

УДК 621.396.677 DOI 10.30894/issn2409-0239.2022.10.1.87.97 EDN CERWXQ

Метод сложения сигналов BPSK далеко разнесенных антенн с «доворотом» фаз

С.И. Ватутин, к. т. н., с. н. с., vatutin.si@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

П. А. Козин, kozin.pa@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Предложены две модификации известного метода сложения сигналов в радиоинтерферометрах со сверхдлинной базой (РСДБ). В первой модификации, как и в исходном методе РСДБ, взятие отсчетов сигналов на базовой и удаленных антеннах осуществляется через микротакты повышенной частоты дискретизации, которая для синхронного сложения примерно в 20 раз больше верхней частоты складываемых сигналов. Отличие предложенной модификации состоит в том, что с удаленных ведомых антенн на ведущую антенну отсчеты передаются прореженными до частоты Котельникова–Найквиста и коррелируются с непрореженными отсчетами ведущей антенны для определения сдвигов сигналов с точностью до микротакта. Далее с учетом сдвига по времени в микротактах складываются отдельно синусные и косинусные компоненты отсчетов ведущей и одной из ведомых антенн. К полученным суммам добавляются пересчитанные с учетом сдвига по времени (с «доворотом» фаз) синусные и косинусные компоненты остальных ведомых антенн, после чего вычисляются фаза и амплитуда суммарного сигнала. Во второй модификации дискретизация и корреляция осуществляется в интервалах взятия отсчетов с частотой Котельникова–Найквиста, находятся суммы синусных и косинусных компонент, определяется фаза суммарного сигнала, а амплитуда определяется как сумма амплитуд, вычисленных на основе синусных и косинусных компонент каждого сигнала. Моделирование показало на качественном уровне, что предложенные модификации метода сложения сигналов далеко разнесенных антенн успешно конкурируют с известным методом сложения сигналов в РСДБ, но требуют существенно меньших затрат пропускной способности каналов связи.

Ключевые слова: метод, сложение сигналов, РСДБ, полосовая дискретизация, «доворот» фаз

Method for Combining BPSK Signals of Far-Separated Antennas with Phase Slew

S. I. Vatutin, *Cand. Sci. (Engineering)*, vatutin.si@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

P. A. Kozin, kozin.pa@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Abstract. This paper proposes two modifications of the known method of signal summation in very long baseline radio interferometers (VLBI). In the first modification, as in the original VLBI method, the sampling of signals on the base and remote antennas is carried out through microcycles of an increased sampling rate, which for synchronous summation is approximately 20 times higher than the upper frequency of the summed signals. The difference of the proposed modification is that the samples are transmitted from the remote slave antennas to the master antenna thinned to the Kotelnikov–Nyquist frequency and correlated with the non-sparse samples of the leading antenna to determine signal shifts within a microcycle accuracy. Further, taking into account the time shift in microcycles, the sine and cosine components of the readings of the master and one of the slave antennas are added separately. The sine and cosine components of the remaining slave antennas, recalculated taking into account the time shift (with phase slew), are added to the amounts obtained, after which the phase and amplitude of the total signal are calculated. In the second modification, sampling and correlation are carried out in sampling intervals at the Kotelnikov–Nyquist frequency, the sums of sine and cosine components are found, the phase of the total signal is determined, and the amplitude is determined as the sum of the amplitudes calculated on the basis of the sine and cosine components of each signal. Modeling has shown that the proposed modifications of the method of adding signals from far spaced antennas successfully compete with the known method of combining signals in VLBI on a qualitative level, but require significantly less communication channel bandwidth.

Keywords: method, signal summation, VLBI, bandpass sampling, phase slew

Разнесение станций слежения за космическими аппаратами (КА) на сотни километров позволяет зачастую решить проблему энергетического потенциала телеметрической радиолинии путем выбора для сеанса связи с КА станции, в расположении которой нет дождя и отсутствует значительное затухание принимаемого с КА радиосигнала. Если же в местах расположения всех имеющихся в распоряжении станций идет дождь, то единственным способом повышения энергетического потенциала радиолинии является синхронное сложение принимаемого на разнесенных станциях радиосигнала. Аналогичная проблема возникает и в хорошую погоду при приеме слабых радиосигналов от КА дальнего космоса. В данной работе рассматривается случай сложения бинарных фазоманипулированных сигналов BPSK от антенн на пунктах эксплуатации (ПЭ), разнесенных на сотни и даже тысячи километров. На рис. 1, а показана схема сбора отсчетов с ведомых ПЭ2 и ПЭ3 на ведущий ПЭ1. На каждом ПЭ имеется приемная антенна А, приемник ПРМ и ЭВМ обработки отсчетов. На ведущем ПЭ дополнительно имеется ЭВМ корреляционной обработки и сложения сигналов ЭВМК. Каждый приемник (рис. 1, б) состоит из малошумящего усилителя МШУ, смесителей СМ1 и СМ2, задающего генератора ЗГ, гетеродинов 1-й и 2-й промежуточной частоты (ПЧ) Г1 и Г2, усилителей промежуточной частоты с полосовыми фильтрами УПЧ ПФ1 и УПЧ ПФ2, делителя сигналов Дел, фазовращателя ФВ на 90° , генератора тактовых импульсов ГТИ, аналого-цифровых преобразователей квадратурных сигналов АЦП и регистров цифровых сигналов Рг. Понятно, что в рассматриваемом случае засинхронизировать задающие генераторы станций невозможно, поэтому целесообразно применять методы сложения сигналов в радиоинтерферометрах со сверхдлинными базами (РСДБ) [1, 2] с поправкой на необходимость работы в реальном масштабе времени, то есть с минимально допустимыми задержками при сборе и обработке телеметрической информации (ТМИ).

Сущность метода сложения сигналов в РСДБ состоит в совмещении последовательностей отсчетов принимаемых антеннами сигналов с точностью до интервала дискретизации путем поиска макси-

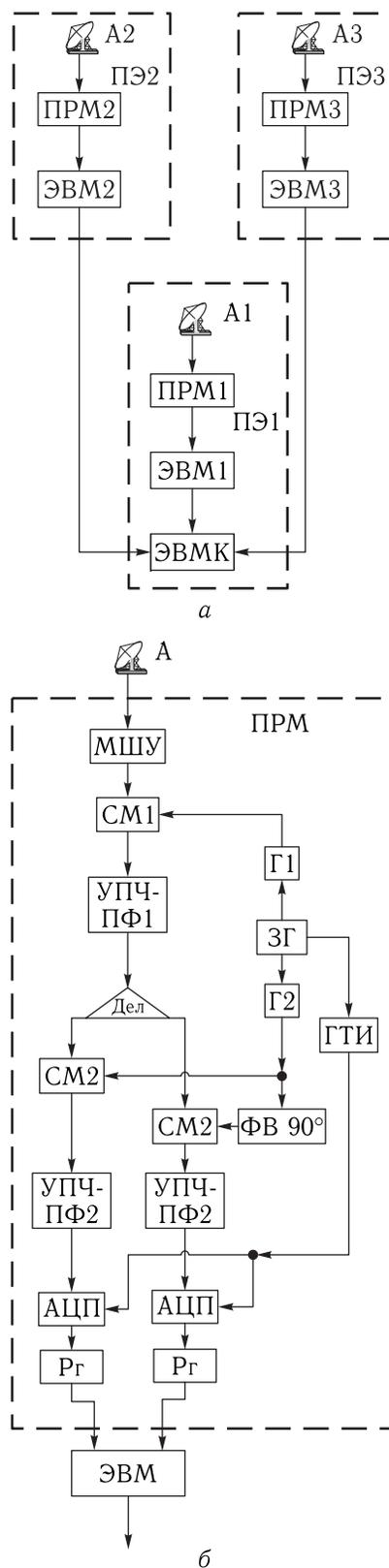


Рис. 1. Схема сложения сигналов далеко разнесенных антенн

му взаимной корреляционной функции сигналов при их сдвиге. Сдвиг сигналов по времени определяется разностью хода лучей от КА до приемных телеметрических станций. Для КА среднего и дальнего космоса лучи приходящих на станции сигналов можно считать параллельными, поэтому разность хода лучей на станции будет определяться направлением на КА (азимут и углом места КА) и координатами станций на поверхности Земли, зная которые нетрудно совместить во времени отсчеты сигналов с точностью до некоторого сравнительно небольшого интервала неопределенности по времени. Интервал неопределенности и поиска по времени максимума взаимной корреляционной функции сигналов далеко разнесенных на земной поверхности антенн определяется, прежде всего, точностью привязки ко времени этих сигналов. Согласно [3] с помощью глобальных навигационных спутниковых систем обеспечивается сличение разнесенных атомных часов с точностью 3–5 нс на базах до 3000 км и 10–20 нс на более длинных базах. Таким образом, на расстояниях между станциями до 3000 км можно рассчитывать на точность привязки измерений ко времени $\tau_{пр} = 5 \cdot 10^{-9}$ с.

Теперь вспомним, что основную лепту в сдвиг сигналов ведущей и ведомой станций вносит разность хода лучей от источника сигнала до ведущей и ведомой станций. Даже на орбитах среднего космоса, когда расстояние $L_{КА}$ до КА составляет 20 000–40 000 км и много больше расстояния L (базы) между антеннами А1 и А2 ($L_{КА} \gg L$), лучи от КА до антенн можно считать параллельными. При этом разность хода лучей по расстоянию $\Delta L_{хл}$ определяется простым выражением: $\Delta L_{хл} = L \times \cos \alpha$, где α — угол между базой антенн и направлением на КА. Отсюда разность хода лучей по времени $\Delta T_{хл} = L \cdot \cos \alpha / c$, где c — скорость света. Очевидно, максимальная разность хода лучей при $\alpha = 0$, равная L , даст максимальную ошибку по времени распространения сигнала, которая определяется точностью привязки телеметрических станций к местности.

Если максимальная ошибка определения координат с применением глобальных навигационных спутниковых систем в худшем случае составляет 3 м, то максимальная ошибка в определении длины базы ΔL не будет превышать 6 м. Отсюда макси-

мальная ошибка разности хода лучей по времени: $\Delta \Delta T_{хл \max} = \Delta L / c = 6 / (3 \cdot 10^8) = 20 \cdot 10^{-9}$ с = 20 нс. Таким образом, суммарная ошибка из-за неточности хода часов и неточности определения координат станций будет составлять порядка $\tau_t = 5 + 20 = 25$ нс.

Требуемая максимальная скорость передачи телеметрической информации $R_{и}$ в настоящее время составляет порядка 6,5 Мбит/с (двойной канал структуры сигналов типа «Орбита»). Верхняя частота в спектре видеосигнала для бинарной фазовой манипуляции BPSK будет в коэффициент расширения полосы K_p раз больше скорости передачи информации $R_{и}$: $F_B = K_p \cdot R_{и}$. Опираясь на [4], можно показать, что коэффициент расширения полосы K_p для современных систем передачи информации с применением фазовой манипуляции не превышает 1,1. Таким образом, при скорости передачи информации порядка 6,5 Мбит/с верхняя частота модулирующего сигнала ФМ2 (BPSK) будет $F_B = 1,1 \cdot 6,5 = 7,15$ МГц. Ширина спектра BPSK: $B = 2 \cdot F_B = 2 \cdot 7,15 = 14,3$ МГц.

Пусть несущая 2-я промежуточная частота ПЧ2 равна $f_n = 70$ МГц, тогда верхняя частота в спектре на ПЧ2: $f_{вн} = f_n + B/2 = f_n + F_B = f_n + K_p \cdot R_{и} = 70 + 7,15 = 77,15$ МГц.

Для сложения в фазе дискретизированных с периодом микротакта $T_{мт}$ отсчетов радиосигналов в соответствии с требованием когерентности должно выполняться условие: $T_{мт} \cdot f_{вн} \leq 0,05$. Отсюда частота микротактов и повышенная частота дискретизации при сложении сигналов по методу РСДБ: $f_{мт} = 1/T_{мт} = 20 \cdot f_{вн} = 20 \cdot 77,15 = 1543$ МГц.

Таким образом, для синхронного (когерентного) сложения по методу РСДБ отсчеты сигналов разнесенных антенн должны быть совмещены с точностью до микротакта повышенной частоты дискретизации: $T_{мт} = 1/f_{мт} = 1/1543 = 0,000648$ мкс = 0,648 нс.

Пусть при передаче по сетям связи один отсчет занимает 3 байта или $M_0 = 24$ бита (по одному байту на значения синусного и косинусного квадратурного отсчета и один байт на накладные адресные затраты при пакетной передаче данных). Тогда для передачи в реальном масштабе времени потока отсчетов с частотой 1543 МГц потребуется линия связи с технической скоростью передачи

данных как минимум $C_{\text{MT}} = f_{\text{MT}} \cdot M_o = 1543 \times 24 = 37\,032$ Мбит/с = 37,032 Гбит/с. Организовать физический или виртуальный канал такой пропускной способности стоит чрезвычайно дорого, а практически вообще невозможно. Поэтому вновь обратимся к теореме о дискретизации полосового сигнала [5], в соответствии с которой требуемая частота дискретизации определяется выражением

$$\frac{2 \cdot f_{\text{H}} + B}{(m + 1)} < f_{\text{пд}} < \frac{2 \cdot f_{\text{H}} - B}{m}, \quad (1)$$

где порядок дискретизации m показывает, сколько частот полосовой дискретизации $f_{\text{пд}}$ помещается без наложения между спектрами сигнала около положительной f_{H} и отрицательной $-f_{\text{H}}$ несущих частот. Очевидно, частота дискретизации $f_{\text{пд}}$ будет минимальной, если порядок дискретизации m будет взят максимальным.

С другой стороны, из (1) и [6] следует, что дискретизация без искажений собственным спектром возможна, если $[(2f_{\text{H}} + B)/(m + 1)] < [(2f_{\text{H}} - B)/m]$. Отсюда получаем требование к m : $m < (f_{\text{H}}/B - 1/2)$. В рассматриваемом случае $m < (70/14,3 - 1/2) = 4,395$.

Поэтому на несущей ПЧ2 $f_{\text{H}} = 70$ МГц при ширине спектра $B = 14,3$ МГц максимально допустимый порядок дискретизации $m = 4$. Отсюда получаем ограничение на требуемую для восстановления сигнала частоту полосовой дискретизации: $[(2 \cdot 70 + 14,3)/5] < f_{\text{пд}} < [(2 \cdot 70 - 14,3)/4]$, или $30,86 < f_{\text{пд}} < 31,425$. Среднее значение $f_{\text{пд}} = 31,1425$ МГц.

Таким образом, с ведомой станции на ведущую достаточно передавать с коэффициентом прореживания $K_{\text{п}}$ каждый $K_{\text{п}} = f_{\text{MT}}/f_{\text{пд}} = 1543/31,1425 = 49,5464$ -й отсчет, т. е. каждый 49-й или 50-й отсчет, что соответствует периоду полосовой дискретизации $T_{\text{пд}} = 1/f_{\text{пд}} = 1/31,1425 = 0,032$ мкс = 32 нс. Это потребует скорости передачи данных порядка $C_{\text{пд}} = f_{\text{MT}} \cdot M_o/K_{\text{п}} = 1543 \cdot 24/50 = 740,64$ Мбит/с, которая тоже не мала, но уже вполне технически и экономически реализуема на современных сетях передачи данных.

При этом, однако, надо соблюсти точность привязки складываемых сигналов до микротакта $T_{\text{MT}} = 0,648$ нс. Для этого на ведущей станции принимаемый сигнал должен быть дискретизирован

с той же частотой $f_{\text{MT}} = 1543$ МГц. Затем с использованием меток времени в пределах достаточно большого интервала передачи около сотни бит, среди которых гарантированно будут переходы от нулей к единицам информации и обратно, на ведущей станции необходимо взять каждый 50-й отсчет и провести взаимную корреляционную обработку двух прореженных последовательностей отсчетов от ведомой и ведущей станций при сдвигах по микротакту T_{MT} в течение двойного интервала точности привязки измерений $\tau_{\text{пр}} = 2 \cdot \tau_t = 50$ нс. При каждом сдвиге на микротакт в последовательности ведущей станции должен браться соседний отсчет. Таким образом, принятый достаточно длинный фрагмент прореженной последовательности измерений от ведомой станции должен быть «прокачан» через полную последовательность измерений ведущей станции вплоть до максимального совпадения. После этого фиксируется сдвиг времени между сигналами станций и производится сложение отдельно синусных и косинусных отсчетов с последующим вычислением амплитудного значения и фазы. В силу того, что во время сеанса связи возможен небольшой уход частоты задающих генераторов на удаленных станциях, а также меняется направление на КА и, следовательно, разность времени хода лучей до приемных станций, процедуру корреляционного совмещения последовательностей отсчетов необходимо периодически повторять.

На интервале ошибки привязки ко времени будет взято $n_{\text{иоMT}} = f_{\text{MT}} \cdot \tau_{\text{пр}} = 1,543 \cdot 10^9 \cdot 50 \cdot 10^{-9} = 77,15$ отсчетов исходной последовательности или $n_{\text{иопд}} = f_{\text{MT}} \cdot \tau_{\text{пр}}/K_{\text{п}} = 77,15/50 = 1,543 \approx 2$ отсчета прореженной последовательности. На один бит приходится $n_{\text{пб}} = f_{\text{пд}}/R_{\text{и}} = 31,1425/6,5 \approx 4,79$ отсчета прореженной последовательности.

Пусть на $n_{\text{с}} = 100$ передаваемых последовательных битах информации гарантированно встречается несколько раз переход от 0 к 1 и обратно. Тогда в корреляционной обработке будет участвовать $n_{\text{к}} = n_{\text{пб}} \cdot n_{\text{с}} = 4,79 \cdot 100 = 479$ прореженных квадратурных (синусных и косинусных) отсчетов. На требуемых $n_{\text{иоMT}} = 78$ сдвигах по исходной последовательности отсчетов ведущей станции на двойном интервале неопределенности по точности привязки по времени потребуется произвести

вычисление $n_{\text{MT}} = n_k \cdot n_{\text{иоМТ}} = 479 \cdot 78 = 37\,362$ произведения значений отсчетов. Автокорреляционная функция радиоимпульса представлена на рис. 2. Видим, что максимуму автокорреляционной функции соответствует максимум огибающей на рис. 2, б.

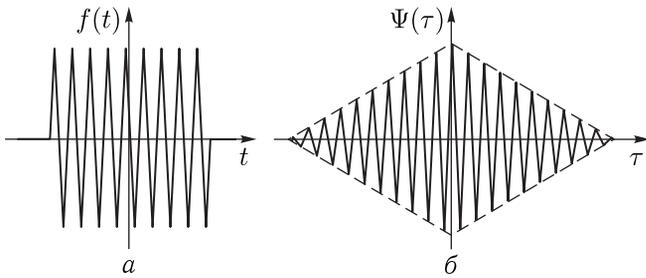


Рис. 2. Автокорреляционная функция радиоимпульса

Максимум огибающей взаимной нормированной корреляционной функции почти одинаковых сигналов в нашем случае даст функция вида:

$$\Psi_j = \frac{1}{n_k} \sum_{i=1}^{n_k} \left((S_{s1})_{K_n \cdot i} \cdot (S_{s2})_{K_n \cdot i - j} + (S_{c1})_{K_n \cdot i} \cdot (S_{c2})_{K_n \cdot i - j} \right),$$

где $(S_{s1})_{K_n \cdot i}$ — прореженная последовательность синусных квадратурных отсчетов ведомой станции; $(S_{s2})_{K_n \cdot i - j}$ — сдвинутая на j микротактов прореженная последовательность синусных квадратурных отсчетов ведущей станции; $(S_{c1})_{K_n \cdot i}$ — прореженная последовательность косинусных квадратурных отсчетов ведомой станции; $(S_{c2})_{K_n \cdot i - j}$ — сдвинутая на j микротактов прореженная последовательность косинусных квадратурных отсчетов ведущей станции. При полном совмещении одинаковых последовательностей отсчетов в отсутствие шумов значение взаимной нормированной корреляционной функции Ψ_0 будет равно квадрату амплитуды сигнала:

$$\Psi_0 = \frac{1}{n_k} \sum_{i=1}^{n_k} \left((S_s)_{K_n \cdot i}^2 + (S_c)_{K_n \cdot i}^2 \right) = A^2.$$

После определения максимума корреляционной функции фиксируется сдвиг в микротактах, далее производится сложение соответствующих отсчетов квадратурных сигналов до следующей корреляционной коррекции сдвига.

Отметим, что взаимная корреляционная функция принципиально может быть рассчитана только для двух сигналов. Поэтому при сложении сигналов от множества антенн необходимо использовать одну антенну в качестве ведущей и попарно коррелировать сигналы остальных ведомых антенн с сигналом ведущей антенны, определяя относительно него их сдвиги во времени.

Принципиально возможен вид многомерной корреляционной функции, достигающей максимума при совпадении нескольких сигналов. Ниже представлен вид такой функции для непрореженных сигналов трех антенн:

$$\Phi_{jk} = \frac{1}{n_k} \sum_{i=1}^{n_k} \left\{ [(S_{s1})_i + (S_{s2})_{i-j} + (S_{s3})_{i-k}]^2 + [(S_{c1})_i + (S_{c2})_{i-j} + (S_{c3})_{i-k}]^2 \right\}^{1/2}.$$

При полном совмещении трех одинаковых последовательностей отсчетов в отсутствие шумов значение взаимной корреляционной функции трех сигналов Φ_{00} будет равно тройной амплитуде:

$$\Phi_{00} = \frac{1}{n_k} \sum_{i=1}^{n_k} \sqrt{\{ [3 \cdot (S_s)_i]^2 + [3 \cdot (S_s)_i]^2 \}} = 3 \cdot A.$$

На рис. 3 приведены графики нормированной корреляционной функции (синий) и средней суммарной амплитуды (зеленый) для сигналов двух

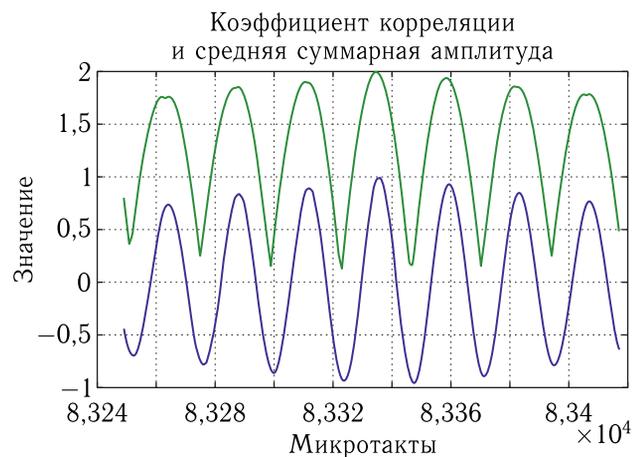


Рис. 3. Сопоставление графиков нормированной корреляционной функции и средней суммарной амплитуды сигналов антенн А1 и А2

антенн, из которых видно, что максимум корреляционной функции совпадает по сдвигу во времени с максимумом средней суммарной амплитуды, поэтому средняя суммарная амплитуда может быть использована для поиска сдвигов по времени сигналов антенн как попарно, так и в совокупности всех антенн.

Поскольку с ростом числа антенн количество переборов при поиске сдвигов по максимуму суммарной амплитуды сигналов от всех антенн растет в степенной зависимости от общего числа антенн, то в дальнейшем все же будем использовать попарный поиск сдвигов сигналов, при котором трудоемкость вычислений растет линейно с числом антенн, но вначале опишем используемую математическую модель сигналов.

В модели все отрезки времени кратны шагу модельного времени $dt = 10^{-10}$ с;

период полосовой дискретизации $T_{\text{пд}} = 1/f_{\text{пд}} = 1/(31,1425 \cdot 10^6) = 3,211 \cdot 10^{-8}$ с;

количество шагов модельного времени в микротакте: $K_{dt_{\text{мт}}} = T_{\text{мт}}/dt = 0,648 \cdot 10^{-9}/10^{-10} = 6,48$, в периоде полосовой дискретизации $K_{dt_{\text{пд}}T_{\text{пд}}} = T_{\text{пд}}/dt = 3,211 \cdot 10^{-8}/10^{-10} = 321,1$;

кратное количество шагов dt в микротакте $K_{dt_{\text{мткр}}} = \text{floor}(K_{dt_{\text{мт}}}) = 6$, где floor — функция округления до ближайшего нижнего целого;

кратная длительность микротакта $T_{\text{мткр}} = dt \times K_{dt_{\text{мткр}}} = 6 \cdot 10^{-10}$ с;

кратное количество микротактов в периоде полосовой дискретизации $K_{\text{мткр}} = \text{floor}(T_{\text{пд}}/T_{\text{мткр}}) = \text{floor}(3,211 \cdot 10^{-8}/(6 \cdot 10^{-10})) = 53$;

кратный период полосовой дискретизации $T_{\text{пдкр}} = T_{\text{мткр}} \cdot K_{\text{мткр}} = 6 \cdot 10^{-10} \cdot 53 = 3,18 \cdot 10^{-08}$ с;

кратная частота микротактов $f_{\text{мткр}} = 1/T_{\text{мткр}} = 1,66... \cdot 10^9$ Гц;

кратная частота полосовой дискретизации $f_{\text{пдкр}} = 1/T_{\text{пдкр}} = 31,446540 \cdot 10^6$ Гц;

смещение времени антенны A_k , $k = 2, 3$, относительно антенны A_1 из-за неточности координат и часов $\tau_{k1} = \tau_t \cdot \text{rand}$, где rand — равномерно распределенное случайное число на интервале от 0 до 1;

поскольку гетеродины приемников антенн не синхронизированы, то сигналы на ПЧ2 имеют случайную фазу: $\theta_{1,2,3} = 2 \cdot \pi \cdot \text{rand}$;

коэффициент прореживания отсчетов ведомых станций $K_{\text{п}} = \text{round}(f_{\text{мткр}}/f_{\text{пдкр}}) = 53$, где round — функция округления до ближайшего целого;

количество тактов модельного времени dt в прогоне модели $N_{dt} = 1\,000\,000$;

массив значений модельного времени: $tt(1) = 0$, $tt(i) = tt(i-1) + dt$, $i = 2, \dots, N_{dt}$;

знак информационного бита в модели задается знаком случайного нормально распределенного числа с нулевым средним при помощи функций MATLAB, причем размер N_{dt} массива знаков взят с избытком: $Znb = \text{sign}(\text{normrnd}(0, 1, N_{dt}, 1))$;

формирование знака информационного бита осуществляется при помощи сигнала в форме меандра с битовой скоростью $R_{\text{и}}$: $S_m(i) = \text{sign}(\cos(\pi \times R_{\text{и}} \cdot tt(i)))$, $i = 1, \dots, N_{dt}$;

значение информационного сигнала $A_{znb}(i)$ формируется на смене знака меандра по алгоритму: если $S_m(i) \cdot S_m(i-1) < 0$, то $A_{znb}(i) = Znb(i)$, иначе $A_{znb}(i) = A_{znb}(i-1)$, $i = 2, \dots, N_{dt}$; амплитуда сигнала $A_s = 1$;

отсчеты $i = 1, \dots, N_{dt}$ косинусных и синусных сигналов ПЧ2 от антенн 1, 2, 3 определяются через модельное время $tt(i)$ с шагом dt :

$$S_{A1C}(i) = A_s \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot tt(i) + \theta_1 + A_{znb}(i) \cdot (\pi/2));$$

$$S_{A1S}(i) = A_s \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot tt(i) + \theta_1 + A_{znb}(i) \cdot (\pi/2));$$

$$S_{A2C}(i) = A_s \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot (tt(i) - \tau_{21}) + \theta_2 + A_{znb}(i - \text{round}(\tau_{21}/dt)) \cdot (\pi/2));$$

$$S_{A2S}(i) = A_s \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot (tt(i) - \tau_{21}) + \theta_2 + A_{znb}(i - \text{round}(\tau_{21}/dt)) \cdot (\pi/2));$$

$$S_{A3C}(i) = A_s \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot (tt(i) - \tau_{31}) + \theta_3 + A_{znb}(i - \text{round}(\tau_{31}/dt)) \cdot (\pi/2));$$

$$S_{A3S}(i) = A_s \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot (tt(i) - \tau_{31}) + \theta_3 + A_{znb}(i - \text{round}(\tau_{31}/dt)) \cdot (\pi/2));$$

количество микротактов $T_{\text{мт}}$ в прогоне модели: $N_{T_{\text{мт}}} = \text{floor}(N_{dt}/K_{dt_{\text{мткр}}})$;

количество прореженных отсчетов в прогоне модели: $N_{\text{пр}} = \text{floor}(N_{dt}/K_{dt_{\text{мткр}}}/K_{\text{п}})$;

в модели использован шум, полученный из белого шума, пропущенного через фильтр с полосой радиосигнала $B = 2F_{\text{в}}$: нижняя нормализованная частота спектра радиосигнала на ПЧ2:

$w1 = 2 \cdot (f_n - F_b)/f_{\text{МТКР}}$; верхняя нормализованная частота спектра на ПЧ2: $w2 = 2 \cdot (f_n + F_b)/f_{\text{МТКР}}$; КИХ-фильтр полосовой на ПЧ2: $b = \text{fir1}(64, [w1 w2])$, где fir1 — функция фильтра на MATLAB;

среднеквадратическое отклонение шума A_{sh} ; коэффициент корреляции сигналов 1 и -1 для ФМн2: $\rho = -1$;

отношение сигнал/шум по мощности: $SRN = A_s^2/2/A_{sh}^2$;

отношение энергии бита к спектральной плотности шума: $EbN0 = SRN \cdot 2 \cdot K_p$; вероятность битовой ошибки до фильтра $P_b = 1/2 - \text{erf}(EbN0 \cdot (1 - \rho)/2)/2$, где erf — функция ошибки в MATLAB;

для антенн $k = 1, 2, 3$: 10^6 нормально распределенных чисел для cos-квадратуры антенны Ak: $n_{kC} = A_{sh} \cdot \text{randn}(1e6, 1)$;

для sin-квадратуры антенны Ak: $n_{kS} = A_{sh} \times \text{randn}(1e6, 1)$;

узкополосный шум cos-квадратуры антенны Ak: $n_{bkC} = \text{filter}(b, 1, n_{kC})$;

узкополосный шум sin-квадратуры антенны Ak: $n_{bkS} = \text{filter}(b, 1, n_{kS})$;

здесь randn и filter — функции MATLAB;

зашумленные отсчеты $n = 1, \dots, N_{T_{\text{MT}}}$ косинусных и синусных сигналов ПЧ2 через кратные микротакты $T_{\text{МТКР}}$ от антенн $k = 1, 2, 3$: $S_{AkC_{\text{МТКР}}}(n) = A_s \cdot S_{AkC}(n \cdot K_{dt_{\text{МТКР}}} + F_{\text{МТК}}) + n_{bkC}(n \cdot K_{dt_{\text{МТКР}}} + F_{\text{МТК}})$; $S_{AkS_{\text{МТКР}}}(n) = A_s \cdot S_{AkS}(n \cdot K_{dt_{\text{МТКР}}} + F_{\text{МТК}}) + n_{bkS}(n \cdot K_{dt_{\text{МТКР}}} + F_{\text{МТК}})$; здесь $F_{\text{МТК}} = \text{floor}(K_{dt_{\text{МТКР}}} \times \text{rand})$ — случайная фаза микротакта сигнала антенны $k = 1, 2, 3$;

прореженные отсчеты $i = 1, \dots, N_{\text{пр}}$ косинусных и синусных сигналов ПЧ2 в прогоне модели через кратные периоды полосовой дискретизации $T_{\text{пдкр}}$ от антенн $k = 1, 2, 3$: $S_{AkC_{\text{п}}}(i) = S_{AkC_{\text{МТКР}}}(i \cdot K_{\text{п}} + F_{\text{пк}})$; $S_{AkS_{\text{п}}}(i) = S_{AkS_{\text{МТКР}}}(i \times K_{\text{п}} + F_{\text{пк}})$;

здесь $F_{\text{пк}} = \text{floor}(K_{\text{п}} \cdot \text{rand})$ — случайная фаза прореживания сигнала антенны $k = 1, 2, 3$.

Таким образом, рассматривается наихудший случай с точки зрения синхронизации сигналов разных ПЭ по трем причинам: имеет место случайное смещение времени ведомых антенн относительно ведущей антенны из-за неточности координат и часов; сигналы на ПЧ2 имеют случайную фазу, поскольку гетеродины приемников антенн не син-

хронизированы; имеется случайная фаза прореживания сигналов ведомых антенн.

Номер среднего отсчета в полной последовательности отсчетов с периодом кратной длительности микротакта $T_{\text{МТКР}}$: $N_{\text{ср}} = \text{floor}(N_{T_{\text{MT}}}/2)$;

номер среднего отсчета в прореженной последовательности отсчетов в прогоне с кратным периодом полосовой дискретизации $T_{\text{пдкр}}$: $N_{\text{српд}} = \text{floor}(N_{\text{пр}}/2)$;

количество бит в корреляции $K_{\text{бк}} = 100$ гарантирует множество переходов сигнала от 0 к 1 и обратно;

целое количество периодов полосовой дискретизации $T_{\text{пдкр}}$ в одном бите: $N_{T_{\text{пдкрб}}} = \text{floor}(1/(R_{\text{и}} \times T_{\text{пдкр}})) = \text{floor}(1/(6,5 \cdot 10^6 \cdot 3,18 \cdot 10^{-08})) = 4$;

количество прореженных отсчетов в корреляции: $K_{\text{пок}} = K_{\text{бк}} \cdot N_{T_{\text{пдкрб}}}$;

начальная точка корреляции в микротактах: $N_{\text{гр1}} = \text{floor}(N_{\text{ср}} - 2 \cdot \tau_t/T_{\text{МТКР}} - K_{\text{п}})$;

конечная точка корреляции в микротактах: $N_{\text{гр2}} = \text{floor}(N_{\text{ср}} + 2 \cdot \tau_t/T_{\text{МТКР}} + K_{\text{п}})$;

начальная точка корреляции в периодах полосовой дискретизации: $N_{\text{гр1пд}} = \text{floor}(N_{\text{српд}} - 2 \times \tau_t/T_{\text{пдкр}} - 1)$;

конечная точка корреляции в периодах полосовой дискретизации: $N_{\text{гр2пд}} = \text{floor}(N_{\text{српд}} + 2 \times \tau_t/T_{\text{пдкр}} + 1)$;

корреляционная функция для прореженного потока отсчетов антенны A2 относительно полного потока отсчетов антенны A1: $KF(n - N_{\text{гр1}} + 1) = KF(n - N_{\text{гр1}} + 1) + S_{A2C_{\text{п}}}(N_{\text{српд}} + m - 1) \times S_{A1C_{\text{МТКР}}}(n + (m - 1) \cdot K_{\text{п}}) + S_{A2S_{\text{п}}}(N_{\text{српд}} + m - 1) \times S_{A1S_{\text{МТКР}}}(n + (m - 1) \cdot K_{\text{п}})$, $m = 1, \dots, K_{\text{пок}}$, $n = N_{\text{гр1}}, \dots, N_{\text{гр2}}$;

корреляция по суммарным амплитудам сигналов антенн A2 и A1 с шагом микротакта: $A_{S21}(n) = 0$, $A_{S21}(n) = A_{S21}(n) + \text{sqrt}((S_{A2C_{\text{п}}}(N_{\text{српд}} + m - 1) + S_{A1C_{\text{МТКР}}}(n + (m - 1) \cdot K_{\text{п}}))^2 + (S_{A2S_{\text{п}}}(N_{\text{српд}} + m - 1) + S_{A1S_{\text{МТКР}}}(n + (m - 1) \cdot K_{\text{п}}))^2)$;

средняя по $K_{\text{пок}}$ отсчетам в корреляции суммарная амплитуда сигналов антенн A2 и A1: $A_{S21_{\text{ср}}}(n) = A_{S21}(n)/K_{\text{пок}}$, $m = 1, \dots, K_{\text{пок}}$, $n = N_{\text{гр1}}, \dots, N_{\text{гр2}}$;

значение и индекс максимальной суммарной амплитуды $[A_{S_{\text{max}21}}, A_{S_{\text{max} \text{Ind}21}}] = \text{max}(A_{S21_{\text{ср}}})$,

где sqrt и max — функции MATLAB извлечения корня квадратного и поиска максимума;

корреляция по суммарным амплитудам сигналов антенн А3 и А1 с шагом микротакта: $A_{S31}(n) = 0$, $A_{S31}(n) = A_{S31}(n) + \text{sqrt}((S_{A3Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + (m - 1) \cdot K_{п}))^2 + (S_{A2Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + (m - 1) \cdot K_{п}))^2)$;

средняя по $K_{\text{пок}}$ отсчетам в корреляции суммарная амплитуда сигналов антенн А3 и А1: $A_{S31ср}(n) = A_{S31}(n)/K_{\text{пок}}$, $m = 1, \dots, K_{\text{пок}}$, $n = N_{гр1}, \dots, N_{гр2}$;

значение и индекс максимальной суммарной амплитуды $[A_{S_{\text{max}31}}, A_{S_{\text{max}Ind31}}] = \text{max}(A_{S31ср})$;

корреляция по суммарным амплитудам сигналов антенн А2 и А1 с шагом полосовой дискретизации: $A_{S21пд}(n) = 0$, $A_{S21пд}(n) = A_{S21пд}(n) + \text{sqrt}((S_{A2Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + m - 1))^2 + (S_{A2Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + m - 1))^2)$;

средняя по $K_{\text{пок}}$ отсчетам в корреляции суммарная амплитуда сигналов антенн А2 и А1: $A_{S21српд}(n) = A_{S21пд}(n)/K_{\text{пок}}$, $m = 1, \dots, K_{\text{пок}}$, $n = N_{гр1пд}, \dots, N_{гр2пд}$;

значение и индекс максимальной суммарной амплитуды $[A_{S_{\text{max}21пд}}, A_{S_{\text{max}Ind21пд}}] = \text{max}(A_{S21српд})$;

корреляция по суммарным амплитудам сигналов антенн А3 и А1 с шагом полосовой дискретизации: $A_{S31пд}(n) = A_{S31пд}(n) + \text{sqrt}((S_{A3Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + m - 1))^2 + (S_{A3Cп}(N_{српд} + m - 1) + S_{A1Cп}(n + m - 1))^2)$;

средняя по $K_{\text{пок}}$ отсчетам в корреляции суммарная амплитуда сигналов антенн А3 и А1: $A_{S31српд}(n) = A_{S31пд}(n)/K_{\text{пок}}$, $m = 1, \dots, K_{\text{пок}}$, $n = N_{гр1пд}, \dots, N_{гр2пд}$;

значение и индекс максимальной суммарной амплитуды $[A_{S_{\text{max}31пд}}, A_{S_{\text{max}Ind31пд}}] = \text{max}(A_{S31српд})$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А2 и А1 в микротактах: $d_{\text{мт}21} = N_{гр1} - 1 + A_{S_{\text{max}Ind21}} - N_{српд} \cdot K_{п}$;

при этом разность фаз максимумов суммарных амплитуд А2 и А1 в радианах: $d_{\text{мтрад}21} = d_{\text{мт}21} \times T_{\text{мткр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А1 в микротактах: $d_{\text{мт}31} = N_{гр1} - 1 + A_{S_{\text{max}Ind31}} - N_{српд} \cdot K_{п}$;

при этом разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А1 в радианах: $d_{\text{мтрад}31} = d_{\text{мт}31} \times T_{\text{мткр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А2 в микротактах: $d_{\text{мт}32} = d_{\text{мт}31} - d_{\text{мт}21}$;

при этом разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А2 в радианах: $d_{\text{мтрад}32} = d_{\text{мт}32} \times T_{\text{мткр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А2 и А1 в шагах полосовой дискретизации: $d_{\text{пд}21} = N_{гр1пд} - 1 + A_{S_{\text{max}Ind21пд}} - N_{српд}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А2 и А1 при полосовой дискретизации в радианах: $d_{\text{пдрад}21} = d_{\text{пд}21} \cdot T_{\text{пдкр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А1 в шагах полосовой дискретизации: $d_{\text{пд}31} = N_{гр1пд} - 1 + A_{S_{\text{max}Ind31пд}} - N_{српд}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А1 при полосовой дискретизации в радианах: $d_{\text{пдрад}31} = d_{\text{пд}31} \cdot T_{\text{пдкр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А2 в шагах полосовой дискретизации: $d_{\text{пд}32} = d_{\text{пд}31} - d_{\text{пд}21}$;

разность фаз максимумов суммарных амплитуд А3 и А2 при полосовой дискретизации в радианах: $d_{\text{пдрад}32} = d_{\text{пд}32} \cdot T_{\text{пдкр}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}}$.

Рис. 4 наглядно показывает сдвиг сигналов между антеннами А2 + А1 и А3 + А1 на графиках попарных средних суммарных амплитуд сигналов антенн 2-1 и 3-1.

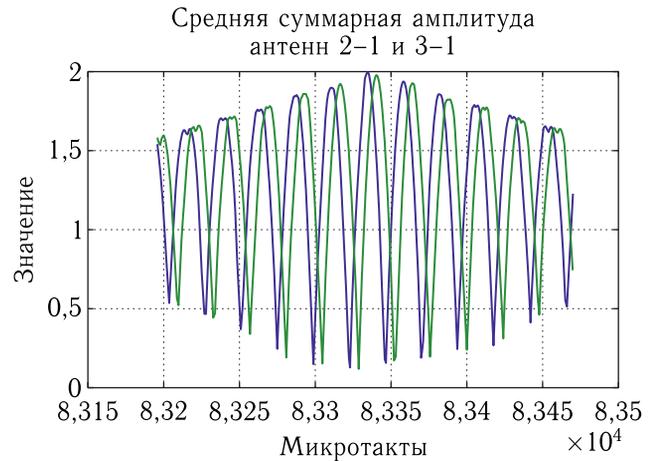


Рис. 4. Графики попарных средних суммарных амплитуд сигналов антенн 2-1 и 3-1

При корреляции последовательности $K_{\text{пок}}$ прореженных отсчетов ведомой антенны А2 с полным потоком отсчетов ведущей антенны А1 необходимо оперировать с последовательностью $K_{\text{пок}}$ прореженных отсчетов антенны А1, сдвинутых на n микротактов. Максимум суммарной амплитуды отсчетов антенн А2 и А1 достигается при сдвиге последовательности $K_{\text{пок}}$ прореженных отсчетов ведущей антенны А1 относительно последовательности $K_{\text{пок}}$ прореженных отсчетов ведомой антенны А2 на $d_{\text{мт}21}$ микротактов. Следовательно, прореженные отсчеты ведомой антенны А2 необходимо складывать с прореженными отсчетами полной последовательности, сдвинутыми на $d_{\text{мт}21}$ микротактов. При этом в идеале будут складываться значения одного и того же сигнала, отстоящие по времени не более чем на половину микротакта. Такое точное сложение с последовательностью отсчетов ведущей антенны можно осуществить только для одной ведомой антенны. Последовательности прореженных отсчетов всех остальных ведомых антенн имеют другие фазовые сдвиги в микротактах относительно соответствующих отсчетов ведущей антенны А1, неизвестные на передающем конце. Из-за большого рассогласования по фазе прореженные отсчеты антенны А3 нельзя просто добавить к соответствующим суммам отсчетов антенн А1 и А2, однако, зная рассогласование по фазе в микротактах $d_{\text{мт}32}$ между антенной А3 и антенной А2, можно пересчитать (довернуть по фазе) косинусные и синусные отсчеты со сдвигом на время $d_{\text{мт}32}$

микротактов, после чего сложить с соответствующими суммами отсчетов антенн А1 и А2. Моделирование показывает, что в идеале при отсутствии шумов такое векторное суммирование трех сигналов единичной амплитуды дает суммарную амплитуду порядка 2,997.

Трудоёмкость поиска сдвигов по времени сигналов антенн может быть существенно снижена, если совмещать отсчеты сигналов антенн не с высокой точностью до микротакта $T_{\text{мт}} = 0,648$ нс, определяемого условием когерентности дискретных сигналов, а с точностью до периода полосовой дискретизации $T_{\text{пд}} = 32$ нс. Трудоёмкость корреляционной обработки при методе полосовой дискретизации $n_{\text{пд}} = n_k \cdot n_{\text{иопд}} = 479 \cdot 2 = 958$ произведения значений отсчетов, что в $37\,362/958 = 39$ раз меньше, чем при методе РСДБ с прореживанием отсчетов ведомых станций. Однако, как показано на рис. 5, в этом случае из-за расфазировки на половине периода полосовой дискретизации $T_{\text{пд}}/2$ суммарный сигнал проседает по сравнению с дискретизацией с повышенной частотой при использовании метода РСДБ с прореживанием отсчетов сигналов от ведомых станций. На рис. 5 показаны графики сигналов без шумов, причем красная сплошная линия — это график передаваемого сигнала с единичной амплитудой, синий штрихпунктир — суммарный сигнал с трех антенн почти тройной амплитуды по методу РСДБ с прореживанием, зеленый пунктир — суммарный сигнал с трех антенн проседающей амплитуды по методу полосовой

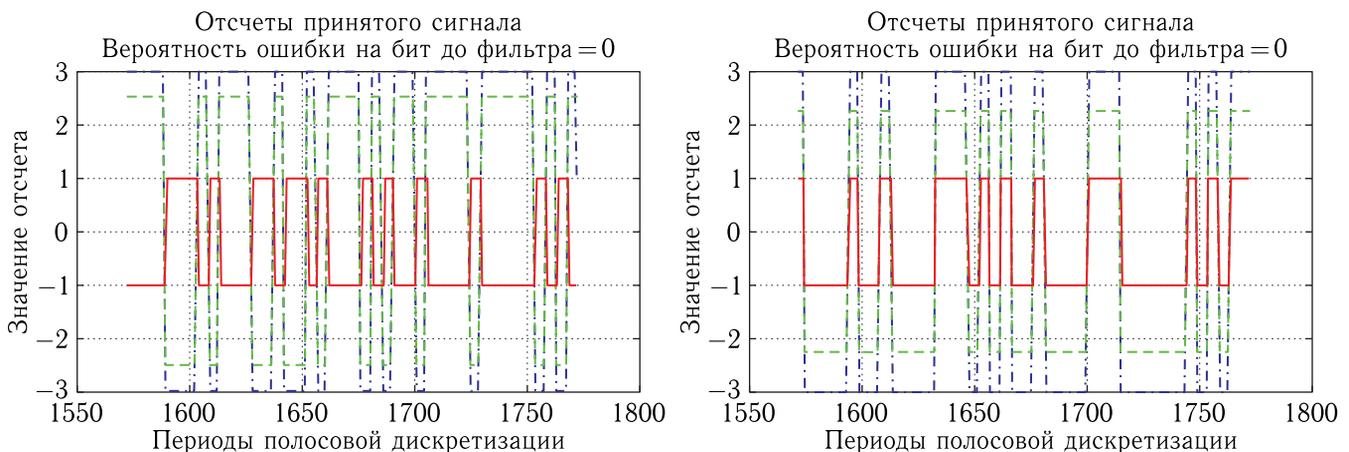


Рис. 5. Сравнение результатов суммирования сигналов трех антенн при дискретизации по методу РСДБ с прореживанием и при полосовой дискретизации

дискретизации. С левой стороны на рис. 5 показана обратная работа, с правой — прямая работа при бинарной фазовой манипуляции ФМ2 (BPSK). Поскольку в методе полосовой дискретизации отсчеты сигналов двух антенн совмещаются с точностью до половины периода дискретизации с максимальным набегом фаз $360^\circ \cdot f_n \cdot T_{\text{пд}}/2 = 360^\circ \times 7 \cdot 10^7 \cdot 32 \cdot 10^{-9}/2 \approx 400^\circ$, то наибольшая возможная разность фаз отсчетов двух антенн будет равна 180° . С учетом того, что набег фазы несущей промежуточной частоты ПЧ2 (f_n) за период полосовой дискретизации ($T_{\text{пд}}$) составляет $360^\circ \times f_n \cdot T_{\text{пд}} = 360^\circ \cdot 7 \cdot 10^7 \cdot 32 \cdot 10^{-9} \approx 800^\circ$, что по модулю 360 равно 80° , то сдвиг на 2 периода полосовой дискретизации уменьшит сдвиг по фазе от 180° до $180^\circ - 2 \cdot 80^\circ = 20^\circ$, что вплотную приблизит амплитуду суммы двух сигналов 1,88 к 2. Наибольшая разность фаз сигналов будет тогда, когда сдвиг на 1 и на 2 периода полосовой дискретизации даст сдвиг сигналов по фазе на $\pm 40^\circ$, что даст амплитуду суммы двух сигналов 1,53. Если при этом фаза сигнала третьей антенны будет повернута до фазы суммарного сигнала первых двух антенн, то минимальная амплитуда векторной суммы трех сигналов единичных амплитуд составит порядка 2,53, а максимально возможная — 3, что подтверждают результаты моделирования.

Вместе с тем из анализа рис. 5 видим, что при наличии ощутимых вариаций по амплитуде для разных реализаций сигналов антенн сохраняются их фазовые соотношения с передаваемым сигналом. Поэтому метод полосовой дискретизации может быть приспособлен для работы по сложению сигналов далеко разнесенных антенн, если использовать свойство простоты фазоманипулированных сигналов. По существу эти сигналы являются отрезками одной и той же синусоиды с разными фазами, а фазу синусоиды можно пересчитать на любой промежуток времени. Таким образом, приходим к методу полосовой дискретизации с «доворотом» фазы отсчетов, сущность которого состоит в следующем: проводится корреляция по суммарным амплитудам сигналов антенн А2 и А1, А3 и А1 с шагом полосовой дискретизации; определяется разность фаз максимумов суммарных амплитуд А2 и А1, А3 и А1, А3 и А2 в шагах полосовой дискретизации $d_{\text{пд}21}$, $d_{\text{пд}31}$, $d_{\text{пд}32}$ и в радианах

$d_{\text{пдрад}21}$, $d_{\text{пдрад}31}$, $d_{\text{пдрад}32}$; осуществляется сложение каждого косинусного отсчета антенны А2 с каждым косинусным отсчетом антенны А1, взятым со сдвигом в положительную сторону на $d_{\text{пд}21}$ интервалов дискретизации; аналогично осуществляется сложение каждого синусного отсчета антенны А2 с каждым синусным отсчетом антенны А1, взятым со сдвигом в положительную сторону на $d_{\text{пд}21}$ интервалов дискретизации; на основании соответствующих косинусных и синусных отсчетов антенны А3 вычисляются соответствующие значения амплитуд и фаз сигнала антенны А3; из полученных фаз вычитается фазовый сдвиг $d_{\text{пдрад}32}$ и вычисляются «довернутые» косинусные и синусные отсчеты сигнала антенны А3, которые складываются с соответствующими суммами косинусных и синусных отсчетов антенн А1 и А2; исходя из суммы трех косинусных отсчетов и суммы трех синусных отсчетов вычисляется соответствующая фаза тройного отсчета, которому ставится в соответствие суммарное значение трех амплитуд трех сигналов в соответствующих временных сечениях. Результат такого «доворота» фаз сигналов антенн при полосовой дискретизации для синхронного сложения сигналов в случае отсутствия шумов приведен на рис. 6.

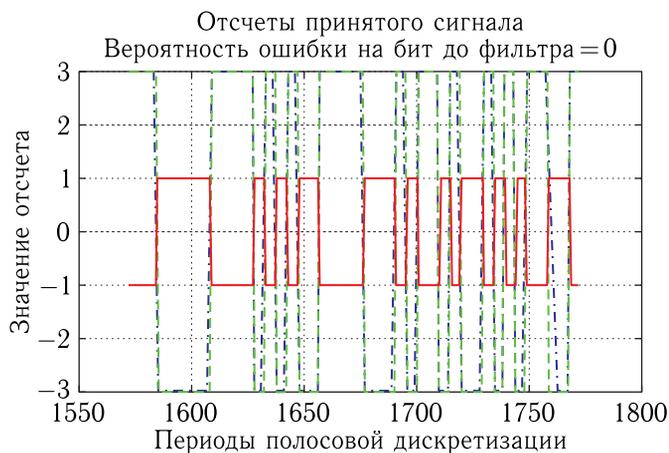


Рис. 6. Результат «доворота» фаз при полосовой дискретизации в сравнении с дискретизацией по методу РСДБ в отсутствие шумов

Из анализа рис. 6 видим, что метод полосовой дискретизации с «доворотом» фаз сигналов в отсутствие шумов дает практически идеальное сложение сигналов далеко разнесенных антенн.

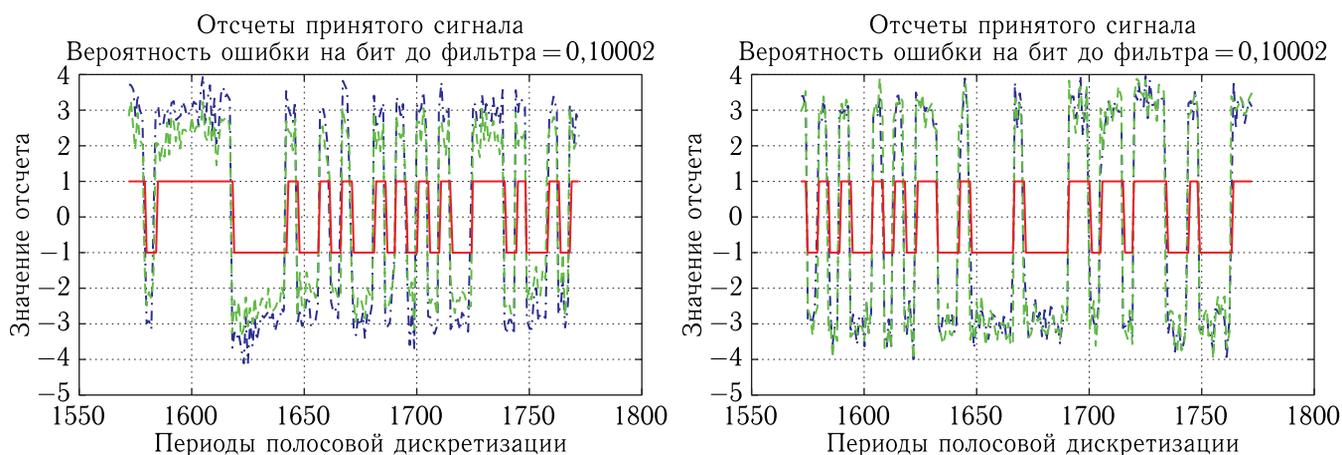


Рис. 7. Сравнение результатов суммирования сигналов трех антенн при дискретизации по методу РСДБ с прореживанием, при полосовой дискретизации без «доворота» (слева) и с «доворотом» фаз в шумах

Сравнение результатов суммирования сигналов трех антенн при дискретизации по методу РСДБ с прореживанием, при полосовой дискретизации без «доворота» (слева) и с «доворотом» фаз (справа) в шумах с вероятностью битовой ошибки 0,1 до полосового фильтра приведено на рис. 7. Видим, что фильтр с полосой частот радиосигнала играет роль усилителя отношения сигнал/шум, поскольку при большой вероятности битовой ошибки до фильтра имеется четкое различие между нулевыми и единичными сигналами после фильтра, причем использование метода «доворота» фаз устраняет снижение уровня демодулированного сигнала при переходе от дискретизации по методу РСДБ к полосовой дискретизации.

Таким образом, в данной работе предложен эффективный метод сложения сигналов далеко разнесенных антенн при полосовой дискретизации сигналов на промежуточной частоте с «доворотом» фаз, успешно конкурирующий с известным методом сложения сигналов в РСДБ.

Список литературы

1. Урличич Ю.М., Гусев Л.И., Леонов М.С., Селиванов А.С., Круглов А.В., Молотов Е.П., Ватулин В.М., Богуславская Н.Е., Молчанов К.В., Чистов Э.Г., Ржига О.Н., Зайцев А.Л., Ефимов А.И.,

Молотов И.Е., Дугин Н.А., Каневский Б.З. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / под ред. Е.П. Молотова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 232 с.

2. Молотов И.Е. Радиоинтерферометрия со сверхбольшими базами (РСДБ) — история, состояние и аппаратура. <http://fvn.astronomer.ru/report/0000007/p0000007.htm> (Дата обращения 08.02.2023).
3. Гансвинд И.Н. Глобальные навигационные спутниковые системы. http://www.chronos.msu.ru/old/RREPORTS/gansvind_izmerenie.pdf (Дата обращения 08.02.2023).
4. Рекомендация МСЭ-RVO.2098-0 (12/2016). Система передачи для спутникового радиовещания в формате ТСВЧ. Серия ВО. Спутниковое радиовещание. ИТУ. Международный союз электросвязи.
5. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: 2-е изд. Пер. с англ. М.: Бином-Пресс, 2006. 656 с.
6. Романюк Ю.А. Основы цифровой обработки сигналов. В 3-х ч. Ч. 1. Свойства и преобразования дискретных сигналов: Учеб. пособ. М.: МФТИ, 2005. 332 с.

Дата поступления рукописи
в редакцию 26.10.2022
Дата принятия рукописи
в печать 01.02.2023