

УДК 621.396.962

Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса. III. Метрологический анализ

В. В. Пискорж¹, В. М. Кирилук², А. П. Верещак¹

Научно-дослідний інститут радіотехнічних вимірювань, Харків

²Науково-виробниче об'єднання «Метрологія», Харків

Надійшла до редакції 09.01.96

Виконано аналіз апаратних похибок радіометричних систем з синтезуванням апертури. Показано, що похибки, зумовлені квантуванням вхідних даних та округленням проміжних результатів, носять енергетичний характер, і їх вплив зводиться до деякого збільшення шумового фону зображення. Аналогічним чином впливають також неідентичність каналів попередньої обробки сигналів і похибки геометрії антенної решітки. Отримані співвідношення, що дозволяють сформулювати вимоги до складових частин радіометричної системи.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на широкое применение цифровых методов обработки в радиометрических системах с синтезированием апертуры (Пискорж и др., 1995б), точно реализовать алгоритмы оптимальной обработки не удается и, следовательно, не удастся полностью реализовать потенциальные возможности этих систем. Поскольку погрешности системы, обусловленные факторами, неучтенными при синтезе оптимального алгоритма, могут существенно превышать теоретически предельные, то необходимо провести их метрологический анализ. При этом можно выделить следующие источники погрешностей:

- методические, обусловленные переходом к квазиоптимальному алгоритму обработки;
- аппаратные, обусловленные квантованием входных данных, округлением промежуточных результатов вычислений, неидентичностью

трактов приема и обработки сигналов, а также отклонением координат фазовых центров антенной решетки от расчетных значений, возникающих как при изготовлении системы, так и в процессе ее эксплуатации.

Существует также ряд внешних по отношению к радиометрической системе факторов, влияющих на качество формируемого ею радиоизображения. К этим факторам, в первую очередь, следует отнести:

- отклонения траектории космического аппарата и угловой его ориентации от расчетных;
- неконтролируемую рефракцию радиоволн в атмосфере.

Методические погрешности рассмотрены ранее (Пискорж и др., 1995б) и сводятся к некоторому увеличению шумового фона в формируемом радиоизображении. Ниже исследуются погрешности радиометрических систем, обусловленные перечисленными факторами.

ШУМЫ КВАНТОВАНИЯ ВХОДНЫХ ДАННЫХ

Одним из основных достоинств цифровых устройств обработки радиосигналов является высокая точность реализации с их помощью оптимальных алгоритмов. Вместе с тем стремление повысить быстродействие цифровых устройств наталкивается на необходимость их упрощения, уменьшения, в частности, разрядности входных данных, а также промежуточных и окончательных результатов обработки.

Поскольку требования к быстродействию и разрядности цифровых узлов процессора для обработки сигналов во многом определяют, с одной стороны, его потребительские характеристики (аппаратурный объем, потребляемая мощность и т. п.) и, с другой стороны, качество реализации алгоритмов обработки, то анализ погрешностей, обусловленных квантованием входных данных и конечной точностью расчетов в спецпроцессоре, является одной из центральных задач исследования цифровых алгоритмов и устройств обработки. Решение этой задачи позволит обеспечить разумные компромиссы между точностью реализации алгоритмов обработки временной последовательности нулей сигналов и сложностью используемых для этого устройств.

Возможны два подхода к исследованию этих погрешностей. Первый — стохастический, базирующийся на вероятностном характере процессов квантования; второй — детерминистский, состоит в аналитическом расчете (или расчете на ЭВМ) погрешностей, соответствующих систем обработки.

Ниже с использованием стохастической модели процедуры квантования входных данных (временной последовательности нулей), исследуется ее влияние на качественные показатели соответствующих систем обработки.

Рассмотрение проведем на примере квазиоптимального алгоритма цифровой обработки широкополосных радиотепловых сигналов (см. Пискорж и др., 1995б). При этом, как и при анализе методических погрешностей, ограничимся только первым этапом цифровой обработки — цифровой фильтрацией поступающих от элементов антенной решетки случайных процессов, имея в виду, что последующая обработка линейна и не уменьшает энергетического потенциала системы.

Комплексный выходной эффект \dot{V}_{inr} (Пискорж и др., 1995б, выражение (37)) гребенки цифровых фильтров удобно представить в следующем виде:

$$\dot{V}_{\text{inr}} = \sum_{m \in T_r} \exp(-j2\pi f_n t_{im}). \quad (1)$$

Здесь $f_n = f_0 + n\Delta f$, $T_r = (r\Delta T, (r+1)\Delta T)$, а суммирование ведется по всем информационным нулям, попавшим в элементарный интервал обработки $t \in T_r$.

В реальных условиях последовательность $\{t_m\}$ «нулей» обрабатываемого процесса $u(t)$ подвергается квантованию с шагом f_T^{-1} , т. е. континуальные величины t_m заменяются величинами \hat{t}_m , заданными на счетном множестве значений, при этом

$$\hat{t}_m = t_m + \xi_m, \quad (2)$$

где $\xi \in [(-2f_T)^{-1}, (2f_T)^{-1}]$ — шум квантования.

Требуется определить влияние процедуры квантования (2) на качественные показатели квазиоптимальных алгоритмов обработки.

Перепишем (1) с учетом шумов квантования. Выходной эффект гребенчатого фильтра, сформированный по квантованным «нулям», обозначим символом \dot{V}_{inr}^k

$$\dot{V}_{\text{inr}}^k = \sum_{t_m \in T_r} \exp(-j2\pi f_n t_m) \cdot \exp(-j2\pi f_n \xi_m). \quad (3)$$

При достаточно большом значении тактовой частоты f_T , с которой заполняется счетчик, фиксирующей время появления m -го нуля (практически при $f_T > (3-4)f_0$), последовательность чисел ξ_m хорошо аппроксимируется последовательностью случайных, независимых, равномерно распределенных величин. Кроме того, при большом числе слагаемых в сумме (3) (даже в отсутствие тепловых шумов) отсчеты комплексного выходного эффекта \dot{V}_{inr}^k гребенчатого фильтра являются комплексными нормальными числами, полностью характеризующимися их математическим ожиданием и коэффициентом корреляции. Знания первых двух моментов обычно достаточно для оценки качества функционирования радиосистем при практически любом разумном его определении.

Найдем математическое ожидание случайной величины \dot{V}_{inr}^k

$$\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \rangle = \sum_{t_m \in T_r} \exp(-j2\pi f_n t_m) \cdot \langle \exp(-j2\pi f_n \xi_m) \rangle. \quad (4)$$

Усреднение в (4) и везде в этом разделе проводится только по шумам квантования ξ_m .

По определению характеристической функции равномерно распределенной случайной величины

$$\langle \exp(-j2\pi f_n \xi_m) \rangle = \text{sinc} \pi \frac{f_n}{f_T} \quad (5)$$

и соответственно

$$\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \rangle = \text{sinc} \pi \frac{f_n}{f_T} \dot{V}_{\text{inr}} \quad (6)$$

При выполнении условия $f_T \ll f_n$

$$\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \rangle \approx \dot{V}_{\text{inr}} \quad (7)$$

т. е. процедура квантования (при малом шаге) практически не смещает значений \dot{V}_{inr}^k .

Определим второй смешанный момент $\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \dot{V}_{\text{ikr}}^{k*} \rangle$ совокупности случайных величин \dot{V}_{inr}^k

$$\begin{aligned} \langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \dot{V}_{\text{ikr}}^{k*} \rangle &= \\ &= \sum_{t_m} \sum_{t_l} \exp[j2\pi(f_n t_l - f_k t_m)] \langle \exp[j2\pi(f_n \xi_l - f_k \xi_m)] \rangle. \end{aligned} \quad (8)$$

Используя независимость величин ξ_m и ξ_l при $m \neq l$, а также условие $f_T \gg f_0$, легко найти, что

$$\langle \exp[j2\pi(f_n \xi_l - f_k \xi_m)] \rangle \approx \text{sinc}^2 \pi \frac{f_0}{f_T} (1 - \delta_{ml}) + \delta_{ml}, \quad (9)$$

где δ_{ml} — символ Кронекера. Подставляя (9) в (8) и группируя слагаемые с δ_{ml} , получаем

$$\begin{aligned} \langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \dot{V}_{\text{inr}}^{k*} \rangle &= \langle \dot{V}_{\text{inr}} \rangle \langle \dot{V}_{\text{inr}}^* \rangle + \\ &+ N \left(1 - \text{sinc}^2 \pi \frac{f_0}{f_T} \right) \text{sinc} \left(\pi \frac{f_n - f_k}{\Delta T} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь N — число нулей, зарегистрированных на интервале наблюдения длительностью ΔT . Коэффициент корреляции ρ_{kn}^k шумов квантования на выходе гребенчатого фильтра на основании (10) равен

$$\rho_{kn}^k = N \left(1 - \text{sinc}^2 \pi \frac{f_0}{f_T} \right) \text{sinc} \left(\pi \frac{f_n - f_k}{\Delta T} \right). \quad (11)$$

Видно, что корреляционная функция шумов квантования на выходе квазиоптимального гребенчатого фильтра оказывается стационарной, причем не сложно убедиться, что вызванные квантованием входных данных флюктуации отсчетов выходного эффекта \dot{V}_{ink}^k оказываются независимыми. При этом дисперсия этих флюктуаций равна значению корреляционной функции ρ_{kn}^k при $n = k$, т. е.

$$\sigma_k^2 = N \left(1 - \text{sinc}^2 \pi \frac{f_0}{f_T} \right), \quad f_T \gg f_0. \quad (12)$$

Как и следовало ожидать, при $f_T / f_0 \rightarrow \infty$, $\sigma_k^2 \rightarrow 0$,

кроме того, учитывая малость аргумента фигурирующей в (12) функции sinc и обозначая $\log_2(f_T/f_0) = p_0$, последнее соотношение можно записать следующим образом:

$$\sigma_k^2 \approx N \frac{\pi^2}{3 \cdot 2^{2p_0}}, \quad 2^{p_0} \gg 1. \quad (13)$$

Учитывая взаимонезависимость тепловых шумов и шумов квантования, а также то, что корреляционные функции их отличаются только множителем, действие последних на систему обработки сводится к некоторому (на величину $\sigma_{\text{ок}}^2$) увеличению дисперсии флюктуаций на выходе системы.

Полагая, без потери общности, что на входе фильтра действует гармонический сигнал с частотой f_c и мощностью P_c , найдем эквивалентное энергетическое отношение сигнал/(шум квантования) $\mu_{\text{ок}}$, равное отношению квадрата математического ожидания выходного эффекта в точке $f = f_c$ к дисперсии шумов квантования (без учета тепловых шумов):

$$\mu_{\text{ок}} \approx \frac{|\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \rangle|^2 \cdot 3 \cdot 2^{2p_0}}{N \pi^2} = \frac{N \cdot 3 \cdot 2^{2p_0}}{\pi^2}. \quad (14)$$

Если в (14) проводить усреднение еще и по тепловым шумам, то действие последних сведется, в первом приближении, к уменьшению интенсивности полезной (сигнальной) составляющей в $(P_c + \sigma_n^2)/P_c = (1 + q^2)/q^2$ раз (здесь $q^2 = P_c/\sigma_n^2$, а P_c и σ_n^2 — мощности соответственно сигнала и тепловых шумов в одном канале временной обработки). Вызвано это тем, что ограничитель, используемый в системе для формирования временной последовательности нулей, фиксирует (нормирует) полную (суммарную) мощность сигнала и тепловых шумов. Мощности же сигнальной и помеховой составляющих перераспределяются (приблизительно) на его выходе в указанной выше пропорции. В результате тепловые шумы приводят к уменьшению отношения сигнал/(шум квантования), которое при этом равно

$$\mu_k = \frac{N \cdot 3 \cdot 2^{2p_0}}{\pi^2} \frac{q^2}{1 + q^2} = \mu_{\text{ок}} \frac{q^2}{1 + q^2}. \quad (15)$$

Приводя выражение (15) к каноническому виду ($\mu_k = \mathcal{E}_c/N_{\text{ок}}$ можно найти эквивалентную спектральную плотность $N_{\text{ок}}$ шумов квантования

$$N_{\text{ок}} = \frac{P_c \pi^2}{3 \cdot 2^{2p_0} 2F} \frac{q^2 + 1}{q^2} = \frac{\pi^2 (q^2 + 1)}{3 \cdot 2^{2p_0}} N_0. \quad (16)$$

Здесь P_c — мощность полезного сигнала, N_0 — спектральная плотность тепловых шумов, а $2F$ — полоса частот, занимаемая обрабатываемым про-

цессом $u(t)$ на входе преобразователя «время-код».

Зависимость эквивалентной спектральной плотности $N_{ок}$ от мощности P_c полезного сигнала обусловлена процедурой ограничения колебания $u(t)$ в квазиоптимальном алгоритме, из-за которой рассматриваемые шумы носят мультипликативный характер (их мощность растет пропорционально полезной мощности P_c сигнала).

Из выражения (16) следует, что при прочих равных условиях требования к точности квантования тем слабее, чем шире полоса процесса на входе преобразователя «время-код». В самом деле, величина $N_{ок}$ может снижаться как за счет увеличения p_0 (тактовой частоты f_T), так и за счет увеличения полосы частот $2F$, занимаемой колебанием $u(t)$ (уменьшения q^2).

Отметим также, что расширение этой полосы одновременно способствует выполнению условия $q^2 \ll 1$ линейности квазиоптимальных алгоритмов обработки.

Проведем сравнительный анализ погрешностей, возникающих при квантовании временной последовательности нулей и отсчетов Котельникова. Для этого вначале найдем эквивалентную спектральную плотность шумов квантования последних. Предположим, что в алгоритме обработки периодических отсчетов $\dot{u}(k\Delta t)$,

$$\dot{V}_{инр} = \sum_{k=1}^N \dot{u}_i(k\Delta t) \exp(-j2\pi f_n k\Delta t), \quad (17)$$

в соответствии с реальными условиями непрерывные (континуальные) входные данные $\dot{u}(k\Delta t)$ заменены величинами $\dot{u}_i(k\Delta t)$, заданными на счетном множестве значений. При этом вещественная и мнимая части отсчетов $\dot{u}_i(k\Delta t)$ квантуются с одинаковым шагом Δ , величина которого много меньше диапазона изменения $\dot{u}_i(k\Delta t)$. Очевидно, что

$$\hat{\dot{u}}_i(k\Delta t) = \dot{u}_i(k\Delta t) + \delta \dot{u}_{ik}, \quad (18)$$

где $\delta \dot{u}_{ik} = \delta u_{ck} + j\delta u_{sk}$; δu_{ck} и δu_{sk} — равномерно распределенные на интервале $(-\Delta/2, \Delta/2)$ случайные величины;

$$\langle \delta \dot{u}_{ik} \cdot \delta \dot{u}_{l1}^* \rangle = 2 \frac{\Delta^2}{12} \delta_{kl}; \quad (19)$$

δ_{kl} — символ Кронекера.

Эквивалентная спектральная плотность $N_{ок}^k$ шумов квантования отсчетов Котельникова равна на основании (19)

$$N_{ок}^k = \frac{\Delta^2}{6 \cdot 2F}. \quad (20)$$

Эквивалентные спектральные плотности $N_{ок}^k$ (20) и $N_{ок}$ (16) необходимо сопоставлять в равных условиях. Например, при одинаковом потоке данных, поступающих в устройство обработки. Последний определяется разрядностью отсчетов и частотой дискретизации $2F$. Разрядность отсчетов p_k (включая знаковый разряд), поступающих в обработку, зафиксируем в рассматриваемом случае с помощью соотношения

$$p_k = 2 \log_2 \frac{2(\sqrt{2P_c} + 3\sigma_n)}{\Delta}, \quad (21)$$

где P_c и σ_n^2 — мощность полезного сигнала и тепловых шумов, $2(\sqrt{2P_c} + 3\sigma)$ — максимальный «размах» (удвоенная амплитуда) процесса на входе АЦП, а удвоение логарифма связано с тем, что поступающие в обработку отсчеты комплексные.

Обычно величины p_k и Δ являются заданными, постоянными параметрами АЦП; тогда для выполнения условия (21) (полного использования разрядности АЦП) осуществляется соответствующая регулировка усиления тракта до АЦП (автоматическая или ручная).

Выражая из (21) Δ и подставляя его в (20), находим, что

$$N_{ок}^k = \frac{2(\sqrt{2q} + 3)^2}{3 \cdot 2^{p_k}} N_0. \quad (22)$$

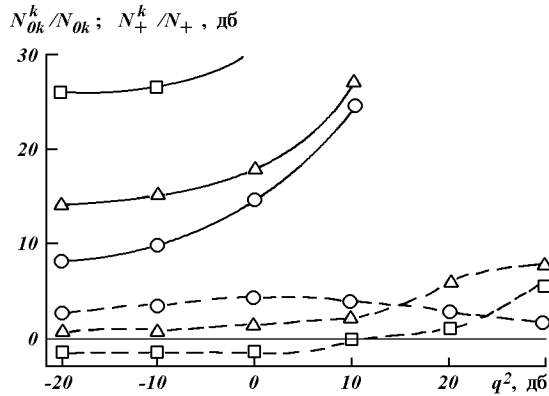
Поскольку при одинаковой полосе $2F$ процесса на входе системы обработки шаг временной дискретизации примерно одинаковый в обоих рассматриваемых случаях, то сравнивать эквивалентные спектральные плотности $N_{ок}^k$ и $N_{ок}$ шумов квантования нужно при $p_0 = p_k = p$, т. е.

$$\frac{N_{ок}^k}{N_{ок}} = \frac{(\sqrt{2q} + 3)^2}{\pi^2(q^2 + 1)} 2^{(p+1)}. \quad (23)$$

Графики зависимости (23) $N_{ок}^k/N_{ок}$ (сплошная линия) от q^2 сигнал/шум по мощности для различных значений разрядности p входных данных приведены на рисунке.

Видно, что при прочих равных условиях (одинаковые потоки данных, поступающих в обработку, и отношения сигнал/шум по мощности), временная последовательность нулей в меньшей степени подвержена влиянию процедуры квантования, чем периодические отсчеты того же колебания. Выигрыш при этом растет с увеличением разрядности p представления данных.

Интерес представляет сравнение суммарных спектральных плотностей N_+^k и N_+ :



Зависимости N_{0k}^k/N_{0k} (сплошные линии, (23)) и N_+/N_+ (штриховые линии, (24)—(25)) от q^2 для $p = 2$ (кружки), $p = 4$ (треугольники), $p = 8$ (квадраты)

$$N_+^k = N_0 \left[1 + \frac{2(\sqrt{2}q + 3)^2}{3 \cdot 2^{p_k}} \right], \quad (24)$$

$$N_+ = N_0 \left[\beta + \frac{\pi^2(q^2 + 1)}{3 \cdot 2^{2p_0}} \right], \quad (25)$$

как тепловых шумов, так и шумов квантования (коэффициент β в (25) учитывает потери при квазиоптимальной обработке нулей сигналов). Зависимость отношения N_+^k/N_+ от q^2 для различных значений $p = p_0 = p_k$ показана штриховыми линиями на рисунке.

Видно, что при сравнительно грубом ($p = 2-4$) квантовании входных данных в реальных условиях применения, алгоритмы обработки временной последовательности нулей обеспечивают существенно лучшее отношение сигнал/шум, чем алгоритмы, использующие отсчеты Котельникова. При большой разрядности квантования ($p > 8$) и больших тепловых шумах (т. е. в условиях преобладания последних, $q^2 < 1$) алгоритмы обработки нулей несколько (примерно в β раз) уступают традиционным алгоритмам, обеспечивая, однако, заметный выигрыш по отношению к последним при сильном сигнале на входе устройства обработки ($q^2 \gg 1$), т. е. в случае, когда преобладающим является шум квантования, а не тепловой.

Несложные расчеты показывают, что эквивалентное энергетическое отношение сигнал/шум квантования на выходе радиометрической системы оп-

ределяется соотношением, аналогичным формуле (15):

$$\mu_k = \frac{N \cdot 3 \cdot 2^{2p_0}}{\pi^2} \frac{q^2}{1 + q^2} M, \quad (26)$$

где M — число элементов антенной решетки, q^2 — отношение сигнал/шум по мощности в каждом канале обработки. Эквивалентная спектральная плотность N_{0k} в этом случае определяется формулой (16).

ШУМЫ ОКРУГЛЕНИЯ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Устройства цифровой обработки временной последовательности нулей используют, как правило, целочисленную арифметику, т. е. в алгоритме обработки

$$\dot{V}_{\text{inr}} = \sum_{m \in T_r} \exp(-j 2\pi f_n t_{\text{im}}) = \sum_{m \in T} \tilde{\sigma}(t_m, f_n) \quad (27)$$

суммируются целые комплексные числа $\tilde{\sigma}(t_m, f)$, отличающиеся от фигурирующих в (3) на величину $\dot{\delta}_o(f) = \delta_{oc}(f) + j\dot{\delta}_{oc}(f)$ шумов округления опорного сигнала, т. е.

$$\dot{\sigma}(t_m, f) = \tilde{\sigma}(t_m, f) + \dot{\delta}_{om}(f). \quad (28)$$

Полагая, что вещественная и мнимая части опорного сигнала квантуются с одинаковым шагом Δ , величина которого много меньше диапазона изменения $|\dot{\sigma}(t_m, f)|$, можно принять случайные величины δ_{omc} и δ_{oms} равномерно распределенными на интервале $(-\Delta/2, \Delta/2)$, и независимыми. При этом

$$\langle \dot{\delta}_{om}(f) \dot{\delta}_{ol}^*(f) \rangle = 2 \frac{\Delta^2}{12} \delta_{m1} = \sigma^{200} \delta_{m1} \quad (29)$$

где δ_{m1} — символ Кронекера.

Учитывая независимость тепловых шумов и шумов округления, а также то, что корреляционные функции их отличаются только множителем, действие последних на систему обработки сводится к некоторому (на величину σ_{00}^2) увеличению дисперсии флюктуаций на выходе гребенчатого фильтра. Полагая без потери общности, что на входе фильтра действует гармонический сигнал с частотой f_c и мощностью P_c , найдем эквивалентное энергетическое отношение сигнал/шум округления μ_{00} , равное отношению квадрата математического ожидания выходного эффекта в точке $f = f_c$ к дисперсии шумов квантования (без учета тепловых шумов)

$$\mu_{00} = \frac{|\langle \dot{V}_{\text{inr}}^k \rangle|^2 \cdot 6}{N \Delta^2} = \frac{N \cdot 6}{\Delta^2} = \frac{P_c N}{N_{00} 2F}. \quad (30)$$

Эквивалентная спектральная плотность N_{00} шумов округления равна на основании (30)

$$N_{00} = \frac{\Delta^2}{6 \cdot 2F} P_c.$$

Считая для удобства, что $\max_{t,f} |\dot{\sigma}(t, f)| = 1$, шаг квантования Δ опорного сигнала можно связать с разрядностью P_σ ПЗУ, в котором хранятся функции $\dot{\sigma}(t, f)$ следующим образом:

$$\Delta = 2^{-P_\sigma}.$$

Соответственно получаем, что

$$N_{00} = \frac{P_c}{6 \cdot 2F \cdot 2^{2P_\sigma}}.$$

Естественно выбирать разрядность P_σ таким образом, чтобы эквивалентная спектральная плотность N_{00} шумов округления была меньше спектральных плотностей тепловых шумов и шумов квантования. Шумами округления в первых каскадах обработки в этом случае можно пренебречь.

Учитывая, что цифровые гребенчатые фильтры (см. Пискорж и др., 1995а, рис. 2) поток обрабатываемых данных не уплотняют, а отношение сигнал/шум в каждом канале фильтрации остается значительно меньшим единицы, то для упрощения следующего каскада обработки (цифровых корреляторов) целесообразно вещественную и мнимую части выходных данных $\dot{V}_{\text{inr}} = V_{\text{c inr}} + jV_{\text{s inr}}$ этих фильтров представлять возможно меньшим числом разрядов. Разумным компромиссом между точностью и простотой реализации алгоритма обработки, является использование трехуровневого (двубитного) представления этих данных. При этом

$$\tilde{V}_{\text{c inr}}^s = \begin{cases} 1, & \text{при } V_{\text{c inr}}^s > V_0; \\ 0, & \text{при } |V_{\text{c inr}}^s| \leq V_0; \\ -1, & \text{при } V_{\text{c inr}}^s < -V_0, \end{cases} \quad (31)$$

а пороговое значение V_0 выбирается из условия минимизации потерь при последующей корреляционной обработке данных $\tilde{V}_{\text{c inr}}^s$ в соответствии с алгоритмом (Пискорж и др., 1995б, выражение (32)):

$$\dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) = \sum_{r=1-\frac{P}{2}}^{r=1+\frac{P}{2}} \tilde{V}_{\text{inr}} \tilde{V}_{\text{knr}}^*. \quad (32)$$

Найдем величину порога V_0 , обеспечивающую максимум отношения сигнал/шум на выходе коррелятора (32), т. е. отношения модуля математического ожидания комплексного числа $\dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0)$ к его среднему квадратичному отклонению. Учитывая, что эти числа распределены приближенно по нормальному закону, а фигурирующие под знаком суммы числа независимы, математическое ожидание их равно

$$\langle \dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \rangle = \sum_{r=1-\frac{P}{2}}^{r=1+\frac{P}{2}} \langle \tilde{V}_{\text{inr}} \rangle \langle \tilde{V}_{\text{knr}}^* \rangle. \quad (33)$$

Усреднение здесь и далее в этом разделе ведется только по тепловым шумам. Несложно найти, что

$$\langle \tilde{V}_{\text{inr}} \rangle = \left[1 - \Phi\left(\frac{V_0 - S_c}{\sigma_n}\right) - \Phi\left(-\frac{V_0 + S_c}{\sigma_n}\right) \right] + j \left[\Phi\left(\frac{V_0 - S_s}{\sigma_n}\right) - \Phi\left(-\frac{V_0 + S_s}{\sigma_n}\right) \right], \quad (34)$$

где $\Phi(x)$ — интеграл вероятности, S_c и S_s — вещественная и мнимая части сигнальной составляющей в выходных данных гребенчатого фильтра, а σ_n — среднее квадратичное отклонение помеховой составляющей.

Раскладывая $\Phi(x)$ в ряд по степеням малого параметра S/σ_n , находим, что

$$\langle \tilde{V}_{\text{inr}} \rangle = 4f\left(\frac{V_0}{\sigma_n}\right) / \Phi\left(\frac{V_0}{\sigma_n}\right) \langle \dot{V}_{\text{inr}} \rangle. \quad (35)$$

Здесь $f(x) = \Phi'(x)$. Видно, что математическое ожидание квантованных на три уровня данных \tilde{V}_{inr} пропорционально математическому ожиданию исходных данных \dot{V}_{inr} . Для сильных сигналов, как это следует из (34), эта пропорциональность нарушается. Соответственно из (33) находим, что

$$\langle \tilde{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \rangle = 4f\left(\frac{V_0}{\sigma_n}\right) / \Phi\left(\frac{V_0}{\sigma_n}\right) \langle \dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \rangle. \quad (36)$$

Действуя аналогичным образом, определим дисперсию случайной величины $\tilde{Y}(IT_0)$:

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_Y^2 &= \langle \tilde{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \tilde{Y}_{\text{ikn}}^*(IT_0) \rangle - \\ &- \langle \tilde{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \rangle \langle \tilde{Y}_{\text{ikn}}^*(IT_0) \rangle = 4\Phi^2\left(\frac{V_0}{\sigma_n}\right) \sigma_Y^2. \end{aligned} \quad (37)$$

Наконец, отношение сигнал/шум \tilde{q}^2 на выходе коррелятора, обрабатывающего квантованные данные, равно

$$\tilde{q}^2 = 2f^2 \frac{V_0/\sigma_n}{\Phi(V_0/\sigma_n)} q^2. \quad (38)$$

Энергетические потери за счет процедуры округления (31) будем характеризовать коэффициентом β_0 . Они будут минимальны, если значение порогового уровня V_0 выбрать из условия

$$\beta_0 = \max_{V_0} 2f^2 \frac{V_0/\sigma_n}{\Phi(V_0/\sigma_n)}. \quad (39)$$

Несложно найти, что

$$V_0 \approx 0.58\sigma_n \quad (40)$$

$$\beta_0 \approx 0.81 \text{ (} -0.9 \text{ дБ)}. \quad (41)$$

Резюмируя результаты анализа методических и аппаратных потерь, присущих предлагаемым алгоритмам цифровой обработки радиотепловых сигналов, можно отметить, что они носят энергетический характер, а их суммарная величина определяется коэффициентом κ , равным

$$\kappa = \beta_0 \left[\beta + \frac{\pi^2(q^2 + 1)}{3 \cdot 2^{2p_0}} \right]^{-1}. \quad (42)$$

Видно, что даже при двухразрядном ($p_0 = 2$) квантовании входных данных (временной последовательности нулей) и достаточно грубом округлении промежуточных результатов вычислений суммарные потери не превосходят 2.3 дБ. Эти потери являются платой за существенное упрощение аппаратуры цифровой обработки сигналов. В частности, в блоке цифровых корреляторов громоздкие накопительные сумматоры могут быть заменены простыми реверсивными счетчиками.

ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ КАНАЛОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Проведенные выше исследования рабочих характеристик радиометрических систем с синтезированием апертуры не учитывали имеющегося фактического разброса коэффициентов передачи каналов предварительной обработки сигналов, связывающих элементы антенной решетки с аппаратурой цифровой обработки. На самом деле из-за неточной регулировки аппаратуры, дрейфа характеристик ее аналоговых узлов в процессе эксплуатации, а также других факторов, коэффициенты передачи каналов как по амплитуде, так и по фазе оказываются различными для разных каналов. Различия эти невелики и с их учетом алгоритм (Пискорж и др., 1995а, выражение (9)) обработки радиометриче-

ских сигналов приобретает следующий вид;

$$\begin{aligned} \hat{B}(x_i, y_p) &= \\ &= \sum_k^M \sum_i^M \sum_i G(IT_0) \tilde{Y}_{ik}(IT_0) \times \\ &\times \exp \left[-j2\pi \frac{b_{ikx} V_0 IT_0 + b_{iky} y_p}{R(y_p) \sqrt{1 + (\gamma(y_p) IT_0)^2}} \right], \end{aligned} \quad (43)$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{ik}(IT_0) &= \\ &= \int_{(1-0.5)T_0}^{(1+0.5)T_0} \dot{U}_i(t) \dot{U}_k^*(t) dt (1 + \alpha_i)(1 + \alpha_k) \exp[j(\xi_i - \xi_k)] \end{aligned} \quad (44)$$

— комплексные коэффициенты корреляции процессов, поступающих от i -го и k -го элементов антенной решетки, а α_i и ξ_i — нормальные случайные числа, характеризующие разброс коэффициентов передачи каналов предварительной обработки сигналов по амплитуде и фазе.

Последующее рассмотрение ведется на примере квазиоптимального алгоритма обработки узкополосных радиотепловых сигналов. При этом числа α_i и ξ_i имеют следующие статистические характеристики:

$$\begin{aligned} \langle \alpha_i \rangle &= \langle \xi_i \rangle = 0, & \langle \alpha_i \alpha_k \rangle &= \sigma_\alpha^2 \delta_{ik}, & \sigma_\alpha^2 &\ll 1; \\ \langle \alpha_i \xi_k \rangle &= 0, & \langle \xi_i \xi_k \rangle &= \sigma_\xi^2 \delta_{ik}, & \sigma_\xi^2 &\ll 1. \end{aligned} \quad (45)$$

Требуется установить связь характеристик разрешения и чувствительности радиометра с синтезированием апертуры со статистическими характеристиками (45) разброса коэффициентов передачи его каналов предварительной обработки, а также сформулировать требования к степени разброса последних.

Характеристики разрешения радиометрической системы определяются (см. Пискорж и др., 1995а) формой математического ожидания отклика радиометрической системы на точечный излучатель, а чувствительность — отношением сигнал/шум в максимуме этого отклика (отношением математического ожидания выходного эффекта к его среднему квадратичному отклонению).

Математическое ожидание (43) равно

$$\begin{aligned} \overline{\hat{B}(x_i, y_p)} &= \sum_k^M \sum_i^M \sum_i \overline{G(IT_0) \tilde{Y}_{ik}(IT_0)} \times \\ &\times \exp \left[-j2\pi \frac{b_{ikx} V_0 IT_0 + b_{iky} y_p}{R(y_p) \sqrt{1 + (\gamma(y_p) IT_0)^2}} \right], \end{aligned} \quad (46)$$

Отказ от информации, содержащейся в огибающих радиометрических сигналов при переходе к квазиоптимальному алгоритму обработки эквивалентен (см. Пискорж и др., 1995б) замене в оптимальном алгоритме процессов $\dot{U}_i(t)(1 + \alpha_i)\exp(j\xi_i)$ на процессы $\exp[j\tilde{\Psi}_i(t)]$:

$$\tilde{Y}_{ik}(lT_0) \approx \int_{(1-0.5)T_0}^{(1+0.5)T_0} \exp[j\tilde{\Psi}_i(t)] \exp[-j\tilde{\Psi}_k(t)] dt. \quad (47)$$

Определим первый момент комплексной случайной величины $\tilde{Y}_{ik}(lT_0)$, распределенной по нормальному закону при большой величине произведения полосы $2F$ радиометрического сигнала на длительность T_0 интервала накопления в (47):

$$\begin{aligned} \overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0)} &= \\ &= \int_{(1-0.5)T_0}^{(1+0.5)T_0} \overline{\exp[j\tilde{\Psi}_i(t)] \exp[-j\tilde{\Psi}_k(t)]} dt \exp[j(\xi_i - \xi_k)]. \end{aligned} \quad (48)$$

Здесь, как и в (46), усреднение ведется только по мешающим тепловым шумам, а также учтена независимость мешающих процессов в различных каналах приема. Используя вероятностные характеристики косинуса фазы стационарного нормального процесса (Левин, 1969), находим

$$\overline{\exp[j\tilde{\Psi}_k(t)]} = \sqrt{\pi/2} \frac{1}{2\sigma_{nk}} \dot{s}_k(t) {}_1F_1\left(\frac{1}{2}, 2, -\frac{|\dot{s}_k(t)|^2}{2\sigma_{nk}^2}\right), \quad (49)$$

где ${}_1F_1\left(\frac{1}{2}, 2, -\frac{|\dot{s}_k(t)|^2}{2\sigma_{nk}^2}\right)$ — вырожденная гипергеометрическая функция, близкая к единице при малом значении аргумента (малом отношении сигнал/шум $\sigma_s^2/\sigma_{nk}^2 \ll 1$ в k -м канале приема).

С учетом (49) получаем, что для практически важного случая слабых сигналов

$$\overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0)} \approx \frac{\pi}{8\sigma_{ni}\sigma_{nk}} \overline{\dot{Y}_{ik}(lT_0)} \exp[j(\xi_i - \xi_k)]. \quad (50)$$

Из (50) следует, что разброс коэффициентов передачи каналов предварительной обработки по амплитуде не влияет на качество формируемого радиометрической системой изображения, точнее, влияет только разброс шумовых характеристик трактов предварительной обработки через значения σ_{in}

в (50). Это обусловлено наличием жесткого ограничителя амплитуды обрабатываемых колебаний в каждом канале приема. В связи с этим в дальнейшем можно считать, что при квазиоптимальной обработке числа α_i описывают разброс именно этих характеристик трактов, т. е. относительно стабильных шумовых температур МШУ и шумовых полос, приведенных к выходам соответствующих приемных элементов антенной решетки. Наоборот, разброс фазовых характеристик каналов предварительной обработки напрямую входит в аргументы соответствующих коэффициентов корреляции.

На основании изложенного можно показать, что функция неопределенности радиометрической системы с квазиоптимальной обработкой сигналов и неидентичными каналами обработки описывается соотношением

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= C \sum_i \sum_k [1 + \alpha_i + \alpha_k + j(\xi_i - \xi_k)] \times \\ &\times \int_T G(t) \exp[-j2\pi \bar{b}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt. \end{aligned} \quad (51)$$

Здесь использовано условие малости значений σ_ξ и σ_α , когда

$$\exp[j(\xi_i - \xi_k)] \approx 1 + j(\xi_i - \xi_k),$$

а

$$(1 + \alpha_i)(1 + \alpha_k) \approx 1 + \alpha_i + \alpha_k.$$

Вводя обозначение

$$\begin{aligned} W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= \int_T G(t) \exp[-j2\pi \bar{b}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt, \end{aligned} \quad (52)$$

перепишем (51) следующим образом:

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) + \\ &+ C \sum_i \sum_k [\alpha_i + \alpha_k + j(\xi_i - \xi_k) W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)], \end{aligned} \quad (53)$$

где $\Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ — «невозмущенная» функция неопределенности, описываемая соотношением (Пискорж и др., 1995а, формула (20)), а второе слагаемое в (53) характеризует деформацию аппаратной функции системы за счет неидентичности каналов предварительной обработки сигналов.

Таким образом, функция неопределенности реальной радиометрической системы является функцией случайных параметров, характеризующих неидентичность каналов предварительной обработки сигналов. При малых значениях этих параметров

искажаются в основном боковые лепестки функции неопределенности, в то время как основной лепесток ее практически не деформируется. Оценим неконтролируемый уровень боковых лепестков, обусловленных обсуждаемыми факторами, как предельное значение отклонения $\delta\tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ аппаратной функции $\tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ реальной системы от расчетной $\tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$.

$$\begin{aligned} & \delta\tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) = \\ & = \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) - \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) = \\ & = C \sum_i \sum_k [\alpha_i + \alpha_k + j(\xi_i - \xi_k)] W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y). \end{aligned} \quad (54)$$

Очевидно, что математическое ожидание $\delta\tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ равно нулю, а дисперсия —

$$\begin{aligned} \sigma_{\Psi}^2 &= C^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n \langle |\alpha_i + \alpha_k + j(\xi_i - \xi_k)| \times \\ & \quad \times [\alpha_l + \alpha_n - j(\xi_l - \xi_n)] \rangle \times \\ & \quad \times W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) W_{ln}^*(0, \Delta x, y, y + \Delta y) = \\ & = C^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n [\sigma_{\alpha}^2 (\delta_{il} + \delta_{in} + \delta_{kl} + \delta_{kn}) + \\ & \quad + \sigma_{\xi}^2 (\delta_{il} - \delta_{in} - \delta_{kl} + \delta_{kn})] \times \\ & \quad \times W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) W_{ln}^*(0, \Delta x, y, y + \Delta y) \leq \frac{\sigma_k^2}{M}. \end{aligned} \quad (55)$$

В выражении (55) использована верхняя оценка для модуля функции $W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$, равная

$$\begin{aligned} & |W_{ik}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)| = \\ & = \left| \int_T G(t) \exp[-j2\pi \bar{b}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt \right| \leq \int_T G(t) dt, \end{aligned}$$

а также введена интегральная характеристика неидентичности каналов предварительной обработки сигналов — параметр неидентичности σ_k^2 , равный

$$\sigma_k^2 = \sigma_{\alpha}^2 + \sigma_{\xi}^2. \quad (56)$$

В частности, при $\sigma_{\alpha} = \sigma_{\beta} = 0.1$ и $M = 25$ неконтролируемый уровень боковых лепестков функции неопределенности не будет превосходить с вероятностью 0.997 значения -24 дБ. Другими словами, требования к идентичности каналов предварительной обработки сигналов оказываются не слишком жесткими и снижаются с увеличением числа M элементов в антенной решетке. Тем не менее, учитывая длительные сроки автономной работы

систем рассматриваемого типа, в их составе должны быть предусмотрены технические средства для периодического контроля неидентичности каналов предварительной обработки и ее компенсации.

ВЛИЯНИЕ ОТКЛОНЕНИЙ ГЕОМЕТРИИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ОТ РАСЧЕТНОЙ

Определим требования к точности размещения элементов антенной решетки на ее полотне. Положим, что погрешности размещения элементов носят случайный характер и описываются случайными нормальными векторами $\Delta \bar{\rho}_i$ со следующими статистическими характеристиками:

$$\begin{aligned} \langle \Delta \bar{\rho}_i \rangle &= 0, \\ \langle \Delta \bar{\rho}_i \Delta \bar{\rho}_k \rangle &= \sigma_{\rho}^2 \delta_{ik}. \end{aligned} \quad (57)$$

Требуется определить влияние этих отклонений на форму функции неопределенности радиометрической системы и оценить требования к точности размещения элементов антенной решетки.

С учетом обсуждаемых погрешностей и при условии их малости, функция неопределенности радиометрической системы имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} & \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) = \\ & = C \sum_i \sum_k \int_T G(t) \left\{ 1 + j \frac{(\Delta \bar{\rho}_i - \Delta \bar{\rho}_k) \Delta \bar{r}}{[1 + (\gamma_0 t)^2] R(y)} \right\} \times \\ & \quad \times \exp[-j2\pi \bar{B}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt \approx \\ & \quad \approx \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) + \\ & \quad + jC \sum_i \sum_k \int_T G(t) \frac{(\Delta \bar{\rho}_i - \Delta \bar{\rho}_k) \Delta \bar{r}}{[1 + (\gamma_0 t)^2] R(y)} \times \\ & \quad \times \exp[-j2\pi \bar{B}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt. \end{aligned} \quad (58)$$

где $\Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ — «невозмущенная» функция неопределенности, а второе слагаемое в (58) характеризует деформацию аппаратной функции системы за счет отклонения геометрии антенной решетки от расчетной. В соответствии с практикой создания антенных решеток для космических аппаратов в (58) принято, что погрешности размещения элементов решетки по модулю много меньше длины волны принимаемого излучения.

Таким образом, функция неопределенности реальной радиометрической системы является функцией случайных параметров, характеризующих погрешности размещения элементов антенной решетки. При малых значениях этих параметров искажаются в основном боковые лепестки функции неоп-

ределенности, в то время как основной лепесток ее практически не деформируется.

Легко убедиться, что математическое ожидание функции неопределенности совпадает с функцией неопределенности системы с идеальной антенной:

$$\langle \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) \rangle = \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y), \quad (59)$$

а неконтролируемый уровень боковых лепестков, обусловленных обсуждаемыми факторами, может быть оценен как предельное значение отклонения

$\delta \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ аппаратной функции $\Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ реальной системы от расчетной $\Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$:

$$\begin{aligned} \delta \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y) - \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) = \\ &= jC \sum_i \sum_k \int_T G(t) \frac{(\Delta \bar{\rho}_i - \Delta \bar{\rho}_k) \Delta \bar{r}}{\sqrt{1 + (\gamma_0 t)^2} R(y)} \times \\ &\quad \times \exp[-j2\pi \bar{B}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt. \end{aligned} \quad (60)$$

Очевидно, что математическое ожидание $\delta \tilde{\Psi}(0, \Delta x, y, y + \Delta y)$ равно нулю, а дисперсия σ_{Ψ}^2 равна

$$\begin{aligned} \sigma_{\Psi}^2 &= C^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n \langle \int_T G(t) \frac{(\Delta \bar{\rho}_i - \Delta \bar{\rho}_k) \Delta \bar{r}}{\sqrt{1 + (\gamma_0 t)^2} R(y)} \times \\ &\quad \times \exp[-j2\pi \bar{B}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt \times \\ &\quad \times \int_T G(t) \frac{(\Delta \bar{\rho}_l - \Delta \bar{\rho}_n) \Delta \bar{r}}{\sqrt{1 + (\gamma_0 t)^2} R(y)} \times \\ &\quad \times \exp[-j2\pi \bar{B}_{ln}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt \rangle = \\ &= C^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n \langle (\Delta \bar{\rho}_i - \Delta \bar{\rho}_k)(\Delta \bar{\rho}_l - \Delta \bar{\rho}_n) \rangle \left| \Delta \bar{r} / R(y) \right|^2 \times \\ &\quad \times \int_T \int_T \exp\{-j2\pi [\bar{b}_{ik}(t_1) - \bar{b}_{ln}(t_2)] \Delta \bar{r} / R(y)\} dt_1 dt_2. \end{aligned} \quad (61)$$

Учитывая (57), находим

$$\begin{aligned} \sigma_{\Psi}^2 &= C^2 \sigma_{\rho}^2 \left| \frac{\Delta \bar{r}}{R(y)} \right|^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n (\delta_{li} - \delta_{ni} - \delta_{lk} + \delta_{kn}) \times \\ &\quad \times \int_T \int_T \exp\{-j2\pi [\bar{B}_{ik}(t_1) - \bar{B}_{ln}(t_2)] \Delta \bar{r} / R(y)\} dt_1 dt_2 \leq \\ &\quad \leq \left| \frac{\Delta \bar{r}}{R(y)} \right|^2 \frac{\sigma_{\rho}^2}{M}. \end{aligned} \quad (62)$$

Поскольку в рабочем диапазоне значений Δr величина $|\Delta \bar{r} / R(y)|^2 < 0.1$, получаем окончательно

$$\sigma_{\Psi}^2 \leq \left| \frac{\Delta \bar{r}}{R(y)} \right|^2 \frac{\sigma_{\rho}^2}{M}. \quad (63)$$

В частности, при $\sigma_{\rho} = 0.1$ и $M = 25$ неконтролируемый уровень любого из боковых лепестков функции неопределенности не будет превосходить с вероятностью 0.997 значения -34 дБ. Это значит, что требования к точности размещения элементов антенной решетки оказываются не слишком жесткими и снижаются с увеличением их числа. Тем не менее, учитывая длительные сроки автономной работы систем рассматриваемого типа, в их составе должны быть предусмотрены технические средства для периодического контроля положения фазовых центров элементов антенной решетки с формированием соответствующих данных для последующего использования их при обработке радиотепловых сигналов.

ВЛИЯНИЕ ОТКЛОНЕНИЙ ТРАЕКТОРИИ НОСИТЕЛЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ОТ РАСЧЕТНОЙ

Отклонения траектории и параметров угловой ориентации носителя радиометрической системы от расчетных на качество радиоизображения влияет двояко. Во-первых, так же, как и для типовых систем дистанционного зондирования, эти факторы приводят к погрешностям координато-временной привязки кадра радиоизображения. Во-вторых, параметры орбиты КА входят в выражение для опорного сигнала, используемого при обработке данных, снимаемых с элементов антенной решетки. Соответственно, наличие обсуждаемых погрешностей приводит к погрешностям в формировании опорного сигнала и, значит, к искажению аппаратной функции системы и снижению чувствительности системы. В этом разделе анализируется вторая группа вопросов.

Функция неопределенности радиометрической системы задана соотношением (20) из работы Пискоржа и др. (1995а):

$$\begin{aligned} \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= C \sum_T \sum_k \int_{-T}^T \exp[-j2\pi \bar{B}_{ik}(t) \Delta \bar{r} / R(y)] dt. \end{aligned} \quad (64)$$

Здесь

$$\bar{b}_{ik}(t) = \frac{\bar{b}_{ik} \cdot R(y)}{|R(y) - V_0 t|} = \frac{\bar{b}_{ik}}{\sqrt{1 + [\gamma(y)t]^2}}, \quad (65)$$

$$\gamma(y) = \frac{V_0}{R(y)}.$$

Несложно показать, что основное влияние на опорный сигнал $\exp[-j2\pi\bar{b}_{ik}(t)\Delta\bar{r}/R(y)]$ оказывает отклонение орбиты КА по высоте. При этом функция $\gamma(y)$ будет отличаться от требуемой как за счет отличий в $R(y)$, так и за счет отличий в значении орбитальной скорости V_0 , связанных с высотой орбиты. Влиянием указанных факторов можно пренебречь, если максимальное изменение под их действием аргумента экспоненты в опорном сигнале существенно меньше 2π . Это означает, что должно выполняться неравенство

$$\delta[\bar{b}_{ik}(t)\Delta\bar{r}/R(y)] \ll 1. \quad (66)$$

Варьируя левую часть (66) по высоте h орбиты КА, находим

$$\delta[\bar{b}_{ik}(t)\Delta\bar{r}/R(y)] = \delta h \Delta r b_m \frac{2(R_3 + h) - h}{2h(R_3 + h)R(y)}, \quad (67)$$

где R_3 — радиус Земли, b_m — максимальный размер базы.

Из последнего соотношения могут быть определены требования к точности поддержания высоты орбиты КА

$$\delta h \ll \frac{h(R_3 + h)R(y)}{\Delta r b_m (2R_3 + h)}. \quad (68)$$

Учитывая, что орбиты КА для исследования природных ресурсов Земли таковы, что $R_3 \gg h$, а отношение $\Delta r/R(y)$ не превосходит единицы, упростим полученное неравенство:

$$\delta h \ll \frac{h}{2b_m} \approx \frac{\Delta}{2}. \quad (69)$$

Здесь Δ — требуемая разрешающая способность радиометрической системы на поверхности Земли.

Таким образом, погрешность определения высоты КА — носителя радиометрической системы с синтезированием апертуры должна быть существенно меньшей разрешающей способности последней.

Отметим, что требования по точности определения высоты КА хорошо согласуются с требованиями по боковому и продольным его смещениям и ужесточаются по мере повышения разрешающей способности радиометрической системы.

ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРЫ ЗЕМЛИ

Изменение наклона фронта волны, приходящей на антенную решетку радиометра от одного элемента

разрешения на местности, по отношению к плоскости антенной решетки за время синтезирования происходит под действием двух факторов. Во-первых, за счет изменения взаимного положения антенной решетки и излучающей поверхности, и во-вторых, за счет изменения условий распространения радиоволн в атмосфере — изменения угла рефракции волны по отношению к перемещающейся приемной антенне. Первый фактор является полезным, второй же — мешающим, приводящим, строго говоря, к расфокусировке радиометра и уширению главного лепестка его функции неопределенности.

В дипазах длин волн, используемых в радиометрических системах ДЗ (менее 30 см), основной вклад (Колосов и др., 1969) дает тропосферная рефракция. При этом зависимость угла рефракции $\xi(\theta)$ (угла между касательными к лучу, проведенными в точках излучения и приема) от зенитного угла θ описывается приближенным соотношением (Колосов, 1969)

$$\xi(\theta) = N_0^* \operatorname{tg}\theta \cdot 10^{-6}. \quad (70)$$

Здесь N_0^* — приведенный коэффициент преломления у поверхности Земли, который принимает значения от 250 до 400.

В процессе синтезирования апертуры зенитный угол изменяется в интервале порядка $\pm 45^\circ$, а разность хода $\Delta l(\theta)$ лучей, принимаемых на концах базы длиной b , изменяется при этом по закону

$$\Delta l(\theta) = b N_0^* \operatorname{tg}\theta \cdot 10^{-6}. \quad (71)$$

Полагая в (71) значение $N_0^* = 320$, а длину базы $b = 20$ м, находим, что при изменении зенитного угла в указанных выше пределах, разность хода лучей, обусловленная тропосферой, может изменяться в пределах ± 6.4 мм. Таким влиянием тропосферы можно пренебречь в дециметровом диапазоне, однако в сантиметровом и особенно в миллиметровом оно становится значимым и требует принятия специальных мер по его компенсации.

В частности, в алгоритме (9) из работы Пискоржа и др. (1995а) формирования радиоизображения тропосферная поправка может быть определена путем вычисления фазового сдвига $\Delta\varphi(x, y, t)$, соответствующего разности хода (71). Легко показать, что он равен

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(x, y, t) &= \\ &= 2\pi N_0^* \cdot 10^{-6} \left[\frac{b_{\text{ик}} \theta_x(x, y, t)}{\sqrt{1 - \theta_x^2(x, y, t)}} + \frac{b_{\text{ик}} \theta_y(x, y, t)}{\sqrt{1 - \theta_y^2(x, y, t)}} \right] \end{aligned} \quad (72)$$

где $\bar{b}_{ik} = (\bar{\rho}_i - \bar{\rho}_k)/\lambda_0$ — вектор базы, соединяющий фазовые центры k -го и i -го элементов антенной решетки, выраженный в длинах волн принимаемого излучения, а тангенс зенитного угла выражен через направляющие косинусы угла визирования излучающего элемента поверхности и центра антенной решетки.

При этом алгоритм (9) (Пискорж и др., 1995а) примет следующий вид:

$$\hat{B}(x, y) = \sum_{k=1}^M \sum_{i>k}^M 2\operatorname{Re} \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \dot{U}_i(t) \cdot \dot{U}_k^*(t) \times \exp\left[-j\left[2\pi\bar{b}_{ik}\bar{\theta}(x, y, t) + \Delta\varphi(x, y, t)\right]\right] dt. \quad (73)$$

Аналогичным образом может быть определена и введена тропосферная поправка и в полученный в работе Пискоржа и др. (1995б) алгоритм обработки широкополосных радиотепловых сигналов.

Отметим, что необходимое для определения тропосферной поправки приземное значение приведенного коэффициента преломления тропосферы может быть определено по метеоданным для района съемки и передано на борт КА вместе с планом работы радиометрической системы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполнен анализ аппаратурных погрешностей радиометрических систем с синтезированием апертуры. Показано, что погрешности, обусловленные квантованием входных данных и округлением промежуточных результатов, носят энергетический характер и сводятся к некоторому увеличению шумового фона изображения. Неидентичность каналов

предварительной обработки сигналов, погрешности геометрии антенной решетки, отклонения траектории носителя системы от расчетной, равно как и атмосфера Земли приводят к искажению аппаратной функции системы. Получены соотношения, позволяющие предъявить требования к качеству изготовления составных частей радиометрической системы.

Колосов М. А., Арманд Н. А., Яковлев О. И. Распространение радиоволн при космической связи. — М.: Связь, 1969.— 155 с.

Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. первая. — М.: Сов. радио, 1969.—752 с.

Пискорж В. В., Кирилук В. М. Верещак А. П. Радиометрические системы с синтезированием апертуры. I. Потенциальные возможности // Космічна наука і технологія.—1995а.— 1, № 2-6.—С. 18—26.

Пискорж В. В., Кирилук В. М. Верещак А. П. Радиометрические системы с синтезированием апертуры. II. Цифровая обработка сигналов // Космічна наука і технологія.—1995б.—1, № 2-6.—С. 27—38

RADIOMETRIC APERTURE SYNTHESIS SYSTEM FOR REMOTE SENSING OF EARTH'S NATURAL RESOURCES FROM SPACE. III. METROLOGICAL ANALYSIS

V. V. Piskorz, V. M. Kyrlyuk, and A. P. Vereschak

Instrumental errors of radiometric aperture synthesis systems are analyzed. The errors caused by the quantization of input data and by rounding off intermediate results are shown to be energy errors in nature, and their effect is limited to some increase in the image background noise. Dissimilarity of channels of preliminary signal processing and errors in the antenna array geometry produce the same effects. Relations which describe the requirements imposed on radiometric system components have been derived.