случае существует $M_1 = 2^3 = 8$ вариантов соответствующих гипотез суммарного сигнала, а именно:

$$s_\Sigma(t) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ s_3(t) \\ s_4(t) \end{pmatrix}. \qquad (10)$$

Далее, для удобства, данный вариант реализации для сложения 4-х сигналов при 8 гипотезах будем называть способ 1.

Расширив число возможных поворотов до 4-х $\varphi = 0, \pi, \pm\frac{\pi}{2}$, по аналогии со сложением двух сигналов, получаем, что существует $M_2 = 4^3 = 64$ варианта соответствующих гипотез суммарного сигнала. Далее данный вариант реализации будем называть - способ 2. Выражение, аналогичное (10), в связи с громоздкостью в работе не приведено.

Для уменьшения числа гипотез и достижения близкого «качества» сложения сигналов возможен следующий подход, основанный на результате, представленном для случая в сигналов и показанный в виде блок-схемы на рисунке 7.

Каждое устройство сложения с 4 гипотезами представляет собой реализацию, представленную на рисунке 2. В результате требуется рассмотреть всего $M_3 = 3 \cdot 4 = 12$ вариантов соответствующих гипотез суммарного сигнала. Приведенный вариант реализации сложения 4-х сигналов будем называть способ 3. При этом выбор оптимальной гипотезы в каждом из виртуальных каналов 1,2 (рисунок 7) и последующий выбор оптимального решения в третьем устройстве сложения с 4 гипотезами практически полностью «покрывает» все возможные гипотезы для случая способа 2.



Рисунок 7. Упрощенная реализация сложения 4-х сигналов

Кроме того, благодаря меньшему числу гипотез вероятность выбора ложной гипотезы $P_{ложж}$ значительно меньше по сравнению со способами 1,2. Причем, если для способа 2 данный результат очевиден, т.к. $M_2 > M_3$, то в случае способа 1 это объясняется следующим - в каждом из устройств сложения (рисунок 4) рассматриваются всего 4 гипотезы, и соответствующая вероятность $P_{ложж}$ невысока. Сказанное демонстрируется на рисунке 8.

Рассмотрим эффективность рассмотренных способов. На рисунке 9 представлены плотности распределения вероятностей увеличения мощности суммарного сигнала в результате сложения 4 сигналов способами 1 – 3 при условии отсутствия аддитивной шумовой составляющей.

На рисунках 10 – 12 представлены плотности распределения вероятностей увеличения ОСШ в результате сложения 4 сигналов способами 1 – 3 для случаев канала АБГШ и канала с замираниями. Как и ранее полагаем ОСШ 10 дБ; замирания по закону Релея.

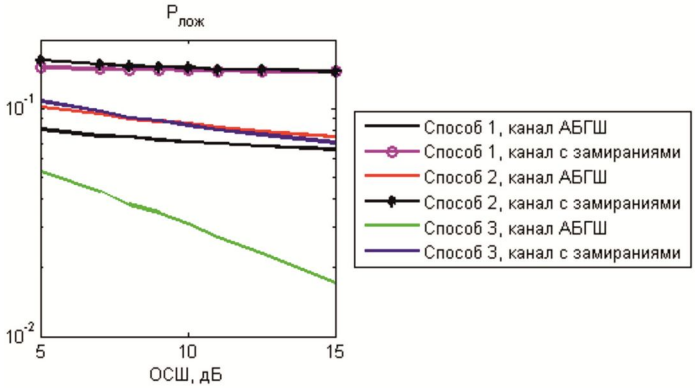


Рисунок 8. Вероятность выбора ложной гипотезы при сложении 4 сигналов

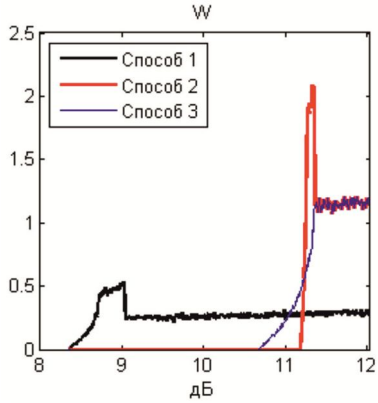
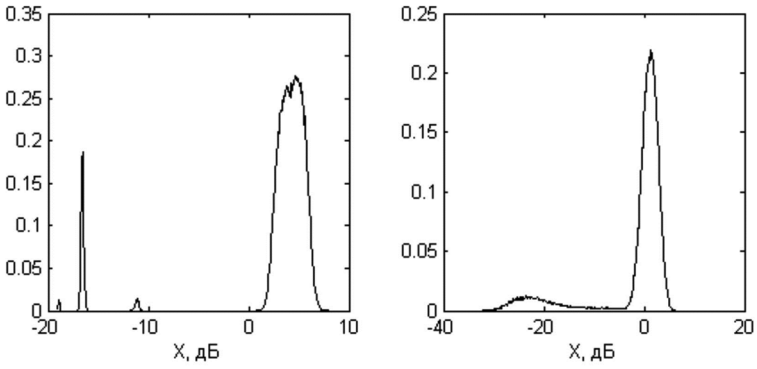
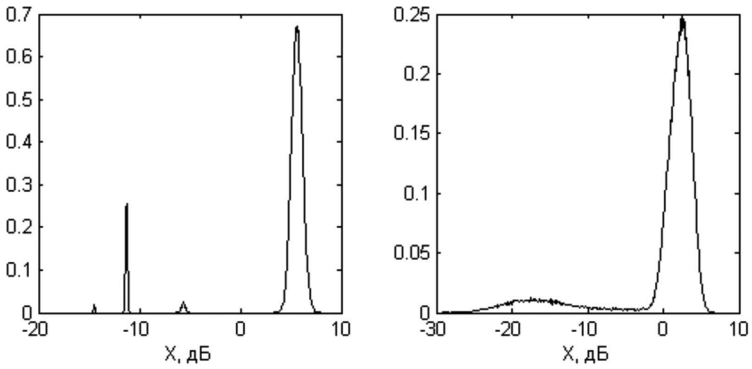


Рисунок 9. Плотности распределения вероятностей увеличения мощности в результате сложения четырех сигналов способами 1–3



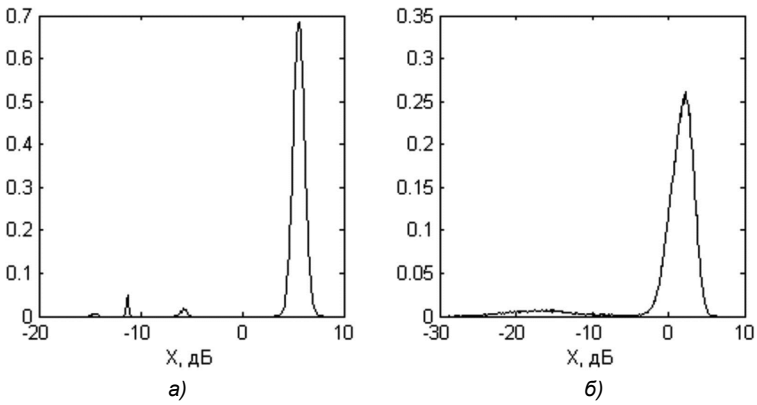
а) *б)*

Рисунок 10. Плотности распределения вероятностей выигрыша ОСШ в результате сложения четырех сигналов для способа 1, канал АБГШ (а); канал с замираниями (б)



а) *б)*

Рисунок 11. Плотности распределения вероятностей выигрыша ОСШ в результате сложения четырех сигналов для способа 2, канал АБГШ (а); канал с замираниями (б)



а) *б)*

Рисунок 12. Плотности распределения вероятностей выигрыша ОСШ в результате сложения четырех сигналов для способа 3, канал АБГШ (а); канал с замираниями (б)

Вероятности увеличения ОСШ на X дБ в результате сложения способами 1 – 3 приведены на рисунке 13.

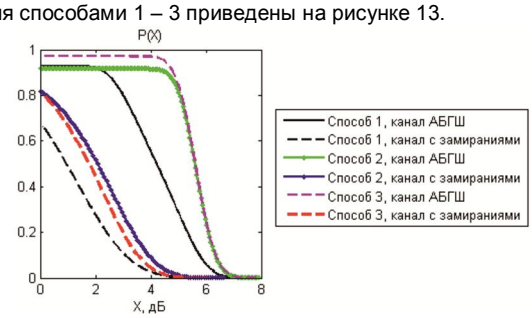


Рисунок 13. Вероятность увеличения ОСШ на X дБ при сложении 4-х сигналов способами 1 – 3

О выборе коэффициента β

Как отмечалось, наиболее важная и сложная задача при реализации сложения двух сигналов (не только для предложенных в работе алгоритмов) является выбор параметра β. Наиболее определяющую роль он приобретает при сложении сигналов, принятых из канала с замираниями. Роль данного параметра демонстрируется на рисунке 14.

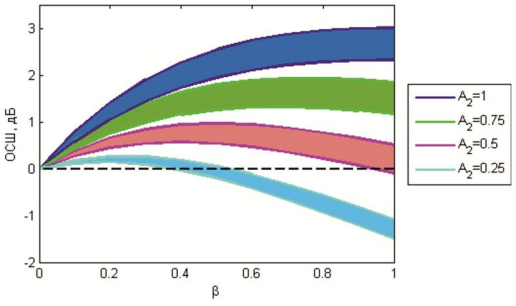


Рисунок 14. Зависимости увеличения ОСШ суммарного сигнала от коэффициента β

На рисунке 14 приведены возможные области значений ОСШ в случае применения предложенного авторами алгоритма сложения двух сигналов с четырьмя гипотезами. Верхняя граница каждой из областей соответствует когерентному синфазному сложению, нижняя – сдвигу $\psi = \frac{\pi}{4}$. При этом полагаем, что амплитуда первого сигнала равна «условной единице» (т.е. $A_1 = 1$), а амплитуда второго равна, либо меньше, т.е. $A_2 \le A_1$. Подобный случай был рассмотрен в работе [6].

Как видно ошибочный выбор параметра β может привести к уменьшению ОСШ суммарного сигнала.

Для выбора β требуется проведение дополнительного статистического анализа. Решение данной задачи не рассматривается в рамках данной статьи. Отметим, что данная задача значительно упрощается в условиях известного вида модуляции принимаемых сигналов, однако может быть решена и для априори неизвестных сигналов.

Заключение

В работе предложен быстрый алгоритм вероятностно-оптимального сложения модулированных сигналов при пространственно-разнесенный приеме, в том числе в условиях замирающего канала. Предложенные алгоритмы сложения не требуют большого объема вычислений. При этом повышение отношения сигнал/шум (ОСШ) при суммировании носит вероятностный характер.

Алгоритмы не требуют существенной переработки устройств приема, а также не предъявляют требований к дополнительной обработке сигналов, например, компенсации фазовых искажений сигналов, принимаемых разными ветвями разнесения.

Число ветвей разнесения может варьироваться от 2 до 4, а при необходимости легко может быть увеличено до 8 при незначительном увеличении в сложности реализации, если применить упрощенную реализацию по аналогии с 4-я приемными антеннами. Как было показано выше, количество рассматриваемых гипотез для способа 3 в случае 4-х антенн составило 12. Поступив аналогично в случае 8 антенн, потребуется рассмотреть всего 28 гипотез, что меньше полного перебора для 4 антенн. При этом можно отметить, что потенциально существует возможность адаптивного выбора числа складываемых сигналов.

Литература

1. Васильев К.К., Глушков В.А., Дормидонтов А.В., Нестеренко А.Г. Теория электрической связи. Ульяновск: УлГТУ, 2008.

2. Филиппов Б. И. Теория электрической связи. Новосибирск: Веди, 2011.

3. Рекомендация МСЭ-R P.1057-6. Распределения вероятностей, представляющие интерес для моделирования распространения радиоволн. Aug, 2019.

4. Копысов А.Н., Климов И.З., Тюлькин М.В. Исследование алгоритмов разнесенного приема частотно-вре-менных сигналов декаметрового диапазона. Интеллектуальные системы в производстве. № 2. 2010. С.9-16.

5. Johnson E.E., Koski E., Furman W.N., Jorgenson M., Nieto J. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications. Artech House, 2013.

6. Ермолаев В.Т., Морозов К.А., Солоницына А.А. Разнесённый приём на основе корреляционной обработки сигналов. Известия вузов. Радиофизика. № 12. 2017. С. 1109-1116.

7. Шагарова А.А. Методы разнесенного приема в системах подвижной связи. Вестник Ульяновского Государственного технического университета. № 2. 2010. С. 58-61.

8. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия-Телеком, 2014.

9. Коняева О.С. Исследование и разработка алгоритмов приема дискретных сообщений при использовании технологии MIMO в каналах с памятью. Дис. на соиск. канд. техн. наук. «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики», Самара, 2017. 137 с.

10. Ватутин С.И., Козин П.А. Синхронное сложение сигналов антенн в комплексе телеметрических средств. Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. Т. 9. № 3. 2022. С. 36-47.

11. Ватутин С.И. Синхронное сложение сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации в идеализи-рованном режиме сопровождения космического аппарата по целеуказаниям. Ракетно-космическое приборо-строение и информационные системы. Т. 7. № 4. 2020. С. 22-37.

12. Зачатейский Д.Е., Землянов И.С., Кузнецов Д.И., Юрев А.Н. Применение технических средств группировки кораблей для организации пространственно разнесенного радиоприема. Техника радиосвязи. № 2. 2018. С. 7-17.

13. Шадрин Б.Г., Дворянчиков В.А., Боганков Б.С. Метод повышения скорости передачи данных в системах КВ-радиосвязи и его реализация (часть 1). Техника радиосвязи. № 4. 2020. С. 7-22.

14. Шадрин Б.Г., Дворянчиков В.А., Боганков Б.С. Зачатейский Д.Е. Метод повышения скорости передачи данных в системах КВ-радиосвязи и его реализация (часть 2). Техника радиосвязи. № 3. 2023. С. 21-35.

15. Фаустов И.С., Токарев А.Б., Козьмин А.В. Реализация разнесенного приема при радиоконтроле частотно-модулированных сигналов. Радиотехника. № 7. 2024. С. 26-30.