

УДК 621.396.962

**Радиометрические системы
с синтезированием апертуры
для исследования природных ресурсов Земли
из космоса. II. Цифровая обработка сигналов**

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

¹ Научно-дослідний інститут радіотехнічних вимірювань, Харків

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

Надійшла до редакції 23.06.95

В настоящей статье получены квазиоптимальные алгоритмы цифровой обработки узкополосных и широкополосных сигналов в радиометрических системах с синтезированием апертуры, приведены функциональные схемы соответствующих устройств обработки. Показано, что эти устройства просты в реализации, а показатели их качества близки к теоретически предельным. Рассмотрен алгоритм некогерентного накопления изображений, позволяющий без дополнительных аппаратных затрат существенно повысить чувствительность радиометрических систем.

ВВЕДЕНИЕ

Полученный Пискоржем и др. (1995) алгоритм оптимальной обработки радиотепловых сигналов в радиометрической системе с синтезированием апертуры сложнее алгоритмов, используемых в типовых радиометрах, что является естественной платой за существенное улучшение качественных показателей рассматриваемых радиометрических систем. Реализация таких алгоритмов возможна только с широким привлечением методов и устройств цифровой обработки сигналов.

В настоящей статье получены квазиоптимальные алгоритмы цифровой обработки узкополосных и широкополосных радиотепловых сигналов, а также обсуждаются вопросы практической реализации этих алгоритмов.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Алгоритм оптимальной обработки случайных сигналов в радиометре с синтезированием апертуры

(Пискорж и др., 1995) предусматривает формирование функции $\hat{B}(x, y)$ (оценки распределения радиояркости излучающей поверхности):

$$\hat{B}(x, y) = \int G \left(t - \frac{x}{V_0} \right) \times \left| \sum_{i=1}^M \tilde{U}_i(t) \exp \left\{ -j2\pi \left[ft + \frac{\rho_i \cdot \theta(x, y, t)}{\lambda_0} \right] \right\} \right|^2 dt.$$

Практически формируются значения функции $\hat{B}(x_i, y_p)$ для дискретной последовательности координат $x_i = l\Delta x$, $y_p = p\Delta y$ из области определения $\hat{B}(x, y)$. Интервалы Δx и Δy дискретизации обычно выбираются равными разрешающей способности радиометрической системы по соответствующим координатам. Учитывая также, что «развертка» изображения по оси x осуществляется за счет движения космического аппарата по орбите, под интегралом в этом алгоритме можно перейти к новой переменной интегрирования $t = t - x_i / V_0$. При этом в момент времени t завершается формирование изображения участка поверхности Земли,

над которым космический аппарат находился в момент $t - T/2$. С учетом сказанного рассматриваемый алгоритм преобразуется к следующему виду:

$$\hat{B}(x_1, y_p) = \int_{\frac{x_1}{V_0} - \frac{T}{2}}^{\frac{x_1}{V_0} + \frac{T}{2}} G(t) \left| \sum_{i=1}^M \tilde{U}_i(t) \exp \left\{ -j2\pi \left[f_0 t + \frac{\rho_{ix} V_0 t + \rho_{iy} y_p}{\lambda_0 R(y_p) \sqrt{1 + (\gamma(y_p) t)^2}} \right] \right\} \right|^2 dt. \quad (1)$$

Алгоритм (1) предполагает проведение на первом этапе пространственной обработки, содержанием которой является фокусировка антенной решетки в каждый момент времени в точки с координатами (x_1, y_p) (формирование веера диаграмм направленности) и на втором этапе — временной обработки, содержанием которой является некогерентное накопление результатов пространственной обработки.

Изменяя в выражении (1) порядок суммирования и интегрирования, получим второй вариант алгоритма оптимальной обработки:

$$\hat{B}(x_1, y_p) = \sum_k^M \sum_i^M \int_{\frac{x_1}{V_0} - \frac{T}{2}}^{\frac{x_1}{V_0} + \frac{T}{2}} G(t) \dot{U}_i(t) \dot{U}_k^*(t) \times \exp \left[-j2\pi \frac{b_{ikx} V_0 t + b_{iky} y_p}{R(y_p) \sqrt{1 + (\gamma(y_p) t)^2}} \right] dt. \quad (2)$$

В выражении (2), как и в (1), пространственная и временная обработки не разделяются в том смысле, что используемая при определении комплексных коэффициентов корреляции весовая функция различна для разных пар элементов антенной решетки. Этот факт существенно усложняет реализацию данных алгоритмов, особенно с помощью аналоговых устройств. Алгоритмы (1) и (2) равноценны с точки зрения конечного результата, поэтому предпочтение той или иной версии алгоритма обработки может быть отдано исходя из удобства ее реализации на доступной элементной базе.

Полученные выше оптимальные алгоритмы обработки радиотепловых сигналов ориентированы на реализацию с помощью аналоговых устройств. На практике, однако, аппаратные ошибки аналоговых систем, реализующих описанные процедуры, могут существенно превышать теоретически предельные. В связи с этим везде, где это возможно, аналоговую обработку стремятся заменять цифровой.

Из известных и обоснованных методов синтеза цифровых алгоритмов обработки (Фалькович, Хомяков, 1981), мы будем использовать метод, осно-

ванный на преобразовании в цифровую форму аналоговых оптимальных алгоритмов типа (1) и (2). При этом один из основных этапов преобразования состоит в дискретизации фигурирующих в них непрерывных функций $u(t)$ и $\dot{\sigma}(t, r)$, т. е. в представлении их в некотором, желательно ортогональном, базисе функций $\{\varphi_n(t)\}$. Независимо от вида $\varphi_k(t)$ аналоговый алгоритм (1) приобретает следующий вид:

$$\hat{B}(x_1, y_p) = \sum_{n=1}^N G_n \left| \sum_{i=1}^M \tilde{U}_{in} \sigma_{in}(x_1, y_p) \right|^2, \quad (3)$$

где G_n , \tilde{U}_{in} , $\sigma_{in}(x_1, y_p)$ — коэффициенты при n -й координатной функции $\varphi_n(t)$, полученные при разложении соответствующих функций в ряд ($\sigma_{in}(x_1, y_p)$ — коэффициенты разложения опорной экспоненты из (1)), N — число членов ряда, требуемое для приближения выходного эффекта $\hat{B}(x_1, y_p)$ с достаточной точностью. Совершенно аналогично дискретизация (2) дает

$$\hat{B}(x_1, y_p) = \sum_k^M \sum_i^M \sum_{n=1}^N G_n \tilde{U}_{in} \tilde{U}_{kn}^* \hat{\sigma}_{ikn}(x_1, y_p). \quad (4)$$

Здесь $\hat{\sigma}_{ikn}(x_1, y_p)$ — коэффициенты разложения фигурирующей в (2) опорной экспоненты.

Чаще всего для дискретизации используется теорема Котельникова, согласно которой

$$\varphi_n(t) = \text{sinc} 2\pi F(t - n\Delta t), \quad (5)$$

где F — верхняя частота в спектре сигнала; $\Delta t \leq 1/2F$; $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

При этом G_n , \tilde{U}_{in} , $\sigma_{in}(x_1, y_p)$, $\hat{\sigma}_{ikn}(x_1, y_p)$ являются просто значениями (отсчетами) соответствующих функций в моменты времени $t = n\Delta t$.

Далее величины G_n , \tilde{U}_{in} , $\sigma_{in}(x_1, y_p)$, $\hat{\sigma}_{ikn}(x_1, y_p)$ преобразуются в цифровой код, а функция $B(x, y)$ подвергается дискретизации, т. е. рассчитывается по формулам (3), (4) для дискретного множества значений аргументов. При этом должна сохраняться возможность восстановления $\hat{B}(x, y)$ по значениям $\hat{B}(x_1, y_p)$.

Большинство современных цифровых систем обработки в настоящее время в том или ином виде реализуют алгоритмы, подобные алгоритмам (3)—(4), основными недостатками которых являются сложность аналого-цифрового преобразования, наличие квадратурных каналов обработки, а также необходимость выполнения в реальном масштабе времени большого числа умножений.

Наряду с рассмотренной периодической дискретизацией принимаемых узкополосных процессов в

последнее время находит применение представление таких процессов последовательностью моментов времени прохождения их через нулевой уровень (Фалькович, Хомяков, 1981; Пискорж и др., 1991 и др.). Такие последовательности обычно называют временной последовательностью нулей, а соответствующее представление — представлением по временной последовательности нулей. Показано (Фалькович, Хомяков, 1981), что для узкополосного процесса $u(t)$ справедливо следующее представление:

$$u(t) = U(t)\cos\Psi(t) = \sum_n U(t_n)\gamma_s(t - t_n), \quad (6)$$

где $U(t)$ и $\Psi(t)$ — огибающая и полная фаза процесса $u(t)$; $\gamma_s(t) = [\text{sinc}(2\pi Ft) / (2\pi Ft)] \sin 2\pi f_0 t$ — узкополосная функция отсчета; $\{t_n\}$ — временная последовательность информационных нулей процесса $u(t)$, полученная стробированием полной последовательности «положительных» нулей процесса, т. е. моментов времени t_n прохождения процесса $u(t)$ через нуль, для которых производная $u'(t)$ положительна: $u'(t_n) > 0$. При этом частота следования стробирующих импульсов должна быть не меньше ширины спектра процесса $u(t)$.

Представление (6) и соответствующие алгоритмы существенно упрощаются при отказе от информации, содержащейся в огибающей $U(t)$ процесса $u(t)$, при этом в (6) коэффициенты $U(t_n)$ заменяются единицей, т. е.

$$u(t) \approx \cos\Psi(t) = \sum_n \gamma_s(t - t_n). \quad (7)$$

Для комплексных узкополосных процессов, как нетрудно убедиться, соответствующее представление имеет вид

$$\dot{u}(t) = u(t) + ju_{\perp}(t) \approx \exp[j\Psi(t)] = \sum_n \dot{\gamma}_0(t - t_n). \quad (8)$$

Здесь $\dot{\gamma}_0(t) = [\text{sinc}(2\pi Ft) / (2\pi Ft)] \exp(j2\pi f_0 t)$ — комплексная узкополосная функция отсчета; $u_{\perp}(t)$ — квадратурный процесс, связанный с $u(t)$ преобразованием Гильберта. Суммирование в (7) и (8) ведется по всем информационным нулям процесса $u(t)$, попавшим в интервал обработки.

Анализ потерь информации при таком упрощенном представлении входных данных будет выполнен ниже, здесь же приведем соответствующие дискретные алгоритмы обработки. Предварительно отметим, что алгоритм (2) более удобен в практической реализации поскольку позволяет каскадировать цифровую обработку, разделяя ее на функционально простую, но быстродействующую и относительно сложную, но медленную части.

В самом деле, алгоритм (2) можно переписать следующим образом, учитывая, что входящие в него детерминированные опорные функции изменяются на интервале синтезирования сравнительно медленно:

$$\hat{B}(x_i, y_p) = \sum_k \sum_i \sum_l G(lT_0) \dot{Y}_{ik}(lT_0) \times \exp \left[-j 2\pi \frac{b_{ikx} V_0 lT_0 + b_{iky} y_p}{R(y_p) \sqrt{1 + (\gamma(y_p) lT_0)^2}} \right], \quad (9)$$

где

$$\dot{Y}_{ik}(lT_0) = \int_{(l-0.5)T_0}^{(l+0.5)T_0} \dot{U}_i(t) \dot{U}_k^*(t) dt \quad (10)$$

— комплексные коэффициенты корреляции процессов, поступающих от i -го и k -го элементов антенной решетки, а длительность T_0 интервала интегрирования в (10) выбрана из условия

$$b_{\max} \gamma_0 T_0 \ll 1, \quad (11)$$

гарантирующего практическое постоянство на интервале интегрирования значений опорных сигналов. В частности, для рассмотренного Пискоржем и др. (1995) примера радиометрической системы дециметрового диапазона величина T_0 не должна превышать 0.3 с.

Подставляя (8) в (10), находим дискретный алгоритм формирования значений $\dot{Y}_{ik}(lT_0)$:

$$\dot{Y}_{ik}(lT_0) = \sum_n \sum_m \dot{\gamma}_0(t_{in} - t_{km}). \quad (12)$$

Учитывая быстрое спадание огибающей функции $\dot{\gamma}_0(t)$, последнее выражение можно упростить, перейдя от двойной суммы к однократной

$$\dot{Y}_{ik}(lT_0) \approx \sum_n \exp[j2\pi f_0(t_{in} - t_{kn}^{(i)})]. \quad (13)$$

В выражении (13) символом $t_{kn}^{(i)}$ обозначены нули процесса $u_k(t)$, ближайšie к нулям процесса $u_i(t)$, а суммирование в последних соотношениях ведется по всем нулям, попавшим в интервал времени $t \in [(l - 0.5)T_0, (l + 0.5)T_0]$.

Далее осуществляется аналого-цифровое преобразование входных данных t_{in} , т. е. замена

$$t_{in} \longrightarrow k_{in} f_{\Gamma}^{-1}$$

континуальных их значений целочисленными, путем, например, измерения времени t_n очередного достижения сигналом нулевого уровня с помощью счетчика, заполняемого импульсами с частотой f_{Γ} .

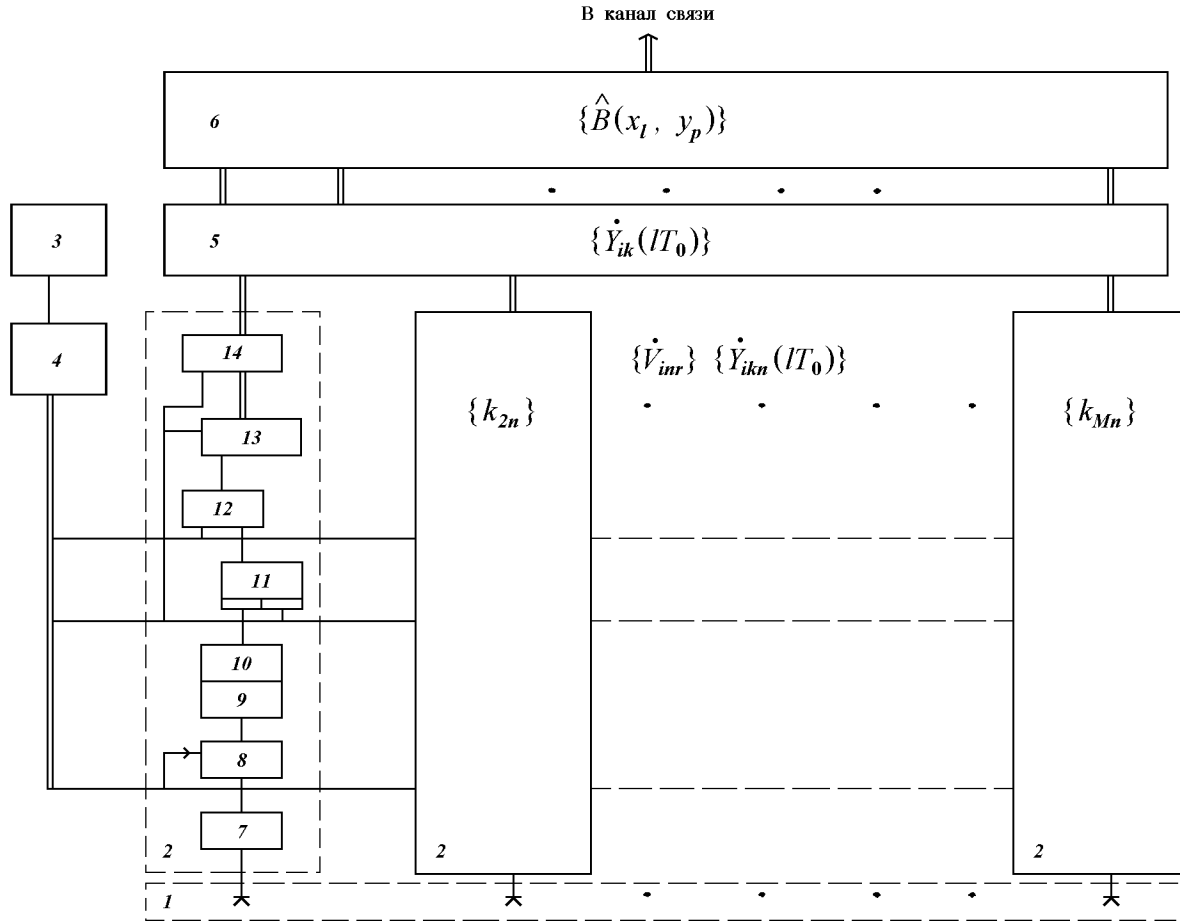


Рис. 1. Блок-схема радиометрической системы, реализующей алгоритм (9) и (13): 1 — антенная решетка, состоящая из M идентичных приемных элементов; 2 — блок предварительной обработки сигналов и аналого-цифрового преобразования; 3 — опорный генератор; 4 — синтезатор сетки опорных частот; 5 — блок цифровых корреляторов; 6 — блок цифровой обработки сигналов; 7 — малошумящий СВЧ усилитель (МШУ); 8 — смеситель; 9 — усилитель промежуточной частоты (УПЧ); 10 — ограничитель уровня сигнала; 11 — RS триггер; 12 — двухходовая схема совпадений; 13 — двоичный счетчик; 14 — регистр

На рис. 1 изображена блок-схема радиометрической системы, реализующей алгоритм (9), (13).

В аналоговой части радиометрической системы производится (после предварительного усиления в МШУ 7, преобразования по частоте в смесителе 8, основного усиления и фильтрации в УПЧ 9 жесткое ограничение обрабатываемых колебаний, поступающих из антенной решетки 1, и формирования коротких импульсов, соответствующих передним фронтам ограниченного сигнала в ограничителе 10. Далее RS-триггер 11 формирует импульсы, длительность которых $\delta t_{in} = t_{in} - n\Delta t$, открывающие двухходовую схему «И» 12, через которую тактовые импульсы поступают на счетный вход счетчика 13, формирующего двоичный код δ_{in} , соответствующий интервалу времени δt_{in} . Число δ_{in} фиксируется

в регистре 14, выход которого является выходом блока 2 предварительной обработки сигналов и аналого-цифрового преобразования. Числа δ_{in} , $i = 1, \dots, M$ являются входными данными для блока 3 цифровых корреляторов.

При этом в блоке 3 цифровых корреляторов, содержащем $M(M-1)/2$ функциональных узлов (число неповторяющихся баз в антенной решетке), построенных так, как это показано на рис. 2, реализуются вычисления по формуле (13), которая с учетом квантования преобразуется к следующему виду:

$$\dot{Y}_{ik}(IT_0) \approx \sum_n \exp \left[j2\pi \frac{\delta_{in} - \delta_{kn}^{(i)}}{P} \right], \quad (14)$$

где $P = f_T/f_0$.

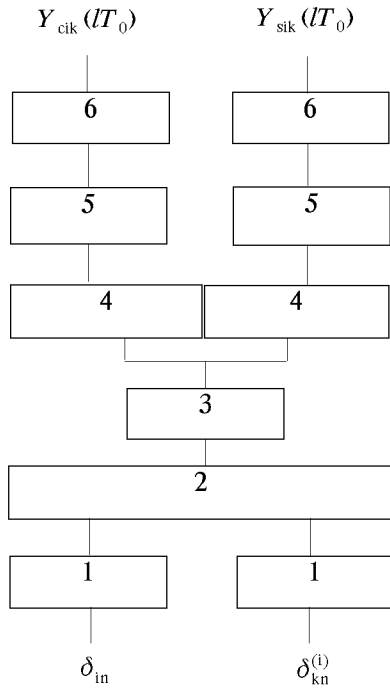


Рис. 2. Схема вычислительного узла

Учитывая периодичность фигурирующей в (14) экспоненты, вычисления по этой формуле удобно выполнять табличным методом, предварительно рассчитывая аргумент экспоненты по модулю 2π . Поскольку данные δ_{in} поступают на корреляторы с очень высокой частотой — по крайней мере не меньшей ширины спектра обрабатываемых сигналов (десятки и даже сотни МГц), то соответствующие вычисления реализованы в блоке 3 аппаратно.

Вычислительный узел (рис. 2) работает следующим образом. Данные δ_{in} фиксируются в темпе их поступления во входных регистрах 1 блока 3 цифровых корреляторов. Далее они поступают на комбинационный сумматор 2, где вычисляется разность $\delta_{ikn} = \delta_{in} - \delta_{kn}^{(i)}$ по модулю P . Полученные числа δ_{ikn} поступают затем через регистр 3 на адресные входы постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) 4, в котором хранятся отсчеты одного периода комплексной экспоненты $\exp[j2\pi\delta_{ikn}/P]$ (отдельно хранятся $\cos[2\pi\delta_{ikn}/P]$ и $\sin[2\pi\delta_{ikn}/P]$ — вещественная и мнимая ее части). Считываемые из ПЗУ отсчеты накапливаются (интегрируются) в накапливающих сумматорах 5, где к концу l -го элементарного интервала времени T_0

заканчивается формирование значений $Y_{cik}(IT_0)$ и $Y_{sik}(IT_0)$:

$$Y_{cik}(IT_0) = \sum_n \cos \left[2\pi \frac{\delta_{ikn}}{P} \right], \quad (15)$$

$$Y_{sik}(IT_0) = \sum_n \sin \left[2\pi \frac{\delta_{ikn}}{P} \right], \quad (16)$$

причем суммирование в последних формулах ведется по всем информационным нулям принимаемых процессов, попавшим в интервал времени $t \in [l - 0.5)T_0, (l + 0.5)T_0]$. Сформированные таким образом значения $Y_{cik}(IT_0)$ и $Y_{sik}(IT_0)$ переписываются в выходные регистры 6 блока цифровых корреляторов, а накопители 5 сбрасываются в ноль для подготовки к очередному циклу накопления.

Требования к быстродействию блока 6 цифровой обработки сигналов существенно мягче, чем к быстродействию блока цифровых корреляторов — входные данные поступают на него с темпом T_0 порядка десятых долей секунды, поэтому довольно сложные вычисления по алгоритму (9) целесообразно реализовать программно в микропроцессоре, являющимся основным элементом этого блока. При этом на данный блок могут быть возложены не только задачи обработки, но и управления работой всей радиометрической системы.

Выходные данные блока цифровой обработки сигналов — отсчеты $\hat{B}(x_i, y_p)$ радиоизображения земной поверхности, являющиеся выходными данными радиометрической системы через стандартный интерфейс поступают в линию связи для передачи потребителям этой информации.

Достоинствами предлагаемой системы цифровой обработки радиометрических сигналов по сравнению с традиционными, использующими периодическую дискретизацию, являются: во-первых — простота аналого-цифрового преобразования; фактически входные данные в виде последовательности импульсов без дополнительных преобразований непосредственно управляют работой цифровой схемы, во-вторых — высокое быстродействие, соизмеримое с быстродействием многоканальных аналоговых устройств; формирование комплексных коэффициентов корреляции $Y(IT_0)$ завершается практически сразу после прихода последнего на элементарном интервале наблюдения нуля; в-третьих — простота структуры вычислителя, гарантирующая его высокую надежность.

Элементы антенной решетки имеют значительный пространственный разнос, поэтому для уменьшения влияния неидентичности линий связи между элементами решетки и аппаратурой обработки, це-

лесообразно последнюю рассредоточить, разместив блоки предварительной обработки сигналов и аналого-цифрового преобразования в непосредственной близости от соответствующих элементов антенной решетки, скомпоновав их в единый приемо-обработывающий модуль, связанный цифровыми линиями связи с центральным блоком обработки, в котором размещены остальные, преимущественно цифровые, обрабатывающие узлы радиометрической системы.

КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА

Отказ от информации, содержащейся в огибающих радиометрических сигналов при переходе к квазиоптимальному алгоритму обработки эквивалентен замене в оптимальном алгоритме процессов $U_i(t)$ на процессы $\exp[\mathcal{N}_k(t)]$:

$$\tilde{Y}_{ik}(lT_0) \approx \int_{(1-0.5)T_0}^{(1+0.5)T_0} \exp[\mathcal{N}_i(t)] \exp[-\mathcal{N}_k(t)] dt. \quad (17)$$

Поскольку дальнейшая обработка в соответствии с (9) является линейной, то для анализа потерь, возникающих при квазиоптимальной обработке, достаточно оценить их для алгоритма (17) (в сравнении с оптимальным алгоритмом (10) формирования $\tilde{Y}_{ik}(lT_0)$). Определим с этой целью первые два момента комплексной случайной величины $\tilde{Y}(lT_0)$, распределенной по нормальному закону при большой величине произведения полосы $2F$ радиометрического сигнала на длительность T_0 интервала накопления в (17).

Математическое ожидание этой величины равно

$$\overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0)} = \int_{(1-0.5)T_0}^{(1+0.5)T_0} \overline{\exp[\mathcal{N}_i(t)] \exp[-\mathcal{N}_k(t)]} dt. \quad (18)$$

Здесь 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

$$\begin{aligned} & \overline{\exp[\mathcal{N}_k(t)]} = \\ & = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{2\sigma_n} \dot{s}_k(t) {}_1F_1(1/2, 2, -|\dot{s}_k(t)|^2/(2\sigma_n^2)). \end{aligned} \quad (19)$$

Здесь ${}_1F_1(1/2, 2, -|\dot{s}_k(t)|^2/(2\sigma_n^2))$ — вырожденная гипергеометрическая функция, близкая к единице

при малом значении аргумента (малом отношении сигнал/шум $\sigma_s^2/\sigma_n^2 \ll 1$ в одном канале приема).

С учетом (19) получаем, что практически для каждого случая слабых сигналов

$$\overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0)} \approx \frac{\pi}{8\sigma_n^2} \overline{\dot{Y}_{ik}(lT_0)} \quad (20)$$

— математические ожидания комплексных коэффициентов корреляции, а значит, и математические ожидания формируемых оптимальным и квазиоптимальным алгоритмами изображений пропорциональны. Отметим, что в соответствии с (19) при сильных сигналах эта пропорциональность нарушается.

Найдем дисперсию σ_y^2 комплексной случайной величины $\tilde{Y}_{ik}(lT_0)$:

$$\begin{aligned} \sigma_y^2 &= \overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0) \tilde{Y}_{ik}^*(lT_0)} = \\ &= \iint_{T_0} \overline{\exp[j\Psi_i(t_1)] \exp[j\Psi_i(t_2)]} \times \\ &\times \overline{\exp[-j\Psi_k(t_1)] \exp[-j\Psi_k(t_2)]} dt_1 dt_2. \end{aligned} \quad (21)$$

Пренебрегая для слабых сигналов сигнальным компонентом в (21) и используя корреляционные функции косинуса фазы стационарного нормального процесса (Левин, 1969), находим

$$\sigma_y^2 = (\pi/8)^2 \beta T_0, \quad (22)$$

где коэффициент β зависит от формы энергетического спектра шумов; при прямоугольной его аппроксимации $\beta \approx 1.19$.

Найдем, наконец, отношение мощности сигнальной составляющей к дисперсии помеховой при квазиоптимальной обработке:

$$\left| \overline{\tilde{Y}_{ik}(lT_0)} \right|^2 \frac{1}{\sigma_y^2} = \frac{1}{\beta} \sigma_s^2 / \sigma_n^2. \quad (23)$$

Соотношения (20), (23) означают, что квазиоптимальный алгоритм обработки радиометрических сигналов в статистическом смысле эквивалентен оптимальному. При слабых в сравнении с шумами полезных сигналах соответствующие потери носят энергетический характер и проявляются в ухудшении в β раз отношения сигнал/шум в квазиоптимальной системе в сравнении с оптимальной. Учитывая, что квазиоптимальный алгоритм обработки последовательностей нулей сигналов существенно проще в реализации оптимального, он может быть

рекомендован для использования в радиометрических системах с синтезированием апертуры.

ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕПЛОВЫХ СИГНАЛОВ

Приведенные выше алгоритмы обработки радиотепловых сигналов (как оптимальные, так и квазиоптимальные) получены в предположении, что принимаемые радиометрической системой поля удовлетворяют требованию пространственно-временной узкополосности:

$$2F/f_0 \ll \lambda_0/b_{\max}. \quad (24)$$

Вместе с тем указанное требование зачастую является весьма обременительным. В самом деле, для увеличения чувствительности радиометрической системы необходимо расширять полосу $2F$ обрабатываемых сигналов (увеличивать левую часть неравенства (24)), а для увеличения разрешающей способности — увеличивать отношение длины максимальной базовой линии антенной решетки к длине волны принимаемых колебаний, т. е. уменьшать правую часть этого неравенства. Особенно сложно данному требованию удовлетворить в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Таким образом, выполнение ограничения (24) существенно упрощает обработку радиотепловых сигналов, позволяя осуществлять фокусировку антенной решетки, т. е. компенсацию взаимных задержек сигналов, принимаемых разными элементами антенной решетки, фазовыми сдвигами соответствующих колебаний. Однако это упрощение приобретает цену отказа от возможности создания радиометрических систем с высокими качественными показателями.

При отказе от ограничения (24) алгоритм (2) приобретает вид

$$\begin{aligned} \hat{B}(x_i, y_p) &= \\ &= \sum_k^M \sum_i^M \int_{\frac{x_i}{V_0} - \frac{T}{2}}^{\frac{x_i}{V_0} + \frac{T}{2}} G(t) \dot{U}_i(t) \dot{U}_k^*(t) [t + \tau_{ik}(t, x_i, y_p)] dt. \end{aligned} \quad (25)$$

Здесь $\tau_{ik}(t, x_i, y_p)$ — запаздывание радиометрического сигнала от элемента разрешения с координатами (x_i, y_p) на k -м элементе антенной решетки относительно i -го элемента. Очевидно, что

$$\tau_{ik}(t, x_i, y_p) = \frac{b_{ikx}V_0t + b_{iky}y_p}{CR(y_p)\sqrt{1 + (\gamma(y_p)t)^2}}, \quad (26)$$

где C — скорость света.

Непосредственная реализация алгоритма (25) наталкивается на серьезные технические трудности, связанные с необходимостью задержки СВЧ-сигналов на изменяющуюся во времени величину. Для того чтобы привести этот алгоритм к виду, удобному для практической реализации, представим колебания $U_i(t)$ рядом Фурье:

$$\dot{U}_i(t) = \sum_{n=0}^N \dot{V}_{inr} \exp[j2\pi n\Delta f t], \quad (27)$$

$$t \in [r\Delta T, (r+1)\Delta T],$$

где коэффициенты ряда определяются соотношениями

$$\dot{V}_{inr} = \Delta f \int_{r\Delta T}^{(r+1)\Delta T} \dot{U}_i(t) \exp[-j2\pi n\Delta f t] dt, \quad (28)$$

а $\Delta f = \Delta T^{-1}$ и $N = 2F/\Delta f = 2F\Delta T$.

$$\begin{aligned} \dot{V}_{knr}[\tau_{ik}(t, x_i, y_p)] &= \\ &= \Delta f \int_{r\Delta T}^{(r+1)\Delta T} \dot{U}_k[t + \tau_{ik}(t, x_i, y_p)] \exp[-j2\pi n\Delta f t] dt \approx \\ &\approx \Delta f \int_{r\Delta T}^{(r+1)\Delta T} \dot{U}_k(t) \exp[-j2\pi n\Delta f t] dt \times \\ &\times \exp[j2\pi n\Delta f \tau_{ik}(r\Delta T, x_i, y_p)] = \\ &= \dot{V}_{knr} \exp[j2\pi n\Delta f \tau_{ik}(r\Delta T, x_i, y_p)]. \end{aligned} \quad (29)$$

В (28) и (29) длительность ΔT интервала разложения обрабатываемых процессов в ряд Фурье выбирается по крайней мере из двух условий. Во-первых, условия практического постоянства на этом интервале параметров опорных сигналов ($\Delta T \leq T_0$) и, во-вторых, условия

$$\Delta T \gg \tau_{ik\max} = b_{\max}/C, \quad (30)$$

позволяющего с достаточной для практики точностью при вычислении интеграла в (29) использовать замену переменной интегрирования $t_1 = t + \tau(t)$ без изменения пределов интегрирования. Как будет ясно из дальнейшего, реализация алгоритма обработки широкополосных радиометрических сигналов оказывается тем проще, чем меньшее число N слагаемых удастся использовать в рядах (28), (29). В частности, при $N = 1$ рассматриваемый алгоритм переходит в алгоритм обработки узкополосных сигналов.

Подставляя (29), (30) в (25) и интегрируя с использованием ортогональности базисных функций ряда Фурье, находим

$$\begin{aligned} \hat{B}(x_1, y_p) &= \\ &= \sum_{n=0}^N \sum_k^M \sum_i^M \sum_r^M G(r\Delta T) \dot{V}_{\text{inr}} \dot{V}_{\text{knr}}^* \times \\ &\times \exp[j2\pi n\Delta f \tau_{\text{ik}}(r\Delta T, x_1, y_p)]. \end{aligned} \quad (31)$$

С точки зрения практической реализации данного алгоритма удобно выбирать длительность интервала ΔT минимально возможной — благодаря этому уменьшается число N слагаемых в ряде (27). Целесообразно также длительность интервала T_0 делать кратной длительности ΔT , т. е. $T_0 = P\Delta T$. При этом комплексные коэффициенты $\dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0)$ корреляции процессов, принимаемых i -м и k -м элементами антенной решетки на частоте $f_0 + n\Delta f$, равны

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

С учетом (32) алгоритм формирования радиоизображения по широкополосному излучению земной поверхности принимает следующий вид:

$$\hat{B}(x_1, y_p) = \sum_{n=0}^N \hat{B}_n(x_1, y_p), \quad (33)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{B}_n(x_1, y_p) &= \sum_k^M \sum_i^M \sum_l^M G(IT_0) \dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0) \times \\ &\times \exp\left[-j2\pi \frac{b_{\text{ikx}}V_0IT_0 + b_{\text{iky}}y_p}{R(y_p)\sqrt{1 + [y(y_p)IT_0]^2}} \frac{\lambda_0}{\lambda_n}\right] \end{aligned} \quad (34)$$

— радиоизображение земной поверхности, формируемое по излучению, принимаемому в полосе частот $|f - (f_0 - n\Delta f)| \leq \Delta f/2$.

Таким образом, оптимальная обработка широкополосного излучения земной поверхности оказывается многоэтапной. На первом этапе осуществляется фильтрация (разделение) принимаемых колебаний гребенкой из N полосовых фильтров (соотношение (28)), при этом полоса пропускания каждого фильтра равна Δf , а частота настройки n -го фильтра равна $f_0 + n\Delta f$ (частотные характеристики соседних фильтров пересекаются на уровне 0.7). В результате из каждого широкополосного процесса $u_1(t)$ формируется N узкополосных процессов с комплексными огибающими $\dot{V}_{\text{inr}} = \dot{V}_{\text{in}}(r\Delta T)$, каждый из которых удовлетворяет требованию пространственно-временной узкополосности (24), совпадающим в данном случае с условием (30) приме-

нимости представления (29) рядом Фурье задержанного процесса. На втором этапе по каждому узкополосному процессу производится формирование радиоизображения путем определения в соответствии с (32) комплексных коэффициентов корреляции $\dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0)$ принимаемых i -м и k -м элементами антенной решетки процессов на частоте $f_0 + n\Delta f$ и весового их накопления (формула (34)). Сформированные таким образом парциальные изображения на третьем этапе усредняются по всем частотам в соответствии с (33). Отметим, что последняя операция может и не выполняться, при этом радиоизображение $\hat{B}(x_1, y_p)$ будет являться оценкой распределения интенсивности теплового радиоизлучения по координатам и частоте.

Так же, как и в случае обработки узкополосных процессов, может быть получен квазиоптимальный алгоритм обработки временной последовательности нулей широкополосных процессов $u_1(t)$ посредством подстановки представления (8) в (28) и (29). В результате получается

$$\dot{V}_{\text{inr}} = \sum_m \exp[-j2\pi(f_0 + n\Delta f)t_{\text{im}}]. \quad (35)$$

Суммирование в (35) ведется по всем информационным нулям t_{im} процесса $u_1(t)$, попавшим в интервал времени $[r\Delta T, (r+1)\Delta T]$. Последующая обработка осуществляется в соответствии с формулами (32)—(34).

Функциональная схема системы, реализующей полученный алгоритм, приведена на рис. 3.

Нумерация блоков на этой схеме сохранена такой же, как и на схеме рис. 1, однако алгоритмы функционирования блока 5 цифровых корреляторов и блока 6 цифровой обработки изменены. В частности, в блоке 5 осуществляется цифровая полосовая фильтрация принимаемых колебаний $u_1(t)$ блоком гребенчатых фильтров 5а и расчет комплексных коэффициентов $\dot{Y}_{\text{ikn}}(IT_0)$ корреляции для каждой из частот блоком корреляторов 5б. В блоке 6 формируются радиоизображения $\hat{B}_n(x_1, y_p)$ в каждой из N отфильтрованных частотных полосах, шириной Δf и усредненное по всем частотным каналам радиоизображение $\hat{B}(x_1, y_p)$ в соответствии с алгоритмами (34) и (33). Этот блок, так же как и в системе, обрабатывающей узкополосные сигналы, может быть реализован на микропроцессорах, но при этом производительность его должна быть по крайней мере в N раз большей, чем соответствующего блока на рис. 1.

Блок 5а цифровых гребенчатых фильтров содержит M (по числу элементов в антенной решетке) идентичных каналов обработки, каждый из кото-

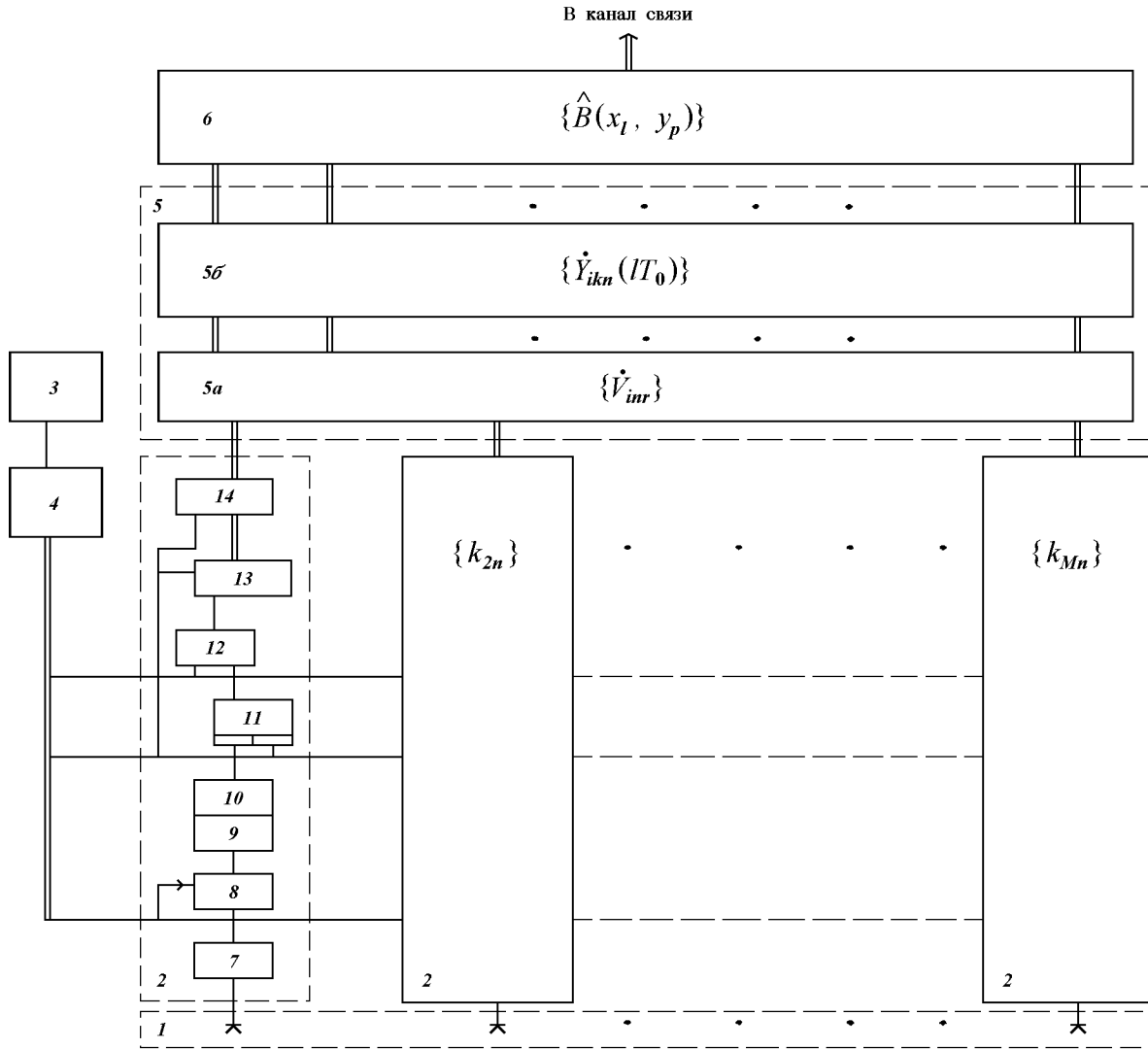


Рис. 3. Функциональная схема системы

рых представляет собой N канальный гребенчатый фильтр, вычисляющий на интервале времени длительностью ΔT по временной последовательности нулей колебаний, поступающих от соответствующего элемента антенной решетки, их дискретное преобразование Фурье в соответствии с выражением (35), которое с учетом квантования входных данных может быть приведено к следующему виду:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{inr} &= \sum_m \exp[-j2\pi(f_0 + n\Delta f)(m\Delta t + \delta_{im}/f_T)] = \\ &= \sum_m \exp[-j2\pi(f_0 m\Delta t + nm\Delta f\Delta t + \\ &\quad + (f_0/f_T)\delta_{im} + (\Delta f/f_T)n\delta_{im})]. \end{aligned} \quad (36)$$

Максимально возможный шаг дискретизации входных данных равен $\Delta t = 1/(2F)$. Значения f_0 , Δf и f_T удобно выбирать так, чтобы произведение $f_0\Delta t$ было целым числом, а $\Delta f\Delta t = 1/N$, $f_T/\delta f = K$, $f_0/\Delta f = W$, причем N , K и W — также целые числа, равные степени двойки, тогда первое слагаемое в аргументе экспоненты не влияет на ее величину, и выражение (36) преобразуется к виду

$$\dot{V}_{inr} = \sum_m \exp\{-j2\pi[nm(k/N + (W + n)\delta_{im})/K]\}. \quad (37)$$

Функциональная схема гребенчатого фильтра приведена на рис. 4.

Входные данные δ_{im} фиксируются по мере их

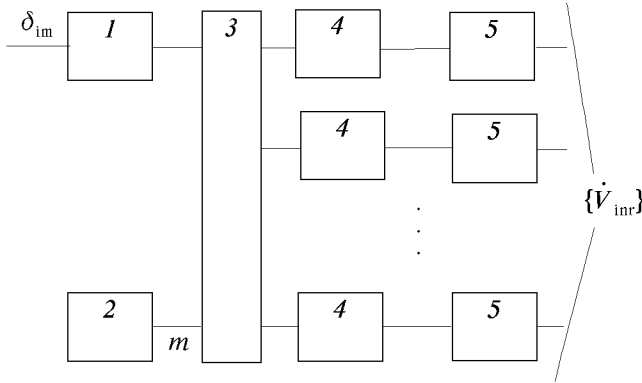


Рис. 4. Функциональная схема гребенчатого фильтра: 1 — регистр; 2 — счетчик времени; 3 — схема формирования адресов; 4 — ПЗУ; 5 — блок накапливающих сумматоров

поступления в регистре 1 и поступают далее совместно с содержимым m счетчика времени 2 на входы схемы 3 формирования адресов. Комбинационная схема формирования адресов вычисляет N значений аргумента экспоненты из (37) по модулю K в соответствии с формулой

$$q_{nm} = [nm(K/N) + (W + n)\delta_{im}]_{\text{mod}K}. \quad (38)$$

N адресов q_{nm} поступают на адресные входы N идентичных ПЗУ 4, в каждом из которых записаны K отсчетов экспоненты $\exp[-j2\pi i/K]$, $i = 0, \dots, K - 1$ (отдельно вещественная и мнимая ее части). Считываемые из ПЗУ отсчеты поступают в соответствующие накапливающие сумматоры 5, где в соответствии с (37) к концу очередного интервала накопления длительностью ΔT формируются отсчеты комплексных огибающих \dot{V}_{inr} «расфильтрованных» узкополосных процессов.

Блок 5б цифровых корреляторов содержит $NM(M - 1)/2$ (по числу неповторяющихся базовых линий в антенной решетке, умноженному на число N частотных каналов) идентичных каналов, вычисляющих по формуле (32) комплексные коэффициенты корреляции $Y_{ikn}(lT_0)$. Учитывая простоту алгоритма (32), малую разрядность обрабатываемых данных и достаточно жесткие требования к быстродействию этого блока, целесообразно соответствующие вычисления реализовать аппаратно.

Полученный в настоящем разделе алгоритм обработки радиотепловых сигналов в радиометрических системах с синтезированием апертуры существенно

сложнее в реализации алгоритмов раздела 1, что является естественной платой за снятие требования пространственно-временной узкополосности обрабатываемых полей.

НЕКОГЕРЕНТНАЯ ОБРАБОТКА РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

Использование в радиометрической системе антенной решетки и развитой цифровой обработки сигналов позволяет организовать некогерентное накопление изображений одного и того же участка местности, снятых на сдвинутых интервалах синтеза. Реализация этой процедуры позволяет улучшить отношение сигнал/шум в каждом элементе разрешения, т. е. чувствительность системы. Рассмотрим реализацию такой процедуры на примере системы, обрабатывающей узкополосные сигналы (алгоритм (2)). Внесем в этот алгоритм изменения, обеспечивающие параллельное формирование не одной строки изображения, а кадра примыкающих строк размером $(2P + 1) \times (2I + 1)$ элементов разрешения. Здесь $(2P + 1)$ — длина строки, ориентированной поперек следа орбиты космического аппарата на поверхности Земли, а $(2I + 1)$ — «ширина» кадра вдоль следа орбиты.

$$\begin{aligned} \hat{B}^{(l)}(l - n)\Delta x, y_p) = & \\ = \sum_k^M \sum_i^M \int_{\frac{x_l}{V_0} - \frac{T}{2}}^{\frac{x_l}{V_0} + \frac{T}{2}} G(t)\dot{U}_i(t)\dot{U}_k^*(t) \times & \\ \times \exp\left\{-j2\pi \frac{b_{ikx}V_0(t - n\Delta) + b_{iky}y_p}{R(y_p)\sqrt{1 + [y(y_p)(t - n\Delta)]^2}}\right\} dt. & \end{aligned} \quad (39)$$

В этом алгоритме $p = -P, \dots, P$, $n = -I, \dots, I$, $\Delta = \Delta x/V_0$, а верхний индекс в левой части означает, что данный кадр сформирован на l -м интервале синтеза.

Сформированные в соответствии с (39) на смежных интервалах синтеза кадры усредняются, в результате чего получается новая оценка $B(x_l, y_p)$ распределения радиояркости:

$$B(x_l, y_p) = (2N + 1)^{-1} \sum_{n=-N}^N \hat{B}^{(l-N-n)}[(l + n)\Delta x, y_p]. \quad (40)$$

Легко убедиться, что в (40) суммируются изображения одних и тех же элементов разрешения, полученные на разных интервалах синтеза.

В результате этого все слагаемые оказываются некоррелированными, а отношение математического ожидания оценки $\mathbf{B}(x_i, y_p)$ к ее стандартному отклонению (отношение сигнал/шум) увеличивается в $\sqrt{2N + 1}$ раз.

Кроме улучшения отношения сигнал/шум (уменьшения интенсивности шумового фона), использование алгоритма (40) приводит также и к соответствующему уменьшению так называемого «пятенного шума». Дело в том, что даже при отсутствии шумов приемных устройств и фонового излучения оценка радиояркости является по своей физической природе случайной функцией двух переменных, что проявляется в пятнистости формируемого изображения. В силу того что слагаемые в (40) являются изображениями одних и тех же элементов разрешения, полученными на разных интервалах обработки, и, более того, под отличающимися ракурсами, «пятенные» флюктуации этих слагаемых будут независимыми, что и приводит к улучшению в $\sqrt{2N + 1}$ раз отношения сигнал/«пятенный шум».

Рассмотрим влияние некогерентной обработки на форму функции неопределенности радиометрической системы, характеризующей ее разрешающую способность. Для этого определим реакцию алгоритма (40) на точечный излучатель случайного сигнала, заменив в выражении для функции неопределенности радиометрической системы (Пискорж и др., 1995) x_1 на $n\Delta x$, а усредненную функцию неопределенности найдем из (40), заменяя в этом выражении парциальные оценки распределения радиояркости на изображения точечного источника, полученные на смежных интервалах синтеза:

$$\begin{aligned} & \overline{\Psi(0, \delta x, y, y + \delta y)} = \\ & = (2N + 1)^{-1} \sum_{n=-N}^N \Psi(n\Delta x, n\Delta x + \delta x, y, y + \delta y) = \\ & = (2N + 1)^{-1} \sum_{n=-N}^N C \sum_i \sum_k \int_{\Gamma} G(t) \times \\ & \times \exp[-j2\pi \mathbf{b}_{ik}(t) \delta \mathbf{r} / R(n\Delta x, y)] dt. \end{aligned} \quad (41)$$

Из-за того что аргумент экспоненты каждого слагаемого в (41) зависит от n , причем с увеличением n скорость его изменения уменьшается, то с увеличением n происходит некоторое расширение главного лепестка парциальной функции неопределенности и «расползание» боковых лепестков. Это приводит к тому, что в результате усреднения главный лепесток результирующей функции неопределенности несколько расширится, а уровень удаленных боковых лепестков несколько снизится.

С точки зрения улучшения качества формируемого радиометрической системой изображения число N желательно выбирать возможно большим. Вместе с тем при удалении элемента разрешения от подспутниковой точки его протяженность Δx увеличивается. Простые геометрические построения показывают, что это увеличение описывается зависимостью

$$\Delta x(\theta) = h / (b_{\max} \cos^2 \theta) = \Delta x(0) / \cos^2 \theta, \quad (42)$$

где θ — угол визирования соответствующего элемента разрешения радиометрической системой. Легко убедиться, что тангенс максимального угла визирования равен $\operatorname{tg} \theta_{\max} \cong N \Delta x(0) / h = N / b_{\max}$, соответственно максимальная протяженность элемента разрешения (на краю кадра) равна

$$\Delta x_{\max} = \Delta x(0) [1 + (N / b_{\max})^2 / 2]. \quad (43)$$

Среднее же значение $\overline{\Delta x}$ протяженности элемента разрешения (ширина главного лепестка усредненной функции неопределенности (41)) будет при этом примерно равна

$$\Delta x_{\max} \approx \Delta x(0) [1 + (N / b_{\max})^2 / 2]. \quad (44)$$

Допуская изменение элемента разрешения при некогерентном накоплении не более чем на 10 %, находим

$$N < 0.5 b_{\max}. \quad (45)$$

То есть число N не должно превышать половины относительного размера максимальной базовой линии антенной решетки.

Кроме того, число N , а следовательно и максимальное отклонение луча диаграммы направленности радиометрической системы, не должно быть чрезмерно большим, поскольку при этом усиливается влияние рельефа излучающей поверхности на формируемое системой изображение. Наконец, последним фактором, ограничивающим максимальную протяженность кадра, является ширина диаграммы направленности элемента антенной решетки — отклонение луча радиометра не должно превосходить половины этой величины.

В частности, для рассмотренного Пискоржем и др. (1995) примера радиометрической системы с кольцевой антенной решеткой $b_{\max} = 100$ и, соответственно, $N = 50$. Это означает, что использование дополнительного накопления позволит в данном случае в 10 раз увеличить чувствительность радиометрической системы без дополнительных аппаратных затрат.

Высокая эффективность алгоритма дополнительного некогерентного накопления делает целесооб-

разным его использование в радиометрических системах с синтезированием апертуры. Вместе с тем отметим, что приведенная оценка числа N является ориентировочной, и для более точного его определения необходимы теоретические и экспериментальные исследования, выходящие за рамки настоящей работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье получены квазиоптимальные алгоритмы цифровой обработки узкополосных и широкополосных сигналов в радиометрических системах с синтезированием апертуры, приведены функциональные схемы соответствующих устройств обработки. Показано, что эти устройства

просты в реализации, а показатели их качества близки к теоретически предельным. Рассмотрен алгоритм некогерентного накопления изображений, позволяющий без дополнительных аппаратных затрат существенно повысить чувствительность радиометрических систем.

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

Пискорж В. В. Цифровой алгоритм измерения частоты и фазы неизвестного сигнала // Радиотехника.—1991.—№ 10.—С. 75—77.

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

Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. — М.: Радио и связь, 1981.—288 с.