

УДК 621.396.677 EDN AJOEMW

Когерентное сложение сигналов BPSK разнесенных антенн при комплексном понижающем преобразовании частоты

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. Проведен обзор ранее разработанных методов цифрового сложения сигналов методом квадратурной дискретизации на промежуточной частоте. Рассмотрен вариант сложения видеосигналов на нулевой несущей частоте, прошедших комплексное понижающее преобразование с формированием квадратурных сигналов после дискретизации на едином аналого-цифровом преобразователе. Также проанализирован вариант пониженной частоты дискретизации, допускающий применение низкочастотных отечественных программируемых логических интегральных схем. Продемонстрирована высокая помехоустойчивость метода цифрового сложения сигналов разнесенных антенн с комплексным понижающим преобразованием.

Авторами показано, что метод когерентного сложения сигналов разнесенных антенн при комплексном понижающем преобразовании частоты может быть реализован на отечественных ПЛИС.

Ключевые слова: метод, цифровое сложение сигналов, радиоинтерферометр со сверхдлинной базой, полосовая дискретизация, промежуточная несущая частота, комплексное понижающее преобразование

Coherent Addition of BPSK Signals of Spaced Antennas with Complex Step-Down Frequency Conversion

S. I. Vatutin, *Cand. Sci. (Engineering), Senior Researcher*, 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. A review of earlier developed methods of digital addition of BPSK signals by means of quadrature sampling at an intermediate frequency is carried out. The method of adding video signals at a zero carrier frequency that have undergone a complex step-down conversion with the formation of quadrature signals after sampling on a single analog-to-digital converter is considered. A variant of a reduced sampling rate allowing the use of low-frequency domestic programmable logic integrated circuits is analyzed. The high noise immunity of the method of digital addition of signals of spaced antennas with complex step-down conversion is demonstrated.

The authors show that the method of coherent addition of signals from spa antennas with complex step-down frequency conversion can be implemented on domestic FPGAs.

Keywords: method, digital addition of signals, very long baseline interferometer, band sampling, intermediate carrier frequency, complex step-down conversion

В последние десятилетия в антенной технике все большее внимание уделяется цифровым антенным решеткам (ЦАР), в которых вся тяжесть фазирования антенн перекладывается с фазовращателей и линий задержки на цифровую обработку [1]. Цифровые антенные решетки, часто называемые в зарубежной литературе «умными антеннами» (Smart Antenna), находят все большее применение в радиолокации [2–4], в связи, в том числе и в сотовой [5, 6], и в навигации [7, 8]. Для традиционного сложения информационных сигналов в спектральной области элементарные антенны известных из литературы ЦАР располагаются, как правило, достаточно близко друг к другу так, что для времени распространения по решетке Δt и полосы полезного сигнала Δf соблюдается условие узкополосности системы, то есть $\Delta t \cdot \Delta f \ll 1$. Однако в системах управления космическими аппаратами (КА) при построении антенного поля по условию отсутствия затенения друг друга в пределах семиградусной зоны радиовидимости антенны должны быть разнесены минимум на 8 диаметров антенны, то есть на десятки метров. Например, антенны диаметром 5 м должны быть разнесены на 40 м. Поэтому даже при точном фазировании центральных гармоник промежуточной частоты традиционными способами при передаче телеметрической информации (ТМИ) со скоростью 0,5 Мбит/с гармоники по краям спектра, отстоящие примерно на $\Delta f = 1$ МГц, дадут недопустимо большой набег фаз $\Delta \varphi = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \Delta t = 2\pi \cdot \Delta f \times (\Delta L/c) = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 40 / (3 \cdot 10^8) = 0,27\pi$ радиан. Поскольку при детектировании гармоники симметричных частот спектра радиосигнала складываются, то подобные набег фаз приведут к сильным искажениям передаваемых широкополосных сигналов. То есть в цифровых полях слежения за КА сложить сигналы антенн ЦАР в спектральной области не представляется возможным. Остается попытка сложить сигналы во временной области.

Реализация простой идеи задержки принимаемых сигналов разных антенн до полного совпадения наталкивается на непреодолимые технические трудности. Однако в настоящее время это уже не тупик. Решение надо искать на путях применения дискретизации с последующей цифровой обработкой записанных дискретных отсчетов сигналов разных

антенн, которые можно сдвинуть относительно друг друга по времени на произвольное количество интервалов дискретизации.

Как показано в [9], наиболее простое в схемном отношении и в то же время наиболее трудоемкое решение задачи синхронного (когерентного) сложения дискретных сигналов на промежуточной частоте дает метод радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) [11, 12]. Трудоемкость метода РСДБ определяется требуемой высокой частотой дискретизации сигналов на промежуточной частоте. Для синхронного (когерентного) сложения принимаемых одинаковых радиосигналов при разнесенном приеме из соображений когерентности важно, чтобы частота дискретизации была как минимум в 20 раз выше верхней частоты в спектре радиосигнала. Тогда верхние гармоники в спектре принимаемых видеосигналов будут совмещены с достаточной точностью до $1/20$ их периода, а нижние гармоники совместятся с еще большей точностью, что обеспечит допустимые искажения принятого суммарного радиосигнала. При использовании промежуточной частоты 70 МГц потребуется частота дискретизации как минимум 1400 МГц. Пусть при передаче по сетям связи один отсчет занимает 3 байта или $M_o = 24$ 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 1400 МГц потребуется линия связи с технической скоростью передачи данных как минимум $C_{\text{мт}} = f_{\text{мт}} \cdot M_o = 1400 \cdot 24 = 33\,600$ Мбит/с = 33,6 Гбит/с. Организовать физический или виртуальный каналы такой пропускной способности стоит чрезвычайно дорого, а практически вообще невозможно. Поэтому простой метод сложения радиосигналов по технологии РСДБ с повышенной частотой дискретизации не представляется перспективным для сложения сигналов далеко разнесенных антенн, а для сосредоточенных антенных полей с расстояниями между антеннами порядка 8 диаметров зеркальной антенны в [10] и [13] предложен эквивалентный по точности метод сложения сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации, который, однако, в схемной реализации гораздо сложнее метода сложения радиосигналов

в РСДБ. В работе [9] предложена идея, а в работе [14] показана работоспособность метода сложения на промежуточной частоте сигналов BPSK с «доворотом» фаз, который может работать как в сосредоточенных антенных полях, так и в случае далеко разнесенных антенн.

Казалось бы, цель достигнута. Однако все перечисленные методы предполагают дискретизацию сформированных ранее квадратурных сигналов, а методы квадратурной дискретизации, как справедливо замечено Лайонсом в [15], «хорошо работают на бумаге, а на практике на высоких частотах и для широкополосных сигналов трудно выдержать точную разность фаз 90° . Обычно ошибка составляет один или два градуса». Причина — неидентичность характеристик таких элементов, как смесители, фильтры нижних частот, АЦП и кабели. Поэтому вслед за Лайонсом [15] в данной работе рассмотрим более точную и не требующую идентичных элементов схему квадратурной дискретизации [16], представленную на рис. 1. Помимо формирования квадратурных сигналов, эта схема обеспечивает перенос модулирующего сигнала на нулевую частоту (формирование видеосигнала).

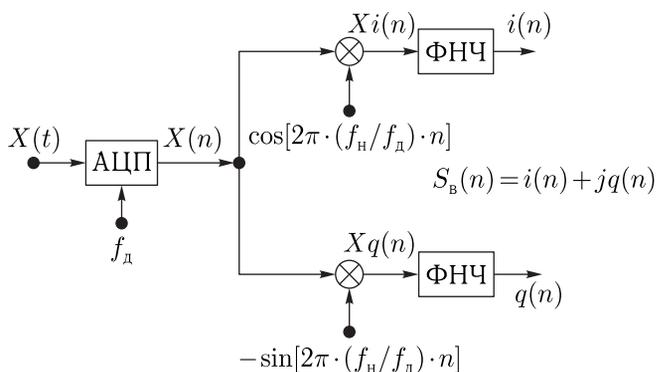


Рис. 1. Квадратурная дискретизация с цифровым смешиванием сигналов

Как и в случае сложения сигналов на промежуточной частоте, для синхронного сложения принимаемых одинаковых видеосигналов при разнесенном приеме из соображений когерентности важно, чтобы частота дискретизации f_d была как минимум в 20 раз выше верхней частоты в спектре видеосигнала F_B . 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 фазовой манипуляции ФМн будет в коэффициент расширения полосы K_p раз больше скорости передачи информации $R_{и}$:

$$F_B = K_p \cdot R_{и}. \quad (1)$$

Опираясь на [17], 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 будет $F_B = 1,1 \cdot 6,5 = 7,15$ МГц, а необходимая для синхронного сложения сигналов при разнесенном приеме частота дискретизации принимаемых радиосигналов будет составлять:

$$\begin{aligned} f_d &\geq 20 \cdot F_B = 20 \cdot K_p \cdot R_{и} = \\ &= 20 \cdot 1,1 \cdot 6,5 = 20 \cdot 7,15 = 143 \text{ МГц}. \end{aligned} \quad (2)$$

Напомним, что частота дискретизации для отсутствия искажения дискретного сигнала частотами собственного спектра должна выбираться из условия [15]:

$$\frac{2 \cdot f_n + 2 \cdot F_B}{(m+1)} < f_d < \frac{2 \cdot f_n - 2 \cdot F_B}{m}, \quad (3)$$

где порядок дискретизации m показывает, сколько частот дискретизации f_d помещается без наложения между спектрами сигнала около положительной f_n и отрицательной $-f_n$ несущей частотой. Для $m = 1$ имеем:

$$f_n + F_B < f_d < 2 \cdot f_n - 2 \cdot F_B. \quad (4)$$

Это не наш случай, поскольку в соответствии с (2) частота дискретизации f_d должна быть больше двойной второй промежуточной частоты $f_n = 70$ МГц.

Наш случай $m = 0$. При этом из (3) получаем:

$$2 \cdot f_n + 2 \cdot F_B < f_d < \infty. \quad (5)$$

Таким образом, частота дискретизации должна выбираться из условия:

$$f_d > 2 \cdot f_n + 2 \cdot F_B = 2 \cdot 70 + 2 \cdot 7,15 = 154,3 \text{ МГц}, \quad (6)$$

что обеспечивает возможность реализации обработки сигналов на отечественных ПЛИС с тактовой частотой не более 200 МГц.

При этом на один бит передаваемой информации приходится

$$\frac{f_d}{R_{\text{и}}} > \frac{2 \cdot f_{\text{н}} + 2 \cdot F_{\text{в}}}{R_{\text{и}}} = \frac{154,3}{6,5} = 23,7 \text{ отсчетов,} \quad (7)$$

что обеспечивает возможность достаточно точного сложения сигналов нескольких антенн.

Схема на рис. 1 взята из [15] с тем отличием, что в [15] предлагается брать частоту дискретизации ровно в 4 раза большую частоты несущего колебания, что значительно снижает вычислительную сложность при реализации на ПЛИС, поскольку в рассматриваемом в [15] случае синусоидальные множители принимают значения 0, +1 и -1. По существу, в рассматриваемом в [15] случае операции умножения вообще не нужны. В нашем случае имеющихся жестких ограничений на тактовую частоту работы отечественных ПЛИС не более 200 МГц обеспечить работу схемы перевода принимаемых радиосигналов со 2-й промежуточной частоты 70 МГц на нулевую частоту путем применения частоты дискретизации сигналов в 4 раза большей частоты ПЧ2, то есть 280 МГц, не удастся. Поэтому придется идти на определенную вычислительную нагрузку на ПЛИС ради понижения частоты дискретизации ниже предела 200 МГц. Поясним, почему это возможно.

Поскольку при ФМ2 информационный модулирующий сигнал поворачивает фазу несущего колебания на $\pm\pi/2$, то аналитический сигнал $X(t)$ можно представить в виде:

$$\begin{aligned} X(t) &= A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)} \cdot e^{j2\pi f_{\text{н}}t} = A \cdot e^{j\left[2\pi f_{\text{н}}t + \frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)\right]} = \\ &= A \cdot \left\{ \cos\left[2\pi f_{\text{н}}t + \frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)\right] + j \sin\left[2\pi f_{\text{н}}t + \frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)\right] \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь $S_{\text{в}}(t)$ — информационный видеосигнал с уровнями «+1» и «-1», соответствующими информационным символам «1» и «0», $f_{\text{н}}$ — несущая (промежуточная) частота, A — амплитуда аналитического сигнала.

Комплексное понижающее преобразование имеет вид:

$$\begin{aligned} X(t) \cdot e^{-j2\pi f_{\text{н}}t} &= \\ &= A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)} \cdot e^{j2\pi f_{\text{н}}t} \cdot e^{-j2\pi f_{\text{н}}t} = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)} = \\ &= A \cdot \left\{ \cos\left[\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)\right] + j \sin\left[\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)\right] \right\} = A \cdot j \cdot S_{\text{в}}(t). \end{aligned} \quad (9)$$

В результате с точностью до множителя мы получаем исходный информационный видеосигнал $S_{\text{в}}(t)$.

На дискретной временной оси мы будем иметь следующий вид понижающего преобразования:

$$\begin{aligned} X(n \cdot \Delta t_{\text{д}}) \cdot e^{-j2\pi f_{\text{н}} \cdot n \cdot \Delta t_{\text{д}}} &= X(n \cdot \Delta t_{\text{д}}) \cdot e^{-j2\pi f_{\text{н}} \cdot \frac{n}{f_{\text{д}}}} = \\ &= X(n \cdot \Delta t_{\text{д}}) \cdot \left[\cos\left(2\pi \cdot \frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{д}}} \cdot n\right) - j \sin\left(2\pi \cdot \frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{д}}} \cdot n\right) \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Спектр сигнала после дискретизации представлен на рис. 2, а, а после комплексного понижающего преобразования — на рис. 2, б.

Из рис. 2, б видим, что спектр модулирующего сигнала перенесен на нулевую частоту, однако имеются мешающие составляющие спектра, которые надо отфильтровать. В результате с учетом (10) получаем схему на рис. 1. При $f_{\text{д}} = 4f_{\text{н}}$ схема рис. 1 становится схемой из [15].

Для произвольного сочетания $f_{\text{д}}$ и $f_{\text{н}}$ на каждом шаге n надо вычислять отношение $n \times f_{\text{н}}/f_{\text{д}}$ и соответствующие значения синусных функций либо рассчитывать и запоминать их заранее в нужном большом количестве. Однако при $f_{\text{н}}/f_{\text{д}} = 0,4$ или $f_{\text{д}} = 2,5 \cdot f_{\text{н}} = 2,5 \times 70 = 175$ МГц выполняются условия ограничения на тактовую частоту ПЛИС и запоминать нужно всего 5 повторяющихся значений синуса $(-0,58775252292473, 0,951056516295154, -0,951056516295154, 0,58775252292473, 0)$ и 5 повторяющихся значений косинуса $(-0,809016994374947, 0,309016994374947, 0,309016994374948, -0,809016994374948, 1)$.

При этом на один бит приходится

$$f_{\text{д}}/R_{\text{и}} = 175/6,5 = 26,923 \text{ отсчета.} \quad (11)$$

Теперь вернемся к задаче сложения сигналов. Сигнал с ведущей антенны № 1

$$X1(t) = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_{\text{в}}(t)} \cdot e^{j2\pi f_{\text{н}}t}. \quad (12)$$

С ведомой антенны № 2 сигнал приходит с задержкой на t_3 . Различиями в трактах усиления

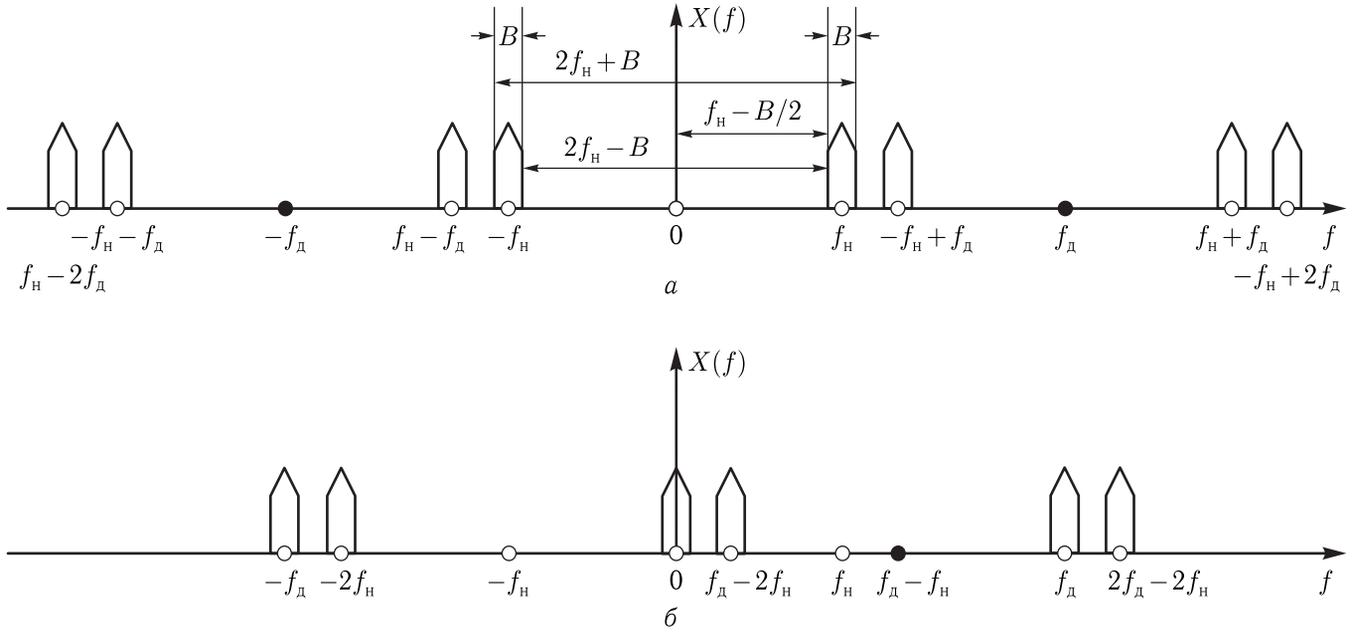


Рис. 2. Спектр сигнала после дискретизации (а) и после комплексного понижающего преобразования (б)

пренебрегаем. Тогда

$$\begin{aligned} X2(t) &= X1(t - t_3) = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_b(t-t_3)} \cdot e^{j2\pi f_H(t-t_3)} = \\ &= A \cdot e^{j\left[\frac{\pi}{2}S_b(t-t_3) - 2\pi f_H t_3\right]} \cdot e^{j2\pi f_H t}. \end{aligned} \quad (13)$$

После комплексного понижающего преобразования имеем:

$$X1_{\text{КПП}}(t) = X1(t) \cdot e^{-j2\pi f_H t} = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_b(t)}, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} X2_{\text{КПП}}(t) &= X2(t) \cdot e^{-j2\pi f_H t} = \\ &= A \cdot e^{j\left[\frac{\pi}{2}S_b(t-t_3) - 2\pi f_H t_3\right]} = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_b(t-t_3)} \cdot e^{-j2\pi f_H t_3}. \end{aligned} \quad (15)$$

На дискретной временной оси мы будем иметь следующий вид понижающего преобразования:

$$X1_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d) = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_b(n \cdot \Delta t_d)} \quad (16)$$

$$X2_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d) = A \cdot e^{j\frac{\pi}{2}S_b(n \cdot \Delta t_d - t_3)} \cdot e^{-j2\pi f_H t_3}. \quad (17)$$

Из (16) видим, что отсчеты комплексного сигнала $X1_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d)$ представляют собой вертикальный вектор амплитуды A , меняющий свое направление в соответствии со значениями отсчетов видеосигнала $S_b(n \cdot \Delta t_d)$. Сопоставляя (17) и (16), замечаем, что отсчеты сигнала $X2_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d)$ пред-

ставляют собой вектор той же амплитуды A , повернутый относительно вектора сигнала $X1_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d)$ на угол $2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot t_3$ против часовой стрелки и также меняющий свое направление в соответствии со значениями отсчетов видеосигнала $S_b(n \cdot \Delta t_d)$, но с задержкой на время запаздывания 2-го сигнала на t_3 .

Поскольку косинусная составляющая сигнала $X1_{\text{КПП}}(n \cdot \Delta t_d)$ равна нулю, то его демодуляция сводится к приписыванию его амплитуде знака синусной составляющей:

$$X1_{\text{ДМ}}(n \cdot \Delta t_d) = \text{sign}(\sin((\pi/2) \cdot S_b(n \cdot \Delta t_d))) \cdot A. \quad (18)$$

С сигналом ведомой антенны сложнее. Поскольку его вектор в зависимости от величины времени задержки t_3 может занимать произвольное положение, то одна из его составляющих (синусная или косинусная) может оказаться существенно меньше другой и будет больше подвержена влиянию шумов вплоть до смены знака. Поэтому знак демодулированного сигнала следует определять по доминирующей синусной или косинусной составляющей в соответствии с алгоритмом:

если

$$\begin{aligned} &|\sin((\pi/2) \cdot S_b(n \cdot \Delta t_d - t_3) - 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot t_3)| > \\ &> |\cos((\pi/2) \cdot S_b(n \cdot \Delta t_d - t_3) - 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot t_3)|, \end{aligned}$$

то

$$X2_{\text{ДМ}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}}) = \text{sign}(\sin((\pi/2) \cdot S_{\text{в}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}} - t_3) - 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot t_3)) \cdot A, \quad (19)$$

иначе

$$X2_{\text{ДМ}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}}) = \text{sign}(\cos((\pi/2) \cdot S_{\text{в}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}} - t_3) - 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot t_3)) \cdot A. \quad (20)$$

Поскольку в общем случае фаза опорного 1-го сигнала отличается от $\pi/2$, то для его демодуляции следует использовать тот же алгоритм, что и для ведомого 2-го сигнала. Кроме того, поскольку в реальных условиях на сигналы воздействуют шумы, то доминирующую синусную или косинусную составляющую необходимо определять по средним или суммарным значениям на некотором интервале времени. При этом алгоритм выявления доминирующей составляющей комплексного сигнала становится похож на синусно-косинусный алгоритм Вейцеля оценки фазы синусоидального сигнала θ по выборкам его синусных $\sin \varphi_i$ и косинусных $\cos \varphi_i$ составляющих в присутствии шумов [18, с. 366]:

$$\theta = \arctg \left(\frac{\sum_i \sin \varphi_i}{\sum_i \cos \varphi_i} \right) + p \cdot \pi, \quad (21)$$

$$p = \begin{cases} 0 & \text{при } X > 0, \\ -1 & \text{при } X < 0, Y < 0, \\ 1 & \text{при } X < 0, Y > 0, \end{cases}$$

$$X = \sum_i \sin \varphi_i, \quad Y = \sum_i \cos \varphi_i.$$

В нашем случае для определения доминирующей составляющей достаточно сравнить $|X|$ и $|Y|$.

Сдвиг сигналов $X1_{\text{ДМ}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}})$ и $X2_{\text{ДМ}}(n \cdot \Delta t_{\text{д}})$ в интервалах дискретизации определяем путем их взаимной корреляции, после чего складываем со сдвигом на время задержки, если корреляционный пик положительный, или вычитаем, если корреляционный пик отрицательный.

Поскольку в соответствии с (11) на один бит приходится в среднем 26 целых отсчета, то границы переходов суммарного сигнала от $+1$ к -1 и обратно определяем путем корреляции сигнала из 26 отсчетов $+1$ и 26 отсчетов -1 с суммарным

принятым сигналом. Местонахождение пиков модуля корреляционной функции определяет границы переходов в суммарном сигнале, что позволяет восстановить битовую синхронизацию.

Для пояснения работы метода на рис. 3–10 представлены результаты моделирования без шумов для амплитуды сигналов $A = 1$. На рис. 3 представлен информационный сигнал и отсчеты фазоманипулированного сигнала ФМн2 на ПЧ2.

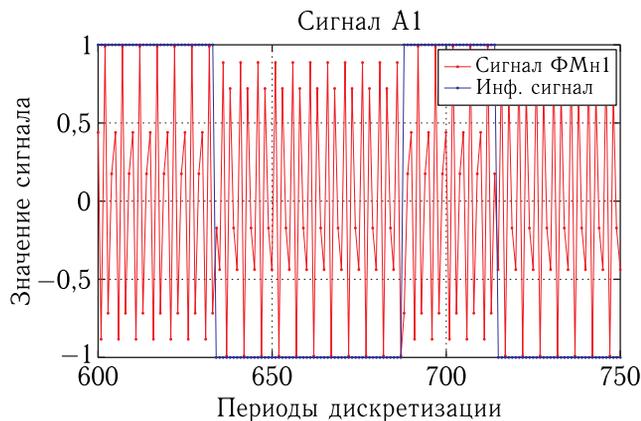


Рис. 3. Модулирующий информационный сигнал и отсчеты на ПЧ2

На рис. 4 представлены сдвинутые по времени принимаемые сигналы двух антенн.

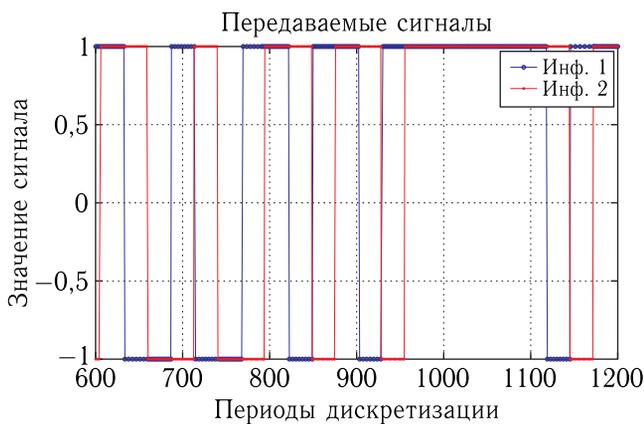


Рис. 4. Сдвинутые по времени принимаемые сигналы двух антенн

Дополнительный сдвиг по времени вносит фильтр нижних частот, что показано на рис. 5. В модели используется КИХ-фильтр нижних частот с конечной импульсной характеристикой, задаваемый функцией Матлаба $\text{fir1}(64, w)$, где

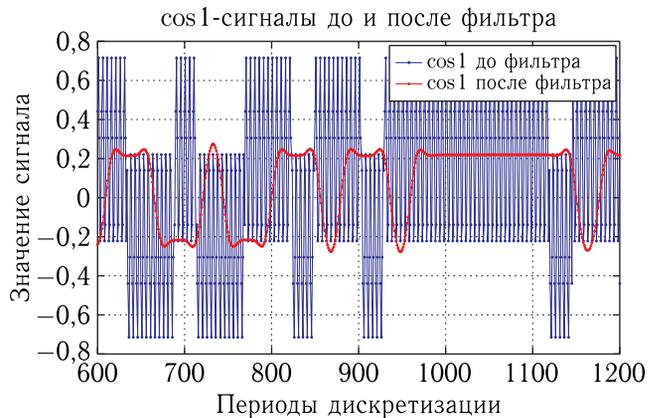


Рис. 5. Задержка сигнала на фильтре нижних частот

$w = F_v \cdot 2/f_d$ — верхняя нормализованная частота спектра, $N - 1 = 64$ — порядок фильтра, $N = 65$ — количество коэффициентов КИХ-фильтра.

На выходе ФНЧ каждого устройства квадратурной дискретизации на рис. 1 получаем демодулированные косинусные и синусные составляющие комплексных сигналов с двух антенн, показанные на графиках рис. 6, из которых видим, что

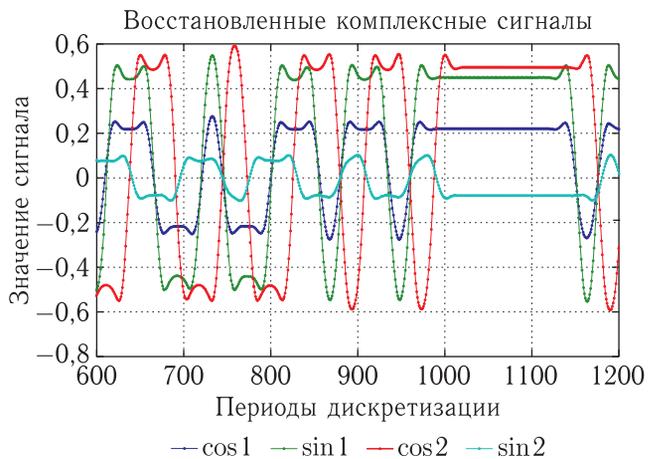


Рис. 6. Синусные и косинусные составляющие сигналов после ФНЧ

в представленном случае доминирующей является синусная составляющая 1-го сигнала и косинусная составляющая 2-го сигнала. Они определяют знак принятых отсчетов сигналов. На краях участков сигнала, соответствующих нескольким одинаковым битам, наблюдаются выбросы, обусловленные эффектом Гиббса, свойственным принятым в модели

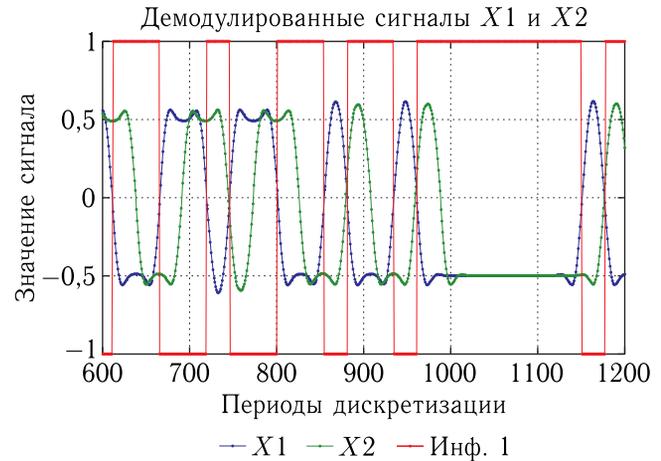


Рис. 7. Восстановленные физические сигналы антенн

фильтрам с достаточно крутыми фронтами амплитудно-частотной характеристики.

Восстановленные принятые физические сигналы $X1$ и $X2$ представлены на рис. 7. Здесь же показан 1-й модулирующий сигнал. Видим, что здесь имеет место обратная работа, поскольку принятый сигнал имеет противоположную фазу относительно переданного сигнала. Кроме того, видно, что 2-й принятый сигнал задержан относительно 1-го сигнала.

Задержку 2-го сигнала относительно 1-го сигнала, а также задержку суммарного сигнала относительно 1-го информационного сигнала определяем по соответствующим взаимокорреляционным функциям, графики которых представлены на рис. 8. На рис. 9 показан суммарный восстановленный физический сигнал двух антенн. Видим, что его уровень в 2 раза выше исходного сигнала каждой антенны на рис. 7.

Здесь же, на рис. 9, показан модуль взаимокорреляционной функции синхронизации между функцией перехода из 26 отсчетов +1 на 26 отсчетов -1 и суммарным сигналом антенн, представленной на рис. 10. Пики модуля корреляционной функции синхронизации позволяют определить места перехода сигнала от +1 к -1 и обратно, что дает возможность восстановить битовую синхронизацию по отсчетам сформированного суммарного сигнала антенн.

На рис. 11–13 показаны те же процессы восстановления и сложения физических сигналов

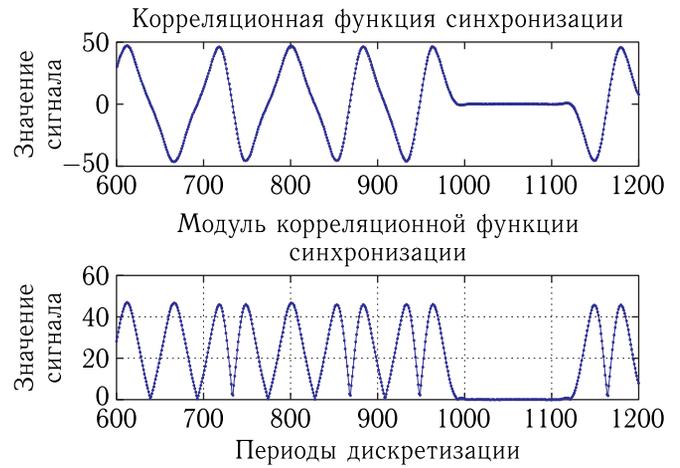


Рис. 10. Корреляционная функция синхронизации и ее модуль

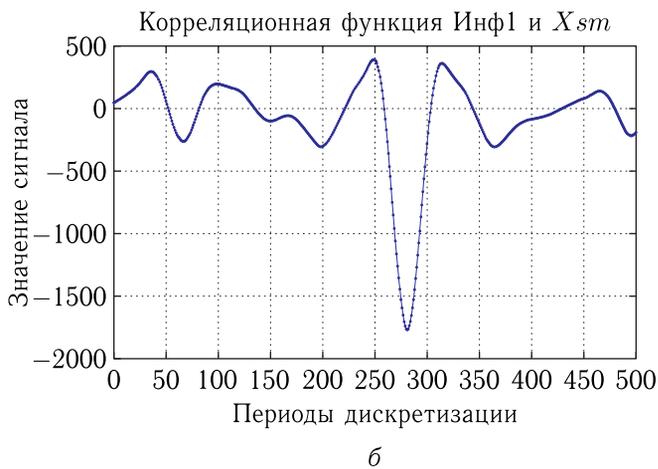


Рис. 8. Корреляционные функции: *a*) сигналов антенн, *b*) информационного сигнала 1-й антенны и суммарного сигнала двух антенн

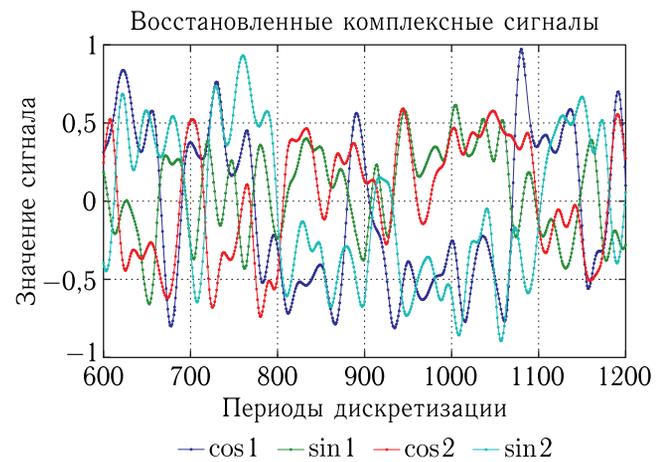


Рис. 11. Синусные и косинусные составляющие сигналов после ФНЧ во входных шумах с.к.о. = 1,1, с/ш = 0,4 и $P_{бит} = 0,1$

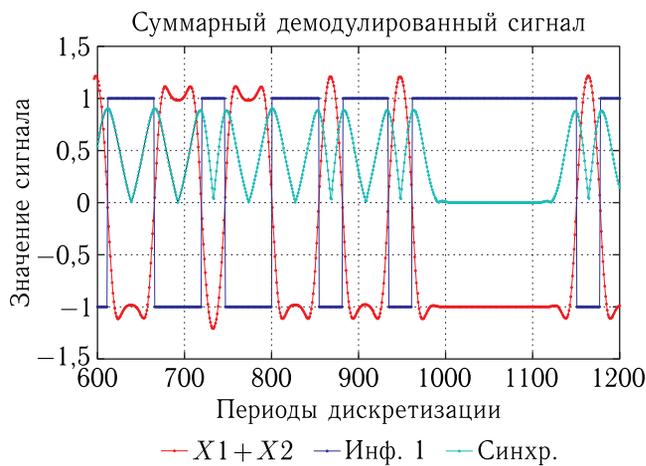


Рис. 9. Суммарный восстановленный физический сигнал двух антенн

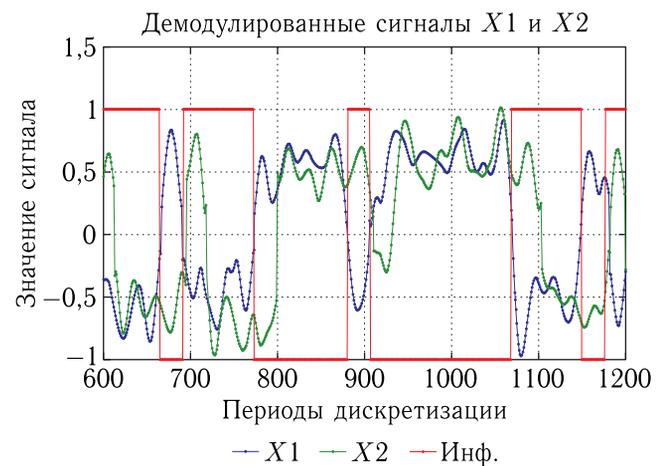


Рис. 12. Восстановленные физические сигналы антенн во входных шумах с.к.о. = 1,1, с/ш = 0,4 и $P_{бит} = 0,1$

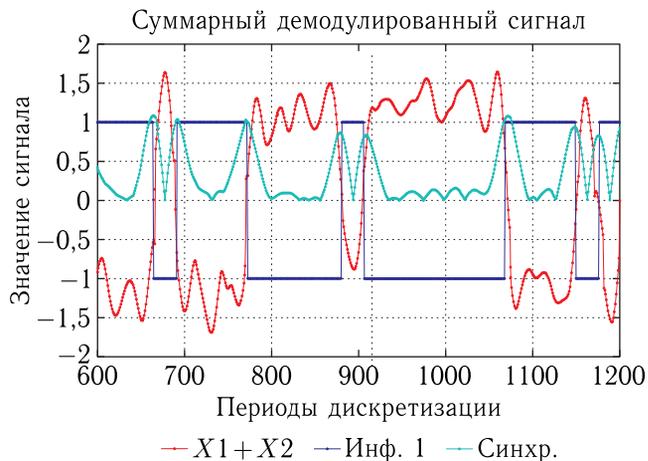


Рис. 13. Суммарный физический сигнал двух антенн при «обратной работе» во входных шумах, с.к.о. = 1,1, $c/\text{ш} = 0,4$ и $P_{\text{бит}} = 0,1$

при комплексном понижении частоты в больших входных нормальных белых шумах со среднеквадратическим отклонением с.к.о. = 1,1, отношением сигнал/шум по мощности $c/\text{ш} = 0,4$ и вероятностью ошибки на бит $P_{\text{бит}} = 0,1$. Опять представлен случай «обратной работы». Переход к «прямой работе» осуществляется традиционным путем коррелирования приемного сигнала с преамбулой известной формы и инверсии принимаемого сигнала в случае отрицательного пика полученной корреляционной функции. В результате получаем реализацию суммарного принятого сигнала типа той,

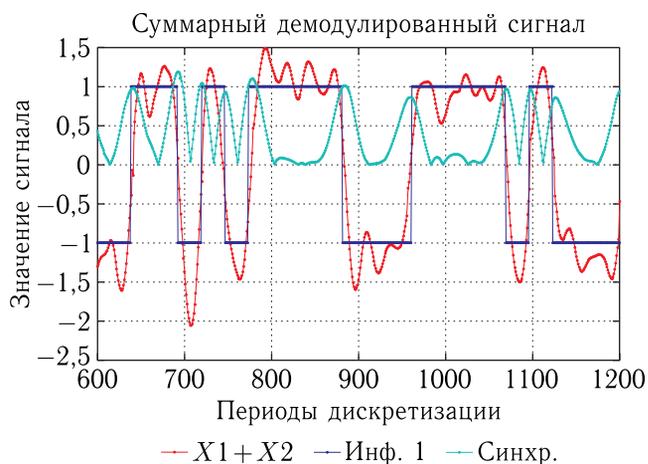


Рис. 14. Суммарный физический сигнал двух антенн при «прямой работе» во входных шумах, с.к.о. = 1,1, $c/\text{ш} = 0,4$ и $P_{\text{бит}} = 0,1$

что представлена на рис. 14 для того же уровня шума. Как видим, алгоритмы сложения сигналов при комплексном понижении несущей частоты до нуля успешно работают при больших шумах.

Выводы

Представленные материалы свидетельствуют о реализуемости метода когерентного сложения сигналов разнесенных антенн при комплексном понижении преобразования частоты на отечественных ПЛИС. Предложен и опробован на моделях сигналов BPSK помехоустойчивый метод демодуляции, основанный на доминирующей синусной или косинусной квадратуре. Дополнительная обработка восстановленного сигнала на основе присущей данному методу демодуляции избыточности отсчетов позволяет осуществить оптимальный прием сигналов BPSK путем интегрирования (суммирования) отсчетов после установления битовой синхронизации, которая достаточно просто осуществляется путем корреляции потока принятых суммарных отсчетов с простейшей функцией перехода от нескольких положительных к нескольким отрицательным единицам.

Список литературы

1. Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля, 2008, № 4. С. 10–15.
2. Волощук И.В., Королев Н.А., Никитин Н.М., Солощев О.Н., Шацман Л.Г., Алесин А.М. Развитие радиолокационных средств боевых кораблей на основе технологии цифровых антенных решеток // Збірник наукових праць Севастопольського військово-морського ордена Червоної Зірки інституту ім. П. С. Нахімова. Севастополь: СВМІ ім. П. С. Нахімова, 2007. Вип. 2(12). 260 с.
3. Skolnik M.I. Radar Handbook. Third Ed. McGraw-Hill Book Company, May 11 2008, ISBN 0071485473.
4. Слюсар В. Цифровые антенные решетки: будущее радиолокации // Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2001, № 3. С. 42–46.
5. Слюсар В. SMART-антенны пошли в серию // Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2/2004. С. 62–65.

6. The Path to 4G Mobile. Communications Week International, Issue 260, 5 March 2001.
7. *Слюсар В.* Цифровые антенные решетки решения задач GPS // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*, 1/2009. С. 74–78.
8. *Backen S., Akos D.M.* Research Report “GNSS Antenna Arrays. Hardware requirements for algorithm implementation” / Lulea University of Technology. Department of Computer Science and Electrical Engineering. April 4, 2006. <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:996547/FULLTEXT01.pdf>
9. *Ватутин С.И., Козин П.А.* Синхронное сложение сигналов антенн в комплексе телеметрических средств // *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*, 2022, т. 9, вып. 3. С. 36–47.
10. *Ватутин С.И., Зайцев О.В.* Применение многоканальных цифровых приемных устройств для создания антенных полей НАКУ КА. Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии. 2013. VI Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий», 5–7 июня 2013 г. М.: 2014. С. 103–120.
11. *Урличич Ю.М., Гусев Л.И., Леонов М.С., Селиванов А.С., Круглов А.В., Молотов Е.П., Ватутин 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.
12. *Молотов И.Е.* Радиointерферометрия со сверхбольшими базами (РСДБ) — история, состояние и аппаратура. Сайт инициативных астрономических проектов ПулКОН и LfVN. <http://lfvn.astronomer.ru/report/0000007/p000007.htm>
13. *Ватутин С.И., Зайцев О.В.* Патент на изобретение №2594385 «Способ обработки широкополосных сигналов и устройство фазирования антенн приема широкополосных сигналов, преимущественно для антенн неэквидистантной решетки». Патентообладатель: ОАО «Российские космические системы». Заявка №2015119423. Приоритет изобретения 25 мая 2015 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 22 июня 2016 г.
14. *Ватутин С.И., Козин П.А.* Метод сложения сигналов BPSK далеко разнесенных антенн с «доворотом» фаз // *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*, 2023, т. 10, вып. 1. С. 87–97.
15. *Ричард Лайонс.* Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: Бином-Пресс, 2006 г. 656 с.
16. *Considine V.* Digital Complex Sampling // *Electronics Letters*, 19, August 4, 1983.
17. Рекомендация МСЭ-RBO.2098-0 (12/2016). Система передачи для спутникового радиовещания в формате ТСВЧ. Серия ВО. Спутниковое радиовещание. ITU. Международный союз электросвязи. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/bo/R-REC-BO.2098-0-201612-I!!PDF-R.pdf
18. *Березин Л.В., Вейцель В.А.* Теория и проектирование радиосистем: Учеб. пособ. для вузов / Под ред. В.Н. Типугина. М.: Сов. Радио, 1977, 448 с. с ил.

Дата поступления рукописи
в редакцию 26.05.2023
Дата принятия рукописи
в печать 03.11.2023