

УДК 621.396

В. К. ВОЛОСЮК

Національний аерокосмічний університет ім. Н. Е. Жуковського «ХАІ», Україна

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ РАДИОТЕПЛОВЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ МОДУЛЯЦИОННОГО ТИПА

Используя современный метод статистической оптимизации приема и обработки радиотепловых сигналов, синтезированы оптимальные алгоритмы обработки сигналов в радиометрических приемниках модуляционного типа. Разработана многоканальная структурная схема радиометра с модуляцией полезного сигнала, оценивающая радиояркость температуры исследуемого источника, внутреннего шума и нестабильность коэффициента усиления приемника. На основе информационной матрицы Фишера получена предельная погрешность оценивания искомых параметров собственного радиотеплового излучения.

Ключевые слова: оптимизация, белый шум, модуляционный радиометр, предельная погрешность.

Введение

Наиболее широкое распространение в практике дистанционных исследований источников собственного радиотеплового излучения нашли радиометры модуляционного типа [1]. Операция модуляции полезного сигнала на входе радиометра до его прохождения через первые шумящие каскады приемника впервые была предложена в 1946 году профессором Робертом Генри Дикке [2]. За более чем 60 лет использования этих устройств их принцип действия и структурная схема существенно не изменились [3]. В большей мере совершенствовалась только элементная база и технические средства реализации самой процедуры модуляции сигнала. И метод приема сигналов и схема модуляционного радиометра являются весьма удачными инженерными решениями, но в значительной мере были разработаны и созданы эвристическим путем. Однако, несмотря на преимущества этой схемы, в ней недостаточно полно использованы ее потенциальные возможности. Усовершенствовать структуру модуляционного радиометра и повысить его эффективность можно на пути использования современных методов статистической оптимизации приема и обработки радиотепловых сигналов.

Математическая модель сигналов в радиометрах модуляционного типа. Уравнение наблюдения

Задача оптимизации решается в предположении, что коэффициент усиления приемника неста-

билен, передаточная характеристика

$$K(j2\pi f) = K_0(t)$$

не ограничена по частоте, а принимаемый полезный шумовой сигнал на входе модулируется функцией $m(t)$. В этом случае коэффициент усиления линейного тракта радиометра можно представить в виде суммы постоянной и флуктуирующей частей

$$K_0(t) = K_0[1 + \xi(t)], \quad (1)$$

где $\xi(t)$ – неизвестная функция, описывающая изменение передаточной характеристики во времени.

Предполагается, что в половину периода модулирующей функции $m(t)$ на вход приемника поступает полезный сигнал $s(t, \vec{\lambda})$ с выхода антенны, а половину периода – вход приемника по полезному сигналу закрыт. Но в эти моменты времени на вход подается шумовой сигнал $s_{\text{опор}}(t, \vec{\lambda})$ опорного источника. Поступая во входной тракт приемника сигналы полезного излучения и опорного источника смешиваются с внутренними шумами додетекторной части радиометра $n(t, \vec{\lambda})$.

Модель уравнения наблюдения для модуляционного радиометра можно записать в таком виде,

$$u(t) = K_0[1 + \xi(t)] \times \\ \times \{ [s(t, \vec{\lambda})m(t) + s_{\text{опор}}(t, \vec{\lambda})(1 - m(t))] + n(t, \vec{\lambda}) \}, \quad (2)$$

где

$$m(t) = \begin{cases} 1, & nT_m \leq t < (n+1/2)T_m, \\ 0, & (n+1/2)T_m \leq t < (n+1)T_m, \end{cases} \quad (3)$$

– модулирующая функция в виде меандра, прини-

мающая значения нуля или единицы, $n = \overline{0, N-1}$. В общем виде модулирующие функции могут иметь более сложный вид. Это могут быть кодированные последовательности импульсов, функции вида $m(t) = 1 \pm \cos \Omega t$ и др.

Процессы $s(t, \bar{\lambda})$, $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ и $n(t, \bar{\lambda})$ – белые шумы с нулевым средним и автокорреляционными функциями

$$0,5N_{0s}(\bar{\lambda})\delta(\tau), 0,5N_{0n}(\bar{\lambda})\delta(\tau), 0,5N_{0\text{опор}}(\bar{\lambda})\delta(\tau), \quad (4)$$

здесь $0,5N_{0s}(\bar{\lambda})$, $0,5N_{0n}$, $0,5N_{0\text{опор}}$ – двухсторонние ($f \in (-\infty, \infty)$) спектральные плотности мощности (СПМ) полезного и опорного случайного процессов и внутренних шумов радиометра.

Основным неизвестным параметром, требующим оптимальной оценки и построения соответствующей структуры оптимального радиометра, является СПМ $G_s(f, \bar{\lambda}) = 0,5N_{0s}(\bar{\lambda})$ или связанная с ней температура $T_s^\circ(\bar{\lambda})$. Однако, в рассматриваемой задаче неизвестными являются и другие СПМ процессов, входящих в уравнение наблюдения, и для определения даже одной из них необходимы алгоритмы, являющиеся решением системы нелинейных уравнений относительно всех неизвестных СПМ. Эти уравнения получают в результате дифференцирования по оцениваемым параметрам критерия оптимизации и приравнивания к нулю соответствующих частных производных.

Параметры $\bar{\lambda}$, входящие в $G_s(f, \bar{\lambda})$ – это обычно координатные параметры в задачах радиотеплолокации, электрофизические параметры исследуемых сред в задачах дистанционного зондирования, радиоастрономии и др. В общем случае могут представлять интерес параметры СПМ и шума $n(t, \bar{\lambda})$ и процесса $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$. Использование такой модели уравнения наблюдения также позволяет синтезировать алгоритмы оценок и этих параметров. В алгоритмах, рассмотренных ниже, оцениваемыми параметрами будут непосредственно сами СПМ – N_{0s} , $N_{0\text{опор}}$, N_{0n} или связанные с ними температуры T_s° , $T_{\text{опор}}^\circ$, T_n° . СПМ N_{0s} – это основной параметр, подлежащий оценке. N_{0n} – помеха, подлежащая подавлению (компенсации). $N_{0\text{опор}}$ – известная эталонная СПМ, но подлежащая в радиометре проверочной (калибровочной) оценке.

Связь между СПМ и эквивалентными температурами определяется выражениями:

$$N_{0s} = k_B T_s^\circ, N_{0\text{опор}} = k_B T_{\text{опор}}^\circ, N_{0n} = k_B T_n^\circ, \quad (5)$$

где k_B – постоянная Больцмана.

Корреляционная функция уравнения наблюдения, необходимая для дальнейшего решения оптимизационной задачи, имеет вид

$$R_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) = [1 + \xi(t_1)]^2 0,5 \times \\ \times [N_{0s} m^2(t_1) + N_{0\text{опор}} [1 - m(t_1)]^2 + N_{0n}] \delta(t_1 - t_2). \quad (6)$$

Найденная корреляционная функция $R_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) = R_u(t, \tau, \bar{\lambda})$ характеризует нестационарный случайный процесс, так как зависит не только от разности $\tau = t_1 - t_2$, но и от времени $t_1 = t$.

Постановка и решение оптимизационной задачи

На интервале времени наблюдения $[0, T]$ необходимо найти оценки неизвестных параметров $\bar{\lambda}$ в общем случае и, конкретно, в частном случае оценки СПМ N_{0s} , $N_{0\text{опор}}$, N_{0n} (или температур T_s° , $T_{\text{опор}}^\circ$, T_n°), среди которых СПМ N_{0s} является основным неизвестным параметром, а СПМ $N_{0\text{опор}}$ – подлежащим контрольной проверке. При этом полагается, что нестабильность коэффициента усиления радиометра $\xi(t)$ является медленно меняющейся функцией и практически постоянной на интервалах времени, равных периоду модуляции T_m .

Решение этой оптимизационной задачи находим в результате поиска максимума функционала правдоподобия, который для гауссовых стохастических процессов имеет вид [4]:

$$P[u(t) | \bar{\lambda}] = \\ = k(\bar{\lambda}) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W(t_1, t_2, \bar{\lambda}) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\}, \quad (7)$$

где $W(t_1, t_2, \bar{\lambda})$ – обратная корреляционная функция. Находится эта функция из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R(t_1, t_2, \bar{\lambda}) W(t_2, t_3, \bar{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3). \quad (8)$$

Множитель

$$k(\bar{\lambda}) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta t \rightarrow 0}} (\sqrt{2\pi |R_{ik}|})^{-1}, \quad i, k = \overline{1, N},$$

где $|R_{ik}|$ – определитель корреляционной матрицы дискретизованного с интервалом Δt случайного процесса $u(t)$ [4].

Обратную корреляционную функцию определяем из уравнения обращения (8),

$$W(t_1, t_3, \bar{\lambda}) = \delta(t_1 - t_3) \{ [1 + \xi(t_1)]^2 0,5 \times \\ \times [N_{0s} m^2(t_1) + N_{0опор} (1 - m(t_1))^2 + N_{0n}] \}^{-1}. \quad (9)$$

Дифференцируя логарифм функционала правдоподобия, заданного выражением (7), по оцениваемым параметрам λ_μ и приравнивая результаты к нулю, получим уравнение правдоподобия [5]

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[\frac{\partial R(t_1, t_2, \hat{\lambda})}{\partial \lambda_\mu} \right] W(t_1, t_2, \hat{\lambda}) dt_1 dt_2 - \\ - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[\frac{\partial W(t_1, t_2, \hat{\lambda})}{\partial \lambda_\mu} \right] u(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 = 0. \quad (10)$$

Нетрудно показать, что в этих уравнениях левые их части равны математическим ожиданиям правых. Правые части – это неусредненные части левых. Между ними знак равенства следует рассматривать как знак приравнивания, а правые части рассматривать только лишь как оценки левых. Как будет видно из дальнейших преобразований и исследований этих уравнений, они в общем виде определяют структуру алгоритмов обработки сигналов и структуру синтезируемого радиометра.

Дифференцируя выражения (6) и (9) по искомым параметрам N_{0s} , $N_{0опор}$, N_{0n} и подставляя результат в (10) получаем систему уравнений

$$N_{0s} + N_{0n} = \frac{2P_{cp\ m}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}, \quad (11)$$

$$N_{0опор} + N_{0n} = \frac{2P_{cp\ [1-m]}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}, \quad (12)$$

$$0,5N_{0s} + 0,5N_{0опор} + N_{0n} = \frac{P_{cp}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}. \quad (13)$$

Относительно шумовых температур эта система уравнений примет такой вид:

$$0,5\hat{T}_s^\circ + 0,5\hat{T}_n^\circ = \frac{P_{cp\ m}}{k_B \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)} = Y_{вых(s)}, \quad (14)$$

$$0,5\hat{T}_{опор}^\circ + 0,5\hat{T}_n^\circ = \frac{P_{cp\ [1-m]}}{k_B \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)} = Y_{вых(опор)}, \quad (15)$$

$$0,5\hat{T}_s^\circ + 0,5\hat{T}_{опор}^\circ + \hat{T}_n^\circ = \frac{P_{cp}}{k_B \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)} = Y_{вых(n)}. \quad (16)$$

Решая эту систему, находим,

$$\hat{T}_s^\circ = 2[Y_{вых(s)} - Y_{вых(опор)}] + T_{опор}^\circ = \\ = \Delta\hat{T}_s^\circ + T_{опор}^\circ, \quad (17)$$

где $Y_{вых(s)}$, $Y_{вых(опор)}$, $Y_{вых(n)}$ – выходные эффекты (сигналы) соответствующих каналов.

В этих уравнениях

$$P_{cp\ m} = \hat{P}_{cp\ m} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{m^2(t)}{[1 + \xi(t)]^2} u^2(t) dt,$$

$$P_{cp\ [1-m]} = \hat{P}_{cp\ [1-m]} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{[1 - m(t)]^2}{[1 + \xi(t)]^2} u^2(t) dt,$$

$$P_{cp} = \hat{P}_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{[1 + \xi(t)]^2} dt,$$

$$P_{cp\ m} = P_{cp\ [1-m]} = 0,5P_{cp}.$$

Следует отметить, что в эти выражения множитель $[1 + \xi(t)]^2$ входит в знаменатели как известная функция. Предложенных операций требуют оптимальные алгоритмы. Вводимые в эти алгоритмы функции $1 + \xi(t)$ сокращаются (компенсируются) с теми функциями, которые естественным образом входят в наблюдаемый на его выходе сигнал $u(t)$ (нестабильность коэффициента усиления радиометра). К сожалению, эти функции неизвестны. Необходимо либо измерять (оценивать) функцию неустойчивости коэффициента усиления $1 + \xi(t)$, либо исключить ее из алгоритмов обработки.

Отметим еще раз, что правые части уравнений (14) - (16) – это не точные значения левых частей, т.е. истинных значений шумовых температур или мощностей, а лишь их оценки, которые на практике являются результатами измерений. Поэтому знаки равенства, стоящие слева следует рассматривать лишь как знаки приравнивания истинных значений P_{cp} к их оценкам \hat{P}_{cp} . Алгоритмы таких измерений представлены правыми частями уравнений (14) - (16), каждое из которых можно осуществить в соответствующем измерительном канале радиометра, схема которого показана на рис. 1. В этой схеме введены следующие обозначения: ОИ – опорный источник, М – модулятор, ГМС – генератор модулирующего сигнала, ФНЧ – фильтр нижних частот, РУ – решающее устройство.

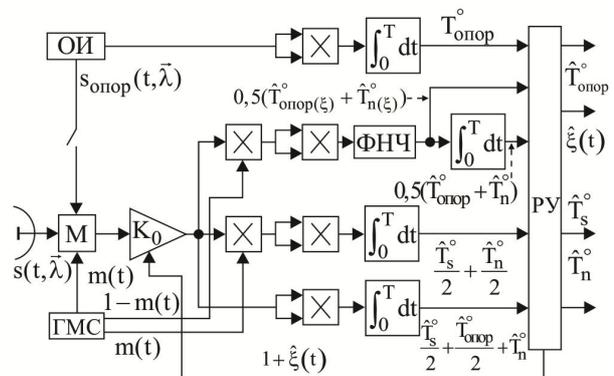


Рис. 1. Структурная схема алгоритмов оценки \hat{T}_s° , $\hat{T}_{опор}^\circ$, \hat{T}_n°

В решающем устройстве РУ вычисляются представляющие интерес температуры или их приращения. Характерные эпюры сигналов в каналах оценок соответствующих оценок температур \hat{T}_s° , $\hat{T}_{\text{опор}}^\circ$, \hat{T}_n° показаны на рис. 2.

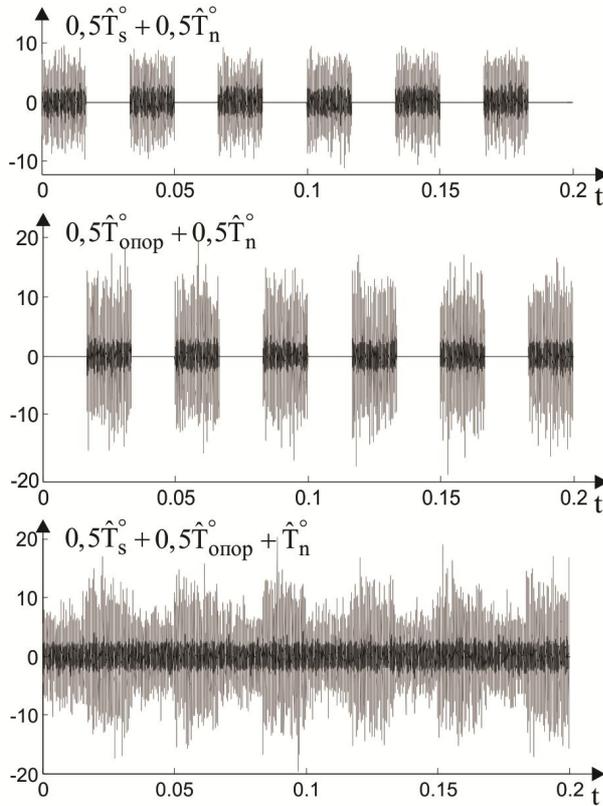


Рис. 2. Эпюры сигналов в каналах оценок температур \hat{T}_s° , $\hat{T}_{\text{опор}}^\circ$, \hat{T}_n°

Приближенную оценку функции $1 + \xi(t)$ можно осуществить, если в канале опорного сигнала в фильтре ФНЧ (см.рис. 1) перед интегратором выполнить усреднение сигнала после квадратора на значительно меньшем интервале времени, на котором функцию $\xi(t)$ можно считать практически постоянной величиной. При этом

$$[1 + \xi(t)]^2 \approx \frac{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ(\xi) + \hat{T}_n^\circ(\xi)}{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ}, \quad (18)$$

где $\hat{T}_{\text{опор}}^\circ(\xi) + \hat{T}_n^\circ(\xi)$ – оценка температур сигнала опорного источника и внутреннего шума на выходе ФНЧ, рис. 1.

В существующих радиометрических системах модуляционного типа множитель $[1 + \xi(t)]^2$ не вво-

дится в алгоритмы обработки. Исключив функцию нестабильности $\xi(t)$ из знаменателей, т.е. по существу из алгоритмов обработки и оставив ее в уравнении наблюдения и его энергетическом спектре, получим систему уравнений (14) - (16) в таком виде:

$$\begin{aligned} \alpha_\xi(N_{0s} + N_{0n}) &= k_B \alpha_\xi(\hat{T}_s^\circ + \hat{T}_n^\circ) = \\ &= \frac{2P_{\xi \text{ cp m}}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)} = Y_{\text{вых}\xi(s)}, \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \alpha_\xi(N_{0\text{опор}} + N_{0n}) &= k_B \alpha_\xi(\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ) = \\ &= \frac{2P_{\xi \text{ cp [1-m]}}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)} = Y_{\text{вых}\xi(\text{опор})}, \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \alpha_\xi\left(\frac{N_{0s}}{2} + \frac{N_{0\text{опор}}}{2} + N_{0n}\right) &= \\ = k_B \alpha_\xi\left(\frac{\hat{T}_s^\circ}{2} + \frac{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ}{2} + \hat{T}_n^\circ\right) &= \frac{P_{\xi \text{ cp}}}{\lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}. \end{aligned} \quad (21)$$

В этих уравнениях

$$P_{\xi \text{ cp m}} = \hat{P}_{\xi \text{ cp m}} = \frac{1}{T} \int_0^T m^2(t) u^2(t) dt,$$

$$P_{\xi \text{ cp [1-m]}} = \hat{P}_{\xi \text{ cp [1-m]}} = \frac{1}{T} \int_0^T [1 - m(t)]^2 u^2(t) dt,$$

$$P_{\xi \text{ cp}} = \hat{P}_{\xi \text{ cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt,$$

$$\alpha_\xi = T_\xi / T, \quad T_\xi = \int_0^T [1 + \xi(t)]^2 dt.$$

Таким образом, само по себе введение операции модуляции не снимает проблемы устранения влияния нестабильности коэффициента усиления на качество оценки температуры принимаемого излучения. Для устранения этого влияния можно предложить процедуру деления выходных сигналов радиометра [6-7],

$$\begin{aligned} \frac{Y_{\text{вых}\xi(s)}}{Y_{\text{вых}\xi(\text{опор})}} &= \frac{k_B \alpha_\xi(\hat{T}_s^\circ + \hat{T}_n^\circ)}{k_B \alpha_\xi(\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ)} = \\ &= \frac{\Delta \hat{T}_s^\circ + \hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ}{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ} = \frac{\Delta \hat{T}_s^\circ}{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ} + 1. \end{aligned} \quad (22)$$

Отсюда находим, что

$$\Delta \hat{T}_s^\circ = [Y_{\text{вых}\xi(s)} Y_{\text{вых}\xi(\text{опор})}^{-1} - 1] (\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ). \quad (23)$$

Однако здесь для определения $\Delta \hat{T}_s^\circ$ необходимо знание калиброванного значения T_n° , которое непосредственно из полученной системы уравнений найти нельзя. Тем не менее, эта оценка может быть весьма полезной при измерениях не абсолютных, а с точностью до неизвестного множителя $\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ$ относительных изменений температуры, например, при формировании изображений излучающих объектов в задачах радиоастрономии, картографирования земной поверхности и др.

Определение предельных погрешностей оценок параметров

Для определения предельной погрешности оценки только одного параметра N_{0s} (или T_s°) считаем единственный элемент матрицы Фишера

$$\Phi_{N_{0s}} = -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R(t_1, t_2, \bar{\lambda})}{N_{0s}} \frac{\partial W(t_1, t_2, \bar{\lambda})}{N_{0s}} dt_1 dt_2. \quad (24)$$

Подставив выражения (6) и (9) в формулу для элемента матрицы Фишера, находим предельную дисперсию погрешности оценки N_{0s}

$$\sigma_{N_{0s}}^2 = \frac{4(N_{0s} + N_{0n})^2}{T \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}, \quad \sigma_{T_s^\circ}^2 = \frac{4(T_s^\circ + T_n^\circ)^2}{T \lim_{\Delta F \rightarrow \infty} (2\Delta F)}. \quad (25)$$

Заключение

Синтезированы алгоритмы оптимальной обработки сигналов в радиометрах модуляционного типа на основе современной теории оптимальных статистических решений и оценок параметров вероятностных распределений. Для этого конкретного вида радиометров исследуется процесс не эвристического (на основе здравого смысла, научной и инженерной интуиции), а строгого математического синтеза алгоритмов обработки радиотепловых сигналов и соответствующих схемотехнических решений построения радиометров с использованием методов оптимизации, математической статистики и теории случайных процессов.

Показано, что в схему оптимального модуляционного радиометра включены следующие основные операции: квадратичное детектирование, синхронное детектирование с модулирующей функцией, нормировка детектированных колебаний на ве-

личину $[1 + \xi(t)]^2$ и интегрирование. Разработан алгоритм оценки функции $\xi(t)$, характеризующей нестабильность коэффициента усиления. Измеряя функцию нестабильности $\xi(t)$ имеется возможность по цепям обратных связей регулировать коэффициент усиления и компенсировать его нестабильность. Если эта функция неизвестна, то применение модуляции само по себе не устраняет влияние нестабильности на качество оценки шумовой температуры полезного сигнала. Для устранения этого влияния можно предложить операцию деления оценок температур, формируемых в каналах прохождения полезного и опорного сигналов. Однако эта операция не дает возможности оценить абсолютные значения температур или контрастов, так как требует знания калиброванного значения температуры внутреннего шума, как и в обычном компенсационном радиометре, но позволяет с точностью до неизвестного множителя оценивать относительные изменения температуры во времени или в пространстве при формировании изображений излучающих объектов.

Литература

1. Есепкина, Н. А. Радиотелескопы и радиометры [Текст] / Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парийский ; под ред. Д. В. Королькова. – М. : Наука, 1973. – 416 с.
2. Dicke, R. H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies [Text] / R. H. Dicke // Review of Scientific Instruments. – 1946. – Vol. 17. – P. 268–275.
3. Михайлов, В. Ф. Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие [Текст] / В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин, С. И. Брагин. – СПб. : СПбГУАП, 2003. – 404 с.
4. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 [Текст] / П. А. Бакут [и др.] ; под ред. Г. П. Тартаковского. – М. : Советское радио, 1963. – 424 с.
5. Волосюк, В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] : моногр. / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.
6. Павликов, В. В. Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа [Текст] / В. В. Павликов // Физические основы приборостроения. – 2011. – Т. 1, № 1. – С. 132–142.
7. Волосюк, В. К. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа [Текст] / В. К. Волосюк, В. В. Павликов // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 3. – С. 285–294.

Поступила в редакцію 12.05.2014, рассмотрена на редколлегии 19.05.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф., зав. каф. приема, передачи и обработки сигналов А. А. Зеленский, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ АЛГОРИТМІВ ОБРОБКИ РАДІОТЕПЛОВИХ СИГНАЛІВ У РАДІОМЕТРИЧНИХ ПРИЙМАЧАХ МОДУЛЯЦІЙНОГО ТИПУ

В. К. Волосяк

Використовуючи сучасний метод статистичної оптимізації прийому та обробки радіотеплових сигналів, синтезовано оптимальні алгоритми обробки сигналів у радіометричних приймачах модуляційного типу. Розроблено багатоканальну структурну схему радіометра з модуляцією корисного сигналу, яка оцінює радіояскравісну температуру джерела випромінювання, внутрішнього шуму та нестабільність коефіцієнта підсилення приймача. На основі інформаційної матриці Фішера отримано граничні похибки оцінювання власних параметрів радіотеплового випромінювання.

Ключові слова: оптимізація, білий шум, модуляційний радіометр, гранична похибка.

OPTIMAL ALGORITHMS SYNTHESIS OF RADIO THERMAL SIGNAL PROCESSING IN MODULATION TYPE RADIOMETRIC RECEIVERS

V. K. Volosyuk

Using a modern method of statistical optimization of radio thermal signal receiving and processing optimal algorithms of signal processing in modulation type radiometric receivers are synthesized. The multichannel block diagram of the radiometer with useful signal modulation estimating the radio brightness temperature of a studied source, internal noise and receiver gain instability is developed. On the basis of Fischer information matrix the limit error of required parameters estimation of own radio thermal radiation is received.

Key words: optimization, white noise, chopper radiometer, limit error.

Волосяк Валерій Константинович – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных устройств летательных аппаратов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: valeriy_volosyuk@mail.ru.