

УДК 621.396.962

И.В. БУНЯЕВА¹, А.П. ВЕРЕЩАК², В.В. ПИСКОРЖ²¹ *Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Украина*² *ОАО „АО Научно-исследовательский институт радиоизмерений”, Украина*

ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В БИСТАТИЧЕСКОМ РАДИОМЕТРЕ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

В статье рассмотрена задача синтеза алгоритмов цифровой обработки сигналов в бистатистическом радиометре с антенными решетками. Получен алгоритм цифровой обработки радиотепловых сигналов, рассмотрены пути его практической реализации, сформулированы требования к пропускной способности радиолинии межспутниковой связи. Цифровая обработка радиотепловых сигналов реализуется в частотной области в несколько этапов. Взаимный пространственно-частотный спектр радиотепловых сигналов формируется с использованием процедуры двумерного быстрого преобразования Фурье. Основные параметры системы обработки демонстрируются на иллюстративных примерах.

Ключевые слова: бистатистический радиометр, дискретное преобразование Фурье (ДПФ), быстрое преобразование Фурье (БПФ), цифровая обработка, радиотепловые сигналы, антенные решетки.

Введение

В настоящее время для дистанционного зондирования поверхности Земли из космоса широкое применение находят пассивные радиометрические системы, измеряющие распределение интенсивности естественного радиотеплового излучения поверхности в различных участках спектра электромагнитного излучения. При этом наиболее эффективными оказываются системы, использующие в качестве антенн разреженные антенные решетки. Для достижения высокой разрешающей способности радиометрических систем с антенными решетками оказывается целесообразным размещение элементов решетки на отдельных аэрокосмических платформах. При этом снимаются конструктивные ограничения на размеры антенных решеток и разрешающую способность соответствующих радиометрических систем [1]. Простейшими многопозиционными радиометрическими системами являются рассмотренные в [1] бистатистические радиометры. В классе бистатистических радиометрических систем наилучшими качественными показателями обладают бистатистические радиометры с антенными решетками на концах базы. В цитируемой работе получены алгоритмы оптимальной обработки сигналов в системах такого типа, ориентированные на реализацию их с помощью аналоговых устройств. Они сложнее алгоритмов, используемых в типовых радиометрах, что является естественной платой за определенное улучшение характеристик данных радиометрических систем. Реализация таких алгоритмов возможна только с широким привлечением ме-

тодов и устройств цифровой обработки сигналов. Данная статья как раз и посвящена синтезу цифровых алгоритмов обработки сигналов в бистатистическом радиометре с антенными решетками на концах базы.

1. Постановка задачи

Оптимальный алгоритм обработки сигналов в радиометрической системе с антенными решетками получен в [1]. В качестве основной операции в этом алгоритме предполагается формирование достаточной статистики $Z_n(x)$:

$$Z_n(x) = \left| \dot{Z}_n \right| = \left| \int_{x/v - T_H/2}^{x/v + T_H/2} \dot{V}_1(x, t) \dot{V}_2^*(x, t + \tau_n(x, t)) dt \right|, \quad (1)$$

где $\tau_n(x, t) = \tau_{2n}(x, t) - \tau_{1n}(x, t)$ – разность запаздываний излучения, приходящего от пикселя с координатами (x, y_n) на концы базы интерферометра, в момент времени t из интервала обработки $|t - x/v| \leq T_H/2$:

$$\tau_n(x, t) = \frac{y_n D}{c \sqrt{H^2 + y_n^2 + (x - vt)^2}}, \quad (2)$$

$\dot{V}_i(x, t)$ – результат пространственной обработки принимаемых сигналов на концах базы интерферометра:

$$\dot{V}_i(x, t) = \sum_{l=-P}^P \dot{U}_{il}(t) \exp[j2\pi l \Delta \chi \theta(x, t)], \quad i = 1, 2, \quad (3)$$

где Δx – относительный (отнесенный к длине волны) шаг антенной решетки;

$\theta(x, t)$ – синус угла визирования (направляющий косинус) линейки пикселей с координатой x из условного центра интерферометра в момент времени t из интервала обработки $|t - x/v| \leq T_H/2$:

$$\theta(x, t) = \sin[\vartheta(x, t)] = \frac{x - vt}{\sqrt{H^2 + (x - vt)^2}}. \quad (4)$$

Содержанием этой обработки является непрерывная, синхронная фокусировка антенных решеток на линейку элементов разрешения с координатой x . Другими словами, отличие радиометрической системы, использующей линейные антенные решетки в качестве элементов интерферометра, от рассмотренных в [1] систем с апертурными антеннами на концах базы интерферометра состоит в том, что каждая линейка пикселей удерживается в диаграмме направленности его антенн в течение существенно большего интервала времени. Длительность этого интервала определяется временем T_H нахождения этой линейки в пределах диаграммы направленности элемента антенной решетки. При скорости движения спутников v время накопления в данной радиометрической системе может достигать значений $T_H = x/v$, что существенно превышает значение времени T накопления в радиометрической системе с обычными антеннами.

Основные особенности дискретной обработки сигналов (1) на поперечной базе радиометрической системы рассмотрены в [2]. Поэтому в данной статье основное внимание уделяется вопросам практической реализации алгоритма (3) пространственной обработки на концах базы интерферометра.

2. Вывод цифрового алгоритма

Разобьем интервал интегрирования в (1) на смежные участки, длительностью $T_H = \Delta x/v$, одновременно проведя дискретизацию алгоритма, заменяя $x = l\Delta x$:

$$\begin{aligned} Z_n(l\Delta x) &= \left| \sum_{q=1-Q/2}^{1+Q/2} \int_{(q-1/2)T}^{(q+1/2)T} \dot{V}_{1n}(l\Delta x, t) \dot{V}_{2n}^*(l\Delta x, t + \tau_n(l\Delta x, t)) dt \right| = \\ &= \left| \dot{W}_n(l\Delta x) \right| = \left| \sum_{q=1-Q/2}^{1+Q/2} \dot{W}_n^q((1-q)\Delta x) \right|, \quad (5) \end{aligned}$$

где $Q = T_H/2T = x/2\Delta x$;

$$\begin{aligned} \dot{W}_n^q((1-q)\Delta x) &= \\ &= \int_{(q-1/2)T}^{(q+1/2)T} \dot{V}_{1n}((1-q)\Delta x, t) \dot{V}_{2n}^*((1-q)\Delta x, t + \\ &+ \tau_n((1-q)\Delta x)) dt; \quad (6) \\ \dot{V}_{in}((1-q)\Delta x, t) &= \\ &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^q(t) \exp[j2\pi p \Delta x \theta((1-q)\Delta x, y_n)], \end{aligned}$$

$$i = 1, 2; |t - qT| \leq \frac{T}{2}, \quad (7)$$

где q – принадлежность реализации процесса указанному в (7) интервалу времени.

Кроме того, учитывается, что функции $\theta(x, y, t)$ и $\tau_n(x, t)$ на том же интервале времени меняются незначительно и их можно заменить постоянными величинами, равными их значениям в момент времени $t = qT = q\Delta x/v$. При этом можно пренебречь и влиянием на эти значения задержки $\tau_n(x, t)$. Соответственно:

$$\begin{aligned} \theta(l\Delta x, y_n, qT) &= \frac{(1-q)\Delta x}{\sqrt{H^2 + y_n^2 + (1-q)^2 \Delta x^2}}, \\ |1-q|\Delta x &\leq X/2, \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau_n(l\Delta x, qT) &= \frac{y_n D}{c\sqrt{H^2 + y_n^2 + (1-q)^2 \Delta x^2}}, \\ |1-q|\Delta x &\leq X/2. \quad (9) \end{aligned}$$

Физический смысл пространственной обработки (7) заключается в формировании неподвижного относительно платформы веера диаграмм направленности, равномерно перекрывающих зону видимости радиометрической системы. Число лучей в веере равно $2Q+1$, а ориентированы они в направлениях Q_m :

$$\theta_m = \frac{m\Delta x}{\sqrt{H^2 + m^2 \Delta x^2}}, |m| \leq Q. \quad (10)$$

При этом $m=0$ соответствует направлению в надири, а форма $F_m(x, y)$ каждой диаграммы направленности описывается соотношением [1]:

$$\begin{aligned} F_m(x, y) &= \exp \left[- \left(\frac{(x - m\Delta x)^2}{2X^2} + \frac{y^2}{2Y^2} \right) \right] \times \\ &\times \text{Sinc} \left[\pi L_{x\lambda} \frac{x - m\Delta x}{\sqrt{H^2 + y^2 + (x - m\Delta x)^2}} \right]. \quad (11) \end{aligned}$$

В (5) сделаем замену переменных $m = 1 - q$, с учетом которой это выражение примет следующий вид:

$$Z_n(l\Delta x) = \left| \dot{W}_n(l\Delta x) \right| = \left| \sum_{m=-Q/2}^{Q/2} \dot{W}_n^{l-m}(m\Delta x) \right|. \quad (12)$$

Соответственно преобразуются также и формулы (6), (7):

$$\begin{aligned} \dot{W}_n^{l-m}(m\Delta x) &= \\ &= \int_{(l-m-\frac{1}{2})T}^{(l-m+\frac{1}{2})T} \dot{V}_{in}(m\Delta x, t) \dot{V}_{2n}^*(m\Delta x, t + \tau_n(m\Delta x)) dt; \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{in}(m\Delta x, t) &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^{l-m}(t) \exp[j2\pi r \Delta \chi \theta(m\Delta x, y_n)] \\ i &= 1, 2; |t - (l-m)T| \leq \frac{T}{2}. \quad (14) \end{aligned}$$

Последнее соотношение описывает комплексную амплитуду излучения, приходящего от линейки пикселей с координатой $l\Delta x$ в точку нахождения радиометрической системы с координатой $(l-m)\Delta x$. При реализации последнего алгоритма в цифровой форме, обрабатываемые процессы \dot{U}_{ip}^{l-m} с выходов элементов антенных решеток должны быть подвергнуты дискретизации, при этом:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{in}(m\Delta x, r\Delta t) &= \\ &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^{l-m}(r\Delta t) \exp[j2\pi r \Delta \chi \theta(m\Delta x, y_n)], \\ i &= 1, 2; |r\Delta t - (l-m)T| \leq \frac{T}{2}. \quad (15) \end{aligned}$$

Можно показать, что с небольшой погрешностью (по крайней мере, при размерах зоны обзора $X = Y \ll (0,5 - 0,7)N$ нелинейную зависимость $\theta(x, y)$ (см. (8)) можно заменить линейной $\theta(m\Delta x, y_n) \approx m\Delta x / (N\sqrt{2}) = m\Delta\theta$. С учетом этой замены соотношение (15) переходит в дискретное преобразование Фурье:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{in}(m\Delta x, r\Delta t) &= \\ &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^{l-m}(r\Delta t) \exp[j2\pi r m \Delta \chi \Delta\theta] = \\ &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^{l-m}(r\Delta t) \exp[j2\pi r m \Delta \chi \Delta\theta] = \\ &= \sum_{p=-P}^P \dot{U}_{ip}^{l-m}(r\Delta t) \exp\left[j2\pi \frac{pm}{2P+1}\right], \\ i &= 1, 2; |r\Delta t - (l-m)T| \leq \frac{T}{2}. \quad (16) \end{aligned}$$

Другими словами, радиометрическая система принимает в этом случае излучение с направления $m\Delta\theta$ относительно направления в надир. Поскольку

платформы с системой непрерывно перемещаются со скоростью v , обеспечивая каждые T секунд увеличение l на единицу, то суммирование по m в (12) обеспечивает скользящее формирование значений комплексного корреляционного интеграла $\dot{W}_n(l\Delta x)$ с разверткой по координате x . Формирование скользящего интервала интегрирования антенной решеткой с неподвижным веером из пяти лучей ($Q=2$), перекрывающих всю зону видимости радиометрической системы, иллюстрируется рис. 1.

Вычисление частичных значений комплексных корреляционных интегралов по формуле (13) на интервале времени длительностью T целесообразно выполнять с разбиением этого интервала на N соприкасающихся подинтервалов

$$\delta T = T/N = \Delta x / v / N.$$

Далее соответствующие отрезки обрабатываемых процессов с выходов всех лучей антенных решеток переводятся в спектральную область.

Соответственно, на интервале времени $t \in [(l-m)T, (l-m+1)T]$ для $\dot{W}_n^{l-m}(m\Delta x)$:

$$\begin{aligned} \dot{W}_n^{l-m}(m\Delta x) &= \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \left(\sum_{p=(l-m)N}^{(l-m+1)N} \dot{F}_{1k}^p(m) \dot{F}_{2k}^{p*}(m) \right) \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau_n(m\Delta x)\right] = \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \dot{F}_{12k}^{l-m}(m) \exp\left[j2\pi \frac{k}{\delta T} \tau_n(m\Delta x)\right], \\ |n\Delta y| &< Y/2, \quad (17) \end{aligned}$$

где $\dot{F}_{12k}^{l-m}(m)$ – скользящая оценка взаимного спектра процессов, наблюдаемых на выходах одноименных лучей антенных решеток в течении временного интервала $t \in (lT, (l+1)T)$, длительностью T ;

m – номер луча в веере, причем:

$$\dot{F}_{12k}^{l-m}(m) = \sum_{p=(l-m)N}^{(l-m+1)N} \dot{F}_{1k}^p(m) \dot{F}_{2k}^{p*}(m). \quad (18)$$

Скользящая оценка взаимного спектра, в свою очередь, формируется из оценок $\dot{F}_{ik}^p(m)$ дискретных спектров процессов на выходах m -х лучей в веерах диаграмм направленности антенных решеток ($i=1,2$), получаемых на интервале времени $t \in (p\delta T, (p+1)\delta T)$, длительностью δT .

$$\begin{aligned} \dot{F}_{ik}^p(m) &= \\ &= \frac{1}{\delta T} \int_{p\delta T}^{(p+1)\delta T} \dot{V}_{in}(m\Delta x, t) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{\delta T} t\right] dt = \\ &= \frac{1}{M} \sum_{r=0}^M \dot{V}_{in}(m\Delta x, r\Delta t - p\delta T) \exp\left[-j2\pi \frac{kr}{M}\right], \\ k &= \overline{0, M-1}, M =]2F\delta T[, m = \overline{-Q, Q}. \quad (19) \end{aligned}$$

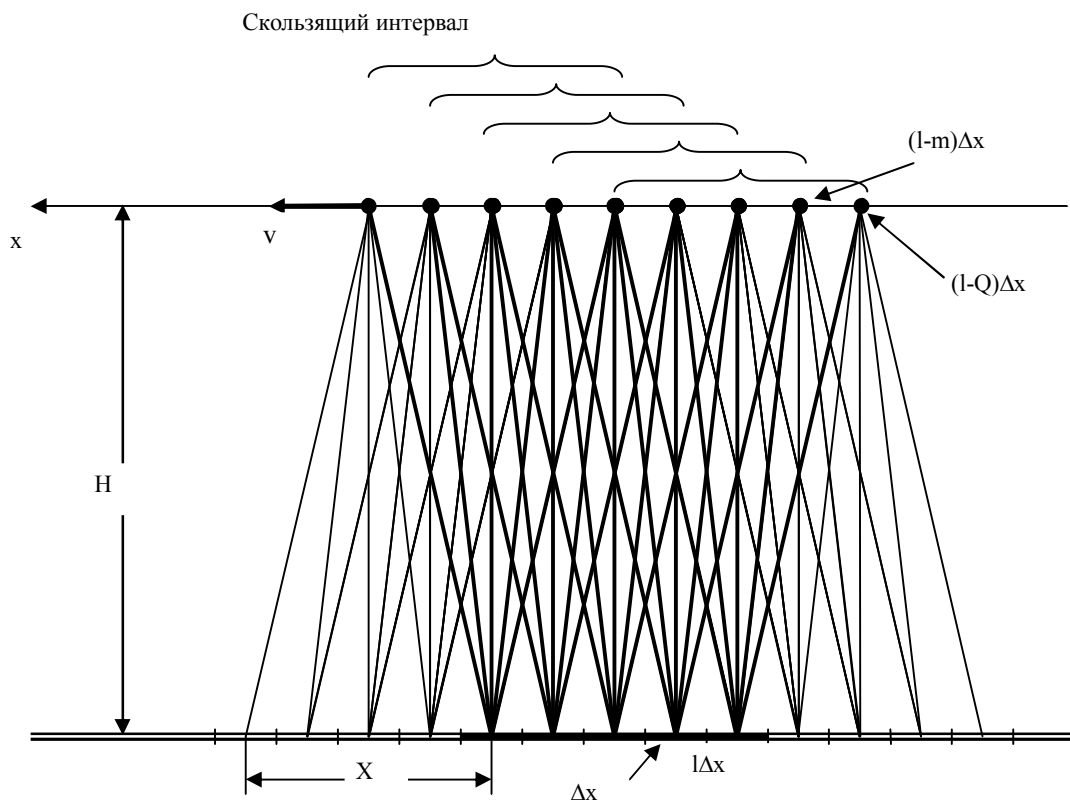


Рис. 1. Формирование скользящего интервала интегрирования антенной решеткой с неподвижным веером лучей

Подставляя (16) в (18), получаем связь оценок $\dot{F}_{ik}^p(m)$ спектра излучения, принимаемого с m -го направления с отсчетами $\dot{U}_{iq}^{1-m}(\tau\Delta t)$ колебаний, снимаемых с выходов элементов антенных решеток (i – номер решетки, q – номер выхода элемента решетки):

$$\begin{aligned} \dot{F}_{ik}^p(m) &= \\ &= \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{q=-P}^P \dot{U}_{iq}^{1-m}(\tau\Delta t - p\delta T) \exp \left[j2\pi \left(\frac{qm}{2P+1} - \frac{kr}{M} \right) \right], \\ k &= \overline{0, M-1}, M = \lceil 2F\delta T \rceil, m = \overline{-Q, Q}. \end{aligned} \quad (20)$$

Последнее соотношение является двумерным ДПФ, в результате применения которого к отсчетам колебаний на выходах приемных каналов антенной решетки формируется текущая (на момент времени $t = (1-m)T + p\delta T$) оценка спектрально-угловой плотности комплексных амплитуд этих колебаний. Эта процедура является содержанием **первого этапа** обработки.

На **втором этапе** на те же моменты времени определяются взаимные спектрально-угловые плотности комплексных амплитуд колебаний, приходящих на противоположные концы базы, сглаживаемые

на интервале времени длительностью T в соответствии с (18).

На **третьем этапе** на моменты времени $t = (1-m)T$ определяются текущие оценки $\dot{W}_n^{1-m}(m\Delta x)$ плотностей комплексных амплитуд излучения элементов разрешения в пределах зоны наблюдения радиометрической системы, центр которой имеет координату $x = (1-m)T_v$. Для чего в соответствии с (17) выполняется ДПФ оценок взаимных спектров. На этом этапе целесообразно для уменьшения уровня мультипликативных помех (спекл – шума) выполнить фильтрацию формируемого радиоизображения в спектральной области в соответствии с процедурой, подробно рассмотренной в [3, 4].

Содержанием **четвертого этапа** обработки является формирование модуля комплексного корреляционного интеграла скользящим суммированием текущих оценок в соответствии с (12). Завершается обработка формированием финальной оценки спектральной плотности мощности излучения $\tilde{N}_n(l\Delta x)$ элемента разрешения в соответствии с [1].

3. Некоторые вопросы практической реализации бистатистических радиометров с антенными решетками на концах базы

Полученный алгоритм обработки радиотепловых сигналов в бистатистическом радиометре с антенными решетками сложнее алгоритма, используемого в рассмотренном в [2] радиометре с апертурными антеннами. Это является платой за существенное повышение чувствительности системы.

Требования к пропускной способности радиолинии межспутниковой связи определяются полосой частот приемных трактов радиометров, количеством элементов в антенных решетках и разрядностью АЦП. При использовании бинарного квантования отсчетов Котельникова пропускная способность радиолинии межспутниковой связи должна быть не хуже $2(2F)(2P+1)$ бит/с, здесь $2F$ – полоса радиоприемных трактов в герцах, а $(2P+1)$ – число элементов в антенной решетке.

Ориентируясь на примеры радиометрических систем дециметрового и миллиметрового диапазонов длин волн, рассмотренные в [1], определим численные значения параметров полученных алгоритмов обработки.

Результаты расчетов для двух типов систем сведены в табл. 1. Из таблицы видно, что требуемые параметры систем цифровой обработки вполне реализуемы на современном уровне развития техники цифровой обработки сигналов. При этом целесообразно первые, наиболее быстродействующие этапы обработки, а именно – перевод сигналов в частотную область и формирование взаимного спектра обрабатываемых процессов выполнять аппаратно, специализированным процессором (возможно, с привлечением алгоритмов быстрого преобразования Фурье, (БПФ)).

Последующие этапы обработки могут быть реализованы программно универсальным вычислительным устройством. На программном же уровне может выполняться и процедура аподизации ПЧХ радиометрической системы.

Критичным параметром для радиометрических систем с антенными решетками является требуемая пропускная способность радиолинии межспутниковой связи. Для реализации этих требований потребуются привлечение самых передовых технологий передачи данных по радиоканалу на малые расстояния.

На рис. 2 приведена упрощенная функциональная схема бистатистической радиометрической системы с антенными решетками. Система состоит из двух линейных антенных решеток, размещенных на ведущей и ведомой платформах. На платформах размещена также аппаратура приема и обработки сигналов.

Таблица 1

Результаты расчетов для двух типов систем

Параметры системы цифровой обработки	L-диап.	мм-диап.
Ширина полосы частот $2F$, МГц	19	400
Длительность интервала обработки T_n , с	160	160
Размерность ДПФ $M(2Q+1)$	128×32	256×64
Время выполнения ДПФ $\delta T = M/2F$, мкс	6,72	0,64
Параметр некогерентного накопления $N = T_n / \delta T$	$2,6 \times 10^7$	$2,7 \times 10^8$
Число элементов в антенной решетке $(2P+1)$	32	64
Пропускная способность радиолинии межспутниковой связи, Мбит/с	1216	51200

К выходу каждого элемента 1 антенной решетки подсоединены идентичные приемные тракты 2 с эффективной шумовой полосой пропускания фильтров, равной $2F$, и квадратурными выходами.

После усиления и фильтрации принятые элементами антенной решетки сигналы подвергаются аналого-цифровому преобразованию в АЦП 3. Оцифрованные отсчеты сигналов поступают в блок 5 сбора данных.

На ведомой платформе данные с выхода этого блока поступают в подсистему 7 межспутниковой передачи информации и далее по линии связи в подсистему 8 приема информации ведущей платформы.

Блок 5 сбора данных ведущей платформы собирает отсчеты сигналов, принятые обеими платформами, и передает их для обработки в блок 6 цифровой обработки.

В этом блоке аппаратно-программными средствами реализован рассмотренный выше алгоритм цифровой обработки.

Сформированные в блоке 6 оценки радиояркости поступают далее потребителю информации ДЗЗ.

Сигналы гетеродинов, подводимые к каждому приемному тракту, формируются общим генератором 4 и синфазны.

На концах базы используются разные источники гетеродинных сигналов. Стабильность частоты этих генераторов такова, что на интервале обработки, длительностью T_n разность фаз формируемых ими колебаний постоянна и равномерно распределена в интервале $(0, 2\pi)$.

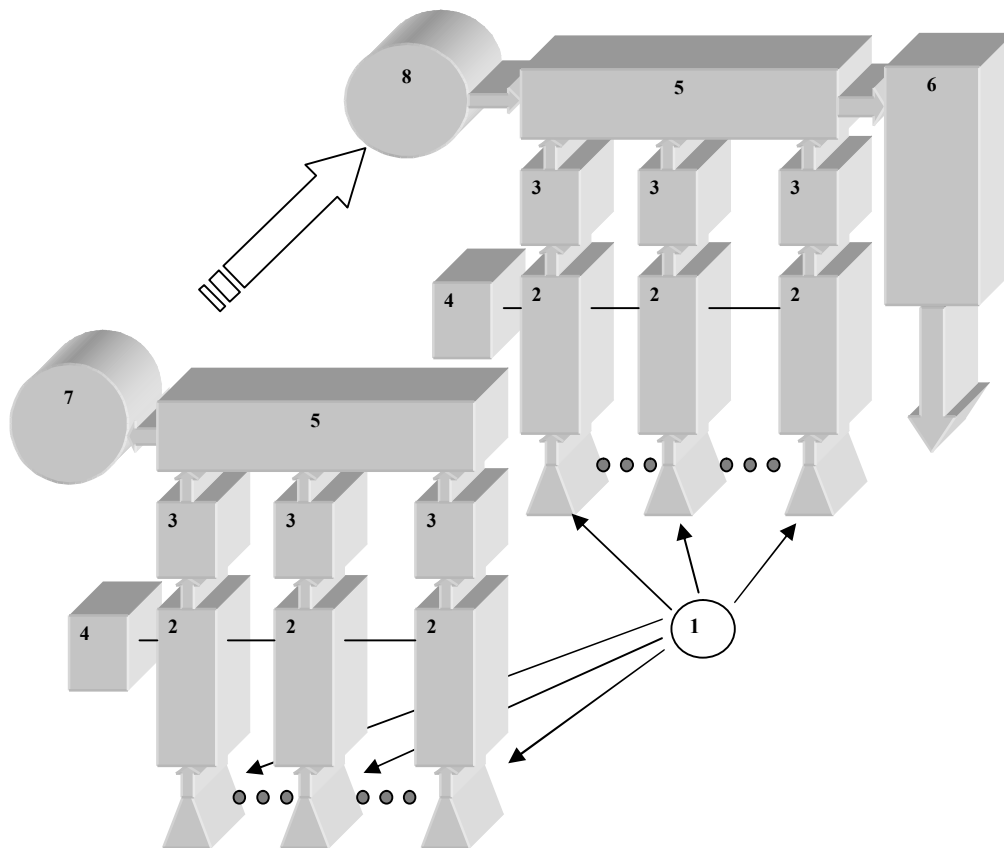


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема бистатической радиометрической системы с антенными решетками

Заключение

Получены простые в реализации алгоритмы цифровой обработки радиотепловых сигналов в бистатических радиометрах с антенными решетками на концах базы. На примере радиометрических систем дециметрового и миллиметрового диапазонов длин волн показано, что требуемые параметры систем цифровой обработки вполне реализуемы на современном уровне развития техники цифровой обработки сигналов.

Литература

1. Буняева И.В. Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зонди-

рования Земли на основе использования группировки спутников / И.В. Буняева, А.П. Верещак, А.А. Зеленский // Радиотехника. – 2006. – Вып. 144. – С. 258-268.

2. Буняева И.В. Цифровая обработка сигналов в бистатическом радиометре с апертурными антеннами / И.В. Буняева, А.П. Верещак, В.В. Пискорж // Авиационно-космическая техника и технология. – 2010. – № 2 (69). – С. 62-66.

3. Вторичная обработка многовзглядовых и последовательно получаемых изображений в радиолокационных и ультразвуковых медицинских когерентных системах / В.В. Лукин, Н.Н. Пономаренко, И.В. Пискорж, С.В. Поденкова // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2003. – № 2. – С. 22-30.

Поступила в редакцию 20.01.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Харьков.

ЦИФРОВІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У БІСТАТИЧНОМУ РАДІОМЕТРІ З АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ*І.В. Буняєва, О.П. Верещак, В.В. Піскорж*

У статті розглянуте завдання синтезу алгоритмів цифрової обробки сигналів у бістатичному радіометрі з антенними решітками. Отримано алгоритм цифрової обробки радіотеплових сигналів, розглянуті шляхи його практичної реалізації, сформульовані вимоги до пропускної здатності радіолінії міжспутникового зв'язку. Цифрова обробка радіотеплових сигналів реалізується в частотній області в кілька етапів. Взаємний просторово-частотний спектр радіотеплових сигналів формується з використанням процедури двовимірного швидкого перетворення Фур'є. Основні параметри системи обробки демонструються на ілюстративних прикладах.

Ключові слова: бістатичний радіометр, дискретне перетворення Фур'є, швидке перетворення Фур'є, цифрова обробка, радіотеплові сигнали, антенні решітки.

DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN BISTATIC RADIOMETERS WITH ARRAY ANTENNAS*I.V. Bunyaeva, A.P. Vereshchak, V.V. Piskorz*

Synthesis of digital signal processing algorithm in bistatic radiometers with array antennas are presented in this paper. It is defined the digital radiometric signals processing algorithm. The ways of embedding this algorithm are discussed. Requirements for intersatellite radio link capability are formulated. Digital radiometric signals processing algorithm is realized in space-frequency domain. The cross space-frequency spectrum of radiometric signals is calculated by two-dimensional FFT. Illustrative examples are presented.

Key words: bistatic radiometer, DFT, FFT, digital signal processing, radiometric signals, array antennas.

Буняєва Ирина Владимировна – канд. техн. наук, ст.преп. каф. основ комп'ютерного конструювання, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Харьков, e-mail: irinabunyaeva@mail.ru

Верещак Александр Петрович – д-р техн. наук, проф., директор ОАО „АО Научно-исследовательский институт радиоизмерений”, Харьков.

Піскорж Владимир Викторович – д-р техн. наук, проф., главн. научн. сотр. ОАО „АО Научно-исследовательский институт радиоизмерений”, Харьков.