

УДК 621.396.962

А.П. ВЕРЕЩАК, В.В. ПИСКОРЖ

Научно - исследовательский институт радиоизмерений, Украина

БИСТАТИЧЕСКИЙ РАДИОМЕТР ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ

Представлена новая концепция построения размещаемого на двух спутниках РСДБ радиометра для получения двумерного изображения поверхности Земли из космоса. Возможности этого инструмента определены в терминах угловой/пространственной разрешающей способности и чувствительности. Представлен иллюстративный пример бистатического радиометра L – диапазона

радиометр, спутник, изображение, разрешение, чувствительности, антенна

Введение

В последнее время в задачах дистанционного зондирования Земли из космоса начинают находить применение методы радиоастрономии. Специалистами активно обсуждаются возможности радиометров космического базирования на базе антенных решеток для наблюдения поверхности с высоким пространственным разрешением. Такие радиометры по своей архитектуре напоминают наземные радиотелескопы. Их антенны имеют меньшую площадь и вес, чем зеркальные антенны типовых радиометров, решающих аналогичные задачи. Вместе с тем, аппаратура приема и обработки в этом случае, равно как и процедура калибровки радиометра оказываются сложнее. Следующим шагом в повышении разрешающей способности радиометров является использование инструментов со сверхбольшими базами, элементы которых размещены на отдельных спутниках, образующих единую группировку, единую, большую антенную решетку. С точки зрения реализуемости системы наиболее сложной оказывается проблема координатно – временного обеспечения такой группировки – взаимное положение фазовых центров антенн должно быть известно с точностью до долей длины волны принимаемого излучения, а шкалы времени должны быть сведены с точностью до долей периода принимаемых колебаний.

В настоящей статье получен алгоритм обработки сигналов, принимаемых простейшим двухантенным радиометром со сверхбольшой базой в условиях пониженных требований к качеству координатно – временного обеспечения его элементов. Представлен анализ функции неопределенности, разрешающей способности, и радиометрической чувствительности радиометра. Возможности такого инструмента демонстрируются на примере радиометра L - диапазона.

Постановка задачи

Геометрия задачи изображена на рис.1. Для упрощения, без потери общности, Земля предполагается плоской. Излучающая поверхность S с элементом $\Delta S = \Delta x \Delta y$ параллельна плоскости XOY . В этой плоскости находятся две антенны, размещенные на двух спутниках с высотой орбиты $z = H$, перемещающихся с постоянной скоростью V вдоль оси x . Положение фазовых центров антенн 1 и 2 определяется векторами $R_1(t) = (vt, -D/2, 0)$ и $R_2(t) = (vt, D/2, 0)$, где D – база интерферометра. Координата излучающего элемента ΔS задана вектором R ($R_s = (x, y)$ в плоскости S). Положение центра O_1 антенной решетки относительно элемента ΔS определяется вектором $R_0(t) = R - V_0t$, а направление на ΔS — еди-

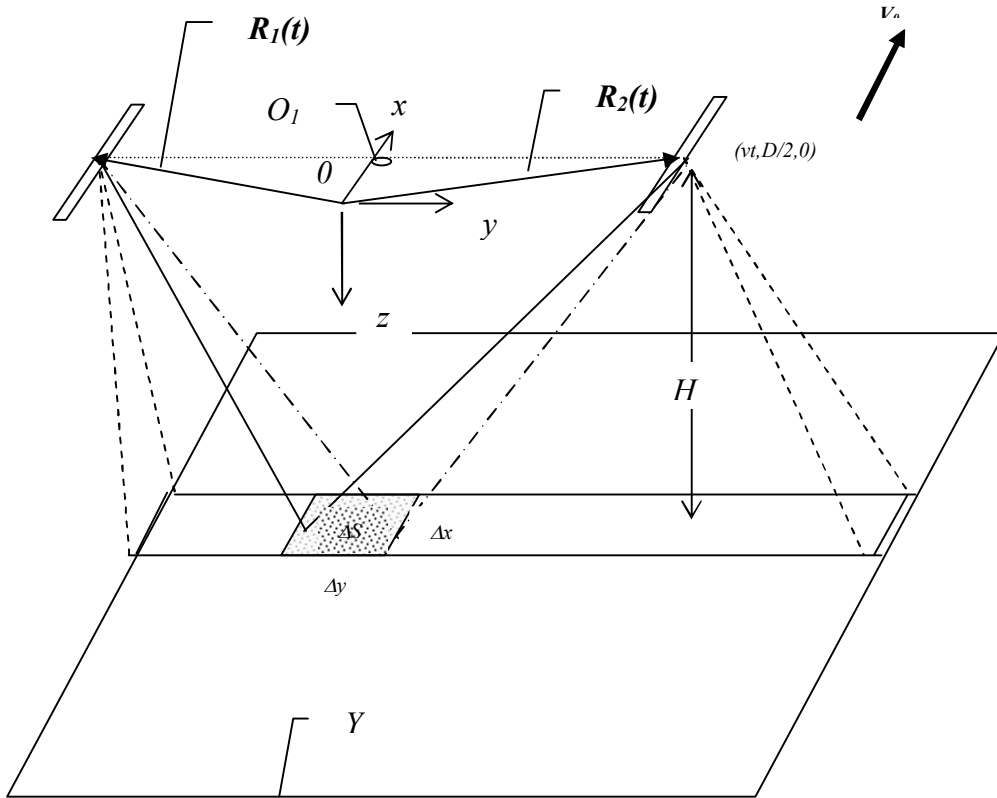


Рис. 1. Геометрия задачи

ничным вектором $\theta_0(x,y,t) = R_0(x,y,t) / |R_0(x,y,t)|$, или его проекцией $\theta(x,y,t) = (\theta_x(x,y,t), \theta_y(x,y,t))$ на плоскость решетки P. Антенны имеют одинаковые нормированные диаграммы направленности $F(x,y,t)$ по полю

$$F(x,y,t) = \exp\left[-\frac{(x-vt)^2 H^2}{2(\Delta x)^2 (H^2 + y^2)}\right] \exp\left[-\frac{y^2}{2Y^2}\right], \quad (1)$$

ориентированные своими максимумами в надир, а приемные устройства - одинаковые частотные характеристики $H(f) = \exp(-\pi(f-f_0)^2 / (2B^2))$ с центральной частотой ω_0 и эквивалентной шумовой полосой B. В выражении (1) символом Δx обозначена разрешающая способность системы по оси x в линейной мере.

Излучение поверхности S будем характеризовать спектрально - пространственной плотностью

$\overset{\circ}{A}(x,y,f)$ комплексных амплитуд радиоизлучения

в точке $\mathbf{R}(t) = (vt, 0, 0)$, являющейся нормальным случайным полем с нулевым средним и корреляционной функцией

$$\begin{aligned} \left\langle \overset{\circ}{A}(x_1, y_1, f_1) \cdot \overset{\circ}{A}^*(x_2, y_2, f_2) \right\rangle &= \\ &= \frac{B(x_1, y_1)}{4\pi(H^2 + y_1^2)} \delta(x_1 - x_2) \delta(y_1 - y_2) \delta(f_1 - f_2) \end{aligned} \quad (2)$$

Функция $B(x,y)$ имеет смысл спектрально - пространственной плотности потока мощности (радиояркости) радиоизлучения поверхности S, величину которой в пределах полосы пропускания радиометрической системы положим постоянной.

Сигнал $\dot{S}_i(t)$, принимаемый i - м элементом антенны от поверхности S, определяется соотношением

$$\dot{S}_i(t) = \sqrt{G_0} \iint_{FS} F(x, y, t) \cdot A^*(x, y, f) H(f) \times \exp\{-j2\pi f[t - R_i(x, y, t)/c]\} df dx dy \quad (3)$$

Здесь c — скорость света, G_0 — коэффициент усиления элемента антенной решетки по мощности, а $R_i(x, y, t)$ — модуль (длина) соответствующего вектора, равный расстоянию между элементом ΔS излучающей поверхности и i -м элементом антенны.

Прием сигналов $\dot{S}_i(t)$ осуществляется на фоне нормальных помех $\dot{n}_i(t)$, обусловленных фоновым излучением поверхности, а также пересчитанными на выход элемента решетки тепловыми шумами приемного устройства. При этом $\langle \dot{n}_i(t) \rangle = 0$, $i = 1, 2$, а

$$\langle \dot{n}_i(t_1) \cdot \dot{n}_k^*(t_2) \rangle = N_0 \delta_{ik} \rho(t_1 - t_2), \quad (4)$$

где N_0 - спектральная плотность мощности тепловых шумов приемников, а $\rho(\tau) = R(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau)$ – автокорреляционная функция шумов, определяемая частотной характеристикой $H(f)$ приемников. Отметим, что автокорреляционная функция полезных сигналов на выходах приемных каналов будет точно такой же. При этом

$$R(\tau) = \exp[-\pi(B\tau)^2] \quad (5)$$

На вход устройства обработки поступают колебания

$$\begin{aligned} \dot{U}_1(t) &= \dot{S}_1(t) + \dot{n}_1(t), \\ \dot{U}_2(t) &= \dot{S}_2(t)e^{j\varphi} + \dot{n}_2(t). \end{aligned} \quad (6)$$

В (5) символом φ обозначена случайная, постоянная на интервале обработки фаза, моделирующая расхождение шкал времени (гетеродинов) приемных пунктов.

Требуется по реализациям $\dot{U}_i(t)$, $i = 1, 2$ сформировать на интервале наблюдения $t \in T$ оценку $\hat{B}(x, y)$ распределения радиояркости излучения поверхности S и определить ее характеристики.

Алгоритм обработки

Легко показать [1], что при выбранной модели полезных сигналов и помех, оценка $\hat{B}(x, y, \varphi)$ максимального правдоподобия радиояркости $B(x, y)$ является функцией не только координат, но и неинформативного параметра φ синхронизации шкал времени приемников и определяется соотношением

$$\hat{B}(x, y, \varphi) = \text{Re} \left\{ \int_T \tilde{U}_i(t) \tilde{U}_2^*[t - \tau(x, y)] e^{j\varphi} dt \right\} \quad (7)$$

Здесь $\tilde{U}_i(t)$ - колебание $\dot{U}_i(t)$, прошедшее через полосовой фильтр соответствующего приемника, $\tau(x, y) = [R_1(x, y, t) - R_2(x, y, t)]/c$ – постоянная на интервале наблюдения T взаимная задержка сигналов, принятых антеннами от участка поверхности с координатами (x, y) . Длительность интервала времени T не превышает величины $\Delta x/v$ – времени пролета спутниками элемента разрешения ΔS .

Типовая процедура исключения неинформативного параметра состоит либо в усреднении функции правдоподобия по этому параметру, либо же в совместном оценивании информативных и неинформативных параметров. Обе процедуры приводят к одному и тому же результату - оценка $\hat{B}(x, y)$ максимального правдоподобия радиояркости $B(x, y)$ определяется модулем комплексного корреляционного интеграла:

$$\hat{B}(x, y) = \left| \int_T \tilde{U}_i(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(x, y)] dt \right| \quad (8)$$

Учитывая далее, что развертка изображения вдоль оси x осуществляется за счет движения спутников, а разрешающая способность Δx по этой оси определяется шириной диаграммы направленности элемента антенной решетки, получим рабочий алгоритм обработки принимаемых колебаний:

$$\hat{B}(x, y) = \left| \int_{x/v-T}^{x/v} \tilde{U}_i(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(y)] dt \right|, |y| \leq Y/2 \quad (9)$$

Найдем статистические характеристики функции $\hat{B}(x, y)$ (выходного эффекта радиометрической системы). Для этого выделим его сигнальную $B_S(x, y)$ и помеховую $B_n(x, y)$ составляющие.

$$B_S(x, y) = \left| \int_{x/v-T}^{x/v} \dot{S}_1(t) \cdot S_2^*(t + \tau(y)) dt \right|, |y| \leq Y/2 \quad (10)$$

Математическое ожидание случайной функции $B_S(x, y)$, распределенной по обобщенному закону Релея, при $BT \gg 1$ с учетом (4) и (5) оказывается пропорциональным свертке радиояркости $B(x, y)$ с функцией неопределенности $\Psi(x_1, y_1, x, y)$ системы:

$$\langle B_S(x, y) \rangle = \frac{G_0 2BT}{4\pi} \int_s \frac{B(x_1, y_1)}{H^2 + y_1^2} \Psi(x_1, y_1; x, y) dx_1 dy_1. \quad (11)$$

При этом функция неопределенности (нормированная реакция радиометра на точечный источник излучения) описывается соотношением

$$\Psi(x_1, y_1; x, y) = R[\tau(y_1) - \tau(y)] F^2(x_1, y_1 - y, x/v), \quad (12)$$

или, используя принятые аппроксимации диаграмм направленности антенн и частотной характеристики приемников, иначе

$$\Psi(x_1, y_1; x, y) = \exp\left[-\pi \frac{(BD(y - y_1))^2}{c^2(H^2 + y_1^2)}\right] \times \exp\left[-\frac{(x_1 - x)^2 H^2}{(\Delta x)^2(H^2 + y_1^2)}\right] \exp\left[-\frac{(y - y_1)^2}{Y^2}\right] \quad (13)$$

Последний сомножитель в (13) ограничивает ширину Y полосы обзора и на разрешающую способность практически не влияет. Второй сомножитель характеризует разрешающую способность системы вдоль полосы обзора, обеспечиваемую физическим размером антенны по оси x . При этом размеры апертуры L_x и L_y по соответствующим осям связаны со значениями Δx и Y соотношениями

$$L_x = \lambda H / \Delta x, \quad L_y = \lambda H / Y \quad (14)$$

Разрешение в поперечном направлении определяется первым сомножителем, при этом размер Δx пикселя в надире по уровню – 3 дБ равен

$$\Delta y = \frac{cH}{\sqrt{\pi}BD} = \frac{\lambda_B H}{\sqrt{\pi}D} \quad (15)$$

где $\lambda_B = c/B$ – эквивалентная длина волны, определяемая полосой пропускания приемников.

Т.о., разрешающая способность радиометра в плоскости, проходящей через базу интерферометра, обратно пропорциональна ширине спектра процессов и размеру базы.

Функция неопределенности $\Psi(x_1, y_1, x, y)$ представляет собой нормированное изображение точечного излучателя с координатами x_1, y_1 : $B(x_1, y_1) = \delta(x - x_1) \cdot \delta(y - y_1)$ и в зоне обзора радиометрической системы имеет только один выброс (лепесток) с максимумом в точке (x_1, y_1) . Учитывая сказанное, выражение (11) можно представить следующим образом:

$$\langle B_S(x, y) \rangle \approx 2BT \frac{G_0 \tilde{B}(x, y) \Delta x \Delta y}{4\pi(H^2 + y^2)} \approx 2BT \tilde{B}(x, y) \frac{\Delta y}{Y}, \quad (16)$$

где $\tilde{B}(x, y)$ – усредненная на элементе разрешения радиояркость. Это значит, что математическое ожидание выходного эффекта радиометрической системы пропорционально распределению радиояркости излучающей поверхности, сглаженному аппаратной функцией системы.

Учитывая малость отношения сигнал/шум на выходе одного элемента антенной решетки, в помеховой составляющей будем с достаточной для практики точностью учитывать только слагаемое, содержащее произведения $\dot{n}_1(t) \cdot \dot{n}_2^*(t)$, тогда

$$B_n(x, y) \approx \text{Re} \left[\int_{x/v-T}^{x/v} \dot{n}_1(t) \cdot \dot{n}_2^*(t + \tau(y)) dt \right]. \quad (17)$$

Нормальная случайная функция $B_n(x, y)$ имеет нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию, равную

$$\langle B_n(x_1, y_1) \cdot B_n(x_2, y_2) \rangle = N_0^2 2BT \Lambda \left(\frac{x_1 - x_2}{vT} \right) \times \exp \left\{ -\pi \frac{(BD(y_1 - y_2))^2}{c^2 (H^2 + y_1^2)} \right\} \quad (18)$$

где

$$\Lambda(x) = \begin{cases} |x|, & \text{при } |x| \leq 1 \\ 0, & \text{при } |x| > 1 \end{cases}$$

Отношение сигнал/шум μ на выходе радиометрической системы [2,3] принято характеризовать отношением математического ожидания сигнальной составляющей к среднему квадратичному значению помеховой, т. е.

$$\mu = \frac{\langle B_s(x, y) \rangle}{\sqrt{\langle B_n^2 \rangle}} = \frac{B(x, y)}{N_0} \sqrt{2BT} \cdot \frac{\Delta y}{Y} \quad (19)$$

Чувствительность радиометрической системы

Чувствительность ΔT радиометрической системы принято [2,3] характеризовать величиной измеряемой радиояркости, выражаемой в радиояркостной температуре, при которой отношение сигнал/шум μ на выходе системы равно единице. В соответствии с

$$\Delta T = \frac{T_s}{\sqrt{2BT}} \frac{Y}{\Delta y}, \quad (20)$$

где $T_s = N_0/k$ — шумовая температура системы, k — постоянная Больцмана.

Смножитель $T_s / \sqrt{2BT}$ совпадает с выражением для чувствительности типового сканирующего радиометра [3].

Второй сомножитель в (26), равный отношению ширины полосы обзора к ширине элемента разрешения, или, другими словами, — количеству M параллельных каналов корреляционной обработки, характеризует ухудшение чувствительности рассматриваемой радиометрической системы по от-

ношению к типовой (при равных временах накопления). Причиной этого эффекта является уменьшение «заполнения» диаграммы направленности антенны излучением пикселя в $\Delta y/Y$ раз по сравнению со сканирующим радиометром, где угловой размер пикселя радиоизображения поверхности совпадает с шириной диаграммы направленности антенны.

Отметим также, что типовой радиометр с разрешающей способностью, равной разрешающей способности рассматриваемого бистатического радиометра должен иметь антенну, площадь которой ($L_x \times L_y$) по крайней мере в $M/2$ раз больше суммарной площади антенн бистатического радиометра. Типовой радиометр формирует изображение одного пикселя в течении времени $T_T = T/M$, соответственно и чувствительность его при этом равна

$$\Delta T_T = T_s / (2BT/M)^{1/2} = \Delta T / M^{1/2}$$

Ухудшение потенциальной чувствительности бистатического радиометра в $M^{1/2}$ раз является платой за уменьшение в $M/2$ раз суммарной площади и, значит, размеров и массы его антенн при сохранении характеристик разрешения.

Требования к координатно-временному обеспечению системы

Погрешности в определении взаимных координат (вектора базы \mathbf{D}) и шкал времени спутников приводят к искажению формируемого радиоизображения. Типовые требования к точности координатно – временного обеспечения радиоинтерферометра [4] связаны с длиной волны λ принимаемого излучения – $|\delta \mathbf{D}| \ll \lambda$, $|\delta t f_0| \ll 1$, $|(\delta f/f_0)T| \ll 1/f_0$. Здесь δt – сдвиг шкал времени элементов радиоинтерферометра, а $\delta f/f_0$ – относительная нестабильность частоты опорных генераторов, характеризующая скорость ухода шкал времени элементов радиоинтерферометра.

Поскольку в рассматриваемом случае интерференционная картина формируется на эквивалентной длине волны $\lambda_B = c/B$, то соответствующие требования будут выглядеть следующим образом: $|\delta D| \ll \lambda_B$, $|\delta t B| \ll 1$, $|(\delta f/f_0)T| \ll 1/f_0$ и оказываются λ_B/λ раз слабее, чем для типовых интерферометров.

Бистатистический радиометр высокого разрешения L-диапазона

В качестве практического примера определим основные характеристики радиометра – интерферометра высокого разрешения L – диапазона, предназначенного для определения влажности почвы и солености океана. В качестве исходных данных приемом проектные характеристики системы SMOS европейского космического агентства [5]:

- ширина полосы обзора $Y=1000$ км;
- разрешающая способность на краю полосы обзора $\Delta S = 50 \times 50$ км²;
- радиометрическая чувствительность $\Delta T = 1$ К;
- шумовая температура системы $T_s = 250$ К;
- полоса частот приемного тракта $B = 19$ МГц;
- несущая частота $f_0 = 1,43$ ГГц;
- высота орбиты спутника $H = 750$ км;
- скорость движения спутника $v = 7,5$ км/с.

Используя полученные выше соотношения, находим:

- длина антенны (по направлению вектора скорости) $L_x = \lambda R/\Delta x = 3,78$ м;
- ширина антенны $L_y = \lambda H/Y = 0,1575$ м;
- длина базы на основании (16) $D = \lambda_B R/(\pi^{1/2} \Delta y) = 145$ м;
- длительность интервала обработки $T = \Delta x/v \cong 6$ с;
- чувствительность радиометра $\Delta T = 0,33$ К;

- требуемая точность определения вектора базы $|\delta D| < 1,5$ м;
- требуемая относительная нестабильность опорных генераторов $|\delta f/f_0| < 10^{-10}$;
- допустимое рассогласование шкал времени спутников $|\delta t| < 10$ нс.

Здесь $R = (H^2 + Y^2/4)^{0.5}$ – расстояние от центра базы до края полосы обзора.

Отметим, что обычно [4,5] радиометрические системы имеют два канала для приема излучения с вертикальной и горизонтальной поляризациями. При этом обработка принимаемых сигналов осуществляется одной и той же аппаратурой с разделением во времени. Чувствительность при этом ухудшается на 3 дБ.

Вопросы практической реализации

На практике радиоизображение $\hat{B}(x, y)$ формируется для счетного множества значений $x_k = k\Delta x$, $y_n = n\Delta y$ где шаг дискретизации Δx , Δy обычно принимают равным разрешающей способности по соответствующей координате. При этом алгоритм обработки приобретает следующий вид:

$$\hat{B}(k\Delta x, n\Delta y) = \left| \int_{k\Delta x/v-T}^{k\Delta x/v} \tilde{U}_1(t) \tilde{U}_2^*[t + \tau(n\Delta y)] dt \right|, \quad (21)$$

$$n = -N/2, N/2$$

Здесь $N=Y/\Delta y$ – число элементов разрешения в полосе обзора (количество каналов корреляционной обработки).

Алгоритм (21) удобно реализовать в цифровом виде, заменяя процессы $U_i(t)$ периодической последовательностью их отсчетов. Интеграл в (21) в этом случае заменяется суммой:

$$\hat{B}(k\Delta x, n\Delta y) = \left| \sum_{l=km-M}^{km} \tilde{U}_1(l\Delta t) \tilde{U}_2^*[l\Delta t + \tau(n\Delta y)] \right|, \quad (22)$$

$$n = -N/2, N/2$$

где $m = \Delta x/(v\Delta t)$, а $M = T/\Delta t$

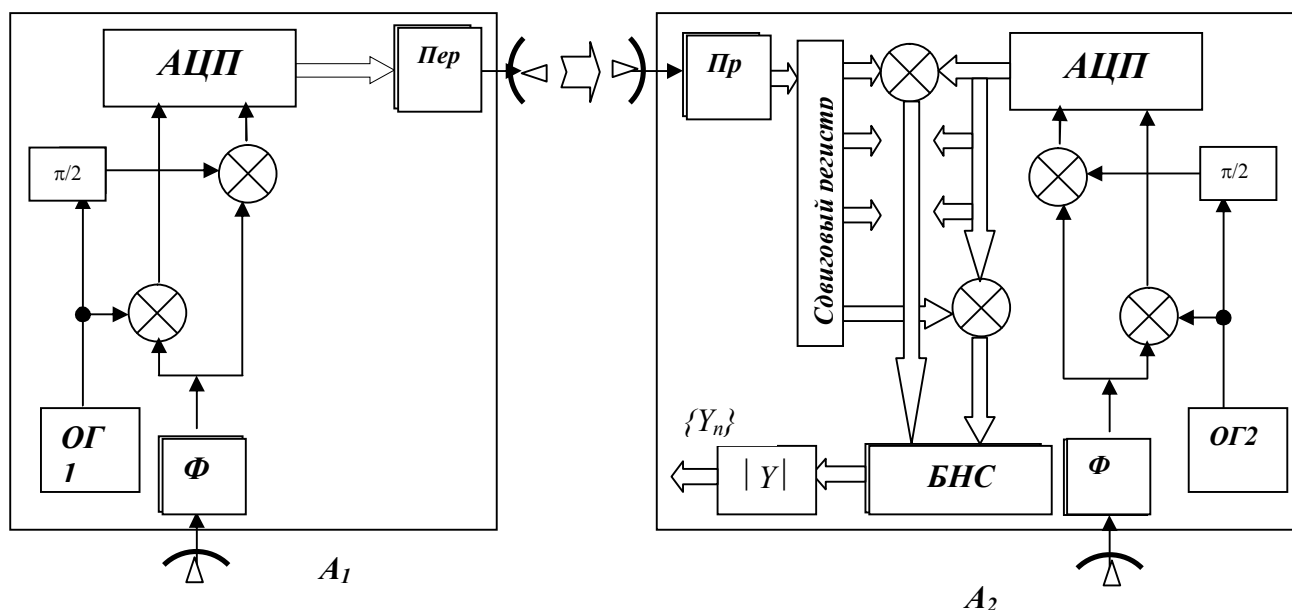


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема бистатического радиометра

Упрощенная функциональная схема радиометрической системы приведена на рис. 2. Система состоит из двух антенн A_1 и A_2 , размещенных на двух космических аппаратах $KA1$ и $KA2$. К ним подсоединены идентичные приемные тракты с квадратурными выходами и эффективной шумовой полосой пропускания B . Отсчеты сигналов с выходов первого приемника, после дискретизации и аналогоцифрового преобразования, передаются с помощью связной радиолинии в аппаратуру обработки на второй $KA2$.

Обработка осуществляется в соответствии с алгоритмом (22). Цифровые умножители перемножают комплексные отсчеты $U_2(k\Delta t)$ с совокупностью $U_1(k\Delta t - \tau(n\Delta y))$, $n = (-N/2, N/2)$, сигналов первого приемника, снимаемых с отводов сдвигового регистра. Произведения далее накапливаются в блоке комплексных накапливающих сумматоров (БНС) в течение интервала времени, длительностью T . Завершается формирование отсчетов радиоизображения $\{Y_n\}$, $n = (-N/2, N/2)$ вычислением модуля результатов накопления.

Более гибким и удобным в реализации может оказаться алгоритм вычисления свертки (22), использующий методы дискретного Фурье - анализа.

Обсуждение результатов

Проведенное рассмотрение показывает принципиальную возможность создания на основе простейшей группировки из двух спутников радиометрических систем исследования природных ресурсов Земли из космоса с высокой разрешающей способностью и чувствительностью. При этом требуемые характеристики радиометрических систем достигаются с помощью антенн с небольшой физической площадью и, следовательно, с приемлемой для использования на ИСЗ массой, а требования к координатно – временному обеспечению группировки оказываются не слишком обременительными и реализуемыми уже на современном уровне развития техники.

Радиометрические системы, реализующие полученные выше алгоритмы, с точки зрения сложности, занимают промежуточное положение между типо-

выми сканирующими радиометрами и радиометрами с синтезированием апертуры [6].

Использование полученных алгоритмов обработки радиотепловых сигналов в бистатическом радиометре позволяет существенно повысить разрешающую способность радиометрических систем в традиционных диапазонах длин волн (миллиметровых и сантиметровых), а также создавать радиометрические системы в еще не освоенных дециметровом и метровом диапазонах.

Заключение

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) бистатических радиометрических систем и их связь с параметрами систем. Получены простые в реализации алгоритмы обработки сигналов в таких системах исследования природных ресурсов Земли, которые не предъявляют жестких требований к координатно – временному обеспечению систем и позволяют простыми техническими средствами обеспечить их высокую разрешающую способность и чувствительность.

На примере радиометрической системы L – диапазона показано, что основное достоинство бистатических радиометров состоит в том, что они обеспечивают необходимые пространственное разрешение и чувствительность, используя антенные системы с малой физической поверхностью — порядка трех - пяти процентов от площади антенны эквивалентного по характеристикам типового радиометра, при сопоставимой сложности аппаратуры обработки.

Литература

1. Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. — М.: Радио и связь, 1989.—296 с.

2. Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. — М.: Сов. радио, 1964.—335 с.
3. Le Vine D. M. The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space // Radio Sci.—1990.— 25, N 4.—P. 441—450.
4. Swenson G. W., Mathur N. C. The interferometer in radio astronomy // Proc. IEEE.—1968.—56(12).—P. 2114—2130.
5. P. Silvestrin, M. Berger, Y. H. Kerr, J. Font ESA's Second Earth Explorer Opportunity Mission: The Soil Moisture and Ocean Salinity Mission – SMOS // IEEE Geoscience and Remote Sensing Newsletter(118),11-14
6. Пискорж В.В., Кирилюк В.М., Верещак А.П. Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса // Космічна наука і технологія, 1995, I, №2, с. 15 - 23

Поступила в редакцию 20.09.03

Рецензент: д.т.н., проф. Илюшко В.М., Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "Харьковский авиационный институт"